

หนังสืออ้างอิง  
ห้ามนำออกนอกห้องสมุด

การวิเคราะห์พีดีบีแอลเอ็ม เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดใช้ไทรสเตอร์

ANALYSIS OF THYRISTORIZED PWM AC-TO-DC CONVERTER



นาย พุทธิพงษ์ ตันวารณรักษ์  
MR. PUDTHIPHONG TUNWANALUX

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2537

ISBN 974-621-203-6

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

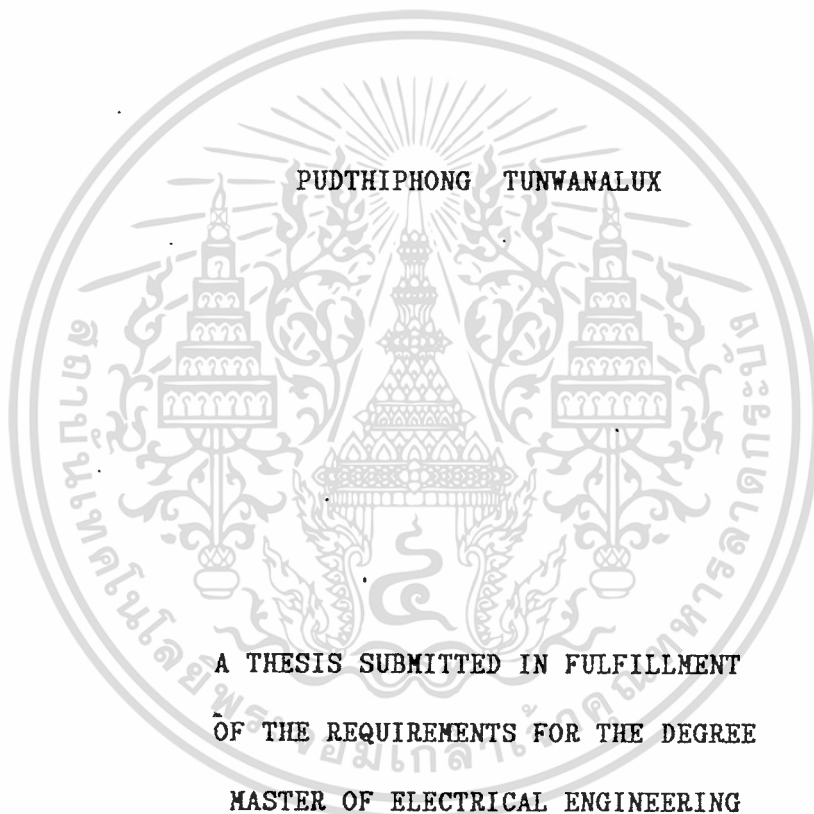
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เลขหน้.....

เลขทะเบียน..... 22015

วัน เดือน ปี 15 S.A. 2537

ANALYSIS OF THYRISTORIZED PWM AC-TO-DC CONVERTER



GRADUATE SCHOOL

KING MONGKUT ' S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

1994

ISBN 974-621-203-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์พีดับบลิวเอ็ม เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดใช้ไทริสเตอร์
นักศึกษา	นาย พุทธิพงษ์ ตันวรรณรักษ์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ
ระดับการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปีการศึกษา	2537

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบ สร้าง และทดสอบพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ไทริสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อแบบโซลิตสแตท เพื่อให้กระแสเอชไอไลน์ในวงจรกำลังมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์โดยอาศัยคอนเวอร์เตอร์ชนิดบ่งคับการคอมมิวเตท ซึ่งได้พัฒนาจากคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสโดยการเพิ่มอุปกรณ์ LC และไดโอดเข้ากับวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ทั้งนี้เพื่อปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบให้ดีขึ้น และลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับต่ำของกระแสอินพุทในเอชไอไลน์ให้ต่ำลง ในตอนแรกจะกล่าวถึงหลักการทํางานของวงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส ช่วงเวลาในการคอมมิวเตทของไทริสเตอร์แต่ละตัวในวงจรกำลัง ตลอดจนหลักการสร้างสัญญาณและส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทริสเตอร์ในพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ด้วย ในส่วนของกระแสอินพุทในเอชไอไลน์ได้ศึกษา และทำการวิเคราะห์องค์ประกอบของฮาร์โมนิกต่างๆ เพื่อกำหนดรูปแบบพีดับบลิวเอ็มของกระแสทางด้านอินพุทให้สามารถลดทอนฮาร์โมนิกได้ดี และเหมาะสมกับการทํางานของวงจรกำลัง พร้อมทั้งแสดงผลของฮาร์โมนิกลำดับต่ำเปรียบเทียบกับ เอชไอไลน์คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสด้วย

นอกจากนี้ได้นำแนวความคิดในการกำหนดรูปแบบกระแสทางด้านอินพุทของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟสมาวิเคราะห์เพื่อทำการออกแบบ สร้างและทดสอบพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟสเช่นกัน โดยมีกรเพิ่มอุปกรณ์ LC และไดโอดขึ้นมาอีกเพื่อให้สามารถบ่งคับการคอมมิวเตทของไทริสเตอร์ในระบบไฟฟ้า 3 เฟสได้อย่างถูกต้อง ทั้งนี้ยังได้แสดงผลของพีดับบลิว-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 เอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟสที่มีต่อระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น ปริมาณของฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งทุกที่ เรน เป็เซ

ที่เกิดขึ้นในเอชไอไลน์ และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ค่าต่างๆของดีซีโอาก์พทวอลท์เตจ เป็นต้น คุณสมบัติทางไฟฟ้าเหล่านี้ได้นำมาเปรียบเทียบกับกรณีเอชไอ/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสเช่นกัน

ในภาคผนวก (1) ของวิทยานิพนธ์ได้กล่าวถึง การนำพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงเพื่อหาคุณสมบัติการทำงานของคอนเวอร์เตอร์นี้ ผลจากการนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงสามารถเริ่มขับเคลื่อนได้เป็นอย่างดีซึ่งได้ผลเป็นที่น่าพอใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



angles can be determined which is again used to specify and analyze the harmonic content of the PWM ac line input current. Besides, the harmonic contents of the PWM ac line input current obtained from the proposed PWM pattern and those obtained from the conventional phase - controlled converter are also compared and discussed so as to investigate the improvement of performance of the proposed PWM converter. In order to verify that the circuit operation and the principle of circuit commutation of the single-phase converter described above can be extended to the 3-phase version, the 3-phase PWM converter of the same branch circuit are also constructed and experimented and various characteristics are obtained in the same aspect as in the case of 1-phase version. Besides, the input characteristics of the 3-phase PWM converter are also compared with those obtained from the conventional 3-phase phase-controlled converter as in the case of 1-phase version.

In Appendix (1), the PWM converter is applied as a motor speed controller in a dc drive system in which a dc motor is used as a load of the converter. Then, various characteristics of the converter are obtained experimentally and the drive system can operate successfully.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ก็เพราะได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจาก รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้ความรู้ คำปรึกษาแนะนำ และความช่วยเหลือในด้านต่างๆ มาโดยตลอด จึงขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ มารดาของข้าพเจ้าที่ได้สนับสนุนในการศึกษาของข้าพเจ้ามาโดยตลอดทั้งกำลังใจและค่าใช้จ่ายต่างๆในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ได้เอื้อเฟื้อเรื่องเครื่องมือในการทดสอบ และขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือให้วิทยานิพนธ์นี้ประสบความสำเร็จ ทั้งที่กล่าวนามถึง. และไม่ได้กล่าวถึงและสุดท้ายนี้ขอขอบคุณบุคคลที่มีรายนามต่อไปนี้

1. อาจารย์ อมร ตันนารมรักษา และอาจารย์ ชงยุทธ นาราช ที่มีส่วนช่วยเหลือในงานวิจัยและงานวิทยานิพนธ์
2. คุณ ทักษพร ดิษฐอุดม และคุณสมพร ดิษฐอุดม ที่มีส่วนสนับสนุนให้กำลังใจมาโดยตลอด
3. บริษัท อีดีแอล จำกัด ที่มีส่วนช่วยเหลือในด้านการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ และการทำแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบ
4. นักศึกษารุ่นน้องรุ่นที่ 23 ที่ได้มีส่วนร่วมทำวิทยานิพนธ์ด้วย คือ  
 นาย อารีเดช จิระบรรจง  
 นาย สรทัศน์ หัสลิละเมียร

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	V
สารบัญภาพ	VI
คำอธิบายสัญลักษณ์/คำย่อ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	2
1.3 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์	2
บทที่ 2 เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	4
2.1 ลักษณะทั่วไปของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	4
2.2 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอซีไลน์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	7
2.3 อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	10
บทที่ 3 หลักการของฟิลต์วีลด์ที่มีคูลเอม	15
3.1 ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ดับบลิวเอ็ม	15
3.2 การสร้างรูปคลื่นกระแสที่ดับบลิวเอ็ม	16
3.3 รูปคลื่นกระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ใช้ในฟิลต์บลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	18
บทที่ 4 หนึ่งเฟสที่ดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	23
4.1 วงจรกำลัง	23
4.2 การวิเคราะห์การทำงาน และช่วงเวลาในการคอมมิวเตทของ	24
ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในวงจรกำลัง	

4.3.1	การคำนวณหามุมสวิตช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ SPWM, EPWM	54
4.3.2	การหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม	57
	แบบ SPWM และ EPWM	
4.4	หลักการสร้างสัญญาณ และส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรซิสเตอร์	63
4.5	การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก	68
4.6	การหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์สำหรับ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	69
4.7	ผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	74
<b>บทที่ 5</b>	<b>สามเฟสพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์</b>	<b>80</b>
5.1	วงจรกำลัง	80
5.2	การทำงานของวงจรกำลัง	81
5.3	การวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอซีไลน์	82
5.4	การสร้างสัญญาณ และส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรซิสเตอร์	86
5.5	การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก	89
5.6	การหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์สำหรับ 3-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	90
5.7	ผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 3-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	97
<b>บทที่ 6</b>	<b>บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง</b>	<b>101</b>
	<b>เอกสารอ้างอิง</b>	<b>103</b>
<b>ภาคผนวก (1)</b>	<b>การนำพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง</b>	<b>105</b>
	1.1 ระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง	105
	1.1.1 วงจรป้อนกลับที่ใช้กับ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	106
	1.2 การทดสอบพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ที่นำไปใช้ขับเคลื่อน มอเตอร์กระแสตรง	110
	1.2.1 ผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับทอร์ค และกระแสอาร์เมเจอร์กับทอร์ค	110
	1.2.2 ผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์ แฟคเตอร์กับทอร์ค	115

	1.2.3 ชิ้นงานของวิธานิพนธ์	118
ภาคผนวก (2)	วงจรพื้นฐานต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรทดลอง	122
ภาคผนวก (3)	ข้อมูลเกี่ยวกับทริสเตอร์ และไอซีในวงจรควบคุม	125
ภาคผนวก (4)	ผลงานวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัย	133
ประวัติผู้เขียน		147



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1.1	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงดันคัตซีของวงจรถอนกลับความเร็ว	107
1.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงดันคัตซีของวงจรถอนกลับกระแส	108
1.3	แสดงผลการทดสอบของทอร์คและความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า $V_s = 0.25 \text{ V}$	111
1.4	แสดงผลการทดสอบของทอร์คและความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า $V_s = 0.5 \text{ V}$	112
1.5	แสดงผลการทดสอบของทอร์คและความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า $V_s = 1 \text{ V}$	113



## สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 (a) วงจร 1-เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	4
(b) รูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก ( $e_u$ ) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า ( $v_u, i_u$ )	5
รูปที่ 2.2 (a) วงจร 3-เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส	6
(b) รูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก ( $e_u$ ) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า ( $v_u, i_u$ )	6
รูปที่ 2.3 (a) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไลน์ ในกรณี 1 เฟส	8
(b) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไลน์ กรณี 3 เฟส	8
รูปที่ 2.4 (a) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไลน์ ซึ่งวัดจากเครื่องสเปคตรัมอะนาลิเซอร์ในกรณี 1 เฟส	9
(b) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไลน์ ซึ่งวัดจากเครื่องสเปคตรัมอะนาลิเซอร์กรณี 3 เฟส	9
รูปที่ 2.5 (a) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.) กับ ค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีซีขาออก ( $e_u$ ) กรณี 1 เฟส	14
(b) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.) กับ ค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีซีขาออก ( $e_u$ ) กรณี 3 เฟส	14
รูปที่ 3.1 (a) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ	15
(b) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ	16
รูปที่ 3.2 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ	17
(a) สัญญาณรูปคลื่นซายน์เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	
(b) สัญญาณรูปคลื่นบันไดเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	
(c) สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	
(d) สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	
รูปที่ 3.3 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ SPWM	19
รูปที่ 3.4 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ EPWM	20
รูปที่ 3.5 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ SPWM ในกรณี 3 เฟส	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6	การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ EPWM ในกรณี 3 เฟส	22
รูปที่ 4.1	วงจรกำลังของ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	23
รูปที่ 4.2	แผนภูมิการนำกระแสของไทรสเตอร์และไดโอด	24
รูปที่ 4.3	ทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ก)	25
รูปที่ 4.4	ทิศทางการไหลของกระแส $I_d$ ในโหมด (ก)	25
รูปที่ 4.5	ทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ข)	28
รูปที่ 4.6	ทิศทางการไหลของกระแส $I_{L1}$ ของวงจรสมมูลในโหมด (ข)	28
รูปที่ 4.7	ทิศทางการไหลของกระแส $I$ ของวงจรสมมูลในโหมด (ข)	30
รูปที่ 4.8	ทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ค)	34
รูปที่ 4.9	ทิศทางการไหลของกระแส $I$ ของวงจรสมมูลในโหมด (ค)	34
รูปที่ 4.10	ทิศทางการไหลของกระแส $I_{d2}$ ของวงจรสมมูลในโหมด (ค)	37
รูปที่ 4.11	ทิศทางการไหลของกระแส $I_d$ ในช่วงสภาวะสม่ำเสมอในโหมด (ง)	39
รูปที่ 4.12	ทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (จ)	40
รูปที่ 4.13	ทิศทางการไหลของกระแส $I_{L2}$ ของวงจรสมมูลในโหมด (จ)	40
รูปที่ 4.14	ทิศทางการไหลของกระแส $I_{d2}$ ของวงจรสมมูลในโหมด (จ)	42
รูปที่ 4.15	ทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ฉ)	44
รูปที่ 4.16	รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	48
รูปที่ 4.16 (a)	รูปคลื่นแรงดันดีซีเอาต์พุตในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	49
รูปที่ 4.16 (b)	รูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	49
รูปที่ 4.16 (c)	รูปคลื่นของกระแสเอซีในไลน์ในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	50
รูปที่ 4.16 (d)	รูปคลื่นของกระแส $I_{d2}$ ในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	50
รูปที่ 4.16 (e)	รูปคลื่นของกระแส $I_{L1}, I_{L2}$ ในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1, Th_2$	51

เอกสารนี้ รูปที่ 4.16 (f) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ถูกทำให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(จากการวิเคราะห์)

รูปที่ 4.17 (a)	รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_1$	52
รูปที่ 4.17 (b)	รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท $Th_2$	53
รูปที่ 4.18	การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ SPWM	54
รูปที่ 4.19	การหาจุดตัดระหว่างสามเหลี่ยมเส้นที่ K กับคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่น	56
รูปที่ 4.19 (a)	รูปโพลวซาร์ที่ 1 แสดงการคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่น SPWM	57
รูปที่ 4.20	มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ	58
รูปที่ 4.20 (a)	รูปโพลวซาร์ที่ 2 แสดงขั้นตอนการหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิก	60
รูปที่ 4.20 (b)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสพีดับบลิวเอ็ม	61
รูปที่ 4.20 (c)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสพีดับบลิวเอ็ม	61
รูปที่ 4.20 (d)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสพีดับบลิวเอ็ม	62
รูปที่ 4.20 (e)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสพีดับบลิวเอ็ม	62
รูปที่ 4.21	ช่วงการนำกระแสของไทรสเตอร์แต่ละตัว	63
รูปที่ 4.22	บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์ของ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	65
รูปที่ 4.23	สัญญาณพัลส์ของการทำลอจิกที่สำคัญในวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์	66
รูปที่ 4.24	วงจรในส่วนขั้วเกทของไทรสเตอร์และส่วนไอโซเลท	67
รูปที่ 4.25	รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ( $e_u$ )	68
รูปที่ 4.25 (a)	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $e_u$ กับค่า $\alpha$ ในกรณี 1 เฟส แบบ SPWM	71
รูปที่ 4.25 (b)	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $e_u$ กับค่า $\alpha$ ในกรณี 1 เฟส แบบ EPWM	71
รูปที่ 4.25 (c)	รูปโพลวซาร์ที่ 3 แสดงขั้นตอนการคำนวณเปอร์เซ็นต์แรงดันไฟฟ้าดีซี $e_u$	72
รูปที่ 4.25 (d)	รูปโพลวซาร์ที่ 4 แสดงขั้นตอนการคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	73
รูปที่ 4.26	องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอซีไลน์ สำหรับกรณีแบบ SPWM ที่ค่า มอดดูเลชัน = 0.8	75
	(a) จากการคำนวณ (b) จากการทดลอง	
รูปที่ 4.27	องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอซีไลน์ สำหรับกรณีแบบ EPWM ที่ค่า	76

	(a) จากการคำนวณ	(b) จากการทดลอง	
รูปที่ 4.28	ค่าอินพุต เพาเวอร์แฟคเตอร์ของพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส		77
	(a) แบบ SPWM	(b) แบบ EPWM	
รูปที่ 4.29	ลักษณะคลื่น $v_u$ , $i_u$ , และ $e_u$ ที่ค่า $\chi = 0.1, 1$ ตามลำดับ (แบบ SPWM)		78
รูปที่ 4.30	ลักษณะคลื่น $e_u$ , $i_u$ , และ $v_{c1}$ ที่ค่า $\chi = 0.7$ ตามลำดับ (แบบ SPWM)		78
รูปที่ 4.31	ลักษณะคลื่น $v_u$ , $i_u$ , และแรงดันคร่อม $Th_u$ ที่ค่า $\chi = 0.7$ (แบบ EPWM)		79
รูปที่ 4.32	ลักษณะคลื่น $e_u$ ที่ $\chi = 0.1, 0.7, 1$ ตามลำดับ (แบบ EPWM)		79
รูปที่ 5.1	วงจรกำลังของ 3-เฟส พีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์		80
รูปที่ 5.2	แผนภาพการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลัง		81
รูปที่ 5.3	การเกิดมูมสวิตช์ของรูปคลื่นกระแสเอซีไลน์ในรูปแบบ EPWM		82
รูปที่ 5.4 (a)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสพีดีบีบลิวเอ็ม		84
รูปที่ 5.4 (b)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสพีดีบีบลิวเอ็ม		84
รูปที่ 5.4 (c)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสพีดีบีบลิวเอ็ม		85
รูปที่ 5.4 (d)	กราฟคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสพีดีบีบลิวเอ็ม		85
รูปที่ 5.5	การเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นกึ่งสแควร์กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม		86
รูปที่ 5.6	บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณทริกไทรซิสเตอร์		87
รูปที่ 5.7	ขั้นตอนการทำลอจิกที่สำคัญของสัญญาณทริกไทรซิสเตอร์		88
รูปที่ 5.8	รูปคลื่นแรงดันดีซีขาออกของ 3-เฟส พีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์		89
รูปที่ 5.8 (a)	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $e_u$ กับค่า $\chi$ ในกรณี 3 เฟส แบบ SPWM		91
รูปที่ 5.8 (b)	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $e_u$ กับค่า $\chi$ ในกรณี 3 เฟส แบบ EPWM		91
รูปที่ 5.8 (c)	รูปโพลซาร์กแสดงการคำนวณมูมสวิตช์ของรูปคลื่น EPWM ในกรณี 3 เฟส		92
รูปที่ 5.8 (d)	รูปโพลซาร์กที่แสดงขั้นตอนรวมของการหาค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีซีขาออก และค่าอินพุต เพาเวอร์แฟคเตอร์ ในกรณี 3 เฟส		93
รูปที่ 5.9	องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอซีไลน์ สำหรับกรณีแบบ SPWM ที่ค่ามอดดูเลชัน = 0.8		94

รูปที่ 5.10	องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชไอไลน์ สำหรับกรณีแบบ EPWM ที่ค่า มอดดูเลชัน = 0.8 (a) จากการคำนวณ (b) จากการทดลอง	95
รูปที่ 5.11	ค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของฟีดแบคฟิวเอ็่มคอนเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับ กับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส (a) แบบ SPWM (b) แบบ EPWM	96
รูปที่ 5.12	ลักษณะคลื่น $v_u$ , $i_u$ , $e_d$ และ $V_{c1}$ (กรณีแบบ SPWM, $\chi = 0.7$ )	98
รูปที่ 5.13	ลักษณะคลื่น $v_u$ , $i_u$ , $e_d$ และ $V_{c1}$ (กรณีแบบ EPWM, $\chi = 0.7$ )	98
รูปที่ 5.14	ลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าคร่อม $Th_1$	99
รูปที่ 5.15	ลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าคร่อม $Th_4$	99
รูปที่ 5.16	ลักษณะคลื่นกระแสเอชไอไลน์กับแรงดันเอชไอไลน์ ที่ค่า $\chi = 0.1, 0.7, 1.0$ ตามลำดับ (กรณีแบบ EPWM)	99
รูปที่ 5.17	ลักษณะคลื่น $e_d$ ที่ค่า $\chi = 0.1, 0.7, 1.0$ ตามลำดับ (กรณีแบบ EPWM)	100
รูปที่ 5.18	ลักษณะคลื่น $e_u$ ที่ค่า $\chi = 0.1, 0.7, 1.0$ ตามลำดับ (กรณีแบบ SPWM)	100
รูปในภาคผนวก (1)		
รูปที่ 1.1	โครงสร้างของระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง	105
รูปที่ 1.2	วงจรป้องกันกลับความเร็วรอบ	106
รูปที่ 1.3	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงดันดีซี	107
รูปที่ 1.4	วงจรป้องกันกลับกระแสอาร์เมเจอร์	108
รูปที่ 1.5	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงดันดีซี	108
รูปที่ 1.6	วงจรควบคุมแบบ PI ที่ปรับค่าคงตัวเวลาได้	109
รูปที่ 1.7	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับทอร์ค	114
รูปที่ 1.8	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับทอร์ค	115
รูปที่ 1.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์กับทอร์ค	116
รูปที่ 1.10	ผลการวัดขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจากเครื่องสเปคตรัมอะนาไลเซอร์	117

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่กรณีฟีดแบคฟิวเอ็่มคอนเวอร์เตอร์ที่ ( $\chi = 0.7$ ) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1.11	ผลการวัดขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจากเครื่องสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ กรณีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส ( $\alpha = 45^\circ$ )	117
รูปที่ 1.12	แสดงชิ้นงานในส่วนวงจรกำลังของพีดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์	119
รูปที่ 1.13	แสดงชิ้นงานในส่วนของวงจรคอมมิวเตทไทรสเตอร์ในวงจรกำลัง	120
รูปที่ 1.14	แสดงชิ้นงานในส่วนของวงจรขับสัญญาณเกทไทรสเตอร์	120
รูปที่ 1.15	แสดงชุดทดสอบโหลดที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์	121



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## คำอธิบายสัญลักษณ์/คำย่อ

- $a_n$  : สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน  $\cos$   
 $b_n$  : สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน  $\sin$   
 $c_n$  : ขนาดของแอมพลิจูดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่  $n$   
 $\alpha$  : มุมเปิดกระแสของไตรสเตอร์  
 $e_d$  : แรงดันดีซีขาออก  
 $v_a$  : แรงดันด้านขาเข้าของเฟส  $a$   
 $i_a$  : กระแสด้านเข้าของเฟส  $a$   
 $i$  : กระแสเอซีไลน์  
 $v$  : แรงดันเอซีไลน์  
 $e_{d\phi}$  : แรงดันไฟฟ้ายูทิลิตี้ขาออก  
 $I_d$  : กระแสไฟฟ้ายูทิลิตี้ขาออก  
 $e_d$  : ค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีซีขาออก  
 $E_d$  : แรงดันดีซีขาออกกรณีเป็นรูปไซน์เต็มคลื่น  
 $V_{rms}$  : ค่า อาร์ เอ็ม เอส ของแรงดันด้านขาเข้า  
P.F. : อินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์  
 $\mu$  : ค่า distortion factor  
 $N$  : Frequency Ratio  
 $K$  : Modulation Ratio  
 $A$  : ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่น  
 $V_m$  : สัญญาณคลื่นมีอดดูละก  
 $V_T$  : สัญญาณคลื่นแคเรียร์  
 $A_m$  : ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นแคเรียร์  
 $v_a, v_b, v_c$  : ขนาดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ของแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสที่  
เฟส  $a$ , เฟส  $b$ , เฟส  $c$  ตามลำดับ

$\chi$  : ค่ามีอคติเลขชี้เรโซ

$t_{o1}$  : เวลาที่กระแส  $I_{r1}$  มีค่าเป็นศูนย์

$L_m$  : ค่าล็กเกอร์แอคแทนซ์ ภายในหม้อแปลงของแหล่งจ่ายไฟ

$t_{r1}, t_{inv1}$  : เวลาที่แรงดันไฟฟ้าคร่อม C เป็นศูนย์

$t_{r2}, t_{inv2}$  : เวลาที่แรงดันไฟฟ้าคร่อม C เป็นศูนย์ซึ่งเริ่มกลับซ้ำที่เวลา  $t_{r2}$

$t_1$  : เวลาสิ้นสุดของโหมด (ข)

$t_2$  : เวลาสิ้นสุดของโหมด (ค)

$I_1$  : ค่ากระแส อาร์ เอ็ม เอส ของกระแสหลักมูล

$I_n$  : ค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$

$I_m$  : ค่ากระแสป้อนกลับ

$V_m$  : ค่าความเร็วรอบป้อนกลับ

$I_m$  : กระแสอาร์เมเจอร์

$e_b$  : ค่า back emf. ของมอเตอร์

$T_L$  : ค่าแรงบิดของมอเตอร์



## 1.1 ความเป็นมาของวิชานี้

เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กันโดยทั่วไปในวงการอุตสาหกรรมหนักตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันจะเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-controlled) คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีข้อได้เปรียบประการหนึ่งคือไทรสเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อในวงจรกำลังนี้ สามารถคอมมิวเตท (Turn-off) ได้โดยอาศัยธรรมชาติไหลบจากเอซีซึ่งพลาซโดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มเติมวงจรภายนอกเข้ากับวงจรกำลังเพื่อการคอมมิวเตทขึ้นแต่อย่างใด นั่นคือ คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีโครงสร้างง่ายและวงจรกำลังจะมีอุปกรณ์เพียงไม่กี่ชิ้น แต่การใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ทั้งในขนาดกลางและขนาดใหญ่จะสร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นปัญหาของอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ หรือ กระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในเอซีไลน์ ตลอดจนกระแสรีปเปลที่เกิขึ้นทางด้านเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ก็ตาม [2] ปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในรูปแบบของ PWM (Pulsewidth Modulation) ซึ่งมีด้วยกันหลายรูปแบบ เช่น SPWM (Sinusoidal Pulsewidth Modulation) , EPWM (Equal Pulsewidth Modulation) , TM (Trapezoidal Modulation) , ISM (Inverter sine Modulation) และ SQM (Square wave Modulation) เป็นต้น รูปแบบที่กล่าวมาแล้วนี้จะให้ผลทางด้านคุณสมบัติการทำงานของตัวคอนเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกันไป ในการแก้ปัญหาดังกล่าวโดยหลักการของพีดีบีลิว เอ็ม นั้น ค่ากระแสเอซีในไลน์และแรงดันดีซีเอาต์พุทที่เปลี่ยนแปลงไปของพีดีบีลิว เอ็มคอนเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับการควบคุมความกว้างพัลส์ของกระแสเอซีไลน์ ซึ่งในลักษณะเช่นนี้จะไม่ทำให้เกิดการล่าช้า (lagging) ระหว่างคลื่นหลักมูล (Fundamental wave) ของกระแสเอซีไลน์กับแรงดันเอซีไลน์ [1] ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคลื่นหลักมูลจะเท่ากับหนึ่งเสมอ นอกจากนี้ฮาร์โมนิกลำดับต่ำๆ ในกระแสเอซีไลน์เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีควบคุมเฟสจะถูกลดทอนลงมา ในขณะที่ฮาร์โมนิกลำดับสูงๆ อาจมีค่าสูงขึ้น ซึ่งสามารถกำจัดออกไปได้โดยง่ายด้วยวงจรกรองขนาดเล็ก (Filter) ค่าฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆ ที่ปรากฏในเอซีไลน์นั้น จะมีค่าแตกต่างกันออกไปขึ้นกับการเลือกรูปแบบและจำนวนพัลส์ในหนึ่งไซเคิลของคลื่นพีดีบีลิว เอ็ม ดังนั้นการออก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบและการเลือกรูปแบบที่ดีที่สุดจึงเป็นหัวข้อสำคัญหัวข้อหนึ่งในงานวิทยานิพนธ์นี้

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบ สร้าง วิเคราะห์ และทดสอบพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอเตอร์ ซึ่งใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อแบบโซลิดสเตท เพื่อให้กระแสเอชไอไลน์ในวงจรกำลังมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ โดยอาศัยคอนเวอเตอร์ชนิดบังคับการคอมมิวเตท ซึ่งได้พัฒนาจากคอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟสโดยการเพิ่มอุปกรณ์ LC และไดโอดเข้ากับวงจรกำลังของคอนเวอเตอร์ดังกล่าว ทั้งนี้เพื่อปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบให้ดีขึ้น และลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับต่ำของกระแสอินพุทในเอชไอไลน์ให้ต่ำลง โดยเปรียบเทียบผลที่ได้กับ เอชไอไลน์คอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟส ในส่วนของกระแสอินพุทในเอชไอไลน์ก็ได้ศึกษาและทำการวิเคราะห์องค์ประกอบของฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆ เพื่อกำหนดรูปแบบพีดีบีลิวเอ็มของกระแสทางด้านอินพุทให้สามารถลดทอนฮาร์โมนิกลำดับต่ำได้มากที่สุดภายใต้เงื่อนไขว่า วงจรกำลังสามารถทำงานได้อย่างเป็นปกติเหมือนเดิม

นอกจากนี้ในภาคผนวก (1) ยังได้นำพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอเตอร์นี้ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง เพื่อหาคุณสมบัติการทำงานของพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอเตอร์ ในขณะที่ขับโหลดที่เป็นมอเตอร์กระแสตรง

## 1.3 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 ตอน ซึ่งประกอบด้วยเนื้อหา 6 บทกับอีก 1 ภาคผนวก (ภาคผนวก 1.) โดยเนื้อหาในบทที่ 1 จะกล่าวถึงความเป็นมาและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนรายละเอียดที่เหลือจะมีลักษณะดังนี้ คือ

บทที่ 2 กล่าวถึงลักษณะทั่วไปของ เอชไอไลน์ คอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟสทั้งชนิด 1 เฟส และ 3 เฟส ตลอดจนรายละเอียดเกี่ยวกับองค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเอชไอไลน์ และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอเตอร์ดังกล่าว

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการออกแบบและสร้างรูปแบบของคลื่นกระแสพีดีบีลิวเอ็มในเอชไอไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีต่างๆ ไป จากนั้นจะกล่าวถึงการสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มที่ใช้ในพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรกำลังของ 1-เฟส พีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ และการวิเคราะห์การทำงานในช่วงการคอมมิวเตทในวงจรกำลัง จากนั้นจะเป็นการพิจารณารูปแบบกระแสพีคดับลิวเอ็มเพื่อวิเคราะห์หาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชี่ไลน์ และนำมาคำนวณหาค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์นี้ นอกจากนี้ยังได้อธิบายส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรซิสเตอร์ ตลอดจนการหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออก ในตอนท้ายของบท ได้แสดงผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 1-เฟส พีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอชี่/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสด้วย

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรกำลังของ 3-เฟส พีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ และการทำงาน ของวงจรกำลัง จากนั้นได้พิจารณาถึงรูปแบบของกระแสพีคดับลิวเอ็ม เพื่อนำไปหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชี่ไลน์ และคำนวณหาค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์อีกด้วย นอกจากนี้ยังได้อธิบายวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรซิสเตอร์ รวมทั้งการหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันดีซีที่เอาต์พุท ในตอนท้ายได้แสดงผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 3-เฟส พีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอชี่/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสเช่นกัน

บทที่ 6 เป็นบทสรุปเกี่ยวกับผลการวิเคราะห์ และทดสอบพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้

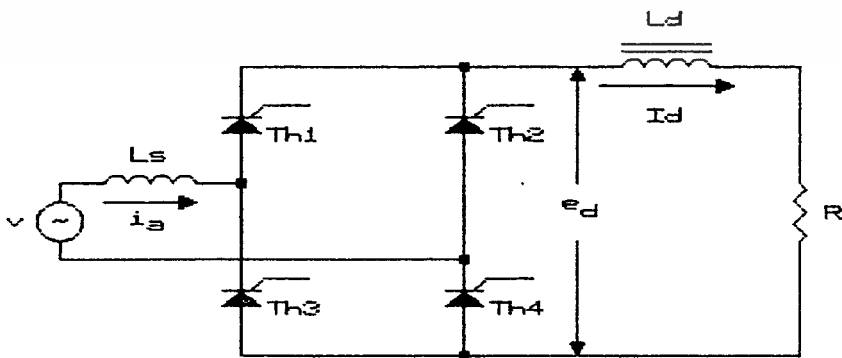
สำหรับในภาคผนวก (1) นั้นได้กล่าวถึงการนำพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง โดยกล่าวถึงส่วนประกอบของระบบป้อนกลับทั้งในส่วนของลูกระแสและลูบความเร็วรอบ ตลอดจนลักษณะวงจรที่ใช้ในการตรวจจับความเร็วรอบหมุนและวงจรที่ใช้ในการตรวจจับขนาดกระแสที่ไหลในวงจรอาร์เมเจอร์ขณะนั้นๆ จากนั้นจะเป็นการทดสอบหาข้อมูลต่างๆ เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับทอร์ค, กระแสอาร์เมเจอร์กับทอร์ค และ ค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์กับทอร์ค.

## เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

## 2.1 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

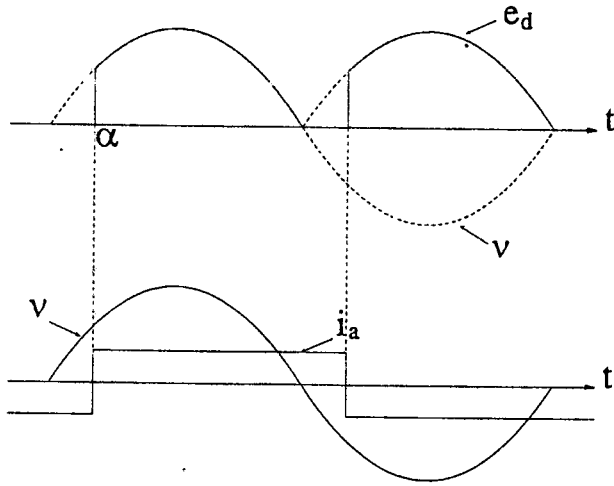
วงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงมีตัวกั้นหลายชนิดซึ่งมีความแตกต่างกันไป การเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จึงขึ้นอยู่กับความต้องการ เช่น เมื่อต้องการควบคุมหรือปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องสามารถทำได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-control converter) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์เปิดปิดกระแสที่ไหลในวงจรและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกทำได้โดยควบคุมมุมเปิดกระแสของไทรสเตอร์ ( $\alpha$ ) [4] ส่วนในกรณีที่ไม่ต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกก็อาจใช้ไดโอดเรกติไฟล์ (rectify diode) ได้ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟของเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสอาจเป็นหนึ่งเฟส หรือไฟสามเฟสในกรณีที่ต้องการกำลังมากและมีแรงดันริบเบิล (ripple voltage) น้อย

รูปที่ 2.1(a) เป็นตัวอย่างของวงจรหนึ่งเฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่นิยมทั่วไป ส่วนรูปคลื่นของแรงดันดีซีขาออก ( $e_u$ ) และแรงดันกับกระแสทางด้านขาเข้า ( $v_u$ ,  $i_u$ ) แสดงในรูป 2.1(b)



รูปที่ 2.1(a) แสดงวงจร 1 เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1(b) แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตซ์ขาออก ( $e_d$ ) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า ( $v, i_u$ )

$$\text{แรงดันไฟฟ้าคัตซ์ขาออก } (e_{d\text{av}}) = (2\sqrt{2} V_{\text{rms}}) / \pi \cdot \cos \alpha \quad \dots (2.1)$$

$$\text{กระแสไฟฟ้าคัตซ์ขาออก } (I_d) = (2\sqrt{2} V_{\text{rms}}) / \pi R \cdot \cos \alpha \quad \dots (2.2)$$

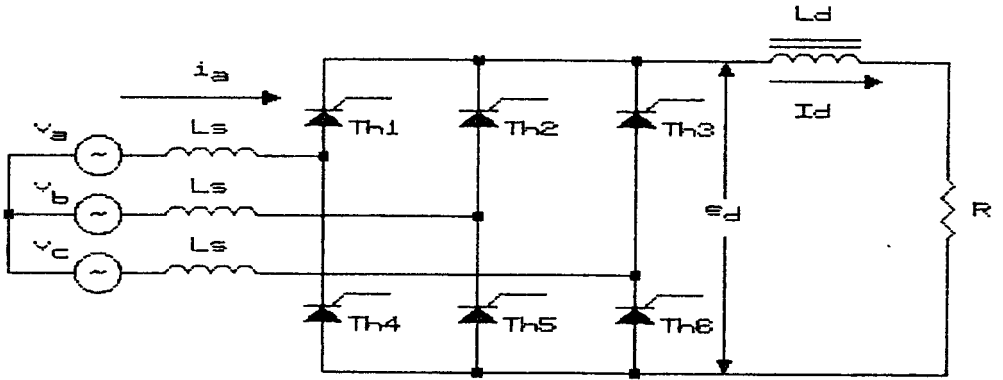
ดังนั้นเราสามารถหาค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันคัตซ์ขาออกเทียบกับแรงดันคัตซ์ขาออกกรณีเป็นรูปซายน์เต็มคลื่น (Full wave rectifier) :  $E_d$

$$\text{นั่นคือ } \bar{e}_d = (e_{d\text{av}} / E_d) \times 100 \quad \dots (2.3)$$

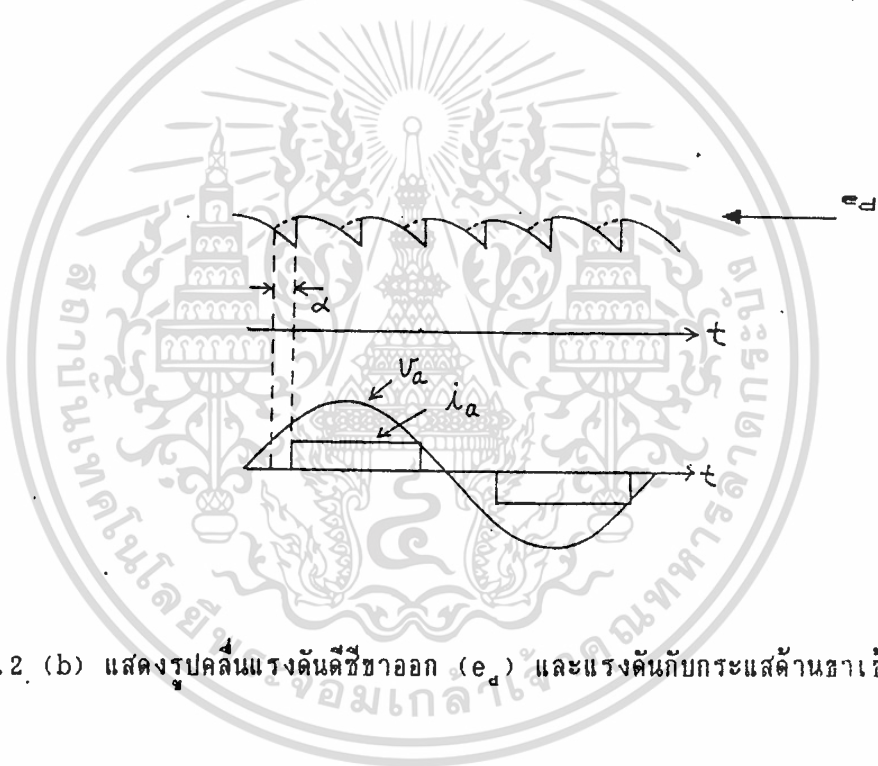
$$\text{เมื่อ } E_d = (2\sqrt{2} / \pi) \cdot V_{\text{rms}} \quad \dots (2.4)$$

$$\text{ดังนั้น } \bar{e}_d = \cos \alpha \times 100 \quad \dots (2.5)$$

รูปที่ 2.2(a) เป็นตัวอย่างของวงจรสามเฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่นิยมทั่วไป ส่วนรูปคลื่นของแรงดันคัตซ์ขาออก ( $e_d$ ) และแรงดันกับกระแสทางด้านขาเข้า ( $v_u, i_u$ ) แสดงในรูปที่ 2.2(b)



รูปที่ 2.2 (a) แสดงวงจร 3 เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส



รูปที่ 2.2 (b) แสดงรูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก ( $e_d$ ) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า ( $v_a, i_a$ )

$$\text{แรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก } (e_d) = (3\sqrt{6}/\pi) V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad \dots(2.6)$$

$$\text{กระแสไฟฟ้าดีซีขาออก } (I_d) = (3\sqrt{6}/\pi R) V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad \dots(2.7)$$

เมื่อพิจารณาเช่นเดียวกับกรณี หนึ่งเฟสเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะได้

$$\bar{e}_d = (e_d/E_d) \times 100 \quad \dots(2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } E_d = 3\sqrt{6}/\pi V_{\text{phase}} \dots (2.9)$$

$$\text{ดังนั้น } \bar{e}_d = \cos \alpha \times 100 \dots (2.10)$$

โดยที่สมการ (2.10) ;  $\bar{e}_d$  คือค่าเปอร์เซ็นต์ของ  $\cos$  มุมเปิดกระแส (๑๑)

## 2.2' องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอชไอไลน์สำหรับเอชไอ/ดีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

สำหรับรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์ที่มีลักษณะสี่เหลี่ยมและมีคาบเวลาแน่นอนนั้นสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ และโคไซน์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i(\omega t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \dots (2.11)$$

โดยที่

$$a_0 = (1/\pi) \int_0^{2\pi} i(\omega t) dt$$

$$a_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t dt$$

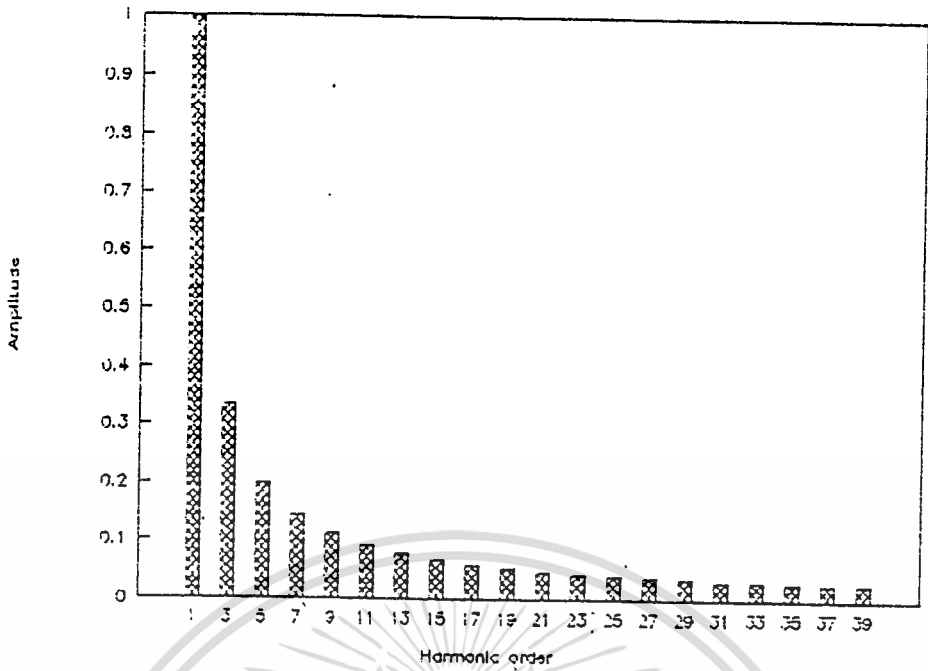
$$b_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t dt$$

จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์ในรูปที่ 2.1(b) และรูปที่ 2.2(b) เป็นฟังก์ชันคี่ (odd function) นั่นคือ  $a_n = 0$

$$\text{ดังนั้น } i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \dots (2.12)$$

จะเห็นได้ว่า  $b_n$  คือ ขนาดของฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$  ของกระแสในเอชไอไลน์ของคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ซึ่งจะมีค่าอย่างไรขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน  $i(\omega t)$

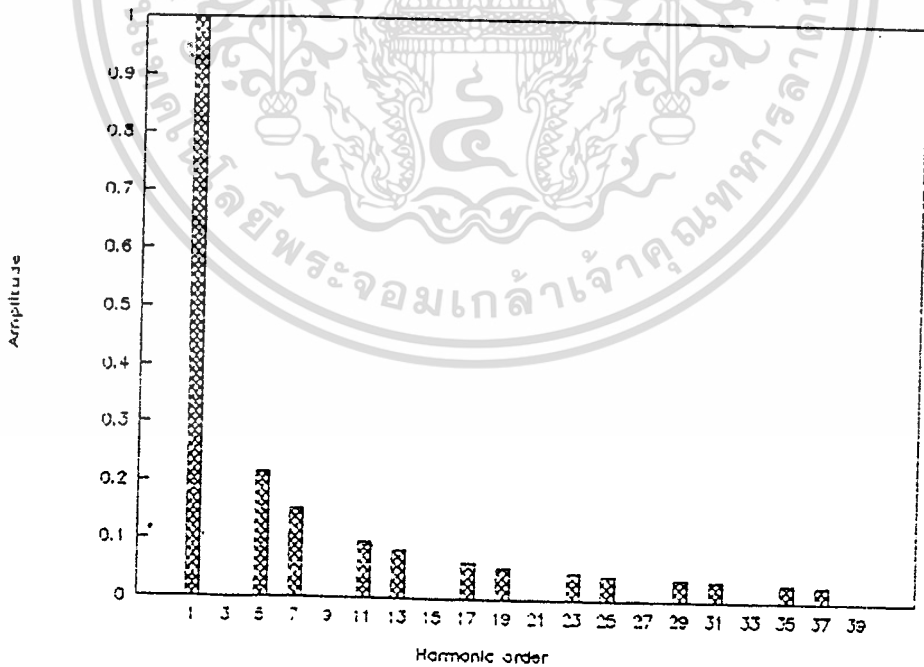
### PHASE CONTROL 1-PHASE CONVERTER



รูปที่ 2.3(a) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไอไลน์

ในกรณี 1 เฟส

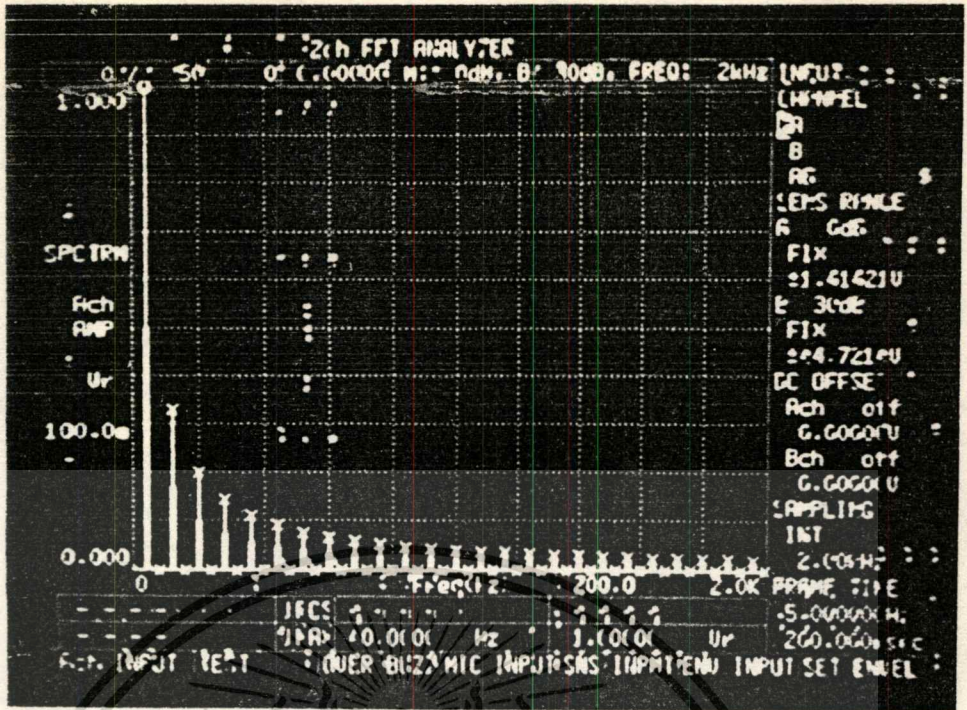
### PHASE CONTROL 3-PHASE CONVERTER



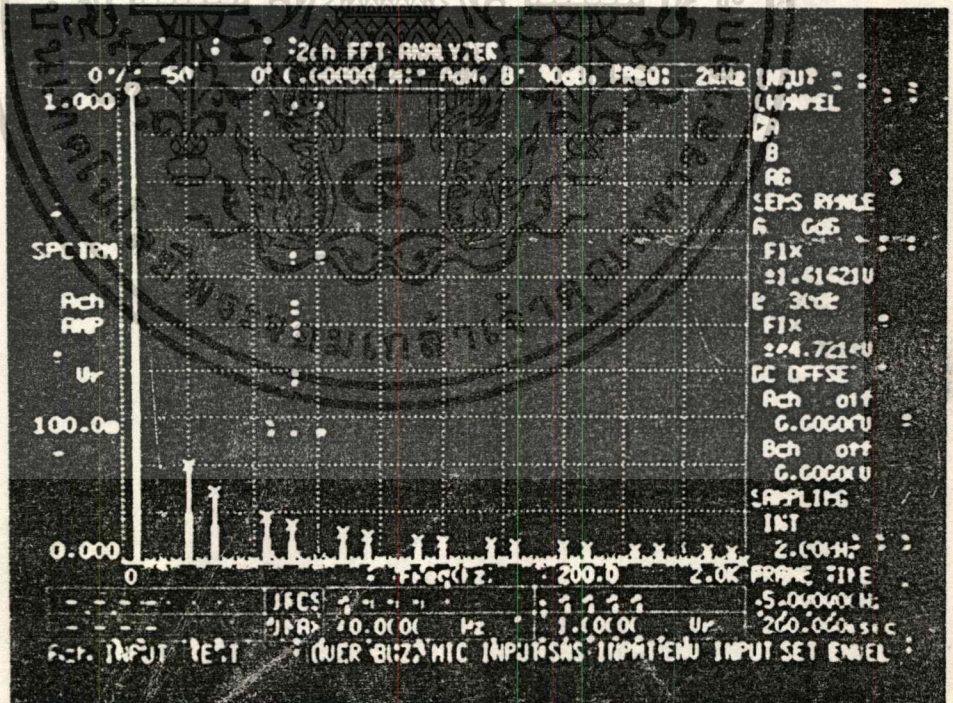
รูปที่ 2.3(b) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอชไอไลน์

ในกรณี 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 (a) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอซีไลน์ ซึ่งวัดจากเครื่องสเปคตรัมอะนาไลเซอร์ในกรณี 1 เฟส



รูปที่ 2.4 (b) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ของกระแสเอซีไลน์ ซึ่งวัดจากเครื่องสเปคตรัมอะนาไลเซอร์ในกรณี 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.3(a) และรูปที่ 2.3(b) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆของกระแสเอชไอไลน์ ในกรณี 1 เฟส และ 3 เฟส เอชไอไลน์ คอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟสตามลำดับ โดยเปรียบเทียบกับขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ ซึ่งวัดจากเครื่องสเปคโตรมิเตอร์ไฮเซอร์ในกรณี 1 เฟส และ 3 เฟสเช่นเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.4(a) และ 2.4(b) ตามลำดับ ทั้งนี้จะสอดคล้องกับสมการของ  $I_n/I_u$  ที่ลำดับของฮาร์โมนิกที่  $n$  ในสมการที่ 2.13 และ 2.14 ตามลำดับ [19] นั่นคือ

$$\text{ในกรณี 1 เฟส จะได้ } I_n/I_u = 0.9/n \quad \text{เมื่อ } n = \text{เลขคู่} \quad \dots (2.13)$$

$$\text{ในกรณี 3 เฟส จะได้ } I_n/I_u = 0.78/n \quad \text{เมื่อ } n = 1, 5, 7, 11 \dots (2.14)$$

ดังนั้นจะเห็นว่าในกรณี 1 เฟสขนาดของฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ เช่น ลำดับที่ 3, 5 และ 7 จะมีขนาดใหญ่และจะมีขนาดลดลงเมื่อลำดับของฮาร์โมนิกสูงขึ้น ส่วนในกรณี 3 เฟส ก็เช่นเดียวกัน แต่ขนาดของลำดับฮาร์โมนิกที่ 3 และ 3n จะไม่ปรากฏ โดยทั่วไปค่า  $I_n$  และ  $I_u$  จะมีค่าต่างๆ กันไปขึ้นอยู่กับมุมเปิดนาคกระแสของไทรสเตอร์ ( $\alpha$ ) แต่ค่า  $I_n/I_u$  จะมีค่าคงที่เสมอไม่ว่ามุม ( $\alpha$ ) จะมีค่าเท่าไร ทั้งนี้เนื่องจากรูปคลื่นของกระแสเอชไอไลน์ไม่มีความเพี้ยน (distortion) ไปจากเดิมเพียงแต่รูปคลื่นของกระแสจะเลื่อน (Shift) ไปเท่านั้น

### 2.3 อินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟส

เนื่องจากกระแสเอชไอไลน์ของวงจรเอชไอไลน์ คอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟสมีลักษณะที่ไม่เป็นคลื่นรูปไซน์ ดังนั้นจึงเกิดปัญหาในเรื่องการคิดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบโดยต้องนำผลของฮาร์โมนิกมาคิดด้วย ซึ่งจะมีตัวพารามิเตอร์ต่างๆเข้ามาเกี่ยวข้องขึ้นอยู่กับลักษณะรูปคลื่นของกระแสนั้น เช่น ค่า "displacement factor" (ค่า  $\cos$  ของมุมระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าเอชไอไลน์) ในกรณีของคอนเวอเตอร์ชนิดควบคุมเฟส มุมดังกล่าว คือ มุมเปิดนาคกระแส ( $\alpha$ ) ค่า "distortion factor" (ค่าความเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์เมื่อเทียบกับรูปคลื่นไซน์) ดังนั้น ในการคำนวณหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ [4] จะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณี 1 Fundamental Power Factor = Total Power factor

เมื่อ  $V_{1n}$  เป็นสัญญาณไซน์

$I_{1n}$  เป็นสัญญาณไซน์

กรณี 2 Fundamental Power factor ไม่เท่ากับ Total Power factor

เมื่อ  $V_{1n}$  เป็นสัญญาณไซน์

เมื่อ  $I_{1n}$  ไม่เป็นสัญญาณไซน์ เนื่องจากเกิด Harmonic Reactive Power

ในกรณีที่ 1 นั้นจะหาค่า Total Power factor ( $\lambda$ ) ได้โดย

$$\cos \alpha = \frac{\text{Real Power (watt)} / \text{Phase}}{V_{\text{phase}} \cdot I_{\text{phase}}}$$

ส่วนในกรณีที่ 2 จะหาค่า Total Power factor ( $\lambda$ ) ได้จาก

$$\lambda = \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} = \frac{P_1}{P_a} \quad \dots (2.15)$$

โดยที่

$$P_a = V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad \dots (\text{Apparent Power}) \quad \dots (2.16)$$

$$P_1 = P_1(\text{Fund}) + P_1(\text{Har}) \quad \dots (\text{Effective or Real Power}) \quad (2.17)$$

และ

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \alpha_1$$

$$P_x = V_1 I_1 \sin \alpha_1 \quad \dots (\text{Fundamental Reactive Power}) \quad \dots (2.18)$$

$$P_h = V_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad \dots (\text{Harmonic Reactive Power}) \quad \dots (2.19)$$

จาก Apparent current = Fundamental current + Harmonic current

$$\text{นั่นคือ } I_n = I_{1n}(\text{Fund}) + I_{1n}(\text{Har})$$

จากสมการที่ 2.15 จะได้

$$P_1(\text{Har}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{1n} \cdot I_{1n}(\text{Har}) \, dwt. = 0$$

เนื่องจาก  $V_{1n}$  และ  $I_{1n}$  มีความถี่ที่ต่างกัน จะได้

$$P_1(\text{Fund}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{1n} \cdot I_{1n}(\text{Fund}) \, dwt \quad \text{ไม่เท่ากับ } 0 \quad \text{และมีค่าเป็นส่วน Real Power}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_1(\text{Fund}) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2} V_1 \sin wt) (\sqrt{2} I_1 \sin(wt + \alpha_1)) dt \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot 2V_1 I_1 \int_0^{2\pi} (\cos \alpha_1 \sin^2 wt + \sin \alpha_1 \sin wt \cos wt) dt \\
 &= V_1 I_1 \left[ \cos \alpha_1 \int_0^{2\pi} \frac{(1 - \cos 2wt)}{2} dt + \int_0^{2\pi} \sin \alpha_1 \frac{\sin 2wt}{2} dt \right]
 \end{aligned}$$

เนื่องจากฟังก์ชัน  $\sin = 0$  ที่  $wt = 0$  และ  $2\pi$  ดังนั้น

$$P_1(\text{Fund}) = \frac{V_1 I_1}{\pi} \left[ \cos \alpha_1 \left( \frac{wt}{2} \right) \Big|_0^{2\pi} - \cos \alpha_1 \int_0^{2\pi} \cos 2wt dt \right]$$

เนื่องจากฟังก์ชัน  $\cos$  เป็นฟังก์ชันคู่  $= 0$  ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 P_1(\text{Fund}) &= \frac{V_1 I_1 \cos \alpha_1 \cdot 2\pi}{\pi \cdot 2} \\
 &= V_1 I_1 \cos \alpha_1 \quad \text{เมื่อ } \alpha_1 = \alpha \quad \text{คือมุมระหว่าง } I_{1n}(\text{Fund}) \text{ กับ } V_{1n}
 \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้น จะได้ } P_1(\text{Fund}) = P_1 = V_1 I_1 \cos \alpha_1 \quad \dots (2.20)$$

และจากสมการ (2.14), (2.15), (2.16), (2.17) จะได้ว่า

$$P^2 = P_x^2 + P_1^2(\text{Fund}) + P_h^2 \quad \dots (2.21)$$

แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}
 P^2 &= V_1^2 I_1^2 (\sin^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_1) + V_1^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \\
 &= V_1^2 \left[ I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right] \\
 &= V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad \dots (2.22)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ (2.13) เมื่อแทนค่าจะได้

$$(\lambda) = \frac{V_1 I_1 \cos \alpha_1}{V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

โดยที่

$$\mu = \text{distortion factor} = \frac{\text{Fundamental current(rms)}}{\text{Total current(rms)}} = \frac{I_1}{I_{\text{rms}}}$$

$$= \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

และ

$$\cos \alpha_1 = \text{Displacement factor}$$

นั่นคือ

$$\text{Power factor} = \text{Displacement factor} \times \text{Distortion factor} \dots (2.24)$$

ในการหาอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสนั้นสามารถหาได้จากสมการที่ (2.23) จะเห็นได้ว่าค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.) ขึ้นอยู่กับค่า  $\mu$  และ  $\cos \alpha_1$  โดยมีลักษณะดังต่อไปนี้

1. P.F. จะมีค่าลดลงเมื่อปรับมุมเปิดกระแส ( $\alpha$ ) มากขึ้น (ค่า  $\cos \alpha$  จะมีค่าลดลง)
2. เนื่องจากรูปคลื่นของกระแสเอชไลน์จะไม่เปลี่ยนแปลงแม้ว่าจะปรับมุม ( $\alpha$ ) ดังนั้นค่า  $\mu$  จะมีค่าคงที่เสมอ

จากสมการที่ (2.5) และ (2.10) แทนค่าลงในสมการที่ (2.23) จะได้

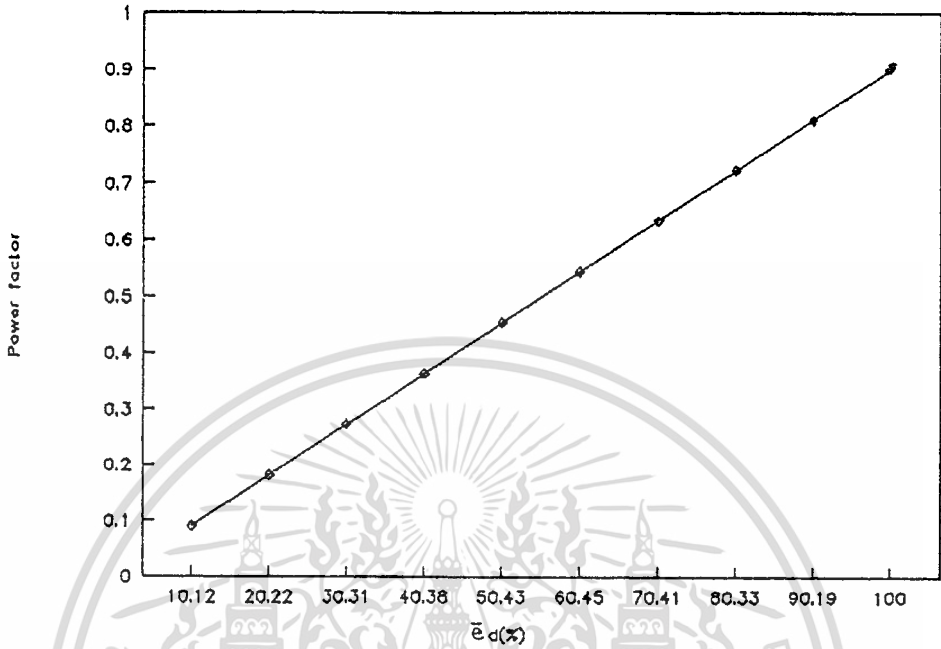
$$\text{P.F.} = \frac{\mu \times \bar{e}_d}{100} \dots (2.25)$$

$$= K_o \bar{e}_d \dots (2.26)$$

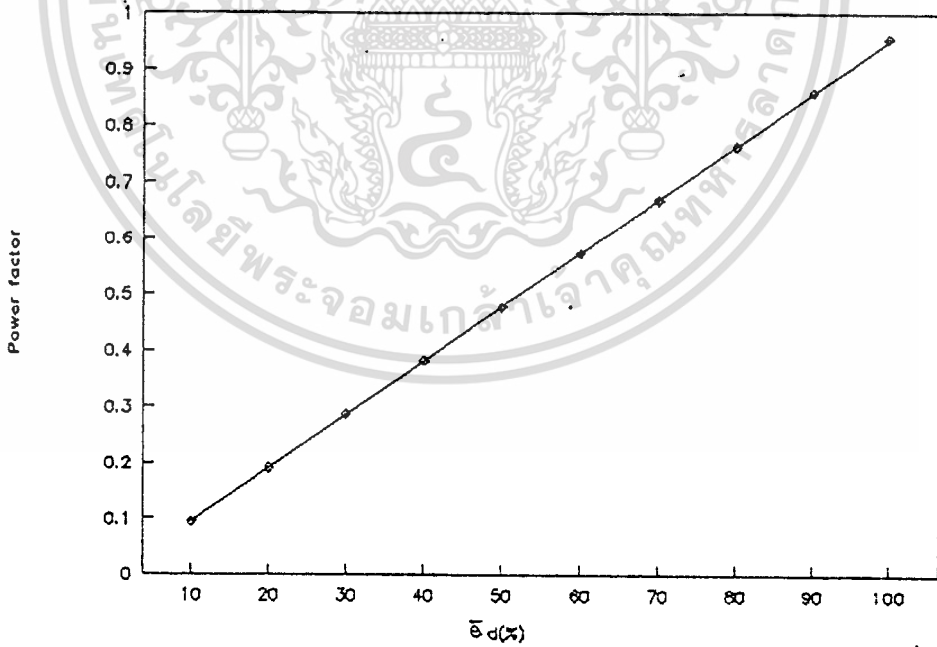
เมื่อ  $K_o = \mu / 100 = \text{ค่าคงที่}$

เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.) กับค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีวีช้ออก ( $\bar{e}_d$ ) ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.5(a) และ 2.5(b) โดยอาศัยสมการที่ (2.26) ในกรณี 1 เฟส จะได้  $K_o = 0.0090$  และกรณี 3 เฟส จะได้  $K_o = 0.00955$  ดังนั้นจะเห็นได้ว่า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของ เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสจะแปรผันตรงกับค่า  $\bar{e}_d$  โดยเมื่อค่ามุมเปิดกระแส ( $\alpha$ ) มากขึ้น ( $\bar{e}_d$  มีค่าน้อยลง) ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าลดลง (เนื่องจาก  $\cos \alpha$  มีค่าลดลง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.) กับค่าเปอร์เซ็นต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แรงดันคัตซีขาออก ( $\bar{e}_d$ ) (a) กรณี 1 เฟส (b) กรณี 3 เฟส ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

## หลักการของพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

พัลส์วิดท์มอดูเลชัน หรือ การมอดูเลทความกว้างพัลส์ เป็นการสร้างสัญญาณสวิทชิง (Switching) เพื่อใช้ในการทริก (triggering) ไทริสเตอร์ในวงจรกำลังโดยใช้เทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบออกเป็นพัลส์ย่อยหลายๆพัลส์ ซึ่งแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างพัลส์ไม่เท่ากันก็ได้ ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มนชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มด้วยวิธีต่างๆ

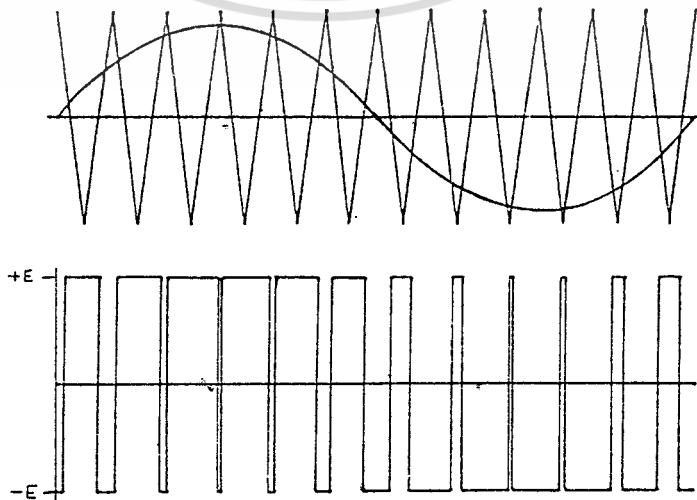
## 3.1 ลักษณะรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็ม [5]

รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่ แบบ 2 ระดับ (2 level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 level PWM)

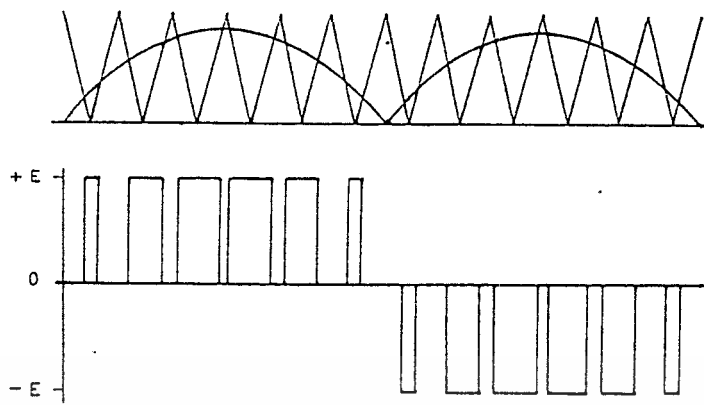
3.1.1 รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ  $+E$  และ  $-E$

3.1.2 รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ  $+E$ ,  $0$  และ  $-E$

รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มทั้ง 2 แบบ จะมีลักษณะดังรูปที่ 3.1(a) และ 3.1(b) โดยแต่ละรูปแบบจะเกิดจากการเปรียบเทียบของสัญญาณ 2 สัญญาณที่แตกต่างกันไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
(a)  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 3.1 แสดงรูปคลื่นพัลส์บวกลวเอม (a) แบบ 2 ระดับ (b) แบบ 3 ระดับ

### 3.2 การสร้างรูปคลื่นพัลส์บวกลวเอม [4]

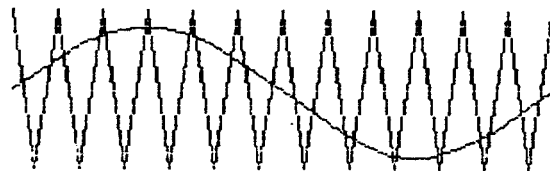
รูปคลื่นพัลส์บวกลวเอมสามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

3.2.1 โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต (output port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์มุมต่างๆออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณพัลส์บวกลวเอมขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ตเอาต์พุตออกมา

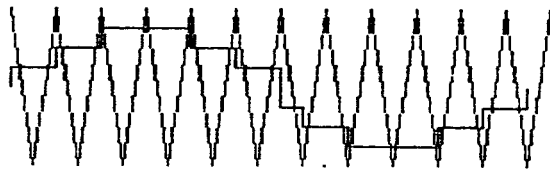
3.2.2 โดยใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรรีเลย์เปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซี LM339 , LM 311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรรีเลย์เปรียบเทียบนั้นคือ มีสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพัลส์บวกลวเอมที่ต้องการ กับสัญญาณแคเรียร์ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพัลส์บวกลวเอมก็คือ จุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรรีเลย์เปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

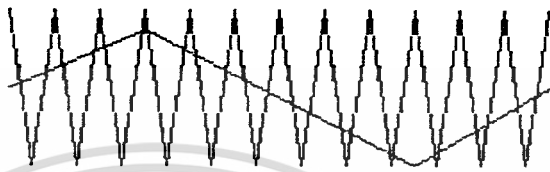
# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



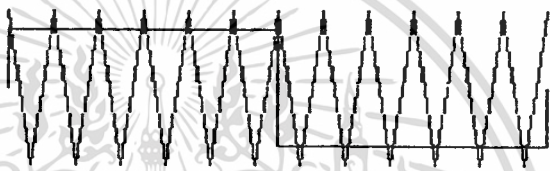
(a)



(b)



(c)



(d)

รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพัลส์บลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

- สัญญาณรูปคลื่นไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม
- สัญญาณรูปคลื่นบันได (step) เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม
- สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม
- สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม

ในการสร้างรูปคลื่นพัลส์บลิวเอ็ม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบนั้นจะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพัลส์บลิวเอ็ม ได้แก่

- อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio ,  $N$ )
- อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน

(Modulation Ratio ,  $K$ )

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้นเมื่อค่า  $K$  มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า  $N$  และจำนวนมุมสวิทช์จะมีจำนวน

เท่ากับ  $2N$  มุม ทั้งนี้จะต้องอยู่ในกรณีที่ค่า  $K$  ไม่เกิน 1 ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

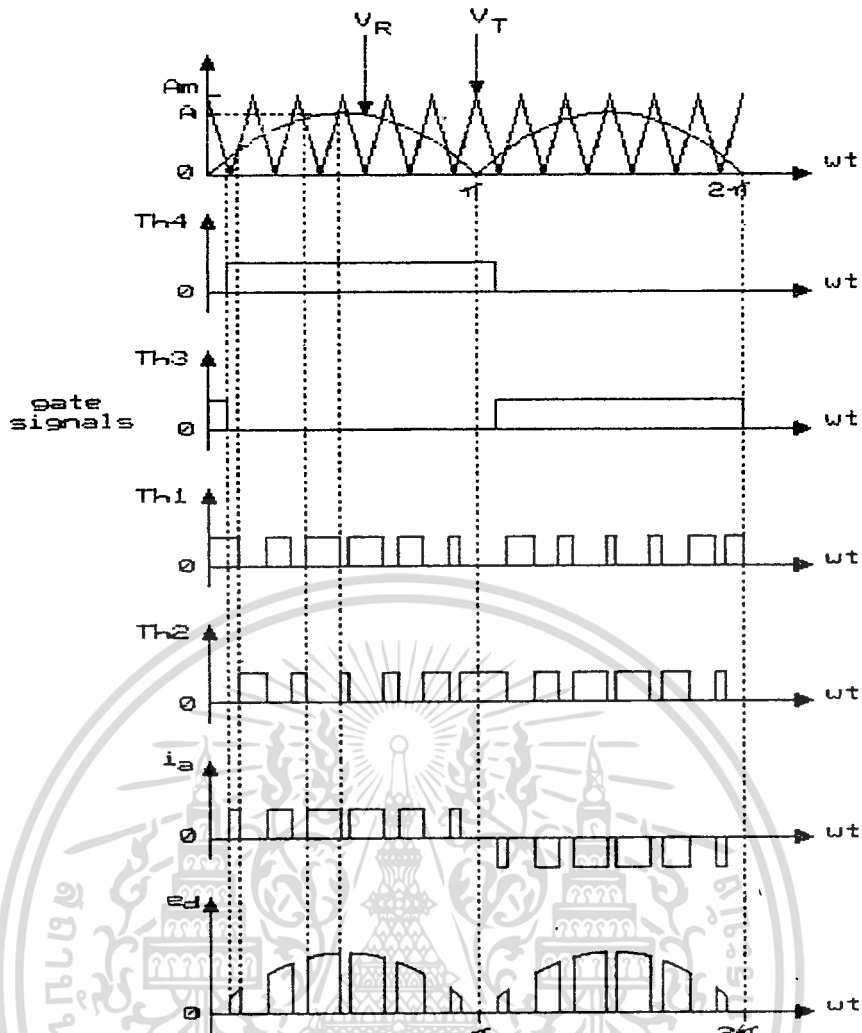
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงเทคนิคการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มทั้งแบบ 1 เฟสและ 3 เฟส ที่ได้สร้างขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้ เพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณกระตุ้นให้ทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ดังจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไปนี้

#### 3.1.1 หนึ่งเฟสพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

หลักการสร้างคลื่นพีดับบลิวเอ็มของวงจร 1 เฟสพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์นี้ใช้หลักการเปรียบเทียบกันระหว่าง สัญญาณคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่นซึ่งเป็นสัญญาณมอดูเลต ( $V_m$ ) ที่สามารถปรับขนาดของแอมพลิจูด ( $A$ ) ได้ซึ่งจะซิงโครไนซ์ (Synchronized) กับสัญญาณแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ ( $V_s$ ) กับสัญญาณของคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณแคเรียร์ (Carrier :  $V_c$ ) ที่มีขนาดแอมพลิจูด ( $A_m$ ) คงที่ และจะซิงโครไนซ์กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเช่นกัน โดยที่สัญญาณคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่นและสัญญาณของคลื่นสามเหลี่ยมมีความถี่ 50 Hz และ 600 Hz ตามลำดับ ดังนั้นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จึงมี 12 พัลส์ใน 1 คาบ เราเรียกเทคนิคแบบนี้ว่า ไซน์พีดับบลิวเอ็ม (SPWM : Sinusoidal Pulsewidth Modulation) โดยแสดงการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ SPWM ดังรูปที่ 3.3



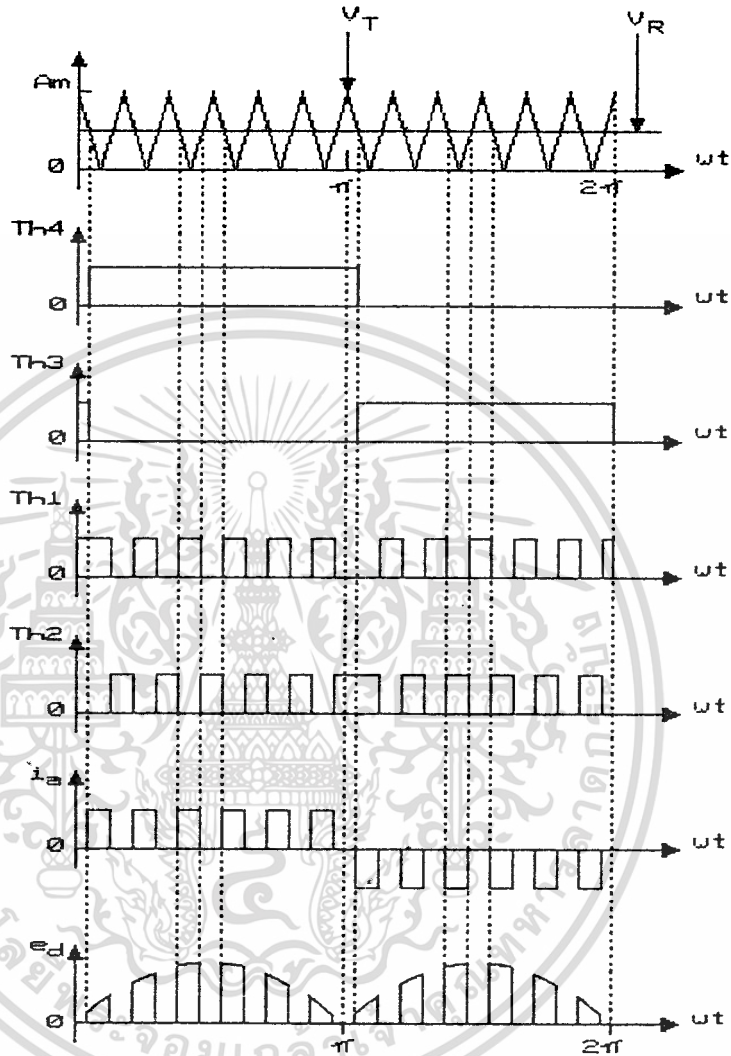
รูปที่ 3.3 แสดงการสร้างสัญญาณพัลส์แบบ SPWM

จากรูปจะเห็นว่าความกว้างพัลส์ของกระแสเอชไอไลน์ ( $i_a$ ) และแรงดันคัตซีขาออก ( $e_d$ ) จะเป็นฟังก์ชันของสัญญาณซายน์ โดยเมื่อลดขนาดของคลื่นรูปซายน์เต็มคลื่นลงมาในขณะที่ยังขนาดของคลื่นรูปสามเหลี่ยมคงที่นั้น จุดตัดระหว่างคลื่นที่เปลี่ยนแปลงไปจะทำให้ได้สัญญาณที่เปรียบเทียบกับกันแล้วมีความกว้างพัลส์น้อยลง และจะทำให้ได้แรงดันคัตซีขาออกน้อยลงด้วย

ในการปรับขนาดแรงดันคัตซีขาออก โดยการปรับขนาดของสัญญาณคลื่นรูปซายน์เต็มคลื่นนี้ เรียกว่า การมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยมีค่า ( $\chi$ ) เป็นตัวกำหนดค่าของการมอดูเลต ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าแอมพลิจูดของสัญญาณซายน์ ต่อ สัญญาณสามเหลี่ยม ( $m = A/A_m$ ) และเรียกอัตราส่วนนี้ว่า มอดูเลชันเรโซ (Modulation ratio :  $\chi$ ) ซึ่งจะมีค่าไม่เกิน 1

ส่วนในการสร้างรูปคลื่นพัลส์แบบลิวดิวเอมอีกรูปแบบหนึ่งคือ EPWM (Equal Pulsewidth Modulation) งานนี้จะใช้หลักการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณระดับแรงดันคัตซีที่เป็นสัญญาณมอดูเลต ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับสัญญาณของคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณแคเรียร์ โดยมีหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ เหมือนกับรูปแบบ SPWM เช่นกัน ในกรณีที่ปรับแรงดันดัดซึ่งขาออกจะปรับที่สัญญาณแรงดันดัดซึ่งให้มีขนาดลดลง การสร้างสัญญาณพีดีบีลิวเอ็มในรูปแบบ EPWM นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



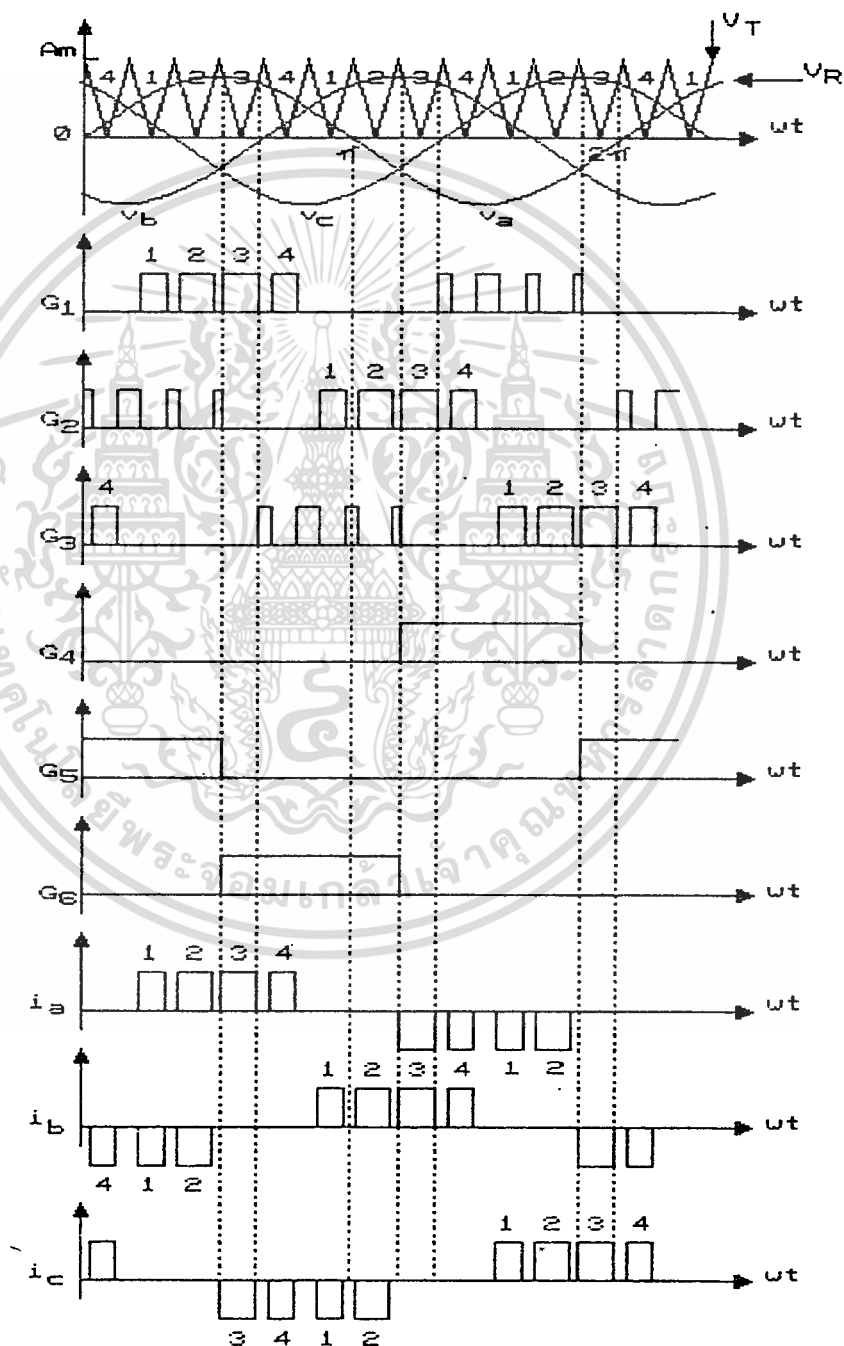
รูปที่ 3.4 แสดงการสร้างสัญญาณพีดีบีลิวเอ็มแบบ EPWM

### 3.3.2 สามเฟสพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

ในกรณีของสามเฟสพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์นั้นจะใช้หลักการเช่นเดียวกับกรณี 1 เฟส แต่ในการมอดูเลตความกว้างพัลส์จะใช้สัญญาณรูปคลื่นไซน์ทั้ง 3 เฟส คือ เฟส a, เฟส b, เฟส c โดยมีการลดขนาดของสัญญาณจากแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส เท่ากับ  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_c$  ตามลำดับ ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณแคเรียร์ที่ใช้ความถี่ 600 Hz ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกัน ผลของการเปรียบเทียบสัญญาณจะได้รูปคลื่นพัลส์บวกลวเอมเป็นแบบ 4 พัลส์ในครึ่งคาบ ต่อ 1 เฟส

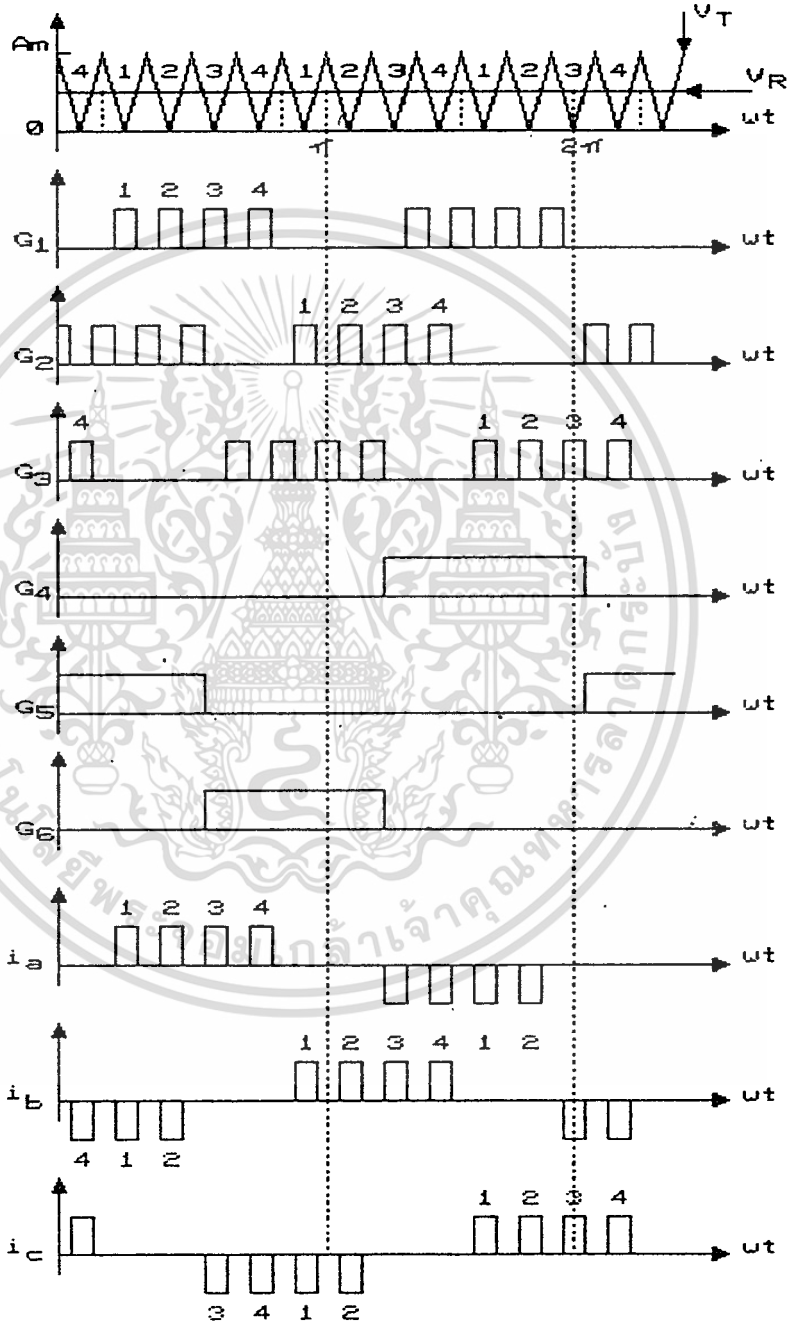
ในการปรับระดับแรงดันดีซีขาออก ทำได้โดยปรับขนาดของสัญญาณรูปคลื่นซายน์ทั้ง 3 เฟส ( $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$ ) ไปพร้อมกันเช่นเดียวกับของกรณี 1 เฟส พัลส์บวกลวเอมคอนเวอร์เตอร์ (SPWM) และเรียกรูปแบบของคลื่นพัลส์บวกลวเอมที่สร้างขึ้นนี้ว่า SPWM เช่นกัน สำหรับการสร้างรูปคลื่นแบบ SPWM ในกรณีสามเฟส แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงการสร้างสัญญาณพัลส์บวกลวเอมแบบ SPWM ในกรณี 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในการสร้างรูปแบบ EPWM ในกรณี 3 เฟส นั้น จะใช้หลักการเดียวกันกับรูปแบบ EPWM ในกรณี 1 เฟส แต่ใช้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) เป็นสัญญาณมอดูเลต แล้วเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเช่นเดียวกัน การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ EPWM ในกรณี 3 เฟส แสดงดังรูปที่ 3.6



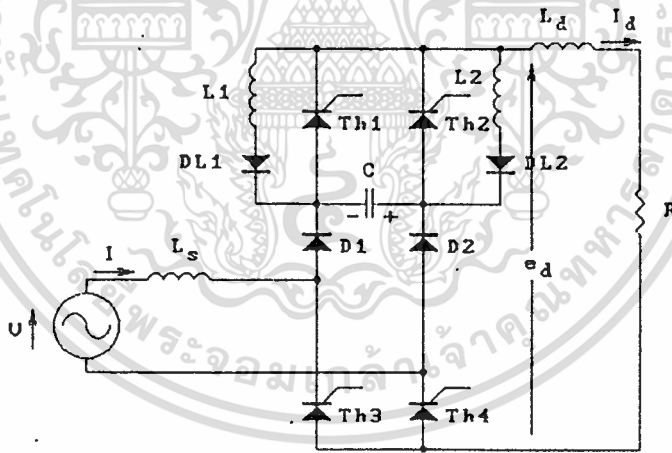
รูปที่ 3.6 แสดงการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ EPWM ในกรณี 3 เฟส

บทที่ 4

หนึ่งเฟสพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

4.1 วงจรกำลัง (Power Circuit)

วงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปมักมีการคอมมิวเตทโดยอาศัยไทรซิสเตอร์ช่วยสวิตช์ (auxiliary thyristor) ทำให้การคอมมิวเตทมีความยุ่งยากซับซ้อน และผลเสียที่ตามมาคือช่วงการปรับระดับแรงดันดีซีเือก์นทุกจะแคบที่สภาวะโหลดน้อย ๆ อีกทั้งไม่สามารถทำงานในโหมดการทำงานแบบรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) ได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าววงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่จึงได้ถูกพัฒนาขึ้นมาดังแสดงในรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรบริดจ์ทั่ว ๆ ไป แต่เพิ่มส่วนที่ทำหน้าที่ในการสับให้เกิดความกว้างพัลส์ขึ้นมา โดยไม่ต้องอาศัยไทรซิสเตอร์ช่วยสวิตช์



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังของ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

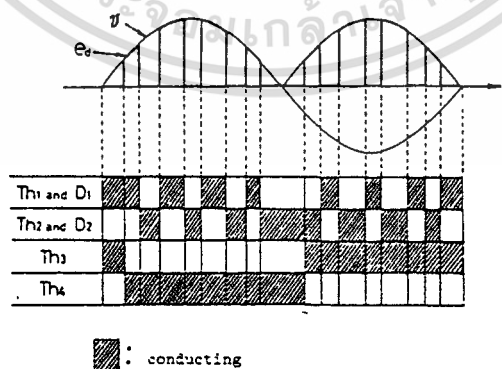
จากรูป 4.1 จะประกอบด้วยไทรซิสเตอร์ 4 ตัวคือ  $Th_1, Th_2, Th_3, Th_4$  ต่อกันเป็นวงจบริดจ์, ตัวเก็บประจุ (C) 1 ตัวและตัวเหนี่ยวนำ ( $L_1, L_2$ ) 2 ตัว ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำเท่ากันทำหน้าที่สลับกันในการคอมมิวเตท ( $Th_1$  และ  $Th_2$  โดยอาศัยหลักการ

ของ LC รีโซแนนซ์ (resonance) ส่วน  $Th_3, Th_4$  จะหยุดนำกระแสโดยอาศัยแรงดันไฟฟ้าในไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไลน์ ส่วนไดโอด 4 ตัวคือ  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_{L1}$  และ  $D_{L2}$  ทำหน้าที่กักประจุของตัวเก็บประจุ  $C$  และจะบังคับทิศทางการอัดและคายประจุของ  $C$  สำหรับ  $L_u$  เป็นค่าอินดักแตนซ์ (inductance) ที่ปรากฏในไลน์ หรือที่เรียกว่า ลีเกจรีแอคแตนซ์ (leakage reactance) ภายในหม้อแปลงของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเอซี ซึ่งมีผลช่วยในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุ  $C$  ในขณะที่แรงดันที่ไลน์ของแหล่งจ่ายไฟ ณ ขณะใดขณะหนึ่งมีค่าต่ำ และมีผลต่อประสิทธิภาพในการคอมมิวเตตด้วย

#### 4.2 การวิเคราะห์การทำงานและช่วงเวลาทรานเซียนท์ในการคอมมิวเตตของไทรซิสเตอร์ในวงจรกำลัง

จากรูปที่ 4.2 ได้แสดงแผนภูมิการนำกระแสของไทรซิสเตอร์และไดโอดเพื่อนำมาพิจารณาและอธิบายการทำงานของคนเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มเฉพาะในครึ่งไซเคิลบวกของแหล่งจ่ายไฟเอซีโดยให้สอดคล้องกับช่วงเวลาของกระแสด้วย สำหรับในครึ่งไซเคิลลบจะมีลักษณะเดียวกันเพียงแต่สลับตัวไทรซิสเตอร์ในวงจรกำลัง โดยแบ่งช่วงการทำงานออกได้เป็น 2 สภาวะคือ ช่วงสภาวะสม่ำเสมอ (Steady State) และช่วงเปลี่ยนสภาวะ (Transient State)

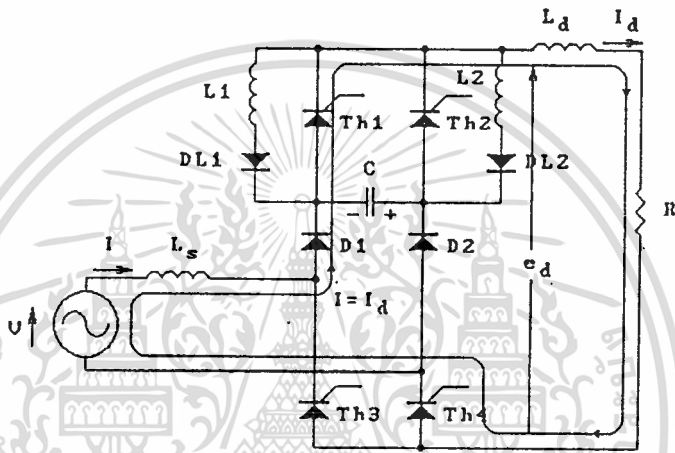


รูปที่ 4.2 แผนภูมิการนำกระแสของไทรซิสเตอร์และไดโอด

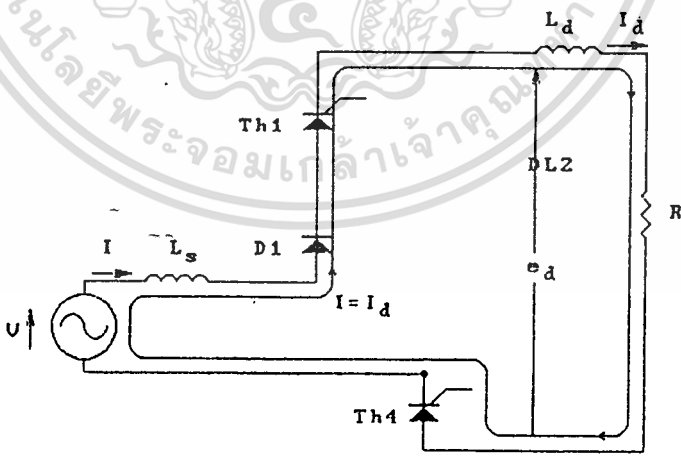
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 โหมด (ก) (ช่วง  $t < 0$ )

เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานอยู่ในสภาวะสม่ำเสมอ ดังรูปที่ 4.3  $Th_1, Th_4, D_1$  เปิดนำกระแสอยู่ แรงดันไฟฟ้าคี่ขาออก ( $e_d$ ) ขณะนั้นจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าเอชในไลน์ ( $v$ ) กระแสไหล ( $I_d$ ) เท่ากับกระแสเอชในไลน์ และแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุ ( $V_c$ ) มีค่าเท่ากับ ( $V_{c1}$ ) และมีขั้ว (polarity) ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนสถานะก่อนหน้านี



รูปที่ 4.3 แสดงทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ก)



รูปที่ 4.4 แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_d$  ในโหมด (ก)

จากรูปที่ 4.4 เป็นวงจรสมมูลของรูปที่ 4.3 ซึ่งแสดงทิศทางการไหลของกระแสในโหมด (ก) และเนื่องจาก  $L_d \gg L_s$  ทำให้  $L_s$  มีผลน้อยมากในวงจร และสามารถเขียนสมการของแรงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนได้ด้วยการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ (KVL) ในรูปได้ดังนี้  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_d I_d' + R I_d = \sqrt{2} V_{rms} \sin(\omega t + \theta) \quad \dots (4.1)$$

จะได้ว่า

$$I_d(t) = e^{-Rt/L_d} [(\sqrt{2} V_{rms})/L_d \int e^{Rt/L_d} \sin(\omega t + \theta) dt + K] \quad \dots (4.2)$$

โดยการอินทิเกรตเป็นส่วนๆ (by parts) จะได้

$$I_d(t) = Ke^{-Rt/L_d} + \frac{E_o}{R^2 + (\omega L_d)^2} [R \sin(\omega t + \theta) - \omega L_d \cos(\omega t + \theta)] \quad \dots (4.3)$$

$$= Ke^{-Rt/L_d} + \frac{E_o}{\sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2}} \sin(\omega t + \theta - \phi) \quad \dots (4.4)$$

เมื่อ  $\phi = \arctan(\omega L_d/R)$

กำหนดให้ค่าเริ่มต้น (Initial Value) =  $I_o$  จะได้

$$I_d(t) = (\sqrt{2} V_{rms})/Z [\sin(\omega t + \theta - \phi) - \sin(\theta - \phi) e^{-Rt/L_d}] + I_o e^{-Rt/L_d} \quad \dots (4.5)$$

โดยที่  $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2}$

ในกรณีที่  $L_d$  มีค่ามาก ๆ

$$I_d = E_d(\text{average})/R = \text{constant} \quad \dots (4.6)$$

เมื่อพิจารณาเช่นเดียวกับกรณีของเอชดี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส จะได้ว่า

$$e_d = (\sqrt{2} V_{rms})/\pi R [(\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) + (\cos \alpha_3 - \cos \alpha_4) + \dots + (\cos \alpha_{n-1} - \cos \alpha_n)]$$
  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี (4.7)

จะเห็นได้ว่า  $e_d$  ขึ้นอยู่กับค่า  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \dots \alpha_n$  (ค่า  $\alpha$  ขึ้นกับค่า มอดคูลุเลชั่น เรโซ : ๗) และเมื่อให้  $m = 12$  จะได้ว่า

$$\frac{[\text{function ของ cos (มุมสวิทซ์)}]}{Z} = 7.85\gamma \quad \dots(4.8)$$

จากสมการ (4.6), (4.7), (4.8) จะได้ว่า

$$I_d = [(\sqrt{2} V_{rms})/\pi R] \cdot 15.71\gamma \quad \dots(4.9)$$

$$= (22.21V_{rms})/\pi R \cdot \gamma \quad \dots(4.10)$$

$$E_d (\text{average}) \text{ หรือ } e_d = (22.21V_{rms})/\pi \cdot \gamma \quad \dots(4.11)$$

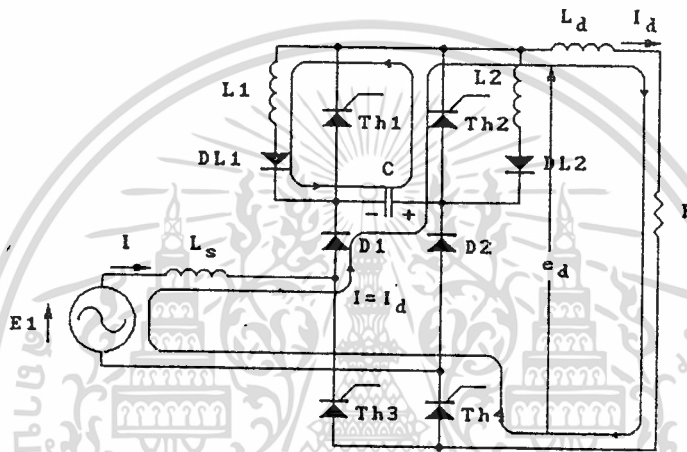
จะเห็นได้ว่าแรงดันคัตซีเฉลี่ยขาออก ( $e_d$ ) จะแปรผันตรงกับค่ามอดคูลุเลชั่นเรโซ (๗) ส่วนช่วงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคัตซีเอาท์พุทและกระแสกับเวลาในโหนดนี้ แสดงในรูปที่ 4.16 ของโหนด (ก)

#### 4.2.2 โหนด (ข) (ช่วง $0 < t < t_1$ )

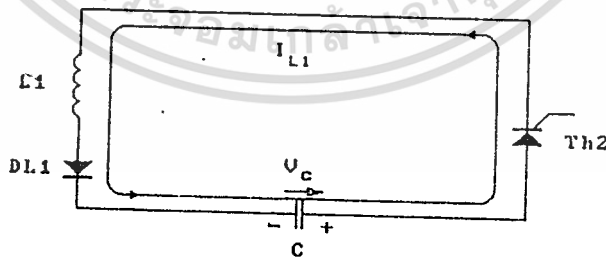
จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า  $V_c$  คร่อมฟอร์เวอร์คไบแอส (forward bias)  $Th_2$  อยู่ ดังนั้นเมื่อทริก  $Th_2$  ให้นำกระแสที่เวลา  $t=0$   $V_c$  จะคร่อมรีเวอร์คไบแอส (reverse bias)  $Th_1$  ซึ่งเป็นการคอมมิวเตท  $Th_1$  และเพื่อความง่ายในการอธิบายจะถือว่าในช่วงที่เกิดการคอมมิวเตทขึ้นนั้นสั้นมากและให้ถือว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟเอชดีคังที่ ซึ่งขณะนั้นสมมุติเท่ากับ  $E_1$  และ  $I_d$  จะเรียบตลอดเนื่องจาก  $L_d$  มีค่ามาก  $C$  จะทำการคายประจุเป็น 2 ทิศทาง ดังรูปที่ 4.5 และรูปคลื่นแรงดันคัตซีขาออกกับกระแสในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท แสดงดังรูปที่ 4.16 ในโหนด (ข) ดังนั้นเริ่มแรก  $e_d$  จะเท่ากับ  $V_{c1} + E_1$  เมื่อ  $C$  คายประจุ  $V_c$  จะลดลงเรื่อยๆ ซึ่งมีผลทำให้  $e_d$  ลดลงเมื่อ  $V_c$  ลดลงเป็นศูนย์ที่เวลา  $t_{f1}$  จากนั้น  $L_d$  ซึ่งเก็บสะสมพลังงานจากการคายประจุของ  $C$  จะจ่ายพลังงานกลับเข้าสู่  $C$  อีกครั้งทำให้  $C$  เริ่มอัดประจุใน

ทิศทางการข้าม นั่นคือ  $V_c$  จะเริ่มฟอร์เวอร์คไบแอส  $Th_1$  ดังนั้นช่วงเวลาปิดกระแส (turn off time) ของ  $Th_1$  จะต้องมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาปิดกระแสของวงจร ( $t_{inv1}$ ) ไม่เช่นนั้น  $Th_1$  จะกลับมานำกระแสขึ้นอีกได้ เมื่อ  $C$  ถูกอัดประจุจน  $V_c$  เท่ากับ  $E_1$  แต่มีทิศตรงข้ามที่เวลา  $t_1$  ดังนั้น  $e_d$  จะมีค่าเป็นศูนย์ สำหรับช่วงเหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นเร็วมาก เนื่องจาก  $\sqrt{L_1 C}$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับคาบเวลาของคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟเอชซี

ในรูปที่ 4.6 แสดงส่วนของกระแสที่เกิดจากการคายประจุของ  $C$  ในรูปของการเกิด LC รีโซแนนซ์ เราสามารถเขียนสมการสำหรับกระแส  $I_{L1}$  ได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 แสดงทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโทมอด (ข)



รูปที่ 4.6 แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_{L1}$  ของวงจรสมมูลในโทมอด (ข)

$$\text{จาก KVL} : V_L + V_c + V_c(-0) + V_L(-0) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 \dot{I}_{L_1} + 1/C \int I_{L_1} dt + V_c(-0) + L_1 \dot{I}_{L_1}(-0) = 0 \quad \dots(4.12)$$

$$\dot{I}_{L_1}'' + (1/L_1 C) I_{L_1} = 0 \quad \dots(4.13)$$

จากสมการ characteristic

$$\lambda^2 + 1/L_1 C = 0 \quad \dots(4.14)$$

$$\lambda = \pm \sqrt{-1/L_1 C} \quad \dots(4.15)$$

ดังนั้นจะได้

$$I_{L_1} = A \cos t / \sqrt{L_1 C} + B \sin t / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.16)$$

เมื่อกำหนดให้ที่เวลา  $t = 0$  คือ เวลาเริ่มเกิดการคอมมิวเตท  $Th_1$  และ  $I_{L_1}(0) = 0$

$$\text{ดังนั้น } A = 0$$

แทนค่า  $A = 0$  ลงในสมการ (4.16) จะได้

$$I_{L_1} = B \sin t / \sqrt{L_1 C} \quad \text{เมื่อ } 0 < t < t_{o1} \quad \dots(4.17)$$

เมื่อ  $t_{o1}$  คือ เวลาที่กระแส  $I_{L_1}$  มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$t_{o1} = \pi \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.18)$$

จากสมการ (4.12) ที่  $t = 0$  จะได้

$$L_1 \dot{I}_{L_1}(0) + (1/C) \int I_{L_1}(0) dt + V_c(-0) + L_1 \dot{I}_{L_1}(-0) = 0 \quad \dots(4.19)$$

$$L_1 \dot{I}_{L_1}(0) + V_{c_1} = 0 \quad \dots(4.20)$$

$$\dot{I}_{L_1}(0) = -(V_{c_1}/L_1) \quad \dots(4.21)$$

จากสมการ (4.16) จะได้

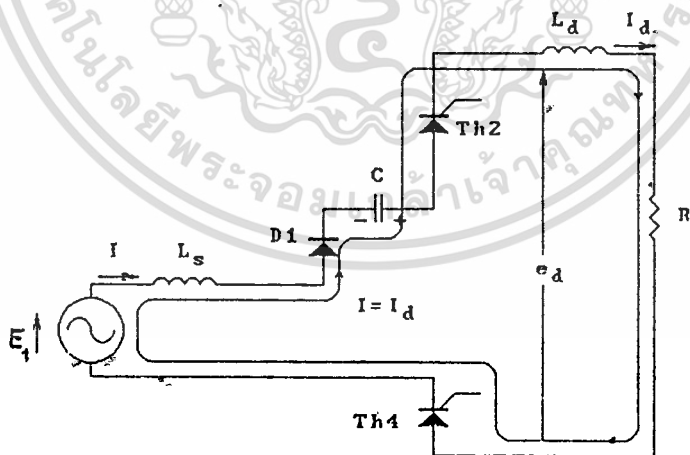
$$\dot{I}_{L_1}(t) = B/\sqrt{L_1 C} \cos t/\sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.22)$$

จากสมการ (4.21) และ (4.22) จะได้  $B = -V_{c_1} \sqrt{C/L_1} \quad \dots(4.23)$

แทนค่า B ลงในสมการ (4.17)

$$I_{L_1}(t) = -V_{c_1} \sqrt{C/L_1} \sin t/\sqrt{L_1 C} : 0 < t < t_1 \quad \dots(4.24)$$

สำหรับในส่วนของกระแสในไลน์ (I) ได้แสดงวงจรสมมูลในรูปที่ 4.7 และเขียนสมการของ I ได้เป็น



รูปที่ 4.7 แสดงทิศทางการไหลของกระแส I ของวงจรสมมูลในโหมด (ข)

$$(L_d + L_s) \dot{I} + RI + 1/C \int Idt + V_c(-0) + L_d \dot{I}_d + L_s \dot{I}(-0) + E_1 = 0 \quad \dots(4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 เนื่องจาก  $L_d \gg L_s$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_d \dot{I} + RI + (1/C) \int I dt + V_c(-0) + L_d \dot{I}_d + L_d \dot{I}(-0) + E_1 = 0 \dots (4.26)$$

$$L_d \ddot{I} + R \dot{I} + (1/C) I = 0 \dots (4.27)$$

$$\ddot{I} + (R/L_d) \dot{I} + (1/L_d C) I = 0 \dots (4.28)$$

จาก (4.28) จะได้สมการ characteristic เป็น

$$\lambda^2 + (R/L_d) \lambda + (1/L_d C) = 0 \dots (4.29)$$

$$\lambda = [-R/L_d \pm \sqrt{(R/L_d)^2 - (4/L_d C)}] / 2 \dots (4.30)$$

ในกรณี  $(R/L_d)^2 \ll (4/L_d C)$  เราจะได้ว่า เป็นจำนวนเชิงซ้อน

กำหนดให้  $p = -R/2L_d \dots (4.31)$

$q = 1/\sqrt{L_d C} \dots (4.32)$

จะได้

$$I(t) = e^{pt} (A \cos qt + B \sin qt) \dots (4.33)$$

ที่เวลา  $t = 0$   $I(0) = I_d$  เพราะฉะนั้น  $A = I_d$

จากสมการ (4.26)

$$\dot{I}(0) = [(E_1 - V_{c1} - RI_d) / L_d] - I_d \dots (4.34)$$

จากสมการ (4.33)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I(0) = e^{p(0)}[-Aq \sin q(0) + Bq \cos q(0)] + pe^{p(0)}[A \cos q(0) + B \sin q(0)]. \quad (4.35)$$

จะได้

$$B = (E_1 - V_{c1} - RI_d - L_d I_d - pA) / qL_d \quad \dots (4.36)$$

แทนค่า  $q$  และ  $p$  ลงใน (4.36)

$$B = [(E_1 - V_{c1}) - L_d I_d - RI_d] / \sqrt{L_d/C} \quad \dots (4.37)$$

แทนค่า  $B$  และ  $A$  ลงใน (4.33)

$$I(t) = e^{(-Rt/2L_d)} \left[ I_d \cos(t/\sqrt{L_d C}) + \frac{(E_1 - V_{c1}) - (R + L_d)I_d}{\sqrt{L_d/C}} \sin(t/\sqrt{L_d C}) \right]. \quad (4.38)$$

เนื่องจากช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตชันโหมคนี้เกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ นั่นคือ  $t$  เข้าใกล้ 0 และ  $L_d$  มีค่ามาก ดังนั้น

$$\lim_{t \rightarrow 0} e^{-Rt/2L_d} \text{ และ } \lim_{t \rightarrow 0} \sin(t/\sqrt{L_d C}) \sim 0$$

ดังนั้นในช่วงเหตุการณ์นี้เราก็ถือว่า

$$I(t) = I_d : 0 < t < t_1 \quad \dots (4.39)$$

จากกระแสทั้งสองส่วนในสมการ (4.24) และ (4.39) เราสามารถหาแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุ  $C$  ในช่วงนี้ได้ดังนี้

$$V_c(t) = (1/C) \int (I_{L1} - I_d) dt \quad \dots (4.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= (1/C) \int [I - V_{c1} \sqrt{(C/L_1)} \sin(1/\sqrt{L_1 C}) + I_d] dt \quad \dots (4.41)$$

$$= V_{c1} \cos 1/\sqrt{(L_1 C)} + (1/C) I_d t : 0 < t < t_1 \quad \dots (4.42)$$

โดยมาก  $I_{L1} \gg I_d$  จะได้

$$V_c(t) = V_{c1} \cos t/\sqrt{L_1 C} : 0 < t < t_1 \quad \dots (4.43)$$

เนื่องจาก  $t_{r1}$  หรือ  $T_{INV1}$  คือเวลาที่แรงดันไฟฟ้าคร่อม C เป็นศูนย์

$$t_{r1} \text{ หรือ } t_{INV1} = \sqrt{(L_1 C)} \cdot \cos^{-1} 0 \quad \dots (4.44)$$

$$= (\pi/2) \cdot \sqrt{L_1 C} \quad \dots (4.45)$$

สำหรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ( $e_d$ ) ซึ่งเท่ากับผลรวมของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ  
เอซี กับแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ดังนี้

$$e_d(t) = E_1 + V_{c1} \cos(t/\sqrt{L_1 C}) : 0 < t < t_1 \quad \dots (4.46)$$

และเวลาสิ้นสุดของโหมด (ข) คือเวลา  $t_1$  ซึ่งเราหาได้จาก

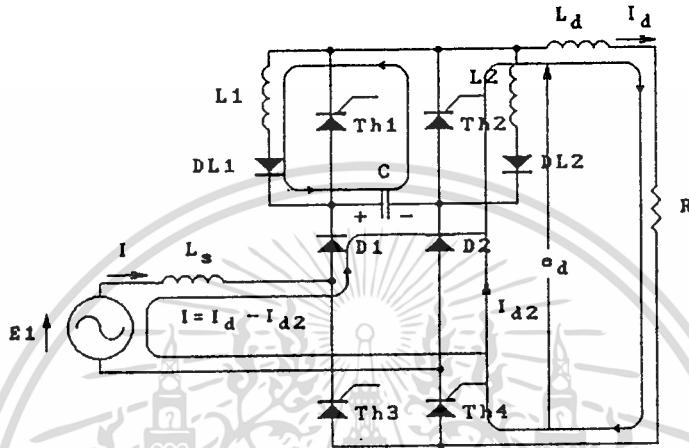
$$E_1 + V_{c1} \cos t_1/\sqrt{L_1 C} = 0 \quad \dots (4.47)$$

$$t_1 = \sqrt{L_1 C} \cos^{-1} (-E_1/V_{c1}) \quad \dots (4.48)$$

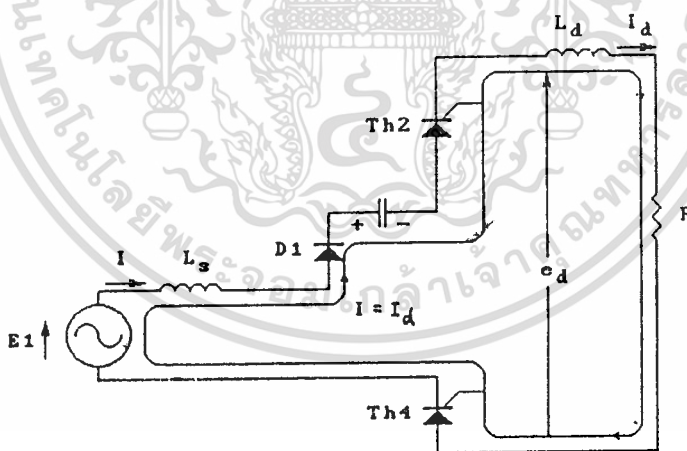
#### 4.2.3 โหมด (ค) (ช่วง $t_1 < t < t_2$ )

หลังจากเวลา  $t_1$   $V_c$  จะเริ่มมีค่าสูงขึ้นจนมากกว่า  $E_1$  ในทิศตรงข้าม ทำให้  $D_e$  เริ่ม  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
นำกระแสแสดงแสดงในรูปที่ 4.8 และรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าในช่วงทรานเซียนท์ของการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอมมิวเตเตอร์แสดงในรูปที่ 4.16 โหมด (ค)  $L_d$  ซึ่งสะสมพลังงานไว้ในช่วงการทำงานก่อนหน้านี้เท่ากับ  $(1/2)I_d^2 L_d$  จะจ่ายพลังงานเข้าสู่ C ทำให้  $V_c$  มีค่าเพิ่มขึ้นอีก และเมื่อ  $L_d$  จ่ายพลังงานให้ C กระแสในไลน์ (I) จะค่อย ๆ ลดลงในขณะที่กระแสผ่าน  $D_2$  ( $I_{d2}$ ) จะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนเท่ากับ  $I_d$  เนื่องจาก  $L_d$  คายพลังงานให้ ที่เวลา  $t_2$  ซึ่งเป็นเวลาที่ I เป็นศูนย์พอดี และสิ้นสุดการทำงานในโหมด (ค)



รูปที่ 4.8 แสดงทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ค)



รูปที่ 4.9 แสดงทิศทางการไหลของกระแส I ของวงจรสมมูลในโหมด (ค)

จากรูปที่ 4.8 เขียนสมการ I ในรูปได้

$$L_d \dot{I} + \frac{1}{C} \int I dt + V_c(t_1) + E_1 = 0 \quad \dots (4.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{I} + \frac{1}{L_C} \int I dt = \frac{-E - V_c(t_1)}{L_C} \quad \dots (4.50)$$

$$\ddot{I} + (1/L_C)I = 0 \quad \dots (4.51)$$

สมการ characteristic

$$\lambda^2 + 1/L_C = 0 \quad \dots (4.52)$$

$$\lambda = \pm \sqrt{-(1/L_C)} \quad \dots (4.53)$$

$$I(t) = A \cos t/\sqrt{L_C C} + B \sin t/\sqrt{L_C C} \quad \dots (4.54)$$

กำหนดให้  $t_1$  คือเวลาเริ่มต้นของลูปในสมการ (4.49) ซึ่งเป็นเวลาที่เริ่มทำการชาร์จ C ซึ่งเป็นผลมาจาก  $L_C$  โดยที่  $I(t_1) = I_d$  ดังนั้น

$$I_d = A \cos t_1/\sqrt{L_C C} + B \sin t_1/\sqrt{L_C C} \quad \dots (4.55)$$

$$A = (I_d - B \sin t_1/\sqrt{L_C C}) / \cos t_1/\sqrt{L_C C} \quad \dots (4.56)$$

ที่เวลาเริ่มต้น  $t = t_1$  นั้น  $V_c(t_1) = E_1$  และ  $\frac{1}{L_C} \int I(t) dt = 0$

(เนื่องจาก  $\frac{1}{C} \int I(t_1) dt + V_c(t_1) = V_c(t_1)$ )

จากสมการ (4.39) จะได้ว่า

$$I(t_1) = 0 \quad \dots (3.57)$$

จากสมการ (4.54) และ (4.57)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $A \sin t_1/\sqrt{L_C C} = B \cos t_1/\sqrt{L_C C} \quad \dots (4.58)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = A \tan t_1 / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.59)$$

แทนค่า B ลงใน (4.56)

$$A = [I_d - A \tan t_1 / \sqrt{L_1 C} \sin t_1 / \sqrt{L_1 C}] / \cos t_1 / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.60)$$

$$A (1 + \tan^2 t_1 / \sqrt{L_1 C}) = I_d / \cos t_1 / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.61)$$

$$A = I_d \cos t_1 / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.62)$$

$$B = I_d \sin t_1 / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.63)$$

แทนค่า A และ B ลงใน (4.54)

$$I(t) = I_d \cos t_1 / \sqrt{L_1 C} \cos t / \sqrt{L_1 C} + I_d \sin t_1 / \sqrt{L_1 C} \sin t / \sqrt{L_1 C} \quad \dots(4.64)$$

$$= I_d \cos [(t-t_1) / \sqrt{L_1 C}] : t_1 < t < t_2 \quad \dots(4.65)$$

จากสมการ (4.48) โหมด (ข) แทนค่า  $t_1$  ลงใน (4.65)

$$I(t) = I_d \cos [t - \sqrt{L_1 C} \cos^{-1} (E_1 / V_{c_1})] / \sqrt{L_1 C}$$

เราสามารถหาเวลาที่  $D_1$  หายจนกระแสสติก ( $t_2$ , ซึ่งเป็นเวลาสิ้นสุดของโหมด (ค)

$$I_d \cos (t_2 - t_1) / \sqrt{L_1 C} = 0 \quad \dots(4.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

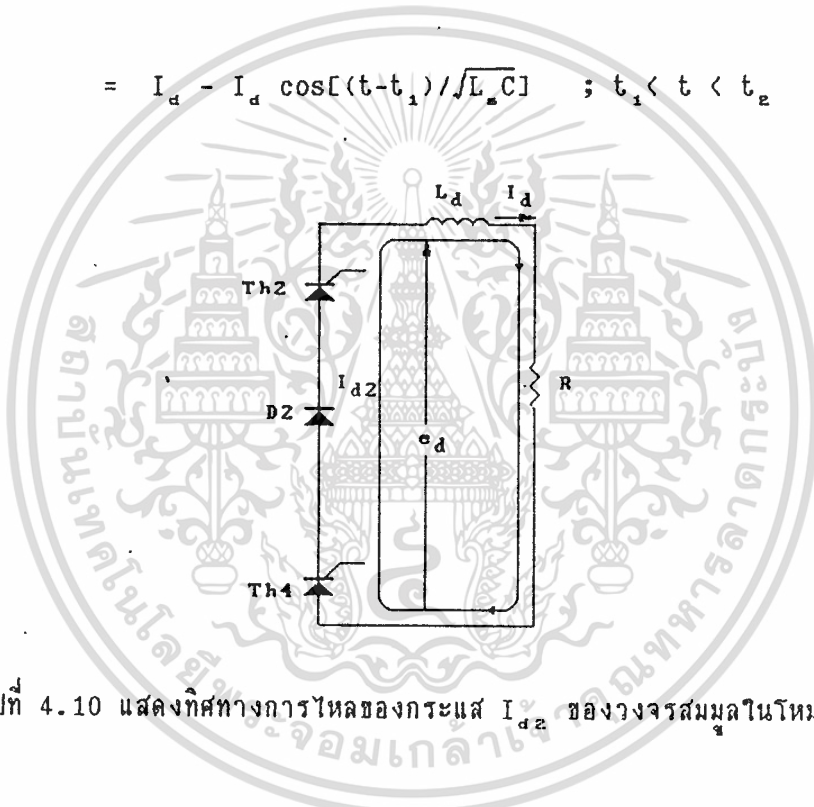
$$t_2 = (\sqrt{L_d C} \cos^{-1} 0 + t_1) \quad \dots (4.69)$$

$$\text{เมื่อแทนค่า } t_1 \text{ จะได้ } t_2 = [(\pi/2)\sqrt{L_d C} + \sqrt{L_d C} \cos^{-1}(-E_1/V_{c1})] \quad \dots (4.70)$$

เนื่องจาก  $L_d$  มีค่ามาก กระแสที่ไหลผ่านโหลด ( $I_d$ ) จะคงที่ ดังนั้นจากรูปที่ 4.10 ได้แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_{d2}$  และสามารถหาได้เป็น

$$I_{d2} = I_d - I(t) \quad \dots (4.71)$$

$$= I_d - I_d \cos[(t-t_1)/\sqrt{L_d C}] \quad ; \quad t_1 < t < t_2 \quad \dots (4.72)$$



รูปที่ 4.10 แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_{d2}$  ของวงจรสมมูลในโหมด (ค)

การหาแรงดันไฟฟ้าคร่อม  $C$  นั้น เนื่องจากพลังงานจาก  $L_d$  ได้ส่งผ่านเข้าสู่ตัวเก็บประจุและทำการชาร์จประจุ  $C$  แรงดันไฟฟ้าคร่อม  $C$  จะมีค่าสูงขึ้นกว่าเดิม (ในโหมด ข.)

$$V_c(t) = (1/c) \int I dt \quad \dots (4.73)$$

$$= (1/c) \int I_d \cos [(t-t_1)/\sqrt{L_d C}] dt \quad \dots (4.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ค่า  $= (\sqrt{L_d C})/C I_d \sin [(t-t_1)/\sqrt{L_d C}] + K$  ถ้าไปใช้ประโยชน์ (4.75) ค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -(\sqrt{L_u/C}) I_d \sin [(t-t_1)/\sqrt{L_u C}] + K \quad \dots(4.76)$$

จากโหมด (ข)  $V_c(t_1) = -E_1$  ซึ่งเป็นผลมาจากการชาร์จประจุของ C ในลูปกระแส  $I_{L1}$  เครื่องหมายลบแสดงว่ามีทิศทางตรงกันข้ามกับแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้นที่เวลา  $t_1$  จะได้

$$-E_1 = -(\sqrt{L_u/C}) I_d \sin [(t_1-t_1)/\sqrt{L_u C}] + K \quad \dots(4.77)$$

$$K = -E_1 \quad \dots(4.78)$$

เมื่อแทนค่า K ลงในสมการ (4.76) จะได้

$$V_c(t) = -[(\sqrt{L_u/C}) I_d \sin (t-t_1)/\sqrt{L_u C}] + E_1 \quad \dots(4.79)$$

เนื่องจากที่เวลา  $t_2 = (\pi/2)\sqrt{L_u C} + t_1$  และ  $D_1$  จะหยุดนำกระแสสนิท ดังนั้น

$$V_c(\max) = -[(\sqrt{L_u/C}) I_d + E_1] \quad \dots(4.80)$$

ในส่วนของกระแส  $I_{L1}$  สำหรับโหมด (ค) นั้น จะพิจารณาเป็น 2 กรณี คือ

1. ถ้า  $t < t_{o1}$  แล้วกระแสส่วนนี้จะเป็นส่วนกระแสในโหมด (ข)
2. ถ้า  $t > t_{o1}$  แล้วกระแสส่วนนี้จะเป็นส่วนกระแสในโหมด (ค)

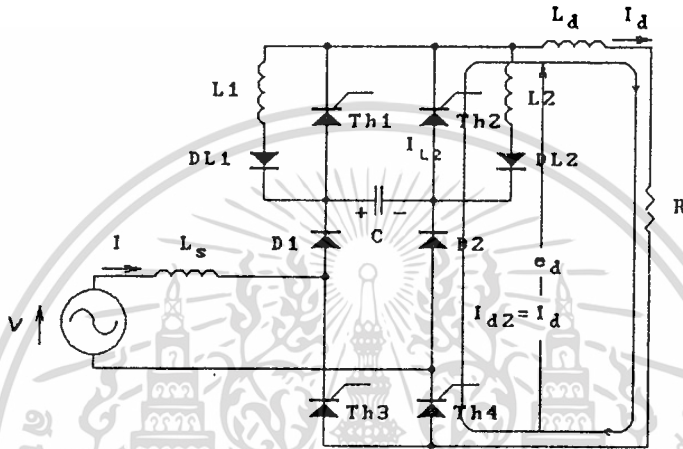
ดังนั้นจะเป็นกรณี 1 หรือ 2 จะขึ้นอยู่กับค่า  $V_{c1}$  และ  $E_1$  ที่ขณะนั้น และจะได้กระแส  $I_{L1}$  ในโหมด (ค) (กรณีที่ 2) เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$I_{L1}(t) = -V_{c1}(\sqrt{C/L_1}) \sin t/\sqrt{L_1 C} ; t_1 < t < t_{o1} \quad \dots(4.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 โหมด (ง) (ช่วง  $t_2 < t < t_3$ )

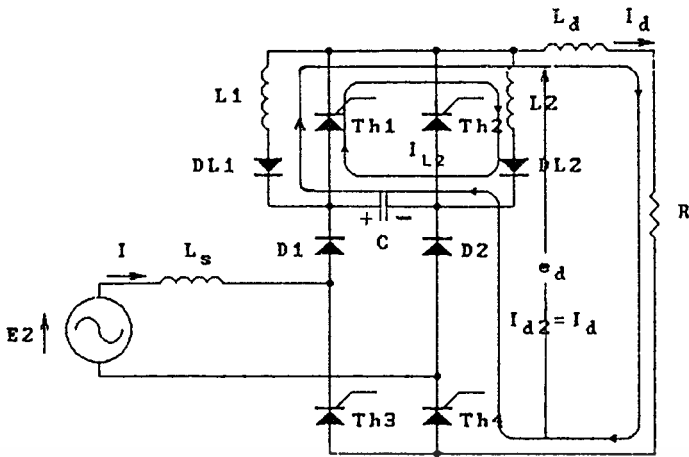
หลังจากเวลา  $t_2$  ไปวงจรจะเข้าสู่สภาวะเสถียร (Steady state) อีกครั้งโดยกระแส  $I_d$  ไหลวนในลูป และ  $e_d$  มีค่าเป็นศูนย์ดังรูปที่ 4.11 และรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 4.16 ในโหมด (ง) ในช่วงนี้เมื่อแหล่งจ่ายไฟมีแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นมากกว่า  $V_c$   $D_1$  จะนำกระแสต่อไปและ  $C$  จะถูกอัดประจุอีกทำให้  $V_c$  มีค่าสูงขึ้น



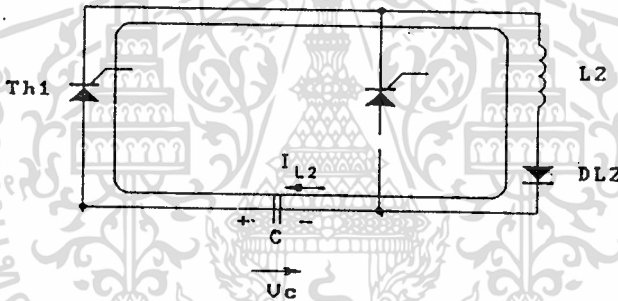
รูปที่ 4.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_d$  ในช่วงสภาวะสภาวะสม่ำเสมอในโหมด (ง)

4.2.5 โหมด จ (ช่วง  $t_3 < t < t_1$ )

หลังจากเหตุการณ์ในรูปที่ 4.11 ของโหมด (ง) เมื่อเราทำการทริก  $t_{h1}$  ให้นำกระแสที่เวลา  $t_3$   $V_c$  จะรีเวอร์สไบแอส  $Th_2$  ทำให้  $Th_2$  เริ่มหุ้มนำกระแส สมมุติให้ขณะนั้น  $V_c$  มีค่าเท่ากับ  $-V_{c2}$  (เครื่องหมายลบแสดงว่ามีขั้วตรงข้ามกับแหล่งจ่ายไฟเอซี) ซึ่งมากกว่าแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟเอซีซึ่งกำหนดให้ขณะนั้นเท่ากับ  $E_2$  หลังจากนั้น  $C$  จะเริ่มคายประจุเป็น 2 ทาง ดังรูปที่ 4.12 และรูปคลื่น  $e_d, V_c, I, I_{d2}, I_{L2}$  ในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $Th_2$  แสดงในรูปที่ 4.16 ในโหมด (จ) จะเห็นได้ว่า  $e_d$  ขณะเริ่มแรกจะเท่ากับ  $V_{c2}$  จากนั้นเมื่อ  $V_c$  ลดลงเรื่อยๆ เนื่องจากการคายประจุของ  $C$  จะเท่ากับ  $E_2$  แต่มีทิศตรงข้ามที่เวลา  $t_4$



รูปที่ 4.12 แสดงทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโทมด (จ)



รูปที่ 4.13 แสดงทิศทางการไหลของกระแส  $I_{L2}$  ของวงจรสมมูลในโทมด (จ)

จากรูปที่ 4.13 ได้แสดงรูปของกระแส  $I_{L2}$  เราสามารถเขียนสมการของรูปได้ว่า

$$L_2 \dot{I}_{L2} + (1/C) \int I_{L2} dt + V_c(t_3) + L_2 \dot{I}_{L2}(t_3) = 0 \quad \dots(4.82)$$

$$L_2 \ddot{I}_{L2} + (1/C) I_{L2} = 0 \quad \dots(4.83)$$

$$\ddot{I}_{L2} + (1/L_2 C) I_{L2} = 0 \quad \dots(4.84)$$

$$I_{L_2} = A \cos t/\sqrt{L_2 C} + B \sin t/\sqrt{L_2 C} ; t_3 < t < t_4 \dots (4.85)$$

ที่เวลา  $t_3$  คือ เวลาที่เริ่มเกิดการคอมมิวเทท  $Th_2$  และ  $I_{L_2}(t_3) = 0 \dots (4.86)$

ดังนั้น

$$A \cos t_3/\sqrt{L_2 C} + B \sin t_3/\sqrt{L_2 C} = 0 \dots (4.87)$$

$$A = -B \tan t_3/\sqrt{L_2 C} \dots (4.88)$$

จากสมการ (4.82) เราจะได้ว่า  $I_{L_2}(t_3) = 0$  และ  $V_c(t_3) = -V_{c2}$

ดังนั้น 
$$I'_{L_2}(t_3) = V_{c2}/L_2 \dots (4.89)$$

จากสมการ (4.89) และ (4.86)

$$V_{c2}/L_2 = -A/\sqrt{L_2 C} \sin t_3/\sqrt{L_2 C} + B/\sqrt{L_2 C} \cos t_3/\sqrt{L_2 C} \dots (4.90)$$

$$B = A \tan t_3/\sqrt{L_2 C} + [\sqrt{(C/L_2)} V_{c2} / \cos(t_3/\sqrt{L_2 C})] \dots (4.91)$$

แทนค่า B ลงในสมการ (4.88)

$$A(1 + \tan^2 t_3/\sqrt{L_2 C}) = (-\sqrt{(C/L_2)} V_{c2} \sin t_3/\sqrt{L_2 C}) / \cos^2(t_3/\sqrt{L_2 C}) \dots (4.92)$$

$$A = (-\sqrt{(C/L_2)} V_{c2} \sin t_3/\sqrt{L_2 C}) \dots (4.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

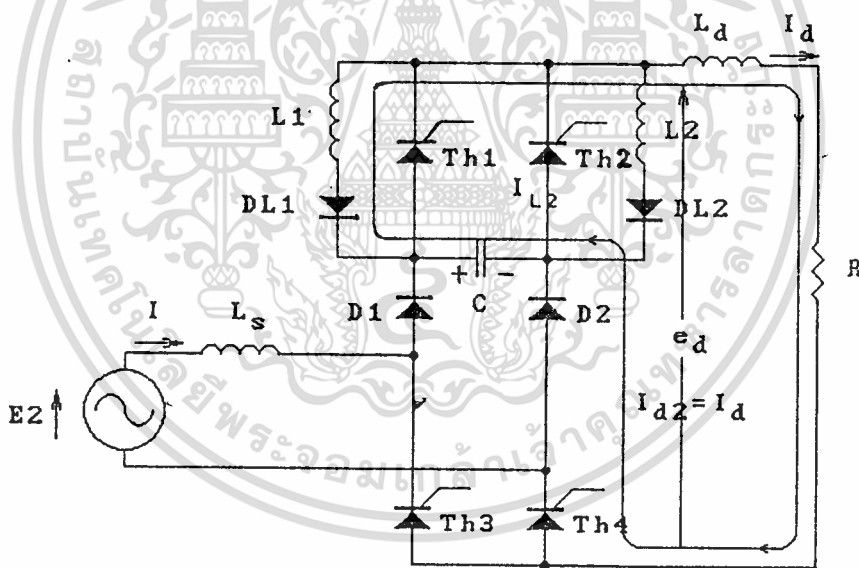
$$B = (\sqrt{C/L_2}) V_{c2} \cos t_3 / \sqrt{L_2 C} \dots (4.94)$$

แทนค่า A และ B ลงในสมการ (4.85)

$$I_{L_2}(t) = (\sqrt{C/L_2}) V_{c2} [\cos(t_3 / \sqrt{L_2 C}) \sin(t / \sqrt{L_2 C}) - \sin t_3 / (\sqrt{L_2 C}) \cos(t / \sqrt{L_2 C})] \dots (4.95)$$

$$I_{L_2}(t) = (\sqrt{C/L_2}) V_{c2} \sin(t - t_3) / \sqrt{L_2 C} ; t_3 < t < t_4 \dots (4.96)$$

สำหรับกระแสที่เกิดจากการคายประจุของ C อีกลูปหนึ่งซึ่งไหลผ่านโหลด และ D<sub>2</sub> นั้น แสดงรูปของกระแสได้ในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงทิศทางการไหลของกระแส I<sub>d2</sub> ของวงจรสมมูลในโหมด (จ)

เขียนสมการของลูปกระแส I<sub>d2</sub> ได้ดังนี้

$$L_d I'_{d2} + (1/C) \int I_{d2} dt + R I_{d2} + V_c(t_3) + L_d I'_d = 0 \dots (4.97)$$

$$I''_{d2} + (1/L_d C) I_{d2} + (R/L_d) I'_d = 0 \dots (4.98)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าสมการ (4.98) เหมือนกับในกรณีสมการ (4.28) หรือเหตุการณ์ในโหมด (ข)

$$I_{de} = I_d ; t_3 < t < t_4 \quad \dots(4.99)$$

จากสมการทั้ง 2 ส่วนในสมการ (4.95) และ (4.99) เราจะหาแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ในโหมดนี้จากสมการ

$$V_c(t) = (1/C) \int (I_{Le} + I_{de}) dt \quad \dots(4.100)$$

เนื่องจาก  $I_{de} = I_d$

$$V_c(t) = (1/C) \int [V_{ce} \sqrt{C/L_e} \sin(t-t_3)/\sqrt{L_e C} + I_d] dt \quad \dots(4.101)$$

จะเห็นว่าคล้ายกับกรณีโหมด (ข) และเมื่อ  $I_{Le} \gg I_d$  จะได้

$$V_c(t) = -V_{ce} \cos(t-t_3)/\sqrt{L_e C} ; t_3 < t < t_4 \quad \dots(4.102)$$

สำหรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก  $e_d$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $V_c$  แต่มีทิศตรงข้าม ดังนั้น

$$e_d(t) = V_{ce} \cos(t-t_3)/\sqrt{L_e C} = -V_c(t) ; t_3 < t < t_4 \quad \dots(4.103)$$

เวลาในการสิ้นสุดของโหมดนี้ ( $t_4$ ) เป็นเวลาที่  $V_c$  มีค่าเท่ากับ  $(-E_2)$  ดังนั้น

$$-V_{ce} \cos(t_4-t_3)/\sqrt{L_e C} = -E_2 \quad \dots(4.104)$$

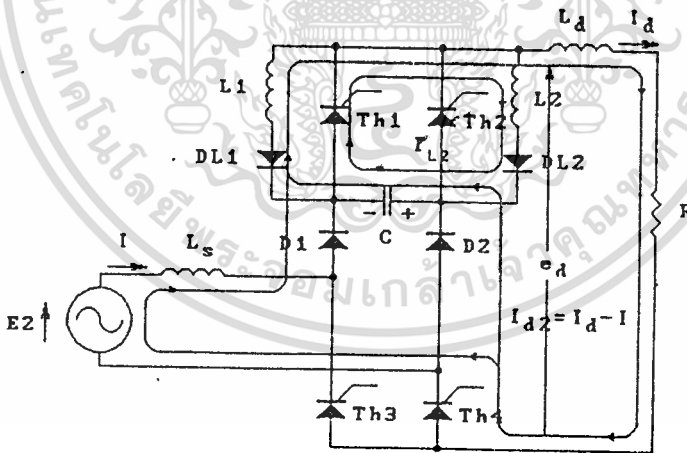
$$\cos(t_4-t_3)/\sqrt{L_e C} = -E_2 / -V_{ce} \quad \dots(4.105)$$

$$t_4 = \cos^{-1}(E_2/V_{ce}) \sqrt{L_e C} + t_3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.6 โหมด ฉ (ช่วง  $t_4 < t < t_5$ )

หลังจากเวลา  $t_4$   $D_1$  จะเริ่มนำกระแสทำให้แหล่งจ่ายไฟเอชอีเริ่มจ่ายกระแส ( $I$ ) และ  $I_{d2}$  จะเริ่มลดลงจนเป็นศูนย์จากนั้น  $D_2$  จะถูกรีเวอร์สไบแอส ดังแสดงในรูป 4.15 และทรานซิสเตอร์ของการคอมมิวเตทแสดงในรูปที่ 4.16 โหมด (ฉ) สำหรับ  $C$  จะคายประจุสู่  $L_2$  จน  $V_c$  เท่ากับศูนย์และมีผลทำให้  $e_d$  ซึ่งเท่ากับ  $V_c$  ในตอนแรกลดลงเป็นศูนย์ด้วยที่เวลา  $t_{r2}$  ต่อจากนั้น  $L_2$  จะจ่ายพลังงานที่เก็บสะสมเพื่ออัดประจุให้  $C$  ทำให้  $V_c$  จะเริ่มคร่อมฟอร์เวิร์ดไบแอส ดังนั้นช่วงเวลาปิดกระแส (turn off time) ของ  $Th_2$  จะต้องน้อยกว่า  $t_{inv2}$  นี้ไม่เช่นนั้น  $Th_2$  อาจกลับมากระแสขึ้นได้ เมื่อ  $V_c$  เริ่มกลับทิศ  $e_d$  จะเริ่มกลับทิศและเพิ่มขึ้นในทิศทางตรงข้าม ในส่วนของ  $I$  จะเพิ่มขึ้นจนเท่ากับ  $I_d$  ในขณะที่  $I_{d2}$  จะลดลงเป็นศูนย์ ซึ่ง  $D_2$  จะหยุดนำกระแสสนิททำให้  $e_d$  กลับมีค่าเป็น  $+E_2$  อย่างรวดเร็ว ส่วน  $C$  นั้นจะถูกอัดประจุที่  $L_2$  คายพลังงานให้ต่อไปจนกระทั่งกระแส  $I_{L2}$  มีค่าเป็นศูนย์ที่  $t_5 = 2t_{r2}$  ซึ่งขณะนั้น  $V_c$  จะมีค่าๆ หนึ่งเท่ากับ  $V_{c0}$  และสิ้นสุดช่วงเวลาทรานซิสเตอร์ของการคอมมิวเตท



รูปที่ 4.15 แสดงทิศทางการไหลของกระแสทั้งหมดในโหมด (ฉ)

จากรูปที่ 4.15 สามารถเขียนloopสมการระหว่างแหล่งจ่ายไฟ,  $V_{Ls}$ ,  $V_c$  ได้เป็น

$$L_s \dot{I} + (1/C) \int (-I_{d2}) dt + V_c(t_4) + E_2 = 0 \quad \dots (4.106)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก  $I = I_d - I_{d2}$

$$\text{ดังนั้น } L_d (I_d - I_{d2})' + (1/C) \int (-I_{d2}) dt + V_c(t_4) + E_d = 0 \dots (4.107)$$

เมื่อคิดเฟอเรนเชียลเทียบกับเวลาทั้ง 2 ข้าง

$$-L_d I_{d2}' + 1/C(-I_{d2}) = 0 \dots (4.108)$$

$$I_{d2}'' + (1/L_d C) I_{d2} = 0 \dots (4.109)$$

จะเห็นว่าสมการ (4.109) มีลักษณะเดียวกับสมการ (4.51) การทำงานและค่าเริ่มต้นจะคล้ายกัน คือ  $I_{d2}(t_4) = I_d$  ดังนั้นอาศัยขั้นตอนวิธีเดียวกันจะได้

$$I_{d2}(t) = I_d \cos[(t-t_4)/\sqrt{L_d C}] ; t_4 < t < t_{o4} \dots (4.110)$$

โดยที่  $t_4 = (\cos^{-1} -E_d/V_{ce}) \sqrt{L_d C} + t_3$

เราสามารถหาเวลา  $t_{o4}$  ซึ่งเป็นเวลาที่  $D_2$  หยุดนำกระแสทันที ( $I_{d2} = 0$ ) ได้จากสมการ

$$I_d \cos(t_{o4} - t_4)/\sqrt{L_d C} = 0 \dots (4.111)$$

$$(t_{o4} - t_4)/\sqrt{L_d C} = \cos^{-1} 0$$

$$t_{o4} = \sqrt{L_d C} \cos^{-1} 0 + t_4 \dots (4.112)$$

$$t_{o4} = \pi/2 \sqrt{L_d C} + t_4 \dots (4.113)$$

เนื่องจาก  $L_d$  มีค่ามาก กระแสไหลผ่านโหลดจะคงที่ ดังนั้นเราจะหาค่ากระแสไฟฟ้า  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 เอชไอในไลน์ได้เป็น  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I = I_d - I_{d2} \quad \dots(4.114)$$

$$= I_d - I_d \cos (t-t_4)/\sqrt{L_2 C} \quad ; \quad t_4 < t < t_{o4} \quad \dots(4.115)$$

เมื่อพิจารณา  $V_c$  ในช่วงเวลาของโหมคนี้นี้  $V_c$  จะค่อยๆ ลดลงจนในที่สุดเป็นศูนย์และเริ่มกลับขึ้นที่เวลา  $t_{r2}$  หรือ  $t_{INV2}$  ซึ่งเราจะหาค่า  $t_{r2}$  หรือ  $t_{INV2}$  โดยอ้างอิงจากสมการ (4.102) นั่นคือ

$$-V_{c2} \cos (t_{r2} - t_3)/\sqrt{L_2 C} = 0 \quad \dots(4.116)$$

$$(t_{r2} - t_3)/\sqrt{L_2 C} = \cos^{-1} 0 \quad \dots(4.117)$$

$$t_{r2} = \pi/2 \sqrt{L_2 C} + t_3 \quad \dots(4.118)$$

สำหรับ  $e_d$  ในโหมคนี้นั้นช่วงเวลาเริ่มแรก  $e_d = -V_c$  แต่เมื่อ  $D_2$  หยุคนำกระแส  $e_d$  กลับมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายไฟทันที นั่นคือ จากสมการ (4.103) จะได้

$$e_d = V_{c2} \cos [(t-t_3)/\sqrt{L_2 C}] \quad ; \quad t_4 < t < t_{o4} \quad \dots(4.119)$$

$$\text{และ } e_d = E_2 \quad ; \quad t_{o4} < t < t_5 \quad \dots(4.120)$$

$$\text{ที่เวลาสิ้นสุดของโหมคนี้นี้ คือ } t_5 = 2(\pi/2)\sqrt{L_2 C} + t_3 \quad \dots(4.121)$$

$$\text{เมื่อสิ้นสุดโหมคนี้นี้ } V_c = \frac{-V_{c2} \cos [2(\pi/2)\sqrt{L_2 C} + t_3] - t_3}{\sqrt{L_2 C}} \quad \dots(4.122)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของนักศึกษาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ในรูปของเอกสาร) เท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์อื่น (4.123) คำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้ค่าในสมการ (4.123) เท่ากับ  $V_{c_0}$

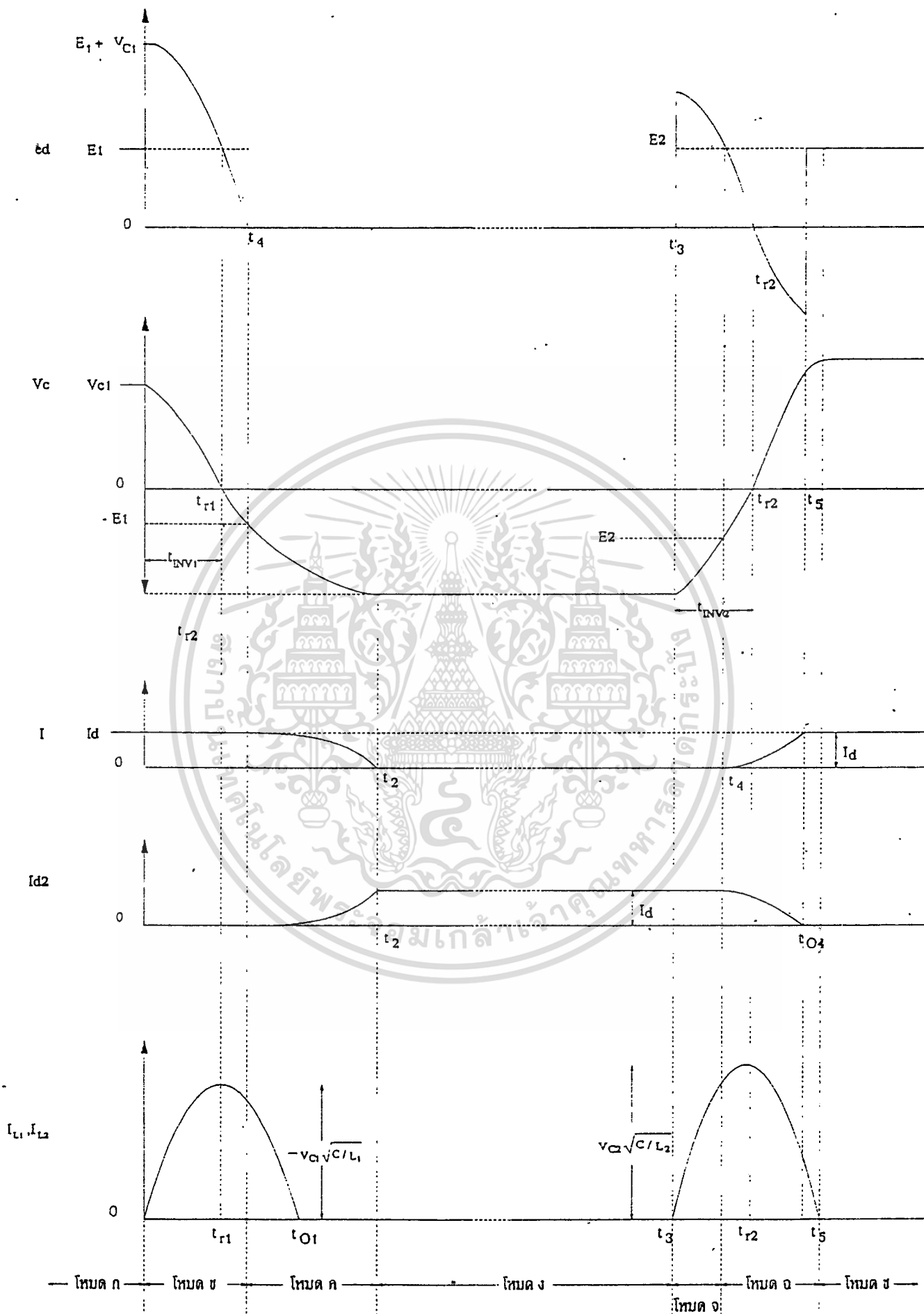
$$\text{ดังนั้น } V_{c_0} = -V_{c_e} \cos(\pi + t_0/\sqrt{L_e C}) \quad \dots(4.124)$$

#### 4.2.7 โหมด ช (ช่วง $t > t_0$ )

หลังจากเวลา  $t_0$  ระบบจะเข้าสู่สภาวะสม่ำเสมอ (Steady state) อีกครั้ง ซึ่งก็คือการทำงานของวงจรรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.16 โหมด (ช)  $e_c$  ขณะนั้นเท่ากับ  $V$ ,  $I = I_c$  และ  $V_c = V_{c_0}$  และจะเป็นเช่นนี้จนกว่าจะมีการทริก  $Th_2$  ให้นำกระแสขึ้นมาอีกครั้ง

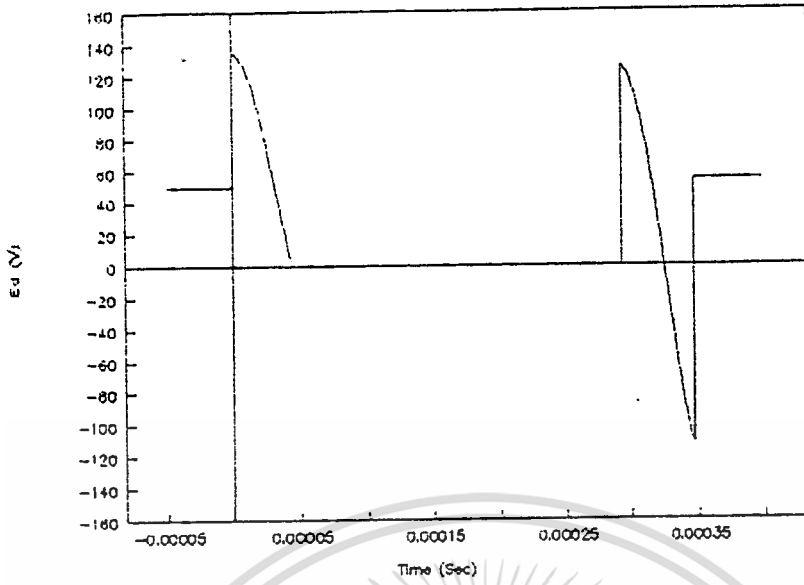
ในบทนี้เราได้แสดงให้เห็นถึงการทำงานของวงจร 1-เฟส พัดบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.1 จากโหมด (ก) ถึง (ช) ซึ่งเป็นการทำงานครบรอบหนึ่งพัลส์ในครึ่งไซเคิล ส่วนพัลส์อื่นในครึ่งไซเคิลเดี่ยวนั้นจะมีลักษณะการทำงานคล้ายกัน ส่วนครึ่งไซเคิลลบนั้นการทำงานก็เช่นเดียวกับครึ่งไซเคิลบวก เพียงแต่ไทรสเตอร์ในวงจรกำลังมีการสลับการทำงานกันเท่านั้น

จากการวิเคราะห์โหมดการทำงาน (โหมด ก. - โหมด ช.) ซึ่งพิจารณาจากสมการต่างๆ ของแรงดัน และกระแสที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา โดยสามารถแสดงช่วงเวลาทรานเซียนต์ของวงจรกำลังในการคอมมิวเตท  $Th_1$  และ  $Th_2$  เทียบกับผลการทดลองได้ดังนี้



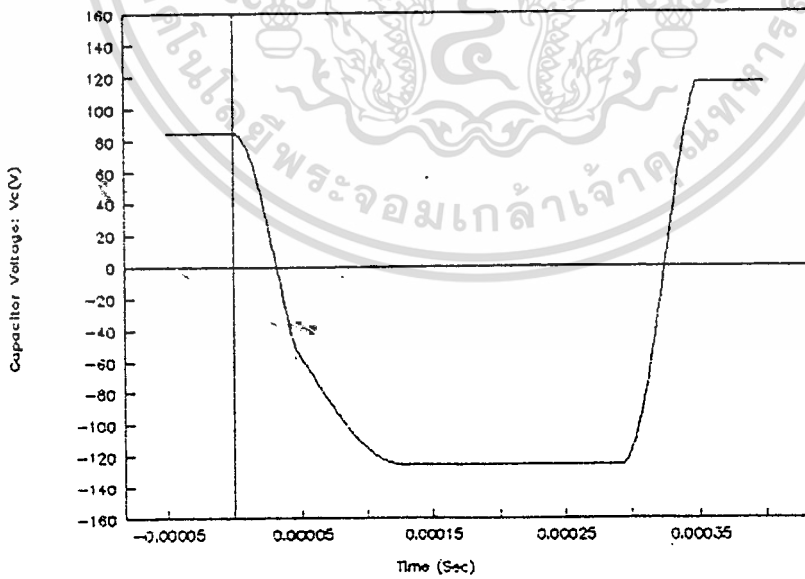
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสในขั้วทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $Th_1, Th_2$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Commutation Transient (interval 0-t5)



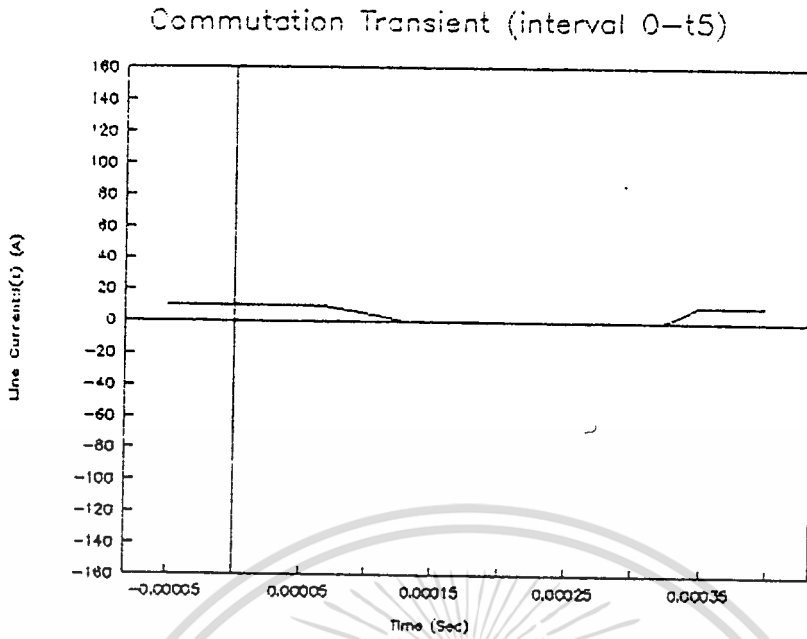
รูปที่ 4.16 (a) รูปคลื่นแรงดันคัตซีเอากัฟท์ในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$  ,  $t_{h2}$

Commutation Transient (interval 0-t5)

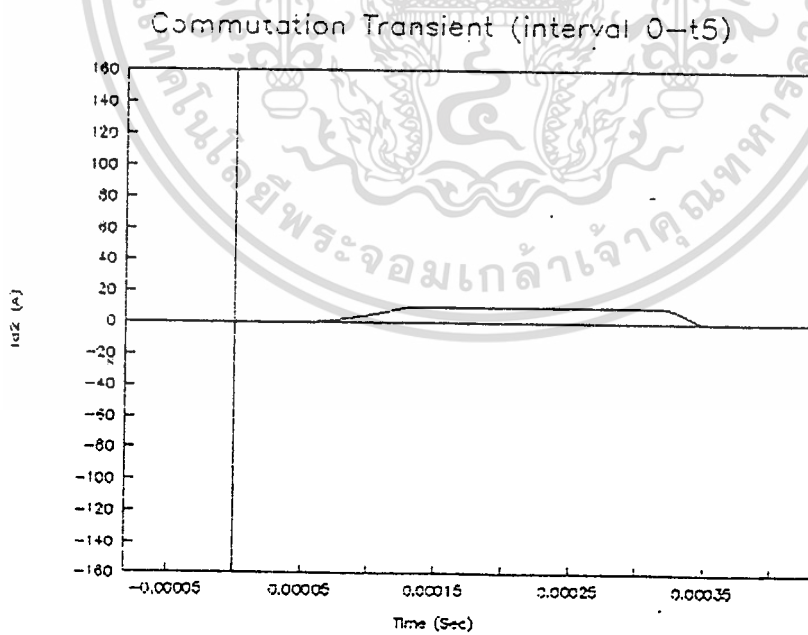


รูปที่ 4.16 (b) รูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$  ,  $t_{h2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

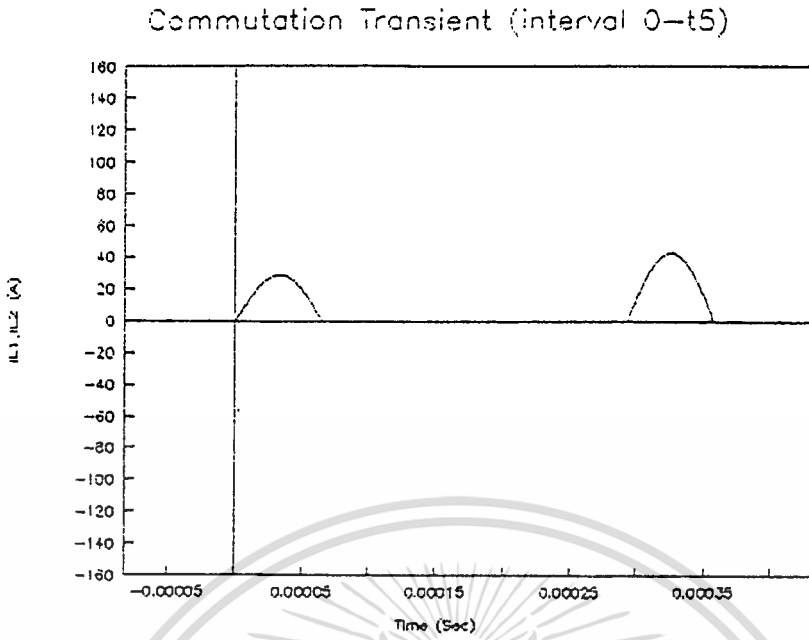


รูปที่ 4.16 (c) รูปคลื่นของกระแสเอชในไลน์ในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$  ,  $t_{h2}$

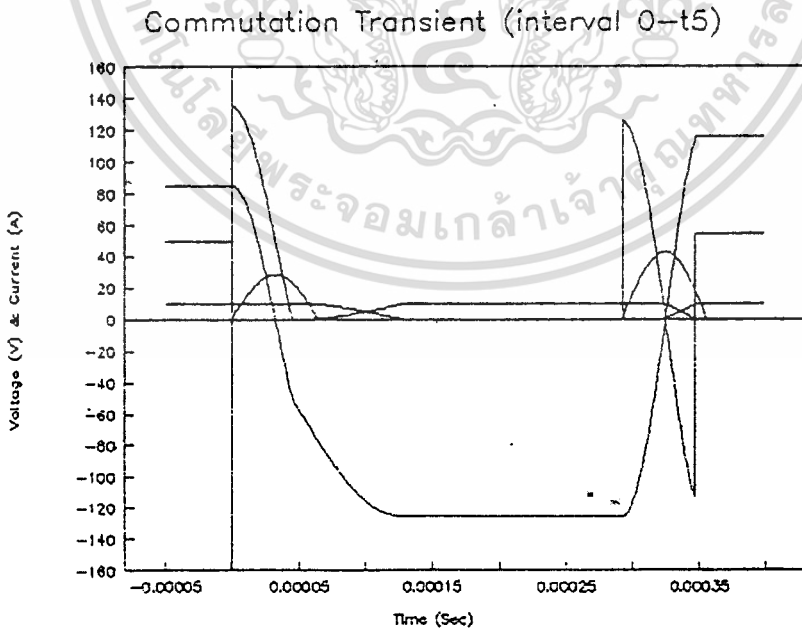


รูปที่ 4.16 (d) รูปคลื่นของกระแส  $I_{d2}$  ในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$  ,  $t_{h2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

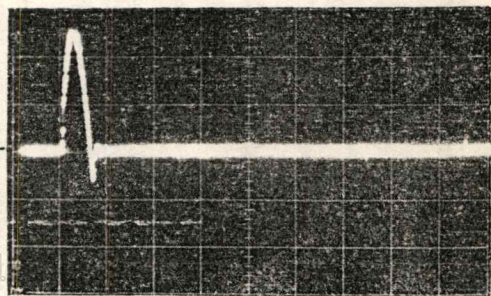
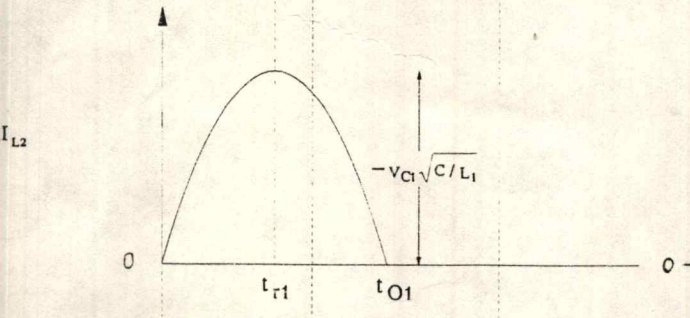
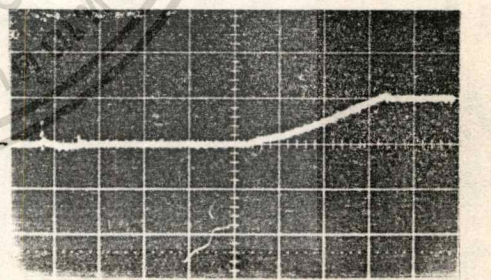
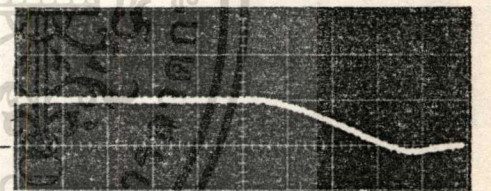
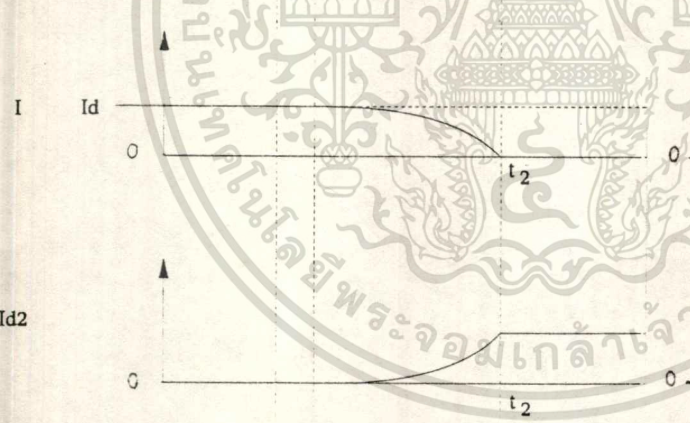
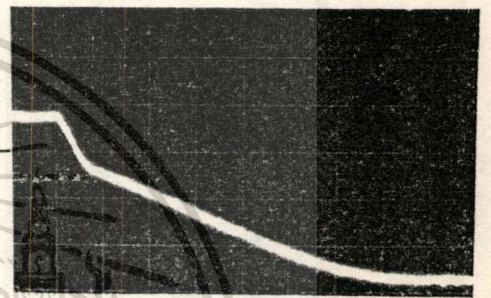
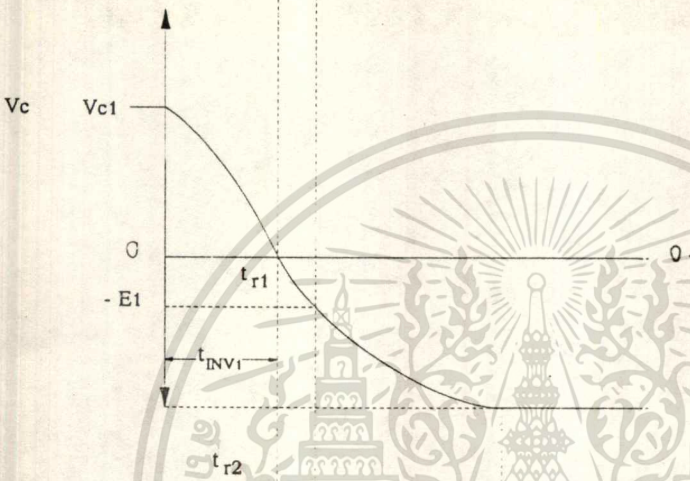
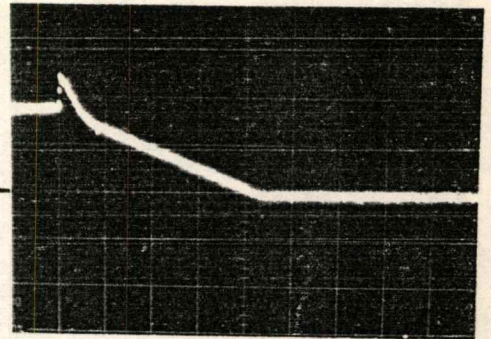
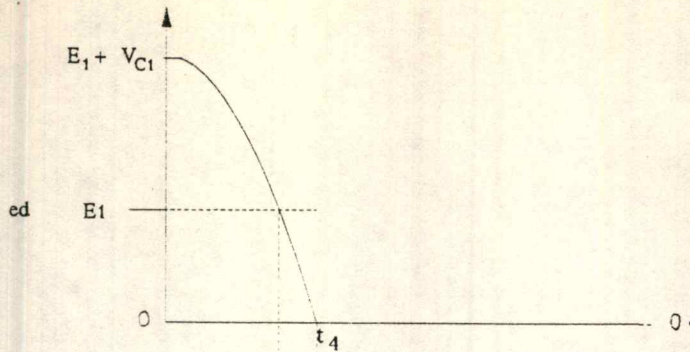


รูปที่ 4.16 (e) รูปคลื่นของกระแส  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$  ในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$ ,  $t_{h2}$



รูปที่ 4.16 (f) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท  $t_{h1}$ ,  $t_{h2}$

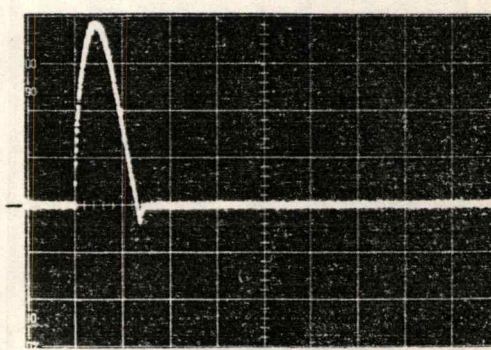
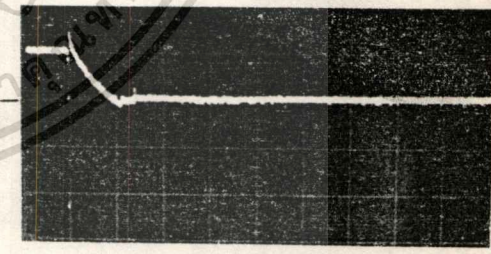
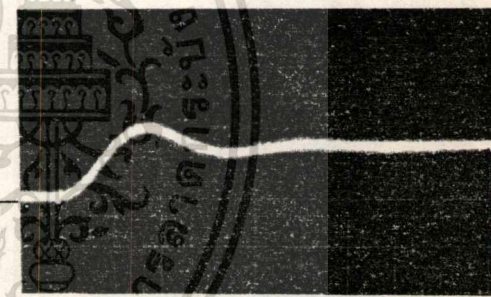
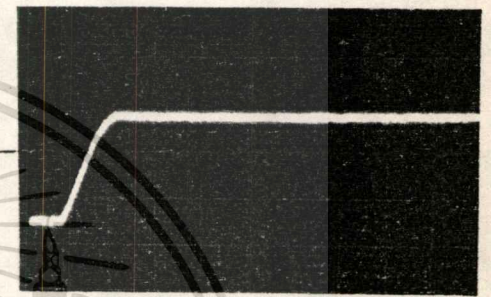
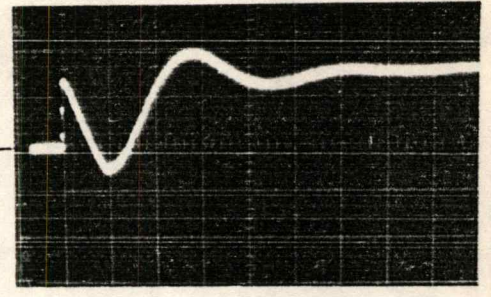
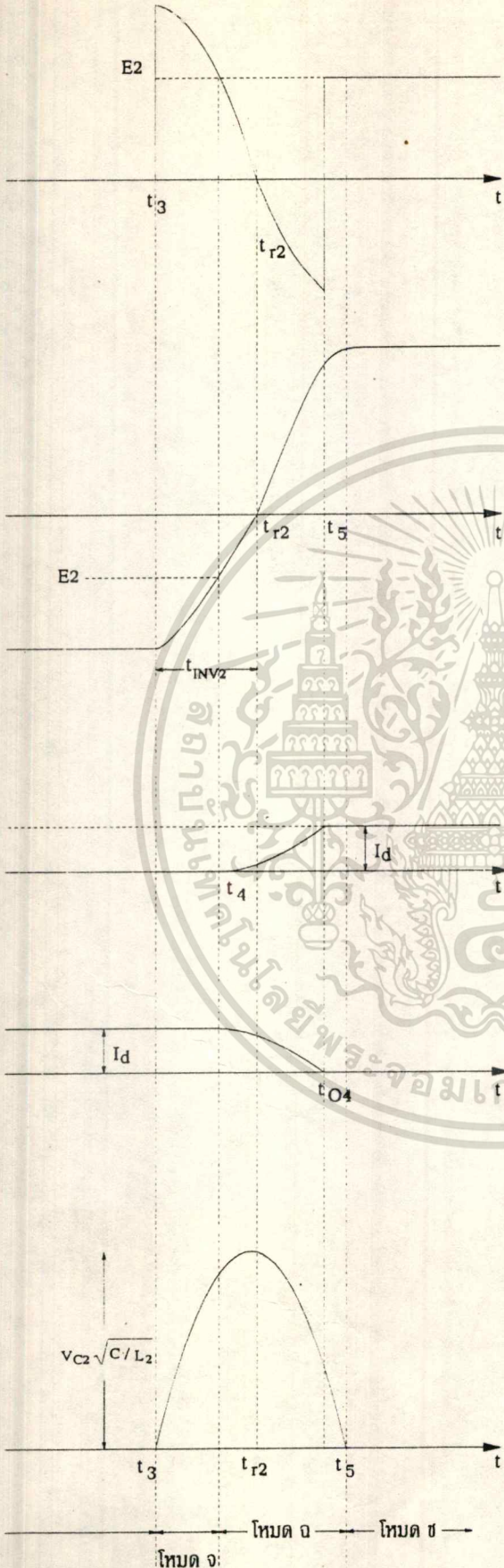
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ (จากกิจการวิเคราะห์) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



← โหมด ก — โหมด ข — โหมด ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งท่านมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 4.17 (a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนท์ของการคอมมิวเตท th1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.17 (b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงทรานเซียนต์ของการคอมมิวเตท  $t_{h2}$   
 ไม่มีการวัดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชไอไลน์

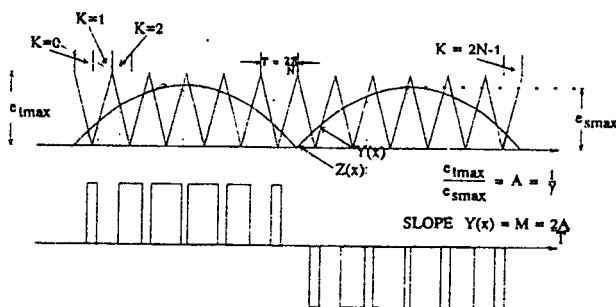
ในรูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มนั้นนอกจากจะประกอบด้วย คลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) แล้วยังประกอบด้วย องค์ประกอบฮาร์โมนิกต่างๆ ซึ่งเป็นคลื่นความถี่สูง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกของรูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มที่ได้สร้างขึ้น เพื่อเปรียบเทียบและหาข้อสรุปว่าควรจะใช้วิธีสร้างรูปคลื่นแบบใดจึงจะเหมาะสมที่สุด เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งาน

#### 4.3.1 การคำนวณหามุมสวิตช์ของรูปคลื่นแบบ SPWM, EPWM

รูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มที่สร้างขึ้นโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบนั้นจะเกิดมุมสวิตช์ตรงจุดตัดของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ ซึ่งสามารถหาจุดตัดเหล่านี้ได้โดยวิธีนิวเมอริคอล (numerical)

ในการวิเคราะห์รูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มแบบ 3 ระดับ ดังรูปที่ 4.18 นั้นจะให้สภาวะเริ่มต้นที่คลื่นไซน์ (คลื่นสี่เหลี่ยม) มีขนาดเท่ากับศูนย์และคลื่นสามเหลี่ยมมีขนาดสูงสุด อย่างไรก็ตามไม่ว่าจะเลือกสภาวะเริ่มต้นลักษณะใดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจะไม่แตกต่างกัน ในรูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มแบบ SPWM มุมสวิตช์ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอเอ็มหาได้จากจุดตัดระหว่างรูปคลื่นไซน์เต็มคลื่น (Modulating wave) กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม (Carrier wave) โดยที่สมการเส้นตรงเส้นที่ K ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นฟังก์ชันของมุม  $x$  ใดๆ คือ

$$Y(x) = (-1)^{k+1} m(x-kT/2) + A/2 + (-1)^k A/2$$



โดยที่  $K = 0, 1, 2, 3, \dots, 2N-1$

$N =$  อัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์

$T =$  คาบของคลื่นสามเหลี่ยม  $= 2\pi/N$

$m =$  ความชัน (slop) ของคลื่นรูปสามเหลี่ยม  $= 2A/T$

$X =$  มุมใดๆ มีค่า  $0 < x < 2\pi$  (เรเดียน)

$A =$  ส่วนกลับของอัตราส่วนการมอดูเลชัน  $= 1/x = e_{\text{max}} / e_{\text{min}}$

การหามุมของสวิตช์ที่มอดูเลชันเรโซหนึ่งๆ สามารถทำได้โดยปรับขนาด (Amplitude) ของคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่น และกำหนดให้แอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยมเป็น 1 หน่วย ส่วนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์เต็มคลื่น จะเท่ากับค่าอัตราส่วนของการมอดูเลชัน ( $K$ ) ซึ่งในโปรแกรมแทนด้วยตัวแปร  $A$  ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการของคลื่นไซน์เต็มคลื่นได้ดังนี้

$$Z(x) = |\text{Sin}(x)|$$

สำหรับวิธีนิวเมอริคอล ที่ใช้ในการหาจุดตัดหรือมุมสวิตช์นั้นอาศัยวิธีการไบเซคชัน (Bisection Method) ซึ่งมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. กำหนดจุด  $x_1$  และจุด  $x_2$  ที่จุดต้นและปลายของสามเหลี่ยมเส้นที่พิจารณา ( $K$ )
2. พิจารณาระหว่าง  $x_1$  และจุด  $x_2$  ว่ามีจุดตัดหรือไม่ ถ้าไม่มีให้ข้ามไปพิจารณาสามเหลี่ยมเส้นต่อไป

3. ในกรณีที่มีจุดตัดระหว่าง  $x_1$  และ  $x_2$  จะกำหนดให้  $x_3 = (x_1 + x_2) / 2$

4. พิจารณาว่าจุดตัดอยู่ระหว่างจุด  $x_1$  และ  $x_3$  หรือไม่ ถ้ามี

(เครื่องหมาย  $Y(x_1) - Z(x_1)$  ตรงข้ามกับเครื่องหมายของ  $Y(x_3) - Z(x_3)$ ) ให้  $x_2 = x_3$

ถ้าไม่มี (เครื่องหมาย  $Y(x_1) - Z(x_1)$  เหมือนกับเครื่องหมายของ  $Y(x_3) - Z(x_3)$ ) ให้  $x_1 = x_3$

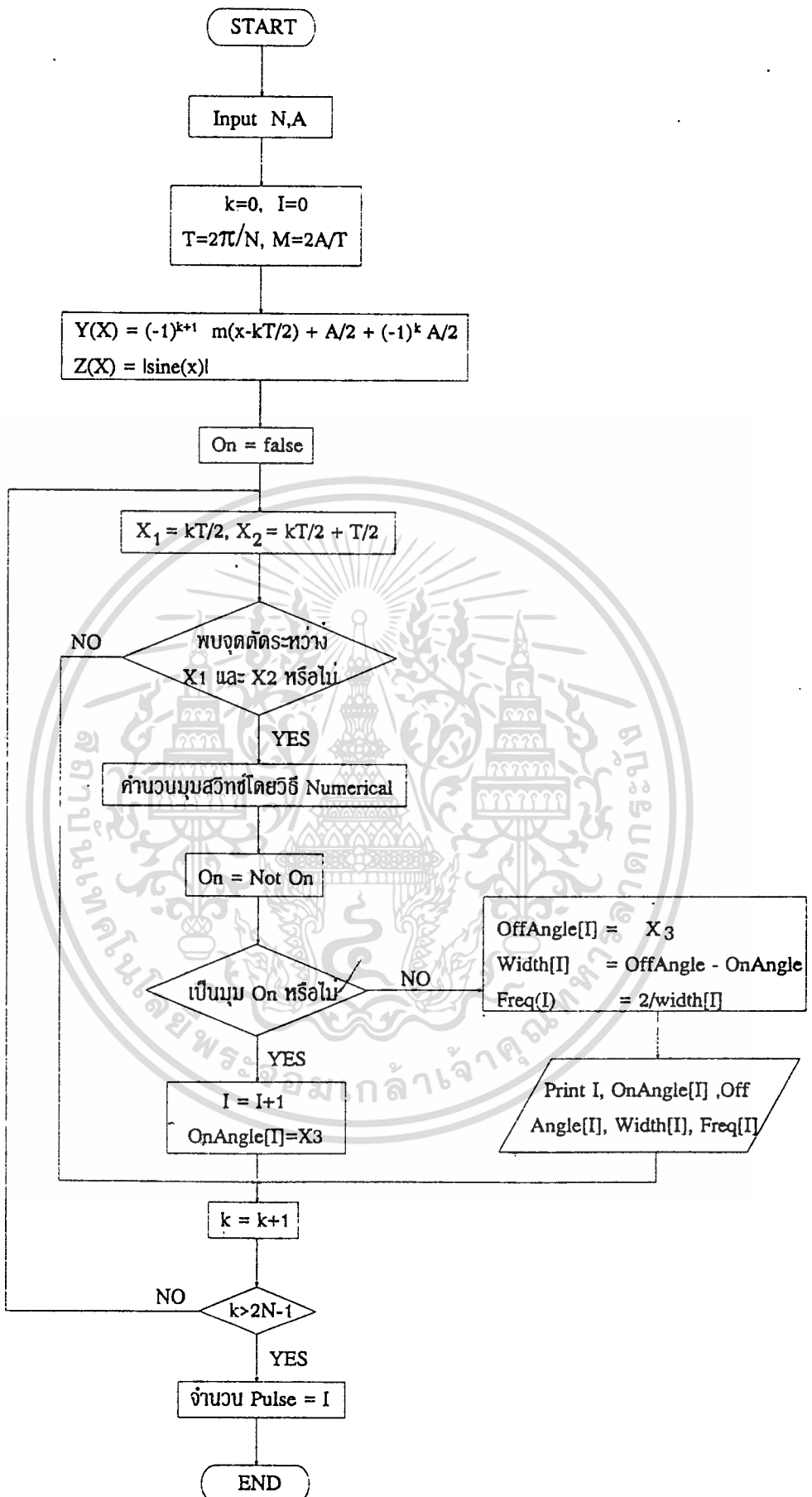
5. ให้กลับไปทำหัวข้อ 3. ลงมาใหม่ จนค่าความแตกต่างระหว่างจุด  $x_1$  และ  $x_2$  น้อยกว่าค่าผิดพลาด (error) ที่ตั้งไว้ และให้จุดตัดนั้นเท่ากับ  $x_3 = (x_1 + x_2) / 2$

เราสามารถแสดงการหาจุดตัดระหว่างสามเหลี่ยมและเส้นที่  $K$  กับคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่น

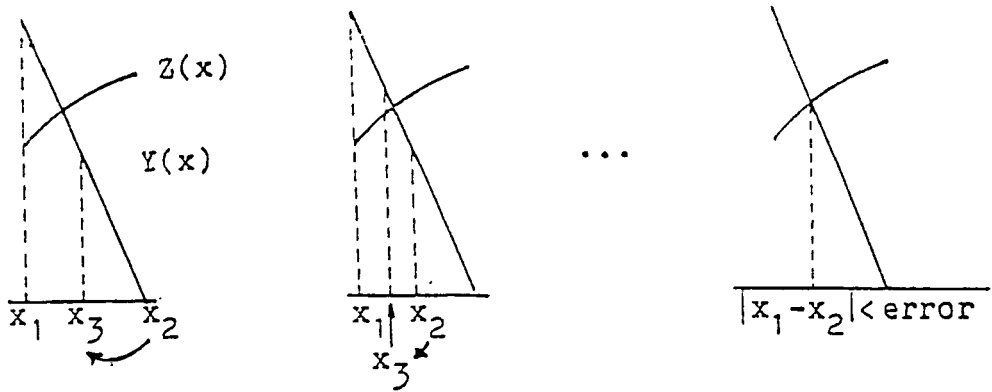
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นโดยหน่วยงานที่เกี่ยวข้องกับการดำเนินงานของสำนักงานส่งเสริมการค้าในต่างประเทศ ณ นครโฮจิมินห์ ประเทศเวียดนาม และเผยแพร่โดยสำนักงานส่งเสริมการค้าในต่างประเทศ ณ นครโฮจิมินห์ ประเทศเวียดนาม ไม่สามารถนำออกนอกระบบได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

โดยวิธีการไบเซคชัน ดังรูปที่ 4.19 และแสดงขั้นตอนการหาจุดตัดหรือมุมสวิตช์ดังโพลีชาร์ทที่ 1

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 4.19 (a) โฟลวชาร์ทที่ 1 แสดงการคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่น SPWM



รูปที่ 4.19 การหาจุดตัดระหว่างสามเหลี่ยมเส้นที่ K กับคลื่นรูปไซน์เต็มคลื่น

4.3.2 การหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกของรูปคลื่นแบบ SPWM, EPWM

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง การหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกต่างๆ และขนาดความถี่หลักมูลของคลื่นพัลส์บวโลเอ็มที่สร้างขึ้นโดยวิธีในเทอรอลที่ค่าอัตราส่วนความถี่ และอัตราส่วนการมอดูเลชันต่างๆ

จากทฤษฎีฟูเรียร์ได้กล่าวว่า ฟังก์ชันคาบ (periodic function : f(θ)) ใดๆ จะสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันโคไซน์ เมื่อแทนฟังก์ชันคาบนั้นจะได้

$$f(\theta) = A_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \sin n\theta)$$

โดยที่

$$A_0 = (2/T) \int_0^T f(\theta) d\theta$$

$$A_n = (2/T) \int_0^T f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$B_n = (2/T) \int_0^T f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

เมื่อแทนค่าคาบ T = 2π จะได้ว่า

$$A_0 = (1/\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta$$

$$A_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$B_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

ขนาดของแอมพลิจูดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ n หรือ Cn มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  

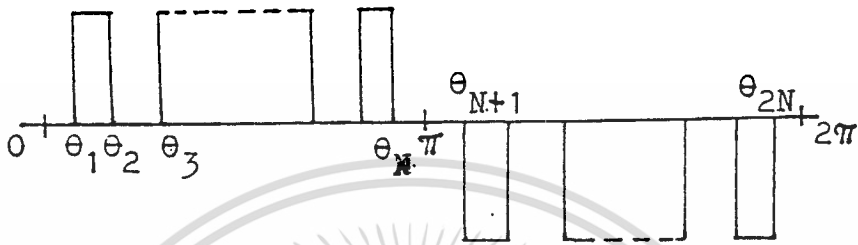
$$C_n = A_0/2 + \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$
  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $n = 1, 2, 3, \dots$

ค่า  $A_0$  ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มมีค่าเท่ากับ 0 เนื่องจากรูปคลื่นมีลักษณะสมมาตรระหว่างซีกบวกและลบ

เมื่อพิจารณารูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับที่มีมุมสวิทช์  $2N$  มุม ใน 1 คาบ ดังรูปที่

4.20



รูปที่ 4.20 มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ

จากรูป  $f(\theta) = 1 ; \theta_{2b-1} < \theta < \theta_{2b} ; b = 1, 2, 3, 4, \dots, N/2$   
 $= 0 ; \theta_{2b} < \theta < \theta_{2b} ; b = 1, 2, 3, 4, \dots, N$   
 $= -1 ; \theta_{2b-1} < \theta < \theta_{2b} ; b = N/2 + 1, N/2 + 2, \dots, N$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$= \frac{1}{n\pi} ( f(\theta) \sin n\theta \Big|_0^{2\pi} )$$

$$= \frac{1}{n\pi} ( \sin n\theta \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + \sin n\theta \Big|_{\theta_3}^{\theta_4} + \sin n\theta \Big|_{\theta_5}^{\theta_6} + \dots + \sin n\theta \Big|_{\theta_{N-1}}^{\theta_N} - \sin n\theta \Big|_{\theta_{N+1}}^{\theta_{N+2}} - \sin n\theta \Big|_{\theta_{N+3}}^{\theta_{N+4}} - \sin n\theta \Big|_{\theta_{N+5}}^{\theta_{N+6}} \dots - \sin n\theta \Big|_{\theta_{2N-1}}^{\theta_{2N}} )$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 =  $(1/n\pi) [(-\sin n\theta_{N+1} + \sin n\theta_{N+2} - \sin n\theta_{N+3} + \dots + \sin n\theta_N)$   
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่สิ่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

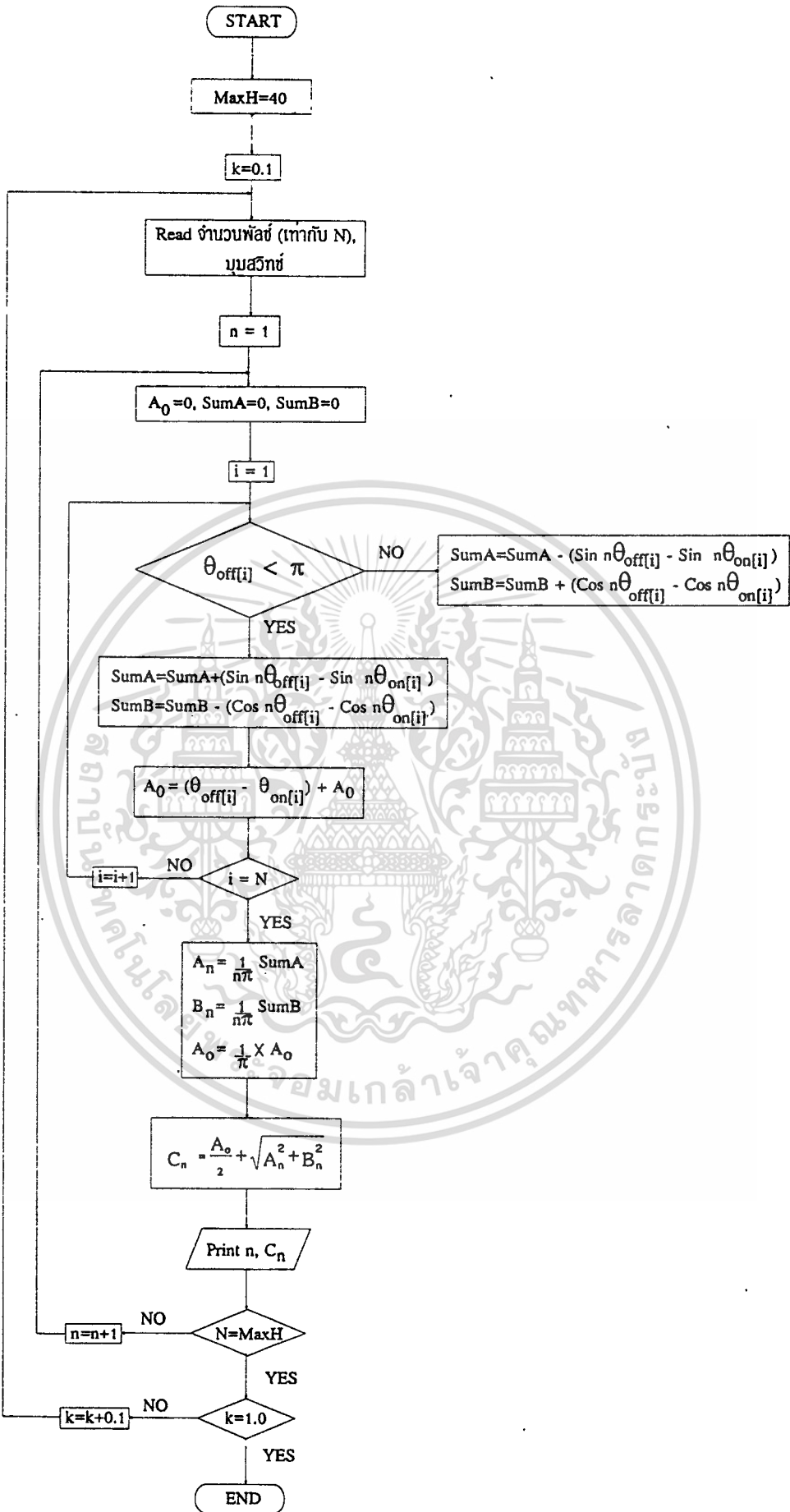
$$\begin{aligned}
 & -(-\sin n\theta_{n+1} + \sin n\theta_{n+2} - \sin n\theta_{n+3} + \dots + \sin n\theta_n)] \\
 & = 1/n\pi \left[ \sum_{p=1}^N (-1)^p \sin n\theta_p - \sum_{p=N+1}^{2N} (-1)^p \sin n\theta_p \right]
 \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$\begin{aligned}
 B_n &= (1/n\pi) \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta \, d\theta \\
 &= (1/n\pi) \left( -f(\theta) \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} \right) \\
 &= 1/n\pi \left( -\cos n\theta \Big|_0^{2\pi} - \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} - \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} - \dots - \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} \right. \\
 &\quad \left. + \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} + \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} + \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} \dots + \cos n\theta \Big|_0^{2\pi} \right) \\
 &= (1/n\pi) \left[ (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 + \cos n\theta_3 - \dots + \cos n\theta_n) - \right. \\
 &\quad \left. (\cos n\theta_{n+1} - \cos n\theta_{n+2} + \cos n\theta_{n+3} - \dots - \cos n\theta_{2n}) \right] \\
 &= 1/n\pi \left[ \sum_{p=1}^N (-1)^{p+1} \cos n\theta_p - \sum_{p=N+1}^{2N} (-1)^{p+1} \cos n\theta_p \right]
 \end{aligned}$$

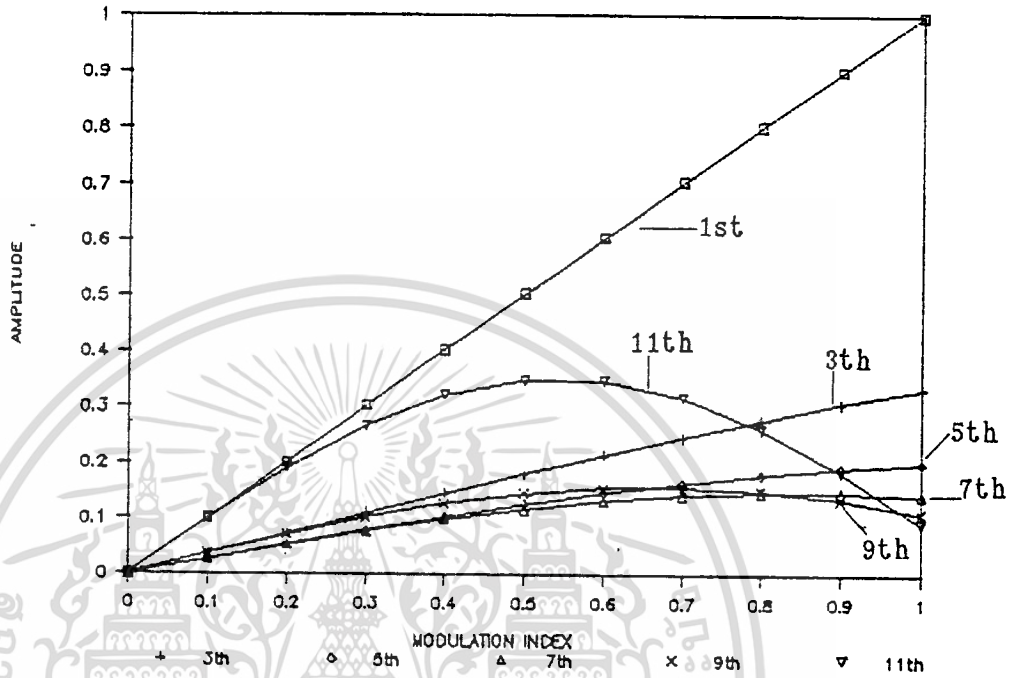
นำค่า  $A_n$  และ  $B_n$  มาคำนวณเพื่อหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกได้ ดังแสดงในโพลาร์ชาร์ตที่ 2 ในรูปที่ 4.20(a) และผลการคำนวณดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 4.20(b), 4.20(c), 4.20(d), 4.20(e)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



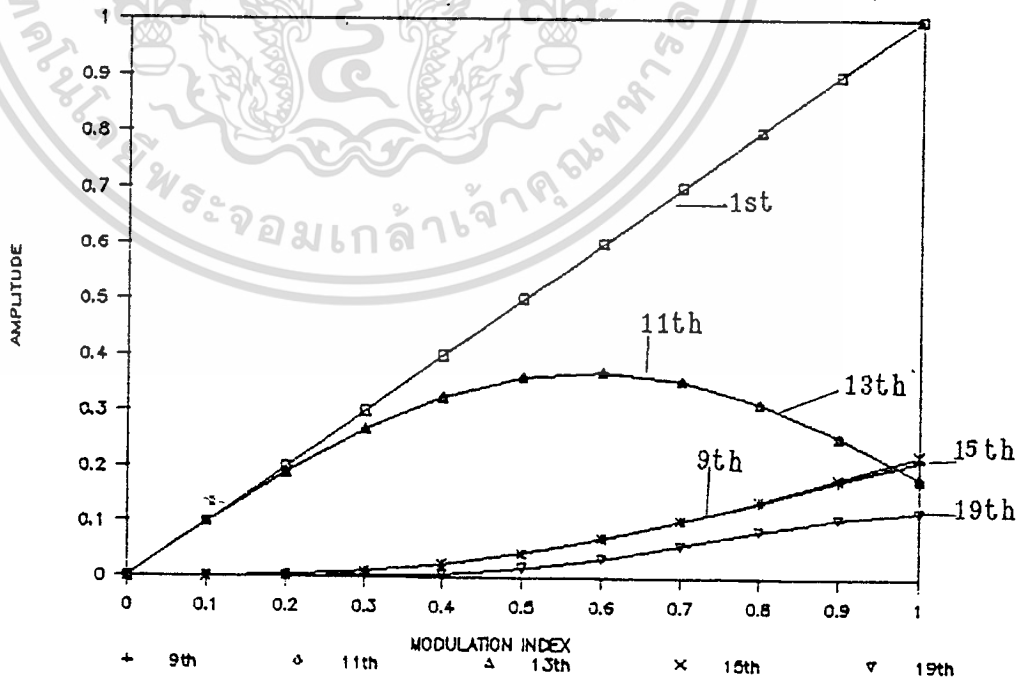
รูปที่ 4.20 (a) โพลาร์ชาร์ทที่ 2 แสดงขั้นตอนการหาขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิก ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW ORDER HARMONIC OF SINGLE PHASE EPWM



รูปที่ 4.20(b) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสที่ดับปลิวเอ็ม

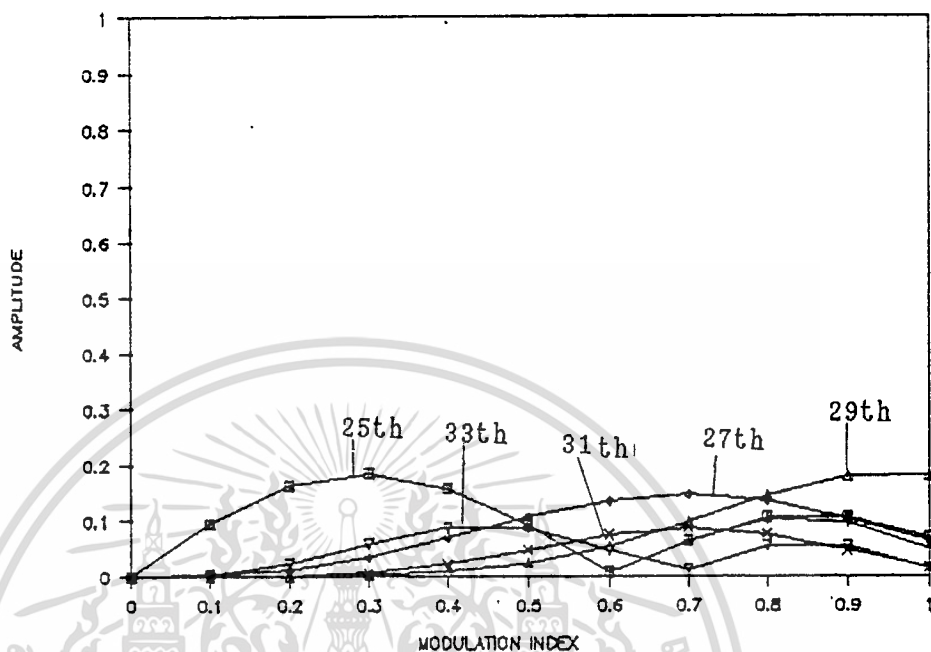
LOW ORDER HARMONIC OF 1-PHASE SPWM



รูปที่ 4.20(c) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสที่ดับปลิวเอ็ม

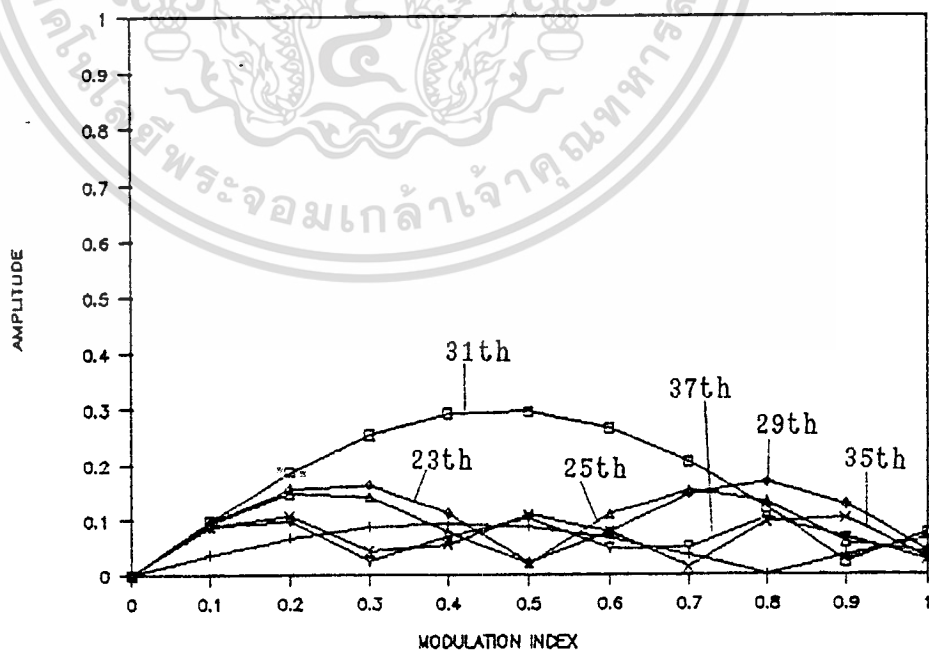
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## HIGH ORDER HARMONIC OF 1-PHASE SPWM



รูปที่ 4.20(d) แสดงกราฟค่านานองค้ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสฟีดบลิวเอ็ม

## HIGH ORDER HARMONIC OF 1-PHASE EPWM



รูปที่ 4.20(e) แสดงกราฟค่านานองค้ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสฟีดบลิวเอ็ม

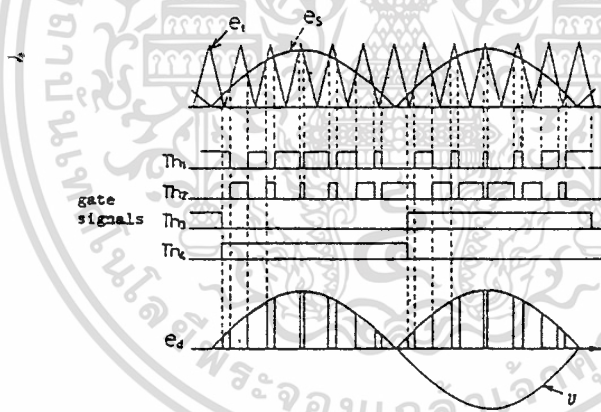
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 หลักการสร้างสัญญาณและส่วนประกอบของวงจรสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์

##### 4.4.1 หลักการสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์

สัญญาณที่จำลองช่วงการนำกระแสของไทรสเตอร์ในรูปที่ 4.21 คือสัญญาณที่ใช้กระตุ้นไทรสเตอร์ เนื่องจากรูปแบบพีคดับเบิลว็อลุ่มของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้ในเอซีไลน์สำหรับ 1-เฟส พีคดับเบิลว็อลุ่มคอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นแบบ SPWM และ EPWM ดังนั้นรูปแบบของสัญญาณกระตุ้น (trig) ไทรสเตอร์ จึงได้จากพื้นฐานของการเปรียบเทียบกันระหว่างรูปคลื่นซายน์เต็มคลื่นกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม หรือรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม ตามลำดับ สำหรับสัญญาณที่ออกจากตัวเปรียบเทียบ (comparator) นั้นจะถูกนำไปทำ (logic) เพื่อให้ได้สัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์แต่ละตัวต่อไป



รูปที่ 4.21 แสดงช่วงการนำกระแสของไทรสเตอร์แต่ละตัว

ในวงจร เอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้นจังหวะในการทำงานของไทรสเตอร์แต่ละตัว จะต้องสัมพันธ์กับแหล่งจ่ายไฟเอซี ดังนั้นสัญญาณรูปคลื่นซายน์เต็มคลื่นและสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งถือว่าเป็นต้นกำเนิดของสัญญาณที่ใช้ทริกไทรสเตอร์นั้น จะต้องซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟเอซีของวงจรกำลังด้วย

#### 4.4.2 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์

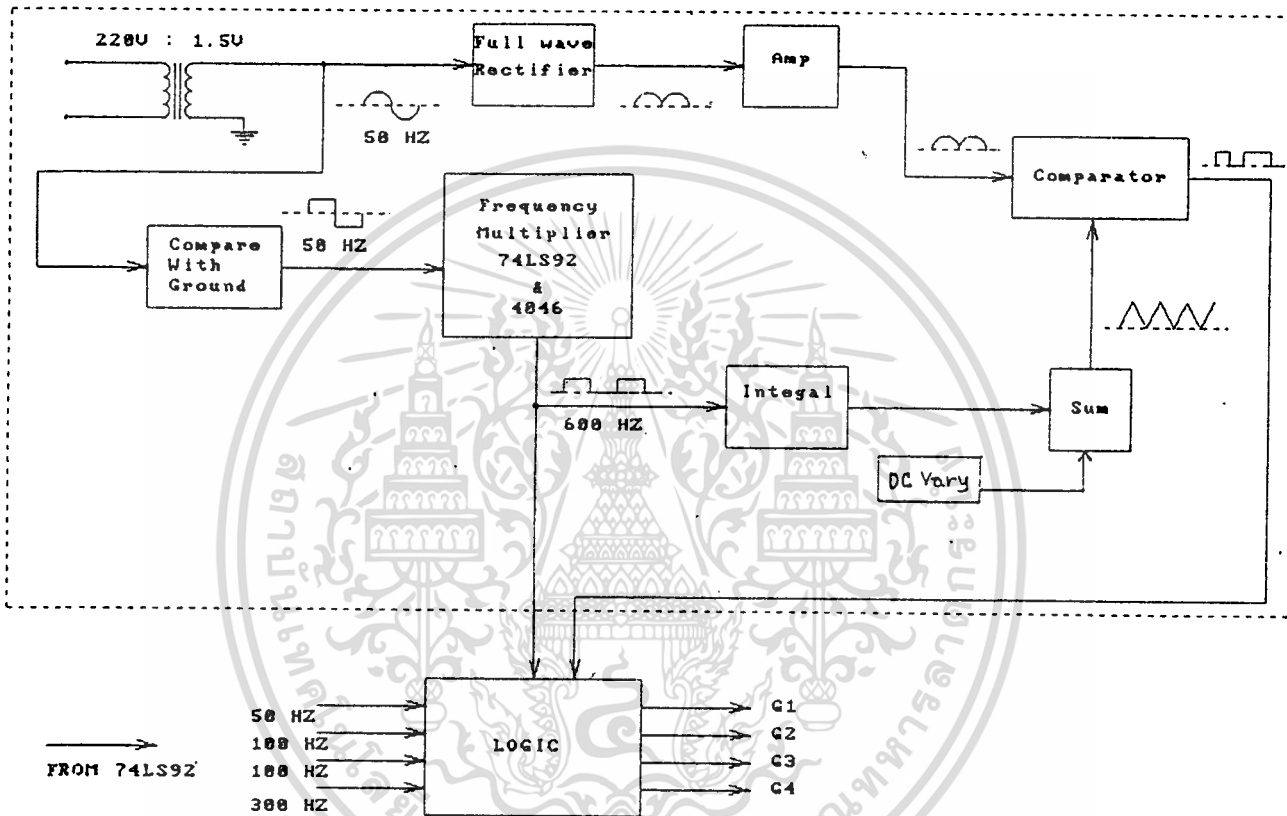
สำหรับในส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์นั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ

##### 4.4.2.1 ส่วนสัญญาณ และวงจรดิจิทัล (Digital)

##### 4.4.2.2 ส่วนขั้วเกท (gate) ของไทรสเตอร์ และส่วนไอโซเลท (Isolate)

##### 4.4.2.1 ส่วนสัญญาณและวงจรดิจิทัล (Digital)

สำหรับสัญญาณทรiggerไทรสเตอร์นั้นจะมีพื้นฐานมาจากการเปรียบเทียบกันระหว่างรูปคลื่นซายน์เต็มคลื่นกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมในรูปแบบ SPWM และเปรียบเทียบกันระหว่างรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมในรูปแบบ EPWM นั้น ในส่วนการสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ส่วนสร้างสัญญาณในรูปแบบ SPWM และในรูปแบบ EPWM ซึ่งแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในเส้นประของรูปที่ 4.22 โดยเริ่มจากแปลงค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเอซีของวงจรกำลังให้ลดลง ซึ่งส่วนหนึ่งจะถูกเปลี่ยนให้เป็นรูปคลื่นสัญญาณซายน์เต็มคลื่นซึ่งเป็นสัญญาณมอดดูเลท ที่สร้างจากวงจรฟูลเวฟเรกติไฟร์ (Full wave rectifier) โดยใช้ออปแอมป์ จากนั้นจะผ่านอินเวอร์เตอร์แอมป์ ที่สามารถปรับขนาดของรูปคลื่นซายน์เต็มคลื่นได้ ซึ่งในส่วนนี้ก็คือส่วนของการปรับค่ามอดดูเลชัน (x) นั้นเอง และสัญญาณซายน์อีกส่วนหนึ่งจะถูกนำไปสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณแคเรียร์ (Carrier) โดยนำไปเปรียบเทียบระดับกราวด์ เพื่อทำให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz จากนั้นจึงนำสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเข้าสู่วงจรคูณความถี่ที่ประกอบด้วยไอซี 4046 และ 74LS92 ซึ่งจะได้ความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเป็น 12 เท่าของความถี่เดิม จากนั้นนำสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมผ่านเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) และวงจรซิมเมชัน (Summation) เพื่อให้ได้สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 600 Hz ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นซายน์เต็มคลื่น สัญญาณพัลซ์ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำไปทาลอจิกกับสัญญาณอื่นที่ได้จากขา 1,8,9 และ 11 ของไอซี 74LS92 ต่อไป



รูปที่ 4.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทรสเตอร์

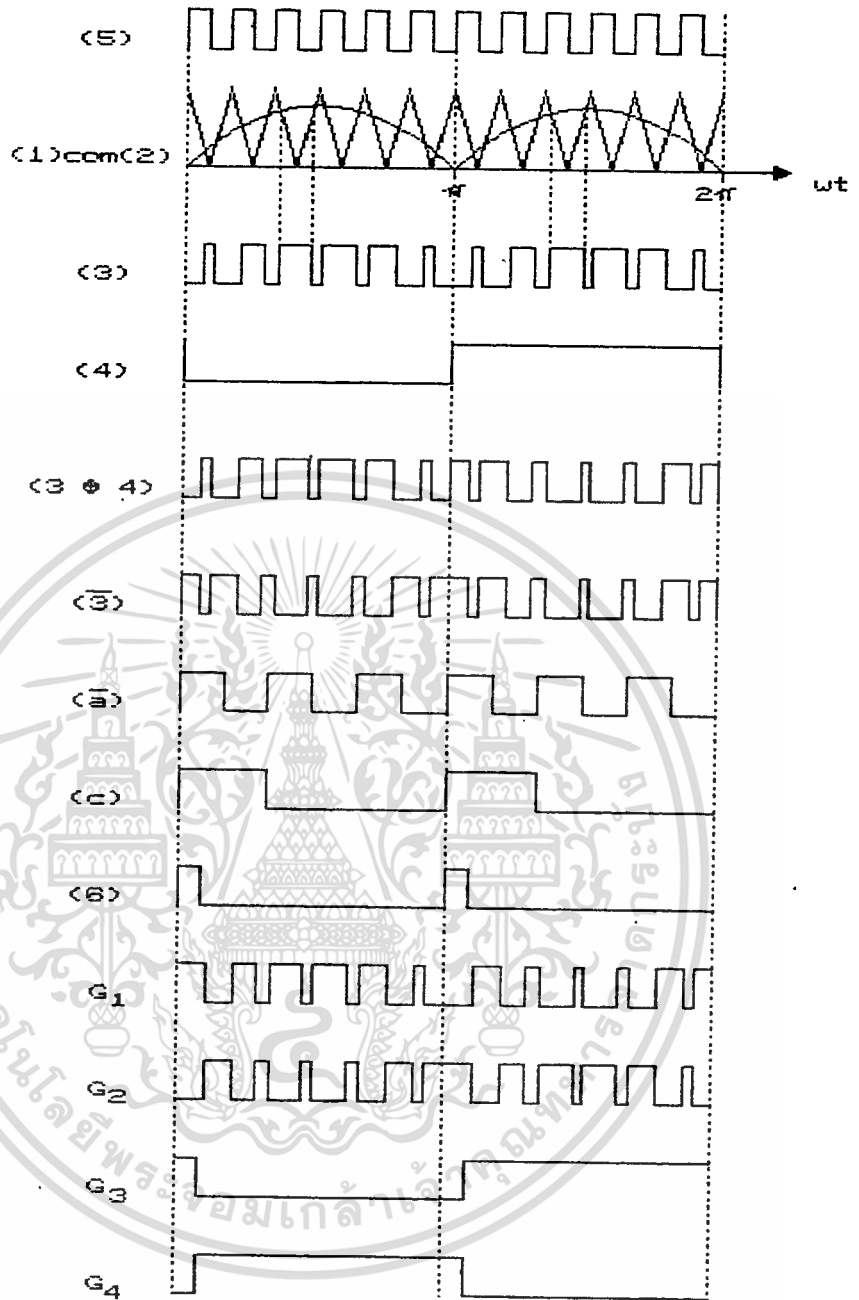
ของ 1-เฟส PWM คอนเวอร์เตอร์

ในส่วนของวงจรดิจิทัลนั้น สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเปรียบเทียบนั้นยังไม่ใช่สัญญาณที่จะนำไปทริกที่ขาเกตของไทรสเตอร์ สัญญาณพัลส์ที่ได้จะต้องนำไปทำลอจิกกับสัญญาณพัลส์ในส่วนอื่น ๆ ของวงจรดิจิทัล ซึ่งจากในรูปที่ 4.22 จะเห็นว่ามีการนำสัญญาณพัลส์จากขาต่าง ๆ ของ 74LS92 มาทำลอจิกกับสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเปรียบเทียบซึ่งสามารถแสดงสัญญาณพัลส์ในแต่ละขั้นตอนของการทำลอจิกที่สำคัญ ในรูปที่ 4.23 ดังนั้นสัญญาณพัลส์สุดท้ายที่ได้คือ  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  และ  $G_4$  จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับควรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

นำเข้าไปในส่วนหนึ่งของวงจรขับเคลื่อนของไทรสเตอร์และวงจรไอทีเลทต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$(6) = (7) \cdot (\bar{3})$$

$$G_1 = (6) \oplus [(3) \oplus (4)]$$

$$G_2 = \bar{G}_1$$

$$G_3 = G_1 \oplus (3)$$

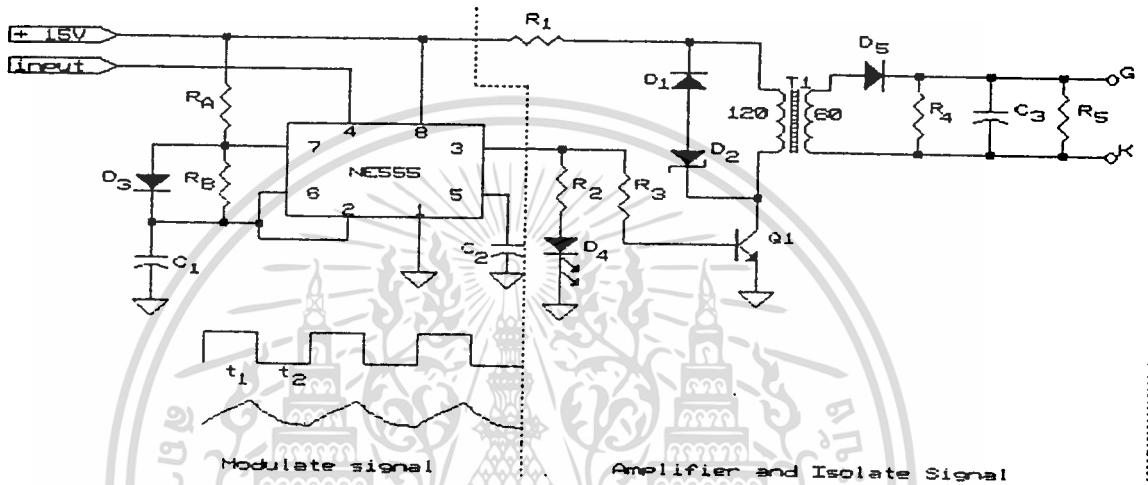
$$G_4 = \bar{G}_3$$

รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณพัลส์ของการทำลอจิกที่สำคัญในวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไตรสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2.2 ส่วนขับเคลื่อนของไทรซิสเตอร์และส่วนไอโซเลท

สำหรับสัญญาณพัลส์ที่ออกจากส่วนของวงจรถิจริตอลนั้น จะต้องผ่านส่วนขับเคลื่อนของไทรซิสเตอร์ เพื่อขยายสัญญาณทริก และส่วนไอโซเลทเพื่อแยกกราวด์ (ground) ของสัญญาณทริกออกจากส่วนของวงจรถิจริตอล ดังแสดงในรูปที่ 4.24 ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน



รูปที่ 4.24 แสดงวงจรถิจริตอลในส่วนขับเคลื่อนของไทรซิสเตอร์และส่วนไอโซเลท

ส่วนที่ 1 เป็นส่วนของวงจรถิจริตอลแบบออสซิลเลเตอร์ (Astable multivibrator) จะทำหน้าที่มอดูเลทสัญญาณที่มาจากในส่วนของวงจรถิจริตอล เพื่อลดการรบกวนของหม้อแปลงไอโซเลท การทำงานของส่วนนี้ ตัวเก็บประจุ  $C$  จะรับประจุจนมีค่าแรงดันคร่อมตัวมันเป็น  $(2/3)$  ของ  $V_{cc}$  โดยจะอัดประจุผ่านตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  และจะคายประจุจนแรงดันคร่อมตัวมันเหลือ  $(1/3)$  ของ  $V_{cc}$  โดยคายประจุผ่าน  $R_B$  นั่นคือ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุจะออสซิลเลทอยู่ระหว่าง  $(1/3)$  ของ  $V_{cc}$  และ  $(2/3)$  ของ  $V_{cc}$  และจะไม่ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{cc}$  แต่จะขึ้นกับค่า  $R$  และ  $C$  ซึ่งกำหนดเป็นช่วงเวลาได้ดังนี้

ช่วงเวลาที่  $C$  รับประจุ หรือแรงดันขาออกอยู่ในสภาวะ "1"

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C \quad \text{sec.} \quad \dots (4.125)$$

และช่วงเวลาที่  $C$  คายประจุหรือแรงดันขาออกอยู่ในสภาวะ "0"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่  $t_2 = 0.693 R_B C$  งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ sec. วัตถุประสงค์ให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.126) ้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้คาบเวลาทั้งหมด  $= T = t_1 + t_2 = 0.693(R_A + R_B)C \text{ sec.}$

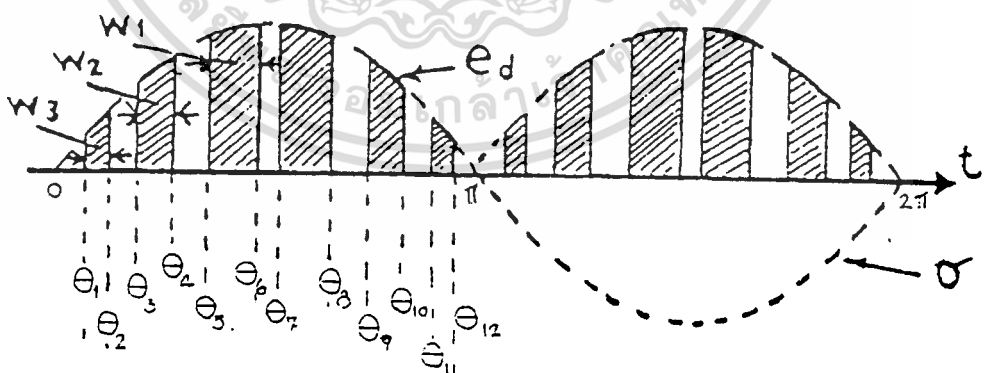
และความถี่  $f = 1/T$

## ส่วนที่ 2 ส่วนขยายสัญญาณและวงจรกำลังไอโซเลท

ถ้าวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นและวงจรกำลังต่อกันโดยตรงแล้วอาจเกิดปัญหาในระบบกรานด์ และสร้างความเสียหายให้กับวงจรสร้างสัญญาณทริกได้ จากรูปที่ 4.24 สัญญาณมีอดดูละที่ออก จากขา 3 ของไอซีเบอร์ 555 จะถูกขยายโดยวงจรอิมิตเตอร์ร่วม จากนั้นจะถูกไอโซเลทโดย หม้อแปลงสัญญาณพัลส์ เพื่อต่อเข้ากับขาเกต และคาโทดของไทรสเตอร์ต่อไป

## 4.5 การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออก

ในรูปที่ 4.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออก ( $e_d$ ) คร่อมโหลด  $R$  และ  $L_d$  สำหรับ รูปคลื่นที่ระดับบิลวเอ็มแบบ SPWM (EPWM) ดังนั้น ค่าแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออกสามารถหาได้จากการ อินทิเกรทของพื้นที่ใต้กราฟของแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออกดังแสดงในรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออก ( $e_d$ )

จากรูปที่ 4.25 สามารถเขียนสมการของแรงดันไฟฟ้าดีซีที่ขาออกได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 e_d &= (\sqrt{2} V_{rms}) / \pi \left[ \int_0^\pi \sin \theta d\theta \right] \\
 &= (\sqrt{2} V_{rms}) / \pi \left[ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin \theta d\theta + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin \theta d\theta + \dots + \int_{\theta_{11}}^{\theta_{12}} \sin \theta d\theta \right] \\
 &= (\sqrt{2} V_{rms}) / \pi \left[ (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + (\cos \theta_3 - \cos \theta_4) + \dots \right. \\
 &\quad \left. + (\cos \theta_{11} - \cos \theta_{12}) \right] \dots (4.127)
 \end{aligned}$$

จากนิยามค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันคี่ขาออกในบทที่ 2 จะได้ว่า

$$\bar{e}_d = (e_d / E_d) \times 100 \dots (4.128)$$

โดยที่  $E_d = (2\sqrt{2}/\pi) V_{rms}$

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้น } \bar{e}_d &= [(\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + (\cos \theta_3 - \cos \theta_4) + \dots + (\cos \theta_{11} - \cos \theta_{12})] / 2 \\
 &\dots (4.129)
 \end{aligned}$$

$$= [\text{ฟังก์ชัน cos ของมุม } \theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_{12}] / 2 \dots (4.130)$$

จะเห็นได้ว่า  $\bar{e}_d$  จะขึ้นกับค่ามุมสวิทช์ หรือ ค่า  $\alpha$  เท่านั้น เราสามารถนำค่ามุมสวิทช์ที่คำนวณได้ในข้อ 4.3.1 มาแทนค่าลงในสมการ (4.129) เพื่อหาค่า  $\bar{e}_d$  ที่ค่า  $\alpha$  (Modulation ratio) ต่างๆซึ่งขั้นตอนการหาค่า  $\bar{e}_d$  แสดงในโพลาร์พลาทที่ 3 และผลการคำนวณค่าแรงดันคี่ขาออกแสดงในรูปที่ 4.25(a), 4.25(b)

#### 4.6 การหาค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์สำหรับ 1-เฟส พีดับบลิวเอมคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อ 2.3 นั้นได้แสดงการคำนวณหาค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยพิจารณาจากรูปคลื่นกระแสเอชในไลน์ว่ามีความเพิ่มขึ้นเป็นอย่างไรเมื่อเทียบกับรูปคลื่นชาซีน ซึ่งจะเห็นว่าลักษณะของรูปคลื่นกระแสเอชในไลน์ของพีดับบลิวเอมคอนเวอร์เตอร์นั้น มีลักษณะรูปคลื่นใกล้เคียงชาซีน แต่มีรูปคลื่นไม่เป็นชาซีน (Non-sinusoidal) ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟเอชนั้น มีรูปคลื่นเป็นชาซีน (Sinusoidal) ดังนั้นจะได้ค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ 1-เฟสพีดับบลิวไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอ็มคอนเวอร์เตอร์เป็น

$$P.F = \text{Distortion factor} \times \text{displacement factor}$$

$$= \mu \cos\phi_1 \quad \dots(4.131)$$

และ Distortion facton =  $\mu = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$  ... (4.132)

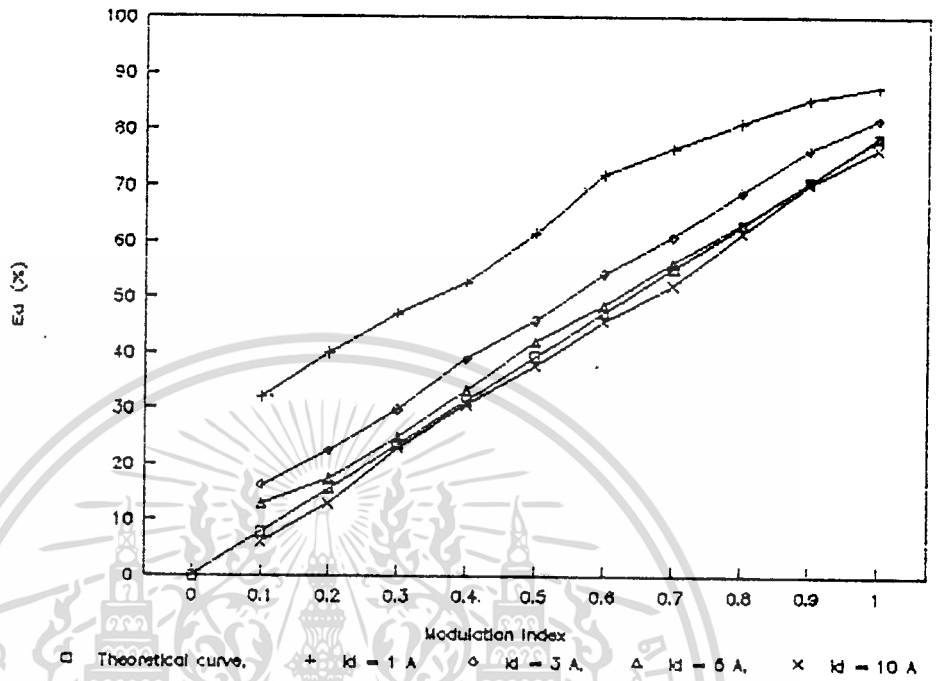
เมื่อ  $I_1$  และ  $I_n$  คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square : rms) ของกระแสหลักมูล (Fundamental) และค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$  ตามลำดับ

ส่วนค่า Displacement factor (ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคลื่นกระแสหลักมูล) =  $\cos\phi_1$  นั้น จะเห็นได้ว่ากรณีของพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ทุกรูปแบบนั้น  $\cos\phi$  จะเท่ากับ 1 เสมอ ทั้งนี้เนื่องจากกระแสหลักมูลจะมีเฟสตรงกัน (inphase) กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเอซีเสมอไม่ว่าจะปรับระดับแรงดันไฟฟ้าคิซีช้ออกเปลี่ยนไปเท่าไรก็ตาม

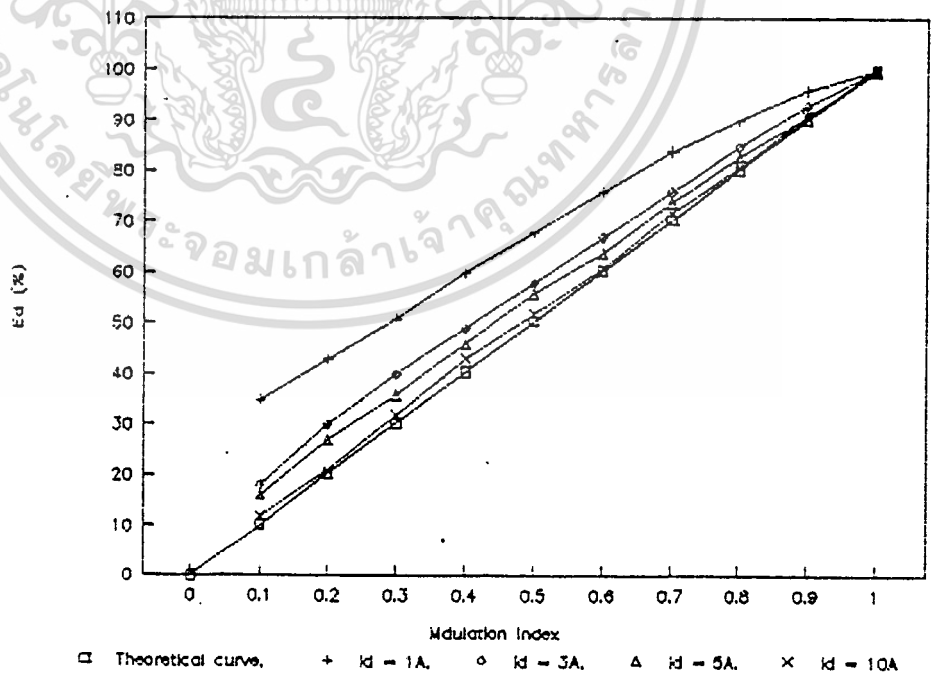
$$\text{ดังนั้น ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (P.F.)} = \mu$$

สำหรับการคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของรูปแบบพีคดับลิวเอ็มนั้นได้แสดงขั้นตอนการคำนวณในโพล์ซาร์ที่ 4

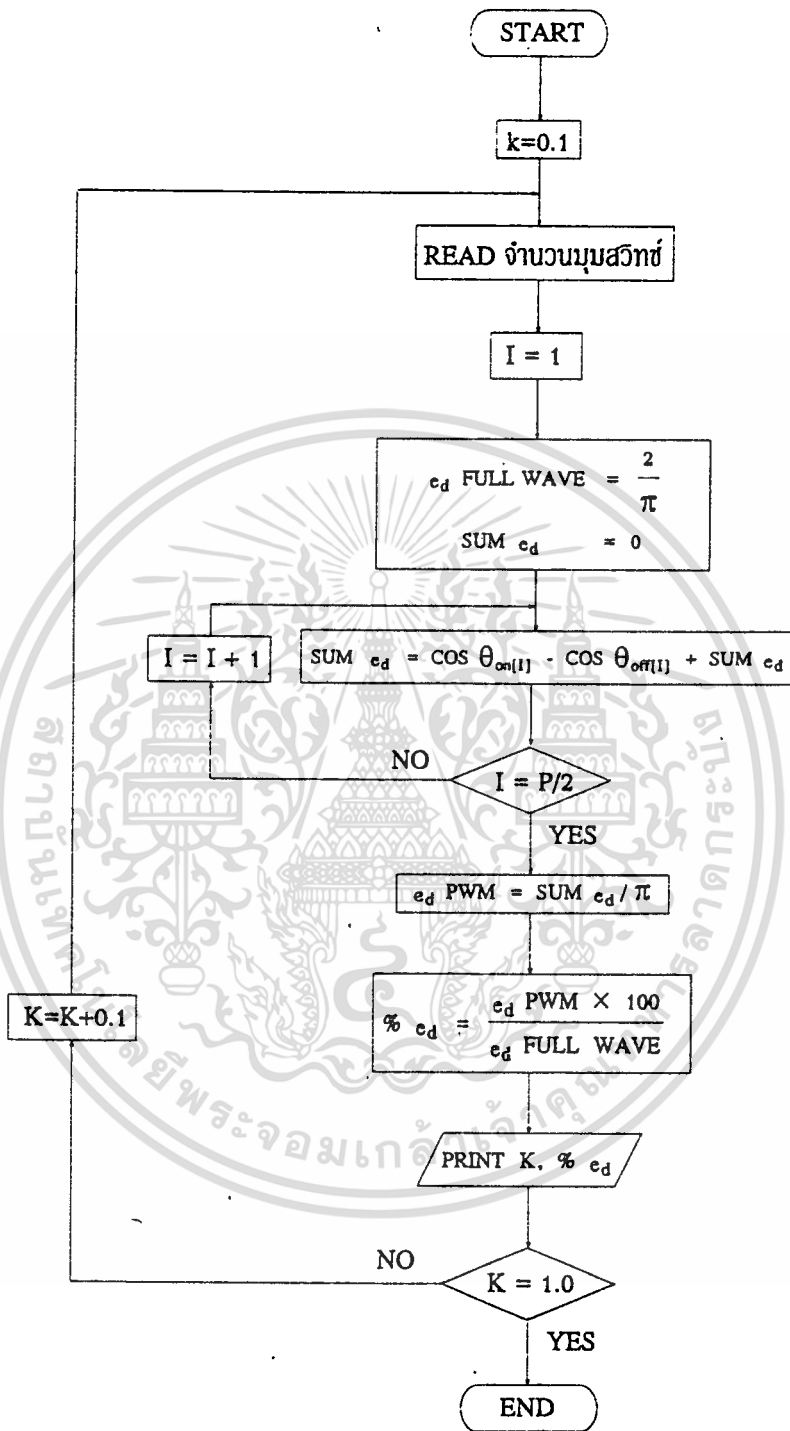
## Single Phase SPWM

รูปที่ 4.25(a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $e_d$  กับค่า  $\alpha$  ในกรณี 1 เฟส แบบ SPWM

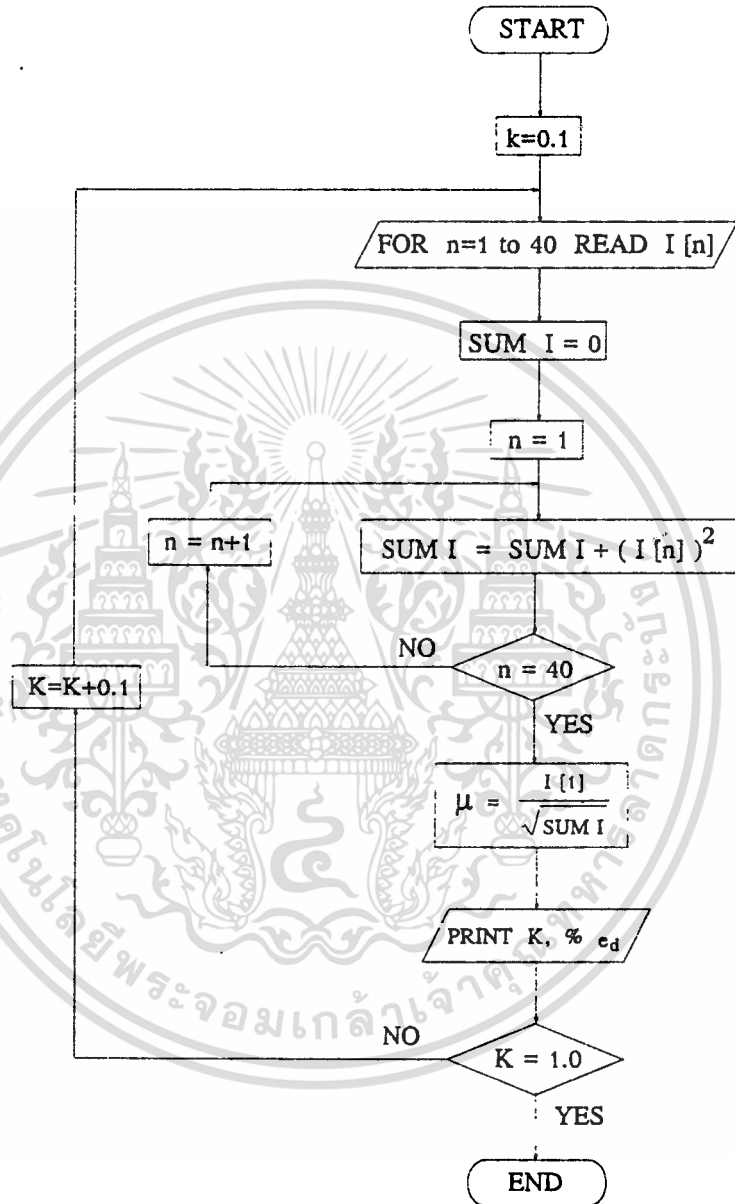
## Single Phase EPWM

รูปที่ 4.25(b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $e_d$  กับค่า  $\alpha$  ในกรณี 1 เฟส แบบ EPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 (c) โฟลวชาร์ทที่ 3 แสดงขั้นตอนการคำนวณเปอร์เซ็นต์แรงดันไฟฟ้าดีซี  $e_d$



รูปที่ 4.25 (ด) ฟลิวชาร์ทที่ 4 แสดงขั้นตอนการคำนวณหาเพาเวอร์แฟคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 ผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆ ทั้งทางด้านอินพุท และเอาต์พุทของตัวคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลองดังต่อไปนี้

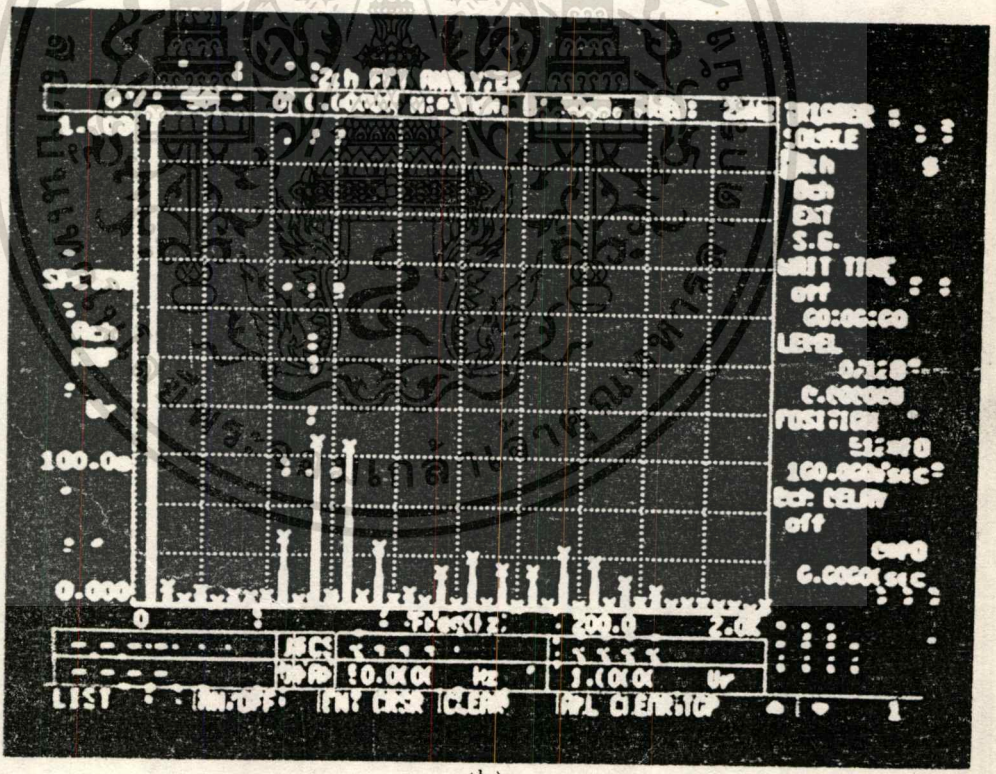
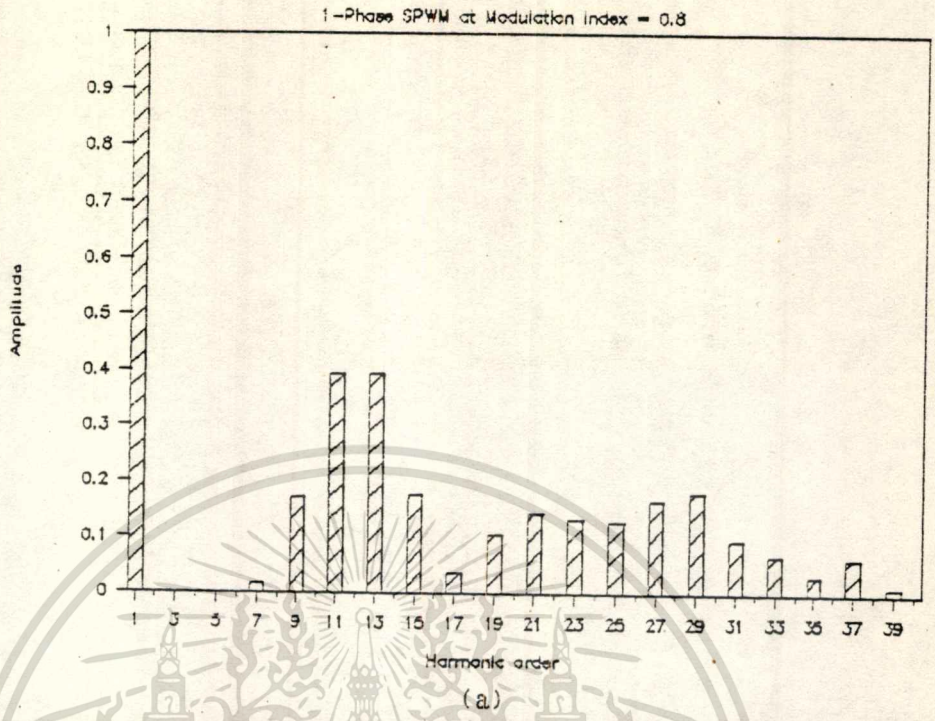
##### 4.7.1 คุณสมบัติทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

ผลจากการคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเอชไอไลน์สำหรับ 1-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ในหัวข้อ 4.3 ที่ค่า  $\alpha = 0.8$  นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.26(a) แบบ SPWM, 4.27 (a) แบบ EPWM เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่วัดจากเครื่องสเปคตรัมแอนนาไลเซอร์ ในรูปที่ 4.26(b) แบบ SPWM, 4.27(b) แบบ EPWM ปรากฏว่าให้ผลในลักษณะที่ใกล้เคียงกัน และ เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดองค์ประกอบฮาร์โมนิกของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสในหัวข้อ 2.2 พอสรุปได้ว่าพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ (แบบ SPWM) สามารถกำจัดฮาร์โมนิกลำดับต่ำ ๆ ในกระแสเอชไอไลน์ออกไป แต่ฮาร์โมนิกลำดับสูงๆ อาจมีค่าสูงชันกว่ากรณีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส ค่าฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ ที่ปรากฏในเอชไอไลน์นั้น จะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับทางเลือกรูปแบบของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์นั้น

รูปที่ 4.28 แสดงผลการคำนวณและผลการวัดจากเครื่องสเปคตรัมแอนนาไลเซอร์ของค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ในพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับแบบควบคุมเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.28(a) แบบ SPWM, และรูปที่ 4.28(b) แบบ EPWM จะเห็นว่ารูปคลื่นทั้ง 2 แบบจะให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่สูงกว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

##### 4.7.2 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของ 1-เฟสพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

จากการทดลองสามารถแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสได้ดังต่อไปนี้  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

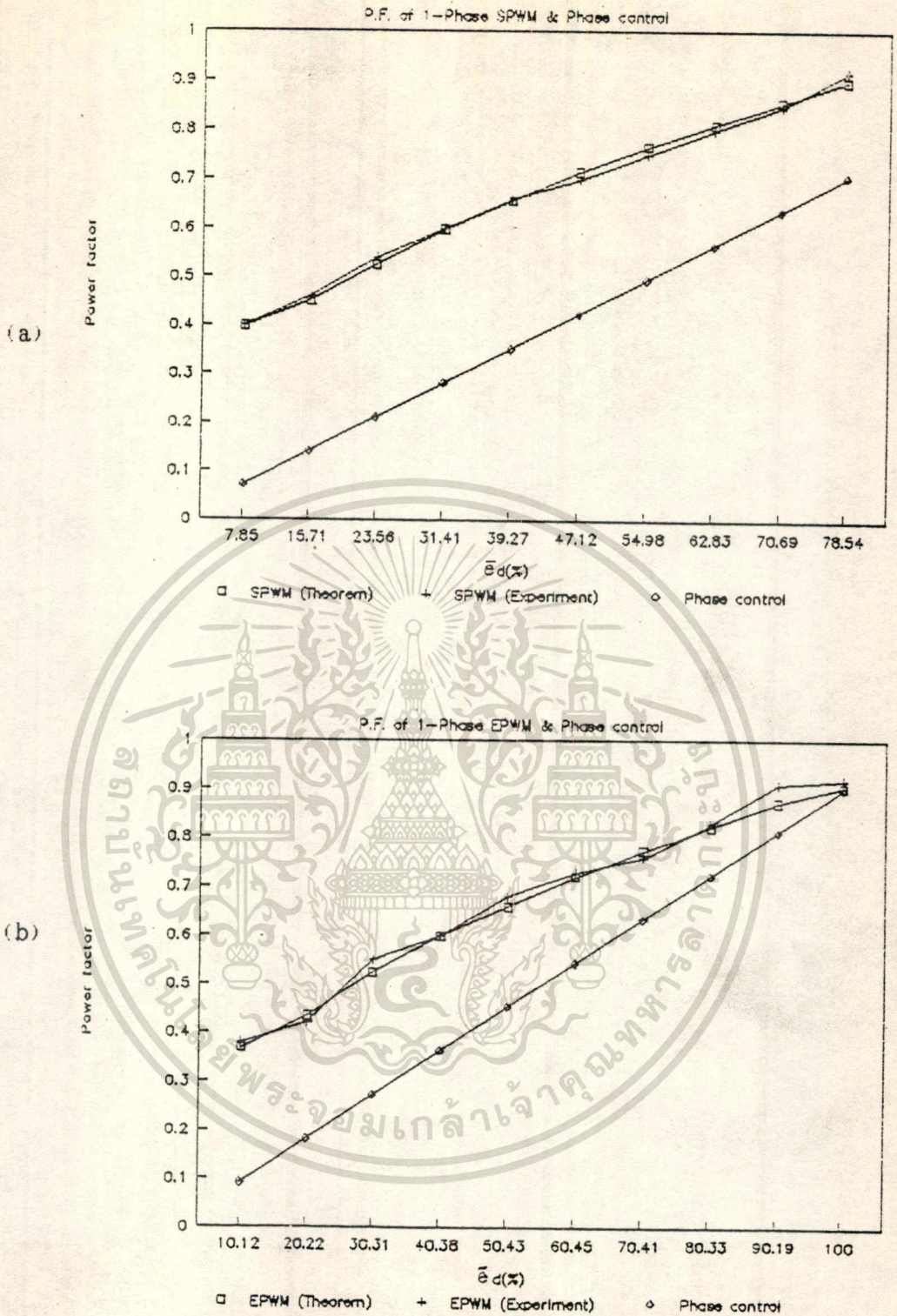


รูปที่ 4.26 องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชไอไลน์ สำหรับกรณีแบบ SPWM ที่ค่า มอดดูเลชั่น = 0.8

(a) จากการคำนวณ (b) จากการทดลอง

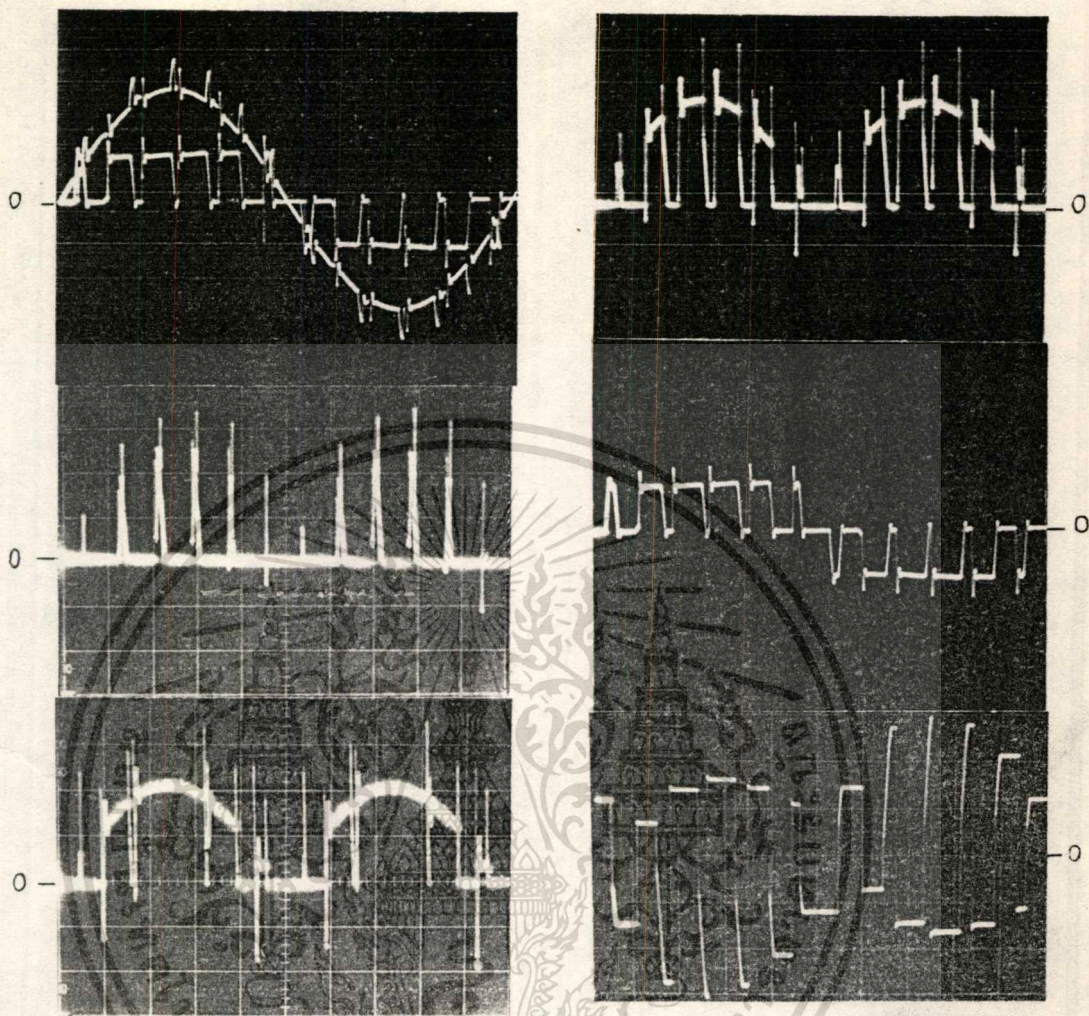
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 4.28 ค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์  
เปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส  
(a) แบบ SPWM (b) แบบ EPWM

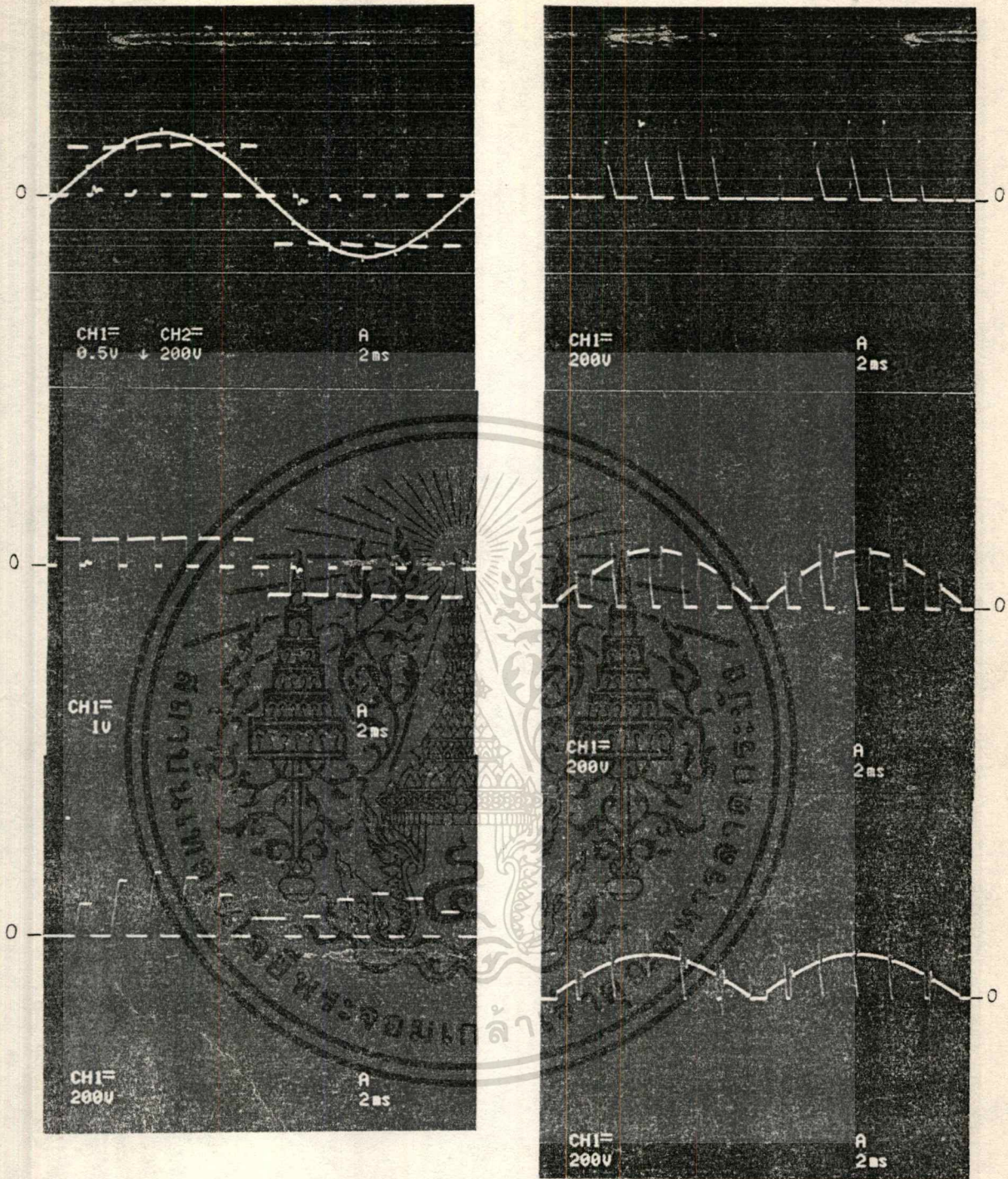
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 ลักษณะคลื่น  $v_a$ ,  $i_a$  และ  $e_a$   
 ที่ค่า  $\delta = 0.1, 1$  ตามลำดับ  
 (100 V, 5 A, 2 msec/div)  
 (กรณีแบบ SPWM)

รูปที่ 4.30 ลักษณะคลื่น  $e_a$ ,  $i_a$ ,  $V_{c1}$   
 (100 V, 5 A, 2 msec/div)  
 (กรณีแบบ SPWM,  $\delta = 0.7$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



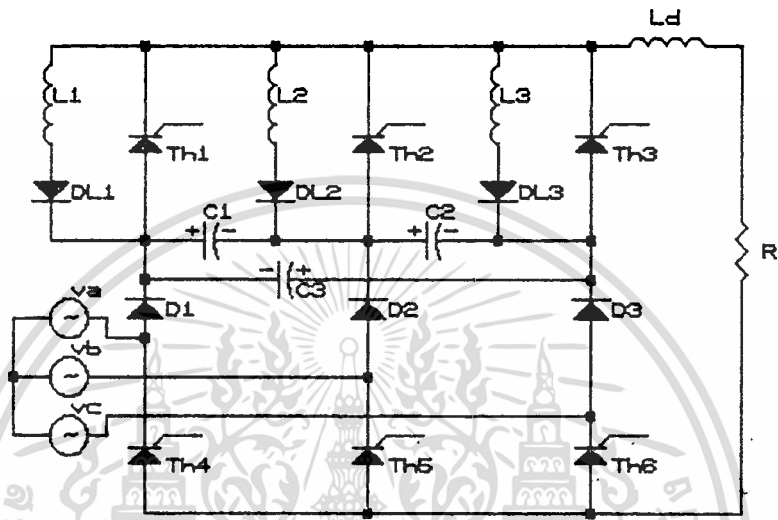
รูปที่ 4.31 ลักษณะคลื่น  $v_u$ ,  $i_u$  และ  
แรงดันคร่อม  $th_d$   
(กรณีสืบแบบ EPWM,  $\alpha = 0.7$ )  
(200 V, 10 A, 2 msec/div)

รูปที่ 4.32 ลักษณะคลื่น  $e_d$  ที่  $\alpha = 0.1$ ,  
0.7, 1 ตามลำดับ  
(กรณีสืบแบบ EPWM)  
(200 V, 10 A, 2 msec/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สามเฟสพื้ดับลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์

## 5.1 วงจรกำลัง (Main circuit)

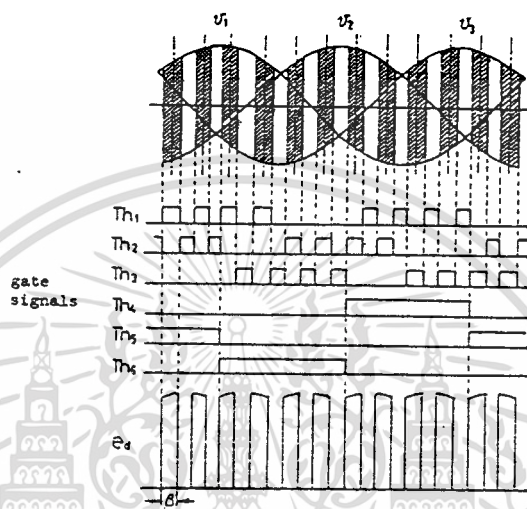


รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกำลังของ 3-เฟสพื้ดับลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 5.1 แสดงวงจรกำลังของ 3-เฟส พื้ดับลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้การควบคุมพัลส์ได้ 2 รูปแบบ คือ SPWM และ EPWM เช่นเดียวกับของกรณี 1-เฟส พื้ดับลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์ วงจรนี้จะประกอบด้วยไทรสเตอร์ 6 ตัว คือ Th1, Th2, Th3, Th4, Th5 และ Th6 โดยที่ Th1, Th2, Th3 มีลักษณะการคอมมิวเตชันในเชิงบังคับ (Forced commutation) ดังนั้นจึงต้องใช้ไทรสเตอร์ที่มีการสวิตช์ปิดเปิดอย่างรวดเร็ว (Fast Turn-off) ส่วน Th4, Th5 Th6 จะอาศัยธรรมชาติไหลบจากเอชี่ไลน์ในการ Turn-off (Line commutation) จึงสามารถใช้ไทรสเตอร์แบบทั่วไปได้ ในส่วนของวงจรคอมมิวเตชันจะประกอบด้วยไดโอด  $D_{L1}$  -  $D_{L3}$  , อินดักเตอร์  $L_1$  -  $L_3$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  -  $C_3$  ส่วน  $D_1$  -  $D_3$  ทำหน้าที่ในการกักเก็บ และบังคับทิศทางการคายประจุของตัวเก็บประจุ เพื่อให้การคอมมิวเตชันเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ

## 5.2 การทำงานของวงจรกำลัง (Power circuit operation)

ในการทำงานของวงจรกำลังของ 3-เฟส พัดดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีความซับซ้อนมากเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเอชทีที่ใช้มีจำนวน 3 เฟส แต่ละเฟสมีมุมที่ต่างกัน 120 องศา ดังนั้นการทำงานของไทรสเตอร์ในช่วงครึ่งไซเคิลของซัพพลายนี้นั้นจะประกอบด้วย 4 พัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แผนภาพการทำงานของไทรสเตอร์ในวงจรกำลัง

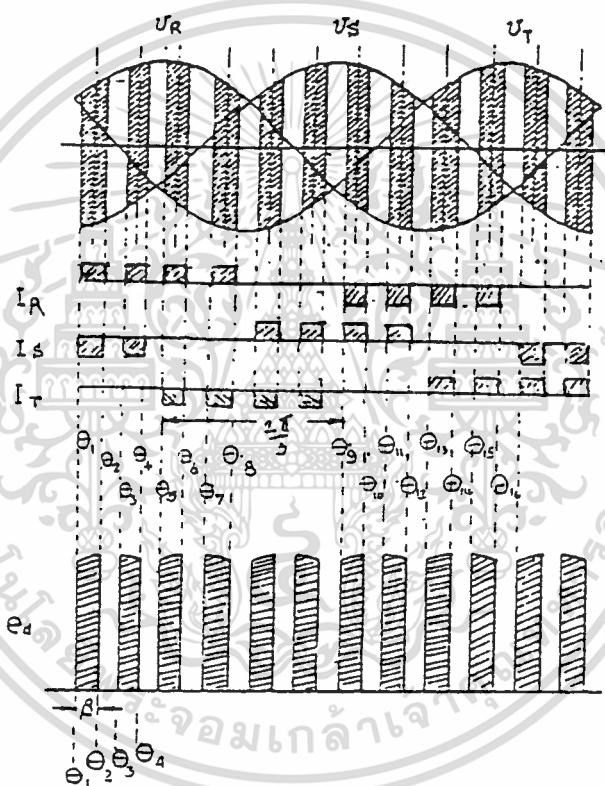
ในช่วงครึ่งไซเคิลนี้จะแยกโหมคการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ สองพัลส์แรก ได้แก่ พัลส์ที่หนึ่งและสอง และอีกสองพัลส์ได้แก่ พัลส์ที่สามและสี่ ทั้งนี้เนื่องจากในสองพัลส์แรกมีเฟสของแหล่งจ่ายไฟต่างกับสองพัลส์หลัง จากรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าในครึ่งไซเคิลบวกของเฟส a นั้นจะมีไทรสเตอร์ Th1, Th5, และ Th6 สลับการทำงานกันโดยมี Th2 และ Th3 ทำหน้าที่ off ไทรสเตอร์ Th1 สำหรับการทำงานในสองพัลส์แรก (ช่วงเอาต์พุตโวลต์เดจ  $e_a$  ไม่เป็นศูนย์) แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏทางด้านเอาต์พุต คือ  $v_{ab}$  และจะเปลี่ยนเป็น  $v_{ac}$  ในสองพัลส์หลัง (ช่วงไม่เป็นศูนย์) ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของเฟส a จะเกิดจากการสลับการทำงาน of Th2, Th3 และ Th4 โดยมี Th1 คอย off Th2 และ Th3 ดังนั้นจะเห็นได้ว่าช่วงครึ่งไซเคิลบวกของเฟส a ช่วงศูนย์ของ  $e_a$  จะเกิดจากการนำกระแสพร้อมกันของ (Th2, Th5) และ (Th3, Th6) ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นทางด้านเอาต์พุต เราเรียกการไหลของกระแสลักษณะนี้ว่า ฟรียวีลิ่ง (freewheeling) ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของเฟสเดียวกันนี้ ช่วงศูนย์ของ  $e_a$  จะเกิดจากการทำ

เอกสารนี้วางร่วมกันของ (Th1, Th4) สำหรับการทำงานในอีก 2 เฟสที่เหลือ คือ เฟส b และ c จะมีไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการพิจารณาคล้ายกับในกรณีของเฟส a เพียงแต่มุมของเฟสจะล่าช้าออกไปอีก  $120^\circ$  และ  $240^\circ$  ตามลำดับ

### 5.3 การวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชไอไลน์

ในการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกรณี 3-เฟสนั้นจะคล้ายคลึงกับของกรณี 1-เฟส โดยเฉพาะในส่วนของการคำนวณเพื่อหามุมสวิทช์จะใช้โปรแกรมเดียวกัน แต่เนื่องจากรูปแบบของคลื่นพีดีบีพลิวเอมต่างกัน ค่ามุมสวิทช์จึงต่างกันด้วย



รูปที่ 5.3 การเกิดมุมสวิทช์ของรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์ในรูปแบบ EPWM

ในรูปที่ 5.3 ได้แสดงการเกิดมุมสวิทช์ของรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์ในรูปแบบ EPWM ซึ่งขั้นตอนการคำนวณหาค่ามุมสวิทช์จะเป็นไปตามโพล์ซาร์จที่ 1 ในบทที่ 4 (หัวข้อ 4.3.1) ทุกประการ เพียงแต่สมการของคลื่นมีอดคูลจะเปลี่ยนไป สำหรับในส่วนของการคำนวณขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกนั้นจะเหมือนกับกรณี 1-เฟส เช่นกัน แต่จะแตกต่างกัน คือ ในการเลือกค่ามุมสวิทช์มาคำนวณนั้นจะเลือกเฉพาะบางมุมเท่านั้น เนื่องจากรูปแบบของพีดีบีพลิวเอมในกรณี EPWM (หรือ SPWM) นั้นมีเพียงสี่พัลส์ในครึ่งไซเคิล จากรูปที่ 5.3 จะเห็นได้ว่าค่ามุมสวิทช์สำหรับกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรับครึ่งไซเคิลลบจะมีความสัมพันธ์กับค่ามุมสวิทช์ในครึ่งไซเคิลบวกดังนี้

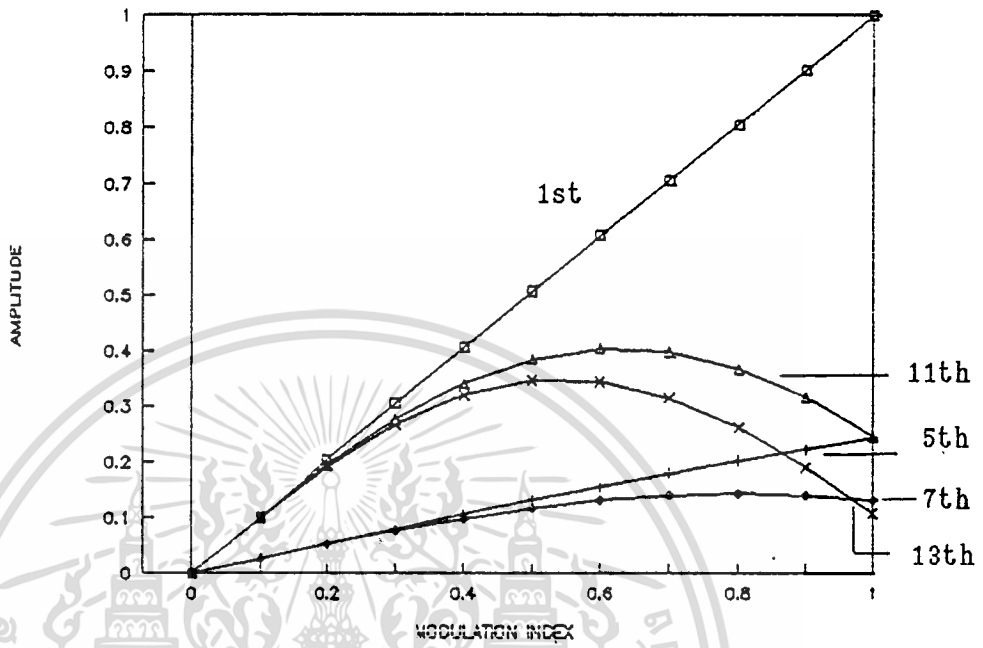
$$\begin{aligned} \theta_9 &= \theta_5 + 2\pi/3, & \theta_{10} &= \theta_6 + 2\pi/3, & \theta_{11} &= \theta_7 + 2\pi/3 \\ \theta_{12} &= \theta_8 + 2\pi/3, & \theta_{13} &= \theta_1 + 4\pi/3, & \theta_{14} &= \theta_2 + 4\pi/3 \\ \theta_{15} &= \theta_3 + 4\pi/3, & \theta_{16} &= \theta_4 + 4\pi/3 \end{aligned}$$

นั่นคือ ถ้าเรารู้ค่าของ  $\theta_1 - \theta_6$  ก็สามารถหาค่า  $\theta_9 - \theta_{16}$  ได้โดยไม่ต้องหาค่าจุดตัดในส่วนของไซเคิลลบ

สำหรับในระบบไฟ 3-เฟสนั้น โดยทั่วไปจะถือว่าในแต่ละเฟสจะมีรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มของกระแสที่เหมือนกัน ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์ได้เพียงเฟสเดียว สำหรับในรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ EPWM การหาค่ามุมสวิทช์ทำได้โดยการให้สัญญาณมอดูเลตเป็นแรงดันคี่ที่มีขนาดค่าหนึ่ง การปรับค่า และ ทำได้โดยการปรับระดับแรงดันคี่นี้ จากการพิจารณาหามุมสวิทช์ของกรณี 1-เฟสในหัวข้อที่ 4.3.1 นั้นจะได้มุมทั้งหมด 12 มุมในครึ่งไซเคิล แต่ในกรณี 3-เฟสจะเลือกมุมสวิทช์อันดับที่ 3 - อันดับที่ 10 ( $\theta_3 - \theta_{10}$ ) เนื่องจากมีเพียงสี่พัลส์ในครึ่งไซเคิลของเฟสเดียวกัน และกำหนดลำดับของมุมสวิทช์ใหม่เป็น  $\theta_1 - \theta_6$  จากนั้นสามารถหาค่า  $\theta_9 - \theta_{16}$  ได้จากความสัมพันธ์ของมุมสวิทช์ดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเราจะได้ค่าของมุมสวิทช์ทั้งหมด 16 มุมในหนึ่งไซเคิลของรูปแบบ EPWM นี้ ส่วนในกรณีรูปคลื่นแบบ SPWM นั้นจะพิจารณาค่าของมุมสวิทช์ในทำนองเดียวกันกับของแบบ EPWM ทุกประการเพียงแต่ค่าของมุมสวิทช์จะไม่เท่ากัน ( $\theta_1 - \theta_{16}$ ) ทั้งนี้เนื่องจากผลของการเปรียบเทียบกันระหว่างรูปคลื่นของสัญญาณชาน์ในในแต่ละเฟส กับ รูปคลื่นของสามเหลี่ยมที่เป็นสัญญาณแคเรียร์ ทำให้ได้รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มของกระแสในแต่ละโวลมีมีความกว้างพัลส์ไม่เท่ากัน

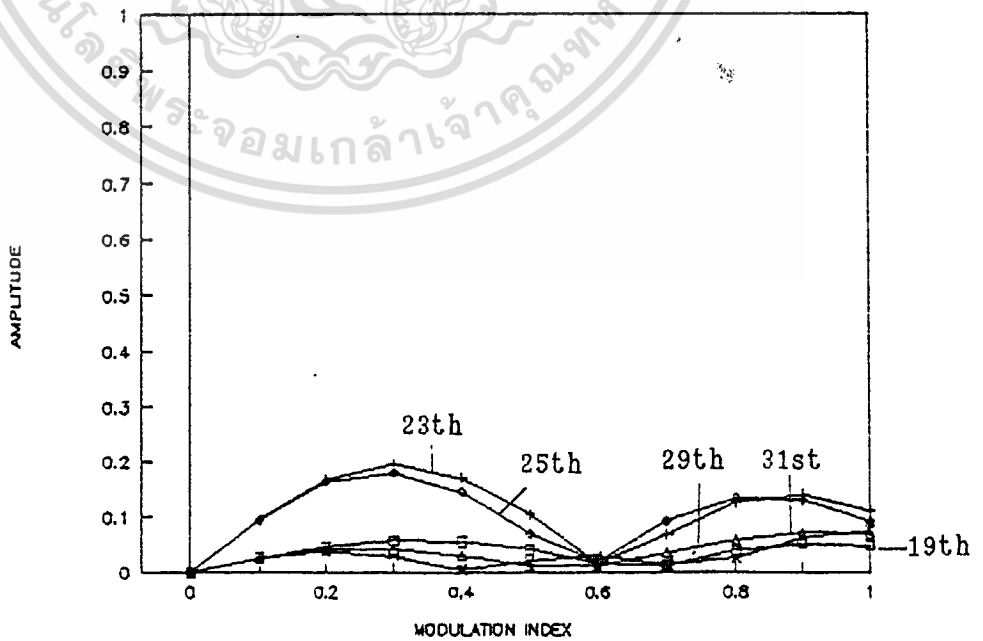
ผลการคำนวณขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกในกรณี 3-เฟส ได้แสดงในรูปที่ 5.4(a), 5.4(b), 5.4(c), 5.4(d)

LOW ORDER HARMONIC OF 3-PHASE SPWM



รูปที่ 5.4 (a) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสฟีดแบค

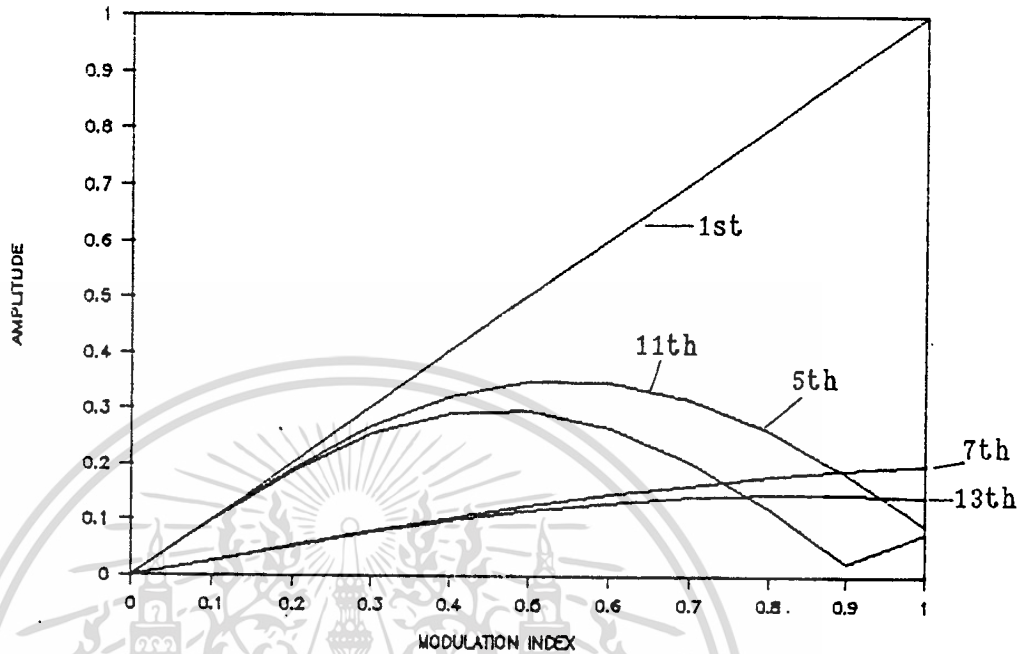
HIGH ORDER HARMONIC OF 3-PHASE SPWM



รูปที่ 5.4 (b) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสฟีดแบค

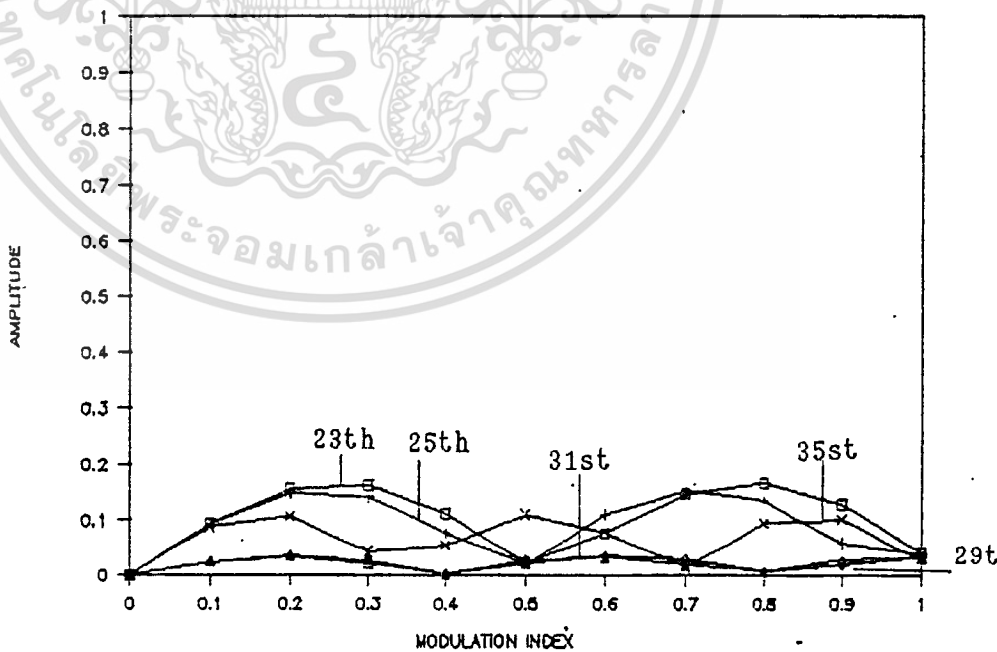
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LOW ORDER HARMONICS OF THREE PHASE EPWM



รูปที่ 5.4(c) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำของกระแสฟีดแบ็คสามเฟส

## HIGH ORDER HARMONIC OF THREE PHASE EPWM

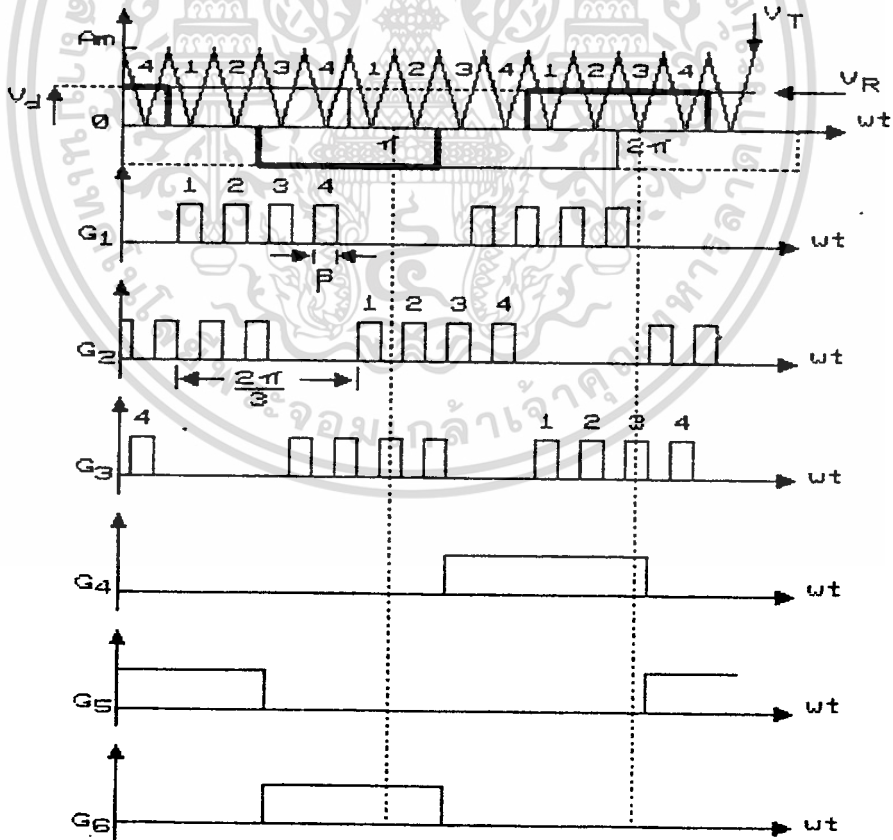


รูปที่ 5.4(d) แสดงกราฟค่าแอมพลิจูดประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงของกระแสฟีดแบ็คสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การสร้างสัญญาณและส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นไทริสเตอร์

สำหรับวงจร 3-เฟส พัดบลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์นั้น จะมีการสร้างสัญญาณกระตุ้นไทริสเตอร์ เช่นเดียวกับวงจร 1-เฟสพัดบลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสัญญาณทริกไทริสเตอร์แต่ละตัวจะมีลักษณะเดียวกันกับช่วงการนำกระแสของไทริสเตอร์ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 (รูปแบบ SPWM และ EPWM ตามลำดับ) ทั้งนี้สัญญาณทริกจะต้องซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟเอชซี 3 เฟสด้วย เนื่องจากรูปแบบของคลื่นพัดบลิ้วเอ็มของวงจร 3-เฟสพัดบลิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์มี 2 แบบคือ SPWM และ EPWM ซึ่งทั้ง 2 แบบจะต่างกันที่ความกว้างพัลส์ของกระแสในแต่ละไซเคิล ในหัวข้อนี้จึงขออธิบายเฉพาะการสร้างของรูปแบบ EPWM เนื่องจากมีการสร้างสัญญาณคล้ายๆ กัน จะแตกต่างกันที่สัญญาณของการมอดดูเลทเท่านั้น ในรูปที่ 5.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างคลื่นกึ่งสแควร์ (quasi-square) กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม



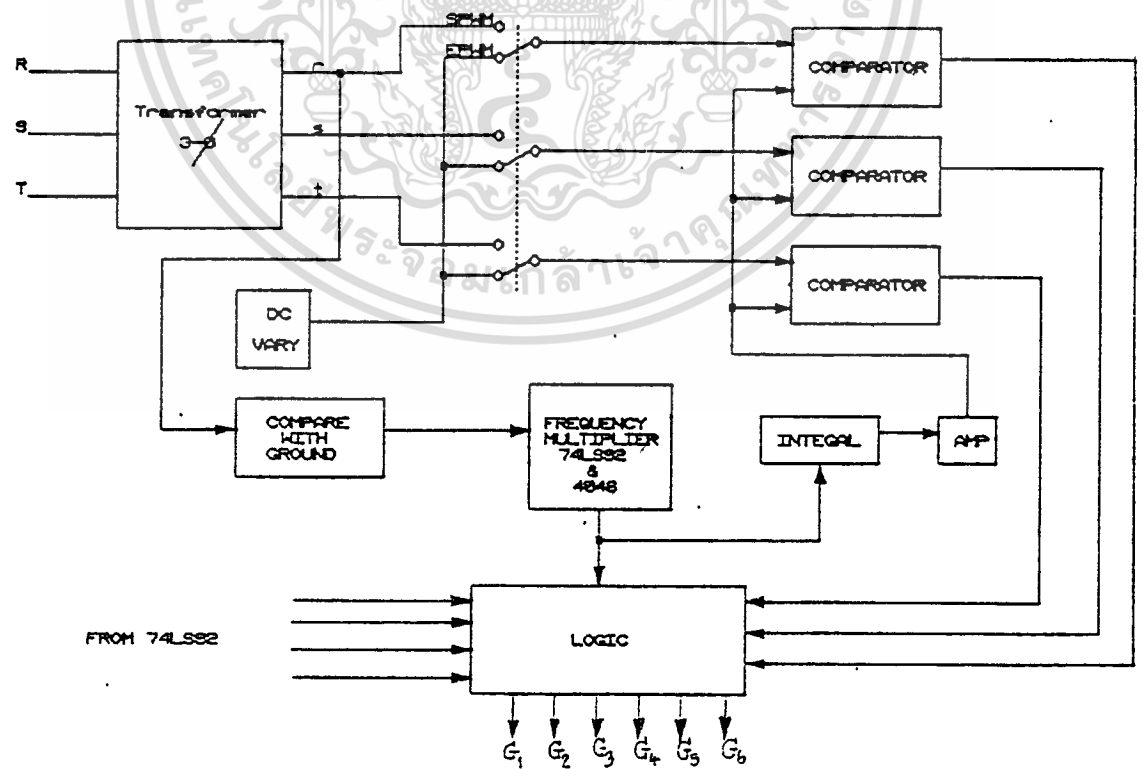
รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นกึ่งสแควร์กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเป็นระบบสามเฟส การปรับค่า  $\alpha$  หรือ  $\beta$  นั้นทำได้โดยการปรับขนาดของคลื่น กังสแควร์ซึ่งเราจะต้องปรับไปพร้อมๆกันทั้ง 3 เฟสเพื่อให้ได้สัญญาณทั้ง 3 เฟสมีขนาดเท่ากันด้วย ดังนั้นจะเห็นว่าจึงเป็นการยากที่จะหาวงจรขยาย 3 ชุดที่ทำงานตรงกัน เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้ โดยเปลี่ยนเป็นการปรับขนาดของรูปคลื่นสามเหลี่ยมแทน โดยให้ขนาดของรูปคลื่นกังสแควร์คงที่สำหรับการทำงานของสัญญาณทริกไทรสเตอร์ ในหัวข้อนี้ได้ใช้แรงดันคัสท์ที่สามารถปรับค่าได้เป็นสัญญาณมอดดูเลข จากนั้นจึงนำไปทำลอจิกกับคลื่นกังสแควร์ ซึ่งจะเหมือนกับการใช้คลื่นกังสแควร์เป็นสัญญาณมอดดูเลข วิธีนี้จะสะดวกเพราะสามารถสร้างสัญญาณทริกไทรสเตอร์ได้จากแหล่งจ่ายไฟเอซีเพียงเฟสเดียว

ในกรณีของ 3-เฟสนั้น ส่วนประกอบหลักของวงจรสร้างสัญญาณทริกไทรสเตอร์จะเหมือนกับกรณี 1-เฟส โดยเฉพาะในส่วนขั้วขาเกตไทรสเตอร์และส่วนของการโอโซเลทซึ่งจะเพิ่มจากเดิมอีก 2 ชุด

จากรูปที่ 5.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณทริกไทรสเตอร์ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนสร้างสัญญาณมอดดูเลขและสัญญาณแคเรียร์ กับส่วนของวงจรดิจิทัล

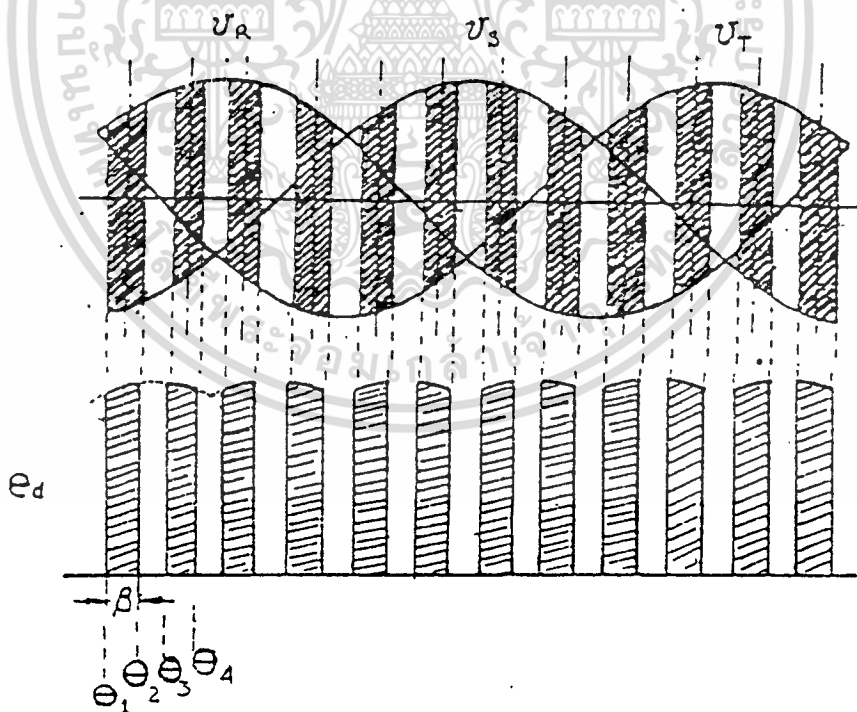




ในตอนแรกจะลดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสลงมาโดยหม้อแปลง สัญญาณคลื่นรูปซายน์ของเฟส S จะถูกนำมาเปรียบเทียบเพื่อทำเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม และจะนำไปเข้าวงจรคูณความถี่ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับในกรณี 1-เฟส ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ขนาด 600 Hz ที่ขา 4 ของไอซี 4046 จากนั้นนำไปเข้าวงจรอินทิเกรตเพื่อสร้างสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณแคเรียร์ และจะนำไปเปรียบเทียบกับระดับแรงดันดิวตี้ที่สามารถปรับค่าได้ (EPWM) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำไปทำลอจิกร่วมกับสัญญาณพัลส์จากขา 1, 8, 9, 11 และ 14 ของ 74LS92 ต่อไป การสร้างสัญญาณในแต่ละขั้นตอนของการทำลอจิกนั้น แสดงในรูปที่ 5.7

### 5.5 การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ( $e_d$ )

ในการหาค่าแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกของ 3 เฟส พีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากกราฟอินทิเกรตพื้นที่ใต้กราฟรูปคลื่นของแรงดัน ดีซีขาออก ( $e_d$ ) ดังแสดงในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันดีซีขาออกของ 3-เฟสพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

$$e_d = 1/(\pi/3) \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} V_{Lrms} \sin(\omega t + \phi) d\omega t \quad \dots(5.1)$$

$$e_d = 3\sqrt{2}/\pi V_{Lrms} [-\cos(\omega t + \phi)]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \quad \dots(5.2)$$

$$e_d = 3\sqrt{2}/\pi V_{Lrms} [\cos(\theta_1 + \phi) - \cos(\theta_2 + \phi) + \cos(\theta_3 + \phi) - \cos(\theta_4 + \phi)]$$

เมื่อ  $\phi = 0$  จะได้

$$e_d = 3\sqrt{2}/\pi V_{Lrms} [\cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \cos\theta_3 - \cos\theta_4] \quad \dots(5.4)$$

$$\text{และ } E_d = 3\sqrt{2}/\pi V_{Lrms} \quad \dots(5.5)$$

เมื่อ  $V_{Lrms}$  คือ ค่า rms ของแรงดันเส้น (line to line voltage)

$$\bar{e}_d = e_d / E_d \times 100 \quad \dots(5.6)$$

$$= [\cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \cos\theta_3 - \cos\theta_4] \quad \dots(5.7)$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่า  $\bar{e}_d$  ที่ค่า  $\theta$  ต่างๆได้โดยแทนค่ามุมสวิทช์ที่มุม  $\theta$  นั้นๆ ลงในสมการที่ 4.7 ซึ่งขั้นตอนการคำนวณหา  $\bar{e}_d$  สามารถอธิบายด้วยโพล่าแกรม ในหัวข้อ 4.5 เนื่องจากใช้หลักการเดียวกัน เพียงแต่เปลี่ยนสมการของการคำนวณจากสมการที่ 4.129 เป็นสมการที่ 5.7 ดังนั้นจะเห็นได้ว่า ค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันไฟฟ้าคี่ขาออกขึ้นอยู่กับค่ามุมสวิทช์เท่านั้นเช่นเดียวกับของกรณี 1-เฟส และผลการคำนวณค่า  $\bar{e}_d$  ได้แสดงในรูปที่ 5.8(a), 5.8(b)

## 5.6 การหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์สำหรับ 3-เฟส พัดบลิวเอมคอนเวอร์เตอร์

ในการหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของกรณี 3-เฟส นั้นจะเหมือนกับของกรณี 1-เฟสทุกประการ ทั้งในส่วนของการโปรแกรมการคำนวณ และสูตรที่ใช้ในการคำนวณ ดังนั้นจึงไม่ขอกว่าอีก

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นว่า การวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอชอีในไลน์, การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าคี่ขาออกและการหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์

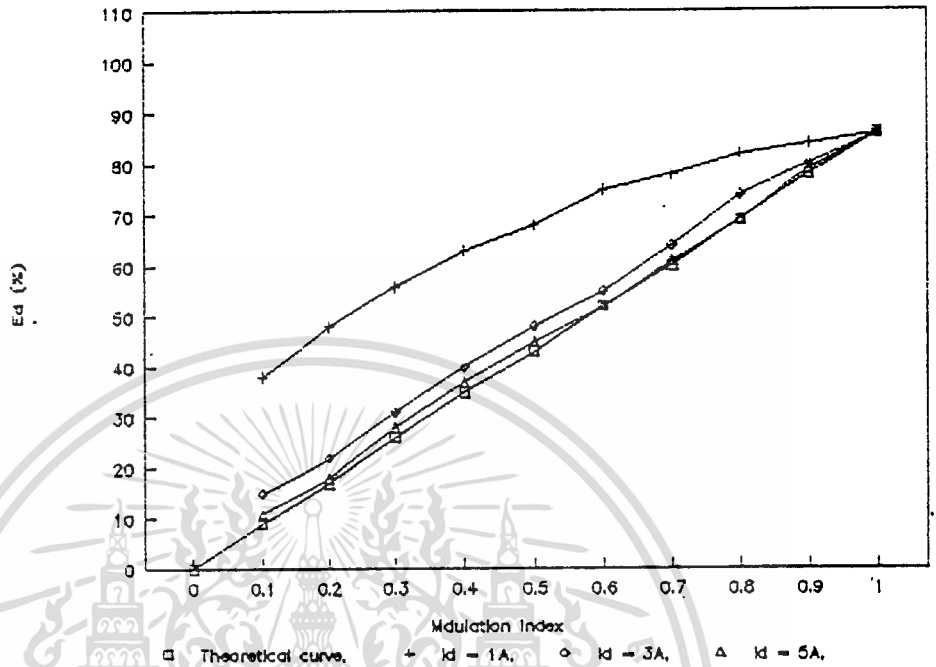
นั้นสามารถเขียนเป็นขั้นตอนของการคำนวณทั้งหมด สำหรับในกรณี 3-เฟส ดังแสดงในโพล่าแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ที่ 4.1 และ 4.2

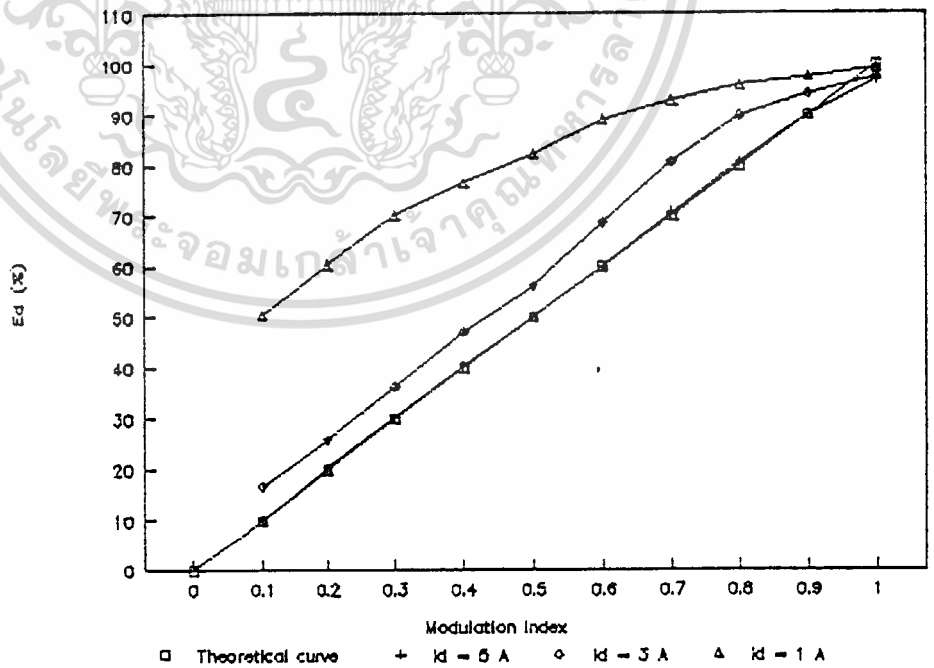
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Three Phase SPWM



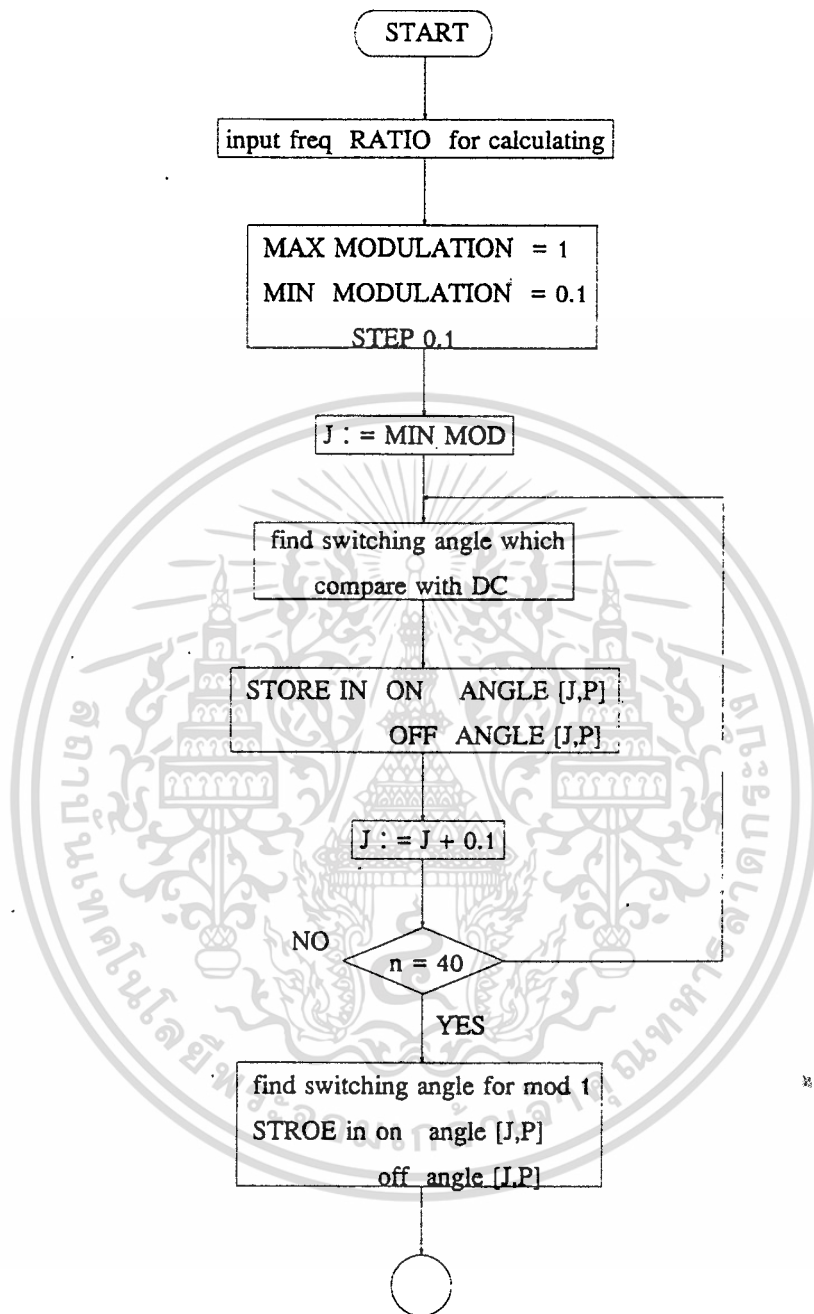
รูปที่ 5.8(a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $e_d$  กับค่า  $\alpha$  ในกรณี 3 เฟส แบบ SPWM

Three Phase EPWM

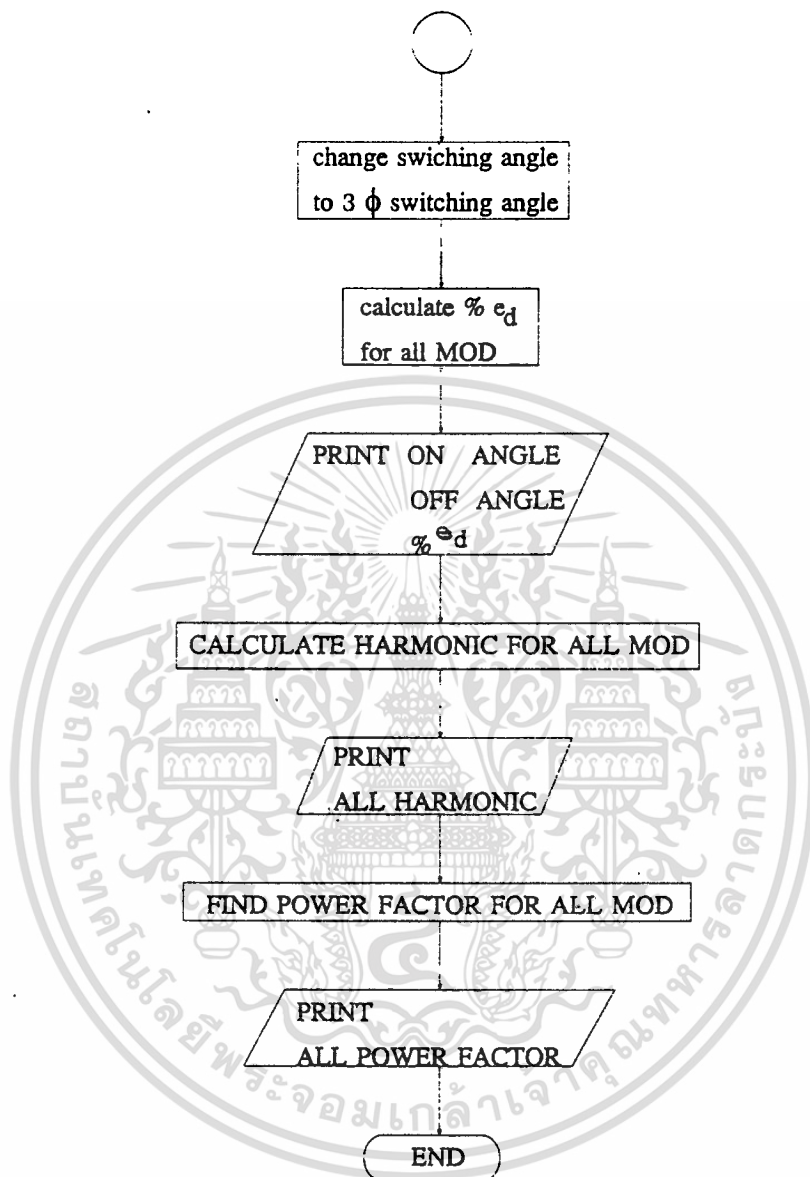


รูปที่ 5.8(b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $e_d$  กับค่า  $\alpha$  ในกรณี 3 เฟส แบบ EPWM

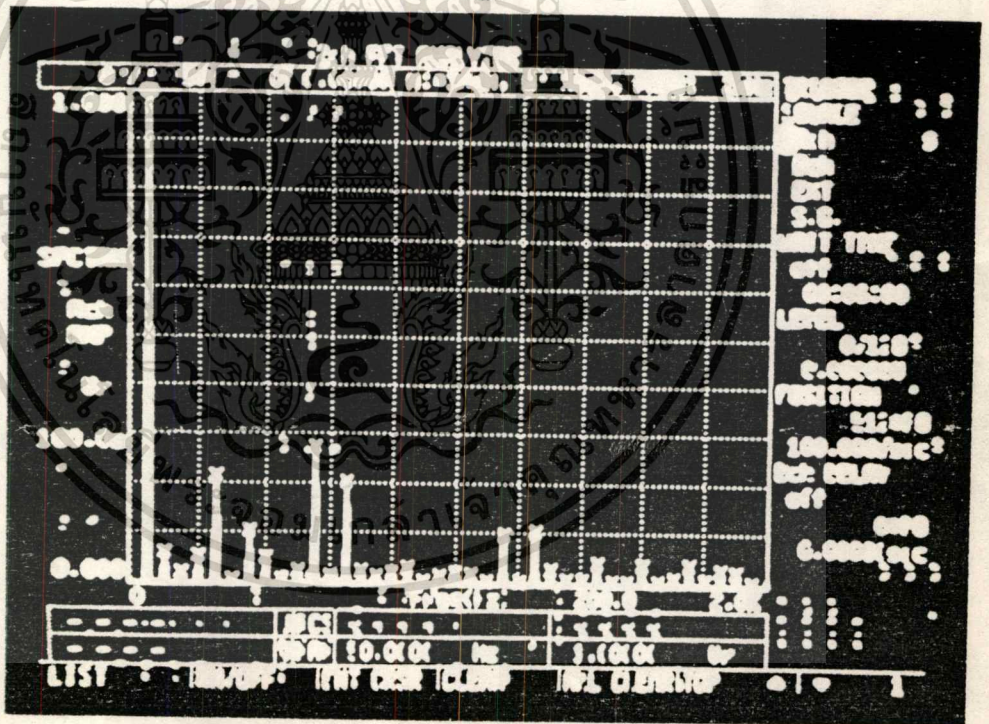
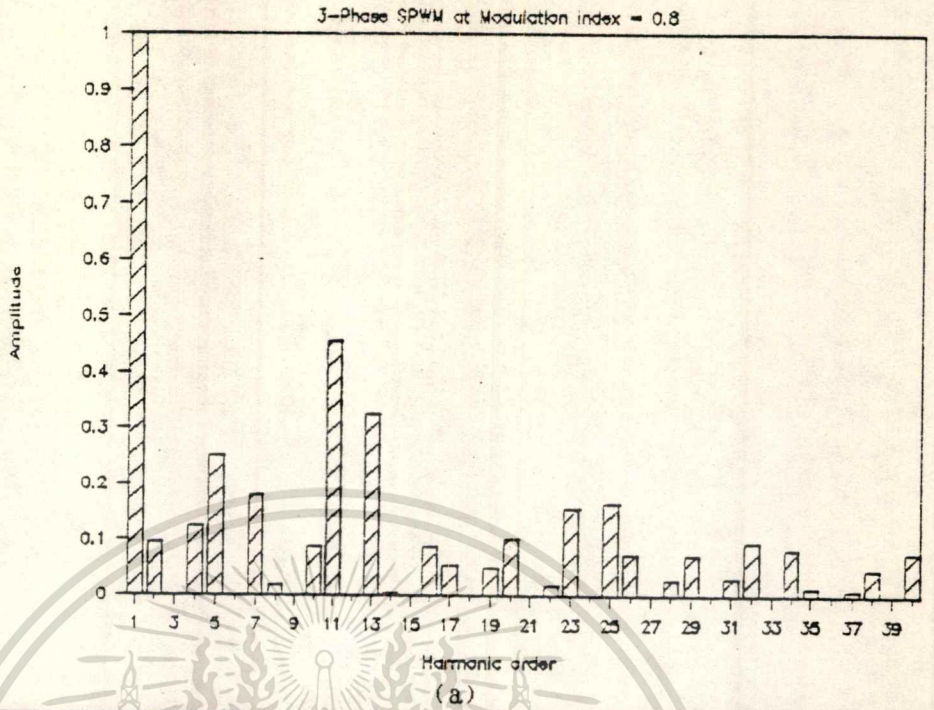
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 (c) รูปโพลวชาร์ท แสดงการคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่น EPWM  
ในกรณี 3 เฟส



รูปที่ 5.8 (d) รูปโฟลวชาร์ทที่ แสดงขั้นตอนรวมของการหาค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันดีซี  
ขาออก และค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ ในกรณี 3 เฟส



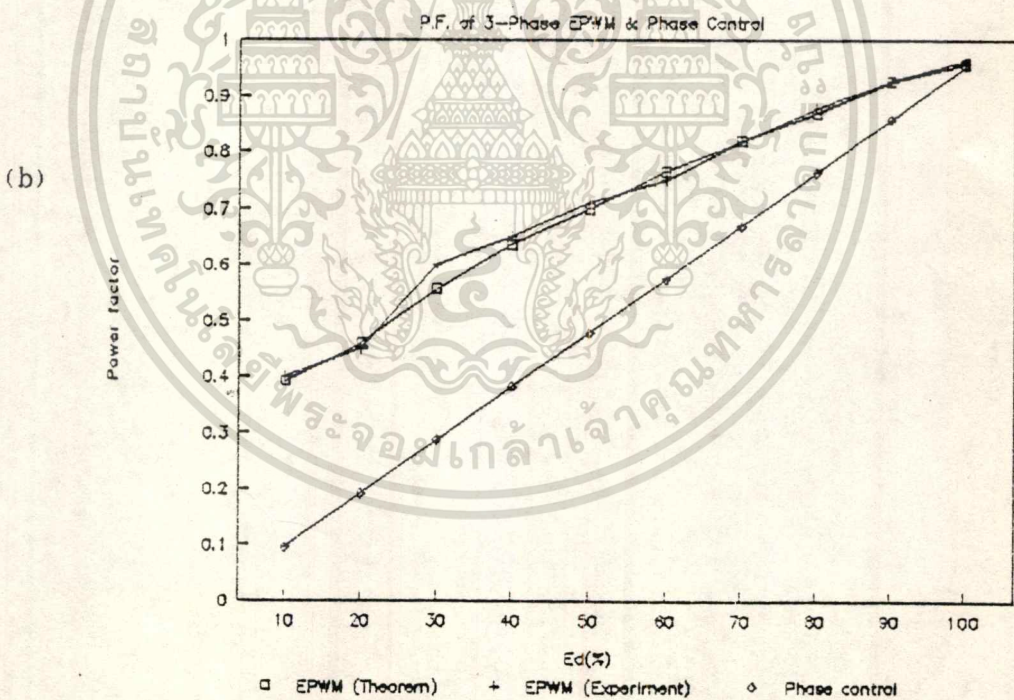
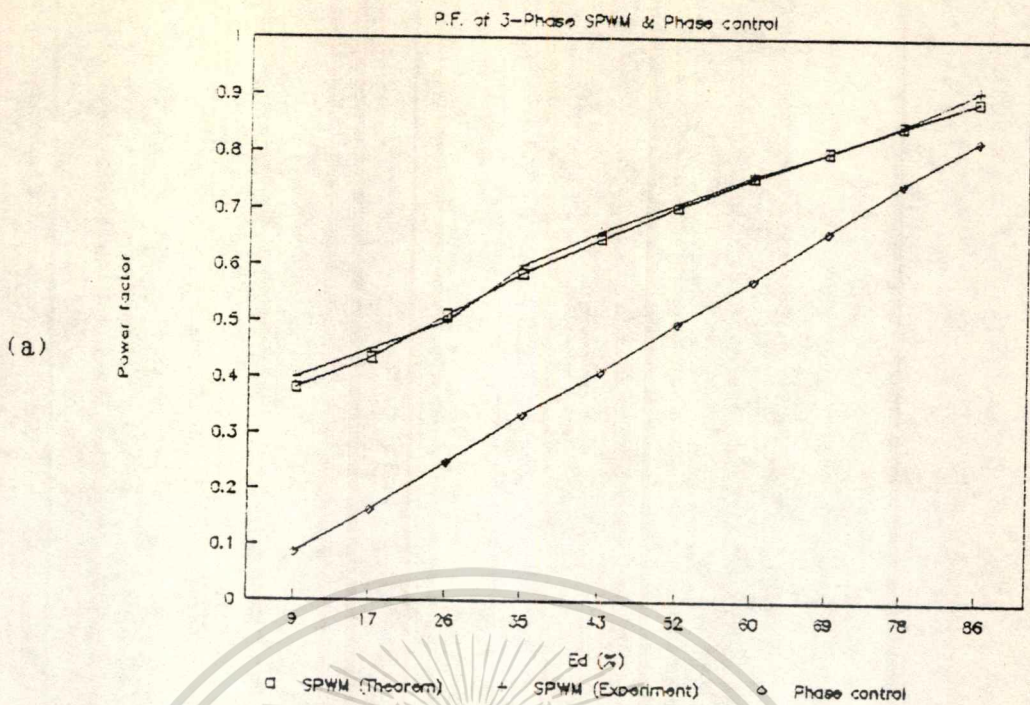
(b)

รูปที่ 5.9 องค์ประกอบฮาร์โมนิกในกระแสเอชไอไลน์ สำหรับกรณีสแบบ SPWM  
ที่ค่า มอดดูเลชั่น = 0.8

(a) จากการคำนวณ (b) จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 5.11 ค่าอินพุต เพาเวอร์แฟคเตอร์ของพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์  
 เปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส  
 (a) แบบ SPWM (b) แบบ EPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.7 ผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบระหว่าง 3-เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับ เอชวี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

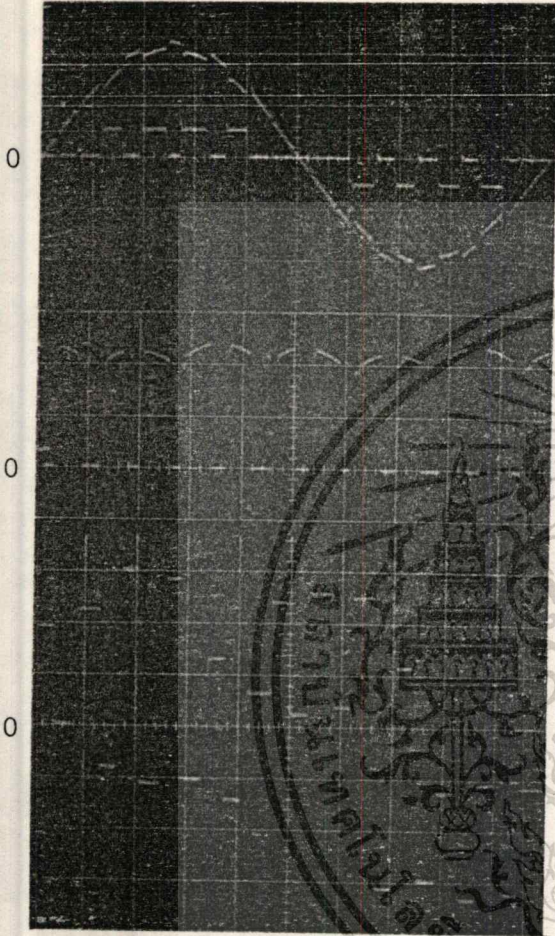
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆ ทั้งทางด้านอินพุท และเอาต์พุทของตัวคอนเวอร์เตอร์ที่  
ได้จากการทดลองดังต่อไปนี้

### 5.7.1 คุณสมบัติทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

ผลจากการคำนวณองค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเอชวีไลน์สำหรับ 3-เฟส พีดับบลิวเอ็ม  
คอนเวอร์เตอร์ในหัวข้อ 5.3 ที่ค่า  $\alpha = 0.8$  นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.9(a) แบบ SPWM, 5.10(a)  
แบบ EPWM เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่วัดจากเครื่องสเปคตรัมแอนนาไลเซอร์ใน  
รูปที่ 5.9(b) แบบ SPWM, 5.10(b) แบบ EPWM ปรากฏว่าให้ผลในลักษณะที่ใกล้เคียงกันและ  
เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดองค์ประกอบฮาร์โมนิกของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสพบว่า คอน  
เวอร์เตอร์ในแบบแรก (SPWM, EPWM) ยังไม่สามารถลดทอนฮาร์โมนิกในลำดับต่ำให้ดีกว่า  
ชนิดควบคุมเฟส

รูปที่ 5.11 แสดงผลการคำนวณและผลการวัดจากเครื่องสเปคตรัมแอนนาไลเซอร์ของค่า  
อินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ในพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับแบบควบคุมเฟสดังแสดงใน  
รูปที่ 5.11(a) แบบ SPWM, และรูปที่ 5.11(b) แบบ EPWM จะเห็นว่ารูปคลื่นทั้ง 2 แบบจะให้  
ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่สูงกว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

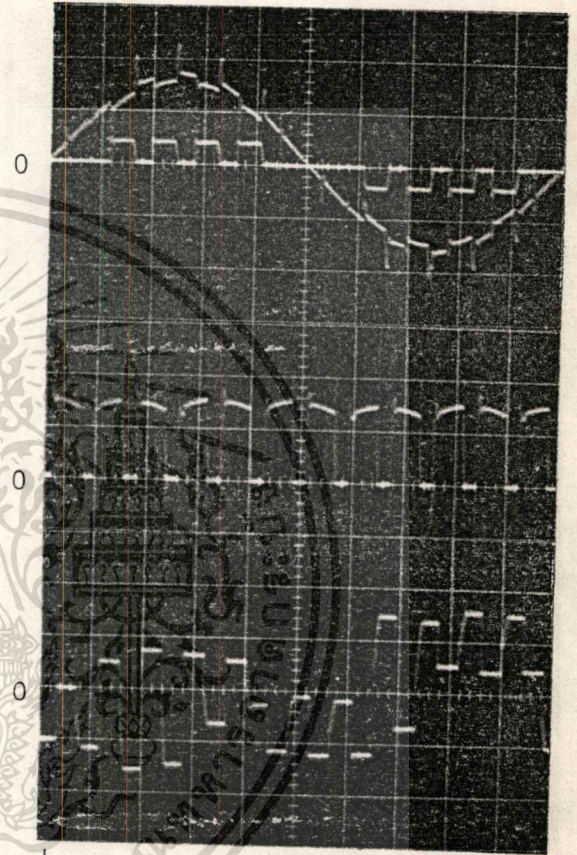
### 5.7.2 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของ 3-เฟสพีดับบลิวเอ็ม คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.12 ลักษณะคลื่น  $v_u$ ,  $i_u$ ,  $e_d$  และ  $v_{c1}$

(กรณีแบบ SPWM,  $\delta = 0.7$ )

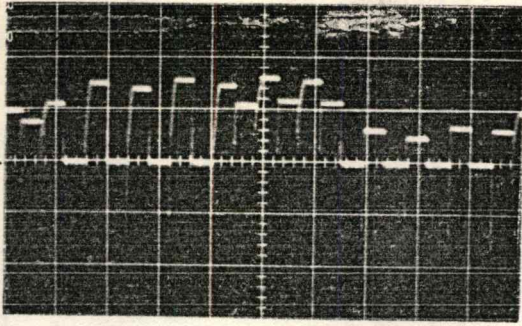
(100 V, 10 A, 2 msec/div)



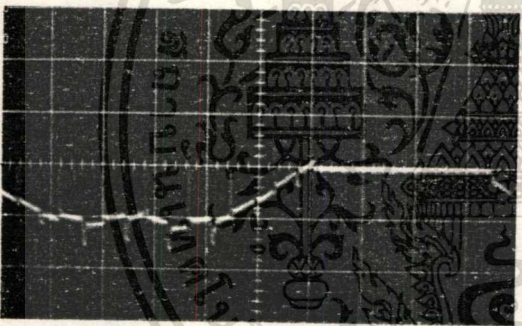
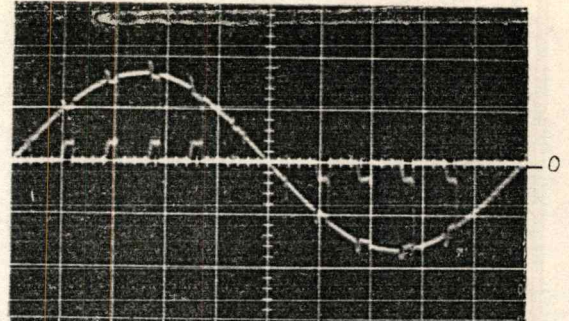
รูปที่ 5.13 ลักษณะคลื่น  $v_u$ ,  $i_u$ ,  $e_d$  และ  $v_{c1}$

(กรณีแบบ EPWM,  $\delta = 0.7$ )

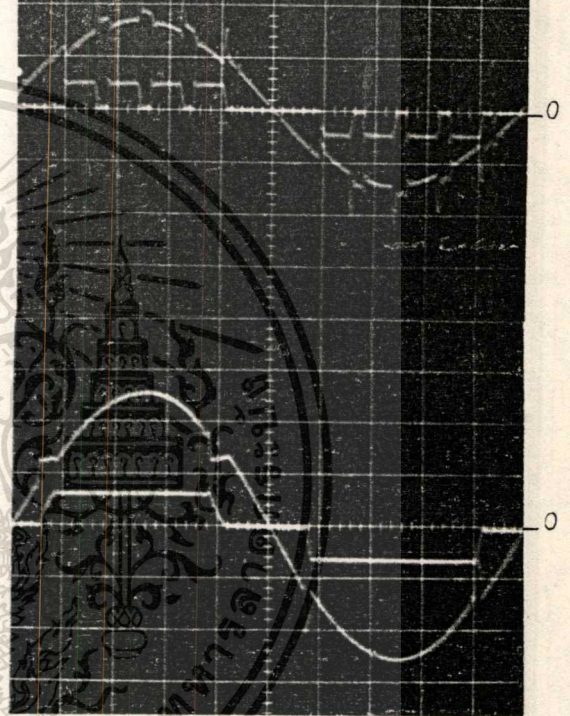
(50 V, 10 A, 2 mssec/div)



รูปที่ 5.14 ลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าคร่อม  $th_1$   
(50 V, 2 msec/div)

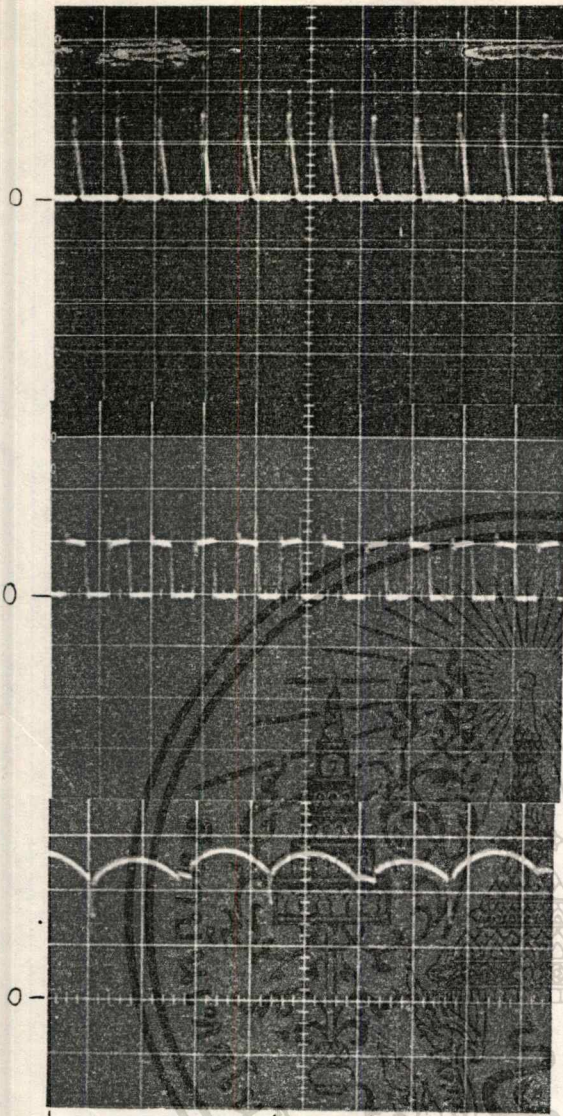


รูปที่ 5.15 ลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าคร่อม  $th_4$   
(50 V, 2 msec/div)



รูปที่ 5.16 ลักษณะคลื่นกระแสเอชไอไลน์กับ  
แรงดันเอชไอไลน์ ที่ค่า  $\alpha = 0.1$   
 $0.7, 1.0$  ตามลำดับ  
(50 V, 10 A, 2 msec/div)

(กรณีแบบ EPWM)

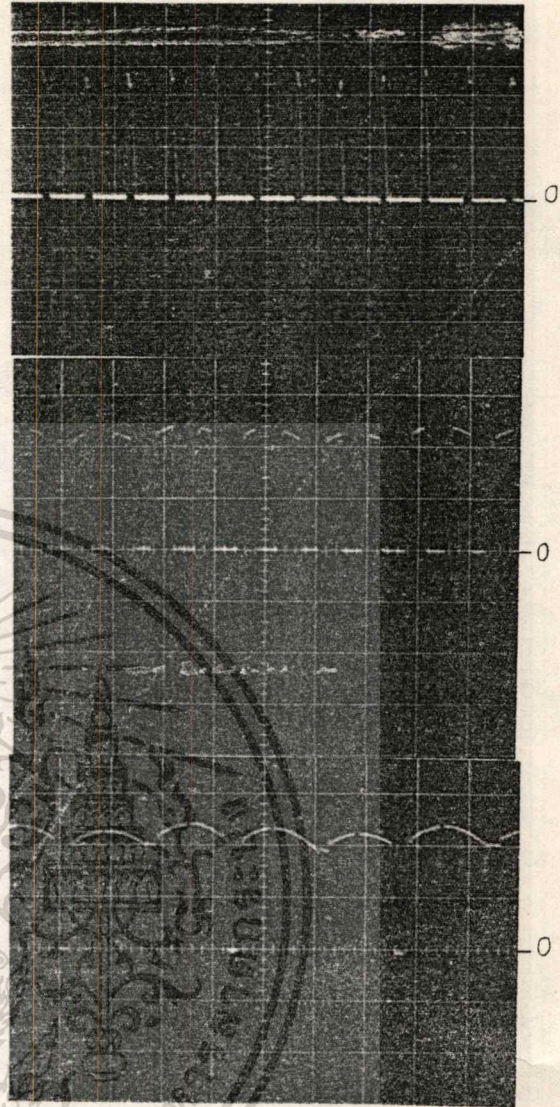


รูปที่ 5.17 ลักษณะคลื่น  $e_d$  ที่ค่า  $\alpha = 0.1$

0.7, 1.0 ตามลำดับ

(กรณีแบบ EPWM)

(50 V, 2 msec/div)



รูปที่ 5.18 ลักษณะคลื่น  $e_d$  ที่ค่า  $\alpha = 0.1$

0.7, 1.0 ตามลำดับ

(กรณีแบบ SPWM)

(50 V, 2 msec/div)

### บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษา และวิเคราะห์ฟีดแบล็กของฟีดแบล็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสแตท จากผลการทดลองและผลการวิเคราะห์สามารถสรุปคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของฟีดแบล็กคอนเวอร์เตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

1. ค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์ของฟีดแบล็กคอนเวอร์เตอร์มีแนวโน้มถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นกว่า เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่นิยมใช้กัน เนื่องจากค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์และการทดลองมีค่าสูงกว่ากรณีชนิดควบคุมเฟส
2. องค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับต่ำของกระแสเอชในไลน์สำหรับ 1-เฟส ฟีดแบล็กคอนเวอร์เตอร์ (รูปแบบ SPWM) จะมีขนาดลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับ เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส แต่องค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับสูงจะมีขนาดมากขึ้น และสามารถกำจัดออกไปได้ด้วยกรรกรอง (Filter)
3. องค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับต่ำๆ ของกระแสเอชในไลน์สำหรับ 3-เฟส ฟีดแบล็กคอนเวอร์เตอร์ (ทั้งรูปแบบ SPWM และ EPWM) ไม่ได้ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นมากนัก เนื่องจากขนาดของฮาร์โมนิกลำดับที่ 5, 7, 11 และ 13 ยังมีขนาดสูงพอๆ กับกรณีชนิดควบคุมเฟส
4. ช่วงการปรับระดับแรงดันดีซีเอาต์พุทกว้างในกรณีโทลด์มีขนาดมากขึ้น แต่ที่โทลด์ต่ำๆ ช่วงการปรับระดับแรงดันจะแคบลง แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการคอมมิวเตตยังไม่ได้พอ
5. ความสัมพันธ์ระหว่าง  $e_u$  กับค่า  $\alpha$  (หรือ  $\beta$ ) จะมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นและใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ในทางทฤษฎีเมื่อโทลด์มีค่าสูงขึ้น
6. ในส่วนของการทดลองเพื่อวัดค่า  $e_u$  การสไปค์ (Spike) มีผลต่อระดับแรงดันดีซีขาออก ในกรณีโทลด์ต่ำๆ ช่วงเวลาสไปค์จะยาวทำให้ความคลาดเคลื่อนของระดับแรงดันไฟฟ้านี้ออกมาก มีผลให้ไม่สามารถปรับระดับแรงดันดีซีขาออกให้ต่ำได้เท่าที่ควร ส่วนในกรณีโทลด์สูงช่วงสไปค์จะสั้นลง แต่การสูญเสียจะสูงขึ้นทำให้ระดับแรงดันดีซีขาออกต่ำลง แต่จะใกล้เคียงกับทฤษฎีมากกว่ากรณีแรก นอกจากนี้การสไปค์ยังขึ้นกับค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรคอมมิวเตตอีกด้วย

7. ในการนำพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง จากผลการทดสอบจะเห็นว่าที่ความเร็วรอบต่ำ สามารถรักษาระดับความเร็วได้ในช่วงกว้าง และที่ความเร็วรอบสูงขึ้นจะทำให้ช่วงของการรักษาระดับความเร็วสั้นลง ทั้งนี้เป็นผลมาจากเมื่อเปลี่ยนจากโหลด RL มาเป็นโหลดมอเตอร์ การคอมมิวเตทของวงจรกำลังจะเปลี่ยนไปด้วยเนื่องจากค่า LC รีโซแนนซ์เดิมจะคอมมิวเตทได้ไม่ดีเท่าที่ควร ดังนั้นจึงทำให้ค่าแรงดันดีซีเอาท์พุทไม่คงที่ ในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะต้องมีการเลือกค่า LC รีโซแนนซ์ (optimization) เพื่อให้มีการคอมมิวเตทที่ดีที่สุดและมีการสูญเสียพลังงานในการคอมมิวเตทของวงจรกำลังน้อยที่สุดด้วย ซึ่งเหตุผลดังกล่าวนี้จะเป็นหัวข้อสำคัญหัวข้อหนึ่งที่จะนำพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งานให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น.



## เอกสารอ้างอิง

1. พุทธิพงษ์ ตันวารณรักษ์, อารีเดช จิระบรรจง, สุรศักดิ์ หัสละเมียร, วิริยะ พิเชฐจำเริญ, " 1-เฟส เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบพีดับบลิวเอ็ม โดยใช้ไทรซิสเตอร์ " , การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 10, 2530.
2. พุทธิพงษ์ ตันวารณรักษ์, รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ, " 3-เฟส พีดับบลิวเอ็ม เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ชนิดใช้ไทรซิสเตอร์ " การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 11, 2531.
3. วิริยะ พิเชฐจำเริญ " เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ " คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง หน้า 149, 2527
4. อารีเดช จิระบรรจง, สุรศักดิ์ หัสละเมียร " เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไทรซิสเตอร์ " วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2530.
5. ชีระวัฒน์ นิมสนทร, สมศักดิ์ บุญปาน, เอกพันธ์ กรกม " การประยุกต์ใช้พีดับบลิวเอ็มไซน์เวฟอินเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง " วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2530.
6. เอกสารประกอบการอบรมทางวิชาการ Industrial Motor Speed Control System, 7-9 มิถุนายน 2532 สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น).
7. เอกชัย ลีลารัมย์ " คู่มือการใช้โปรแกรม LEC, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2530.
8. สุชาติ ตั้งตฤณา " คุณสมบัติของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์และการใช้งาน " วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2534.
9. นนทวัฒน์ จุลเดช " ระบบควบคุมความเร็วรอมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดระดับแฉกด้วยสตาติคคอนเวอร์เตอร์ " วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2528.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้วางไปจำหน่ายด้วยประการใด  
 10. วรศักดิ์ จิตรภักดี " ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงแบบทำงานสควอ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แดรนท์ด้วย พัดบลิวเอ็มคอน เวอร์เตอร์ วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2531.

11. โทคม อาริธา " การคุมค่าความเร็วมอเตอร์ " เอกสารประกอบการเรียนวิชาการขับเคลื่อนมอเตอร์.

12. Erwin Kreyszig, " Advanced Engineering Mathematics " John Wiley & Sons, 939 P ., 1979.

13. T. Kataoka, K. Mizumachi, and T. Miyairi, " A Pulsewidth Controlled AC to DC Converter to improve Power Factor and Waveform of AC Line Current ", Vol. IA-15, NO.6, 1979, pp. 670-675

14. R. Doradla, C. Nagamani, and S. Sanyal, " A Sinusoidal Pulse-width Modulated Three-Phase AC to DC Converter-Fed DC Motor Drive ", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. IA-21, NO.6, 1985, pp. 1394-1408.

15. S.R. Bowes, " Computer-Aided Design of PWM Inverter System ", IEE Proceedings-B, Vol. 129, NO.1, 1982, pp. 1-17.

16. T. Fukao and S. Miyari, " AC-DC converter with improved power factor and current waveforms on ac side, " Elect. Engg. in Japan, Vol. 94, No.4, 1974, pp. 89-96.

17. S.B. Dewan and W.G. Dunford, " Improved power factor operation of a 3-phase rectifier bridge through modified gating, " IEEE PES Conf., Atlanta 1980, pp. 830-837.

18. P.C. Sen, Thyristor DC Drive, Wiley Interscience, 1981.

19. Gopal K Dubey, Power Semiconductor Controlled Drives, Prentice - Hall International Editions, 1989.

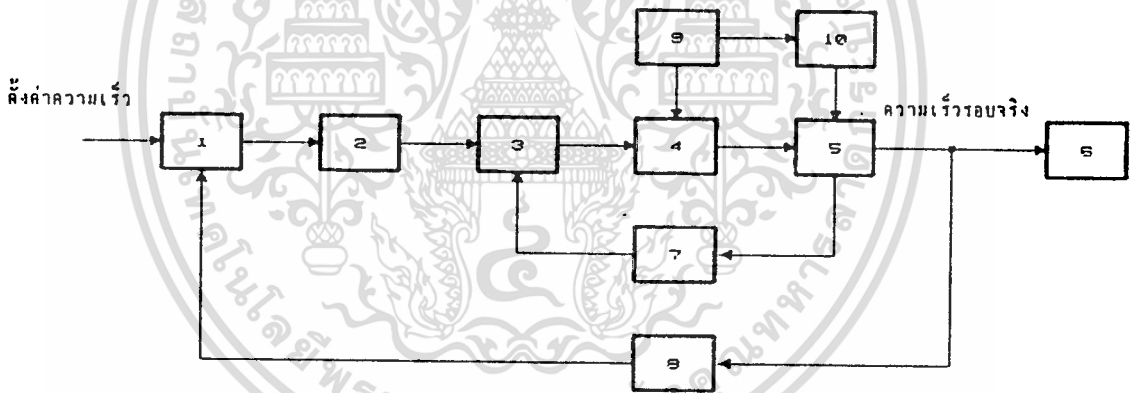
ภาคผนวก (1)

การนำขั้วบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

1.1 ระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

การนำขั้วบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน โดยนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงนั้น เพื่อรักษาระดับความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อโหลดของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง

ระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์นั้นเป็นระบบที่มีการป้อนกลับแบบทั่วไป โดยนำความเร็วรอบของมอเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณทางด้านขาออกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณคำสั่ง (command) เพื่อที่จะนำค่าคลาดเคลื่อน (error) ไปใช้ในการควบคุมความเร็วรอบให้ได้ตามต้องการ โครงสร้างของระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงนั้นมีส่วนประกอบหลักดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง [10]

- 1: วงจรควบคุมความเร็วรอบ 2: วงจรจำกัดกระแส 3: วงจรควบคุมกระแส
- 4: วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 5: มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 6: ภาระทางกล
- 7: อุปกรณ์วัดกระแส 8: อุปกรณ์วัดความเร็วรอบ 9: แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ
- 10: แหล่งจ่ายกำลังให้วงจรสนาม

การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงในระบบที่ได้แสดงในรูปที่ 1.1 นั้นใช้มอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยกซึ่งทำให้ต้องใช้แหล่งจ่ายกำลัง 2 ชุดคือ สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 ชุด และวงจรสนาม (field) อีก 1 ชุด แหล่งจ่ายไฟฟ้าให้วงจรขั้วบลิวเอ็มคอนเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร ไม่ว่าจะโดยทางใดก็ตาม หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์นั้นใช้ระบบ 1 เฟส 220 V. 50 Hz. เนื่องจากพิกัดแรงดันของมอเตอร์ ( 220 Vdc, 1500 รอบ, 16 A) วงจรควบคุมความเร็วจะทำหน้าที่ควบคุม และรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ตามค่าที่ตั้งไว้ [11] ทั้งนี้จะทำให้ระบบมีเสถียรภาพและตอบสนองได้เร็ว

ในส่วนของกระแสอาร์เมเจอร์ที่ไหลผ่านมอเตอร์นั้น จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับค่ากระแสที่ตั้งไว้ของวงจรจำกัดกระแส (current limit) ซึ่งจะจำกัดกระแสไม่ให้เกินค่าที่ตั้งไว้ จากนั้นจะนำค่าที่เปรียบเทียบได้ผ่านวงจรควบคุมกระแส วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อควบคุมให้พีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ทำงาน และตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

### 1.1.1 วงจรป้อนกลับที่ให้กับ 1 เฟส พีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

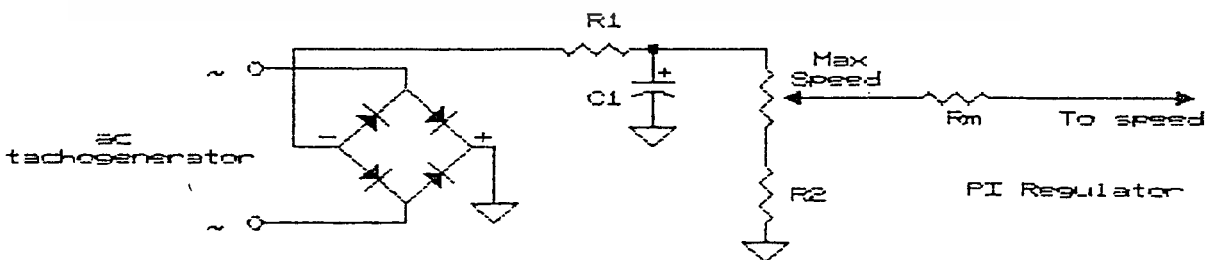
ในหัวข้อนี้จะขออธิบายส่วนต่างๆของวงจรป้อนกลับซึ่งประกอบด้วย

ก) วงจรตั้งค่า (Set Value ;  $V_s$ )

ในการออกแบบวงจรตั้งค่าได้กำหนดให้  $V_s$  ปรับค่าได้ตั้งแต่ 0-4.5 V โดยที่ค่า  $V_s = 4.5$  V เป็นค่าที่สมมูลกับค่าสูงสุดของความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งเท่ากับ 1500 rpm

ข) วงจรป้อนกลับความเร็วรอบ (Measure Speed ;  $V_m$ )

ในการป้อนกลับความเร็วรอบของมอเตอร์จะป้อนกลับผ่าน AC tachogenerator ที่ติดตั้งมากับมอเตอร์ จากนั้นสัญญาณเอซีที่ป้อนกลับจะผ่านวงจร Bridge rectifier และได้ค่าแรงดันดีซีที่เป็นลบดังแสดงในรูปที่ 1.2 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงดันดีซีดังในรูปที่ 1.3 โดยสอดคล้องกับข้อมูลในตารางที่ 1.1

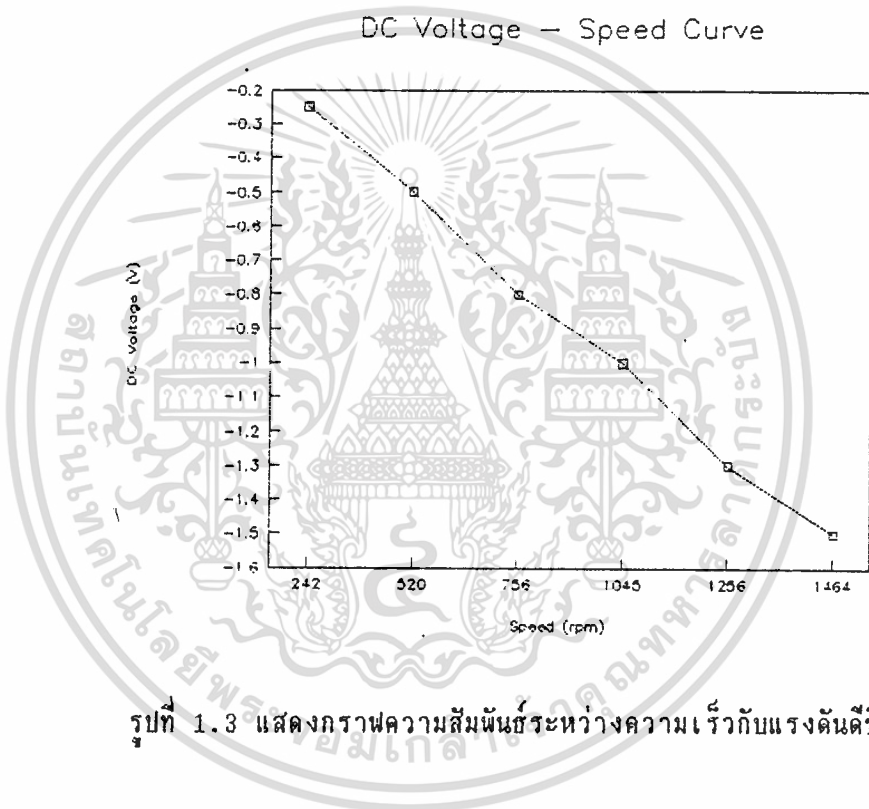


รูปที่ 1.2 แสดงวงจรป้อนกลับความเร็วรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงดันดีซีของวงจรป้อนกลับความเร็ว

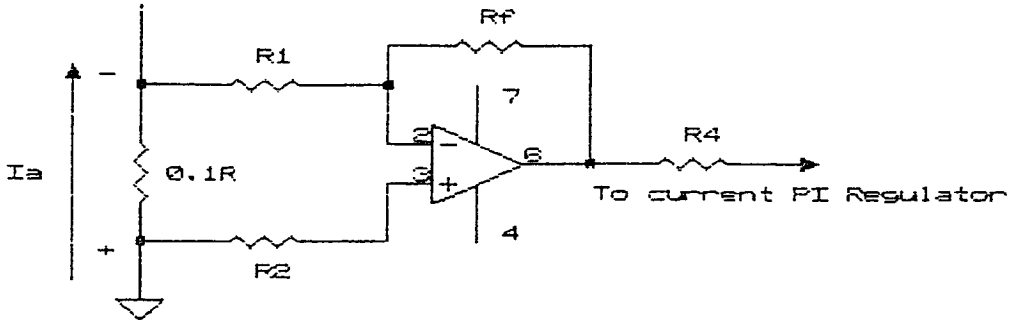
rpm	1464	1256	1045	756	520	242
Vdc	-1.5 V	-1.3 V	-1.0 V	-0.8 V	-0.5 V	-0.25 V



รูปที่ 1.3 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงดันดีซี

ค) วงจรป้อนกลับกระแส (Measure current ;  $I_m$ )

ในการป้อนกลับกระแสที่ไหลไปยังอาร์เมเจอร์จะใช้เวลาต้านทานขนาด 0.1 โอห์มต่ออนุกรมกับอาร์เมเจอร์ และวงจร differential Amplifier แสดงในรูปที่ 1.4 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงดันดีซี ดังแสดงในรูปที่ 1.5 โดยสอดคล้องกับข้อมูลในตารางที่ 1.2

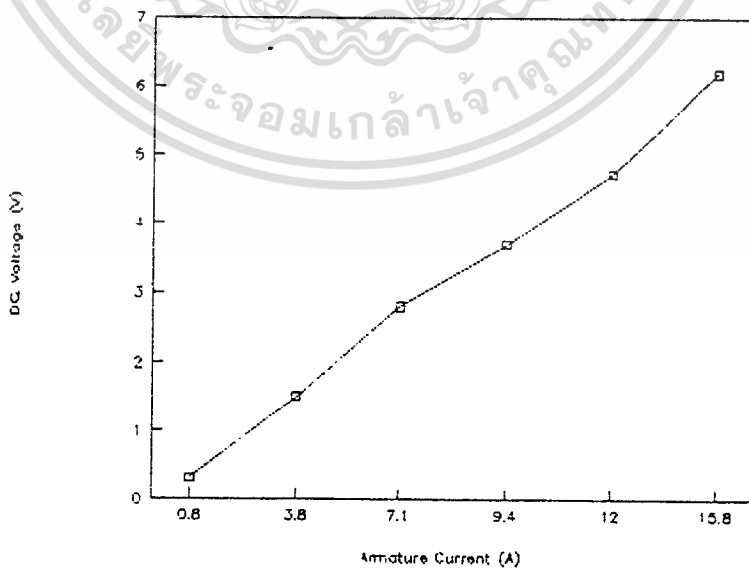


รูปที่ 1.4 แสดงวงจรป้อนกลับกระแสอาร์เมเจอร์

ตารางที่ 1.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงดันดีซีของวงจรป้อนกลับกระแส

$I_a$ (A)	15.8	9.4	7.1	3.8	0.8
Vdc (V)	6.2	3.7	2.8	1.5	0.3

DC Voltage – Armature Current Curve ,

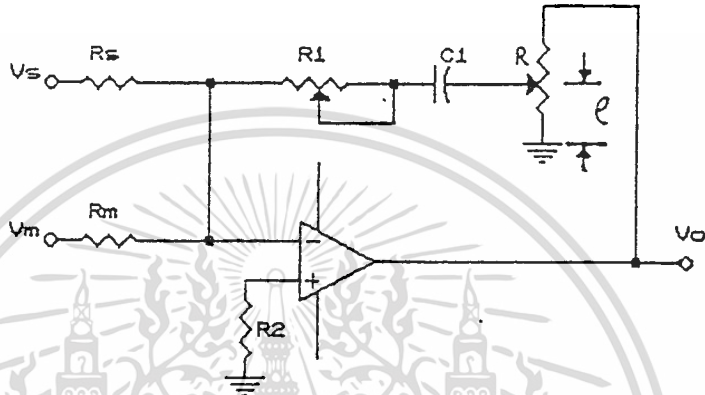


รูปที่ 1.5 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงดันดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ง) วงจรควบคุม (Controller)

วงจรถูกควบคุมที่ใช้เป็นวงจรถูกควบคุมที่มีวงรอบ (loop) เล็ก และวงรอบใหญ่ต่อกันแบบทอดเนื่อง (cascode) โดยวงรอบเล็กใช้สำหรับควบคุมค่ากระแสในอาร์เมเจอร์ และในวงรอบใหญ่ใช้สำหรับควบคุมความเร็วรอบ เราเลือกใช้วงจรถูกควบคุมชนิด PI ที่สามารถปรับค่าคงตัวเวลาของทั้งแบบ P และแบบ I ได้ [6] ซึ่งใช้วงจรถูกควบคุมเหมือนกันทั้ง 2 ลูปและแสดงดังรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6 แสดงวงจรถูกควบคุมแบบ PI ที่ปรับค่าคงตัวเวลาได้

กำหนดให้  $V_s$  เป็นแรงดันที่ได้มาจากการตั้งค่า

$V_m$  เป็นแรงดันที่ได้มาจากการวัด

$V_o$  เป็นแรงดันขาออกของวงจรถูกควบคุม

ดังนั้น ในการเลือกค่าในวงจรถูกควบคุมจะเป็นไปตามสมการ

$$V_s / R_s = V_m / R_m \quad \dots(1.1)$$

โดยทั่วไปจะเลือกค่า  $R_s$  และ  $R_m$  อยู่ระหว่าง 10 - 100 กิโลโอม์ ทั้งนี้เพื่อไม่ให้ความต้านทานเหล่านี้เป็นโหลดต่อวงจรตั้งค่า และวงจรวัดมากเกินไป และจะต้องสอดคล้องกับสมการ (1.1) ด้วย ส่วนค่า  $R_2$  ที่ต่อกับขั้วไม่กลับเฟส (ขั้ว +) ของออปแอมป์ ให้เท่ากับ  $R_s // R_m$  เพื่อลดผลของกระแสขาเข้า (input bias) ของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากในการออกแบบวงจรถวลุมไม่ได้นำทรานส์ฟอร์มเมอร์ฟังก์ชันของระบบฟีดแบ็ลวเอด์คอนเวอเตอร์มาพิจารณา และในการหาทรานส์ฟอร์มเมอร์ฟังก์ชันที่ถูกต้องของระบบนี้เป็นการยากและซับซ้อน ในการออกแบบวงจรถวลุมของระบบนี้ จึงใช้วิธีทดลองปรับค่าคงตัวเวลาของวงจรถวลุม PI ในแต่ละลูป โดยปรับค่า  $R_1$  และ  $R_2$  จนได้ค่าที่เหมาะสมและระบบควบคุมสามารถทำงานได้ซึ่งผลการทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์จะแสดงในหัวข้อถัดไป

## 1.2 การทดสอบฟีดแบ็ลวเอด์คอนเวอเตอร์ที่นำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

การทดสอบการนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ ในงานได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 2 หัวข้อ โดยหัวข้อแรกได้ทดสอบเกี่ยวกับการควบคุมความเร็ว เพื่อค่าความเร็วเมื่อโหลดของมอเตอร์เพิ่มขึ้น ส่วนในหัวข้อที่ 2 ทดสอบเพื่อวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านเข้าของระบบ เมื่อโหลดของมอเตอร์เพิ่มขึ้นโดยจะทดสอบเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ใช้ฟีดแบ็ลวเอด์คอนเวอเตอร์ กับระบบที่ใช้คอนเวอเตอร์แบบควบคุมเฟส

### 1.2.1 ผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับทอร์คและกระแสอาร์เมเจอร์

#### กับทอร์ค

ในการทดสอบระบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงนั้น จะใช้ชุดดึงโหลด (take Load) เป็น eddy current brake ( $r = 0.25 \text{ m}$ ) ที่สามารถปรับทอร์ค (Toque ; N.m) ให้ต่อเนื่องและคงที่ได้โดยทดสอบกับมอเตอร์พิกัด 1500 rpm, 16 A, 220  $V_{dc}$  ขนาด 3 KW (4 แรงม้า) การทดสอบจะทดสอบที่ค่าความเร็วต่างๆ ได้แก่ ความเร็วประมาณ 240 rpm , 520 rpm และ 1000 rpm ซึ่งได้ผลการทดสอบตามตารางที่ 1.3, 1.4, 1.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 1.3 แสดงผลการทดสอบของทอร์ค และความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า  $V_s = 0.25$  V

แรง (kg)	T (N.m)	$I_u$ (A)	Speed
0	0	0.25	242
0.1	0.25	0.6	240
0.2	0.49	1.0	243
0.8	2.0	2.0	241
1.5	3.7	3.0	242
2.0	4.9	3.7	245
3.0	7.4	5.6	240
4.0	9.8	7.3	242
5.0	12	9.3	240
6.0	14.7	11.4	แกว่งระหว่าง 230-252
7.0	17.2	13.5	แกว่งระหว่าง 222-265

#### เงื่อนไขของการทดลอง

- 1) ให้ค่า  $\gamma = 0.7$  คงที่
- 2) ตั้งค่า Set Speed ( $V_s$ ) = 0.25 V เพื่อให้ได้ความเร็วรอบ = 250 rpm.
- 3) ปรับค่า L, C เพื่อให้ได้กระแสไหลสูงสุดก่อนหน้าที่เข็มมิเตอร์ของไหลจะแกว่ง

ตารางที่ 1.4 แสดงผลการทดสอบของทอร์ค และความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า  $V_s = 0.5$  V

แรง (kg)	T (N.m)	$I_u$ (A)	Speed
0	0	0.40	521
0.5	1.2	1.5	520
1.0	2.5	2.2	518
1.5	3.7	3.0	522
2.0	4.9	3.8	520
2.5	6.1	4.9	519
3.0	7.4	5.8	520
3.5	8.6	6.5	515
4.0	9.8	7.5	กว้างระหว่าง 500 กับ 540
4.5	11	8.3	กว้างระหว่าง 492 กับ 545
5.0	12	9.5	กว้างระหว่าง 485 กับ 560
5.5	13	10.2	กว้างระหว่าง 472 กับ 563

#### เงื่อนไขของการทดลอง

- 1) ให้ค่า  $\gamma = 0.7$  คงที่
- 2) ตั้งค่า Set Speed ( $V_s$ ) = 0.5 V เพื่อให้ได้ความเร็วรอบ = 500 rpm.
- 3) ปรับค่า L, C เพื่อให้ได้กระแสไหลสูงสุดก่อนหน้าที่เข็มมิเตอร์ของโพลจะแกว่ง

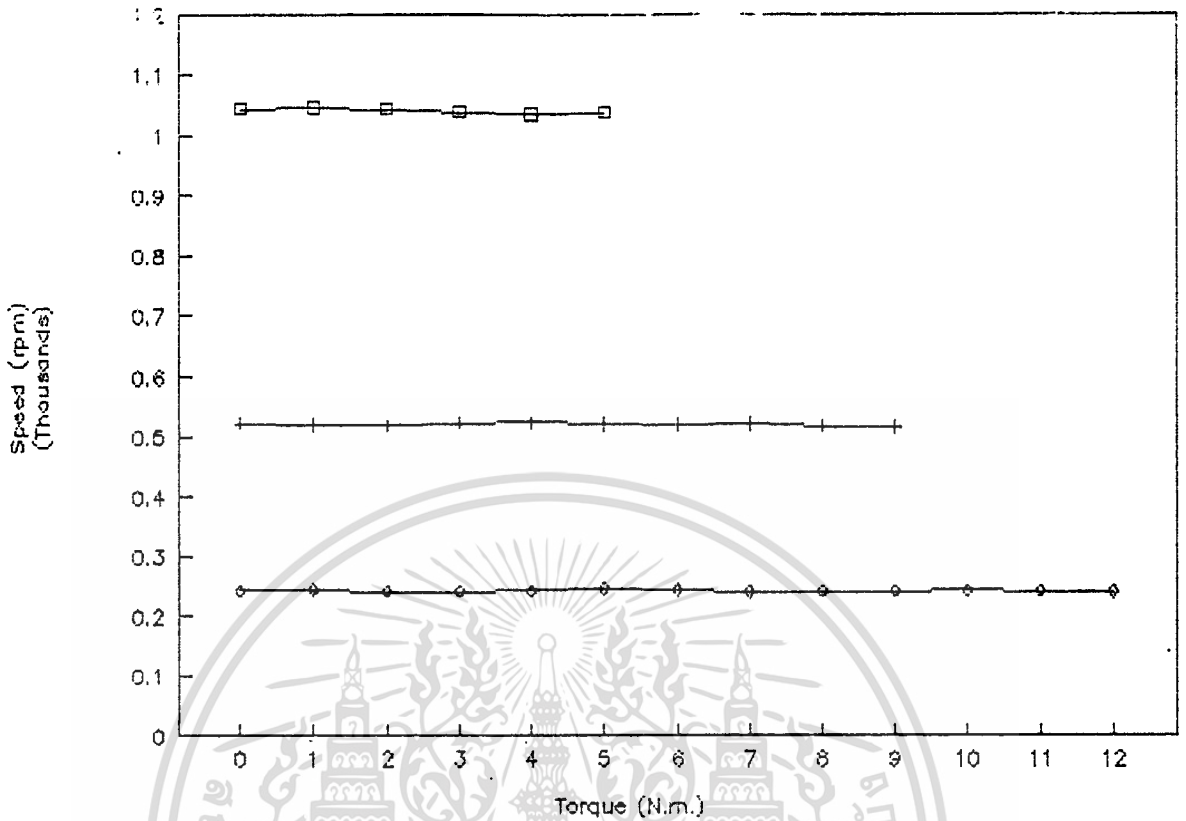
ตารางที่ 1.5 แสดงผลการทดสอบของทอร์ค และความเร็วรอบ เมื่อตั้งค่า  $V_s = 1$  V

แรง (kg)	T (N.m)	$I_m$ (A)	Speed
0	0	0.50	1045
0.5	1.2	1.6	1048
0.8	2.0	1.8	1045
1.2	2.9	2.5	1040
1.5	3.7	3.1	1035
1.8	4.4	3.5	1040
2.5	6.1	5.0	แกว่งระหว่าง 950 กับ 1135
3.0	7.4	5.9	แกว่งระหว่าง 900 กับ 1190
3.5	8.6	6.7	แกว่งระหว่าง 875 กับ 1200
4.0	9.8	7.7	แกว่งระหว่าง 800 กับ 1240

เงื่อนไขของการทดลอง

- 1) ให้ค่า  $\chi = 0.7$  คงที่
- 2) ตั้งค่า Set Speed ( $V_s$ ) = 1 V เพื่อให้ได้ความเร็วรอบ = 1000 rpm.
- 3) ปรับค่า L, C เพื่อให้ได้กระแสไหลสูงสุดก่อนหน้าที่เข็มมิเตอร์ของไหลจะแกว่ง

## Speed – Torque Curve



รูปที่ 1.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับทอร์ก

จากผลการทดสอบที่แสดงในกราฟรูปที่ 1.7 พบว่าเราสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ได้ โดยเฉพาะที่ค่าความเร็วรอบต่ำนั้นการควบคุมความเร็วจะเป็นไปอย่างต่อเนื่องในช่วงกว้างและที่ความเร็วรอบสูงนั้นการควบคุมความเร็วจะมีผลในช่วงที่แคบลง จากการทดสอบจะเห็นได้ว่า เมื่อทอร์กเพิ่มถึงค่าหนึ่งความเร็วรอบของมอเตอร์จะแกว่งขึ้นลงรอบๆ ค่าความเร็วเดิมที่ตั้งไว้ ทั้งนี้เนื่องจากในช่วงความเร็วรอบสูง จะมีผลกระทบจากการคอมมิวเตตของไทรซิสเตอร์ในวงจรกำลังที่มีค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนไปจากโหลดความต้านทาน และตัวอินดักเตอร์ไปเป็นโหลดมอเตอร์โดยมีผลกระทบจากค่าแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (back emf ;  $e_b$ ) ทำให้มีการหักล้างกันของแรงดันที่อาร์เมเจอร์ และส่งผลให้ได้ค่ากระแสอาร์เมเจอร์ที่ไม่ต่อเนื่องขึ้น

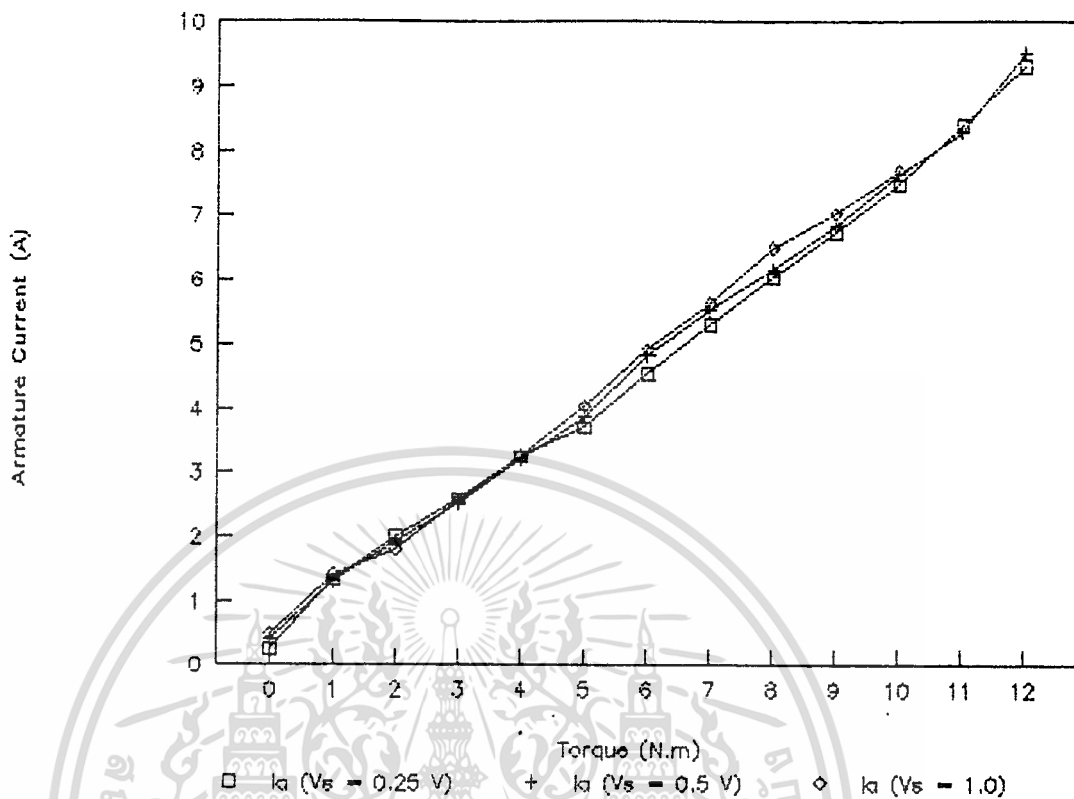
เมื่อพิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับทอร์ก ที่แสดงในกราฟรูปที่ 1.8

จะเห็นว่า ค่ากระแสอาร์เมเจอร์จะแปรผันโดยตรงกับค่าทอร์กของโหลด ( $T_e = K\phi I_a$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยไม่ขึ้นอยู่กับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Armature Current – Torque Curve



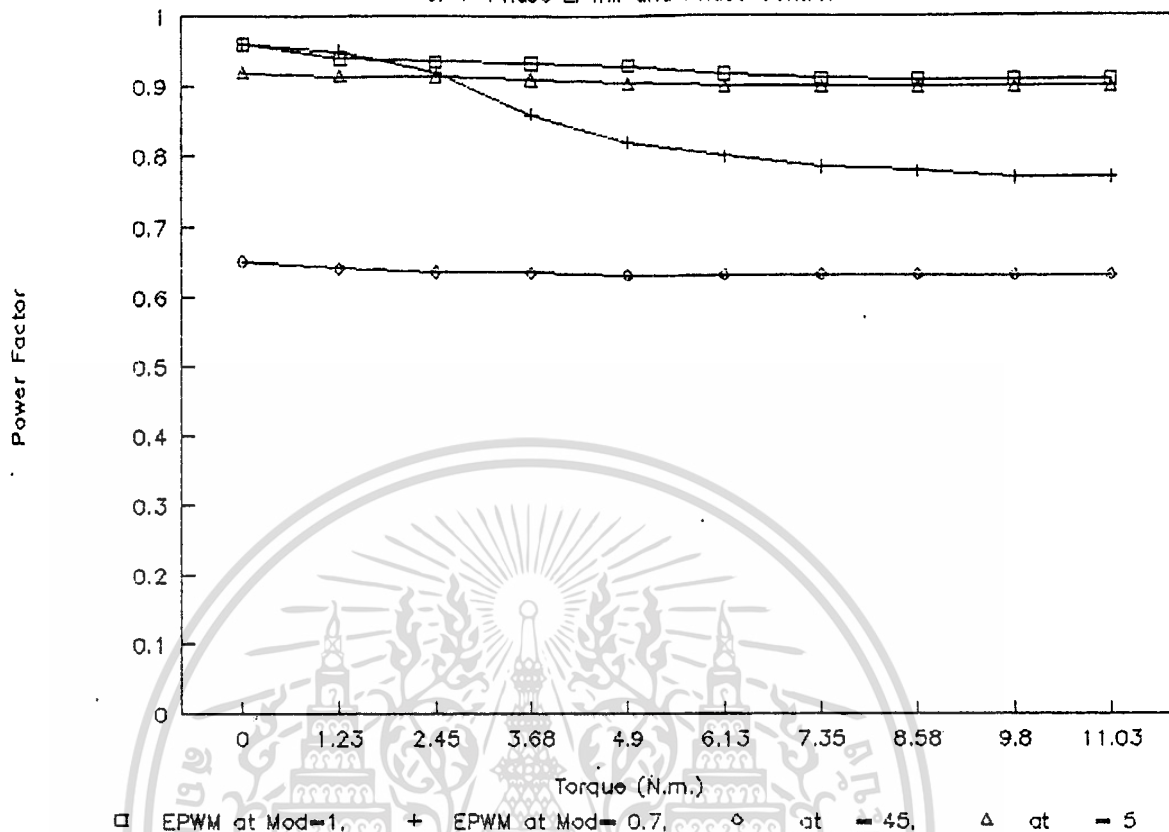
รูปที่ 1.8 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับทอร์ก

### 1.2.2. ผลการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์กับทอร์ก

จากการทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์กับทอร์กโดยเปรียบเทียบกันระหว่างพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ กับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส นั้น ได้แสดงผลดังรูปที่ 1.9

## Power Factor–Torque Curve

of 1-Phase EPWM and Phase Control



รูปที่ 1.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุท เพาเวอร์แฟคเตอร์กับทอร์ก

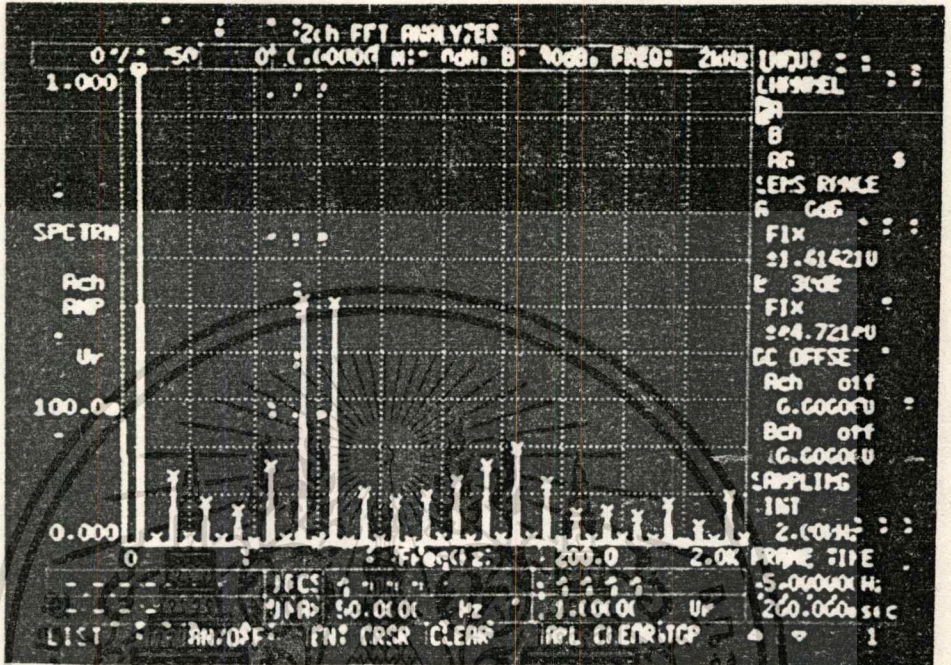
จากผลการทดสอบที่แสดงในกราฟรูปที่ 1.9 พบว่า ที่ค่า Modulation ratio :  $\chi = 1$  ของพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์นั้น จะให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เท่ากับของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสเมื่อปรับมุมที่ค่า  $\alpha$  เท่ากับ  $5^\circ$  ทำให้ได้รูปคลื่นของกระแสเอชไอไลน์ทางด้านขาเข้าเหมือนกัน ดังนั้นจึงได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ใกล้เคียงกันโดยไม่ว่าขึ้นอยู่กับค่าทอร์กที่เปลี่ยนแปลง ส่วนที่ค่า  $\chi = 0.7$  นั้น พีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์จะให้ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เท่ากับของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสที่มุม  $\alpha$  มีค่าเท่ากับ  $45^\circ$  จะเห็นได้ว่าในช่วงทอร์กมีค่าน้อยจะได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของพีดีบีลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ใกล้เคียงกับในกรณี  $\chi = 1$  ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะของกระแสเอชไอไลน์จะมีรูปคลื่นเหมือนกับกรณีค่า  $\chi = 1$  และมีผลทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์สูงใกล้เคียงกับค่า  $\chi = 1$  ด้วย เมื่อกระแสไหลมีค่ามากขึ้น (ทอร์กเพิ่มมากขึ้น) จะทำให้การคอมมิวเตทของวงจรถูกจำกัดขึ้น จึงได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ใกล้เคียงกับรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์มากขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในกรณีแบบควบคุมเฟส ( $\alpha = 45^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

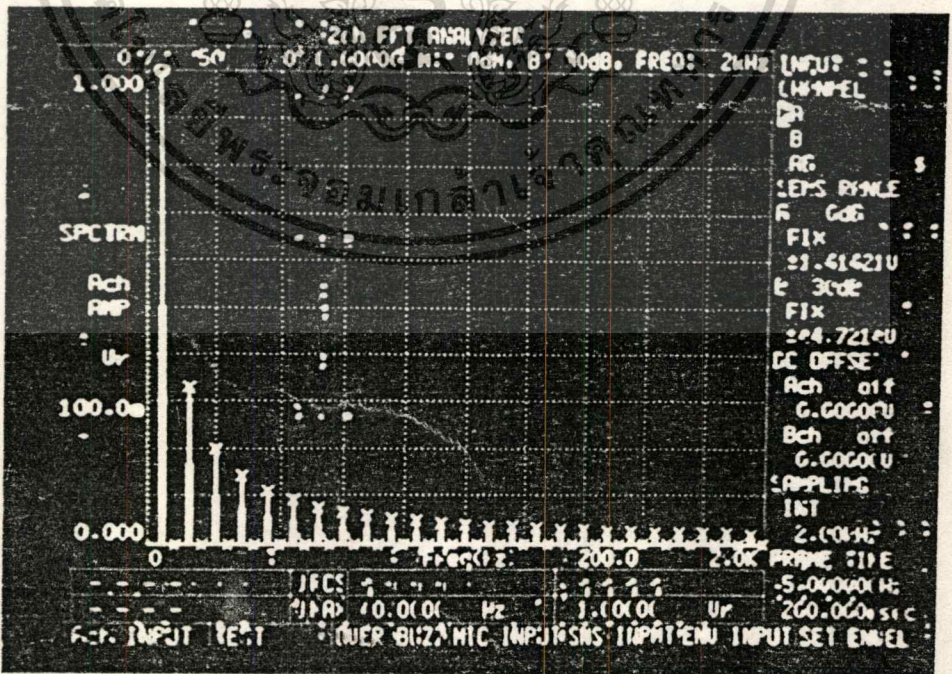
จะเห็นว่ามีความสูงกว่าตลอดยานของการเปลี่ยนแปลงโหลด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุท เพาเวอร์สเปกตรัมกับทอร์คของมอเตอร์สามารถแสดงผลการวัดขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจากเครื่องสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ เพื่อเปรียบเทียบที่ซับซ้อนระหว่างพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ( $\alpha = 0.7$ ) กับคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส ( $\alpha = 45^\circ$ ) ดังแสดงในรูปที่ 1.10 และรูปที่ 1.11 ตามลำดับ



รูปที่ 1.10 แสดงผลการวัดขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจากเครื่องสเปกตรัมอะนาไลเซอร์กรณีพีคดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ( $\alpha = 0.7$ )



รูปที่ 1.11 แสดงผลการวัดขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกจากเครื่องสเปกตรัมอะนาไลเซอร์

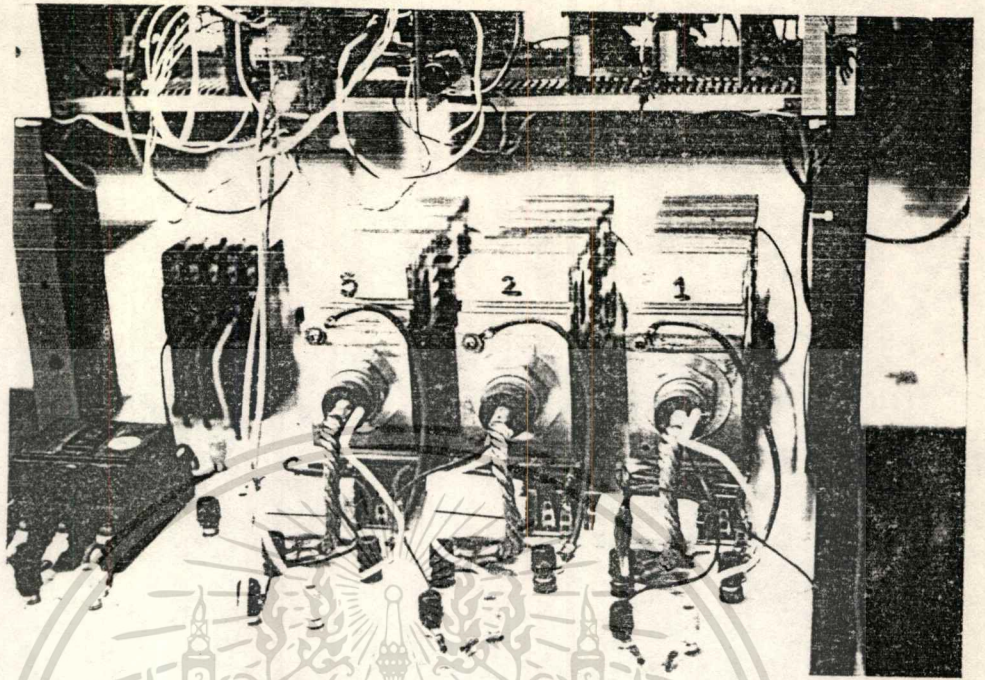
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่กรมวิศวกรรมเครื่องกลฯ (กรมวิศวกรรมเครื่องกลฯ) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่า ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับค่าในกรณีพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าในกรณีแบบควบคุมเฟส และจากผลดังกล่าวเมื่อนำขนาดของฮาร์โมนิกทั้งหมด ( $n = 1, 2, 3, \dots, 40$ ) ทั้ง 2 กรณีมาคำนวณเพื่อหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ จะได้ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงกว่ากรณีแบบควบคุมเฟส ดังแสดงในรูปที่ 1.9

### 1.2.3 ชิ้นงานของวิทยานิพนธ์

ชิ้นงานของวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

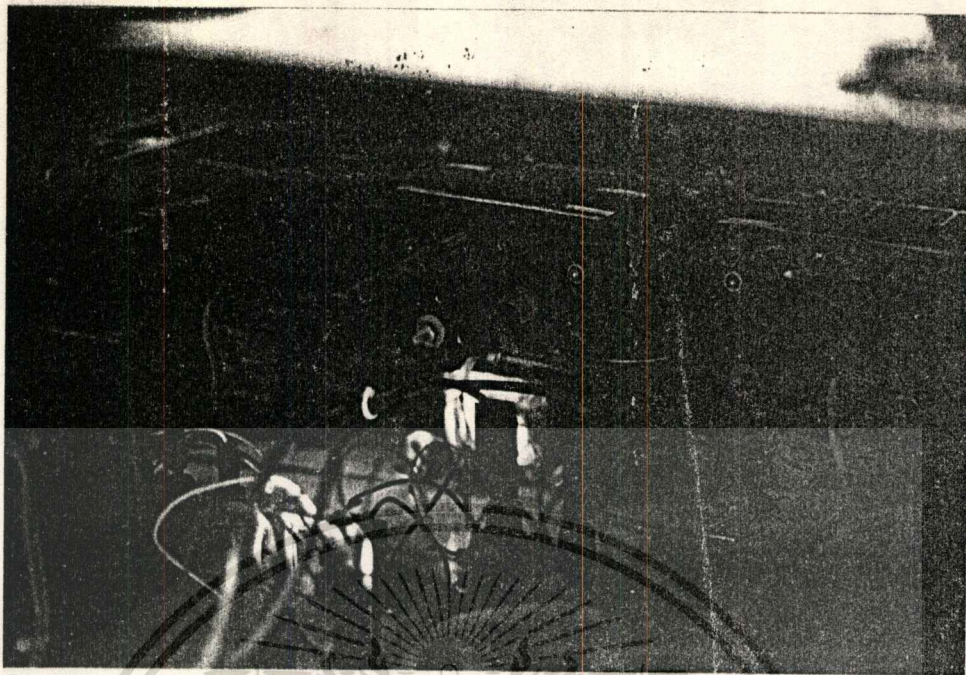
ส่วนที่หนึ่ง คือ ส่วนวงจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่ 1.12 ซึ่งประกอบด้วยขั้ววงจร 1 เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ และ 3 เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนนี้ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 6 ตัว โดยแต่ละตัวต่อเข้ากับแผนระบายความร้อนวางเรียงกัน 2 แถวๆ ละ 3 ตัว โดยแถวบน ( $Th_1, Th_2, Th_3$ ) เป็นทรานซิสเตอร์แบบที่มีการสวิตช์เร็ว และแถวล่าง ( $Th_4, Th_5, Th_6$ ) เป็นทรานซิสเตอร์แบบทั่วไป ลักษณะของวงจรกำลังจะมีแมคเนติก คอนแทคเตอร์ (Magnetic Contactor) เพื่อสับสวิตช์ให้มีการทำงานสลับกันระหว่าง 1 เฟส และ 3 เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ในการทำงานของวงจรกำลังในรูปแบบพีดับบลิวเอ็มนั้น ทรานซิสเตอร์ ( $Th_1, Th_2, Th_3$ ) จะมีการสวิตช์เปิดปิดกระแสตลอดเวลา ทำให้มีการสูญเสียพลังงานในระหว่างการสวิตช์ ดังนั้นค่า R และ C ในวงจรสับเบอเรจจึงต้องกำหนดให้มีค่าที่ทนกำลังงานได้สูงพอที่จะไม่ทำให้เกิดความร้อนในวงจรสับเบอเรจ



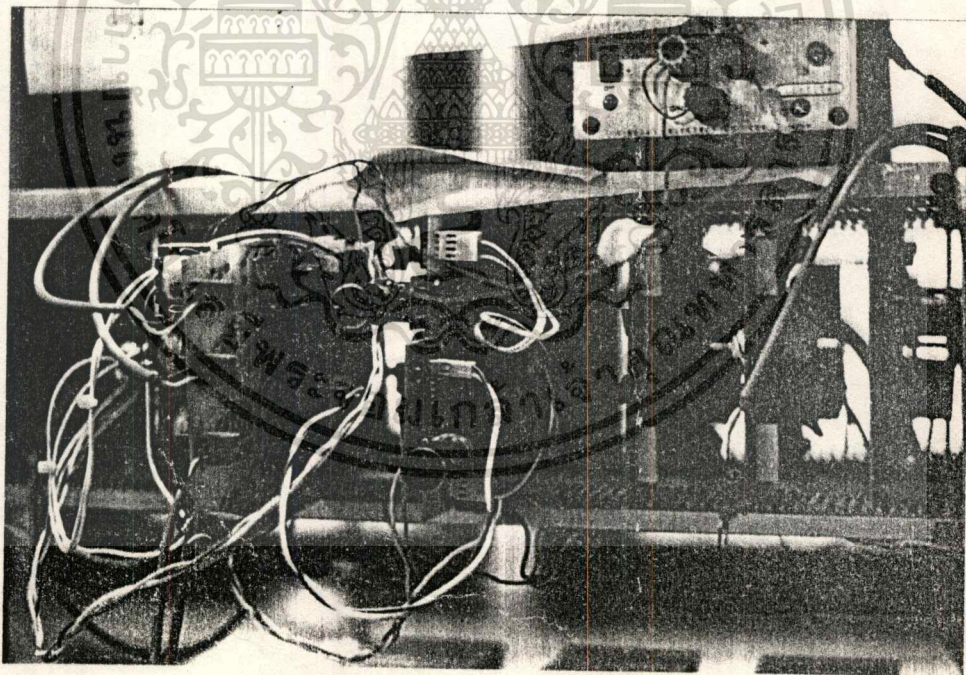
รูปที่ 1.12 แสดงชิ้นงานในส่วนวางจรกำลังของพีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

ส่วนที่สอง เป็นส่วนของวางจรคอมมิวเตทไทรสเตอร์ในวางจรกำลัง ดังแสดงในรูปที่ 1.13 ประกอบด้วย ตัวอินดักเตอร์ (L) จำนวน 3 ตัว ซึ่งแต่ละตัวสามารถปรับค่าได้ 5 ค่า ในส่วนของไดโอดกำลังจะวางยึดติดกับแผ่นระบายความร้อนใกล้กับตัวเก็บประจุซึ่งวางด้านหลังของตัวอินดักเตอร์ โดยจะมีหน้าที่บังคับทิศทางการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุ (ตัวเก็บประจุมีจำนวน 3 ตัว วางเรียงกันด้านหลังสุด)

ส่วนที่สาม เป็นส่วนของวางจรสร้างสัญญาณทริกไทรสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของ 1 เฟส และ 3 เฟส พีดับบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ โดยแยกกันคนละชุด นอกจากนี้ยังประกอบด้วยส่วนของวางจรขับสัญญาณเกทไทรสเตอร์ อีก 3 ชุด วางเรียงกัน ดังแสดงในรูปที่ 1.14



รูปที่ 1.13 แสดงทีมงานในส่วนห้องวางจรวดคอมพิวเตอร์ในวงจรถักกำลัง

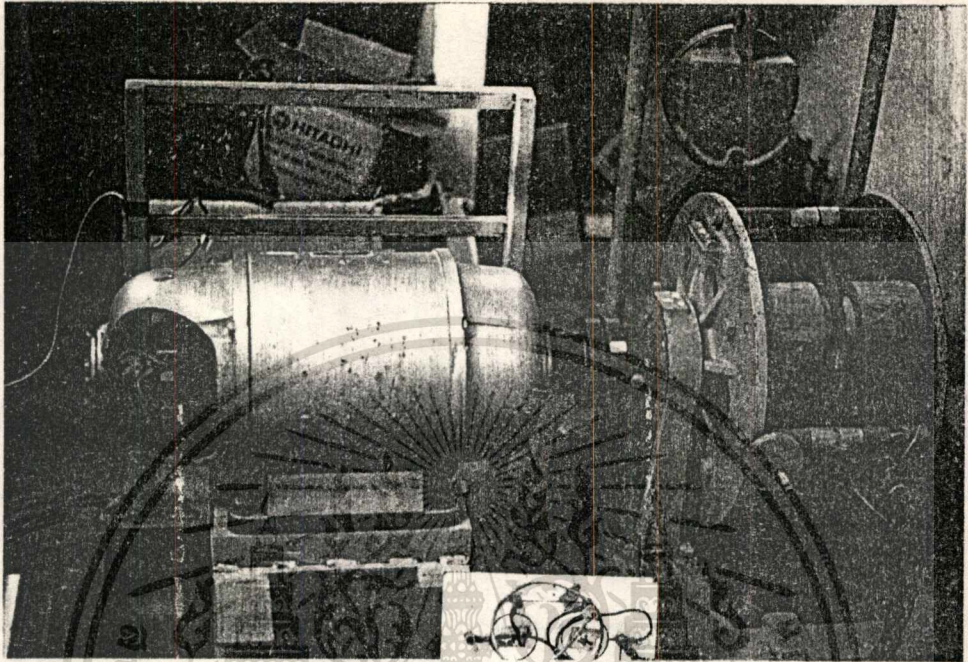


รูปที่ 1.14 แสดงทีมงานในส่วนห้องวางจรวดสัญญาณเกททรานซิสเตอร์

สำหรับการนำพีดีบีบลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงนั้น ได้นำไปใช้กับชุดทดสอบโหลด ซึ่งประกอบด้วย มอเตอร์กระแสตรงขนาด 4 แรงม้า (3.3 KW) ต่อด้วยปลั๊กเข้ากับชุด eddy - current brake โดยมีสเกลบอกขนาดของโหลดเป็นกิโลกรัม (Kg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ชุดทดสอบโหลดดังกล่าวนี้ได้ทำขึ้นพร้อมๆ กับทีมงานวิทยานพธรณ์ เนื่องจากในตอนแรกแต่ละส่วนนั้นไม่ว่ากรรมใดจะทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังไม่ได้มีการค้นคว้ากันไว้ ดังนั้นจึงขอขอบคุณทางภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าที่ได้เอื้อเฟื้อมอเตอร์ และชุด eddy - current brake ไว้ ณ ที่นี้ด้วย



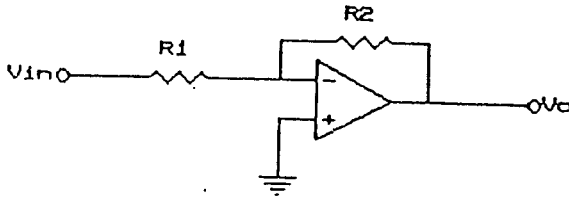
รูปที่ 1.15 แสดงชุดทดสอบโพลด์ที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก (2)

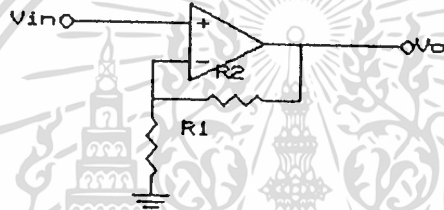
วงจรพื้นฐานต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรทดลอง

## 1. วงจรขยายแบบกลับสัญญาณ (Inverting Amplifier)



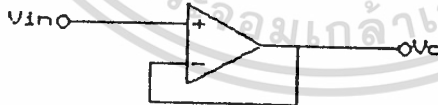
$$V_o = -[R_2/R_1]V_i$$

## 2. วงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณ (Non Inverting Amplifier)



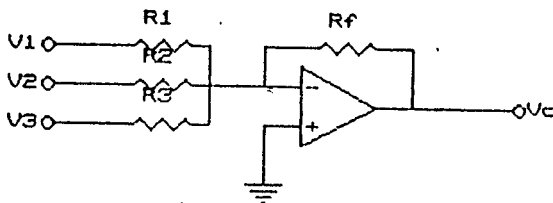
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + R_2}{R_1}$$

## 3. วงจรตามแรงดันหรือฟอลโลเวอร์ (Voltage Follower)



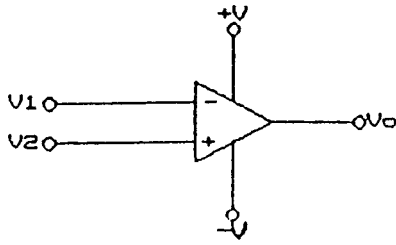
$$V_o = V_{in}$$

## 4. วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amplifier)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

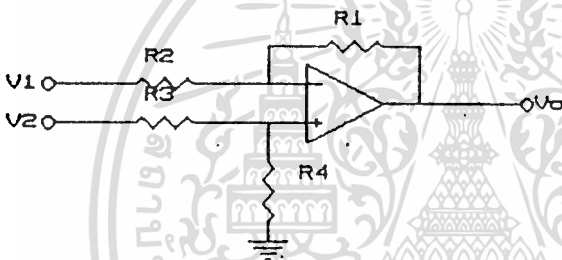
## 5. วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)



$$V_1 > V_2 : V_o = +V$$

$$V_1 < V_2 : V_o = -V$$

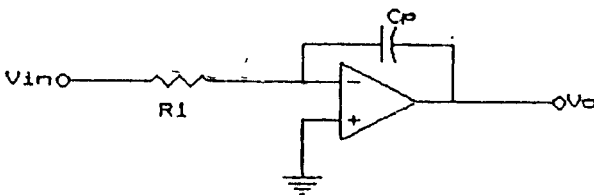
## 6. วงจรขยายความแตกต่าง (differential amplifier)



$$V_o = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right)V_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)V_2$$

$$V_o = V_2 - V_1 \text{ เมื่อ } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

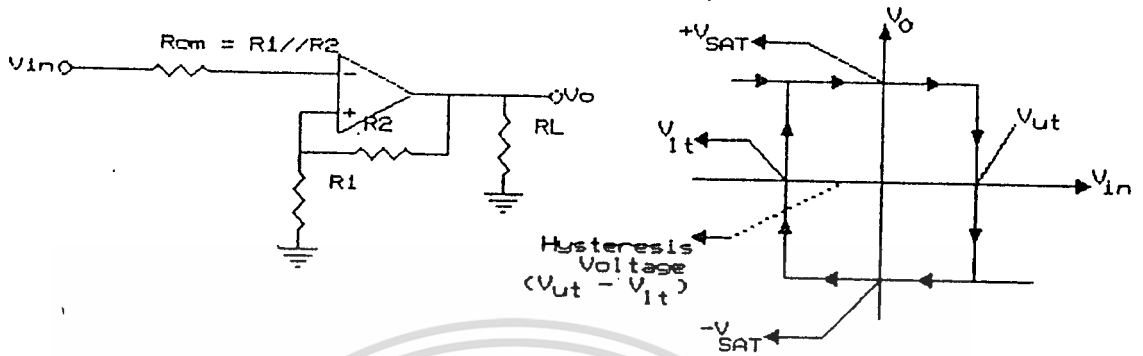
## 7. วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator)



$$V_o = \frac{-1}{RC} \int V_i dt$$

$$RC$$

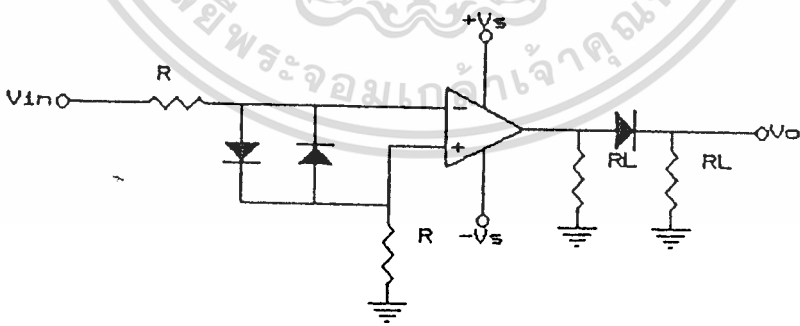
8. วงจรฮิสเทอรีซิสคอมพารเตเตอร์ (hysteresis comparator)



$$V_{ut} = \frac{R_1 (+V_{sat})}{R_1 + R_2}$$

$$V_{lt} = \frac{R_1 (-V_{sat})}{R_1 + R_2}$$

9. วงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero crossing detector)



## ภาคผนวก (3)

ข้อมูลเกี่ยวกับไทรวิศเตอร์ และไอซีในวงจรควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ■ 高速スイッチングサイリスタ FAST TURN-OFF THYRISTORS

#### ① スタッド型・RLDシリーズ STUD TYPE・RLD-SERIES $t_q=10\mu s$

TYPE	V <sub>RRM</sub> V <sub>DRM</sub> V	V <sub>DSM</sub> V	V <sub>RSM</sub> V	I <sub>T(RMS)</sub> A	I <sub>o</sub> A	I <sub>TSM</sub> A	I <sup>2</sup> t A <sup>2</sup> S	I <sub>DM</sub> I <sub>RM</sub> mA	V <sub>TM</sub> V	dv/dt V/ $\mu$ s	di/dt A/ $\mu$ s	I <sub>GT</sub> mA	V <sub>GT</sub> V	t <sub>q</sub> $\mu$ s	T <sub>jw</sub> *T <sub>stg</sub> °C	R <sub>th</sub> (j-c) °C/W	Weight gr	Torque Kg-cm	Out- line No.	Heat Sink
88RLD 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	125	80	1,500	11,200	15	1.87 (I <sub>TM</sub> =250A)	100	100	150	3	10	40 +110	0.3	105	170 (135)	38	RM-71 (seeP.45)
178RLD 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	270	175	3,500	61,200	20	1.90 (I <sub>TM</sub> =550A)	100	100	150	3	10	-40 +110	0.15	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
258RLD 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	390	250	6,000	180,000	40	1.88 (I <sub>TM</sub> =785A)	100	100	200	3	10	-40 +110	0.10	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)

\* T<sub>stg</sub> = -40 ~ +125°C

#### ② スタッド型・RLEシリーズ STUD TYPE・RLE-SERIES $t_q=15\mu s$

TYPE	V <sub>RRM</sub> V <sub>DRM</sub> V	V <sub>DSM</sub> V	V <sub>RSM</sub> V	I <sub>T(RMS)</sub> A	I <sub>o</sub> A	I <sub>TSM</sub> A	I <sup>2</sup> t A <sup>2</sup> S	I <sub>DM</sub> I <sub>RM</sub> mA	V <sub>TM</sub> V	dv/dt V/ $\mu$ s	di/dt A/ $\mu$ s	I <sub>GT</sub> mA	V <sub>GT</sub> V	t <sub>q</sub> $\mu$ s	T <sub>jw</sub> T <sub>stg</sub> °C	R <sub>th</sub> (j-c) °C/W	Weight gr	Torque Kg-cm	Out- line No.	Heat Sink
88RLE 10 20 30 40 60 80	100 200 300 400 600 800	200 300 400 500 700 900	200 300 400 500 700 900	125	80	1,500	11,200	15	1.87 (I <sub>TM</sub> =250A) 2.15 (I <sub>TM</sub> =250A)	100	100	150	3	15	40 125	0.3	105	170 (135)	38	RM-71 (seeP.45)
108RLE 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	160	100	2,000	20,000	15	1.68 (I <sub>TM</sub> =314A)	100	100	150	3	15	-40 -125	0.3	105	170 (135)	38	RM-71 (seeP.45)
178RLE 10 20 30 40 60 80	100 200 300 400 600 800	200 300 400 500 700 900	200 300 400 500 700 900	270	175	3,500	61,200	20	1.90 (I <sub>TM</sub> =550A) 2.20 (I <sub>TM</sub> =550A)	200	100	150	3	15	40 -125	0.15	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
208RLE 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	310	200	4,000	80,000	20	1.65 (I <sub>TM</sub> =630A)	100	100	150	3	15	40 125	0.15	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
308RLE 10 20 30 40 60 80	100 200 300 400 600 800	200 300 400 500 700 900	200 300 400 500 700 900	470	300	6,000	180,000	40	1.44 (I <sub>TM</sub> =940A) 2.24 (I <sub>TM</sub> =940A)	100	100	200	3	15	40 -125	0.10	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)
358RLE 10 20 30 40	100 200 300 400	200 300 400 500	200 300 400 500	550	350	7,000	245,000	40	1.70 (I <sub>TM</sub> =1,100A)	100	100	200	3	15	-40 -125	0.10	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)

#### ③ スタッド型・RLFシリーズ STUD TYPE・RLF-SERIES $t_q=20\mu s$

TYPE	V <sub>RRM</sub> V <sub>DRM</sub> V	V <sub>DSM</sub> V	V <sub>RSM</sub> V	I <sub>T(RMS)</sub> A	I <sub>o</sub> A	I <sub>TSM</sub> A	I <sup>2</sup> t A <sup>2</sup> S	I <sub>DM</sub> I <sub>RM</sub> mA	V <sub>TM</sub> V	dv/dt V/ $\mu$ s	di/dt A/ $\mu$ s	I <sub>GT</sub> mA	V <sub>GT</sub> V	t <sub>q</sub> $\mu$ s	T <sub>jw</sub> T <sub>stg</sub> °C	R <sub>th</sub> (j-c) °C/W	Weight gr	Torque Kg-cm	Out- line No.	Heat Sink
88RLF 60 80	600 800	700 900	700 900	125	80	1,500	11,200	15	1.87 (I <sub>TM</sub> =250A)	100	200	150	3	20	-40 +125	0.3	105	170 (135)	38	RM-71 (seeP.45)
178RLF 60 80	600 800	700 900	700 900	270	175	3,500	61,200	20	1.90 (I <sub>TM</sub> =550A)	100	200	150	3	20	-40 +125	0.15	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
308RLF 60 80	600 800	700 900	700 900	470	300	6,000	180,000	40	1.94 (I <sub>TM</sub> =940A)	100	200	200	3	20	-40 +125	0.10	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)

# 定格・特性表

## ■ 一般用サイリスタ THYRISTORS FOR GENERAL USE

### ④ スタッド型・RSシリーズ(その2) STUD TYPE・RS-SERIES(PART-2)

TYPE	VRRM VDRM V	VDSM V	VRSM V	IT(RMS) A	Io A	ITSM A	I <sup>2</sup> t A <sup>2</sup> S	I <sub>DM</sub> IRM mA	V <sub>TM</sub> V	dv/dt V/μs	di/dt A/μs	I <sub>GT</sub> mA	V <sub>GT</sub> V	T <sub>JV</sub> Tstg °C	R <sub>th</sub> (j-c) °C/W	Weight gr	Torque Kg-cm	Out- line No.	Heat Sink	
128RS	100	1,000	1,200	1,200	185	120	2,500	31,200	45	1.76 (I <sub>TM</sub> -380A)	200	200	150	3	-40 +125	0.20	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
120	1,200	1,400	1,400																	
140	1,400	1,600	1,600																	
160	1,600	1,750	1,800																	
178RS	100	1,000	1,200	1,200	275	175	3,500	61,200	45	1.65 (I <sub>TM</sub> -550A)	200	200	150	3	-40 +125	0.15	200	340 (270)	39	RM-151 (seeP.45)
120	1,200	1,400	1,400																	
140	1,400	1,600	1,600																	
160	1,600	1,750	1,800																	
278RS	100	1,000	1,200	1,200	420	270	5,500	150,000	60	1.95 (I <sub>TM</sub> -850A)	200	200	200	3	-40 +125	0.12	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)
120	1,200	1,400	1,400																	
140	1,400	1,600	1,600																	
160	1,600	1,750	1,800																	
358RS	100	1,000	1,200	1,200	550	350	7,000	245,000	60	1.80 (I <sub>TM</sub> 1,100A)	200	200	200	3	-40 +125	0.10	455	430 (350)	40	RM-301 (seeP.45)
120	1,200	1,400	1,400																	
140	1,400	1,600	1,600																	
160	1,600	1,750	1,800																	

### ⑤ 平型・PA,PABシリーズ FLAT PACKAGE TYPE・PA,PAB-SERIES

TYPE	VRRM VDRM V	VDSM V	VRSM V	IT(RMS) A	Io A	ITSM A	I <sup>2</sup> t A <sup>2</sup> S	I <sub>DM</sub> IRM mA	V <sub>TM</sub> V	dv/dt V/μs	di/dt A/μs	I <sub>GT</sub> mA	V <sub>GT</sub> V	T <sub>JV</sub> Tstg °C	R <sub>th</sub> (j-f) °C/W	Weight gr	Mounting Force kg	Out- line No.	Heat Sink	
103PA	100	1,000	1,150	1,150	157	100	2,000	20,000	30	2.0 (I <sub>TM</sub> -314A)	500	150	150	3	-40 +125	0.18	52	800 (300)	46	HA (seeP.44)
120	1,200	1,350	1,350																	
140	1,400	1,550	1,550																	
160	1,600	1,750	1,750																	
253PA	100	1,000	1,150	1,150	390	250	4,000	80,000	45	2.25 (I <sub>TM</sub> -780A)	500	150	150	3	-40 +125	0.10	80	1,200 (600)	46	HB (seeP.44)
120	1,200	1,350	1,350																	
140	1,400	1,550	1,550																	
160	1,600	1,750	1,750																	
403PAB	180	1,800	2,000	2,000	630	400	7,000	245,000	60	2.12 (I <sub>TM</sub> 1,260A)	200	200	200	3	-40 +125	0.05	250	1,500 (1,200)	47	--
200	2,000	2,200	2,200																	
250	2,500	2,500	2,750																	
503PA	100	1,000	1,150	1,150	785	500	10,000	500,000	60	1.96 (I <sub>TM</sub> 1,500A)	500	150	150	3	-40 +125	0.06	135	1,500 (1,000)	46	HC (seeP.44)
120	1,200	1,350	1,350																	
140	1,400	1,550	1,550																	
160	1,600	1,750	1,750																	
553PA	60	600	800	800	860	550	10,000	500,000	60	1.88 (I <sub>TM</sub> 1,700A)	200	150	200	3	-40 +125	0.06	135	1,500 (1,200)	46	HC (seeP.44)
120	1,200	1,400	1,400																	
803PA	20	200	300	300	1,250	800	12,000	720,000	60	1.65 (I <sub>TM</sub> 2,500A)	200	200	200	3	-40 +125	0.045	135	1,500 (1,200)	46	HC (seeP.44)
30	300	400	400																	
40	400	500	500																	
50	500	600	600																	
60	600	700	700																	
80	800	900	900																	
100	1,000	1,200	1,200																	
120	1,200	1,300	1,400																	
1003PA	100	1,000	1,200	1,200	1,570	1,000	17,000	1.44 × 10 <sup>6</sup>	80	1.70 (I <sub>TM</sub> 3,200A)	200	200	200	3	-40 +125	0.025	360	3,500 (3,000)	48	-
120	1,200	1,400	1,400																	
140	1,400	1,600	1,600																	
160	1,600	1,750	1,800																	
1003PAB	180	1,800	2,000	2,000	1,570	1,000	16,000	1.28 × 10 <sup>6</sup>	120	2.15 (I <sub>TM</sub> 3,200A)	200	200	200	3	-40 +125	0.025	460	3,500 (3,000)	48	-
200	2,000	2,200	2,200																	
250	2,500	2,500	2,750																	
1503PA	40	400	500	500	2,350	1,500	25,000	3.125 × 10 <sup>6</sup>	100	1.7 (I <sub>TM</sub> 4,700A)	200	200	200	3	-40 +125	0.025	460	3,500 (3,000)	48	-
50	500	600	600																	
60	600	700	700																	
80	800	900	900																	
100	1,000	1,200	1,200																	
120	1,200	1,300	1,400																	

ที่สำนักงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ... ไม่อนุญาตให้... ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า...  
 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## MC14046B

### PHASE LOCKED LOOP

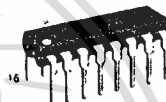
The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs,  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$ . Input  $PCA_{in}$  can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal  $PC1_{out}$ , and maintains  $90^\circ$  phase shift at the center frequency between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals,  $PC2_{out}$  and  $LD$ , and maintains a  $0^\circ$  phase shift between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins  $C1A$ ,  $C1B$ ,  $R1$ , and  $R2$ . The source-follower output  $SF_{out}$  with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648

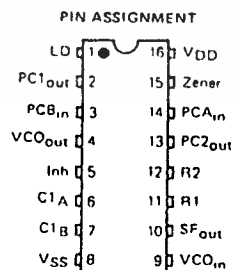
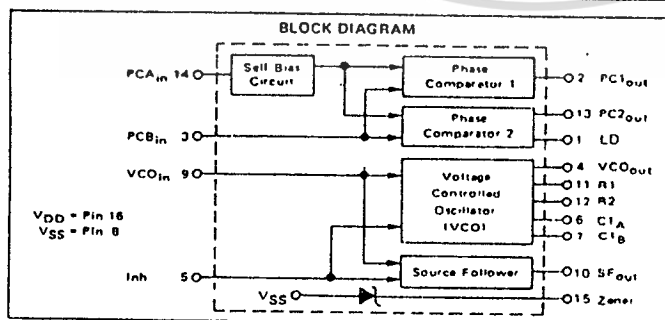


DW SUFFIX  
SOIC  
CASE 751G

#### ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBDW SOIC

$T_A$  55 to 125 C for all packages



### MC14046B

**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I <sub>in</sub>	± 10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur

†Temperature Derating, All Packages: 7.0 mW/°C from 65°C to 125°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage # (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
(V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source	5.0	1.2	—	1.0	1.7	—	-0.7	—	mAdc
		10	0.25	—	0.2	-0.36	—	-0.14	—	
		15	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—	
	Sink	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package) I <sub>nh</sub> = PCA <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = VCO <sub>in</sub> = 0 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>out</sub> = 0 μA	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current‡ (I <sub>nh</sub> = "0", f <sub>Q</sub> = 10 kHz, C <sub>L</sub> = 50 pF, R <sub>1</sub> = 1.0 MΩ, R <sub>2</sub> = ∞, R <sub>SF</sub> = ∞, and 50% Duty Cycle)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.46 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μAdc
		10	I <sub>T</sub> = (2.91 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (4.37 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min // V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
 2.0 Vdc min // V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
 2.5 Vdc min // V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

‡To Calculate Total Current in General

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R_2} \right)^{3.4} + 1.6 \times \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3.4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 91 V_{DD}) \cdot$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left( \frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) \cdot I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A, } C_L \text{ in pF, } V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc, } f \text{ in kHz, and}$$

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>SF</sub> in MΩ, C<sub>L</sub> on VCO<sub>out</sub>

## MC14046B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Minimum		Typical All Types	Maximum		Units
			AL Device	CL/CP Device		AL Device	CL/CP Device	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15			180 90 65	350 150 110	400 200 160	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15			100 50 37	175 75 55	200 100 80	ns

## PHASE COMPARATORS 1 and 2

Input Resistance $PCA_{in}$	$R_{in}$	5.0	1.0	1.0	2.0			M $\Omega$
		10	0.2	0.2	0.4			
		15	0.1	0.1	0.2			
Minimum Input Sensitivity AC Coupled - $PCA_{in}$ C series = 1000 pF, $f = 50 \text{ kHz}$	$V_{in}$	5.0			200	300	400	mV rms
		10			400	600	800	
		15			700	1050	1400	
DC Coupled $PCA_{in}$ , $PCB_{in}$		5 to 15			See Noise Immunity			

## VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)

Maximum Frequency $VCO_{in} = V_{DD}$ , $C_1 = 50 \text{ nF}$ $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ , and $R_2 = \infty$	$f_{max}$	5.0	0.50	0.35	0.70			MHz
		10	1.0	0.7	1.4			
		15	1.4	1.0	1.9			
Temperature Frequency Stability ( $R_2 = \infty$ )		5.0			0.12			%/°C
		10			0.04			
		15			0.015			
Linearity ( $R_2 = \infty$ ) $VCO_{in} = 2.50 \text{ V}$ , $0.30 \text{ V}$ , $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ $VCO_{in} = 5.00 \text{ V}$ , $2.50 \text{ V}$ , $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$ $VCO_{in} = 7.50 \text{ V}$ , $5.00 \text{ V}$ , $R_1 = 1000 \text{ k}\Omega$		5.0			1			%
		10			1			
		15			1			
Output Duty Cycle		5 to 15			50			%
Input Resistance $VCO_{in}$	$R_{in}$	15	150	50	1500			M $\Omega$

## SOURCE FOLLOWER

Offset Voltage $VCO_{in}$ minus $SF_{out}$ , $R_{SF} = 500 \text{ k}\Omega$		5.0			1.65	2.2	2.5	V
		10			1.65	2.2	2.5	
		15			1.65	2.2	2.5	
Linearity $VCO_{in} = 2.50 \text{ V}$ , $0.30 \text{ V}$ , $R_{SF} = 50 \text{ k}\Omega$ $VCO_{in} = 5.00 \text{ V}$ , $2.50 \text{ V}$ , $R_{SF} = 50 \text{ k}\Omega$ $VCO_{in} = 7.50 \text{ V}$ , $5.00 \text{ V}$ , $R_{SF} = 50 \text{ k}\Omega$		5.0			0.1			%
		10			0.6			
		15			0.8			

## ZENER DIODE

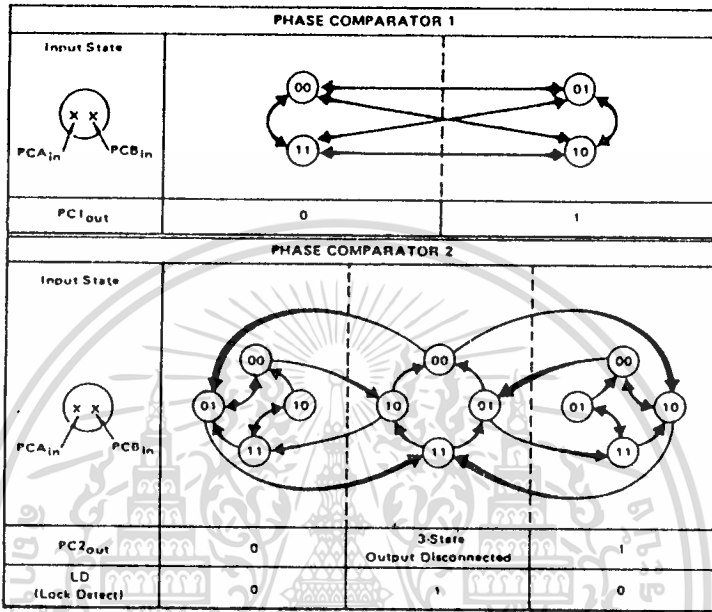
Zener Voltage ( $I_Z = 50 \mu\text{A}$ )	$V_Z$		6.7	6.3	7.0	7.3	7.7	V
Dynamic Resistance ( $I_Z = 1 \text{ mA}$ )	$R_Z$				100			$\Omega$

\* The formula given is for the typical characteristics only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

FIGURE 1 - PHASE COMPARATORS STATE DIAGRAMS



Refer to Waveforms in Figure 3.

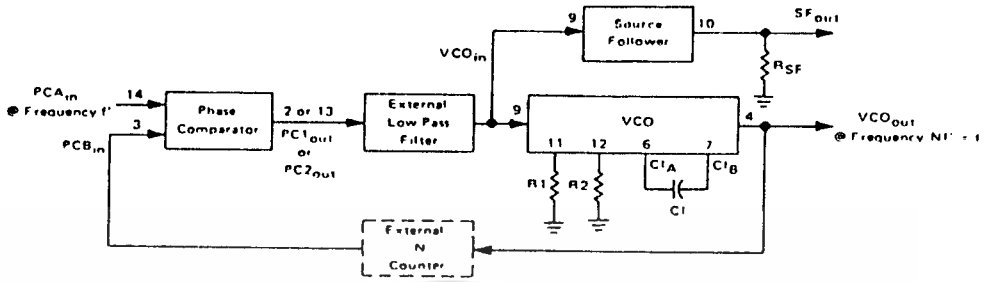
FIGURE 2 - DESIGN INFORMATION

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA <sub>in</sub>	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f <sub>0</sub> ).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f <sub>min</sub> ).
Phase angle between PCA <sub>in</sub> and PCB <sub>in</sub>	90° at center frequency (f <sub>0</sub> ), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f <sub>L</sub> ).	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f <sub>L</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock. 2f <sub>L</sub> = full VCO frequency range = f <sub>max</sub> - f <sub>min</sub> .	
Capture frequency range (2f <sub>C</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f <sub>C</sub> < f <sub>L</sub>	f <sub>C</sub> = f <sub>L</sub>
Center frequency (f <sub>0</sub> ).	The frequency of VCO <sub>out</sub> when VCO <sub>in</sub> = 1/2 VDD	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO input} = V_{DD})$ <p>Where: 10K &lt; R<sub>1</sub> &lt; 1M 10K &lt; R<sub>2</sub> &lt; 1M 100pF &lt; C<sub>1</sub> &lt; .01 μF</p>	
<p>Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than -20%.</p>		

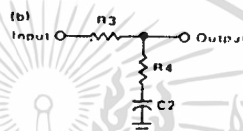
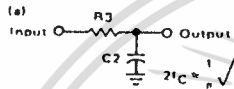
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

FIGURE 3 GENERAL PHASE-LOCKED LOOP CONNECTIONS AND WAVEFORMS



Typical Low-Pass Filters



Typically

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{max}} \frac{N}{2\pi \Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000\Omega) C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{max}^2} \quad R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

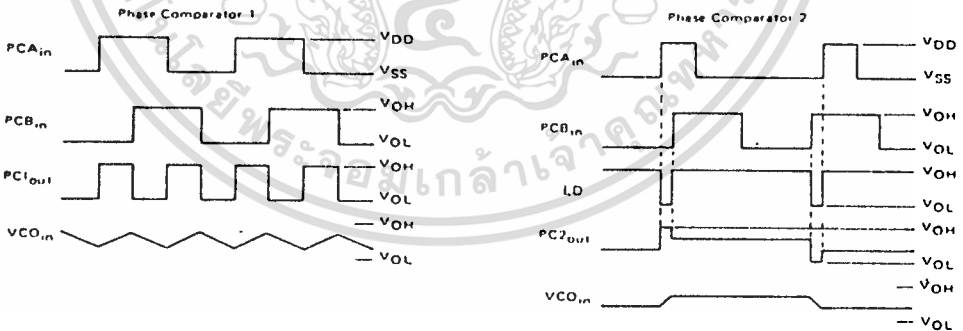
Note Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 = 2. A capacitor C2 is then placed from the midpoint to ground. The value for C2 should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect  $\omega_n$ . In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 = (0.1)(R3) for optimum results.

Definitions N = Total division ratio in feedback loop  
 $K_0 = V_{DD}/\pi$  for Phase Comparator 1  
 $K_0 = V_{DD}/4\pi$  for Phase Comparator 2  
 $K_{VCO} = \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{V_{DD} - 2V}$   
 for a typical design  $\omega_n \approx \frac{2\pi f_r}{10}$  (at phase detector input)  
 $\zeta \approx 0.707$

LOW-PASS FILTER

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_{VCO}}{N R_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_{VCO}}{N C_2 (R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N \omega_n}{2 K_0 K_{VCO}}$	$\zeta = 0.5 \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K_0 K_{VCO}})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 s + 1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 s + 1}{s(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$

Waveforms



Note for further information, see

- (1) F. Gardner, "Phase Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop" BSTJ, May, 1965
- (3) Garth Nash, "Phase Lock Loop Design Fundamentals", AN 535, Motorola Inc.
- (4) A. B. Przedpelski, "Phase Locked Loop Design Articles" AR254, reprinted by Motorola Inc.

ภาคผนวก (4) ผลงานวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 - เฟส PWM เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดใช้ไทรสเตอร์

( 3 - phase thyristorized PWM ac-to-dc converter )

พุกฉพงษ์ ตันวรรณรักษ์ \*

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

วีริยะ ฝัเชษฐจำเริญ\*\*

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าพระยาพระสมุทรทศบุรี

### บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอวิธีการนำเทคนิคของ PWM (Pulsewidth Modulation) มาใช้กับ 3 - เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เพื่อวัตถุประสงค์ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้ดีขึ้น พร้อมทั้งลดทอนฮาร์โมนิกของกระแสในเอชไลน์ให้ต่ำลง ในตอนแรกจะเริ่มกล่าวถึง หลักการทำงานของวงจรกำลังในรูปแบบของ PWM โดยจะแบ่งการทำงานออกเป็นโหมดซึ่งมีด้วยกันถึง 27 โหมด รูปแบบ PWM ที่เสนอเป็นตัวอย่างในที่นี้คือ SPWM และ EPWM จากนั้นจะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถทำงานในแบบ PWM จากการทดสอบและวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์นี้มีค่าสูงขึ้น แต่ต้องค้ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเอชไลน์ยังไม่ดีเท่าที่ควรเมื่อเทียบกับกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบเก่าชนิดควบคุมเฟส การลดทอนฮาร์โมนิกสามารถทำได้มากขึ้นโดยอาศัยการเลือก PWM ในรูปแบบอื่นจากหลายรูปแบบที่มีอยู่

### ABSTRACT

This paper proposes a 3-phase thyristorized ac-to-dc converter, using PWM-Controlled technique. Improvement of input power factor and reduction of line current harmonics are the main purposes for this type of converter. The PWM operation of the main power circuit, divided into 27 modes, is first described using EPWM and SPWM patterns. Then, the design and construction of PWM converter are considered.

From the analysis and test results, it is found that the input power factor is greatly increased but the harmonic content of ac lines is not much reduced, as compared with the phase-controlled converter. Much more reduction of the harmonic content can be obtained from selection of PWM pattern of another type.

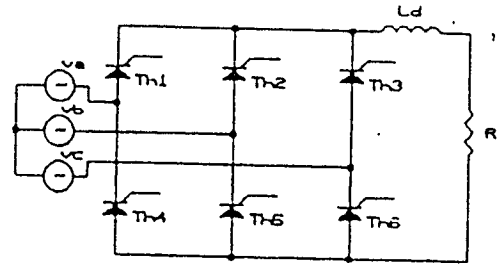
\* นักศึกษาปริญญาโท

\*\* รองศาสตราจารย์

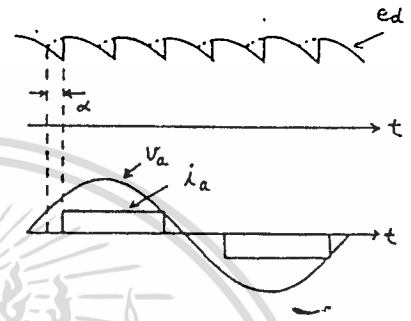
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

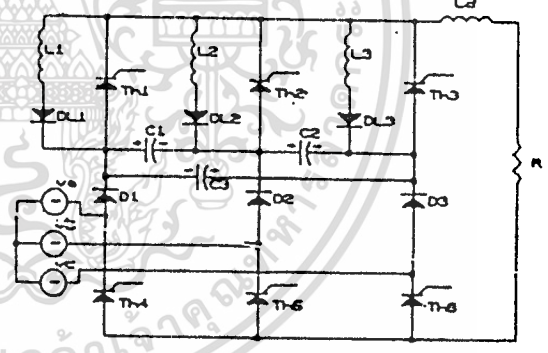
เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กันโดยทั่วไปในวงการอุตสาหกรรมหนักตั้งแต่วัดจนถึงปัจจุบัน จะเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิด Phase-Controlled คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีข้อได้เปรียบประการหนึ่งคือ ไทริสเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อในวงจรกำลังนี้ สามารถ Turn-off ได้ โดยอาศัยธรรมชาติไหลบจากเอซีซึ่งไหล 3 เฟส โดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มเติมวงจรภายนอกเข้ากับวงจรกำลัง เพื่อการ Turn-off นี้แต่อย่างใด นั่นคือคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีโครงสร้างง่ายและวงจรกำลังจะมีอุปกรณ์เพียงไม่กี่ชิ้น แต่การใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ทั้งในขนาดกลางและขนาดใหญ่จะสร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นปัญหาของอินพุทเพ้าเวอร์เฟลคเตอร์หรือกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในเอซีไลน์ ตลอดจนกระแสรีปเปิ้ลที่เกิดขึ้นทางด้านเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์นี้ก็ตาม ปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในรูปแบบของ PWM (Pulse Width Modulation Pattern) ซึ่งมีด้วยกันหลายรูปแบบเช่น SPWM (Sinusoidal Pulsewidth Modulation) EPWM (Equal Pulsewidth Modulation) TM (Trapezoidal Modulation) ISM (Inverted Sine Modulation) และ SQM (Square Wave Modulation) เป็นต้น Pattern ที่กล่าวมาแล้วนี้จะให้ผลทางด้านคุณสมบัติการทำงานของตัวคอนเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกันไป การออกแบบและเลือก pattern ที่ดีที่สุดในที่สุดจึงเป็นหัวข้อของการวิจัยที่สำคัญอีกหัวข้อหนึ่งของงานวิจัยนี้ บทความที่นำเสนอนี้เป็นเพียงเบื้องต้นแสดงให้เห็นแนวทางในการออกแบบ



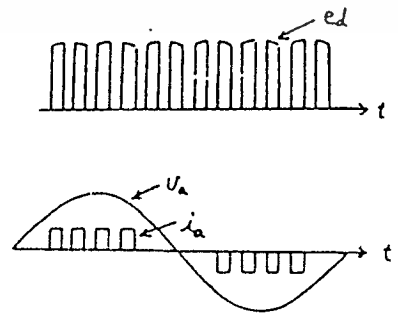
รูปที่ 1 (a) 3-เฟส เอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส



รูปที่ 1 (b) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางคานเอาท์พุทและอินพุทของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส



รูปที่ 2 (a) 3-เฟส เอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมพัลส์



รูปที่ 2 (b) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางคานเอาท์พุทและอินพุทของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถทำงานในรูปแบบของพัลส์สวิตช์เอเอ็ม ตลอดจนวิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรกำลังซึ่งมีด้วยกันถึง 27 โหมดในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของเก็ชชีฟหลาย

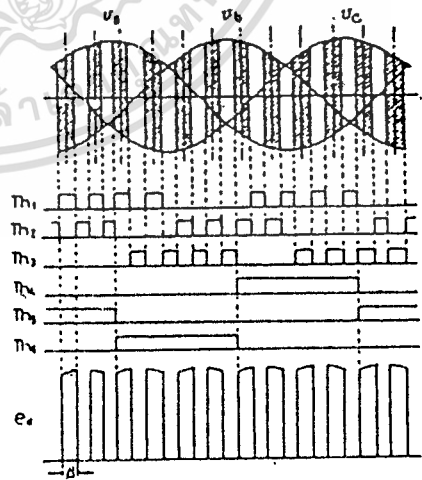
นอกจากนี้ยังได้แสดงผลของพัลส์สวิตช์เอเอ็มคอนเวอร์เตอร์เทร็นท์ที่มีต่อระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น ปริมาณของฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆที่เกิดในเอชไอไลน์ และอินพุท เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ค่าต่างๆของดีซีเอาก์พุทโวลท์เตจ เป็นต้น คุณสมบัติทางไฟฟ้าเหล่านี้ยังได้นำมาเปรียบเทียบกับกรณีของการใช้คอนเวอร์เตอร์ในแบบเก่าด้วย

### 2. วงจรกำลัง

ในรูปที่ 2(a) แสดงลักษณะของวงจรกำลัง 3 เฟส พัลส์สวิตช์เอเอ็มคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้การควบคุมพัลส์แบบ EPWM (Equal Pulsewidth Modulation) วงจรนี้จะประกอบด้วยไทรซิสเตอร์ 6 ตัว คือ  $th_1, th_2, th_3, th_4, th_5,$  และ  $th_6$  โดยที่  $th_1, th_2, th_3$  มีลักษณะการคอมมิวเตทในเชิงบังคับ (Forced commutation) ดังนั้นจึงต้องใช้ไทรซิสเตอร์ที่มีการสวิตช์ปิดเปิดอย่างรวดเร็ว (Fast Turn-off) ส่วน  $th_4, th_5, th_6$  จะอาศัยธรรมชาติไหลบจากเอชไอไลน์ในการ Turn-off (Line commutation) จึงสามารถใช้ไทรซิสเตอร์แบบทั่วไปได้ ในส่วนของวงจรคอมมิวเตทจะประกอบด้วยไดโอด  $D_{L1} - D_{L3}$ , กิ่งดักเตอร์  $L_1 - L_3$  และตัวเก็บประจุ  $C_1 - C_3$  ส่วน  $v_1 - v_3$  กำหนดให้ในการกักเก็บ และบังคับทิศทางของการคายประจุของตัวเก็บประจุ เพื่อให้การคอมมิวเตทเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ

### 3. การทำงานของวงจรกำลัง

ในการทำงานของวงจรกำลังของพัลส์สวิตช์เอเอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส นั้น จะมีความซับซ้อนมากเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเอชไอไลน์มีจำนวน 3 เฟส แต่ละเฟสมีมุมต่างกัน  $120^\circ$  ดังนั้นการทำงานของไทรซิสเตอร์ในช่วงคอมมิวเตทของวงจรซึ่งมีลักษณะของทรานเซียนท์ สามารถแยกสรุปเป็นโหมดต่างๆได้ ดังแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งเป็นตารางแสดงการทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลของอินพุท ในช่วงนี้จะประกอบด้วย 4 มัลส์ ซึ่งมีทั้งหมด 27 โหมด ในช่วงครึ่งไซเคิลนี้จะแยกโหมดการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ สองมัลส์แรก ได้แก่ มัลส์ที่หนึ่งและ สอง และอีกสองมัลส์หลังได้แก่ มัลส์ที่สามและสี่ ทั้งนี้เนื่องจากในสองมัลส์



รูปที่ 3.1 แผนภาพแสดงการทำงานของไทรซิสเตอร์ในวงจรกำลังพร้อมดีซีเอาก์พุทโวลท์เตจ ที่ได้

แรกมีเฟสของแหล่งจ่ายไฟต่างกับสองพัลส์หลัง จากรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าในครึ่งไซเกิลบวกของเฟส a นั้นจะมีทรินสเตอร์  $th_1$ ,  $th_2$  และ  $th_3$  สลับการทำงานกันโดยมี  $th_2$  และ  $th_3$  ทำหน้าที่ off ทรินสเตอร์  $th_1$  การทำงานในสองพัลส์แรก (ช่วงเอาท์พุทโวลท์เตจ  $e_u$  ไม่เป็นศูนย์) แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏทางด้านเอาท์พุท คือ  $v_{ab}$  และจะเปลี่ยนเป็น  $v_{ac}$  ในสองพัลส์หลัง (ช่วงไม่เป็นศูนย์) ส่วนในครึ่งไซเกิลลบของเฟส a จะเกิดจากการสลับการทำงานของ  $th_2$ ,  $th_3$  และ  $th_4$  โดยมี  $th_1$  คอย off  $th_2$  และ  $th_3$  ดังนั้นจะเห็นได้ว่าในช่วงครึ่งไซเกิลบวกของเฟส a ช่วงศูนย์ของ  $e_u$  จะเกิดจากการนำกระแสพร้อมกันของ ( $th_2$ ,  $th_3$ ) และ ( $th_3$ ,  $th_4$ ) ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นทางด้านเอาท์พุท ส่วนในครึ่งไซเกิลลบของเฟสเดียวกันนี้ ช่วงศูนย์ของ  $e_u$  จะเกิดจากการทำงานร่วมกันของ ( $th_1$ ,  $th_4$ ) สำหรับการทำงานในอีกสองเฟสที่เหลือคือเฟส b และ c จะมีลักษณะการพิจารณาคล้ายกับในกรณีของเฟส a เพียงแต่มุมของเฟสจะล่าช้าออกไปอีก  $120^\circ$  และ  $240^\circ$  ตามลำดับ

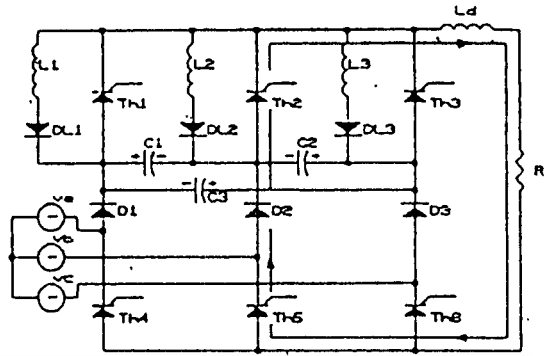
ตารางที่ 1 แสดงลำดับในคาบของการทำงานของวงจร เซลล์ที่ขึ้นกับลักษณะของโหมด

โหมด	Th1	Th2	Th3	DL1	DL2	DL3	Th4	Th5	Th6	D1	D2	D3	เงื่อนไขในการเปลี่ยนโหมด
1.	X				X			X					$v_{C1} \leq v_{ab}$ — โหมด 2 ; $i_{L2} = 0$ — โหมด 9
2.	X				X			X		X			$i_{D1} \geq i_d$ — โหมด 3 ; $i_{L2} = 0$ — โหมด 10
3.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0$ — โหมด 4
4.	X				X			X		X			$\omega t = \alpha$ หรือ $\alpha_c$ — โหมด 5
5.		X		X				X		X			$i_{L1} = 0$ — โหมด 6 ; $v_{C1} \geq v_{ab}$ — โหมด 11
6.		X						X		X			$v_{C1} \geq v_{ab}$ — โหมด 7
7.		X						X		X			$i_{D1} \leq 0$ — โหมด 8
8.		X						X		X			$\omega t = \alpha_c$ หรือ $\alpha_c$ — โหมด 13
9.		X						X		X			$v_{C1} \leq v_{ab}$ — โหมด 10
10.		X						X		X			$i_{D1} \geq i_d$ — โหมด 4
11.		X		X				X		X			$i_{D1} \leq 0$ — โหมด 12 ; $i_{L1} = 0$ — โหมด 7
12.		X		X				X		X			$i_{L1} = 0$ — โหมด 8
13.		X		X				X		X			$i_{L2} = 0$ — โหมด 14 ; $v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac}$ — โหมด 16
14.	X							X		X			$v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac}$ — โหมด 15
15.	X							X		X			$i_{D1} \geq i_d$ — โหมด 18
16.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0$ — โหมด 15 ; $i_{D1} > i_d$ — โหมด 17
17.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0$ — โหมด 18
18.	X				X			X		X			$\omega t = \beta$ หรือ $\beta_c$ — โหมด 19
19.		X	X					X		X			$i_{L1} = 0$ — โหมด 20 ; $v_{C1} + v_{C2} \geq v_{ac}$ — โหมด 23
20.		X	X					X	X				$v_{C1} + v_{C2} \geq v_{ac}$ — โหมด 21
21.		X	X					X	X		X		$i_{D1} \leq 0$ — โหมด 22
22.		X	X					X		X			$\omega t = \alpha_c$ — โหมด 25 ; $\omega t = \alpha_c$ —
ถึงสภาวะคงที่ (Steady State)													
23.		X	X					X	X		X		$i_{L1} = 0$ — โหมด 21 ; $i_{D1} \leq 0$ — โหมด 24
24.		X	X					X		X			$i_{L1} = 0$ — โหมด 22
25.	X					X		X		X			$v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac}$ — โหมด 26 ; $i_{L3} = 0$ — โหมด 14
26.	X					X		X	X	X			$i_{D1} \geq i_d$ — โหมด 27 ; $i_{L3} = 0$ — โหมด 15
27.	X					X		X	X				$i_{L3} = 0$ — โหมด 18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 1 ได้แสดงถึงโหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์และลำดับของโหมดในแต่ละพัลส์ใน 1 คาบเวลา ของแรงดันเอาต์พุตในช่วงสภาวะคงตัว (Steady state) โดยในตอนเริ่มต้น  $th_1$ ,  $D_2$  และ  $th_3$  จะทำหน้าที่สวิตจิ่งตรงด้านเอาต์พุตเพื่อให้กระแสไหลลง วนไหลผ่าน และ  $I_d$  จะมีลักษณะเรียบ และต่อเนื่อง ทั้งนี้เพราะผลของ smoothing reactor ที่ต่อแทรกในวงจรทางด้านเอาต์

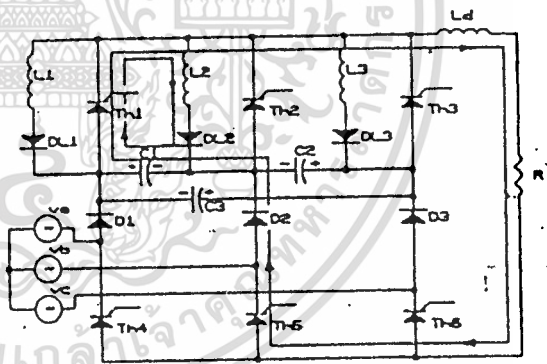


รูปที่ 3.2 แสดงการทำงานของวงจรกำลังในโหมด 8

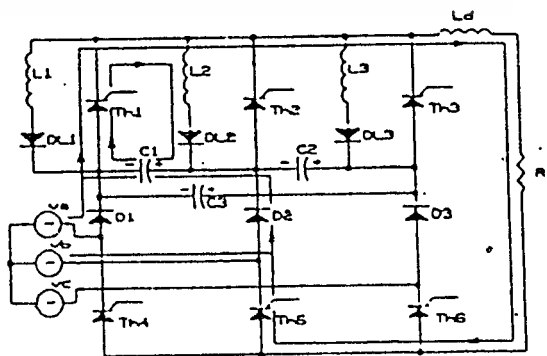
พุต แรงดัน  $V_c$ , ครอบ  $C_1$  ในขณะนี้จะมีความมากกว่าแรงดันระหว่างเฟส a และ b ( $v_{ab}$ ) และขั้วบวกของ  $C_1$  จะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.2 นั่นคือในขณะนี้จะมีการไหลที่แรงดัน  $D_1$  และมีฟอร์เวอร์สไวท์ที่แรงดัน  $th_1$  ทำให้กระแสในไลน์ a ขณะนี้เป็นศูนย์ การทำงานของโหมด 1 จะเริ่มเมื่อมีสัญญาณเข้าที่ขาเกตของ  $th_1$  ที่มุม  $\omega t = \alpha_1$  ซึ่งวงจรกำลังในขณะนี้มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 3.3 ในขณะ  $C_1$  จะมีฟอร์เวอร์สไวท์ที่แรงดัน  $th_2$  เพื่อให้  $th_2$  - off

สำหรับการเปลี่ยนแปลงไปสู่โหมดในอันดับต่อไปกล่าวคือโหมด 2 (รูปที่ 3.4 หรือโหมด 9 (รูปที่ 3.5) จะพิจารณาจากแรงดันคร่อม  $C_1$  และกระแส  $i_{L2}$  โดยที่ถ้าค่า  $C_1$  มีโวลต์เตจลดลงสู่โวลต์เตจ  $v_{cb}$  หรือต่ำกว่ากระแส  $i_{L2}$  ที่ลดลงจนเป็นศูนย์ ก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดจาก 1 ไป 2 แต่ถ้ากระแส  $i_{L2}$  มีค่าลดลงเป็นศูนย์ก่อนก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดจาก 1 ไป 9 ในกรณีของการเปลี่ยนแปลงจากโหมด 1 เป็น 2 นั้น เมื่อ  $C_1$  มีโวลต์เตจลดลงจนมีค่าน้อยกว่า  $v_{cb}$  แล้ว  $D_1$  จะนำกระแส (โหมด 2, โหมด 3, โหมด 4) ทำให้เอาต์พุตโวลต์เตจ  $e_u$  ในขณะนี้มีค่าเท่ากับ  $v_{cb}$

ส่วนการทำงานตลอดจนการลัดโหมดจากโหมดหนึ่งไปยังโหมดอื่นนั้น จะมีลักษณะที่คล้ายกับหลักการที่ได้อธิบายไว้ในตัวอย่างของโหมดที่ 1, 2 หรือ 9 โดยให้พิจารณารายละเอียด

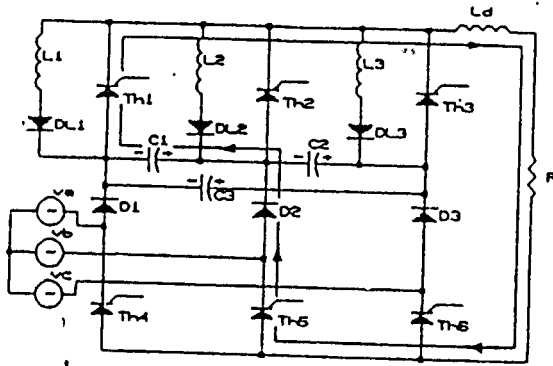


รูปที่ 3.3 แสดงการทำงานของวงจรกำลังในโหมด 1

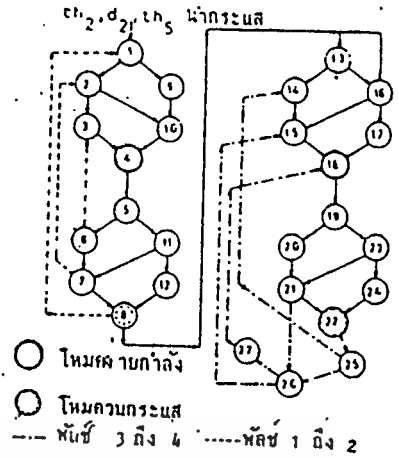


รูปที่ 3.4 แสดงการทำงานของวงจรกำลังในโหมด 2

การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงการทำงานของวงจรกำลังไบโเบค 9

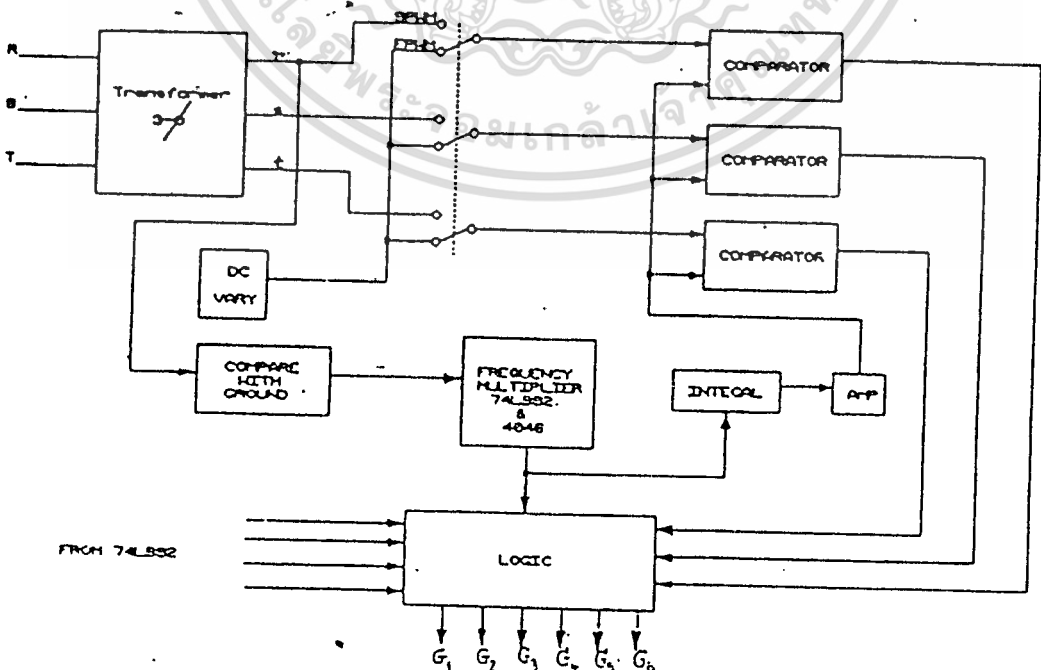


รูปที่ 3.6 แสดงลำดับขั้นตอนในการเกิดโหมคานต่าง ๆ ทั้งหมด 27 โหมคาน ในวงจรกำลัง

ของการทำงานจากรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงลำดับและโอกาสของการเกิดโหมคานต่าง ๆ ความคู่กับตารางที่ 1 ซึ่งแสดงเงื่อนไขของการสลับเปลี่ยนจากโหมคานหนึ่งไปยังอีกโหมคานหนึ่ง

4. หลักการสร้างสัญญาณควบคุม

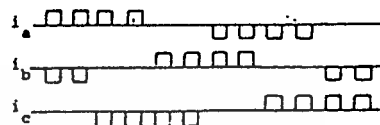
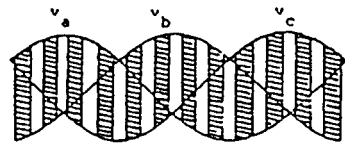
ในการสร้างสัญญาณ เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น ได้แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยสัญญาณควบคุมจะมีลักษณะเดียวกับช่วงการนำกระแสของทรานซิสเตอร์นั้นๆ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์นี้มีลักษณะการทำงานแบบ EPWM (Equal pulsewidth modulation) ซึ่งใช้หลักการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันดัดซีที่ปรับค่าได้ ( $V_{ref}$ ) ทำหน้าที่ของคลื่นมีอดดูเลกกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่เป็นคลื่นแคเรียร์ ( $V_c$ ) ซึ่งมีความถี่เป็น 12 เท่าของความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ สัญญาณพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของแต่ละเฟสจะประกอบด้วย 4 พัลส์ และมีความกว้างเท่ากัน ดังนั้นสัญญาณควบคุมที่ใช้นี้จะต้องซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟเอชซีชนิด 3 เฟส



5. การคำนวณแอมพลิจูดของพัลส์ที่แตก

จากรูปที่ 5.1 แสดงแผนภาพหลักการสร้างคลื่นพัลส์ที่กว้างของกระแสไอในไลน์และตัวชี้เอาต์พุตพัลส์ที่แตก โดยการปรับระดับแรงดันตัวชี้เอาต์พุต  $e_u$  จะขึ้นกับอัตราส่วนของการมอด (x) ซึ่งเท่ากับ  $V_m/V_u$  การปรับอัตราส่วนนี้สามารถทำได้โดยการปรับระดับตัวชี้  $V_u$  และจะได้แรงดันตัวชี้ทางด้านเอาต์พุตดังนี้

$$\begin{aligned}
 e_u &= [1/\pi/3] \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2}V_L(rms) \cdot \sin wt \, dwt \\
 &= [3/\pi] \sqrt{2}V_L(rms) [-\cos wt]_{\pi/3}^{2\pi/3} \\
 &= [3/\pi] \sqrt{2}V_L(rms) [(-\cos wt)_{\theta_1}^{\theta_2} \\
 &\quad + (-\cos wt)_{\theta_3}^{\theta_4}] \\
 &= [3/\pi] \sqrt{2}V_L(rms) [\cos \theta_1 - \cos \theta_2 \\
 &\quad + \cos \theta_3 - \cos \theta_4]
 \end{aligned}$$



สำหรับที่ Modulation Ratio  $\gamma = 1.0$  จะได้

$\theta_1 = \pi/3$  ,  $\theta_2 = \pi/2$  ,  $\theta_3 = \pi/2$  และ  $\theta_4 = 2\pi/3$  ,  $E_u = [e_u]_{\gamma=1} = [3/\pi] \sqrt{2}V_L(rms)$

รูปที่ 5.1 แผนภาพแสดงหลักการสร้างคลื่นพัลส์ที่กว้างของกระแสไอในไลน์ และตัวชี้เอาต์พุตพัลส์ที่แตก

โดยที่  $e_u$  : แรงดันตัวชี้ทางด้านเอาต์พุตขึ้นกับมุม  $\theta_1$  ,  $\theta_2$  ,  $\theta_3$  ,  $\theta_4$

$E_u$  : แรงดันตัวชี้ทางด้านเอาต์พุตที่ Modulation ratio ;  $\gamma = 1$

$V_L(rms)$  : ค่าอาร์เอ็มเอสของโวลต์เตจระหว่างไลน์

$e_u = E_u / \gamma \times 100$

$e_u = \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \cos \theta_4$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่าค่าเปอร์เซ็นต์แรงดันไฟฟ้าตัวชี้ทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นกับค่ามุมลวักซึ่งเท่านั้น

6. การวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสไอในไลน์และ

ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์

ฟังก์ชันคาบ (Periodic function) ของกระแสไอในไลน์เฟสใดเฟสหนึ่ง

คือ  $i(\theta) / I_u = [A_0 / 2 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \sin n\theta)] / I_u \dots (6.1)$

$I_u$  คือ กระแสตรงของโหลด ซึ่งถ้าสมมุติให้มีค่าหนึ่งหน่วย ขนาดของค่าประกอบฮาร์-

โมนิกลำดับที่ n หรือ  $C_n$  มีค่าเท่ากับ  $C_n = A_0 / 2 + \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \dots (6.2)$

โดยที่  $A_0 = [1/\pi] \int_0^{2\pi} i(\theta) \, d\theta \dots (6.3)$

และ  $A_n = [1/n\pi] [ \sum_{p=1}^N (-1)^p \sin n\theta_p - \sum_{p=N+1}^{2N} (-1)^{p+1} \sin n\theta_p ] \dots (6.4)$

$B_n = [1/n\pi] [ \sum_{p=1}^N (-1)^p \cos n\theta_p - \sum_{p=N+1}^{2N} (-1)^{p+1} \cos n\theta_p ] \dots (6.5)$

เมื่อ  $p = 1, 2, 3, \dots, 2N$  ;  $N = \text{Frequency ratio}$  ,  $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

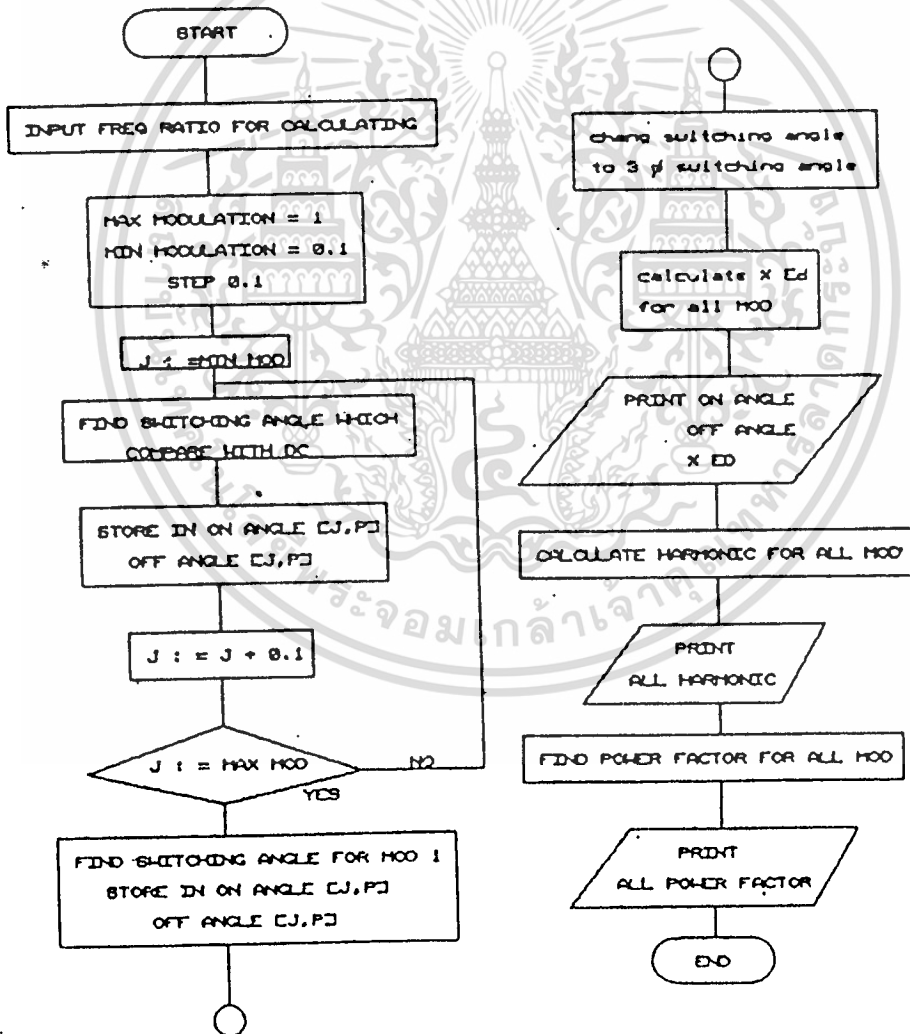
ดังนั้น เราสามารถหาค่า  $C_n$  โดยการหาค่า  $\theta_n$  (มุมเปิดปิดของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก) แล้วแทนค่าลงในสมการ (6.2), (6.3), (6.4) และ (6.5) ค่าขนาดองค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$  ที่  $\alpha$  ต่างๆที่คำนวณได้สามารถนำมาหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ที่  $\alpha$  ต่างๆได้ โดยที่

เพาเวอร์แฟกเตอร์ (P.F.) = Distortion factor ( $\mu$ ) x displacement factor

$$= \mu \cos \theta_1 \dots (7.6)$$

$$\mu = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad ; \quad I_1, I_n \text{ คือค่ากระแส}$$

เนื่องจากเทคนิค PWM ที่ใช้,  $\cos \theta_1 = 1$  เสมอทุกค่า P.F. =  $\mu$   
 การคำนวณหาค่า  $C_n$  และ P.F. โดยคอมพิวเตอร์นั้น แสดงโดยโพล์ชาร์ทในรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 โพล์ชาร์ทแสดงขั้นตอนในการคำนวณฮาร์โมนิกของกระแสในอินเวอร์เตอร์ และอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์

Line Current Harmonic Analysis of 3 Phase PWM Converter  
Frequency Ratio = 12

T	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	110.3	99.5	88.6	77.6	66.7	55.6	44.5	33.4	22.3	11.2
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	22.1	21.1	19.8	18.1	16.1	13.9	11.4	8.7	5.9	3.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	15.8	16.3	16.2	15.6	14.5	12.9	10.9	8.5	5.8	3.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	10.0	20.2	28.8	35.0	38.3	38.4	35.4	29.4	21.1	11.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	8.5	2.6	13.3	22.6	29.2	32.3	32.1	27.9	20.6	10.9
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	6.5	5.1	2.7	0.2	3.0	5.3	6.6	6.5	5.2	2.9
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	5.8	5.8	4.5	2.0	0.9	3.7	5.5	6.0	5.0	2.9
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	4.8	14.1	18.4	16.3	8.4	2.4	12.4	18.0	17.3	10.5
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	4.4	6.3	14.6	16.9	12.1	2.2	8.5	15.7	16.5	10.4
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	3.8	2.1	0.8	3.2	3.9	2.4	0.4	3.0	3.9	2.7
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	3.6	3.1	0.8	2.1	3.6	2.9	0.4	2.4	3.7	2.7
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	3.2	11.2	10.5	1.6	8.6	12.1	6.1	4.7	11.8	9.7
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	3.0	7.5	11.5	5.5	5.2	11.4	7.7	2.7	10.7	9.5
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
powerfactor of each mod	0.959	0.927	0.871	0.821	0.765	0.699	0.636	0.556	0.461	0.391

รูปที่ 6.2 แรกขยดการคำนวณฮาร์โมนิกต่าง ๆ ของกระแสโวลเทจโอส  
หรวมคานันกาเนมทอสอนพหุเทเวอรแปกเคอร (กรณีสัน EPWM )

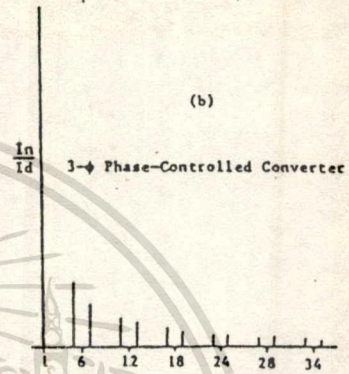
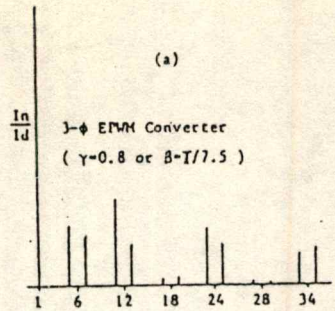
Line Current Harmonic Analysis of 3 Phase PWM Converter  
Frequency Ratio = 12

T	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	91.8	82.9	73.9	64.8	55.7	46.5	37.2	28.0	18.7	9.3
2	9.6	8.3	7.1	6.0	5.0	4.0	3.1	2.3	1.5	0.7
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	11.3	10.4	9.4	8.4	7.3	6.2	5.0	3.8	2.6	1.3
5	22.4	20.5	18.6	16.5	14.3	12.1	9.8	7.4	5.0	2.5
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	12.1	12.9	13.2	12.9	12.1	10.8	9.1	7.1	4.9	2.5
8	5.4	3.8	1.4	0.6	2.1	3.0	3.3	3.1	2.3	1.3
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	10.9	8.9	6.6	4.2	2.1	0.4	0.7	1.2	1.2	0.7
11	22.6	29.0	33.7	36.5	37.0	35.3	31.3	25.4	17.9	9.2
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	9.9	17.5	24.1	28.9	31.6	31.8	29.4	24.5	17.6	9.2
14	3.6	1.3	0.4	1.6	2.3	2.5	2.4	2.0	1.4	0.7
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	10.4	8.8	6.6	4.1	1.7	0.3	1.7	2.3	2.1	1.2
17	0.5	2.0	4.0	5.6	6.7	7.2	7.0	6.2	4.6	2.4
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	4.4	4.8	3.6	1.2	1.5	3.8	5.2	5.3	4.3	2.4
20	0.9	5.0	7.7	8.4	7.1	4.6	1.7	0.5	1.5	1.1
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	6.6	2.5	1.5	4.3	5.1	4.3	2.4	0.6	0.5	0.6
23	10.1	12.9	11.5	6.3	4.5	9.6	15.7	17.9	15.4	8.9
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	8.3	11.9	12.2	8.5	1.7	6.4	13.3	16.5	15.0	8.8
26	2.0	4.5	5.6	5.4	4.1	2.3	0.6	0.6	1.0	0.7
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	5.3	1.9	2.1	5.3	6.5	5.6	3.1	0.5	1.1	1.1
29	6.4	6.6	5.4	3.3	1.1	1.1	2.9	3.9	3.8	2.3
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	6.9	5.9	2.3	1.3	2.8	1.9	0.5	2.7	3.4	2.3
32	5.2	8.1	7.1	2.8	2.3	5.3	4.9	2.3	0.2	0.9
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.7	3.9	6.3	5.0	1.3	2.1	3.2	2.0	0.3	0.5
35	4.6	5.4	1.1	5.2	8.8	6.5	0.6	8.4	11.8	8.4
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	3.3	3.9	0.7	4.6	8.4	7.2	0.8	7.1	11.2	8.3
38	3.3	4.4	3.4	0.9	1.8	3.2	2.7	1.1	0.2	0.6
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	0.8	2.8	5.7	5.3	1.4	3.0	4.6	2.9	0.2	0.9
powerfactor of each mod	0.891	0.847	0.801	0.755	0.703	0.646	0.585	0.511	0.434	0.381

รูปที่ 6.3 แสดงผลการคำนวณฮาร์มอนิกต่าง ๆ ของกระแสในเฮลิโอส  
พร้อมค่าพิกัดเป็นยอดอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ (กรณีคลื่น SPWM)

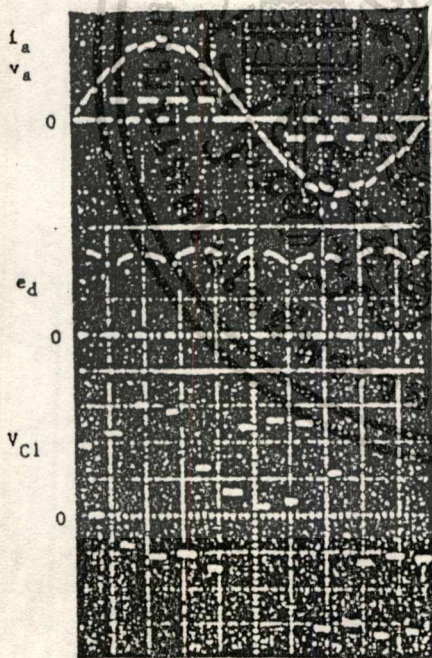
7. ผลการวิเคราะห์และทดสอบ

รูปที่ 7.1 (a) และ (b) แสดงผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกที่ปรากฏในกระแสเอซีไลน์ของคอนเวอร์เตอร์ชนิด EPWM และชนิดควบคุมเฟสตามลำดับ ซึ่งพบว่าคอนเวอร์เตอร์ในชนิดแรกนี้ยังไม่สามารถลดทอนฮาร์โมนิกลำดับต่ำได้ดีกว่าในแบบหลัง การลดทอนสามารถทำได้มากกว่านี้ โดยอาศัยการเลือก PWM ในรูปแบบที่ดีขึ้น

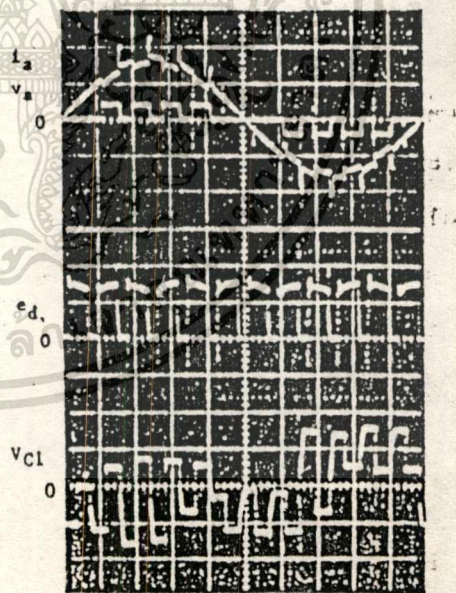


รูปที่ 7.1 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอซีไลน์ของคอนเวอร์เตอร์ (a) ชนิด EPWM (b) ชนิด Phase-Controlled

รูปที่ 7.2 และ 7.3 แสดงลักษณะคลื่นกระแสในเอซีไลน์  $i_a$  ดัชนีเอาท์พุทโวลท์เตจ  $e_d$  และลักษณะคลื่นโวลท์เตจ  $v_{cl}$  ของคอนเวอร์เตอร์ทั้งชนิด SPWM และ EPWM ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบเฟสโวลท์เตจ  $v_a$  เพื่อให้เห็นลักษณะการทำงานของวงจรกำลัง พร้อมทั้งการปรับปรุงอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ดีขึ้น ( $i_a, v_a$ )



รูปที่ 7.2 ลักษณะคลื่น  $v_a, i_a, e_d$  และ  $v_{cl}$  (ชนิด SPWM Converter,  $\gamma=0.6$ )  
(100V, 10A, 2ms/div)

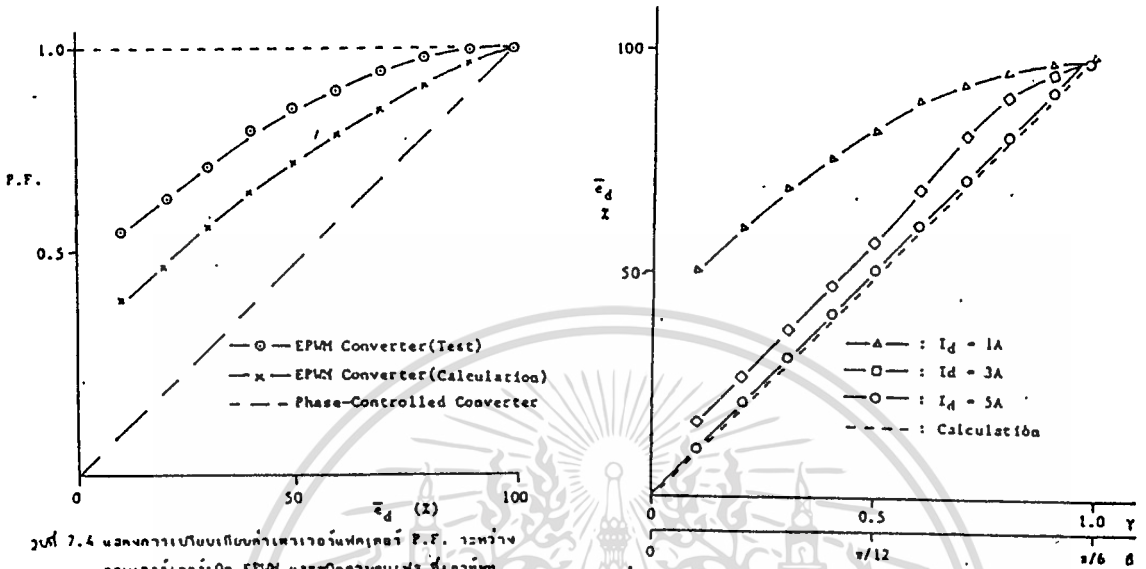


รูปที่ 7.3 ลักษณะคลื่น  $v_a, i_a, e_d$  และ  $v_{cl}$  (ชนิด EPWM Converter,  $\gamma=0.6$ )  
(50V, 10A, 2ms/div)

รูปที่ 7.4 แสดงการเปรียบเทียบให้เห็นผลการทดสอบค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ดีขึ้นที่เอาท์พุทโวลท์เตจต่าง ๆ ทั้งกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบ EPWM และแบบควบคุมเฟส จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดแรกได้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์สูงกว่าในบริเวณย่านการเปลี่ยนของดัชนี

เอกสารนี้อาจถูกใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านพาณิชย์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.5 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างดีซีเอากัฟท์โวลต์ที่แดง  $e_d$  และ Modulation ratio  $\gamma$  ทั้งค่าทฤษฎีและทดสอบ จะเห็นว่าทั้งสองค่านี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเมื่อกระแสไหลลดมากขึ้น



รูปที่ 7.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ P.F. ระหว่างคอนเวอร์เตอร์ EPWM และคอนเวอร์เตอร์เฟสที่เอากัฟท์โวลต์ต่างๆ

รูปที่ 7.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอากัฟท์โวลต์ที่แดง  $I_d$  กับ Modulation Ratio  $\gamma$  ที่ค่ากระแสไหลต่างๆ

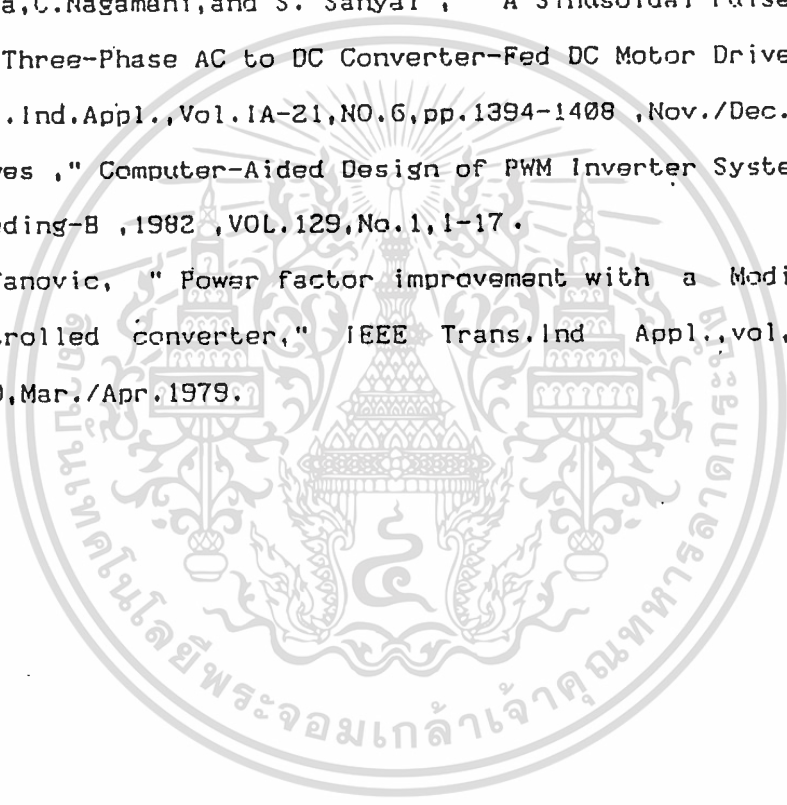
**บทสรุป**

บทความที่เสนอนี้ได้นำเทคนิคของ PWM (Pulsewidth Modulation) มาใช้กับเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส ซึ่งปรากฏว่าคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดีในรูปแบบของ PWM และให้รูปแบบของกระแสในเอชไอไลน์ตามที่ได้ออกแบบไว้ทุกประการ รูปแบบของ PWM ที่นำเสนอคือ EPWM (Equal Pulsewidth Modulation) และ SPWM (Sinusoidal Pulsewidth Modulation) จากการทดสอบและการคำนวณทางทฤษฎี พบว่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของชนิดบัสบาร์เอ็มคอนเวอร์เตอร์นี้ได้รับการปรับปรุงให้ดีขึ้นมาก เมื่อเทียบกับเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบเก่าชนิดควบคุมเฟส (Phase-Controlled) ส่วนในด้านอาร์โมนิคของกระแสเอชไอไลน์เมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบเก่าแล้ว ปรากฏว่ายังไม่สามารถให้ผลเป็นที่น่าพอใจได้เนื่องจากรูปแบบ PWM ของกระแสเอชไอไลน์ยังไม่ดีพอ การปรับปรุงเพื่อให้ผลที่ดีขึ้นกว่านี้สามารถทำได้โดยการเลือกรูปแบบของ PWM ที่ดีที่สุดจากหลายรูปแบบที่มีอยู่ โดยจะต้องอาศัยทั้งการคำนวณและการทดลองช่วยในการเลือกดังกล่าว ซึ่งในเรื่องนี้อาจจะได้มีการนำเสนออีกครั้งในโอกาสต่อไป

**เอกสารอ้างอิง**

1. พุทธิพงษ์ ตันวารณรักษ์, อารีเดช จัระบรรจง, สุรศักดิ์ นัสสีละเมียรย์, วิริยะ นีเชษฐจำเริญ, 1 - เฟส เอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบชนิดบัสบาร์เอ็มโดยใช้ไทรซิสเตอร์, การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาแห่งประเทศไทย มีด้านการค้าครั้งที่ 10, 2530

- 2.วีริยะ พิเชฐจำเริญ, " เพาเวอร์อีเล็กทรอนิกส์ " คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร, หน้า 31 , 2527.
- 3.T.Kataoka,k.Mizumachi,and S. Miyairi, " A pulswidth controlled  
ac to dc converter to improve power factor and wave form of ac  
line current ," IEEE Trans.Ind. Appl.,Vol.1A-15, pp.670-675, Nov.  
/Dec.1979.
- 4.R.Doradla,C.Nagamani,and S. Sanyal , " A Sinusoidal Pulswidth  
Modulated Three-Phase AC to DC Converter-Fed DC Motor Drive " ,  
IEEE Trans.Ind.Appl.,Vol.1A-21,NO.6,pp.1394-1408 ,Nov./Dec.1985 .
- 5.S.R. Bowes , " Computer-Aided Design of PWM Inverter System " ,  
IEE Proceeding-B ,1982 ,VOL.129,No.1,1-17 .
- 6.V.R.Stefanovic, " Power factor improvement with a Modified  
phase-controlled converter," IEEE Trans.Ind Appl.,vol,1A-15,  
pp.193-200,Mar./Apr.1979.



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นายสุทธิพงษ์ ตันวรรณรักษ์
วันเดือนปีเกิด	วันที่ 5 มิถุนายน พ.ศ. 2506
สถานที่เกิด	จังหวัดนครราชสีมา
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาตรี	วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์
สถานที่สำเร็จการศึกษา	มหาวิทยาลัยรามคำแหง
ปีที่สำเร็จการศึกษา	ปีการศึกษา 2527
ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	3-เฟส PWM เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ชนิดใช้ไทรซิสเตอร์
ประสบการณ์การทำงาน	อาจารย์พิเศษภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง และมหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต เคยทำงานที่บริษัท เค็มเทค-อินดัสเตรียลโปรดักส์ ในตำแหน่ง Service Engineer และ Technical Support
อาชีพปัจจุบัน	อาจารย์ระดับ 4 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย