

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบเดลต้ามีอดดูเลชั่น
สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

IMPROVED SWITCHING FREQUENCY IN DELTA MODULATION
INVERTER FOR THREE PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES



ฉลอง ไสดามัน
CHALONG SODABAN



27.1
60495
2549

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**60495**
วัน,เดือน,ปี- 3 ก.ค. 2549

b.....**115A 10xb**
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1966-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**IMPROVED SWITCHING FREQUENCY IN DELTA MODULATION
INVERTER FOR THREE PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT THE DEGREE OF
MASTER ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2005

ISBN 974-15-1966-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิงของอินเวอร์เตอร์แบบเซลล์ มือคดดูเลชันสำหรับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส
นักศึกษา	นาย ชลอง โสดาบัน
รหัสประจำตัว	44061412
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิงของอินเวอร์เตอร์แบบเซลล์
มือคดดูเลชันสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีการทำงานแบบอัตราส่วนแรงดันต่อ
ความถี่ทางด้านขาออกคงที่ (V/F) โดยสามารถปรับความถี่ตั้งแต่ 0-50 Hz ขณะทำงานในโหมด
พัลส์วิตมือคดดูเลชัน (PWM Mode) และสามารถปรับความถี่ได้สูงกว่า 50 Hz ขณะทำงานย่าน
แรงดันเอาต์พุตคงที่ (Square Wave Mode) โดยนำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิงให้มี
ค่าคงที่โดยการป้อนสัญญาณสามเหลี่ยม (ΔV_m) ที่มีความถี่คงที่ ตรงจุดรวมสัญญาณ เพื่อให้ได้
สัญญาณอ้างอิงใหม่คือ ($V_i + \Delta V_m$) แทนสัญญาณอ้างอิงเดิม (V_i) ซึ่งสามารถทำให้ปรับ
ขอบเขตฮีสเทอรีซิสได้โดยอัตโนมัติ และมีผลทำให้สามารถลดทอนฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำได้
ลดการสั่นทางกล และเสียงรบกวนทางหู จึงเหมาะสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
เพราะมีแรงดันเฟสสมดุล และความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์สะสมรวมมีค่าน้อยลง การเปลี่ยนโหมด
การทำงานจากโหมดพัลส์วิตมือคดดูเลชันเป็นโหมดแรงดันคงที่ได้อย่างรวดเร็ว รวมถึงมีวงจรการ
ออกแบบง่ายไม่ซับซ้อนและราคาถูก

Thesis Title	Improved Switching Frequency in Delta Modulation Inverter for Three Phase Induction Motor Drives.
Student	Mr. Chalong Sodaban
Student ID.	44061412
Degree	Master of Engineering
Programme	Measurement Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Vittaya Tipsuwanporn

ABSTRACT

The thesis presents the improvement of the switching frequency for the delta modulation inverter in order to drive three phase induction motor. The inverter generated control signal in voltage – frequency (V/F) method that the frequency from 0-50 Hz in the PWM operating mode and more than 50 Hz in the square wave operating mode. This technique is used to achieve improved switching frequency to be automatically adaptive hysteresis band by means of introducing a constant frequency triangular signal at the summing point to produce new reference signal, $(V_i + \Delta V_m)$, in order to replace the reference signal (V_i) . From this technique, low-order Harmonics, mechanical vibration and acoustic noise can be reduced to drive three phase induction motor property because of the balanced phase voltage and the low THD. In addition, the operating mode can be also changed continuously and smoothly from PWM mode to constant voltage mode.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือจากบุคคลหลายๆ ท่าน ทั้งที่อยู่เบื้องหน้าและเบื้องหลัง ผู้เขียนจึงขอถือโอกาสนี้กราบขอบพระคุณครุบาอาจารย์ทุกท่าน ซึ่งเป็นผู้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ให้กับผู้เขียนมาโดยตลอด โดยเฉพาะอย่างยิ่ง รองศาสตราจารย์วิทยา ทิพย์สุวรรณพร อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ของผู้เขียน เป็นผู้จุดประกายความคิดให้โอกาสในความก้าวหน้า ตลอดจนสนับสนุนให้คำปรึกษา และช่วยเหลือในทุกๆ ด้านด้วยดีเสมอมา ขอขอบพระคุณอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์เวดิน ปิยรัตน์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์พินิจ เทพสาธิต อาจารย์กฤษฎชัย วิถีพานิช อาจารย์วุฒิมิพล ธาราธิรเศรษฐ์ อาจารย์สมภพ รอดอำพร ผู้ที่เปรียบเสมือน พี่ และเพื่อน ที่คอยให้คำแนะนำ ตักเตือนและให้ข้อคิดอันมีค่า พร้อมทั้งกำลังใจ ตลอดจนความปรารถนาดีที่มีให้กันมาโดยตลอดและสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณบุคลากรประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งบุคลากรในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์ ที่ให้การอุปการะช่วยเหลือ และอำนวยความสะดวกอุปกรณ์เครื่องมือในการทดสอบ รวมถึงนิสิตภาคสมทบ รุ่น 2A 2B (พ.ศ.2548) ที่ช่วยพิสูจน์อักษรต้นฉบับตลอดจนเป็นกำลังใจให้ในยามอ่อนล้าและท้อถอยก็ยังเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ท้ายที่สุด วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเสร็จสิ้นเสียมิได้ หากขาดกำลังใจ ความหวัง และความเชื่อจากคุณพ่อ คุณแม่ พี่น้องในตระกูลโสดาบัน คุณเพ็ญศิริ โสดาบัน และเด็กชายปภาวิน โสดาบัน ผู้ที่คอยให้กำลังใจ ความเข้าใจ ความอบอุ่น ให้การสนับสนุนอย่างต่อเนื่อง และอดทน ซึ่งผลอันใดอันเกิดจากประโยชน์ของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขอจงเป็นผลให้เกิดความสุขแก่ท่านทั้งหลายข้างต้นด้วยเทอญ

ฉลอง โสดาบัน

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 วิธีการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ.....	5
2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	5
2.1.1 สมการแรงบิด.....	6
2.1.2 กำลังงานในโรเตอร์.....	7
2.1.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรม.....	8
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานและการควบคุม.....	9
2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์.....	11
2.3.2 การควบคุมสลิปเฟาเวอร์.....	12
2.3.3 การควบคุมโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์.....	13
2.3.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่.....	13
2.3.4.1 การปรับแรงดันเอซีเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	15
2.3.4.2 การปรับแรงดันดีซีอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	15
2.3.4.3 การควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	16
2.4 ฮาร์โมนิกส์.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 การทำงานของมอเตอร์ไฟสลัมเมื่อมีฮาร์มอนิกส์.....	19
2.5.1 วงจรสมมูลเมื่อมีฮาร์มอนิกส์.....	19
2.5.2 กระแสฮาร์มอนิกส์.....	23
2.6 การสูญเสียที่มอเตอร์เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์.....	24
2.6.1 การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์.....	24
2.6.2 การสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์.....	24
2.6.3 การสูญเสียที่แกนเหล็กเนื่องจากฮาร์มอนิกส์.....	25
2.7 ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิด.....	26
2.7.1 ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดในสภาวะหยุดนิ่ง.....	26
2.7.2 ระลอกฮาร์มอนิกส์ของแรงบิด.....	27
2.8 การทำงานโดยใช้ V/F ที่ซ้ำมีค่าคงที่.....	30
2.8.1 คุณลักษณะแรงบิด.....	31
2.9 การทำงานเมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศคงที่.....	34
2.9.1 คุณลักษณะของแรงบิด.....	35
2.10 การทำงานโดยให้แรงดันมีค่าคงที่.....	36
2.11 ประเภทของอินเวอร์เตอร์.....	37
2.11.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	37
2.11.2 อินเวอร์เตอร์ที่ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน.....	37
2.12 การมีอดดูเลชันความกว้างของพัลส์.....	38
2.12.1 หลักการพื้นฐานของการมีอดดูเลชันความกว้างของพัลส์.....	38
2.12.2 นิยามของ m_o และ m_f	39
2.12.3 การเลือกค่า m_f และ m_o	41
2.12.3.1 ค่า m_f น้อย ($m_f \leq 21$).....	41
2.12.3.2 ค่า m_f มากๆ ($m_f > 21$).....	41
2.12.3.3 โอเวอร์มีอดดูเลชัน ($m_o > 1.0$).....	43
2.12.4 ลักษณะการมีอดดูเลชัน.....	43
2.12.5 ประเภทของการมีอดดูเลชัน.....	45
2.12.5.1 อะซิงโครนัสที่ดับปลิวเอ็ม.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.13 ซิงโครนัส PWM.....	47
2.14 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์.....	48
2.15 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบที่ดับบลิวเอ็ม.....	48
2.16 อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านมอดดูเลชันเชิงเส้น ($m_o \leq 1$).....	51
บทที่ 3 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชัน.....	52
3.1 บทนำ.....	52
3.2 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันแบบเชิงเส้น.....	53
3.2.1 เทคนิคการมอดดูเลชันแบบซิกมา-เดลด้า.....	53
3.3 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันแบบอะแดปทีฟ.....	54
3.3.1 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันแบบพื้นฐาน.....	55
3.3.2 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันแบบจูนตัววงจรรอง.....	57
3.3.2.1 วิธีการจูนตัววงจรรอง.....	57
3.3.2.2 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันที่มีการจูนตัวกรองแบบวารริเอเบิลสแต็ป.....	61
3.3.3 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันชนิดอะซิงโครนัส.....	63
3.4 เทคนิคการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตสำหรับเดลด้ามอดดูเลชัน.....	64
3.4.1 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซีตที่นำเสนอ โดยชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล.....	64
3.4.2 เทคนิคเดลด้ามอดดูเลชันแบบซิงโครไนซ์ฮีสเตอร์รีซีตด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ เสนอโดย พินิจ และอพนันท์.....	65
3.5 เทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตชิ่งที่ใช้ในการวิจัย.....	66
3.7 ผลจากการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลด้ามอดดูเลชัน เมื่อทำการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์.....	71
3.7.1 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่สัญญาณ V_o และ V_f ที่ $V_{p-p} = 8.0 V$	72
3.7.2 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต ที่ $R = 30K\Omega, C = 0.1\mu F$ ที่สัญญาณ V_o และ V_f ที่ $V_{p-p} = 8.0 V$	73
3.7.3 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต ที่ $R = 90K\Omega, C = 0.1\mu F$ ที่สัญญาณ V_o และ V_f ที่ $V_{p-p} = 8.0 V$	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 โครงสร้างและการออกแบบ.....	75
4.1 วงจรกำลังที่ออกแบบและสร้าง.....	75
4.1.1 วงจรเรียงกระแส.....	76
4.1.2 วงจรส่วนกรองแรงดันให้เรียบ.....	76
4.1.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	77
4.2 วงจรเดดไทม์.....	77
4.3 วงจรขับเกท.....	78
4.4 การออกแบบสัญญาณคลื่นไซน์ 3 เฟส.....	82
4.5 การออกแบบวงจรเดลต้ามีอดดูล์ชั่น.....	83
บทที่ 5 ผลการทดสอบ.....	87
5.1 พิจารณาสเปคตรัมฮาร์มอนิกส์กระแสและแรงดันของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์.....	88
5.1.1 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตชิ่ง 1 kHz.....	90
5.1.2 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตชิ่ง 2 kHz.....	93
5.1.3 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตชิ่ง 5 kHz.....	96
5.2 พิจารณาผลความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของกระแสและแรงดัน (THDi) และ (THDv) ของเครื่องอินเวอร์เตอร์ทั้งสอง.....	100
5.2.1 เปรียบเทียบผลของกระแสแรงดันและความเร็วรอบของอินเวอร์เตอร์แต่ละชนิด.....	100
5.2.3 การทดสอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไปเดิมและเทคนิคที่แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	105
5.3 พิจารณาผลเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง.....	108
5.4 พิจารณาผลของประสิทธิภาพเกิดจากการนำเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ไปใช้ขับโหลด.....	114
เอกสารอ้างอิง.....	120
ภาคผนวก.....	121
ภาคผนวก ก. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่.....	122
ภาคผนวก ข. ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัดที่ใช้ทดลอง.....	140
ภาคผนวก ค. โครงสร้างทาง Hard were.....	143
ประวัติผู้เขียน.....	148

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบของเทคนิคเดลต้า มือคดดูเลชันแบบโครงสร้างทั่วไป.....	100
5.2 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบ ของเทคนิคเดลต้า มือคดดูเลชันแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	101
5.3 เปรียบเทียบผลของ THDv และ THDi ของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป กับเทคนิคแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	105
5.4 ตารางผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิค เดลต้ามือคดดูเลชันแบบโครงสร้างแบบทั่วไป.....	108
5.5 ตารางผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิค เดลต้ามือคดดูเลชันแบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	109
5.6 ประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	114
5.7 ประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำในแบบต่อเฟส.....	6
2.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส.....	8
2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด.....	11
2.4 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีเฟาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส.....	11
2.5 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดเก็บของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุต.....	15
2.6 แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติฟายน์ร่วมกับวงจรดีซีชอปเปอร์.....	16
2.7 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	16
2.8 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส.....	17
2.9 แสดงลักษณะสัญญาณที่ดับลิฟต์ที่ เกิดจากการนำสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ 2 สัญญาณมาตัด 17	
2.10 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	21
2.11 วงจรสมมูลอย่างประมาณสำหรับคำนวณหากระแสฮาร์มอนิกส์.....	22
2.12 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่รวมเอาองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์มอนิกส์ที่ 5 และ 7 เข้าด้วยกัน.....	29
2.13 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับ ความถี่ได้ด้วยการให้อัตราส่วน V/F มีค่าคงที่.....	33
2.14 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบสำหรับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับ ความถี่ได้ โดยการควบคุมให้ฟลักซ์มีค่าคงที่.....	36
2.15 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว ที่มีการปรับแรงดัน และปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์.....	36
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	37
2.17 การสวิตช์ภายในของอินเวอร์เตอร์ (Switch-Mode Inverter).....	40
2.18 การมอดดูเลชันความกว้างพัลส์.....	40
2.19 ฮาร์มอนิกส์เนื่องจากโอเวอร์มอดดูเลชัน.....	42
2.20 การควบคุมแรงดันโดยการปรับค่า m_o	42
2.21 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการแอมพลิง.....	43
2.22 การมอดดูเลชันแบบไปโพลาร์.....	44
2.23 แสดงการมอดดูเลชัน แบบยูนิโพลาร์.....	45
2.24 การมอดดูเลชันแบบอะซิงโครนัส.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	48
2.26 รูปคลื่นและฮาร์มอนิกส์เปกตรัมของอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	50
2.27 ความสัมพันธ์ระหว่าง (V_{LL} / V_d) กับ m_a ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	51
3.1 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	52
3.2 โครงสร้างชนิดของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	53
3.3 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการมีอดดูเลชั่นแบบซิกมา-เดลต้า.....	54
3.4 บล็อกไดอะแกรมของเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบอะแดปทีฟ.....	55
3.5 วงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบพื้นฐาน.....	56
3.6 รูปคลื่นของวงจรอินเวอร์เตอร์เดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบพื้นฐาน.....	56
3.7 ความสัมพันธ์ของแรงดันมูลฐานกับความถี่ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	57
3.8 บล็อกไดอะแกรมของเดลต้ามีอดดูเลชั่นด้วยดับเบิลอินทรีเกเรต.....	59
3.9 ตัวอินทรีเกเรตที่ใช้ในวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	60
3.10 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคจูนวงจรรองของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	61
3.11 วงจรจูนวงจรรองของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	61
3.12 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบวารริเอเบิล.....	62
3.13 บล็อกไดอะแกรมเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทรีเกเรตกับวารริเอเบิล.....	63
3.14 วงจรการทดลองเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทรีเกเรตกับวารริเอเบิล.....	63
3.15 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นชนิดที่มีการชิ่งโครไนซ์.....	64
3.16 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบชิ่งโครไนซ์ฮีสเทอรีซิส ด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง.....	65
3.17 คลื่นสัญญาณของวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	67
3.18 คลื่นสัญญาณของวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	67
3.19 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบที่นำเสนอ.....	69
3.20 วงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น เมื่อออกแบบด้วยออปแอมป์.....	70
3.21 สัญญาณการทำงานของเทคนิคที่นำเสนอ.....	71
3.22 สัญญาณ V_o และ V_r ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.23 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz.....	72
3.24 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz.....	72
3.25 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz.....	73
3.26 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz.....	73
3.27 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz.....	73
3.28 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz.....	74
3.29 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz.....	74
3.30 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz.....	74
4.1 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น.....	75
4.2 ภาพขึ้นงานจริงของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เดต้ามีอดดูเลชั่นแบบเดิม.....	76
4.3 ภาพขึ้นงานจริงของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เดต้ามีอดดูเลชั่นแบบใหม่.....	76
4.3 วงจรเดดไทม์.....	77
4.4 ลักษณะสัญญาณของวงจรสร้างเวลาเพื่อของเฟสที่ A B C.....	78
4.5 วงจรขับนำสัญญาณเกทของไอจีบีที.....	80
4.6 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 1.....	81
4.7 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 2.....	81
4.8 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 3.....	81
4.9 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 4.....	82
4.10 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 5.....	82
4.11 ลักษณะสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 6.....	82
4.12 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณไซน์ 3 เฟส.....	83
4.13 แสดงวงจรของสัญญาณไซน์ 3 เฟส.....	84
4.14 บล็อกไดอะแกรมที่ออกแบบเพื่อนำเสนอ.....	85
4.15 วงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น เมื่อออกแบบด้วยออปแอมป์.....	85
4.16 วงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น แบบ 3 เฟส.....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 รูปคลื่นสัญญาณที่พล็อตจากโปรแกรม MATLAB.....	88
5.2 โปรแกรมวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่เขียนจากโปรแกรม MATLAB.....	89
5.3 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของรูปคลื่นที่ทำการวิเคราะห์.....	89
5.4 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	90
5.5 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	90
5.6 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	91
5.7 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	91
5.8 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	92
5.9 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	92
5.10 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	93
5.11 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	93
5.12 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	94
5.13 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	94
5.14 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	95
5.15 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.16 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	96
5.17 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	96
5.18 สัญญาณกระแส และแรงดัน 3 เฟส ที่ความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz แบบโครงสร้างทั่วไป.....	97
5.19 สัญญาณกระแส และแรงดัน 3 เฟส ที่ความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz แบบโครงสร้างที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	97
5.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป...102	
5.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์แบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	103
5.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างทั่วไป.....	103
5.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	104
5.24 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของความเร็วมอเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.104	
5.25 เปรียบเทียบผลของ THDv ของอินเวอร์เตอร์แต่ละชนิด.....	106
5.26 เปรียบเทียบผลของ THDi ของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างไปปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง....	106
5.27 กราฟผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเซลล์ด้ามืออดดูเลขันแบบโครงสร้างแบบทั่วไป.....	109
5.28 กราฟผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเซลล์ด้ามืออดดูเลขันแบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง.....	110
5.29 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงระหว่างเทคนิคเซลล์ด้ามืออดดูเลขันแบบโครงสร้างทั่วไปกับแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่งที่คาปาซิเตอร์ขนาด 4700 μF	110
5.30 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงระหว่างเทคนิคเซลล์ด้ามืออดดูเลขันแบบโครงสร้างทั่วไปเดิมกับแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่งที่คาปาซิเตอร์ขนาด 3300 μF	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันพลังงานไฟฟ้านับเป็นพลังงานหลักที่สำคัญที่มีส่วนขับเคลื่อนเศรษฐกิจ และอาจถือได้ว่าพลังงานไฟฟ้าเป็นแหล่งพลังงานที่จำเป็นต่อการดำรงชีพ รวมถึงการดำรงอยู่อย่างอุดมสมบูรณ์และสะดวกสบาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในภาคอุตสาหกรรมและภาคการผลิตทั้งในอุตสาหกรรมเล็กและใหญ่ล้วนมีพลังงานไฟฟ้าเป็นตัวจักรสำคัญในการขับเคลื่อนระบบ ดังนั้นในอุตสาหกรรมต่าง ๆ จึงมีผู้คิดค้นและพัฒนาการปรับปรุงคุณภาพของผลิตภัณฑ์ให้มีคุณภาพดีขึ้น ซึ่งจะต้องพัฒนาคุณภาพของตัวต้นกำลังด้วย ทั้งนี้เพื่อวัตถุประสงค์หลักคือ การได้ผลิตภัณฑ์ที่มีคุณภาพดีแต่ลงทุนต่ำนั่นเอง

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ เล็งเห็นความสำคัญในการพัฒนาคุณภาพของสัญญาณทางไฟฟ้าให้มีคุณภาพดีที่สุด เพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Motor Drives) ซึ่งเป็นระบบที่มีใช้อย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม โดยเฉพาะอย่างยิ่งการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F) ส่วนใหญ่จะอาศัยอุปกรณ์สวิตซ์กำลังที่เรียกว่า อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรหลักในการทำงาน ขึ้นอยู่กับรูปแบบการสร้างสัญญาณควบคุม โดยทั่วไปมีวิธีการสร้างสัญญาณควบคุมด้วยกันหลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียต่างกันแล้วแต่วัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบและการใช้งาน วิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายคือ การผสมสัญญาณแบบความกว้างพัลส์ (PWM) และที่นิยมใช้อย่างกว้างขวางคือ แบบไซน์มอดดูเลชั่น (SPWM) อย่างไรก็ตามเทคนิคไซน์มอดดูเลชั่นยังมีข้อจำกัดอยู่พอสมควรเช่น การได้ประโยชน์จากค่าแรงดันเชื่อมโยงต่ำ มีความยุ่งยากซับซ้อนของวงจรควบคุมที่มีขนาดใหญ่ และราคาแพง [1] ในงานควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยทั่วไปจะมีกฎควบคุมการทำงานอยู่ 2 โหมด [2] , [3] , [4] กล่าวคือ เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนด (base Frequency) จะต้องควบคุมให้แรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อให้ฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ (air-gap flux) มีค่าคงที่ เป็นผลให้มอเตอร์มีทอร์กสูงสุดคงที่ด้วย (constant torque region) ในกรณีที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ที่กำหนด สามารถควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่เท่ากับค่าที่กำหนด ทำให้มอเตอร์กำลังคงที่ (constant-power region) นั่นเอง

สำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบไซน์พีดับบลิวเอ็ม เนื่องจากมีความถี่สวิตซ์ค่อนข้างคงที่ ทำให้สามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำได้ แต่ปัญหาของไซน์พีดับบลิวเอ็ม คือ มีค่าการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ประโยชน์จากแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงต่ำ มีวงจรควบคุมยุ่งยากซับซ้อน และ ปัญหาในการเปลี่ยนย่านการทำงานจากโหมดพีดับบลิวเอ็มเป็นโหมดแรงดันคงที่ อีกทั้งยัง ขาดความต่อเนื่องขณะดัชนีการมอดดูเลตมีค่าสูงขึ้น อย่างไรก็ตามมีงานวิจัยที่ได้นำเสนอ วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวไว้ โดยใช้เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชัน (DM) ซึ่งเป็นอีกเทคนิค หนึ่งในใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาต์พุตเป็นรูปคลื่น ไชน์สามารถลดทอนของค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ และมีวงจรควบคุมง่ายไม่ยุ่งยาก ซับซ้อน [5] ซึ่งโดยปกติแล้วเดลต้ามอดดูเลชันแบบพื้นฐานประกอบ ด้วยวงจร เปรียบเทียบฮีสเตอรีซิส และวงจรอินติเกรเตอร์ ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวมีผลทำให้ความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งมีค่าไม่คงที่ เนื่องจากการมอดดูเลตทางความถี่ทำให้คาบเวลาของพัลส์ พีดับบลิวเอ็มไม่เท่ากันตลอดคลื่นแรงดันมูลฐาน เป็นผลทำให้เกิดการกระเพื่อมของกระแส ด้านเอาต์พุตสูงขึ้น ค่า THDi สูงขึ้น ส่งผลให้การสูญเสียมากขึ้นด้วย [6]

จากปัญหาที่เกิดขึ้นกับเทคนิคไชน์พีดับบลิวเอ็ม ทำให้มีการวิจัยและพัฒนา โดยใช้ เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันเข้ามาแก้ปัญหา ซึ่งปัญหาที่น่าสนใจคือ ปัญหาเกี่ยวกับ ความถี่สวิตซ์ซึ่งไม่คงที่ หากสามารถแก้ปัญหาเรื่องความถี่สวิตซ์ซึ่งไม่คงที่ให้มีค่าคงที่จะ เป็นผลให้คุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตดีขึ้น และเมื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสจะสามารถทำให้อมอเตอร์ทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับ เทคนิคอื่น

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อนำเสนอเทคนิควิธีการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งของเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันให้มีค่าคงที่ เพื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
2. เพื่อเปรียบเทียบคุณภาพสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเดลต้ามอดดูเลชัน แบบเดิมกับแบบที่นำเสนอ
3. สามารถสร้างเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ไฟฟ้าสามเฟสได้

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอวิธีการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งของ อินเวอร์เตอร์แบบเดลต้ามอดดูเลชันให้มีค่าคงที่ เพื่อนำไปควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสาม เฟสขนาดไม่เกิน 2.2 kW เป็นการควบคุมแบบวงจรเปิด (Open Loop) โดยควบคุม อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ในย่านการทำงานต่ำกว่าความถี่มูลฐาน 50Hz ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ดับบลิวเอ็มและสูงกว่า 50Hz ในโหมดแรงดันคงที่เพื่อทดสอบความถี่สวิตช์ซิง และ ฮาร์โมนิกส์สะสมรวมของกระแส และแรงดันเอาต์พุตกับเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบเดิม ขณะทำงานที่ความถี่สวิตช์ซิงสูงสุดไม่เกิน 5 kHz

1.4 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าทฤษฎีจาก บทความ วารสารต่าง ๆ เอกสาร และ ตำราทางวิชาการที่ให้ ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบต่าง ๆ ที่ใช้กับงานที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ และเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเดลด้ามีอดดูเลชั่น
2. จำลองวงจรเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบเดิมเพื่อหาคุณสมบัติ และนำผลที่ได้มาจำลองวงจรใหม่ตามแนวทางที่นำเสนอและแก้ไข
3. ออกแบบวงจรทางอนาล็อก และทดสอบผลการทดลอง
4. สร้างเครื่องต้นแบบจากผลการจำลอง และวงจรถอนาล็อกที่ได้เพื่อเป็นชุดต้นแบบนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
5. สรุปผลการทดลอง และวิจารณ์ผลทดลอง

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1. สามารถนำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตช์ซิงที่มีค่าไม่คงที่ให้มีค่าคงที่ได้
2. สามารถนำเสนอโครงสร้างของเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบใหม่ ที่สามารถนำไปควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้
3. สามารถเป็นเครื่องต้นแบบในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีผลของแรงดันเฟสสมดุล

1.6 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตช์ซิงของอินเวอร์เตอร์ แบบเดลด้ามีอดดูเลชั่น เพื่อประยุกต์ใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมีรายละเอียดที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ได้ดังนี้ คือ

บทที่ 1 บทนำได้กล่าวถึง แนวทางต่างๆ ไป เพื่อนำไปสู่งานวิจัย วัตถุประสงค์ ขอบเขต วิธีการวิจัย ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย และรายละเอียดในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส วิธีการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ ชนิดของอินเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

บทที่ 3 กล่าวถึงเทคนิคเคลต้ามืดดูเลขชั้น พร้อมยกตัวอย่างเคลต้ามืดดูเลขชั้น สำหรับชุดควบคุมการทำงานให้กับอินเวอร์เตอร์

บทที่ 4 การออกแบบและสร้างวงจรทางฮาร์ดแวร์ เพื่อสร้างเครื่องต้นแบบชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้เทคนิคเคลต้ามืดดูเลขชั้นตามแบบที่นำเสนอ

บทที่ 5 การทดลอง และผลการทดลอง

บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับโดยทั่วไปได้รับการออกแบบมาให้มีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อนำไปใช้กับแรงดัน และกระแสรูปคลื่นไซน์ (Sine wave) อย่างไรก็ตาม อินเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่จะกำเนิดรูปคลื่นกระแสหรือแรงดันเอาต์พุต (Out put) พร้อมด้วยฮาร์มอนิกส์จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เฟสเซอร์ไดอะแกรม สมการแรงบิด การสูญเสียในมอเตอร์ ซึ่งทำงานกับแหล่งจ่ายที่มีรูปคลื่นไม่ใช่ไซน์ ตลอดจนการควบคุมการทำงานโดยให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ขั้วมีค่าคงที่และแบบอื่น เพื่อเปรียบเทียบหลักการทำงานของระบบควบคุมแต่ละระบบ

2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

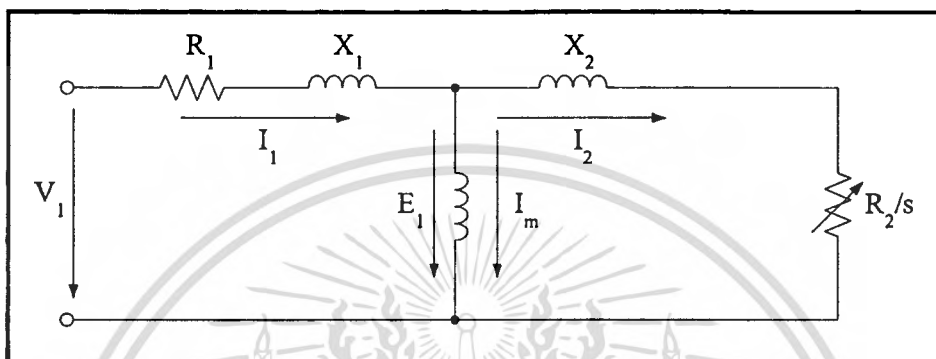
วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีลักษณะเดียวกับวงจรสมมูลของหม้อแปลง เพราะมอเตอร์เหนี่ยวนำคือ หม้อแปลงที่ขดลวดด้านทุติยภูมิหมุนได้นั่นเอง ในรูปที่ 2.1 แทนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส ($R_1 + jX_1$) เรียกว่า อิมพีแดนซ์รั่วซึม (Leakage impedance) ที่สเตเตอร์มีขดลวดฟลักซ์ (Mutual flux) ในช่องอากาศ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะเหนี่ยวนำด้วยความถี่สลิปขึ้นในโรเตอร์และจ่ายแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในสเตเตอร์แรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึมที่สเตเตอร์ จะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศต่อเฟส E_1 และมิววลฟลักซ์ต่อขั้ว ϕ_1 ลดลงเล็กน้อยขณะป้อนโหลดให้กับมอเตอร์ กระแสที่สเตเตอร์ I_1 จะประกอบไปด้วยกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก I_m และองค์ประกอบโหลดของกระแสสเตเตอร์ I_2 ซึ่งไม่คิด mmf อันเนื่องมาจากกระแสโรเตอร์ไม่คิดการสูญเสียที่แกนเหล็กและการอิมตัวของแกนเหล็ก

ในขณะที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสในวงจรโรเตอร์หยุดนิ่งจะเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ E_1 และความถี่โรเตอร์จะเท่ากับความถี่แหล่งจ่าย f_1 ถ้าแทนสลิป (Slip) ของโรเตอร์เทียบกับสนามแม่เหล็กหมุนขององค์ประกอบมูลฐานด้วย S แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ E_2 จะเท่ากับ SE_1 และความถี่โรเตอร์ f_2 จะเท่ากับ Sf_1 กระแสโรเตอร์จะเป็น

$$I_2 = E_2 / (R_2 + jX_2) \quad (2.1)$$

$$I_2 = E_2 / [(R_2 / S) + jX_2] \quad (2.2)$$

- โดยที่ I_2 คือ กระแสโรเตอร์
 E_2 คือ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำทางโรเตอร์
 E_1 คือ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำทางสเตเตอร์
 R_2 คือ ความต้านทานเนื่องจากขดลวดทางโรเตอร์
 X_2 คือ ค่าอินดักแตนซ์อิมพีแดนซ์ทางโรเตอร์
 S คือ ค่าสลิป



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำในแบบต่อเฟส

ในสมการที่ 2.1 ปริมาณทั้งหมดที่โรเตอร์จะคิดที่ความถี่สลิป แต่ในสมการที่ 2.2 จะคิดที่ความถี่แหล่งจ่าย

2.1.1 สมการแรงบิด

ที่สลิป S กำลังสูญเสียที่โรเตอร์ในวงจรสมมูลจะเป็น $I_2^2 R_2 / S$ วัตต์ต่อเฟส ในเครื่องกลจริง การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงที่โรเตอร์จะมีค่า $I_2^2 R_2$ วัตต์ต่อเฟส กำลังสูญเสียในวงจรสมมูลจะเป็นการสมมูลทางไฟฟ้าของกำลังงานเอาต์พุตทางกลของมอเตอร์ ถ้า P_{mech} แทนกำลังงานเอาต์พุตทางกลทั้งหมด รวมทั้งการสูญเสียจากความฝืด (Friction loss) และแรงลมปะทะ (Windage loss) แล้ว

$$\begin{aligned}
 P_{mech} &= m_1 [(I_2^2 R_2 / S) - (I_2^2 R_2)] \\
 &= m_1 I_2^2 R_2 (1 - S) / S
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

โดยที่ P_{mech} คือ กำลังเอาต์พุตทางกลทั้งหมดรวมกับการสูญเสียจากความฝืดและแรงลมปะทะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m_1 คือ ค่าคงที่
และงานเอาต์พุตทางกลสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T\omega_m = m_1 I_2^2 R_2 (1-S)/S \quad (2.4)$$

และ $T = (1/\omega_m)(m_1 I_2^2 R_2)(1-S)/S \quad (2.5)$

โดยที่ T คือ แรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์

ω_m คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

สมการที่ 2.5 เป็นแรงบิดที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์ ซึ่งจะมีค่ามากกว่าแรงบิดใช้งานที่เพลลาประมาณ เท่ากับแรงบิดที่ครอบคลุมในส่วนของแรงลมปะทะและความฝืด

เนื่องจากความเร็วเชิงมุมเชิงโคโรนัสเป็นเรเดียนตทางกล/วินาที

จาก $\omega_m = \omega_m / (1-S) = 2\pi f_1 / P$ เมื่อ P เป็นจำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก โดยสมการแรงบิดจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$T = m_1 I_2^2 R / S \omega_m \quad (2.6)$$

$$T = (1/2f_1)(P m_1 I_2^2 R_2 / S) \quad (2.7)$$

โดยที่ f_1 คือ ความถี่ที่พิกัด

P คือ จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก

2.1.2 กำลังงานในโรเตอร์

จากวงจรสมมูลจะเห็นได้ว่า กำลังงานไฟฟ้าอินพุตทั้งหมดที่จ่ายให้โรเตอร์ผ่านช่องอากาศจากสเตเตอร์มีค่า

$$P_{ag} = m_1 I_2^2 R_2 / S \quad (2.8)$$

โดยที่ P_{ag} คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศ

กำลังงานนี้จะถูกแบ่งออกเป็นกำลังงานกลด้านเอาต์พุต P_{mech} และกำลังสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของโรเตอร์ P_2 ดังนั้น

$$P_{ag} = P_{mech} + P_2 \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{mech} = T\omega_m \quad (2.10)$$

$$P_2 = m_1 I_2^2 R_2 \quad (2.11)$$

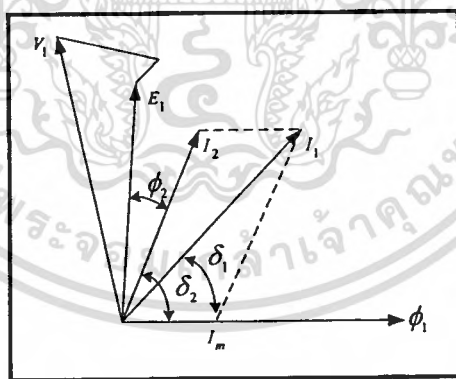
โดยที่ P_2 คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดของโรเตอร์
 P_{mech} คือ กำลังงานกลด้านเอาต์พุต

รวมสมการที่ 2.6 และ 2.8 จะได้

$$P_{ag} = T\omega_m \quad (2.12)$$

2.1.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เฟสเซอร์ไดอะแกรมตามวงจรมูลของรูปที่ 2.1 แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 โดยมีกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก I_m เป็นเฟสเซอร์อ้างอิงแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ E_1 จะนำหน้า I_m ไป 90 องศา องค์ประกอบโพลดของกระแสสเตเตอร์ คือ I_2 จะล่าหลัง E_1 ไปด้วยมุมเฟสเซอร์แฟคเตอร์ (Power factor angle) ϕ_2 กระแสสเตเตอร์สุทธิ I_1 เป็นผลรวมทางเฟสเซอร์ของ I_m และ I_2 พลักซ์องค์ประกอบมูลฐานที่ช่องอากาศ ϕ_1 จะมีเฟสตรงกับ I_m และแอมพลิจูดจะเป็นสัดส่วนกันเมื่อไม่คิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก



รูปที่ 2.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส

เฟสเซอร์ของพลักซ์และกระแสสามารถใช้แทนสเปซเวกเตอร์ของพลักซ์ และ mmf ซึ่งแทนผลทั้งหมดของสามเฟสมีทิศทางการหมุนทวนเข็มนาฬิกาด้วยความเร็วเชิงมุมเชิงโคโรนัสของเครื่องกล ดังนั้น I_1 , I_2 และ I_m แทนรูปคลื่นที่สเตเตอร์ โรเตอร์ และมิวชวล mmf ตามลำดับ ทำนองเดียวกัน ϕ_1 จะใช้แทนรูปคลื่นมิวชวลพลักซ์ที่ช่องอากาศ ขนาดแรงบิดมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลคูณของแอมพลิจูดของมิวซวลฟลักซ์และรูปคลื่น mmf ของขดลวดและค่าไซน์ของมุมระหว่างปริมาณทั้งสองจากรูปที่ 2.2 คือ

$$\begin{aligned} T &= K\phi_1 I_2 \sin \delta_2 \\ &= K\phi_1 I_1 \sin \delta_1 \end{aligned} \quad (2.13)$$

โดยที่ T คือ แรงบิดของมอเตอร์
 K คือ ค่าคงที่
 ϕ_1 คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องอากาศ
 I_1 คือ กระแสของสเตเตอร์
 I_2 คือ กระแสของโรเตอร์
 δ_1, δ_2 คือ มุมแรงบิด

เมื่อมุมแรงบิด δ_1 และ δ_2 ต่างก็มีค่าคงที่ถ้ามีค่าเป็นบวกทวนเข็มนาฬิกา แรงบิดมอเตอร์จะเกิดขึ้น เห็นได้ว่า $\delta_1 = \pi/2 - \phi_1$ แทนในสมการ 2.13 จะได้

$$T = K\phi_1 I_2 \sin \delta_2 \quad (2.14)$$

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุม

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับประกอบด้วยสเตเตอร์ (Stator) และโรเตอร์ (Rotor) การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเริ่มจากการได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ เกิดจากการเหนี่ยวนำส่งผ่านไปยังโรเตอร์ทำให้เกิดการหมุนขึ้น โดยที่ขดลวดของสเตเตอร์จะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (Air gap) ระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กจะหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.15 [7]

$$N_s = 120f/P \quad (2.15)$$

โดยที่ N_s คือ ความเร็วรอบเชิงโคโรนัส
 f คือ ความถี่ที่สเตเตอร์ได้รับ (Hz)
 P คือ จำนวนขั้ว (Pole) ของสเตเตอร์

ด้วยผลของการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ ขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ N_r ที่มีค่าความแตกต่างใดจากความเร็ว N_s จะเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดทอร์ค ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป หรือ การไถล (Slip, S)

$$S = \frac{N_r}{N_s} \quad (2.16)$$

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

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

โดยที่ ω_s คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (Stator angular frequency)
 ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor angular frequency)
 ω_{sl} คือ ความถี่เชิงมุมสลิป (Slip angular frequency)

จากสมการที่ 2.15 และ 2.16 จะได้สมการความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$N_r = \frac{(1-S)(120f)}{P} \quad \text{rpm.} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.17 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) จำนวนขั้วของสเตเตอร์ (P) และสลิปของโรเตอร์ วิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดคือ การควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ จะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง และประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงขณะควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของสเตเตอร์จะควบคุมการเปลี่ยนความเร็วได้ในช่วงแคบ และการควบคุมจะไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นวิธีการนี้จะใช้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษ ส่วนวิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนค่าสลิปนั้นจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิป

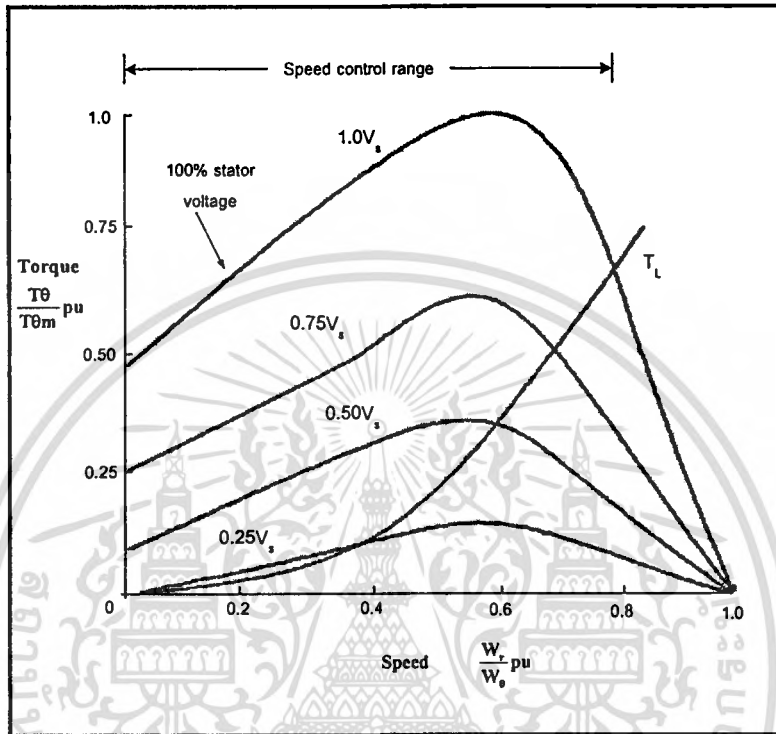
2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำได้หลายวิธีโดยสามารถแยกการควบคุมได้ดังนี้

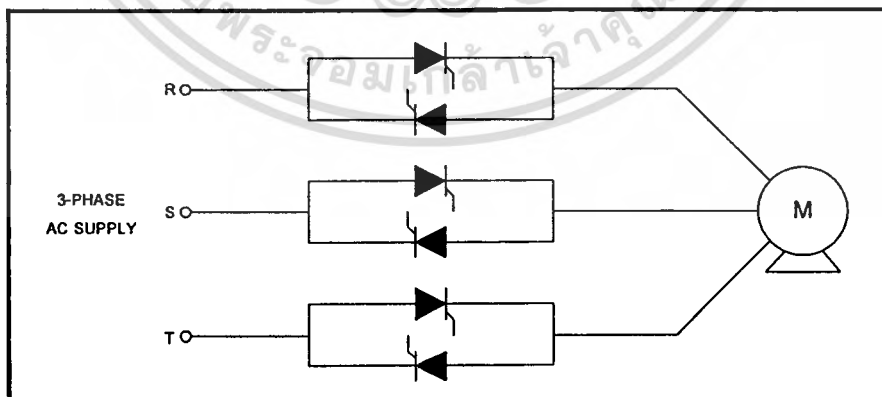
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ (Stator voltage control)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ ช่วงความเร็วที่ควบคุมได้จะแคบไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันของขดสเตเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำของไหลด



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีเพาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าแรงบิดจะเปลี่ยนไปตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดเตเตอร์ของมอเตอร์และเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของโหลด ในรูปที่ 2.3 นั้นจะแปรค่าโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง ดังนั้น เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการปรับแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของมอเตอร์ตัดกับเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของโหลดที่ความเร็วหรือ สลิปที่ต้องการ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมแรงบิดของสเตเตอร์นี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบเฟสของไฟไลน์ (Phase control) ดังแสดงในรูปที่ 2.4

วิธีการควบคุมแบบนี้จะทำได้ง่ายและวงจรควบคุมมีราคาถูก แต่จะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิป นอกจากนี้ การเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์เมื่อสลิปเพิ่มขึ้นทำให้กำลังการสูญเสียในสเตเตอร์เพิ่มขึ้นด้วย เป็นผลให้ประสิทธิภาพและแรงบิดของมอเตอร์ลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูง อีกทั้งวิธีการควบคุมแบบเฟสนี้เป็นผลทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ขึ้นทั้งในเอซีไลน์และในตัวมอเตอร์ ทำให้การสูญเสียเพิ่มขึ้นอีกและทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

2.3.2 การควบคุมสลิปเพาเวอร์

วิธีการควบคุมความเร็วโดยควบคุมสลิปของโรเตอร์นี้ สามารถควบคุมได้จากแรงดันของแหล่งจ่ายไฟหรือควบคุมกำลังในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุต (P_{mech}) กำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_c) และกำลังงานในช่องอากาศ (P_g) แสดงได้ดังนี้

$$P_{mesh} = (1 - S)P_g \quad (2.18)$$

$$P_c = SP_g \quad (2.19)$$

$$\frac{P_c}{P_{mech}} = \frac{S}{1 - S} \quad (2.20)$$

จากสมการถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ได้ก็จะควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้เช่นกัน ตัวอย่างเช่น ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบขดลวดพัน (Wound Rotor Induction Motor) การควบคุมสลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการแปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรมอเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียทางด้านประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ หรือที่สลิปค่าสูง ดังจะเห็นได้จากค่าของ (Rotor power ratio) ดังสมการที่ 2.21

$$\text{Rotor power ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = 1 - S \quad (2.21)$$

2.3.3 การควบคุมโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cycloconverter) เป็นวงจรที่เปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่ง ที่ปรับค่าได้โดยตรงไม่ผ่านดีซีลิงค์ โดยทั่วไปความถี่เอาต์พุตของไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่อินพุตคือ อยู่ในย่าน 0-1/3 เท่าของความถี่อินพุต ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ต้องการความเร็วรอบต่ำและต้องการกำลังงานสูง การเปลี่ยนแปลงความถี่ของไซโคลคอนเวอร์เตอร์อาจใช้เทคนิคแบบควบคุมเฟส ข้อเสียของการควบคุมความเร็วโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์คือ สามารถควบคุมความถี่ได้ในย่านที่จำกัดอินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำและเอาต์พุตแรงดันมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ปะปนอยู่มาก ข้อดีของการควบคุมประเภทนี้คือ ประสิทธิภาพการทำงานของระบบดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดีซีลิงค์ สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตภายในไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรที่ใช้วิธีการเปลี่ยนการนำกระแสโดยไลน์คอมมิวเตชันจะมีความยุ่งยากในการควบคุมน้อยกว่าการเปลี่ยนการนำกระแสแบบบังคับ

2.3.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์อีกวิธีหนึ่งคือ การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีผลทำให้สนามแม่เหล็กหรือฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux, ϕ) ในช่องอากาศมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ถ้าการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กไม่คงที่จะมีผลทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานลดลงและถ้าการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่และฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจะเป็นไปตามสมการที่ 2.22

$$V = k\phi f$$

$$\phi = \frac{V}{kf} \quad (2.22)$$

โดยที่ V คือ แรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์
 ϕ คือ ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ
 k คือ ค่าคงที่

โดยปกติมอเตอร์จะถูกออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนโค้งของเส้นโค้ง ลักษณะของการทำแม่เหล็ก (Magnetization Curve) ซึ่งถ้ามีการลดความถี่ลงโดยไม่ลดระดับแรงดันลงแล้วจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.22 และจะมีค่าเข้าบริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation Region) ทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กเพิ่มขึ้นและเกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss) เพิ่มมากขึ้นด้วย เป็นผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงต้องทำการลดอัตราส่วนเพิ่มของฟลักซ์ในมอเตอร์ลง โดยลดระดับแรงดันให้เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับอัตราส่วนลดของความถี่ เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าอยู่ตรงส่วนโค้งของเส้นโค้ง ในทางตรงกันข้ามถ้ามีการเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ให้สูงขึ้นโดยไม่เพิ่มระดับแรงดันแล้วจะทำให้ ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง ซึ่งมีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลง ความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.23 ทำให้มอเตอร์ไม่สามารถทำงานที่ประสิทธิภาพสูงสุดได้

$$T = k\phi I_r \cos\theta \quad (2.23)$$

โดยที่

T	คือ	แรงบิดเอาต์พุตของมอเตอร์
ϕ	คือ	ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ
k	คือ	ค่าคงที่
I_r	คือ	กระแสในโรเตอร์
θ	คือ	มุมแตกต่างระหว่างเฟสของแรงดันและกระแสในโรเตอร์

ในทำนองเดียวกันเองต้องทำการเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้น เพื่อรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ การรักษาฟลักซ์แม่เหล็กสามารถพิจารณาได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์โดยพิจารณาจากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law)

$$e = -d\phi \quad (2.24)$$

$$\phi = \int edt \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าค่าฟลักซ์คือ พื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นแรงดัน ดังนั้นถ้ารักษาพื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นแรงดันให้มีค่าคงที่แล้ว มอเตอร์จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีแรงบิดเหมาะสมสูงสุด ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า วิธีการรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่

วิธีการรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ของระบบควบคุมความเร็วแบบเปลี่ยนแปลงความถี่สามารถแยกออกได้เป็นวิธีต่างๆดังนี้

2.3.4.1 การปรับแรงดันเอซีเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F ทำได้โดยการเลื่อนจุดเท้าของหม้อแปลงอโต้ทางเอาต์พุตดังในรูปที่ 2.5 วิธีนี้ไม่เหมาะกับระบบที่ต้องการควบคุมความเร็วในย่านที่กว้างเพราะจะต้องใช้หม้อแปลงอโต้ที่มีขนาดใหญ่ และการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันจะใช้เวลามากทำให้ผลตอบสนองไดนามิกไม่มีประสิทธิภาพ

2.3.4.2 การปรับแรงดันดีซีอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมการปรับแรงดันดีซีอินพุตเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F นั้นมีอยู่หลายวิธีคือ

1. การปรับเลื่อนจุดเท้าของหม้อแปลงทางด้านอินพุตของวงจรเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์

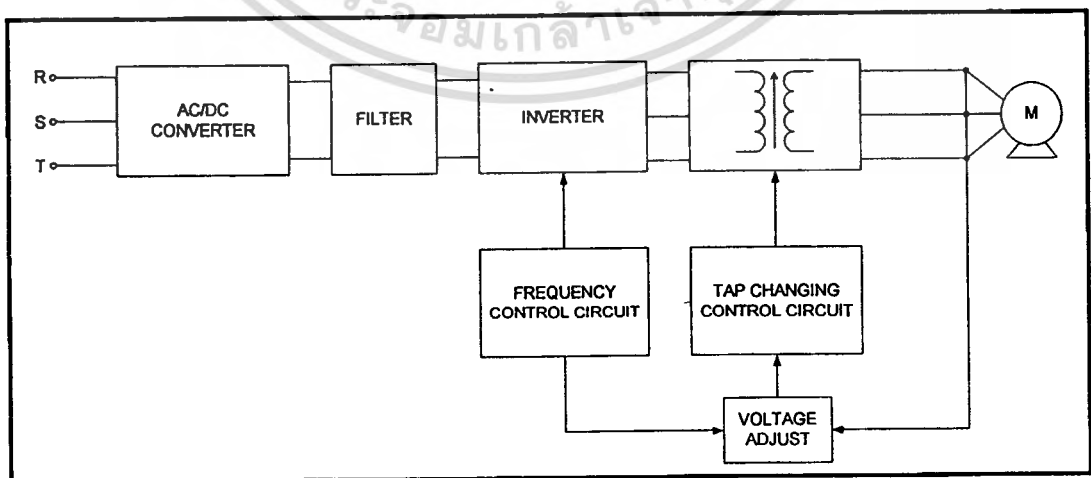
การปรับแรงดันดีซีวิธีนี้คล้ายกับการเลื่อนจุดเท้าของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่จะแตกต่างกันตรงที่การเลื่อนจุดเท้าของหม้อแปลงด้านความถี่ของแหล่งจ่ายไฟคงที่ ดังนั้นหม้อแปลงอโต้ที่ใช้จะมีขนาดเล็กกว่าการเลื่อนจุดเท้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

2. การควบคุมโดยใช้วงจรบริดจ์เรกติฟายน์ร่วมกับวงจรดีซีชอปเปอร์

วิธีควบคุมแบบนี้วงจรบริดจ์เรกติฟายน์ (Bridge rectifier) จะทำการแปลงไฟเอซีให้เป็นไฟดีซีที่คงที่ และวงจรดีซีชอปเปอร์ (DC Chopper) จะทำการปรับระดับแรงดันดีซีให้เปลี่ยนแปลงค่าจากการเปิด-ปิดการนำกระแสของอุปกรณ์ตัดต่อซิลิสเตท แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ก่อนป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.6

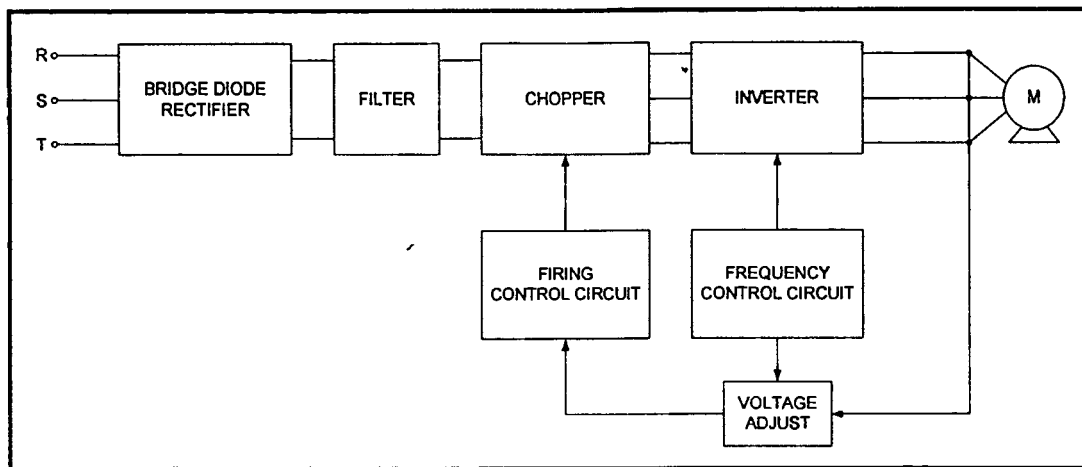
3. การควบคุมการทำงานวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

วงจรสามารถมีการทำงานได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือ มีการทำงานในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยสามารถเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันดีซีเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F ได้จากการควบคุมมุมจุดชนวนหรือ ความกว้างพัลส์ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.7

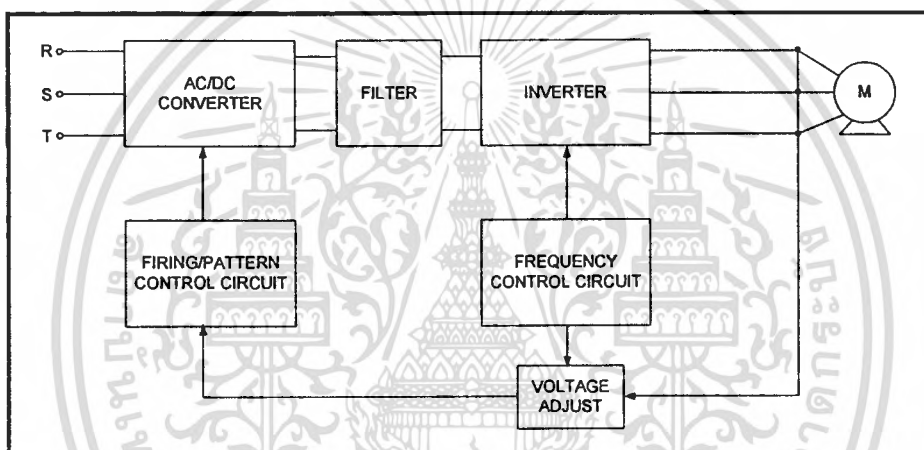


รูปที่ 2.5 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดเท้าของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ร่วมกับวงจรตีชีชอปเปอร์

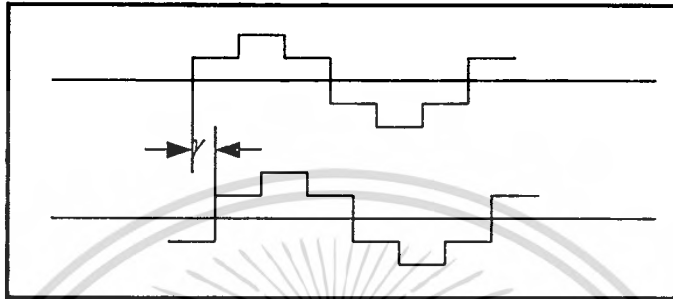
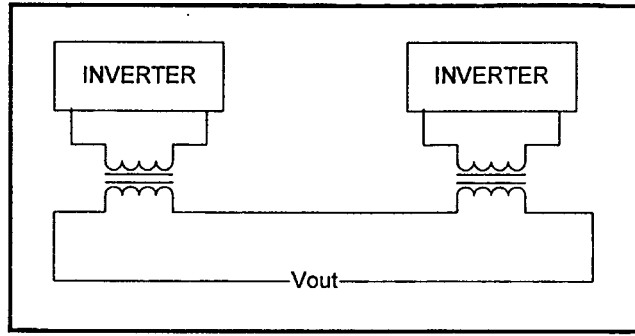


รูปที่ 2.7 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์

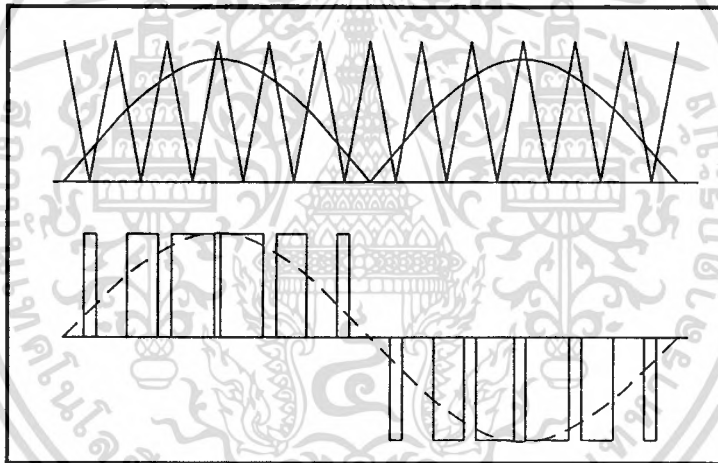
2.3.4.3 การควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F แบบนี้จะคล้ายกับการควบคุมการทำงานของวงจร เอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดยสามารถควบคุมแรงดันเอชไอเอต์พุตได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือควบคุมการทำงานในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยการควบคุมแบบเฟสเกิดจากการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด มาทำงานร่วมกันและอาศัยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมชุดหนึ่งให้มีเฟสต่างจากสัญญาณควบคุมอีกชุดหนึ่ง และสัญญาณเอชไอเอต์พุตที่ได้กรณีต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.8

ส่วนการควบคุมแรงดันเอชไอเอต์พุตแบบลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มสามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนการมอดดูเลชันของสัญญาณจุดชนวน ซึ่งรูปแบบการมอดดูเลชันของสัญญาณมีหลายวิธีดังในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส



รูปที่ 2.9 ลักษณะสัญญาณพีดับลิวิตี

2.4 ฮาร์มอนิกส์

ในระบบขับเคลื่อนด้วยการป้อนแรงดัน แรงดันสแตเตอร์ที่มีรูปคลื่นไม่เป็นไซน์สามารถกระจายออกเป็นองค์ประกอบมูลฐาน และองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ได้ โดยวิเคราะห์ด้วยอนุกรมฟูเรียร์สำหรับรูปคลื่นที่สมมาตรจะมีเฉพาะฮาร์มอนิกส์ที่เท่านั้น นอกจากนี้ฮาร์มอนิกส์ที่เป็นผลคูณของเลขสามจะมีเฟสที่ตรงกันทั้งสามเฟส จึงไม่ทำให้เกิดกระแสไหลในโหลดที่ต่อแบบเดลต้าหรือสตาร์ที่ไม่มีสายนิวทรัล สมการแรงดันขององค์ประกอบมูลฐานทั้ง 3 เฟสดังนี้

$$V_a = V_m \sin \omega t \tag{2.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 120) \quad (2.27)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t - 240) \quad (2.28)$$

อนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันเฟสสำหรับฮาร์มอนิกอันดับต่ำเป็นดังนี้

$$V_a = V_{1m} \sin \omega t + V_{5m} \sin 5\omega t + V_{7m} \sin 7\omega t + \dots \quad (2.29)$$

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) + V_{5m} \sin 5(\omega t - 120) + V_{7m} \sin 7(\omega t - 120) + \dots \quad (2.30)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t - 240) + V_{5m} \sin 5(\omega t - 240) + V_{7m} \sin 7(\omega t - 240) + \dots \quad (2.31)$$

สมการที่ 2.30 และ 2.31 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) + V_{5m} \sin(5\omega t + 120) + V_{7m} \sin(7\omega t - 120) + \dots \quad (2.32)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t + 120) + V_{5m} \sin(5\omega t - 120) + V_{7m} \sin(7\omega t + 120) + \dots \quad (2.33)$$

เมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมขององค์ประกอบมูลฐาน

$$V_a = V_{1m} \sin \omega t \quad (2.34)$$

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) \quad (2.35)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t - 240) \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็นลำดับ ABC เมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมของฮาร์มอนิกที่ 5 จะได้

$$V_{a5} = V_{5m} \sin 5\omega t \quad (2.37)$$

$$V_{b5} = V_{5m} \sin(5\omega t + 120) \quad (2.38)$$

$$V_{c5} = V_{5m} \sin(5\omega t - 120) \quad (2.39)$$

พบว่าเป็นลำดับ ABC หรือ CBA ซึ่งสวนทางลำดับขององค์ประกอบมูลฐานจึงเรียกว่า ลำดับลบ และเมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมของฮาร์มอนิกที่ 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{a7} = V_{7m} \sin(7\omega t) \quad (2.40)$$

$$V_{b7} = V_{7m} \sin(7\omega t + 120) \quad (2.41)$$

$$V_{c7} = V_{7m} \sin(7\omega t - 120) \quad (2.42)$$

พบว่าเป็นลำดับ ABC ซึ่งตรงกับลำดับขององค์ประกอบมูลฐานจึงเรียกว่า ลำดับบวก

สรุปได้ว่าฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ $K = (6n + 1)$ จะกำเนิด mmf หมุนในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหลัก ขณะที่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ $K = (6n - 1)$ จะกำเนิด mmf หมุนในทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กหลัก ส่วนฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ $K = (6n - 3)$ จะไม่กำเนิด mmf ใดๆ ขึ้นในช่องอากาศ

2.5 การทำงานของมอเตอร์ไฟสลัปเมื่อมีฮาร์มอนิกส์

เมื่อมอเตอร์ทำงานโดยใช้แหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์ กระแสหรือแรงดันที่สเตรเตอร์สามารถวิเคราะห์ด้วยองค์ประกอบมูลฐานและอนุกรมฮาร์มอนิกส์ได้ ถ้าไม่คิดการอิ่มตัวของแม่เหล็กมอเตอร์จะพิจารณาได้ว่าเป็นอุปกรณ์เชิงเส้นและสามารถนำเอาหลักการของการวางซ้อน (Super position) มาใช้ได้ นั่นหมายถึงพฤติกรรมของมอเตอร์สามารถวิเคราะห์แยกกันได้อย่างเป็นอิสระสำหรับองค์ประกอบมูลฐานและแต่ละเทอมของฮาร์มอนิกส์ ผลตอบสนองทั้งหมดที่เกิดจากแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์จะคำนวณได้จากการรวมเอาผลตอบสนองที่มีต่อองค์ประกอบอิสระเข้าด้วยกัน ดังนั้นถ้ามอเตอร์ได้รับการป้อนด้วยแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์กระแสมอเตอร์และแรงบิดจะคำนวณได้โดยรวมเอากระแสและแรงบิดจากแต่ละองค์ประกอบแรงดันเข้าด้วยกัน

2.5.1 วงจรสมมูลเมื่อมีฮาร์มอนิกส์

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเดิมในรูปแบบที่ 2.10 (ก) จะได้

$$S_1 = (1/n_1)(n_1 - n) \quad (2.43)$$

องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ที่ k^{th} ในกระแสเฟส จะผลิตคลื่นโทมฮาร์มอนิกส์ mmf หมุนตามหรือสวนทางที่ความเร็ว kn_1 สลิปของโรเตอร์ในทิศทางสนามฮาร์มอนิกส์หมุนตามจะได้เป็น

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 - n) \quad (2.44)$$

และสนามฮาร์มอนิกส์หมุนทวนจะได้

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 + n) \quad (2.45)$$

ดังนั้นเขียนเป็นรูปทั่วไปจะได้

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 \pm n) \quad (2.46)$$

เมื่อเครื่องหมายลบใช้สำหรับฮาร์มอนิกส์ลำดับบวกและเครื่องหมายฮาร์มอนิกส์ลบ ฮาร์มอนิกส์สลิป S_k จะเขียนในเทอมของ S_1 โดยแทนค่า n จากสมการที่ 2.46 จะได้

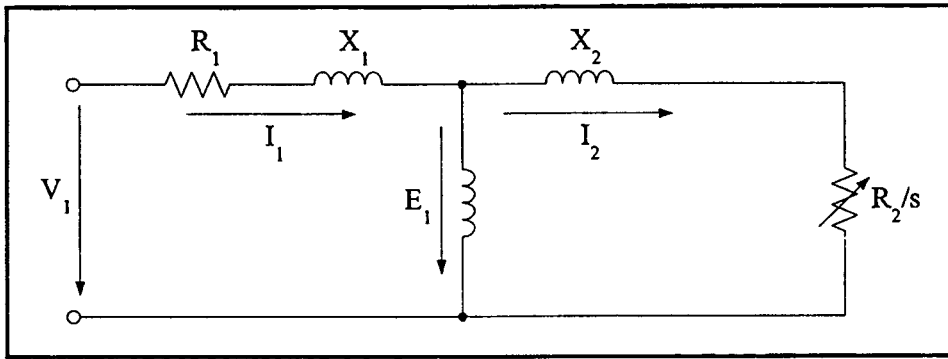
$$S_k = (1/k)(k+1) \pm S_1 \quad (2.47)$$

โดยที่ S_k คือ ค่าสลิปที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ k
 k คือ ลำดับฮาร์มอนิกส์
 S_1 คือ ค่าสลิปที่ความถี่มูลฐาน

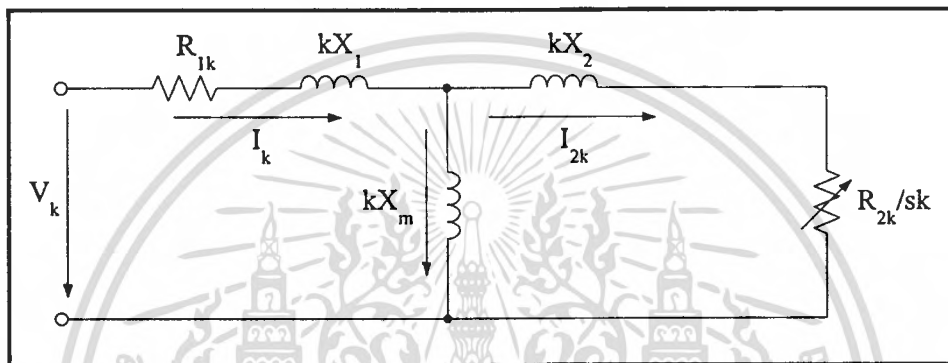
จากสมการนี้จะเห็นได้ว่า ค่าสลิปลำดับที่ k จะไม่เท่ากัน โดยจะมีค่าสลิปต่างกันตามสมการที่ 2.47

วงจรสมมูลสำหรับองค์ประกอบมูลฐานในรูป 2.10 (ก) สามารถนำไปใช้กับฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน และกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ k^{th} ดังรูปที่ 2.10 (ข) ฮาร์มอนิกส์สลิป S_k จะนำไปแทนสลิปองค์ประกอบมูลฐาน S_1 และรีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำทั้งหมดจะเพิ่มขึ้นด้วยแฟคเตอร์ k ความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์จะมีความมากขึ้น เนื่องจากสกินเอฟเฟค (Skin effect) ที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ ค่าที่เปลี่ยนไปนี้ต้องนำไปพิจารณาด้วยเมื่อต้องการคำนวณให้ได้ความละเอียดสูง

จากสมการที่ 2.47 ตรวจสอบได้ว่า S_k มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยขณะที่มอเตอร์ทำงานตามปกติ ถ้ามอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วซิงโครนัส (Synchronous speed) จนกระทั่งหยุดนิ่ง สลิปองค์ประกอบมูลฐานจะแปรจาก 0 ถึง 1 แต่สลิปของฮาร์มอนิกส์ที่ 5, S_5 จะแปรจาก 1.2 ถึง 1 ทำนองเดียวกัน S_7 จะแปรจาก 0.857 ถึง 1 และที่ความถี่สูง S_k จะเข้าใกล้ 1 มาก วงจรสมมูลของฮาร์มอนิกส์ในรูปที่ 2.10 (ข) สามารถลดลงมาเป็นในรูป 2.11 (ข) โดยการตัดเอาความต้านทานออกไป ซึ่งอาศัยหลักความจริงที่ว่า ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้น



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

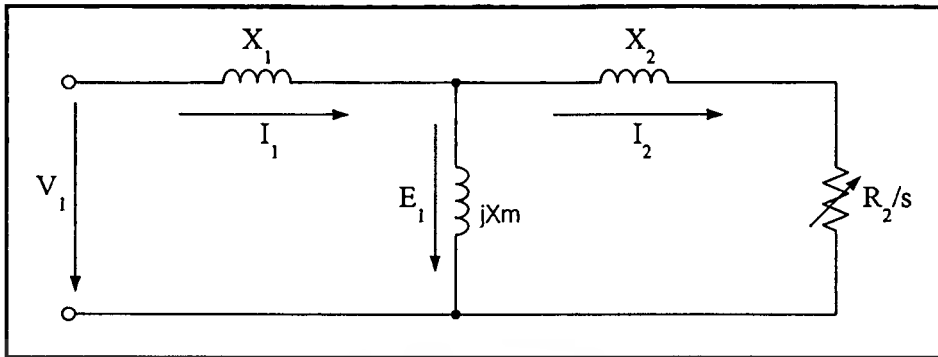
(ก) วงจรสมมูลที่ความถี่องค์ประกอบมูลฐาน

(ข) วงจรสมมูลที่ฮาร์โมนิกส์เชิงเวลา k^{th}

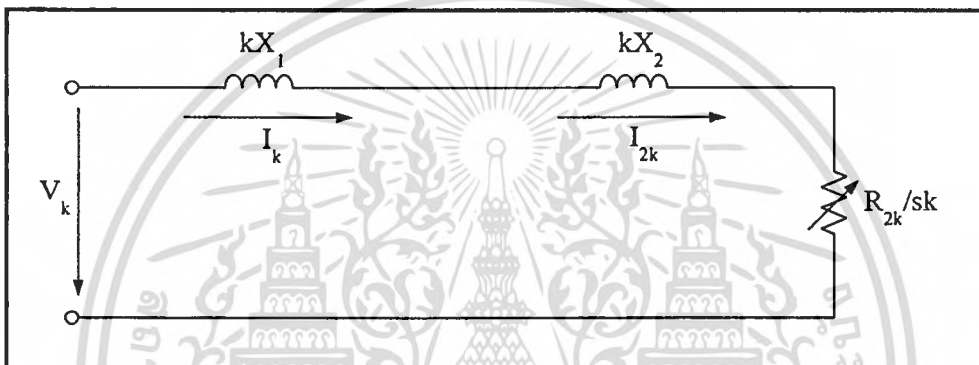
เป็นเชิงเส้นกับความถี่ ขณะที่อัตราการผลิตของความต้านทานโรเตอร์กับความถี่เนื่องจากสกินเอฟเฟกต์จะมีค่าต่ำกว่าเชิงเส้น เนื่องจาก S_k มีค่าประมาณเท่ากับ 1 ความต้านทานในวงจรจึงสามารถละทิ้งได้เมื่อเทียบกับค่ารีแอกแตนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ การลดรูปต่อไปจะทำได้ดังรูปที่ 2.11 (ข) เพราะรีแอกแตนซ์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่ารีแอกแตนซ์รั่วซึม และสามารถตัดออกได้ ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์ที่เกิดจากกระแสฮาร์โมนิกส์จะมีค่าประมาณ $K(X_1 + X_2)$

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่สเตเตอร์ที่มีลำดับศูนย์ จะมีเฟสที่ตรงกันทำให้ไม่มีกระแสไหล ด้วยเหตุนี้จึงไม่สามารถผลิตองค์ประกอบมูลฐานคลื่น mmf หมุนขึ้นมา อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกส์ลำดับศูนย์ก็อาจจะสร้างคลื่นสเปซฮาร์โมนิกส์ mmf เล็กน้อยในช่องอากาศ และแต่ละระลอกของคลื่นสามารถกระจายเข้ากับรูปคลื่นตามและย้อนได้ คลื่นฟลักซ์เหล่านี้ จะเหนี่ยวนำกระแสฮาร์โมนิกส์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโรเตอร์ที่กำลังหมุน ดังนั้นกระแสเดเตอร์ลำดับศูนย์ จึงสามารถทำให้เกิดผลต่อแรงบิดของมอเตอร์ได้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลอย่างประมาณสำหรับคำนวณหากระแสฮาร์มอนิกส์

รีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้นทำให้ฮาร์มอนิกส์ลำดับศูนย์ที่ k^{th} จะมีค่า kX_0 ถ้า X_0 มีค่าน้อย และแรงดันที่ป้อนให้มีค่าองค์ประกอบของกระแสลำดับศูนย์มาก กระแสลำดับศูนย์จะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์มากทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง อย่างไรก็ตามกระแสลำดับศูนย์จะไหลได้เฉพาะมอเตอร์ที่ต่อแบบสตาร์ มีสายนิวทรัลต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับโหลด มิฉะนั้นแล้วไม่มีทางไหลกลับของกระแสลำดับศูนย์ ในทางปฏิบัติแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปจะไม่กำเนิดแรงดันลำดับศูนย์ ถ้ามีองค์ประกอบเหล่านี้เกิดขึ้นมาจะแก้ปัญหาก็ได้โดยทำให้มีพีแดนซ์ลำดับศูนย์มีค่าเป็นอนันต์ โดยการตัดสายนิวทรัลออกไป

ในการวิเคราะห์การทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่ต่ำมาก การประมาณวงจรสมมูลฮาร์มอนิกส์ในรูปที่ 2.11 ไม่สามารถใช้ได้เพราะความต้านทานของขดลวดจะเป็นแพคเตอร์สำคัญที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ต่ำ อย่างไรก็ตามการลดรูปนี้จะยอมรับได้ ถ้าความถี่ขององค์ประกอบมูลฐานมากกว่า 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 กระแสฮาร์มอนิก

เนื่องจาก S_k มีค่าใกล้เคียง 1 มากทุกๆ ความเร็วรอบของมอเตอร์จากหยุดนิ่งจนถึงซิงโครนัส วงจรสมมูลของฮาร์มอนิกในรูปแบบที่ 2.10 (ข) จึงเป็นอิสระจากความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อมอเตอร์ถูกป้อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันด้วยรูปคลื่นจำเพาะดังที่ความถี่ของกระแสฮาร์มอนิกจะยังมีค่าคงที่ตลอดเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์ จากไม่มีโหลดจนถึงมีโหลดเต็มพิกัดและลดความเร็วลงจนหยุดนิ่ง กระแสองค์ประกอบมูลฐานที่สเตเตอร์จะคำนวณได้จากโหลดของมอเตอร์ และด้วยเหตุผลนี้องค์ประกอบฮาร์มอนิกที่สัมพันธ์กับกระแสของเครื่องกลจึงมีค่าสูงขณะทำงานและมีโหลดมากกว่าขณะที่ทำงานเต็มพิกัด เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานกับรูปไซน์ปกติ

วงจรสมมูลอย่างประมาณในรูปแบบที่ 2.11 (ข) จะมีลักษณะเดียวกับที่ใช้คำนวณรูปคลื่นไซน์ปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะลอคโรเตอร์ เมื่อกระแสของมอเตอร์ถูกจำกัดไว้โดยรีแอคแตนซ์รั่วซึม ($X_1 + X_2$) ดังนั้นขณะหยุดนิ่งหรือขณะสตาร์ทของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้แหล่งจ่ายรูปไซน์เป็นการวัดสมรรถนะเชิงฮาร์มอนิก (Harmonic performance) ของมอเตอร์ ถ้ามอเตอร์ใช้กระแสสตาร์ทสูงก็จะใช้กระแสฮาร์มอนิกจากแหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์สูงด้วยเช่นกัน ถ้ามอเตอร์มีค่ารีแอคแตนซ์รั่วซึมต่ำควรระวังเมื่อนำไปใช้กับแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์เพราะจะทำให้กระแสฮาร์มอนิกมีค่าสูงเกินอาจทำให้มอเตอร์มีความร้อนเกินได้ กระแสฮาร์มอนิกที่สเตเตอร์คำนวณได้จาก

$$I_k = V_k / Z_k \quad (2.48)$$

วงจรสมมูลโดยประมาณในรูปแบบที่ 2.11 (ข) จะยอมรับได้และ

$$Z_k = (kX_1 + X_2)$$

ดังนั้น

$$I_k = V_k / (kX_1 + X_2) \quad (2.49)$$

สำหรับฮาร์มอนิกลำดับศูนย์ $Z_k = kX_0$

$$I_k = V_k / kX_0 \quad (2.50)$$

จากสมการทำให้การคำนวณกระแสฮาร์มอนิกทำได้เร็ว เนื่องจากรูปคลื่นแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่รู้ค่า ปกติจะไม่มีฮาร์มอนิกที่ลำดับศูนย์และไม่มี ฮาร์มอนิกคู่ ดังนั้นค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็น

$$\begin{aligned}
 I_{har} &= [I_s^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots]^{1/2} \\
 &= \left[\sum_{k=1}^{\alpha} I_k^2 \right]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสเดเตอร์ทั้งหมดรวมทั้งกระแสองค์ประกอบมูลฐานจะเป็น

$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= [I_1^2 + I_s^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots]^{1/2} \\
 &= [I_1^2 + I_{har}^2]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

2.6 การสูญเสียที่มอเตอร์เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์

แรงดันพีคดับลิแอมที่เหมาะสมจะช่วยลดการสูญเสียที่ตัวมอเตอร์ เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ได้ แต่เลือกวิธีมอดูเลตโดยไม่ระวัง จะทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นซึ่งการสูญเสียที่มอเตอร์มีดังนี้

2.6.1 การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

กระแสฮาร์มอนิกส์ที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์จะทำให้การสูญเสีย I^2R เพิ่มขึ้น เมื่อไม่คิดสกินเอฟเฟค การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ เมื่อป้อนแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ จะเป็นสัดส่วนกับค่ายกกำลังสองของกระแสอาร์เอ็มเอสการสูญเสียที่ขดลวดที่สเตเตอร์โดยรวมมีค่าดังนี้

$$P_1 = m I_{rms}^2 R_1 \tag{2.53}$$

แทนค่า I_{rms} จากสมการที่ 2.52 จะได้

$$P_1 = m (I_1^2 + I_{rms}^2) R_1 \tag{2.54}$$

เมื่อเทอมที่สองแทนการสูญเสียที่ขดลวดเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ จากการทดลองพบว่าการเกิดขึ้นของกระแสฮาร์มอนิกส์จะมีผลให้เทอมขององค์ประกอบมูลฐานเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสสร้างสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ผลดังกล่าวจะทำให้มีการอิมิตัวของทางเดินของฟลักซ์รั่วซึม ของกระแสฮาร์มอนิกส์ในขณะนั้นมีค่าเพิ่มขึ้น

2.6.2 การสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

สมมติฐานที่ว่า ค่าความต้านทานคงที่ที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ใดๆ นั้นเป็นเหตุผลที่ยอมรับได้

สำหรับขดลวดสเตเตอร์ของเครื่องกลแบบลวดพัน (Wire-Wound Machine) สำหรับมอเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟลต์ขนาดใหญ่แล้วความต้านทานจะเพิ่มขึ้นพร้อมกับความถี่ ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่าง ขนาด และการวางตำแหน่งตัวนำในสล็อตของสเตเตอร์ อย่างไรก็ตามสกินเอฟเฟคจะมีผลอย่างมากต่อโรเตอร์แบบกรงกระรอก ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานเพิ่มขึ้นอย่างมากตามความถี่ของฮาร์โมนิกส์

เนื่องจากความต้านทานของโรเตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ของฮาร์โมนิกส์ ซึ่งการสูญเสียที่ลวดทองแดงของโรเตอร์ จะคำนวณแยกกันในแต่ละฮาร์โมนิกส์ โดยทั่วไปที่ฮาร์โมนิกส์ที่ k^{th} การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของโรเตอร์จะมีค่าเป็น

$$P_{2k} = m_1 (I_{2k}^2) R_{2k} \quad (2.55)$$

ผลของสกินเอฟเฟคจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึมของโรเตอร์ลดลงอย่างเห็นได้ชัด ค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึมโดยรวมของมอเตอร์ที่ความถี่สูง โดยปกติจะมีค่าประมาณ 80 หรือ 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าตามพิกัดความถี่ จากการที่ฮาร์โมนิกส์ทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดทองแดงนั้นโดยรวมแล้วจะหาได้ยาก ซึ่งผลรวมของการสูญเสียที่เกิดจากแต่ละฮาร์โมนิกส์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไป การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงที่โรเตอร์ที่เพิ่มขึ้นมา เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้ลดประสิทธิภาพลงเมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์

2.6.3 การสูญเสียที่แกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์

การสูญเสียที่แกนเหล็กในเครื่องกลไฟฟ้า จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่ป้อนมาในแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสเช่นเดียวกัน ดังที่ได้อธิบายเกี่ยวกับรูปคลื่นแม่เหล็กของโทมฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นในช่องอากาศจากแต่ละกระแสฮาร์โมนิกส์ในสเตเตอร์ ซึ่งรูปคลื่นแม่เหล็กของโทมฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ จะหมุนตามหรือสวนทาง ที่ความเร็วเป็นจำนวนเท่าของความเร็วองค์ประกอบมูลฐาน อย่างไรก็ตามผลของฟลักซ์ที่ช่องอากาศซึ่งเกิดจากโทมฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยสามารถกำจัดการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียที่แกนเหล็กได้

การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศ อันเนื่องจากสเปซฮาร์โมนิกส์ก็กำจัดได้เช่นกันแต่ฟลักซ์รั่วซึมที่ปลายตัวนำ (End-leakage flux) และฟลักซ์รั่วซึมจากการวางตัวนำเอียง (Skew-leakage flux) ซึ่งปกติจะทำให้เกิดการสูญเสียสเตรย์โหลด (Stray load) อาจทำให้เกิดการสูญเสียที่แกนเหล็กโดยเห็นผลได้จากความถี่ฮาร์โมนิกส์ ด้วยเหตุผลต่างๆ เหล่านี้จึงต้องนำไปพิจารณาร่วมกับมอเตอร์ที่ทำงานด้วยแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ การสูญเสียจากฟลักซ์รั่วซึมที่ปลายตัวนำ เป็นการสูญเสียแบบกระแสไหลวน (Eddy current) ในแผ่นลามิเนต (laminated)

เนื่องจาก ฟลักซ์ร่วมที่ด้านปลายขดลวดซึ่งอยู่ในแผ่นลามิเนตในทิศทางตั้งฉาก ผลของการร่วมที่ปลายจะปรากฏในทั้งขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์

2.7 ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิด

รูปคลื่น mmf ของโหม้ฮาร์มอนิกส์ในช่องอากาศ เป็นผลให้ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดเพิ่มขึ้นในโรเตอร์ แรงบิดนี้แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดในสภาวะหยุดนิ่ง และระลอกฮาร์มอนิกส์ของแรงบิด

2.7.1 ฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดในสภาวะหยุดนิ่ง

แรงบิดคงที่หรือแรงบิดสภาวะหยุดนิ่ง จะถูกสร้างขึ้นมาโดยปฏิกิริยาของฮาร์มอนิกส์ของ mmf ที่โรเตอร์หรือกระแสที่ลำดับเดียวกัน อย่างไรก็ตามฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดในสภาวะหยุดนิ่งเหล่านี้จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพิกัดแรงบิด สามารถกำจัดผลที่มีต่อการทำงานของมอเตอร์ได้ ซึ่งจะตรวจสอบได้โดยการคำนวณแรงบิด โดยใช้วงจรมูลฐานของฮาร์มอนิกส์เข้าช่วยแรงบิดขององค์ประกอบมูลฐาน จะคำนวณได้ดังนี้

$$T_1 = (1/2\pi f_1)(I_2^2)R_2 / S_1 \quad (2.56)$$

ในทำนองเดียวกันฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดลำดับที่ k^{th} , T_k สามารถคำนวณได้จากวงจรมูลฐานของรูปที่ 2.10 (ข)

$$T_1 = \pm(1/2\pi f_1)(I_{2k}^2)R_{2k} / S_k \quad (2.57)$$

เมื่อแรงบิดตาม (Forward torque) เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ลำดับบวกแทนด้วยบวก และแรงบิดสวนกลับ (Reward torque) เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ที่ลำดับลบ แทนด้วยเครื่องหมายลบ

สลิปขององค์ประกอบมูลฐาน มีค่าน้อยที่การทำงานเต็มพิกัดปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังนั้นสมการที่ 2.51 สำหรับสลิปของฮาร์มอนิกส์จะได้

$$S_k = (k \pm 1) / k \quad (2.58)$$

แทนในสมการที่ 2.57

$$T_1 = \pm(1/2\pi f_1)Pm_1(I_{2k})^2 R_{2k} / (k \pm 1) \quad (2.59)$$

เมื่อรวมผลฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดจากแหล่งจ่ายทั้งหมดเข้าด้วยกันแล้ว ผลของฮาร์มอนิกส์ของแรงบิดภาวะหยุดนิ่งลำดับที่ 5 และลำดับที่ 7 จะมีทิศทางตรงกันข้ามกัน จึงทำให้แรงบิดลัพธ์มีขนาดเล็ก และมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงบิดของมอเตอร์จากองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 11 และลำดับ 13 จะมีลักษณะทำนองเดียวกัน จึงทำให้ผลโดยรวมของฮาร์มอนิกส์จากแหล่งจ่ายสามารถกำจัดได้

2.7.2 ระลอกฮาร์มอนิกส์ของแรงบิด

องค์ประกอบการกระเพื่อมของแรงบิดเกิดจากปฏิกิริยาของฮาร์มอนิกส์จาก mmf ที่โรเตอร์กับฮาร์มอนิกส์จากการหมุนของฟลักซ์ที่ต่างลำดับกัน แสดงให้เห็นว่าฮาร์มอนิกส์จาก ฟลักซ์ที่ช่องอากาศนั้นมีค่าน้อย และการกระเพื่อมของแรงบิดที่เด่นชัดเกิดจากการกระทำร่วมกันระหว่างฮาร์มอนิกส์จากกระแสโรเตอร์ หรือ mmf และการหมุนของฟลักซ์ขององค์ประกอบมูลฐาน ตัวอย่างเช่น ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 จากกระแสโรเตอร์ทำให้เกิดระบบที่มีลำดับเป็นลบและสร้างรูปคลื่น mmf องค์ประกอบมูลฐานที่หมุนเป็น 5 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัสขององค์ประกอบมูลฐาน ในทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กขององค์ประกอบมูลฐานกระแสโรเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นมาโดยสนามแม่เหล็กจากโหมฮาร์มอนิกส์นี้ต้านกับสนามแม่เหล็กหมุนขององค์ประกอบมูลฐาน ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดเป็น 6 เท่า ของความถี่องค์ประกอบมูลฐานเพราะความเร็วรอบสัมพันธ์ รูปคลื่น mmf ของโรเตอร์และองค์ประกอบมูลฐานของสนามแม่เหล็กที่ช่องอากาศจะเป็น 6 เท่า ของความเร็วเชิงโคโรนัส

ฮาร์มอนิกส์ที่ 7 ของกระแสโรเตอร์จะสร้างระลอกแรงบิดเป็น 6 เท่าของความถี่องค์ประกอบมูลฐานเช่นกัน แต่ฮาร์มอนิกส์ที่ 7 มีลำดับเฟสเป็นบวก ดังนั้นจึงสร้างสนามแม่เหล็กของโหมฮาร์มอนิกส์หมุนเป็น 7 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัสในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กขององค์ประกอบมูลฐาน ความเร็วสัมพันธ์ของสนามแม่เหล็กที่ช่องอากาศและฮาร์มอนิกส์ที่โรเตอร์จะเป็น 6 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัสและระลอกของแรงบิดทั้งสองที่เป็น 6 เท่าของความถี่องค์ประกอบมูลฐานจะรวมกันสร้างการกระเพื่อมขึ้นในแรงบิดที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic torque) ที่สร้างขึ้นโดยมอเตอร์ ทำนองเดียวกันฮาร์มอนิกส์ที่ 11 และ 13 จะสร้างฮาร์มอนิกส์ที่ 12 ของระลอกแรงบิด

ระลอกแรงบิดจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ แต่จะทำให้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์แปรไประหว่างการหมุนที่ความเร็วรอบต่ำมาก การหมุนของมอเตอร์จะเป็นแบบติดขัด หรือเป็นขั้นๆ และการทำงานในย่านความเร็วรอบต่ำจะทำให้รูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีคุณภาพดีขึ้นโดยกำจัดฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำออกไปแรงบิดองค์ประกอบมูลฐานสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T = K\phi_1 I_2 \cos \delta_2$$

ในรูปแบบต่อหน่วยสมการของแรงบิดองค์ประกอบมูลฐานจะได้

$$T = \phi_1 I_2 \cos \delta_2$$

ในการทำงานเดียวกันรูปแบบต่อหน่วยของสมการที่ 2.13 จะได้

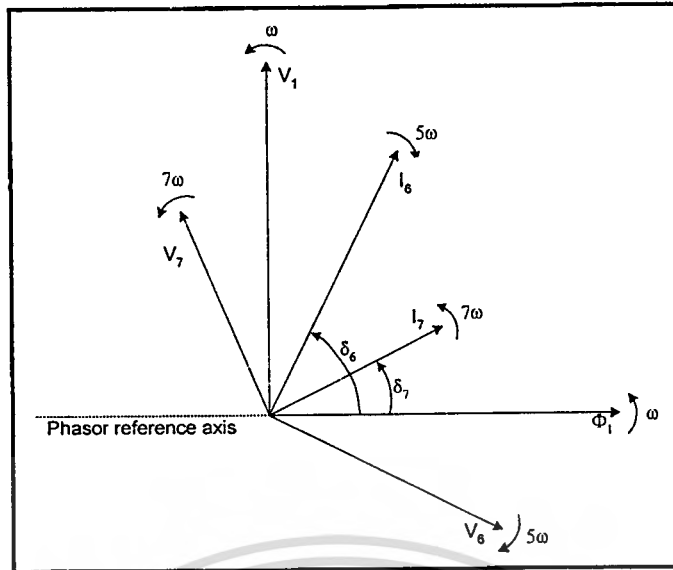
$$T = \phi_1 I_2 \sin \delta_2$$

$$T = \phi_1 I_1 \sin \delta_1$$

แรงบิดมอเตอร์ที่เป็นบวกจะเกิดขึ้นเมื่อกระแส I_1 และ I_2 นำหน้าฟลักซ์ ϕ_1 เป็นมุมแรงบิด δ_1 และ δ_2 ตามลำดับ สมการนี้สามารถนำไปใช้คำนวณหาแอมพลิจูดของระลอกแรงบิดได้ เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 จะเขียนได้ดังในรูปที่ 2.12 โดยกำหนดให้ ϕ_1 วางอยู่ในแกนอ้างอิงของเฟสเซอร์

สมมติว่า แรงดันองค์ประกอบมูลฐาน V_1 มีเฟสตรงกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_1 ที่สเตเตอร์แล้วฟลักซ์ ϕ_1 จะล่าหลัง V_1 ไป 90 องศา เมื่อไม่คิดค่าความต้านทานของเครื่องกลที่ความถี่ฮาร์มอนิก และไม่คิดฮาร์มอนิกจากกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก เนื่องจากวงจรสมมูลของฮาร์มอนิกเป็นรีแอกติฟล้วน กระแสฮาร์มอนิกที่สเตเตอร์จะล่าหลังแรงดันที่ฮาร์มอนิกเดียวกันเป็นมุม 90 องศา

จากรูปที่ 2.12 กระแสฮาร์มอนิก หรือ mmf, I_s จะนำหน้าฟลักซ์องค์ประกอบมูลฐาน ϕ_1 เป็นมุมแรงบิด δ_s โดยเปรียบเทียบกับเฟสเซอร์ไดอะแกรมขององค์ประกอบมูลฐานคลื่นเหล่านี้ จะกระทำกันเพื่อผลิตแรงบิดมอเตอร์ค่าบวกจะได้ค่าดังนี้



รูปที่ 2.12 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่รวมเอาองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์มอนิกส์ที่ 5 และ 7 เข้าด้วยกัน

$$T = \phi_1 I_s \sin \delta_s$$

เมื่อปริมาณทั้งหมดอยู่ในแบบต่อหน่วย

อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากเวลา t มุม δ_s จะลดลงด้วยอัตรา 60 มุม δ_s ในช่วงเริ่มต้นจะได้สมการเป็น $(\delta_s - 6\omega t)$ ดังนี้

$$T = \phi_1 I_5 \sin(\delta_s - 6\omega t) \quad (2.60)$$

ในทำนองเดียวกันกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ 7 และ I_7 จะนำหน้าฟลักซ์ของค้ประกอบพื้นฐาน ϕ_1 ด้วยมุมแรงบิด δ_7 ซึ่งจะเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา ดังนั้นจึงมีองค์ประกอบแรงบิดที่เป็นบวกเพิ่มขึ้น

$$T = \phi_1 I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t) \quad (2.61)$$

จะเห็นได้ว่า แต่ละองค์ประกอบแรงบิดจะมีระลอกด้วยความถี่เชิงมุม และฮาร์มอนิกส์ที่ 6 ทั้งหมดของระลอกแรงบิดจะคำนวณได้โดยการรวมเข้าด้วยกัน ดังนั้น

$$\begin{aligned} T &= \phi_1 [I_5 \sin(\delta_s - 6\omega t) + I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t)] \\ &= \phi_1 [I_5 \sin \delta_s + I_7 \sin \delta_7] \cos(6\omega t) - (I_5 \sin \delta_s - I_7 \sin \delta_7) \sin(6\omega t) \end{aligned} \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์อาจเขียนในรูป

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 - \delta_7)]^{1/2} \cos(6\omega t + \beta) \quad (2.63)$$

เมื่อ

$$\tan \beta = (I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7) / (I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7)$$

ฮาร์มอนิกที่ 6 ขององค์ประกอบแรงบิดที่เพิ่มขึ้นมาเกิดจากการรบกวนกันของฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 ของฟลักซ์ที่ช่องอากาศกับองค์ประกอบมูลฐานของ mmf ที่โรเตอร์ปกติจะมีค่าน้อยมาก แอมพลิจูดของระลอกแรงบิดฮาร์มอนิกที่ 6 จะคำนวณได้จากสมการ 2.63 คือ

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 + \delta_7)]^{1/2} \quad (2.64)$$

จากการวิเคราะห์ในทำนองเดียวกันนี้ จะได้แอมพลิจูดต่อหน่วยของแรงบิดฮาร์มอนิกที่ 12 เนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกที่ 11 และ 13 เป็น

$$T_{12} = \phi_1 [I_{11}^2 + I_{13}^2 - 2I_{11} I_{13} \cos(\delta_{11} + \delta_{13})]^{1/2} \quad (2.65)$$

โดยทั่วไปแล้ว กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ $k = (6n-1)$ และ $(6n+1)$ เมื่อ n เป็นจำนวนเต็มจะทำให้เกิดระลอกแรงบิดที่มีลำดับ $6n$ ด้วยแอมพลิจูดเป็นค่าต่อหน่วยดังนี้

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 - 2I_{6n-1} I_{6n+1} \cos(\delta_{6n-1} + \delta_{6n+1})]^{1/2} \quad (2.66)$$

2.8 การทำงานโดยใช้ V/F ที่ชั่วมีค่าคงที่

สมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในสภาวะหยุดนิ่งจะวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลองค์ประกอบมูลฐานในรูปที่ 2.1 สำหรับการทำงานที่รูปคลื่นไซน์ปกติ โดยทั่วไปจะไม่คิดสกินแอฟเฟค ดังนั้นความต้านทานจึงเป็นอิสระกับความถี่ ในขณะที่ค่ารีแอคแตนซ์จะมีค่าแปรอย่างเป็นสัดส่วนกับความถี่ ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่คิดค่าการสูญเสียที่แกนเหล็ก ดังนั้นส่วนของวงจรมแม่เหล็กจึงประกอบด้วยรีแอคแตนซ์จากการสร้างสนามแม่เหล็ก (X_m) อย่างเดียว การหมุนของรูปคลื่นฟลักซ์ในช่องอากาศจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดสเตเตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้จะน้อยกว่าแรงดันที่ป้อนให้มอเตอร์ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึม $(R_s + jX_s)_1$ เนื่องจากคลื่นของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของสเปซฮาร์มอนิก

ไม่นำมาคิด การหมุนของฟลักซ์จึงมีการกระจายเป็นรูปคลื่นไซน์ ฟลักซ์ในขดลวดสเตเตอร์แต่ละขด มีการแปรผันตามเวลาในลักษณะไซน์ ถ้า ϕ ใช้แทนองค์ประกอบมูลฐานของฟลักซ์ต่อขั้วสนามแม่เหล็กหมุน ฟลักซ์ชั่วขณะที่ขดลวดพันแบบเต็มระยะ (Full span) จะได้ว่า

$$\phi = \phi_1 \sin \omega_1 t \quad (2.67)$$

เมื่อ $\omega_1 = 2\pi f_1$ เป็นความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายแรงดัน ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อรอบ จะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} e &= d\phi / dt \\ &= \omega_1 \phi_1 \cos \omega_1 t \end{aligned} \quad (2.68)$$

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{\omega_1 \phi_1 K_w N_1}{2} \\ &= 4.44 K_w f_1 N_1 \phi_1 \end{aligned} \quad (2.69)$$

ถ้า K_w มีค่าเป็น 1 สมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงทั่วไปก็สามารถนำมาใช้ได้ สำหรับมอเตอร์หรือหม้อแปลง ϕ_1 จะเป็นสัดส่วนกับ E_1 / ω_1 หรือ E_1 / f_1

เพื่อให้การนำไปใช้งานมีประสิทธิภาพ ฟลักซ์ที่ของอากาศของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องรักษาให้มีค่าคงที่ทุกความถี่ และจะมีค่าคงที่เมื่ออัตราส่วน E_1 / f_1 มีค่าคงที่ แต่ถ้าหากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึมที่สเตเตอร์มีค่าน้อยแล้ว V_1 และ E_1 จะมีค่าประมาณเท่ากัน ด้วยเหตุนี้ฟลักซ์ที่ของอากาศจะมีค่าเกือบคงที่เมื่ออัตราส่วน V_1 / f_1 มีค่าคงที่ นี่เป็นวิธีการทำงานในโหมดแรงดันต่อความถี่ที่มีขั้วมีค่าคงที่ ซึ่งปกติจะใช้ในระบบลูปเปิด ข้อเสียก็คือสมรรถนะของมอเตอร์จะต่ำลงที่ความถี่ต่ำ เมื่อฟลักซ์ที่ของอากาศลดลงเนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึม

2.8.1 คุณลักษณะแรงบิด

จากวงจรสมมูลของรูปที่ 2.1 จะเขียนสมการเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$V_1 = (R_j + jx)I_1 + \left[\frac{R_2}{S + jX_2} \right] I_2 \quad (2.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$jX_m(I_1 - I_2) = \left[\frac{R_2}{S + jX_2} \right] I_2 \quad (2.71)$$

สมการที่ 2.7 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ

$$T = \frac{(1/\omega_1) P m_1 I_2^2 R_2}{S} \quad (2.72)$$

จากนิยาม

$$S = (1/\omega_1)(\omega_1 - \omega_m) \quad (2.73)$$

เมื่อ ω_1 และ ω_n กำหนดให้มีหน่วยเดียวกันเป็นเรเดียน/วินาที โดย $\omega_1 = 2\pi f_1$ เป็นความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่าย

ถ้า f_2 เป็นความถี่ที่โรเตอร์ ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับความถี่ที่สเตเตอร์ f_1 แล้ว

$$\begin{aligned} S &= f_2 / f_1 \\ &= \omega_2 / \omega_1 \end{aligned} \quad (2.74)$$

เมื่อ $\omega_2 = 2\pi f_2$

ผลต่างความเร็วที่เรียกว่า ความเร็วรอบสลิป จากสมการที่ 2.73 และ 2.74 จะได้

$$\begin{aligned} \omega_1 - \omega_m &= \omega_2 \\ &= S\omega_1 \end{aligned} \quad (2.75)$$

ดังนั้นความเร็วรอบสลิปเป็นเรเดียนไฟฟ้าต่อวินาที จึงเท่ากับความถี่เชิงมุมของโรเตอร์ ω_2

จากสมการที่ 2.71, 2.72, 2.73 และ 2.74 แรงบิดของมอเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของแรงดัน V_1 และความถี่เชิงมุม ω_1 และ ω_2 ดังนี้

$$T = \frac{P m_1 [V_1 / \omega_1]^2 \omega_2 X_m^2}{\{R_2 [A^2 + B^2]\}} \quad (2.76)$$

เมื่อ

$$A = R_1 - (\omega_2 / \omega_1)(X_{11} X_{22} - X_m^2)$$

$$B = X_{11} + (X_{11} + \omega_2 R_1 X_{22} / \omega_1 R_2)$$

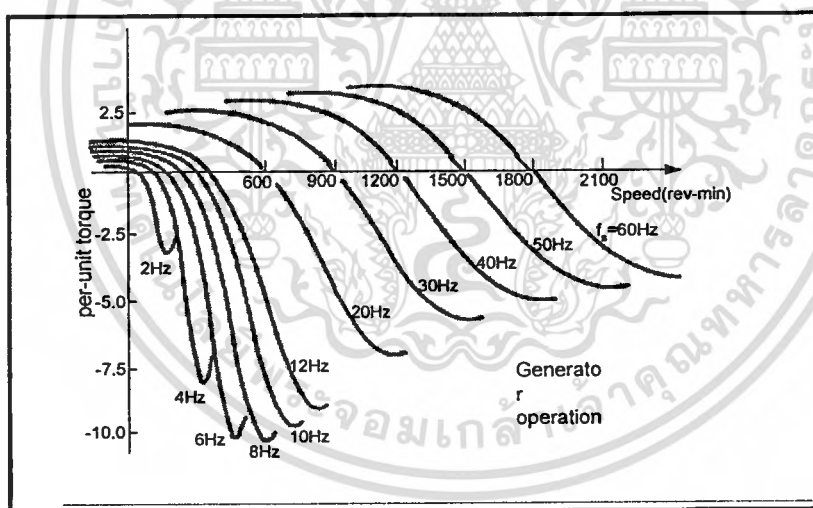
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_{11} = X_1 + X_m$$

$$X_{22} = X_2 + X_m$$

ในรูปที่ 2.13 แสดงถึงคุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความถี่ได้ จะพบความถี่ที่ต่ำกว่า 10 Hz นั้น แรงบิดสูงสุดจะลดลงอย่างมากทั้งนี้เนื่องจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศลดลง ซึ่งเป็นผลจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รีวซ์มีค่าสูงเมื่อเทียบกับแรงดันองค์ประกอบมูลฐานซึ่งไม่สามารถกำจัดได้

ในช่วงที่เป็นเครื่องกำเนิดแบบเหนี่ยวนำ ตัวเครื่องกลจะทำงานโดยให้กำลังงานไหลย้อนกลับ และมีแรงดันย้อนกลับตกคร่อมที่สเตเตอร์ เป็นผลให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_1 มีค่าสูงขึ้นและฟลักซ์ที่ช่องอากาศก็มีค่าสูงขึ้นเช่นกัน ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดแรงบิดของเครื่องกำเนิดอย่างมาก อย่างไรก็ตามคุณสมบัติในรูปที่ 2.13 ใช้หลักการของวงจรสมมูลเชิงเส้นของรูปที่ 2.1 ซึ่งไม่คิดการอิ่มตัวของแม่เหล็ก ในทางปฏิบัติผลของการอิ่มตัว จะทำให้แรงบิดการเบรคในช่วงเป็นเครื่องกำเนิด มีค่าน้อยกว่าทางทฤษฎีที่แสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความถี่ได้ด้วยการให้อัตราส่วน V/F มีค่าคงที่

ในช่วงการทำงานของมอเตอร์การอิ่มตัวจะไม่เกิดขึ้น โดยการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่นั้น มีผลทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าค่อนข้างคงที่ โดยจากรูปจะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ต่ำมอเตอร์ไม่สามารถรับโหลดได้ตามพิกัดที่ต้องการ เนื่องจากฟลักซ์ของช่องอากาศในมอเตอร์ไม่คงที่ ซึ่งเป็นผลที่ไม่น่าพอใจนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.13 แสดงคุณลักษณะของแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ทำงานในช่วงที่เสถียร จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเป็นกราฟแรงบิดและความเร็วรอบ โดยความถี่ที่เปลี่ยนไปจะเป็นตัวกำหนดความเร็วเชิงโคโรนัสใหม่ ซึ่งจะมีผลให้รับแรงบิดต่ำลงไปเรื่อยๆ และกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ก็จะเป็นไปตามทฤษฎี

จากสมการที่ 2.76 สามารถนำไปใช้คำนวณหาแรงบิดมอเตอร์ได้ แรงบิดเบรคดาว์นจะปรากฏที่ความถี่โรเตอร์เฉพาะค่าเรียกว่า ความถี่เบรคดาว์น โรเตอร์

โดยการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 2.76 เทียบกับ ω_2 และให้มีค่าศูนย์ ความถี่เบรคดาว์นโรเตอร์จะเป็น

$$\omega_{2b} = \pm \omega_1 R_2 [(R_1^2 + X_{11}^2) / \{(X_{11} X_{22} - X_m^2)^2 + R_1^2 X_{22}^2\}]^{1/2} \quad (2.77)$$

เครื่องหมายบวกและลบใช้แทนการทำงานเมื่อทำงานเป็นมอเตอร์ และเครื่องกำเนิดตามลำดับ ถ้า X_m มีค่ามากกว่า X_2 และ X_2 มากแล้วสมการที่ 2.27 จะลดลงเป็น

$$\omega = \pm \omega_1 R_2 / [(R_1^2 + (X_1 + X_2)^2)]^{1/2} \quad (2.78)$$

แรงบิดเบรคดาว์นสามารถคำนวณได้ด้วยการแทนค่า Q_{2b} แทน Q_2 ในสมการที่ 2.76 แรงบิดเริ่ม สตาร์ทได้โดยให้ ω_1 เท่ากับ ω_{2b} ในสมการที่ 2.77

2.9 การทำงานเมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศคงที่

เพื่อให้แรงบิดมีค่าสูงตลอดค่าความเร็ว ฟลักซ์ที่ช่องอากาศควรให้มีค่าคงที่ และไม่ควรให้ลดลงที่ค่าความถี่ต่ำ ค่าคงที่ทำได้ถ้าหาก emf ที่ช่องอากาศ E_1 ไม่ใช่แรงดันที่ขั้ว V_1 นั้นได้รับการปรับอย่างเป็นเชิงเส้นกับความถี่

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1 ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะเป็นสัดส่วนกับ E_1 / ω_1 ดังนั้นจึงเป็นสัดส่วนกับผลคูณ $L_m I_m$ จากสมการ 2.79 ถ้า L_m มีค่าคงที่ และไม่มีผลจากการอิ่มตัว ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะเป็นสัดส่วนกับ I_m ฟลักซ์ที่ช่องอากาศที่คงที่ ต้องการกระแสสร้างสนามแม่เหล็กคงที่ตลอดช่วงความเร็วและโหลด ในทางปฏิบัติ I_m อาจจะมีค่าคงที่ที่พิกัดตามลักษณะของการทำงานที่โหลดเต็มที่พิกัดที่พิกัดแรงดันและความถี่ นอกจากนี้ I_m อาจมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อยตามลักษณะการทำงานขณะไม่มีโหลดที่พิกัดแรงดันและความถี่

$$E_1 = jX_m I_m$$

$$= j\omega_1 L_m I_m \quad (2.79)$$

นอกจากนี้วงจรสมมูลของรูปที่ 2.1 กระแสโรเตอร์ I_m จะคำนวณได้จากสมการ

$$I_2 = E_1 / [R_2 / S]^2 + X_2^2]^{1/2} \quad (2.80)$$

$$I_2 = [E_1 / \omega_1] \omega_2 / [(R_2)^2 + (\omega_2 L_2)^2]^{1/2} \quad (2.81)$$

ถ้าฟลักซ์ช่องอากาศมีค่าคงที่ แล้ว E_1 / ω_1 มีค่าคงที่ และกระแสโรเตอร์ I_2 จะเป็นฟังก์ชันของความถี่โรเตอร์ ω_2 เท่านั้น และเป็นอิสระจากความถี่แหล่งจ่าย ω_1

2.9.1 คุณลักษณะของแรงบิด

สมการที่ 2.81 สามารถแทนในสมการที่ 2.61 เพื่อให้ได้สมการแรงบิดดังนี้

$$T = Pm_1 [E_1 / \omega_1]^2 [\omega_2 R_2 / (R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2)] \quad (2.82)$$

ในรูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติแรงบิด-ความเร็วรอบ สำหรับการงานที่ปรับความถี่ได้ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งฟลักซ์ในช่องอากาศมีการรักษาให้คงที่ ที่ค่าเดียวกับการทำงานขณะไม่มีโหลดที่พิกัดแรงดันและความถี่ จะเห็นว่า แรงบิดเบรคดาวน์เป็นค่าเดียวกับความถี่ที่แหล่งจ่าย ทุกๆค่า และมอเตอร์จะมีความสามารถให้แรงบิดเต็มช่วงความเร็ว จึงไม่เกิดปัญหาสมรรถนะตกที่ความถี่ต่ำ ทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 2.82 เทียบกับ ω_1 และให้สมการมีค่าเท่ากับศูนย์จะได้ความถี่เบรคดาวน์ที่โรเตอร์เป็น

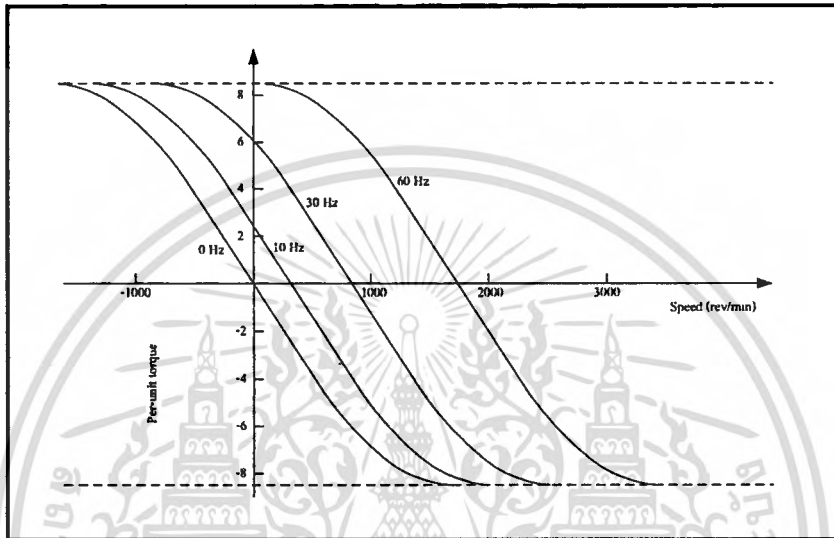
$$\omega_{2b} = \pm R_2 / L_2 \quad (2.83)$$

นำไปแทนในสมการที่ 2.82 จะได้แรงบิดเบรคดาวน์เป็น

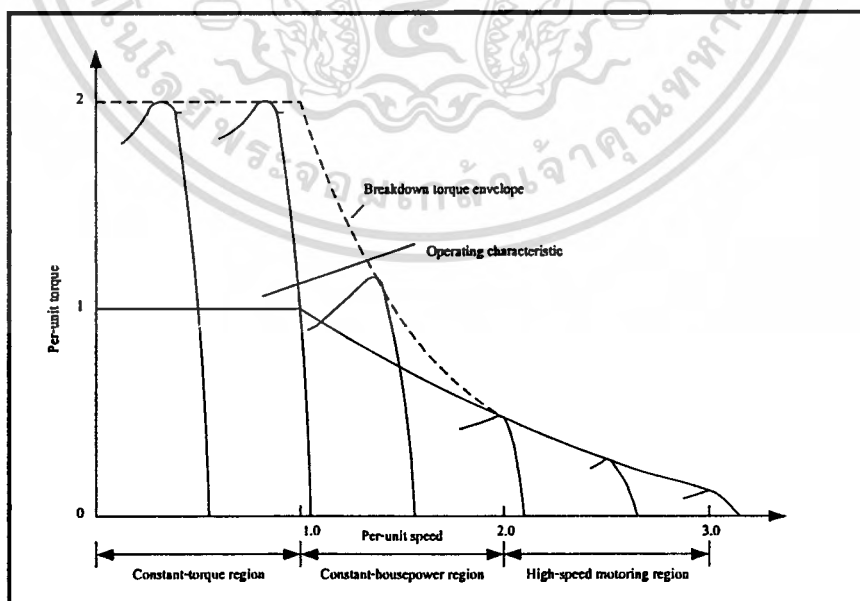
$$T_b = \mp Pm_1 [E_1 / \omega_1]^2 (1/2L_2)^2 \quad (2.84)$$

2.10 การทำงานโดยให้แรงดันมีค่าคงที่

การทำงานของมอเตอร์ในย่านแรงบิดคงที่ จะต้องแปรค่าแรงดันไฟพร้อมกับความถี่เพื่อควบคุมฟลักซ์ให้มีค่าคงที่ ย่านการควบคุมนี้สิ้นสุดที่แรงดันและความถี่ที่มีค่าตามพิกัด อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์ก็สามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ความถี่สูงกว่าได้ วิธีนี้จะทำให้มอเตอร์มีความเร็วรอบสูงขึ้นกว่าความเร็วมาตรฐาน แต่ต้องลดแรงบิดที่มอเตอร์ลงด้วยอัตราส่วน V/F การทำงานในย่านนี้เรียกว่า ย่านกำลังงานคงที่



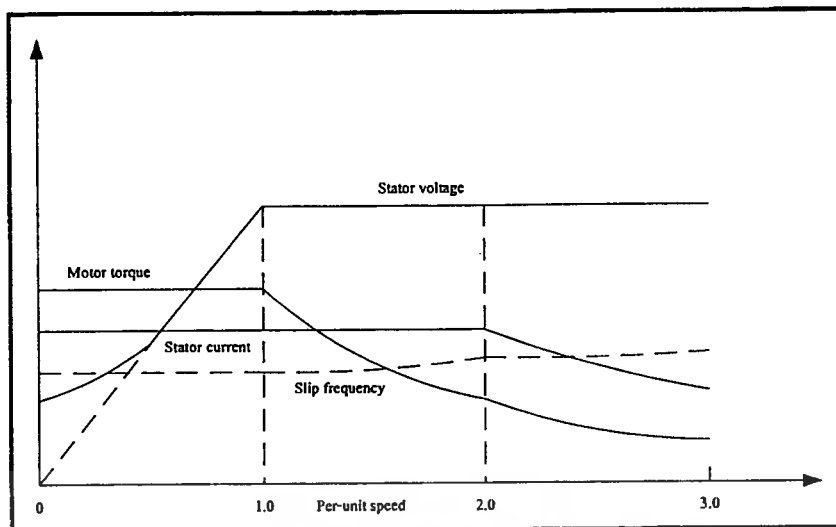
รูปที่ 2.14 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบสำหรับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความถี่ได้ โดยการควบคุมให้ฟลักซ์มีค่าคงที่



รูปที่ 2.15 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว ที่มีการปรับแรงดันและปรับ

ความถี่ของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.11 ประเภทของอินเวอร์เตอร์

เราสามารถแบ่งประเภทใหญ่ ๆ ของอินเวอร์เตอร์ได้ คือ

2.11.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI)

เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกระแสได้คงที่โดยไม่ขึ้นกับโหลด แรงดันกระแสตรงที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์นั้น สามารถเปลี่ยนแปลงได้และนำมาผ่านตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแส โดยแปรผันตามแรงดันที่เปลี่ยนแปลงของคอนเวอร์เตอร์เหมาะกับโหลดมอเตอร์ที่ต้องการกำลังสูง ซึ่งในที่นี้จะไม่กล่าวถึง

2.11.2 อินเวอร์เตอร์ที่ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI)

เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตค่อนข้างคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะโหลด เนื่องจากมีตัวเก็บประจุที่มีค่าสูง อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ถูกกำหนดคุณสมบัติด้วยขนาดของแรงดันกระแสตรงที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ การควบคุมจะยึดหลักอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ซึ่งส่วนประกอบที่สำคัญคือ วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส (Controlled Rectifier) วงจรกรอง (filter) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งเทคนิคการควบคุมแรงดันสามารถแบ่งได้เป็น 3 แบบคือ

1. การเปลี่ยนค่าแรงดันกระแสตรงที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ (Control of Voltage Supplies To Inverter) สำหรับเทคนิคการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันกระแสตรงก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์ อาจทำได้โดยการใช้วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟสสำหรับแหล่งจ่ายไฟที่เป็นกระแสสลับเฟสเดียวหรือสามเฟส แต่ถ้าแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสตรงก็อาจใช้ดีซีชิอปเปอร์ (DC Chopper)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การเปลี่ยนค่าแรงดันกระแสสลับที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ (Control of Voltage Delivers From Inverter) ส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ สามารถทำได้โดยการต่อหม้อแปลงชนิดปรับแก้ได้ไว้ที่เอาต์พุตหรือบางครั้งใช้อินเวอร์เตอร์หลายชุดต่อเข้ากับอินพุตของหม้อแปลง

3. การเปลี่ยนค่าแรงดันกระแสสลับที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคของการทำสวิตช์ภายในอินเวอร์เตอร์ (Control of Voltage Within Inverter) ส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดันกระแสสลับ โดยเทคนิคการสวิตช์ภายในอินเวอร์เตอร์สามารถทำได้หลายวิธีเช่น การควบคุมความกว้างของพัลส์เป็นต้น

สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้แบบ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และใช้หลักการของพีดีบีลิวเอ็ม การควบคุมแบบนี้สามารถช่วยลดฮาร์โมนิกส์ได้ (Harmonic) ลงได้มากกว่า ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบันนี้ [8]

2:12 การมอดดูเลชันความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulate : PWM)

ในปัจจุบันการพัฒนาและการใช้งานทางด้านระบบขับเคลื่อนแบบไฟฟ้าสลับ ได้เข้ามามีบทบาทมากขึ้นในวงการอุตสาหกรรมหรือในอุปกรณ์เครื่องใช้ต่าง ๆ ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิคต่าง ๆ ที่นำมาใช้ในการควบคุมระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าสลับนั้น ให้ผลในการทำงานได้ดีมีความแม่นยำและมีประสิทธิภาพค่อนข้างดี เทคนิคที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบันคือ เทคนิคของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ในการควบคุมการทำงานโดยการมอดดูเลชันความกว้างพัลส์โดยจะกล่าวรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.12.1 หลักการพื้นฐานของการมอดดูเลชันความกว้างของพัลส์

การสร้างและการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ แบบวงจรมอดดูเลชันความกว้างของพัลส์ มีจุดประสงค์เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยสามารถเปลี่ยนแปลงได้ทั้งขนาดของแรงดันและความถี่ ซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเหล่านี้มาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแล้วใช้อุปกรณ์สวิตช์กำลังในการทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ซึ่งถูกควบคุมด้วยพีดีบีลิวเอ็มอีกทีหนึ่ง สาเหตุที่ต้องการเปลี่ยนแปลงทั้งแรงดันและความถี่นั้น เนื่องจากต้องการควบคุมแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพนั่นเอง

การมอดดูเลชันความกว้างของพัลส์เป็นการนำสัญญาณพาหะ (Carrier) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (Reference) หรือ $V_{control}$ ซึ่งอาจเป็นไฟฟ้ากระแสตรง สัญญาณสามเหลี่ยม (Retangular Wave) สัญญาณไซน์ หรือ สัญญาณอื่น ๆ โดยนำสัญญาณที่เกิดจากการมอดดูเลชันไปเป็นสัญญาณสวิตช์และนำไปขับเกทของไอจีบีทีเพื่อนำกระแสมาจ่ายตามต้องการโดยสิ่งที่ต้องการคือ ให้กระแสเอาต์พุตเป็นไซน์ซึ่งสามารถควบคุมขนาดและความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.2 นิยามของ m_a และ m_f

2.12.2.1 อัตราส่วนขนาดมอดดูเลชั่น (m_a) หรือ ดัชนีการมอดดูเลต คือ อัตราส่วนระหว่างขนาดของสัญญาณอ้างอิงต่อขนาดของสัญญาณพาหะ

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_c} \quad (2.85)$$

เมื่อ V_{ref} คือ ขนาดของสัญญาณอ้างอิง

V_c คือ ขนาดของสัญญาณพาหะ

โดยปกติค่าของ m_a จะอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 เป็นช่วงที่แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำคงที่ จากความเร็วศูนย์จนถึงพิกัด แต่เมื่อใดที่ m_a มีค่ามากกว่าหนึ่งแรงบิดจะไม่คงที่เรียกว่า การโอเวอร์มอดดูเลชั่น

2.12.2.2 อัตราส่วนความถี่มอดดูเลชั่น (m_f) คือ อัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณพาหะต่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

$$m_f = \frac{f_c}{f_{ref}} \quad (2.86)$$

เมื่อ f_c = ความถี่ของสัญญาณพาหะ

f_{ref} = ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

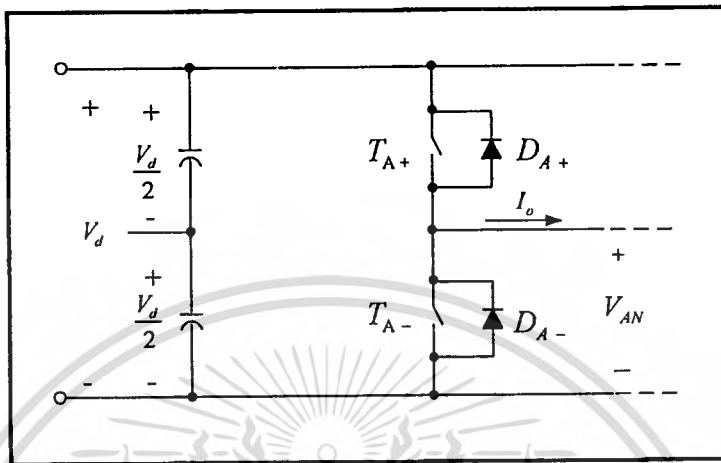
การใช้งานปกติค่า m_f นี้จะอยู่ในช่วง 9 ถึง 100 การทำงานที่ m_f ต่ำ จะเกิดปัญหาเกี่ยวกับฮาร์มอนิกส์ค่อนข้างสูง แต่การทำงานที่ m_f สูง ฮาร์มอนิกส์จะลดน้อยลงมาก

จากรูปที่ 2.17 T_{A+} และ T_{A-} จะทำงานโดยการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ เอาต์พุตที่ได้คือ

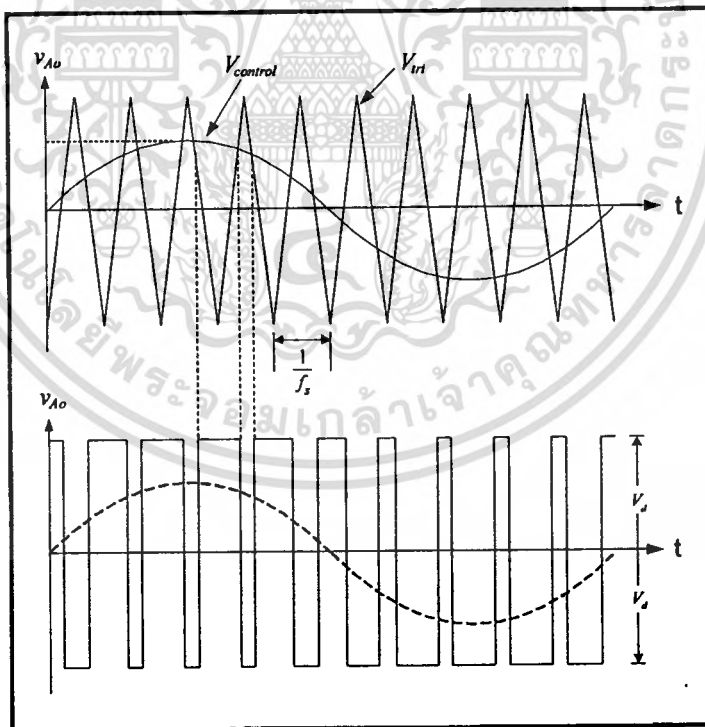
$$V_{control} > V_{tri} \quad T_{A+} \text{ ทำงาน } V_{Ao} = \frac{V_d}{2} \quad (2.87)$$

$$V_{control} < V_{tri} \quad T_{A-} \text{ ทำงาน } V_{Ao} = -\frac{V_d}{2} \quad (2.88)$$

จากรูปที่ 2.18 เห็นได้ว่า สวิตช์จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าไม่พร้อมกัน แรงดันเอาต์พุตจะอยู่ระหว่าง $V_{Ao} = V_d/2$ กับ $V_{Ao} = -V_d/2$ V_{Ao} เป็นความถี่หลักมูล (Fundamental Frequency) รูปที่ 2.19 แสดงที่ $m_f = 15$ และ $m_a = 0.8$



รูปที่ 2.17 การสวิตช์ภายในของอินเวอร์เตอร์ (Switch-Mode Inverter)



รูปที่ 2.18 การมอดดูเลชันความกว้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.3 การเลือกค่า m_f และ m_a

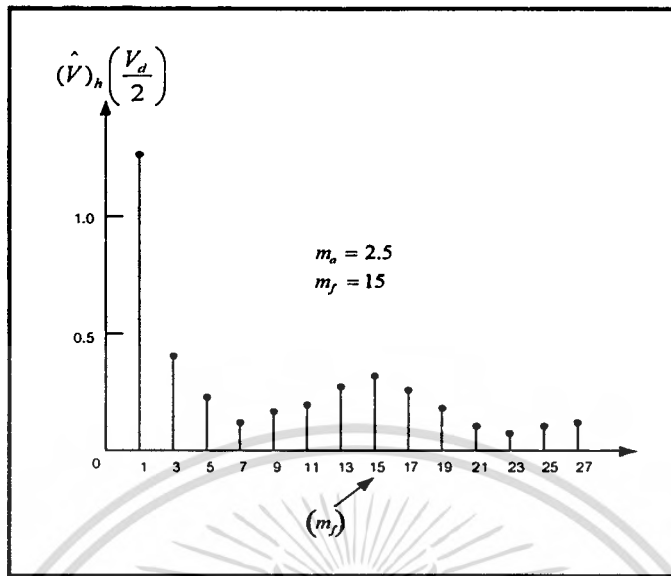
การเลือกค่าความถี่สวิตซิ่งและอัตราส่วนความถี่ที่นำมามอดดูเลชันกันนั้น ไม่มีกฎเกณฑ์ตายตัว แต่จะพยายามเลือกค่าที่ทำให้แรงดันฮาร์มอนิกส์น้อยที่สุด ซึ่งปกติแล้วแรงดันฮาร์มอนิกส์จะน้อยลงถ้าความถี่สูงขึ้น ดังนั้นเราจึงพยายามออกแบบให้ความถี่สวิตซิ่งสูงให้มากที่สุดเท่าที่ทำได้ แต่มีข้อเสียคือยิ่งความถี่สวิตซิ่งสูงมากก็ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้นตามไปด้วย ในทางปฏิบัติจึงเลือกค่าความถี่สวิตซิ่งไม่ต่ำกว่า 6 kHz แต่ไม่เกิน 20 kHz ในการใช้งานที่ 50-60 Hz เช่น การขับเอซีมอเตอร์ (ความถี่หลักที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อาจต้องสูงถึง 200Hz) ค่า m_f อาจเป็น 9 หรือน้อยกว่านั้นถ้าความถี่สวิตซิ่งน้อยกว่า 2 kHz และค่า m_f จะต้องมากกว่า 100 ถ้าความถี่สวิตซิ่งมากกว่า 20 kHz การเลือกค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณไซน์กับสัญญาณสามเหลี่ยมได้จากการเลือกค่า m_f นี้ ซึ่งไม่มีกฎเกณฑ์แน่นอนค่า $m_f = 21$ ถือเป็นค่าที่อยู่กลาง ส่วนค่า m_a ควรเลือกให้น้อยกว่า 1 เพราะถ้าค่า m_a มากกว่า 1 จะกลายเป็นโอเวอร์มอดดูเลชันไป

2.12.3.1 ค่า m_f น้อย ($m_f \leq 21$)

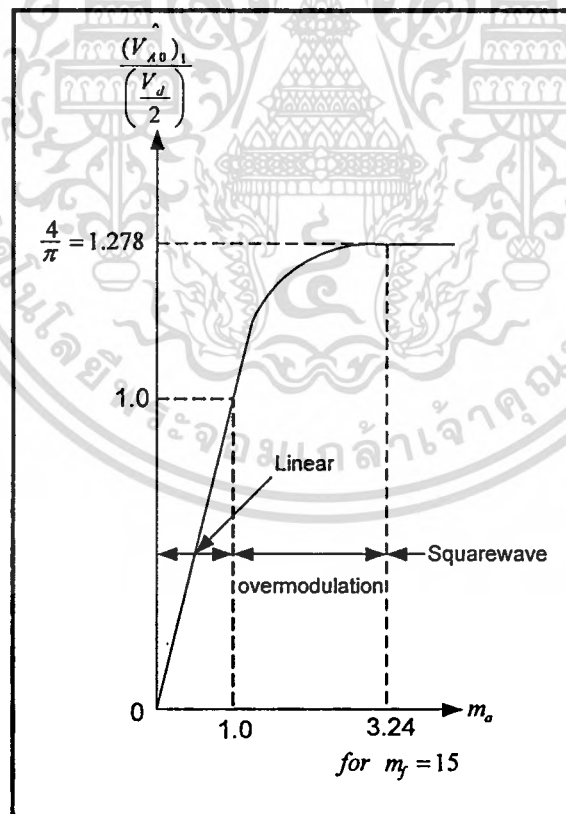
มีหลักในการสร้างสัญญาณคือ ถ้าค่า m_f ต่ำ สัญญาณระหว่างสามเหลี่ยมและสัญญาณไซน์ควรซิงโครนัสกันดังในรูปที่ 2.20 หมายถึง ค่า m_f ที่ใช้ต้องเป็นจำนวนเต็มเพื่อช่วยลดผลของฮาร์มอนิกส์ ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการนั่นคือ สัญญาณสามเหลี่ยมต้องเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณไซน์ โดยเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราส่วนที่ทำให้ค่า m_f คงที่ตลอด ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณไซน์เป็น 65.42Hz กำหนดค่า $m_f = 15$ ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเป็น $15 \cdot 65.42 = 981.3\text{Hz}$ ความชัน (Slope) ของสัญญาณไซน์กับสามเหลี่ยมต้องมีช่วงตรงข้ามกันที่จุดตัดผ่านเส้นอ้างอิง

2.12.3.2 ค่า m_f มากๆ ($m_f > 21$)

ขนาดของฮาร์มอนิกส์ของซิงโครนัส พีดับบลิวเอ็ม มีน้อยถ้าใช้ค่า m_f สูง ดังนั้นถ้าใช้ค่า m_f สูงก็สามารถใช้วิธีการมอดดูเลชันแบบอะซิงโครนัสได้คือ ให้ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมคงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่งแล้วค่อย ๆ เปลี่ยนแปลงสัญญาณไซน์ การมอดดูเลชันแบบนี้ทำให้ค่า m_f ไม่เป็นจำนวนเต็ม ถึงอย่างไรก็ตามถ้าอินเวอร์เตอร์มีโหลดเป็นมอเตอร์กระแสสลับ เกิดซบฮาร์มอนิกที่ความถี่ใกล้เคียง แม้จะมีขนาดไม่สูงนักแต่กระแสนั้นสูงมาก ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการ ดังนั้นทางเลือกที่ดีที่สุดจึงควรให้สัญญาณซิงโครนัส เพราะเป็นการช่วยลดฮาร์มอนิกส์ในกรณีที่ใช้งานในช่วงความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.19 ฮาร์มอนิกส์เนื่องจากโอเวอร์มอดูเลชัน $m_a = 2.5, m_f = 15$



รูปที่ 2.20 การควบคุมแรงดันโดยการปรับค่า m_a

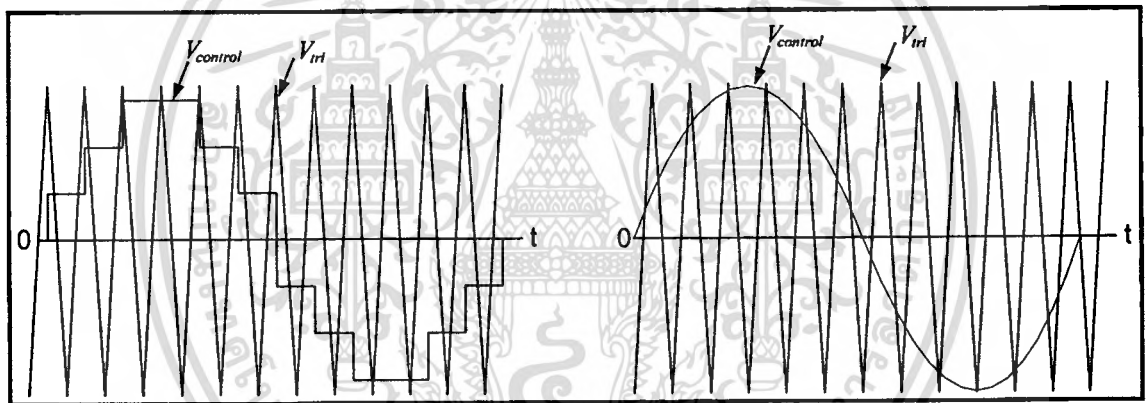
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.3.3 โอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1.0$)

ถ้าค่า m_a น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1.0 ทำให้นขนาดของความถี่หลักเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับ m_a ในการเพิ่มขนาดของแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่หลัก สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า m_a ให้มากกว่า 1.0 เรียกว่า โอเวอร์มอดูเลชัน (Over Modulation) สถานะนี้ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีฮาร์มอนิกส์ ในแต่ละ ไคร์เบนมากขึ้น ดังรูปที่ 2.20 ขนาดของความถี่หลักมูลไม่แปรผันเป็นเชิงเส้นกับค่า m_a รูปที่ 2.20 แสดงค่าขนาดสูงสุดของความถี่หลักมูล ($V_{Ao})_1 / (V_d/2)$ กับค่า m_a เห็นได้ว่าถ้าค่า m_f สูง ($V_{Ao})_1 / (V_d/2)$ ซึ่งขึ้นอยู่กัค่าของ m_f ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชันผิดกับช่วงเชิงเส้น ($m_a \leq 1.0$) ($V_{Ao})_1 / (V_d/2)$ โดยที่แปรผันเป็นเชิงเส้นกับ m_a ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กัค่าของ m_f แต่อย่างใด

2.12.4 ลักษณะการมอดูเลชัน

เริ่มต้นด้วยทฤษฎีของการสุ่มตัวอย่าง มีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือ ยูนิฟอร์มแซมปลิงกับ เนเจอร์ลแซมปลิง ดังรูปที่ 2.21



(ก) แบบยูนิฟอร์ม

(ข) แบบเนเจอร์ล

รูปที่ 2.21 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการแซมปลิง

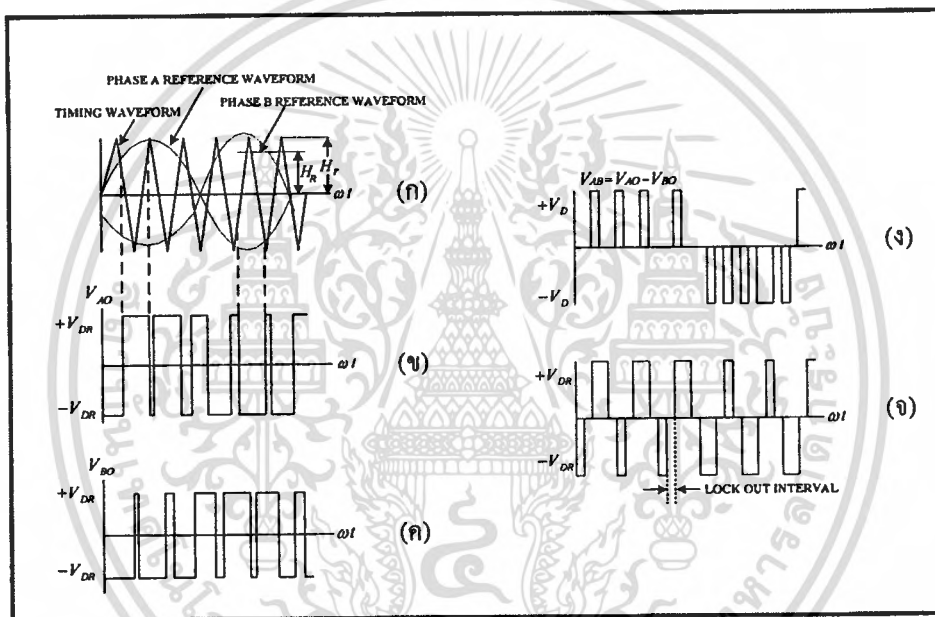
ลักษณะของเนเจอร์ลแซมปลิง สัญญานพหะได้ถูกเปรียบเทียบโดยตรงกับสัญญาณอ้างอิงเพื่อกำหนดจุดตัดในการสวิตช์ ซึ่งเป็นกระบวนการเลือกจุดตัดตามธรรมชาติอย่างแท้จริง ส่วนยูนิฟอร์มแซมปลิงจุดตัดเหล่านี้ขึ้นอยู่กัทฤษฎีแซมเปิลและโฮลด์ แต่วิธีการหลังนี้สามารถปรับปรุฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่ต่ำ และสามารถกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่เป็นเลขจำนวนเต็ม โดยอาศัยไมโครคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วย ซึ่งไม่กล่าวถึงเพราะโดยทั่วไปใช้วิธีแบบเนเจอร์ลแซมปลิงมากกว่า

การผลิตสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้กันโดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.22 วิธีนี้เราจะเรียกว่าไบโพลาร์มอดูเลชัน เพราะสัญญาณพหะมีทั้งชั่วบวกและชั่วลบระหว่างคาบเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.22 ได้แสดงสัญญาณไซน์เพียงสองเฟส เพื่อแสดงแรงดันระหว่างสายดังรูป 2.22 (ข) และ (ค) เป็นเฟสโวลเตจของแต่ละเฟสและ (ง) เป็นแรงดันระหว่างสายสัญญาณควบคุมที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ดังรูป 2.22 (ข) และ (ค)

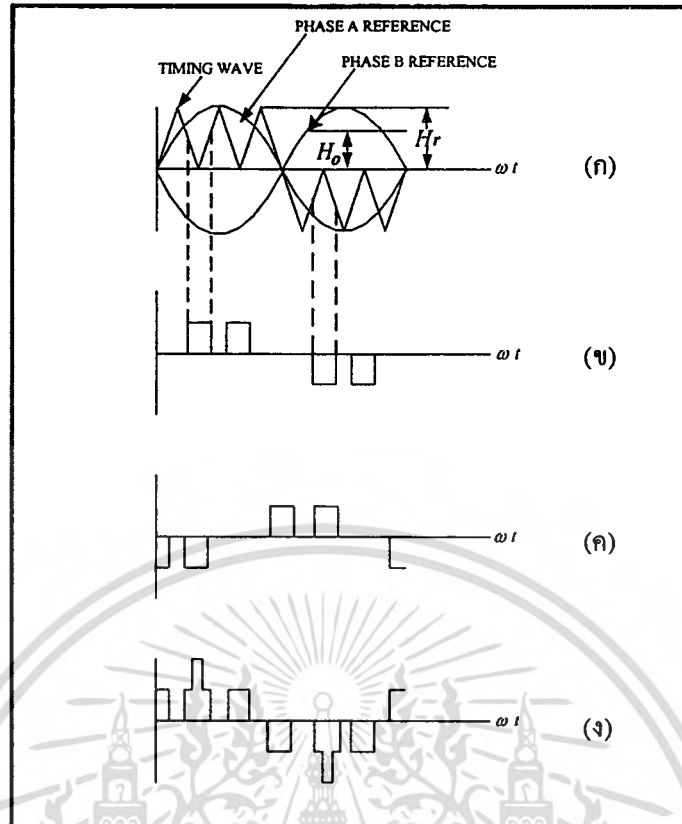
สัญญาณควบคุมทางอุดมคติซึ่งได้แสดงไว้ดังรูป 2.22 (ข) และ (ค) ไม่สามารถใช้ได้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง เพราะอุปกรณ์เหล่านี้ใช้เวลาในการหยุดนำกระแส (Turn off) มากกว่าการเริ่มนำกระแส (Turn on) ดังนั้น จึงต้องมีการหน่วงเวลาสำหรับการเปลี่ยนสถานะ โดยใช้เวลาหลายไมโครวินาที (μs) ซึ่งเวลานี้ใช้ในการกระจายประจุไฟฟ้าที่ขาเบสของอุปกรณ์สวิตช์ ถ้าไม่มีเวลานี้ก็จะเกิดการลัดวงจรระหว่างเฟสสัญญาณควบคุม ซึ่งผ่านการหน่วงเวลาหรือช่วงลอคเอาต์ ดังแสดงในรูป 2.22 (จ)



รูปที่ 2.22 การมอดดูเลชั่นแบบไบโพลาร์

จากรูปที่ 2.23 แสดงวิธีการผลิตสัญญาณ โดยสัญญาณพาหะเหมือนกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า ยูนิโพลาร์มอดดูเลชั่น (Unipolar Modulation)

การมอดดูเลชั่นแบบนี้ต้องการการหน่วงเวลาหรือช่วงลอคเอาต์ที่ทุกๆ 80 องศา ของสัญญาณมอดดูเลชั่นหรือสัญญาณอ้างอิง แต่ช่วงลอคเอาต์นี้จะเกิดขึ้นอัตโนมัติเมื่อเป็นการมอดดูเลชั่น แบบยูนิโพลาร์ดังเห็นได้จากรูป 2.23 (ข) และ (ค) ซึ่งเกิดจากรูป (ก) (ข) และ (ค) แสดงแรงดันเฟสของ 2 เฟส ส่วนรูป 2.23 (ง) แสดงแรงดันระหว่างสาย ซึ่งได้จากการมอดดูเลชั่นแบบยูนิโพลาร์ และโหลดเป็นความต้านทาน



รูปที่ 2.23 แสดงการมอดดูเลชั่น แบบยูนิโพลาร์

2.12.5 ประเภทของการมอดดูเลชั่น

นอกจากการมอดดูเลชั่นจะแบ่งเป็น 2 ลักษณะ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ยังสามารถแบ่งประเภทของการมอดดูเลชั่นได้อีกคือ มอดดูเลชั่นแบบซิงโครนัส และการมอดดูเลชั่นแบบอะซิงโครนัส

1. การมอดดูเลชั่นแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Pulse Width Modulate)
2. การมอดดูเลชั่นแบบซิงโครนัส (Synchronous Pulse Width Modulate)

2.12.5.1 อะซิงโครนัสที่ดับบลิวเอ็ม (Asynchronous Pulse Width Modulate)

สิ่งสำคัญของการใช้เทคนิคที่ดับบลิวเอ็ม ก็เพื่อปรับปรุงคุณภาพของรูปคลื่นทางเอาต์พุต จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้ทั้งขนาดและความถี่ แต่การมอดดูเลชั่นทั้งแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัสมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน วิธีการผลิตสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มแบบอะซิงโครนัส ดังแสดงรูปที่ 2.24 มีสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณพาหะและมีสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณมอดดูเลชั่น โดยมีความถี่ของสัญญาณพาหะคงที่ในขณะที่สัญญาณมอดดูเลชั่นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ เห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณ

ทั้งสอง ไม่สัมพันธ์กันจึงเรียกว่า การมอดดูเลชันแบบอะซิงโครนัส รูปคลื่นที่ได้ออกมาสามารถแสดงได้ ดังสมการต่อไปนี้

$$f(t) = k \{1 + A_m \cos(\omega_m t + \phi_m)\} + (2/\pi) \sum (1/m) [\sin m\pi k \cos\{m\pi k A_m \cos(\omega_m t + \phi_m)\}] + \cos m\pi [k \sin\{m\pi A_m \cos(\omega_m t + \phi_m)\}] \cos m\omega_c t \quad (2.89)$$

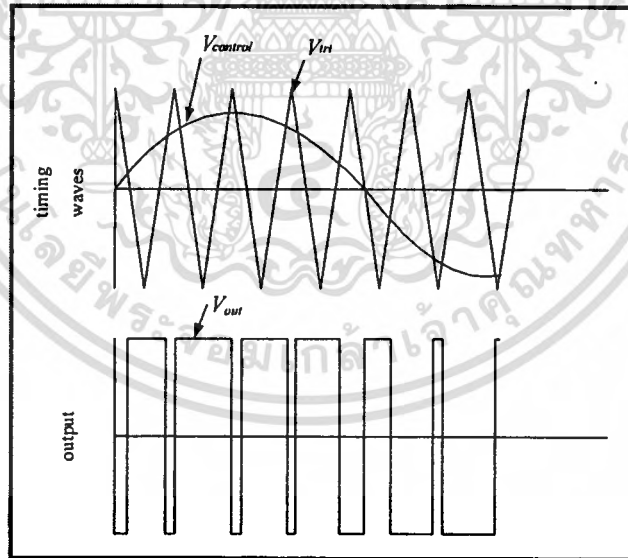
เมื่อ k คือ 1/2

A_m คือ ดัชนีการมอดดูเลชันซึ่งเป็นค่าเอาต์พุตสูงสุดมีขนาดหนึ่งหน่วย

ω_m คือ ความถี่เอาต์พุตของการมอดดูเลชัน

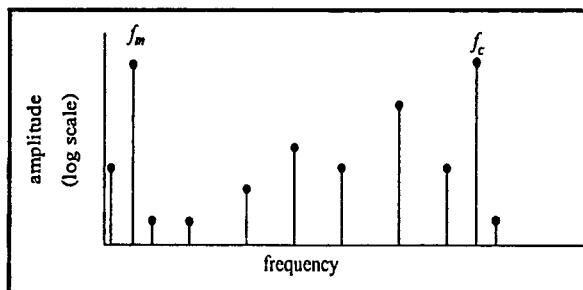
ω_c คือ ความถี่สัญญาณพาหะ

จากรูปที่ 2.24 เห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะเป็นพัลส์ที่มีความกว้างแตกต่างกัน สามารถนำมาเขียนในรูปของความถี่สเปกตรัม ซึ่งรูปคลื่นมีด้วยองค์ประกอบของความถี่หลักมูลซึ่งเป็นสิ่งที่เราต้องการนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์กำลังกับความถี่ต่ำหรือฮาร์มอนิกส์ ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ ฮาร์มอนิกส์มีผลต่อการทำงานของเครื่องจักรทำให้เกิดการสูญเสีย เกิดการแกว่งและเสียงรบกวนจึงต้องพยายามกำจัดฮาร์มอนิกส์เหล่านี้ให้หมดไป



(ก) รูปสัญญาณการมอดดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) รูปคลื่นฮาร์มอนิกส์

รูปที่ 2.24 การมอดดูเลชันแบบอะซิงโครนัส

2.13 ซิงโครนัส PWM (Synchronous Pulse Width Modulate)

เทคนิคอีกเทคนิคหนึ่งที่ช่วยลดปัญหาเกี่ยวกับเรื่องฮาร์มอนิกส์ได้ดีคือ การมอดดูเลชันแบบซิงโครนัส เมื่อใดก็ตามที่สัญญาณที่ดับบลิวเอ็มที่นำมามอดดูเลชันกัน จะมีความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนเป็นจำนวนเท่าของเลขจำนวนเต็มหมายถึง สัญญาณพหุกับสัญญาณอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงตามกันเช่น ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง (f_{ref}) มีค่าเท่ากับ $65.42 \text{ m}_f = 15$ ความถี่ของสัญญาณพหุ (f_c) จะต้องเป็น $65.42 * 15 = 981.3\text{Hz}$ การมอดดูเลชันแบบซิงโครนัสนี้ ฮาร์มอนิกส์จะลดลง เพราะฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้นเป็นจำนวนเท่าของเลขจำนวนเต็มของความถี่มูลฐาน

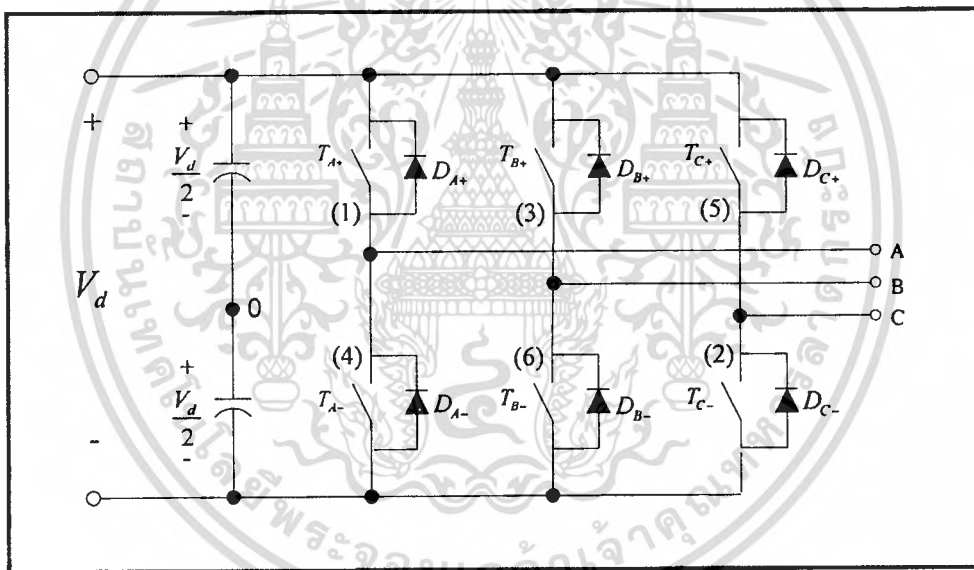
การมอดดูเลชันแบบซิงโครนัส ใช้งานได้ดีเมื่อเครื่องจักรทำงานที่อัตราส่วนของสัญญาณพหุต่อสัญญาณอ้างอิง (m_f) ต่ำหรือที่ความถี่ของไซน์สูง จึงเหมาะสำหรับการควบคุมมอเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในย่านความถี่สูง โดยทั่วไปค่า m_f ไม่ควรต่ำกว่า 10 แต่ก็ไม่ควรสูงเกินไป เพราะจะมีผลต่อการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ที่เกิดขึ้นในวงจรถัก

ในกรณีอัตราส่วนของสัญญาณพหุกับสัญญาณอ้างอิง (m_f) เพิ่มขึ้นขนาดของฮาร์มอนิกส์เหล่านี้จะลดลงไปจนกระทั่งไม่มีความหมายนั่นหมายถึง ถ้าความถี่ของสัญญาณไซน์ต่ำ ความถี่ของสัญญาณพหุจะสูงโดยสามารถให้เครื่องจักรทำงานในสภาวะอะซิงโครนัสได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่จัดสร้างขึ้นนั้นให้เทคนิคของพีดับบลิวเอ็มมาควบคุมการเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (มีหลายชนิด เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟต และ ไอจีบีที) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ไอจีบีที เพราะรวมข้อดีของทรานซิสเตอร์กับของ มอสเฟต เข้าไว้ด้วยกัน และสิ่งที่สำคัญสำหรับแนวคิดในการจัดสร้างคือ ต้องการให้สัญญาณที่ได้จากการมอดดูเลชันเป็นแบบซิงโครนัส เพื่อช่วยลดปัญหาเกี่ยวกับฮาร์มอนิกส์ ดังที่ได้กล่าวแล้วข้างต้น

2.14 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ในการสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังนั้นจึงจะกล่าวถึงเฉพาะหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเท่านั้น

การแปลงผันกำลังไฟฟ้า จากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟส นิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง โดยใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบพูลบริดจ์จำนวนสามชุดก็ได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนี้ยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสห่างกัน 120 องศาของความถี่หลักมูล จึงไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบพูลบริดจ์จำนวนสามตัว ซึ่งมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาเพื่อใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาด และความถี่ ดังรูปที่ 2.25 จะเห็นได้ว่ามีจำนวนสวิตช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัว และประกอบไปด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส



รูปที่ 2.25 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

2.15 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบพีดับบลิวเอ็ม

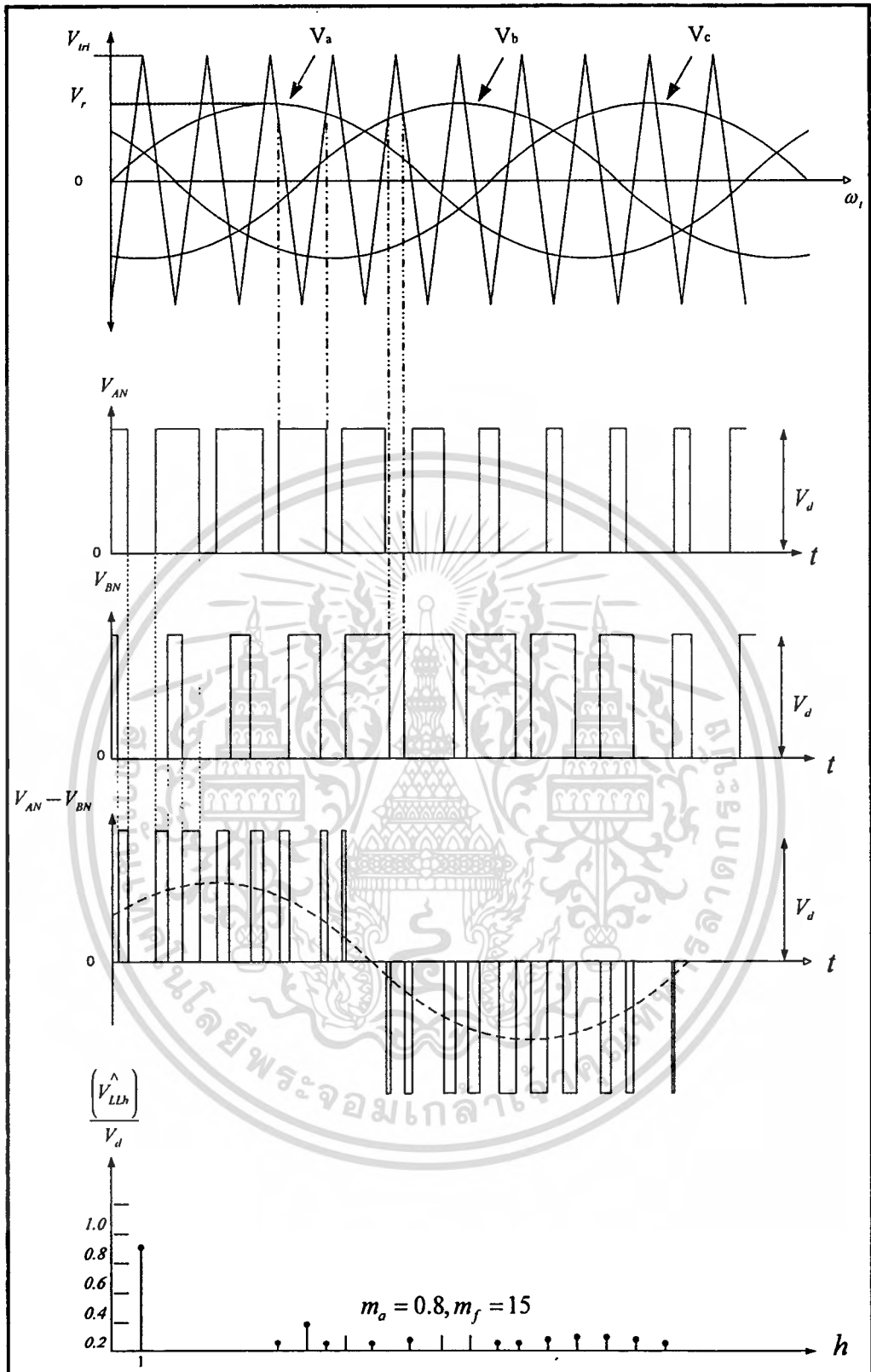
อินเวอร์เตอร์สามเฟสจะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวคือ ต้องการแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ เพื่อที่จะให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่สมดุลและมีเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่หลักมูล จึงต้องใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์ สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ที่มีค่า $m_f = 15$ ค่าแรงดันเฟส V_{AN} V_{BN} จะวัดเทียบกับบัสลบที่เป็นบัสอ้างอิง ส่วนค่าแรงดันระหว่างสาย V_{AB} ซึ่งค่าที่เป็น

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกหักล้างไปดังแสดงในรูปที่ 2.26 เป็นการสวิตชิ่งซึ่งแบบการมีอดดูเลชัน ความกว้างของพัลส์

ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส จะพิจารณาฮาร์มอนิกส์โดยเน้นเฉพาะค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย เริ่มจากฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเฟส (V_{AN}) ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งจะมีค่าฮาร์มอนิกส์เลขคี่ เกิดขึ้นที่ค่าไซด์แบนด์ของ m_f และจำนวนเท่าของ m_f โดยที่ค่าแรงดันเฟส V_{AN} V_{BN} จะมีเฟส ต่างกัน 120 องศา ดังนั้นเฟสจะเท่ากันหรือความต่างเฟสเป็นศูนย์ทุกๆ $3m_f$ ทำให้แรงดันไฟฟ้าไม่มีฮาร์มอนิกส์ลำดับที่สามหารลงตัวที่เป็นเลขคี่ เช่น ฮาร์มอนิกส์ที่ 3, 9, 15, 21 เป็นต้น นอกจากนี้ สำหรับในกรณีแรงดันเฟสที่มีโพลสดมดูล ค่าแรงดันระหว่างสายจะไม่มีฮาร์มอนิกส์ลำดับคู่ เช่น ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 2, 4, 6, 8 เป็นต้น

สามารถสรุปประเด็นสำคัญของอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้ ดังนี้

1. ที่ค่า $m_f \leq 21$ หากต้องการกำจัดฮาร์มอนิกส์เลขคู่จะต้องใช้การสวิตชิ่งแบบพีดับบลิวเอ็ม ที่ซิงโครไนส์ (หมายถึง m_f ต้องเป็นจำนวนเต็มและความถี่หลักจะเริ่ม ซึ่งจะจบคาบพร้อมกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม) ดังรูปที่ 2.19 (ก) และ m_f จะต้องเป็นลำดับคี่
2. ที่ค่า $m_f \geq 21$ ฮาร์มอนิกส์ย่อยที่เกิดจากการสวิตชิ่งแบบพีดับบลิวเอ็มที่ไม่ซิงโครไนส์ (m_f ต้องไม่เป็นจำนวนเต็ม) จะมีค่าน้อยแต่ต้องตระหนักว่าควรหลีกเลี่ยงการสวิตชิ่งแบบพีดับบลิวเอ็มที่ไม่ซิงโครไนส์ เพราะอาจทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ย่อยที่ใกล้ความถี่หลัก
3. ที่ค่า $m_f > 1$ หากไม่พิจารณาค่าของ m_f จะมีผลเช่นเดียวกับกรณีที่ 1



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นและฮาร์มอนิกส์เปกตรัมของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

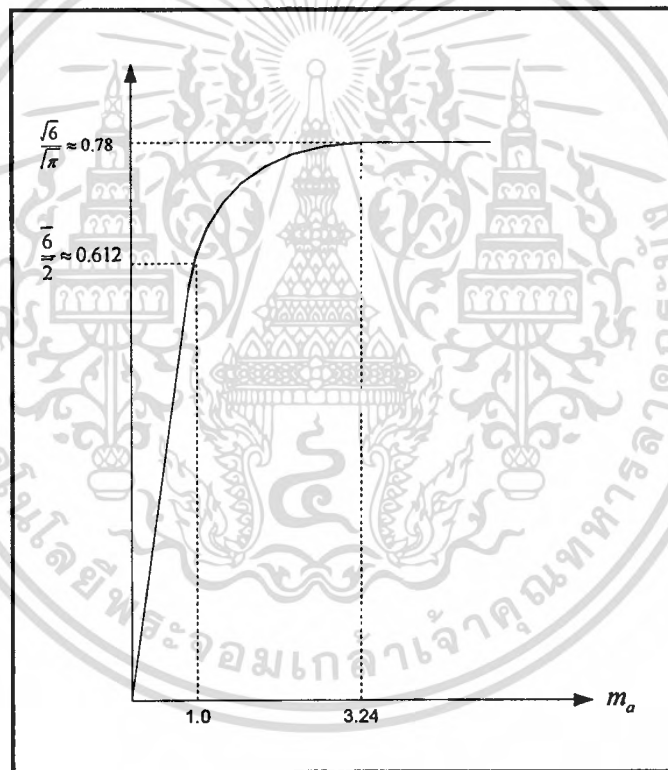
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16 อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในโหมดมอดูเลชันเชิงเส้น ($m_o \leq 1$)

ในย่าน $m_o \leq 1$ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักในหนึ่งกึ่งหรือหนึ่งเฟส จะเท่ากับสมการที่ (2.90) ส่วนค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายของความถี่หลักมูลในสมการที่ (2.91) จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับค่า m_o แสดงในรูปที่ 2.27 ข้อสังเกตค่าแกนนตั้งจะแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว คือ จะเป็นอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่หลักมูลฐานหารกับค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{LL1}/V_d)

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_o \cdot \frac{V_d}{2} \quad \text{เมื่อ } m_o \leq 1.0 \quad (2.90)$$

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot m_o \cdot \frac{V_d}{2} = 0.612 \cdot m_o \cdot V_d \quad (2.91)$$



รูปที่ 2.27 ความสัมพันธ์ระหว่าง (V_{LL1}/V_d) กับ m_o ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส

ความหมายของการทำงานในโหมดมอดูเลชันดังรูปที่ 2.27 หากมีแหล่งจ่ายแรงดันเชื่อมโยง มีค่า 311 V เมื่อปรับ $m_o = 0.5$ จะได้แรงดันระหว่างสายของระบบเฟสเดียวคือ $0.612 \times 0.5 \times 311 = 95.17$ V หมายถึง แรงดันที่ความถี่หลักมูล = 95.17V เมื่อปรับ $m_o = 1$ จะได้แรงดันที่ความถี่หลักเท่ากับ 190.33V นั้นเมื่อปรับ m_o จาก 0.5 เป็น 1 หรือจำนวน 2 เท่าแรงดัน ก็เพิ่มเป็น 2 เท่าเช่นกัน

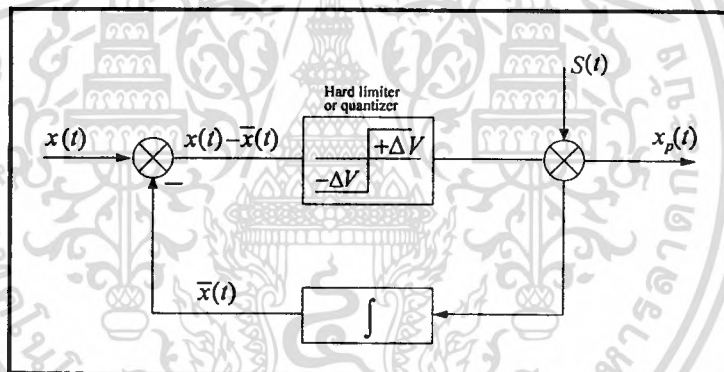
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น

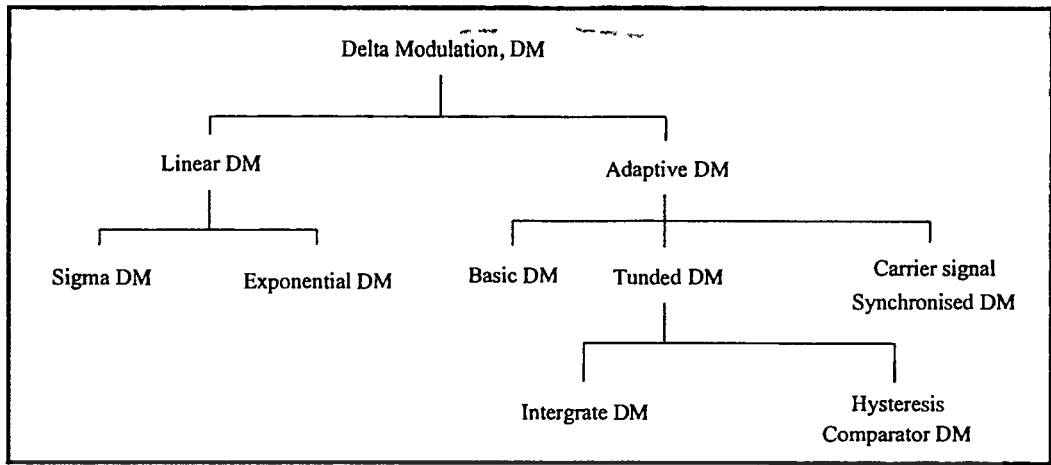
3.1 บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในการแปรสภาพพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งวงจรของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณควบคุมขับนำเกทของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมสามารถสร้างได้หลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียต่างกันไป วิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายคือ เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น โดยทั่วไปเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นมักใช้กันมากในระบบสื่อสารโทรคมนาคมที่เรียกว่า ระบบพีซีเอ็ม (Pulse Code Modulation) หรือเรียกว่า การมีอดดูเลชั่นแบบพัลส์ ซึ่งเป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ภายหลังจึงได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานอื่นมากขึ้น เช่น ในระบบส่งจ่ายโทรทัศน์และระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น

หลักการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแสดงดังรูปที่ 3.1 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือสัญญาณอ้างอิงอินพุตเป็นสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ จะถูกเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ ซึ่งพัลส์เหล่านี้จะเริ่มขบวนการถอดรหัสกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกอีกครั้งหนึ่งด้วยวงจรกรองอินทิเกรเตอร์ ซึ่งอยู่ในวงรอบของสัญญาณป้อนกลับ $\bar{x}(t)$ เป็นสัญญาณประมาณค่าเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิงอินพุต $x(t)$ โดยสัญญาณ $x(t)$ ถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณ $\bar{x}(t)$ ได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณผิดพลาด ซึ่งจะถูกรวบรวมโดยตัวตรวจจับพัลส์บวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของสัญญาณผิดพลาด



รูปที่ 3.2 โครงสร้างชนิดของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่น

ต่อมาได้มีการศึกษาค้นคว้า และวิจัยเพื่อนำเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นนี้มาใช้งานทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยเฉพาะใช้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับทั้งแบบฮาร์ดสวิตชิ่ง และซอฟต์สวิตชิ่ง โดยสามารถจำแนกประเภทของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นได้ดังรูปที่ 3.2

3.2 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบเชิงเส้น (Linear Delta Modulation)

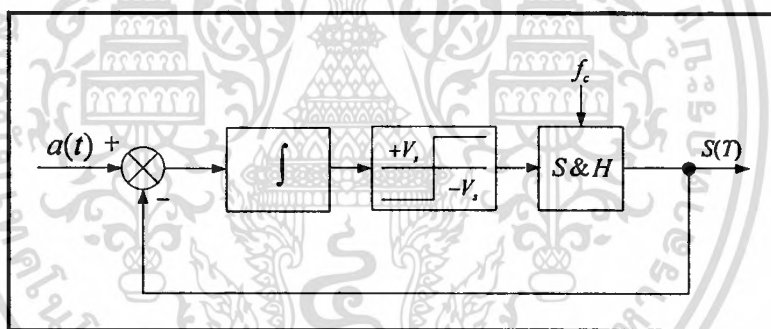
เทคนิคแบบเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบเชิงเส้น มีองค์ประกอบของการสร้างสัญญาณการมีอดดูเลชั่น ความกว้างพัลส์คือ ตัวคอมพาราเตอร์แบบมีฮิสเตอร์รีซิส (hysteresis comparator) จากรูปที่ 3.2 ถ้าอินทิเกรเตอร์ เดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบเชิงเส้นสามารถถูกจำแนกได้เป็นการมีอดดูเลชั่นแบบซิกม่าเดลต้าและแบบเอ็กโพเนนเชียล ซึ่งทั้งสองแบบจำแนกตามการจัดวางของวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์ โดยวางแบบฟีดฟอร์เวิร์ดหรือวางแบบป้อนกลับ ส่วนการมีอดดูเลชั่นเดลต้าแบบเอ็กโพเนนเชียลนั้น ตัวอินทิเกรเตอร์จะแทนด้วยตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายสัญญาณการมีอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ ซึ่งมีการมีอดดูเลชั่นทั้งขนาดและความถี่ ทำให้ไม่เหมาะสมกับการนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

3.2.1 เทคนิคการมีอดดูเลชั่นแบบซิกม่า-เดลต้า (Sigma-Delta Modulation)

เทคนิคการมีอดดูเลชั่นแบบซิกม่าเดลตานั้น เป็นการเข้ารหัสสัญญาณ 1 บิต ต่อมาได้มีการวิจัยและพัฒนาเทคนิคการมีอดดูเลชั่นดังกล่าว โดยการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล นอกจากนั้นได้มีการพัฒนาเพื่อเลือกค่าที่เหมาะสมของกระบวนการมีอดดูเลชั่นแบบซิกม่าเดลต้า ซึ่งต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยนำไปควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณมีอดดูเลชั่น

แบบซิกม่านั้นแสดงดังรูปที่ 3.3 ซึ่งการจัดวางของวงจรเคลด้ามีอดดูเลขชั้นแบบซิกมาเดลต้า นั้นจะวางแบบฟีดฟอร์เวิร์ด และมีการป้อนกลับแบบหนึ่งหน่วย

รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมสัญญาณอินพุตจะเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะลบกับสัญญาณที่ป้อนกลับของสัญญาณมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์ ทำให้เกิดเป็นสัญญาณผิดพลาด โดยสัญญาณจะถูกอินทิเกรตจากวงจรมอดดูเลขชั้นอินทิเกรเตอร์ และส่งสัญญาณไปยังสัญญาณเปรียบเทียบ เพื่อทำให้เกิดสัญญาณมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์ ทั้งบวกและลบ ขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดดูเลขชั้นอินทิเกรเตอร์ และจะถูกส่งไปเป็นอินพุตของวงจรแอมพลิง และป้อนสัญญาณนาฬิกามาทริก เพื่อส่งสัญญาณมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์ด้านทางออก ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์ที่ส่งออกจะเปลี่ยนสถานะตามการส่งสัญญาณนาฬิกาเข้าที่ขา CLK ของไอซีดีฟลิป-ฟลอป เป็นชุดแอมพลิงและโฮลด์ และป้อนสัญญาณนาฬิกาเข้าที่ขา CLK ของไอซีดีฟลิป-ฟลอป เทคนิคการสร้างสัญญาณมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์แบบซิกมาเดลต้า เป็นอีกวิธีหนึ่งในการนำไปประยุกต์ใช้ปรับปรุงตัวประกอบกำลังของวงจรระดับแรงดัน และใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันกันอย่างแพร่หลาย



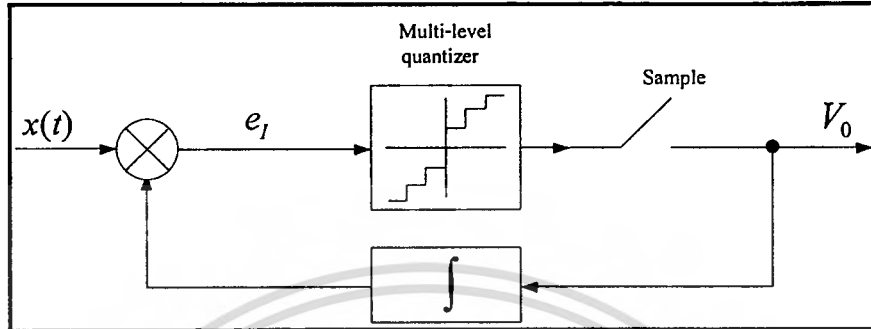
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการมีอดดูเลขชั้นแบบซิกมา-เดลต้า

3.3 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลขชั้นแบบอะแดปทีฟ (Adaptive Delta Modulation)

รูปแบบของเดลต้ามีอดดูเลขชั้นแบบอะแดปทีฟ หรือเดลต้ามีอดดูเลขชั้นแบบเร็กแทนกูล่า (Rectangular Delta Modulation) แสดงดังรูปที่ 3.4 ประกอบด้วยตัวอินทิเกรตในส่วนป้อนกลับ ตัวควอนไทซ์แบบหลายระดับ (multi-level quantizer) และวงจรแอมพลิง วงจรนี้มีคุณสมบัติในการติดตามสัญญาณอ้างอิงภายในระดับฮิสเตอร์ซิสที่ถูกกำหนดมาเป็นอย่างดี และให้คุณลักษณะแรงดันต่อความถี่ที่ต้องการ เทคนิคนี้สามารถถูกนำมาใช้สำหรับการควบคุมแรงดันหรือกระแส ซึ่งขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิงกล่าวคือ ถ้าสัญญาณคำสั่งอินพุตเป็นสัญญาณกระแส และมีการป้อนกลับกระแสที่ไหลผ่านโหลดของอินเวอร์เตอร์เรียกเทคนิคนี้ว่า แบน แบน (bang bang) หรือเทคนิคการมีอดดูเลขชั้นความกว้างพัลส์ด้วยการปรับตัวตามกระแส แต่ถ้าสัญญาณคำสั่งอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นแรงดัน และมีการป้อนกลับสัญญาณการมอดดูเลชันความกว้างพัลส์ด้วยกระบวนการกรองความถี่ต่ำผ่านเรียกว่า การมอดดูเลชันแบบเดลต้า นอกจากนี้การควบคุมความถี่สวิตซ์ซิงและฮาร์มอนิกส์สามารถควบคุมได้ง่ายโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวอินทรีเกตร เปลี่ยนขนาดสัญญาณไซน์อ้างอิงและควบคุมแรงดันฮีสเตอร์รีซีส



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของเดลต้ามอดดูเลชันแบบอะแดปทีฟ

รูปแบบของเดลต้ามอดดูเลชันแบบอะแดปทีฟหรือ เดลต้ามอดดูเลชันแบบเร็กแทนกูล่าสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 ประเภท ดังนี้

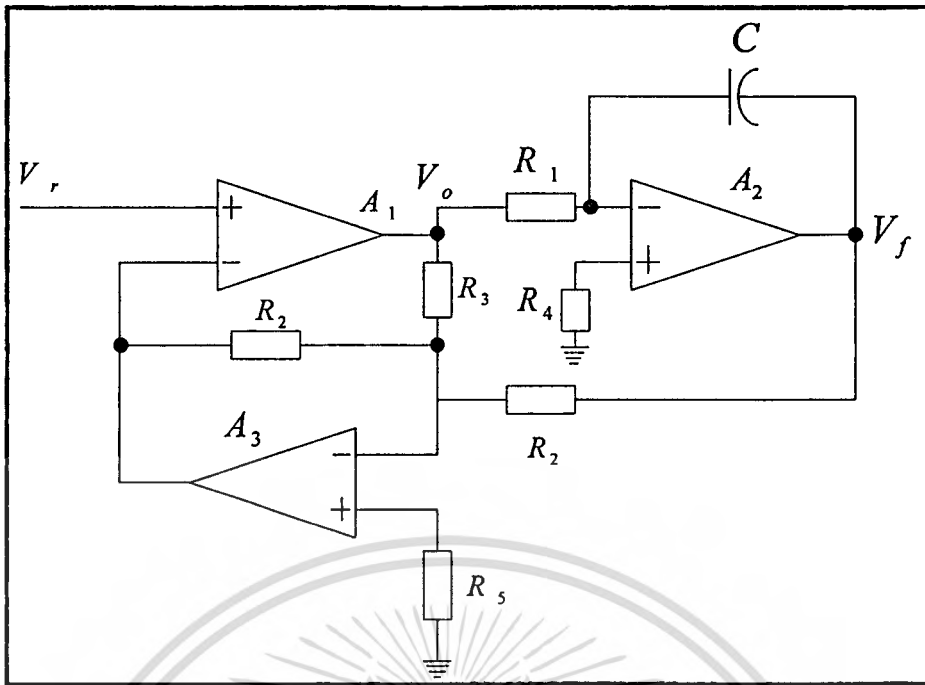
3.3.1 เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันแบบพื้นฐาน

3.3.2 เทคนิคการมอดดูเลชันแบบจูนวงจรรอง

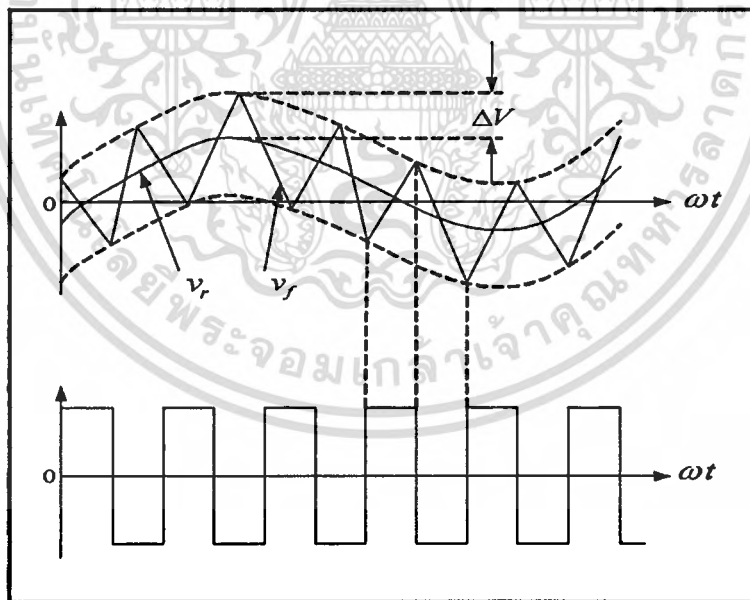
3.3.3 เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันแบบซิงโครนัส โดยสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ

3.3.1 เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันแบบพื้นฐาน

ลักษณะของรูปคลื่นวงจรรองเดลต้ามอดดูเลชันดังรูปที่ 3.6 ซึ่งเกิดขึ้นจากวงจรรองเดลต้ามอดดูเลชันดังรูปที่ 3.5 จากรูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีรูปร่างเป็นเดลต้า จะออกสวิตเลตรอบๆ สัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ในขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส ($\pm \Delta V$) ดังนั้น ค่าขอบเขตของฮีสเตอร์รีซีสน้อยที่สุด และค่าความชันมากที่สุดของสัญญาณป้อนกลับ จะเป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดความถี่สวิตซ์ซิงของอุปกรณ์สวิตซ์ในอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณการมอดดูเลชันความกว้างพัลส์หรือสัญญาณสวิตซ์ซิงของวงจรรองเดลต้ามอดดูเลชัน ซึ่งนำไปขับอุปกรณ์สวิตซ์ซิงของอินเวอร์เตอร์ โดยหลักการทำงานได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.1

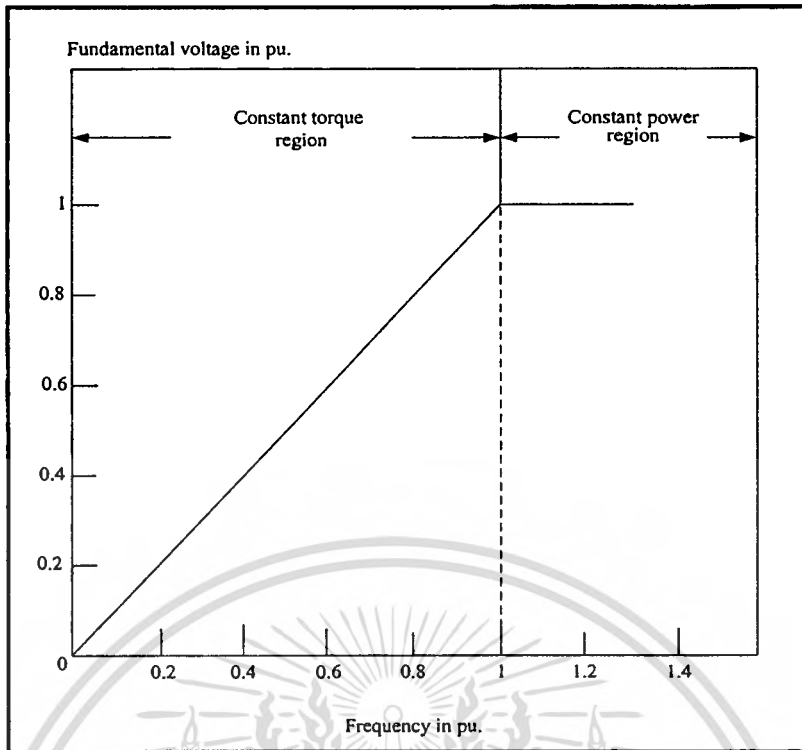


รูปที่ 3.5 วงจรเดลด้ามีอดดูเลขันแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของวงจรอินเวอร์เตอร์เดลด้ามีอดดูเลขันแบบพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ของแรงดันมูลฐานกับความถี่ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

3.3.2 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบจูนตัววงจรรอง

วงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่นปกติในการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ซึ่งสามารถทำได้ 2 วิธีด้วยกัน คือ วิธีหนึ่งโดยการปรับค่าความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส และอีกวิธีหนึ่งโดยการปรับค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับ การปรับค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับสามารถทำได้ง่ายและสะดวกกว่า ดังนั้น จึงมีงานวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคในการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ซึ่ง ให้เปลี่ยนตามความถี่ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อที่นำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีดังกล่าวเรียกว่า วิธีการจูนตัวอินทริเกอร์เตอร์ และจูนค่าของขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสเป็นอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งทั้ง 2 วิธี ได้มีวิธีการจูนที่แตกต่างกันไป ทำให้ข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไปด้วย

3.3.2.1 วิธีการจูนตัววงจรรอง

เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบจูนตัววงรอนั้น ตัวจูนในวงจรอินทริเกอร์เตอร์และวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่น จะใช้ตัวจูนจูนเป็นตัวอ้างอิงอินพุต จากรูปคลื่นสัญญาณการมีอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ทางด้านเอาต์พุตที่มีรูปคลื่นเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ โดยองค์ประกอบ ฮาร์โมนิกส์ จะถูกเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรวงรอนั้นเอง การจูนตัวจูนจูนสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่คัตออฟของวงจรวงรอง และทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่ไม่ต้องการออกจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ วิธีนี้เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจรเดลต้ามีอดดูเลชั่นกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งาน และมี

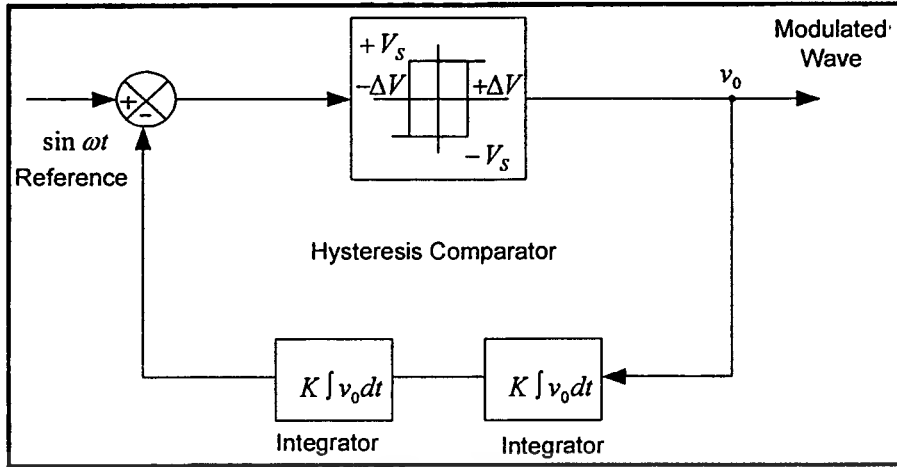
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ คุณสมบัตินี้ขึ้นอยู่กับความง่ายของวงจรในการควบคุม ความหลากหลาย และความง่ายของการลดฮาร์มอนิกส์ สำหรับในการควบคุมการมอดูเลชันของ เทคนิคแบบจูนตัววงจรของนี้จะลดฮาร์มอนิกส์เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ทำให้เหมาะกับงานทั่วไป ซึ่ง ได้ผลคล้ายคลึงกับเทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกส์ เทคนิคที่ใช้โดยทั่วไปจะปรับปรุง ฮาร์มอนิกส์ ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์โดยการสังเคราะห์รูปคลื่น ซึ่งวิธีนี้จะใช้การคำนวณด้วยระบบดิจิทัลชั้น สูงในการคำนวณแบบเวลาจริง และเหมาะสำหรับอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่กำหนดเท่านั้น ซึ่ง ถ้านำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ความถี่เปลี่ยนแปลงจะต้องการข้อมูลมากในการคำนวณคอมพิวเตอร์ โดยวิธีการเปิดตาราง และการประยุกต์ใช้งานจะถูกกำหนดย่านที่ตั้งไว้

ตัวอินทริเกรตแสดงฟังก์ชันการประมาณสัญญาณอินพุตจากสัญญาณเอาต์พุต โดยกระบวนการ วงจรกรองความถี่ต่ำดังได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสัญญาณจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตจริง เมื่อ กำหนดสัญญาณผิดพลาดจะถูกควอนไทซ์สร้างสัญญาณมอดูเลชันความกว้างพัลส์ จากงานวิจัย ที่ผ่านมามีคำแนะนำโดยการเพิ่มตัวอินทริเกรตในส่วนป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 3.8 วงจรเดลด้า มอดูเลชันใช้ในกระบวนการลดฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำ จากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ตัวอินทริเกรต ตัวที่ 2 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านตัวต่อเพื่อลดฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำของความถี่ ข้อจำกัดของ เทคนิคนี้คือ ถ้านำไปประยุกต์ใช้งานที่ความถี่สูงวงจรเดลด้ามอดูเลชันจะขาดเสถียรภาพ ดังนั้น ข้อจำกัดดังกล่าวจะจำกัดการใช้งานในย่านกว้างของวงจรเดลด้ามอดูเลชันแบบดับเบิลอินทริเกรต

แต่ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจในการแก้ปัญหาวงจรเดลด้ามอดูเลชันแบบดับเบิลอินทริเกรต คือ วิธีการจูนความถี่คัตออฟของวงจรกรอง วิธีนี้จะใช้ตัวอินทริเกรต 1 ตัว ในวงจรเดลด้ามอดู เลชัน ซึ่งสามารถลดฮาร์มอนิกส์ที่ต้องการ โดยปราศจากการจำกัดในย่านของความถี่ที่ใช้งาน และสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้อย่างมีเสถียรภาพ ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

ตัวอินทริเกรตเป็นตัวกรองที่ส่วนป้อนกลับของวงจรเดลด้ามอดูเลชัน สามารถจูนที่ความถี่ คัตออฟด้วยสัญญาณคำสั่ง ซึ่งอาจเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงหรือสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยน ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงของวงจรเดลด้ามอดูเลชันนั่นเอง วิธีนี้ง่ายในการสร้างและให้ สมรรถนะที่ดีภายใต้การทำงานที่ความถี่อินพุตมีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของเดลด้ามีอดดูเลชั่นด้วยดับเบิลอินทิเกรต

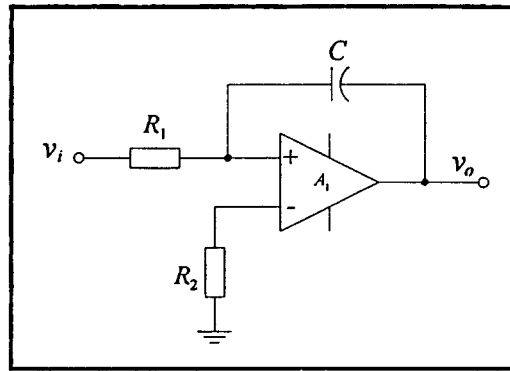
ตัวอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 3.9(ก) ใช้ในส่วนป้อนกลับของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.8 ซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะให้ความถี่คัตออฟคงที่จะถูกกำหนดในทหรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{1}{\tau s} \quad (3.1)$$

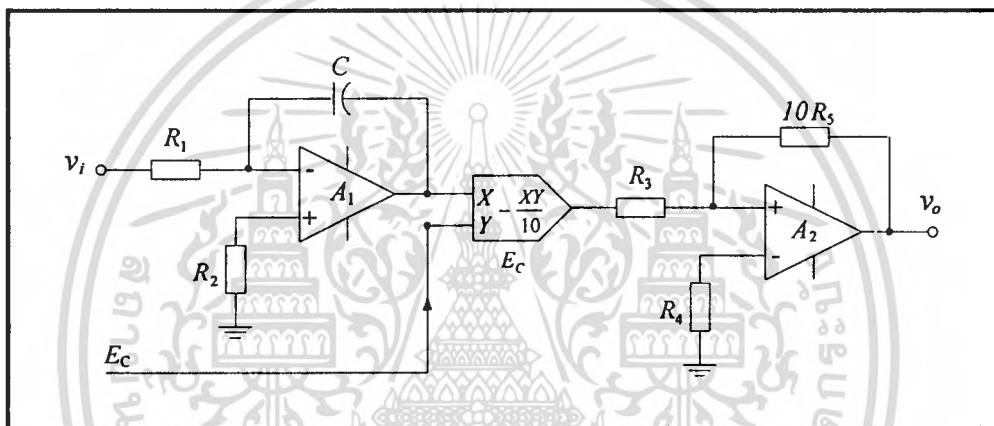
เมื่อ τ คือ ค่าคงที่ทางเวลาของวงจรกรองเท่ากับ $R_1 C$

เนื่องจากวงจรกรองของสมการที่ 3.1 มีความถี่คัตออฟคงที่ ซึ่งองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของเอาต์พุตในเทคนิคนี้จะเปลี่ยนได้วิธีเดียว โดยการเปลี่ยนค่าเวลาคงที่ของตัวอินทิเกรตทำให้ไม่เหมาะในการทำงานที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง เนื่องจากต้องสร้างสัญญาณมาปรับเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาดังกล่าว ดังนั้นจึงได้มีวิธีการจูนตัวอินทิเกรตนำมาประยุกต์ใช้แทนวงจรอินทิเกรตที่มีความถี่คัตออฟคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.9 การจูนวงจรกรองคือ การรวมกันของการคูณทางอนาล็อกและตัวอินทิเกรต ซึ่งทหรานส์เฟอร์ฟังก์ชันหาได้จาก

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{R_2/R_1}{\frac{10R_2C}{E_c} + 1} \quad (3.2)$$



(ก) วงจรแบบทั่วไป

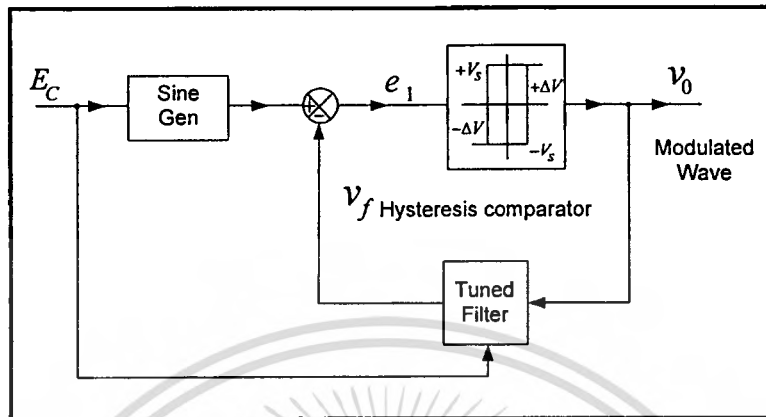


(ข) วงจรที่มีการปรับตัวอินทิเกรต

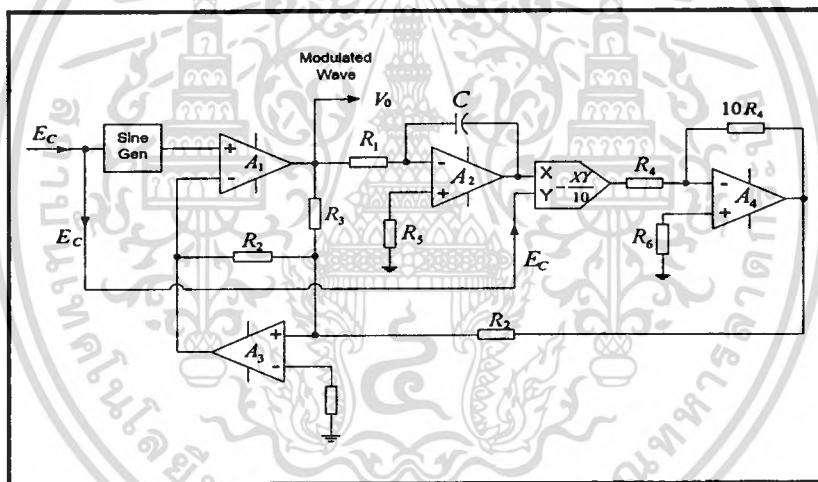
รูปที่ 3.9 ตัวอินทิเกรตที่ใช้ในวงจรเดลด้ามืออดดูเลขขึ้น

จากรูปที่ 3.9(ก) สัญญาณอินพุตของวงจรคือ สัญญาณคำสั่งและเอาต์พุตของวงจรถอดอินทิเกรต โดยสัญญาณคำสั่งจะเป็นสัญญาณเดียวกันหรือได้มาจากความถี่ของอินเวอร์เตอร์ จากสมการที่ 3.1 แสดงการรวมกันของวงจรถอดอินทิเกรตกับตัวอินทิเกรต ทำให้สามารถเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรตด้วยสัญญาณคำสั่ง การเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาทำให้ความถี่คัทออฟของวงจรถอดอินทิเกรตเป็นพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงได้ เนื่องจากความถี่คัทออฟเปลี่ยนแปลงด้วยสัญญาณคำสั่ง โดยจะเปลี่ยนแปลงด้วยความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ การเปลี่ยนแปลงนี้ทำให้ความถี่การทำงานของวงจรถอดอินทิเกรตเพิ่มขึ้น ความถี่คัทออฟมีค่าต่ำจะลดฮาร์โมนิกอันดับต่ำจากรูปคลื่นเอาต์พุตของสัญญาณมืออดดูเลขขึ้นความกว้างพัลส์ การเพิ่มความถี่การทำงานจะส่งผลให้เอาต์พุตของสัญญาณมืออดดูเลขขึ้นความกว้างพัลส์ เปลี่ยนเป็นการทำงานในโหมดรูปคลื่น

สี่เหลี่ยมได้อย่างราบเรียบ เพราะความชันมีค่ามากเกินบล็อกไดอะแกรมที่ปรับปรุงขึ้นของวงจรเดลด้ามีอดดูเลชั่น โดยการใช้ตัวจูนวงจรกรองแสดงในรูปที่ 3.10 จากบล็อกไดอะแกรมสามารถออกแบบเป็นวงจรทางอนาล็อกได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคจูนวงจรกรองของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่น



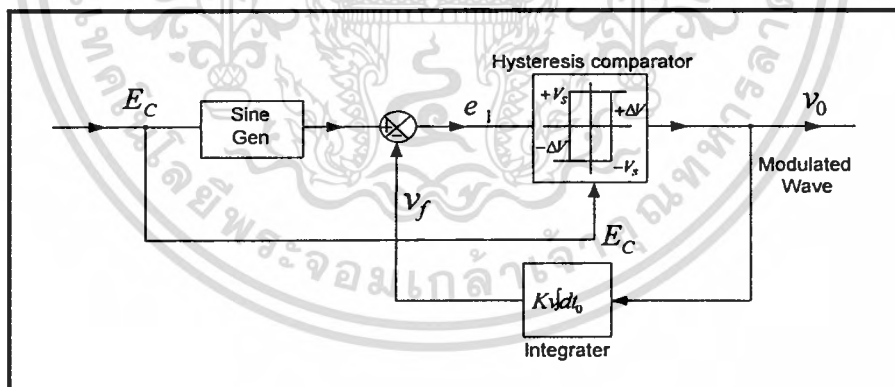
รูปที่ 3.11 วงจรจูนวงจรกรองของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่น

3.3.2.2 เทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นที่มีการจูนตัวกรองแบบวารริเอเบิลสแต็ป

เทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่น สามารถทำให้รูปคลื่นสัญญาณมีอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์มีความเหมาะสมแบบออนไลน์ โดยการจูนวงจรกรองและวงจรคูดังที่กล่าวมาแล้ว เหมาะสำหรับระบบการขับเคลื่อนจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งใช้อินเวอร์เตอร์แบบมีอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงความเร็วได้ อย่างไรก็ตามการจูนวงจรกรองจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลงกล่าวคือ จะส่งผลให้ค่าการได้ประโยชน์จากแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงต่ำลง ซึ่งเป็นข้อเสียของเทคนิคนี้ ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึง

ได้มีงานวิจัยขึ้น เพื่อรักษาแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้ค่อนข้างคงที่ ข้อดีของเทคนิคนี้ เหมาะสำหรับการในการควบคุมแบบออนไลน์ของรูปคลื่นสัญญาณมอดดูเลชั่น ความกว้างพัลส์และสำหรับอินเวอร์เตอร์ต่างๆ คือ มีรูปแบบที่ง่ายและมีคุณสมบัติที่หลากหลาย นอกจากนี้การใช้วงจรทางอนาล็อกหรือไมโครโปรเซสเซอร์ สำหรับควบคุมวงจรถวลด้ามอดดูเลชั่น นั้นง่ายกว่าเทคนิคของสัญญาณมอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์แบบทั่วไป ที่ผ่านมาคุณสมบัติอื่นที่ดี ของเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่น สำหรับการสร้างรูปคลื่นสัญญาณมอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ อินเวอร์เตอร์ได้ถูกนำเสนอ แสดงให้เห็นว่าเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่นมีความสามารถในการทำให้ รูปคลื่นอินเวอร์เตอร์มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น โดยการปรับปรุงคุณสมบัติของตัวกรองในส่วน ฝ่อนกลับ โดยทั่วไป [9] สามารถสร้างได้ด้วยเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่น โดยไม่ต้องใช้การคำนวณ ทางคอมพิวเตอร์

สมการที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรต สามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยการควบคุมสัญญาณคำสั่งที่ความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งสามารถ นำไปลดฮาร์มอนิกในอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ ปัญหาที่เกิดขึ้นของวิธีนี้คือ มีการ ลดลงขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ และมีการแก้ไขโดยการ ควบคุมความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสของตัวควอนไทเซอร์ เพื่อให้ได้อันดับของฮาร์มอนิกส ที่ต้องการและ ในขณะเดียวกันก็สามารถรักษาขนาดขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาต์พุต ให้ค่อนข้างคงที่ได้

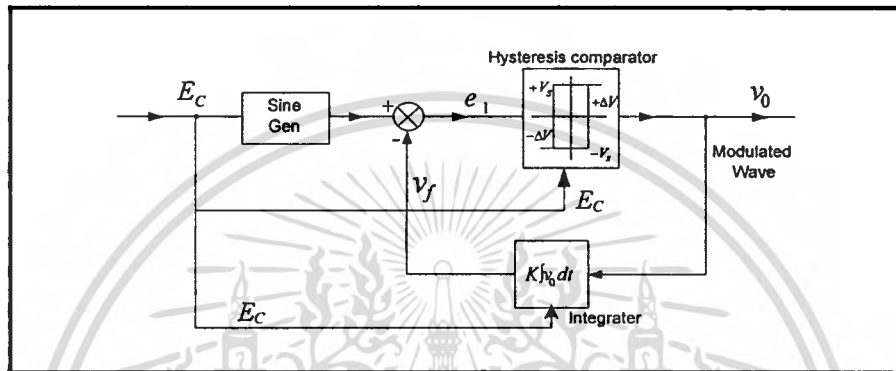


รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่นแบบวารริเอเบิลสตีป

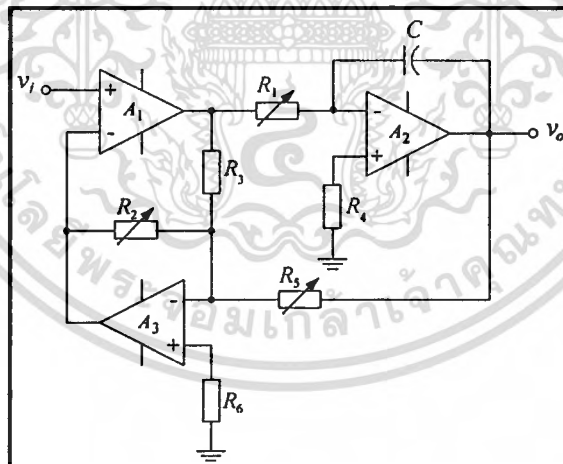
บล็อกไดอะแกรมรูปใหม่นี้แสดงในรูปที่ 3.12 ซึ่งรู้จักกันในด้านของเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่น แบบวารริเอเบิลสตีป เพราะขนาดความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสของวงจรถวลด้ามอดดูเลชั่น ถูกเปลี่ยนเป็นความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ วงจรถวลด้ามอดดูเลชั่นนี้ความกว้างของ ขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสามารถเปลี่ยนตามสัญญาณคำสั่งได้ โดยควบคุมจากความถี่ของสัญญาณ

อินพุต เมื่อความถี่ของคลื่นไซน์อ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณคำสั่งจะถูกกำหนดขึ้น เมื่อเปลี่ยนความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

ซึ่งต่อมาได้นำเสนอเทคนิคแบบใหม่ เพื่อใช้ลดทอนฮาร์มอนิกอันดับต่ำในแบบออนไลน์ด้วยการปรับความต้านทาน R_2 / R_3 ของตัวคอนไดซ์คือ การปรับความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และ R_1 ของตัวอินทิเกรตคือ การปรับความถี่คัตออฟของตัวอินทิเกรต การปรับความต้านทาน R_2 และ R_1 สามารถปรับด้วยสัญญาณคำสั่ง โดยออกแบบบล็อกไดอะแกรม ที่ 3.13 และออกแบบเป็นวงจรนาฬิกาที่ใช้สำหรับการทดลองได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับวารริเอเบิล



รูปที่ 3.14 วงจรการทดลองเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับวารริเอเบิล

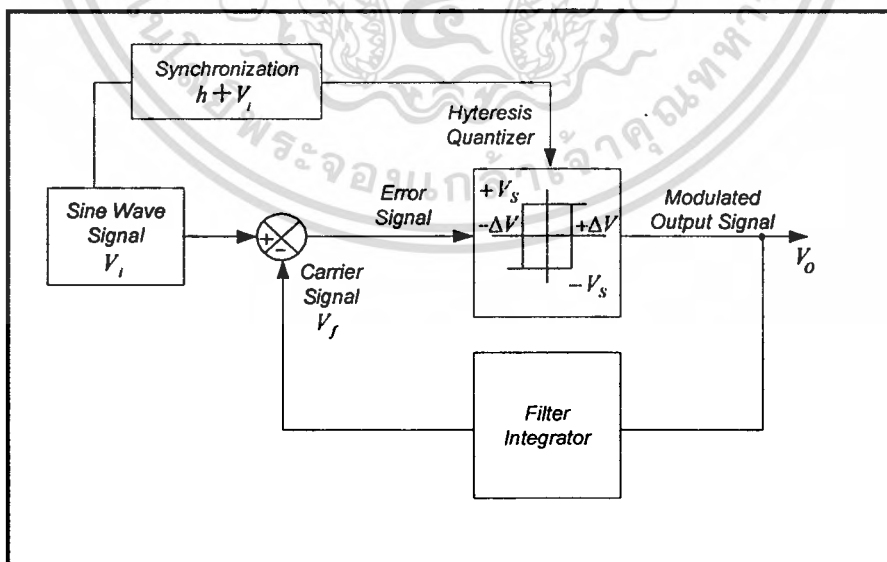
3.3.3 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันชนิดซิงโครนัส

จากคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันแบบพื้นฐาน นอกจากจะเกิดการมีอดดูเลชันทางความกว้างของพัลส์แล้วยังเกิดการมีอดดูเลชันทางความถี่อีกด้วย ทำให้รูปคลื่นสัญญาณการมีอดดูเลชันความกว้างพัลส์มีคาบเวลาของพัลส์ไม่เท่ากันตลอดคาบเวลาของคลื่นความถี่หลักมูลดังนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส[10] สามารถอธิบายได้ตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.15 การทำงานของวงจรจะใช้วงจรควบคุมสัญญาณแบบ 4 ควอดแดนต์ ซึ่งจะควบคุมความกว้างของขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสตามขนาดความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง เพื่อควบคุมให้ความถี่ในการสวิตชิ่งคงที่ เพราะถ้าปรับขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้มีค่าสูงขึ้นควเวลลาของพัลส์จะไม่เท่ากัน การปรับปรุงโดยมีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสเหมาะกับการที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ และความถี่ในการใช้งานคงที่เช่น แหล่งจ่าย ไฟฟ้าต่อเนื่อง เป็นต้น

3.4.2 เทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบซิงโครไนซ์ฮีสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิงที่เสนอโดย คุณ พินิจ และคุณ อพินันท์

เทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบซิงโครไนซ์ฮีสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง เป็นเทคนิคที่สามารถแก้ไขปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากค้ายอดฮาร์มอนิกส์เมื่อนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยเทคนิคดังกล่าวจะ Suppressing Harmonic ให้มีขนาดค้ายอดที่ลดลงทุกๆความถี่ของการใช้งานโดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำค้ายอดของฮาร์มอนิกส์จะมีค่าสูงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในรูปสนามแม่เหล็กในมอเตอร์ไฟฟ้าขณะใช้งาน (Acoustic Noise and Humming) วิธีในการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตชิ่งให้สูงขึ้นถึง 20 KHz แต่จะเพิ่มความสูญเสียให้กับชุดอินเวอร์เตอร์มากยิ่งขึ้นซึ่งได้แก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยการซิงโครไนซ์ฮีสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง [11] ดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบซิงโครไนซ์ฮีสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

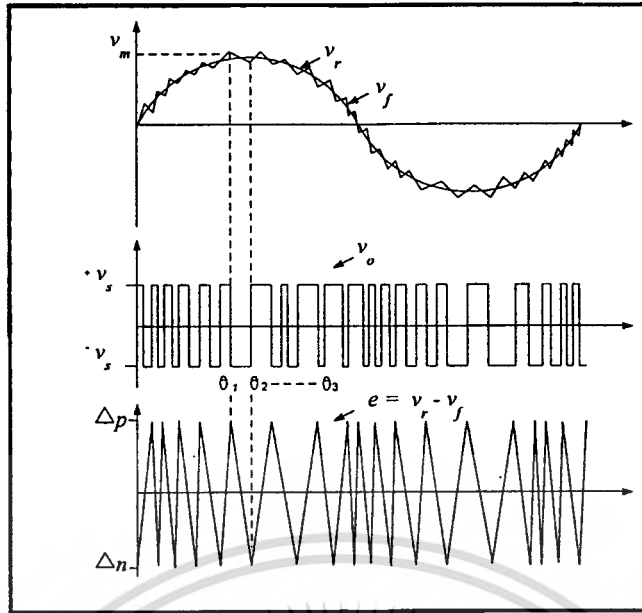
วิธีการของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่น แบบซิงโครไนซ์ฮิสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง จะกระจายค่ายอดของฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงที่เข้าไปซิงโครไนซ์ กับระบบ ซึ่งผลงานวิจัยดังกล่าวยังอยู่ในส่วนของการจำลองการทำงานเท่านั้น

3.5 เทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตช์ซึ่งที่ใช้ในการวิจัย

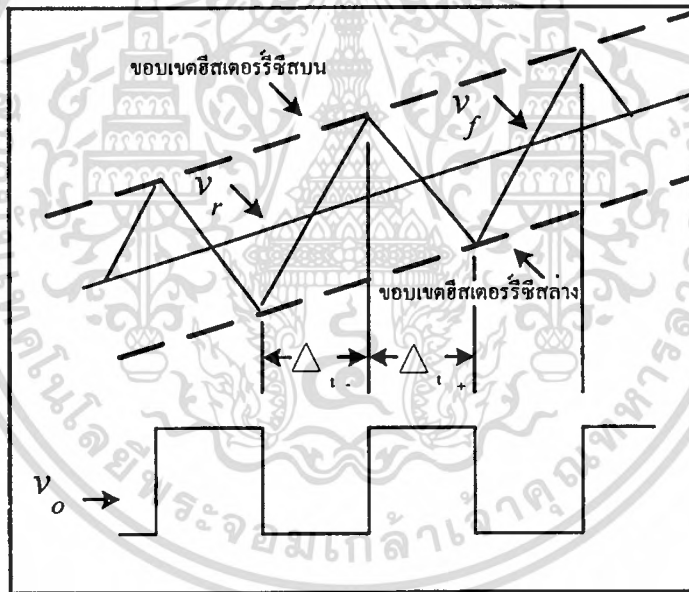
วงจรถัดด้ามีอดดูเลชั่นแบบพื้นฐานหรือที่เรียกว่า วงจรถัดด้ามีอดดูเลชั่นอะซิงโครนัส ที่นำเสนอมาแล้วนั้น ส่วนประกอบของเดลด้ามีอดดูเลชั่นประกอบด้วยส่วนต่างๆ ที่เป็นพื้นฐานแบบเดียวกัน แต่จะขึ้นอยู่กับการจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วน คือ ตัวอินทรีเกรเตอร์ และตัวคอมพาราเรเตอร์แบบฮิสเตอร์รีซิสหรือคอนไดซ์ ส่วนที่เป็นการป้อนกลับอาจเป็นส่วนของฟีดฟอร์เวิร์ดก็ได้

วงจรถัดด้ามีอดดูเลชั่นแบบพื้นฐานดังรูปที่ 3.5 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ สัญญาณอ้างอิงไซน์จะถูกป้อนเข้าที่ขั้วอินพุตของคอมพาราเรเตอร์ A_1 ในขณะที่สัญญาณป้อนกลับจะถูกสร้างขึ้นโดยตัวอินทรีเกรต A_2 ป้อนที่ขั้วลบ ดังนั้นเมื่อไรก็ตามที่เอาต์พุต A_2 เกินค่าขอบเขตบนหรือขอบเขตล่างของฮิสเตอร์รีซิสก็จะถูกกำหนดโดยค่าอัตราส่วนของ R_2 / R_3 จะทำให้คอมพาราเรเตอร์ A_1 กลับขั้วของสัญญาณมีอดดูเลชั่นความกว้างของพัลส์ทันที ซึ่งสัญญาณการมีอดดูเลชั่นความกว้างพัลส์ทำหน้าที่เป็นอินพุตของ A_2 จะมีผลทำให้ความชันของสัญญาณป้อนกลับเปลี่ยนเครื่องหมายเป็นตรงกันข้ามทำให้เกิดการออสซิลเลตรอบๆ สัญญาณอ้างอิง ผลของการออสซิลเลตจะทำให้องค์ประกอบมูลฐานของสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณอ้างอิงมีขนาดเท่ากัน คุณสมบัติทางอุดมคติของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานกับความถี่ทางเอาต์พุต ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.16 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของเดลด้ามีอดดูเลชั่น

หลักการทำงานของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่น ยังสามารถอธิบายตามรูปคลื่นสัญญาณโดยมีสัญญาณอ้างอิง V_i จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับ V_f หรือที่เรียกว่า วงจรรองความถี่ต่ำ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถัดด้ามีอดดูเลชั่นจะเป็นสัญญาณแบบพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งผลต่างของ V_i และ V_f จะเกิดสัญญาณผิดพลาด จากนั้นสัญญาณผิดพลาดจะผ่านวงจรถัดด้ามีอดดูเลชั่นแบบฮิสเตอร์รีซิส จึงทำให้เกิดสัญญาณพัลส์แบบพีดับบลิวเอ็ม แรงดันป้อนกลับที่ได้จากการอินทรีเกรตสัญญาณเอาต์พุต พีดับบลิวเอ็มจะเคลื่อนที่ติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ระหว่างขอบเขตบนและขอบเขตล่าง ΔV หรือที่เรียกว่า ขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส สัญญาณที่ได้จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.17 คลื่นสัญญาณของวงจรถอดตัวมอดดูเลขขึ้น



รูปที่ 3.18 คลื่นสัญญาณของวงจรถอดตัวมอดดูเลขขึ้น

จากรูปที่ 3.18 สามารถหาค่าเวลาของพัลส์บวกและพัลส์ลบได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Delta t_{\pm} = \frac{2\Delta V}{Sc \left[1 - \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{Sc} \right]} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Δt_+ คือ ค่าเวลาของพัลส์บวก
 ΔV คือ ค่าขอบเขตบน และขอบเขตล่างของอีสเทอริซีส $(\frac{ER_2}{R_1 + R_2})$
 Sc คือ ค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับหรือสัญญาณพาหะ $(\frac{1}{RC})$
 V_r คือ ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง
 ω_r คือ ค่าความเร็วเชิงมุมของสัญญาณไซน์อ้างอิง

และค่าเวลาของพัลส์ลบ คือ

$$\Delta t_- = \frac{2\Delta V}{Sc[1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{Sc}]} \quad (3.4)$$

โดยที่ Δt_- คือ ค่าเวลาของพัลส์ลบ
 ดังนั้น ค่าคาบเวลาของพัลส์หาได้จาก

$$\Delta t_+ + \Delta t_- = \frac{4\Delta V}{Sc[1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)^2}{Sc^2}]} \quad (3.5)$$

และความถี่สวิตชิ่ง f_{sw} คือ

$$f_{sw} = \frac{Sc}{4\Delta V} \left[1 - \frac{0.5V_r^2 \omega_r^2 (1 + \cos 2\omega_r t)}{Sc^2} \right] \quad (3.6)$$

จากสมการที่ 3.6 ความถี่สวิตชิ่งสูงสุด คือ

$$f_{sw(\max)} = \frac{Sc}{4\Delta V} \quad \text{ที่} \quad \omega_r t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (3.7)$$

และความถี่สวิตชิ่งต่ำสุด คือ

$$f_{sw(\min)} = \frac{Sc}{4\Delta V} \left[1 - \frac{V_r^2 \omega_r^2}{Sc} \right] \quad \text{ที่} \quad \omega_r t = 0, \pi \quad (3.8)$$

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ จะทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์มีค่ามากที่สุด หรืออาจกล่าวได้ว่า สามารถจะออกสวิตช์สัญญาณรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม โดยหาค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับได้ดังสมการต่อไปนี้

$$f_{ca} = \frac{1}{T} = \frac{N_{cm}}{2} \quad (3.9)$$

โดยที่ f_{ca} คือ ค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ

N_{cm} คือ ค่าจำนวนครั้งของการสวิตช์มากที่สุดต่อคาบเวลา

จากสมการ
$$T_c = \frac{4\Delta V}{Sc} \quad (3.10)$$

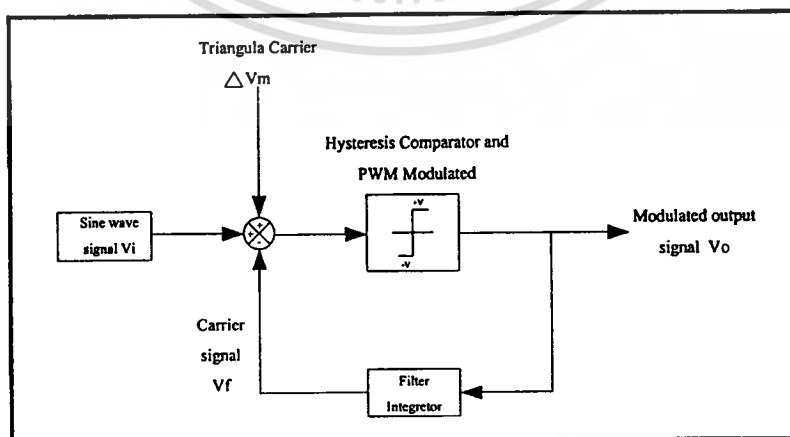
ดังนั้นจะได้
$$T_c = \frac{4R_1CR_2}{R_1 + R_2} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ 3.10 แทนในสมการที่ 3.9 จะได้

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2R_1CN_{cm}} \quad (3.12)$$

จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์ เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตเท่ากับศูนย์ วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์จะสามารถออกสวิตช์รูปคลื่นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม โดยความถี่ของการสวิตช์หรือค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ กำหนดได้จากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่มีรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือสัญญาณพหุ และเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์เป็นสัญญาณไซน์อ้างอิง วงจรจะกำเนิดสัญญาณเดลต้าพีดับบลิวเอ็มที่สามารถปรับความกว้างของพัลส์ได้จากพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตช์ซึ่งของเดลต้ามีอดดูเลชันให้มีค่าคงที่และนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนั่นเอง

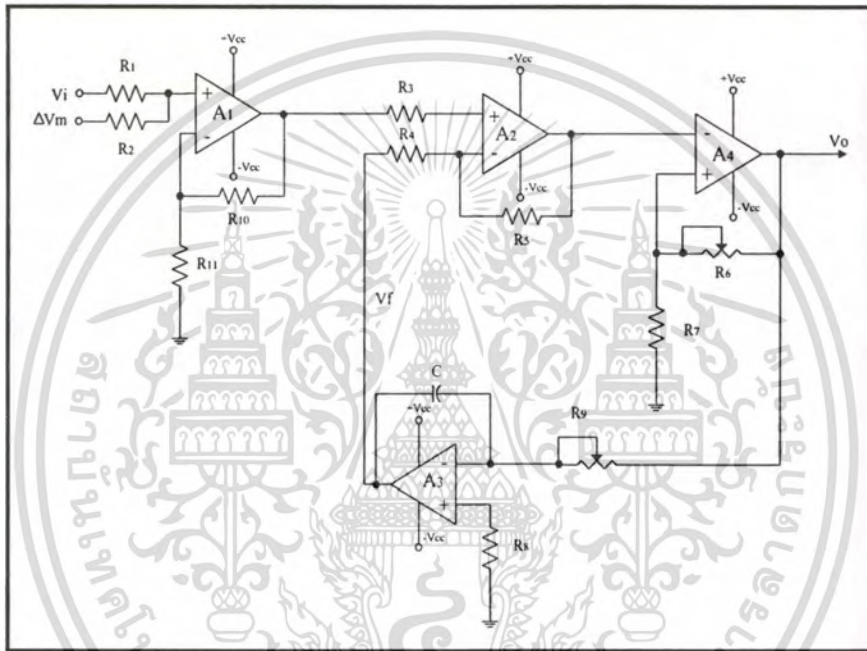
หลักการที่นำเสนอคือ การปรับสัญญาณสามเหลี่ยมค่าคงที่ ΔV_m ตรงจุดป้อนกลับสัญญาณให้ผสมกับสัญญาณไซน์ V_i ซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงเดิมเพื่อบังคับให้สัญญาณพหุ V_f ติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงใหม่ $V_i + \Delta V_m$ ดังแสดงในรูปที่ 3.19



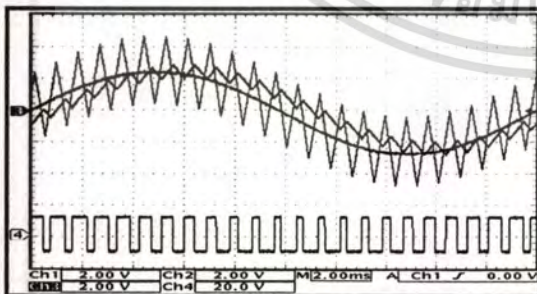
รูปที่ 3.19 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเดลต้ามีอดดูเลชันแบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

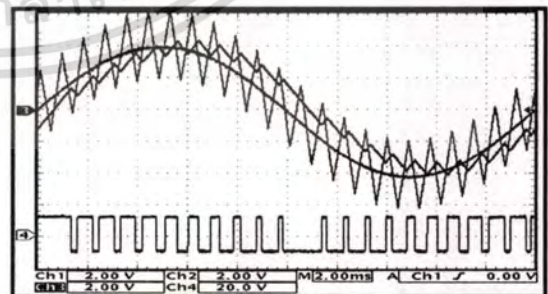
การทำงานของเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้แสดงในรูปที่ 3.19 เพื่อแก้ปัญหาความถี่การสวิตซ์ซึ่งไม่คงที่ ซึ่งเป็นข้อจำกัดของเทคนิคนี้โดยการทำงานคือ บ้อนสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่าคงที่ ΔV_m ตรงจุดรวมสัญญาณของบล็อกไดอะแกรมเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบเดิมเข้าไปผสมกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิม V_i ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณไซน์อ้างอิงใหม่คือ $V_i + \Delta V_m$ สัญญาณทั้งสองจะถูกทับซ้อนอยู่ด้วยกันจะได้สัญญาณเอาต์พุตพีดับบลิวเอ็มที่เกิดจากการตัดผ่านกันระหว่างสัญญาณอ้างอิงตัวใหม่ $V_i + \Delta V_m$ กับสัญญาณ V_f ผลที่ได้คือ มีความถี่การสวิตซ์ของพีดับบลิวเอ็มคงที่ ซึ่งจากบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.18 สามารถออกแบบวงจรอนาล็อกได้ดังรูปที่ 3.20 และมีหลักการทำงานดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.20 วงจรเดลด้ามีอดดูเลชั่น เมื่อออกแบบด้วยออปแอมป์

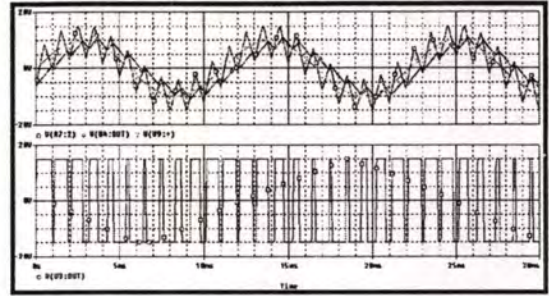
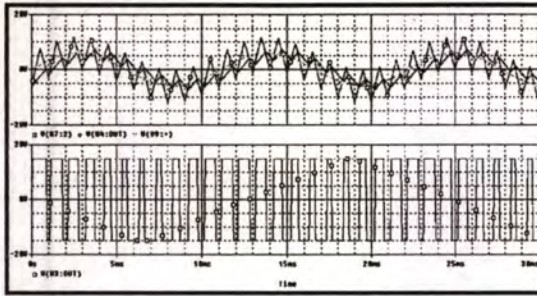


(ก) ความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz



(ข) ความถี่สัญญาณไซน์ 60 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ผลการจำลองความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz (ง) ผลการจำลองความถี่สัญญาณไซน์ 60 Hz

รูปที่ 3.21 สัญญาณการทำงานของเทคนิคที่นำเสนอ

การนำเสนอสัญญาณเอาต์พุตที่ดับลิแอมป์ที่ได้ เกิดจากการตัดผ่านระหว่างสัญญาณพาหะ (V_f) กับสัญญาณอ้างอิงใหม่คือ ($V_i + \Delta V_m$) มีข้อจำกัดตามเงื่อนไขดังนี้คือ

$$\text{Slope } (V_f) < \text{Slope } (V_i + \Delta V_m) \quad (3.13)$$

เพื่อให้มั่นใจว่าจะเกิดการตัดผ่านของสัญญาณทั้งสอง โดยได้เอาต์พุตที่ดับลิแอมป์ที่ความถี่การสวิตซ์คองที่จะได้

$$\text{Slope } (V_f) = \pm \frac{1}{RC} V_d \quad (3.14)$$

เมื่อ V_d คือ ระดับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตและค่าต่ำสุดของความชันของ ($V_i + \Delta V_m$) คือ

$$\begin{aligned} \text{Slope}_{\min} (V_i + \Delta V_m) &= \text{Slope } (\Delta V_m) \text{ Slope } (V_i) \\ &= 4f_m \Delta V_m - 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (3.15)$$

จากสมการ (3.13) , (3.14) และ (3.15) จะได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังนี้ คือ

$$\Delta V_m f_m = 0.25 \left[\frac{1}{RC} V_d + 2\pi f_s V_s \right] \quad (3.16)$$

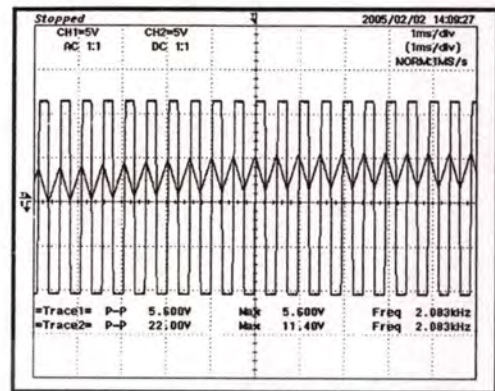
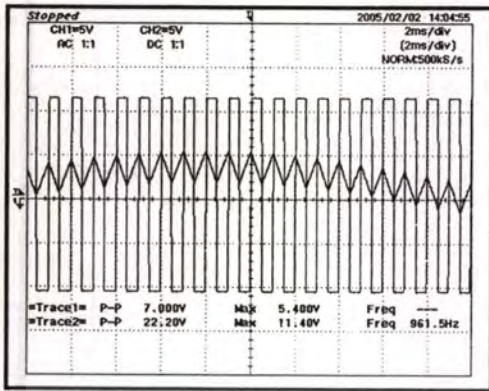
ที่ V_s และ f_s คือ แอมป์จูดต่ำสุดของสัญญาณควบคุมและความถี่มูลฐานตามลำดับ

3.7 ผลจากการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเดลต้ามีอดดูเลชัน เมื่อทำการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.1 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่สัญญาณ V_0 และ V_f ที่

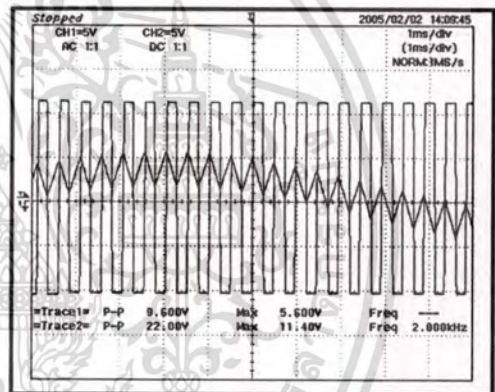
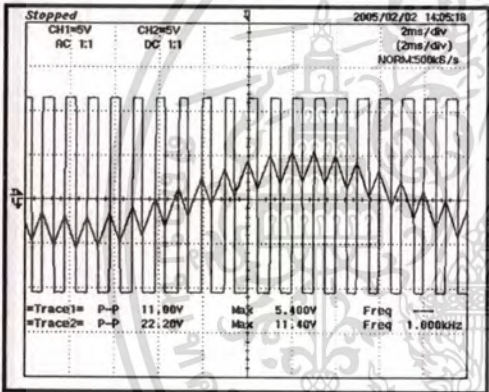
$V_{p-p} = 8.0 V$



(ก) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 2 kHz

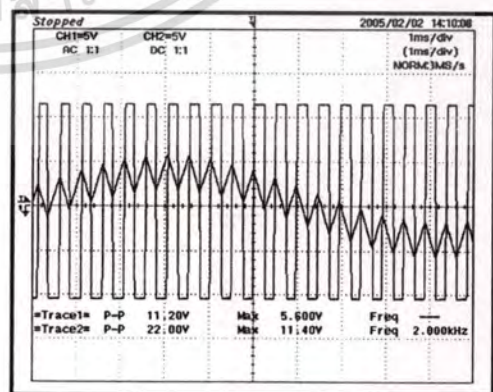
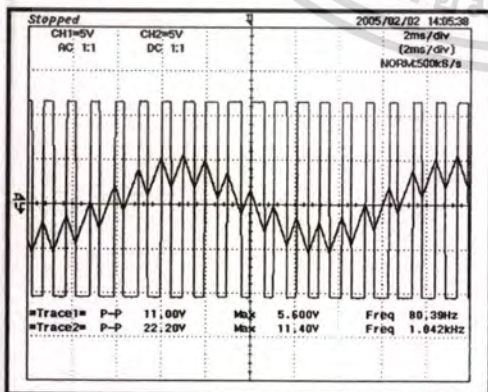
รูปที่ 3.22 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz



(ก) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.23 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz



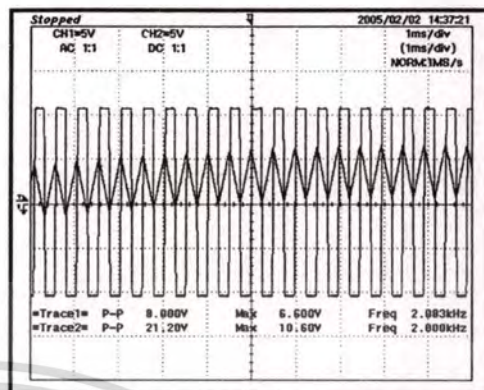
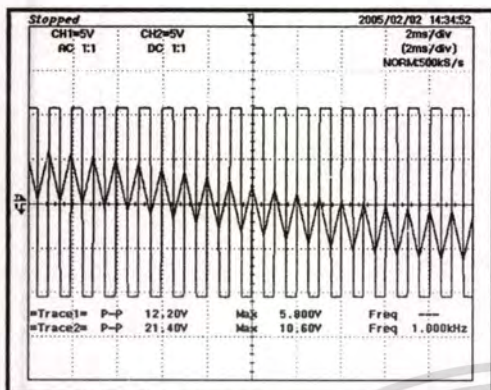
(ก) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.24 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

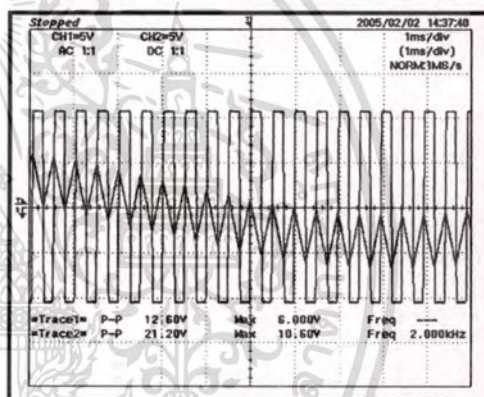
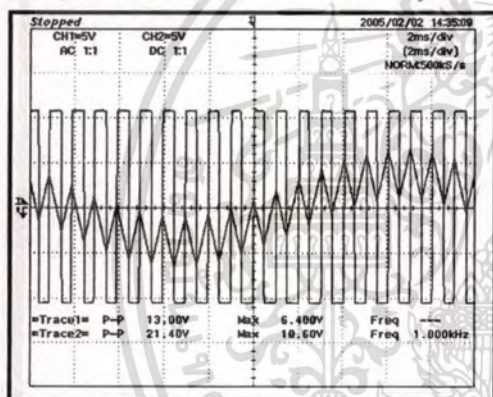
3.7.2 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรตที่ $R = 30K\Omega$, $C = 0.1\mu F$ ที่สัญญาณ V_0 และ V_f ที่ $V_{p-p} = 8.0 V$



(ก) ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตชิ่งที่ 2 kHz

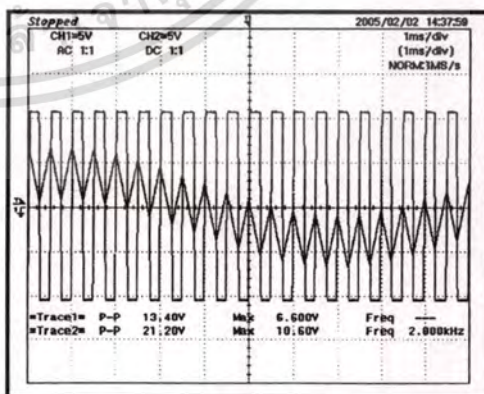
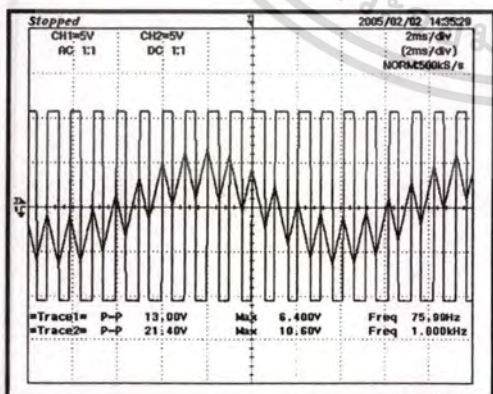
รูปที่ 3.25 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz



(ก) ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตชิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.26 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz



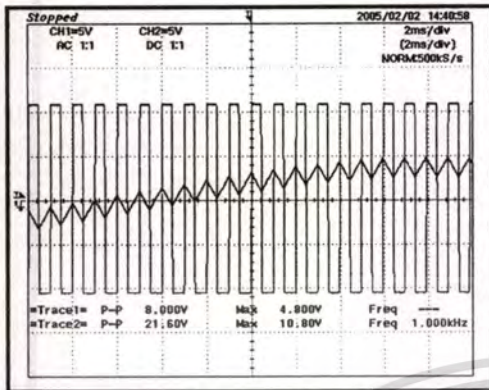
(ก) ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 kHz

(ข) ความถี่สวิตชิ่งที่ 2 kHz

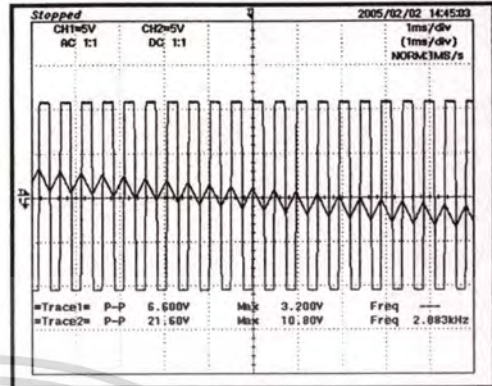
รูปที่ 3.27 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตชิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.3 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงที่ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรตที่ $R = 90K\Omega, C = 0.1\mu F$ ที่สัญญาณ V_0 และ V_f ที่ $V_{p-p} = 8.0 V$

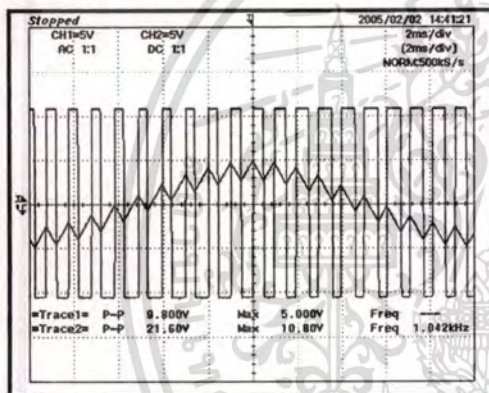


(ก) ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 kHz

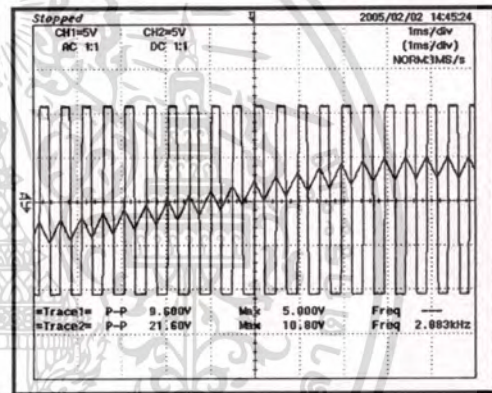


(ข) ความถี่สวิตซิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.28 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 20 Hz

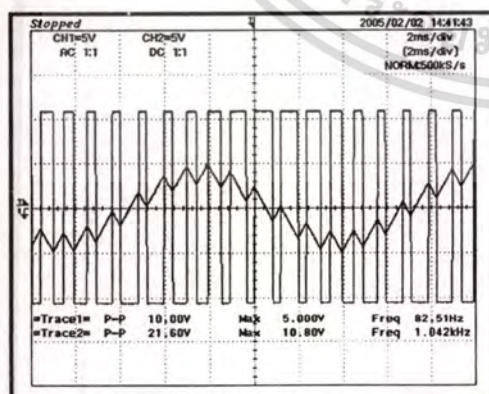


(ก) ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 kHz

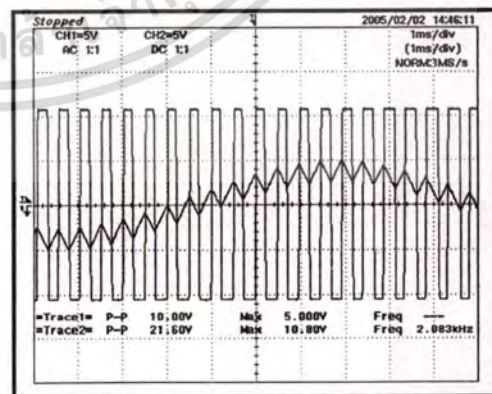


(ข) ความถี่สวิตซิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.29 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 50 Hz



(ก) ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 kHz



(ข) ความถี่สวิตซิ่งที่ 2 kHz

รูปที่ 3.30 สัญญาณ V_0 และ V_f ความถี่สวิตซิ่งที่ 1 และ 2 kHz ความถี่ไซน์ 80 Hz

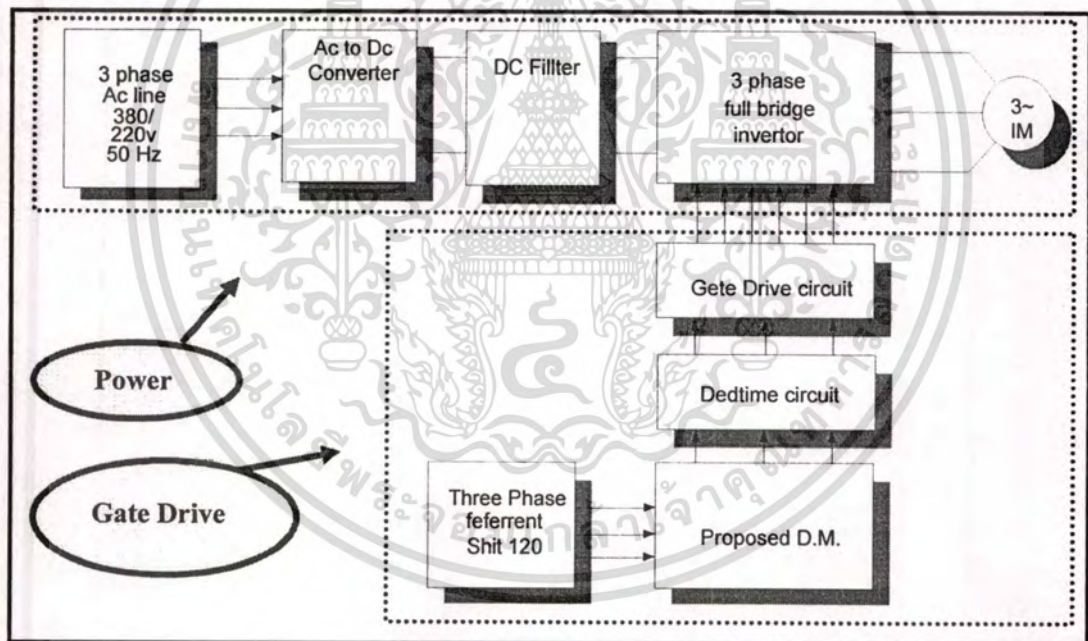
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

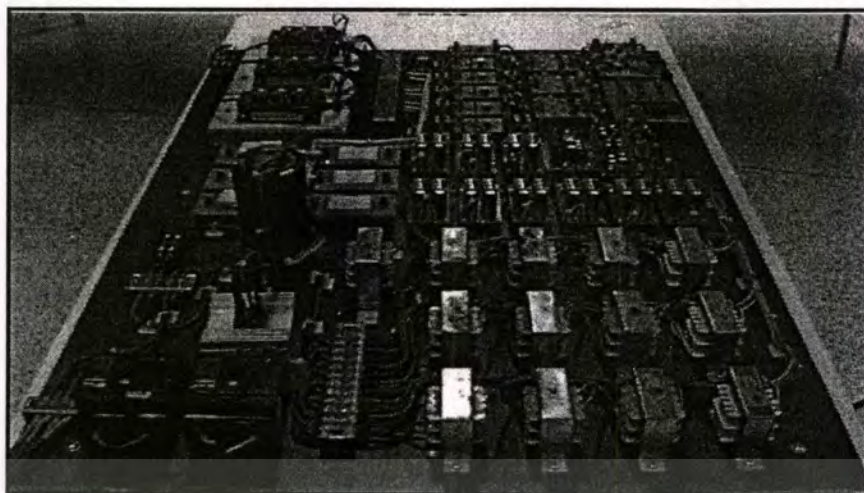
โครงสร้างและการออกแบบ

ในบทนี้ได้ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบเต็มคลื่นสามเฟสจำนวน 2 ชุด คือ อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเดลต้ามีอดดูเลชันแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไป และอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรสร้างสัญญาณควบคุมเกทแบบที่มีการปรับรูปความถี่สวิตซ์ซึ่งให้มีค่าคงที่ ทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาดพิกัด 2.2 KW 220/380V 9.5/5.5A 4 ขั้วแม่เหล็กความเร็วโรเตอร์ 1420 รอบต่อนาที ต่อเป็นสตาร์ มีวงจรการทำงานดังรูปที่ 4.1 และรูปชิ้นงานจริงในรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

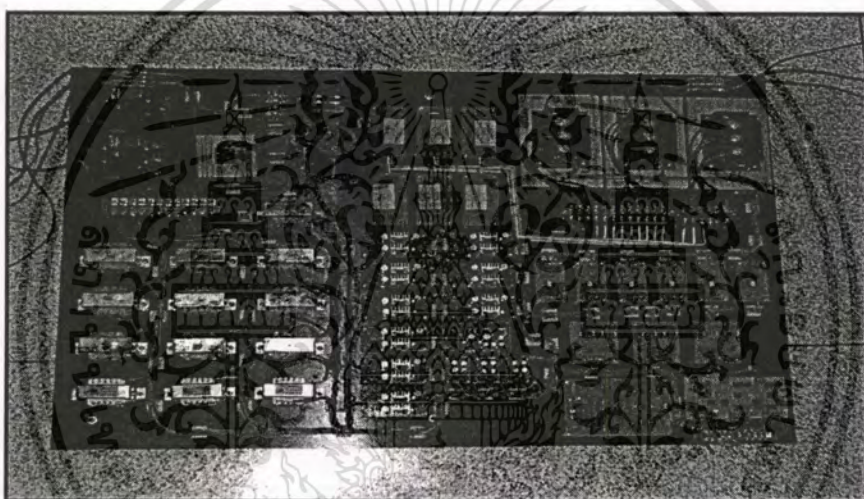
4.1 วงจรกำลังที่ออกแบบและสร้าง



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชัน



รูปที่ 4.2 ภาพชิ้นงานจริงของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เดต้ามีอดดูเลชันแบบเดิม



รูปที่ 4.3 ภาพชิ้นงานจริงของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เดต้ามีอดดูเลชันแบบใหม่

4.1.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรในส่วนนี้ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (full bridge) ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของแรงดันก่อนเข้าวงจรกรองแรงดันด้วยตัวเก็บประจุ เพื่อกรองแรงดันให้เรียบขึ้น ซึ่งในงานนี้สามารถเลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็นแบบโมดูลเบอร์ SKD 62/14 มีพิกัดแรงดัน 620 V กระแส 14 A

4.1.2 วงจรส่วนกรองแรงดันให้เรียบ (C-Filler)

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับวงจรเรียงกระแส นั้น ใช้สำหรับกรองแรงดันเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันโดยเฉพาะอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูงได้ เพื่อจะได้ไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

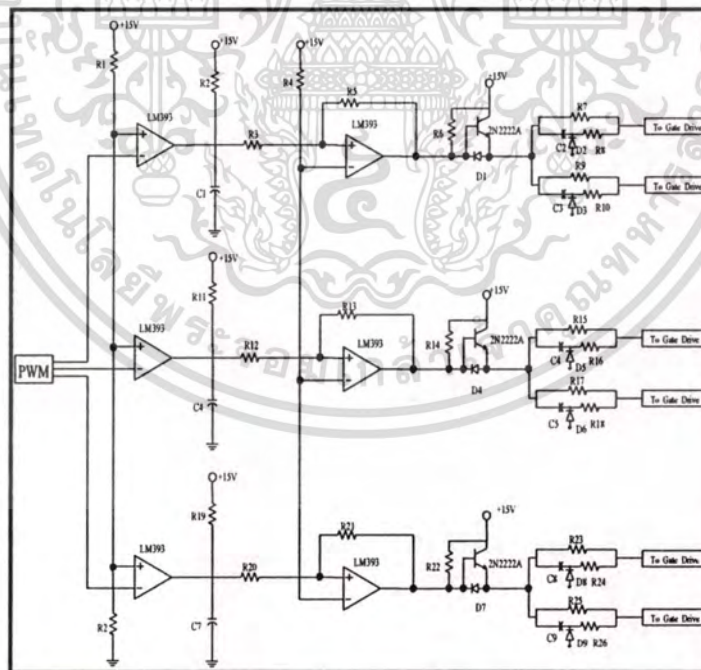
ด้านอินพุตที่จ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลตริก ขนาดต่างกันสามขนาดคือ $4700 \mu F$, $3300 \mu F$ และ $2200 \mu F$ พิกัดแรงดันสูงสุด $600 V$ ทั้งนี้ เพื่อทดสอบหาค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดัน เชื่อมโยงกระแสตรงที่เป็นผลมาจากกระแสไหลดทางเอาต์พุต ซึ่งได้อธิบายในบทที่ 5 ในหัวข้อ 5.3

4.1.3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส

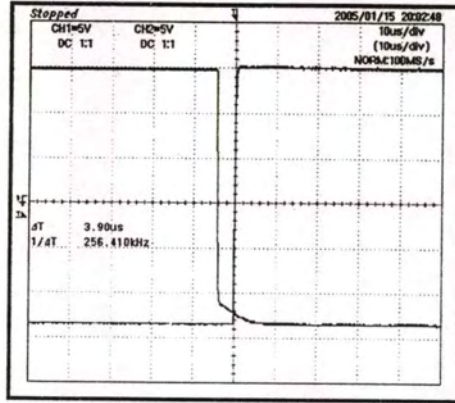
วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่เอาต์พุตได้ วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสร้างขึ้นนี้เป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเพราะสามารถควบคุมและออกแบบได้ง่าย ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้เลือกใช้ไอซีบีทีเบอร์ MG75Q2YS50 เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลัง พิกัดแรงดัน $750 V$ กระแส $50 A$

4.2 วงจรเดดไทม์ (dead time circuit)

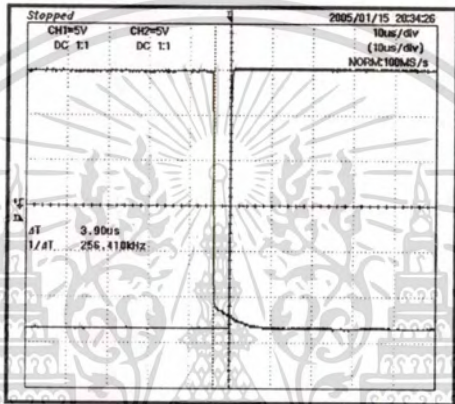
เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์กำลังไอซีบีทีตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรทำหน้าที่สร้างเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้ไอซีบีทีทั้งสองทำงานพร้อมกัน ในขณะที่มีการเปลี่ยนการทำงานอันเนื่องมาจากผลของสตอเรจไทม์ของไอซีบีทีเองซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งชั่วขณะผลคือ อาจทำให้ไอซีบีทีเสียหายได้ วงจรเดดไทม์ที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.3



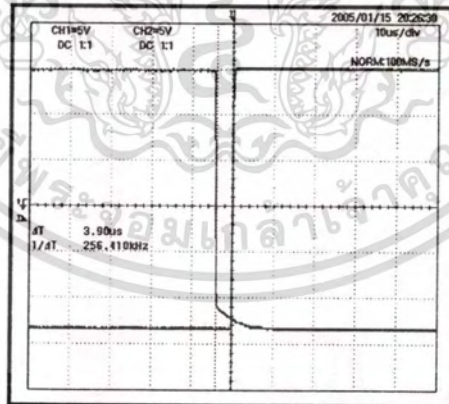
รูปที่ 4.3 วงจรเดดไทม์



(ก) สัญญาณเวลาที่เฟส A



(ข) สัญญาณเวลาที่เฟส B



(ค) สัญญาณเวลาที่เฟส C

รูปที่ 4.4 ลักษณะสัญญาณของวงจรสร้างเวลาของเฟสที่ A B C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

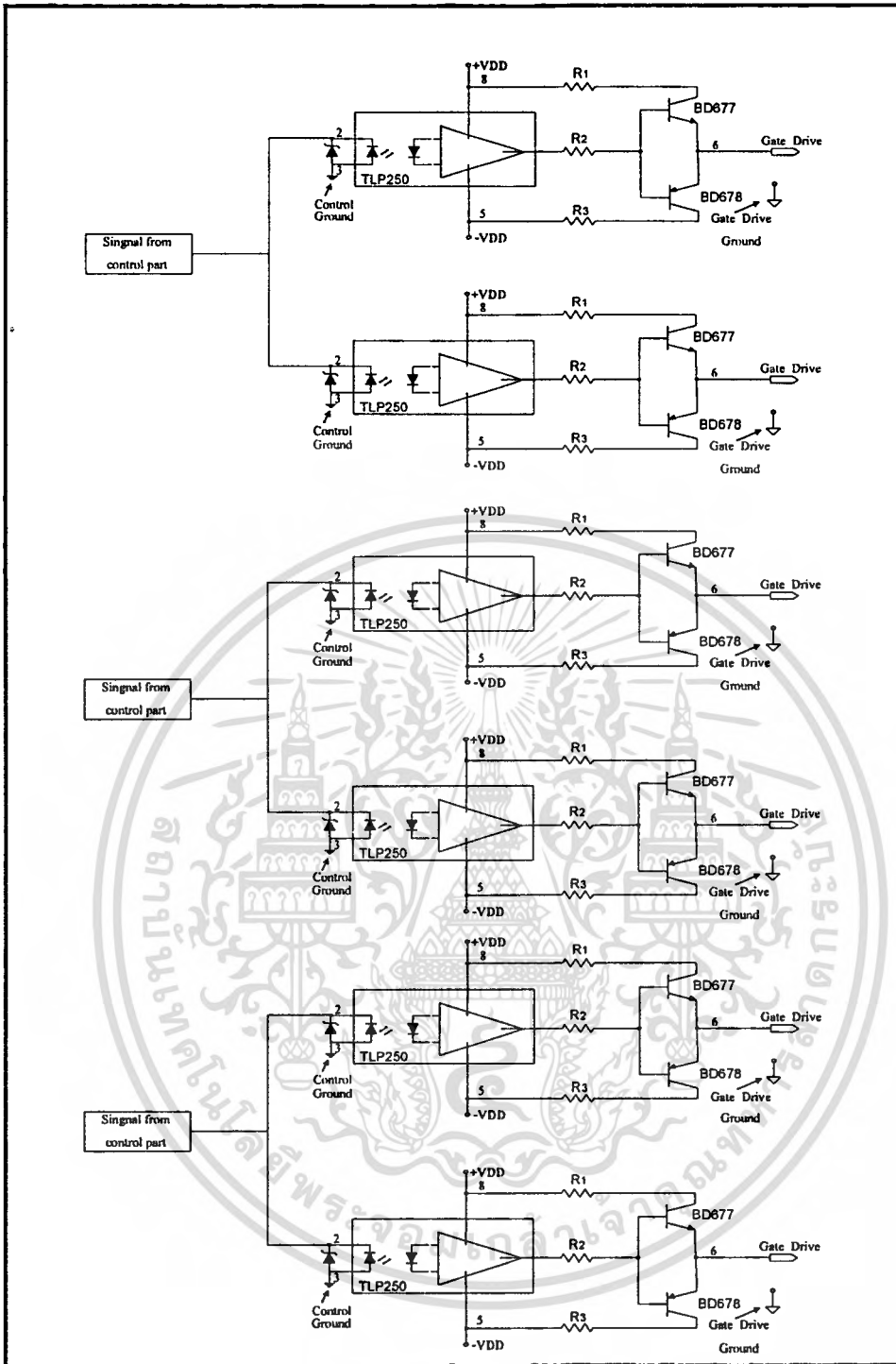
สัญญาณมอดดูเลชันทางความกว้างพัลส์ที่ต้องการสร้างเดดไทม์จะเป็นอินพุตของวงจรถูก ซึ่งวงจรถูกจะทำให้สัญญาณดังกล่าวมีค่าเวลาเดดไทม์เกิดขึ้นดังรูปคลื่นแสดงการทำงาน เวลาสามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่ทางเวลา RC ในทางทฤษฎีพบว่า ถ้าค่าเวลาเดดไทม์สูงจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีฐานลดลงไปจากเดิมและจะมีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกอันดับต่ำ ดังนั้นการเลือกค่า เดดไทม์ที่เหมาะสมจะมีความสัมพันธ์กับค่า t_r และ t_f ของไอจีบีที จากการทดลองได้เลือกค่าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานประมาณ $4\mu s$ สัญญาณที่ออกจากวงจรถูกเดดไทม์จะถูกส่งไปที่วงจรถูกต่อไป โดยได้แสดงผลการวัดจริงดังแสดงในรูปที่ 4.4

4.3 วงจรถูก

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรถูก ต้องนำมาผ่านวงจรถูกก่อนส่งไปยังไอจีบีที เนื่องจากไอจีบีทีในวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความต่างศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกัน จำเป็นต้องมีการแยกกราวด์ของไอจีบีที นอกจากนี้ยังต้องแยกส่วนวงจรถูกออกจากวงจรถูกกำลัง เพื่อจะแยกสัญญาณมอดดูเลชันทางความกว้างพัลส์จากวงจรถูกและวงจรถูกกำลังออกจากกัน ซึ่งอาจใช้พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์หรือไอซีแยกกระโดดทางแสง ดังนั้นการแยกกราวด์โดยใช้ไอซีแยกกระโดดทางแสง ซึ่งต้องสร้างไฟเลี้ยงที่เป็นอิสระต่อกันเพื่อจ่ายให้กับส่วนวงจรถูก

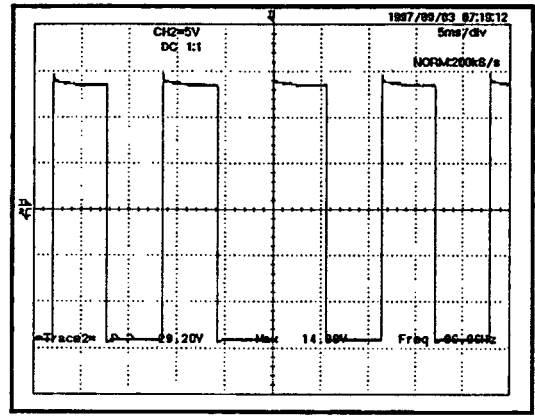
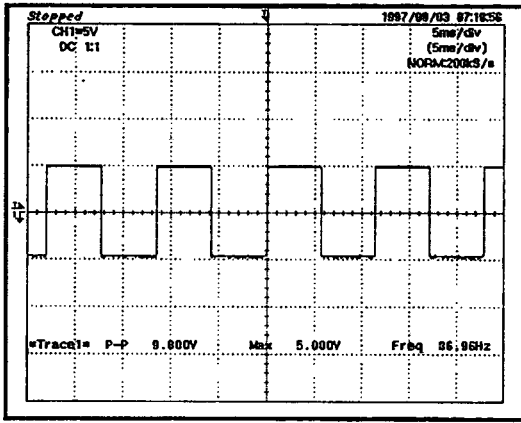
วงจรถูกนี้ได้ออกแบบใช้กับไอจีบีทีทั้งหมด 6 ตัว ดังรูปแสดงวงจรถูกจริง โดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250 โดยภายในไอซีเบอร์นี้จะมีอปโตคับเบิลสำหรับแยกสัญญาณควบคุมออกจากวงจรถูก

เพื่อเป็นการลดภาระการทำงานของไอซีดังกล่าว จึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพีและเอ็นพีเอ็นต่อเป็นโทเทมโพลส์ก่อนที่จะต่อเข้ากับขาเกตของไอจีบีที ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเป็นรูปคลื่นสัญญาณมอดดูเลชันทางความกว้างพัลส์ก่อนเข้าวงจรถูก และหลังผ่านวงจรถูกดังแสดงในรูปที่ 4.5

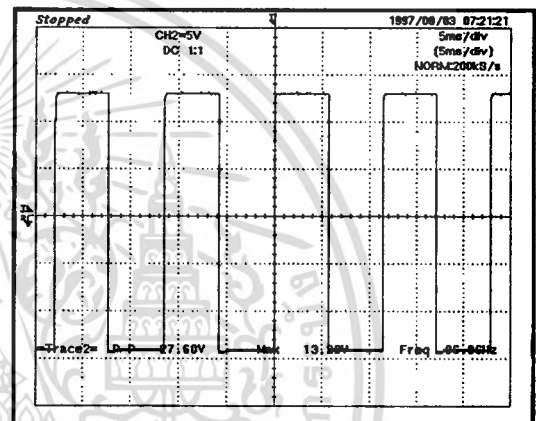
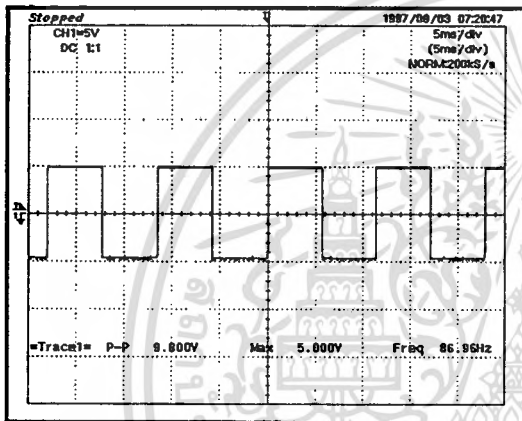


รูปที่ 4.5 วงจรขับนำสัญญาณเกทของไอซีบีที

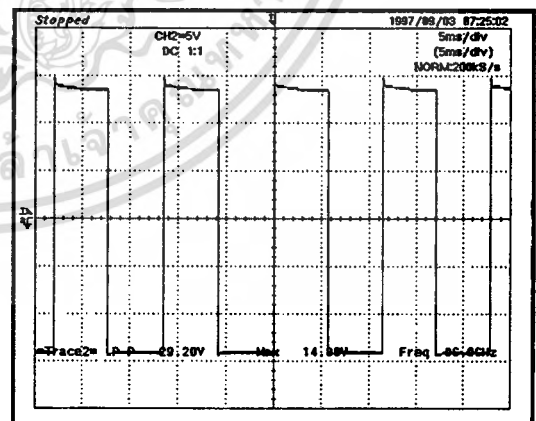
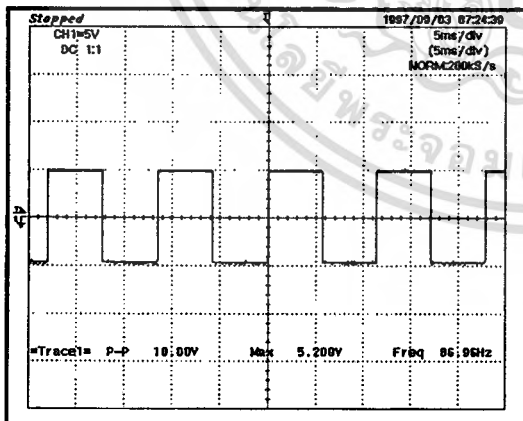
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 1

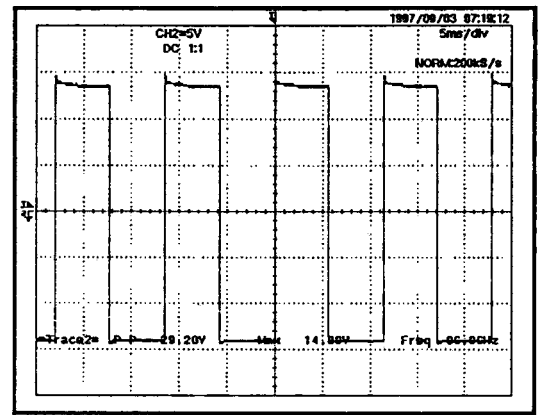
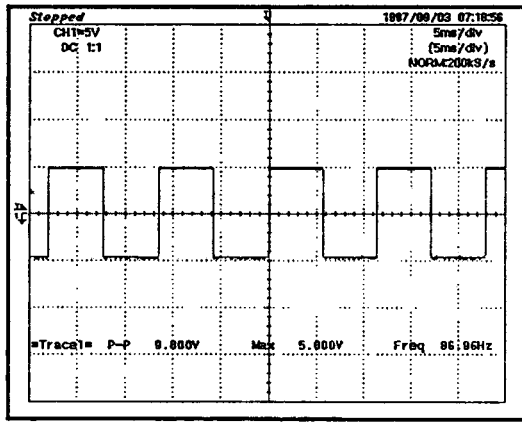


รูปที่ 4.7 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 2

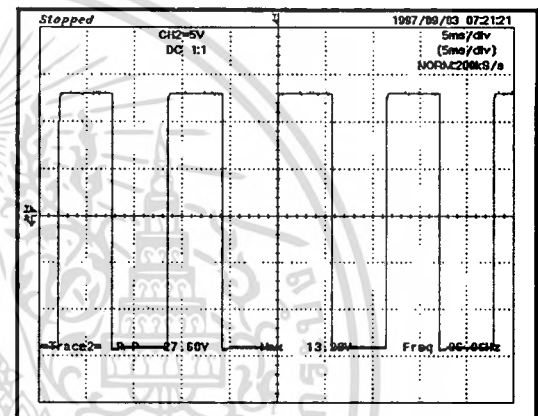
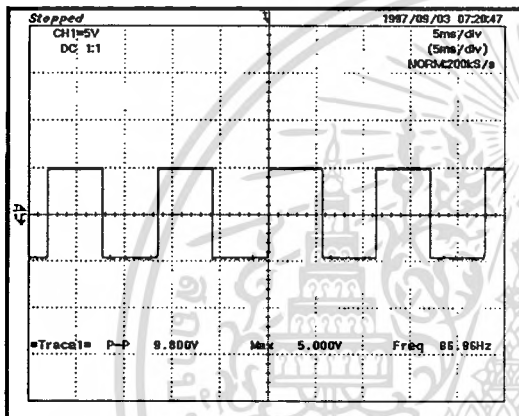


รูปที่ 4.8 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 3

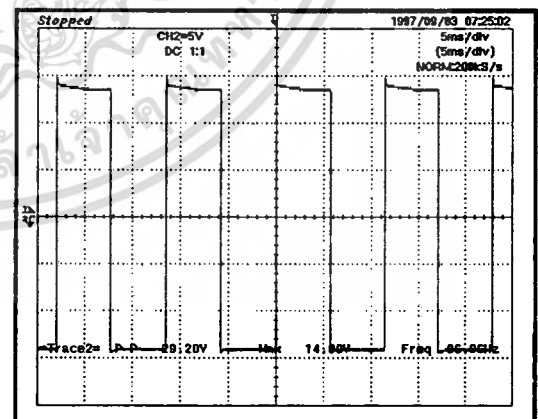
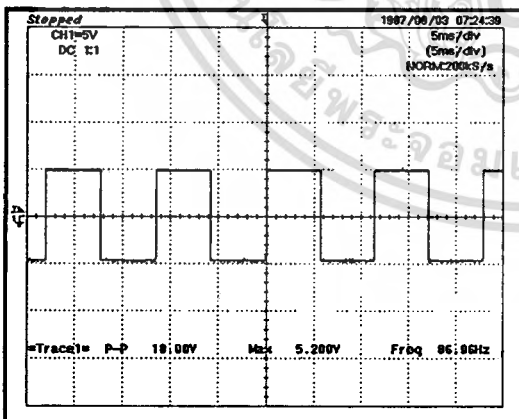
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 4



รูปที่ 4.10 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 5



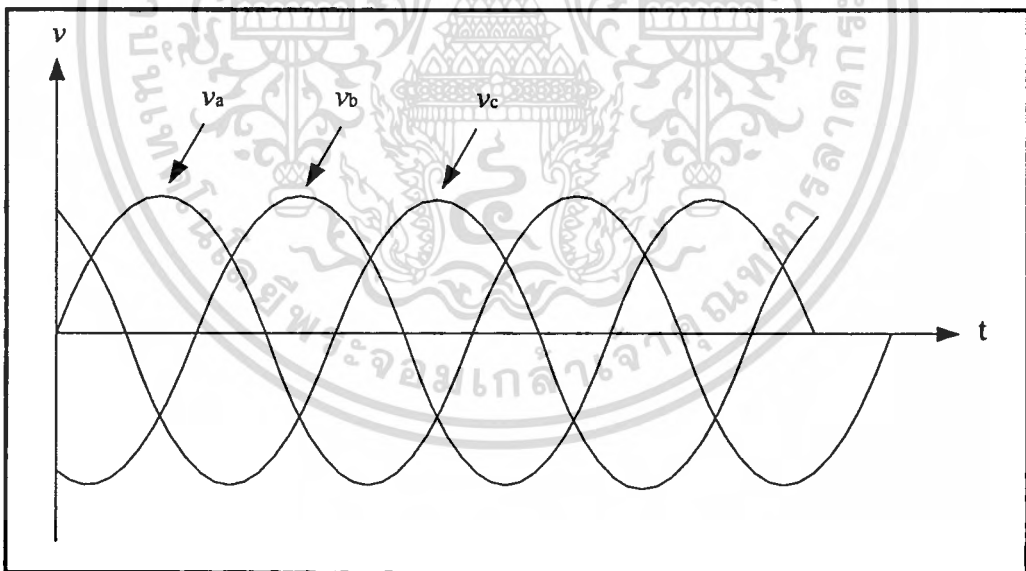
รูปที่ 4.11 ลักษณะสัญญาณอินพุตและ เอาต์พุตของวงจรขับเกทตัวที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

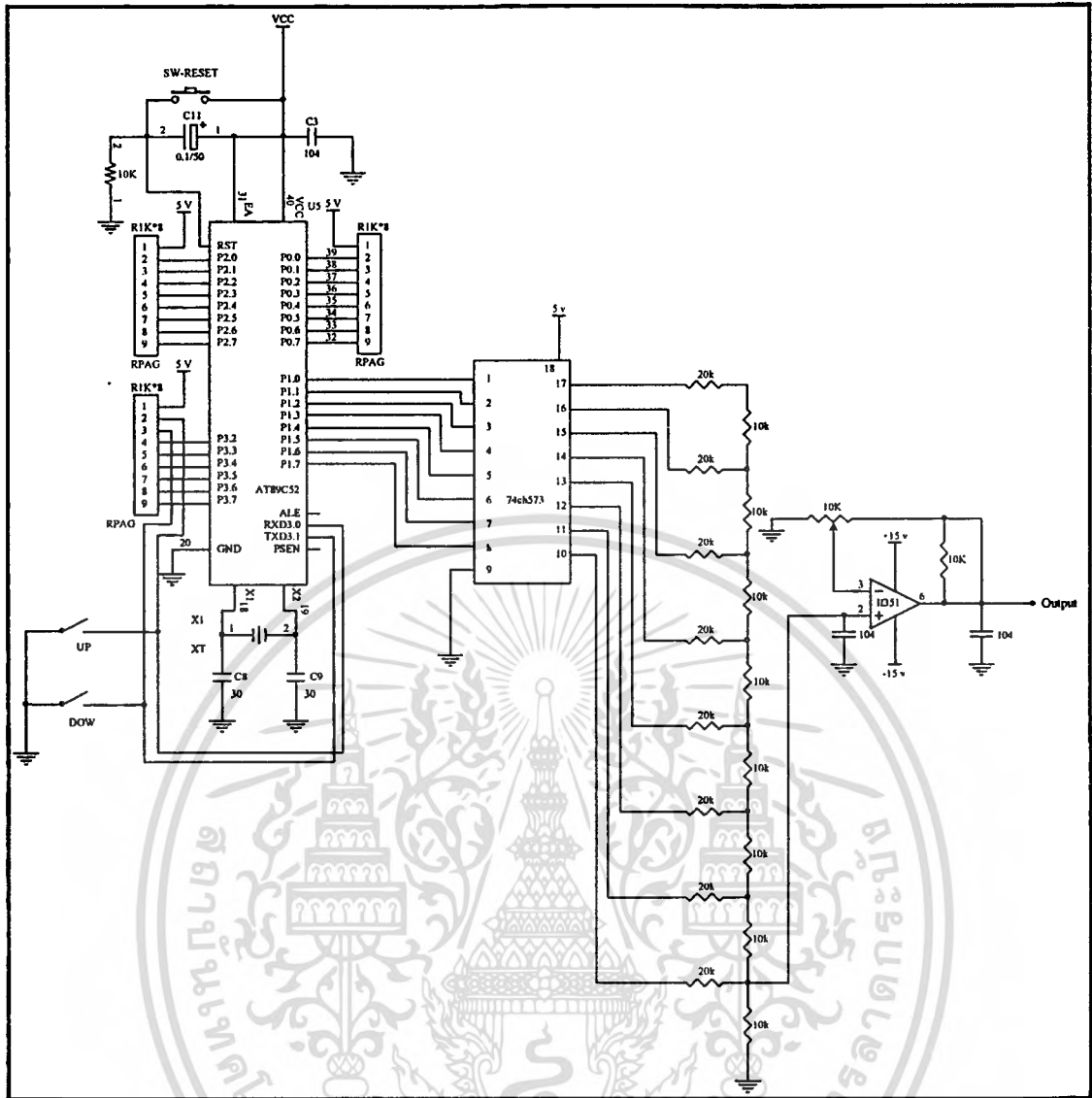
4.4 การออกแบบสัญญาณคลื่นไซน์ 3 เฟส

เป็นการสร้างสัญญาณไซน์เพื่อทำเป็นสัญญาณอ้างอิง ทำได้โดยเก็บข้อมูลของคลื่นไซน์อยู่ในรูปตารางข้อมูลไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ซีพียู ซึ่งแต่ละข้อมูลเป็นเลขดิจิตอลแทนค่าของขนาดรูปคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่าง ๆ ค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ การสร้างข้อมูลของสัญญาณไซน์โดยเก็บไว้ในหน่วยความจำ ใช้การอ้างแอดเดรสเพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งานในการออกแบบสัญญาณไซน์ที่เอาต์พุตของซีพียูจะเป็นสัญญาณดิจิตอล จึงต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาล็อกของรูปไซน์ที่สามารถควบคุมแรงดันอ้างอิง เพื่อปรับเปลี่ยนค่าของขนาดสัญญาณไซน์ได้

ดังนั้นสัญญาณไซน์ที่สร้างจากวงจรนี้ สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่แทนความถี่อ้างอิง ในขณะที่เดียวกันขนาดของสัญญาณไซน์ก็สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนแรงดันกระแสตรงนั้นก็คือ แรงดันอ้างอิง ในทำนองเดียวกันเฟส B และเฟส C ของสัญญาณไซน์มีการเก็บข้อมูลที่มีค่าเหมือนกับเฟส A เพียงแต่มีการเลื่อนตำแหน่งไปจากเฟส A เท่ากับ 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ ส่วนสัญญาณควบคุมต่าง ๆ เป็นสัญญาณเดียวกันกับเฟส A ซึ่งสัญญาณคลื่นไซน์ 3 เฟสสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 5 Hz – 100 Hz



รูปที่ 4.12 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณไซน์ 3 เฟส



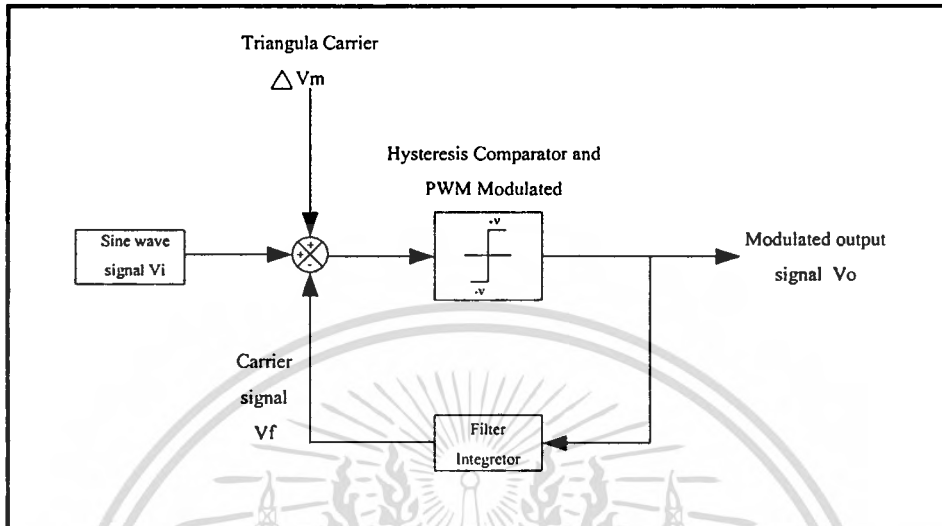
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรของสัญญาณไซน์ 3 เฟส

4.5 การออกแบบวงจรเคลต้ามืดดูเลชั่น

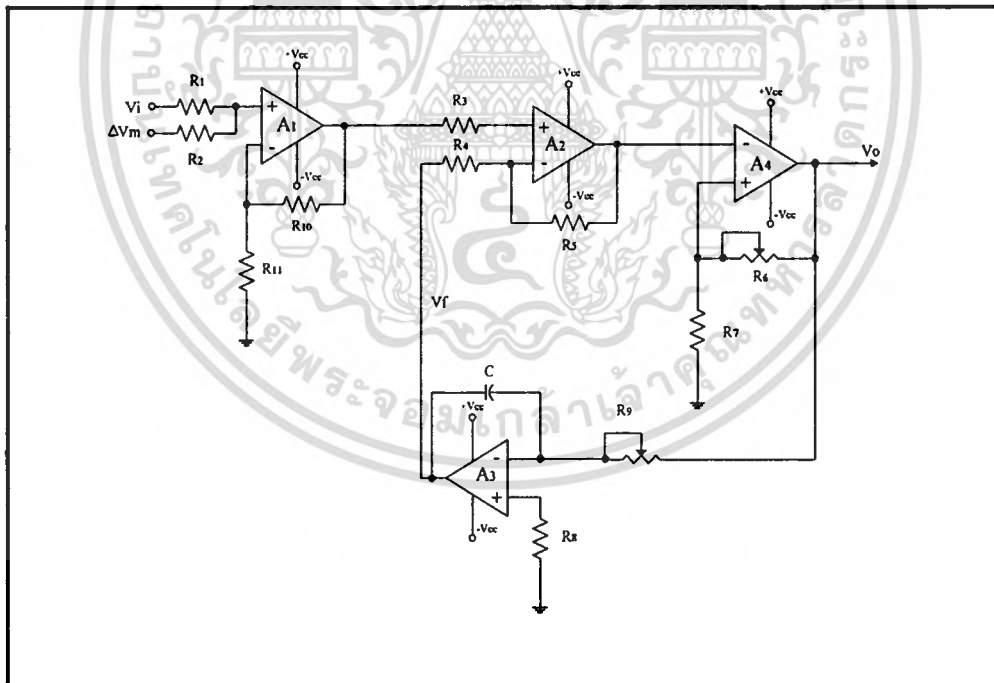
วงจรกําเนิดสัญญาณควบคุมแบบเคลต้ามืดดูเลชั่นที่นําเสนอ มีโครงสร้างการทำงานโดยแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.14 และสามารถออกแบบวงจรทางอนาล็อกได้ดังรูปที่ 4.15 ซึ่งการทำงานต้องอาศัยโครงสร้างการทำงานของเทคนิคเคลต้ามืดดูเลชั่นแบบพื้นฐานเดิม โดยใส่ค่าคงที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมคงที่ ΔV_m ตรงจุดรวมสัญญาณเพื่อชดเชยกับสัญญาณผิดพลาดและรวมกับสัญญาณไซน์อ้างอิงตัวเดิม คือ V_i มีผลทำให้เกิดสัญญาณอ้างอิงตัวใหม่ คือ $V_i + \Delta V_m$ ดังนั้นสัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะติดตามค่าสัญญาณอ้างอิงใหม่ เป็นผลให้ขอบเขตฮีสเตอรีซิส สามารถปรับตัวได้ตามช่วงของสัญญาณสามเหลี่ยมคงที่ที่ป้อนเพิ่มเข้ามา จึงทำให้เกิดการติดตามของสัญญาณใหม่ เป็นผลให้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอชเอตพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีคาบเวลาการทำงานค่อนข้างคงที่ เมื่อนำไปขับนำเกทของอินเวอร์เตอร์ทำให้มีประสิทธิภาพของสัญญาณดีกว่าเทคนิคแบบพื้นฐานเดิม ซึ่งเป็นเทคนิคที่สามารถทำได้ง่ายและราคาถูก การทำงานทั้งสามเฟสแสดงในรูปที่ 4.16

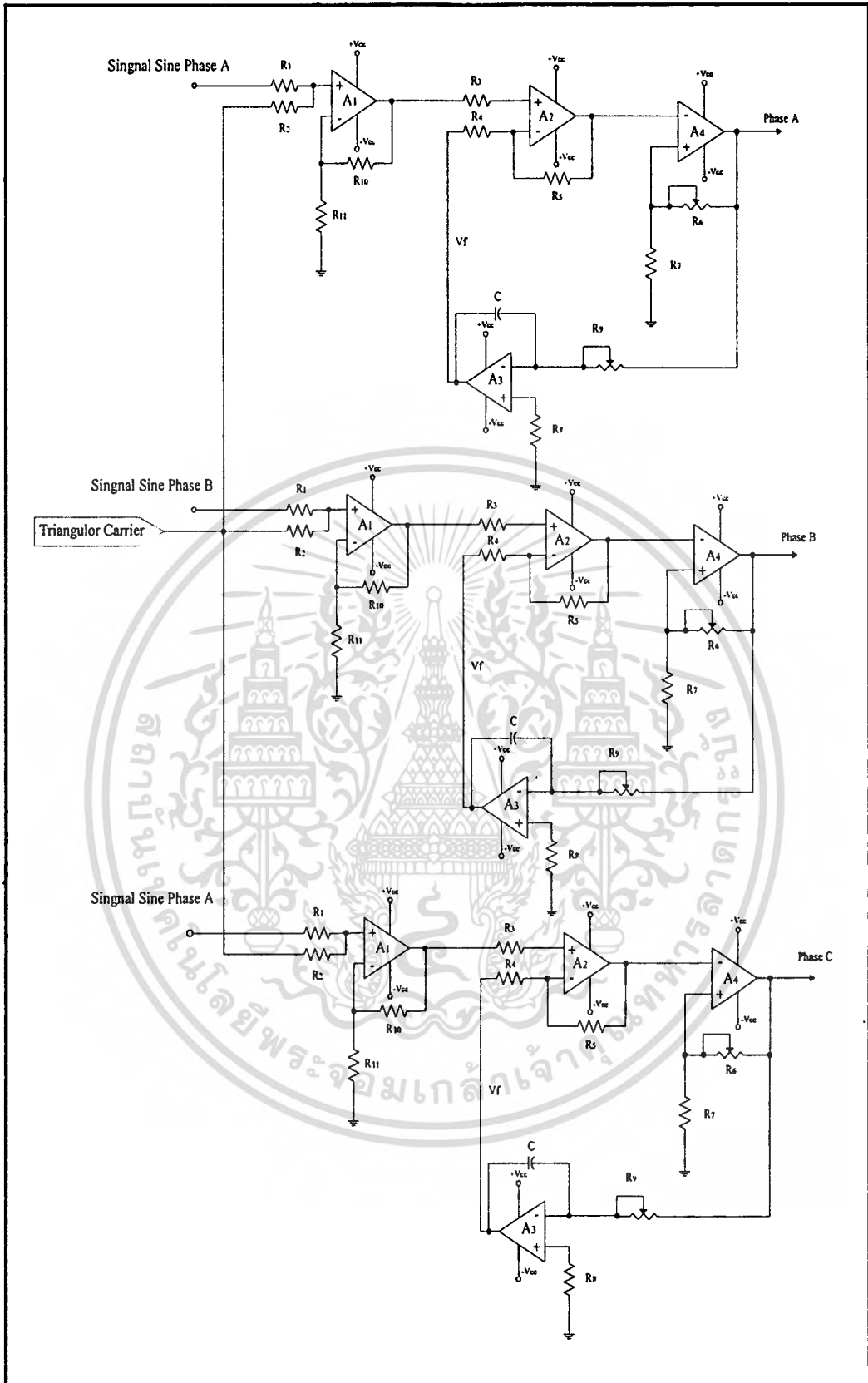


รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมที่ออกแบบเพื่อนำเสนอ



รูปที่ 4.15 วงจรเดลด้ามีอดดูเลขชั้น เมื่อออกแบบด้วยออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 วงจรเดลด้ามีอดดูเลชั่น แบบ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดสอบ

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบที่ได้ทดลองกับเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเต็มคลื่น โดยมีโครงสร้างการทำงานในรูปที่ 4.1 ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้สร้างเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นจำนวน 2 ชุดคือ เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีวงจรถ่ายสัญญาณขับนำเกทแบบเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้าง และเครื่องต้นแบบที่มีชุดสร้างสัญญาณขับนำเกทโดยอาศัยเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่ง ซึ่งผลการทดสอบมุ่งเน้นเพื่อแสดงผลการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องต้นแบบทั้งสองชุด และจากผลการทดสอบได้ยืนยันว่าคุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบที่มีวงจรถ่ายสัญญาณ โดยอาศัยเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งมีข้อได้เปรียบมาก เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างทั่วไป วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดสอบเครื่องต้นแบบทั้งสองกับโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาดพิกัดแรงดัน 220/380 V 9.5/5.5 A 4 ขั้วแม่เหล็ก ความเร็วโรเตอร์ 1420 รอบต่อนาที ทดสอบแบบวงจรมอบเปิด (Open loop) เพื่อหาคุณสมบัติขณะขับโหลดและไร้โหลด เพื่อวิเคราะห์หาสเปคตรัมฮาร์มอนิกส์ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวม (THD) และทดสอบการทำงานแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยใช้เครื่องมือที่แสดงไว้ในภาคผนวก (ข) การทดสอบได้กำหนดเงื่อนไขให้เป็นแบบเดียวกันทั้งสองชุด เช่น ใช้ในการวัดชุดเดียวกันในการวัด ปรับให้พารามิเตอร์ของวงจรมอบเปิดเป็นต้น

ผลการทดสอบได้แสดงการเปรียบเทียบด้วยวิธีการวัดโดยใช้เครื่องมือที่ได้มาตรฐาน และเปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณเอาต์พุตแสดงในหัวข้อต่อไปนี้คือ

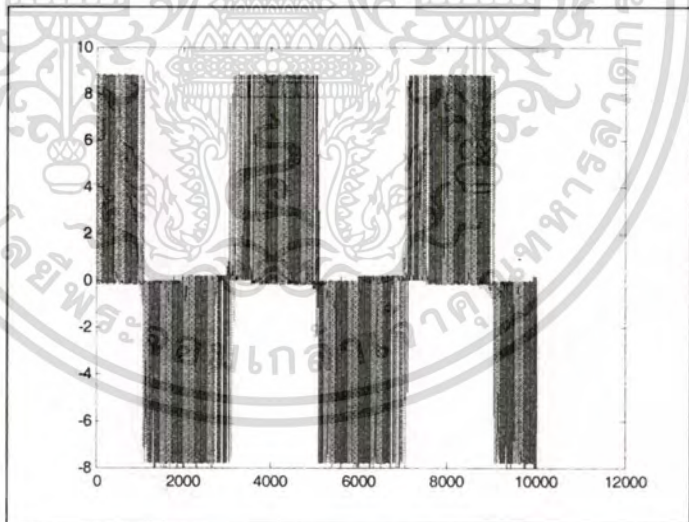
- 5.1. พิจารณาสเปคตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส และแรงดันของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์
- 5.2. พิจารณาความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของกระแสและแรงดัน (THDi) และ (THDv)
- 5.3. พิจารณาผลเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง
- 5.4. พิจารณาประสิทธิภาพการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในภาวะขับโหลดที่พิกัด

5.1 พิจารณาสเปกตรัมฮาร์มอนิกสักระแสและแรงดันของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์

การทดสอบในส่วนนี้ทดสอบกับเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดคือ เดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐานและ อินเวอร์เตอร์แบบที่มีการปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง โดยการวัดสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้ออสซิลโลสโคปยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1540C ตรวจวัดขนาดแรงดันไลน์และรูปคลื่นกระแส จากนั้นได้นำข้อมูลของรูปคลื่นที่เก็บในรูปแบบของข้อมูลแอสกีไฟล์ (ACQ File) หรือวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกสักระแส โดยอาศัยหลักการของ Fast Fourier Transform (FFT) ซึ่งเป็นคำสั่งในโปรแกรม MATLAB ช่วยให้สามารถวิเคราะห์และแสดงองค์ประกอบ ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ได้อย่างชัดเจน และยังคำนวณหาค่า %THD ได้อย่างรวดเร็วด้วย

ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมของรูปคลื่นสัญญาณ

1. บันทึกรูปคลื่นสัญญาณจากออสซิลโลสโคปอย่างน้อย 1 วัฏจักรในรูปแบบข้อมูล ASCII FILE
2. นำข้อมูลรูปคลื่นสัญญาณ ASCII FILE ที่เก็บในรูปแบบ M FILE ของโปรแกรม MATLAB
3. ใช้คำสั่ง PLOT ของโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงข้อมูลจาก M FILE เป็นรูปคลื่นสัญญาณ



รูปที่ 5.1 รูปคลื่นสัญญาณที่พล็อตจากโปรแกรม MATLAB

4. กำหนดช่วงคาบเวลา 1 วัฏจักร (start และ stop) และลำดับฮาร์มอนิกที่ต้องการ ลำดับเริ่มต้น ช่วงเว้นลำดับ ลำดับสุดท้าย (A,B,C) เพื่อวิเคราะห์สเปกตรัมจากคำสั่ง FFT และคำนวณหาค่า %THD โดยใช้โปรแกรมดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

function p=Spectrum(V,start,stop,A,B,C)

V=V(start:stop);
Vfft=fft(V)*2/length(V);
figure(1);stem(abs(Vfft(A:B:C)*1))*sqrt(2));
axis([0 100 0 600]);
title('Harmonic Spectrum');
xlabel('Harmonic Order');
ylabel('Amplitude');
%text(30,0.8,'Total Harmonic Distortion = 73.0224%');
%text(30,0.7,'Fundamental magnitude = 0.8062');
Vmag=abs(Vfft(A:B:C)*1)/(sqrt(2));
Vangle=angle(Vfft(A:B:C))*180/pi;

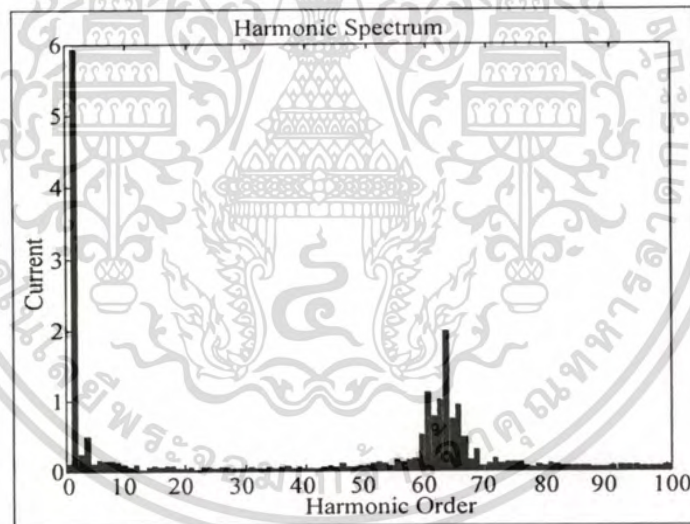
Yt=(sqrt(sum((Vmag(3:C)).^2)));
%Find THDv
THDv=100*(sqrt(sum((Vmag(3:C)).^2)))/Vmag(2);
f=(50:50:650);

[Vmag Vangle ]
Yt
THDv

```

รูปที่ 5.2 โปรแกรมวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกที่เขียนจากโปรแกรม MATLAB

5. เมื่อรันโปรแกรมแล้ว จะได้สเปกตรัมของฮาร์มอนิกพร้อมค่า %THD

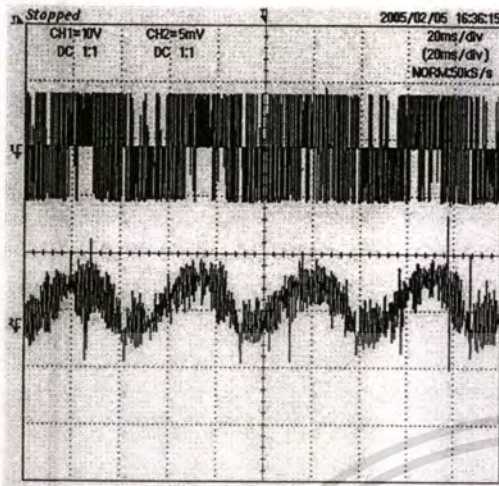


รูปที่ 5.3 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของรูปคลื่นที่ทำการวิเคราะห์

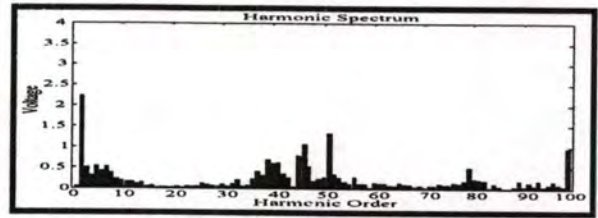
โดยการทดสอบใช้วิธีการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ในช่วง 1-5 KHz ความถี่ฐานอยู่ในช่วง 5-100Hz โดยแบ่งการทำงานเป็น 2 ส่วนคือ 5-50Hz ทำงานที่โหมดที่ดับบลิวเอ็ม 50 Hz ทำงานโหมดความถี่ฐาน 50-100 Hz ทำงานโหมดแรงดันคงที่ ซึ่งผลการทดสอบได้นำเสนอไว้ในทุกๆ ช่วงการทำงานคือ 20,50,80 Hz ตามลำดับ และปรับเปลี่ยนช่วงความถี่สวิตซ์ซึ่งที่นำเสนอที่ 1 KHz, 2 KHz และ 5 KHz และกำหนดให้ค่าดัชนีการมอดดูเลตมีค่าคงที่ ซึ่งมีผลการทดสอบดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

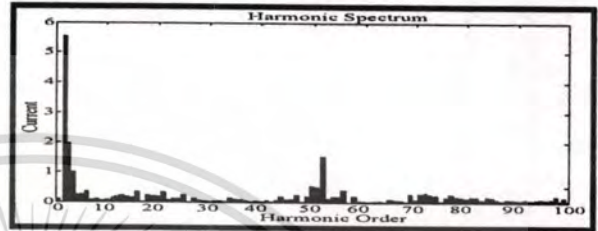
5.1.1 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตซ์ซิง 1 kHz



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

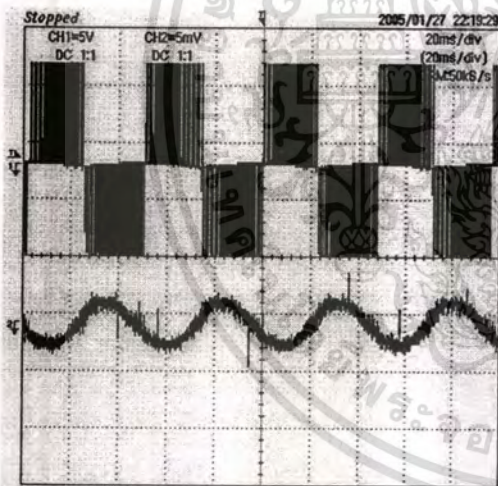


(ข) ฮาร์โมนิกส์แรงดัน

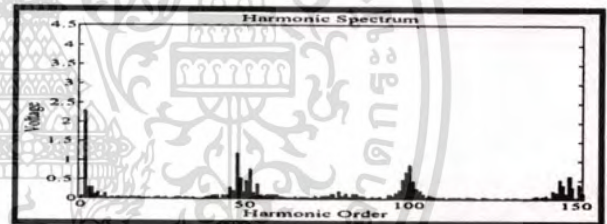


(ค) ฮาร์โมนิกส์กระแส

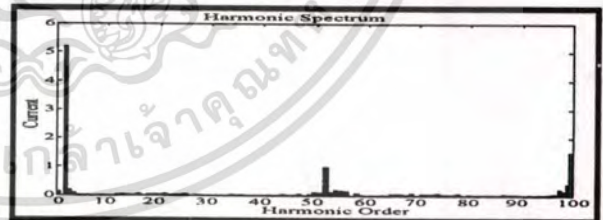
รูปที่ 5.4 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์โมนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน



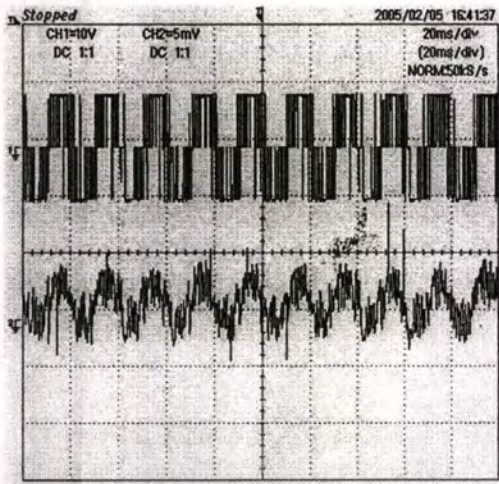
(ข) ฮาร์โมนิกส์แรงดัน



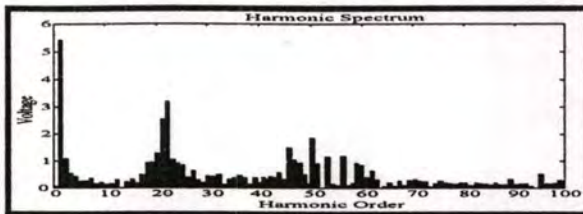
(ค) ฮาร์โมนิกส์กระแส

รูปที่ 5.5 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์โมนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิง

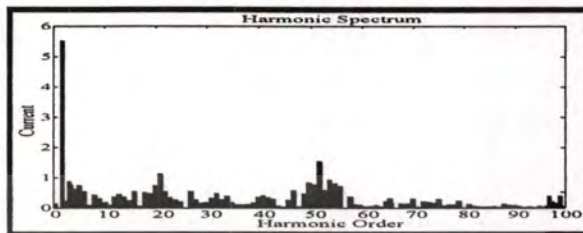
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

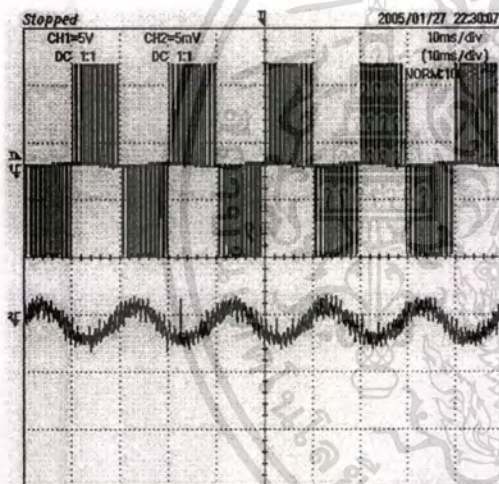


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

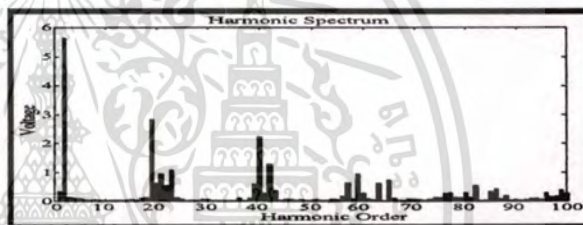


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

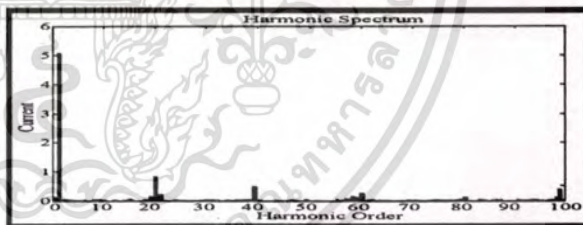
รูปที่ 5.6 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

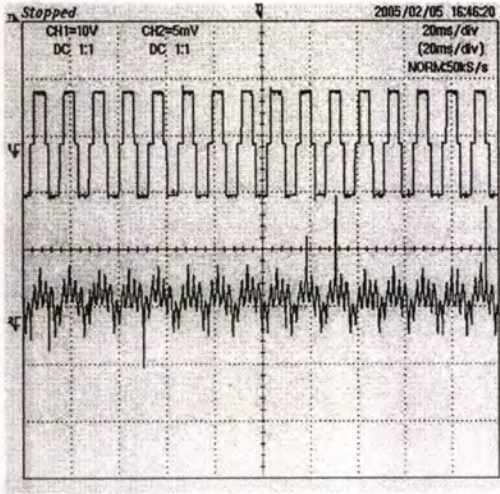


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

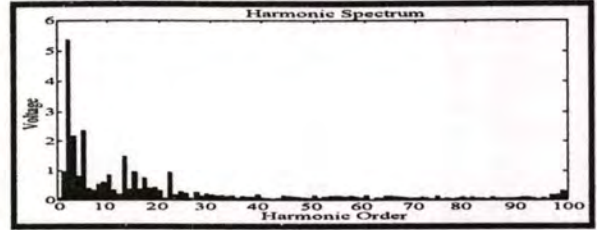


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

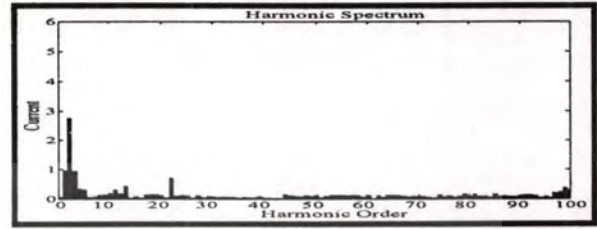
รูปที่ 5.7 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซิ่ง



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

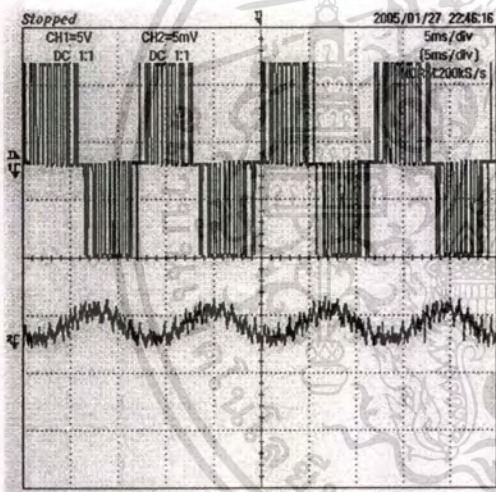


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

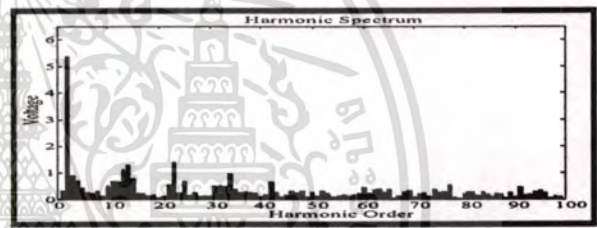


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

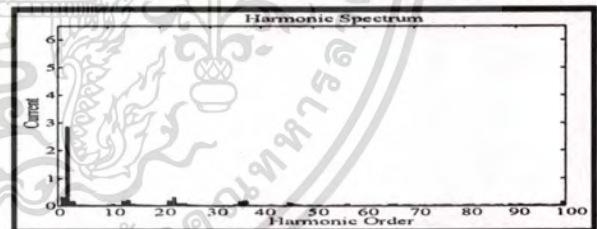
รูปที่ 5.8 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน



(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

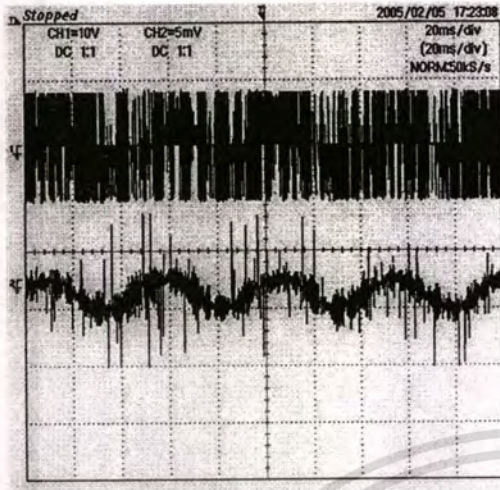


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

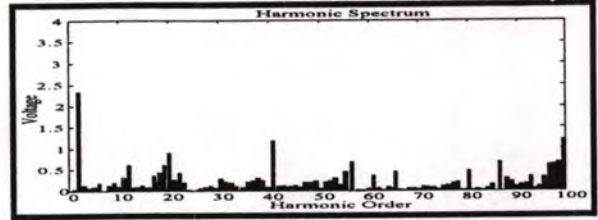
รูปที่ 5.9 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

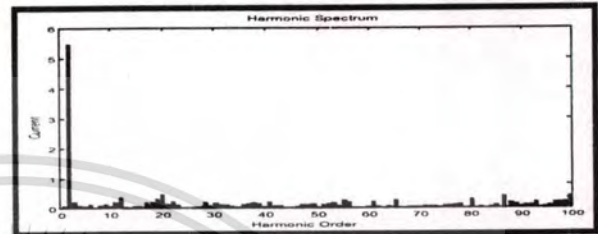
5.1.2 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

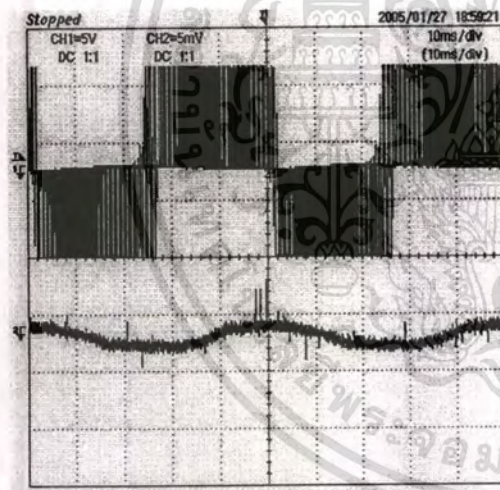


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

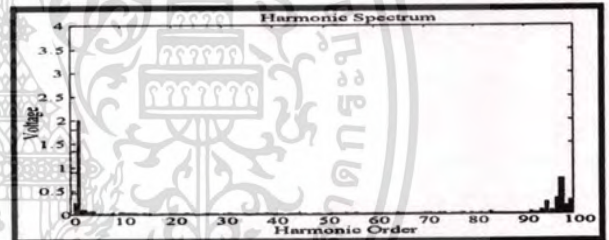


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

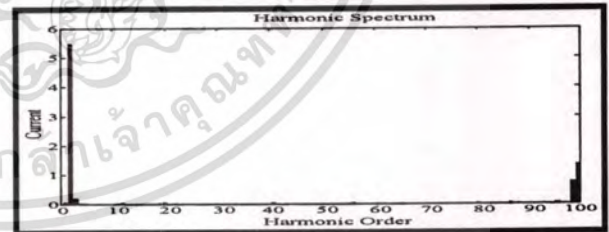
รูปที่ 5.10 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

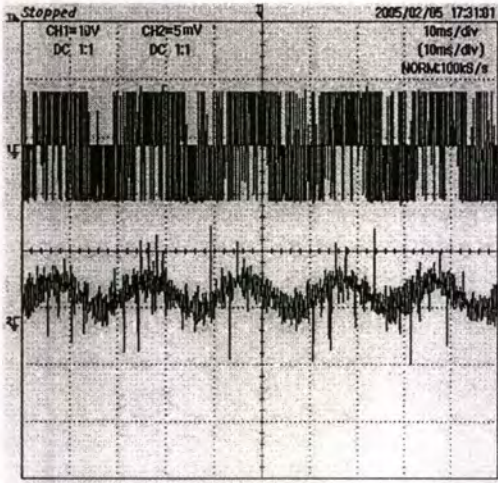


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

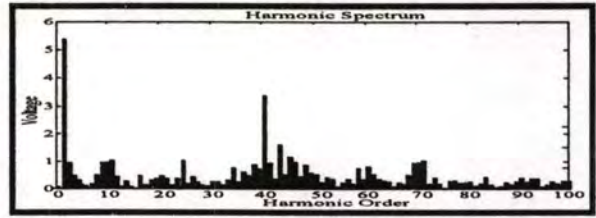


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

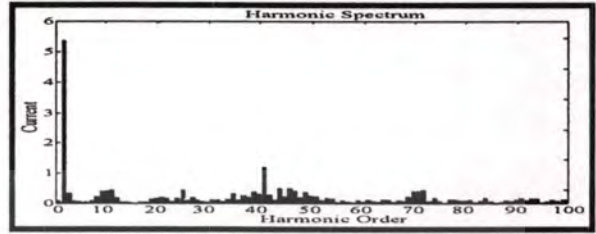
รูปที่ 5.11 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิง



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

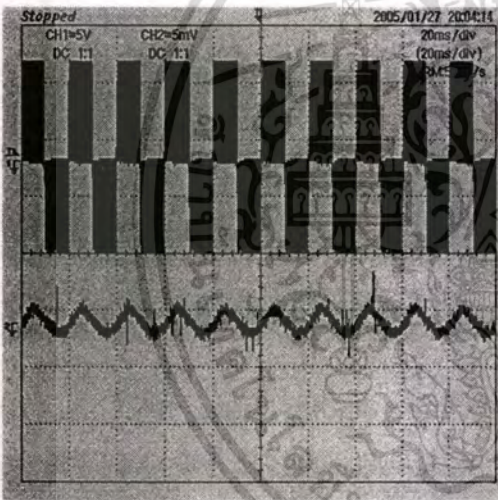


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

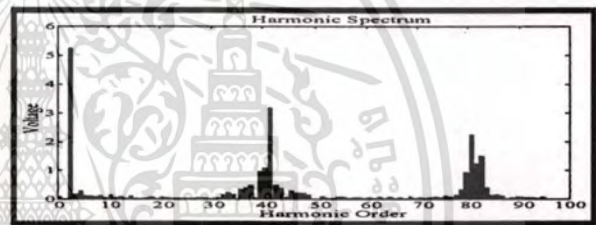


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

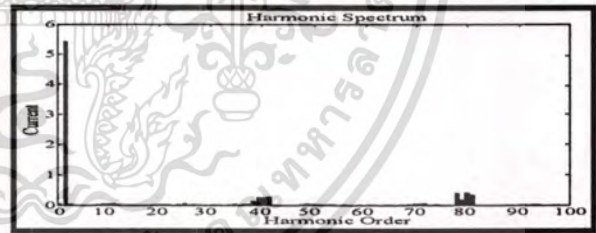
รูปที่ 5.12 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน



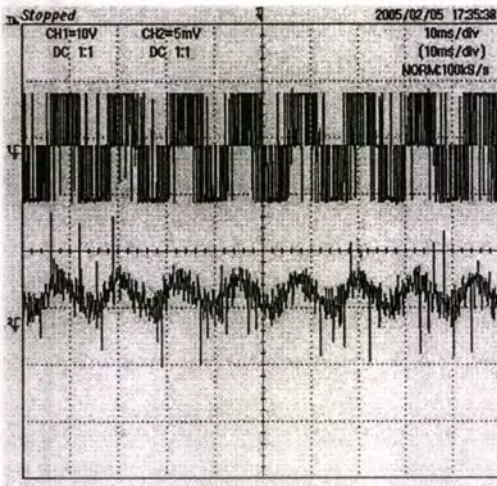
(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน



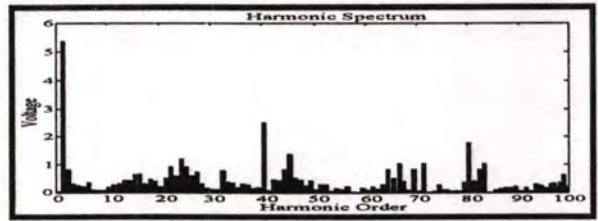
(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

รูปที่ 5.13 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์

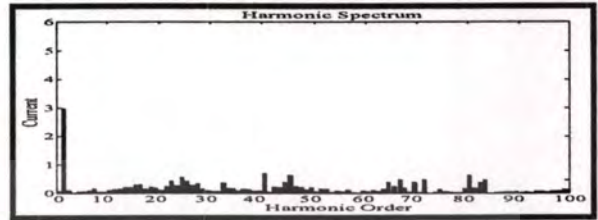
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

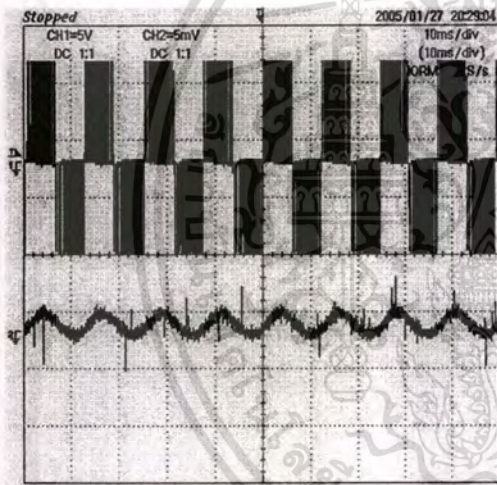


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

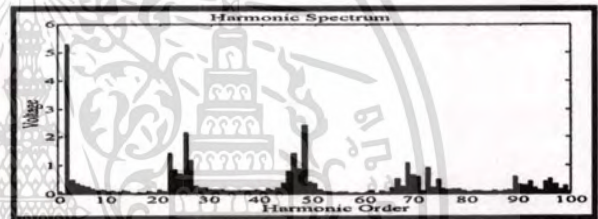


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

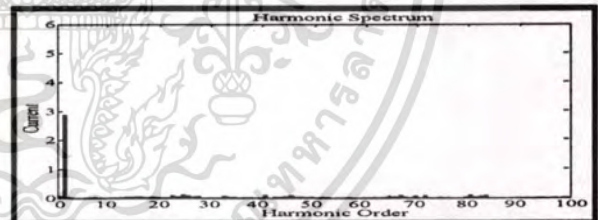
รูปที่ 5.14 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน



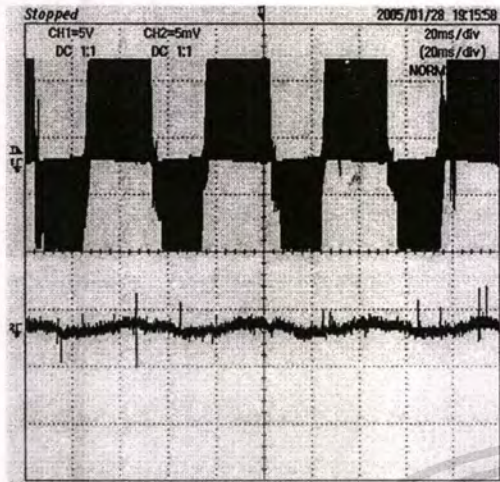
(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน



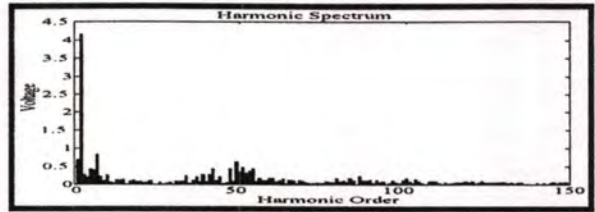
(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

รูปที่ 5.15 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 80 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง

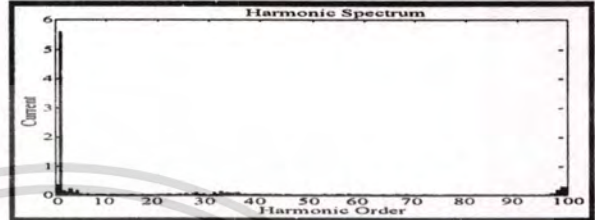
5.1.3 ผลการทดสอบที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 5 kHz



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

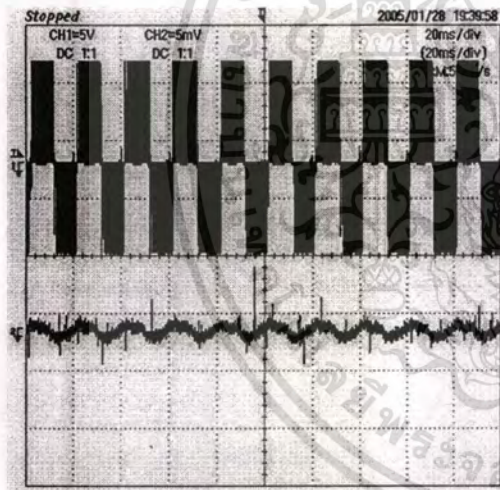


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

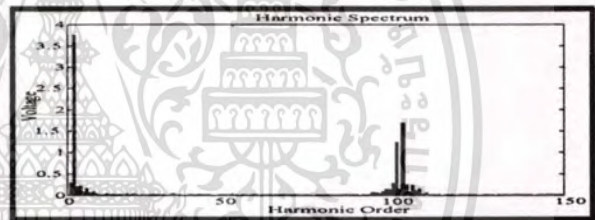


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

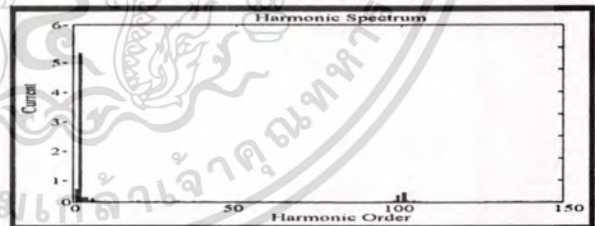
รูปที่ 5.16 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณกระแส และแรงดัน

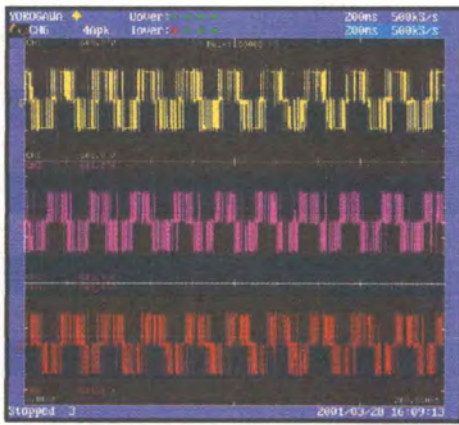


(ข) ฮาร์มอนิกส์แรงดัน

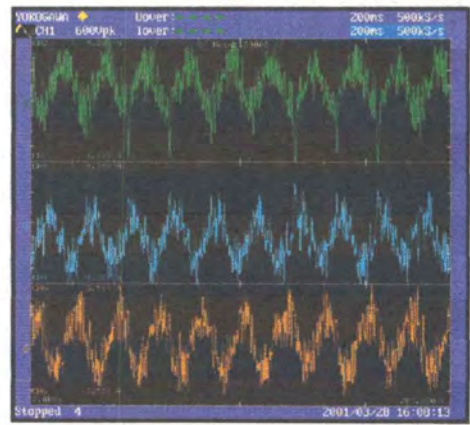


(ค) ฮาร์มอนิกส์กระแส

รูปที่ 5.17 สัญญาณกระแส แรงดัน และฮาร์มอนิกส์กระแส แรงดัน ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง 50 Hz ของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

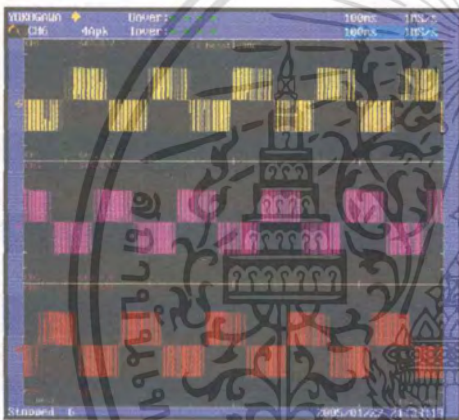


(ก) สัญญาณแรงดันเฟส ABC

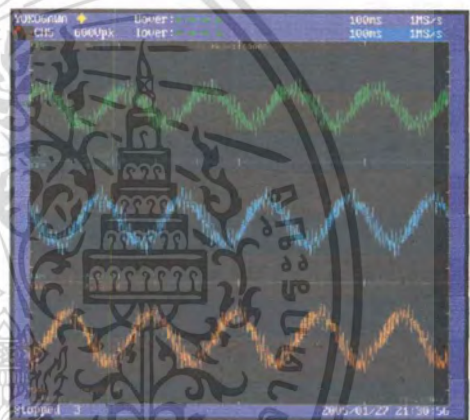


(ข) สัญญาณกระแสเฟส ABC

รูปที่ 5.18 สัญญาณกระแส และแรงดัน 3 เฟส ที่ความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz แบบโครงสร้างพื้นฐาน



(ก) สัญญาณแรงดันเฟส ABC



(ข) สัญญาณกระแสเฟส ABC

รูปที่ 5.19 สัญญาณกระแส และแรงดัน 3 เฟส ที่ความถี่สัญญาณไซน์ 50 Hz แบบโครงสร้างที่ปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดสอบที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้น สามารถยืนยันถึงข้อได้เปรียบของเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตช์ซึ่งที่นำเสนอ กล่าวคือ จากการวิเคราะห์ผลสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องต้นแบบทั้งสองพบว่า เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมเกทที่ทำให้ความถี่สวิตช์ซึ่งเปลี่ยนไป สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การปรับเปลี่ยนขนาดและความถี่ของสัญญาณอ้างอิง ในการทำงานแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ส่วนการปรับความถี่สวิตช์ซึ่ง เลือกการปรับค่าคงที่ทางเวลาในวงจรอินทิเกรเตอร์ สามารถปรับความถี่สวิตช์ซึ่งได้ในช่วง 1-5 kHz โดยความถี่สวิตช์ซึ่งที่สูงขึ้นจะไม่มีผลกับขนาดของแรงดันมูลฐานของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ แต่จะแปรผันตามขนาดของดัชนีการมอดดูเลชั่นนั้นคือ หากดัชนีมอดดูเลชั่นมีค่าสูงขึ้นขนาดของแรงดันมูลฐานก็จะมีค่าสูงขึ้นเช่นเดียวกัน ในขณะที่เดียวกันขนาดของขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสจะไม่มีผลกับขนาดของแรงดันเอาต์พุตมูลฐานด้วย แต่การปรับเปลี่ยนขนาดความชันของแรงดันป้อนกลับ หรือการปรับความถี่ของสวิตช์ซึ่งจะมีผลกับอันดับของฮาร์มอนิกส์ให้เลื่อนออกจากองค์ประกอบมูลฐาน ดังนั้นเพื่อเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของตัวกรองสัญญาณจึงมักออกแบบให้ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าสูงขึ้น ซึ่งต้องคำนึงถึงการสูญเสียอันเกิดจากอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเช่นกัน

จากการทดสอบที่นำเสนอไว้ข้างต้น รูปที่ 5.4 และ 5.5 แสดงผลการทดสอบเมื่อปรับความถี่สวิตช์ซึ่งที่ 1 kHz สัญญาณไซน์อ้างอิง 20 Hz ซึ่งเป็นช่วงการทำงานย่านพีดับบลิวเอ็ม พบว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตมูลฐานมีขนาด 233 V และอันดับฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงของความถี่สวิตช์ซึ่งนั่นเอง สิ่งที่แตกต่างกันชัดเจนของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองคือ เทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐานมีฮาร์มอนิกส์ย่อยเกิดกระจายอยู่ทั่วไป ในขณะที่เทคนิคที่นำเสนอมีลักษณะการเกิดเป็นกลุ่มตามช่วงของความถี่สวิตช์ซึ่งผลคือ เมื่อนำไปขับโหลดที่มอเตอร์ 3 เฟส ทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพดีกว่าเช่น สามารถออกตัวราบเรียบในช่วงความถี่ต่ำลดการสั่นสะเทือน ไม่มีเสียงรบกวนทางหู รูปที่ 5.6 และ 5.7 แสดงผลการทดสอบเมื่อปรับสัญญาณอ้างอิงสูงขึ้นเป็น 50 Hz เป็นช่วงการทำงานที่ความถี่ฐานพบว่า มีความสอดคล้องกับผลที่อธิบายมาแล้วข้างต้น รูปที่ 5.8 และ 5.9 เมื่อปรับสัญญาณอ้างอิงสูงขึ้นเป็น 80 Hz ซึ่งทำงานในช่วงแรงดันคงที่ มีผลสอดคล้องเช่นกัน 5.1.2 และ 5.1.3 ได้แสดงการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ซึ่งให้สูงขึ้นเป็น 2 kHz และ 5 kHz ตามลำดับ มีผลเช่นเดียวกับที่ได้กล่าวมา นอกจากนี้ ข้อได้เปรียบที่แสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนในงานวิจัยนี้คือ เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์โครงสร้างพื้นฐานไม่สามารถวัดค่าแรงดันและกระแสเอาต์พุตได้เนื่องจากขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสมีค่าจำกัด ซึ่งในงานวิจัยที่ผ่านมาเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชั่นสามารถทำงานได้ดีในช่วงความถี่สวิตช์ซึ่งไม่เกิน 3 kHz ดังนั้นจากโครงสร้างที่นำเสนอทำให้สามารถปรับความถี่สูงขึ้นถึง 5 kHz ละยังทำงานได้ โดยค่าแรงดันมูลฐานในช่วงการทำงานแบบแรงดันคงที่ โดยผลการทดลองพบว่าอินเวอร์เตอร์แบบ

โครงสร้างพื้นฐาน ไม่สามารถออกตัวในช่วงความถี่มูลฐานต่ำและตลอดย่านการทำงาน เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดมอเตอร์ รวมถึงการสั่นสะเทือน ทำให้เกิดความเสียหายกับอุปกรณ์ จึงไม่สามารถวัดสัญญาณเอาต์พุตได้ เกิดเสียงดังรบกวนและหยุดหมุนในที่สุด ขณะที่เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ที่อาศัยเทคนิคการปรับความถี่สวิตซิ่ง ซึ่งสามารถปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสได้โดยอัตโนมัติตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสสมมูลซึ่งสามารถกำหนดขนาดขอบสัญญาณอินพุต ΔV_m ที่ป้อนเข้ามา ดังนั้นเมื่อความถี่สวิตซิ่งสูงปัญหาที่เกิดกับเทคนิคเดิมจึงหมด ทำให้ปรับความถี่ได้สูงขึ้นจนถึง 5 kHz ดังแสดงในหัวข้อที่ 5.1.3 ส่วนรูปที่ 5.15 และ 5.16 ได้แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของแรงดัน และกระแสของเครื่องต้นแบบทั้งสองชุด เพื่อเปรียบเทียบยืนยันได้ว่า เทคนิคที่นำเสนอมีข้อได้เปรียบมากกว่าเทคนิคแบบโครงสร้างทั่วไป ทั้งรูปร่างของสัญญาณและความสมดุลของแรงดันกระแสเอาต์พุต ดังนั้นในหัวข้อที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่า อีกหนึ่งเหตุผลที่ทำให้เทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซิ่งที่นำเสนอสามารถกำจัดปัญหาต่างๆ ที่เกิดกับเทคนิคแบบพื้นฐานได้



5.2 พิจารณาผลความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของกระแสและแรงดัน (THDi) และ (THDv)

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของเครื่องต้นแบบทั้งสอง โดยวิธีการทดสอบ ใช้วิธีการเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 5.1 คือ ใช้ข้อสซิโลสโคปวัดสัญญาณกระแสและแรงดันแล้วบันทึกรูปคลื่นสัญญาณในรูปของ ASCII FILE แล้วนำไปวิเคราะห์หาสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์โดยอาศัยหลักการ Fast Fourier Transform (FFT) ซึ่งเป็นคำสั่งใน MATLAB ตามขั้นตอนที่อธิบายแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา ทำการทดสอบแบบไร้โหลดและปรับความถี่มูลฐานเพิ่มขึ้นดังแสดงในตารางที่ 5.3 นอกจากนี้ยังได้ทดสอบวัดขนาดกระแสและแรงดันเพื่อเปรียบเทียบผลความสมดุลเฟสของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุด การทดสอบได้นำเอาผลที่ได้จากเงื่อนไขที่กำหนดในหัวข้อที่ 5.1 เพื่อหาความสมดุลของแรงดัน และกระแสแต่ละเฟสดังที่จะแสดงต่อไป

5.2.1 เปรียบเทียบผลของกระแสแรงดันและความเร็วรอบของอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบ ของเทคนิคเดลด้า มอเตอร์เลขขั้นแบบโครงสร้างพื้นฐาน

ความถี่ (Hz)	แรงดัน (Va-b)	แรงดัน (Va-c)	แรงดัน (Vb-c)	กระแส (Ia)	กระแส (Ib)	กระแส (Ic)	ความเร็วรอบ(rpm)
5	40	43	40	2.8	2.8	2.8	120
10	83	84	82	3.7	3.7	3.9	281
15	125	127	124	3.8	3.9	4.1	411
20	165	167	164	4.1	3.9	3.9	599
25	201	200	203	3.9	4.0	3.9	710
30	235	236	234	3.9	4.1	3.9	853
35	275	277	275	4.1	3.9	3.9	1038
40	324	326	325	3.9	4.1	4.2	1160
45	362	361	364	3.9	4.1	4.3	1247
50	375	377	376	3.9	4.1	4.3	1429
55	385	383	383	3.5	3.7	3.5	1577

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบ ของเทคนิคเคลด้า
มือคดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐาน (ต่อ)

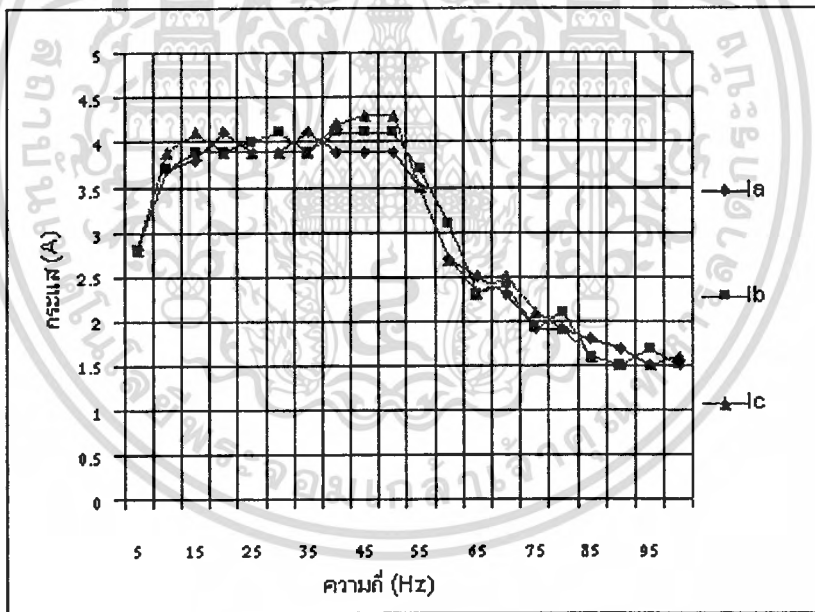
ความถี่ (Hz)	แรงดัน (Va-b)	แรงดัน (Va-c)	แรงดัน (Vb-c)	กระแส (Ia)	กระแส (Ib)	กระแส (Ic)	ความเร็ว รอบ(rpm)
60	388	389	389	2.7	3.1	2.7	1759
65	387	387	385	2.5	2.3	2.3	1855
70	388	387	385	2.3	2.4	2.5	1998
75	383	385	382	1.9	1.9	2.1	2121
80	385	387	387	1.9	2.1	1.9	2291
85	393	390	392	1.8	1.6	1.6	2410
90	392	389	388	1.7	1.5	1.5	2674
95	382	385	384	1.5	1.7	1.5	2736
100	386	387	388	1.5	1.5	1.6	2873

ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบ ของเทคนิคเคลด้า
มือคดดูเลชั่นแบบปรับปรุงความถี่สวิตซิ่ง

ความถี่ (Hz)	แรงดัน (Va-b)	แรงดัน (Va-c)	แรงดัน (Vb-c)	กระแส (Ia)	กระแส (Ib)	กระแส (Ic)	ความเร็ว รอบ(rpm)
5	40	41	40	2.8	2.8	2.8	121
10	84	84	85	3.6	3.6	3.7	284
15	125	125	126	3.8	3.9	3.8	422
20	162	162	162	3.8	3.8	3.9	594
25	204	205	204	3.9	3.9	3.8	705
30	239	239	239	3.8	3.8	3.8	843
35	279	279	279	3.9	3.9	3.8	1009
40	328	328	228	4	4.1	4.1	1147
45	360	360	361	4	4	4.1	1258
50	389	390	389	4.1	4	4.1	1418
55	389	390	389	2.8	2.7	2.7	1592
60	390	390	390	2.6	2.6	2.6	1761
65	391	390	390	2.4	2.4	2.4	1845

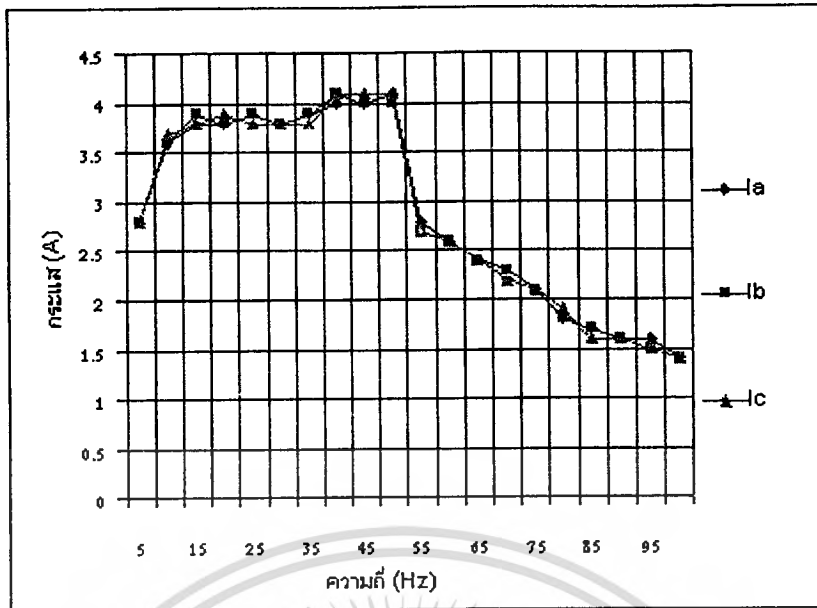
ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดสอบค่าแรงดัน กระแส และความเร็วรอบ ของเทคนิคเดลด้า
 มีอดดูเลชั่นแบบปรับปรุงความถี่สวิตซิ่ง (ต่อ)

ความถี่ (Hz)	แรงดัน (Va-b)	แรงดัน (Va-c)	แรงดัน (Vb-c)	กระแส (Ia)	กระแส (Ib)	กระแส (Ic)	ความเร็ว รอบ(rpm)
70	390	390	391	2.3	2.3	2.4	2074
75	389	389	391	2.1	2.1	2.1	2109
80	391	391	391	1.8	1.8	1.9	2287
85	391	390	390	1.7	1.7	1.6	2401
90	392	391	391	1.6	1.6	1.6	2687
95	390	391	390	1.6	1.5	1.5	2724
100	391	391	392	1.4	1.4	1.4	2885

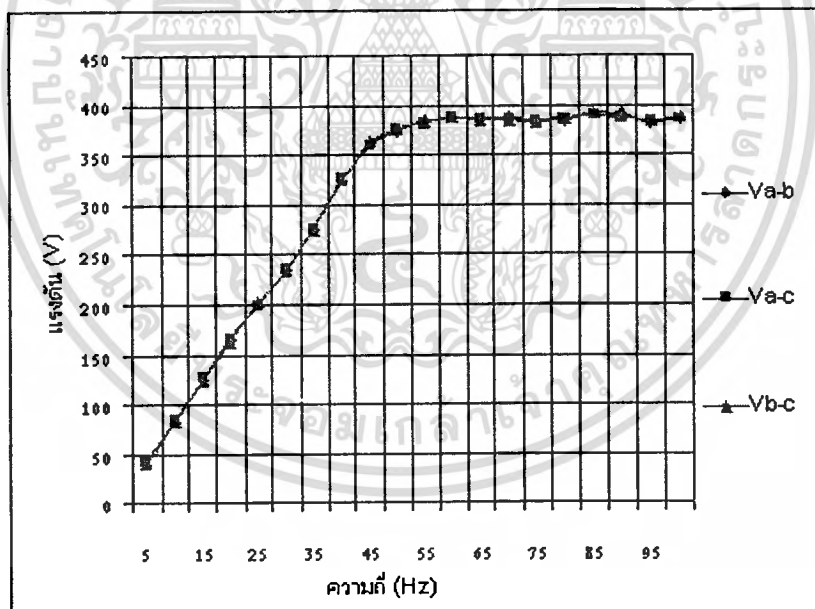


รูปที่ 5.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

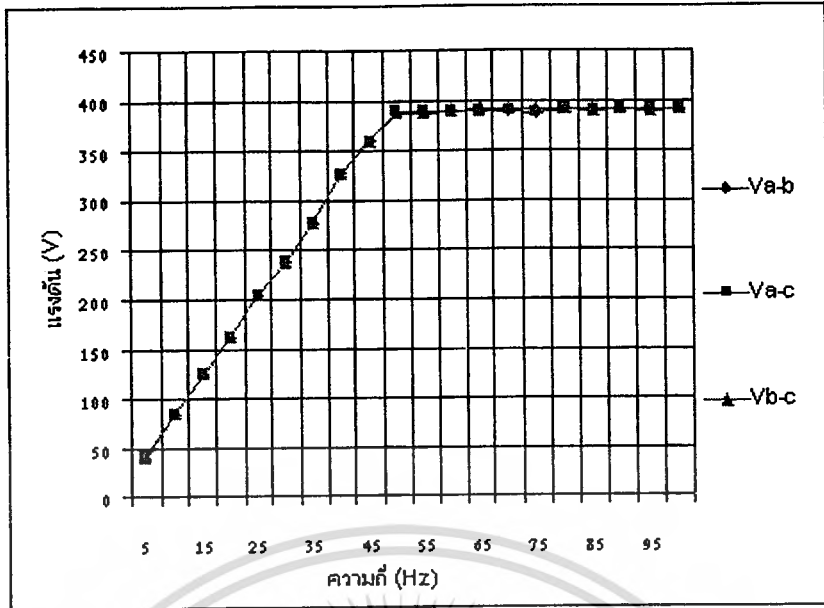


รูปที่ 5.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์แบบที่ปรับปรุง
ความถี่สวิตชิ่ง

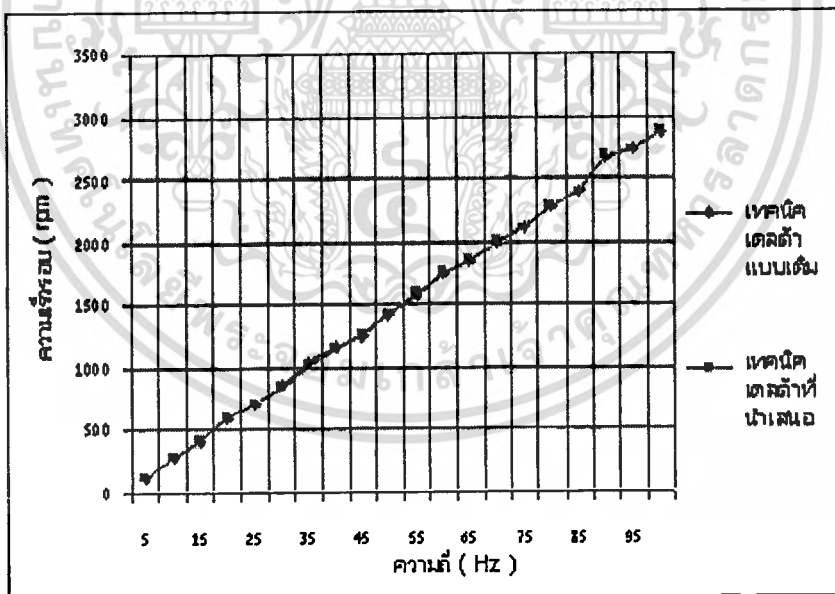


รูปที่ 5.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบที่ปรับปรุง
ความถี่สวิตชิ่ง



รูปที่ 5.24 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของความเร็วมอเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 การทดสอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐานและเทคนิคที่แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบผลของ THDv และ THDi ของอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐานกับเทคนิคแบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

ความถี่ (Hz)	เทคนิคเดลด้าแบบเดิม		เทคนิคเดลด้าที่นำเสนอง	
	% THDv	% THDi	% THDv	% THDi
5	63.78	48.64	43.93	31.92
10	60.39	43.79	41.08	27.64
15	54.66	41.44	37.65	21.48
20	49.78	38.93	30.74	20.94
25	47.92	36.58	26.93	16.48
30	44.65	33.74	24.01	14.28
35	46.78	30.78	22.15	15.32
40	34.62	28.93	18.09	14.64
45	30.95	25.06	15.72	12.06
50	27.8	24.64	12.75	11.78
55	24.65	23.98	11.98	9.45
60	22.78	21.39	10.84	8.74
65	19.22	23.48	10.95	9.78
70	20.58	22.72	12.68	10.61
75	21.61	20.48	13.87	8.73
80	22.94	19.84	11.61	10.33
85	19.72	20.66	11.92	11.46
90	19.84	21.64	12.94	12.90
95	20.88	22.93	10.48	9.78
100	21.53	21.59	10.59	10.51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสูงกว่าเทคนิคที่นำเสนอลดลดย่านความถี่สูงขึ้น ซึ่งเป็นการทำงานในย่านแรงดันคงที่ จะมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมค่อนข้างคงที่เมื่อเปรียบเทียบช่วงพีคดับลิวิตี การทดสอบมีความสอดคล้องกันทั้งค่ากระแสและแรงดัน นั่นคือเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์มีค่าน้อยลงทำให้เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้นนั่นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

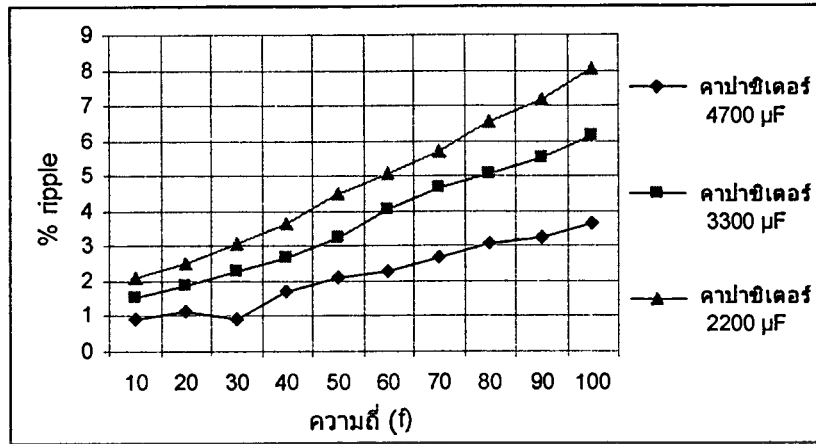
5.3 พิจารณาผลเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง

ผลจากปริมาณกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่สูงขึ้น ทำให้เกิดการกระเพื่อมทางด้านแรงดันเชื่อมโยงดีซี (DC link) โดยได้ทดสอบกับเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุด และกำหนดให้แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงมีค่าคงที่ 538 VDC จากนั้นทำการเพิ่มโหลดที่พิกัดมอเตอร์และขนาดแรงดันกระแสตรงที่เปลี่ยนไป โดยใช้พาเวอร์มิเตอร์ที่วัดค่าจริงยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น WT 130 ขณะเดียวกันได้ทำการทดสอบโดยเปลี่ยนขนาดตัวเก็บประจุให้มีค่าเปลี่ยนแปลงไปคือ 4700 μF , 3300 μF , 2200 μF พิกัดแรงดัน 600 V และบันทึกผลสัญญาณของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเพื่อเปรียบเทียบซึ่งได้แสดงไว้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 5.4 ตารางผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลขชั้นแบบโครงสร้างแบบพื้นฐาน

ความถี่ ไซน์	คาปาซิเตอร์ 4700 μF			คาปาซิเตอร์ 3300 μF			คาปาซิเตอร์ 2200 μF		
	Vdc			Vdc			Vdc		
	No Load	On Load	% ripple	No Load	On Load	% ripple	No Load	On Load	% ripple
10	537	532	0.939	537	529	1.512	537	526	2.0912
20	537	531	1.129	537	527	1.897	537	524	2.480
30	537	532	0.939	537	525	2.285	537	521	3.071
40	537	528	1.704	537	520	2.676	537	514	3.667
50	537	526	2.091	537	520	3.269	537	514	4.474
60	537	525	2.285	537	514	4.0697	537	511	5.088
70	537	523	2.676	537	513	4.678	537	508	5.708
80	537	521	3.071	537	511	5.088	537	504	6.547
90	537	520	3.269	537	509	5.500	537	501	7.185
100	537	518	3.667	537	506	6.126	537	497	8.04

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

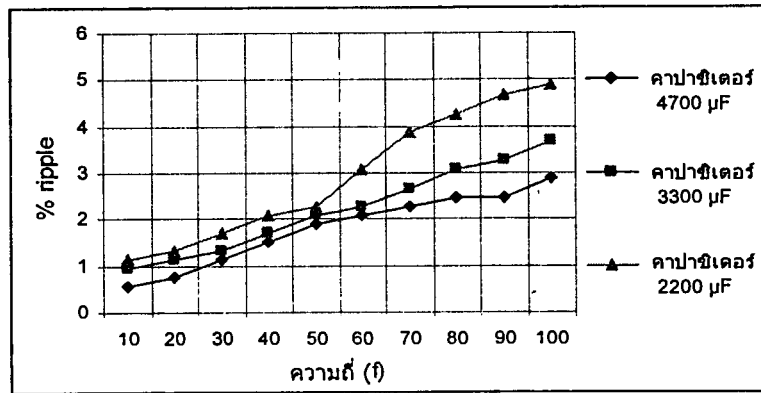


รูปที่ 5.27 กราฟผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิค เดลต้ามีอดดูเลขขั้นแบบโครงสร้างแบบพื้นฐาน

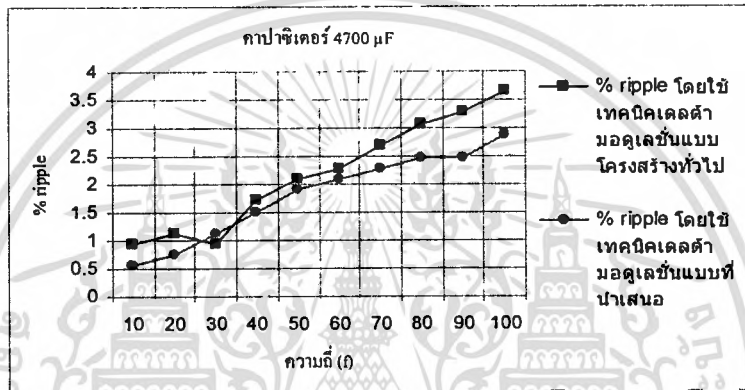
ตารางที่ 5.5 ตารางผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิค เดลต้ามีอดดูเลขขั้นแบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง

ความถี่ ไซน์	คาปาซิเตอร์ 4700 µF			คาปาซิเตอร์ 3300 µF			คาปาซิเตอร์ 2200 µF		
	Vdc			Vdc			Vdc		
	No Load	On Load	% ripple	No Load	On Load	% ripple	No Load	On Load	% ripple
10	537	534	0.561	537	532	0.939	537	531	1.124
20	537	533	0.750	537	531	1.129	537	530	1.320
30	537	531	1.129	537	530	1.320	537	528	1.704
40	537	529	1.512	537	528	1.704	537	526	2.091
50	537	527	1.897	537	526	2.091	537	525	2.285
60	537	526	2.09	537	525	2.285	537	521	3.071
70	537	525	2.285	537	523	2.676	537	517	3.868
80	537	524	2.480	537	521	3.071	537	515	4.271
90	537	524	2.480	537	520	3.269	537	513	4.678
100	537	522	2.873	537	518	3.667	537	512	4.882

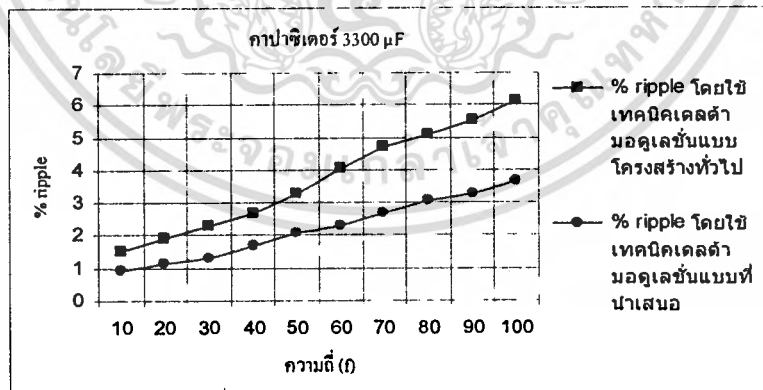
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



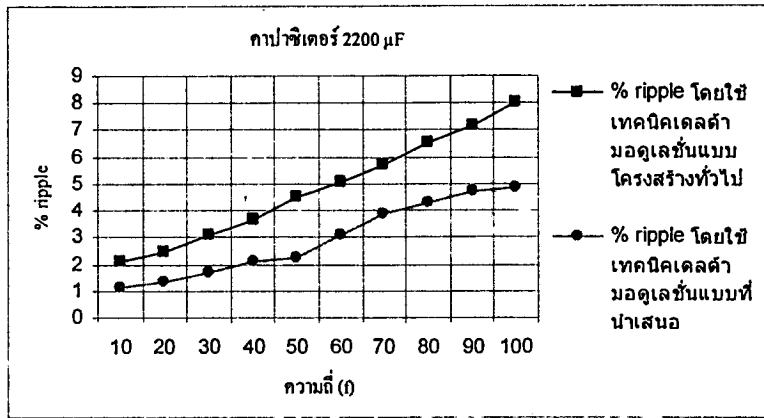
รูปที่ 5.28 กราฟผลการทดสอบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบที่ปรับปรุงความถี่สวิตชิ่ง



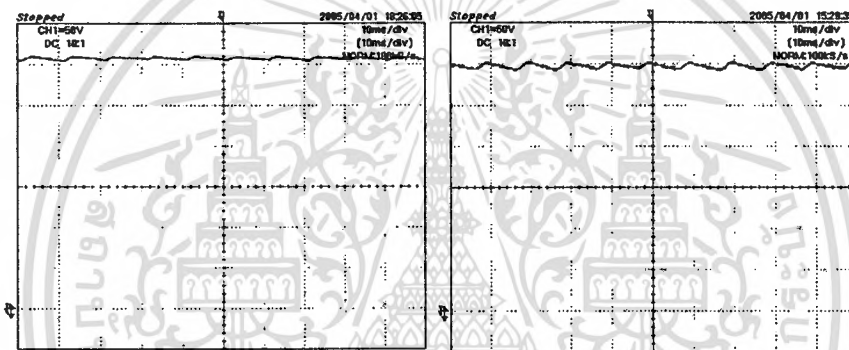
รูปที่ 5.29 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงระหว่างเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐาน กับแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่งขณะต่อคาปาซิเตอร์ขนาด 4700 µF



รูปที่ 5.30 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงระหว่างเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐาน กับแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิ่งขณะต่อคาปาซิเตอร์ขนาด 3300 µF



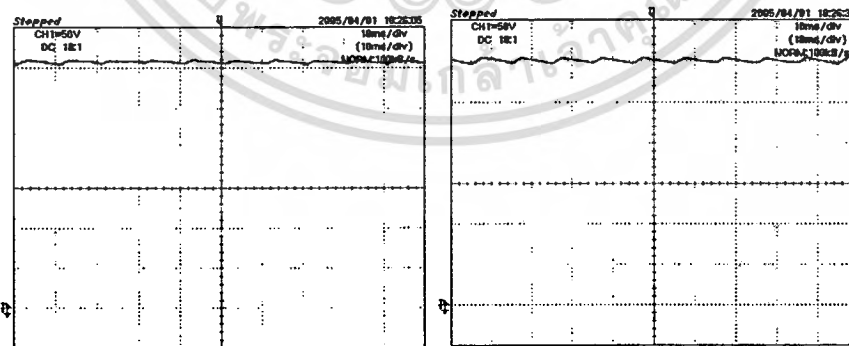
รูปที่ 5.31 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอัตราการกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงระหว่างเทคนิคเดลด้ามอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐาน กับแบบปรับปรุงความถี่สวิทซ์ซิงขณะต่อคาปาซิเตอร์ขนาด 2200 μF



(ก) ขณะไร้โหลด

(ข) ขณะขับโหลด

รูปที่ 5.32 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลด้ามอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐานที่ความถี่ 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 4700 μF

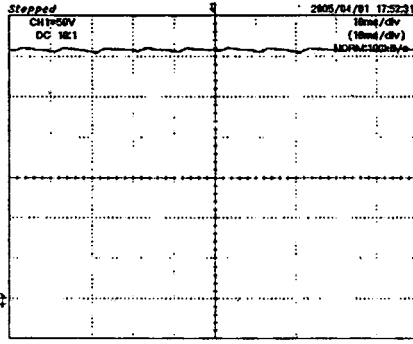


(ก) ขณะไร้โหลด

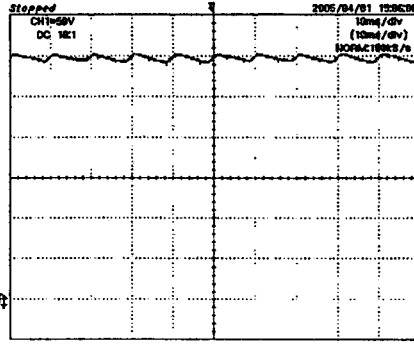
(ข) ขณะขับโหลด

รูปที่ 5.33 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลด้ามอดดูเลชั่นแบบปรับปรุงความถี่สวิทซ์ซิงที่ความถี่ 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 4700 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

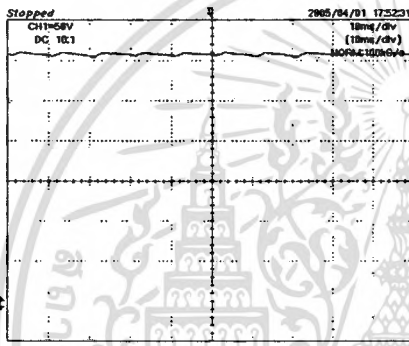


(ก) ขณะไร้โหลด

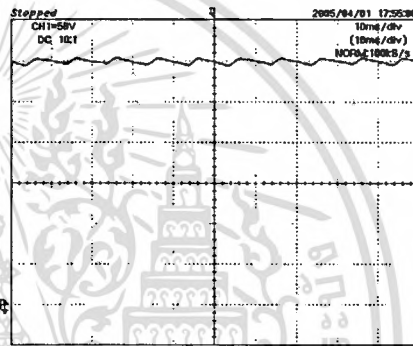


(ข) ขณะขับโหลด

รูปที่ 5.34 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลขขึ้นแบบโครงสร้างพื้นฐานที่ความถี่ไซน์ 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 3300 μF

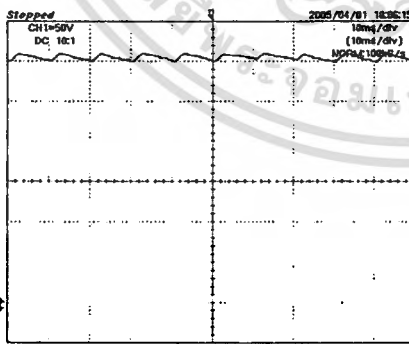


(ก) ขณะไร้โหลด

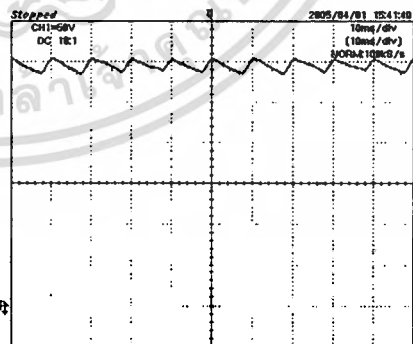


(ข) ขณะขับโหลด

รูปที่ 5.35 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลขขึ้นแบบปรับปรุงความถี่สวิตซิ่งที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 3300 μF



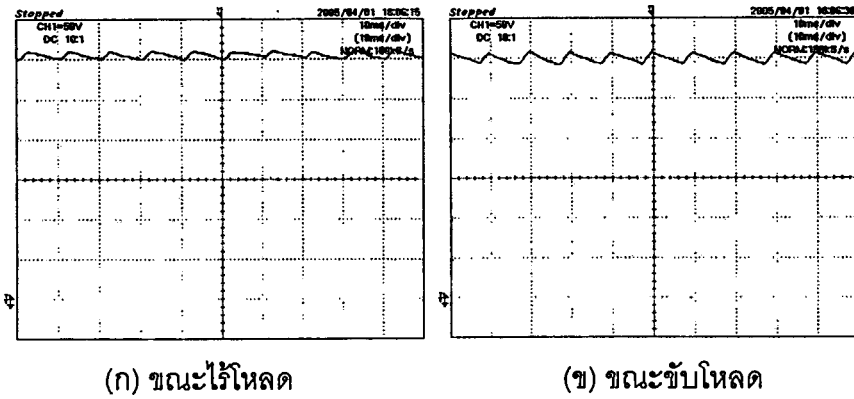
(ก) ขณะไร้โหลด



(ข) ขณะขับโหลด

รูปที่ 5.36 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลขขึ้นแบบโครงสร้างพื้นฐานที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 2200 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.37 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันแบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 50 Hz คาปาซิเตอร์ขนาด 2200 μF

การทดสอบในหัวข้อนี้เน้นการแสดงผลกระทบอันเกิดจากปริมาณของกระแสไหลเดาต์พุดที่มีค่าสูง ซึ่งเป็นผลทำให้แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเกิดการกระเพื่อมค่าสูงขึ้น โดยการทดสอบได้ทดสอบแบบแรงดันค่าความถี่คงที่ในสภาวะที่จ่ายโหลดที่พิกัดแล้ววัดสัญญาณแรงดันอินพุตที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุขนาดต่างกัน และคำนวณหาเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมดังแสดงไว้ในตารางที่ 5.4 และ 5.5 โดยเขียนความสัมพันธ์ของค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมที่ขนาดตัวเก็บประจุต่างๆ ดังแสดงในกราฟความสัมพันธ์ รูปที่ 5.27 – 5.31 พบว่าเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งที่นำเสนอสามารถลดอัตราการกระเพื่อมของแรงดันกระแสตรง ทุกๆ ขนาดของตัวกรองที่เปลี่ยนไป โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลงทำให้การกระเพื่อมเกิดค่าสูงขึ้น และรูปที่ 5.32 – 5.37 แสดงสัญญาณที่วัดแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงที่ตัวเก็บประจุขณะไร้โหลด และขณะขับโหลดที่ความถี่ 50 Hz เกิดการกระเพื่อมมากที่สุด ดังนั้นจากผลการทดสอบสามารถยืนยันได้อีกประการหนึ่งว่า เทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งที่นำเสนอสามารถขจัดข้อที่ที่เกิดจากเทคนิคแบบโครงสร้างพื้นฐานได้

5.4 พิจารณาผลของประสิทธิภาพ อันเกิดจากการนำเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ไปใช้ขับโหลด

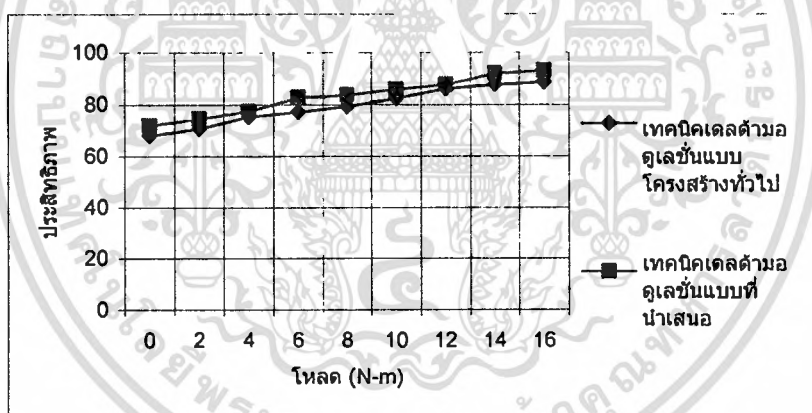
โดยวิธีการทดสอบกำหนดให้ความถี่สวิทซ์ซึ่งมีค่าคงที่ที่ 2 kHz สัญญาณไซน์อ้างอิงที่ 50 Hz และดัชนีการมอดูเลตมีค่าคงที่ จากนั้นใช้เพาเวอร์มิเตอร์แบบวัดค่าจริงยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น WT130 วัดสัญญาณเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ และใช้ดิจิจิตอลมิเตอร์ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น 732 วัดสัญญาณอินพุตกระแสตรง ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดในเชิงประสิทธิภาพ การทำงานเมื่อนำไปจ่ายให้กับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ต่อไปนี้

ตารางที่ 5.6 ประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน

Load (N-m)	Vdc (V)	Idc (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	PF	Pout (W)	% η
0	525	1.48	777	392	2.21	0.61	528.4	68
2	528	1.73	913.4	393	2.57	0.64	646.4	70.7
4	532	2.21	1175.7	392	3.14	0.72	886.2	75.3
6	536	2.69	1441.8	393	3.73	0.76	1114	77.2
8	537	3.02	1621.7	393	4.15	0.79	1288.4	79.4
10	539	3.48	1875.2	394	4.68	0.84	1548.8	82.5
12	544	4.01	2181.4	392	5.39	0.89	1880.4	86.2
14	547	4.26	2330.2	393	5.71	0.91	2042	87.6
16	548	4.38	2400.2	393	5.83	0.93	2130.8	88.7

ตารางที่ 5.7 ประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

Load (N-m)	Vdc (V)	Idc (A)	Pin(W)	Vout (V)	Iout (A)	PF	Pout (W)	% η
0	532	1.41	750.1	394	2.14	0.64	539.6	71.9
2	534	1.65	881.1	394	2.42	0.69	657.9	74.6
4	537	2.15	1154.5	395	3.02	0.75	894.6	77.4
6	538	2.54	1366.5	395	3.36	0.79	1132.7	82.8
8	539	2.85	1536.1	395	3.97	0.82	1285.8	83.7
10	539	3.24	1746.3	394	4.43	0.86	1501	85.9
12	542	3.85	2086.7	393	5.12	0.91	1831	87.7
14	542	4.13	2238.4	393	5.63	0.93	2057.7	91.9
16	543	4.23	2296.8	393	5.73	0.95	2139.2	93.1



รูปที่ 5.38 กราฟแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์แบบโครงสร้างพื้นฐาน กับแบบปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

จากผลการทดสอบที่ได้ในตารางที่ 5.6 และ 5.7 ซึ่งเป็นการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในภาวะที่ขับโหลดและมีการทำงานเป็นแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ เปรียบเทียบกำลังงานเอาต์พุตกับกำลังงานอินพุตซึ่งหมายถึงกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเปรียบเทียบกับกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับนั่นเอง จากผลการทดสอบพบว่าเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่งที่นำเสนอให้มีประสิทธิภาพการทำงานของโหลดที่ดีกว่าเนื่องจากมีพลังงานอินพุตใกล้เคียงกันแต่ให้กำลังเอาต์พุตที่สูงกว่า และค่าตัวประกอบกำลังที่สูงกว่าทุกๆ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านการปรับโหลด และเมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบมอเตอร์ที่พิกัดการทำงานพบว่า ที่พิกัดเทคนิคที่นำเสนอให้มีประสิทธิภาพคือ ประมาณ 91.9 - 93.1% ซึ่งมีค่าสูงกว่าเทคนิคทั่วไปที่ประมาณ 87.6 - 88.7% อยู่ประมาณ 5% ดังแสดงกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 5.38 ดังนั้น จึงเป็นอีกเหตุผลหนึ่ง ในการยืนยันประสิทธิภาพของแรงดันเอาต์พุตว่า เทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่งที่นำเสนอดีกว่าเทคนิคเดลด้ามืดดูเลขขั้นแบบโครงสร้างพื้นฐาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

6.1 บทวิจารณ์

จากการทดสอบที่แสดงในบทที่ 5 สามารถยืนยันได้เป็นอย่างดีถึงข้อได้เปรียบของเทคนิคการปรับความถี่สวิตซ์ซึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบเดลต้ามอดูเลชัน เมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบกับเทคนิคเดลต้ามอดูเลชันแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไป โดยทดสอบผลจากเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดได้กำหนดให้ภาวะของการทดสอบมีภาวะเดียวกันทุกประการทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบคุณภาพสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ และทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตัวเดียวกัน รวมถึงใช้เครื่องมือวัดตัวเดียวกัน จากนั้นกำหนดเงื่อนไขการทดสอบเป็นแบบวงจรเปิดมีการทำงานเป็นแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ ทำการทดสอบในขณะที่ขับโหลดและไร้โหลด ซึ่งผลการทดสอบเป็นที่น่าพอใจและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์ที่เหมาะสมที่จะนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและประยุกต์ใช้กับโหลดอื่นในลำดับต่อไป

ปัญหาในการทดสอบอีกอย่างหนึ่งคือ เครื่องมือที่ใช้ในการวัดเช่น โวลท์มิเตอร์ แอมมิเตอร์ เป็นเครื่องมือวัดช่วงความถี่ต่ำประมาณ 50 – 60 Hz และเครื่องมือวัดแบบ True RMS มีจำนวนน้อยกว่าจุดที่ต้องการวัด ดังนั้นบางจุดที่ต้องการวัดค่า True RMS ต้องใช้วิธีการวัดเป็นจุดๆ เพื่อให้ได้ค่าจริงมากที่สุด เนื่องจากการทดสอบอินเวอร์เตอร์บางครั้งจุดที่ต้องการวัดมีช่วงความถี่ที่เครื่องมือธรรมดาไม่สามารถวัดได้จึงต้องใช้เครื่องมือวัดแบบ True RMS เท่านั้น อย่างไรก็ตามความต้องการใช้อินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์คือความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ามูลฐานและความถี่ของอินเวอร์เตอร์จะต้องมีลักษณะเป็นแบบ V/F มีค่าคงที่ คือช่วงการทำงานตั้งแต่ 0 – 50 Hz เป็นช่วงการทำงานแบบพีดับบลิวเอ็ม และ 50 – 100 Hz เป็นช่วงแรงดันเอาต์พุตคงที่ทั้งนี้เพื่อให้มอเตอร์ทำงานภายใต้เงื่อนไขที่ต้องการทุกย่านการควบคุม โดยวิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงให้เห็นถึงข้อได้เปรียบเมื่อนำเอาเทคนิคที่นำเสนอไปใช้ขับนำโหลดที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ กล่าวคือ คุณภาพสัญญาณของเทคนิคที่นำเสนอมีความใกล้เคียงไซน์มากกว่าแบบโครงสร้างพื้นฐาน พิจารณาผลดังแสดงไว้ในหัวข้อที่ 5.1 และ 5.2 นั่นคือมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำกว่าทุกๆ เงื่อนไขการควบคุม และมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมค่าน้อยกว่าอย่างชัดเจน นอกจากนี้ยังมีความสมดุลของเฟสดีกว่าแบบเดิม และในหัวข้อที่ 5.3 และ 5.4 ได้แสดงถึงผลกระทบอันเกิดจากการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซึ่ง ในหัวข้อที่ 5.3 แสดงถึงผลของแรงดันกระแสของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง เมื่อค่ากระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์สูงขึ้น จะส่งผลถึงแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงด้วย ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้

เป็นอย่างดี ส่วนหัวข้อที่ 5.4 เป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสอง ชุดสามารถเปรียบเทียบผลได้อย่างชัดเจนในความได้เปรียบของเทคนิคที่นำเสนอ อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอยังมีข้อบกพร่องอยู่บ้างบางประการดังจะได้อธิบายในลำดับต่อไป

6.2 ข้อเสนอนณะ

- มีข้อจำกัดในการปรับแต่งการทำงานคือ

- การปรับขนาดของสัญญาณค่าคงที่ ΔV_m ไม่มีข้อกำหนดตายตัวขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ของความถี่มูลฐานของการทดสอบ ซึ่งหากปรับให้ขนาดของ ΔV_m มีค่าสูงจะทำให้ความชันของความถี่ฐานจะสูงขึ้น ซึ่งเป็นผลทำให้ไม่สามารถปรับค่าความถี่ได้ในช่วงกว้าง จึงไม่เหมาะในการทำงานช่วงมอดดูเลชั่นย่านแรงดันคงที่นั่นเอง ถ้ากำหนดให้ ΔV_m มีขนาดต่ำลงจะมีผลทำให้ไม่สามารถทำการมอดดูเลตในช่วงความถี่ฐานค่าต่ำ เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับ V_f ไม่สามารถปรับตามขอบเขตของสัญญาณอ้างอิงใหม่คือ $\Delta V_i + \Delta V_m$ ทำให้เกิดการ ทำงานช่วงโอเวอร์มอดดูเลชั่น

- การกำหนดความถี่ของสัญญาณค่าคงที่ ΔV_m กำหนดให้มีค่าความถี่คงที่เท่ากัน เพื่อให้เกิดการติดตามในขอบเขตของ ΔV_i สามารถทำได้ยาก เนื่องจากค่าคงที่ของสัญญาณป้อนกลับ ให้คงที่มักเกิดการเลื่อนเฟสขึ้น ในกรณีความถี่ไม่เท่ากัน

- การปรับเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรถ่ายอินทรีเกรเตอร์สามารถทำได้ยากเนื่องจากค่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสมีค่าเปลี่ยนแปลงตามด้วย ดังนั้นควรปรับเปลี่ยนด้วยค่าความต้านทานค่ากว้างและปรับฮิสเตอร์รีซิสให้คงที่

- เทคนิคที่นำเสนอไม่สามารถทำงานได้ดีในช่วงโอเวอร์มอดดูเลชั่น เนื่องจากเกิดฮาร์โมนิกส์ค่าสูงและการลดลงของแรงดันเอาต์พุตมูลฐาน

6.3 สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับปรุงความถี่สวิตซ์ซิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบเดลต้ามอดดูเลชั่นเพื่อขับนำโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำงานแบบลูปเปิด และทดสอบในภาวะขับนำโหลดและไร้โหลดการทำงานเป็นแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F) โดยปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของวงจรต่างๆ เพื่อให้ความถี่ในสวิตซ์ซิ่งเปลี่ยนแปลงในช่วง 1 – 5 kHz และสามารถปรับความถี่อ้างอิงในช่วง 5 – 100 Hz โดยแบ่งการทำงานเป็น 2 ย่าน คือ ย่านการทำงานแบบพีดับบลิวเอ็มอยู่ในย่านระหว่าง 5 – 50 Hz และย่านการทำงานแบบแรงดันคงที่ คือ 50 – 100 Hz ผลการทดสอบมุ่งเน้นเพื่อแสดงถึงข้อได้เปรียบของคุณภาพสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชุด ผลการทดสอบยืนยันได้เป็นอย่างดีและเป็นที่น่าพอใจ ดังแสดงไว้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ผลการทดสอบเมื่อพิจารณาผลของสัญญาณเอาต์พุตพบว่าเทคนิคที่นำเสนอมีความเคียงใกล้เคียงกันมากกว่า เนื่องจากการเกิดของฮาร์มอนิกอันดับต่ำมีค่าน้อยลงทั้งแรงดันและกระแส ผลที่ได้คือเมื่อนำไปขับโหลดสามารถแก้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดสตาร์ททำให้มอเตอร์สามารถออกสตาร์ทได้อย่างราบเรียบไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงบิด อีกทั้งยังสามารถออกสตาร์ทได้ที่มีความถี่ต่ำกว่าและทำงานอย่างราบเรียบตลอดย่านการควบคุมทั้งในสภาวะขับโหลดและไร้โหลด
2. ผลการทดสอบเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์สะสมรวมของเทคนิคที่นำเสนอ มีค่าต่ำกว่าเทคนิคแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไปทั้งแรงดัน (THD_v) และกระแส (THD_i) ซึ่งเป็นตัวบ่งบอกถึงคุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์นั่นเอง
3. เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง ของเทคนิคที่นำเสนอมีค่าต่ำกว่าเทคนิคแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไป เป็นผลให้สามารถลดขนาดของตัวเก็บประจุทางดีซีลิงคิงได้ เป็นผลให้มีข้อดีเนื่องจากสามารถลดต้นทุน ขนาด และน้ำหนักของอินเวอร์เตอร์ลงได้นั่นเอง
4. เทคนิคที่นำเสนอมีประสิทธิภาพเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์การทำงานสูงกว่าเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชั่นแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไป ทั้งนี้ผลการทดสอบดังกล่าวเมื่อนำไปขับโหลดจะมีผลดีดังต่อไปนี้ คือ
 - 4.1 เทคนิคที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาความสมดุลของเฟสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ซึ่งมีผลกับการสตาร์ทที่ช่วงความถี่สตาร์ทต่ำ กระแสสตาร์ทมีค่าน้อยลง ลดการกระชากและค่าสูญเสียในมอเตอร์ให้น้อยลง
 - 4.2 สามารถลดปัญหาการสั่นสะเทือนและเสียงรบกวนทางหู
 - 4.3 เทคนิคที่นำเสนอสามารถปรับความถี่สวิทช์ซึ่งได้สูงกว่าเทคนิคแบบโครงสร้างพื้นฐานทั่วไป ทั้งนี้เพราะเทคนิคที่นำเสนอสามารถปรับขอบเขตฮีสเตอร์ซิสได้ ทำให้ความชันของคลื่นพาหะสามารถปรับตามสัญญาณอ้างอิงได้ ซึ่งเทคนิคแบบเดิมถูกกำหนดให้มีค่าคงที่
5. โครงสร้างการออกแบบของงานวิจัยนี้มีโครงสร้างการทำงานง่ายไม่ยุ่งยากซับซ้อนราคาถูก สามารถปรับพารามิเตอร์ภายในของวงจรได้เองและต้นทุนต่ำ ตอบสนองการควบคุมได้ในย่านการทำงานที่ต้องการ ให้ผลการทดสอบเป็นที่น่าพอใจ

เอกสารอ้างอิง

- [1] M.A. Rahman, F.E. Quaioco, M.A. Choudhury, "A comparative study of Delta and Sine Pulse Width Modulated Inverters", *Pro. EPE, Vol. I, Oct. 1985*. PP. 1.163-1.167
- [2] B.K. Bose, "Power Electronic and AC Drives", Prentice Hall, New Jersey, 1987: p.p. 37-40, 140-152
- [3] JMD Murphy & FG Turnbull, "Power Electronic Control of AC Motor", Pergamon Press, 1988: p.p. 101-146
- [4] David Finney, "Variable Frequency AC Motor Drive Systems", Peter Peregrinus, 1998: p.p. 101-146
- [5] วิจิตร กิณเรศ . "สามเฟสเดลต้ามีอดดูเลตที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ", วิทยานิพนธ์ปริญญาโท, สจล., 1991
- [6] G. Joos, P.D. Ziogas and D. Vincenti, "A Model Reference Adaptive PWM Technique" *IEEE Power Electronics Specialists Conf, vol. 2, pp. 659-703, June 1989*
- [7] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas and James F. Lindsay, "Programmed PWM Technique to Eliminate Harmonic: A Critical Evaluation," *IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 26, No. 2, March/April, 1990.*
- [8] คมสัน กลีบบัว, วิจิตร กิณเรศ. "การออกแบบ และวิเคราะห์ 1 เฟส เดลต้ามีอดดูเลตที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาต์พุต", *วารสารวิศวกรรมลาดกระบัง*
- [9] A.J. Chowdhury, A. Mansoor, M.A. Choudhury and M.A. Rahman, "On-line improved inverter waveform by variable step delta modulation," *IEEE PESC conference record, 1994*
- [10] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล, วิจิตร กิณเรศ " การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลตที่มีขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแบบต่างๆ เพื่อประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง", *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 , พฤศจิกายน 2543, หน้า 153-156*
- [11] A. Apinan and K. Pinit, "Suppressing Harmonic in Delta Modulation by Synchronization Hysteresis with Reference Signal", *IEEE Proceeding 2002.*



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICCAS '04

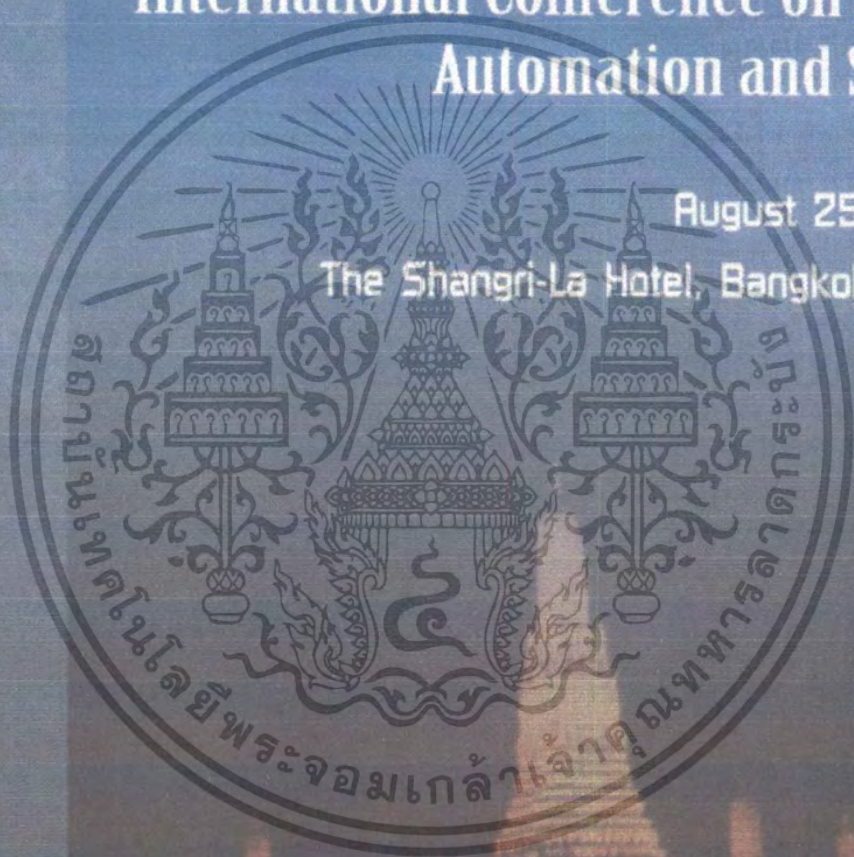
ICCAS 2004

Final Program & Abstract Book

International Conference on Control, Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand



Organized by:

Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

The Institute of Control, Automation, and Systems Engineers, Korea

เลือกสรรเนื้อหาสาระที่ผลงานวิจัยสำหรับบริการวิชาการ ศึกษาค้นคว้า ในอนุภาคใหม่เป็นประโยชน์แก่สังคม
 ในระดับนานาชาติ ICASE

In association with:



Improved Switching Frequency in Delta Modulated Inverter for UPS Applications

C.Sodaban*, V.Tipsuwanporn **, P.Thepsatorn **, W. Piyarat **, K.Withephanich **

* Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Phone (622) 7392406-7 Ext.102, E-mail: Ktvittay@kmitl.ac.th

** Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot, Ongkharak, Nakornnayok, 26120, Thailand.

Phone (66-0) 3732-2625, Fax 0-3732-2605 E-mail: chalong@swu.ac.th

Abstract: The concept and results of a simple constant switching frequency delta modulation scheme suitable for DC-AC power conversion in uninterruptible power supply (UPS) applications are presented. Unlike the traditional delta modulation scheme, the scheme has a well defined harmonic spectrum, resulting in a simple filter design and reduced radio interference.

Keywords: Delta modulation, Uninterruptible Power Supplies, DC-AC Power conversion, Radio interference.

1. INTRODUCTION

Uninterruptible Power Supplies (UPS's) are used to interface critical loads such as computers and communication systems to the utility system. The output voltage of the UPS inverter is required to be sinusoidal with minimum total harmonic distortion. This is usually achieved by employing of pulse-width modulation (PWM) scheme and a second-order filter at the output of the inverter. One way of achieving a "clean" sinusoidal load voltage is by using a delta pulse width modulation scheme [1]-[2], which possess such advantage as the inherent V/f feature and attenuation of lower order harmonics. In [2], the reported hysteresis band modulation is implemented only in a single-phase PWM inverter. Then in [3] three-phase implementation was carried out with outline of an analytical approach for hysteresis band modulation in static inverter applications.

However, the problem in fixed hysteresis band delta modulation technique is a variation of switching frequency over the fundamental period of the modulation signal. This causes more subharmonics and higher the load current ripple when comparing to the fixed PWM switching frequency. For UPS applications, the output filter has to be designed to copy with a broad band harmonic. However, attempts have been made to develop adaptive hysteresis band and synchronization techniques for these PWM inverters [4],[5].

The synchronized hysteresis modulation technique by adding synchronizing pulses to the error signal of feedback loop of the hysteresis modulator in order to fix the switching frequency. The technique allows the solution to the unbalance voltages in three-phase systems. However, the circuitry is very complex, loss the commutation cycles during slope transition and loss of synchronism following order to slope transition. Also, the voltage gain is low.

With the proposed technique, a simple constant switching frequency delta modulator by adding a triangular wave to the

sinusoidal reference and forcing the carrier signal output to follow the sum of these two signals is proposed in this paper.

2. PRINCIPLES

The block diagram of a conventional delta modulator [DM] is shown in Fig.1(a). Two basic components of the modulator are the hysteresis comparator and the filter integrator. For inverter operation the input to the modulator is a sine wave to produce an error signal. The error signal is quantized by the hysteresis comparator producing the modulated output which is the switching signal for the inverter.

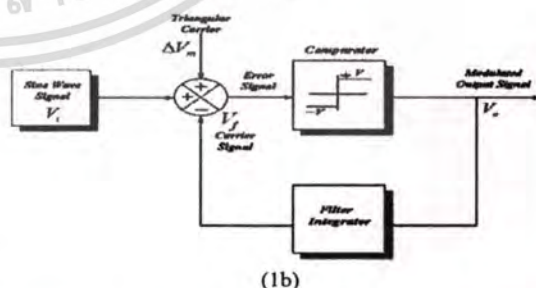
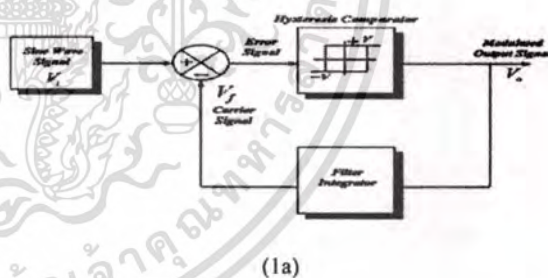


Fig.1. Block diagram of existing delta modulator. (1a) Conventional DM (1b) Proposed DM.

The block diagram of the new scheme is shown in Fig.1(b). The problem of variable switching frequency is solved by introducing a triangular carrier is inserted into the conventional block diagram of the DM. To control the switching frequency constant, the proposed modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

operates by forcing the carrier signal (V_f) to follow a reference sinusoidal signal with a superimposed carrier ($V_i + \Delta V_m$). Switching angles are obtained by intersecting the reference signal, consisting of a sinusoidal signal with superimposed triangular carrier ($V_i + \Delta V_m$). Switching angles are obtained by intersecting the reference signal, consisting of a sinusoidal signal with superimposed triangular carrier ($V_i + \Delta V_m$), and of a carrier signal, representing the estimated load current. As a result, the PWM switching frequency to be constant for all PWM pulses as shows in Fig. 2.(a),(b). Therefore, the modulator operates in a manner comparable to hysteresis control, with the hysteresis band imposed ΔV_m . However, the switching frequency is also

fixed by the frequency of ΔV_m which the lead to constant switching frequency operation, unlike the hysteresis bang-bang control. In Fig.2, the operation of the modulator is illustrated for various modulation indices at chosen base frequency ($f_s = 50$ Hz). Fig.2.(c),(d). Shows the simulation results of control signal and DM-PWM pattern for vary modulation indices. Modulated reference ($V_i + \Delta V_m$) and indeterminate states should be avoided. This requires that, in terms of magnitudes, the following condition apply at all times

$$\text{slope}(V_f) < \text{slope}(V_i + \Delta V_m) \quad (1)$$

This ensures that intersections will always exist to generate the PWM pattern for output voltage, for which in order for the modulating scheme to operate properly multiple crossings betw carrier signal (V_f) andthe modulated

In order for the modulating scheme to operate properly multiple crossings between the carrier signal and the

$$\text{slope}(V_f) = \pm \frac{1}{RC} V_{ol} \quad (2)$$

where V_{ol} is the output voltage level of the modulator. The minimum value of the slope for the waveform ($V_i + \Delta V_m$) is

$$\begin{aligned} \min \text{slope}(V_i + \Delta V_m) &= \text{slope}(\Delta V_m) - \text{slope}(V_i) \\ &= 4f_m \Delta V_m - 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (3)$$

Combining (1),(2) and (3) yields the following relation:

$$\Delta V_m f_m \geq 0.25 \left[\frac{1}{RC} V_{ol} + 2\pi f_s V_s \right] \quad (4)$$

where V_s and f_s are the maximum amplitudes for control signals and base frequency respectively.

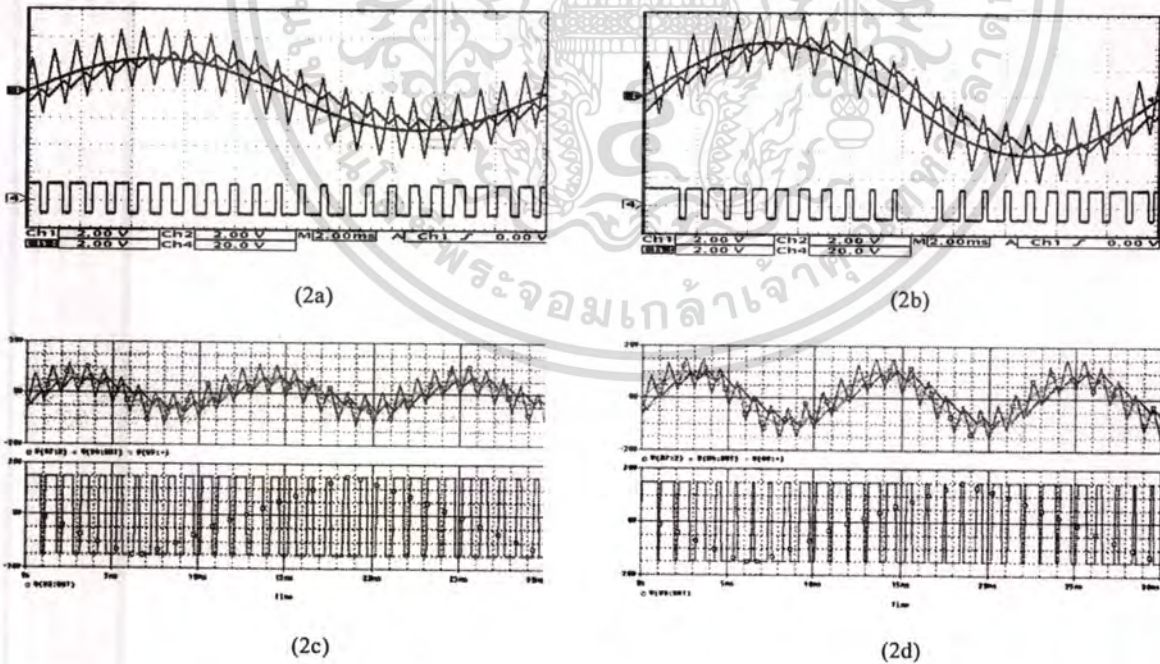


Fig.2. Control signal and DM-PWM pattern for vary modulation indices at base frequency (f_s) of 50Hz, (a) $M=0.6$ (b) $M=0.8$; $\Delta V_m = .5V$, $f_m = 1KHz$ and $RC = 2.65$ ms.

3. EXPERIMENTALS.

In order to verify the feasibility and performance of the modulator, the proposed DM modulator was tested on a 1- ϕ IGBT full bridge inverter having dc link voltage $V_{dc}=100V$ as shown in Fig.3. The load consists of inductance of 15 mH, and a resistor of 8 Ω in series connection. The fundamental frequency is 50 Hz. The maximum switching frequency for fixed hysteresis band is the same as for the proposed delta modulation of 1 KHz. This value is chosen in order to observe clearly different performance for both technique.

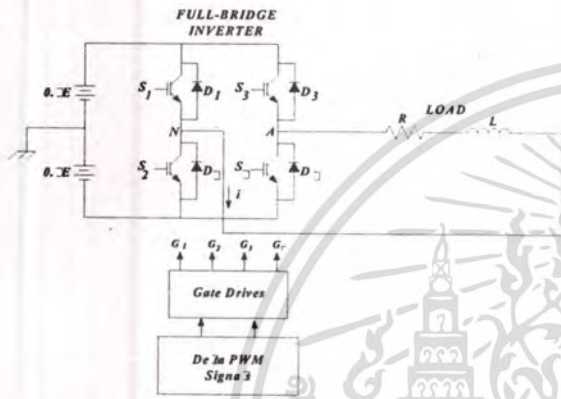
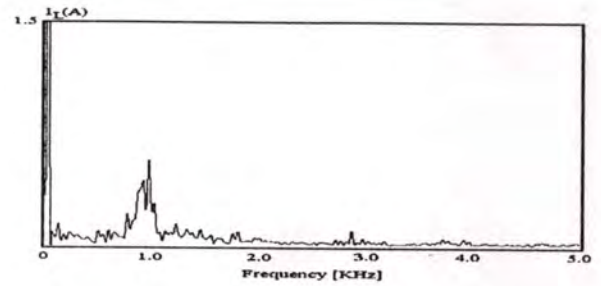
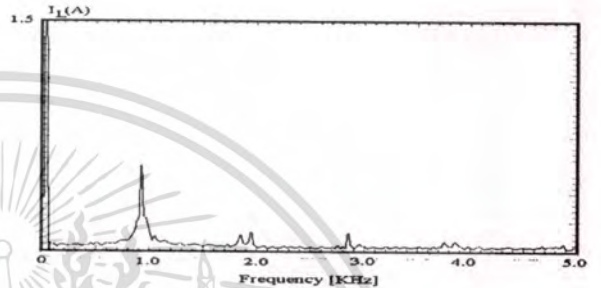


Fig.3. Full-bridge PWM inverter

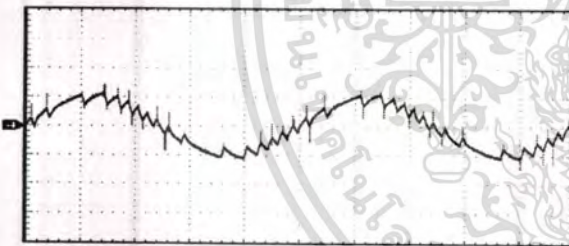


(5a)

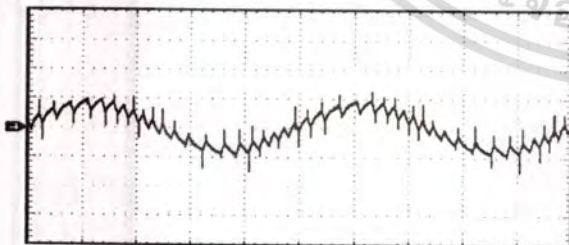


(5b)

Fig.5. Frequency spectrum of output current (5a)Corresponding harmonic current spectra of conventional DM, (5b)Corresponding harmonic current spectra of proposed DM



(4a)



(4b)

Fig. 4. Experimental waveform of the output current of delta modulation technique (4a)Conventional DM (4b)Proposed DM

Fig.4(a) and 5(a), for conventional DM, shows the load current waveform and corresponding current spectra for experiments. The percentage of THD of load current is approximately 44.17 %.

Fig.4(b) and 5(b), for proposed DM, shows the load current and corresponding harmonic current spectra. Clearly, this proposed technique give smaller load current ripple when compared to conventional delta modulator. The percentage of THD of load current is approximately 30.15 % which is significantly less than that of the conventional DM technique.

Fig.6(a) show the comparative THD of the output voltages between both scheme with a given LC filter and switching. At low modulation index, %THD for both scheme are not of significant difference whilst at higher modulation index, the proposed scheme offers the considerably less a percentage of THD.

This can reduce the size of the filters. Clearly, at higher modulation index, a conventional DM gives larger a percentage of THD and tend to increase in THD. This results from the existence of the lower switching frequency of PWM pulse; and eventually transition into square wave operation mode for a very high modulation index.

Fig.6(b), illustrate the relationship between modulation index and rms fundamental output voltage relative to dc voltage. The experimental and simulated results are in a good agreement. This has proved effective for designed circuit. From Fig.6(b), it is clear that the linearly proportional of fundamental output voltage to modulation index and the modulation index is linearly proportional to reference voltage as shown in [6]. This is a good advantage for closed loop control of output voltage.

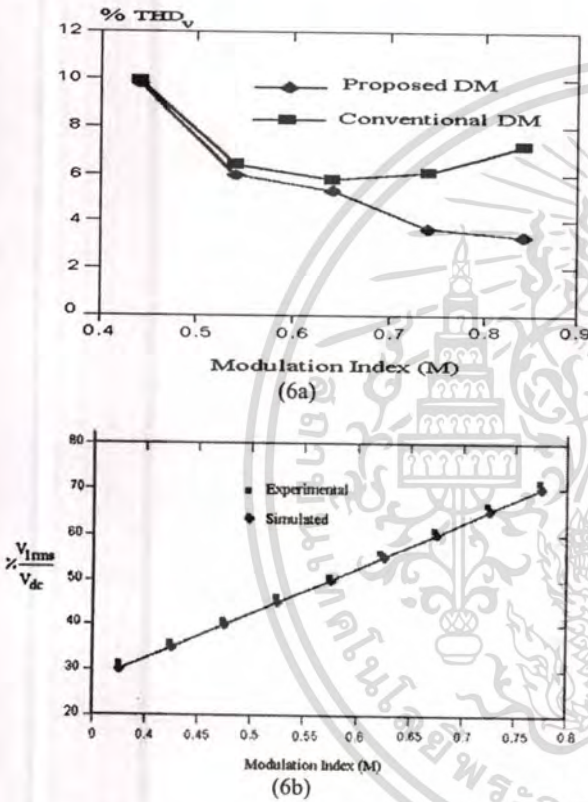


Fig.6(a). A comparative of percentage of total harmonic distortion between conventional DM and proposed DM.

Fig.6(b). A variation of rms fundamental voltage with modulation index for proposed DM.

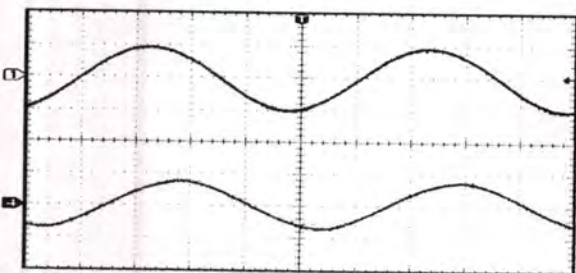


Fig.7. Experimental results of proposed delta modulation technique.
:filtered output voltage waveform (Upper trace)

:filtered output current waveform (Lower trace)

Fig.7 illustrates inverter output voltage and load current with appropriate filter. The %THD of load voltage is approximately 4.1%. This figure demonstrates the effectiveness of the proposed DM in producing near sinusoidal quality load voltage and currents for UPS applications. Experimental results confirming the feasibility of the proposed modulator.

4. CONCLUSION

The proposed delta modulation technique offers the following advantage that make it attractive for UPS applications:

- (1) fixed switching frequency.
- (2) very simple circuit implementations.
- (3) the harmonic content of the inverter output voltage can be controlled using the modulator parameters, and
- (4) it provides a simple means where by the output voltage can be regulated.

REFERENCES

[1] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, "Performance Analysis of DeltaPWM Inverter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, 1987, pp. 227-233.
 [2] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, " An optimum delta modulation strategy for inverter operation", IEEE PESC conference record, Vancouver, B.C. 1986 ,pp. 410-416.
 [3] B.K.Bose, " Power Electronics and AC Drives". Prentice-Hall, 1986
 [4] S.Sathiakumar and S.Y.R.Hui, " Optimised Synchronized Delta Modulation Scheme for UPS Applications" IEE Trans. Electron Letters., Vol. 31, 1995, pp. 934-935.
 [5] S.R. Bowes, S.Grewal, " Novel adaptive hysteresis band modulation strategy for three-phase inverters" IEEE Trans.Industrial Electronics., Vol.23, No.1 May 2002, pp.345-350
 [6] Naser Abdel-Rahim and John E. Q. Quicoe , " A Single-Phase Delta Modulated Inverter for UPS Applications", IEEE Trans.Industrial Electronics., Vol.40, No.3 June1993, pp.347-353

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EMC
ReCCIT KMITL



KMITL

2005

International Conference on Electromagnetic Compatibility Phuket, Thailand

Proceeding

July 27-29, 2005
Kata Beach Resort,
Phuket, Thailand



IEEE CAS Society



IEEE THAILAND CHAPTER



THAILAND CHAPTER



ขอสงวนลิขสิทธิ์ในเอกสารฉบับนี้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา การวิจัย การพัฒนา และการเผยแพร่ทางวิชาการโดยไม่หวังผลกำไร หากมีการใช้เอกสารฉบับนี้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก IEEE Thailand Chapter หรือ ReCCIT KMITL จะถือว่าผิดกฎหมาย

EMC Improvement on Delta Modulation Inverter for Three Phase Induction Motor Drives.

C.Sodaban*, V.Tipsuwanporn*, W.Piyarat** and P.Thepsatorn**

*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Phone (622) 7392406-7 Ext.102, E-mail: Ktvittay@kmitl.ac.th

**Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Srinakharinwirot, Ongkharak, Nakomnayok, 26120, Thailand.

Phone(66-0) 3732-2625, Fax 0-3732-2605 E-mail: chalong@swu.ac.th

Abstract

This paper presents the EMC improvement on three phase inverter for delta modulation technique with variable switching frequency over the fundamental period for the modulation signal. This case more sub-harmonic and higher load current ripple. The technique used to achieve improved switching frequency is automatically adaptive hysteresis band by means of introducing a constant frequency triangular signal at the summing point to produce new reference signal ($V_i + \Delta V_m$) in order to replace the reference signal (V_i) when comparing to fixed PWM switching. The proposed technique is used to generate control signal in variable voltage variable frequency inverter (vvvf). The advantages of proposed technique are compared with conventional technique, low-order harmonic, low THD_i, THD, vibration, acoustic noise and decreased EMC problems.

Keyword : delta modulation, harmonic

1. Introduction

At presents, to develop technology in driving motor has developed and being applied spreadly. However, new research of technique and improvement become more effective for development. Thus, this paper presents pulse width modulation control signal technique of delta modulation [DM-PWM] for power inverter circuit. The aim of proposed technique are sinusoidal waveform to output voltage, and low harmonic constructed from pulse width modulation. The delta modulation technique [DM] [1], [2] has proper qualification in controlling voltage per frequency control [V/f] and reduce harmonic components in low value, which is used with single phase induction motor and three phase motor [2], [3]. However, such technique has limited of scope, hysteresis constant, and switch that has inconstant value because of modulate in pulse width modulate and frequency which will occur during high index and load current high which will have problem with dc link voltage and such problem caused by the frequency of inconstant switch. In [5], it focuses on the scope of hysteresis that can adjust to solve such problems to synchronize of signal of PWM inverter. This method is

used to feed signal of back ward point of delta modulation of former to synchronize signal. However, it is complicated and complex in design cycle, and problem in moving working condition to become high and reduce basic voltage size. This paper presents easy technique to solve problems of switching frequency inconstant by feeding constant value to be triangle (ΔV_m) including refered sinusoidal signal (V_i) to control carrier signal, follow new reference signal ($V_i + \Delta V_m$) which is presented in this paper.

2. Basic Theory

The block diagram of delta modulation by structure of former scheme is shown in Fig 1 (a). Two basic components of the modulator are the hysteresis which occurs pulse signal and the filter of feedback signal with output (V_f). So, it can compare between reference signal and feedback signal. The error will be the input of switching signal for the inverter. Fig 1 (b) shows the conventional technique of delta modulation designed. The block diagram of the new scheme is shown in Fig 2 (a) and Fig 2 (b). It shows the proposed technique of delta modulation. The problem of variable switching frequency is solved by introducing a triangular carrier, inserted into the conventional block diagram of the DM. To control the switching frequency constant, the proposed modulator operates by forcing the carrier signal (ΔV_m) to follow a reference sinusoidal signal with a superimposed carrier ($V_i + \Delta V_m$). Switching angles are obtained by intersecting the reference signal consisting of a sinusoidal signal with superimposed triangular carrier ($V_i + \Delta V_m$) and of a carrier signal, representing the estimated load current. As a result, the PWM switching frequency to be constant for all PWM pulses as shown Fig. 3. (a),(b). Therefore, the modulator operates in a manner comparable to hysteresis control with the hysteresis band imposed (ΔV_m). However, the switching frequency is also fixed by the frequency of (ΔV_m), the lead to constant switching frequency operation, which is unlike the hysteresis bang-bang control.

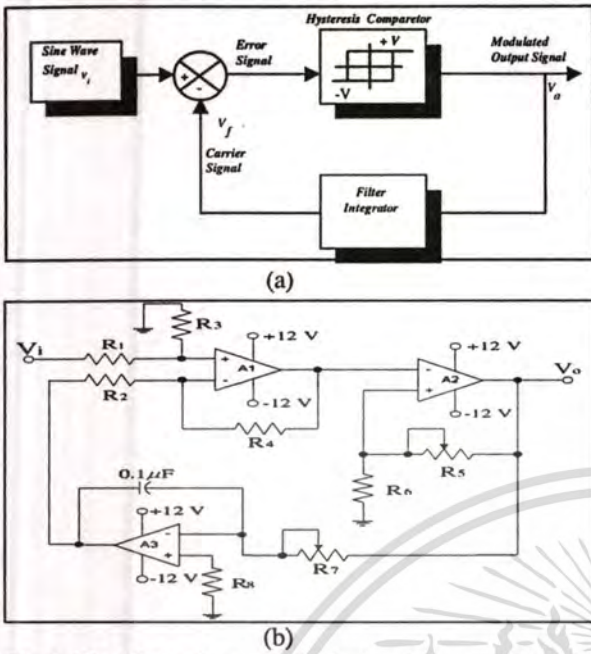


Fig 1. The block diagram of existing delta modulator (a) block diagram of conventional DM and (b) basic delta modulator circuit.

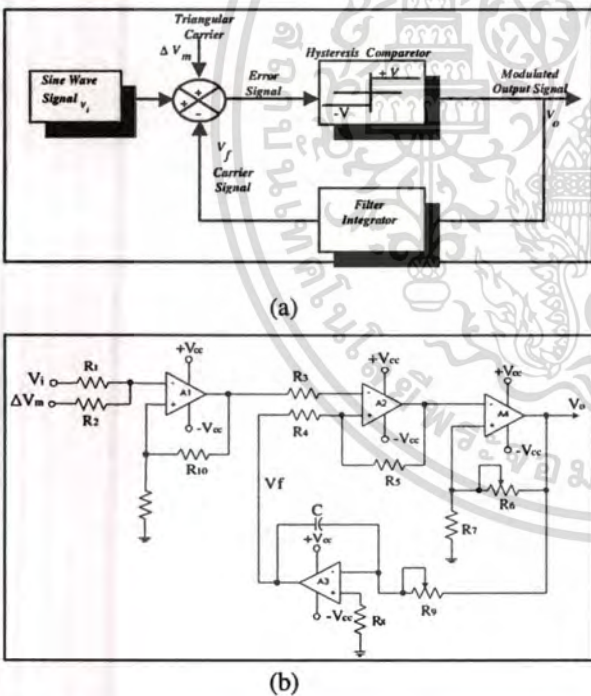


Fig 2. The block diagram of existing delta modulator (a) block diagram of proposed DM and (b) basic delta modulator circuit.

In Fig.3 the operation of the modulator is illustrated for various modulation indices at chosen base frequency ($f_s = 50$ Hz). Fig 3 (c),(d) shows the simulated

results of control signal and DM-PWM pattern for vary modulation indices. Modulated reference ($v_i + \Delta V_m$) and indeterminate states should be avoided. The switching frequency of this technique is changed by parameter as follow.

$$f_{sw} = \frac{S_c}{4\Delta V} \left[1 - \frac{0.5V_i^2 \omega^2 (1 + \cos 2\omega t)}{S_c^2} \right] \quad (1)$$

when

- f_{sw} is switching frequency
- ΔV is hysteresis band
- S_c is time constant
- ω is angle frequency
- V_i is amplitude of sinusoidal signal

$$\text{slope}(V_f) < \text{slope}(V_i + \Delta V_m) \quad (2)$$

The intersections will always exist to generate the PWM pattern of output voltage, in order to modulate scheme to operate properly multiple crossings between carrier signal (V_f) and the modulated signal.

$$\text{slope}(V_f) = \pm \frac{1}{RC} V_{of} \quad (3)$$

where (V_{of}) is the output voltage of the modulator. The minimum value of the slope for the waveform ($V_i + \Delta V_m$) is

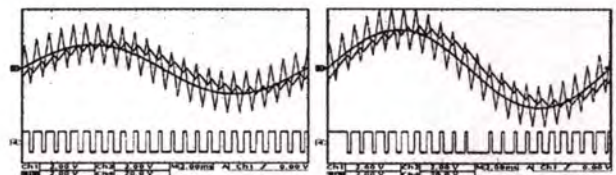
$$\begin{aligned} \text{min slope}(V_i + \Delta V_m) &= \text{slope}(\Delta V_m) - \text{slope}(V_i) \\ &= 4f_m \Delta V_m - 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{max slope}(V_i) &= \frac{d}{dt} V_s \sin(2\pi f_s t) \\ &= 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (5)$$

Combining (1),(2) and (3) yields the following relation:

$$\Delta V_m f_m \geq 0.25 \left[\frac{1}{RC} V_{of} + 2\pi f_s V_s \right] \quad (6)$$

where (V_s) and (f_s) are the maximum amplitudes for control signals and base frequency.



(a)

(b)

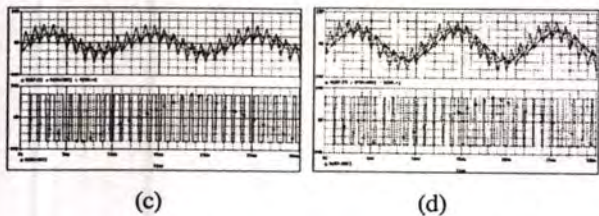


Fig 3. Control signal and DM-PWM pattern for varying modulation indices at base frequency (f_s) of 50Hz, (a) $M = 0.6$ (b) $M = 0.8$, $\Delta V_m = 0.5V$, $f_m = 1KHz$ and $RC = 2.65$ ms.

3. Experimental Results

In order to verify the feasibility and performance of the modulator, the proposed DM modulator was tested on a 3- ϕ IGBT full bridge inverter as shown in Fig 4. The load is a three phase induction motor size 2.2 kW 220/380 V 9.5/5.5 A by testing switching frequency during 1-3 kHz vary frequency during 10-50 Hz on PWM Mode, and 50-100 Hz in square wave mode Motor. This value is chosen in order to observe clearly different performance for both techniques.

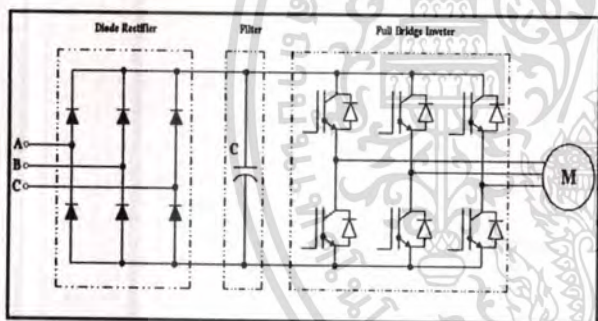


Fig 4 Full-bridge PWM inverter

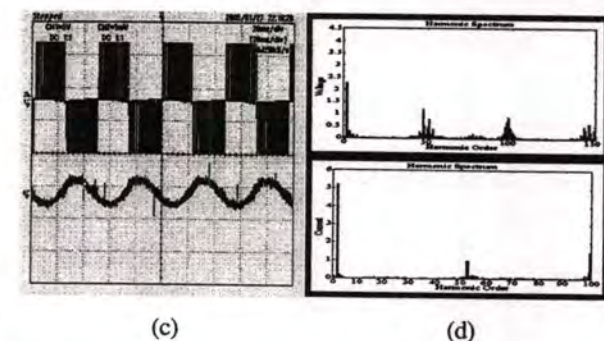
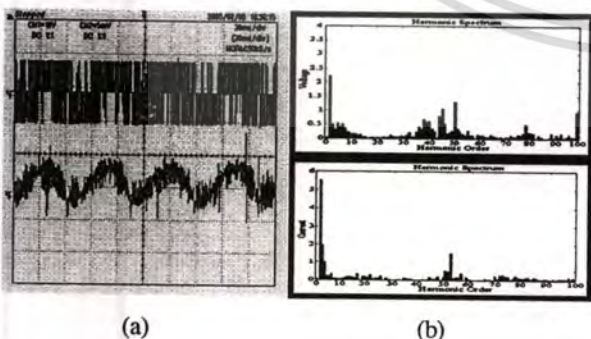


Fig 5. Experiment waveform of result voltage, current and spectra harmonic waveform of switching frequency 1 kHz, base frequency 20 Hz (a),(b) waveform of voltage, current and spectra harmonic of conventional DM (c),(d) waveform of voltage, current and spectra harmonic of proposed DM.

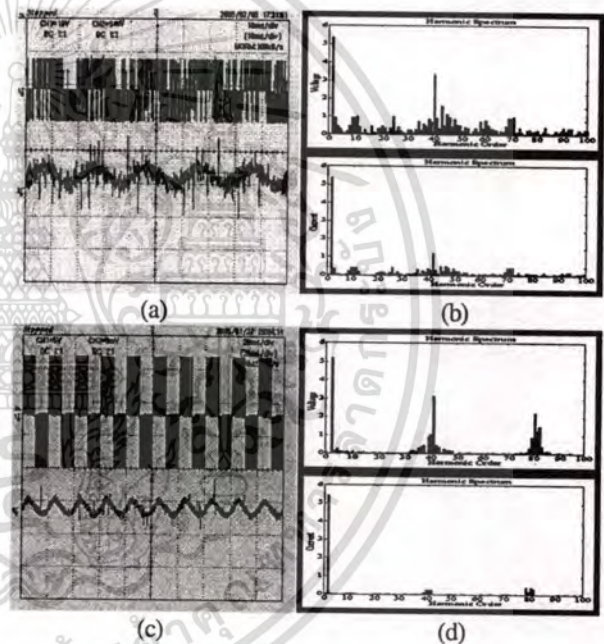


Fig 6. Experiment waveform of result voltage, current and spectra harmonic waveform of switching frequency 2 kHz, base frequency 50 Hz (a),(b) waveform of voltage, current and spectra harmonic of conventional DM. (c),(d) waveform of voltage, current and spectra harmonic of proposed DM.

The Experimental results as shown in Fig 6 (a),(b) are waveform of voltage and current of motor by testing switching frequency 1 kHz and base frequency 20 Hz operation or PWM mode. The waveforms of proposed technique are not only sinusoidal but it also can reduce current ripple to lower and low order harmonic spectra.

The Experimental results as shown in Fig 5 (c),(d) are the result of output voltage and output current waveform with experiment spectra of signal during test of

switching frequency 2 kHz and base frequency 50 Hz, which the test is appropriate filter with test and confirm it can work of control such as test 50 Hz in base frequency mode, Experimental result confirm can reduce factor of harmonic quality which % THD_v and THD_i is less by condition of test .

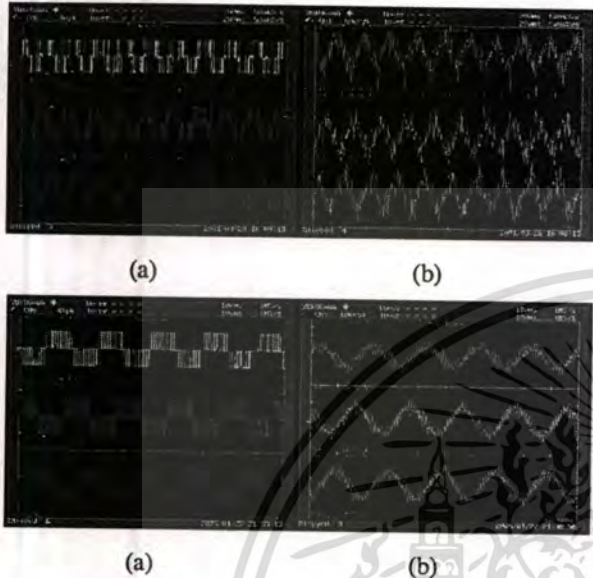


Fig 7 Experiment waveform voltage and current output (a),(b) waveform voltage and current of conventional DM (c),(d) waveform of voltage and current of propose DM.

frequency (Hz)	conventional DM.		propose DM.	
	%THD _v	%THD _i	%THD _v	%THD _i
10	60.39	43.79	41.08	27.64
20	49.78	38.93	30.74	20.94
30	44.65	33.74	24.01	14.28
40	34.62	28.93	18.09	14.64
50	27.8	24.64	12.75	11.78
60	22.78	21.39	10.84	8.74
70	20.58	22.72	12.68	10.61
80	22.94	19.84	11.61	10.33
90	19.84	21.64	12.94	12.90
100	21.53	21.59	10.59	10.51

Table 1 Experiment result of total harmonic distortion percentage form output inverter.

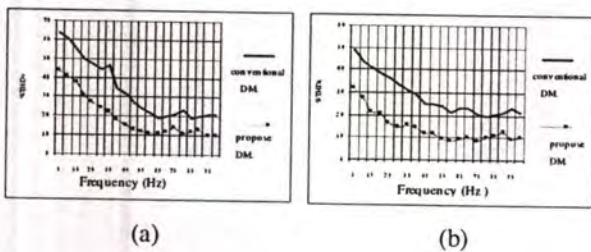


Fig 8 A comparative of percentage of total harmonic distortion between conventional DM. and propose DM. (a) %THD_v (b) %THD_i

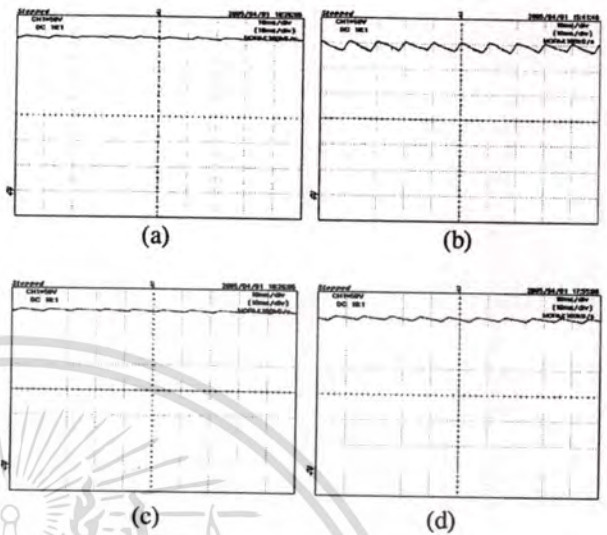


Fig 9 Experimental results of ripple DC-link voltage waveform base frequency 50 Hz capacitor value 2200 μF (a) DC-link waveform when no load operation (b) DC-link waveform when on load operation

Experimental result in Fig 7 shows a comparative output voltage and current waveform of inverter between conventional DM and proposed DM. The proposed technique gives sinusoidal output current waveform. This technique can balanced phase voltage and current waveform. Therefore, the new scheme can apply to drive load and attenuation of lower order harmonic. This can reduce percentage of total harmonic distortion. Table 1 and Fig 8 show the comparative THDi and THDv of the output inverter %THD for both schemes difference at high modulation index. The propose have a little scheme offers the considerably less a percentage of THD. This technique can reduce the size of the filter. A conventional DM gives largest a percentage of ripple DC-link as shown in Fig 9 and the results of experiment is shown that technique can apply to three phase induction motor drive. It is higher efficient of inverter than conventional technique as shown in table 2 , 3 and Fig 10, respectively. Finally, the new scheme used to solve vibration , acoustic noise and decreased EMC problems.

Load (N-m)	Vdc (V)	Idc (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	PF	Pout	% η
0	525	1.48	777	392	2.21	0.61	528	68
2	528	1.73	913	393	2.57	0.64	646	70.7
4	532	2.21	1175	392	3.14	0.72	886	75.3
6	536	2.69	1441	393	3.73	0.76	1114	77.2
8	537	3.02	1621	393	4.15	0.79	1288	79.4
10	539	3.48	1875	394	4.68	0.84	1548	82.5
12	544	4.01	2181	392	5.39	0.89	1880	86.2
14	547	4.26	2330	393	5.71	0.91	2042	87.6
16	548	4.38	2400	393	5.83	0.93	2130	88.7

Table 2 Experimental results of efficiency from conventional DM.

Load (N-m)	Vdc (V)	Idc (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	PF	Pout	% η
0	532	1.41	750	394	2.14	0.64	539	71.9
2	534	1.65	881	394	2.42	0.69	657	74.6
4	537	2.15	1154	395	3.02	0.75	894	77.4
6	538	2.54	1366	395	3.36	0.79	1132	82.8
8	539	2.85	1536	395	3.97	0.82	1285	83.7
10	539	3.24	1746	394	4.43	0.86	1501	85.9
12	542	3.85	2086	393	5.12	0.91	1831	87.7
14	542	4.13	2238	393	5.63	0.93	2057	91.9
16	543	4.23	2296	393	5.73	0.95	2139	93.1

Table 3. Experimental results of efficiency from proposed DM.

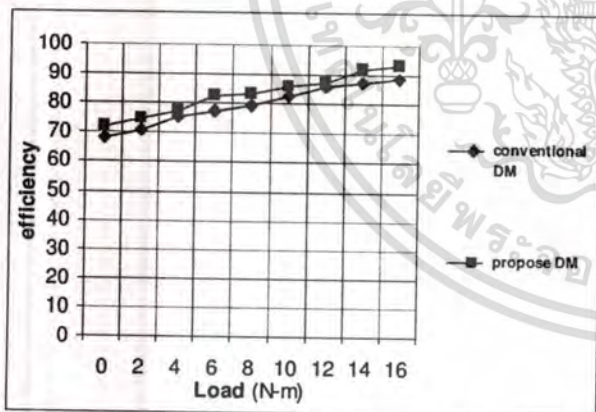


Fig 10 A comparative percentage efficiency between conventional DM and proposed DM.

4. Conclusion

The experimental results of EMC improvement on delta modulation inverter for three phase induction motor show improved method to meet the EMC requirement. The propose DM technique offers the following advantage that make it attractive for 3 ϕ induction motor drivers application :

(1) simple circuit implementations (2) reduce harmonic components in low value (3) reduce percentage of THDI and THDV (4) reduce the size of the filters (5) solve a problem of ripple DC-link (6) High efficiency of inverter better than conventional DM (7) To solve vibration acoustic noise and reduce EMC.

References

- [1] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, "Performance Analysis of DeltaPWM Inverter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, 1987, pp. 227-233.
- [2] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, "An optimum delta modulation strategy for inverter operation", IEEE PESC conference record, Vancouver, B.C. 1986, pp. 410-416.
- [3] B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives". Prentice-Hall, 1986
- [4] S.Sathiakumar and S.Y.R.Hui, "Optimised Synchronized Delta Modulation Scheme for UPS Applications" IEE Trans. Electron Letters., Vol. 31, 1995, pp. 934-935.
- [5] S.R. Bowes, S.Grewal, "Novel adaptive hysteresis band modulation strategy for three-phase inverters" IEEE Trans.Industrial Electronics., Vol.23, No.1 May 2002, pp.345-350



Chalongsodaban received the B. Ind (Electrical) degree from Srinakharinwirot university, Thailand. Now, he is currently studying M.Eng at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). His research interests are control system, power electronics and drive.



Vittaya Tipsewanporn received the B. Ind. and M. Eng. Degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. He was Assistant Professor and Associate Professor in 1995 and 1998, respectively. His research interests include measurement and control system and non-linear dynamics in power electronics.



Wakin Piyarat received the M.Eng (EE) degree from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. He is currently an Assistant Professor in the Department of Electrical Engineering at Srinakharinwirot University. His research interests are control system, power electronics.



Pinit Thepsatorn received the B.Sc.In.Ed (Telecom.Eng.) and M.Eng (EE) degree from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. He is currently an Assistant Professor in the Department of Electrical Engineering at Srinakharinwirot University. His research interests are control systems, power electronics and drive.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเป็น 2C-1 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Subject: ICIT05 Announcement (HD-000493)
From: "ICIT05 Automated Conference Submission System"
 <submit@gdansk.bradley.edu>
Date: Tue, July 12, 2005 1:38 pm
To: "chalong sodaban" <chalong@swu.ac.th>
Priority: Normal
[View Full Header](#) | [View Printable Version](#)
Options: [Block Sender](#)
[Block Sender's Domain](#) | [Add to Addressbook](#)

RE: Paper Title: Adaptive Switching frequency in delta modulation inverter for single phase induction Motor drives
 Authors: Vittaya Tipsuwanporn, Chalong Sodaban, Pinit Thepsatorn, Whakhin Piyarat, Kritchai Witheephanich
 Track: TT PE Power Electronics
 Transaction Number: HD-000493
 Password: 6284

Dear chalong sodaban:

Congratulations! It is our pleasure to inform you that the above paper has been accepted to be presented at ICIT 2005, Hong Kong, 14-17 December 2005.

This paper was subjected to review by at least three independent peer reviewers.

All papers must be re-submitted electronically in their final form, with corrections according to the reviewers' comments, if any. When preparing the final, camera-ready version of your paper please remember the following important considerations:

In order to facilitate the proceedings compilation and printing process, the ICIT 2005 Organizing Committee would like to ask you to fully adhere to the A4 format described in the 'Instruction for Authors' displayed on the ICIT 2005 Web site at <http://www.icit2005.hk/>.

Reviewers may have critiqued your submitted draft manuscript. To assist in preparation of your paper, please find reviewer comments for your manuscript at <http://gdansk.bradley.edu/submit/ICIT05/> using the paper number and password supplied above. If nothing is displayed, there were no comments.

In addition to the final version of the manuscript please submit also a half a page abstract as a separate file using the form entitled "Additional Materials."

We will inform you about conference registration and IEEE Copyright collection procedure later in a separate e-mail message.

Thank you very much for your contribution, we are looking forward to seeing you in Hong Kong at the ICIT 2005 conference.

Kind regards

Prof. Kim F. Man <EEKMAN@cityu.edu.hk>
 ICIT 2005 General Chair

Adaptive Switching Frequency in Delta Modulation Inverter for Single Phase Induction Motor Drives .

V. Tipsuwanporn*, C. Sodaban*, P. Thepsatorn **

* Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Phone 662- 7392406-7 Ext.102, E-mail: ktvittay@kmitl.ac.th

** Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot, Ongkharak, Nakornnayok, 26120, Thailand.

Phone 660 -3732-2625, Fax 660-3732-2605, E-mail: chalong@swu.ac.th

Topic/Area: Motion Control, Power Electronic, Electrical Drives

Abstract -This paper proposes a new technique for generating control signal pattern to driving a single phase induction motor by mean of improving the switching frequency of inverter employed Delta pulse Width Modulation control .The technique can be used to solving problem due to unstable switching frequency and harmonics when applying the normal Delta-modulation technique, and also, having simple circuit structure. Results from implementations shown that such technique could provide the switching frequency stable and reduce accumulated harmonic of current and Voltage, in addition, the voltage could be controlled through the modulation parameter resulting to decrement of lower order harmonic. Experiments results were compared to ordinary technique for verification.

Keyword : Delta-modulation, Single phase induction motor.

I. INTRODUCTION

Presently, driving technology for electrical motor have been developed continuously and implemented wide spreadly. However, searching for novel technique and improving efficiency of existing technique is one of development method. Therefore, This paper proposes technique for generating delta pulse-width modulate control signal as similar as sine wave and minimum accumulated harmonics, in order to be used as gate driving signal for inverter's power circuit. Generally, there are various methods for generating pulse-width modulate signal and one of technique which provide the signal similar to the sine wave is Delta Modulate technique (DM) [1],[2]. Such technique is suitable for vary voltage vary frequency (V/F) inverter, and also, reduces lower order harmonics component. This principle is implemented to drive the 1 phase motor and 3 phase induction motor [2],[3]. However, the technique has limited of constant hysteresis boundary resulting to unstable switching due to combination of pulse width and frequency modulation which usually occurs when modulation index is increased. As load current increases, dc-voltage would fluctuate.

In order to solving the problem, previous researches had designed adjustable hysteresis boundary for providing synchronization of the signal in PWM inverter [5]. By supplying pulse signal at the nominal modulation structure's feedback signal point causing of

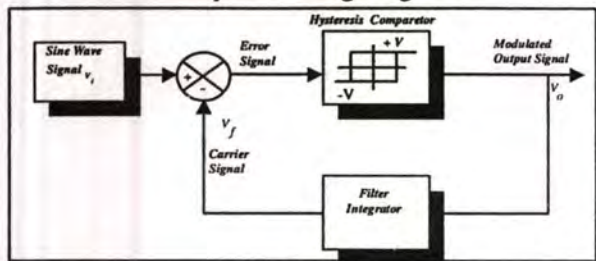
synchronization between the feedback signal and constant value. However, processes are difficult and complicate substantially, and also, there are problem of changing discontinuous working band during the modulation index is increased, resulting to decrease of fundamental Voltage. This paper offers a simple technique for solving the unstable switching frequency problem occurring in the conventional technique by supplying constant triangle signal (ΔV_m) simultaneously to reference sine-wave (V_i) which can conduct carrier signal (V_f) to follow new reference signal ($V_i + \Delta V_m$).

The principle and experimental results are demonstrated in this paper.

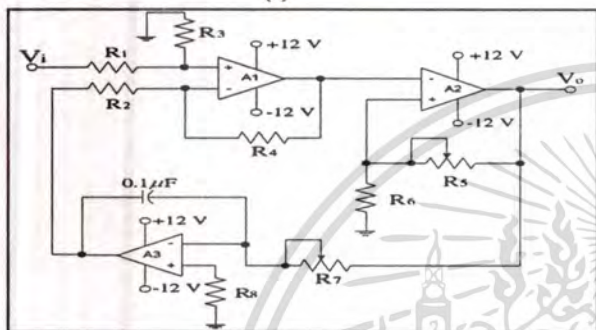
II. BASIC THEORY

The block diagram of delta modulation by structure of former scheme is shown in Fig 1 (a). Two basic components of the modulator are the hysteresis which occurs pulse signal and the filter of feedback signal with output (V_f). So, it can compare between reference signal and feedback signal. The error will be the input of switching signal for the inverter. Fig 1 (b) shows the conventional technique of delta modulation designed. The block diagram of new scheme is shown in Fig 2 (a) and Fig 2 (b). It shows the proposed technique of delta modulation. The problem of variable switching frequency is solved by introducing a triangular carrier, inserted into the conventional block diagram of the DM. To control the switching frequency constant, the proposed modulator operates by forcing the carrier signal (ΔV_m) to follow a reference sinusoidal signal with a superimposed carrier ($V_i + \Delta V_m$). Switching angles are obtained by intersecting the reference signal consisting of a sinusoidal signal with superimposed triangular carrier ($V_i + \Delta V_m$) and of a carrier signal, representing the estimated load current. As a result, the PWM switching frequency to be constant for all PWM pulses as shown Fig. 3. (a),(b). Therefore, the modulator operates in a manner comparable to hysteresis control with the hysteresis band imposed (ΔV_m). However, the

switching frequency is also fixed by the frequency of (ΔV_m), the lead to constant switching frequency operation, which is unlike the hysteresis bang-bang control.

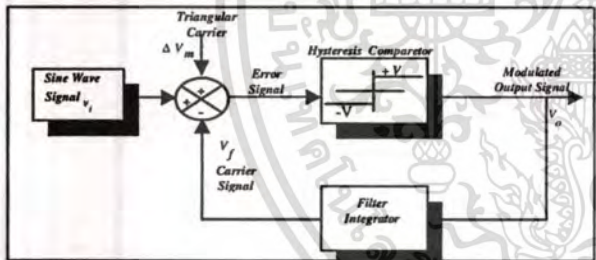


(a)

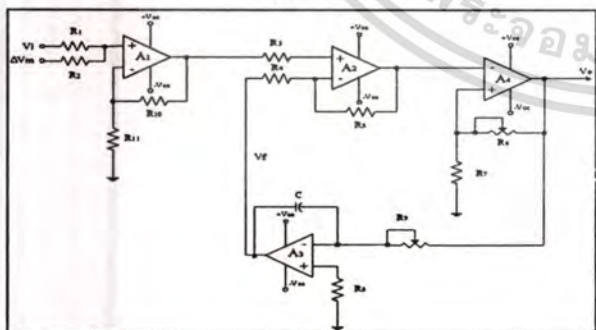


(b)

Fig 1. The block diagram of existing delta modulator (a) block diagram of conventional DM and (b) basic delta modulator circuit.



(a)



(b)

Fig 2. The block diagram of existing delta modulator (a) block diagram of proposed DM and (b) basic delta modulator circuit.

In Fig.3 the operation of the modulator is illustrated for various modulation indices at chosen base

frequency ($f_s = 50$ Hz). Fig 3 (c),(d) shows the simulated results of control signal and DM-PWM pattern for vary modulation indices. Modulated reference ($V_i + \Delta V_m$) and indeterminate states should be avoided. The switching frequency of this technique is changed by parameter as follow.

$$f_{sw} = \frac{S_c}{4\Delta V} \left[1 - \frac{0.5V_i^2 \omega^2 (1 + \cos 2\omega t)}{S_c^2} \right] \quad (1)$$

when

f_{sw} is switching frequency

ΔV is hysteresis band

S_c is time constant

ω is angle frequency

V_i is amplitude of sinusoidal signal

$$\text{slope}(V_f) < \text{slope}(V_i + \Delta V_m) \quad (2)$$

The intersections will always exist to generate the PWM pattern of output voltage, in order to modulate scheme to operate properly multiple crossings between carrier signal (V_f) and the modulated signal.

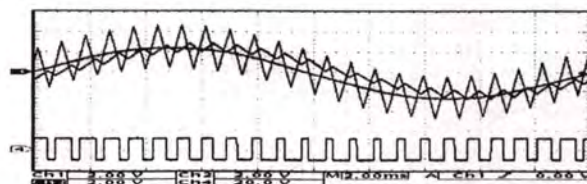
$$\text{slope}(V_f) = \pm \frac{1}{RC} V_{ol} \quad (3)$$

where (V_{ol}) is the output voltage of the modulator. The minimum value of the slope for the waveform ($V_i + \Delta V_m$) is

$$\begin{aligned} \min \text{slope}(V_i + \Delta V_m) &= \text{slope}(\Delta V_m) - \text{slope}(V_i) \\ &= 4f_m \Delta V_m - 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \max \text{slope}(V_i) &= \frac{d}{dt} V_s \sin(2\pi f_s t) \\ &= 2\pi f_s V_s \end{aligned} \quad (5)$$

where (V_s) and (f_s) are the maximum amplitudes for control signals and base frequency.



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

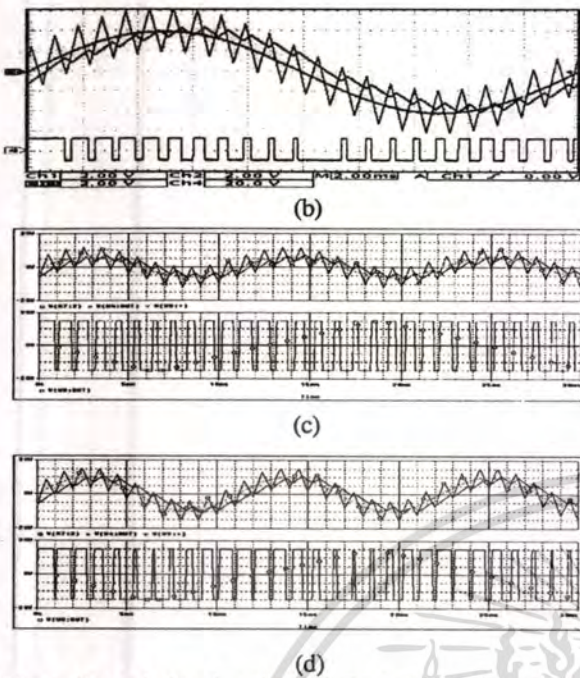


Fig 3. Control signal and DM-PWM pattern for varying modulation indices at base frequency (f_s) of 50Hz, (a) $M = 0.6$ (b) $M = 0.8$, $\Delta V_m = 0.5V$, $f_m = 1KHz$ and $RC = 2.65$ ms.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to verify the feasibility and performance of the modulator, the proposed DM modulator, the proposed DM modulator was tested on a 1- ϕ IGBT full bridge inverter show in Fig 4. The load is a single phase induction motor size 0.37 kW 220 V 2.8 A by testing switching frequency during 1-3 kHz vary frequency during 10-50 Hz on PWM Mode, and 50-100 Hz in square wave mode. This value is chosen in order to observe clearly different performance for both techniques.

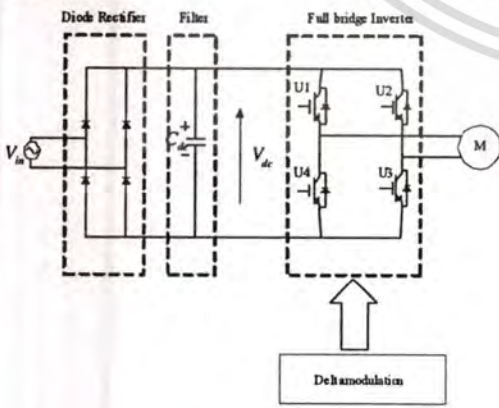


Fig 4 Full-bridge PWM inverter.

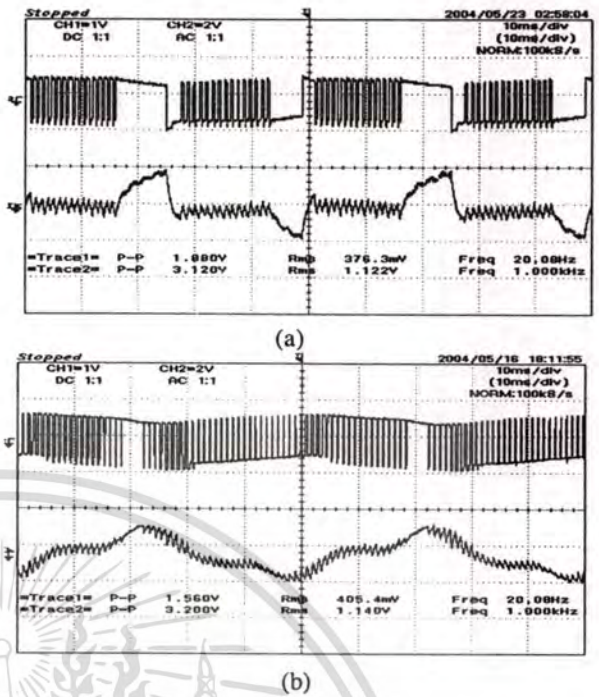
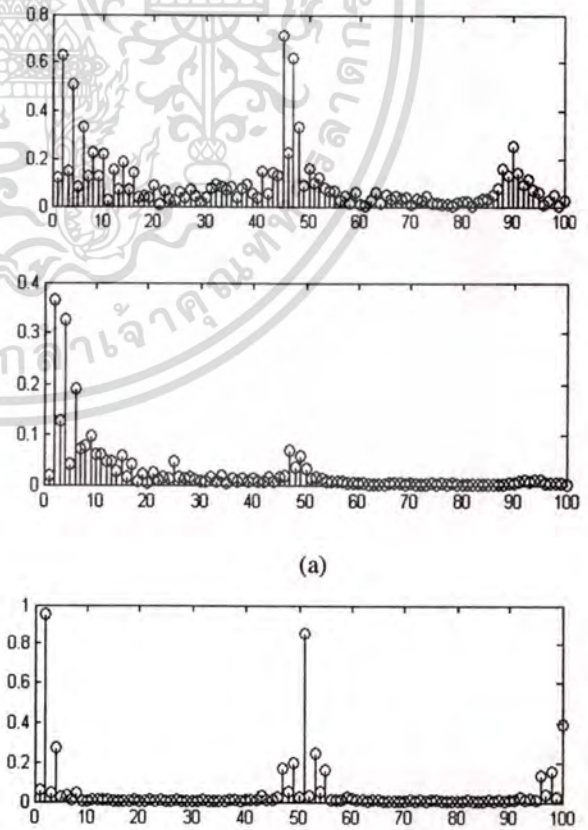


Fig 5. Experiment waveform of result voltage and output current switching frequency 1 kHz, base frequency 20 Hz (a) waveform of current and voltage of conventional DM (b) waveform of current and voltage as propose DM.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

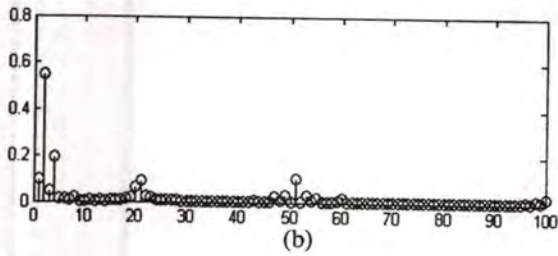


Fig 6. Experiment waveform of spectrum harmonic of current and voltage switching frequency 1 kHz base frequency 20 Hz (a) wave form of spectrum harmonic of current and voltage as propose DM (b) spectrum harmonic of current and voltage of conventional DM.

Fig 5 Showing waveform of voltage and current to motor by testing switching frequency 1 kHz and base frequency 20 Hz operation or PWM mode that waveform by new technique is sinusoidal and reduce current ripple to lower, and Fig 6 Shows the reduction the percentage of THD of load current is 14.1% after comparing conventional DM

Fig 7 and Fig 8 Show the result of test by switching frequency adjustment to be 1.5 kHz and base frequency 50 Hz the result confirmed clearly that a new modulation technique can solve the conventional technique and in this research can adjust base frequency from 5-50 Hz in operation PWM mode and adjust base frequency form 50-100 Hz in operation square wave mode and the control of motor drive can be continuous by condition

Fig 7. Experiment waveform of result voltage and output current switching frequency 1.5 kHz , base frequency 50 Hz (a) waveform of current and voltage of conventional DM (b) waveform of current and voltage as proposed DM.

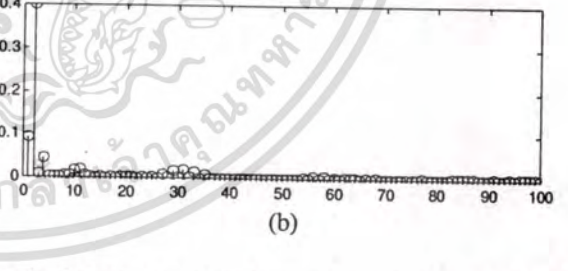
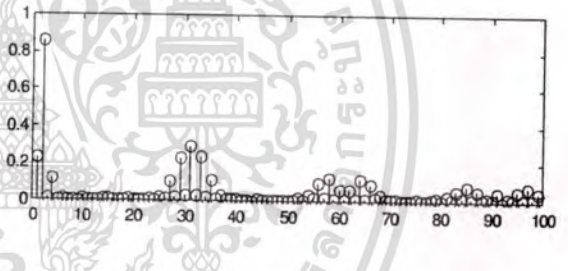
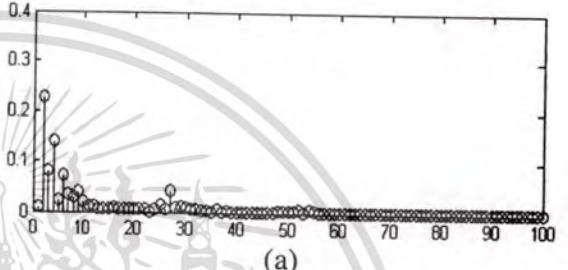
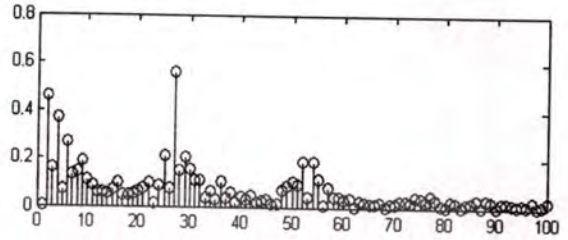
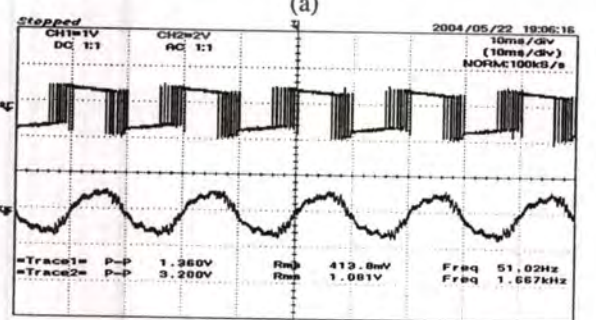
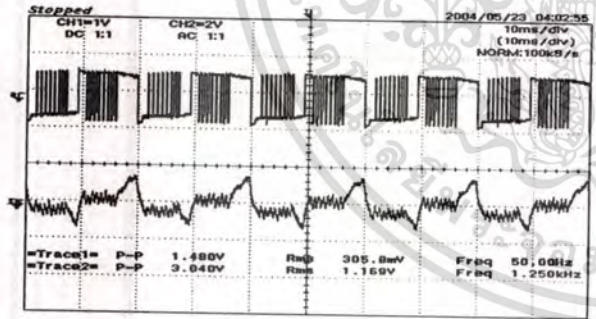
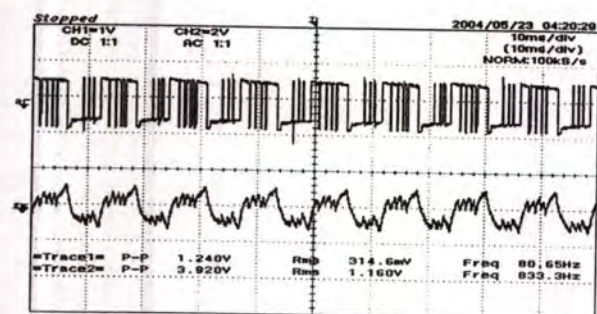


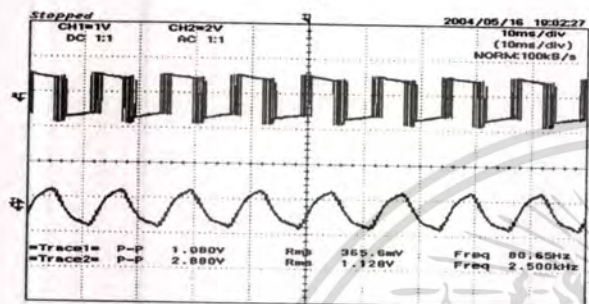
Fig 8. Experiment waveform of spectra harmonic of current and voltage switching frequency 1.5 kHz base frequency 50 Hz (a) wave form of spectra harmonic of current and voltage as proposed DM (b) spectra harmonic of current and voltage of conventional DM.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

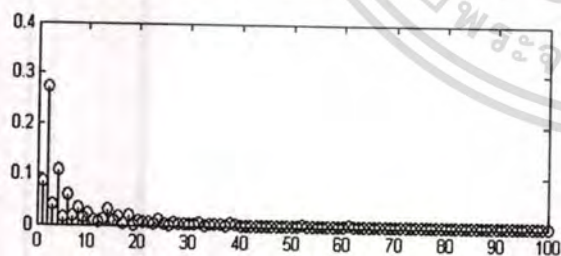
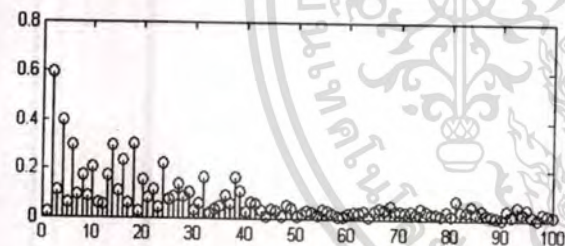


(a)

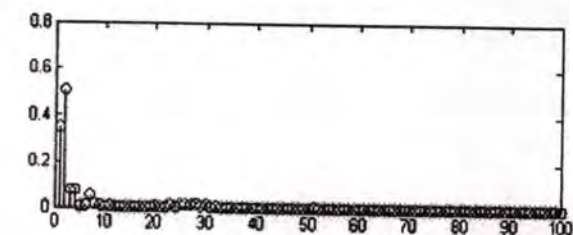
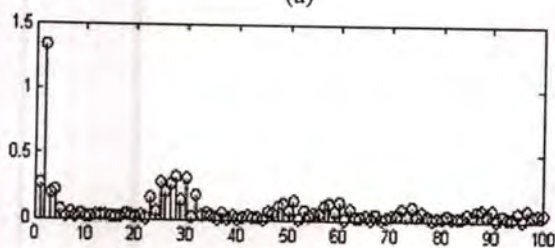


(b)

Fig 9. Experiment waveform of result voltage and output current at switching frequency 2.0 kHz , base frequency 80 Hz (a) waveform of current and voltage of conventional DM (b) waveform of current and voltage as proposed DM.



(a)



(b)

Fig 10. Experiment waveform of spectra harmonic of current and voltage switching frequency 2.0 kHz base frequency 80 Hz (a) waveform of spectra harmonic of current and voltage as proposed DM (b) spectra harmonic of current and voltage of conventional DM.

Fig 9 and Fig 10 demonstrated the tested results and the harmonic spectra at 2 KHz switching frequency. The results agreed to the previous testing for all conditions such as 20 Hz of PWM band, 50 Hz of nominal band, and 80 Hz of constant voltage band. For all condition harmonic were reduced and obtained more similar sine output, resulting to decreasing of THD_v and THD_i percentages, while quality of signal was improved.

IV. CONCLUSION

Employing the proposed delta modulation technique to control the 1 ϕ induction Motor will give better performance than the ordinary technique. Moreover, the circuit structures is simple and not complicate, and also, can control the output voltage from the modulation parameter, resulting to reduce lower order harmonic. The accumulated harmonic of total current are reduce 14.1% approximately.

V. REFERENCES

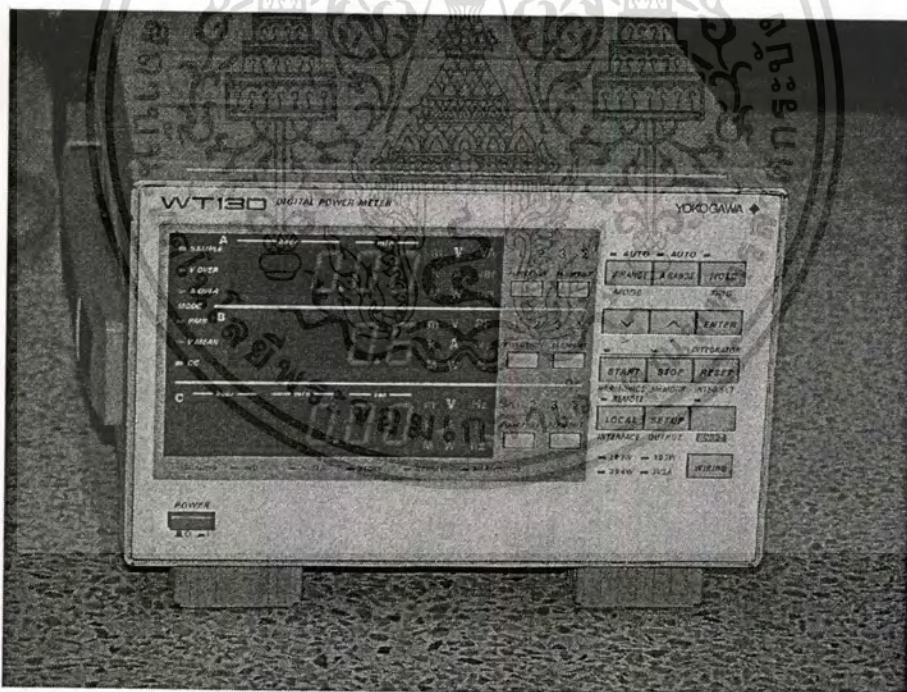
- [1] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, "Performance Analysis of DeltaPWM Inverter" , IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, 1987, pp. 227-233.
- [2] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, " An optimum delta modulation strategy for inverter operation" , IEEE PESC conference record, Vancouver, B.C. 1986, pp. 410-416.
- [3] S.Sathiakumar and S.Y.R.Hui, " Optimised Synchronized Delta Modulation Scheme for UPS Applications" IEE Trans. Electron Letters., Vol. 31, 1995, pp. 934-935.
- [4] S.R. Bowes, S.Grewal, " Novel adaptive hysteresis band modulation strategy for three-phase inverters" IEEE Trans.Industrial Electronics., Vol.23, No.1 May 2002, pp.345-350
- [5] A.H. Chowdhury, M.A. Choudhry, M.A. Rahman "On line Improved Inverter waveform by Variable Step Delta Modulation" IEEE trans. On IA, March/April, 1981, pp. 199-204.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.1 Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1540C



รูปที่ ข.2 Digital Power Meter ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น WT130

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

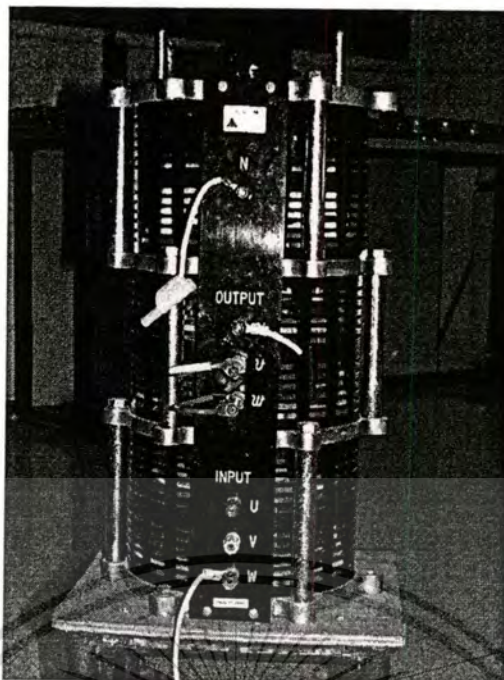


รูปที่ ข.3 POWER ANALIZER ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000



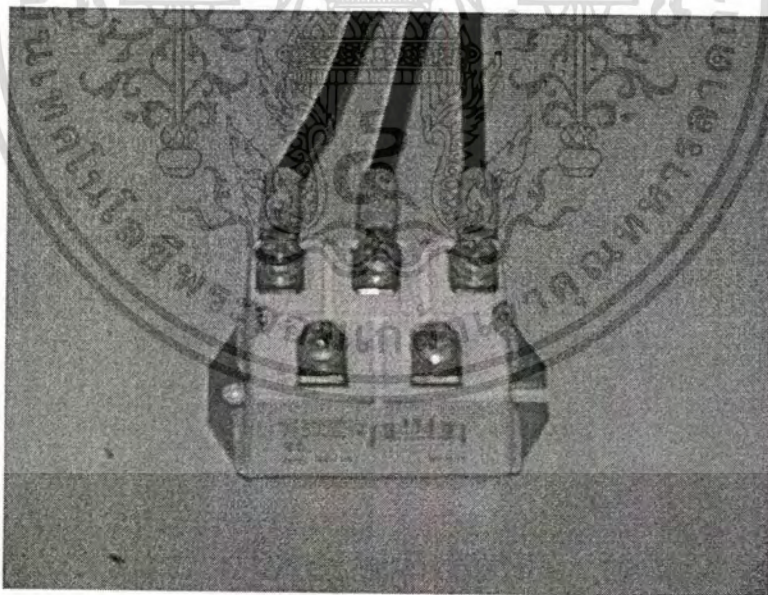


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.1 Variable Voltage Tranformer ยี่ห้อ SLIDEUP

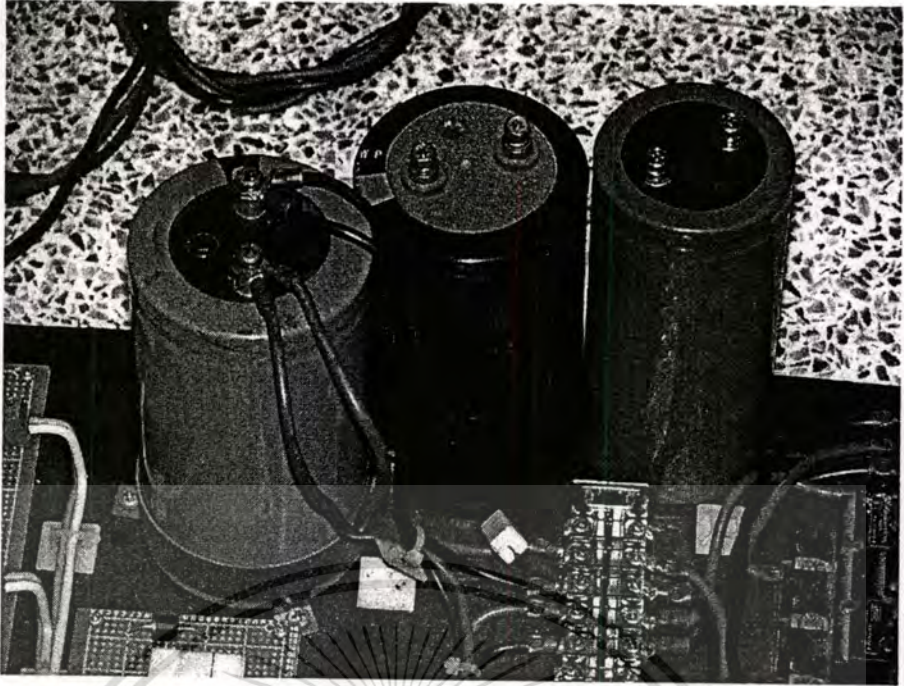
รุ่น K-410, 6.6KVA, 380V, 50/60Hz, 0-450V, 10A



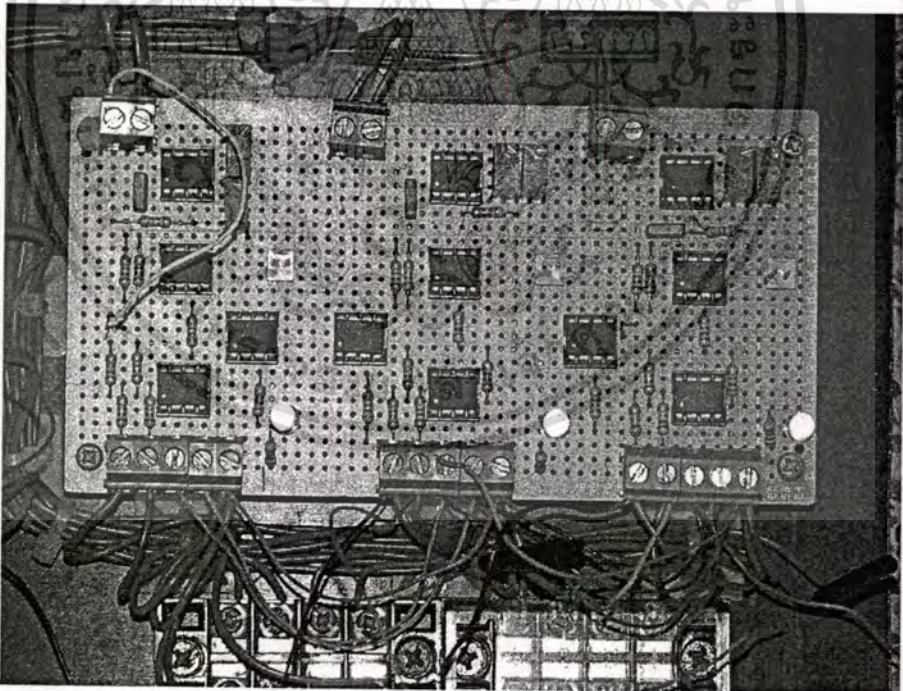
รูปที่ ค.2 ไดโอดบริดจ์แบบโมดูลเบอร์ SKD 62/14

พิกัดแรงดัน620V กระแส14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

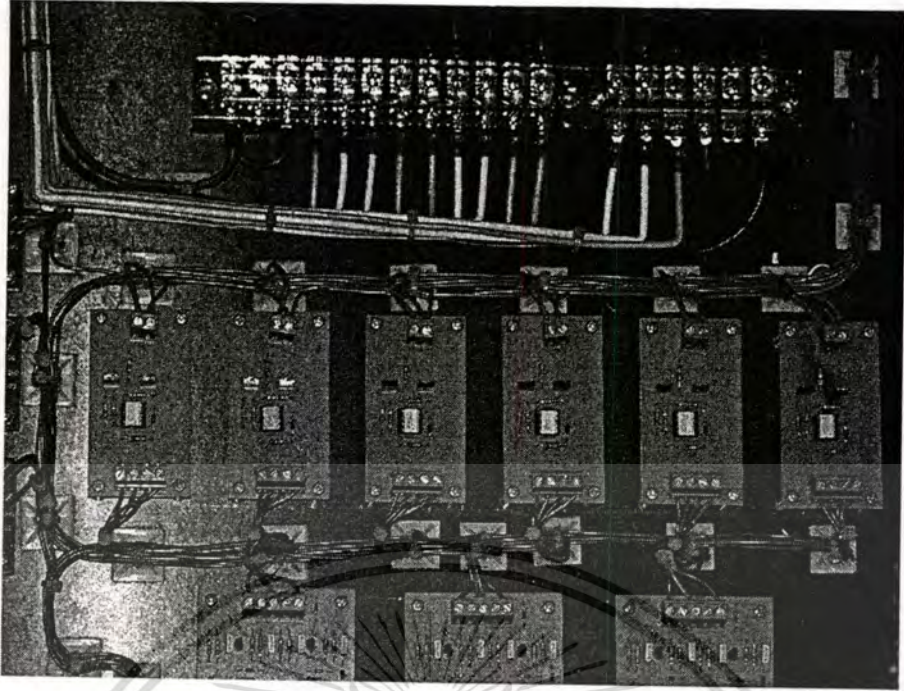


รูปที่ ค.3 Capacitor Filter ขนาดความจุ 4700 μ F, 3300 μ F, 2200 μ F
พิกัดแรงดันสูงสุด 600V

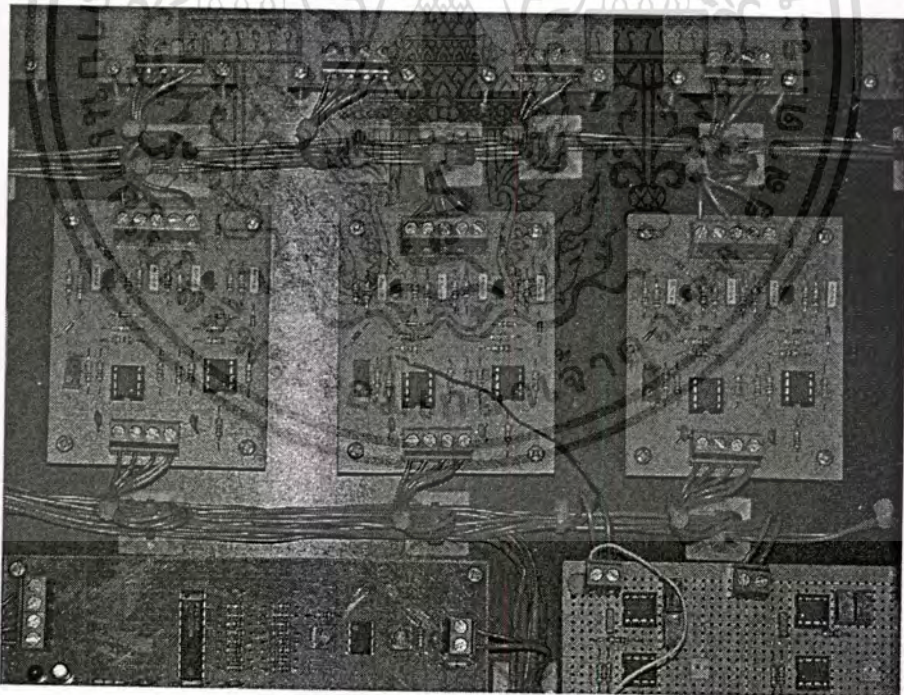


รูปที่ ค.4 วงจรกำเนิดสัญญาณเคลต้ามอดูเลขฐานแบบปรับปรุงความถี่สวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

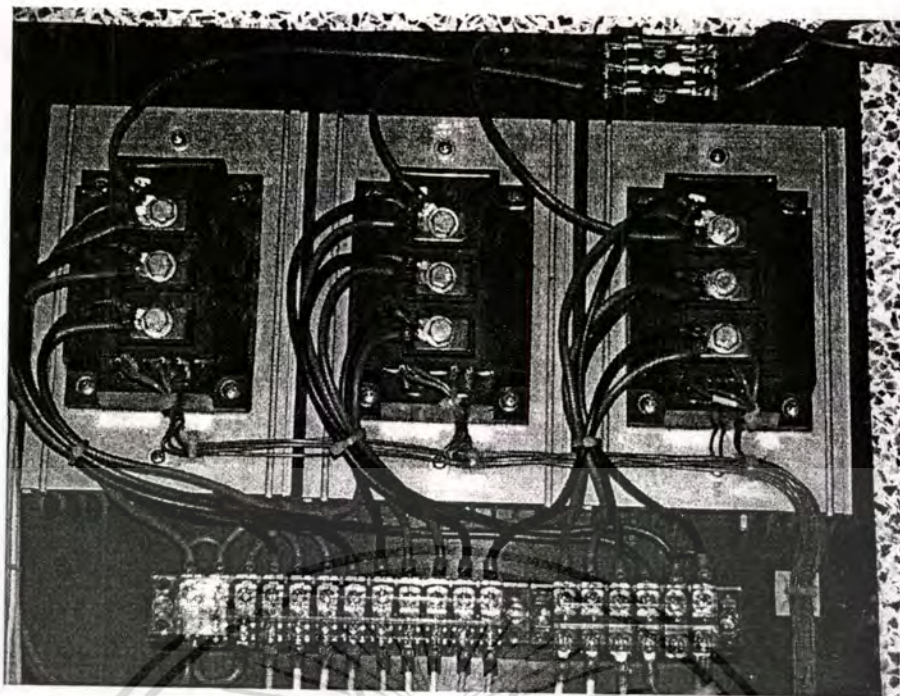


รูปที่ ค.5 วงจรขับเกท ใช้ไอซีเบอร์ TLP250

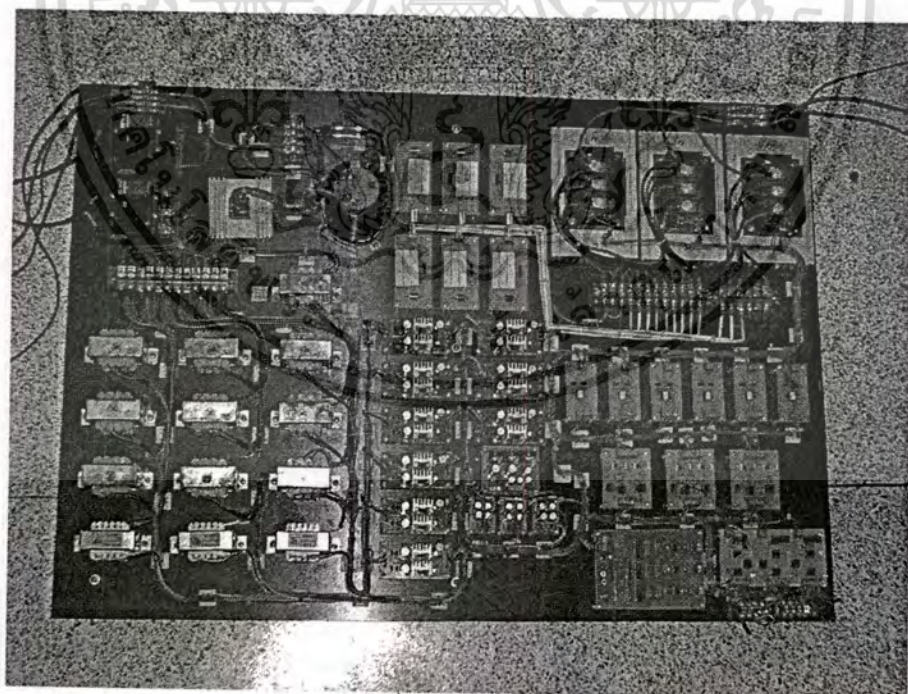


รูปที่ ค.6 วงจรเดคโทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.7 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส
เลือกใช้ไอจีบีทีเบอร์ MG75Q2YS50 พิกัด 750V 50A



รูปที่ ค.8 วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายฉลอง โสตาบัน เกิดเมื่อวันที่ 28 มิถุนายน พ.ศ. 2517 ที่อำเภอปทุมรัตน์ จังหวัดร้อยเอ็ด สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (องครักษ์) รับประทานการสังกัดคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (องครักษ์) เมื่อ พ.ศ.2539 – ปัจจุบัน

งานวิจัยที่สนใจคือ ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการวัด

งานวิจัยที่ตีพิมพ์

[1] C.Sodaban, V.Tipsuwanporn, P.Thepsatorn , W. Piyarat, K.Witheephanich

"Improved Switching Frequency in Delta Modulated Inverter for UPS Applications" ICCAS 2004 International Conference On Control, Automation and Systems, August 25-27, 2004 , The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

[2] C.Sodaban, V.Tipsuwanporn, W.Piyarat and P.Thepsatorn

"EMC Improvement on Delta Modulation Inverter for Three Phase Induction Motor Drives Electromagnetic Compatibility ICEMC' 05, July 27-29, 2005 Kata Beach Resort, Phuket, Thailand, 2005 International Conference On Electromagnetic Compatibility Phuket, Thailand

[3] V. Tipsuwanporn, C. Sodaban, P. Thepsatorn

"Adaptive Switching Frequency in Delta Modulation Inverter for Single Phase Induction Motor Drives" IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (IEEE ICIT 2005) 14-17 December 2005 , City University of Hong kong , Hong Kong