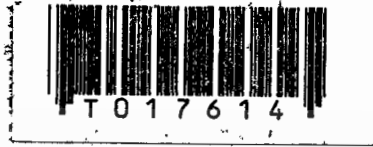


ตำหนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง
วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์
3 PHASE INVERTER FOR MOTOR DRIVE



มนตรี ห่วงอาษา

MONTRI HUANGASA B.Sc. (KU)

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ นิเชษฐาโรจน์

ADVISOR

ASSOC. PROF. DR. VIRIYA PICHETJAMROEN

B. ENG. (KMITL), M. ENG. (TOKAI), D. ENG. (MEIJI)

เลขหมู่ (ดพ. ๓15๓๑๑๓๓1

เลขทะเบียน 17614

วันที่รับ. ๑๕ ก.ค. ๒๕๓๕

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๓๔

ISBN 974-581-391-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ

Abstract

สารบัญรูป

สัญลักษณ์

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ	5
2.1	ทฤษฎีพื้นฐาน และหลักการควบคุม	5
2.2	วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	6
2.2.1	การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์	6
2.2.2	การควบคุมลลิตีเพาเวอร์	8
2.2.3	การควบคุมโดยไซโคลคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.4	การควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่ (V/F)	9
2.2.4.1	การปรับเอชไอเข้าที่พิกโวลต์เตจของวงจรมอเตอร์	11
2.2.4.2	การปรับดีซีอินพุตโวลต์เตจของวงจรมอเตอร์	11
2.2.4.2.1	การปรับเลือนจุดตัดของหม้อแปลงทางด้านอินพุต	11
2.2.4.2.2	การควบคุมโดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟน์ร่วมกับ วงจรถ้อปเปอร์	12
2.2.4.2.3	การควบคุมการทำงานของวงจรเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์	12
2.2.4.3	การควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์	13
2.3	วงจรหลักของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	15
2.3.1	วงจรเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส	15
2.3.2	วงจรมอเตอร์ 3 เฟสแบบ CCIC (Complementary Current Impulse Commutation)	15
2.3.3	ระบบการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 สำหรับ ควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	16

บทที่ 3 การออกแบบสัญญาณ PWM เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์โดยใช้เทคนิค
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดมุมสวิทชิง	
3.1 บทนำ	18
3.2 การวิเคราะห์สมการฟูเรียร์	18
3.3 การแก้สมการ Non-Linear โดยวิธี Newton-Raphson	23
3.3.1 กรณีฟังก์ชัน 2 มิติ	23
3.3.2 กรณีฟังก์ชัน n มิติ	24
3.4 การคำนวณหาค่ามุมสวิทชิง โดยวิธี Iteration	27
บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุมการทำงานไมโครโปรเซสเซอร์ 8031	33
4.1 บทนำ	33
4.2 วงจรควบคุมไมโครโปรเซสเซอร์ 8031	33
4.3 วงจรควบคุมเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส	35
4.3.1 วงจรแยกกราวด์	35
4.3.2 วงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์	35
4.3.3 วงจรกลับสัญญาณ	36
4.3.4 วงจรนับ	36
4.3.5 วงจรโมโนสเตเบิล	36
4.3.6 วงจรชั๊บกะ	37
4.4 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	37
4.5 วงจรตรวจจับระดับดีซีโวลต์เตจ และวงจร A/D	37
4.6 โปรแกรมควบคุมการทำงาน	38
4.6.1 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM	40
4.6.1.1 วิธีการเก็บข้อมูลสถานะสวิทชิง	41
4.6.1.2 วิธีการเปลี่ยนความถี่	42
4.6.1.3 วิธีการแปลงความถี่เป็นระดับควบคุมโวลต์เตจ	43
4.6.2 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณทริกวงจรถึงเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์	44
4.6.3 โปรแกรมควบคุมอัตราส่วนโวลต์เตจต่อความถี่ให้คงที่	44
บทที่ 5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC	49

5.1 บทนำ

5.2	หลักการทํางานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC	51
5.3	การวิเคราะห์สมการกระแสในช่วงคอมมิวเตท	52
5.3.1	ในช่วงที่ 1	52
5.3.2	ในช่วงที่ 2	55
5.3.3	ในช่วงที่ 3	56
5.4	การบั่น Trapped energy กลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง	58
5.5	การเลือกค่าอินดักเตนซ์ (L) และคาปาซิเตนซ์ (C) ที่เหมาะสม ในวงจรคอมมิวเตท	61
5.5.1	การวิเคราะห์ปริมาณ Trapped energy ใน L	61
5.5.2	การวิเคราะห์ปริมาณ Trapped energy ใน C	65
5.5.3	การคํานวณค่าพารามิเตอร์ของ Trapped energy และวิธีการ เลือกค่า L และ C ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท	66
5.6	ผลการทดลอง	69
5.6.1	ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตทขณะไม่มีการ บั่นพลังงานกลับกับกระแสซิมูเลทจากสมการ	69
5.6.2	ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตทขณะมีการ บั่นพลังงานกลับกับกระแสซิมูเลทจากสมการ	70
บทที่ 6	ผลการทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนํากระแสลับ 3 เฟส	71
6.1	ลักษณะคลื่นโวลท์เตจและกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนํากรณี ขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจํานวนพัลส์ต่างๆ	72
6.2	ผลการเปรียบเทียบสเปคตรัมกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจํานวนพัลส์ต่างๆ กับการคํานวณ	75
6.3	ผลการทดสอบคุณสมบัติของอัตราส่วน V/F กรณีขับเคลื่อน ด้วยคลื่น PWM ที่มีจํานวนพัลส์ต่างๆ	80
6.4	ผลการทดสอบคุณสมบัติ Speed-Torque curve กรณีขับเคลื่อน ด้วยคลื่น PWM ที่มีจํานวนพัลส์ต่างๆ	83
บทที่ 7	บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	89

กิติกรรมประกาศ	93
ภาคผนวก ก. ผลงานวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัย	94
ภาคผนวก ข. ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031	103
ภาคผนวก ค. ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีในวงจรรวม	122



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งใช้ไทรซิสเตอร์ทั่วไปเป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเทท ทั้งในส่วนของวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดบังคับการคอมมิวเตทของระบบควบคุมซึ่งประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์-อินเวอร์เตอร์ ที่เชื่อมต่อกันด้วยดีซี ในส่วนของไทรซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ได้ใช้หลักการคอมมิวเตทแบบใหม่ที่เรียกว่า CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) ซึ่งเป็นการรวมวิธีการคอมมิวเตทของวงจรแม็คเมอร์เรย์และแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ดเข้าด้วยกัน นอกจากนี้ยังได้มีการนำเอาพลังงานคอมมิวเตทที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซีลิงค์เพื่อวัตถุประสงค์ในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้น โดยเฉพาะกรณีที่มีการทำงานในลักษณะคลื่น PWM ซึ่งการคอมมิวเตทของวงจรจะเกิดบ่อยครั้งขึ้นตลอดจนได้อธิบายหลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC อย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์หาสมการของกระแสในช่วงการคอมมิวเตท พร้อมทั้งได้นำปริมาณพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทมาวิเคราะห์และคำนวณในเทอมคณิตศาสตร์ ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าอินดักแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตทได้ นอกจากนี้ยังได้ศึกษาและวิเคราะห์วิธีการกำจัดฮาร์โมนิกส์ของเอาต์พุทโวลต์เตจ 3 เฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยวิธีการกำหนดมุมสวิทช์ของคลื่น PWM และได้ใช้หลักการนี้ในการออกแบบสัญญาณ PWM 5 รูปแบบ ซึ่งมีจำนวนพัลส์เท่ากับ 1, 3, 7, 9 และ 11 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล มุมสวิทช์สำหรับคลื่น PWM ในแต่ละแบบสามารถคำนวณหาค่าได้โดยการกำหนดให้อาร์โมนิกส์ลำดับต่ำในย่านที่แน่นอนย่านหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ ตลอดย่านควบคุมของความถี่ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ สำหรับวงจรควบคุมการทำงานของระบบนี้ ได้นำไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาออกแบบสร้างสัญญาณควบคุมซึ่งมีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ประการแรกเพื่อสร้างชุดสัญญาณ PWM 5 ชุดที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 1, 3, 7, 9 และ 11 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิลเพื่อใช้สำหรับควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC ให้ทำงานในลักษณะคลื่น PWM และประการที่สองเพื่อควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่ให้คงที่

ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์ได้กล่าวถึงการนำเครื่องต้นแบบของระบบขับเคลื่อนที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการไปใช้ทดสอบขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพื่อทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆของระบบควบคุมเช่น องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆของลักษณะคลื่น PWM ที่ออกแบบไว้ ลักษณะคลื่นกระแสอิมพัลส์ในวงจรคอมมิวเตท อัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจและความถี่ และความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด เป็นต้น และได้นำผลเหล่านี้มาเปรียบเทียบกับผล

เอกสารการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลเป็นที่น่าพอใจนั้น ไม่นอญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

This thesis concerns analysis and experiment on a 3-phase induction motor drive, using the conventional thyristors as solid-state switching devices both in the phase-controlled ac/dc converter and force-commutation inverter circuits of the dc-linked converter-inverter system. The thyristorized inverter utilizes a new commutation method called CCIC(Complementary Current Impulse Commutation) which is a combination of Mc Murray and Mc Murray-Bedford methods. Moreover, the commutating energy trapped in the commutating circuit is also fed back to the dc link supply. This results in an inverter of higher efficiency, especially for the PWM mode of operation in which circuit commutation occurs more frequently. The circuit operation of the CCIC inverter and commutating current are described and investigated in details. Then, the trapped energy is also analyzed and expressed in a mathematical term which is then used to calculate the optimum value of commutating inductance and capacitance. The method of harmonic elimination in the 3-phase output voltage of the inverter by means of PWM switching angles, is studied and analyzed and five PWM patterns of 1, 3, 7, 9 and 11 pulses per half-cycle are also designed for use in this case. The switching angles of these PWM patterns are calculated under the assumption that for each PWM pattern a certain range of low-order harmonic is eliminated over the whole control range of inverter output frequency. The Microprocessor 8031 is used in the control system for two main purposes; one is for generating five PWM patterns of 1, 3, 7, 9 and 11 pulses per half-cycle for the CCIC inverter to operate in a PWM mode, and the other for the control of constant voltage-to-frequency ratio.

In the last chapter of this thesis, the prototype of the motor drive system is also set up in the laboratory and used to test the 3-phase induction motor so as to obtain the operating characteristics of the control system: such as, harmonic content of these PWM patterns, commutating current impulse waveform, voltage-to-frequency ratio, and motor speed-torque relation, etc., and they are also compared with the theoretical results which appear to be satisfactory.

สารบัญรูป

รูปที่ 2.1	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด	7
รูปที่ 2.2	แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีเฟาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส	7
รูปที่ 2.3	แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดตัดของหม้อแปลงทางด้านเข้าที่พุก	11
รูปที่ 2.4	แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติฟายน์ร่วมกับวงจรดีซีช็อบเปอร์	12
รูปที่ 2.5	แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์	12
รูปที่ 2.6	แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	13
	แบบควบคุมเฟส	
รูปที่ 2.7	แสดงลักษณะสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ 2 สัญญาณมาตัดกัน	14
รูปที่ 2.8	แสดงระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	17
รูปที่ 3.1	สัญญาณ PWM ที่มีการสวิตชิง $2m+1$ ครั้งใน $1/2$ ไซเคิล	18
รูปที่ 3.2	แสดงกราฟของฟังก์ชัน f เมื่อแก้ไขโดยใช้วิธีของ Newton-Raphson กรณี 2 มิติ	24
รูปที่ 3.3	แสดงกราฟของฟังก์ชันพื้นผิว F และ G ที่ตัดกันใน 3 มิติ	24
รูปที่ 3.4(1)	แสดงจุดตัด r ของฟังก์ชันพื้นผิว F ในแกน 3 มิติ	25
	(2) แสดงระนาบของฟังก์ชันที่สัมผัสสมการพื้นผิว F ที่จุด P	
รูปที่ 3.5(1)	รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิง กรณี 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	31
รูปที่ 3.5(2)	รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิง กรณี 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	31
รูปที่ 3.5(3)	รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิง กรณี 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	32
รูปที่ 3.5(4)	รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิง กรณี 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	32
รูปที่ 3.5(5)	รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิง กรณี 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1	แสดงบล็อกของชุดควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อน	38
รูปที่ 4.2	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	39
รูปที่ 4.3	แสดงโพลาร์ชาร์ตการทำงานของโปรแกรมการส่งข้อมูลสถานะสวิทชิง	41
รูปที่ 4.4	แสดงลักษณะสัญญาณ PWM ของไทรซิสเตอร์ทั้ง 6	42
รูปที่ 4.5	แสดงสถานะสวิทชิงภายในช่วง 2 องศา	42
รูปที่ 4.6	แสดงตารางเก็บข้อมูลสถานะสวิทชิงในหน่วยความจำของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ	42
รูปที่ 4.7	แสดงตารางเวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพของสัญญาณนาฬิกา THO	43
รูปที่ 4.8	แสดงตารางของระดับดีซีโวลต์ที่สอดคล้องกับค่าความถี่ของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ	43
รูปที่ 4.9	แสดงตารางจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่สอดคล้องกับระดับดีซีโวลต์ที่	44
รูปที่ 4.10	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F ให้คงที่	45
รูปที่ 4.11	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมเพิ่มและลดความถี่	46
รูปที่ 4.12	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมปิดและเปิดสัญญาณควบคุม	47
รูปที่ 4.13	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมเลือกรูปแบบสัญญาณ PWM	48
รูปที่ 4.14	แสดงโพลาร์ชาร์ตของโปรแกรมส่งจำนวนสัญญาณนาฬิกาไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ 8253	48
รูปที่ 4.15(1)	สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 1 นัลส์/ครึ่งไซเคิล	49
รูปที่ 4.15(2)	สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 3 นัลส์/ครึ่งไซเคิล	49
รูปที่ 4.15(3)	สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 7 นัลส์/ครึ่งไซเคิล	50
รูปที่ 4.15(4)	สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 9 นัลส์/ครึ่งไซเคิล	50
รูปที่ 4.15(5)	สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 11 นัลส์/ครึ่งไซเคิล	50
รูปที่ 5.1	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีคโมเตอร์เรย์	51
รูปที่ 5.2	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีคโมเตอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด	52
รูปที่ 5.3	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เพียงหนึ่งเฟสในจำนวนทั้งหมด 3 เฟส	52
รูปที่ 5.4	แสดงลักษณะของกระแสในช่วงการคอมมิวเตทของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC	53
รูปที่ 5.5	แสดงวงจรการทำงานในช่วงที่ 1 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน	54

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6	วงจรการทำงานในช่วงที่ 3	58
รูปที่ 5.7(1)	วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เมื่อต่อขดลวดทรานส์ฟอร์มเมอร์ ป้อนพลังงานกลับ	61
รูปที่ 5.7(2)	วงจรขณะมีการป้อนพลังงานกลับ	61
รูปที่ 5.8	แสดงกราฟของฟังก์ชันพลังงานที่เก็บสะสมใน L	69
รูปที่ 5.9	แสดงกราฟของฟังก์ชันพลังงานที่เก็บสะสมใน C	69
รูปที่ 5.10(1)	แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับ เข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี	71
(2)	แสดงลักษณะคลื่นกระแสซิมูเลทในช่วงคอมมิวเตชันที่ไม่มีการป้อนพลังงาน กลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี	
รูปที่ 5.11(1)	แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่มีการป้อนพลังงานกลับเข้า แหล่งจ่ายไฟดีซี	72
(2)	แสดงลักษณะคลื่นกระแสซิมูเลทในช่วงคอมมิวเตชันที่มีการป้อนพลังงานกลับ เข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี	
รูปที่ 6.1	แสดงวงจรทดลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	73
รูปที่ 6.2(1)	ลักษณะคลื่น V_{L-L} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	74
รูปที่ 6.2(2)	ลักษณะคลื่น V_{L-L} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	74
รูปที่ 6.2(3)	ลักษณะคลื่น V_{L-L} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	75
รูปที่ 6.2(4)	ลักษณะคลื่น V_{L-L} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	75
รูปที่ 6.2(5)	ลักษณะคลื่น V_{L-L} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	76
รูปที่ 6.3(1)	แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	77
รูปที่ 6.3(2)	แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่	78

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.3(3)	ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิคส์ที่	79
รูปที่ 6.3(4)	ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิคส์ที่	80
รูปที่ 6.3(5)	ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิคส์ที่	81
รูปที่ 6.4(1)	ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับ	82
รูปที่ 6.4(2)	เคลื่อนด้วยคลื่น PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับ	82
รูปที่ 6.4(3)	เคลื่อนด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับ	83
รูปที่ 6.4(4)	เคลื่อนด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับ	83
รูปที่ 6.4(5)	เคลื่อนด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับ	84
รูปที่ 6.5(1)	เคลื่อนด้วยคลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อน	86
รูปที่ 6.5(2)	ด้วยคลื่น PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อน	87
รูปที่ 6.5(3)	ด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อน	88
รูปที่ 6.5(4)	ด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อน	89
รูปที่ 6.5(5)	ด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อน	90
รูปที่ 6.5(5)	ด้วยคลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล	

สัญลักษณ์

- a_n : สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน \sin
 b_n : สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชัน \cos
 C : คาปาซิแตนซ์
 C_1, C_2 : คาปาซิเตอร์
 E : แหล่งจ่ายไฟดีซี
 f : ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนเข้าขดลวดเตเตอร์
 I_r : กระแสในโรเตอร์
 I_o : กระแสไหลดีในวงจร
 i_m : กระแสแม่กนิตซ์
 L : อินดักแตนซ์
 L_1, L_2 : อินดักเตอร์
 αL : ลีแกจอินดักแตนซ์ที่เกิดจากการคัปปลิงของอินดักเตอร์
 n : ลำดับของฮาร์โมนิกส์
 N_r : ความเร็วรอบของโรเตอร์
 N_m : ความเร็วรอบซิงโครนัส
 P : จำนวนขั้วของขดลวดเตเตอร์
 P_c : กำลังสูญเสียในโรเตอร์
 P_g : กำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์
 P_{mech} : กำลังเข้าที่พู่
 S : สลิปของโรเตอร์
 t_a : เวลาเทอร์นออฟของไทรซิสเตอร์
 T : เข้าที่พู่ทอร์คของมอเตอร์
 T_L : โหลดทอร์ค
 V : โวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์
 W_T : พลังงาน Trapped ในอินดักเตอร์
 ΔX : เวกเตอร์ความแตกต่างระหว่างจุดสองจุด

- $\Delta\alpha$: ค่าความผิดพลาดจากการเดาค่ามุม α
- ∇ : เกรเดียน (gradient) ของฟังก์ชัน
- $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$: มุมสวิทช์ของสัญญาณ PWM
- ω : ความเร็วเชิงมุม
- ω_r : ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์
- ω_s : ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์
- ω_{sl} : ความถี่เชิงมุมสลลิป
- θ : ฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ
- θ : มุมแตกต่างระหว่างเฟสของ โวลต์เตจและกระแสในโรเตอร์



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรมทั่วไป ระบบควบคุมที่เป็นปัจจัยสำคัญในการผลิตคือ ระบบควบคุมการขับเคลื่อน ระบบขับเคลื่อนที่ติดจะต้องมีเสถียรภาพและประสิทธิภาพในการทำงานสูง มีค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำ ตลอดจนราคาของระบบควบคุมจะต้องมีราคาถูก ซึ่งทำให้สามารถลดต้นทุนการผลิตได้ ดังนั้นจึงได้มีการศึกษาและพัฒนาระบบขับเคลื่อนต่างๆให้มีความเหมาะสมกับงานที่ต้องการควบคุม โดยทั่วไประบบขับเคลื่อนส่วนใหญ่จะแบ่งออกเป็น 2 ระบบคือ ระบบขับเคลื่อนดิซีมอเตอร์ และระบบขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ สำหรับระบบขับเคลื่อนดิซีมอเตอร์มักเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายทั้งนี้เพราะว่าการควบคุมการทำงานสามารถทำได้ง่าย แต่ข้อเสียของระบบขับเคลื่อนแบบนี้คือ มีค่าใช้จ่ายต่างๆค่อนข้างสูงเช่น ราคาของดิซีมอเตอร์จะมีราคาแพงเพราะว่าโครงสร้างของมอเตอร์ค่อนข้างยุ่งยากซับซ้อนเนื่องจากต้องมีคอมมิวเตเตอร์หรือแปรงถ่าน ทำให้ต้องมีค่าใช้จ่ายในการซ่อมบำรุงรักษา ตลอดจนความไม่เหมาะสมที่จะนำเอาระบบขับเคลื่อนดิซีมอเตอร์มาใช้ในระบบการผลิตบางอย่าง เช่น ระบบการผลิตที่มีแผ่นโลหะจำนวนมาก หรือระบบที่มีพื้นที่ในการทำงานค่อนข้างจำกัด เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการพัฒนาระบบขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์มาใช้ในวงการอุตสาหกรรมการผลิตมากขึ้น เพราะเมื่อเปรียบเทียบกับระบบขับเคลื่อนดิซีมอเตอร์แล้วมีข้อได้เปรียบหลายประการคือ เอซีมอเตอร์จะมีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทาน ขนาดเล็กและราคาถูกกว่าเมื่อเทียบกับดิซีมอเตอร์ในขนาดกำลังที่เท่ากัน ประสิทธิภาพการทำงานสูงกว่าและไม่มีปัญหายุ่งยากเกี่ยวกับการบำรุงรักษาคอมมิวเตเตอร์ [16] อย่างไรก็ตามราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ยังคงสูงกว่าของดิซีมอเตอร์ อีกทั้งการควบคุมการทำงานก็ยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าเพื่อที่จะให้ได้สมรรถนะที่ดี แต่จากการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและวงจรควบคุม ทำให้ราคาของวงจรควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์มีแนวโน้มถูกลง และขนาดของวงจรเล็กลงตลอดจนสมรรถนะการทำงานของวงจรมีความน่าเชื่อถือสูงขึ้น การพัฒนาเหล่านี้สามารถแยกออกได้หลายด้านคือ การพัฒนาทางด้านอุปกรณ์โซลิดสเตตที่ใช้ในวงจรควบคุมให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นกล่าวคือ สามารถทำงานได้เร็วขึ้น ให้กำลังงานสูงขึ้น เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต ไทริสเตอร์ (SCR) และ จีทีโอ เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีการพัฒนาทางด้านวงจรและวิธีการควบคุมให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น เช่น การนำไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้ในวงจรควบคุม [4], [7] ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูง
นั้น การเลือกใช้อุปกรณ์โซลิตสเตทให้เหมาะสมกับงานควบคุมก็เป็นสิ่งจำเป็นอย่างหนึ่ง เช่น เพา
เวอร์ทรานซิสเตอร์จะเหมาะกับระบบควบคุมที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่มากนัก โดยปกติจะใช้กับระ
บบที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 5 kw เพาเวอร์มอสเฟตเหมาะกับงานที่มีการทำงานด้วยความถี่
สูง เช่น งานด้าน Induction Heating หรือ Induction Melting ไทริสเตอร์ (SCR)
และ จีทีโอ เหมาะกับระบบที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงที่มีขนาดมากกว่า 5 kw และมีความถี่ในการ
ทำงานไม่สูงมากนัก [17] ระบบขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ที่ดีควรจะสามารควบคุมความเร็วรอบ
หรือความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ได้ในย่านที่กว้าง ระบบควบคุมเอซีมอเตอร์โดยมากจะมีการทำงาน
ในลักษณะคลื่นที่ไม่เป็นซายน์ซึ่งจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์ ส่วน
มากลักษณะคลื่นที่ใช้ควบคุมการทำงานจะเป็นแบบ PWM หรือ Step wave ซึ่งการควบคุมการทำงาน
ในลักษณะคลื่น PWM จะใช้ได้ดีในย่านควบคุมความถี่ต่ำเพราะลักษณะคลื่นแบบ PWM สามารถ
ลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์ลงได้ ทำให้มอเตอร์มีการ
สูญเสียลดลง ส่วนการควบคุมการทำงานแบบลักษณะคลื่น Step wave นั้นจะทำงานได้ดีในย่าน
ควบคุมความถี่สูงซึ่งฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่เกิดขึ้นจะถูกกรองออกไปได้โดยลิกเกจอินดักเตนซ์ของมอ
เตอร์ ในอดีตที่ผ่านมาาระบบควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ที่ต้องการกำลังงานสูงนั้น จะใช้
ไทริสเตอร์ (SCR) เป็นอุปกรณ์ขับเคลื่อน และวงจรหลักที่ใช้ควบคุมการทำงานคือ วงจรอินเวอร์
เตอร์ ซึ่งวงจรไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันโดยมากจะเป็นวงจรแม็คเมอร์เรย์ หรือแม็ค
เมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ไทริสเตอร์เมื่อต้องการหยุดทำงานนั้นจะ
ต้องมีวงจรช่วย หรือที่เรียกว่า วงจรคอมมิวเตทมาทำให้หยุดนำกระแส โดยจะประกอบด้วย
อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ วงจรไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ส่วนมากจะมีการทำงานในลักษณะ
คลื่น Step wave เพราะมีจำนวนครั้งของการสวิตช์ซึ่งน้อยทำให้มีพลังงานสูญเสียในวงจรต่ำ ใน
การออกแบบวงจรไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ให้สามารถทำงานในลักษณะคลื่น PWM ได้ นั้น สิ่งที่จะ
ต้องคำนึงถึงคือ ประสิทธิภาพของวงจร จำนวนครั้งของการสวิตช์ ซึ่ง การควบคุมการทำงาน
ขนาดและจำนวนของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบระบบควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ให้มีการ
ทำงานในลักษณะคลื่น PWM โดยระบบควบคุมที่ใช้เป็นแบบดิจิตอลประกอบด้วย วงจรเอซี/ดีซี
คอนเวอร์เตอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ไทริสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเตท ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบควบคุมเฟส และวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีการทำงานชนิดบังคับการคอมมิวเตทในลักษณะคลื่น PWM โดยใช้วงจรแบบ CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC นี้ได้ตัดแปลงและรวมเอาข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์ และแม็คเมอร์เรย์-เบ็ตฟอร์ดเข้าด้วยกัน [5] นอกจากนี้ยังทำการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยการนำเอาพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดิซีด้วย สำหรับสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานได้ทำการวิเคราะห์หารูปแบบสัญญาณ PWM ที่สามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์ได้ โดยอาศัยเทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ของสัญญาณขึ้น [4] ในส่วนของวงจรควบคุมได้นำไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาใช้สร้างสัญญาณ PWM ที่ออกแบบไว้ และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์ที่ตกและความถี่ที่บ่อนเข้ามอเตอร์ให้มีค่าคงที่ ซึ่งรายละเอียดต่างๆที่กล่าวไว้ในวิทยานิพนธ์นี้สามารถแบ่งออกเป็นบทๆ ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เนื้อหาคร่าวๆในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ วงจรหลักและวงจรที่ใช้ควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบสัญญาณ PWM ที่สามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์ได้โดยการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง หลักการแก้ไขสมการ non-linear ด้วยวิธีของ Newton-Raphson การคำนวณหาค่ามุมสวิทช์ของสัญญาณ PWM 5 รูปแบบที่สามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์ได้

บทที่ 4 กล่าวถึงการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ออกแบบสร้างสัญญาณควบคุมของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ วงจรควบคุมเอซี/ดิซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส วงจรควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส วงจรตรวจจับระดับดิซีโวลต์ที่ตกและวงจร A/D โปรแกรมควบคุมการทำงาน of ระบบ วิธีการเก็บข้อมูลของสัญญาณ PWM วิธีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมแบบเฟสของวงจรเอซี/ดิซี คอนเวอร์เตอร์ วิธีการรักษาอัตราส่วนระหว่างโวลต์ที่ตกและความถี่ให้คงที่

บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรไทรซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบ CCIC การวิเคราะห์หาสมการกระแสในวงจรช่วงการคอมมิวเตท การหาความสัมพันธ์ของพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตท การหาค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท วิธีการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรโดยการบ่อนพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง ผลการเปรียบเทียบกระแสที่ไหลในวงจรช่วงการคอมมิวเตทกับกระแสขีมูลเลขในวง

จรช่วงการคอมมิวเตททั้งกรณการไม่ป้อนพลังงานและกรณการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง
บทที่ 6 กล่าวถึงการนำระบบควบคุมการขับเคลื่อนไปทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์
เหนี่ยวนำกระแสลับ 3 เฟสเพื่อหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆของระบบ รูปแบบลักษณะคลื่น PWM มี
ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ การเปรียบเทียบผลของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดในระบบขับเคลื่อนกับ
ขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการคำนวณจากรูปแบบสัญญาณ PWM ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว
รอบและแรงบิด อัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจและความถี่

บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลองพร้อมทั้งข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุม

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับประกอบด้วยส่วนอยู่หนึ่งหรือสเตเตอร์ (Stator) และส่วนหมุนหรือโรเตอร์ (Rotor) การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นเริ่มจากการได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ เกิดการเหนี่ยวนำส่งผ่านไปยังโรเตอร์ ทำให้เกิดการหมุนขึ้น โดยที่ขดลวดของสเตเตอร์จะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (air gap) ระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กจะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ ดังสมการที่ 2.1

$$N_s = \frac{120 f}{p}$$

2.1

โดยที่ N_s - ความเร็วรอบซิงโครนัส
 f - ความถี่ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับ (Hz)
 p - จำนวนขั้ว (pole) ของขดลวดสเตเตอร์

ด้วยผลของการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ ขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ N_r โดทที่มีค่าแตกต่างจากความเร็ว N_s จะเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดทอร์ค ความแตกต่างสัมพันธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิปหรือการไถล (Slip, S)

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$

$$= \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

$$= \frac{\omega_{sl}}{\omega_s}$$

2.2

โดยที่ ω_s - ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (Stator angular frequency)

ω_r - ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor angular frequency)

ω_{sl} - ความถี่เชิงมุมสลลิป (Slip angular frequency)

จากสมการที่ 2.1 และ 2.2 จะได้สมการความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$N_r = \frac{(1-S)(120 f)}{P} \quad \text{rpm} \quad 2.3$$

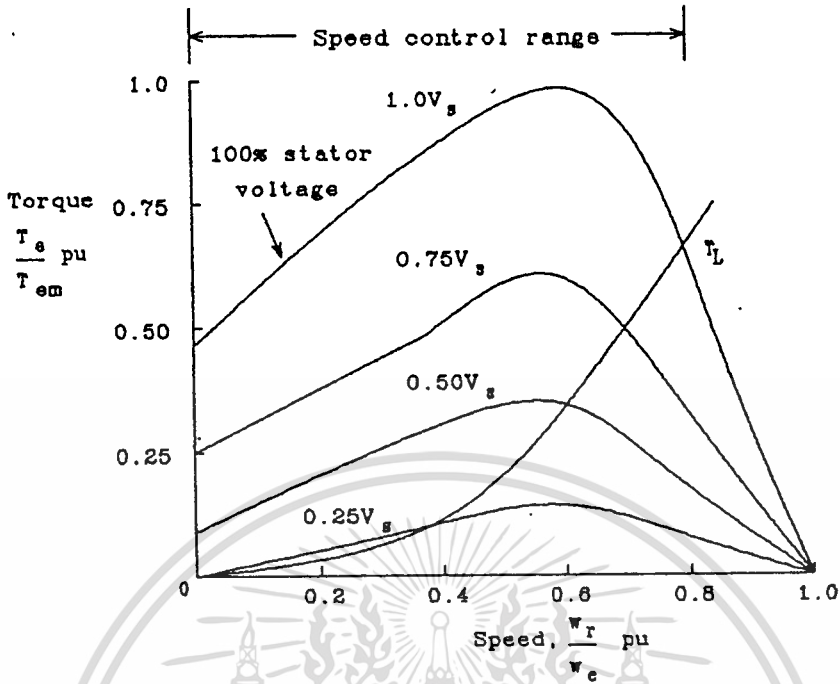
จากสมการที่ 2.3 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) จำนวนขั้วของสเตเตอร์ (P) และสลลิปของโรเตอร์ วิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงขณะควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของสเตเตอร์จะควบคุมการเปลี่ยนความเร็วได้ในช่วงแคบ และการควบคุมจะไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นวิธีการนี้จะใช้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษ ส่วนวิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนค่าสลลิปนั้นจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าสลลิป

2.2 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำได้หลายวิธีซึ่งสามารถแยกการควบคุมได้ดังนี้

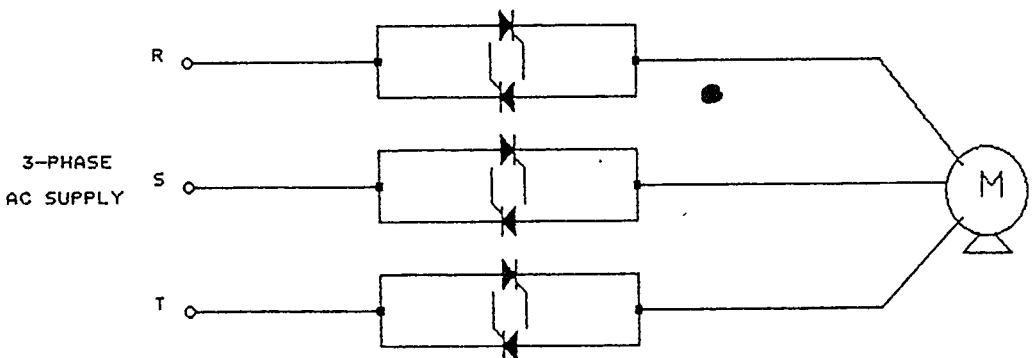
2.2.1 การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์ (Stator voltage control)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์นี้ ช่วงความเร็วที่ควบคุมได้จะแคบ ไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์คเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากวิธีการควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด

จะเห็นว่าทอร์คจะเปลี่ยนไปตามโวลต์ที่ตกที่จ่ายให้กับขดลวดเตเตอร์ของมอเตอร์ และเส้นกราฟ ทอร์ค-ความเร็ว ของโหลดในรูปที่ 2.1 นั้นจะแปรค่าโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง ดังนั้น เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการปรับโวลต์ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟ ทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์ตัดกับเส้นกราฟ ทอร์ค-ความเร็ว ของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมโวลต์ตกของสเตเตอร์นี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบเฟสของไฟไลน์ (Phase control) ดังแสดงในรูปที่ 2.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีไฟาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการควบคุมแบบนี้จะทำได้ง่ายและวงจรถวลุมมีราคาถูก แต่จะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลลิป นอกจากนี้การเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นทำให้กำลังสูญเสียในสเตเตอร์เพิ่มขึ้นด้วย เป็นผลให้ประสิทธิภาพของและทอร์คของมอเตอร์ลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลลิปสูง อีกทั้งวิธีการควบคุมแบบเฟสนี้เป็นผลทำให้เกิดอาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งในเอซีไลน์และในตัวมอเตอร์ ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีกและทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

2.3.2 การควบคุมสลลิปเพาเวอร์

วิธีการควบคุมความเร็วโดยควบคุมสลลิปของโรเตอร์นี้ สามารถควบคุมได้จากโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟ หรือควบคุมกำลังในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเข้าที่พุด (P_{mech}) กำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_c) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (Air gap power, P_g) แสดงได้ดังนี้

$$P_{mech} = (1-S)P_g \tag{2.4}$$

$$P_c = SP_g \tag{2.5}$$

$$\frac{P_c}{P_{mech}} = \frac{S}{(1-S)} \tag{2.6}$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่าถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังเข้าที่พุดของมอเตอร์ได้ก็จะควบคุมสลลิปของโรเตอร์ได้ ตัวอย่างเช่น ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบขดลวดพัน (Wound rotor induction motor) การควบคุมสลลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการแปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรถวลุมของโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำหรือที่สลลิปค่าสูงๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของ Rotor power ratio ดังสมการที่ 2.7

$$\text{Rotor power ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = 1-S \tag{2.7}$$

2.2.3 การควบคุมโดยไซโคลคอนเวอร์เตอร์

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cyclo Converter) เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่ง ที่ปรับค่าได้โดยตรงโดยไม่ผ่านดิซิจัลคิงค์ โดยทั่วไปความถี่เอาต์พุทของไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่อินพุทคือ อยู่ในย่าน 0-1/3 เฮิรตซ์ ของความถี่อินพุท ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ต้องการความเร็วรอบต่ำและต้องการกำลังงานสูง การเปลี่ยนแปลงความถี่ของไซโคลคอนเวอร์เตอร์อาจใช้เทคนิคแบบควบคุมเฟส ข้อเสียของการควบคุมความเร็วโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์คือ สามารถควบคุมความถี่ได้ในย่านที่จำกัด อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำ และเอาต์พุทโวลต์เตจมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก ข้อดีของการควบคุมแบบนี้คือ ประสิทธิภาพการทำงานของระบบดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดิซิจัลคิงค์ สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของเอาต์พุทโวลต์เตจภายในไซโคลคอนเวอร์เตอร์ วงจรใช้วิธีการเปลี่ยนการนำกระแสโดยไลน์คอมมิวเตทซึ่งมีความยุ่งยากในการควบคุมน้อยกว่าการเปลี่ยนการนำกระแสแบบบังคับ (Forced Commutation)

2.2.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่ (V/F)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์อีกวิธีหนึ่งคือ การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีผลทำให้สนามแม่เหล็กหรือฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic flux, ϕ) ในช่องอากาศมีค่าเปลี่ยนแปลงไป และถ้าการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นไปแบบไม่คงที่แล้ว จะมีผลทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานลดลง การควบคุมการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ สามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนของโวลต์เตจต่อความถี่ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ความถี่ และฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจะเป็นไปตามสมการที่ 2.8

$$V = k\phi f$$

หรือ

$$\phi = \frac{V}{k f} \quad 2.8$$

- โดยที่ V - โวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์
 ϕ - ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ

โดยปกติมอเตอร์จะถูกออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (knee point) ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization curve) ซึ่งถ้ามีการลดความถี่ลง โดยที่ไม่ลดระดับโวลท์เตจลงด้วยแล้ว จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.8 และจะมีค่าเข้าไปในบริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กเพิ่มขึ้นเกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (iron loss) เพิ่มมากขึ้น เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงต้องทำการลดอัตราการเพิ่มของฟลักซ์ในมอเตอร์ลง โดยลดระดับโวลท์เตจให้เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับอัตราการลดลงของความถี่ เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้งของเส้นโค้งการทำให้เป็นแม่เหล็กของแกนเหล็ก ในทางตรงกันข้ามถ้ามีการเพิ่มความถี่ที่บ่อนเข้ามอเตอร์ให้สูงขึ้นโดยไม่เพิ่มระดับโวลท์เตจแล้วก็จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง ซึ่งมีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงดังความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.9 ทำให้มอเตอร์ไม่สามารถทำงานที่ประสิทธิภาพสูงสุดได้ [3]

$$T = k\phi I_r \cos \theta \tag{2.9}$$

- โดยที่
- T - เอ้าท์พุททอร์คของมอเตอร์
 - ϕ - ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ
 - I_r - กระแสในโรเตอร์
 - θ - มุมแตกต่างระหว่างเฟสของ โวลท์เตจและกระแสในโรเตอร์

ในทำนองเดียวกันจึงต้องทำการเพิ่มระดับโวลท์เตจให้สูงขึ้น เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ การรักษาฟลักซ์แม่เหล็กสามารถพิจารณาได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์โดยพิจารณาจากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's law)

$$e = -d \phi \tag{2.10}$$

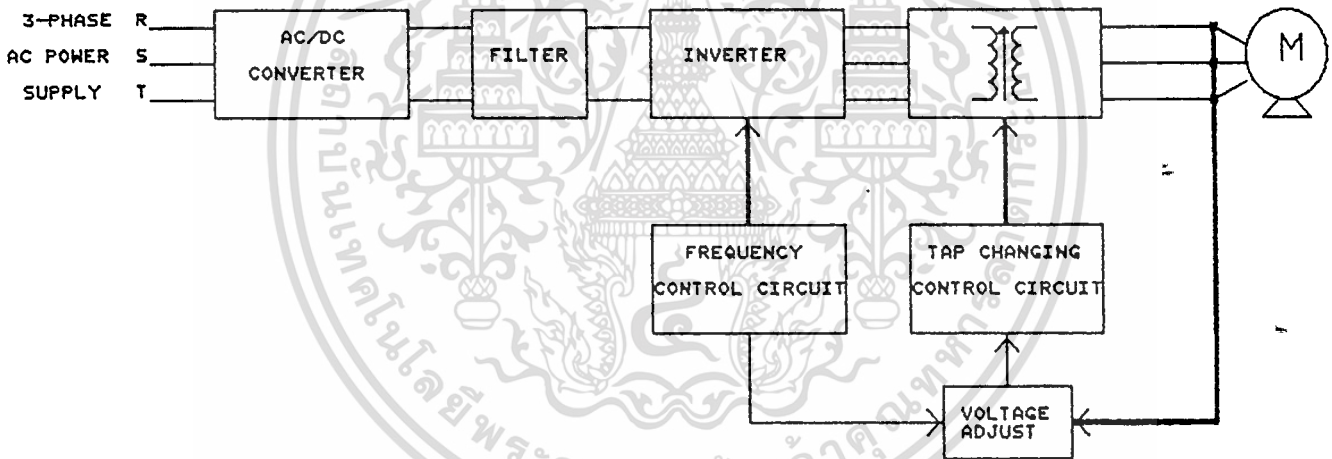
$$\phi = \int e dt \tag{2.11}$$

จากสมการที่ 2.11 จะได้ว่าค่าพิกัดคือ พื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นโวลต์ที่เตจ ดังนั้นถ้ารักษาพื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นโวลต์ที่เตจให้มีค่าคงที่แล้วมอเตอร์ก็จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีแรงบิดเหมาะสมสูงสุด ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า วิธีการรักษาโวลต์ที่เตจต่อความถี่ที่ (V/F)

วิธีการรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ของระบบควบคุมความเร็วแบบเปลี่ยนแปลงความถี่ที่สามารถแยกออกได้เป็นวิธีต่างๆ ดังนี้

2.2.4.1 การปรับเอชี่เข้าที่ทุกโวลต์ที่เตจของวงจรงอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F โดยวิธีนี้ทำได้โดยการเลื่อนจุดที่ปของหม้อแปลงออโต้ทางด้านเข้าที่ทุก ดังในรูปที่ 2.3 วิธีนี้ไม่เหมาะกับระบบที่ต้องการควบคุมความเร็วในย่านที่กว้าง เพราะจะต้องใช้หม้อแปลงออโต้ที่มีขนาดใหญ่ และการปรับเปลี่ยนระดับโวลต์ที่เตจจะใช้เวลามาก ทำให้ผลตอบสนองไดนามิคไม่ดี



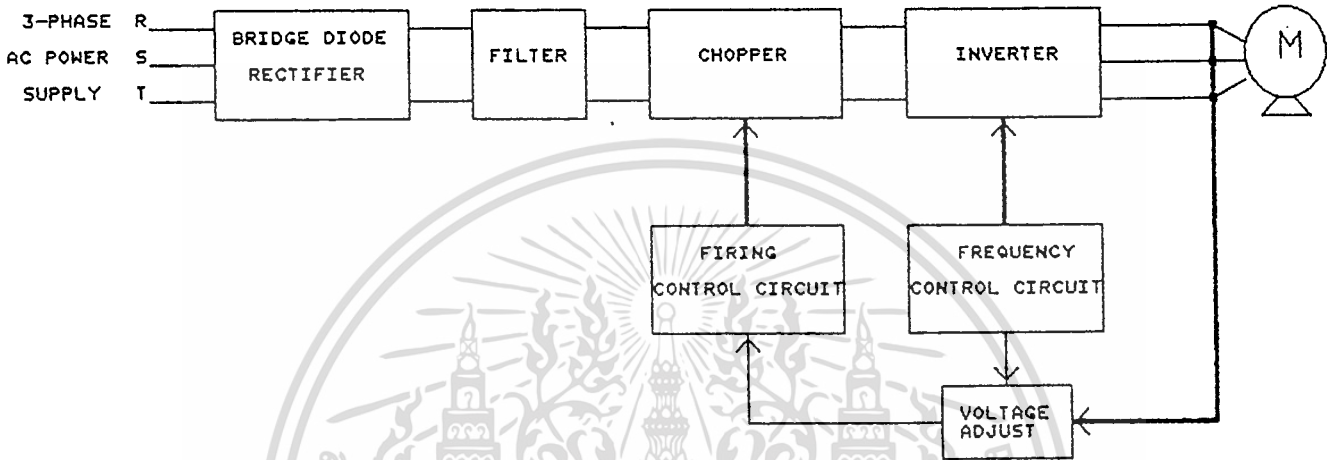
รูปที่ 2.3 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดที่ปของหม้อแปลงทางด้านเข้าที่ทุก

2.2.4.2 การปรับดิชี่อินพุทโวลต์ที่เตจของวงจรงอินเวอร์เตอร์

การควบคุมการปรับดิชี่อินพุทโวลต์ที่เตจเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F นั้นมีอยู่หลายวิธีคือ

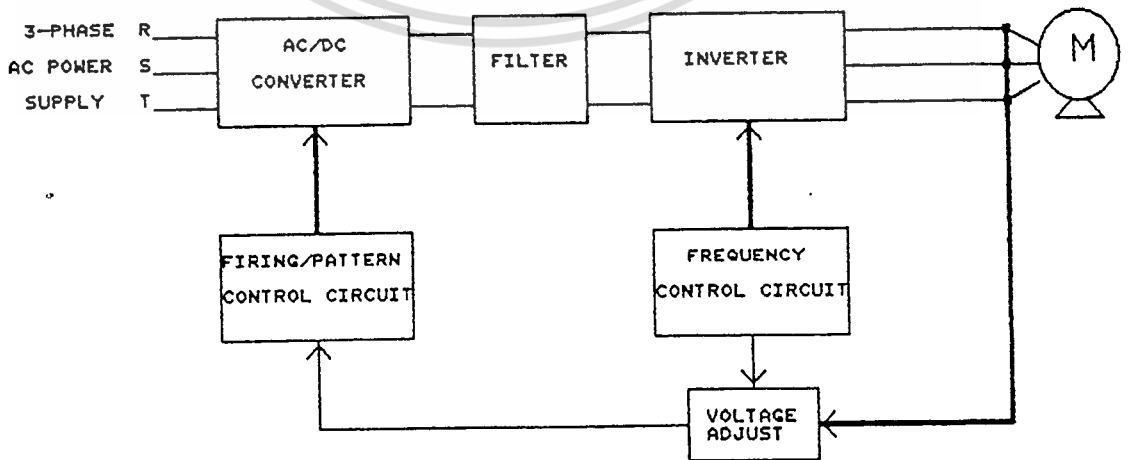
2.2.4.2.1 การปรับเลื่อนจุดที่ปของหม้อแปลงทางด้านอินพุทของวงจรง เอชี่/ดิชี่คอนเวอร์เตอร์ การปรับดิชี่โวลต์ที่เตจวิธีนี้จะคล้ายกับการเลื่อนจุดที่ปของหม้อแปลงทางด้านเข้าที่ทุกของวงจรงอินเวอร์เตอร์ แต่จะแตกต่างกันตรงที่การเลื่อนจุดที่ปทางด้านอินพุทนี้จะทำงานที่ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟคงที่ ดังนั้นหม้อแปลงออโต้ที่ใช้จะมีขนาดเล็กกว่าของการเลื่อนจุดที่ปทางด้านเข้าที่ทุกของวงจรงอินเวอร์เตอร์

2.2.4.2.2 การควบคุมโดยใช้วงจรถัดจเรคตีฟายร่วมกับวงจรถัดจตีซีช้อปเปอร์ วิธีควบคุมแบบนี้วงจรถัดจเรคตีฟายจะทำการแปลงไฟเอซีให้เป็นไฟดีซีที่คงที่ และวงจรถัดจตีซีช้อปเปอร์จะทำการปรับระดับตีซีโวลท์เตจให้เปลี่ยนแปลงค่าได้จากการ ปิด-เปิดการนำกระแสของอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเตท เอ้าท์พุทโวลท์เตจที่ได้จะนำไปผ่านวงจรรองความถี่ก่อนบ่อนเข้าวงจรถัดจอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรถัดจเรคตีฟายร่วมกับวงจรถัดจตีซีช้อปเปอร์

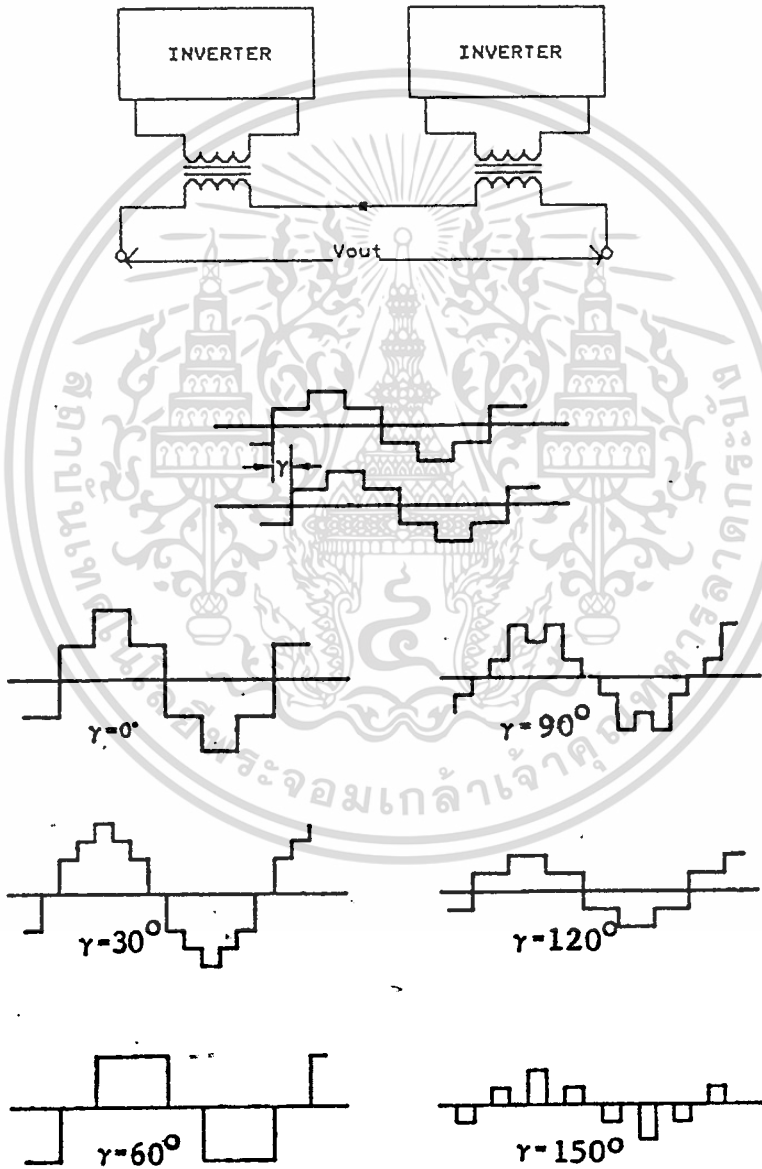
2.2.4.2.3 การควบคุมการทำงานของวงจรถัดจเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรถัดจสามารถมีการทำงานได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือมีการทำงานในลักษณะคลื่น PWM โดยสามารถเปลี่ยนแปลงระดับตีซีโวลท์เตจเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F ได้จากการควบคุมมุมทริก หรือความกว้างพัลส์ของสัญญาณ PWM ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรถัดจคอนเวอร์เตอร์

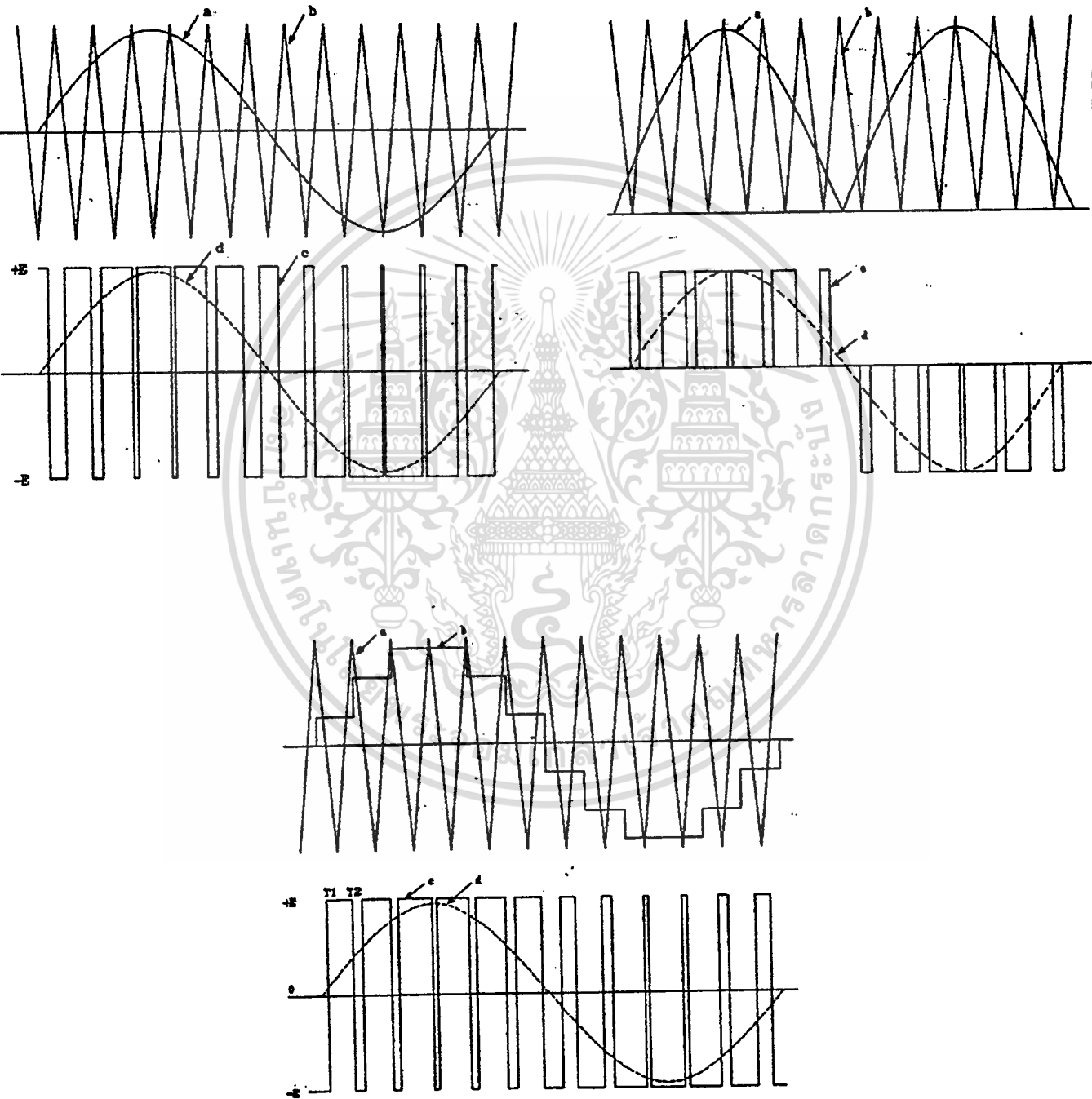
2.2.4.3 การควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F แบบนี้จะคล้ายกับการควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์เอชไอ/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ โดยสามารถควบคุมเอชไอเข้าที่พิกัดโวลต์ที่ตรงได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือควบคุมการทำงานแบบลักษณะคลื่น PWM โดยที่การควบคุมแบบเฟสเกิดจากการนำวงจรมอเตอร์ 2 ชุดมาทำงานร่วมกันและอาศัยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมชุดหนึ่งให้มีเฟสต่างจากสัญญาณควบคุมอีกชุดหนึ่ง และสัญญาณเข้าที่พิกัดที่ได้กรณีต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์แบบควบคุมเฟส
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการควบคุมเอซีเข้าที่พุกโวลท์เตจแบบลักษณะคลื่น PWM สามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนการมีอดดูเลขชั้นของสัญญาณทริก ซึ่งรูปแบบการมีอดดูเลขของสัญญาณมีหลายวิธีดังในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ 2 สัญญาณมาตัดกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรหลักของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจะใช้การควบคุมแบบดิซิจัลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งแยกการทำงานเป็นสองขั้นตอนคือ ขั้นตอนแรก จะทำการแปลงไฟเอชอี 3 เฟสเป็นไฟดิซิจัล และขั้นตอนที่สอง จะแปลงไฟดิซิจัลให้เป็นไฟเอชอี 3 เฟสที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่และรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ ระบบควบคุมนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วย

- วงจรเอชอี/ดิซิจัล คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส
- วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ CCIC
- วงจรควบคุมการขับเคลื่อนไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

2.3.1 วงจรเอชอี/ดิซิจัล คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

วงจรเอชอี/ดิซิจัล คอนเวอร์เตอร์นี้มีการทำงานแบบควบคุมเฟส ประกอบด้วยทริสเตอร์จำนวน 6 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์ ทำการแปลงไฟเอชอี 3 เฟสเป็นไฟดิซิจัลที่สามารถปรับระดับเข้าที่ทุกโวลต์เตจได้โดยการปรับมุมทริกของสัญญาณทริสเตอร์ทั้ง 6 ตัวและอาศัยโวลต์เตจของไฟไลน์ช่วยในการหยุดนำกระแสของทริสเตอร์ เข้าที่ทุกโวลต์เตจที่ได้จะนำไปผ่านวงจรรองความถี่ที่ใช้คาปาซิเตอร์ ก่อนนำไปป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์

2.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ CCIC

ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นได้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC ซึ่งเป็นวงจรที่ได้นำเอาข้อดีของวงจรแบบแม็คเมอร์เรย์และแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ดเข้าด้วยกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิตช์ SCR น้อยชิ้น มีพลังงานสูญเสียในวงจรคอมมิวเตทต่ำ และการควบคุมการทำงานง่าย วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการแปลงไฟดิซิจัลที่ได้จากวงจรเอชอี/ดิซิจัล คอนเวอร์เตอร์เป็นไฟเอชอี 3 เฟสเพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ วงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณทริก นอกจากนี้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ทำการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร โดยการนำเอาพลังงานที่สะสมในวงจรคอมมิวเตทในช่วงการคอมมิวเตทย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง โดยเพียงเพิ่มขดลวดฟัดแน็คและไดโอดเข้าไปในวงจร ในส่วนของหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC และการวิเคราะห์สมการกระแสที่ไหลในช่วงของการคอมมิวเตทใช้ตลอดจนการเลือกค่า อินดักแทนซ์และคาปาซิแทนซ์ที่เหมาะสม

เอกสเพอริเม้นต์ในช่วงของการคอมมิวเตทใช้ตลอดจนการเลือกค่า อินดักแทนซ์และคาปาซิแทนซ์ที่เหมาะสมไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมในวงจรคอมมิวเตท จะได้อธิบายและวิเคราะห์อย่างละเอียดต่อไปในบทที่ 5

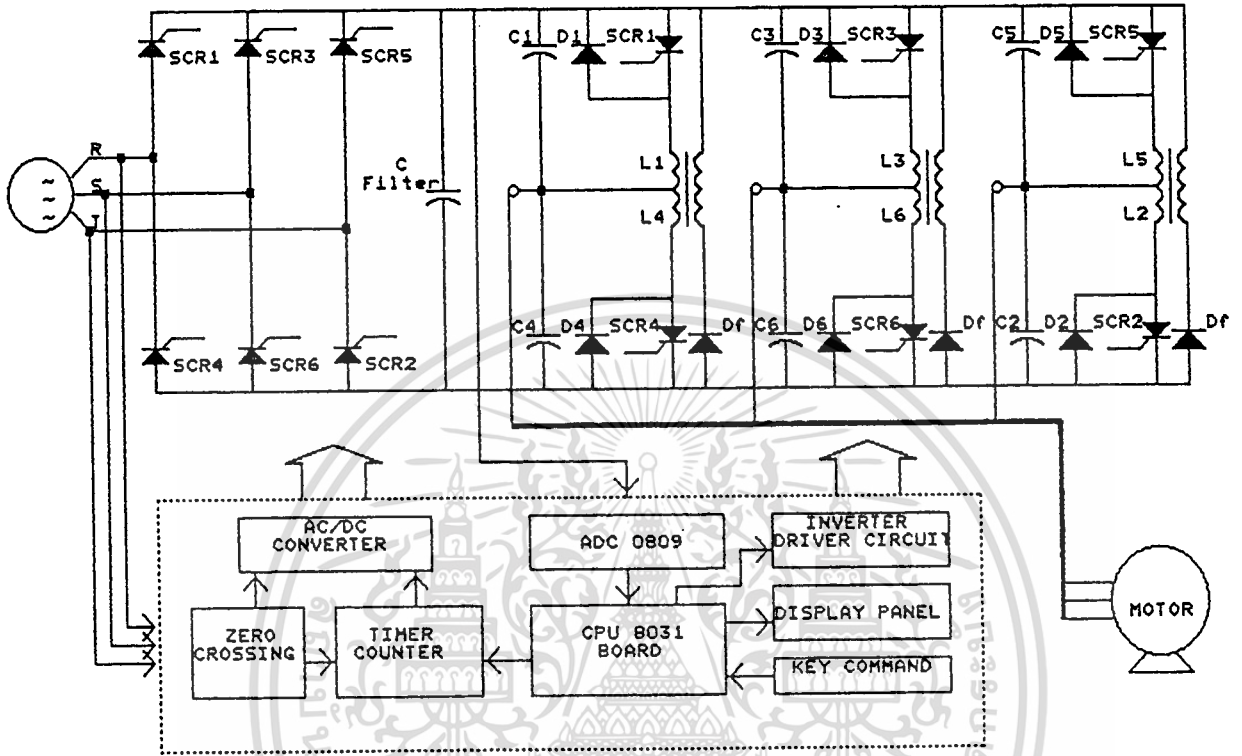
2.3.3 ระบบการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การนำไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถแยกการควบคุมการทำงานออกได้ดังนี้ :

(1) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเทริกสำหรับไทรสเตอร์ทั้งของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยที่การสร้างสัญญาณเทริกของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานแบบควบคุมเฟส และสร้างสัญญาณเทริกของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้มีการทำงานในลักษณะคลื่น PWM ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ สำหรับการสร้างสัญญาณเทริกแบบ PWM สามารถสร้างได้ 5 รูปแบบคือ มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 1, 3, 7, 9 และ 11 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

(2) สัญญาณเทริก PWM ทั้ง 5 รูปแบบที่สร้างขึ้นนั้น จะใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ปะปนอยู่โดยการกำหนดกลุ่มมุมสวิทช์ของแต่ละรูปแบบสัญญาณ PWM ค่ามุมสวิทช์ของสัญญาณ PWM แต่ละแบบนี้จะได้จากการคำนวณสมการที่ทำการวิเคราะห์มาจากสมการของฟูเรียร์ และนำค่ามุมที่ได้เก็บไว้ในหน่วยความจำ การวิเคราะห์และการคำนวณหาค่ามุมสวิทช์ของสัญญาณ PWM จะได้อธิบายต่อไปในบทที่ 4

(3) ควบคุมอัตราส่วน โวลต์ เตจต่อความถี่ให้คงที่ตลอดย่านการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ และจะมีโปรแกรมคอยตรวจเช็คระดับดีซีโวลต์ เตจและทำการปรับระดับดีซีโวลต์ เตจเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.8 แสดงระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

บทที่ 3

การออกแบบสัญญาณ PWM เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์โดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทชิง

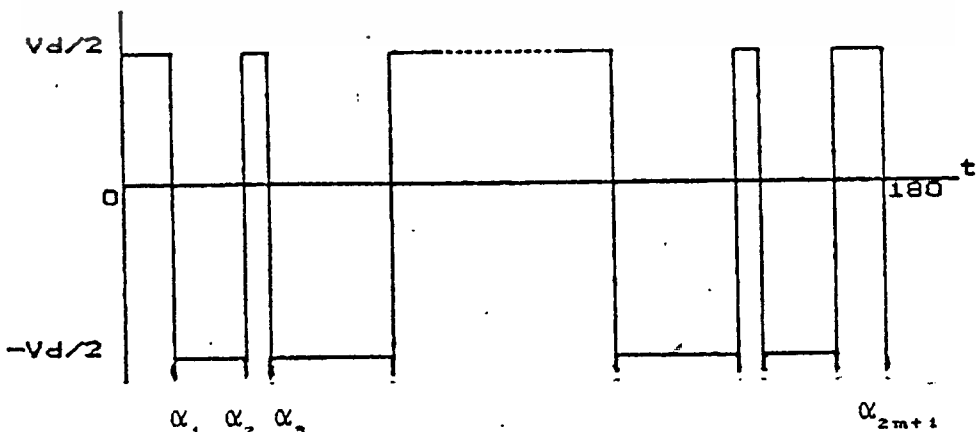
3.1 บทนำ

โดยทั่วไปการออกแบบสัญญาณควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulation) ได้จากการนำสัญญาณ 2 สัญญาณมาตัดกัน เช่น นำสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ตัดกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม รูปคลื่นไซน์ตัดกับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู หรือรูปคลื่นไซน์ตัดกับไฟดิซี เป็นต้น ซึ่งการสร้างสัญญาณในลักษณะนี้รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ได้จะเปลี่ยนไปเมื่ออัตราส่วนการมอดดูเลทมีการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมที่มีการทำงานในลักษณะคลื่น PWM นี้จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆปะปนอยู่ โดยที่ขนาดและกลุ่มของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นกับอัตราส่วนการมอดดูเลท และความถี่ของสัญญาณที่นำมาตัดกัน ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการกำจัดกลุ่มของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากการทำงานในลักษณะของคลื่น PWM โดยการกำหนดกลุ่มของมุมสวิทชิงของสัญญาณ PWM โดยเริ่มจากการวิเคราะห์และหารูปแบบสัญญาณ PWM จากการกระจายสมการฟูเรียร์ เพื่อหาสมการทั่วไปที่ใช้ในการคำนวณค่ามุมสวิทชิง

3.2 การวิเคราะห์สมการฟูเรียร์

พิจารณาสัญญาณ PWM ในรูปที่ 3.1 จะเห็นว่ารูปสัญญาณมีลักษณะสมมาตรกัน และมีจำนวนการสวิทชิงของสัญญาณ $2m+1$ ครั้งในครึ่งคาบ จากรูปที่ 3.1 จะได้ว่า

$$f(\omega t) = -f(\omega t) \tag{3.1}$$



รูปที่ 3.1 สัญญาณ PWM ที่มีการสวิทชิง $2m+1$ ครั้งใน $1/2$ ไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{2m+1}$ เป็นมุมสวิตช์ของสัญญาณ PWM จากรูปสามารถเขียนแทนได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ของอนุกรมฟูเรียร์ ดังนี้

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \sin(n\omega t) + b_n \cdot \cos(n\omega t)] \quad 3.2$$

โดยที่

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(n\omega t) \cdot \sin(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.3$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(n\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.4$$

แทนค่า $f(\omega t)$ ลงในสมการที่ 3.3 และจากคุณสมบัติของการสมมาตรในครึ่งคาบจะได้

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.5$$

โดยที่

$$\alpha_0 = 0, \alpha_{2m+1} = \pi \text{ และ } \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2m+1} \text{ ดังนั้น}$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \cdot [\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})]$$

เนื่องจากว่า $2m$ เป็นเลขคู่ ดังนั้น

$$a_n = (2/n\pi) \cdot [\cos(n\alpha_0) - \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_2) \dots - \cos(n\alpha_{2m-1}) + \cos(n\alpha_{2m}) +$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น (ไม่อนุญาต)] ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \cdot [\cos(n\alpha_0) - \cos(n\alpha_{2m+1}) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)] \quad 3.6$$

เพราะว่า $\alpha_0 = 0$ และ $\alpha_{2m+1} = \pi$ ดังนั้น

$$\cos(n\alpha_0) = 1 \quad \text{และ} \quad \cos(n\alpha_{2m+1}) = (-1)^n \quad 3.7$$

แทนค่าลงในสมการที่ 6 จะได้

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \cdot [1 - (-1)^n + 2 \cdot \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)] \quad 3.8$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$b_n = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \cos(n\omega t) \, d(n\omega t) \quad 3.9$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \cdot [\sin(n\alpha_{k+1}) - \sin(n\alpha_k)] \\ &= (2/n\pi) \cdot [-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_1) + \sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_1) \\ &\quad - \sin(n\alpha_1) + \dots + \sin(n\alpha_{2m-1}) - \sin(n\alpha_{2m}) \\ &\quad - \sin(n\alpha_{2m}) + \sin(n\alpha_{2m+1})] \\ &= \frac{2}{n\pi} \cdot [-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_{2m+1}) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k)] \end{aligned}$$

เพราะว่า $\sin(n\alpha_0) = \sin(0) = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
และ $\sin(n\alpha_{2m+1}) = \sin(\pi) = 0$
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k) \quad 3.10$$

จากคุณสมบัติของการสมมาตรของสัญญาณในครึ่งคาบ เมื่อ n เป็นเลขคู่จะได้ว่า

$$a_n = b_n = 0$$

และเมื่อ n เป็นเลขคี่จะได้

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \cdot [1 + \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)] \quad ; n = 1, 3, 5, \dots \quad 3.11$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \cdot [- \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k)] \quad ; n = 1, 3, 5, \dots \quad 3.12$$

พิจารณารูปที่ 3.1 สัญญาณจะมีการสมมาตรกันที่ 1/4 คาบ ซึ่งจะได้ว่า

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t)$$

และ $\alpha_k = \pi - \alpha_{2m+1-k} \quad ; k = 1, 2, 3, \dots, m$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sin(\alpha_k) &= \sin(\pi - \alpha_{2m+1-k}) \\ &= \sin(n\pi) \cdot \cos(n\alpha_{2m+1-k}) - \cos(n\pi) \cdot \sin(n\alpha_{2m+1-k}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_k) &= \cos(\pi - \alpha_{2m+1-k}) \\ &= \cos(n\pi) \cdot \cos(n\alpha_{2m+1-k}) - \sin(n\pi) \cdot \sin(n\alpha_{2m+1-k}) \end{aligned}$$

สำหรับค่า n ที่เป็นเลขคี่ จะได้ว่า

$$\sin(n\pi) = 0 \quad \text{และ} \quad \cos(n\pi) = -1$$

ดังนั้น

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2m+1-k}) \quad ; \quad k= 1, 2, 3, \dots, m \quad 3.13$$

$$\text{และ} \quad \cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2m+1-k}) \quad ; \quad k= 1, 2, 3, \dots, m \quad 3.14$$

แทนค่าลงในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะได้

$$a_n = (4/n\pi) \cdot [1 + [-\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) \dots \\ - \cos(n\alpha_{2m-1}) + \cos(n\alpha_{2m})]]$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \cdot [1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^m (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)] \quad ; \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad 3.15$$

$$b_n = (4/n\pi) \cdot [\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) + \sin(n\alpha_3) \dots + \sin(n\alpha_{2m-1}) \\ - \sin(n\alpha_{2m})]] = 0 \quad 3.16$$

จากสมการที่ 3.15 และ 3.16 จะพบว่าขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆที่เกิดขึ้นขึ้นอยู่กับค่าของ a_n และเมื่อกระจายสมการแล้วจะได้ความสัมพันธ์ของขนาดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆดังนี้

$$\left. \begin{aligned}
 a_1 &= \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos\alpha_m) \\
 a_3 &= \frac{4}{3\pi} (1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 - 2\cos 3\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 3\alpha_m) \\
 a_5 &= \frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 5\alpha_m) \\
 a_7 &= \frac{4}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 7\alpha_m) \\
 a_9 &= \frac{4}{9\pi} (1 - 2\cos 9\alpha_1 + 2\cos 9\alpha_2 - 2\cos 9\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 9\alpha_m)
 \end{aligned} \right\} 3.17$$

จะเห็นว่ากลุ่มของสมการที่กระจายออกมาแล้วเป็นสมการ non-linear การแก้ไขสมการจะทำการหาค่ามุมสวิตช์ด้วยวิธีทางนิวเมอริคอล โดยจะใช้วิธีของ Newton-Raphson ทำการแปลงกลุ่มของสมการ non-linear มาอยู่ในรูปของกลุ่มสมการ linear ซึ่งจะทำให้สามารถแก้ไขสมการได้ง่ายขึ้น

3.3 การแปลงสมการ non-linear ให้อยู่ในรูปของสมการ linear โดยวิธีของ Newton-Raphson

3.3.1 กรณีฟังก์ชัน 2 มิติ

พิจารณาฟังก์ชัน $f(x)$ ที่จุด P ในรูปที่ 3.2 จะได้ว่าฟังก์ชันของเส้นตรงที่สัมผัสกับฟังก์ชัน $f(x_k)$ เท่ากับ

$$f'(x_k) = \frac{f(x_{k+1}) - f(x_k)}{x_{k+1} - x_k} \tag{3.18}$$

จากรูปที่จุด Q จะได้ $x_T = x_{k+1}$ และ $Y = 0$ ดังนั้น

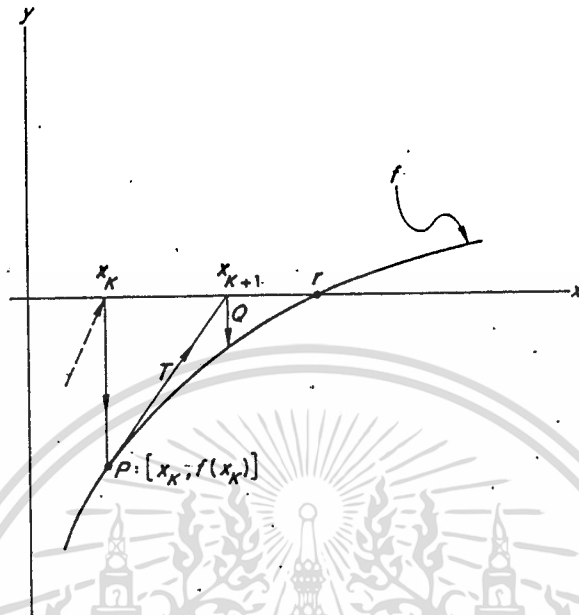
$$f'(x_k) = \frac{-f(x_k)}{x_{k+1} - x_k} \tag{3.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $x_{k+1} - x_k$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{f'(x_{k+1})}$$

3.20



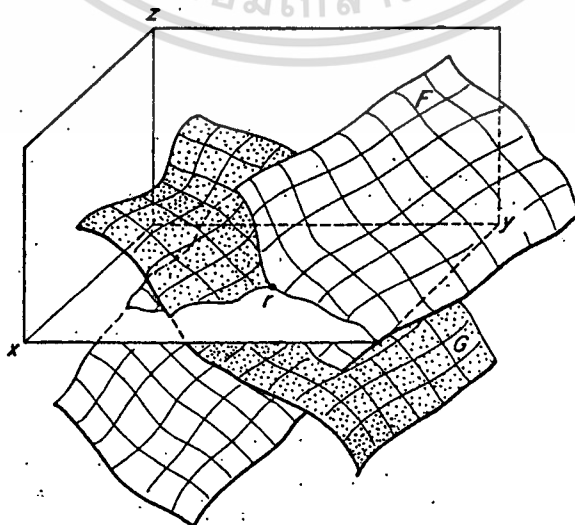
รูปที่ 3.2 แสดงกราฟของฟังก์ชัน f เมื่อแก้ไขโดยใช้วิธีของ Newton-Raphson กรณี 2 มิติ

3.3.2 กรณีฟังก์ชัน n มิติ

พิจารณาฟังก์ชันที่มีตัวแปร 2 ตัวหรือฟังก์ชัน 3 มิติในรูปที่ 3.3 สมมติให้ฟังก์ชันนั้น

ผิว 2 ฟังก์ชันคือฟังก์ชัน F และฟังก์ชัน G มีจุดตัดกันที่ r โดยที่จุดนี้จะได้ว่า

$$F = 0 \quad \text{และ} \quad G = 0$$



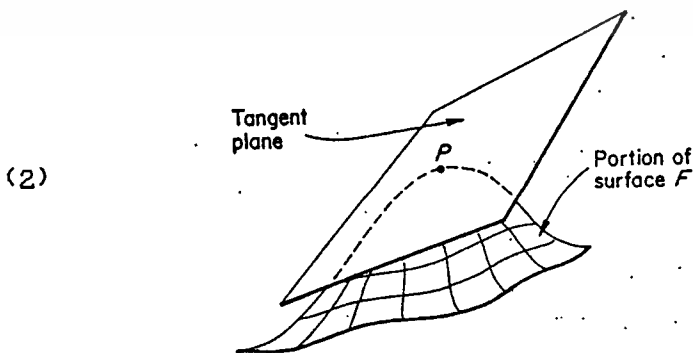
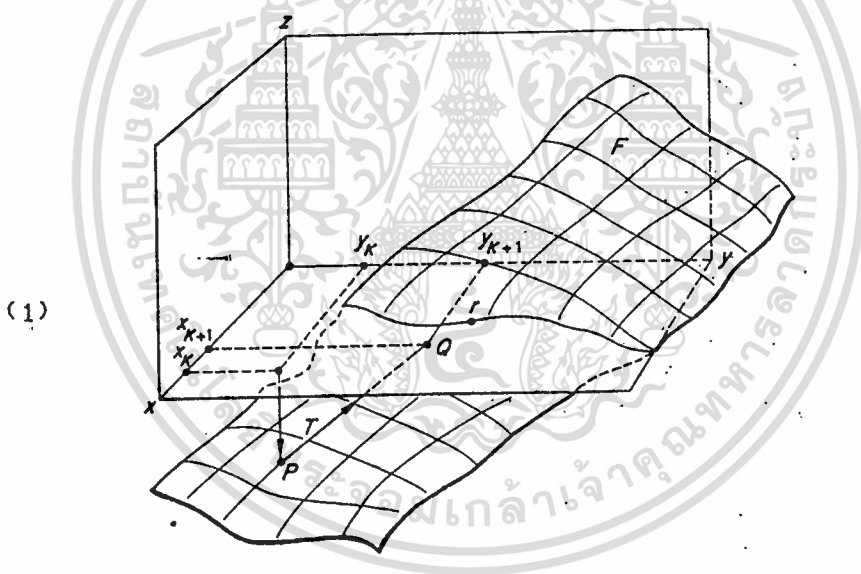
เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 3.3 แสดงกราฟของฟังก์ชันพื้นผิว F และ G ที่ตัดกันใน 3 มิติ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาหาจุดตัดของฟังก์ชันพื้นผิว F และพื้นผิว G ดังในรูปที่ 3.4 ตามวิธีของ Newton-Raphson จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned}
 f(x_{k+1}, y_{k+1}) - f(x_k, y_k) &= (\Delta x, \Delta y) \cdot \begin{bmatrix} \partial / \partial x \\ \partial / \partial y \end{bmatrix} f \\
 &= (\Delta x, \Delta y) \cdot \begin{bmatrix} f'_x \\ f'_y \end{bmatrix} \\
 &= \Delta x \cdot f'_x + \Delta y \cdot f'_y
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

$$g(x_{k+1}, y_{k+1}) - g(x_k, y_k) = \Delta x \cdot g'_x + \Delta y \cdot g'_y
 \tag{3.22}$$



รูปที่ 3.4(1) แสดงจุดตัด r ของฟังก์ชันพื้นผิว F ในแกน 3 มิติ

(2) แสดงระนาบของฟังก์ชันที่สัมผัสสมการพื้นผิว F ที่จุด P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปภายนอก การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันกรณีฟังก์ชัน n ตัวแปรหรือฟังก์ชัน n มิติก็สามารถหาความสัมพันธ์ของสมการที่ใช้หาจุดตัดของฟังก์ชันพื้นผิว F และพื้นผิว G ได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} f(Q) - f(P) &= \Delta X \cdot \nabla f \\ g(Q) - g(P) &= \Delta X \cdot \nabla g \end{aligned} \right\} \quad 3.23$$

โดยที่ จุด P เป็นจุดที่มี coordinate (x_k, y_k, z_k, \dots)

จุด Q เป็นจุดที่มี coordinate $(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}, \dots)$

ΔX เป็นเวกเตอร์ความแตกต่างระหว่างจุด P และจุด Q

$$= (x_{k+1} - x_k, y_{k+1} - y_k, z_{k+1} - z_k, \dots)$$

∇f เป็นเกรเดียนต์ (gradient) ของฟังก์ชัน f

$$= \left(\frac{\partial f}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial y}, \frac{\partial f}{\partial z}, \dots \right)$$

∇g เป็นเกรเดียนต์ (gradient) ของฟังก์ชัน g

$$= \left(\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial g}{\partial y}, \frac{\partial g}{\partial z}, \dots \right)$$

เมื่อกระจายสมการจะได้ดังนี้

$$f(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}, \dots) - f(x_k, y_k, z_k, \dots) = (\Delta x, \Delta y, \Delta z, \dots) \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} \end{bmatrix} f$$

$$= (\Delta x, \Delta y, \Delta z, \dots) \cdot \begin{bmatrix} f'_x \\ f'_y \\ f'_z \end{bmatrix}$$

เมื่อ $f(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}, \dots) = 0$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$- f(x_k, y_k, z_k, \dots) = (\Delta x, \Delta y, \Delta z, \dots) \cdot \begin{bmatrix} f'_x \\ f'_y \\ f'_z \end{bmatrix} \quad 3.24$$

ทำนองเดียวกัน จะได้

$$- g(x_k, y_k, z_k, \dots) = (\Delta x, \Delta y, \Delta z, \dots) \cdot \begin{bmatrix} g'_x \\ g'_y \\ g'_z \end{bmatrix} \quad 3.25$$

3.4 การคำนวณหาค่ามุมสวิทชิงโดยวิธี Iteration

การหาค่ามุมสวิทชิงของรูปแบบสัญญาณ PWM เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์ จะพิจารณาจากกลุ่มสมการ non-linear ในสมการที่ 3.17 จะเห็นว่าถ้าต้องการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับใดก็ทำการกำหนดให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับนั้นเป็นศูนย์ ตัวอย่างเช่น รูปแบบสัญญาณ PWM ที่จะทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1 เท่ากับ 1 และกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 แล้วกลุ่มของสมการ non-linear ที่จะต้องทำการแก้ไขหาค่ามุมสวิทชิงเป็นดังนี้

$$\frac{4 \cdot [1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2]}{\pi} = 1$$

$$\frac{4 \cdot [1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2]}{5\pi} = 0$$

หรือ

$$\left. \begin{aligned} 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 &= 1 - \frac{\pi}{4} \\ 2\cos 5\alpha_1 - 2\cos 5\alpha_2 &= 1 \end{aligned} \right\} \quad 3.26$$

สมการที่ 3.26 เขียนให้อยู่ในรูปแบบการแก้สมการแบบ Newton-Raphson ได้ดังนี้

$$F(\alpha_1, \alpha_2) = 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 - \frac{(1-\pi)}{4} = 0 \quad \left. \vphantom{F(\alpha_1, \alpha_2)} \right\} 3.27$$

$$G(\alpha_1, \alpha_2) = 2\cos 5\alpha_1 - 2\cos 5\alpha_2 - 1 = 0$$

$$- F(\alpha_1, \alpha_2) = \Delta\alpha_1 \cdot f'_{\alpha_1} + \Delta\alpha_2 \cdot f'_{\alpha_2} \quad \left. \vphantom{- F(\alpha_1, \alpha_2)} \right\} 3.28$$

$$- G(\alpha_1, \alpha_2) = \Delta\alpha_1 \cdot g'_{\alpha_1} + \Delta\alpha_2 \cdot g'_{\alpha_2}$$

จากสมการที่ 3.28 จะหาค่าของมุมสวิทช์ซึ่ง α_1, α_2 ได้โดยใช้วิธีการ iteration ทำการเดาค่ามุมสวิทช์เริ่มต้น α_1, α_2 แล้วแทนค่าลงในสมการที่ 3.28 เมื่อทำการแก้สมการแล้วจะได้ค่าของ $\Delta\alpha_1$ และ $\Delta\alpha_2$ ซึ่งเป็นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการเดาค่า α_1 และ α_2 โดยที่ค่าของ $\Delta\alpha_1$ และ $\Delta\alpha_2$ นี้จะนำไปหาค่ามุมสวิทช์ซึ่ง α_1 และ α_2 ใหม่ที่ใช้ในการคำนวณครั้งต่อไป ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\alpha_1 \text{ ใหม่} = \alpha_1 \text{ เก่า} + \Delta\alpha_1$$

$$\alpha_2 \text{ ใหม่} = \alpha_2 \text{ เก่า} + \Delta\alpha_2$$

การคำนวณหาค่ามุมสวิทช์ซึ่งทำการคำนวณต่อไปจนกระทั่งค่า $\Delta\alpha_1$ และ $\Delta\alpha_2$ มีค่าน้อยอยู่ในย่านที่ยอมรับได้ ซึ่งจะได้ค่าของมุมสวิทช์ซึ่ง α_1 และ α_2 ดังนี้

$$\alpha_1 = 24.00 \text{ องศา}$$

$$\alpha_2 = 36.27 \text{ องศา}$$

สำหรับกรณีลักษณะคลื่น 3 เฟสเนื่องจากผลของการหักล้างของสัญญาณจะไม่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 และฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลคูณของ 3 ดังนั้นเมื่อระบบมีการทำงานแบบ 3 เฟสแล้วฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จึงไม่จำเป็นต้องกำจัด ดังนั้นถ้าต้องการรูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1 เท่ากับ 1 และกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และ 7 พร้อมกัน

เอก แล้วเปิดกลุ่มของสมการที่จะต้องทำการแก้ไขจะมี 3 สมการและ 3 ตัวแปรดังนี้ ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \begin{aligned} 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 + 2\cos\alpha_3 &= \frac{1-\pi}{4} \\ 2\cos5\alpha_1 - 2\cos5\alpha_2 + 2\cos5\alpha_3 &= 1 \\ 2\cos7\alpha_1 - 2\cos7\alpha_2 + 2\cos7\alpha_3 &= 1 \end{aligned} \right\} 3.29$$

ตารางที่ 3.1 แสดงค่ามุมสวิทชิงกรณิรูปแบบสัญญาณ PWM ต่างๆที่มีการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต้องการที่ได้จากการคำนวณ

ตารางที่ 1 แสดงค่ามุมสวิทชิงของสัญญาณ PWM แต่ละแบบใน 1/4 ไซเคิล

จำนวนพัลส์ PWM ต่อ 1/2 คาบ	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
1	180				
3	24.00	36.27			
7	14.85	37.60	44.08		
9	16.61	20.87	73.11	78.05	
11	10.30	23.17	28.97	46.43	49.85

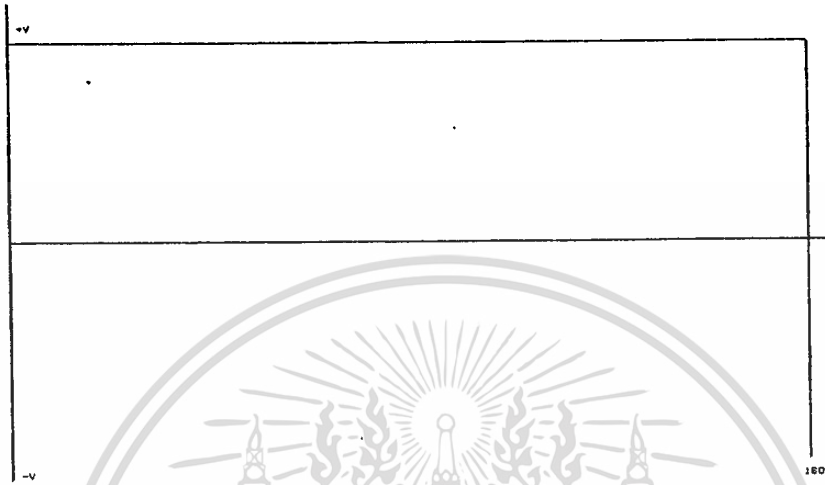
แต่จากรูปแบบและวิธีการเก็บสัญญาณ PWM แต่ละแบบในหน่วยความจำ ซึ่งในที่นี้จะทำการเก็บรูปแบบของสัญญาณในลักษณะของสภาวะสวิทชิงที่ละ 2 องศา(จะได้อธิบายในบทที่ 4) จะมีผลทำให้ค่ามุมสวิทชิงของสัญญาณแต่ละแบบที่เก็บมีค่าแตกต่างไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณเล็กน้อย ซึ่งค่ามุมจริงที่ใช้ในการเก็บรูปแบบสัญญาณ PWM ทั้ง 5 รูปแบบแสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 2 แสดงค่ามุมสวิตช์ที่ใช้เก็บรูปแบบของสัญญาณ PWM แต่ละแบบใน
1/4 ไซเคิล

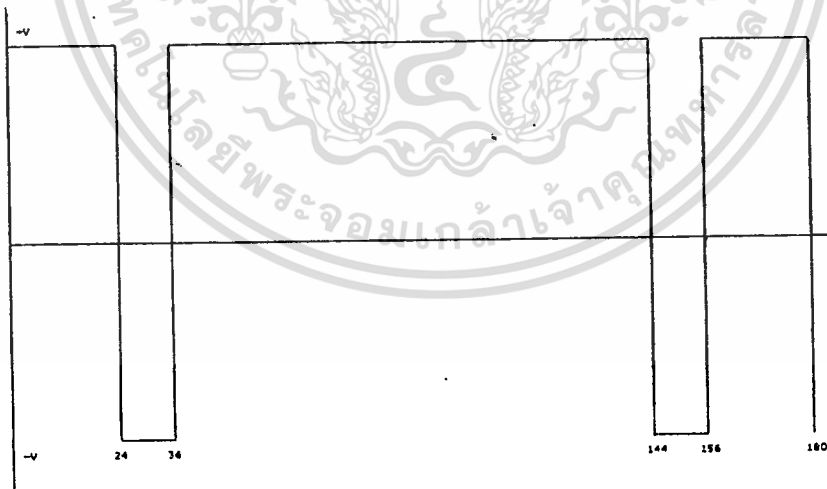
จำนวนพัลส์ PWM ต่อ 1/2 คาบ	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
1	180				
3	24.00	36.00			
7	16.00	38.00	46.00		
9	16.00	20.00	74.00	78.00	
11	10.00	24.00	28.00	46.00	50.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

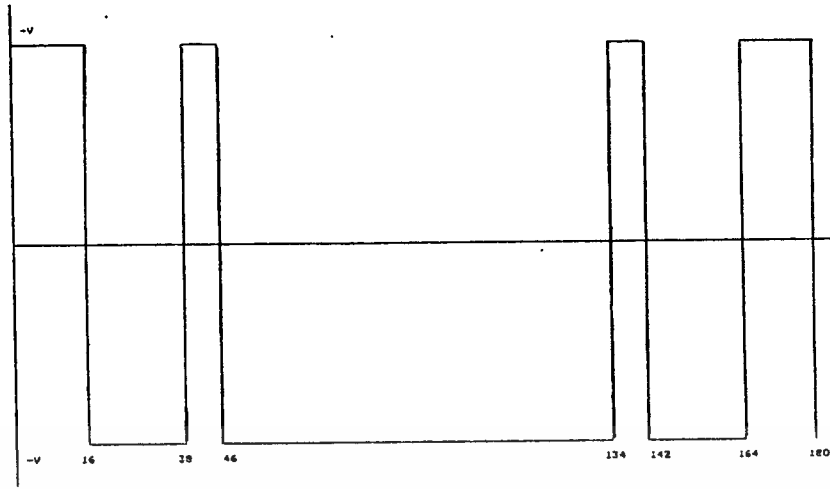
สัญญาณ PWM ทั้ง 5 รูปแบบที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง สามารถ
กำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำกรณีต่างๆแสดงได้ดังรูปที่ 3.5(1)-(5)



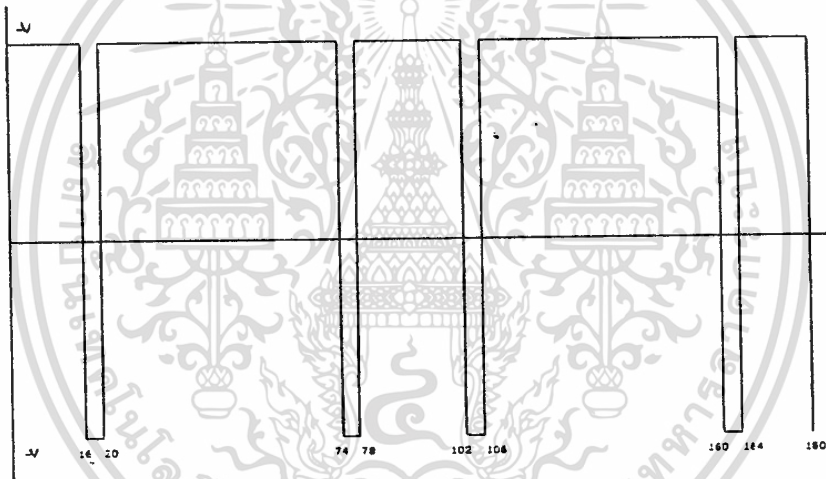
รูปที่ 3.5(1) รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง
กรณี 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



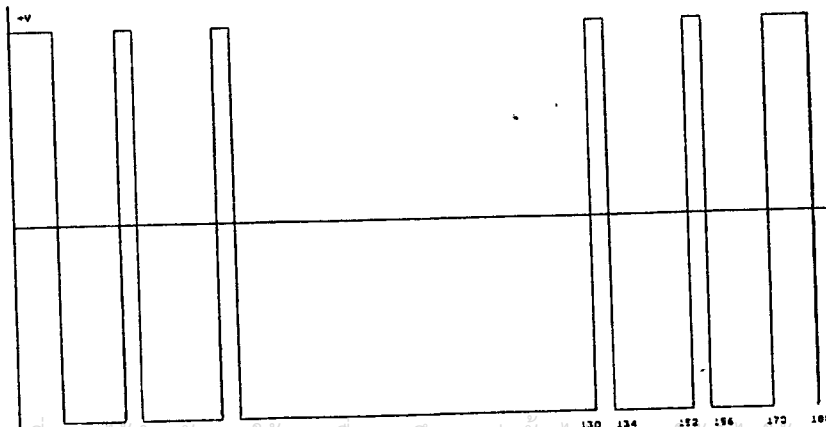
รูปที่ 3.5(2) รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง
กรณี 5 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



รูปที่ 3.5(3) รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง
กรณี 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



รูปที่ 3.5(4) รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง
กรณี 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



รูปที่ 3.5(5) รูปแบบสัญญาณ PWM ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิคการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่ง
กรณี 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

บทที่ 4

การออกแบบวงจรควบคุมการทำงานไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

4.1 บทนำ

วงจรรวมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์โดยมากเป็นวงจรรวมแบบอนาล็อก เมื่อระบบควบคุมมีการทำงานที่ย่งยากซับซ้อนแล้วการออกแบบวงจรรวมก็จะยุ่งยากมากยิ่งขึ้น อีกทั้งวงจรรวมแบบอนาล็อกไม่มีความยืดหยุ่นในการเปลี่ยนแปลงการทำงานของระบบ ตลอดจนเสถียรภาพการทำงานของวงจรมีไม่ค่อยแน่นอน ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนานำวงจรรวมแบบดิจิทัลมาใช้ควบคุมการทำงาน ซึ่งวงจรรวมแบบดิจิทัลนี้มีความยืดหยุ่นมากกว่าวงจรรวมแบบอนาล็อก โดยสามารถเปลี่ยนแปลงการทำงานของระบบจากการแก้ไข โปรแกรมควบคุมการทำงาน และการทำงานของวงจรมีเสถียรภาพมากกว่าวงจรรวมแบบอนาล็อก สำหรับวงจรรวมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้จะเป็นวงจรรวมแบบดิจิทัลโดยนำเอา ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาออกแบบสร้างสัญญาณควบคุมซึ่งหน้าที่การทำงานของวงจรรวมได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรรวมการทำงานซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ

- การออกแบบและสร้างวงจรรวมฮาร์ดแวร์
- การเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงาน

ในการออกแบบและสร้างวงจรรวมฮาร์ดแวร์นั้นสามารถแยกออกเป็น ส่วนๆ ดังนี้ :

- (1) วงจรรวมไมโครโปรเซสเซอร์ 8031
- (2) วงจรรวม เอชซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส
- (3) วงจรรวมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

4.2 วงจรรวมไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

ในส่วนของวงจรรวมการทำงานจากระบบขับเคลื่อนนี้ วงจรรวมการทำงานไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 จะเป็นส่วนสำคัญที่สุดเพราะมีหน้าที่หลักในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์ต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ด้วย

ไมโครโปรเซสเซอร์จะควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ เป็นเอกสแบบควบคุมเฟส โดยจะทำการส่งค่ามุมทริกในรูปของข้อมูลดิจิทัล 16 บิตทางดาต้าบัสไปยังวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งค่ามุมทริกนี้จะถูกแปลงเป็นค่ามุมไฟฟ้ ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างสัญญาณซึ่งข้อมูลค่ามุมที่ส่งไปจะมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ของสัญญาณควบคุมวงจรรีเลย์
เตอร์ ทำให้ค่าโวลต์ที่ตรงที่บ่อนเข้าวงจรรีเลย์เตอร์มีความสัมพันธ์กับความถี่

สำหรับการควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM ของวงจรรีเลย์เตอร์ไมโครโปรเซสเซอร์
จะทำการส่งค่าสถานะสวิทช์ของสัญญาณ PWM ไปยังวงจรรีเลย์เตอร์สร้างสัญญาณขับเกท โดยที่การบ่อนค่า
ส่งควบคุมการทำงานของระบบสามารถควบคุมได้ด้วยปุ่มรับคำสั่ง 6 ปุ่มซึ่งติดต่อผ่านทางพอร์ตของ
ไอซี 8255 เข้าสู่ I/O พอร์ตของไมโครโปรเซสเซอร์ และการแสดงผลข้อมูลต่างๆจะแสดงผล
ด้วยแผง LED สำหรับปุ่มรับคำสั่งทั้ง 6 ปุ่มคือ

- ปุ่มเพิ่มความถี่
- ปุ่มลดความถี่
- ปุ่มเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณ PWM
- ปุ่มปิด/เปิด สัญญาณควบคุม
- ปุ่มเลือกการควบคุม/ไม่ควบคุม อัตราส่วนโวลต์ที่ตรงต่อความถี่
- ปุ่มเริ่มต้นการทำงานของระบบ

การแสดงผลทางแผง LED จะแสดงค่าต่างๆดังนี้

- ค่าความถี่ของสัญญาณ PWM ที่บ่อนเข้าวงจรรีเลย์เตอร์ เป็นเลขฐาน 10 ตั้งแต่ 10-100 เฮิทซ์ มีค่าการเปลี่ยนแปลงทีละ 1 เฮิทซ์
- ค่าระดับดีวีโวลต์ที่ตรงที่อินพุทของวงจรรีเลย์เตอร์ เป็นเลขฐาน 10 ตั้งแต่ 0-550 โวลต์
- ค่าตัวเลขแสดงรูปแบบของสัญญาณ PWM โดยมีรายละเอียดดังนี้
เลข 0 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 1 พัลส์ในครึ่งไซเคิล
เลข 1 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 3 พัลส์ในครึ่งไซเคิล
เลข 2 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 7 พัลส์ในครึ่งไซเคิล
เลข 3 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 9 พัลส์ในครึ่งไซเคิล
เลข 4 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีจำนวนพัลส์เท่ากับ 11 พัลส์ในครึ่งไซเคิล
- ค่าตัวเลขแสดงการควบคุมอัตราส่วนโวลต์ที่ตรง/ความถี่ (V/F) และสถานะของสัญญาณควบคุม มีรายละเอียดดังนี้
เลข 0 หมายถึง ไม่มีสัญญาณควบคุมการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารเลข 1 หมายถึง มีสัญญาณควบคุมการทำงานของระบบ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลข 2 หมายถึง อัตราส่วน V/F คงที่ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

เลข 3 หมายถึง ระดับดีซีโวลท์ที่ตกลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น หรือเมื่อมีการเพิ่มความถี่

เลข 4 หมายถึง ระดับดีซีโวลท์ที่เพิ่มขึ้นเมื่อโหลดลดลง หรือเมื่อมีการลดความถี่

4.3 วงจรควบคุมเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สัญญาควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ในวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่ไม่โคโรโปรเซสเซอร์ส่งมานั้นจะอยู่ในรูปของข้อมูลทางดิจิทัล ซึ่งยังไม่สามารถนำไปขับเคลื่อนให้ไทรสเตอร์ทำงานได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องมีวงจรอินเตอร์เฟสที่เชื่อมต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์โดยวงจรอินเตอร์เฟสจะประกอบไปด้วย

4.3.1 วงจรแยกกราวด์

เนื่องจากการทำงานของวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสนั้นจะต้องอาศัยไฟไลน์ช่วยในการหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์ในวงจร ดังนั้นสัญญาเทริกที่ควบคุมการทำงานของวงจรจึงต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาไฟไลน์ทั้ง 3 เฟส และเพื่อป้องกันการเสียหายของวงจรควบคุมอันเนื่องจากการผิดพลาดของสัญญาไฟไลน์จึงต้องทำการแยกกราวด์ของสัญญาไฟไลน์กับไฟเลี้ยงของวงจรควบคุม การแยกกราวด์นี้จะใช้หม้อแปลงทำการลดระดับโวลท์ที่เฉพาะขนาด 380/6 โวลท์ จำนวน 3 ตัว โดยจะทำการต่อขดปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้ง 3 เป็นแบบเดลต้า และต่อขดทุติยภูมิเป็นแบบสตาร์ แต่การต่อในลักษณะนี้จะทำให้เฟสของสัญญาทางด้านเข้าที่พทของหม้อแปลงทั้ง 3 ล้าหลังสัญญาอินพุทเท่ากับ 30 องศา แต่เพราะว่าการล้าหลังของสัญญาเกิดขึ้นพร้อมกันทั้ง 3 เฟส ดังนั้นจึงเสมือนกับว่าสัญญาไฟเอซีทั้ง 3 เฟสที่ออกจากหม้อแปลงมีการซิงโครไนซ์กับสัญญาไฟไลน์

4.3.2 วงจรตรวจจับสัญญาศูนย์

วงจรตรวจจับสัญญาศูนย์ ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาไฟเอซีศูนย์โวลท์ โดยจะนำสัญญาไฟเอซีที่ลดระดับลงมาแล้วจากวงจรแยกกราวด์มาทำเป็นสัญญาเทริกเพื่อเป็นสัญญาเริ่มต้นทำงานของวงจรมัน ซึ่งสัญญาที่ได้นี้จะมีความสัมพันธ์กับไฟเอซีทั้ง 3 เฟส ดังนั้นจึงมีวงจรทั้งหมดอยู่ 3 ชุดสำหรับตรวจจับสัญญาศูนย์โวลท์ของไฟเอซีเฟส R, S, T

4.3.3 วงจรกลับสัญญาณ

วงจรกลับสัญญาณจะทำการกลับสัญญาณที่ออกจากวงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์ของไฟเอชที่ทั้ง 3 เฟส เพื่อจะนำไปสร้างสัญญาณตรีกควบคุมการทำงานของไทรซิสเตอร์ในช่วงเฟส -R, -S, และ -T

4.3.4 วงจรนับ

วงจรมับทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกา โดยจะใช้ไอซีไทม์เมอร์เคาน์เตอร์เบอร์ 8253 การทำงานของวงจรมับเริ่มจากการรับข้อมูลมมทริกเลขฐานสอง 16 บิตจากไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งข้อมูลมมทริกที่ได้รับจะเป็นจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่ไทม์เมอร์จะต้องทำการนับ ภายในไอซีไทม์เมอร์เบอร์ 8253 จะประกอบไปด้วยเคาน์เตอร์จำนวน 3 ตัว และจะใช้ในการสร้างสัญญาณตรีกของทั้ง 3 เฟส โดยที่เคาน์เตอร์แต่ละตัวจะมีความทำงานในโหมดที่ 1 คือ Programming one shot (รายละเอียดการทำงานของเคาน์เตอร์ในโหมดต่างๆ ดูได้จากข้อมูลของไอซีในภาคผนวก) การสร้างสัญญาณตรีกของเคาน์เตอร์แต่ละตัวนั้นจะต้องประกอบไปด้วย สัญญาณนาฬิกาฐานเวลา สัญญาณเกต และข้อมูลที่ต้องการนับ สัญญาณนาฬิกาฐานเวลาของเคาน์เตอร์แต่ละตัวนี้จะใช้สัญญาณความถี่ 2 เมกกะเฮิรตซ์เป็นสัญญาณฐานเวลาเพื่อใช้ในการนับ สัญญาณเกตหรือสัญญาณตรีกให้เคาน์เตอร์เริ่มทำงาน ซึ่งสัญญาณนี้จะได้จากสัญญาณตรวจจับระดับศูนย์โวลท์ของไฟเอชที่ทั้ง 3 เฟส การทำงานของไทม์เมอร์เคาน์เตอร์เมื่อได้รับข้อมูลในการนับและมีสัญญาณตรีกเกตให้เริ่มต้นทำงานแล้วสัญญาณเข้าที่พุกที่ได้จะเป็นศูนย์และเคาน์เตอร์จะทำการลดข้อมูลนับลงทีละหนึ่งจนกระทั่งข้อมูลที่ต้องการนับเป็นศูนย์สัญญาณเข้าที่พุกที่ได้จึงจะเป็นหนึ่ง (หรือเท่ากับสัญญาณไฟเลี้ยงไอซี) และไทม์เมอร์เคาน์เตอร์จะเริ่มต้นทำงานใหม่เมื่อมีสัญญาณตรีกเกตเริ่มต้นการทำงานครั้งใหม่เข้ามาอีก โดยเคาน์เตอร์จะใช้ข้อมูลที่ต้องการนับค่าเดิมจนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าข้อมูลนับใหม่ จากการทำงานของไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ในลักษณะนี้สัญญาณนาฬิกาที่ได้จะเป็นสัญญาณควบคุมมมทริกของไทรซิสเตอร์ที่มีการซิงโครไนซ์กับสัญญาณไฟเอชที่ทั้ง 3 เฟส

4.3.5 วงจรโมโนสเตเบิล

สัญญาณควบคุมมมทริกที่ได้จากไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ทั้ง 3 ตัวจะเป็นสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทรซิสเตอร์ที่ทำงานในครึ่งสัญญาณไฟบวกของเฟส R, S, และ T ตามลำดับ สำหรับสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทรซิสเตอร์ที่ทำงานในครึ่งสัญญาณไฟลบนั้นจะสร้างได้โดยการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำสัญญาณที่ได้จากโหม้เมอร์เค้าน์เตอร์ทั้ง 3 ตัวไปผ่านวงจร โมโนสเตเบิล โดยวงจรนี้จะทำการหน่วงเวลาของสัญญาณออกไป 10 ms หรือทำให้สัญญาณเข้าที่พุกที่ได้ออกมามีเฟสล่าหลังสัญญาณอินพุตอยู่ 180 องศา

4.3.6 วงจรขับเกท

เมื่อได้สัญญาณควบคุมมุกมทริกแล้วสัญญาณที่ได้เหล่านี้ยังไม่สามารถนำไปขับเกทของทริสเตอร์ให้ทำงานได้โดยตรง ดังนั้นจะต้องนำสัญญาณเหล่านี้ไปเข้าวงจรขับเกท โดยในวงจรขับเกทนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขยายกระแสและใช้ฟิลส์ทรานเฟอร์มเมอร์ทำหน้าที่แยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรหลัก และเนื่องจากคุณสมบัติของฟิลส์ทรานเฟอร์มเมอร์นั้นจะเกิดการอ้อมตัวขึ้นเมื่อสัญญาณที่ป้อนเข้ามีคาบเวลานาน ดังนั้นจึงต้องทำการมอดดูเลทสัญญาณควบคุมมุกมทริกกับสัญญาณความถี่สูงก่อนป้อนเข้าฟิลส์ทรานเฟอร์มเมอร์ และสัญญาณความถี่สูงที่ใช้จะมีค่าความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิรท์

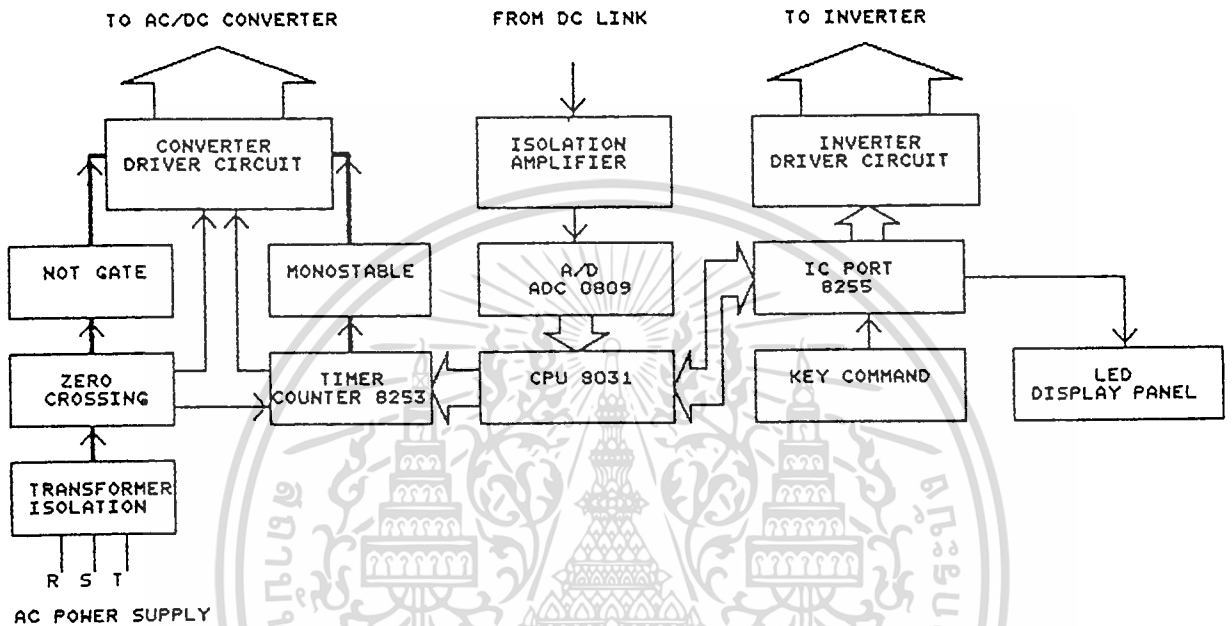
4.4 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ PWM นั้น ได้จากการที่ไม่โครโปรเซสเซอร์ทำการส่งค่าของสภาวะสวิทชิงที่ควบคุมการทำงานของทริสเตอร์ทั้ง 6 ตัวออกมาโดยอาศัยพอร์ทของไอซี 8255 สัญญาณควบคุมการทำงานแบบ PWM ที่ได้ออกมาแล้วยังไม่สามารถนำไปขับเกทของทริสเตอร์ได้โดยตรง จึงต้องนำไปผ่านวงจรขับเกทเช่นเดียวกับสัญญาณควบคุมวงจรเอชไอที/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

4.5 วงจรตรวจจับระดับดีซีโวลท์เตจและวงจร A/D

วงจรนี้ทำหน้าที่ตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของระดับดีซีโวลท์เตจที่ป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากระดับของดีซีโวลท์เตจที่ทำการตรวจจับมีค่าตั้งแต่ 0-537 โวลท์จึงต้องทำการลดระดับลงมาเหลือ 0-5 โวลท์เพื่อนำไปใช้ในวงจรควบคุม การลดระดับโวลท์เตจจะใช้หลักการการแบ่งระดับโวลท์เตจ(R-Divider) เมื่อได้ระดับโวลท์เตจที่ต้องการแล้วก็ทำการแยกกราวด์เพื่อป้องกันวงจรควบคุมโดยใช้อีซีไอโซเลชันแอมพลิไฟเออร์(รายละเอียดการออกแบบวงจรทำงานและข้อมูลไอซีดูได้ในภาคผนวก) และระดับดีซีเข้าที่พุกโวลท์เตจที่ได้ออกมาจะมีความมิลิเนียร์ เมื่อเทียบกับระดับดีซีอินพุทโวลท์เตจหรือระดับดีซีลิงค์สัญญาณ ระดับดีซีโวลท์เตจที่ได้นี้จะเรียกว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำไปเข้าวงจร A/D เพื่อทำการแปลงระดับตีสีโวลต์ที่ตรวจเป็นค่าเลขฐานสอง 8 บิตส่งผ่านพอร์ตของไอซี 8255 เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์

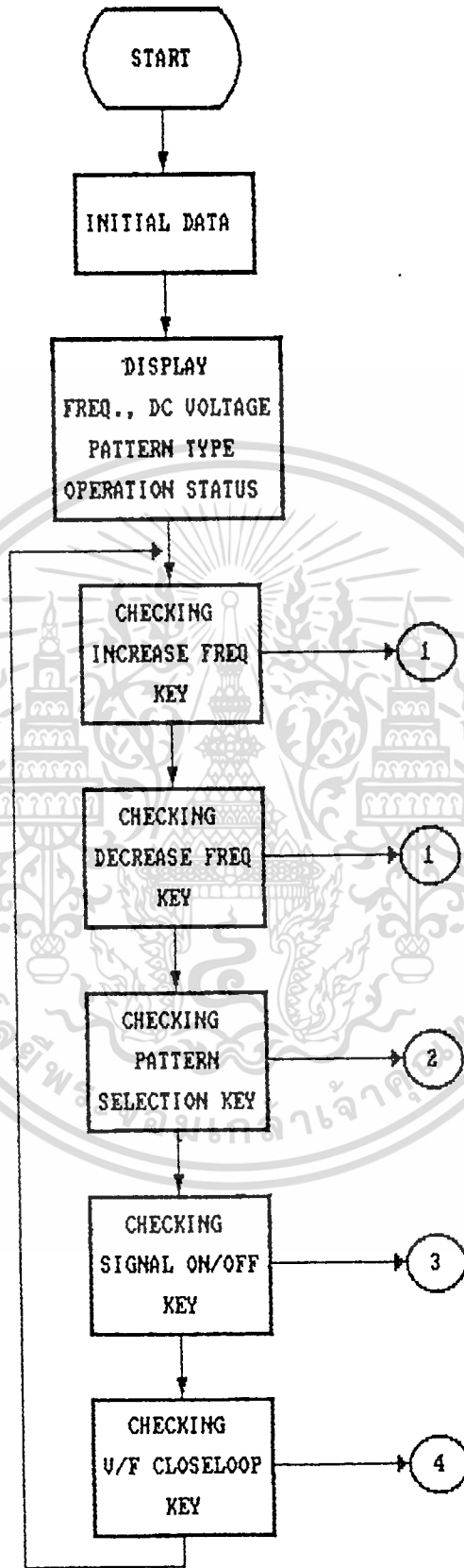


รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกของชุดควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อน

4.6 โปรแกรมควบคุมการทำงาน

โปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์นี้มีหน้าที่ควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM ที่สามารถ กำจัดฮาร์โมนิกส์ได้ โดยควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ PWM ตั้งแต่ 10-100 เฮิรตซ์ ควบคุมการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณ PWM ทั้งหมด 5 รูปแบบ และยังทำการส่งค่ามุมทริกของวงจรเอชไอ/ดีไอ คอนเวอร์เตอร์ ที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณ PWM นอกจากนี้ยังทำการตรวจเช็คและรักษาอัตราส่วนระหว่าง โวลต์ที่ตรวจต่อความถี่ให้คงที่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โปรแกรมควบคุมนี้จะเขียน โดยใช้ภาษาแอสเซมบลีของ ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ซึ่งโครงสร้างของโปรแกรมควบคุมอธิบายได้ด้วยโฟลว์ชาร์ตที่ควบคุมการทำงานหลักของระบบในรูปที่ 4.2 โดยในแต่ละขั้นตอนจะมีการเรียกโปรแกรมย่อยเข้ามาช่วยในการทำงาน ซึ่ง

เอกสารนี้สามารถแบ่งขั้นตอนการทำงานหลักได้ดังนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารของโปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ
รูปที่ 4.2 แสดง โฟลว์ชาร์ตของ โปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ขั้นตอนที่ 1 เมื่อเริ่มต้นการทำงาน จะทำการป้อนข้อมูลเริ่มต้นให้ไมโครโปรเซสเซอร์ เช่น กำหนดแอดเดรสของพอร์ตต่างๆที่ใช้ติดต่อรับ/ส่ง สภาวะสวิทชิงของสัญญาณ PWM ข้อมูลมมทริกของวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ คำสั่งทางปุ่มควบคุม ระดับดีซีโวลท์เตจในรูปเลขฐานสองจากวงจร A/D กำหนดค่าความถี่ต่ำสุด/สูงสุด ของสัญญาณ PWM ฯลฯ
- ขั้นตอนที่ 2 แสดงผลข้อมูลต่างๆ ทาง LED คือ ค่าความถี่สัญญาณ PWM ที่ใช้งาน ค่าระดับดีซีโวลท์เตจ ค่าแสดงรูปแบบสัญญาณ PWM ที่ใช้งาน ค่าแสดงสภาวะการทำงานของระบบ
- ขั้นตอนที่ 3 การตรวจเช็ครับข้อมูลคำสั่งควบคุมการทำงานของระบบ และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูลการทำงาน ก็จะเข้าไปทำงานในส่วนของโปรแกรมย่อยที่เกี่ยวข้อง

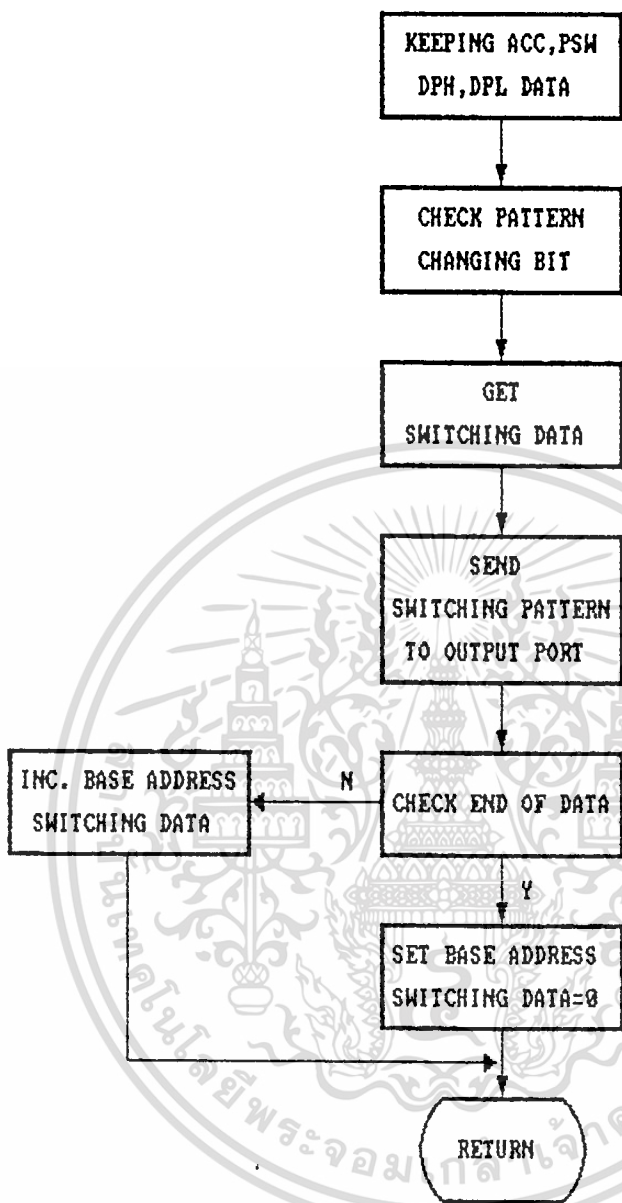
การทำงานของโปรแกรมย่อยในส่วนควบคุมการสร้างสัญญาณแบ่งออกได้ดังนี้ :

- (1) โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM
- (2) โปรแกรมควบคุมการส่งข้อมูลมมทริกวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์
- (3) โปรแกรมควบคุมอัตราส่วนโวลท์เตจต่อความถี่ให้คงที่

4.6.1 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการสร้างสัญญาณ PWM ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการส่งสภาวะสวิทชิงของสัญญาณ PWM นั้นออกไปยังวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ โดยที่การส่งข้อมูลสภาวะสวิทชิงนี้จะส่งออกไปทุกๆ 2 องศาครบ 360 องศาหรือ 1 ไซเคิล การทำงานของโปรแกรมในส่วนนี้จะทำงานโดยอาศัยการอินเทอร์รัพภายใน เมื่อเกิดการอินเทอร์รัพขึ้นจึงจะทำการส่งข้อมูลของสภาวะสวิทชิงออกไป ซึ่งโปรแกรมในส่วนการสร้างสัญญาณจะแสดงได้ดังโพล์ชาร์ตในรูปที่

4.3

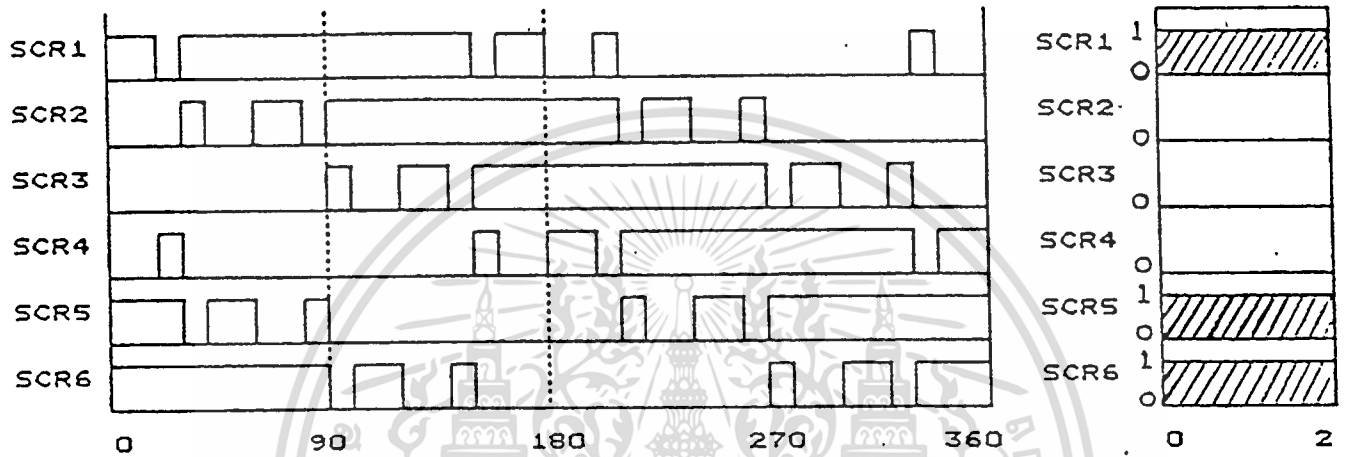


รูปที่ 4.3 แสดงโฟลว์ชาร์ตการทำงานของโปรแกรมการส่งข้อมูลสถานะสวิทซ์

4.6.1.1 วิธีการเก็บข้อมูลสถานะสวิทซ์

การเก็บข้อมูลสถานะสวิทซ์ของสัญญาณนั้น เมื่อได้ค่ามุมสวิทซ์และรูปแบบของสัญญาณ PWM ในแต่ละรูปแบบแล้วก็นำมาเขียนรูปแบบสัญญาณ PWM ที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัวได้ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งรูปแบบสัญญาณ PWM ในรูปที่ 4.4 นั้นเป็นตัวอย่างของสัญญาณที่มีการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 โดยลักษณะการเก็บรูปแบบสัญญาณนั้นจะทำการแบ่งสัญญาณ PWM ออกเป็น 180 ช่วงๆละ 2 องศา ซึ่งในแต่ละช่วงก็จะได้รูปแบบของสถานะสวิทซ์ซึ่งจะควบคุม

การทำงานของไทรสเตอร์ทั้ง 6 เมื่อได้รูปแบบสถานะสวิทซึ่งแล้วก็จะนำไปแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัล 8 บิต ดังในรูปที่ 4.5 โดยที่ข้อมูลบิตที่ 7-8 จะแทนค่าด้วย 0 จากนั้นจะนำไปเก็บในหน่วยความจำข้อมูล ดังนั้นรูปแบบสัญญาณ PWM แต่ละแบบจะต้องใช้หน่วยความจำในการเก็บ 180 ไบท์ การเก็บรูปแบบสัญญาณ PWM ทั้ง 5 รูปแบบจะเก็บไว้เป็นตาราง ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะสัญญาณ PWM ของไทรสเตอร์ทั้ง 6 รูปที่ 4.5 แสดงสถานะสวิทซึ่งภายในช่วง 2 องศา

	PWM 1 PULSE/ HALF CYCLE	PWM 3 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 7 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 9 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 11 PULSES/ HALF CYCLE
0 - 2	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
2 - 4	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
4 - 6	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
356 - 358	00011010B	00011010B	00100110B	00011010B	00100110B
358 - 360	00011010B	00011010B	00100110B	00011010B	00100110B

รูปที่ 4.6 แสดงตารางเก็บข้อมูลสถานะสวิทซึ่งในหน่วยความจำของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ

4.6.1.2 วิธีการเปลี่ยนความถี่

สำหรับวิธีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM ในที่นี้จะใช้การอินเทอร์รัพของสัญญาณนาฬิกาภายใน โดยจะใช้การอินเทอร์รัพของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ TH0 ซึ่งจะต้องทำการเก็บข้อมูลตารางเวลาของการอินเทอร์รัพที่สอดคล้องกับค่าความถี่ต่างๆ ข้อมูลการอินเทอร์รัพของเอกสารนี้สัญญาณนาฬิกาจะหาได้โดยการคำนวณหาจำนวนที่จะทำให้เกิดการอินเทอร์รัพทุกๆ 2 องศาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อไมโครโปรเซสเซอร์มีการทำงานในส่วนของการเพิ่มหรือลดความถี่แล้ว ก็จะนำเอาความถี่นั้น มาทำการหาค่าของเวลาที่ในการอินเทอร์รัพท์ทุก 2 องศาของความถี่นั้นจากตารางเวลา เมื่อได้ เวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพท์แล้วก็จะนำไปเก็บไว้ใน TH0 เวลาในการอินเทอร์รัพท์จะทำการเก็บ ตั้งแต่ความถี่ 10-100 เฮิรตซ์ดังในรูปที่ 4.7

10 Hz	0
11 Hz	17H
12 Hz	2BH
99 Hz	0CCH
100 Hz	0CDH

รูปที่ 4.7 แสดงตารางเวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพท์ของสัญญาณนาฬิกา TH0

4.6.1.3 วิธีแปลงความถี่เป็นระดับความคมไวท์ที่เจอ

การควบคุมระดับดีวีไอท์ที่เจอเพื่อให้สอดคล้องกับค่าความถี่ของสัญญาณ PWM จะทำได้โดยการแปลงค่าความถี่เหล่านั้นไปเป็นค่าของระดับต่าง 256 ระดับ ทั้งนี้เพราะจะต้องสอดคล้องกับค่าของข้อมูลที่ได้จากการอ่านค่าระดับดีวีไอท์ที่เจอ ซึ่งในที่นี้จะได้จากวงจร A/D แบบ 8 บิต ดังนั้นดีวีไอท์ที่เจอในแต่ละระดับจะมีค่าแตกต่างกันประมาณ 2 ไวลท์ และจากการคำนวณค่าของดีวีไอท์ที่เจอที่สอดคล้องกับค่าของความถี่ต่างๆในแต่ละรูปแบบสัญญาณ PWM ก็จะได้เป็นข้อมูลตารางในรูปที่ 4.8

	DC VOLTAGE LEVEL PAT.1	DC VOLTAGE LEVEL PAT.2	DC VOLTAGE LEVEL PAT.3	DC VOLTAGE LEVEL PAT.4	DC VOLTAGE LEVEL PAT.5
10 Hz	26	33	36	33	33
11 Hz	29	36	39	36	36
12 Hz	31	40	43	39	39
99 Hz	254	254	254	254	254
100 Hz	254	254	254	254	254

รูปที่ 4.8 แสดงตารางของระดับดีวีไอท์ที่เจอที่สอดคล้องกับค่าความถี่ของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.2 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณทริกของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

โปรแกรมการสร้างสัญญาณทริกของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำการส่งข้อมูลของมุลทริกออกไปยังไมโครเมเจอร์เคาน์เตอร์ 8253 ค่าของข้อมูลเหล่านี้จะเป็นค่าของจำนวนสัญญาณนาฬิกาและจะเก็บไว้ในตารางข้อมูลทั้งหมด 256 ข้อมูลในรูปที่ 4.9 ซึ่งความละเอียดของข้อมูลจะต้องสอดคล้องกับความละเอียดของระดับดีซีโวลต์เตจที่ทำการอ่านค่าได้

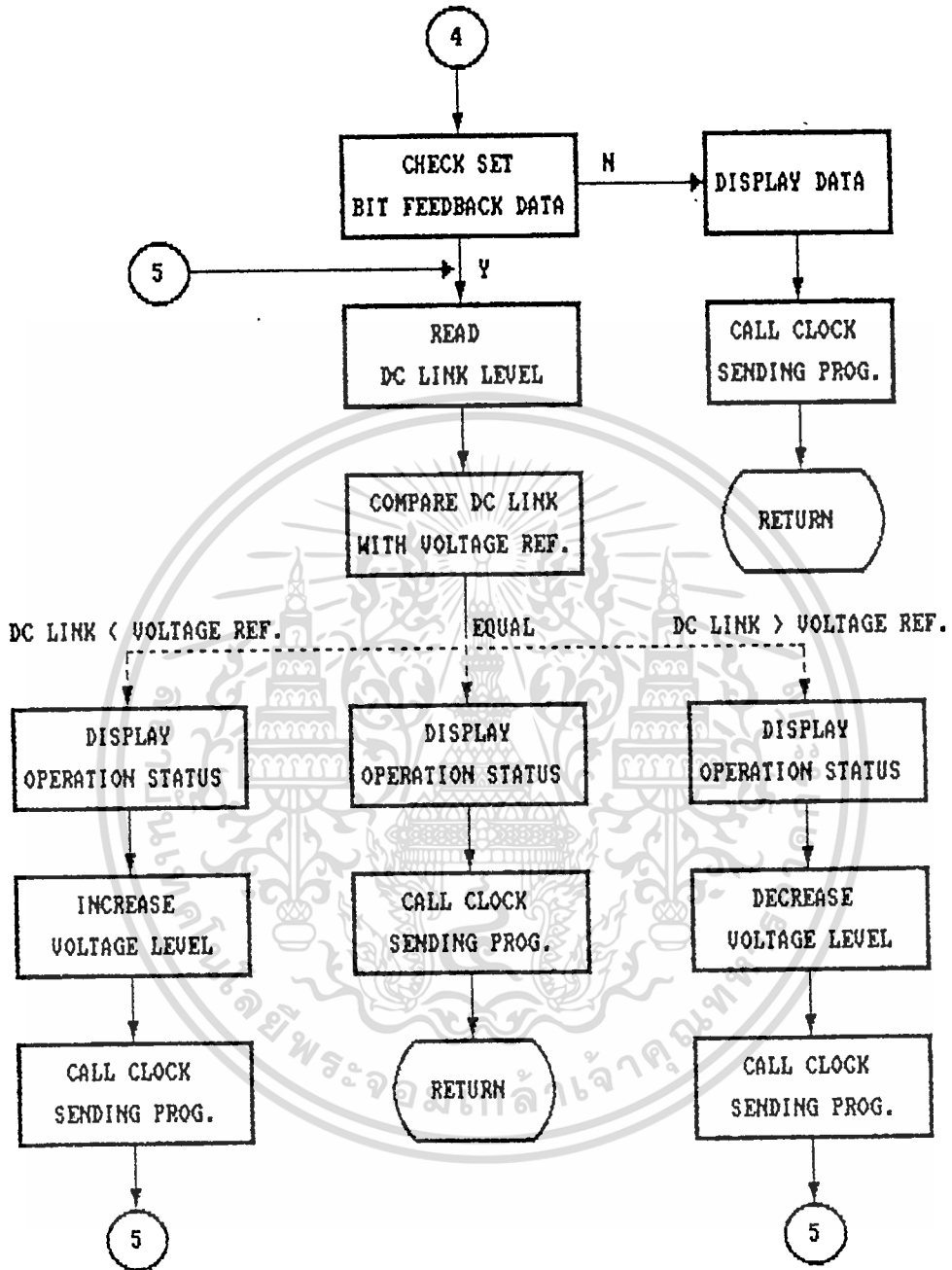
CLOCK TABLE

1	015H, 034H
2	0FBH, 033H
3	0E0H, 033H
255	039H, 00FH
256	039H, 00FH

รูปที่ 4.9 แสดงตารางจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่สอดคล้องกับระดับดีซีโวลต์เตจ

4.6.3 โปรแกรมควบคุมอัตราส่วน โวลต์เตจต่อความถี่ให้คงที่

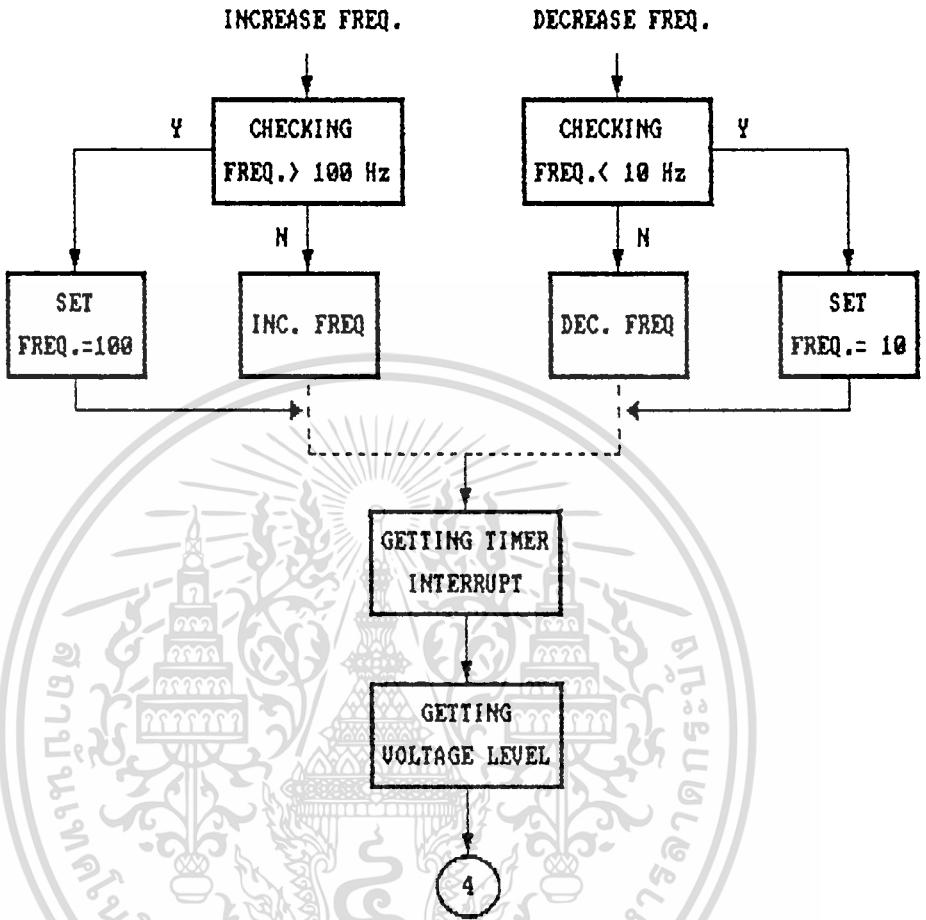
สำหรับโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F แสดงได้ด้วยโฟลว์ชาร์ตของการทำงานดังรูปที่ 4.10 จากรูปโฟลว์ชาร์ต การทำงานจะเริ่มจากการตรวจเช็คว่ามีคำสั่งให้ระบบมีการทำงานแบบรักษาอัตราส่วน V/F หรือไม่ ถ้ามีการสั่งงานให้ระบบมีการรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ โปรแกรมก็จะทำการอ่านค่าของดีซีโวลต์เตจแล้วนำมาเปรียบเทียบกับค่าของดีซีโวลต์เตจอ้างอิง ซึ่งเมื่อค่าดีซีโวลต์เตจที่เปรียบเทียบมีค่าแตกต่าง โปรแกรมก็จะทำการปรับระดับของดีซีโวลต์เตจโดยการเพิ่มหรือลด เมื่อได้ระดับของ โวลต์เตจที่ทำการปรับระดับแล้วก็จะนำมาหาค่าของจำนวนสัญญาณนาฬิกาเพื่อส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณต่อไป การทำงานของ โปรแกรมในส่วนนี้จะทำงานไปจนกว่าค่าระดับดีซีโวลต์เตจมีค่า เท่ากับ โวลต์เตจอ้างอิงจึงจะ เสร็จสิ้นการทำงาน และจะกลับไปทำงานในส่วน ของ โปรแกรมหลักต่อไป



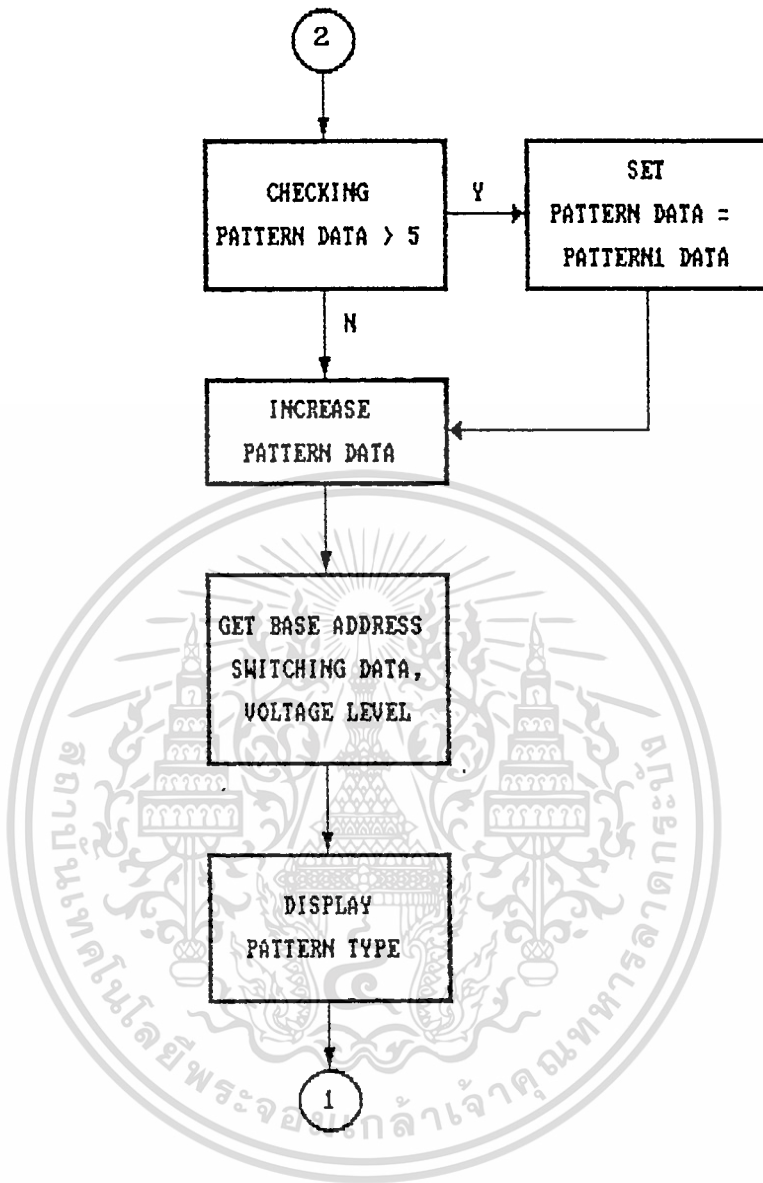
รูปที่ 4.10 แสดงโฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F ให้คงที่

สำหรับโปรแกรมย่อยการทำงานส่วนต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 4.11-4.14

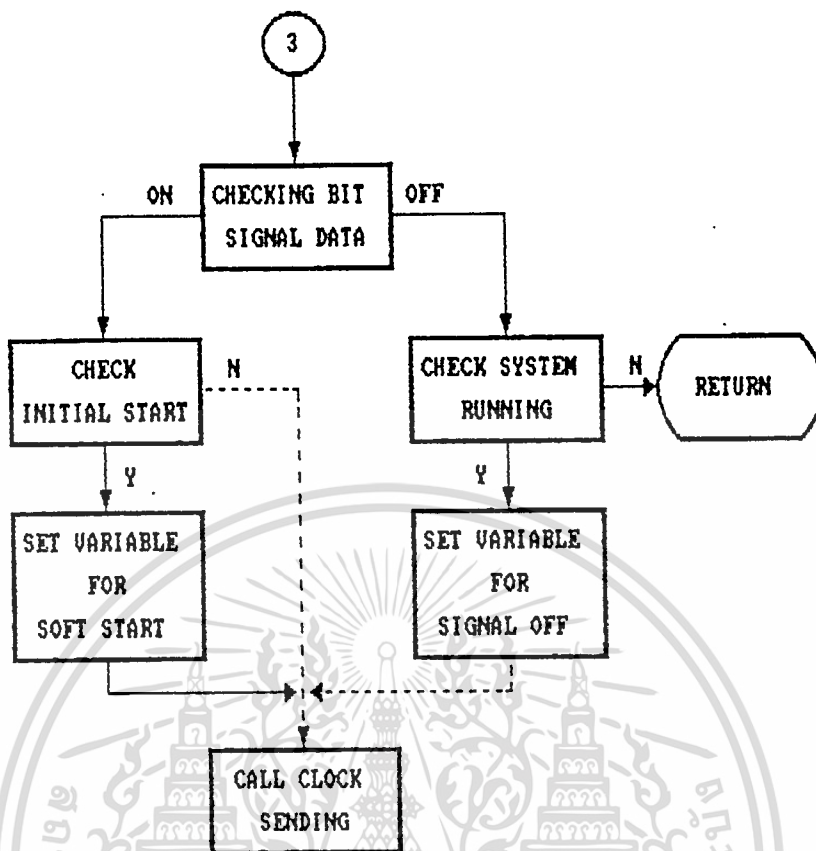
INCREASE & DECREASE FREQUENCY



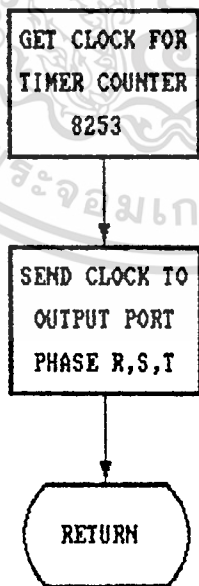
รูปที่ 4.11 แสดงโฟลว์ชาร์ตของ โปรแกรมเพิ่มและลดความถี่



รูปที่ 4.12 แสดงโฟลว์ชาร์ตของ โปรแกรมเลือกรูปแบบสัญญาณ PWM



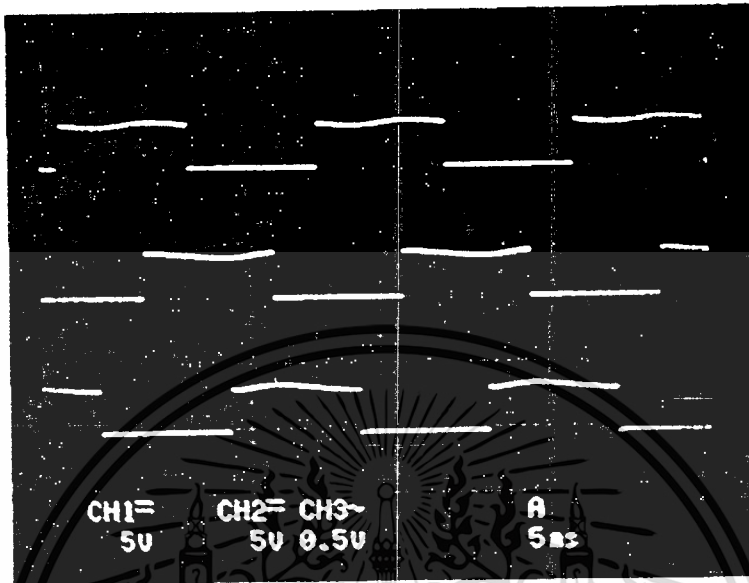
รูปที่ 4.13 แสดงโฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมปิดและเปิดสัญญาณควบคุม



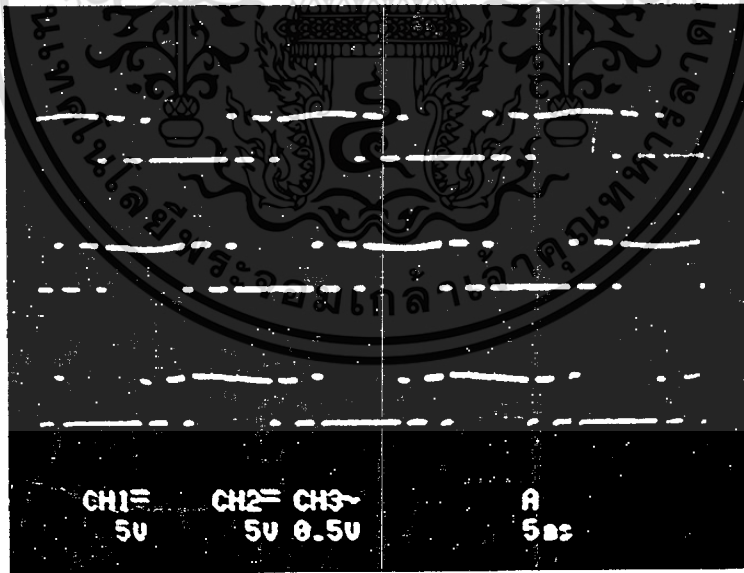
รูปที่ 4.14 แสดงโฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมส่งจำนวนสัญญาณนาฬิกาไปยังไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ 8253

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ PWM ทั้ง 5 รูปแบบที่ไมโครโปรเซสเซอร์สร้างออกมารณี่ต่างๆแสดงได้ดังรูปที่ 4.15(1)-(5) โดยเป็นสัญญาณเทริกสำหรับทรินสเตอร์ทั้ง 3 เฟส ที่ความถี่ 50 เฮิทซ์



รูปที่ 4.15(1) สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 1 พัลส์



รูปที่ 4.15(2) สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นโดยไมโครโปรเซสเซอร์กรณี 5 พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

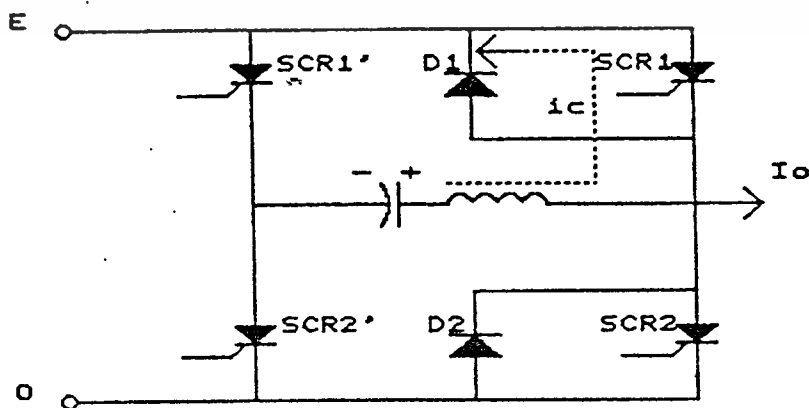
วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC (Complementary Current Impulse Commutation)

5.1 บทนำ

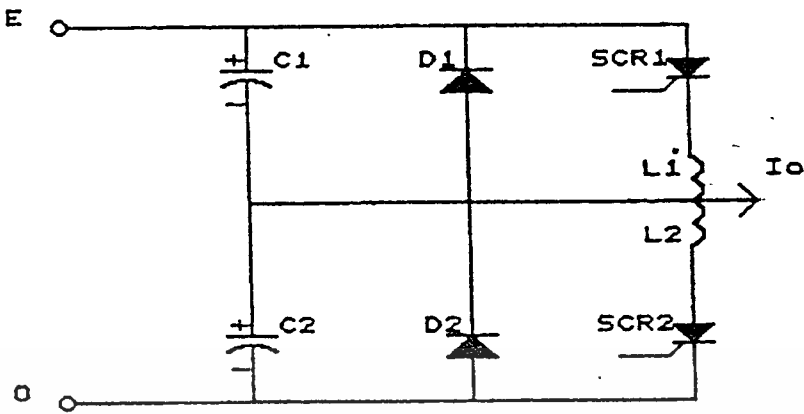
ดังได้กล่าวมาแล้ววงจรไทรซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่ใช้กันโดยมากเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์ และแบบแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด ดังแสดงในรูปที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ วงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้มีความแตกต่างกันตรงวิธีการคอมมิวเตท ซึ่งสามารถแยกออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ

1. วิธีการคอมมิวเตทแบบคอมพลีเมนทารี หรือเรียกว่าการคอมมิวเตทแบบใช้โวลท์เตจ วิธีนี้จะทำให้ไทรซิสเตอร์หยุดนำกระแสโดยการป้อนรีเวอร์สโวลท์เตจค่ามากคร่อมไทรซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้ไทรซิสเตอร์หยุดนำกระแสในช่วงเวลาที่สั้น แต่วิธีการคอมมิวเตทแบบนี้จะเกิดพลังงานสูญเสียในส่วนของวงจรคอมมิวเตทมาก ตัวอย่างของวงจรที่ใช้วิธีการคอมมิวเตทแบบนี้ เช่น วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด เป็นต้น

2. วิธีการคอมมิวเตทแบบอ็อกซิลลารี หรือเรียกว่าการคอมมิวเตทแบบป้อนกระแสย้อนกลับ การคอมมิวเตทแบบนี้จะทำการหยุดนำกระแสของไทรซิสเตอร์โดยมีวงจรที่ทำให้เกิดมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไทรซิสเตอร์ ซึ่งจะ เป็นผลทำให้กระแสรวมที่ไหลผ่านไทรซิสเตอร์ลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ วิธีการคอมมิวเตทแบบนี้จะใช้เวลาในการหยุดนำกระแสหรือเวลาเทอร์นออฟของไทรซิสเตอร์มากกว่าแบบแรก แต่พลังงานการสูญเสียในวงจรคอมมิวเตทจะน้อยกว่าแบบแรกมาก ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การคอมมิวเตทวิธีนี้มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบแรก ตัวอย่างของวงจรที่ใช้การคอมมิวเตทแบบนี้ เช่น วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์ เป็นต้น

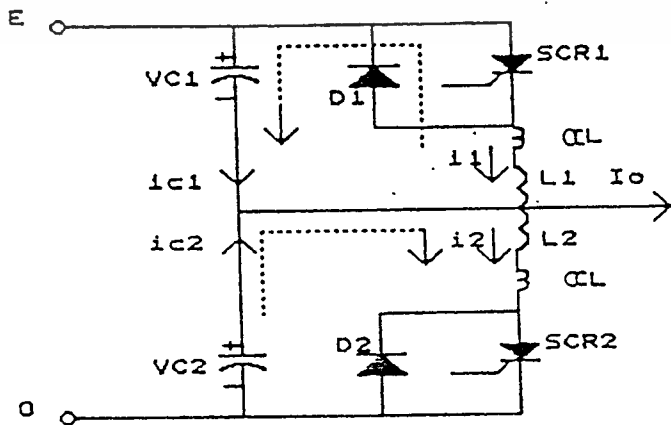


รูปที่ 5.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์



รูปที่ 5.2 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีแคเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด

การออกแบบวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ให้มีการทำงานในลักษณะคลื่น PWM ได้ั้น สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบคือ ประสิทธิภาพของวงจร จำนวนอุปกรณ์ไทรสเตอร์ที่ใช้ จำนวนครั้งของการสวิตชิ่ง และเสถียรภาพการทำงานของวงจร ในบทนี้จะกล่าวถึง วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) ซึ่งเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเอาข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแคเมอร์เรย์และแคเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ดมารวมเข้าด้วยกัน คือ มีพลังงานสูญเสียในส่วนของวงจรคอมมิวเทชันน้อย ใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์น้อยชิ้น และสามารถควบคุมการทำงานได้ง่าย วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC นี้จะมีลักษณะการต่อของไดโอดแตกต่างกับกรณีของวงจรแบบแคเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ดตรงที่ได้ย้ายจากจุดเท้าของอินดักเตอร์ L มาคร่อมไทรสเตอร์แทน ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



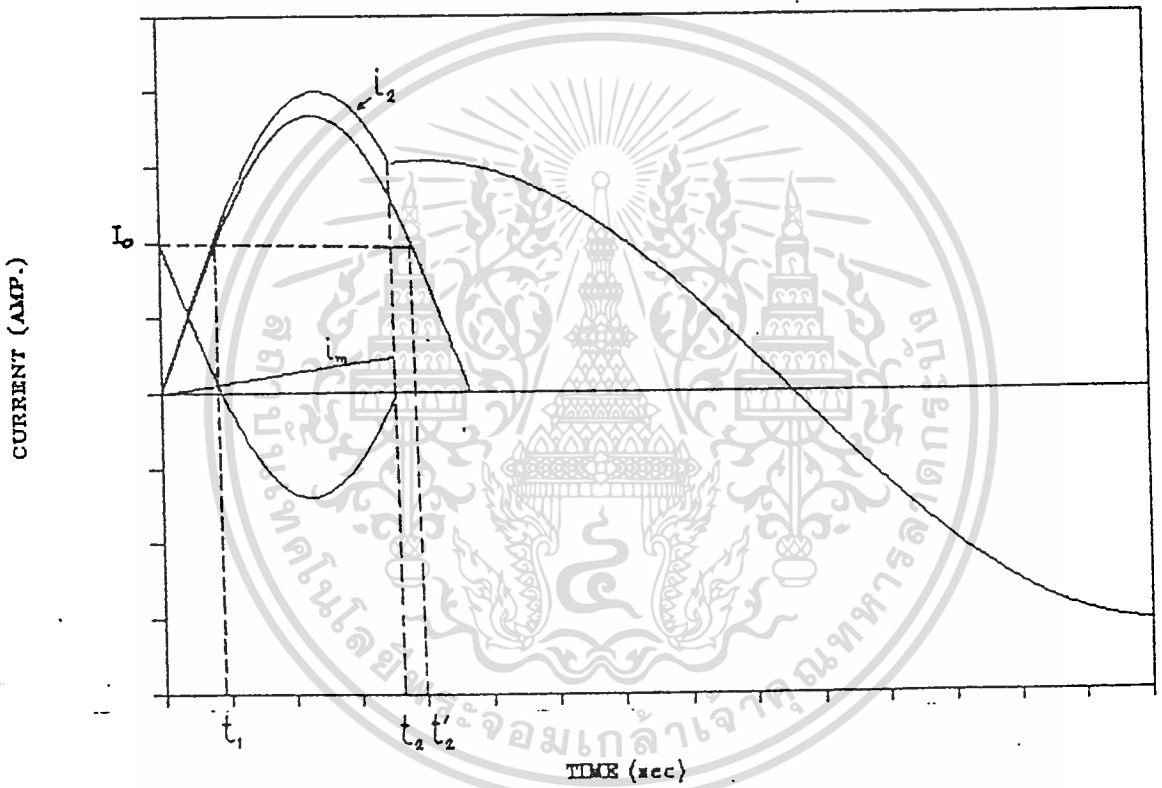
เอกสารนี้รูปที่ 5.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เพียงหนึ่งเฟสในจำนวนทั้งหมด 3 เฟส

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC

จากรูปที่ 5.3 ไดโอดที่ย้ายมาต่อคร่อมไทริสเตอร์นั้น จะทำหน้าที่นำกระแสรีแอกทีฟของโหลด ในช่วงของการคอมมิวเตท และ α_L ในวงจรคือ ลิกเกจอินดักแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากการคัปปลิงระหว่างอินดักเตอร์ส่วนบนและส่วนล่างในวงจร ซึ่งการทำงานของวงจรมีอธิบายได้ด้วยรูปคลื่นของกระแส ในรูปที่ 5.4

CURRENT WAVEFORM IN CCIC.



รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะของกระแสในช่วงการคอมมิวเตทของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC

จากรูปถ้าให้ไทริสเตอร์ SCR_1 นำกระแส I_o แล้ว C_2 จะถูกชาร์จโดยแหล่งจ่ายไฟ E และโวลต์ที่แตกคร่อม C_1 เป็นศูนย์ เมื่อจะทำการหยุดนำกระแสของไทริสเตอร์ SCR_1 จะต้องทำการทริกให้ไทริสเตอร์ SCR_2 นำกระแส ทำให้ขณะนั้น C_2 ตกคร่อม L_2 และเนื่องจากผลของการอินดักซ์ทำให้ขั้วบนของ L_1 มีศักย์สูงกว่าแหล่งจ่ายไฟ อินดักเตอร์ทั้งสองนี้จะมีการทำ

เอกสางานคล้ายกับการทำงานของทรานส์ฟอร์มเมอร์โดยที่มี L_2 ทำหน้าที่คล้ายเป็นขดปฐมภูมิ L_1 ทำหน้าที่คล้ายขดทุติยภูมิ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่เป็นขดทึดยกมี C_2 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟ และ C_1 ทำหน้าที่เป็นโหลด ดังนั้นกระแส ออสซิลเลทที่ไหลใน L_2 จะเกิดจากการดิซชาร์จของ C_2 ซึ่งจะอินตัวเข้าไปใน L_1 และเข้า ชาร์จ C_1 ในทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ SCR_1 ด้วยเหตุนี้จะทำให้กระแสรวมที่ไหลผ่าน SCR_1 ลดต่ำลงเรื่อยๆจนเป็นศูนย์ในที่สุด ซึ่งลักษณะของกระแสที่ไหลจะมีรูป ลักษณะคล้ายกับสัญญาณของ sinusoidal impulse โดยที่คาบของสัญญาณนี้จะขึ้นกับค่าของ C_1, C_2 และ αL ในรูปที่ 5.4 จะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ SCR_1 จะเป็นศูนย์ เมื่อกระแสออสซิลเลทเท่ากับกระแสโหลดที่เวลา t_1 หลังจากเวลา t_1 กระแสอิมพัลส์ยังคง เพิ่มขึ้นเข้าสู่ค่าสูงสุดแล้วลดลง ซึ่งกระแสกลับทิศที่เกิดขึ้นนี้จะไหลผ่านไดโอด D_1 ทำให้ไทรสเตอร์ SCR_1 ได้รับรีเวอร์สไบอัส ดังนั้นเวลาที่สิ้นสุดการนำกระแสของไดโอดจะเป็นเวลาเทอร์น-ออฟของวงจร ซึ่งควรจะออกแบบเพื่อไว้สำหรับกรณีที่เลวร้ายที่สุดด้วย ในช่วงการคอมมิวเตท จะมกระแส magnetize (i_m) ไหลในวงจรผ่าน ไทรสเตอร์ SCR_1 กับ ไทรสเตอร์ SCR_2 และไดโอด D_1 กับไทรสเตอร์ SCR_2 ซึ่งกระแสนี้จะมีผลทำให้เวลาเทอร์น-ออฟของวงจรต่ำลง ในระหว่างการคอมมิวเตทกระแสที่ไหลในขด L_2 จะเป็นผลรวมของกระแสอิมพัลส์ และ i_m ส่วนกระแสที่ไหลในขด L_1 จะขึ้นกับกระแสโหลด กระแสอิมพัลส์ และ i_m จากรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าที่เวลา t_2 กระแสออสซิลเลทจะกลับมาเท่ากับกระแสโหลดอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งโดยปกติแล้ว ช่วงเวลา $t_2' - t_1$ จะแทนเวลาเทอร์น-ออฟของวงจรในอุดมคติ แต่ที่เวลา t_2 นั้นกระแส i_1 จะเท่ากับศูนย์ ดังนั้นช่วงเวลา $t_2 - t_1$ จึงเป็นเวลาเทอร์น-ออฟที่แท้จริงของวงจร

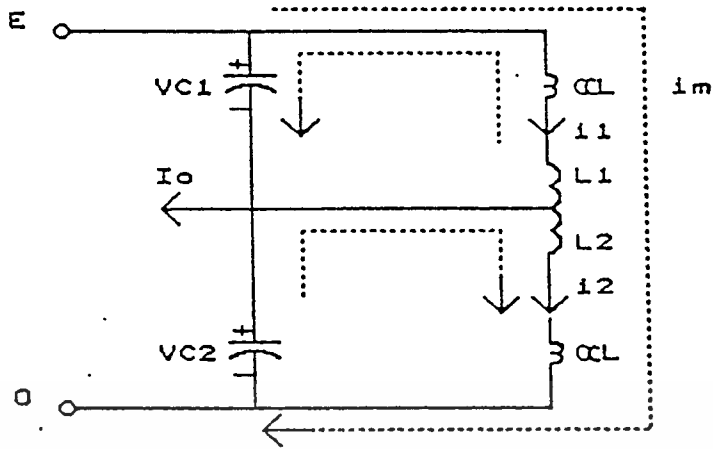
5.3 การวิเคราะห์สมการกระแสในช่วงคอมมิวเตท

การวิเคราะห์วงจรจะแบ่งออกเป็น 3 ช่วง ซึ่งในแต่ละช่วงจะทำการพิจารณาวิเคราะห์หาสมการและเงื่อนไขเริ่มต้นในลักษณะเดียวกัน

5.3.1 ในช่วงที่ 1

วงจรในช่วงที่ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 เมื่อกำหนดให้ไทรสเตอร์ SCR_1 นำกระแส ช่วงนี้จะเริ่มขึ้นเมื่อไทรสเตอร์ SCR_2 เริ่มนำกระแสโดยมีเงื่อนไขเริ่มต้น คือ $i_1(0) = I_o, i_2(0) = 0, v_{c2} = E, v_{c1} = 0$ ที่เวลา $t = 0$ เมื่อลดรูปโดยใช้ทฤษฎีเทเวนินแล้วจะได้สมการดังนี้

$$\frac{1}{2C} \int i_2(t) dt + 2\alpha L \frac{d i_2(t)}{dt} = \frac{E}{2} \tag{5.1}$$



รูปที่ 5.5 วงจรการทำงานในช่วงที่ 1

ทำการแปลงสมการโดยใช้วิธีลาปลาซจะได้

$$\frac{i_2(s)}{2Cs} + 2\alpha Ls \cdot i_2(s) = \frac{E}{2s}$$

$$i_2(s) \cdot \frac{(1 + 2\alpha Ls)}{2Cs} = \frac{E}{2s}$$

$$i_2(s) \cdot \frac{(1 + 4\alpha LCs^2)}{2Cs} = \frac{E}{2s}$$

$$i_2(s) = \frac{EC}{(1 + 4\alpha LCs^2)}$$

5.2

ให้ $\omega_0^2 = 1 / 4\alpha LC$ จะได้

$$\begin{aligned} i_2(s) &= EC \cdot \omega_0^2 \cdot \left(\frac{1}{\omega_0^2 + s^2} \right) \\ &= \frac{E}{4\alpha L} \cdot \left(\frac{1}{\omega_0^2 + s^2} \right) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{E \cdot 2\sqrt{\alpha LC} \cdot (1)}{4\alpha L \cdot 2\sqrt{\alpha LC} \cdot (\omega_o^2 + s^2)} \\
 &= \frac{E \sqrt{\alpha LC} \cdot (\omega_o)}{2 (\alpha L)^2 \cdot (\omega_o^2 + s^2)} \\
 &= \frac{E \sqrt{C} \cdot (\omega_o)}{2 \sqrt{\alpha L} \cdot (\omega_o^2 + s^2)} \\
 i_2(t) &= \frac{E \sqrt{C} \cdot \sin(\omega_o t)}{2 \sqrt{\alpha L}} \tag{5.3}
 \end{aligned}$$

แต่เมื่อเริ่มการคอมมิวเตทจะเกิดกระแส magnetize ขึ้นดังนั้น

$$i_2(t) = \frac{E \sqrt{C} \cdot \sin(\omega_o t) + i_m}{2 \sqrt{\alpha L}} \tag{5.4}$$

โดยที่ $i_m = \frac{Et}{(4L + 2\alpha L)}$

และเมื่ออินดักเตอร์มีการคัมมิ่งกันอย่างสมบูรณ์แล้ว ดังนั้นจะได้

$$i_1(t) = (I_o - \frac{E \sqrt{C} \cdot \sin(\omega_o t)}{2 \sqrt{\alpha L}}) + i_m \tag{5.5}$$

ช่วงที่ 1 จะสิ้นสุดเมื่อกระแส i_1 ที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ SCR₁ เท่ากับศูนย์หลังจากนั้นกระแสเริ่มเป็นลบและไดโอด D₁ จะเริ่มนำกระแส ซึ่งช่วงที่ 2 จะเริ่มจากที่เวลา t_1 ซึ่งจะได้จากสมการที่ 5.6 จากรูปที่ 5.4 $i_m(t_1)$ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_o จึงสามารถที่จะตัดทิ้งได้ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{I_o}{(E/2)\sqrt{(C/\alpha L)}} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่เอื้อต่อการทำกำไรหรือประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{2\sqrt{\alpha LC} \cdot \sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right)}{X}$$

เมื่อให้ $X = \frac{(E/2)\sqrt{(C/\alpha L)}}{I_0}$ 5.6

ดังนั้น $t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right)$ 5.7

5.3.2 ในช่วงที่ 2

ในช่วงนี้วงจรยังคงเหมือนกับในช่วงที่ 1 ดังนั้นสมการในช่วงที่ 1 ก็ยังใช้ได้กับช่วงที่ 2 นี้ ซึ่งช่วงนี้จะดำเนินต่อไปจนกระทั่งกระแสอิมพัลส์ (i_1) กลับมามีค่าเท่ากับศูนย์อีกครั้งหนึ่งและจะเป็นจุดสิ้นสุดของช่วงนี้ ซึ่งไทรสเตอร์ SCR₁ และไดโอด D₁ จะหยุดนำกระแสที่เวลา t_2 เวลาสิ้นสุดของช่วงนี้จะหาได้จากสมการที่ 5.5 เมื่อ $i_1 = 0$ ดังนั้น

$$I_0 + \frac{Et_2}{4L + 2\alpha L} = XI_0 \cdot \sin(\omega_0 t_2) \tag{5.8}$$

จากสมการที่ 5.8 นี้สามารถหาเวลา t_2 ที่กระแสใน D₁ เท่ากับศูนย์ได้ เมื่อ D₁ หยุดนำกระแสการรีเวอร์สไบอัส ไทรสเตอร์ SCR₁ ก็จะสิ้นสุดลง ดังนั้นเวลาเทอร์น-ออฟของวงจรจะเท่ากับ

$$t_a = t_2 - t_1 \tag{5.9}$$

จากสมการที่ 5.4, 5.5, 5.8 จะได้

$$i_2(t_2) = XI_0 \cdot \sin(\omega_0 t_2) + i_m(t_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 2I_m อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 5.10

โดยที่ $I_m = i_m(t_2) = \frac{Et_2}{4L + 2\alpha L}$

และจะได้โวลต์เตจที่ตกคร่อม C_1, C_2 ดังนี้

$$V_{c1} = E_1' = \frac{E - E \cdot \cos(\omega_0 t_2)}{2} \tag{5.11}$$

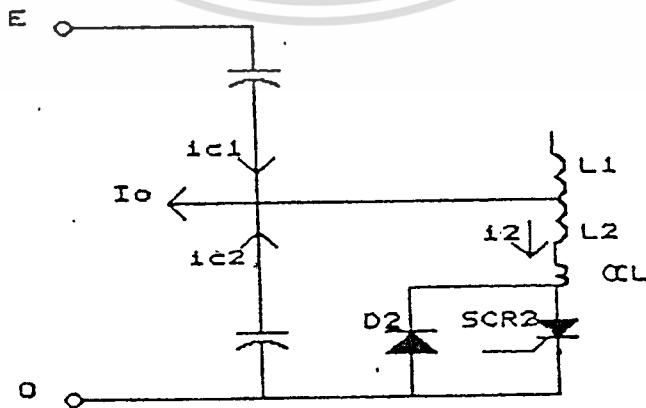
$$V_{c2} = E_2' = \frac{E + E \cdot \cos(\omega_0 t_2)}{2} \tag{5.12}$$

เมื่อไทรสเตอร์ SCR₁ และไดโอด D₁ หยุดนำกระแสที่เวลา t₂ วงจรจะเปลี่ยนไปเข้าสู่ช่วงที่ 3

5.3.3 ในช่วงที่ 3

วงจรในช่วงนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งเงื่อนไขเริ่มต้นของช่วงนี้ คือ

$$i_2(0) = I_2' = I_o + 2I_m, \quad V_{c2}(0) = E_2', \quad V_{c1}(0) = E_1' \tag{5.13}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5.6 วงจรการทำงานในช่วงที่ 3 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้เวลาเริ่มต้นในช่วงนี้เป็น t' ซึ่งเวลาเริ่มต้นช่วงนี้ คือ t_2 ดังนั้นจะได้

$$t' = t - t_2$$

จากรูปที่ 5.6 จะได้ว่า

$$\frac{1}{2C} \int i_2(t') dt' + (\alpha L + L) \frac{d i_2(t')}{dt'} = E_2' \quad 5.15$$

ทำการแปลงสมการโดยใช้ลาปลาซจะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{2Cs} \cdot i_2(s) + (\alpha L + L)s \cdot i_2(s) - I_2'(\alpha L + L) &= \frac{E_2'}{s} \\ i_2(s) \cdot \frac{1 + (\alpha L + L)s}{2Cs} - I_2'(\alpha L + L) &= \frac{E_2'}{s} \\ i_2(s) \cdot \frac{1 + 2(\alpha L + L)Cs^2}{2Cs} &= \frac{E_2'}{s} + I_2'(\alpha L + L) \\ i_2(s) &= \frac{2CE_2' + 2I_2'Cs(\alpha L + L)}{(1 + 2(\alpha L + L)Cs^2)} \end{aligned} \quad 5.16$$

เมื่อให้ $\omega_r^2 = 1 / 2(\alpha L + L)C$ จะได้

$$i_2(s) = \frac{E_2'}{(\alpha L + L)} \cdot \frac{1}{(\omega_r^2 + s^2)} + I_2' \cdot \frac{s}{(\omega_r^2 + s^2)}$$

$$i_2(s) = \frac{E_2' \sqrt{2C(\alpha L + L)}}{(\omega_r^2 + s^2)} \cdot \omega_r + I_2' \cdot \frac{s}{(\omega_r^2 + s^2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน (αL+L) การใช้งานเพื่อ (ω_r²+s²) ไม่อนุญ (ω_r²+s²) ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_2(t') = \frac{E_z' \cdot \sin(\omega_r t')}{\omega_r (\alpha L + L)} - I_2' \cdot \cos(\omega_r t') \quad 5.17$$

และจะได้

$$\begin{aligned} V_{L_2} &= \frac{L d i_2(t')}{dt'} \\ &= \frac{E_z' L \cdot \cos(\omega_r t')}{(\alpha L + L)} - I_2' \omega_r L \cdot \sin(\omega_r t') \end{aligned} \quad 5.18$$

เมื่อ $\alpha L \ll L$ จะได้

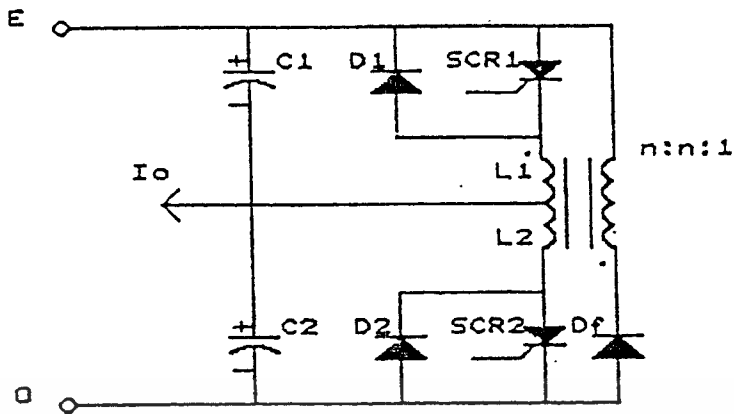
$$V_{L_2} = E_z' \cdot \cos(\omega_r t') - I_2' \omega_r L \cdot \sin(\omega_r t') \quad 5.19$$

5.4 การป้อน Trapped energy กลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง

จากรูปที่ 5.4 ที่เวลา t_2 ไทริสเตอร์ SCR₁ และไดโอด D₁ จะหยุดนำกระแส และกระแสใน L₁ เท่ากับศูนย์ ขณะนี้เงื่อนไขเริ่มต้นจะขึ้นกับโวลท์เทจที่ตกคร่อม C และกระแสที่ไหลใน L₂ ซึ่งเท่ากับ $I_o + 2I_m$ ดังนั้น

$$\text{Trapped energy ใน } L_2 = \frac{L \cdot (I_o + 2I_m)^2}{2} \quad 5.20$$

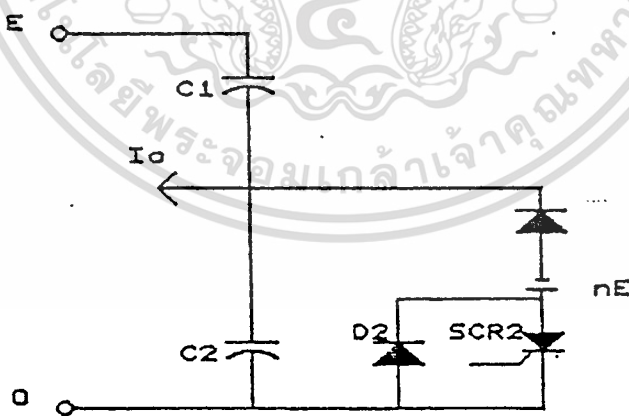
พลังงานที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดการออสซิลเลทผ่าน C₁, C₂ และ L₂ ทำให้เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อน วิธีการลดการสูญเสียเนื่องจาก Trapped energy วิธีหนึ่งที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรได้ คือ การนำเอาพลังงานส่วนนี้ป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง โดยทำการเพิ่มขดลวดทรานส์ฟอร์มเมอร์อีกขดหนึ่งเพื่อทำหน้าที่ป้อนพลังงานกลับดังรูปที่ 5.7(1)



รูปที่ 5.7(1) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เมื่อต่อขดลวดทรานส์ฟอร์มเมอร์บ่อนพลังงานกลับ

พิจารณารูปที่ 5.7(1) เมื่อโวลต์เตจที่ตกคร่อม L_2 เท่ากับ nE แล้วจะทำให้ไดโอด D_2 ได้รับ ฟอร์เวิร์ดไบอัส ดังนั้นกระแสใน L_2 จะถูกส่งผ่านไปยังขดบ่อนกลับ ซึ่งวงจรขณะนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.7(2) และเงื่อนไขเริ่มต้นในช่วงนี้แสดงได้ดังสมการที่ 5.17 และ 5.19 เมื่อ αL มีค่าน้อยแล้วจะมีผลกระทบไม่มากนักต่อวงจรส่วนเดิม ถ้ากำหนดให้เวลาที่ใช้ในช่วงนี้เป็น t'' ดังนั้น

$$t'' = t - t_s$$



รูปที่ 5.7(2) วงจรขณะมีการบ่อนพลังงานกลับ

จากรูปที่ 5.7(2) จะได้

$$\frac{1}{2C} \int i_2(t'') dt'' + \frac{\alpha L d}{dt''} i_2(t'') = V_{c2}(t_s) + nE \quad 5.21$$

ทำการแปลงสมการโดยวิธีลาปลาซจะได้

$$\frac{1}{2Cs} i_2(s) + \alpha L s i_2(s) - \alpha L I_2'' = \frac{V_{c2}(t_s) + nE}{s}$$

$$i_2(s) \cdot \frac{(1 + 2\alpha L C s^2)}{2Cs} - \alpha L I_2'' = \frac{V_{c2}(t_s) + nE}{s}$$

$$i_2(s) = \frac{2C \cdot (V_{c2}(t_s) + nE) + 2Cs\alpha L I_2''}{(1 + 2\alpha L C s^2)}$$

เมื่อให้ $\omega_x^2 = (1/2C\alpha L)$ จะได้

$$i_2(s) = \frac{(V_{c2}(t_s) + nE) \cdot \omega_x}{\alpha L \omega_x} + \frac{I_2'' \cdot s}{(\omega_x^2 + s^2)}$$

$$i_2(t) = \frac{(V_{c2}(t_s) + nE) \cdot \sin(\omega_x t'')}{\alpha L \omega_x} + I_2'' \cdot \cos(\omega_x t'') \quad 5.22$$

$$i_2(t) = \frac{(V_{c2}(t_s) + nE) \cdot \sin(\sqrt{2}\omega_0 t'')}{\alpha L \sqrt{2}\omega_0} + I_2'' \cdot \cos(\sqrt{2}\omega_0 t'') \quad 5.23$$

กระแส i_2 นี้จะออกสซิลเลทไปจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ $-I_0$ และเนื่องจากผลของ αL นี้จะทำให้โวลต์เตจที่ตกคร่อม C_1 มีค่าเกิน $E(1+n)$ จะเห็นว่าเฉพาะพลังงานที่สะสมใน αL เท่านั้นที่ไม่สามารถป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงได้ ซึ่งจะเป็นส่วนที่สูญเสียไปในระหว่างการคอม
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นใบเซอร์เชียนตามการคำ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิวเตท

5.5 การเลือกค่าอินดักแทนซ์ (L) และคาปาซิแทนซ์ C ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท

ในการออกแบบวงจรคอมมิวเตทสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ ขนาดของกระแสไหลต I_o เวลาเทอร์น-ออฟของไทรสเตอร์ t_α และ trapped energy ใน L และ C

5.5.1 การวิเคราะห์ปริมาณ Trapped energy ใน L

จากช่วงสุดท้ายของการคอมมิวเตทจะได้ว่า

$$I_{L2} = I_o + 2I_m$$

และ

$$t_2 = \frac{1 \cdot \sin^{-1}(1)}{\omega_o} + t_\alpha \tag{5.24}$$

โดยที่

$$I_m = \frac{Et_2}{4L + 2\alpha L} \quad \text{และ} \quad t_2 = t_1 + t_\alpha$$

เพราะว่าค่ากระแสอิมพัลส์จะมีค่าสูงสุดเมื่อเวลา $t = \pi/2$ ดังนั้นกระแส magnetize ที่เกิดจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \frac{i_m(\pi)}{2} &= \frac{E \cdot \pi \cdot \sqrt{4\alpha LC}}{2(4L + 2\alpha L)} \\ &= \frac{E \cdot \pi \cdot \sqrt{\alpha LC}}{(4L + 2\alpha L)} \end{aligned}$$

พิจารณา

$$\sin(\omega_o t_c + \frac{\pi}{2}) = \cos(\omega_o t_c)$$

แต่ $\omega_o t_c = \omega_o t_\alpha / 2$

จากสมการที่ 5.8

$$XI_0 \cdot \sin(\omega_0 t_2) = i_m(t_2) + I_0$$

เมื่อแทนค่าจะหา t_2 ของวงจรได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \cos(\omega_0 t_2/2) &= \frac{E \cdot \pi \cdot \sqrt{\alpha LC}}{(4L + 2\alpha L) \cdot XI_0} + \frac{1}{X} \\ &= \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\alpha LC}}{(4L + 2\alpha L)} \cdot \sqrt{\frac{\alpha L}{C}} + \frac{1}{X} \\ &= \frac{2 \cdot \pi \cdot \alpha L}{(4L + 2\alpha L)} + \frac{1}{X} \\ &= \frac{\pi \cdot \alpha}{(2 + \alpha)} + \frac{1}{X} \\ &= \frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)} \\ t_2 &= \frac{2 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)}\right)}{\omega_0} \end{aligned}$$

5.25

$$t_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{4\alpha LC} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)}\right)}{X} \quad 5.26$$

แทนค่าลงในสมการที่ 5.24 จะได้

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(\sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)}\right) \right) \quad 5.27$$

และ เอกสกรีนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_m = \frac{2 \cdot E \cdot \sqrt{\alpha LC}}{(4L + 2\alpha L)} \cdot \left(\sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right) \right) \quad 5.28$$

$$= \frac{2 \cdot XI_0 \alpha}{(2 + \alpha)} \cdot \left(\sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right) \right) \quad 5.29$$

จาก Trapped energy ในอินดักเตอร์ L

$$\begin{aligned} W_T &= \frac{1 \cdot L(I_2'')^2}{2} \\ &= \frac{1 \cdot L(I_0 + 2I_m)^2}{2} \\ &= \frac{1 \cdot L \left(I_0 + 4 \cdot \frac{XI_0 \alpha}{(2 + \alpha)} \cdot \left(\sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right) \right)^2 \right)}{2} \quad 5.30 \end{aligned}$$

กำหนดให้พลังงานที่จ่ายให้โหลดในช่วงคอมมิวเตทเท่ากับ $EI_0 t_\alpha$ ดังนั้น Trapped energy เทียบกับพลังงานที่จ่ายให้กับโหลด จะได้ดังนี้

$$E(x, \alpha) = \frac{W_T}{EI_0 t_\alpha} \quad 5.31$$

$$E(x, \alpha) = \frac{1 \cdot L(I_0 + 4 \cdot XI_0 \alpha \cdot (\sin^{-1}(\frac{1}{X}) + 2 \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})))^2}{2(2 + \alpha)X} \\ \frac{EI_0 \cdot 4 \cdot \sqrt{\alpha LC} \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})}{X} \quad 5.32$$

$$= \frac{L(I_0 + 4 \cdot XI_0 \alpha \cdot (\sin^{-1}(\frac{1}{X}) + 2 \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})))^2}{2(2 + \alpha)X} \\ \frac{8XI_0^2 \cdot \alpha L \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})}{X} \\ E(x, \alpha) = \frac{(I_0^2 + 8 \cdot XI_0^2 \alpha \cdot (\sin^{-1}(\frac{1}{X}) + 2 \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})))}{(2 + \alpha)X} \\ + \frac{(4 \cdot XI_0 \alpha \cdot (\sin^{-1}(\frac{1}{X}) + 2 \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})))^2}{(2 + \alpha)X} \\ \frac{16XI_0^2 \cdot \alpha \cdot \cos^{-1}(\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)})}{X}$$

เมื่อ α มีค่าน้อยๆ ดังนั้นเทอมสุดท้ายสามารถตัดทิ้งได้ ซึ่งจะได้

$$E(x, \alpha) = \frac{\left(1 + \frac{8 \cdot X \alpha}{(2 + \alpha)} \left(\sin^{-1} \left(\frac{1}{X} \right) + 2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{-1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X} \right) \right) \right)}{16 X \alpha \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X} \right)}$$

5.33

5.5.2 การวิเคราะห์ปริมาณ Trapped Energy ใน C

พลังงานที่สะสมใน C นั้นจะมาจากพลังงานที่สะสมใน αL ดังนั้นจะเท่ากับ

$$W_c = \frac{2 \cdot (1 \cdot \alpha L \cdot I_{pk}^2)}{2}$$

5.34

โดยที่

I_{pk} เป็นขนาดของกระแสอิมพัลส์

$$\begin{aligned} I_{pk} &= X I_0 \\ &= \frac{E \cdot C}{2 \sqrt{\alpha L}} \end{aligned}$$

ทำนองเดียวกันเมื่อเขียนเทียบกับพลังงานที่จ่ายให้กับโหลดจะได้

$$\begin{aligned} F(x, \alpha) &= \frac{\alpha L \cdot (X I_0)^2}{E I_0 t_d} \\ &= \frac{\alpha L X^2 I_0^2}{E I_0 \cdot 4 \cdot \sqrt{\alpha L C} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X} \right)} \end{aligned}$$

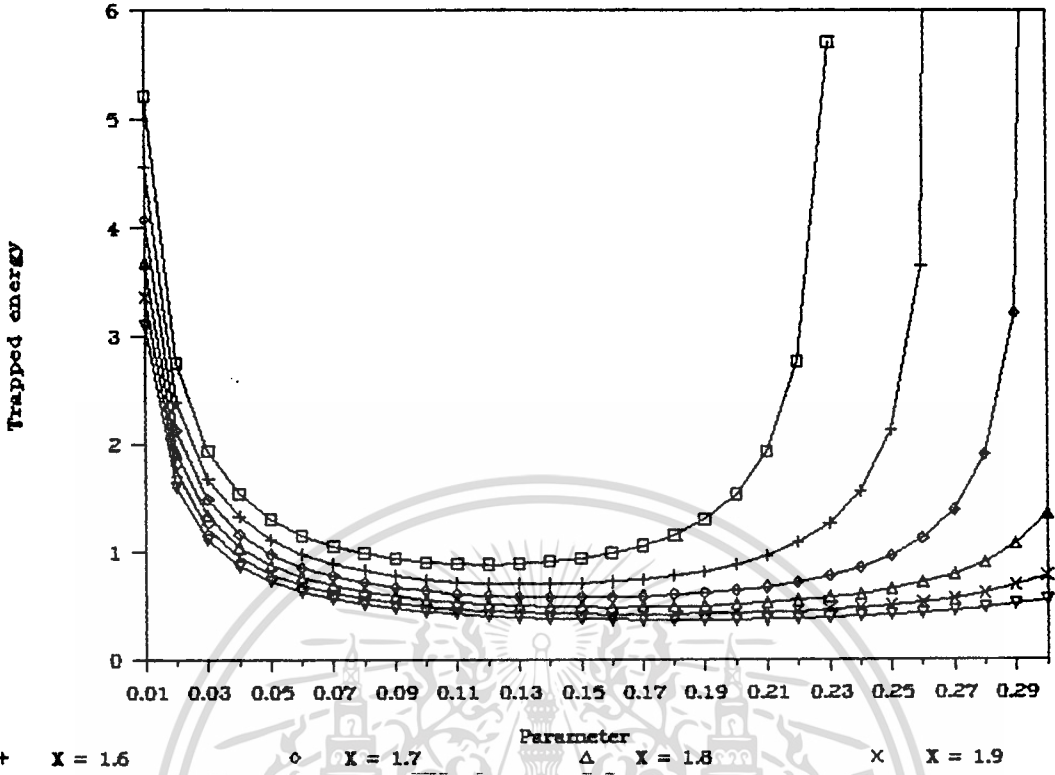
$$\begin{aligned}
 &= \frac{\alpha L X^2 I_0^2}{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}} \\
 &8 X I_0^2 \cdot \alpha L \cdot \cos^{-1} \left(\frac{X}{(2 + \alpha)} \right) \\
 &= \frac{X}{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}} \qquad \qquad \qquad 5.35 \\
 &8 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{X}{(2 + \alpha)} \right)
 \end{aligned}$$

5.5.3 การคำนวณพารามิเตอร์ของ Trapped energy และวิธีการเลือกค่า L และ C ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท

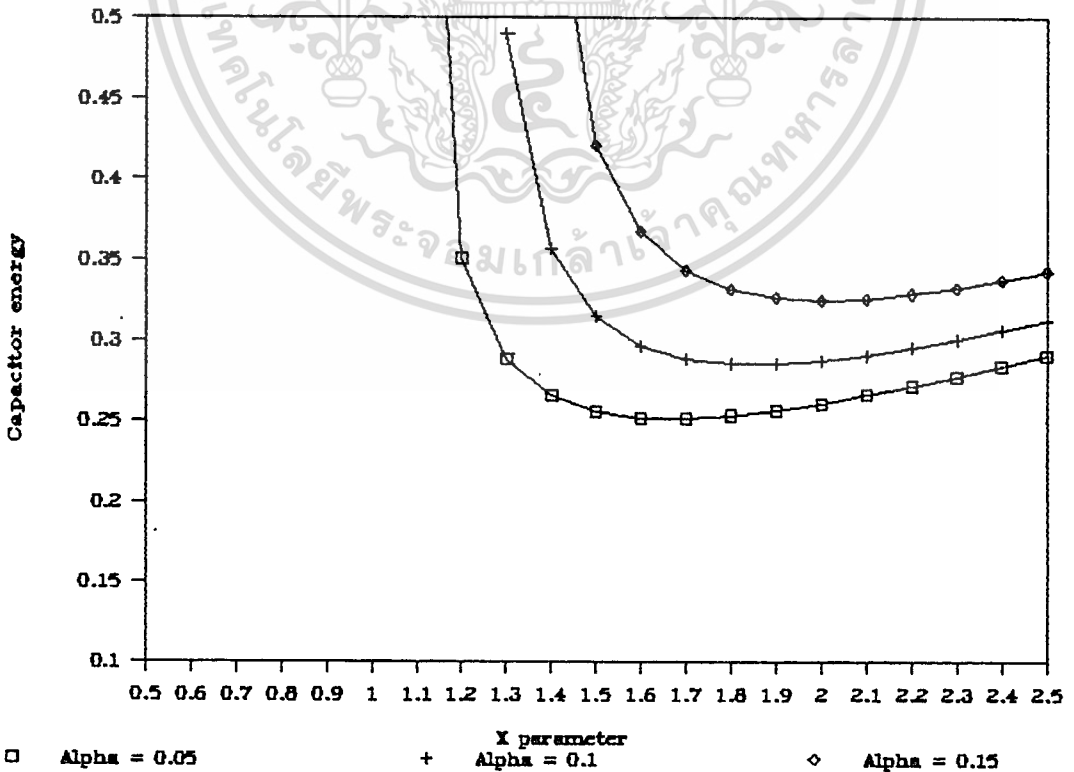
สมการที่ 5.34 และ 5.35 จะเป็นฟังก์ชันของพลังงานที่เก็บสะสมใน L และ C ในวงจรคอมมิวเตท จะเห็นว่าฟังก์ชันของพลังงานทั้งสองจะแปรค่าไปตามพารามิเตอร์ 2 ตัวคือ x และ α เมื่อนำสมการทั้งสองมาคำนวณโดยแปรค่าพารามิเตอร์ทั้งสองแล้วนำมาพล็อตกราฟ ซึ่งจะได้กราฟของฟังก์ชันพลังงานที่เก็บสะสมใน L และ C ดังรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ เมื่อกำหนดค่าจากสมการที่ 5.34, 5.35 แล้วนำมาพล็อตกราฟแสดงผลจะได้ดังรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ

;

TRAPPED ENERGY FUNCTIONS



รูปที่ 5.8 แสดงกราฟของฟังก์ชันพลังงานที่เก็บสะสมใน L
COMMUTATION CAPACITOR ENERGY



รูปที่ 5.9 แสดงกราฟของฟังก์ชันพลังงานที่เก็บสะสมใน C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟทั้งสองนี้จะเห็นว่าค่า X ควรมีค่า > 1.5 และ 0.06 < α < 0.16 ใน
ที่นี้เลือกค่า X = 1.7 และ α = 0.1 ซึ่งสามารถนำมาหาค่า L และ C จากสมการที่ 5.6
และ 5.25 ได้ โดยจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$C = \frac{I_0 t_u X}{1 + \frac{\pi X \alpha}{E \cdot 2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{2 + \alpha}{X} \right)}}$$

$$C = 1.147 \frac{I_0 t_u}{E} \tag{5.36}$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$L = \frac{E t_u}{8 X I_0 \alpha \cdot \cos^{-1} \left(\frac{2 + \alpha}{X} \right) X}$$

$$L = 0.992 \frac{E t_u}{I_0} \tag{5.37}$$

- โดยที่ E - แหล่งจ่ายไฟดิธี
 t_u - เวลาเทอร์นออฟของไตรสเตอร์
 I₀ - กระแสไหลลัด

จากความสัมพันธ์ของค่า C และ L ในสมการที่ 5.36 และ 5.37 สามารถนำมาหาค่า C และ L ที่ใช้ในวงจรคอมมิวเตทได้ โดยจะกำหนดให้ E = 550 โวลท์, t_u = 45 ไมโครวินาที และ I₀ = 50 แอมป์ จะได้

$$L = 0.49 \text{ มิลลิเฮนรี}$$

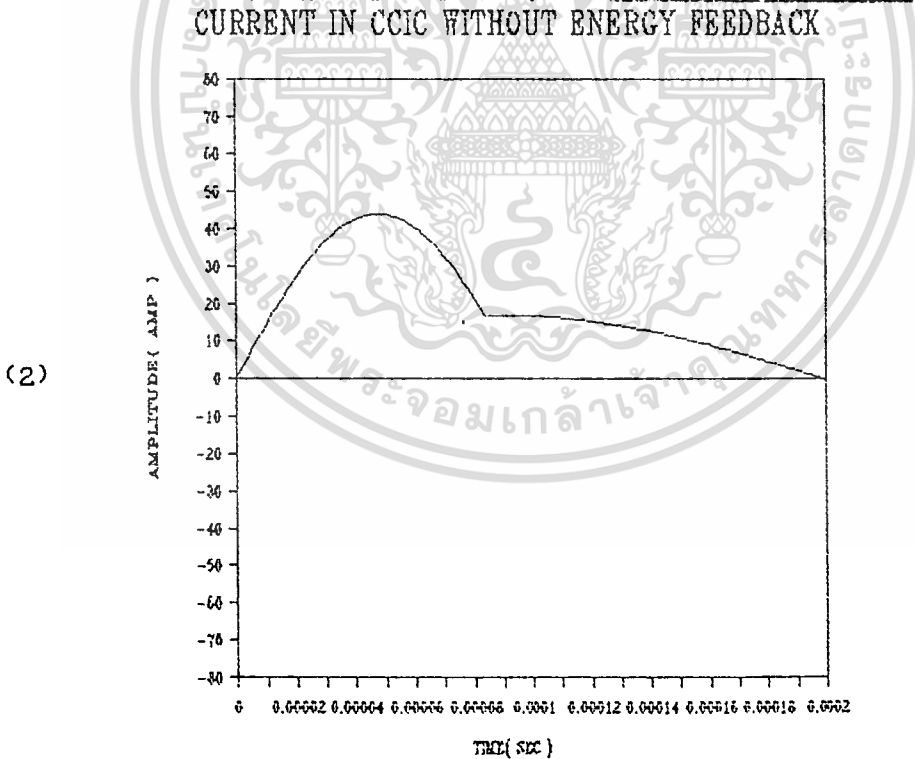
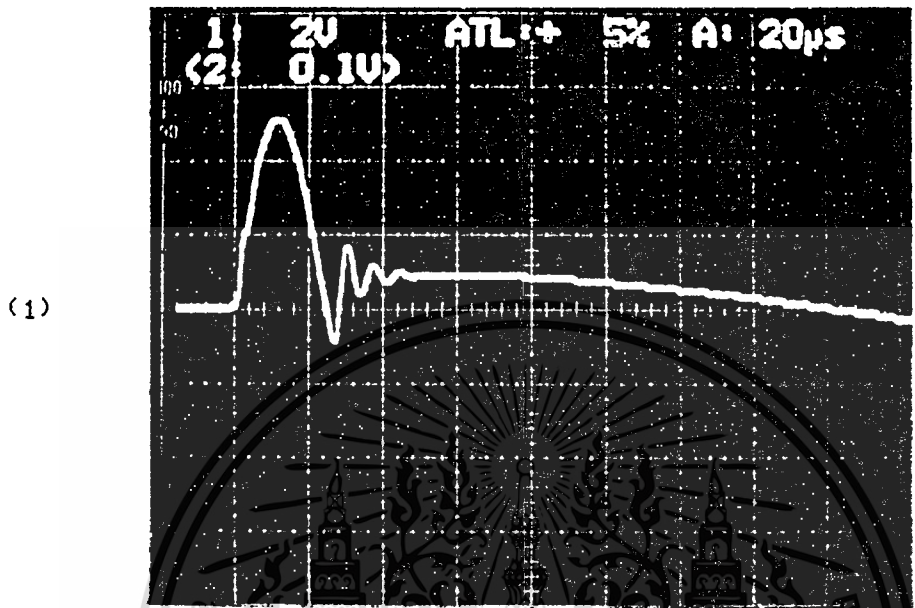
$$C = 4.69 \text{ ไมโครฟารัด}$$

แต่เพื่อความเหมาะสมกับค่าของ C ที่มีอยู่ในท้องตลาด ดังนั้นจึงเลือกค่า C = 6 ไมโครฟารัด

ซึ่งค่า L ที่จะใช้ในวงจรจะเท่ากับ 0.62 มิลลิเฮนรี

5.6 ผลการทดลอง

5.6.1 ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตชัน ไม่มีการป้อนพลังงานกลับกับ กระแสขีมูลจากสมการ

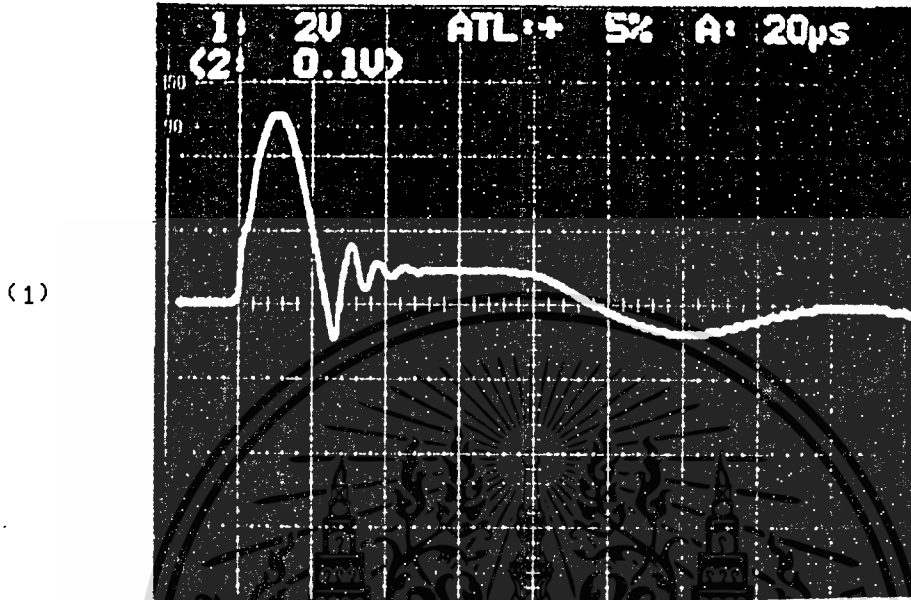


รูปที่ 5.10(1) แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชัน ที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับเข้า แหล่งจ่ายไฟดีซี

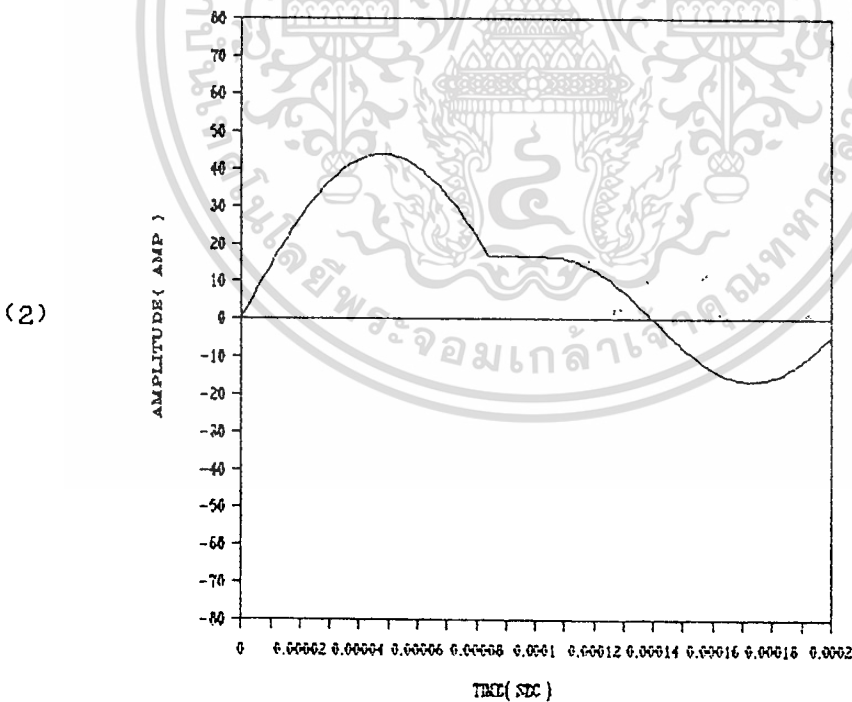
(2) แสดงลักษณะคลื่นกระแสขีมูลใน ช่วงคอมมิวเตชัน ที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6.2 ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่มีการป้อนพลังงานกลับกับ กระแสชิมูเลทจากสมการ



CURRENT IN CCIC WITH ENERGY FEEDBACK



รูปที่ 5.11 (1) แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่มีการป้อนพลังงานกลับเข้า แหล่งจ่ายไฟดิซี

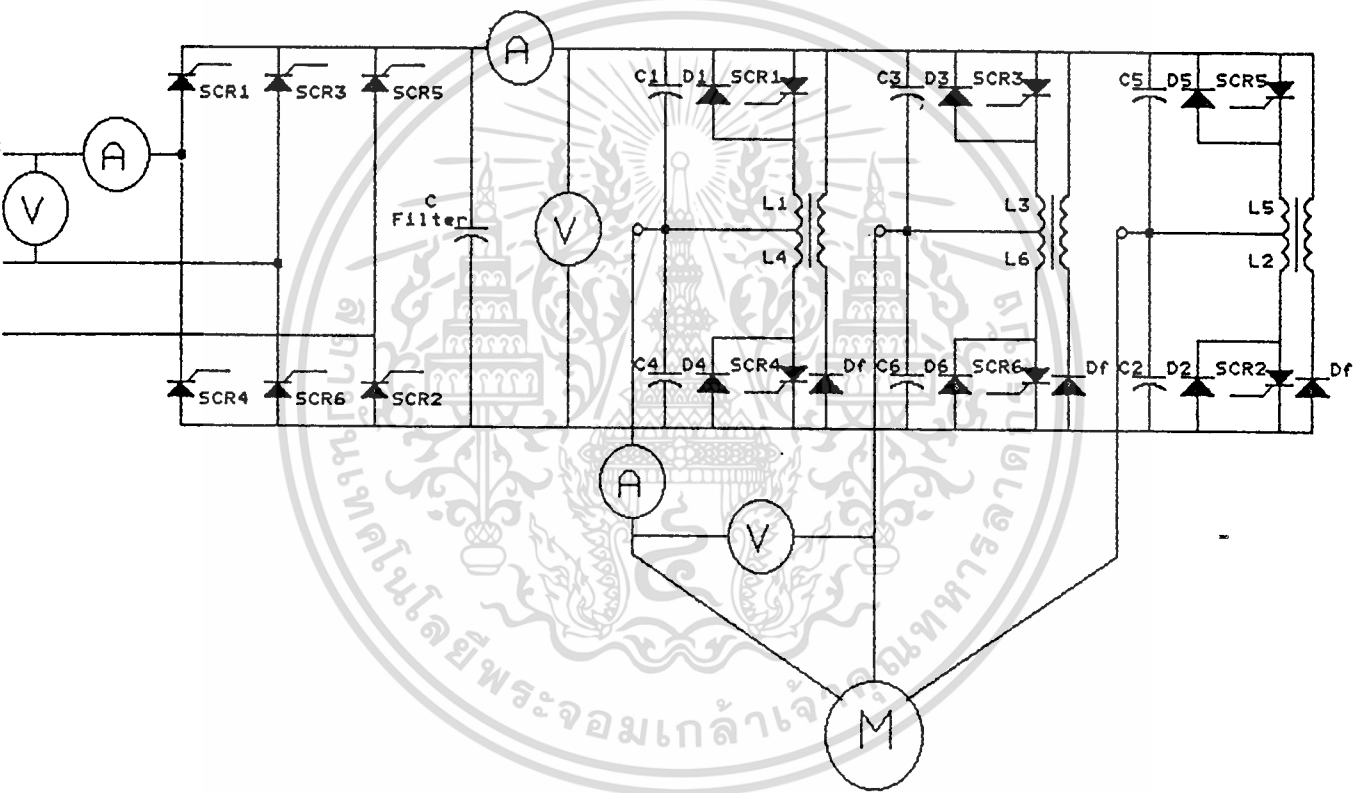
(2) แสดงลักษณะคลื่นกระแสชิมูเลทในช่วงคอมมิวเตชันที่มีการป้อนพลังงานกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เข้าแหล่งจ่ายไฟดิซีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส

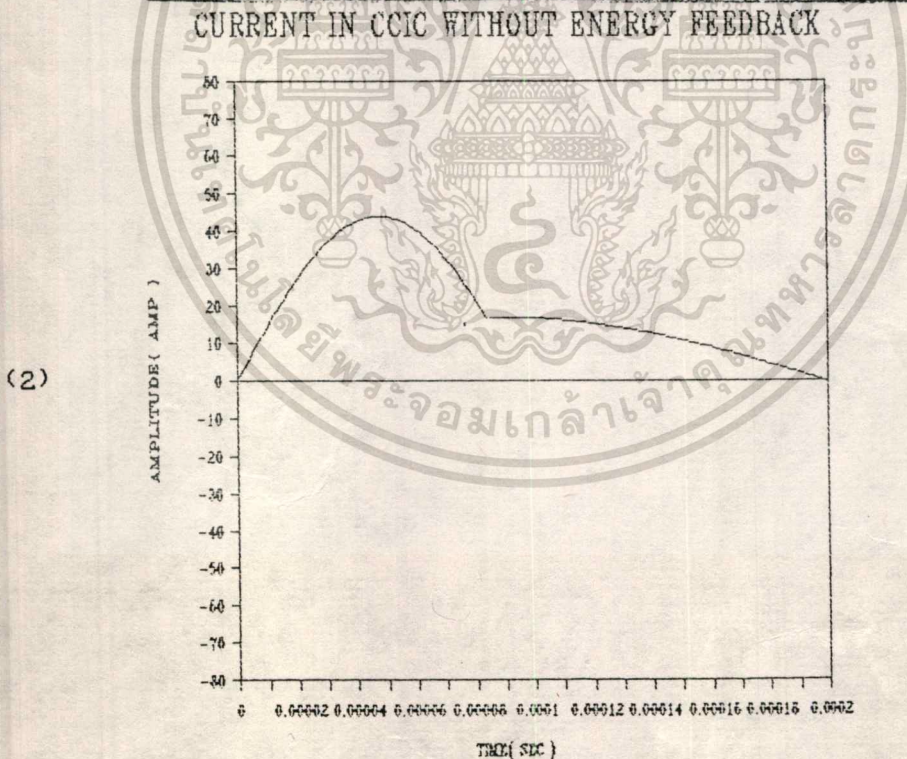
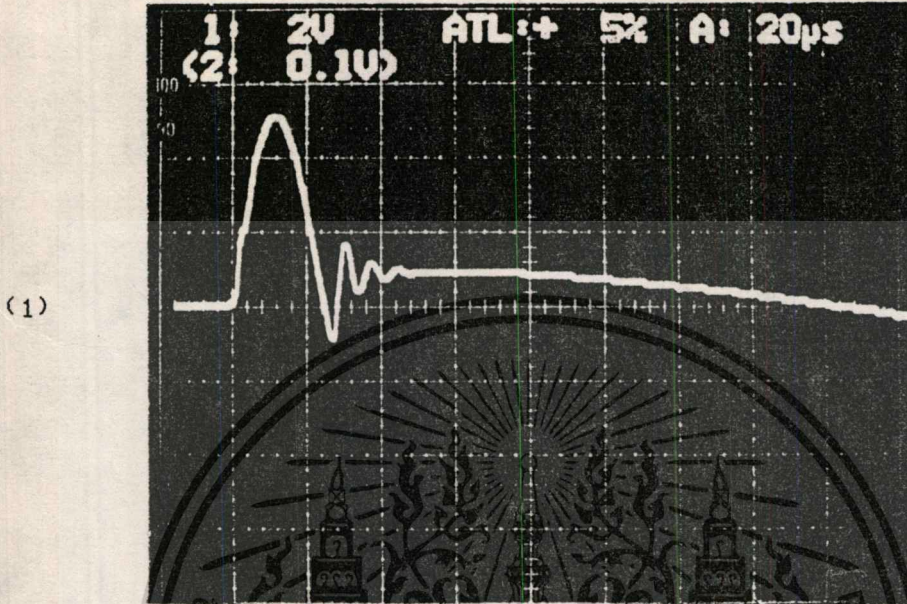
ระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถนำไปทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิด Squirrel-cage ขนาด 1-HP, 4 pole, 380/220 V, 50 Hz, 750 W เพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของระบบ และของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC วงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรทดลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

5.6 ผลการทดลอง

5.6.1 ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับกับกระแสรีมูเลทจากสมการ



รูปที่ 5.10(1) แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี

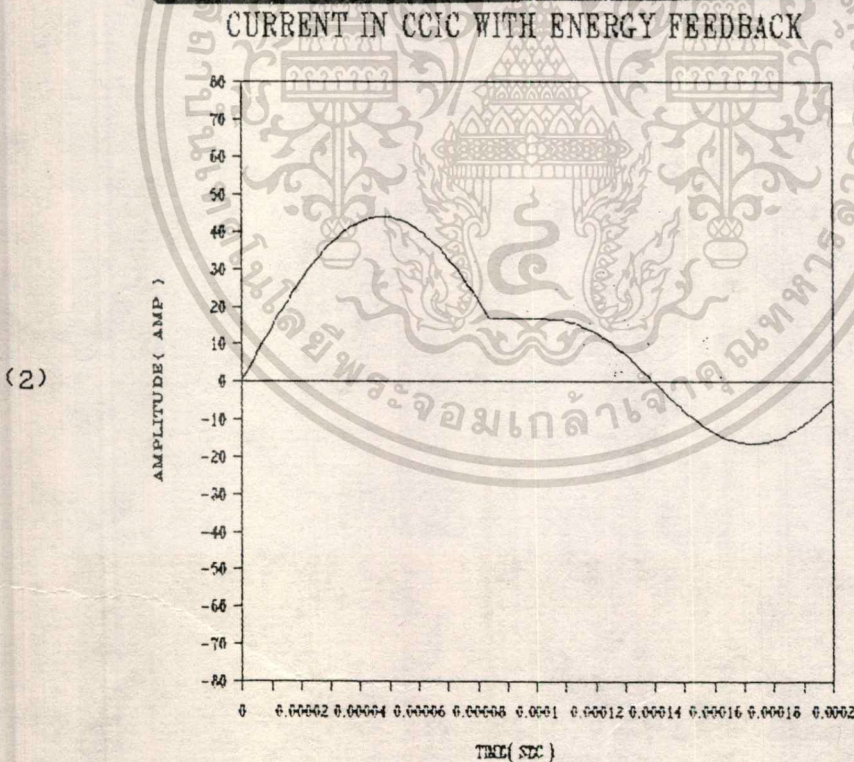
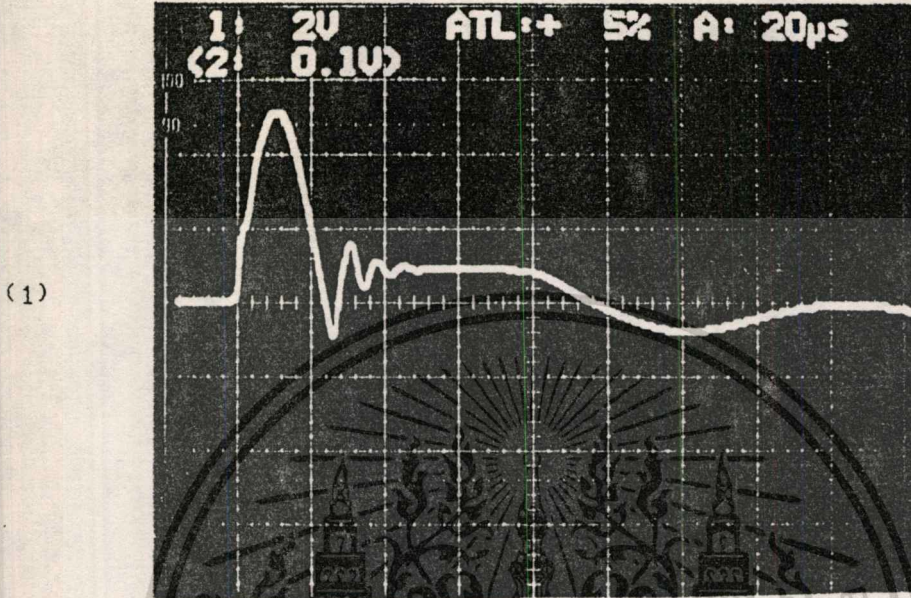
(2) แสดงลักษณะคลื่นกระแสรีมูเลทในช่วงคอมมิวเตชันที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับ

เข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6.2 ผลการเปรียบเทียบลักษณะกระแสในช่วงคอมมิวเตทขณะที่มีการป้อนพลังงานกลับกับ

กระแสชึมเลขจากสมการ



รูปที่ 5.11 (1) แสดงลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตทขณะที่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี

(2) แสดงลักษณะคลื่นกระแสชึมเลขในช่วงคอมมิวเตทขณะที่มีการป้อนพลังงานกลับ

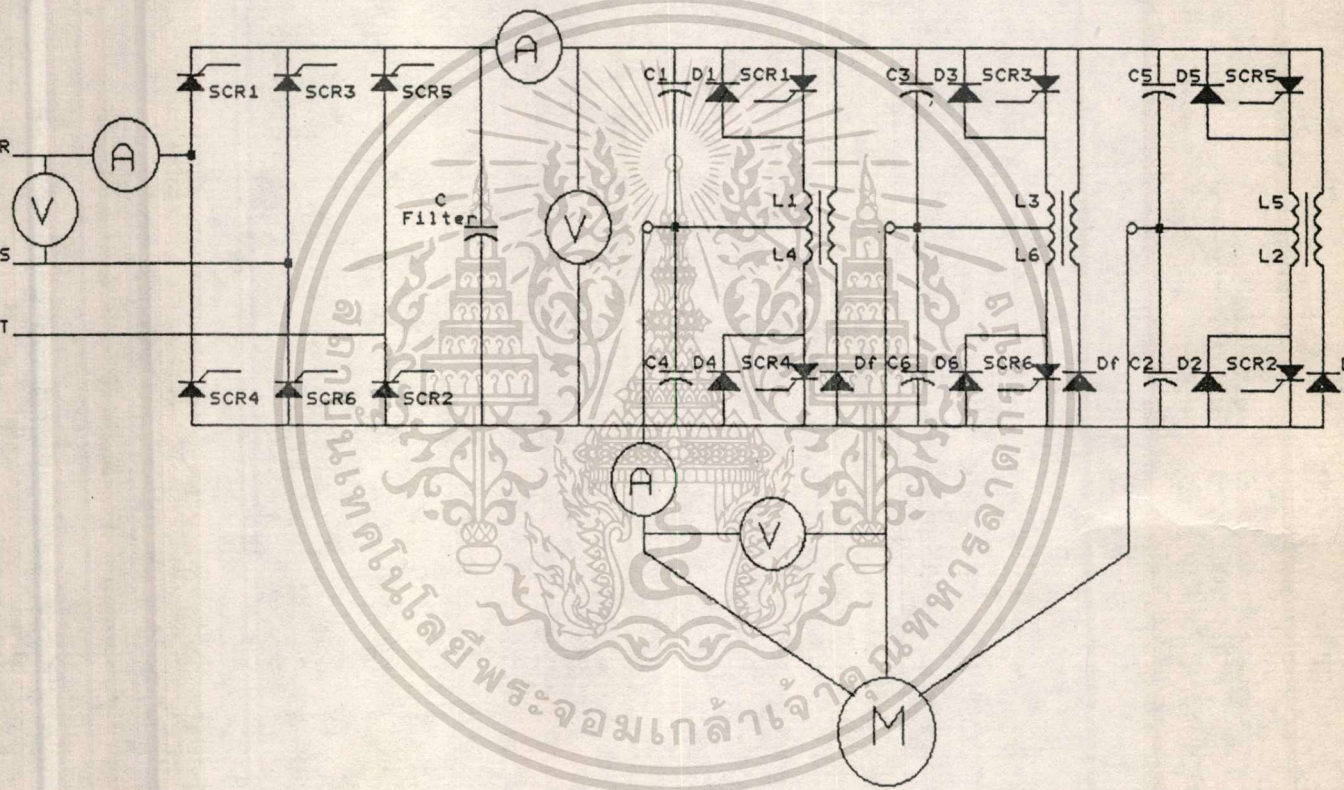
เข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยสถาบันวิจัยพลังงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส

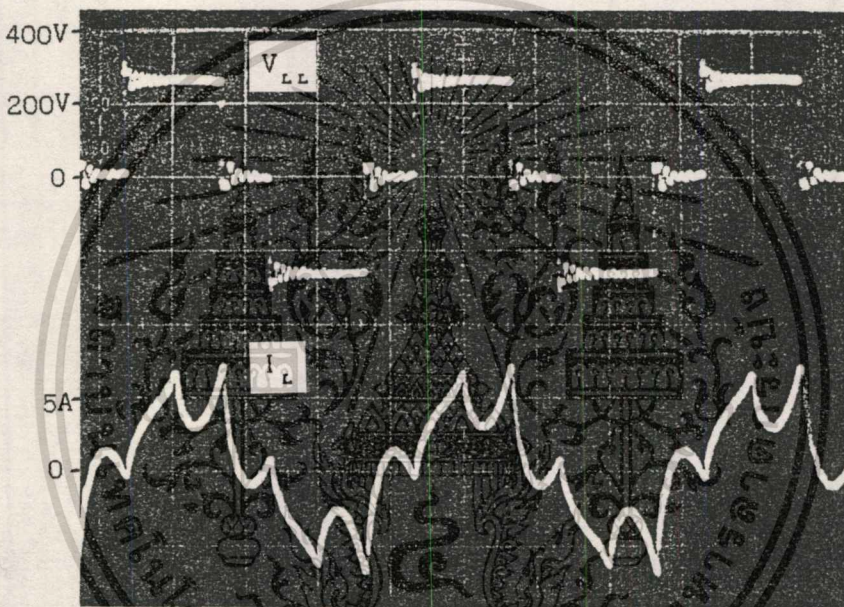
ระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถนำไปทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิด Squirrel-cage ขนาด 1-HP, 4 pole, 380/220 V, 50 Hz, 750 W เพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของระบบ และของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC วงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.1



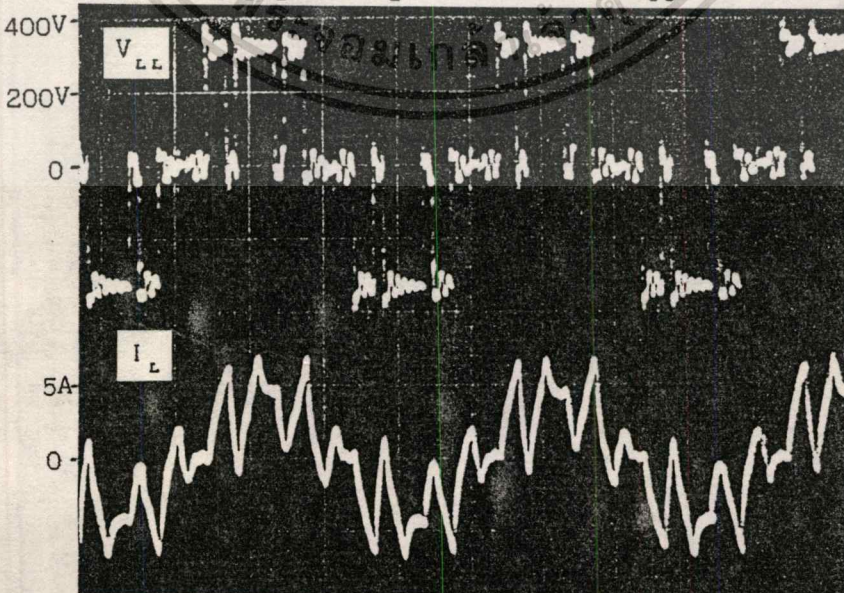
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรทดลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

6.1 ลักษณะคลื่นโวลต์ที่ตรวจและกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำกรณีสับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจำนวนพัลส์ต่างๆ

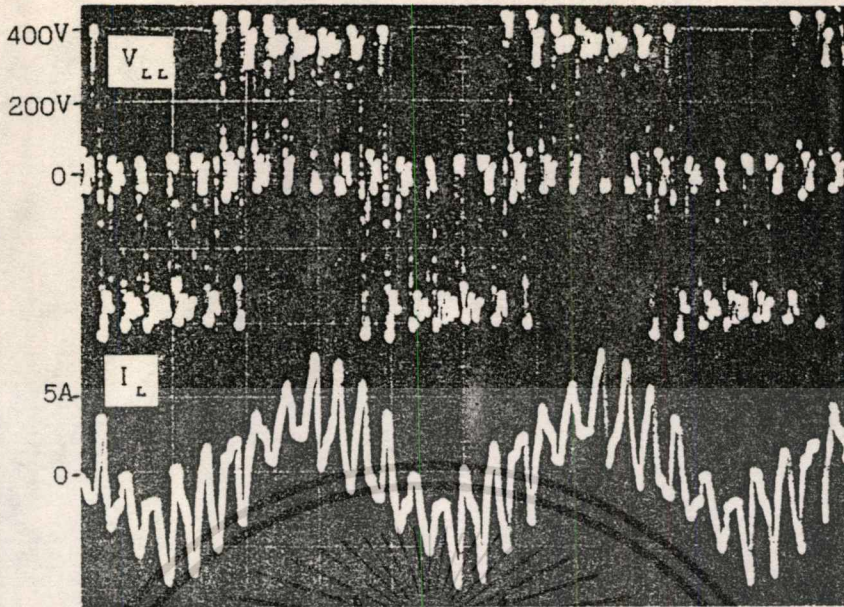
รูปที่ 6.2(1)-(5) แสดงให้เห็นลักษณะคลื่น Line-to-Line PWM Voltage(คลื่นชุดบน) และกระแส(คลื่นชุดล่าง) ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สำหรับกรณีคลื่น PWM 1 พัลส์, 3 พัลส์, 7 พัลส์, 9 พัลส์ และ 11 พัลส์ โดยคลื่นเหล่านี้ทำการทดสอบวัดที่เข้าที่พุ่มของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 เฮิทซ์ แรงบิด 4 นิวตัน-เมตร ซึ่งจะเห็นได้ว่าคลื่น PWM โวลต์ที่ตรวจได้ในแต่ละกรณีมีลักษณะเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้



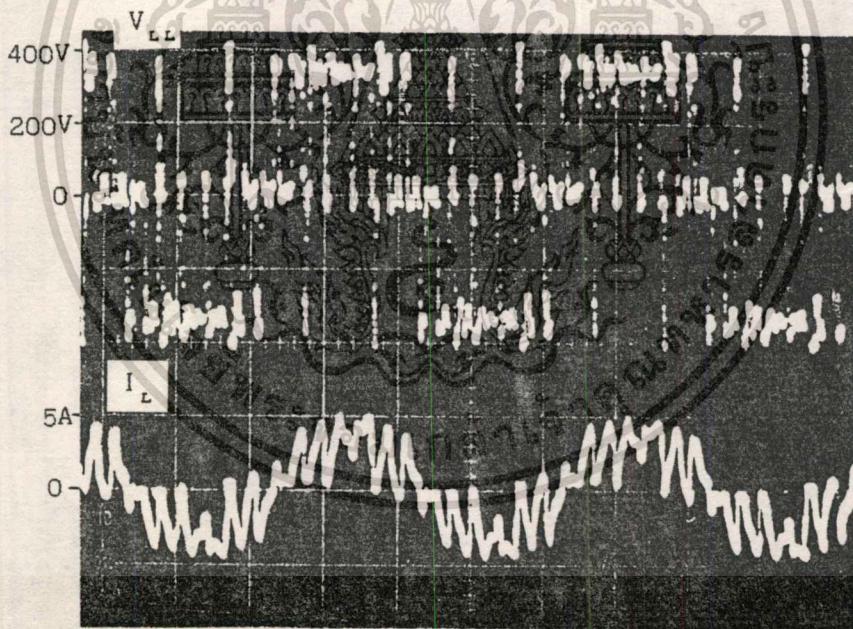
รูปที่ 6.2(1) ลักษณะคลื่น V_{LL} และ I_L กรณีสับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



เอกสารรูปที่ 6.2(2) ลักษณะคลื่น V_{LL} และ I_L กรณีสับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

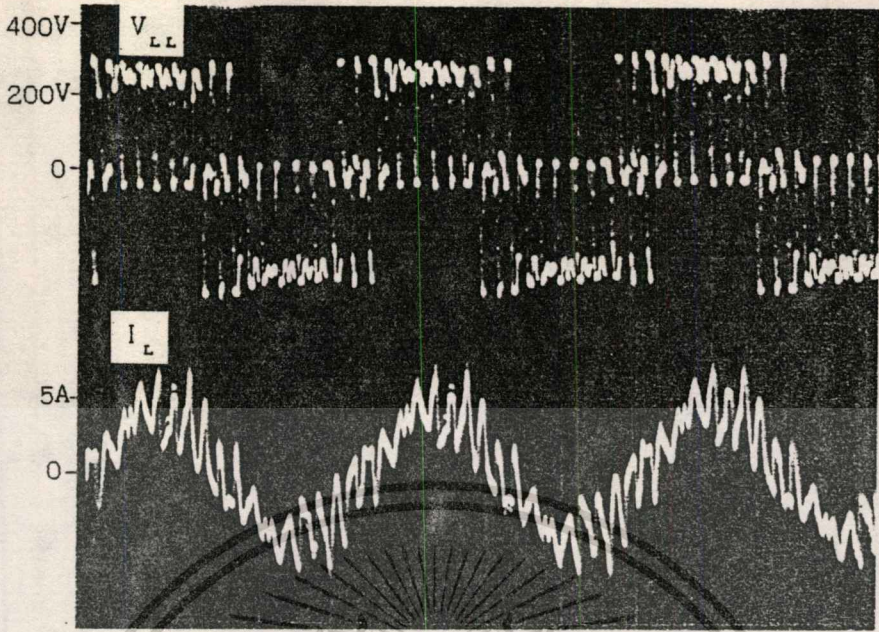


รูปที่ 6.2(3) ลักษณะคลื่น V_{LL} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

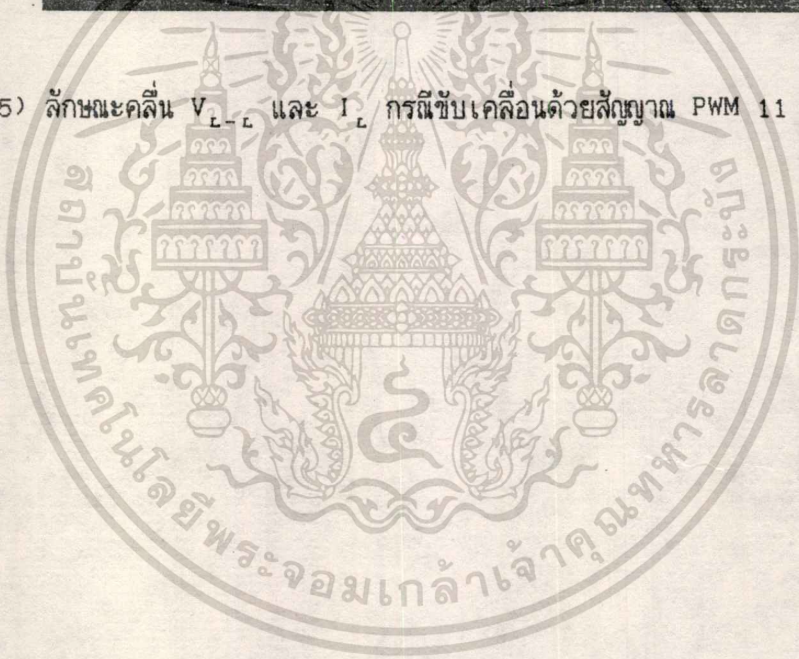


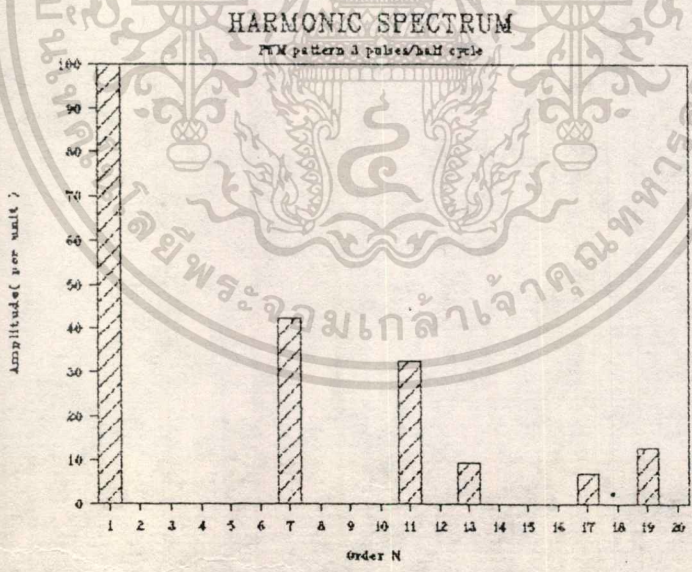
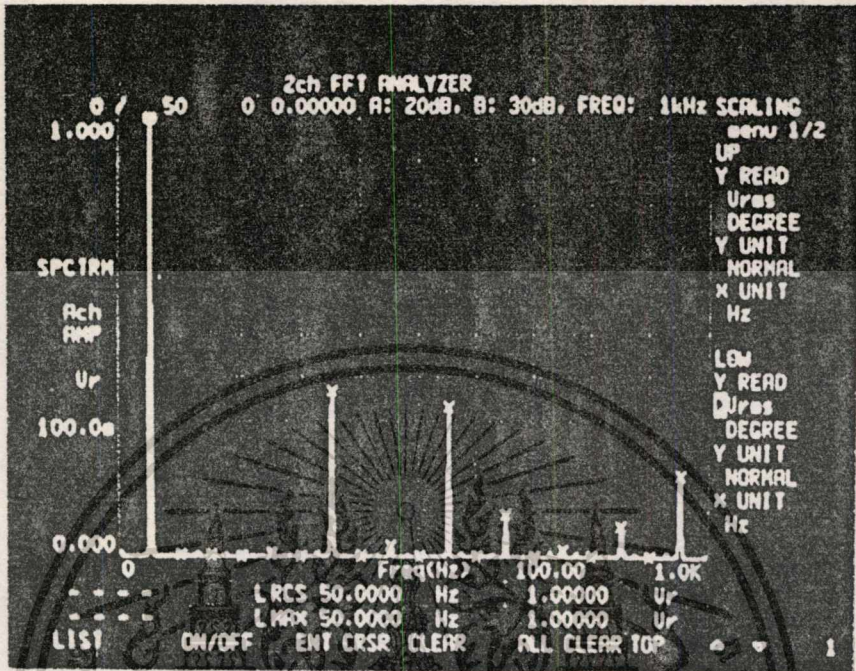
รูปที่ 6.2(4) ลักษณะคลื่น V_{LL} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



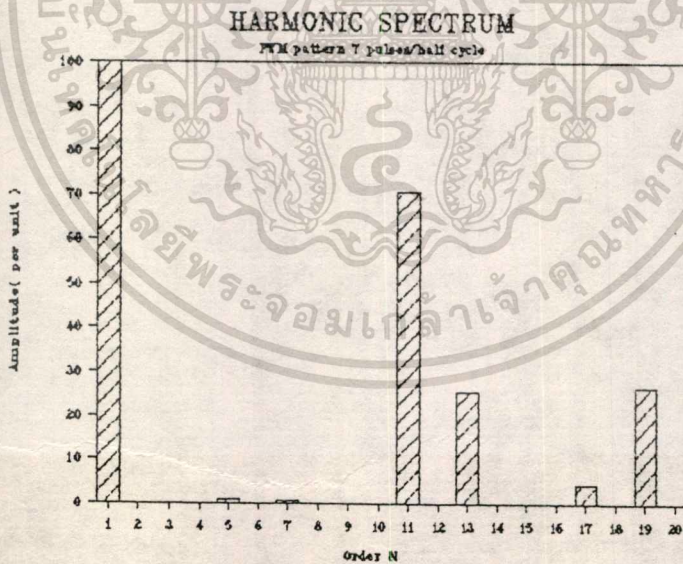
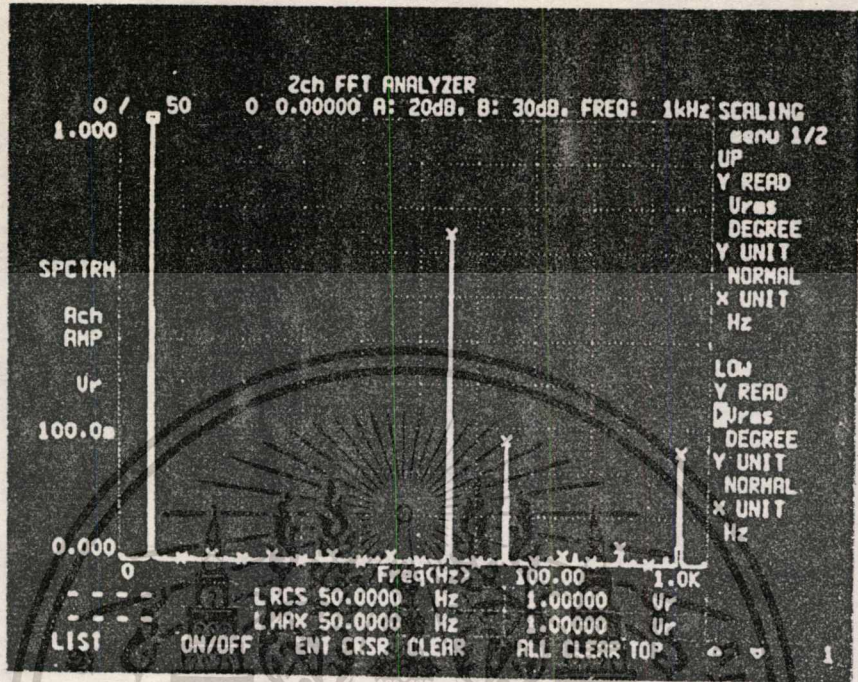
รูปที่ 6.2(5) ลักษณะคลื่น V_{LL} และ I_L กรณีขับเคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล





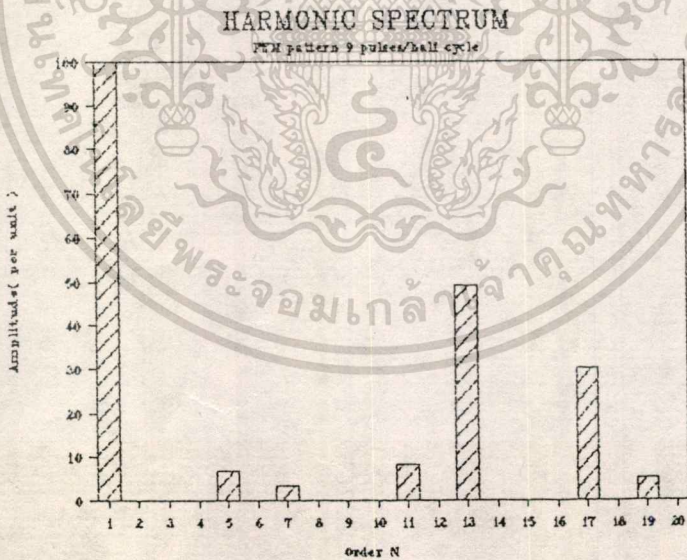
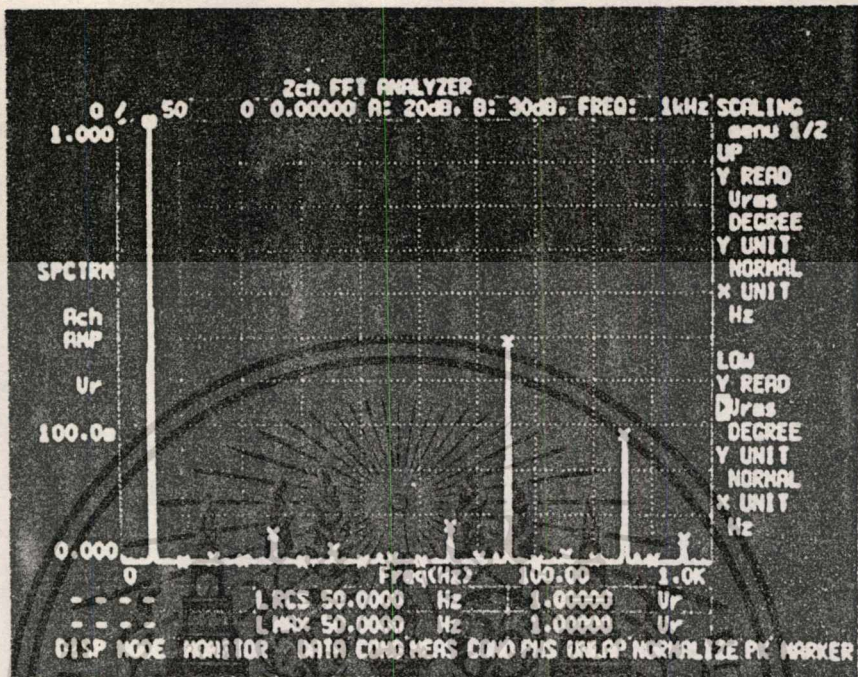
รูปที่ 6.3(2) แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



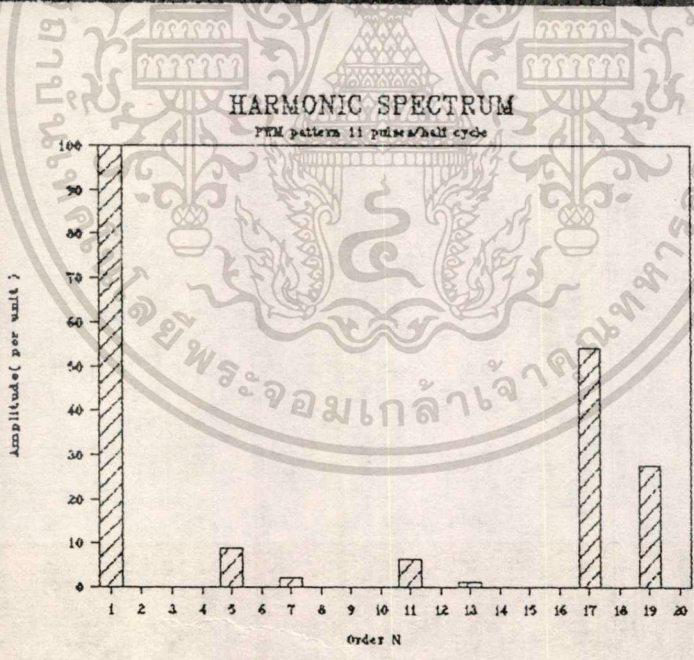
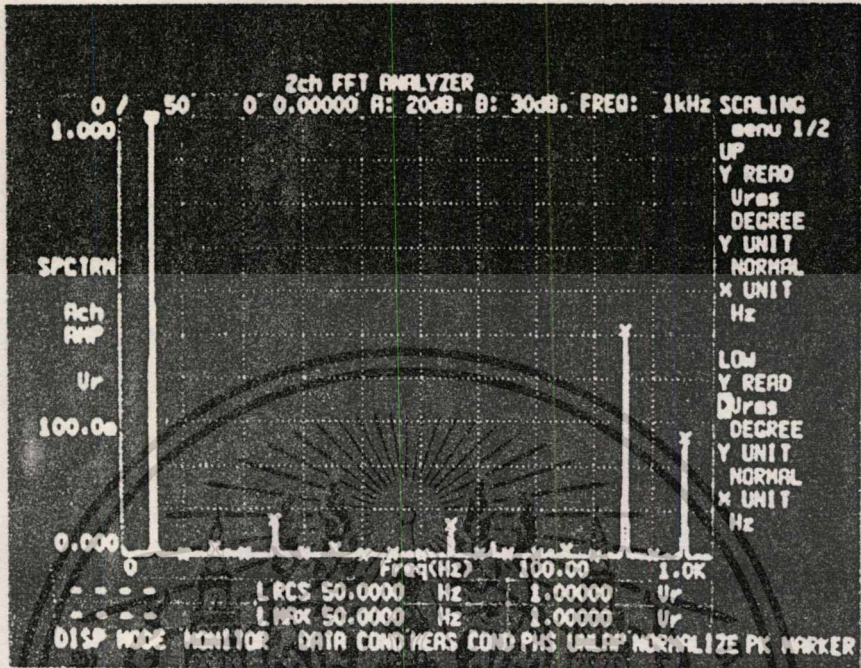
รูปที่ 6.3(3) แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3(4) แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

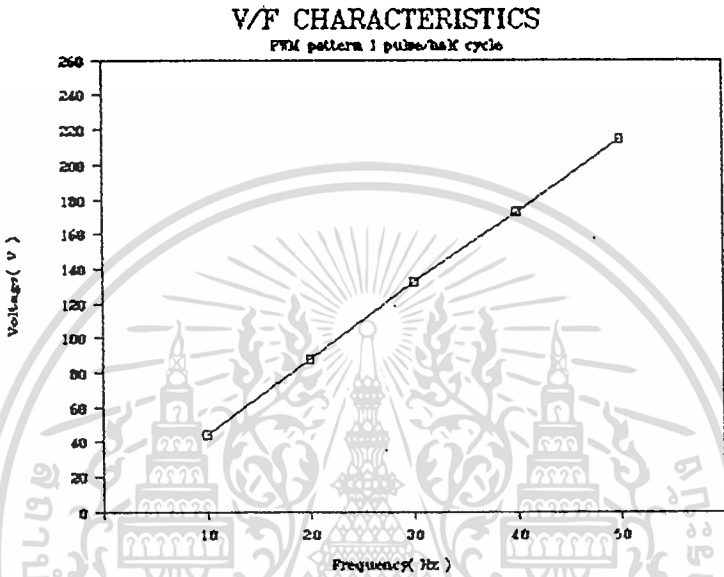


รูปที่ 6.3(5) แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการคำนวณกรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

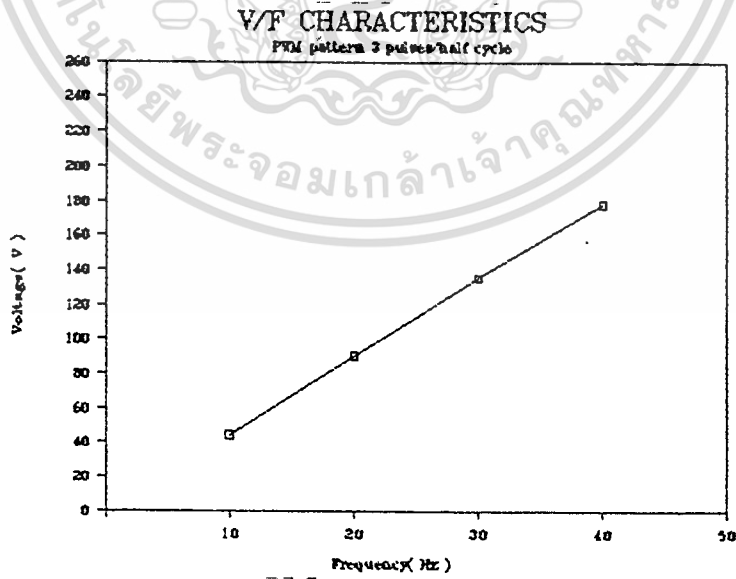
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 ผลการทดสอบคุณสมบัติของอัตราส่วน V/F กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจำนวนพัลส์ต่างๆ

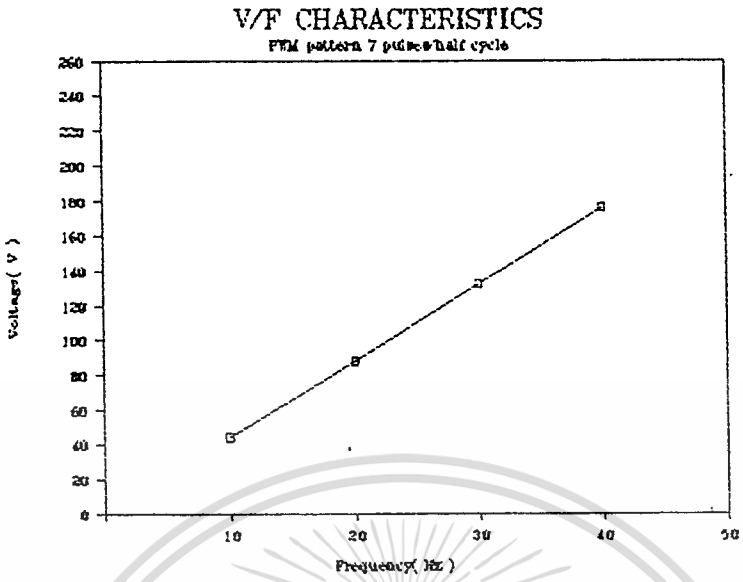
รูปที่ 6.4(1)-(5) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง line-to-line PWM voltage กับความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ สำหรับกรณีคลื่น PWM 1 พัลส์, 3 พัลส์, 7 พัลส์, 9 พัลส์ และ 11 พัลส์ ต่อครึ่งไซเคิล โดยทำการทดสอบที่ความถี่ 10, 20, 30, 40 และ 50 เฮิรตซ์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการแสดงความสัมพันธ์ V/F ที่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้นตลอดย่านที่ทำการทดสอบ



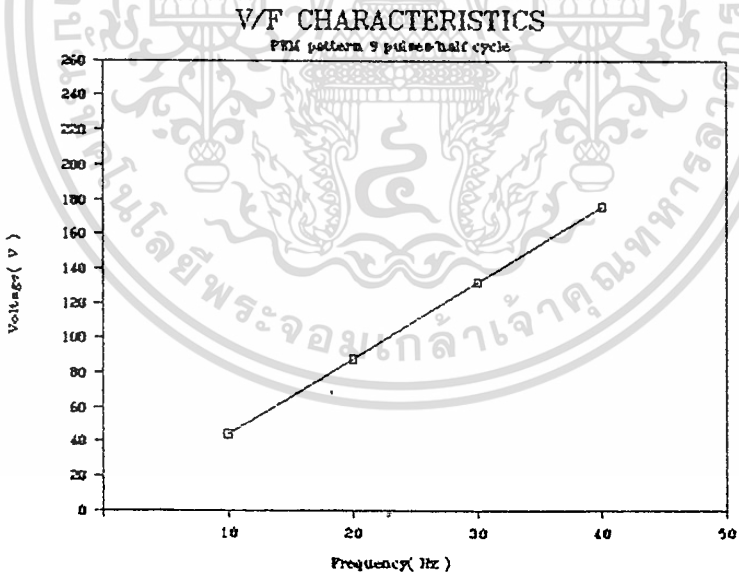
รูปที่ 6.4(1) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์ที่เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



รูปที่ 6.4(2) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์ที่เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

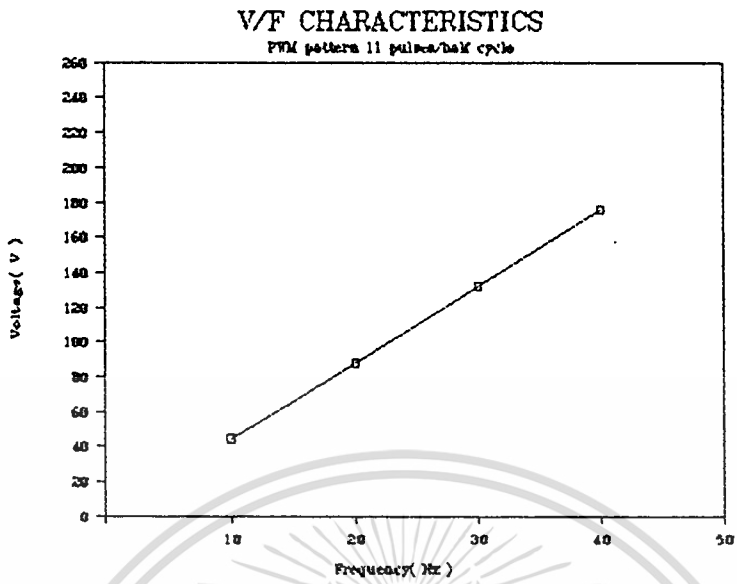


รูปที่ 6.4(3) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์ เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



รูปที่ 6.4(4) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์ เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4(5) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์ เตจและความถี่ (V/F) กรณีขับเคลื่อนด้วย คลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

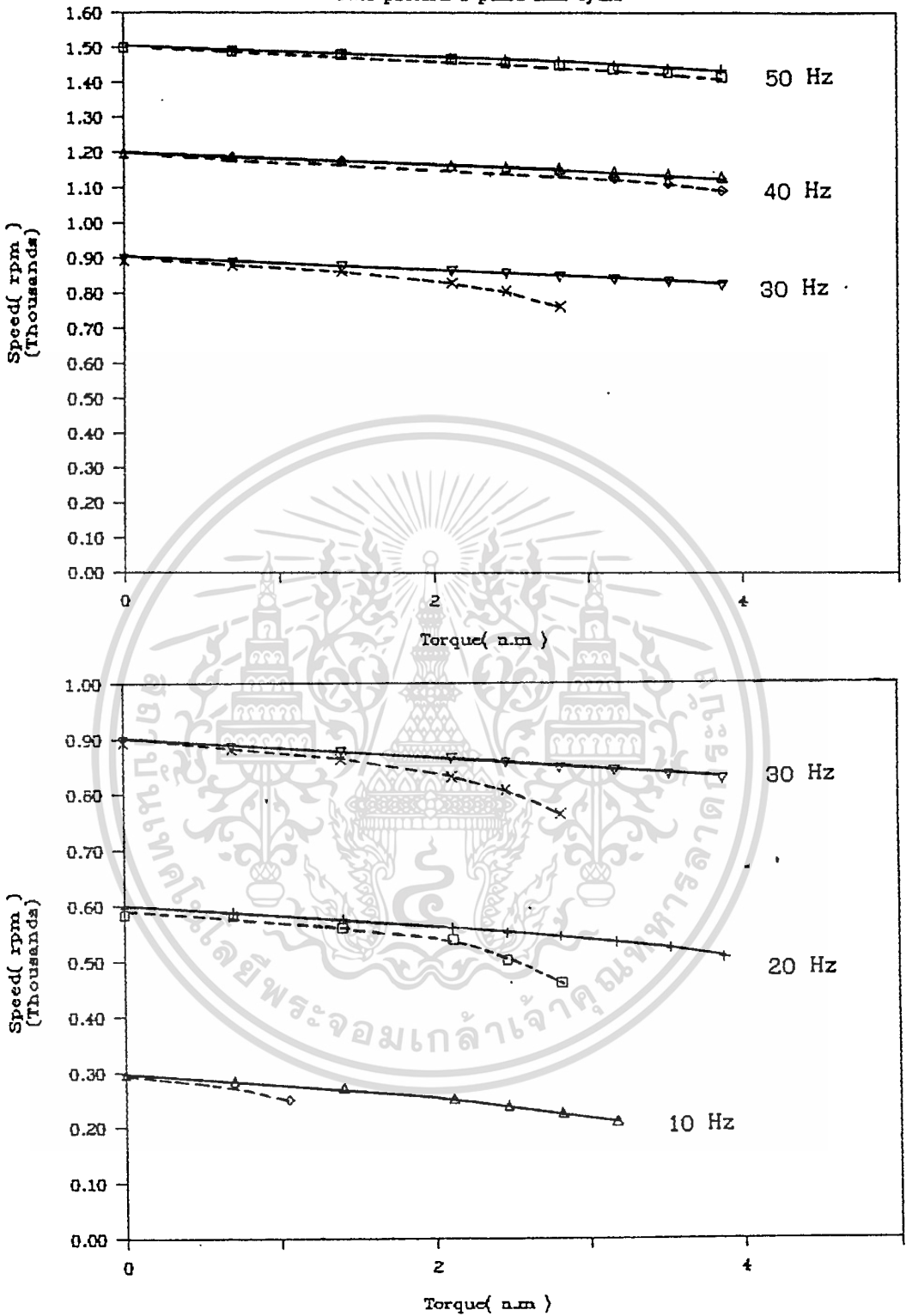
6.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติ Speed-Torque curve การขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจำนวนพัลส์ต่างๆ

รูปที่ 6.5(1)-(5) แสดงผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด โดยทำการทดสอบกรณีต่างๆของคลื่น PWM ทั้ง 5 แบบ สำหรับคลื่น PWM 1 พัลส์ ทำการทดสอบขับเคลื่อนที่ความเร็วที่ 10, 20, 30, 40 และ 50 เฮิรตซ์ ส่วนคลื่น PWM 3 พัลส์, 7 พัลส์, 9 พัลส์ และ 11 พัลส์ จะทำการทดสอบที่ความเร็วที่ 10, 20, 30 และ 40 เฮิรตซ์ เท่านั้น เนื่องจากการขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM มากกว่าหนึ่งพัลส์จะมีข้อจำกัดของ โวลต์เตจพิกัดของคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการคอมมิวเตตซึ่งจะมีค่าเพียง 380 โวลต์ ซึ่งเมื่อต้องการทดสอบที่ความเร็วที่สูงขึ้นก็จะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถทน โวลต์เตจที่ตกคร่อมค่าสูงๆได้ การทดสอบการขับโหลดจะทดสอบตั้งแต่ 0-4 นิวตัน-เมตรทั้งกรณีของระบบที่มีการรักษาอัตราส่วน V/F คงที่ และกรณีที่ไม่มีการรักษา V/F ให้คงที่ จากผลการทดสอบจะเห็นว่ากรณีของการขับเคลื่อนแบบมีการรักษา V/F ให้คงที่จะมีย่านที่ควบคุมความเร็วรอบที่กว้างกว่า



SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM pattern 1 pulse/half cycle



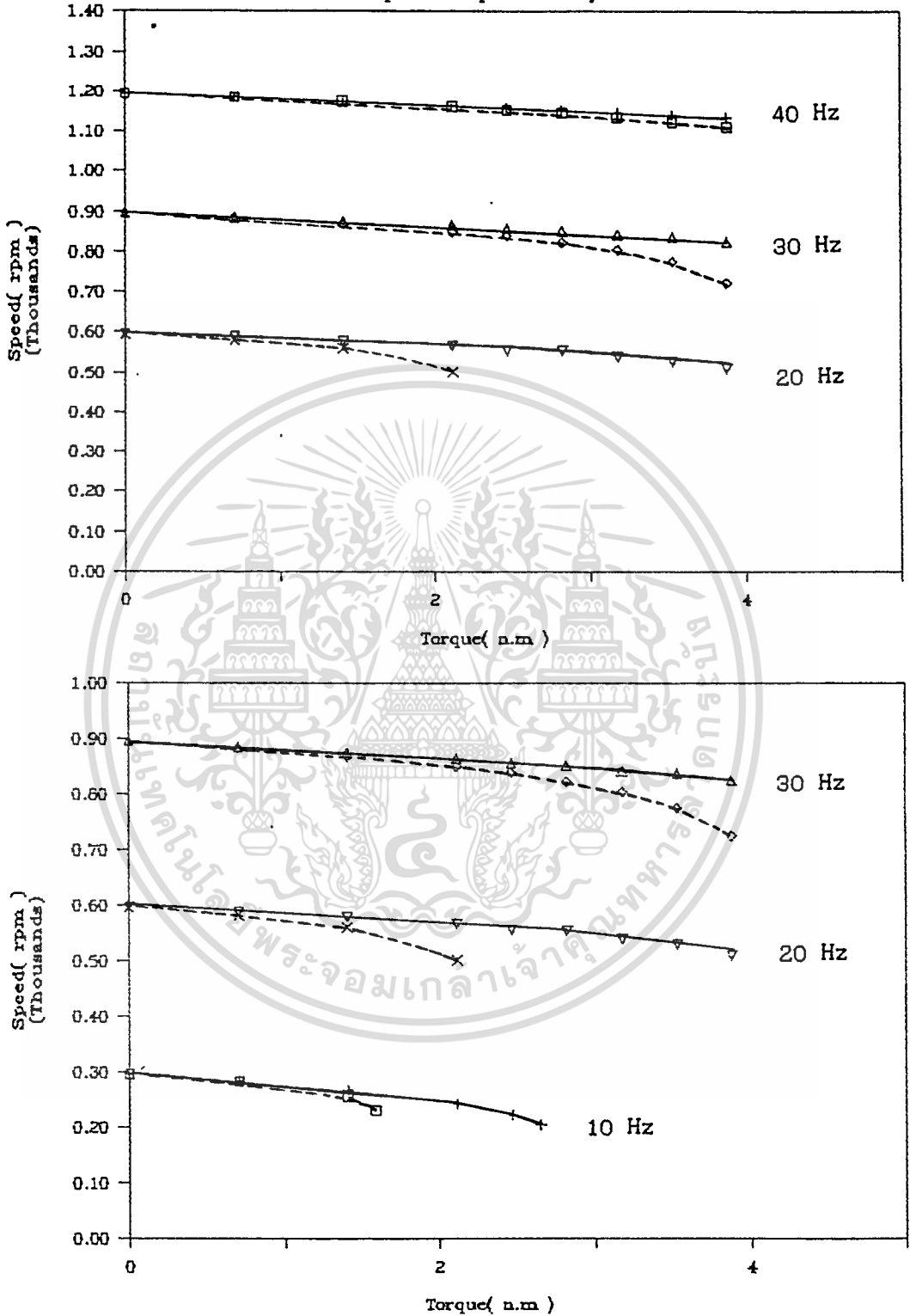
รูปที่ 6.5(1) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 1 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

— กรณีควบคุม V/F ให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM pattern 3 pulse/half cycle

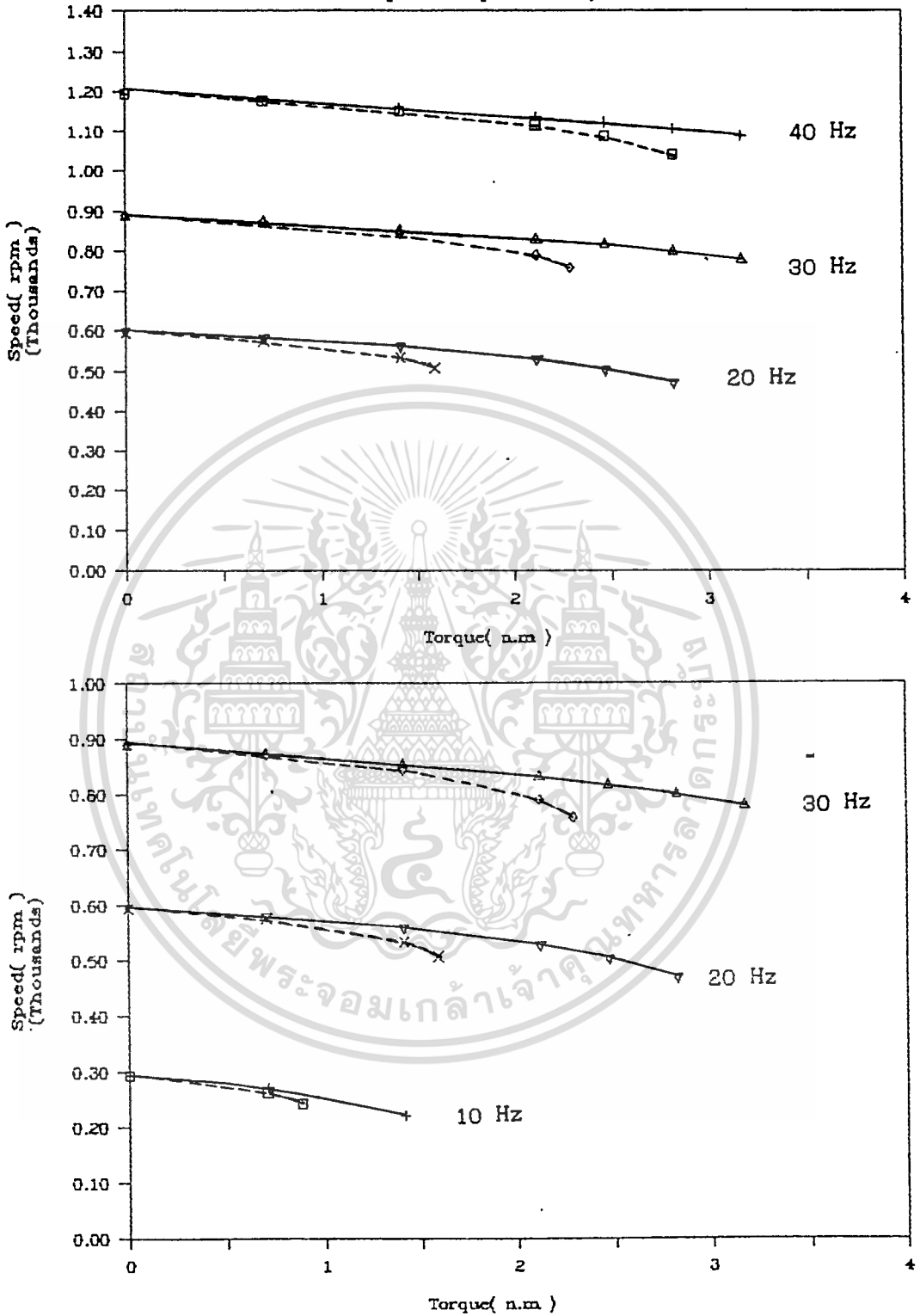


รูปที่ 6.5(2) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 3 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิคัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับความเห็นชอบจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM pattern 7 pulse/half cycle



รูปที่ 6.5(3) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 7 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

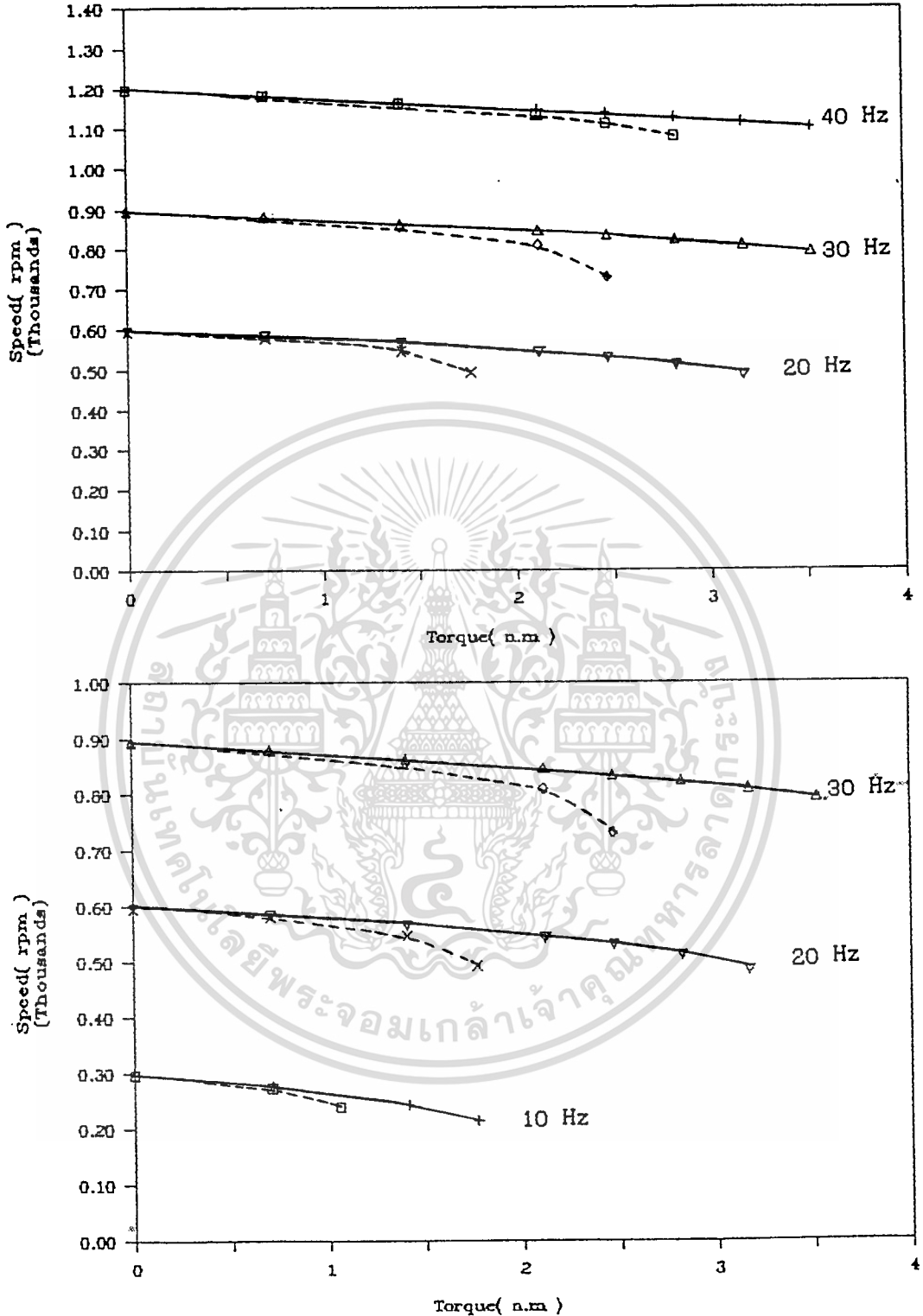
— กรณีควบคุม V/F ให้คงที่

--- กรณีไม่ควบคุม V/F ให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM pattern 9 pulse/half cycle



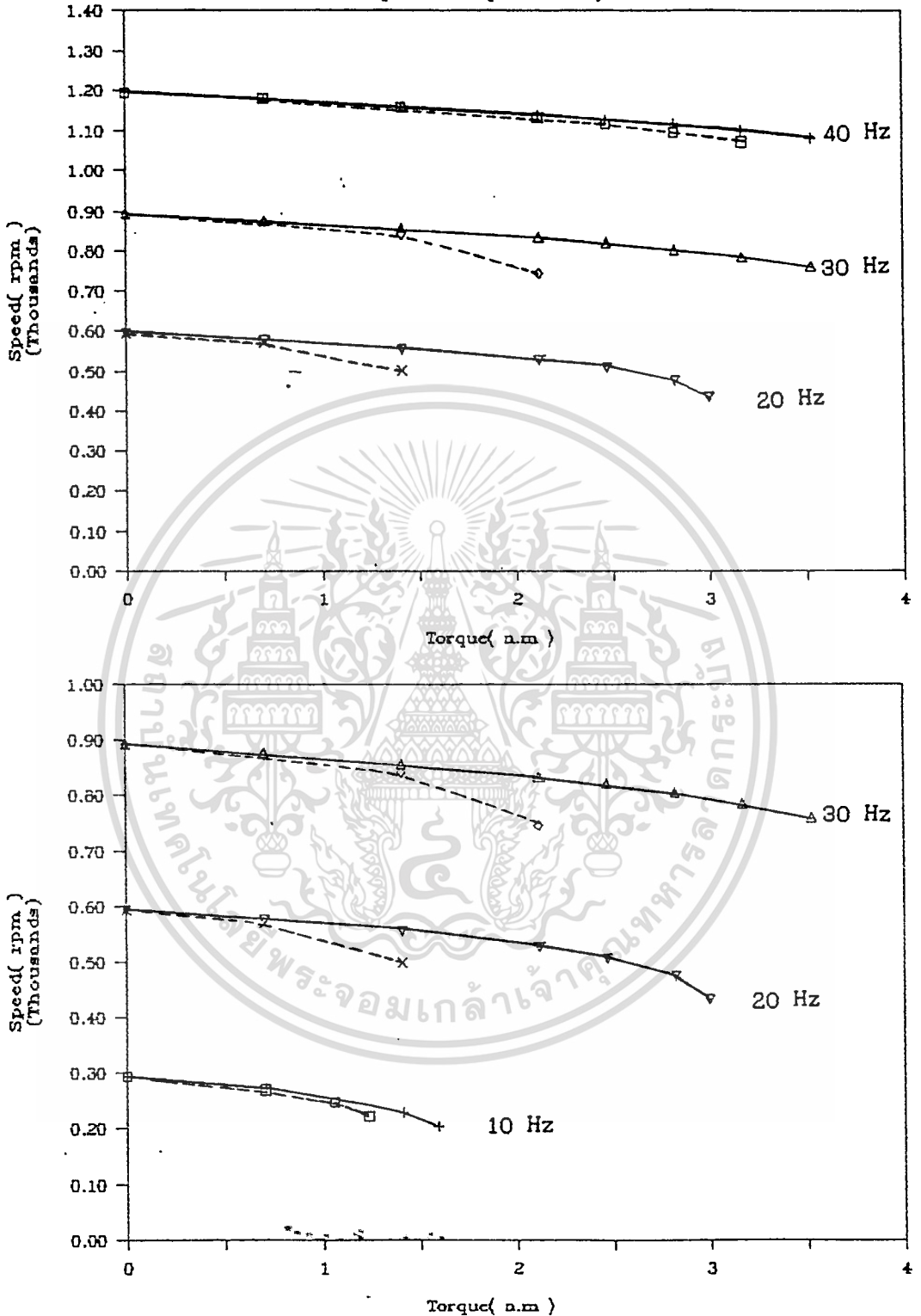
รูปที่ 6.5(4) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 9 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

— กรณีควบคุม V/F ให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการกรณีไม่ควบคุม V/F ให้คงที่ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM pattern 11 pulse/half cycle



รูปที่ 6.5(5) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด กรณีขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล

— กรณีควบคุม V/F ให้คงที่

- - - - - กรณีไม่ควบคุม V/F ให้คงที่

ของมอเตอร์ที่มีการรักษา V/F จะมีคุณลักษณะทางด้านสปีดเร็กกูเรชันขณะที่โหลดทอร์คเปลี่ยนไปดีกว่ากรณีที่ไม่มีการรักษา V/F ให้คงที่

ระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้นี้ ยังมีส่วนที่ควรจะทำกรปรับปรุงแก้ไขและพัฒนา ซึ่งสามารถแยกออกเป็นส่วนๆ ได้ดังนี้ :

(1) ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เมื่อระบบมีการป้อนพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซีแล้วจะทำให้มีโวลท์เตจตกคร่อมที่คาปาซิเตอร์ในวงจรมากกว่าแหล่งจ่ายไฟโดยจะมีค่าเท่ากับ $E(1+n)$ ซึ่งจะทำให้เห็นว่า โวลท์เตจที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ขึ้นอยู่กับอัตราส่วน turn ratio (n) ซึ่งเมื่อ n มีค่ามากแล้ว โวลท์เตจที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์จะมีค่ามากด้วย ทำให้ต้องใช้อุปกรณ์คาปาซิเตอร์ที่สามารถทนโวลท์เตจที่สูงขึ้นด้วย และนอกจากนี้ยังมีผลต่อไดโอดที่ต่อกับขดลวดป้อนกลับซึ่งจะต้องทนโวลท์เตจสูงๆ ด้วย แต่ในทางกลับกันเมื่อ n มีค่าน้อยจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรลดลง เนื่องจากเวลาที่ใช้ในการทำให้ฟีดแบ็คไดโอดเป็นฟอร์เวิร์ดไบอัสต้องใช้เวลานานขึ้น ทำให้ไม่สามารถป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟได้ทันที ซึ่งจะเป็นผลให้เกิดการสูญเสียมากขึ้นในวงจรคอมมิวเตทมากขึ้น และจากผลการทดลองพบว่ารูปแบบของสัญญาณ PWM ที่เหมาะสมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ รูปคลื่นสัญญาณ PWM ชนิด 3 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล

(2) ในส่วนของวงจรควบคุม เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงให้ระบบมีการทำงานเพิ่มมากขึ้นแล้ว เช่น มีการจำกัดกระแสโหลด การควบคุมความเร็วรอบให้คงที่ หรือเพิ่มระบบป้องกันการทำงานผิดพลาด ฯลฯ จะทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์มีการทำงานเพิ่มมากขึ้นด้วย ทำให้การตอบสนองต่อการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์ช้าลง ดังนั้นเมื่อต้องการเพิ่มการทำงานของระบบจึงควรเพิ่มไมโครโปรเซสเซอร์อีกหนึ่งตัวเพื่อช่วยในการทำงานในส่วนที่เพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้ไม่เป็นการแก้ไขไมโครโปรเซสเซอร์ชุดเดิมและยังเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและทำให้ผลตอบสนองของวงจรดียิ่งขึ้นอีกด้วย

(3) ในส่วนของโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F และวงจร A/D ของระบบควบคุมนั้น จะต้องทำการปรับปรุงแก้ไขให้การทำงานเป็นไปอย่างต่อเนื่องและแน่นอนมากขึ้น เนื่องจากในการควบคุมค่า V/F นั้นในที่นี้จะอาศัยการแปลงดีซีโวลท์เตจเป็นระดับควบคุมซึ่งมีทั้งหมด 256 ระดับ และความละเอียดของการแปลงระดับเพื่อควบคุมโวลท์เตจในแต่ละระดับจะมีค่าประมาณ 2 โวลท์ ซึ่งถ้าหากเปลี่ยนมาใช้วงจร A/D ที่มีความละเอียดมากขึ้น เช่น ใช้วงจร A/D ที่แปลงข้อ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มูลแบบ 10 ปีที่แล้วก็จะทำให้การควบคุมอัตราส่วน V/F มีความแน่นอนมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. วิริยะ พิเชฐจำเริญ, "การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ดที่ดีที่สุด", วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 6 ฉบับที่ 1 หน้าที่ 39-54, 2526.
2. วิริยะ พิเชฐจำเริญ, มนตรี ห่วงอาษา, "ทริสเตอร์พัดดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ชนิดกำลังไฟฟ้าน้ำสูญเสียคอมมิวเตท้ำเพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส", การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 14, ณ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ระหว่างวันที่ 7-8 พฤศจิกายน 2534.
3. วิชัย คังชันทรานนท์, "ควบคุมเครื่องกลไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 และ 2", สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) 2528.
4. A.ZUCKERBERGER and A.ALEXANDROVITZ, "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor-Controlled PWM Voltage Inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IE-33, no. 3, Aug. 1986.
5. G.PREMCHADRAN and P.C.SEN, "Analysis and Optimization of a Complementary Current Impulse Commutated Inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-18, no. 6, Nov./Dec. 1982.
6. PHOIVAS D.ZIOGAS, YOUNG-GOO KANG and VICTOR R. STEFANOVIC, "Optimum System Design of a Three-Phase Rectifier-Inverter Type of Frequency Changer", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 5, Sep./Oct. 1985.
7. PRASAD N.ENJETI, PHOIVAS D.ZIOGAS and JAMES F.LINDSAY, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 2, Mar./Apr. 1990.
8. G.K.CREIGHTON, I.R.SMITH and A.F.MERGEN, "Loss Minimization in 3-phase Induction Motors with PWM Inverter Supplies", IEEE Elec. Power Appl., vol. 2, no. 5, Oct. 1979.
9. KAZUO FUGAZAWA and DONALD W.NOVOTNY, "The Influence of Volts/Hertz

เอกสารอ้างอิงที่ 9: KAZUO FUGAZAWA and DONALD W.NOVOTNY, "The Influence of Volts/Hertz Control on Filter Impedance Effects in VSI-Fed Induction Machines", ราคา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-18,no.3, May/June 1982.

10. P.D.EVANS and R.J.HILL-COTTINGHAM,"DC Link current in PWM inverters", IEE Proceeding,vol.133,Pt.B,no.4, Jul. 1986.

11. S.B.BEWAN and P.D.ZIOGAS,"Optimum Filter Design for a Single-Phase Solid State UPS System",IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-15,no.6, Nov./Dec. 1979.

12. SHASHI B.DEWAN,"Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply",IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-17, no.3,May/June 1981.

13. PRAKASH H.NAYAK and RICHARD G.HOFT,"Optimizing the PWM Waveform of a thyristor Inverter",IEEE Trans.Ind.Appl., Sep./Oct. 1977.

14. GINSEPPE S.BUJA and GIOVANNI B.INDRI,"Optimal Pulse width Modulation for Feeding AC motors",IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-13,no.1, Jan./Feb. 1977.

16. B.K.BOSE,"Power Electronic and AC Drive",Printice Hall,New Jersey,1987.

17. JMD MURPHY and FG.TURNBULL,"Poweer Electronic Control of AC Motors",Pergamon Press,1988.

18. IRVING ALLEN DODES,"Numerical Analysis for Computer Science", Elsevier Noth-Holland,Inc.,1978.

19. Microprocessor Data Book MCS-51 Microcontrollers.

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.วิริยะ นิเชฐจำเริญ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด ขอขอบคุณคณะและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย ขอขอบคุณรุ่นน้องภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า รุ่นที่ 21, 23, 25, 26 ที่มีส่วนช่วยเหลือในการทำวิจัย ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ กรม และคุณแม่ กิมจวน ห่วงอาษา ที่ได้สนับสนุนให้เรียนจนสำเร็จการศึกษา ตลอดจน พี่ๆ น้องๆ และคุณ สิริลักษณ์ ไวกาสี ที่คอยเป็นกำลังใจทำให้งานวิจัยและวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ สภาวิจัยแห่งชาติ ที่ให้การสนับสนุนด้านเงินทุนวิจัย หวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงเป็นประโยชน์สำหรับบุคคลที่สนใจ และมีส่วนช่วยให้ความรู้ในงานวิจัยและการพัฒนาเทคโนโลยีต่อไป

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโทที่ได้รับการเผยแพร่ในที่ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14 จัดโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาของรัฐ 9 แห่ง
ณ. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ระหว่างวันที่ 7-8 พฤศจิกายน 2534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทริสเตอร์ฟีดแบลิวเอ็ลมีนเวอร์เตอร์ชนิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียคอมมิวเตทนต์ เพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส Low Commutation-Loss Thyristorized PWM Inverter for 3-Phase Induction Motor Drive

ดร.วิริยะ นิเช็จจำเริญ, มนตรี ห่วงลาษา
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Dr.VIRIYA PICHETJAMROEN, MONTRI HUANGASA

Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology ChaokunLaharn Ladkrabang

บทคัดย่อ

บทความนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ และทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้ทริสเตอร์ทั่วไปเป็นอุปกรณ์สวิตช์ใช้ดีครีสเทท ทั้งในส่วนของวงจรเรกติฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟส และส่วนของอินเวอร์เตอร์ชนิดบังคับการคอมมิวเตทนต์ระบบขับเคลื่อน ในส่วนของทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์จะใช้หลักการคอมมิวเตทนต์แบบใหม่ซึ่งเรียกว่า CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) ซึ่งเป็นการรวมวิธีการคอมมิวเตทนต์ของแม็คเมอร์เรย์ และเบ็ดฟอร์ดเรย์-เบ็ดฟอร์ดเข้าด้วยกัน นอกจากนี้ยังได้มีการนำเอาตัวแปรควบคุมที่เกี่ยวกับวงจรคอมมิวเตทนต์มาเพิ่มเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซี-ลิ้นท์ ทั้งนี้เพื่อลดผลกระทบในการเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้น โดยเฉพาะในการดำเนินการทำงานในลักษณะคลื่น PWM ซึ่งการคอมมิวเตทนต์ของวงจรจะเกิดบ่อยครั้งขึ้น ปริมาณพลังงานเก็บกักจะถูกนำมาวิเคราะห์และคำนวณหาผลผลิตศาสตร์ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการคำนวณหา อันดัคชั่น และค่าพีซีแชนซ์ที่คลัสต์ในวงจรได้ ลักษณะคลื่น PWM ที่ใช้ในการทดสอบอินเวอร์เตอร์จะมีด้วยกัน 5 รูปแบบคือ 1,3,7,9 และ 11 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล เว้นไซท์ที่ใช้ในการออกแบบคลื่น PWM ที่ 5 นี้คือกลุ่มอาร์ไมนัลส์ลำดับค่าน้อยกว่ากันที่แน่นอนอย่างหนึ่งจะถูกกำจัดที่ตัวรวมสวิตช์ซึ่งค่าที่ได้นั้นจะไว้อาหรับลักษณะคลื่นในแต่ละแบบ ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 จะใช้ในการควบคุมระบบด้วยวัตถุประสงค์ 2 ประการคือ ใช้สำหรับสร้างคลื่น PWM ทั้ง 5 ลักษณะ และใช้ในการควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลท์เตจและความถี่ให้มีความถี่ที่ เครื่องต้นแบบของระบบขับเคลื่อนได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ และได้ทำการวิเคราะห์และทดสอบทั้งในเชิงทฤษฎีและปฏิบัติเกี่ยวกับคุณสมบัติต่างของระบบเช่น องค์ประกอบอาร์ไมนัลส์ค่าของอินดัคชั่นคลื่น PWM ที่ได้ออกแบบไว้ ลักษณะคลื่นกระแสไหลในวงจรคอมมิวเตทนต์ อัตราส่วนระหว่างโวลท์เตจและความถี่ และความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด เป็นต้น

ABSTRACT

This paper concerns analysis and experiment on a 3-phase induction motor drive, using the conventional thyristors as solid-state switching devices both in the phase-controlled rectifier and force-commutation inverter of the control drive system. The thyristorized inverter utilizes a new commutation method called CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) which is a combination of Mc Murray and Mc Murray-Bedford methods. Moreover, the commutating energy trapped in the commutating circuit is also fed back to the dc link supply. This results in an inverter of higher efficiency, especially for the PWM

mode of operation in which circuit commutation occurs more frequently. The trapped energy is also analyzed and expressed in a mathematical term which is then used to calculate the optimum value of commutating inductance and capacitance. Among five PWM patterns of 1,3,7,9 and 11 pulses per half-cycle each can be generated at the inverter output and they are designed under the assumption that for each pattern a certain range of low-order harmonics is eliminated by a family of predicted switching angles. Microprocessor 8031 is used in the control system for two main purposes: one, is for generating these PWM patterns and the other, for the control of constant voltage-to-frequency ratio. A prototype of the motor drive system is set up and tested in our laboratory and the electrical characteristics of the system; such as, harmonic content of these PWM patterns, commutating current impulse waveform, voltage-to-frequency ratio, and motor speed-torque relation, etc., are also analyzed and investigated both theoretically and experimentally in this paper.

บทนำ

ทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันโดยมากมักเป็นแบบแม็คเมอร์เรย์ และ แม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด เอาท์พุทโวลท์เตจของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิดนี้จะมีลักษณะคลื่นแบบ step-wave ซึ่งมีฮาร์โมนิคในลำดับค่าน้อยลำดับค่าที่ เกิดขึ้นและมีผลทำให้สมรรถนะการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์ด้นั้นในบทความนี้จะได้นำวงจร CCIC (Complementary Current Impulse Commutation) ซึ่งเกิดจากการนำข้อดีของวงจรแม็คเมอร์เรย์ และแม็คเมอร์เรย์-เบ็ดฟอร์ด มาผสมเข้าด้วยกัน และยังทำให้วงจรทำงานในลักษณะคลื่น PWM ทั้งนี้เพื่อเป็นการกำจัดอาร์ไมนัลส์ลำดับค่าน้อยขึ้น แต่การทำงานในลักษณะคลื่น PWM นั้นทริสเตอร์ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีการเพอร์ช-ออฟบอยซ์ครั้ง ทำให้เกิดพลังงานสูญเสียในวงจรคอมมิวเตทนต์มากขึ้น ดังนั้นในบทความนี้จะได้นำวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรโดยการนำพลังงานที่เก็บกักในวงจรคอมมิวเตทนต์กลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซีค่าอินดัคชั่นของอินเวอร์เตอร์ หรือที่ได้นั้น ผลผลิตศาสตร์ค่าและค่า I และ C ที่ใช้ในวงจรคอมมิวเตทนต์ นอกจากนี้ยังได้ทำการคำนวณหา อันดัคชั่นและค่าพีซีแชนซ์ในช่วงการคอมมิวเตทนต์ที่เปรียบเทียบกับลักษณะ กระแสที่ได้จากการทดสอบ

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับจะต่างจากวงจรเหนี่ยวนำระหว่างโวลท์เตจกับความเร็ว (V/F) ที่จ่ายมอเตอร์ให้มีความถี่ที่ เนื่องจากระ

โครงการนี้ได้รับการสนับสนุนเงินทุนวิจัยจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ สภาวิจัยแห่งชาติ

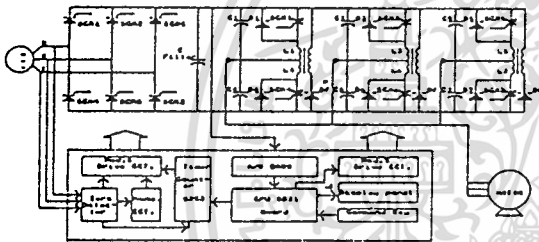
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้นหลักของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศให้มีค่าคงที่ซึ่งเป็นผลทำให้มอเตอร์มีกำลังสูงสุดตลอดย่านควบคุมความเร็วรอบ โดยทั่วไประบบควบคุมที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับจะประกอบด้วย วงจรคอนเวอร์เตอร์และวงจรวินเวอร์เตอร์ รูปแบบที่ใช้ในการควบคุมอัตราส่วน V/F ของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับจะมีหลายวิธีด้วยกัน เช่น การควบคุมแบบคลื่น PWM ที่รักษาอัตราส่วน V/F โดยการเพิ่มหรือลดความกว้างพัลส์ หรือโดยอาศัยการเพิ่มหรือลดระดับโวลต์ที่ป้อนวงจรวินเวอร์เตอร์ เป็นต้น ในบทความนี้จะใช้กรณีหลังซึ่งเป็นการเพิ่มหรือลดระดับโวลต์ที่แรงของคลื่น PWM ซึ่งมีลักษณะ pattern คงที่ตลอดย่านการปรับเปลี่ยนความเร็ว

ในส่วนขงวงจรวินเวอร์เตอร์ได้นำเอาไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาออกแบบสร้างสัญญาณ PWM ที่ใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่โดยการกำหนดมุมสวิทช์ซึ่งสามารถสร้างลักษณะคลื่น PWM ได้ 5 รูปแบบด้วยกัน โดยมีจำนวนพัลส์เท่ากับ 1, 3, 7, 9 และ 11 ลูกต่อครึ่งไซเคิลตลอดจนสามารถควบคุมอัตราส่วน V/F ให้มีค่าคงที่ และในตอนที่ขงบทความนี้จะได้แสดงผลการทดสอบการทำงานขงระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ ซึ่งปรากฏผลเป็นที่น่าสนใจ

2. วงจรกำลังขงระบบ

ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับประกอบด้วย วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสคอนโทรล วงจรวินเวอร์เตอร์แบบ CCIC และวงจรวินควบคุมการทำงานขงระบบโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ออกแบบสร้างสัญญาณควบคุมตามจุดต่างๆแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3-เฟส

วงจรวินเวอร์เตอร์แบบเฟสคอนโทรลจะประกอบด้วย ไทริสเตอร์จำนวน 6 ตัวต่อแบบ full bridge เพื่อทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟสเป็นไฟกระแสตรงโดยสามารถ ควบคุมระดับเอาท์พุทโวลต์ที่แรงจากการปรับมุมทริกของไทริสเตอร์ และอาศัยโวลต์ที่แรงขงไฟไลน์ช่วยในการหยุดนำกระแสขงไทริสเตอร์ เอาท์พุทโวลต์จะนำไปผ่านวงจรวินเวอร์เตอร์โดยใช้คาปาซิเตอร์ เพื่อแปลงเป็นไฟกระแสตรงที่เทียบขงให้ขงวงจรวินเวอร์เตอร์ต่อไป

วงจรวินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับเพื่อใช้ขงมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3-เฟสที่ความเร็วรอบต่างๆ ด้วยความถี่ที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ สำหรับวงจรวินที่ใช้บทความนี้จะใช้เทคนิคแบบ CCIC ซึ่งจะได้อธิบายหลักการการทำงานและวิเคราะห์การทำงานขงวงจรวินในช่วงการคอมมิวเตชัน รวมทั้งหลักการเลือกค่า อินดักแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ ที่เหมาะสมในช่วงการคอมมิวเตชัน

วงจรวินสร้างสัญญาณควบคุมขงระบบได้นำเอาไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 มาออกแบบสร้างสัญญาณทริกขงวงจรวินเฟสคอนโทรลและวงจรวินเวอร์เตอร์ โดยสามารถควบคุมมุมทริกขงเฟสคอนโทรลเพื่อรักษาระดับเอาท์พุทโวลต์ที่แรงให้มีความสัมพันธ์กับระดับเอาท์พุทโวลต์ที่แรงขงวงจรวินเวอร์เตอร์ สำหรับสัญญาณควบคุมขงอินเวอร์เตอร์นี้สามารถออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อใช้ขงวงจรวินเวอร์เตอร์ให้ทำงานในลักษณะคลื่น PWM โดยที่ลักษณะคลื่น PWM ที่ออกแบบไว้จะมีด้วยกัน 5 รูปแบบคือ 1, 3, 7, 9 และ 11 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล และเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบคลื่น PWM ทั้ง 5 นี้คือกลุ่มฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่ในย่านจำกัดที่แน่นอนขงขงจะถูกลบกำจัด

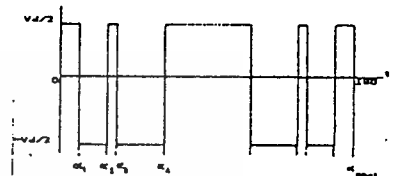
ทั้งด้วยมุมสวิทช์ต่างๆที่ได้คำนวณไว้สำหรับลักษณะคลื่นในแต่ละแบบ นอกจากนี้ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ยังใช้ทำหน้าที่ในการควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์ที่แรงและความถี่ (V/F) ให้มีค่าคงที่ในย่านการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบขงมอเตอร์

3. การออกแบบสร้างสัญญาณ PWM และไปนกรมควบคุม

3.1 การออกแบบสร้างสัญญาณ PWM

นิยามสัญญาณ PWM รูปที่ 3.1 สามารถเขียนแทนด้วยอนุกรมฟูเรียร์ดังนี้

$$F(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad \dots 1$$



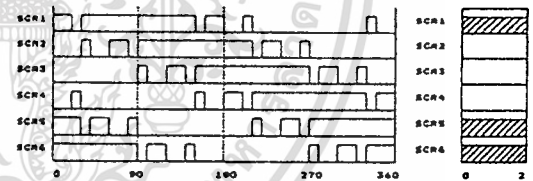
รูปที่ 3.1 สัญญาณ PWM ที่มีการสวิทช์ 2m+1 ครั้งใน 1/2 ไซเคิล

เมื่อทำการกระจายสมการฟูเรียร์จะได้

$$a_n = (4/n\pi) [1 + 2\sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(k\alpha_n)] ; n = 1, 3, 5, \dots \dots 2$$

และ $b_n = 0$

ขนาดขงฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะเป็นไปตามสมการที่ 2 และเมื่อกระจายสมการพบว่า เป็นกลุ่มขงสมการ non-linear เมื่อทำการแก้สมการโดยใช้วิธีขง Newton-Raphson จะได้มุมสวิทช์ขงสัญญาณ PWM การเก็บสัญญาณรูปคลื่น PWM ไว้ในหน่วยความจำ จะทำการเก็บสภาวะสวิทช์ขงฮาร์โมนิกส์ 2 องศา ดังแสดงในรูปที่ 3.2 และ 3.3



รูปที่ 3.2 สัญญาณ PWM สมมาตรที่ 90 องศา รูปที่ 3.3 สภาวะสวิทช์ภายในช่วง 2 องศา

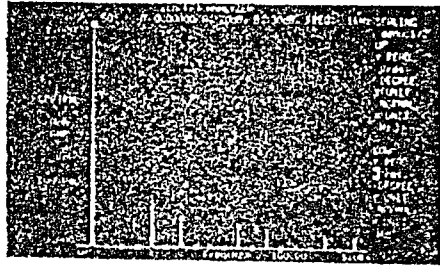
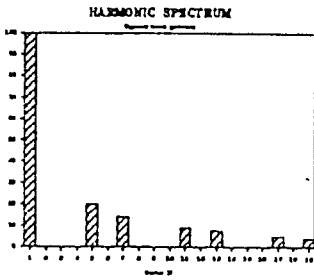
เนื่องจากรูปแบบการเก็บสัญญาณทำให้มุมสวิทช์ขงฮาร์โมนิกส์ PWM เปลี่ยนไปจากค่าที่คำนวณเล็กน้อย ค่ามุมสวิทช์ขงที่ใช้จึง แสดง ได้ตั้งตารางที่ 1 และจากการคำนวณขนาดฮาร์โมนิกส์เทียบกับฮาร์โมนิกส์ที่วัดจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่เอาท์พุทขงอินเวอร์เตอร์สามารถแสดงผลเปรียบเทียบได้ตั้งรูปที่ 3.4 และ 3.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 1 มุมสวิทช์ต่างๆขงฮาร์โมนิกส์ใน 1/4 ไซเคิล

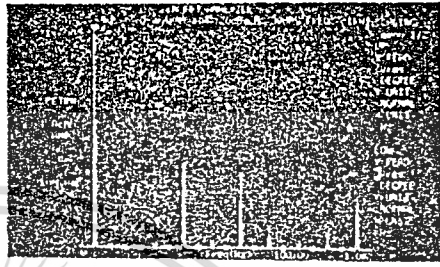
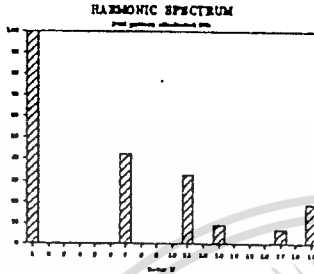
จำนวนพัลส์ PWM ต่อ 1/2 คาบ	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
1	180				
3	24	36			
7	16	38	46		
9	16	22	74	78	
11	10	24	28	46	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

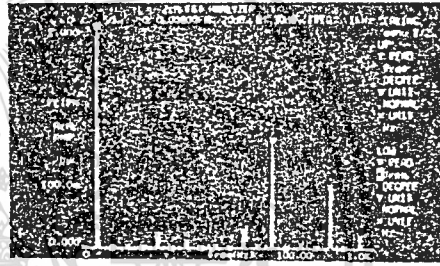
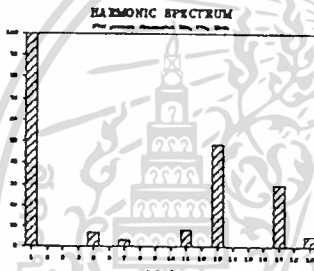
(1)
1-pulse



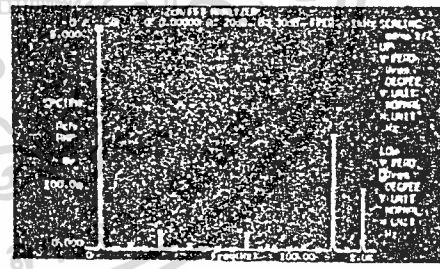
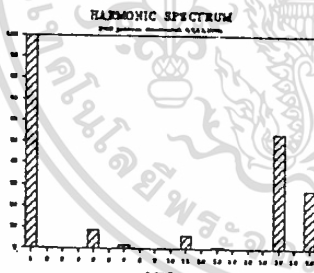
(2)
3-pulse



(3)
9-pulse



(4)
11-pulse



รูปที่ 3.4(1)-(4) ขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการทำ พัลสที่รูปคลื่น PWM แบบ 1,3,9 และ 11 น้อยลงตามลำดับ

รูปที่ 3.5(1)-(4) ขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่วัดจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมการเข้ารูปคลื่น PWM แบบ 1,3,9 และ 11 น้อยลงตามลำดับ

3.2 โปรแกรมควบคุม

โปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบแสดง ได้ตั้งโปรแกรมให้รูปที่ 3.6 โดยเมื่อเริ่มการทำงานจะทำการป้อนข้อมูลเริ่มต้นให้กับระบบ จากนั้นจะไปทำงานในส่วนแสดงผลทาง LED และจะมีโปรแกรมคอยตรวจเช็คและรับคำสั่งทาง key board ซึ่งมีปุ่มควบคุมทั้งหมด 5 ปุ่ม เมื่อทำการป้อนคำสั่งทางปุ่มใดก็จะไปทำงานในโปรแกรมของส่วนนั้นๆ

4. หลักการทำงานและการวิเคราะห์กระแสในช่วงการคอมมิวเตชันของวงจรรีเลย์

4.1 หลักการทำงานของวงจรรีเลย์

วงจรรีเลย์แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 วงจรนี้เป็น

กรณีนี้อาจใช้ของวงจรรีเลย์แบบมีแคโทดและแอโนด และ แม็คเนอโรเรย์-แคโทด มารวมเข้าด้วยกันคือ มีลิ้นบางๆ สลับในส่วนของการคอมมิวเตชันและใช้ข้อปลายในการสวิตช์ซึ่งน้อยชิ้น วงจรชนิดนี้ลักษณะการคือของไดโอดจะมีค่าความแตกต่างกับกรรขของ แม็คเนอโรเรย์-แคโทดตรงที่ว่าได้อายจากจุดที่ของอินดักเตอร์ L มาคร่อมทรานส์เฟอร์แทน ในรูปที่ 4.1 αL คือ ลึกเกออินดักเตอร์ที่เกิดขึ้นจากการคัปปีระหว่างอินดักเตอร์ส่วนบนและส่วนล่างในวงจรรีเลย์ การทำงานของวงจรรีเลย์แสดงได้ดังรูปคลื่นออกกระแสในรูปที่ 4.2

จากรูปถ้าให้ไทรสเตอร์ SCR, นำกระแส I แล้ว C_u จะถูกชาร์จโดยแหล่งจ่ายไฟ E และไวลท์แตกที่คัปพร้อม C_c เป็นศูนย์ เมื่อจะทำการหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์ SCR, จะต้องมีให้ไทรสเตอร์ SCR₂ นำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 9 นี้จะหาเวลา t_2 ที่กระแสใน D_1 เท่ากับศูนย์ ได้ และเมื่อ D_1 หยุดนำกระแสการ reverse bias ไทริสเตอร์ SCR₁ ก็จะมีสิ้นสุด ดังนั้นเวลาเทอร์น-ออฟของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$t_a = t_2 - t_1 \quad \dots 10$$

จากสมการที่ 5, 6, 9 จะได้

$$i_2(t_2) = xI_o \cdot \sin(\omega_o t_2) + i_m(t_2) = I_o + 2I_m \quad \dots 11$$

โดยที่ $I_m = i_2(t_2) = Et_2 / (4L + 2\alpha L)$

และจะได้โวลต์ที่ตกคร่อม C_1, C_2 ดังนี้

$$V_{C1} = E_1' = (E/2) - (E/2) \cdot \cos(\omega_o t_2) \quad \dots 12$$

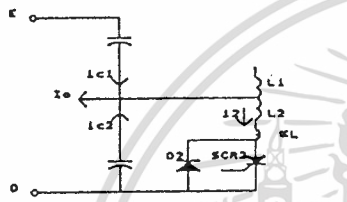
$$V_{C2} = E_2' = (E/2) + (E/2) \cdot \cos(\omega_o t_2) \quad \dots 13$$

เมื่อไทริสเตอร์ SCR₁ และไดโอด D_1 หยุดนำกระแสที่เวลา t_2 วงจรจะเปลี่ยนไปเข้ารูปที่ 3

4.2.3 ในช่วงที่ 3

วงจรมีเงื่อนไขแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 โดยมีเงื่อนไขเริ่มต้น คือ

$$i_2(0) = I_2' = I_o + 2I_m, V_{C2}(0) = E_2', V_{C1}(0) = E_1' \quad \dots 14$$



รูปที่ 4.4 วงจรการทำงานในช่วงที่ 3

กำหนดให้เวลาเริ่มต้นในช่วงนี้เป็น t' และเวลาเริ่มต้นช่วงนี้ คือ t_2 ดังนั้น $t' = t - t_2$

จากรูปที่ 4.4 จะได้ว่า

$$(1/2C) \int i_2(t') dt' + (\alpha L + L) \frac{di_2(t')}{dt'} = E_2' \quad \dots 15$$

ทำการแปลงสมการโดยใช้ลาปลาซจะได้

$$i_2(s) = \frac{2CE_2'}{(1 + 2(\alpha L + L)Cs^2)} + \frac{2I_2'Cs(\alpha L + L)}{(1 + 2(\alpha L + L)Cs^2)} \quad \dots 16$$

เมื่อให้ $\omega_r^2 = 1/2(\alpha L + L)C$ จะได้

$$i_2(s) = \frac{E_2' \sqrt{2C(\alpha L + L)}}{(\alpha L + L)} \cdot \frac{\omega_r}{(\omega_r^2 + s^2)} + \frac{I_2' \cdot s}{(\omega_r^2 + s^2)} \quad \dots 17$$

$$i_2(t') = \frac{E_2' \cdot \sin(\omega_r t')}{\omega_r (\alpha L + L)} - I_2' \cdot \cos(\omega_r t') \quad \dots 18$$

และจะได้

$$V_{L2} = L \frac{di_2(t')}{dt'} = \frac{E_2' L \cdot \cos(\omega_r t')}{(\alpha L + L)} - I_2' \omega_r L \cdot \sin(\omega_r t') \quad \dots 19$$

เมื่อ $\alpha L \ll L$ จะได้

$$V_{L2} = E_2' \cdot \cos(\omega_r t') - I_2' \omega_r L \cdot \sin(\omega_r t') \quad \dots 20$$

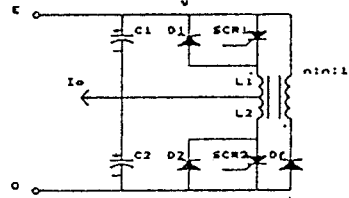
4.3 การกำจัด Trapped Energy ในวงจรคอมมิวเตทโดยการป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง

จากรูปที่ 4.2 ที่เวลา t_2 ไทริสเตอร์ SCR₁ และไดโอด D_1 หยุดนำกระแส กระแสใน L_2 เท่ากับศูนย์ ขณะนี้เงื่อนไขเริ่มต้นจะอินทิเกรตที่ตกคร่อม C และกระแสที่ไหลใน L_2 ซึ่งเท่ากับ $I_o + 2I_m$ ดังนั้น

$$\text{Trapped energy ใน } L_2 = (L/2)(I_o + 2I_m)^2 \quad \dots 21$$

พลังงานที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดการออสซิลเลชันใน C_1, C_2 และ L_2 ทำให้เกิดการสูญเสียในรูปแบบของความร้อน วิธีกำจัด trapped energy วิธีหนึ่งที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรได้ คือ การนำเอา

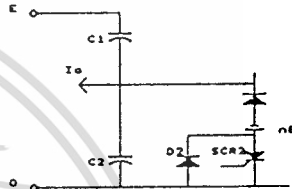
พลังงานส่วนนี้ป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรง โดยมีขดลวดทรานส์ฟอร์มเมอร์อีกชุดหนึ่งทำหน้าที่ป้อนพลังงานกลับดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC เมื่อมีการป้อนพลังงานกลับ

จากรูปที่ 4.5 เมื่อโวลต์ที่ตกคร่อม L_2 เท่ากับ nE จะทำให้ไดโอด D_2 ได้รับ forward bias กระแสใน L_2 จะถูกส่งไปยังขดลวดป้อนกลับ วงจรขณะนั้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 และเงื่อนไขเริ่มต้นในช่วงนี้แสดงได้ดังสมการที่ 18 และ 21 เมื่อค่า αL มีค่าน้อยจะมีผลกระทบไม่มากนักต่อวงจรส่วนเดิม กำหนดให้เวลาที่ใช้ในช่วงนี้เป็น t'' ดังนั้น

$$t'' = t - t_2$$



รูปที่ 4.6 วงจรขณะมีการป้อนพลังงานกลับ

จากรูปที่ 4.6 จะได้

$$(1/2C) \int i_2(t'') dt'' + \alpha L \frac{di_2(t'')}{dt''} = V_{C2}(t_2) + nE \quad \dots 22$$

ทำการแปลงสมการโดยใช้ลาปลาซจะได้

$$i_2(s) = \frac{(V_{C2}(t_2) + nE)}{\alpha L} \cdot \frac{\omega_r}{(\omega_r^2 + s^2)} + \frac{I_2'' \cdot s}{(\omega_r^2 + s^2)} \quad \dots 23$$

เมื่อให้ $\omega_r^2 = (1/2C\alpha L)$ จะได้

$$i_2(t'') = \frac{(V_{C2}(t_2) + nE) \cdot \sin(\sqrt{2}\omega_r t'')}{\alpha L \sqrt{2}} + I_2'' \cdot \cos(\sqrt{2}\omega_r t'') \quad \dots 24$$

กระแส i_2 นี้จะออสซิลเลทไปจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ $-I_o$ และเนื่องจากผลของ αL จะทำให้โวลต์ที่ตกคร่อม C_1 เกิน $E(1+n)$ เฉพาะพลังงานใน αL เท่านั้นที่ไม่สามารถป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงได้ แต่จะสูญเสียไปในระหว่างการคอมมิวเตท

5. การเลือกค่า L และ C ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท ในการออกแบบวงจรคอมมิวเตทที่ตรงกันจึงมีชื่อ ขนาดของกระแสไหล I_o เวลาเทอร์น-ออฟของไทริสเตอร์ t_a และ trapped energy ใน L และ C

5.1 Trapped energy ใน L

จากช่วงสุดท้ายของการคอมมิวเตทจะได้

$$I_{L2} = I_o + 2I_m \text{ และ } t_2 = (1/\omega_r) \cdot \sin^{-1}(1/x) + t_a \quad \dots 25$$

ซึ่งจะหาค่า t_a ของวงจรได้คือ

$$t_a = 2\sqrt{4LC} \cdot \cos^{-1}((1 + (\pi x \alpha / (2 + \alpha))) / x) \quad \dots 26$$

จากค่าพลังงานใน L_2 ในสมการที่ 21 จะได้

$$W_T = (L/2)(I_2'')^2 = \frac{L}{2} (I_o + 4xI_o \alpha (\sin^{-1}(1/x) + 2\cos^{-1}((1 + (\pi x \alpha / (2 + \alpha))) / x)))^2 \quad \dots 27$$

กำหนดให้พลังงานที่จ่ายไหลในช่วงคอมมิวเตทเป็น $E I_o t_a$ และกำหนดให้ $E(x, \alpha) = W_T / E I_o t_a$ ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E(x, \alpha) = \frac{(1 + (8x\alpha / (2 + \alpha))) \cdot (\sin^{-1}(1/x) + 2\cos^{-1}((1 + (7x\alpha / (2 + \alpha))) / x))}{16x\alpha \cdot \cos^{-1}((1 + (7x\alpha / (2 + \alpha))) / x)} \dots 29$$

5.2 Trapped Energy ใน C

พลังงานที่สะสมใน C จะมาจากพลังงานที่สะสมใน CL ทำนองเดียวกันเมื่อเขียนเทียบกับพลังงานที่จ่ายให้กับโหลดจะได้

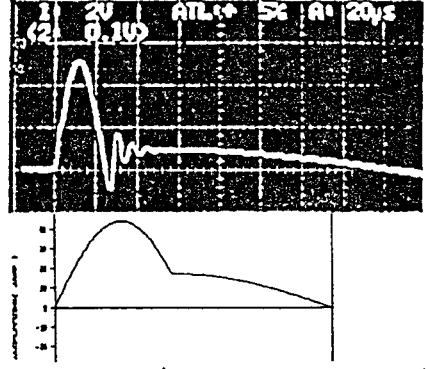
$$F(x, \alpha) = x / (8 \cdot \cos^{-1}((1 + (7x\alpha / (2 + \alpha))) / x)) \dots 30$$

เมื่อคำนวณค่าจากสมการที่ 29, 30 แล้วนำมาพล็อตกราฟแสดงผล จะได้ดังรูปที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ จากกราฟทั้งสองนี้จะเห็นว่าค่า x ควรมีค่า > 1.5 และ 0.06 < α < 0.16 ในที่นี้เลือกค่า x = 1.7 และ α = 0.1 ซึ่งสามารถนำมาหาค่า L และ C จากสมการที่ 7 และ 26 ได้ โดยจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

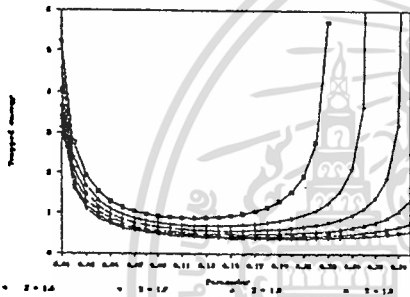
$$C = 2 \times 10^{-2} \cdot I_t \cdot t / E \dots 31$$

$$L = 1.732 \times 10^{-2} \cdot E \cdot t / I_a \dots 32$$

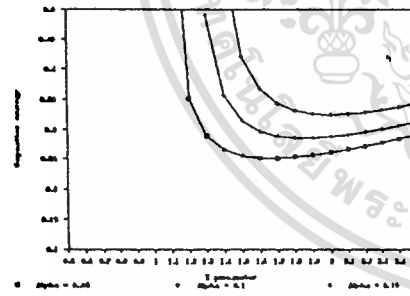
จากผลการทดสอบวัดลักษณะคลื่นกระแสในช่วงการคอมมิวเตชันทั้งในขณะที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับ และขณะที่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงจะมีลักษณะคลื่นดังรูปที่ 5.3(1)-(2) และ 5.4(1)-(2) ตามลำดับ



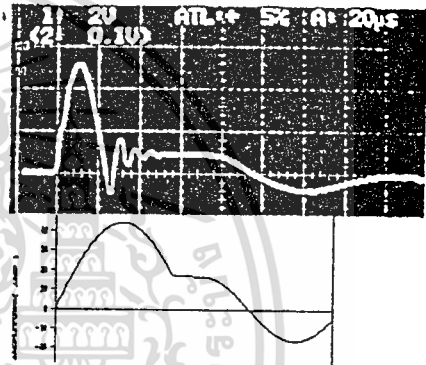
รูปที่ 5.3(1)-(2) ลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันขณะที่ไม่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงซึ่งเปรียบเทียบกับระหว่างการคำนวณกับการทดสอบ



รูปที่ 5.1 Trapped energy ของวงจรคอมมิวเตชัน



รูปที่ 5.2 พลังงานสะสมในคาปาซิเตอร์ของวงจรคอมมิวเตชัน



รูปที่ 5.4(1)-(2) ลักษณะคลื่นกระแสในช่วงคอมมิวเตชันขณะที่มีการป้อนพลังงานกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงซึ่งเปรียบเทียบกับระหว่างการคำนวณกับการทดสอบ

6. การทดสอบสมรรถนะการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส

6.1 ลักษณะคลื่น PWM voltage และกระแสที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ 3-เฟส

รูปที่ 6.1(1)-(4) แสดงให้เห็นลักษณะคลื่น Line-to-Line PWM voltage (คลื่นชุดบน) และกระแส (คลื่นชุดล่าง) ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส สำหรับกรณีคลื่น PWM 1-ฟิลล์ 3-ฟิลล์ 9-ฟิลล์ และ 11-ฟิลล์ ตามลำดับ คลื่นเหล่านี้ได้จากการทดสอบวัดที่เข้าที่ของอินเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟสขนาด 1 แรงม้า 220 V per Phase โดยทำการทดสอบที่ความถี่ 50 Hz แรงบิด 4 นิวตัน-เมตร จะเห็นว่าคลื่น PWM voltage ที่ได้ในแต่ละกรณีมีลักษณะเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้

6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง PWM voltage และความถี่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ 3-เฟส

รูปที่ 6.2(1)-(4) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Line-to-Line PWM voltage กับความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส สำหรับกรณีคลื่น PWM 1-ฟิลล์ 3-ฟิลล์ 9-ฟิลล์ และ 11-ฟิลล์ ตามลำดับ โดยทดสอบที่ความถี่ 10, 20, 30, 40 และ 50 Hz จะเห็นว่ากราฟที่ได้มีลักษณะ linear ตลอดช่วงที่ทำการทดสอบ

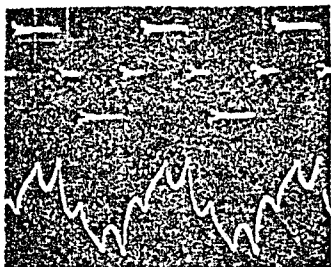
6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์ 3-เฟส

รูปที่ 6.3(1)-(3) แสดงผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด โดยได้ทำการทดสอบสำหรับกรณีต่าง ๆ ของคลื่น PWM ทั้ง 5 แบบ คลื่น PWM ในแต่ละแบบได้ใช้ทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟสที่ความถี่ 10, 20, 30, 40 และ 50 Hz (เฉพาะกรณีคลื่น PWM 1-ฟิลล์) และที่ความถี่ 10, 20, 30, 40 Hz สำหรับคลื่น PWM กรณีอื่น ๆ การทดสอบที่ความถี่ 50 Hz ไม่สามารถทำได้เนื่องจากข้อจำกัดของโวลต์-แอมป์ของคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการคอมมิวเตชันมีค่าเพียง 380 V 6 uF และได้ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ขณะที่มีโหลดตั้งแต่ 0-4 นิวตัน-เมตร ทั้งกรณีของระบบที่ไม่มีการรักษาอัตราส่วนระหว่างโวลต์-แอมป์และค่าความถี่ที่ และการที่มีการรักษาอัตราส่วนระหว่างโวลต์-แอมป์และค่าความถี่ที่ จะเห็นว่ากรณีหลังซึ่งเป็นกรณีที่มีการรักษาอัตราส่วนระหว่างโวลต์-แอมป์และค่าความถี่ที่ค่าคงที่นั้น มอเตอร์จะมีย่านที่ควบคุมความเร็วรอบที่กว้างกว่ามาก

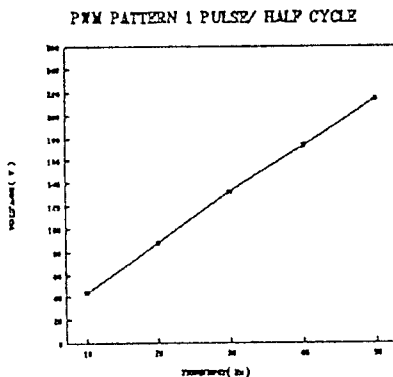
7. บทสรุป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

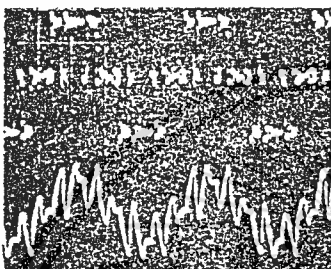
(1)
1-pulse



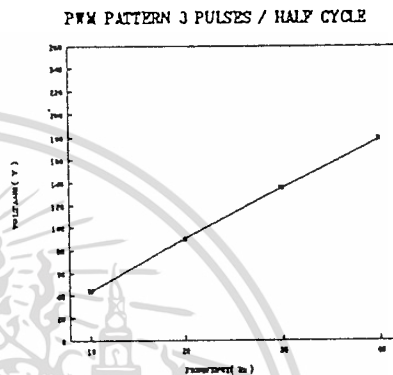
(1)
1-pulse



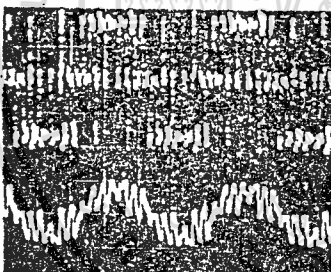
(2)
3-pulse



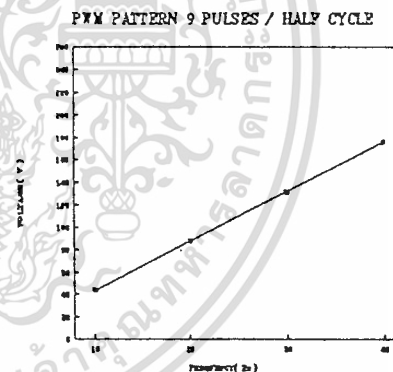
(2)
3-pulse



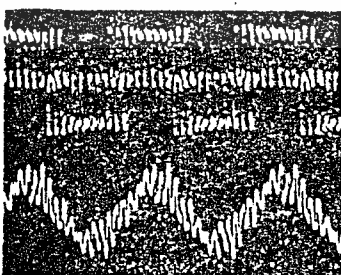
(3)
9-pulse



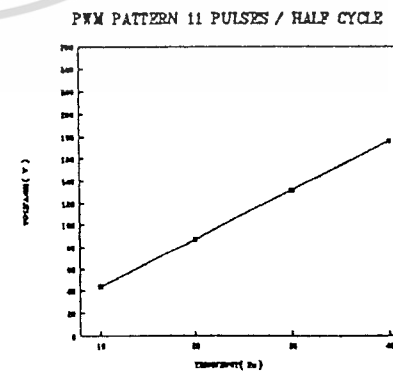
(3)
9-pulse



(4)
11-pulse



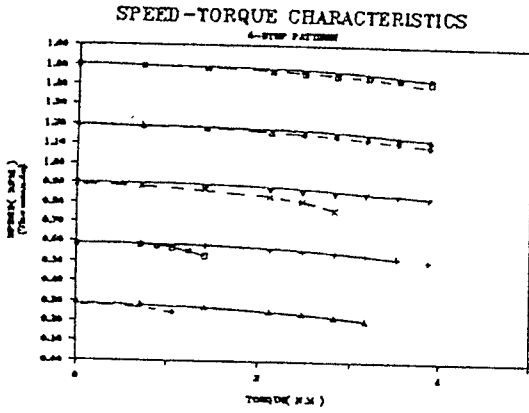
(4)
11-pulse



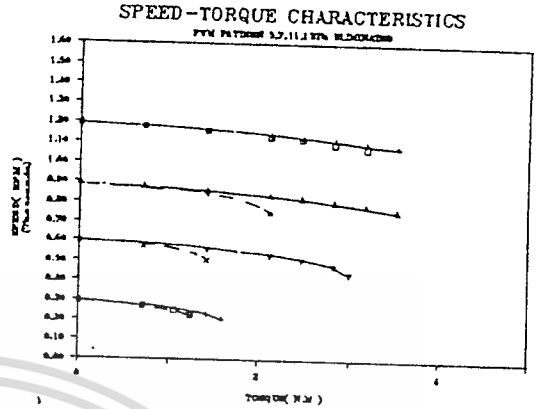
รูปที่ 6.1 ลักษณะคลื่นโวลต์ที่ตรงและกระแสที่ป้อนมอเตอร์ 3-เฟส
 สเกล 200 V/div, 5 A/div, 5ms/div ไนกรณีคัง-ระ:
 (1) กรณี 1-พัลส์ (2) กรณี 3 พัลส์
 (3) กรณี 9-พัลส์ (4) กรณี 11-พัลส์

รูปที่ 6.2 การแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอาร์เอ็มเอสของ PWM
 voltage และความถี่ที่ใช้มอเตอร์ 3-เฟส ไนกรณีคัง-ระ:
 (1) กรณี 1-พัลส์ (2) กรณี 3 พัลส์
 (3) กรณี 9-พัลส์ (4) กรณี 11-พัลส์

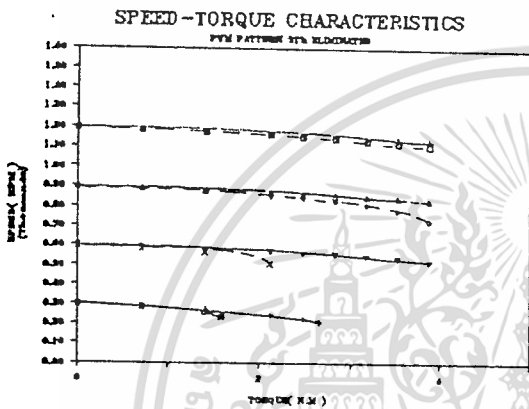
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(1) 1-pulse



(3) 11-pulse



(2) 3-pulse

รูปที่ 6.3 ปรนแสดงควมสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟส ในกรณที่ต่างๆ
(1) กรณที่ 1 พัลส์ (2) กรณที่ 3 พัลส์
(3) กรณที่ 11-พัลส์

อินเวอร์เตอร์แบบ CCIC ที่ใช้นี้มีโครงสร้างง่ายกว่าเมื่อเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเม็คเมอร์เรย์

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC ที่ใช้สามารถป้อนพลังงานคอมมิวเตทกลับเข้า dc link supply ในช่วงระหว่างการคอมมิวเตทได้โดยเทียบกันระหว่างลักษณะกระแสที่มีการป้อนกลับและไม่มีการป้อนกลับ (ทางค่าน primary)

สามารถใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 เพื่อสร้าง PWM pattern ในจำนวนพัลส์ต่างๆ เพื่อใช้ทดสอบขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับได้ และจะสังเกตได้จากลักษณะการกระจายขององค์ประกอบฮาร์โมนิคต่างๆ ที่วัดจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม โดยพบว่าฮาร์โมนิคลำดับคี่จะเลื่อนไปอยู่ในอันดับสูงขึ้น เมื่อให้จำนวนพัลส์ของคลื่น PWM มากขึ้นจึงหมายถึงคลื่นที่ใช้ขั้วมอเตอร์มีคุณสมบัติดีขึ้น และในขณะที่คลื่น PWM มีจำนวนพัลส์มากขึ้น อินเวอร์เตอร์เฉพาะในส่วนวงจรคอมมิวเตทจะมีการคอมมิวเตทบ่อยครั้งขึ้น แต่เนื่องจากผลของคอยล์ feedback ที่ต่อเพิ่มในวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้พลังงานคอมมิวเตทที่เกิดขึ้นไม่สามารถป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟตรงได้โดยง่ายและทำให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

จากการทดสอบขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3-เฟสด้วยอินเวอร์เตอร์ดังกล่าว พบว่า PWM output voltage และ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ จะแปรผันตามกันในลักษณะเชิงเส้น นอกจากนี้ยังพบว่าระบบควบคุมนี้จะให้ย่านควบคุมความเร็วรอบกว้างขึ้นกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุม

เอกสารอ้างอิง

1. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ, "การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ดที่สี่", วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 6 ฉบับที่ 1 หน้าที่

39-54, 2526

2. A.ZUCKERBERGER and A.ALEXANDROVITZ, "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor-Controlled PWM Voltage Inverter," IEEE Tran. Ind. Appl., vol. IE-33, no. 3, Aug. 1986.
3. G.PREMCHADRAN and P.C.SEN, "Analysis and Optimization of a Complementary Current Impulse Commutated Inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-18, no. 6, Nov/Dec. 1982.
4. Microprocessor Data Book MCS-51 Microcontrollers. วิศวศุฒิ์เขียน

วิริยะ พิเชษฐจำเริญ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2518 และจบการศึกษาระดับปริญญาโทและเอก จากมหาวิทยาลัย โคกิชและเมจิ ประเทศญี่ปุ่น เมื่อปี พ.ศ. 2521 และ 2531 ตามลำดับ มีผลงานที่ได้รับการเผยแพร่ในวารสารต่างประเทศและในประเทศมากกว่า 30 บทความ ปัจจุบันรับราชการในตำแหน่งรองศาสตราจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี วิศวศุฒิ์ทหารลาดกระบัง

มนตรี ห่วงอาษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากมหาวิทยาลัย เกษตรศาสตร์ บางเขน เมื่อปี พ.ศ. 2527 ปัจจุบันกำลังศึกษา ระดับปริญญาโท ที่สถาบันเทคโนโลยี วิศวศุฒิ์ทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

ลักษณะทั่วไปของไมโครโปรเซสเซอร์

ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งไม่มีหน่วยความจำชนิดรอม(ROM) อยู่บนชิพเดียวกัน ซึ่งลักษณะของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 จะประกอบลักษณะต่างๆ คือ

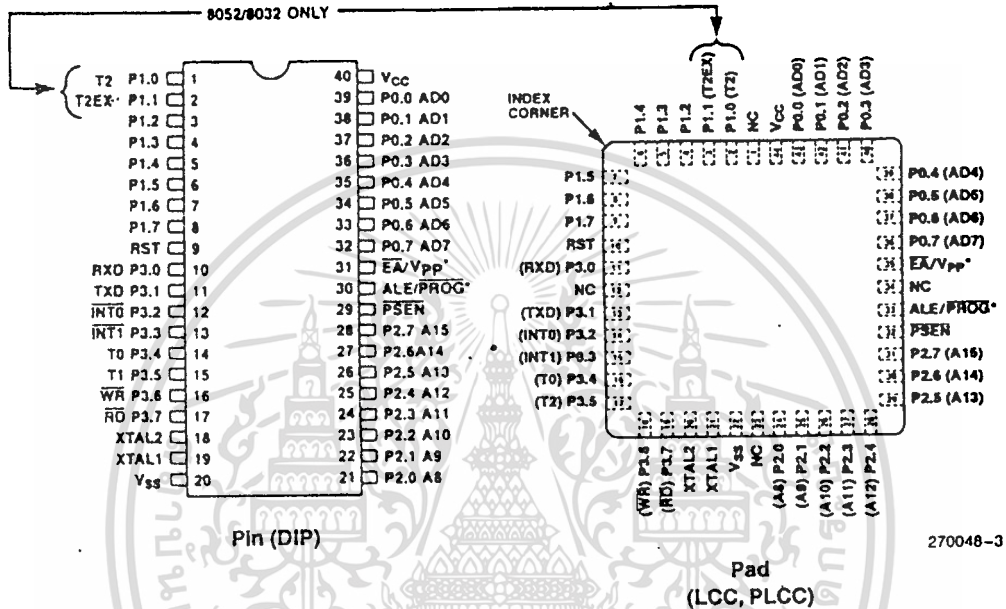
1. ใช้เทคโนโลยี HMOS ในการสร้าง ทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟขนาด 5 โวลต์
2. ซีพียูมีขนาด 8 บิต
3. มีวงจรถอดสลิคเลเตอร์บนชิพ
4. ชุดแบงก์(BANK) รีจิสเตอร์มีอยู่ 4 ชุดโดยในแต่ละชุดมี 8 รีจิสเตอร์
5. มีไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต 2 ตัว
6. พอร์ตไอโอขนาน 2 ทิศทาง(Bidirectional I/O Port) จำนวน 32 เส้น และใช้ 16 เส้นในการอ้างอิงแอดเดรสและการเข้าถึงข้อมูล
7. พอร์ตอนุกรมสามารถที่จะโปรแกรมการรับส่งแบบ Full Duplex ที่ความเร็วสูง
8. ในหนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที ด้วยการไคริสตอล 12 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นหนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที
9. สามารถแอดเดรสข้อมูลภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
10. สามารถแอดเดรสโปรแกรมภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
11. มีซอฟต์แวร์แฟล็กสำหรับผู้ใช้ที่จะกำหนดเองได้ถึง 128 ตำแหน่งบิต
12. โครงสร้างอินเตอร์รัพท์ทำได้ 5 แห่งพร้อมการจัดลำดับไพโอริตี้(Piority) ได้ 2 ระดับ
13. ตัวไมโครโปรเซสเซอร์สามารถใช้งานแบบบูลีน(Boolean) สำหรับการใช้งานควบคุม
14. มีคำสั่งคูณและหารทำได้ภายในเวลา 4 ไมโครวินาที
15. ตัวเลขทางคณิตศาสตร์ใช้ได้ทั้งแบบไบนารี(Binary)และแบบเดซิมีอล(Decimal)
16. การใช้พื้นที่สแต็ก(Stack)สำหรับโปรแกรมย่อยต่างๆ ทำได้กว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17. ชุดคำสั่งของ MCS-51 มีถึง 256 คำสั่ง

การจัดขาภายนอกของ ไมโครโปรเซสเซอร์



*EPROM only

รูปการจัดขาภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

จากรูปเป็นการจัดขาตามลักษณะภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้คือ

- ขา Vss ขาที่ 20 เป็นขาสำหรับต่อลงกราวด์
- ขา Vcc ขาที่ 40 เป็นขาสำหรับต่อไฟเลี้ยงดิจิทัลขนาด 5 โวลท์
- ขาพอร์ต 0 (P0.0-P0.7หรือ ADO-AD7) ขาที่ 32-39 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิต

แบบ Open Drain Bidirectional สามารถที่จะรับโหลดที่ที่แอลได้ 8 ตัว การเขียนค่า 1 ไปที่พอร์ตนีจะเป็นการลอย(Float)ขาของพอร์ตนีทำให้ทำงานเป็นขาอินพุท มีสถานะอิมพีแดนซ์สูง การให้พอร์ตนีทำงานแบบไอโอ พอร์ตนีจะทำงานแบบมัลติเพล็กซ์ด้วยสัญญาณแอดเดรสไบท์ต่ำกับบัสข้อมูล สำหรับการนำพอร์ตนีทำงานกับหน่วยความจำภายนอกจะใช้ลักษณะภายในเป็นตัวพูลอัพ (Pull Up) นอกจากนี้พอร์ต 0 ยังสามารถใช้งานเป็นตัวส่งข้อมูลออก

- ขาพอร์ต 1 (P1.0-P1.7) ขาที่ 1-8 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิตเหมือนกับพอร์ต 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พร้อมด้วยมีการพุลอ์ภายใน ถ้าพอร์ตนี้ทำงานเป็นพอร์ตเข้าที่พุกบัพเฟอร์สามารถขับ โหลดที่ทีแอล
ตระกูลแอลเอสได้ 4 ตัว เมื่อพอร์ตนี้ถูกโปรแกรมเขียนค่า 1 ก็จะมีสถานะสูงด้วยการพุลอ์ภายใน
ในและเบื่การอินนิเซียล(Initial)ให้ทำงานเป็นอินพุท ขณะที่ทำงานเป็นอินพุทการให้สัญญาณลง
ต่ำจะเป็นการจ่ายกระแสออกเนื่องจากการพุลอ์ภายใน

- ขาพอร์ต 2 (P2.0-2.7) ขาที่ 21-28 เป็นพอร์ตโอโอ 8 บิตเหมือนพอร์ต 0 พอร์ตนี้ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์เข้าที่พุกสามารถจ่ายโหลดที่ทีแอลตระกูลแอลเอสได้ 4 ตัว พอร์ตนี้จะถูกใช้งานเป็นตัวส่งแอดแตรสไบท์สูงด้วยเมื่อใช้งานร่วมกับหน่วยความจำภายนอกเพื่อใช้งานให้ได้แอดแตรสสูงถึง 16 บิต การทำงานแบบนี้จะมีการพุลอ์ภายในที่ช่วยให้การส่งค่า 1 ที่แน่นอน
- ขาพอร์ต 3 (P3.0-3.7) เป็นโอโอพอร์ต 8 บิตแบบพุลอ์ภายในนอกจากสามารถรับโหลดที่ทีแอลได้ 4 ตัวแล้ว พอร์ตนี้ยังสามารถใช้งานเป็นพิเศษคือ

ขาพอร์ต	ขา	การทำงานตามฟังก์ชัน
P3.0	10	RxD พอร์ตอนุกรมอินพุท
P3.1	11	TxD พอร์ตอนุกรมเข้าที่พุก
P3.2	12	INT0 อินเตอรร์รับภายนอกตัวที่ 1
P3.3	13	INT1 อินเตอรร์รับภายนอกตัวที่ 2
P3.4	14	TO สัญญาณกระตุ้นเข้าสำหรับตัวตั้งเวลาและตัวนับ 0

เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบนแล้วจะต้องทำการโปรแกรมส่งค่า 1 ไปเลขที่ไว้ที่ขา นั้นๆก่อน

- ขา RST ขาที่ 9 เป็นขารีเซ็ตการทำงานขอระบบ เมื่อต้องการรีเซ็ตการทำงานขอระบบจะต้องคงสถานะสูงเป็นเวลาอย่างน้อยสองวัฏจักรระหว่างที่ออสซิลเลเตอร์ทำงาน โดยจะทำการต่อพุลดาวน์(8.2 กิโลโอมห์) RST ลงกราวด์ และเมื่อต้องการให้ชิพรีเซ็ตอัตโนมัติ ขณะเปิดไฟ จะใช้คาปาซิเตอร์(10 ไมโครฟารัด) ต่อคร่อมระหว่างขา RST กับขา Vcc

- ขา ALE/PROG ขาที่ 30 เป็นขาแอดแตรสแลทซ์อีนาเบิ้ล โดยจะทำการส่งพัลส์ออกไปสำหรับแลทซ์ค่าแอดแตรสไบท์ต่ำจากพอร์ต 0 ในขณะที่ทำการเข้าถึงข้อมูลขอหน่วยความจำภายนอก ALE จะส่งสัญญาณนาฬิกาออกมาในอัตราความเร็วคงที่ที่ 1/8 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มีการเข้าถึงข้อมูลหน่วยความจำภายนอก ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา

นี้จะช้าลงไปหนึ่งเท่าขณะที่มีการทำงานแบบเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชน ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ขา PSEN ขาที่ 29 เป็นขา Program Storage Enable เป็นสวิตช์อ่านข้อมูลจากโปรแกรมหน่วยความจำภายนอกเมื่อมีการทำงานด้วยโปรแกรมภายนอก แต่เมื่อมีการทำงานด้วยโปรแกรมภายในแล้ว ขา PSEN จะไม่มีสัญญาณพัลส์ออกมา

- ขา EA/Vpp ขาที่ 31 ขานี้เมื่อมีสถานะสูงแล้วซีพียูในชิพจะทำงานด้วยโปรแกรมที่อยู่ในหน่วยความจำภายใน (ความยาวของโปรแกรมต้องไม่เกิน 4 กิโลไบต์) เมื่อต้องการให้ซีพียูทำงานตามโปรแกรมของหน่วยความจำภายนอก (โปรแกรมสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์) จะต้องทำให้ขา EA มีสถานะต่ำ สำหรับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 นี้ขา EA จะต้องต่อลงกราวด์ด้วยถึงแม้จะไม่มี ROM ภายในก็ตาม

- ขา XTAL1 ขาที่ 19 ใช้เป็นตัวอินพุตเข้าสู่ออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert

- ขา XTAL2 ขาที่ 1 ใช้เป็นตัวเอาต์พุตจากออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert

รีจิสเตอร์ที่สำคัญในไมโครโปรเซสเซอร์

การทำงานที่สำคัญอย่างหนึ่งของ MCS-51 คือสามารถทำงานได้ที่ขนาดข้อมูล 8 บิต หรือ 1 บิต ซึ่งการใช้งานในขนาด 1 บิต เช่น การเช็ท เคลียร์ กลับค่า การเคลื่อนย้าย ทดสอบ หรือใช้คำนวณทางตรรก ซึ่งการทำงานในลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ในงานควบคุมที่มีการคิดและออกแบบสัญญาณเข้า/ออกทางตรรก ซึ่งไมโครโปรเซสเซอร์โดยทั่วไปแล้วจะทำได้ค่อนข้างลำบาก ดังนั้นการทำงานในลักษณะนี้จึงได้ชื่ออีกอย่างหนึ่งว่า Boolean Processor ภายใน MCS-51 ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1. แอคคิวมิวเลเตอร์ (Accumulator : ACC)

แอกคิวมิวเลเตอร์ใน MCS-51 จะใช้ขนาด 8 บิตเช่นเดียวกับใน MCS-48 คำสั่งส่วนใหญ่จะอ้างถึงรีจิสเตอร์ตัวนี้ โดยจะถือเป็นตัวตั้งหรือตัวรับผลลัพธ์ทางคณิตศาสตร์เช่น การบวก ลบ คูณ หรือหาร เข้ามาเก็บไว้ นอกจากนี้ตัว ACC ยังใช้เป็นตัวกระทำหรือถูกกระทำในทางตรรก หรือใช้ในการถ่ายเทข้อมูลที่ติดต่อกับอุปกรณ์ไอโอภายนอกหรือหน่วยความจำภายนอก รวมทั้งการตรวจสอบตารางข้อมูล

2. รีจิสเตอร์ B

เป็นรีจิสเตอร์พิเศษที่ใช้ในคำสั่งของการคูณ และหาร โดยจะใช้เป็นตัวคูณหรือตัวหาร และยังใช้เป็นตัวเก็บผลลัพธ์ตัวที่สองของการคูณหรือการหารด้วย

รีจิสเตอร์ PSW นี้เป็นรีจิสเตอร์ที่แสดงผลที่ได้หลังจากการใช้คำสั่งต่างๆ และยังใช้เป็นตัวเลือกกลุ่มการทำงานของรีจิสเตอร์กลุ่มต่างๆ โดยมีรายละเอียดดังนี้

(MSB)

(LSB)

CY	AC	FO	RS1	RSO	OV	-	P
----	----	----	-----	-----	----	---	---

สัญลักษณ์	ตำแหน่ง	ข้อกำหนดการทำงาน
CY	PSW7	แฟลกตัวทวดจะ เซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์หรือซอฟต์แวร์ระหว่างการ การใช้คำสั่งทางคณิตศาสตร์หรือตรรกศาสตร์ที่แน่นอน
AC	PSW6	แฟลกตัวทวดของ Auxiliary จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ ระหว่างการบวกและลบที่แสดงผลจากการทดหรือการยืมจากบิต ที่ 3
FO	PSW5	แฟลก O จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ที่ผู้ใช้กำหนดสถานะ แฟลกนี้เอง
RS1	PSW4	รีจิสเตอร์ตัวควบคุมการเลือกแบ่งค้ด้วยค่า RS1 และ RSO จะ เซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ เพื่อเลือกกลุ่มรีจิสเตอร์ทำงานที่ใช้ ทำงานในแต่ละแบ่งค้ โดยการเลือกค่า RS1 และ RSO ดังต่อ ไปนี้
RSO	PSW3	

RS1	RSO	เลือกแบ่งค้	ค่าแอดเดรส
0	0	0	00H - 07H
0	1	1	08H - 0FH
1	0	2	10H - 17H
1	1	3	18H - 1FH

OV PSW2 แฟลก Overflow จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ระหว่างการ
ใช้คำสั่งที่แสดงผลถึงการเกิดลักษณะ Overflow

- PSW1 บิทสำรอง

P PSW0 แฟลกพาริตีจะ เซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ในแต่ละวัฏจักรคำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นใบเขียวประยชน์ดำเนินการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะแสดงถึงตัวเลขค่า 1 ในแต่ละบิตของ ACC เช่น ถ้ามี 1 อยู่ 6 ตัวจะเป็นพาริตีคู่ P บิตจะเท่ากับ 0

- หมายเหตุ
- การเซ็ท/เคลียร์บิตด้วยฮาร์ดแวร์ หมายถึง ค่าบิตในรีจิสเตอร์จะเกิดเซ็ทตัวเองเนื่องจากผลของความหมายของการทำงานตามคำสั่งของบิตนั้น เช่น T1 จะเซ็ทตัวเองด้วยฮาร์ดแวร์เมื่อการส่งข้อมูลสิ้นสุดถึง Stop บิตแล้ว ซึ่งจะช่วยให้สามารถตรวจสอบได้ว่าการส่งข้อมูลครั้งละไบต์นั้นสิ้นสุดหรือยัง ถ้ายังก็ทำการรอตอป หรือในกรณีที่มีการคำนวณแล้วผลลัพธ์เกิด Overflow ใน PSW ก็จะมีเซ็ทตัวเองที่บิต OV
 - การเซ็ท/เคลียร์บิตด้วยซอฟต์แวร์ หมายถึงการใช้คำสั่งในการเซ็ท/เคลียร์ในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์

4. ตัวชี้สแต็ก (Stack Pointer : SP)

MCS-51 สามารถใช้สแต็กมีเนื้อที่ถึง 128 ไบต์ โดยปกติโปรแกรมทั่วไปจะใช้เนื้อที่น้อยกว่านี้ SP จะเริ่มใช้งานตำแหน่งที่ 07H ดังนั้นจึงเริ่มบรรจุข้อมูลตำแหน่งที่ 08H และ MCS-51 สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าใน SP โดยจะเปลี่ยนไปยังที่ใดภายใน RAM ก็ได้ สำหรับการเปลี่ยนแปลงของ SP เมื่อมีการทำงานเช่น การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรมหลัก การผ่านพารามิเตอร์ระหว่างงานในแต่ละส่วนของโปรแกรม การใช้สแต็กเก็บตัวแปรข้อมูลชั่วคราว การเก็บสถานะระหว่างการอินเทอร์รัพ SP ที่ใช้จะมีขนาด 8 บิต ซึ่งเมื่อมีการทำงานดังกล่าว SP จะเพิ่มค่าขึ้นโดยอัตโนมัติก่อนที่จะนำข้อมูลมาเก็บไว้ในหน่วยความจำระหว่างการใช้คำสั่ง CALL หรือ PUSH และจะทำการลดค่าของ SP ลงหลังจากถ่ายเทข้อมูลไปแล้วในคำสั่ง RETURN หรือ POP

5. ตัวชี้ข้อมูล (Data Pointer : DPTR)

DPTR เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิตประกอบไปด้วยไบต์สูง (DPH) และไบต์ต่ำ (DPL) โดยสามารถเลือกแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ได้อย่างอิสระ 8 บิตหรือจะใช้รวมกันทั้ง 16 บิต เพื่อเป็นประโยชน์สำหรับคำสั่งเกี่ยวกับตารางข้อมูลและชี้ตำแหน่งแอดเดรสของข้อมูลหน่วยความจำภายนอก โดยใช้เป็นแอดเดรสฐานของรีจิสเตอร์ในการกระโดดโดยอ้อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารลับ 6. พอร์ต 0 ถึง 3 สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ PO, P1, P2, P3 เป็นกลุ่มรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR) จะทำหน้าที่เป็นตัวเลขค่าของพอร์ต 0, 1, 2, 3 ตามลำดับ

7. บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer : SBUF)

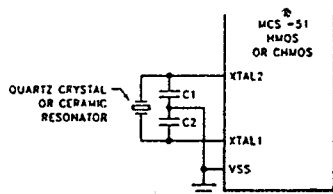
บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรมจะแบ่งออกเป็น 2 รีจิสเตอร์ โดยตัวหนึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ตัวส่ง และอีกตัวหนึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ตัวรับ เมื่อมีการถ่ายเทข้อมูลเข้า SBUF แล้วข้อมูลก็จะถูกส่งเข้า บัฟเฟอร์ตัวส่ง ซึ่งจะเป็้นตัวจัดการส่งข้อมูลอนุกรม การเคลื่อนย้ายข้อมูลเข้า SBUF จะเริ่มทำงานเมื่อการย้ายข้อมูลออกจาก SBUF แล้ว ข้อมูลที่ต้องการรับจะถูกเคลื่อนย้ายเข้าไปยังบัฟเฟอร์ตัวรับ

8. รีจิสเตอร์ควบคุม

รีจิสเตอร์กลุ่ม SFR พวก IP, IE, TMOD, TCON, SCON และ PCON จะประกอบด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุม และแสดงสถานะการใช้งานในระบบการอินเตอร์รัพ ตัวตั้งเวลา/ตัวนับ และพอร์ตอนุกรม

ออสซิลเลเตอร์

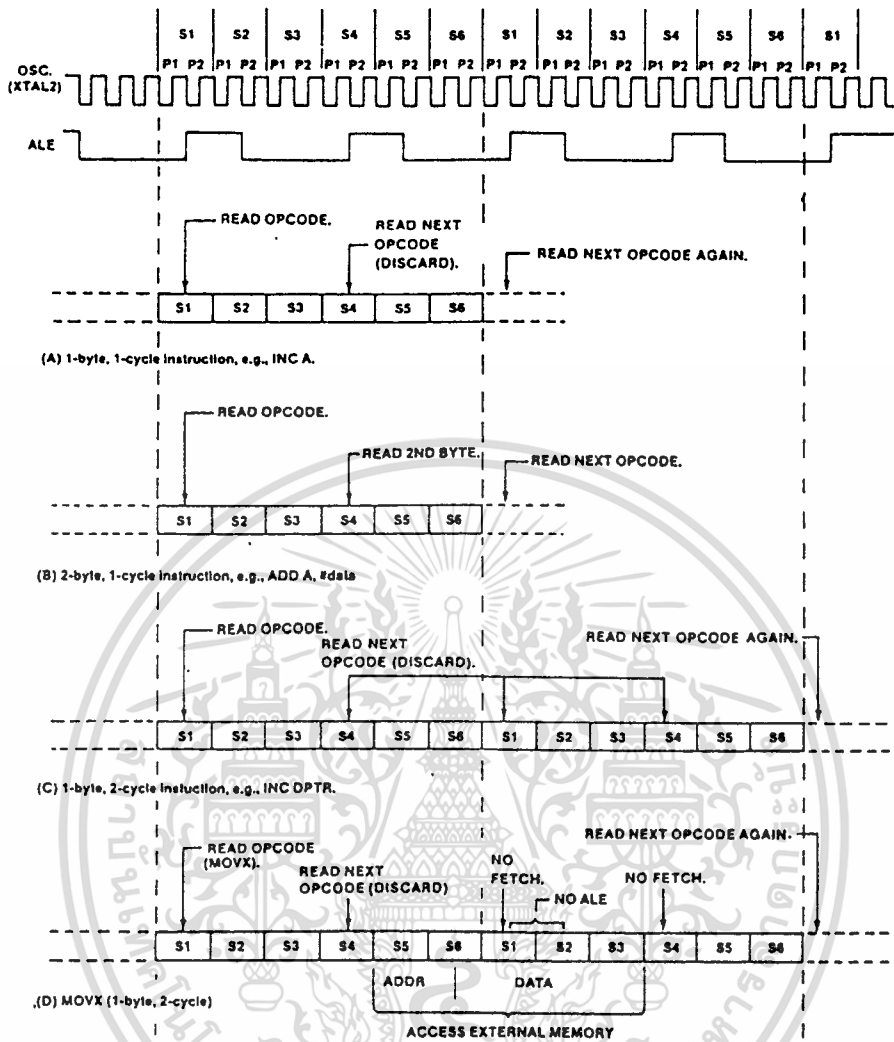
วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ในชิพไมโครโปรเซสเซอร์แบบ HMOS จะเป็นวงจรแบบ Single Linear Inverter ตามรูปโดยใช้คริสตอลเป็นออสซิลเลเตอร์แบบรีแอ็คทีฟพวก วงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้คริสตอลที่ใช้จะมีการทำงานที่โหมด Fundamental โดยทำหน้าที่เสมือนเป็นอินดักแทนซ์ ในวงจรจะมีการคาปาซิเตอร์ภายนอกต่อขนานกับคริสตอล การเลือกใช้ค่าของ คริสตอลและคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 จะมีความยืดหยุ่นมากโดยปกติจะใช้ค่าคาปาซิเตอร์ประมาณ 30 ไมโครฟารัด เมื่อใช้กับคริสตอลที่มีคุณภาพดี ส่วนวงจรที่ใช้งานโดยใช้ Ceramic Resonator จะใช้คาปาซิเตอร์ค่าประมาณ 47 ไมโครฟารัด ซึ่งค่าของคาปาซิเตอร์จะเปลี่ยนไป ขึ้นอยู่กับการใช้ตัว Ceramic Resonator นั้นๆ การกระตุ้น HMOS จากสัญญาณนาฬิกาภายนอก สามารถทำได้เช่นกัน โดยป้อนสัญญาณเข้าที่ขา XTAL2 และต่อขา XTAL1 ลงกราวด์ และสัญญาณ ที่นำเข้าควรทำการพูลอ์ฟโดยใช้ความต้านทานเพราะ XTAL2 ต้องการได้ระดับสัญญาณที่ทีแอล



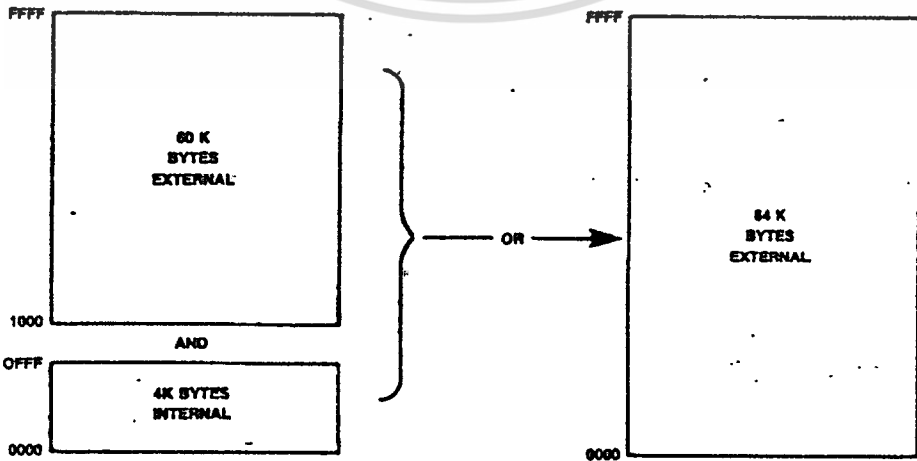
ช่วงจังหวะเวลาของซีพียู

วัฏจักรแมชชีนของ MCS-51 ประกอบไปด้วย 6 สถานะ โดยแต่ละสถานะจะแบ่งเป็นเฟส 1(P1) และ เฟส 2(P2) ดังนั้นในแต่ละวัฏจักรแมชชีนจะประกอบด้วย 12 คาบของ ออสซิลเลเตอร์ ถ้ากำหนดให้ S1P1 เป็นสถานะที่ 1 เฟสที่ 1 แล้ว ก็จะได้ S6P2 เป็นสถานะที่ 6 เฟสที่ 2 ซึ่งเป็นสถานะสุดท้ายและเฟสสุดท้ายของ 1 วัฏจักรแมชชีน โดยปกติการทำงานแบบคณิตศาสตร์และแบบตรรกศาสตร์ จะทำงานในช่วงเฟสที่ 1 และการถ่ายเทข้อมูลในระหว่าง รีจิสเตอร์จะทำในช่วงที่ 2

ตามรูปที่แสดงถึงช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการเฟลช การทำงานจะอ้างอิงถึงลักษณะภายในและเฟส เนื่องจากสัญญาณนาฬิกาภายในนั้นไม่สามารถที่จะควบคุมได้ โดยปกติแล้ว ALE จะแฉีกีฟ 2 ครั้งในแต่ละวัฏจักรแมชชีน ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่าง S1P2 ถึง S2P1 ครั้งหนึ่ง และระหว่าง S4P2 ถึง S4P1 อีกครั้งหนึ่ง การทำงานของแต่ละวัฏจักรคำสั่งจะเริ่มที่ S1P2 เมื่ออ่านอ็อบโค้ดเข้ามาและเก็บเข้าในรีจิสเตอร์คำสั่ง ถ้าคำสั่งมี 2 ไบต์แล้วไบต์ที่ 2 จะถูกอ่านในช่วง S4 ภายในวัฏจักรแมชชีนเดียวกัน ซึ่งทำให้ยังคงเป็น 1 ไบต์คำสั่ง การเฟลชไบต์ที่ 2 ที่ S4 จะไม่มีผลทำให้ตัวนับโปรแกรม(PC) เพิ่มค่าไม่ว่ากรณีใดๆ และการทำงานจะเสร็จสมบูรณ์ที่ปลายของ S5P2 ในรูป A และ B เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาสำหรับ 1 ไบต์ใน 1 รอบคำสั่งกับการทำงาน 2 ไบต์ใน 1 รอบคำสั่ง คำสั่งของ MCS-51 ส่วนใหญ่จะทำงานในช่วง 1 วัฏจักรยกเว้นคำสั่งคูณ(MUL) และหาร(DIV) ที่ใช้มากกว่า 2 วัฏจักรในการทำงานซึ่งจะใช้ถึง 4 วัฏจักร ปกติการทำงานของวัฏจักร 2 ไบต์จะถูกเฟลชจากหน่วยความจำโปรแกรมทุกวัฏจักรแมชชีน ยกเว้นคำสั่ง MOVX ซึ่งมี 1 ไบต์คำสั่งแต่จะใช้เวลา 2 วัฏจักรในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก เพราะว่าระหว่างการทำคำสั่ง MOVX การเฟลชจะถูกสคิปหรือหายไปขณะที่หน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะถูกแอดแตรส และสโตรปหรือการกระตุ้นรับเข้าในซีพียู และรูป C และ D เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาปกติของคำสั่งประเภท 1 ไบต์แต่ใช้ 2 วัฏจักรแมชชีน



รูปข้างจ้งหะเวลาของขัฟย



รูปหน่วยความจำในไมโครโปรเซสเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างพอร์ตและการทำงาน

พอร์ตใน MCS-51 มีอยู่ทั้งหมด 4 พอร์ตและเป็นชนิดสองทิศทาง แต่ละพอร์ตจะประกอบไปด้วยเลขที่ที่เป็น PO ถึง P3 ของ SFR และภายในจะมีตัวขับเข้าที่พุกและบัฟเฟอร์อินพุท การทำงานในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกจะใช้บัฟเฟอร์อินพุทของพอร์ต 0, ตัวขับเข้าที่พุกของพอร์ต 0 และพอร์ต 2 โดยที่เข้าที่พุกของพอร์ต 0 จะเป็นตัวกำหนดไบท์ลำดับต่ำ และเข้าที่พุกของพอร์ต 2 จะเป็นตัวกำหนดไบท์สูงของแอดเดรสหน่วยความจำภายนอก ค่าแอดเดรสและค่าข้อมูลจะถูกมัลติเพลกซ์ด้วยช่วงจังหวะการเฟลซ และการอ่านหรือเขียนทับข้อมูล บางขาของตัวขับเข้าที่พุกและบัฟเฟอร์อินพุทของพอร์ต 1 และ 3 สามารถนำไปใช้งานได้หลายฟังก์ชัน (Multifunction) ดังนี้

ขาพอร์ต	การใช้งานตามฟังก์ชัน
P3.0	RxD พอร์ตรับข้อมูลอนุกรม
P3.1	TxD พอร์ตส่งข้อมูลอนุกรม
P3.2	INT0 การใช้อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 1
P3.3	INT1 การใช้อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 2
P3.4	TO Timer/Counter 0 สัญญาณอินพุทภายนอก
P3.5	T1 Timer/Counter 1 สัญญาณอินพุทภายนอก
P3.6	WR สวิตรปการเขียนหน่วยความจำภายนอก
P3.7	RD สวิตรปการอ่านหน่วยความจำภายนอก

เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบน จะต้องทำการ โปรแกรมด้วยการ เช็ทค่า 1 เก็บไว้ใน เลขที่ก่อน

การจัดการหน่วยความจำ

MCS-51 จะแยกแอดเดรสสำหรับหน่วยความจำ โปรแกรม และหน่วยความจำข้อมูล โดยที่โปรแกรมหน่วยความจำภายในสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ สำหรับหน่วยความจำข้อมูลมี 128 ไบต์ และมีหน่วยความจำสำหรับรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR) อีก 128 ไบต์ และมีหน่วยความจำภายนอกได้อีก 64 กิโลไบต์

Program Memory Address Space

หน่วยความจำโปรแกรมทั้งภายในภายนอกสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ โดยที่เมื่อ EA มีการต่อไว้ที่ high ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายใน นอกจากนี้การเรียกโปรแกรมจากตำแหน่งมากกว่า 0FFFH โดยจะถือว่าตำแหน่ง 1000H ถึง 0FFFFH จะอยู่ภายนอกเสมอ ถ้า EA มีการต่อไว้ที่ low ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายนอก ในการทำงานทั้งสองนี้จะใช้ PC ขนาด 18 บิต สำหรับตำแหน่งของหน่วยความจำ 00H ถึง 23H จะถูกใช้สำหรับโปรแกรมตอบสนองการอินเทอร์รัพ ดังตาราง

แหล่งของการอินเทอร์รัพ	ตำแหน่ง
External Interrupt 0	0003H
Timer 0 Overflow	000BH
External Interrupt 1	0013H
Timer 1 Overflow	001BH
Serial Port	0023H
Timer 2 Overflow	002BH

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกมี 2 แบบคือ การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก กับหน่วยความจำข้อมูล การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกจะใช้สัญญาณ PSEN (Program Store Enable) แอ็คทีฟต่ำเป็นสไตรควบคุมการอ่าน สำหรับการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะใช้ RD และ WR แอ็คทีฟต่ำเป็นสัญญาณสไตรควบคุมหน่วยความจำ ในการเฟตซ์โปรแกรมภายนอกจะใช้เอาต์พุต 16 บิตเสมอ แต่จะสามารถใช้กำหนดเลขที่อยู่ได้ทั้ง 16 บิตเอาต์พุต หรือ 8 บิตเอาต์พุต เช่น คำสั่ง MOVX @DPTR ใช้ 16 บิตเอาต์พุต และคำสั่ง MOVX @Ri จะใช้ 8 บิตเอาต์พุต เมื่อคำสั่งที่มีการใช้ทั้ง 16 บิตเอาต์พุตแล้ว ไบท์สูงของค่าเอาต์พุตจะส่งออกไปพอร์ต 2 และจะคงสถานะนั้นตลอดในช่วงวัฏจักรการอ่านและเขียน ระหว่างช่วงเวลานี้ตัวเลทซ์ของพอร์ต 2 ใน SFR จะต้องไม่ประกอบด้วยค่า 1 และค่าของข้อมูลใน SFR จะไม่มีการเช็ท และถ้าช่วงวัฏจักรการใช้หน่วยความจำภายนอกไม่มีการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลในวัฏจักรต่อมา ค่าใน SFR ของพอร์ต 2 จะปรากฏค่าเดิม

กลับมาใหม่ในในวัฏจักรตัวต่อมา สำหรับคำสั่งที่มีการใช้ 8 บิตแอดเดรส ค่าใน SFR ของพอร์ตจะยังคงค่าเดิมที่พอร์ต 2 ตลอดช่วงวัฏจักรการใช้หน่วยความจำภายนอก ซึ่งลักษณะนี้จะเป็นการใช้งานด้านเพจของหน่วยความจำ

ในกรณีที่ใช้แอดเดรสไบต์ต่ำเป็นช่วงเวลาในการมัลติเพล็กซ์กับข้อมูลของพอร์ต 0 ขาสัญญาณแอดเดรส/ข้อมูล จะเป็นตัวขับ FET ทั้ง 2 ตัวในพอร์ต 0 ให้เป็นบัฟเฟอร์ส่งข้อมูลออก ดังนั้นในการใช้งานพอร์ต 0 จะไม่มีการรับกระแสเข้าจึงไม่จำเป็นต้องมีการพูล์อัพจากภายนอก ซึ่งค่าแอดเดรสจะคงที่ในช่วงขอบขาลง ALE ดังนั้นในวัฏจักรการเขียน ข้อมูลจะถูกเขียนออกไปที่พอร์ต 0 ก่อนที่ WR จะแอ็คทีฟต่ำ ส่วนวัฏจักรการอ่านข้อมูลจะรับเข้ามาที่พอร์ต 0 ก่อนสไตรปการอ่านจะเกิดขึ้นเล็กน้อย และในระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตัวซีพียูจะส่งค่า OFFH มาเก็บไว้ที่พอร์ต 0 ของ SFR

จะเห็นว่าการทำงานของหน่วยความจำภายนอกจะขึ้นอยู่กับเมื่อ EA มีการแอ็คทีฟ และตัวนับโปรแกรม PC มีค่าเป็น OFFFH ไมโครโปรเซสเซอร์รุ่นที่ไม่มี ROM ภายในให้ใช้ค่าแอ็คทีฟต่ำบ่อนที่ขา EA เพื่อกำหนดเฟิร์มแวร์ภายนอกที่มีต่ำกว่า 4 กิโลไบต์ เมื่อซีพียูทำงานด้วยหน่วยความจำภายนอกด้วยคำสั่ง 8 บิตแอดเดรสแล้วค่าของพอร์ต 2 ก็จะส่งค่าแอดเดรสออกมาด้วย จึงทำให้ไม่สามารถใช้งานเป็นไอโอได้ระหว่างการเฟิร์มแวร์ภายนอก และระหว่างการเข้าถึงข้อมูลภายนอก ค่าของพอร์ต 2 ที่ส่งออกมานี้จะส่งทั้ง DPH หรือ SFR ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้คำสั่งแบบใด เช่น คำสั่ง MOVX @DPTR จะส่งค่า DPH หรือคำสั่ง MOVX @R1 จะส่งค่า SFR สัญญาณควบคุมที่ใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกคือ

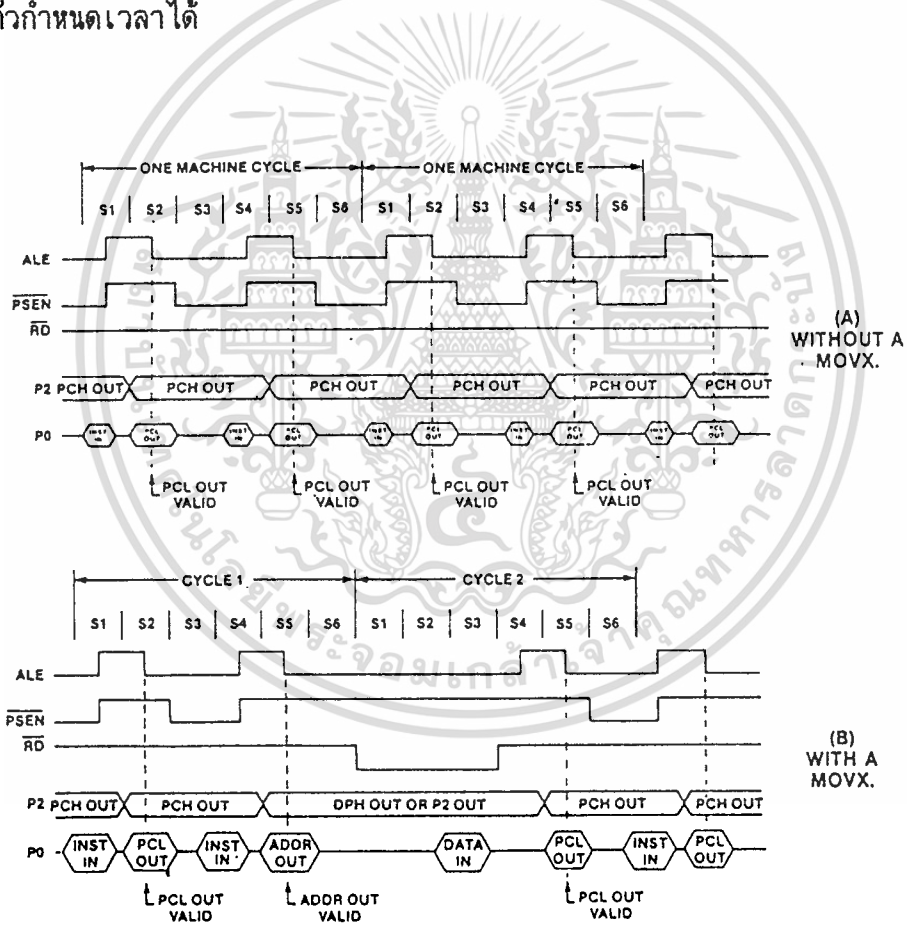
สัญญาณ PSEN

สัญญาณนี้จะใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ซึ่งจะไม่มีการแอ็คทีฟเมื่อมีการเฟิร์มแวร์ภายใน แต่เมื่อมีการเฟิร์มแวร์ภายนอกแล้วสัญญาณนี้จะมีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งในแต่ละช่วงวัฏจักรการเฟิร์มแวร์ ยกเว้นคำสั่ง MOVX ช่วงเวลาของสัญญาณ PSEN จะเกิดการแอ็คทีฟไม่เหมือนกับช่วงของสัญญาณ RD แอ็คทีฟ ช่วงวัฏจักรการอ่านที่สมบูรณ์นั้นจะรวมเอาช่วงที่สัญญาณ ALE มีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งและสัญญาณควบคุม RD ที่เกิดพัลส์ต่ำมารวมด้วยกันซึ่งจะใช้เวลา 12 คาบสัญญาณนาฬิกา ส่วนช่วงเวลาของสัญญาณ PSEN ที่สมบูรณ์นั้นจะรวมเอาช่วงที่สัญญาณ ALE มีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งและสัญญาณควบคุม PSEN มารวมด้วยกันซึ่งจะใช้เวลา 6 คาบสัญญาณนาฬิกา ลักษณะการทำงานของวัฏจักรการอ่านทั้งสองแบบ แสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ ALE

หน้าที่หลักของสัญญาณ ALE คือการใช้งานเป็นจังหวะที่แน่นอนในการแลทช์เอาไบต์ต่ำของแอดเดรสจาก PO ไปเก็บไว้ที่ภายนอกเพื่อใช้ในการถอดรหัสแอดเดรสโปรแกรมภายนอก โดยจะให้สัญญาณ ALE มีการแฉีกที่พ 2 ครั้งในทุกๆวัฏจักรแมชชีน สัญญาณนี้จะเกิดตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มีเฟลทซ์จากหน่วยความจำภายนอก ซึ่งสัญญาณนี้จะไม่มีเกิดพัลส์ขึ้นในช่วงระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตามรูป B จะเห็นว่าพัลส์แรกของ ALE ในวัฏจักรที่ 2 ของคำสั่ง MOVX ขาดหายไปหรือมีเพียงพัลส์เดียวในหนึ่งคำสั่ง ลักษณะพัลส์ของสัญญาณ ALE นี้จะเกิดขึ้นคงที่ในอัตรา 1/6 ของสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาภายนอกหรือเป็นตัวกำหนดเวลาได้



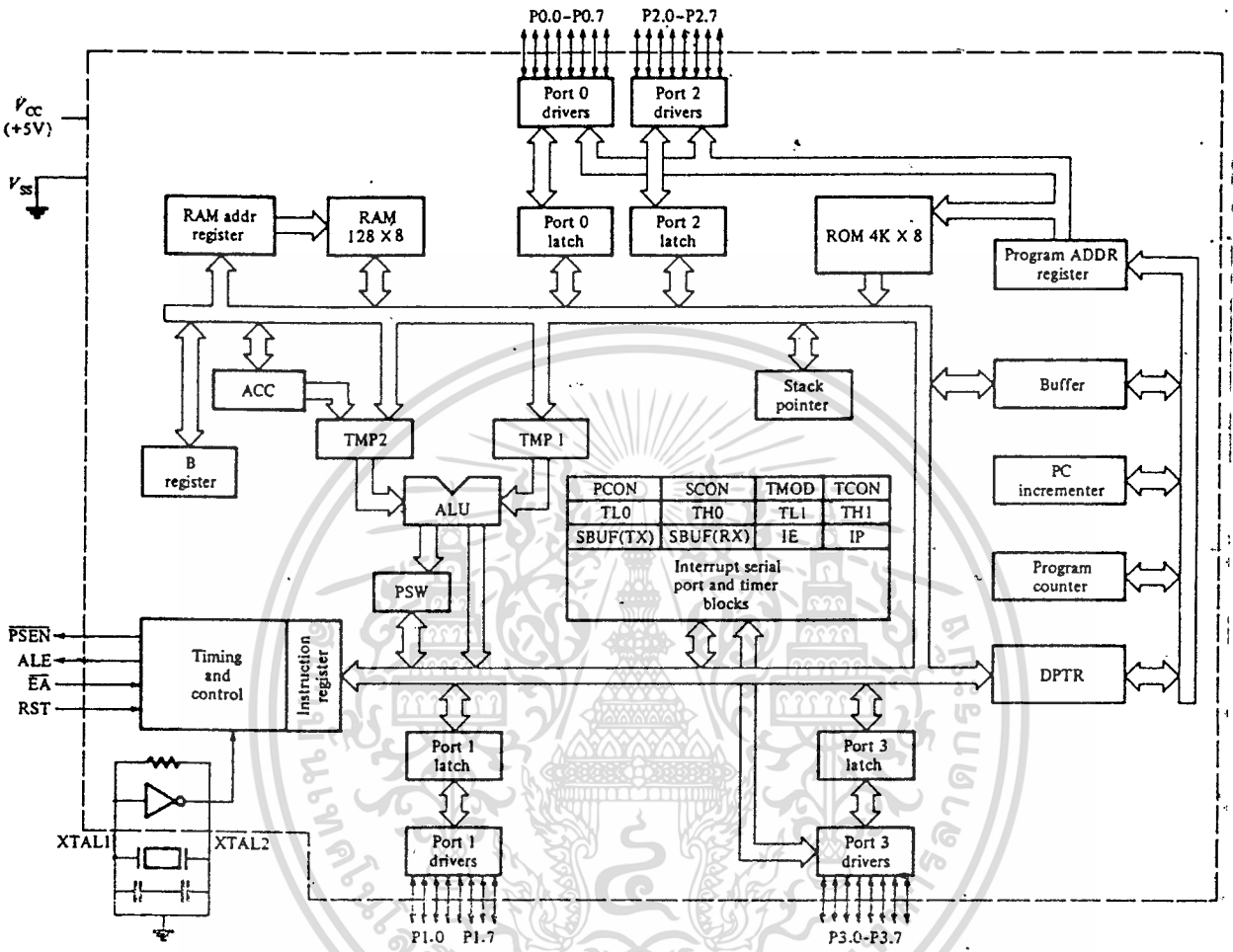
รูปจังหวะการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

โครงสร้างทางสถาปัตยกรรม

การจัดโครงสร้างภายในของ MCS-51 จะแบ่งออกเป็นบล็อกๆ ดังรูป ซึ่งเก็ลชีพตระกูล MCS-51 นี้จะประกอบด้วย หน่วยประมวลผลศูนย์กลาง หน่วยความจำมี 2 ชนิดคือ แบบ ROM และ EPROM พอร์ตอินพุท/เอาต์พุท และ โหมดรีจิสเตอร์สถานะและข้อมูล การติดต่อของส่วนต่างๆ ที่กล่าวมานี้จะติดต่อทางบัสข้อมูล 8 บิต นอกจากนี้ยังมีบัฟเฟอร์สำหรับการติดต่อข้อมูลภายนอกผ่านไอโอพอร์ตเมื่อต้องการขยายหน่วยความจำหรือขยายพอร์ตไอโอ

หน่วยประมวลผลศูนย์กลางหรือซีพียู

ซีพียูนั้นจะถือว่าเป็นมันสมองของระบบไมโครโปรเซสเซอร์ การอ่านโปรแกรมและการทำงานตามคำสั่ง โปรแกรมจะถูกเก็บไว้ในส่วนนี้ โดยการใช้ส่วนคณิตศาสตร์และตรรกศาสตร์ทำงานร่วมกับรีจิสเตอร์ A, B, PSW, SP, PC, DPTR, ALU (Arithmetic Logic Unit) ALU จะทำงานในฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์เช่น การบวก ลบ คูณ และหาร ด้วยตัวแปรขนาด 8 บิต รวมทั้งฟังก์ชันทางตรรกศาสตร์ต่างๆ เช่น การ AND, OR, XOR และการเลื่อนหรือวนรอบบิต การเคลียร์ค่า การกลับค่า ฯลฯ ALU นี้ยังสามารถที่จะตัดสินใจให้กระโดดไปทำคำสั่งในโปรแกรมในส่วนอื่นๆ ตามข้อกำหนดที่สร้างขึ้น การแบ่งรีจิสเตอร์เป็นการชั่วคราวเพื่อใช้เป็นทางผ่านของข้อมูลในคำสั่งที่มีการใช้ ALU นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มค่าในรีจิสเตอร์ขึ้นทีละหนึ่ง โดยการบวกด้วยค่าหนึ่ง (Increment) การลดค่าลงทีละหนึ่ง โดยการลบค่าลงทีละหนึ่ง (Decrement) คำวนเลขที่อยู่ที่จะนำข้อมูลไปเก็บ และการเปรียบเทียบค่าของตัวแปร



รูปบล็อกภายในไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำสั่งใช้งานของชุดไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

MCS®-51 INSTRUCTION SET

Table 10. 8051 Instruction Set Summary

Interrupt Response Time: Refer to Hardware Description Chapter.

Instructions that Affect Flag Settings⁽¹⁾

Instruction	Flag			Instruction	Flag		
	C	OV	AC		C	OV	AC
ADD	X	X	X	CLR C	O		
ADDC	X	X	X	CPLC	X		
SUBB	X	X	X	ANL C,bit	X		
MUL	O	X		ANL C,/bit	X		
DIV	O	X		ORL C,bit	X		
DA	X			ORL C,bit	X		
RRC	X			MOV C,bit	X		
RLC	X			CJNE	X		
SETB C	1						

⁽¹⁾Note that operations on SFR byte address 208 or bit addresses 209-215 (i.e., the PSW or bits in the PSW) will also affect flag settings.

Note on instruction set and addressing modes:

- Rn — Register R7–R0 of the currently selected Register Bank.
- direct — 8-bit internal data location's address. This could be an Internal Data RAM location (0–127) or a SFR [i.e., I/O port, control register, status register, etc. (128–255)].
- @Ri — 8-bit internal data RAM location (0–255) addressed indirectly through register R1 or R0.
- #data — 8-bit constant included in instruction.
- #data 16 — 16-bit constant included in instruction.
- addr 16 — 16-bit destination address. Used by LCALL & LJMP. A branch can be anywhere within the 64K-byte Program Memory address space.
- addr 11 — 11-bit destination address. Used by ACALL & AJMP. The branch will be within the same 2K-byte page of program memory as the first byte of the following instruction.
- rel — Signed (two's complement) 8-bit offset byte. Used by SJMP and all conditional jumps. Range is –128 to +127 bytes relative to first byte of the following instruction.
- bit — Direct Addressed bit in Internal Data RAM or Special Function Register.

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS			
ADD A,Rn	Add register to Accumulator	1	12
ADD A,direct	Add direct byte to Accumulator	2	12
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator	1	12
ADD A,#data	Add immediate data to Accumulator	2	12
ADDC A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,direct	Add direct byte to Accumulator with Carry	2	12
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,#data	Add immediate data to Acc with Carry	2	12
SUBB A,Rn	Subtract Register from Acc with borrow	1	12
SUBB A,direct	Subtract direct byte from Acc with borrow	2	12
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from ACC with borrow	1	12
SUBB A,#data	Subtract immediate data from Acc with borrow	2	12
INC A	Increment Accumulator	1	12
INC Rn	Increment register	1	12
INC direct	Increment direct byte	2	12
INC @Ri	Increment direct RAM	1	12
DEC A	Decrement Accumulator	1	12
DEC Rn	Decrement Register	1	12
DEC direct	Decrement direct byte	2	12
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เอกสารที่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS (Continued)			
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24
MUL AB	Multiply A & B	1	48
DIV AB	Divide A by B	1	48
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	12
LOGICAL OPERATIONS			
ANL A,Rn	AND Register to Accumulator	1	12
ANL A,direct	AND direct byte to Accumulator	2	12
ANL A,@Ri	AND indirect RAM to Accumulator	1	12
ANL A,#data	AND immediate data to Accumulator	2	12
ANL direct,A	AND Accumulator to direct byte	2	12
ANL direct,#data	AND immediate data to direct byte	3	24
ORL A,Rn	OR register to Accumulator	1	12
ORL A,direct	OR direct byte to Accumulator	2	12
ORL A,@Ri	OR indirect RAM to Accumulator	1	12
ORL A,#data	OR immediate data to Accumulator	2	12
ORL direct,A	OR Accumulator to direct byte	2	12
ORL direct,#data	OR immediate data to direct byte	3	24
XRL A,Rn	Exclusive-OR register to Accumulator	1	12
XRL A,direct	Exclusive-OR direct byte to Accumulator	2	12
XRL A,@Ri	Exclusive-OR indirect RAM to Accumulator	1	12
XRL A,#data	Exclusive-OR immediate data to Accumulator	2	12
XRL direct,A	Exclusive-OR Accumulator to direct byte	2	12
XRL direct,#data	Exclusive-OR immediate data to direct byte	3	24
CLR A	Clear Accumulator	1	12
CPL A	Complement Accumulator	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
LOGICAL OPERATIONS (Continued)			
RL A	Rotate Accumulator Left	1	12
RLC A	Rotate Accumulator Left through the Carry	1	12
RR A	Rotate Accumulator Right	1	12
RRC A	Rotate Accumulator Right through the Carry	1	12
SWAP A	Swap nibbles within the Accumulator	1	12
DATA TRANSFER			
MOV A,Rn	Move register to Accumulator	1	12
MOV A,direct	Move direct byte to Accumulator	2	12
MOV A,@Ri	Move indirect RAM to Accumulator	1	12
MOV A,#data	Move immediate data to Accumulator	2	12
MOV Rn,A	Move Accumulator to register	1	12
MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24
MOV Rn,#data	Move immediate data to register	2	12
MOV direct,A	Move Accumulator to direct byte	2	12
MOV direct,Rn	Move register to direct byte	2	24
MOV direct,direct	Move direct byte to direct	3	24
MOV direct,@Ri	Move indirect RAM to direct byte	2	24
MOV direct,#data	Move immediate data to direct byte	3	24
MOV @Ri,A	Move Accumulator to indirect RAM	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
DATA TRANSFER (Continued)			
MOV @Ri,direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24
MOV @Ri,#data	Move immediate data to indirect RAM	2	12
MOV DPTR,#data16	Load Data Pointer with a 16-bit constant	3	24
MOVC A,@A+DPTR	Move Code byte relative to DPTR to Acc	1	24
MOVC A,@A+PC	Move Code byte relative to PC to Acc	1	24
MOVX A,@Ri	Move External RAM (8-bit addr) to Acc	1	24
MOVX A,@DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to Acc	1	24
MOVX @Ri,A	Move Acc to External RAM (8-bit addr)	1	24
MOVX @DPTR,A	Move Acc to External RAM (16-bit addr)	1	24
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24
XCH A,Rn	Exchange register with Accumulator	1	12
XCH A,direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	12
XCH A,@Ri	Exchange indirect RAM with Accumulator	1	12
XCHD A,@Ri	Exchange low-order Digit indirect RAM with Acc	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
BOOLEAN VARIABLE MANIPULATION			
CLR C	Clear Carry	1	12
CLR bit	Clear direct bit	2	12
SETB C	Set Carry	1	12
SETB bit	Set direct bit	2	12
CPL C	Complement Carry	1	12
CPL bit	Complement direct bit	2	12
ANL C,bit	AND direct bit to CARRY	2	24
ANL C,/bit	AND complement of direct bit to Carry	2	24
ORL C,bit	OR direct bit to Carry	2	24
ORL C,/bit	OR complement of direct bit to Carry	2	24
MOV C,bit	Move direct bit to Carry	2	12
MOV bit,C	Move Carry to direct bit	2	24
JC rel	Jump if Carry is set	2	24
JNC rel	Jump if Carry not set	2	24
JB bit,rel	Jump if direct Bit is set	3	24
JNB bit,rel	Jump if direct Bit is Not set	3	24
JBC bit,rel	Jump if direct Bit is set & clear bit	3	24
PROGRAM BRANCHING			
ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	24
LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	24
RET	Return from Subroutine	1	24
RETI	Return from interrupt	1	24
AJMP addr11	Absolute Jump	2	24
LJMP addr16	Long Jump	3	24
SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	24

All mnemonics copyrighted ©Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
JMP @A + DPTR	Jump indirect relative to the DPTR	1	24
JZ rel	Jump if Accumulator is Zero	2	24
JNZ rel	Jump if Accumulator is Not Zero	2	24
CJNE A,direct,rel	Compare direct byte to Acc and Jump if Not Equal	3	24
CJNE A,#data,rel	Compare immediate to Acc and Jump if Not Equal	3	24

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
CJNE Rn,#data,rel	Compare immediate to register and Jump if Not Equal	3	24
CJNE @Ri,#data,rel	Compare immediate to indirect and Jump if Not Equal	3	24
DJNZ Rn,rel	Decrement register and Jump if Not Zero	2	24
DJNZ direct,rel	Decrement direct byte and Jump if Not Zero	3	24
NOP	No Operation	1	12

All mnemonics copyrighted ©Intel Corporation 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีที่สำคัญในวงจรรวม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8253/8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

- MCS-85™ Compatible 8253-5
- Count Binary or BCD
- 3 Independent 16-Bit Counters
- Single +5V Supply
- DC to 2 MHz
- Programmable Counter Modes
- 24-Pin Dual In-Line Package

The Intel® 8253 is a programmable counter/timer chip designed for use as an Intel microcomputer peripheral. It uses nMOS technology with a single +5V supply and is packaged in a 24-pin plastic DIP.

It is organized as 3 independent 16-bit counters, each with a count rate of up to 2 MHz. All modes of operation are software programmable.

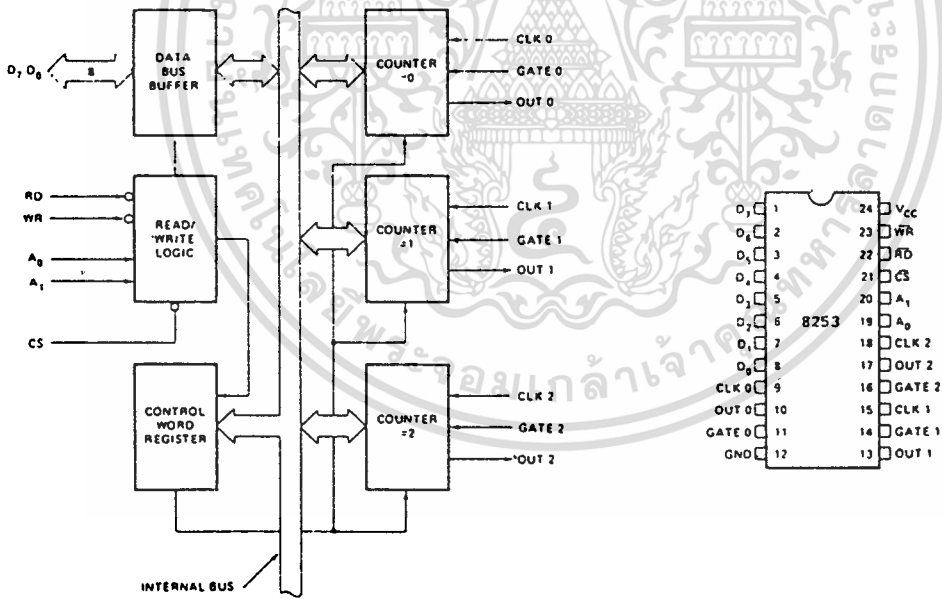


Figure 1. Block Diagram

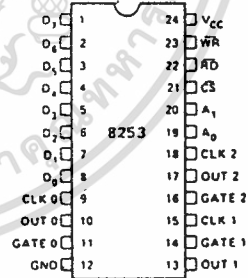


Figure 2. Pin Configuration

FUNCTIONAL DESCRIPTION

General

The 8253 is a programmable interval timer/counter specifically designed for use with the Intel™ Micro-computer systems. Its function is that of a general purpose, multi-timing element that can be treated as an array of I/O ports in the system software.

The 8253 solves one of the most common problems in any microcomputer system, the generation of accurate time delays under software control. Instead of setting up timing loops in systems software, the programmer configures the 8253 to match his requirements, initializes one of the counters of the 8253 with the desired quantity, then upon command the 8253 will count out the delay and interrupt the CPU when it has completed its tasks. It is easy to see that the software overhead is minimal and that multiple delays can easily be maintained by assignment of priority levels.

Other counter/timer functions that are non-delay in nature but also common to most microcomputers can be implemented with the 8253.

- Programmable Rate Generator
- Event Counter
- Binary Rate Multiplier
- Real Time Clock
- Digital One-Shot
- Complex Motor Controller

Data Bus Buffer

This 3-state, bi-directional, 8-bit buffer is used to interface the 8253 to the system data bus. Data is transmitted or received by the buffer upon execution of INput or OUTput CPU instructions. The Data Bus Buffer has three basic functions.

1. Programming the MODES of the 8253.
2. Loading the count registers.
3. Reading the count values.

Read/Write Logic

The Read/Write Logic accepts inputs from the system bus and in turn generates control signals for overall device operation. It is enabled or disabled by CS so that no operation can occur to change the function unless the device has been selected by the system logic.

RD (Read)

A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is inputting data in the form of a counters value.

WR (Write)

A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is outputting data in the form of mode information or loading counters.

A0, A1

These inputs are normally connected to the address bus. Their function is to select one of the three counters to be operated on and to address the control word register for mode selection.

CS (Chip Select)

A "low" on this input enables the 8253. No reading or writing will occur unless the device is selected. The CS input has no effect upon the actual operation of the counters.

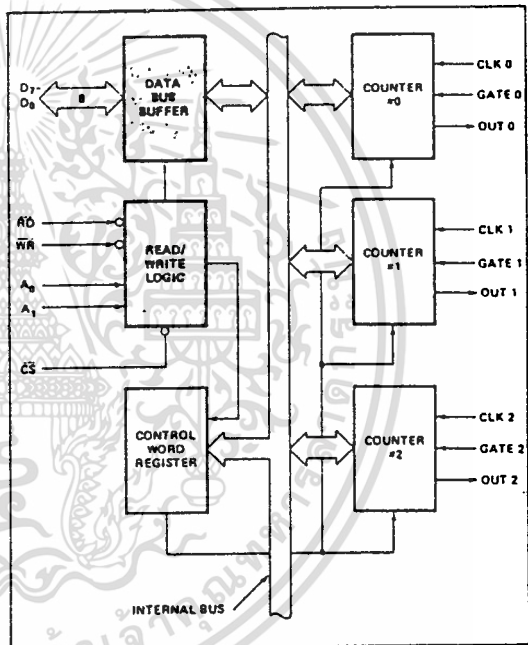


Figure 3. Block Diagram Showing Data Bus Buffer and Read/Write Logic Functions

CS	RD	WR	A ₁	A ₀	
0	1	0	0	0	Load Counter No. 0
0	1	0	0	1	Load Counter No. 1
0	1	0	1	0	Load Counter No. 2
0	1	0	1	1	Write Mode Word
0	0	1	0	0	Read Counter No. 0
0	0	1	0	1	Read Counter No. 1
0	0	1	1	0	Read Counter No. 2
0	0	1	1	1	No-Operation 3-State
1	X	X	X	X	Disable 3-State
0	1	1	X	X	No-Operation 3-State

Control Word Register

The Control Word Register is selected when A0, A1 are 11. It then accepts information from the data bus buffer and stores it in a register. The information stored in this register controls the operational MODE of each counter, selection of binary or BCD counting and the loading of each count register.

The Control Word Register can only be written into; no read operation of its contents is available.

Counter #0, Counter #1, Counter #2

These three functional blocks are identical in operation so only a single Counter will be described. Each Counter consists of a single, 16-bit, pre-settable, DOWN counter. The counter can operate in either binary or BCD and its input, gate and output are configured by the selection of MODES stored in the Control Word Register.

The counters are fully independent and each can have separate Mode configuration and counting operation, binary or BCD. Also, there are special features in the control word that handle the loading of the count value so that software overhead can be minimized for these functions.

The reading of the contents of each counter is available to the programmer with simple READ operations for event counting applications and special commands and logic are included in the 8253 so that the contents of each counter can be read "on the fly" without having to inhibit the clock input.

8253 SYSTEM INTERFACE

The 8253 is a component of the Intel™ Microcomputer Systems and interfaces in the same manner as all other peripherals of the family. It is treated by the systems software as an array of peripheral I/O ports; three are counters and the fourth is a control register for MODE programming.

Basically, the select inputs A0, A1 connect to the A0, A1 address bus signals of the CPU. The CS can be derived directly from the address bus using a linear select method. Or it can be connected to the output of a decoder, such as an Intel® 8205 for larger systems.

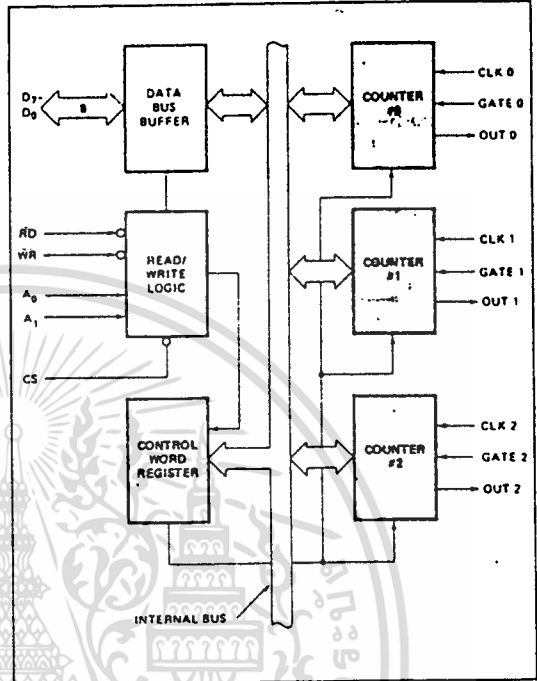


Figure 4. Block Diagram Showing Control Word Register and Counter Functions

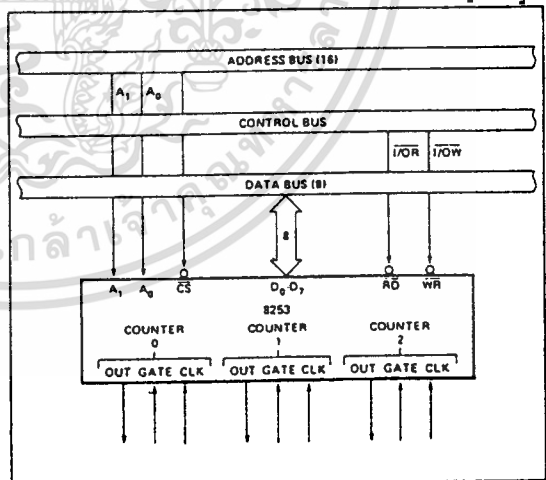


Figure 5. 8253 System Interface

OPERATIONAL DESCRIPTION

General

The complete functional definition of the 8253 is programmed by the systems software. A set of control words must be sent out by the CPU to initialize each counter of the 8253 with the desired MODE and quantity information. Prior to initialization, the MODE, count, and output of all counters is undefined. These control words program the MODE, Loading sequence and selection of binary or BCD counting.

Once programmed, the 8253 is ready to perform whatever timing tasks it is assigned to accomplish.

The actual counting operation of each counter is completely independent and additional logic is provided on-chip so that the usual problems associated with efficient monitoring and management of external, asynchronous events or rates to the microcomputer system have been eliminated.

Programming the 8253

All of the MODES for each counter are programmed by the systems software by simple I/O operations.

Each counter of the 8253 is individually programmed by writing a control word into the Control Word Register. (A0, A1 = 11)

Control Word Format

D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
SC1	SC0	RL1	RL0	M2	M1	M0	BCD

Definition of Control

SC — Select Counter:

SC1	SC0	
0	0	Select Counter 0
0	1	Select Counter 1
1	0	Select Counter 2
1	1	Illegal

RL — Read/Load:

RL1	RL0	
0	0	Counter Latching operation (see READ/WRITE Procedure Section)
1	0	Read/Load most significant byte only.
0	1	Read/Load least significant byte only.
1	1	Read/Load least significant byte first, then most significant byte.

M — MODE:

M2	M1	M0	
0	0	0	Mode 0
0	0	1	Mode 1
X	1	0	Mode 2
X	1	1	Mode 3
1	0	0	Mode 4
1	0	1	Mode 5

BCD:

0	Binary Counter 16-bits
1	Binary Coded Decimal (BCD) Counter (4 Decades)

Counter Loading

The count register is not loaded until the count value is written (one or two bytes, depending on the mode selected by the RL bits), followed by a rising edge and a falling edge of the clock. Any read of the counter prior to that falling clock edge may yield invalid data.

MODE Definition

MODE 0: Interrupt on Terminal Count. The output will be initially low after the mode set operation. After the count is loaded into the selected count register, the output will remain low and the counter will count. When terminal count is reached the output will go high and remain high until the selected count register is reloaded with the mode or a new count is loaded. The counter continues to decrement after terminal count has been reached.

Rewriting a counter register during counting results in the following:

- (1) Write 1st byte stops the current counting.
- (2) Write 2nd byte starts the new count.

MODE 1: Programmable One-Shot. The output will go low on the count following the rising edge of the gate input.

The output will go high on the terminal count. If a new count value is loaded while the output is low it will not affect the duration of the one-shot pulse until the succeeding trigger. The current count can be read at any time without affecting the one-shot pulse.

The one-shot is retriggerable, hence the output will remain low for the full count after any rising edge of the gate input.

MODE 2: Rate Generator, Divide by N counter. The output will be low for one period of the input clock. The period from one output pulse to the next equals the number of input counts in the count register. If the count register is reloaded between output pulses the present period will not be affected, but the subsequent period will reflect the new value.

The gate input, when low, will force the output high. When the gate input goes high, the counter will start from the initial count. Thus, the gate input can be used to synchronize the counter.

When this mode is set, the output will remain high until after the count register is loaded. The output then can also be synchronized by software.

MODE 3: Square Wave Rate Generator. Similar to MODE 2 except that the output will remain high until one half the count has been completed (for even numbers) and go low for the other half of the count. This is accomplished by decrementing the counter by two on the falling edge of each clock pulse. When the counter reaches terminal count, the state of the output is changed and the counter is reloaded with the full count and the whole process is repeated.

If the count is odd and the output is high, the first clock pulse (after the count is loaded) decrements the count by 1. Subsequent clock pulses decrement the clock by 2. After timeout, the output goes low and the full count is reloaded. The first clock pulse (following the reload) decrements the counter by 3. Subsequent clock pulses decrement the count by 2 until timeout. Then the whole process is repeated. In this way, if the count is odd, the output will be high for $(N + 1)/2$ counts and low for $(N - 1)/2$ counts.

MODE 4: Software Triggered Strobe. After the mode is set, the output will be high. When the count is loaded, the counter will begin counting. On terminal count, the output will go low for one input clock period, then will go high again.

If the count register is reloaded between output pulses, the present period will not be affected, but the subsequent period will reflect the new value. The count will be inhibited while the gate input is low. Reloading the counter register will restart counting beginning with the new number.

MODE 5: Hardware Triggered Strobe. The counter will start counting after the rising edge of the trigger input and will go low for one clock period when the terminal count is reached. The counter is retriggerable. The output will not go low until the full count after the rising edge of any trigger.

Modes	Signal Status	Low Or Going Low	Rising	High
0		Disables counting	--	Enables counting
1		--	1) Initiates counting 2) Resets output after next clock	--
2		1) Disables counting 2) Sets output immediately high	1) Reloads counter 2) Initiates counting	Enables counting
3		1) Disables counting 2) Sets output immediately high	Initiates counting	Enables counting
4		Disables counting	--	Enables counting
5		--	Initiates counting	--

Figure 6. Gate Pin Operations Summary

8253 READ/WRITE PROCEDURE

Write Operations

The systems software must program each counter of the 8253 with the mode and quantity desired. The programmer must write out to the 8253 a MODE control word and the programmed number of count register bytes (1 or 2) prior to actually using the selected counter.

The actual order of the programming is quite flexible. Writing out of the MODE control word can be in any sequence of counter selection, e.g., counter #0 does not have to be first or counter #2 last. Each counter's MODE control word register has a separate address so that its loading is completely sequence independent. (SC0, SC1)

The loading of the Count Register with the actual count value, however, must be done in exactly the sequence programmed in the MODE control word (RL0, RL1). This loading of the counter's count register is still sequence independent like the MODE control word loading, but when a selected count register is to be loaded it must be loaded with the number of bytes programmed in the MODE control word (RL0, RL1). The one or two bytes to be loaded in the count register do not have to follow the associated MODE control word. They can be programmed at any time following the MODE control word loading as long as the correct number of bytes is loaded in order.

All counters are down counters. Thus, the value loaded into the count register will actually be decremented. Loading all zeroes into a count register will result in the maximum count (2^8 for Binary or 10^4 for BCD). In MODE 0 the new count will not restart until the load has been completed. It will accept one of two bytes depending on how the MODE control words (RL0, RL1) are programmed. Then proceed with the restart operation.

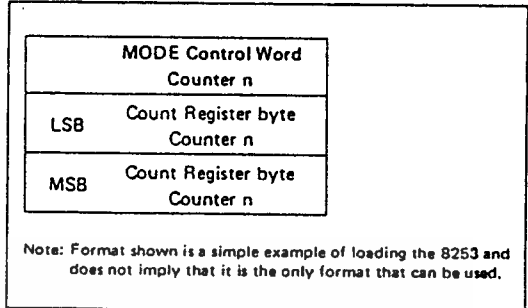


Figure 8. Programming Format

		A1	A0
No. 1	MODE Control Word Counter 0	1	1
No. 2	MODE Control Word Counter 1	1	1
No. 3	MODE Control Word Counter 2	1	1
No. 4	LSB Count Register Byte Counter 1	0	1
No. 5	MSB Count Register Byte Counter 1	0	1
No. 6	LSB Count Register Byte Counter 2	1	0
No. 7	MSB Count Register Byte Counter 2	1	0
No. 8	LSB Count Register Byte Counter 0	0	0
No. 9	MSB Count Register Byte Counter 0	0	0

Note: The exclusive addresses of each counter's count register make the task of programming the 8253 a very simple matter, and maximum effective use of the device will result if this feature is fully utilized.

Figure 9. Alternate Programming Formats

Read Operations

In most counter applications it becomes necessary to read the value of the count in progress and make a computational decision based on this quantity. Event counters are probably the most common application that uses this function. The 8253 contains logic that will allow the programmer to easily read the contents of any of the three counters without disturbing the actual count in progress.

There are two methods that the programmer can use to read the value of the counters. The first method involves the use of simple I/O read operations of the selected counter. By controlling the A0, A1 inputs to the 8253 the programmer can select the counter to be read (remember that no read operation of the mode register is allowed; A0, A1=11). The only requirement with this method is that in order to assure a stable count reading the actual operation of the selected counter must be inhibited either by controlling the Gate input or by external logic that inhibits the clock input. The contents of the counter selected will be available as follows:

- first I/O Read contains the least significant byte (LSB);
 - second I/O Read contains the most significant byte (MSB).
- Due to the internal logic of the 8253 it is absolutely necessary to complete the entire reading procedure. If two bytes are programmed to be read then two bytes must be read before any loading WR command can be sent to the same counter.

Read Operation Chart

A1	A0	RD	
0	0	0	Read Counter No. 0
0	1	0	Read Counter No. 1
1	0	0	Read Counter No. 2
1	1	0	Illegal

Reading While Counting

In order for the programmer to read the contents of any counter without effecting or disturbing the counting operation the 8253 has special internal logic that can be accessed using simple WR commands to the MODE register. Basically, when the programmer wishes to read the contents of a selected counter "on the fly" he loads the MODE register with a special code which latches the present count value into a storage register so that its contents contain an accurate, stable quantity. The programmer then issues a normal read command to the selected counter and the contents of the latched register is available.

MODE Register for Latching Count

A0, A1 = 11

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
SC1	SC0	0	0	X	X	X	X

- SC1, SC0 — specify counter to be latched.
- D5, D4 — 00 designates counter latching operation.
- X — don't care.

The same limitation applies to this mode of reading the counter as the previous method. That is, it is mandatory to complete the entire read operation as programmed. This command has no effect on the counter's mode.

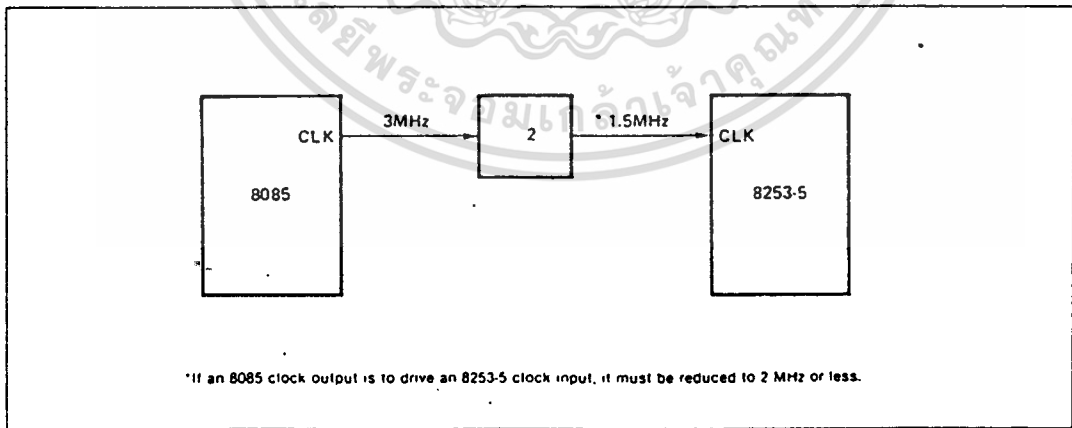


Figure 10. MCS-85™ Clock Interface*

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias	0° C to 70° C
Storage Temperature	65° C to -150° C
Voltage On Any Pin With Respect to Ground	0.5 V to -7 V
Power Dissipation	1 Watt

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

D.C. CHARACTERISTICS (TA = 0°C to 70°C, VCC = 5V ±10%)

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit	Test Conditions
VIL	Input Low Voltage	-0.5	0.8	V	
VIH	Input High Voltage	2.2	VCC - 0.5V	V	
VOL	Output Low Voltage		0.45	V	Note 1
VOH	Output High Voltage	2.4		V	Note 2
IIL	Input Load Current		-10	µA	VIN = VCC to 0V
IOFL	Output Float Leakage		-10	µA	VOU = VCC to .45V
ICC	VCC Supply Current		140	mA	

CAPACITANCE (TA = 25°C, VCC = GND = 0V)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
CIN	Input Capacitance			10	pF	fc = 1 MHz
C1/O	I/O Capacitance			20	pF	Unmeasured pins returned to VSS

A.C. CHARACTERISTICS (TA = 0°C to 70°C, VCC = 5.0V ±5%, GND = 0V)

Bus Parameters (Note 3)

READ CYCLE

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
tAR	Address Stable Before READ	50		30		ns
tRA	Address Hold Time for READ	5		5		ns
tRR	READ Pulse Width	400		300		ns
tRD	Data Delay From READ 4		300		200	ns
tDF	READ to Data Floating	25	125	25	100	ns
tRV	Recovery Time Between READ and Any Other Control Signal	1		1		µs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. CHARACTERISTICS (Continued)

WRITE CYCLE

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{AW}	Address Stable Before \overline{WRITE}	50		30		ns
t_{WA}	Address Hold Time for \overline{WRITE}	30		30		ns
t_{WW}	\overline{WRITE} Pulse Width	400		300		ns
t_{DW}	Data Set Up Time for \overline{WRITE}	300		250		ns
t_{WD}	Data Hold Time for \overline{WRITE}	40		30		ns
t_{RV}	Recovery Time Between \overline{WRITE} and Any Other Control Signal	1		1		μ s

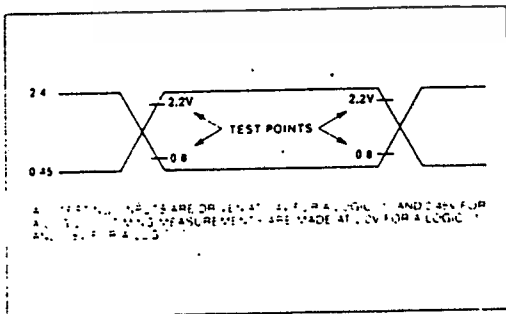
CLOCK AND GATE TIMING

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{CLK}	Clock Period	380	dc	380	dc	ns
t_{PWH}	High Pulse Width	230		230		ns
t_{PWL}	Low Pulse Width	150		150		ns
t_{GW}	Gate Width High	150		150		ns
t_{GL}	Gate Width Low	100		100		ns
t_{GS}	Gate Set Up Time to $CLK\uparrow$	100		100		ns
t_{GH}	Gate Hold Time After $CLK\uparrow$	50		50		ns
t_{OD}	Output Delay From $CLK\uparrow$ [4]		400		400	ns
t_{ODG}	Output Delay From Gate \downarrow [4]		300		300	ns

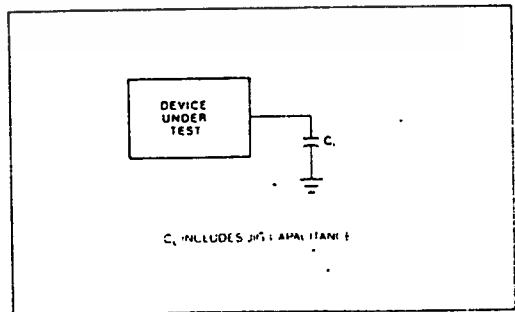
NOTES:

- $I_{OL} = 2.2$ mA.
- $I_{OH} = -400$ μ A.
- AC timings measured at $V_{OH} = 2.2$, $V_{OL} = 0.8$.
- $C_L = 150$ pF.

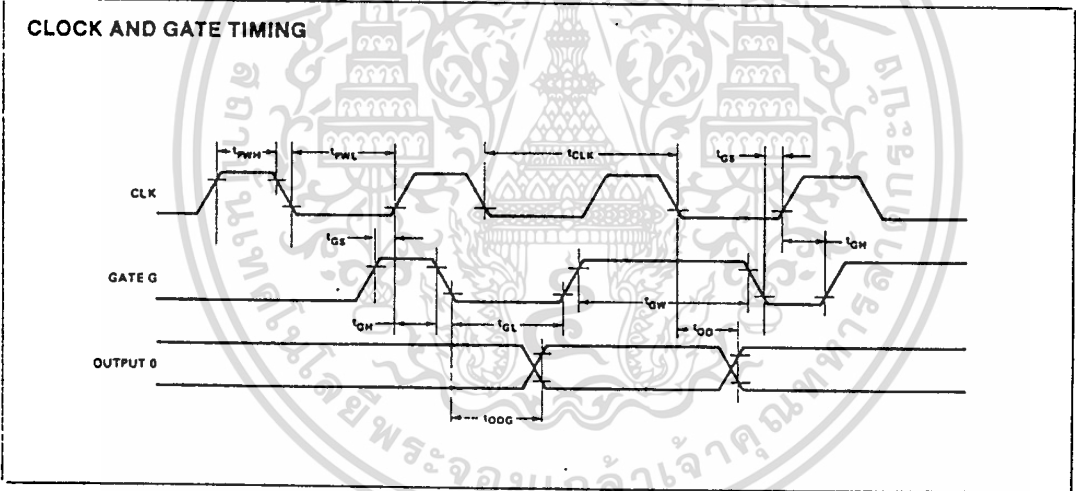
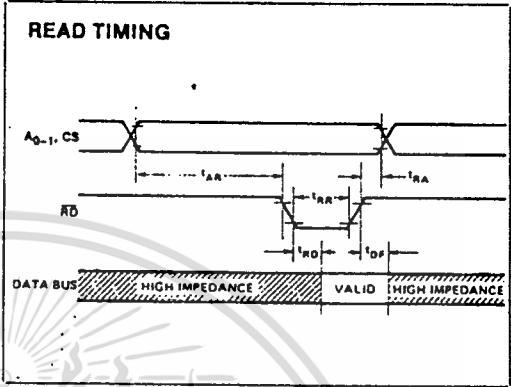
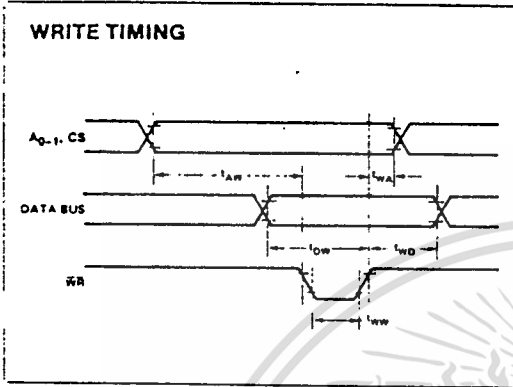
A.C. TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORM



A.C. TESTING LOAD CIRCUIT



WAVEFORMS





3650
3652

Optically-Coupled Linear ISOLATION AMPLIFIERS

FEATURES

- BALANCED INPUT
- LARGE COMMON-MODE VOLTAGES
±2000V Continuous
140dB Rejection
- ULTRA LOW LEAKAGE
0.35µA max at 240V/60Hz
1.8pF Leakage Capacitance
- EXCELLENT GAIN ACCURACY
0.05% Linearity
0.05%/1000Hours Stability
- WIDE BANDWIDTH
15kHz ±3dB
1.2V/µsec Slew Rate

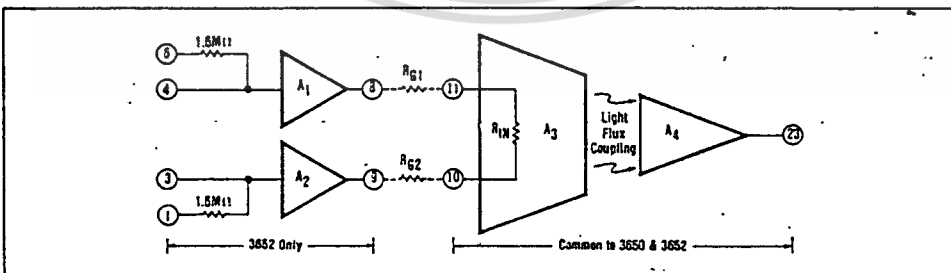
APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- DATA ACQUISITION
- INTERFACE ELEMENT
- BIOMEDICAL MEASUREMENTS
- PATIENT MONITORING
- TEST EQUIPMENT
- CURRENT SHUNT MEASUREMENT
- GROUND-LOOP ELIMINATION
- SCR CONTROLS

DESCRIPTION

The 3650 and 3652 are optically coupled integrated circuit isolation amplifiers. Prior to their introduction commercially available isolation amplifiers had been modular or rack mounted devices using transformer coupled modulation demodulation techniques. Compared to these earlier isolation amplifiers the 3650 and 3652 have the advantage of smaller size,

lower cost, wider bandwidth and integrated circuit reliability. Also, because they use a DC analog modulation technique as opposed to a carrier type technique, they avoid the problems of electromagnetic interference (both transmitted and received) that most of the modular isolation amplifiers exhibit.



International Airport Industrial Park - P.O. Box 11400 - Tucson, Arizona 85734 - Tel. (502) 746-1111 - Twx: 910-952-1111 - Cable: B9RCORP - Telex: 68-6491

PDS-342F

3-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

Typical at 25°C and ±15VDC supply voltages unless otherwise noted.

MODEL	3650MG/HG [™]	3650JG	3650KG	3652MG/HG [™]	3652JG
ISOLATION					
Isolation Voltage Rated Continuous, (min) Test Voltage, (min) 10sec duration	2000Vp or VDC 5000Vp				
Isolation-Mode Rejection, G = 10 DC 60Hz, 5000Ω source unbalance. Leakage Current, 240V/60Hz Isolation Impedance Capacitance Resistance	140dB 120dB 0.35μA, max 1.8pF 10 ¹² Ω				
GAIN					
Gain Equation for current sources	$G_1 = 10^6 V_{O1}/A_{mp}$			$G_1 = 1.0057 \times 10^6 V_{O1}/A_{mp}$	
for voltage sources	$G_v = \frac{10^6}{R_{G1} + R_{G2} + R_{IN}} V/V$			$\frac{10^6}{R_{G1} + R_{G2} + R_{IN} + R_O} V/V$	
Input Resistance, R _{IN} , max Buffer Output Impedance, R _O Gain Equation Error, max [™]	25Ω Not applicable 0.5%			25Ω 90Ω ±30Ω	
Gain Nonlinearity Gain vs Temperature Gain vs Time	1.5% ±0.05% typ. ±0.2% max 300ppm/°C	±0.03% typ. ±0.1% max 100ppm/°C ±0.05%/1000hrs.	0.5% ±0.02% typ. ±0.05% max 50ppm/°C	1.5% [™] ±0.05% typ. ±0.2% max 300ppm/°C [™]	0.5% [™] ±0.05% typ. ±0.1% max 200ppm/°C [™] ±0.05%/1000hrs.
Frequency Response Slew Rate ±3dB Frequency Settling Time to ±0.01% to ±0.1%	0.7V/μsec min, 1.2V/μsec typ. 15kHz 400μsec 200μsec				
INPUT STAGE[™]					
Input Offset Voltage at 25°C, max [™] vs Temperature, max vs Supply vs Time	±5mV ±25μV/°C	±1mV ±10μV/°C 100μV/V 50μV/1000 hrs.	±0.5mV ±5μV/°C	±5mV ±50μV/°C	±2mV ±25μV/°C 100μV/V 100μV/1000 hrs.
Input Bias Current at 25°C vs Temperature vs Supply	10nA typ, 40nA max 0.3nA/°C 0.2nA/V			10pA typ, 50pA max doubles every +10°C 1pA/V	
Input Offset Current vs Temperature vs Supply	effects included in output offset			10pA doubles every 10°C 1pA/V	
Input Impedance Differential Common-mode	"R _{IN} " = 25Ω max 10 ⁹ Ω			10 ¹¹ Ω 10 ¹¹ Ω	
Input Noise Voltage, 0.05Hz to 100Hz 10Hz to 10kHz	8μV, p-p 4μV, rms			4μ, p-p 5μV, rms	
Input Voltage Range Common-mode, linear operation, w/o damage, at ±, at +I, -I at +IR, -IR	± V -5V ±V Not applicable [™] Not applicable [™]			± V -5V ±V ±300V for 10msec [™] ±3000V for 10msec [™]	
Differential, w/o damage, at +, - Differential, w/o damage, at +I, -I Differential, w/o damage, at +IR, -IR	±V Not applicable Not applicable			±V ±600V for 10msec [™] ±6000V for 10msec [™]	
Common-mode Rejection, 60Hz	90dB at 60Hz, 5kΩ imbalance			80dB at 60Hz, 5kΩ imbalance	
Power Supply - Input Stage Only Voltage - at "+V" and "-V" Current Quiescent with ±10V output [™]	±8V to ±18V ±1.2mA [™] +6.5mA or -6.5mA, typ +12mA or -12mA, max			±8V to ±18V ±3mA [™] +8.5mA or -8.5mA, typ +16mA or -16mA, max	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL (cont)

MODEL	3650MG/HG ⁽¹⁾	3650JG	3650KG	3652MG/HG ⁽¹⁾	3652JG
OUTPUT STAGE					
Output Voltage, min	±10V			±10V	
Output Current, min	±5mA			±5mA	
Output Offset Voltage at 25°C max ^(a)	±10mV			±10mV	
vs Temperature, max	±25mV	±450μV/°C	±300μV/°C	±25mV	±450μV/°C
vs Supply	±500μV/V			±500μV/V	
vs Time	±1mV/1000hrs			±1mV/1000hrs	
Output Noise Voltage 0.05Hz to 100Hz	50μV, p-p			50μV, p-p	
10Hz to 1kHz	65μV, rms			65μV, rms	
Power Supply Output Stage Only Voltage, "+V _{cc} " and "-V _{cc} "	±8V to ±18V				
Current Quiescent with ±5mA output, max	±2.3mA typ, ±6mA max ±11mA				
TEMPERATURE ⁽²⁾					
Specification	0°C to 85°C				
Operating	-40°C to -100°C				
Storage	-55°C to -125°C				

- All electrical and mechanical specifications of the 3650MG and 3652MG are identical to the 3650HG and 3652HG, respectively, except that the following specifications apply to the 3650MG and 3652MG. (a) Isolation test voltage duration increased from 10sec minimum to 60sec minimum; (b) Input offset voltage at 25°C max: ±10mV; vs temp. max: ±100μV/°C; (c) Output offset voltage at 25°C max: ±50mV; vs temp. max: ±1.8mV/°C.
- If used as 3650, see Installation and Operating Instructions.
- Trimable to zero.
- Gain error terms specified for inputs applied through buffer amplifiers (i.e., ±1 or ±IR pins).
- Input stage specifications at +1 and -1 inputs for 3652 unless otherwise noted.
- Maximum safe input current at either input is 10mA.
- Continuous rating is 1/3 pulse rating.
- Load current is drawn from one supply lead at a time; other supply current at quiescent level. For 3652 add 0.2mA/V of positive CMV.
- dT/dt > 1°C/minute below 0°C, and long-term storage above 100°C is not recommended. Also limit the repeated thermal cycles to be within the 0°C to +85°C temperature range.

MECHANICAL

* denotes missing pins.
Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.

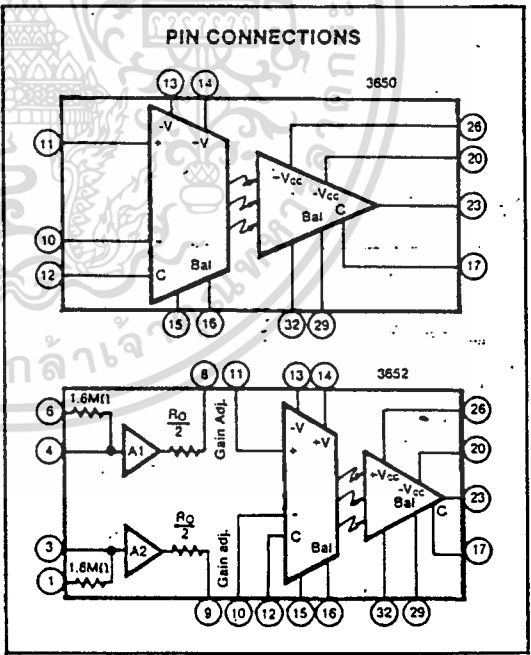
NOTE:
Leads in true position within 0.010"
.025mm R at MMC at seating plane.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.708	1.790	43.18	44.70
B	1.120	1.160	28.45	29.44
C	.170	.230	4.27	5.84
D	.018	.021	0.46	0.53
F	.028	.050	0.69	1.27
G	.100 BASIC			
H	.110	.130	2.79	3.30
K	.184	.290	4.61	6.35
L	.500 BASIC			
M	.022	.010	0.06	0.25
R	.119	.130	2.79	3.30

ORDER NUMBER:
3650MG 3652MG
3650HG 3652HG
3650JG 3652JG
3650KG

MATERIAL: Alumina ceramic
WEIGHT: 14 grams
.05 oz

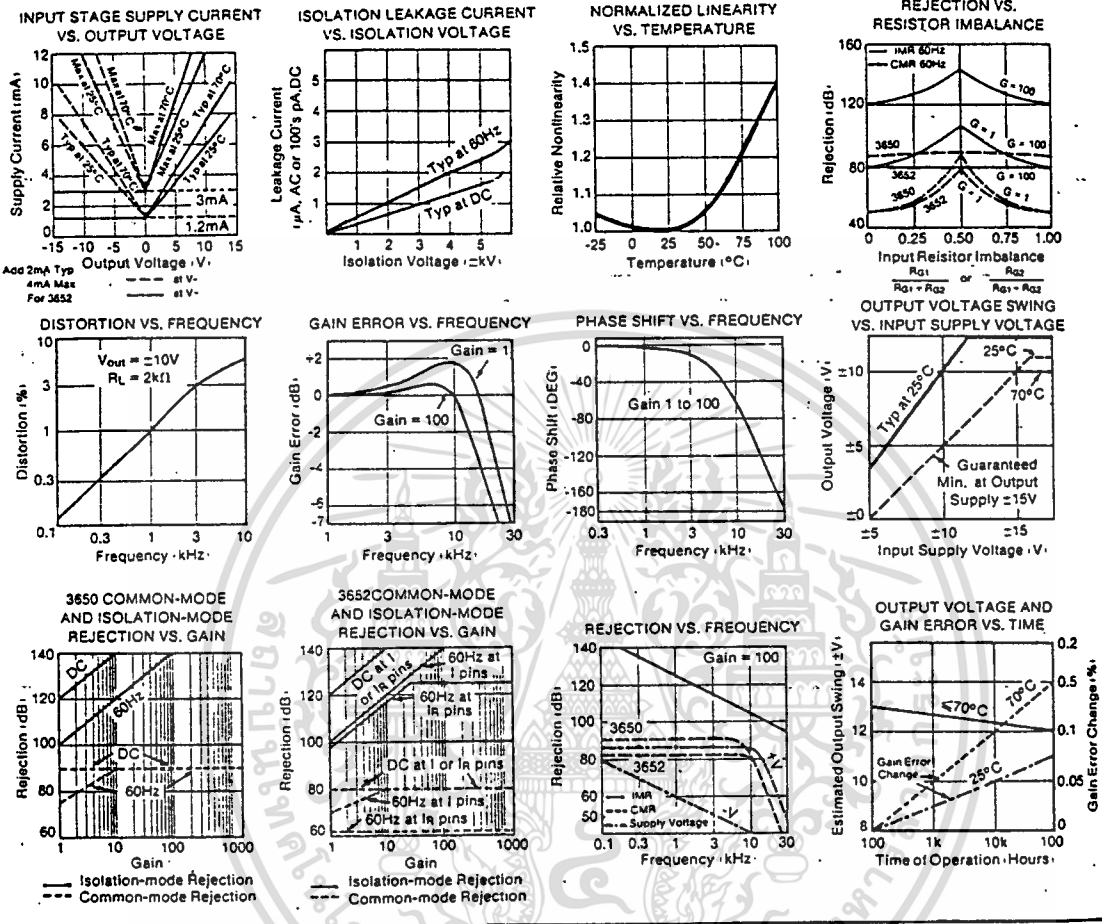
MATING CONNECTOR:
2302MC - set of two,
16-pin strips



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Typical at 25°C and ±15VDC power supplies unless otherwise noted.



DEFINITIONS

ISOLATION-MODE VOLTAGE, V_{ISO}

The isolation-mode voltage is the voltage which appears across the isolation barrier, i.e., between the input common and the output common. (See Figure 1.)

Two isolation voltages are given in the electrical specifications: "rated continuous" and "test voltage". Since it is impractical on a production basis to test a "continuous" voltage (infinite test time is implied), it is generally accepted practice to test at a significantly higher voltage for some reasonable length of time. For the 3650 and the 3652 the "test voltage" is equal to 1000V plus two times the "rated continuous" voltage. Thus, for a continuous rating of 2000V each unit is tested at 5000V.

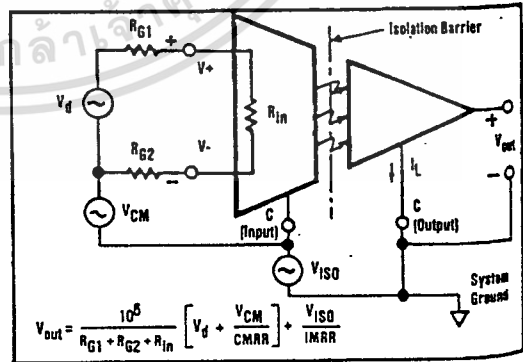


FIGURE 1. Illustration of Isolation-mode and Common-mode Specifications.

COMMON-MODE VOLTAGE, V_{CM}

The common-mode voltage is the voltage midway between the two inputs of the amplifier measured with respect to input common. It is the algebraic average of the voltage applied at the amplifiers' input terminals. In the circuit in Figure 5, $(V_+ + V_-)/2 = V_{CM}$. (Note: Many applications involve a large system "common-mode voltage." Usually in such cases the term defined here as " V_{CM} " is negligible and the system "common-mode voltage" is applied to the amplifier as " V_{iso} " in Figure 1.)

THEORY OF OPERATION

Prior to the introduction of the 3650 family optical isolation had not been practical in linear circuits. A single LED and photodiode combination, while useful in a wide range of digital isolation applications, has fundamental limitations - primarily nonlinearity and instability as a function of time and temperature.

The 3650 and 3652 use a unique technique to overcome the limitations of the single LED and photodiode isolator. Figure 2 is an elementary equivalent circuit for the 3650 which can be used to understand the basic operation without consideration the cluttering details of offset adjustment and biasing for bipolar operation.

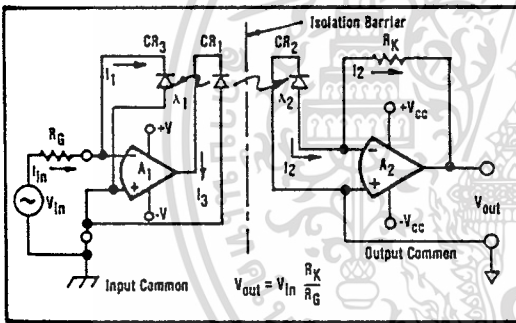


FIGURE 2. Simplified Equivalent Circuit of Linear Isolator.

Two matched photodiodes are used—one in the input (CR_1) and one in the output stage (CR_2) -- to greatly reduce nonlinearities and time - temperature instabilities. Amplifier A_1 , LED CR_1 , and photodiode CR_3 are used in a negative feedback configuration such that $I_1 = I_{in} R_G$ (where R_G is the user supplied gain setting resistor). Since CR_2 and CR_3 are closely matched and since they receive equal amounts of light from the LED CR_1 (i.e., $\lambda_1 = \lambda_2$), $I_2 = I_1 = I_{in}$. Amplifier A_2 is connected as a current-to-voltage converter with $V_{out} = I_2 R_K$ where R_K is an internal $1M\Omega$ scaling resistor. Thus the overall transfer function is:

$$V_{out} = V_{in} \frac{10^6}{R_G} \cdot (R_G \text{ in ohms})$$

ISOLATION-MODE REJECTION

The isolation-mode rejection is defined by the equation in Figure 1. The isolation-mode rejection is not infinite because there is some leakage across the isolation barrier due to the isolation resistance and capacitance.

NONLINEARITY

Nonlinearity is specified to be the peak deviation from a best straightline, expressed as a percent of peak-to-peak full scale output (i.e., $\pm 10mV$ at $20V$ p-p $\approx 0.05\%$).

This improved isolator circuit overcomes the primary limitations of the single LED and photodiode combination. The transfer function is now virtually independent of any degradation in the LED output as long as the two photodiodes and optics are closely matched*. Linearity is now a function of the accuracy of the matching and is further enhanced by the use of negative feedback in the input stage. Advanced laser trimming techniques are used to further compensate for residual matching errors.

*The only effect of decreased LED output is a slight decrease in full scale swing capability. See Typical Performance Curves.

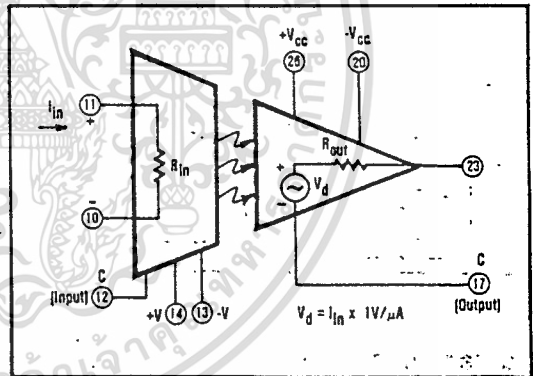


FIGURE 3. Simple Model of 3650.

A model of the 3650 suitable for simple circuit analysis is shown in Figure 3. The output is a current dependent voltage source, V_d , whose value depends on the input current. Thus, the 3650 is a transconductance amplifier with a gain of one volt per microamp. When voltage sources are used the input current is derived by using gain setting resistors in series with the voltage source (see Installation and Operating Instructions for details). R_{in} is the differential input impedance. The common-mode and isolation impedances are very high and are assumed to be infinite for this model.

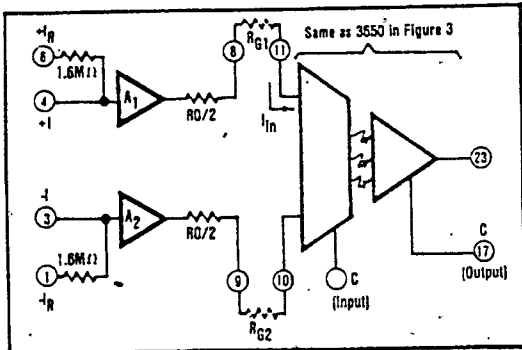


FIGURE 4. Simple Model of 3652.

A simplified model of the 3652 is shown in Figure 4. The isolation and output stages are identical to the 3650. Additional input circuitry consisting of FET buffer amplifiers and input protection resistors have been added to give higher differential and common-mode input impedance ($10^{11}\Omega$), lower bias currents (50pA) and overvoltage protection. The +1R and -1R inputs have a 10msec pulse rating of 6000V differential and 3000V common-mode (see Definitions for a discussion of common-mode and isolation-mode voltages.) The addition of the buffer amplifiers also creates a voltage-in voltage-out transfer function with the gain set by R_{G1} and R_{G2} .

INSTALLATION & OPERATING INSTRUCTIONS

POWER SUPPLY CONNECTIONS

The power supply connections for the 3650 and 3652 are shown in Figure 5. When a DC-DC converter is used for isolated power it is placed in parallel with the isolation barrier of the amplifier. This can lower the isolation impedance and degrade the isolation-mode rejection of the overall circuit. Therefore, a high quality, low leakage DC-DC converter such as the Burr-Brown Model 722 should be used.

minimum value and the output offset is nulled (10kΩ adjustment).

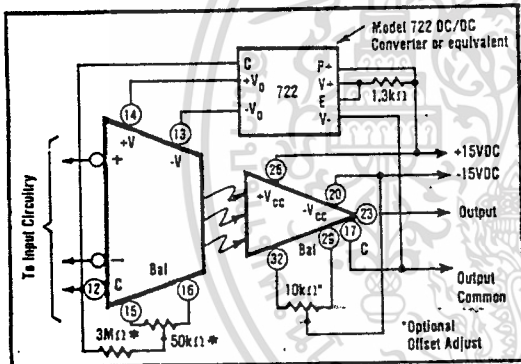


FIGURE 5. Power and Offset Adjust Connections.

OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENTS

The offset nulling circuits are identical for the 3650 and 3652 and are shown in Figure 5. The offset adjust circuitry is optional and the units will meet the stated specifications with the BAL terminals unconnected. Provisions are available to null both the input and output stage offsets. If the amplifier is operated at a fixed gain, normally only one adjustment will be used: the output stage (10kΩ adjustment) for low gains and the input stage (50kΩ adjustment) for high gains (>10).

Use the following procedure if it is desired to null both input and output components (for example, if the gain of the amplifier is to be switched). The input stage offset is first nulled (50kΩ adjustment) with the appropriate input signal pins connected to input common and the amplifier set at its maximum gain. The gain is then set to its

INPUT CONFIGURATIONS

Some possible input configurations for the 3650 and 3652 are shown in Figures 6a, 6b, 6c. Differential input sources are used in these examples. For situations with non-differential inputs the appropriate source term should be set to zero in the gain equations and replaced with a short in the diagrams.

Figure 6a shows the 3650 connected as a transconductance amplifier with input current sources. Voltage sources are shown in Figure 6b. In this case the voltages are converted to currents by R_{G1} and R_{G2} . As shown by the equations, they perform as gain setting resistors in the voltage transfer function. When a single voltage source is used it is recommended (but not essential) that the gain setting resistor remain split into two equal halves in order to minimize errors due to bias currents and common-mode rejection (see Typical Performance Curves).

Figure 6c illustrates the connections for the 3652 when the FET buffer amplifiers A_1 and A_2 are used. This configuration provides an isolation amplifier with high input impedance (both common-mode and differential) and good common-mode and isolation-mode rejection. It is a true isolated instrumentation amplifier which has many benefits for noise rejection when source impedance imbalances are present.

In the 3652 the voltage gain of the buffer amplifiers is slightly less than unity, but the gain of the output stage has been raised to compensate for this so that the overall transfer function from the $\pm I$ or $\pm IR$ inputs to the output is correct. It should be noted that A_1 and A_2 are buffer amplifiers. No summing can be done at the $\pm I$ or $\pm IR$ inputs. Figure 6c shows the +I and -I inputs used. If more input voltage protection is desired, then the +1R and -1R inputs should be used. This will increase the input noise due to the contribution from the 1.6MΩ resistors, but will provide additional differential and common-mode protection (10msec rating of 3kV).

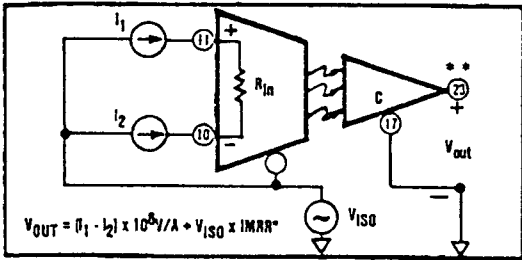


FIGURE 6a. 3650 With Differential Current Sources.

A₁ and A₂, the input and output stage amplifiers, are considered to be ideal. Separate external generators are used to model the offset voltages and bias currents. R_{in} is assumed to be small relative to R_{ci1} and R_{ci2} and is therefore omitted from the gain equation. The feedback configuration, optics and component matching are such that I₁ = I₂ = I₃ = I₄. A simple circuit analysis gives the following expression for the total output error voltage due to offset voltages and bias currents.

$$V_{out-total} = \frac{10^6}{R_{ci1} + R_{ci2}} [E_{in} + (I_{B1} R_{ci1} - I_{B2} R_{ci2})] + E_{out} \quad (1)$$

Offset current is defined as the difference between the two bias currents I_{B1} and I_{B2}. If I_{B1} = I_B and I_{B2} = I_B + I_{in},

$$\text{then, for } R_{ci1} = R_{ci2}, V_{out} - I_{B} = \frac{10^6 \cdot I_{in}}{2}$$

This component of error is not a function of gain and is therefore included as a part of E_{in} specifications. The output errors due to the output stage bias current are also included in E_{out}. This results in a very simple equation for the total error:

$$V_{out-total} = \frac{10^6 E_{in}}{2R_{ci1}} + E_{out} \quad (\text{for } R_{ci1} = R_{ci2}) \quad (2)$$

In summary it should be noted that equation (2) should be used only when R_{ci1} = R_{ci2}. When R_{ci1} ≠ R_{ci2}, equation (1) applies.

The effects of temperature may be analyzed by replacing the offset terms with their corresponding temperature gradient terms:

$$V_{in} \rightarrow \Delta V_{in} \Delta T, E_{in} \rightarrow \Delta E_{in} \Delta T, \text{ etc.}$$

For a complete analysis of the effects of temperature, gain variations must also be considered.

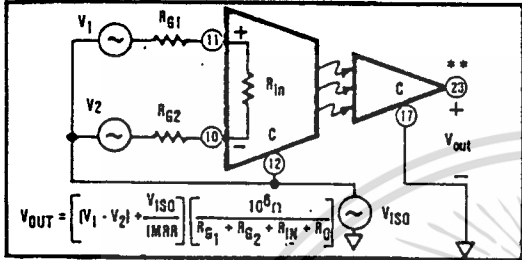


FIGURE 6b. 3650 With Differential Voltage Source.

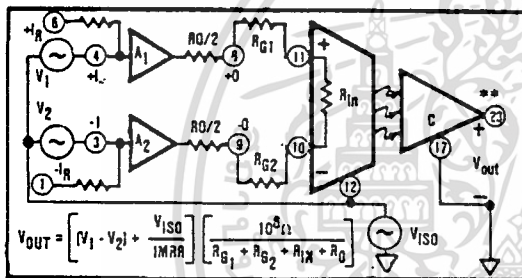


FIGURE 6c. 3652 with Differential Voltage Source.

*IMRR here is in pA/V, typically 3pA/V at 60Hz and 1pA/V at DC.
**The offset adjustment circuitry and power supply connections have been omitted for simplicity. Refer to Figure 5 for details.

ERROR ANALYSIS

A model of the 3650 suitable for DC error analysis of offset voltage, voltage drift versus temperature, bias current, etc., is shown in Figure 7.

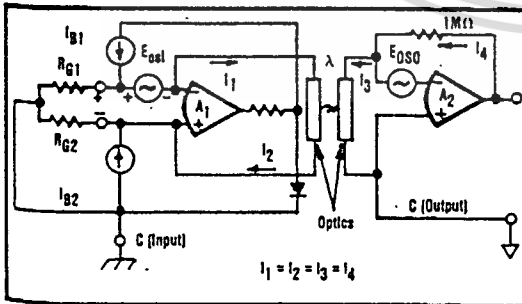


FIGURE 7. DC Error Analysis Model for 3650.

OUTPUT NOISE

The total output noise is given by

$$E_n \text{ (RMS)} = \sqrt{(E_{ai} G)^2 + (E_{ao})^2}$$

where E_n (RMS) = total output noise

E_{ai} = RMS noise of the input stage

E_{ao} = RMS noise of the output stage

$$G = 10^6 (R_{ci1} + R_{ci2})$$

E_{in} includes the noise contribution due to the optics and the noise currents of the output stage. Errors created by the noise current of the input stage are insignificant compared to other noise sources and are therefore omitted.

COMMON-MODE and ISOLATION-MODE REJECTION

The expression for the output error due to common-mode and isolation mode voltage is:

$$V_{out} = G \left[\frac{V_{cm}}{CMRR} + \frac{V_{iso}}{IMRR} \right]$$

GUARDING & PROTECTION

To preserve the excellent inherent isolation characteristics of these amplifiers, the following recommended practice should be noted:

1. Use shielded, twisted pair of cable at the input as with any instrumentation amplifier:
2. Care could be taken to minimize external capacitance. A symmetrical layout of external components to achieve balanced capacitance from the input terminals to output common will preserve high IMR;
3. External components and conductor patterns should be at a distance equal to or greater than the distance between the input and output terminals, to prevent HV breakdown.
4. Though not an absolute requirement, the use of laminated or conformally coated printed circuit boards is recommended.

APPLICATIONS

Figure 8 shows a system where isolation amplifiers (3650) are used to measure the armature current and the armature voltage of a motor.

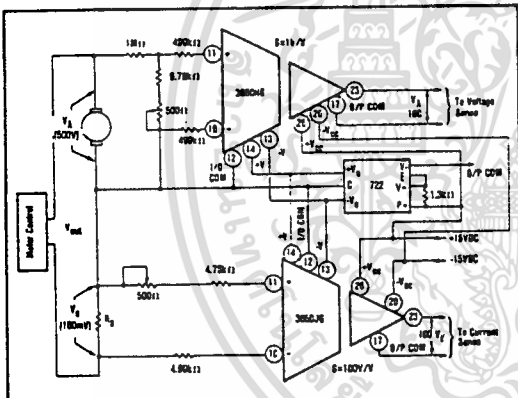


FIGURE 8. Isolated Armature Current and Voltage Sensor.

The armature current of the motor is converted to a voltage by the calibrated shunt R, and then amplified (adjustable gain) and isolated by the 3650.

The armature voltage is sensed by the voltage divider (adjustable) shown and then amplified and isolated by the 3650.

The 3650 provides the advantage of accurate current measurement in the presence of high common-mode voltage. Both 3650's provide the advantage of isolating the motor ground from the control system ground. Isolated power is provided by an isolated DC DC converter (BB Model 722 or equivalent).

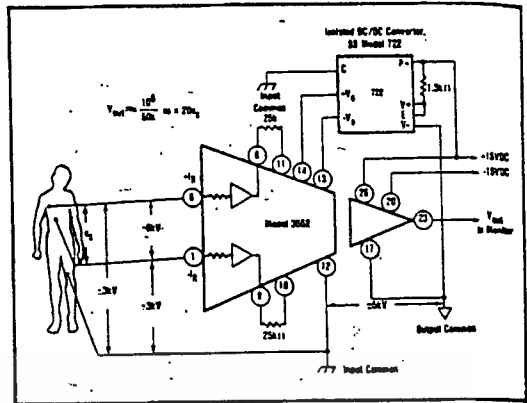


FIGURE 9. 3652 Used in Patient Monitoring Application (ECG, VCG, EMG Amplifier).

The 3652 is ideally suited for patient monitoring applications as shown in Figure 9. The fact that it is a true balanced input instrumentation amplifier with very high differential and common-mode impedance means that it can greatly reduce the common-mode noise pick up due to imbalance in lead impedances that often appear in patient monitoring situations. The 3kV and 6kV shown in Figure 9 are the 10msec pulse ratings of the +1R and -1R inputs for the common-mode and differential input voltages with respect to input common. The rating of the isolation barrier is 2000V, pk continuous. The non-recurrent pulse rating of the isolation barrier is 5000V, pk since each unit is factory tested at 5000V, pk. If the isolation barrier is to be subjected to higher voltages a gas filled surge voltage protection device can be used. For multichannel operation, two 3652's can be powered by one Model 722 isolated DC DC converter. The total leakage current for both channels at 240V 60Hz would still be less than 2μA.

The block diagram in Figure 10 shows the use of isolation amplifiers in SCR control application.

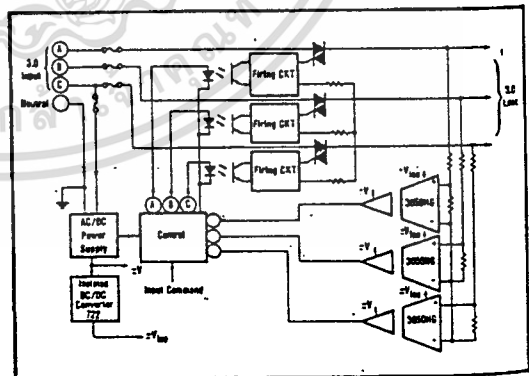


FIGURE 10. 3-Phase Bidirectional SCR Control with Voltage Feedback.