

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โครงสร้างแบบใหม่และประหยัดของวงจรเดลตามอดูเลเตอร์

สำหรับสแตติก PWM อินเวอร์เตอร์

A NOVEL TOPOLOGY AND LOW COST OF DELTA MODULATOR  
FOR STATIC PWM INVERTER



ชัยวัฒน์ ชูชื่น

CHAIWAT CHOOCHUAN

จพ.  
ร 432๓  
2547

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน...51112...

วัน,เดือน,ปี 2 ก.ค. 2547

b.....  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ท.ศ. 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องสมุดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง  
ISBN 974-968-022-7

BM381450

**A NOVEL TOPOLOGY AND LOW COST OF DELTA MODULATOR  
FOR STATIC PWM INVERTER**



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

**2004**

**ISBN 974-968-022-7**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2004**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	โครงสร้างแบบใหม่และประสิทธิภาพของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ สำหรับสแตติก PWM อินเวอร์เตอร์
นักศึกษา	นายชัยวัฒน์ ชูชื่น
รหัสนักศึกษา	44061404
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ โครงสร้างแบบใหม่และประสิทธิภาพ ของเทคนิคการมอดูเลตแบบเคลตามอดูเลชันซึ่งใช้วงจร อาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์เป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างและสังเคราะห์สัญญาณพัลส์วิด มอดูเลชัน เพื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นสัญญาณขับนำสวิตช์ให้กับสแตติกพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ซึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถปรับปรุงรูปคลื่นอินเวอร์เตอร์และรักษาแรงดันเอาต์พุตมาตรฐานให้ค่อนข้างคงที่ ได้มีการวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ เช่น การเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทริเกรต และขอบเขตของ ฮิสเตอร์ซิส ด้วยกราฟคุณสมบัติเมื่อพารามิเตอร์ดังกล่าวเปลี่ยนแปลงไป มีการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบแพทเทอร์นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม และคุณลักษณะของสเปคตราฮาร์โมนิกส์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ พร้อมทั้งมีการตรวจสอบสมรรถนะของระบบอินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ แสดงผลทั้งการจำลองการทำงานของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice และ ทดลองเพื่อตรวจสอบสมรรถนะของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้น

**Thesis Title** A Novel Topology and Low Cost of Delta Modulator for Static PWM Inverter  
**Student** MR. Chaiwat Choochuan  
**Student ID.** 44061404  
**Degree** Master of Engineering  
**Programme** Instrumentation Engineering  
**Year** 2004  
**Thesis Advisor** Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanpurn

## ABSTRACT

This thesis presents a new topologies of delta modulation technique and an improved inverter waveform of delta modulation scheme. Pulse width modulation (PWM) signals are synthesized by using R-C multivibrator base and it is applied to the gate driver circuit of  $1 \phi$  static PWM inverters. This circuit has the capability to maintain a near constant fundamental voltage of the output waveform of the inverters. Analysis for the effect of changing delta modulator proposed topologies type parameters such as amplitude of sinusoidal reference, integrator time constant and hysteresis band width have been performed. Additionally, the comparison PWM voltage pattern and characteristic of harmonic spectra having proposed topologies type of delta modulator and inverter performance investigation are also given. In this thesis, the performance of proposed delta modulator is illustrated, both by PSpice simulated and experimental results.

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำต่าง ๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงลงได้ ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรม การวัดคุมและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล คลองหก ปทุมธานี ที่ให้ความรู้และอนุเคราะห์เครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ ที่คอยให้ความรู้เพิ่มเติม คำแนะนำต่าง ๆ เกี่ยวกับงานวิจัยและการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ อาจารย์วีโรจน์ พิราชเนนชัย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล คลองหก ปทุมธานี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยและอนุเคราะห์เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชัยวัฒน์ จูชื่น

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์และการวิเคราะห์สัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ประเภทของอินเวอร์เตอร์.....	6
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	6
2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	6
2.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มแบบต่าง ๆ.....	7
2.3.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มแบบไซน์พีคดับบลิวเอ็ม.....	8
2.3.2 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส.....	10
2.3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....	11
2.3.4 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์.....	12
2.3.5 การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ.....	13
2.4 สรุป.....	15

บทที่ 3 เทคนิคเคลตามืออดดูเลขชั้น.....	16
3.1 บทนำ.....	16
3.2 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบเชิงเส้น.....	17
3.3 เทคนิคการมอดดูเลขแบบซิกมา เคลตา.....	17
3.4 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบอะแคบที่ป.....	18
3.5 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบจูนฟีลเตอร์.....	20
3.6 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบ Variable Step.....	24
3.7 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นชนิดซิง โครนัส.....	26
3.8 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์ซิส.....	27
3.9 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบซิง โคร ในซีสเตอร์ซิสด้วยสัญญาณ ไซน์อ้างอิง.....	27
3.10 เทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้นแบบที่มีการป้อนกลับแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอทท์พุด.....	28
3.11 สรุป.....	29
บทที่ 4 การวิเคราะห์วงจรเคลตามอดดูเลขเจอร์.....	30
4.1 บทนำ.....	30
4.2 การวิเคราะห์โครงสร้างพื้นฐานของเทคนิคเคลตามอดดูเลขชั้น.....	30
4.3 การวิเคราะห์วงจรเคลตามอดดูเลขเจอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่โดยใช้วงจรรอาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์.....	34
4.3.1 การวิเคราะห์วงจรเคลตามอดดูเลขเจอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่เมื่อป้อนสัญญาณอิน พุตเป็นศูนย์.....	36
4.3.2 การวิเคราะห์วงจรเคลตามอดดูเลขเจอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่เมื่อป้อนสัญญาณอิน พุตเป็นไซน์.....	40
4.4 ผลการจำลองและทดลองของวงจรเคลตามอดดูเลขเจอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่โดยใช้โครง สร้างของวงจรรอาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์.....	46
4.4.1 ผลการจำลองและทดลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ เมื่ออินพุตเป็นศูนย์.....	46
4.4.2 ผลการจำลองและทดลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ เมื่ออินพุตเป็นไซน์.....	48
4.4.3 ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดัน.....	50

4.4.4	ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนความถี่ของไซน์อ้างอิง.....	52
4.4.5	ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของอินทิเกรเตอร์...53	
4.4.6	ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิส.....55	
4.5	การวิเคราะห์หาสเปคตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณการมอดูเลตแบบเคเลตา..56	
4.6	การวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรเคเลตามอดูเลเตอร์จากกราฟคุณสมบัติ.....57	
4.7	สรุป.....	61
<b>บทที่ 5</b>	<b>วงจรกำลังและวงจรควบคุมสำหรับสแต็คพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....</b>	<b>63</b>
5.1	บทนำ.....	63
5.2	ระบบวงจรกำลังที่ออกแบบและจัดสร้างขึ้น.....	63
5.3	ชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	64
5.4	วงจรกรองแรงดันให้เรียบ.....	64
5.5	วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟส.....	64
5.6	วงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์.....	64
5.7	วงจรประวิงเวลา.....	65
5.8	วงจรขั้วนำสวิตช์.....	65
5.9	วงจรสร้างสัญญาณคลื่นไซน์.....	65
5.10	วงจรควบคุมโดยใช้วงจรเคเลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ.....	67
5.11	ชิ้นงานวิทยานิพนธ์.....	67
5.12	สรุป.....	68
<b>บทที่ 6</b>	<b>การทดลองและผลการทดลอง.....</b>	<b>69</b>
6.1	ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ กับแรงดันมูลฐาน.....	70
6.2	การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบเพทเทอร์นแรงดันพีคดับลิวเอ็มและคุณลักษณะของสเปคตราฮาร์โมนิกส์.....	73
6.3	ผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์กับงานที่ต้องการความถี่เอาต์พุตคงที่.....	79

6.4	ผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์กับงานที่ต้องปรับเปลี่ยนความถี่เอาท์พุท.....	81
6.5	ผลการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์.....	82
<b>บทที่ 7 สรุปและข้อเสนอแนะ.....</b>		
7.1	สรุปผลการทดลอง.....	87
7.2	ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป.....	88
	เอกสารอ้างอิง.....	90
	ภาคผนวก ก.....	92
	ภาคผนวก ข.....	94
	ภาคผนวก ค.....	106
	ประวัติผู้เขียน.....	115



# สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

- 6.1 ผลการทดลองเพื่อประเมินค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ความถี่สวิตซิ่ง 5 KHz.....84
- 6.2 ผลการทดลองเพื่อประเมินค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่สวิตซิ่ง 5 KHz.....85



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์.....5
2.2	ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่น ไชน์ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ $m_a = 0.8$ , ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 750 Hz....9
2.3	สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมแบบพีคดับลิวเอ็มรูปคลื่น ไชน์.....9
2.4	สัญญาณการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....11
2.5	สัญญาณการมอดูเลต แบบสเปซเวกเตอร์.....12
3.1	บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน.....16
3.2	บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการมอดูเลตแบบซิกม่าเดลตา.....18
3.3	วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบซิกม่าเดลตา.....18
3.4	วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ออกแบบตามบล็อก ไดอะแกรมหรือแบบ โครงสร้างทั่วไป.....19
3.5	วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบอะแคบทีปีทีน่าเสนอ โดย M.A. Rahman.....19
3.6	คลื่นสัญญาณของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์.....20
3.7	บล็อกไดอะแกรมของเคลตามอดูเลชันด้วยดับเบิลอินทิเกรต.....21
3.8	ตัวอินทิเกรตที่ใช้ในวงจรเคลตามอดูเลเตอร์.....22
3.9	บล็อก ไดอะแกรมของเทคนิคจูนฟิลเตอร์ของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน.....23
3.10	วงจรจูนฟิลเตอร์ของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน.....23
3.11	บล็อก ไดอะแกรมมาของเทคนิค variable step delta modulation.....24
3.12	บล็อก ไดอะแกรมเทคนิคเคลตามอดูเลชันที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับ variable step.....25
3.13	วงจรทดลองเทคนิคเคลตามอดูเลชันที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับ variable step .25
3.14	บล็อก ไดอะแกรมของเทคนิคเคลตามอดูเลชันชนิดที่มีการซิงโครไนซ์.....26
3.15	บล็อก ไดอะแกรมการทำงานของเทคนิคเคลตามอดูเลชันแบบซิงโครไนซ์ฮิสเตอร์รีซิสด้วย สัญญาณ ไชน์อ้างอิง.....28
3.16	บล็อก ไดอะแกรมของวงจรเคลตามอดูเลชันที่มีการป้อนกลับแรงดัน.....38
4.1	คลื่นพีคดับลิวเอ็มของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน.....38
4.2	คลื่นพีคดับลิวเอ็มของเทคนิคเคลตามอดูเลชันเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์.....40

## สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.3	วงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบ อาร์-ซี.....	35
4.4	วงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบ อาร์ ซีที่ใช้ในการทดสอบ.....	36
4.5	คลื่นสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานานำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์...36	36
4.6	เมื่อ $V_o$ เท่ากับ $+V_{sat}$ , $V_c$ จะชาร์จประจุจนมีแรงดันตกคล่อมเท่ากับ $V_{UT}$ .....	37
4.7	เมื่อ $V_o$ เท่ากับ $-V_{sat}$ , $V_c$ จะชาร์จประจุจนมีแรงดันตกคล่อมเท่ากับ $V_{LT}$ .....	38
4.8	วงจรถอดคานาอคูเลเตอร์แบบประหยัด.....	40
4.9	สัญญาณเทียบเคียงกระแสที่ไหลผ่านโหลดและแรงดันที่ตกคล่อมโหลด.....	42
4.10	ผลจำลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานานำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตต่อลงกราวด์..46	46
4.11	ผลการทดลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตต่อลงกราวด์.....	46
4.12	ผลการทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานาอคูเลเตอร์ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิง.....	48
4.13	ผลการทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานาอคูเลเตอร์ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงและปรับความกว้างของฮิสเทอรีซิส.....	48
4.14	สัญญาณ $V_f$ และ $V_o$ กำหนดให้ความกว้างฮิสเทอรีซิสคงที่ แต่เปลี่ยนค่าคงที่อินทิเกรเตอร์.....	49
4.15	สัญญาณ $V_f$ และ $V_o$ กำหนดให้ค่าคงที่อินทิเกรเตอร์คงที่ แต่เปลี่ยนความกว้างฮิสเทอรีซิส.....	49
4.16	ผลการจำลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรถอดคานำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงพร้อมทั้งเปลี่ยนความกว้างของฮิสเทอรีซิส.....	49
4.17	ผลการจำลองสัญญาณ $V_f$ และ $V_o$ เมื่อกำหนดให้ความกว้างฮิสเทอรีซิสคงที่ แต่เปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรถอดคานาอินทิเกรเตอร์.....	50
4.18	ผลการจำลองสัญญาณ $V_f$ และ $V_o$ เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่อินทิเกรเตอร์คงที่ แต่เปลี่ยนความกว้าง ฮิสเทอรีซิส.....	50
4.19	ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ $V_i$ , $V_f$ และ $V_o$ ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนขนาดของแรงดันไซน์อ้างอิง.....	51

## สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.20	รูปคลื่นสัญญาณเคลตามอดูละชันเมื่อความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงเท่ากับ 25 Hz. ....	52
4.21	รูปคลื่นสัญญาณเคลตามอดูละชันเมื่อความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงเท่ากับ 50 Hz. ....	52
4.22	รูปคลื่นสัญญาณเคลตามอดูละชันเมื่อความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงเท่ากับ 125 Hz. ....	53
4.23	ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ $V_i$ , $V_f$ และ $V_o$ ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	54
4.24	ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ $V_i$ , $V_f$ และ $V_o$ ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิซิส.....	55
4.25	ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับกับแรงดันมูลฐาน.....	58
4.26	ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิซิสกับแรงดันมูลฐาน.....	58
4.27	ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับกับอันดับของฮาร์โมนิกส์.....	59
4.28	ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิซิสกับอันดับของฮาร์โมนิกส์.....	59
4.29	ผลการวิเคราะห์สเปคตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูละเตอร์ในรูปแบบที่ 3.4.....	60
4.30	ผลการวิเคราะห์สเปคตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูละเตอร์ที่นำเสนอ.....	61
5.1	วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบระบบการทำงานของวงจรเคลตามอดูละเตอร์.....	70
5.2	วงจรขั้วนำสวิตช์ 1 ชุดที่ได้ออกแบบ.....	65
5.3	วงจรสร้างสัญญาณ ไซน์อ้างอิง.....	66
5.4	วงจรเคลตามอดูละเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	67
5.5	เครื่องค้นแบบอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบวงจรเคลตามอดูละเตอร์ ที่นำเสนอ.....	68
6.1	วงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด.....	69
6.2	ผลการทดลองสเปคตราฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของฮิสเตอร์ซิซิสซึ่งมีค่าเท่ากับ 4000 V/Sec.....	70
6.3	ผลการทดลองสเปคตราฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของฮิสเตอร์ซิซิสซึ่งมีค่าเท่ากับ 5000 V/Sec.....	71

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
6.4	ผลการทดลองสเปกตราสหาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ $\Delta V = 2V$ .....	71
6.5	ผลการทดลองสเปกตราสหาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความความชันของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ $\Delta V = 0.5V$ .....	71
6.6	ผลการวิเคราะห์สเปกตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของฮิสเตอร์ซิสซึ่งมีค่าเท่ากับ 4000 V/Sec .....	72
6.7	ผลการวิเคราะห์สเปกตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของฮิสเตอร์ซิสซึ่งมีค่าเท่ากับ 5000 V/Sec .....	72
6.8	ผลการวิเคราะห์สเปกตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ $\Delta V = 2V$ .....	72
6.9	ผลการวิเคราะห์สเปกตราของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความความชันของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ $\Delta V = 0.5V$ .....	73
6.10	ผลการจำลองและทดลองแรงดันตกคร่อม โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 1.5 KHz.....	74
6.11	ผลการจำลองและทดลองสเปกตราสหาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 1.5 KHz.....	75
6.12	ผลการจำลองและทดลองแรงดันตกคร่อม โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 2.75 KHz . .....	75
6.13	ผลการจำลองและทดลองสเปกตราสหาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 2.75 KHz.....	76
6.14	ผลการจำลองและทดลองแรงดันตกคร่อม โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 4.75 KHz.....	77
6.15	ผลการจำลองและทดลองสเปกตราสหาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 4.75 KHz.....	78
6.16	ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อค่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของวงจรเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ.....	79

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.17	ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4.....79
6.18	ผลการทดลองแรงดัน โหลดสเกลและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านการฟิลเตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....80
6.19	ผลการจำลองแรงดัน โหลดของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่น่าเสนอเมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....80
6.20	ผลการจำลองกระแส โหลดของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่น่าเสนอเมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....80
6.21	ผลการจำลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านการฟิลเตอร์ เมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....81
6.22	ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 35 Hz..... 81
6.23	ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ไซน์อ้างอิง100 Hz .....81
6.25	ผลการทดลองแรงดัน โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดมอเตอร์ไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 50Hz .....81
6.26	กราฟการเปรียบเทียบผลการค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ความถี่สวิตซ์ 5 KHz.....84
6.27	กราฟการเปรียบเทียบผลการค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่สวิตซ์ 5 KHz.....85

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การพัฒนาและวิจัยเกี่ยวกับสแตติกอินเวอร์เตอร์ ทางด้านเทคนิคการควบคุมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เพื่อใช้ในงานทางด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ และแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง นับได้ว่ามีความสำคัญ ต่องานอุตสาหกรรมซึ่งมีอินเวอร์เตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก ส่วนใหญ่ได้อาศัยเทคนิค ไซน์พีดับบลิว เอ็ม (Sine PWM : SPWM) มาควบคุม อย่างไรก็ตามเทคนิคการสร้างแพทเทิร์นการสวิดซ์แบบ พี ดับบลิวเอ็มยังมีอีกหลาย ๆ รูปแบบด้วยกัน เช่น เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยมคางหมู หรือเทคนิค พีดับบลิวเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector PWM : SVPWM) เป็นต้น รูปแบบต่าง ๆ ที่กล่าวมา ต่าง ก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ดังนั้นจึงต้องมีงานวิจัยทางด้านเทคนิคการสร้างแพทเทิร์นการสวิดซ์ ซึ่งเพื่อนำมาเป็นข้อมูลในการเลือกใช้ให้เหมาะสม จากงานวิจัยที่ผ่านมาเทคนิคการสวิดซ์ต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ จำนวนครั้งการสวิดซ์น้อย ราคาถูก และวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตซึ่งเหมาะสำหรับประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง ส่วนการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ต้องควบคุมอัตราส่วนของแรงดันมูลฐานต่อ ความถี่ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ เพื่อรักษาฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศให้มีค่าคงที่ทำให้ ได้กำลังแรงบิดคงที่ (Constant Torque Power) นอกจากนี้เทคนิคการสร้างแพทเทิร์นการสวิดซ์ แบบ พีดับบลิวเอ็มที่แตกต่างกัน การได้ประโยชน์ในด้านต่าง ๆ ก็ยังแตกต่างกัน ไปอีกด้วย เช่น เทคนิค ไซน์ พีดับบลิวเอ็ม นั้นจะมีค่าแรงดันการได้ประโยชน์ของแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง (DC-LINK Utilization) ต่ำ วงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตซับซ้อน ส่วนเทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยมคางหมูจะมีค่าแรงดันการได้ประโยชน์ของแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงสูง แต่จะเกิดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ มาก เป็นต้น เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบเคลตามอดูเลชัน ก็เป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ใช้ในการสร้าง สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาต์พุตเป็นรูปคลื่น ไซน์ สามารถลดทอนองค์ ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ วงจรควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อน ราคาถูก และง่ายต่อการควบคุมเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคการสร้างแพทเทิร์นการสวิดซ์แบบเคลตามอดูเลชันเป็นอีกเทคนิคหนึ่ง ที่น่าสนใจมากเพื่อใช้กับสแตติกอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีคุณสมบัติตรงตามวัตถุประสงค์ดังกล่าวคือ ควบคุม กระแสไหลคให้เข้าใกล้รูป ไซน์ วงจรควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อน สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำได้ดี[1] โดยปกติแล้ววงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบพื้นฐานนั้น จะออกแบบวงจรควบคุม สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ตามบล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน ซึ่งประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเทอรีซิส และวงจรอินทรีเกรเตอร์ ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวมีผลทำให้ความถี่ในการสวิดซ์ ไม่คงที่ เนื่องจากเกิดการมอดูเลตทางความถี่ทำให้คาบเวลาของพัลส์ PWM ไม่เท่ากันตลอดคาบของ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพื้นคาเมนทอลเป็นผลทำให้เกิดการริบเปิดของกระแสด้านเอาท์พุทมากขึ้น ค่า THD เพิ่มขึ้น ส่งผลให้เกิดการสูญเสียที่เพิ่มจากการสูญเสียปกติมากขึ้นกว่าเดิม[2] ได้มีการวิจัยและพัฒนาโครงสร้างของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์เพื่อให้มีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น โดยปรับปรุงวงจรเปรียบเทียบกับแบบฮิสเตอร์ซิสส์ให้สามารถปรับขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสส์ได้หรือการสร้างระบบแบบซิงโครนัสโดยใช้เฟสล็อกคัลหรือใช้สัญญาณไซน์อ้างอิง[3] เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว ส่วนการลดทอนของคัพเพอริสโมนิคส์อันดับต่ำสามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ชิ่ง โดยปกติแล้วโครงสร้างของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบพื้นฐานสามารถปรับเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ชิ่งได้ 2 วิธี คือการปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสส์ และการปรับความชันของสัญญาณป้อนกลับหรือการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ อย่างไรก็ตามการจูนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ หรือการเพิ่มค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์จะมีผลให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลง กล่าวคือ จะส่งผลให้ค่าการได้ประโยชน์จากแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงต่ำ และอีกทั้งยังไม่สามารถกำหนดให้มีความถี่ของการสวิตซ์ชิ่งสูงได้ แก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยใช้การปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสส์ ซึ่งมีความสามารถในการรักษาแรงดันเอาท์พุทมูลฐานของรูปคลื่นเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ให้ค่อนข้างคงที่รวมทั้งมีงานวิจัยที่นำเสนอการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิเวอ์เอาท์พุทเพื่อชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้คงที่อีกด้วย แต่ความถี่ในการสวิตซ์ชิ่งยังคงไม่คงที่ จากประโยชน์ที่ได้และความสำคัญของปัญหาข้างต้นจึงมีการวิจัยและ พัฒนาโครงสร้างของ วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่สามารถลดทอนของคัพเพอริสโมนิคส์อันดับต่ำ โดยการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ หรือ ปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสส์ โดยไม่ทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของรูปคลื่นเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ลดลง รวมทั้งจำนวนครั้งของการสวิตซ์ชิ่งจะต้องค่อนข้างคงที่เมื่อมีการเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง ซึ่งเป็นข้อดีของการควบคุมกระแสโหลดให้เข้าใกล้รูปไซน์

## 1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอการสร้างสัญญาณพีคดับลิเวอ์ โดยใช้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบใหม่ ที่อาศัยวงจรอาร์ซี มัลติไวเบเตอร์ เป็นวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิเวอ์ เพื่อนำไปเป็นสัญญาณขับนำอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งของสแต็คพีคดับลิเวอ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ที่สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ และปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสส์ โดยไม่ทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลงวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอนี้ จะมีการเปรียบเทียบกับหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบเดลตา เพื่อแสดงรูปคลื่นสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ตามหลักการพื้นฐานของการมอดูเลต มีการวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลต่อการมอดูเลตของสัญญาณทางออกและทดสอบสมรรถนะด้านต่าง ๆ ของโครงสร้างของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

### 1.3 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่าง ๆ เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบต่าง ๆ ที่ใช้งานกับพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์รวมทั้งเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมพีดีบีบลิวเอ็มแบบเดลตา
2. วิเคราะห์วงจรด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และออกแบบวงจร
3. จำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปโดยคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบผลทางทฤษฎี
4. สร้างและประกอบวงจรเป็นชุดทดสอบที่สามารถทดลองให้เห็นการทำงานจริงของวงจร
5. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอวงจรเดลตามอดูเลเตอร์ ที่ใช้วงจรอาร์ซี มัลติไวเบเตอร์เป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างสัญญาณเดลตาพีดีบีบลิวเอ็ม เพื่อนำไปเป็นสัญญาณขับนำอุปกรณ์สวิตซ์ของสแตติกพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ที่สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ และปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส โดยไม่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลง และศึกษาการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่สำคัญที่มีผลต่อสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม ซึ่งได้แก่ การเปลี่ยนขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิง การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง การเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทริเกรเตอร์ และการเปลี่ยนความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส ด้วยกราฟคุณสมบัติเมื่อพารามิเตอร์ดังกล่าวเปลี่ยนแปลงไป มีการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบเพทเทอร์นแรงดันพีดีบีบลิวเอ็มและผลของสเปคตราฮาร์โมนิกส์ เมื่อจ่ายโหลดเป็นความต้านทาน และความต้านต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เพื่อนำไปใช้กับสแตติกอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

### 1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรเดลตามอดูเลเตอร์ที่ใช้วงจรอาร์ซี มัลติไวเบเตอร์ เป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับสแตติกพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส รายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 7 บทด้วยกันดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา วิธีการวิจัย ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ เนื้อหาคร่าว ๆ ในแต่ละบท ตลอดจนประโยชน์ที่จะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ และเทคนิคพีดีบีบลิวเอ็มในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งยังกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นในการวิเคราะห์ของสัญญาณแรงดันและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 กล่าวถึงชนิดของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน อธิบายพร้อมยกตัวอย่างวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบต่าง ๆ สำหรับเป็นชุดควบคุมการทำงานให้กับอินเวอร์เตอร์

บทที่ 4 วิเคราะห์การทำงานของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ และไซน์ วิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร พร้อมทั้งจำลองและทดลองวงจรเคลตามอดูเลเตอร์

บทที่ 5 วงจรกำลังและวงจรควบคุมของเทคนิคเคลตามอดูชันสำหรับสแตติกอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 7 สรุปและข้อเสนอแนะ

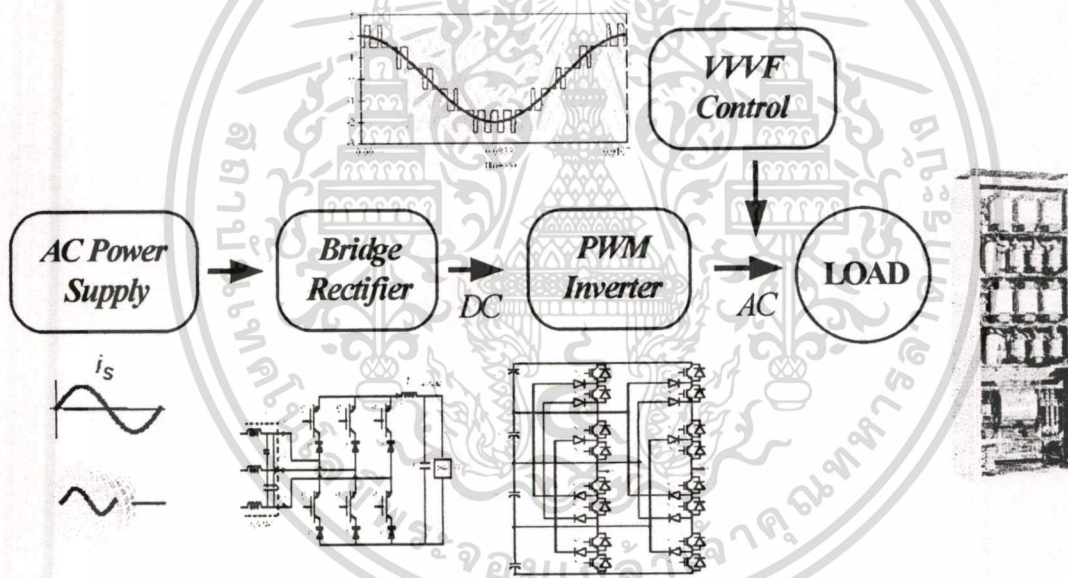
## 1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1. เป็นการนำหลักการเทคนิคการมอดูเลตแบบเคลตามาสร้างเป็นสัญญาณควบคุมแบบที่ดับบลิวเอ็มเพื่อนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์
2. เป็นการนำเสนอโครงสร้างของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบใหม่ที่ใช้อุปกรณ์ในการควบคุมจำนวนน้อย
3. เป็นการศึกษาและวิเคราะห์วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบต่าง ๆ โดยนำไปประยุกต์ใช้งานที่เหมาะสมในแต่ละแบบ
4. เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับพัฒนารูปแบบวงจรให้มีการทำงานที่สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

# ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์และการวิเคราะห์สัญญาณ พีคดับลิวเอ็ม

## 2.1 บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายซึ่งยังมีความแตกต่างกันทางด้าน โครงสร้างของวงจรภาคกำลัง และรูปแบบของการควบคุมการทำงาน ซึ่งได้มีการปรับปรุงวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับงานหลาย ๆ ด้านเช่น ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ระบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ หรือแม้กระทั่งเป็นชุดแปลงผันพลังงานที่ปลายทางของสายส่งไฟฟ้ากระแสตรง[4]



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีหลักการพื้นฐานของการทำงานซึ่งประกอบด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Power Supply) และถูกเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรเรียงกระแสที่มีการควบคุมแรงดันหรือไม่มีการควบคุมแรงดันก็ได้ ส่งผ่านพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงผ่านอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage and Variable Frequency Control : VVVF) ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ประเภทของอินเวอร์เตอร์

แบ่งตามลักษณะของจำนวนเฟสของเอาต์พุตได้ 2 ประเภทคือ

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตเป็น ไฟฟ้ากระแส สลับเฟสเดียวเหมาะสมกับพิกัด โหลด ไม่เกิน 10 กิโลวัตต์

อินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตเป็น ไฟฟ้ากระแส สลับสามเฟสเหมาะสมกับพิกัด โหลดสูง ๆ

แบ่งตามลักษณะการใช้งานได้ 2 ประเภทคือ

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุต ที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟตรง (DC Voltage Source) ข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถที่จะ ควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter : CSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุต ที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง (DC Current Source) อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีใช้อยู่มากในอุตสาหกรรม เพราะการประยุกต์ใช้งานเกือบทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะ ใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูง ๆ

### 2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันยังสามารถที่จะแบ่ง ได้อีก 3 ชนิดตามลักษณะของสัญญาณ ที่ใช้ป้อนอุปกรณ์สวิตซ์ดังนี้

อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulated Inverter : PWM Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับขนาดและความถี่ได้ที่ตัวอินเวอร์เตอร์เลย โดยแรงดัน อินพุตจะมีค่าคงที่ เทคนิคการสร้างสัญญาณในการควบคุม และวิธีสร้างสัญญาณควบคุมจะกล่าวต่อไป

อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ ขนาดแรงดันด้านเอาต์พุตถูกควบคุม โดยการปรับแรงดันทางด้านอินพุต ส่วนความถี่นั้นจะปรับที่ตัวอิน เวอร์เตอร์ได้อย่างเดียว และเทคนิคของสัญญาณที่มาควบคุมจะเป็นสัญญาณแบบสี่เหลี่ยมและสัญญาณ เอาต์พุตก็มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมด้วย

อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวที่มีโวลต์เตจแคนเซิลชัน (Single Phase Inverter with Voltage Cancellation) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ไม่สามารถปรับความถี่ และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ตัว อินเวอร์เตอร์

### 2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีใช้กันอยู่มากในอุตสาหกรรม เพราะการประยุกต์ใช้งาน เกือบทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสจะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ อันเนื่องจากอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบแหล่งจ่ายกระแสทำงานได้ดีที่โหลดมาก ๆ โดยที่อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เร็กติไฟเออร์ ควบคุมได้ด้วยการควบคุมเฟสเอชไอไลน์ และอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีคาปาซิเตอร์ต่อขนานอยู่เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์มีทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ กระแสทางด้านเอาต์พุตอาจเป็น 6-Step หรือพีคดับลิวเอ็มก็ได้ แต่แรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ แต่เกิดสไปค์จากการคอมมิวเตท ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสคือวงจรกำลังใหญ่ไว้วางใจได้ดีและไม่เกิด Shoot Through อย่างในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน จากข้อดีที่กล่าวมาของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ขนาดของ DC Link inductance และคาปาซิเตอร์ของการคอมมิวเตทใหญ่ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใหญ่และมีราคาแพง

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้อินเวอร์เตอร์แบบมีอคดูเลตตามความกว้างของพัลส์ หนึ่งเฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดันที่มีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรควบคุมที่นำเสนอ

### 2.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบต่าง ๆ

ในปัจจุบันได้มีนักวิจัยหลาย ๆ ท่านนำเสนอเทคนิคในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีคดับลิวเอ็มหลาย ๆ รูปแบบด้วยกัน เช่นเทคนิคแบบไซน์พีคดับลิวเอ็ม ซึ่งนำรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงที่ความถี่มูลฐานที่ต้องการ มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ (สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงที่ต้องการ กล่าวคือถ้าระดับสัญญาณอ้างอิงมากกว่าสัญญาณแคเรียร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณพีคดับลิวเอ็มเพื่อไปสั่งให้อุปกรณ์สวิตชิงทำงาน (on) และถ้าต่ำกว่าก็จะทำให้ได้สัญญาณพีคดับลิวเอ็มเพื่อไปสั่งให้อุปกรณ์สวิตชิงไม่ทำงาน (off) และในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบไซน์พีคดับลิวเอ็มจะมีพารามิเตอร์สำคัญคือ ค่าแอมพลิจูดมอดูเลชันอินเด็กซ์ (amplitude modulation index :  $m_a$ ) ซึ่งจะหมายถึง ค่าอัตราส่วนของขนาดแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิงเทียบกับ ขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณแคเรียร์ โดยนิยามไว้ดังสมการที่ (2.1) และฟรีควเอนซีมอดูเลชันอินเด็กซ์ (frequency modulation index:  $m_f$ ) ซึ่งก็คือค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิง โดยนิยามไว้ดังสมการที่ (2.2)

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.1)$$

โดยที่  $V_{control}$  คือ ค่าขนาดของแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณ ไซน์อ้างอิง  
 $V_{tri}$  คือ ค่าขนาดของแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณแคเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_f = \frac{f_{ri}}{f_{control}} \quad (2.2)$$

โดยที่  $f_{ri}$  คือ ค่าความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณแคเรียร์  
 $f_{control}$  คือ ค่าความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิง

ซึ่งเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบพีคดับลิวเอ็มนั้น หรือฟังก์ชันการมอดูเลตก็เป็นอีกคุณสมบัติหนึ่งที่สำคัญในการพิจารณาผลของการสูญเสียที่เกิดขึ้นกับโหลด เมื่อถูกป้อนด้วยพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นการเลือกใช้ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบต่าง ๆ จึงมีความจำเป็นเพราะจะส่งผลถึงสเปกตรัมของแรงดันมูลฐานทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกส์ได้ด้วย[5] ซึ่งจะแสดงในบทต่อไป ซึ่งตัวอย่างของเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีคดับลิวเอ็มมีดังนี้

### 2.3.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบรูปคลื่นไซน์ (SPWM)

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมพีคดับลิวเอ็มแบบรูปคลื่นไซน์ดังที่ได้กล่าวมาแล้วเบื้องต้น ถ้าถูกนำไปประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟสนั้นจะใช้สัญญาณอ้างอิงสามสัญญาณ โดยแต่ละสัญญาณจะต่างเฟสกัน 120 องศาเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์เดียวกันซึ่งผลลัพธ์ก็จะได้สัญญาณควบคุมพีคดับลิวเอ็มออกมาซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2

ในการออกแบบโดยเลือกค่า  $m_f$  ที่เหมาะสมนั้นได้มีผู้แสดงไว้ใน[5] ซึ่งสรุปได้ดังนี้

1. ในกรณีที่ออกแบบค่า  $m_f$  ( $m_f \leq 21$ ) ค่า ๆ และต้องเลือกค่า  $m_f$  เป็นเลขคี่เพื่อไม่ให้เกิดฮาร์โมนิกส์ลำดับคู่ขึ้น

2. กรณีค่า  $m_f$  ( $m_f \leq 21$ ) สูง ผลของการเลือกใช้ฟังก์ชันไซน์พีคดับลิวเอ็มจะมีน้อย จึงอาจใช้การสวิตช์แบบอะซิงโครนัสพีคดับลิวเอ็มได้

ในการพิจารณาสัญญาณเอาต์พุตของแรงดันที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่านคือ

ย่านที่เป็นแบบเชิงเส้น ( $m_o \leq 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์โดยค่าแรงดันระหว่างเฟสเอาต์พุตมีค่าประมาณดังสมการต่อไปนี้

$$V_{LL,rms} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{dc} \quad (2.3)$$

เมื่อค่า  $V_{dc}$  เป็นค่าระดับแรงดันดีซีลิงค์

จากสมการที่ (2.3) สามารถเขียนได้เป็นค่าประมาณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{LL,rms} \approx 0.61 m_a V_{dc} \quad (2.4)$$

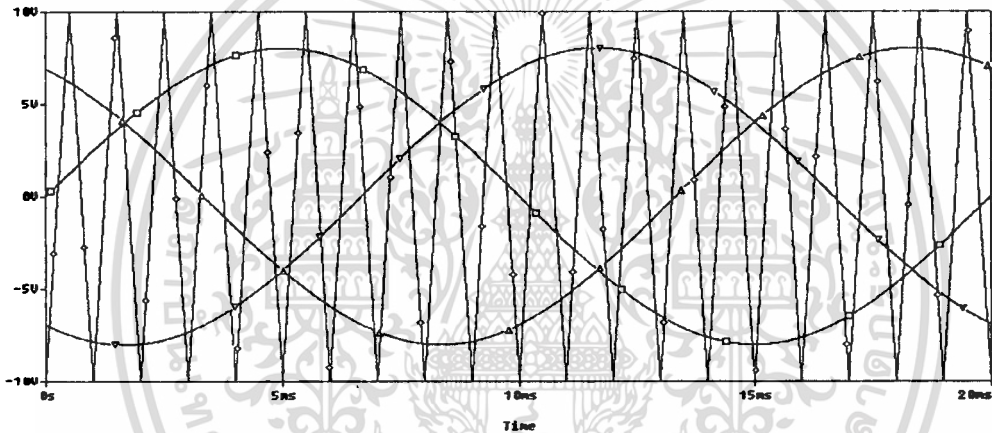
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านโอเวอร์มอดูเลชัน ( $m_a > 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่ามอดูเลชันอินเด็คซ์ ซึ่งโดยมากมักไม่มีการนำย่านนี้ไปใช้งาน

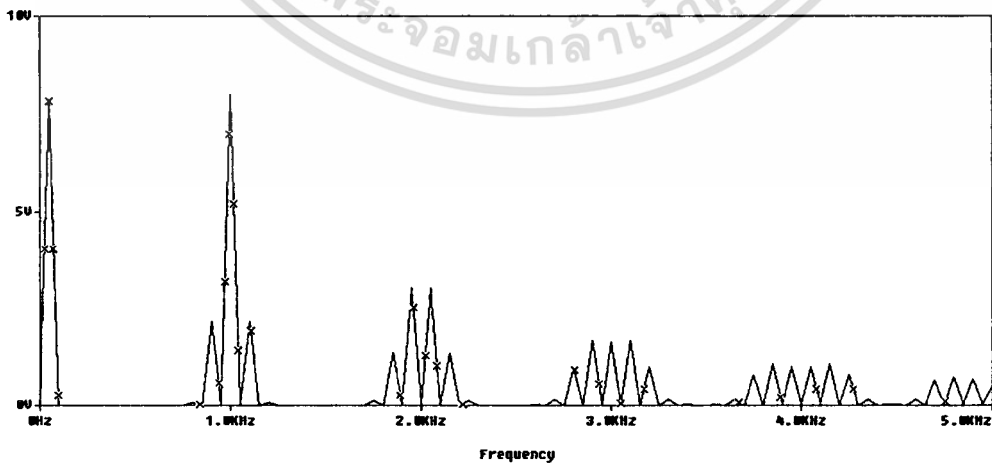
สำหรับการเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นไซน์แบบ 3 เฟส สมการของสัญญาณอ้างอิงในแต่ละเฟสจะเป็น ไปดังสมการที่ (2.5) ซึ่งในรูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างการมอดูเลตในหนึ่งเฟส และรูปที่ 2.3 จะแสดงสเปกตร้าของสัญญาณควบคุมพีคดับทิวเอ็ม ซึ่งจะเห็นว่าผลของฮาร์โมนิคส์จะเริ่มที่ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์

$$\begin{aligned} V_{control,a} &= m_a \sin(\omega t) \\ V_{control,b} &= m_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{control,c} &= m_a \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $0 \leq \omega t \leq 2\pi$



รูปที่ 2.2 ลักษณะตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตแบบรูปคลื่นไซน์ที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็คซ์  $m_a = 0.8$ , ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง = 50 Hz และความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ = 1KHz



รูปที่ 2.3 สเปกตร้าของสัญญาณควบคุมแบบพีคดับทิวเอ็มรูปคลื่นไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส

เทคนิคพีคดับลิวเอ็มแบบลดการกระเพื่อมของกระแส สามารถที่จะแก้ปัญหาของการกำจัดฮาร์โมนิกส์บางฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการ ทำให้ฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำมีขนาดสูงขึ้น และพบว่าค่าความสูญเสียในตัวมอเตอร์เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ ไม่ได้เกิดจากฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน แต่เกิดจากฮาร์โมนิกส์ของกระแส และไม่ได้เกิดจากฮาร์โมนิกส์ใดฮาร์โมนิกส์หนึ่ง แต่เกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์โมนิกส์ทุกตัวรวมกันเรียกว่า กระแสริปเปิล (ripple current) เทคนิคนี้จะสมมุติให้ไม่คิดผลของ skin effect ของพารามิเตอร์ซึ่งอาจจะเป็นสิ่งที่ไม่ถูกต้องมากนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับขดลวดโรเตอร์ ซึ่งค่าของกระแสกระเพื่อมนี้สามารถหาได้จากสมการ

$$I_{ripple} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + \dots} \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.9 เปลี่ยนกระแสค่า rms ให้เป็นค่ายอด (peak) จะได้

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots} \quad (2.7)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n\omega_r L} \right)^2} \quad (2.8)$$

เมื่อ $I_3, I_5, \dots$	คือกระแส rms ของฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 3, 5, ...
$I_{3m}, I_{5m}, \dots$	คือค่ายอดของกระแสฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 3, 5, ...
$n$	คืออันดับของฮาร์โมนิกส์
$V_n$	คือขนาดค่ายอดของแรงดันฮาร์โมนิกส์อันดับที่ $n$
$L$	คือค่าล็กเกจรีแอคแตนซ์ของเครื่องจักรกลต่อเฟส
$\omega_r$	คือความถี่เชิงมุมมูลฐาน

ค่าแรงดัน  $V_n$  จะหาค่าได้จากสมการที่ 2.8 เพราะแรงดันก็คือค่าของสัมประสิทธิ์  $b_n$  นั่นเอง จากนั้นก็ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการหาค่า  $\alpha$  ต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดกระแสริปเปิลน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยใช้วิธีที่เรียกว่า การหาค่าแบบวนซ้ำ (iteration method) หรือการลองผิดลองถูกอย่างมีหลักการ แต่ในความเป็นจริงเมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟสไม่จำเป็นต้องนำทริปเปิล

ฮาร์โมนิคส์มาคิดก็ได้เนื่องจากรูปคลื่นฮาร์โมนิคส์ที่ 3 และที่เป็นจำนวนเท่าของ 3 จะมีขนาดและเฟสตรงกันทำให้เกิดการหักล้างกันหมด

### 2.3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์บลิวดิวเอ็มแบบแบบสี่เหลี่ยมคางหมู (MTMPWM)

ในปี ค.ศ. 1994 Taniguchi ได้นำเสนอฟังก์ชันการมอดูเลตแบบ MTPWM ขึ้นโดยมีจุดประสงค์ที่จะทำการปรับปรุงข้อเสียเปรียบของ TMPWM ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้จะสามารถลดการกำเนิดขององค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำลงได้อีก ทั้งยังสามารถเพิ่มค่าแอมพลิจูดของแรงดันพื้นคาเมนทอลที่เอาท์พุท ได้ 17 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์ อีกทั้งยังสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดได้อีกด้วย ซึ่งแนวคิดของเทคนิคการมอดูเลตนี้มีพื้นฐานมาจากการคำนึงถึงการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังในสมการที่ 2.9 และแสดงรูปคลื่นสัญญาณการมอดูเลตในรูปที่ 2.4

$$V_a(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \exp[j(m\omega_b t + n\omega_s t)]$$

$$V_{an} = \sum_{n=1}^{\infty} V_{an} \sin(n\omega_s t) \quad (2.9)$$

$$V_{an} = \frac{8M_d E_d}{3\pi^2} \left[ \frac{\pi\gamma}{n} \cos \frac{n\sigma}{2} + \frac{2(1-\gamma)}{n^2\sigma} \sin \frac{n\sigma\pi}{2} \right] \cos^2 \frac{n\pi}{6}$$

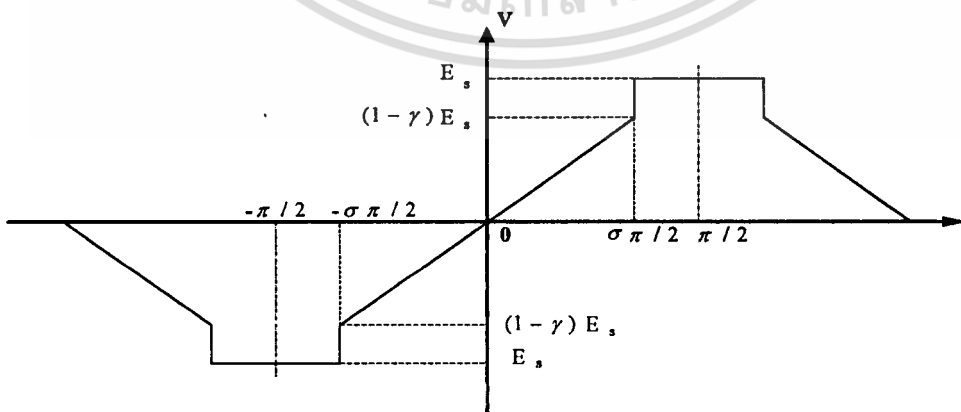
เมื่อ  $K_{mn}$  คือค่าสัมประสิทธิ์เชิงซ้อนของฟูเรีย  $m = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$  และ  $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

$E_d$  คือ แรงดันเชื่อม โยงดีซี

$E_b$  คือ ค่าแอมพลิจูดแรงดันของสัญญาณพาหะ (สามเหลี่ยม)

$E_s$  คือ ค่าแอมพลิจูดแรงดันของสัญญาณการมอดูเลต

$M_d = \frac{E_s}{E_d}$  ค่าดัชนีการมอดูเลต



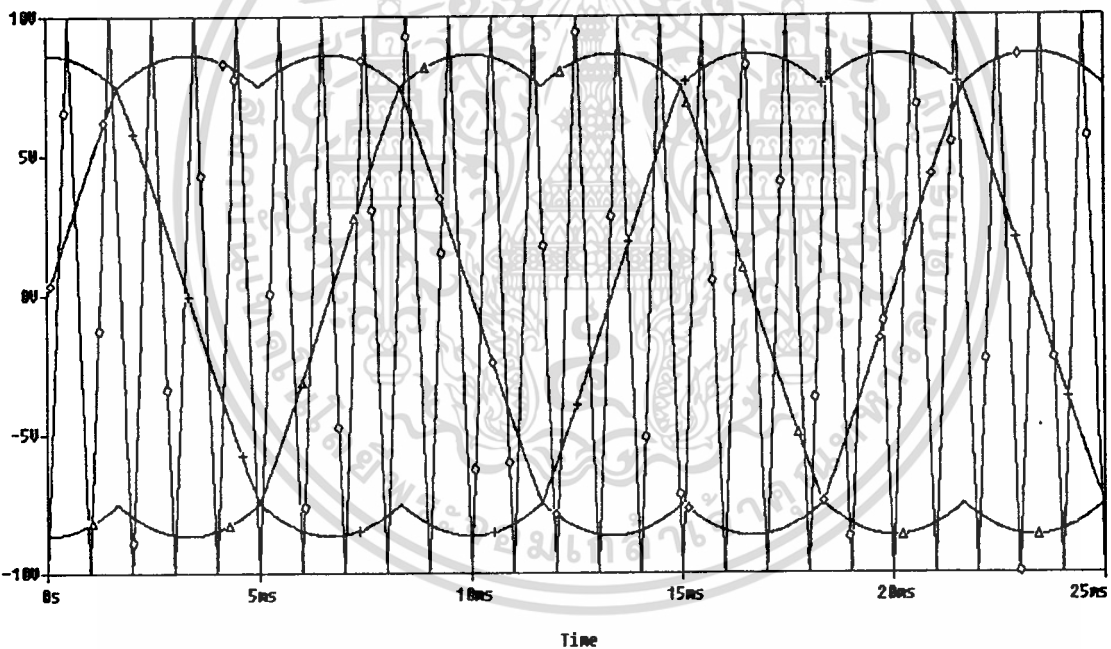
รูปที่ 2.4 สัญญาณการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณที่ดับลิวิเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์

#### (Space Vector Modulation PWM; SVPWM)

เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ ได้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางสำหรับอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ หรือเป็นที่รู้จักกันดีในศัพท์ทางเทคนิคว่า “อินเวอร์เตอร์ไครฟ์” ในเทคนิคนี้ แรงดันเอาต์พุตของพีดับลิวิเอ็มที่ต้องการจะถูกแสดงในรูปของเวกเตอร์ในโพลาาร์โคออดิเนท (Polar Coordinate) ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของ Park Transformation [2] เวกเตอร์แรงดันนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ (Sector) โดยที่ในแต่ละเซกเตอร์จะมีสภาวะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละส่วนซึ่งการทำงานนี้จะแบ่งเป็น 6 สถานะเช่นกัน และในแต่ละสถานะการสวิตช์จะแทนด้วย 1 เวกเตอร์แรงดัน ( $V_1 - V_6$ ) ซึ่งความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์ เวกเตอร์แรงดัน โพลาาร์โคออดิเนท และสัญญาณที่ดับลิวิเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ถูกแสดงดังรูปที่ 2.5 และจะเห็นว่า สัญญาณไซน์อ้างอิงจะรวมกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีขนาด 1/4 จะได้สัญญาณควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ [8] แล้วจะได้สัญญาณที่ดับลิวิเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์



รูปที่ 2.5 สัญญาณการมอดูเลต แบบสเปซเวกเตอร์

### 2.3.4 เทคนิคการสร้างสัญญาณที่ดับลิวิเอ็มแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยวิธีการสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบความสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำ

วิธีการนี้มีคุณสมบัติที่ดี คือสามารถลดจำนวนพัลส์ต่อคาบความถี่หลักลง เพราะมีการคงค้างสถานะสวิตช์เป็นมุม 60 องศาไฟฟ้าและกำหนดให้จุดยอดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเกิดอยู่ในช่วงที่มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คงค้างของสถานะสวิตช์ (Low loss voltage space vector, LLV) ถ้าโหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ทำงานที่โหลดพิกัด ค่าตัวประกอบกำลัง จะมีค่าประมาณ 0.866 หรือมีมุมล่าหลัง 30 องศา ด้วยการกำหนดให้มีการใช้เวกเตอร์ศูนย์ชนิด  $U_7$  ในเซกเตอร์ที่และใช้เวกเตอร์ศูนย์ชนิด  $U_0$  ในเซกเตอร์คู่ ทำให้เกิดคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้น ซึ่งมีสมการฟังก์ชันการมอดูเลตดังนี้

$$F(M, \alpha^\circ) = \begin{cases} 1 & , \text{ ถ้า } 0^\circ \leq \alpha^\circ < 60^\circ \\ 2M \cos(\alpha^\circ - 30^\circ) - 1 & , \text{ ถ้า } 60^\circ \leq \alpha^\circ < 120^\circ \\ 2M \cos(\alpha^\circ + 30^\circ) + 1 & , \text{ ถ้า } 120^\circ \leq \alpha^\circ < 180^\circ \\ -1 & , \text{ ถ้า } 180^\circ \leq \alpha^\circ < 240^\circ \\ 2M \cos(\alpha^\circ - 30^\circ) + 1 & , \text{ ถ้า } 240^\circ \leq \alpha^\circ < 300^\circ \\ 2M \cos(\alpha^\circ + 30^\circ) - 1 & , \text{ ถ้า } 300^\circ \leq \alpha^\circ < 360^\circ \end{cases} \quad (2.10)$$

การเรียงลำดับของเวกเตอร์แรงดันเป็น

$U_x$  หมายถึง เวกเตอร์ทำงานที่อยู่ก่อนเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

$U_y$  หมายถึง เวกเตอร์แรงดันที่อยู่หลังเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

$U_z$  หมายถึง เวกเตอร์ศูนย์

## 2.4 การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ

การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ทั้งแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมโหลด ไม่ใช่รูปคลื่นสัญญาณไซน์ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นมักมีหลายความถี่ด้วยกัน ขนาดและความถี่ของฮาร์โมนิกส์ จะอาศัยทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งเป็นทฤษฎีในการวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์ ซึ่งตามทฤษฎีของการวิเคราะห์กล่าวว่าสัญญาณที่เป็นคาบใด ๆ สามารถที่จะกระจายให้อยู่ในรูปผลบวกของฟังก์ชันตรีโกณมิติได้ และสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

ฟังก์ชันคาบ  $f(t)$  ทั่วไป จะสามารถเขียนอยู่ในรูปอนุกรมได้ดังสมการที่ 2.11

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (2.11)$$

เมื่อ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt$$

จากสมการที่ผ่านมา นิพจน์  $a_0$  คือค่าเฉลี่ยของฟังก์ชันคาบ  $f(t)$  ส่วนนิพจน์  $a_n$  และ  $b_n$  จะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบไซน์และโคไซน์ตามลำดับ และ  $T$  คือค่าคาบเวลาของฟังก์ชันคาบ  $f(t)$  ซึ่งจากการรวมสมการทางคณิตศาสตร์ สามารถเขียนได้อีกรูปแบบหนึ่งได้ดังนี้

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.12)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{และ} \quad \theta_n = \tan^{-1} \left( \frac{-b_n}{a_n} \right)$$

หรือ

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.13)$$

เมื่อ

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{และ} \quad \theta_n = \tan^{-1} \left( \frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.14)$$

และเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ทั้งแรงดันและกระแสที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์มาวิเคราะห์ด้วยสมการที่ (2.11) ถึง (2.14) โดยจะสามารถนำค่า  $C_n$  จากสมการที่ (2.14) มาวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณด้วยนิยามต่าง ๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะแสดงต่อไปนี้

$$\%THD_V = 100 \times \frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{V_1} \quad (2.15)$$

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความผิดเพี้ยนรวมของ Total Harmonic Distortion ( $THD$ ) ทั้งแรงดัน ( $THD_V$ ) ดังสมการที่ (2.15) และของกระแส ( $THD_I$ ) ดังสมการที่ (2.16) เป็นดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้คุณภาพของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต ที่แตกต่างจากองค์ประกอบแรงดันหรือกระแสความถี่มูลฐาน ในการหาค่า  $THD$  นี้จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์เพื่อหาองค์ประกอบความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต จึงสามารถนำไปเข้าสู่สูตรและหาค่าออกมาได้ เปอร์เซ็นต์  $THD$  หากมีค่ามากแสดงว่ารูปคลื่นสัญญาณมีความผิดเพี้ยนมาก

ค่า อาร์.เอ็ม.เอส. ขององค์ประกอบความถี่มูลฐานทั้งแรงดัน ( $V_{rms}$ ) และกระแส ( $I_{rms}$ ) เป็นค่าระดับแรงดันและกระแส อาร์.เอ็ม.เอส. ที่ความถี่มูลฐานซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งานของอุปกรณ์ที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ องค์ประกอบนี้จะเป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้าและเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน

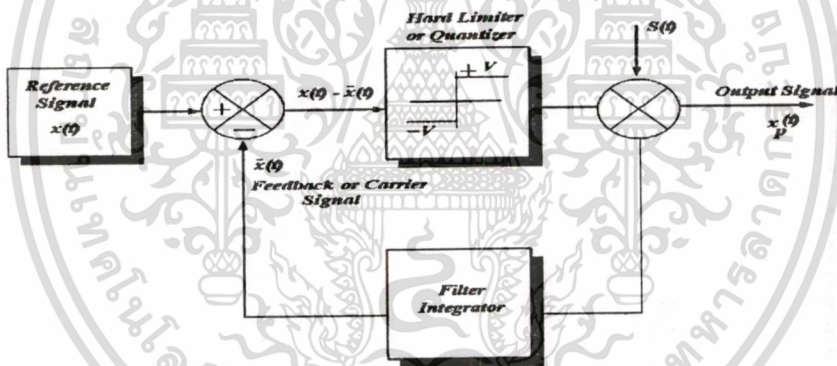
## 2.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงประเภทของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคในการสร้างสัญญาณพีคดับลิวิตีแบบต่าง ๆ พร้อมทั้งยกตัวอย่างรูปคลื่นของเทคนิคพีคดับลิวิตี ข้อดีและข้อเสียของแต่ละเทคนิค การวิเคราะห์ประสิทธิภาพและคุณสมบัติของสัญญาณพีคดับลิวิตี และทฤษฎีจากการวิเคราะห์จะถูกนำไปใช้ในการหาค่าประสิทธิภาพของสัญญาณเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ บทต่อไปจะกล่าวถึงทฤษฎีและการสร้างสัญญาณพีคดับลิวิตีแบบเคลตามอดูเลชัน

## เทคนิคเคลตามอดดูเลชั่น

### 3.1 บทนำ

จากความต้องการในการใช้งานของอินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มที่มีข้อดีหลายอย่างด้วยกันซึ่งได้กล่าวในบทที่แล้วนั้น โดยมีรูปแบบของการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดับบลิวเอ็มหลาย ๆ ชนิด เพื่อนำไปใช้สร้างแพทเทอร์นสำหรับควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์โดยมีวัตถุประสงค์ของการนำไปประยุกต์ให้เหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งเทคนิคเคลตามอดดูเลชั่นก็เป็นอีกเทคนิคหนึ่งในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดับบลิวเอ็มเช่นกัน โดยที่มาของเทคนิคเคลตามอดดูเลชั่นนี้เป็นเทคนิคหนึ่งที่ใช้กันในระบบการส่งสัญญาณระบบพีซีเอ็ม หรือที่เรียกว่าการมอดูเลตแบบพัลส์ ซึ่งเป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลซึ่งมีตัวกระบวนกรที่สำคัญ 3 จุด คือ ชดชั๊กค่าหรือสุ่มสัญญาณ ชดชั๊กควอนไทซ์เซอร์สัญญาณ และชดชั๊กการเข้ารหัสสัญญาณ วงจรเคลตามอดดูเลเตอร์นอกจากใช้งานในระบบสื่อสารโทรทัศน์แล้ว งานวิจัยทางด้านอื่นยังพบมีการใช้งานไม่แพ้หลาย



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเคลตามอดดูเลชั่น

หลักการของการเปลี่ยนสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัลของเทคนิคเคลตามอดดูเลชั่น แสดงดังรูปที่ 3.1 สามารถที่อธิบายการทำงาน ได้ดังนี้ สัญญาณอ้างอิงอินพุตเป็นสัญญาณอนาล็อก  $x(t)$  จะถูกเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ และพัลส์เหล่านั้นจะผ่านกระบวนการถูกถอดรหัสกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกอีกครั้งหนึ่งด้วยวงจรมอดูเลเตอร์อินทิเกรเตอร์ซึ่งจะอยู่ในวงลอบของสัญญาณป้อนกลับ  $\bar{x}(t)$  เป็นสัญญาณที่ประมาณค่าเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิงอินพุต  $x(t)$  โดยสัญญาณ  $x(t)$  จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $\bar{x}(t)$  ได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณ error ซึ่งจะถูกควอนไทซ์ ทำให้เกิดเป็นพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับกระบวนการของเครื่องหมายของสัญญาณ error

### 3.2 เทคนิคเคลตามอดูละชั้นแบบเชิงเส้น

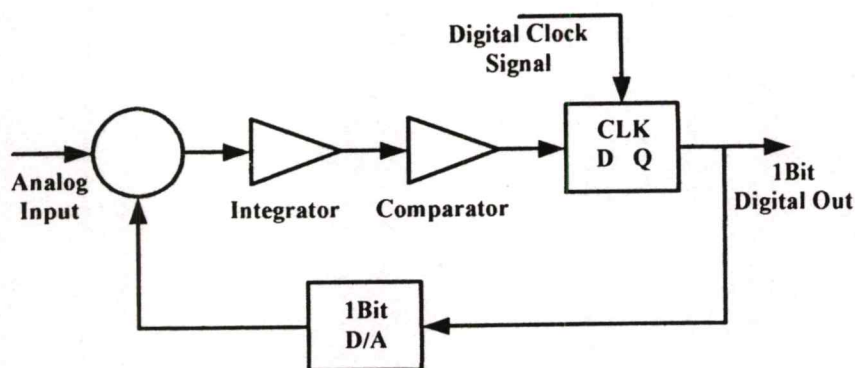
เทคนิคเคลตามอดูละชั้นแบบเชิงเส้นนั้น จะมีองค์ประกอบของการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มด้วยกันดังนี้คือ ตัวคอมพาราเตอร์แบบมีฮิสเตอร์ซิสและตัวอินทริเกรเตอร์ จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่า เทคนิคเคลตามอดูละชั้นแบบเชิงเส้นนั้น สามารถถูกจำแนกได้เป็นการมอดูละแบบซิกมาเคลตาและแบบเอ็กโพเนนเชียล โดยทั้งสองแบบจะจำแนกตามการจัดวางของวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ว่าจะวางแบบฟีดฟอร์เวิร์คหรือวางแบบป้อนกลับ การมอดูละเคลตามอดูละชั้นแบบเอ็กโพเนนเชียลนั้นตัวอินทริเกรเตอร์จะแทนด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็นวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ สัญญาณพัลส์พีคดับลิวเอ็มจะถูกการมอดูละทั้งหมดและความถี่ ทำให้ไม่เหมาะสมกับการนำมาประยุกต์ใช้ในงานเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะการมอดูละแบบเคลตาซิกมาเท่านั้น

### 3.3 เทคนิคการมอดูละแบบซิกมาเคลตา

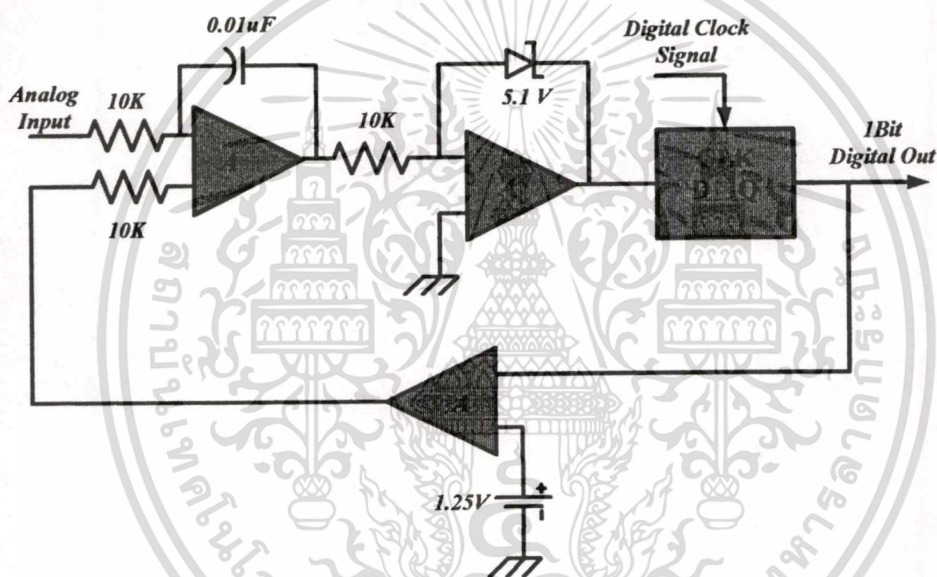
เทคนิคการมอดูละแบบซิกมาเคลตานั้นเป็นการเข้ารหัสสัญญาณ 1 บิตต่อมาได้มีการวิจัยและพัฒนาเทคนิคการมอดูละดังกล่าว ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลนอกจากนั้นได้มีการพัฒนาเพื่อเลือกค่าที่เหมาะสมของกระบวนการมอดูละแบบซิกมาเคลตา ต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ โดยนำไปควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันบล็อกโคอะแกรมการสร้างสัญญาณมอดูละแบบซิกมานั้นแสดงดังรูปที่ 3.2 ที่มีส่วนประกอบดังนี้คือ ตัวคอนไคซ์เซอร์ วงจรแซมปลิงและวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ ซึ่งการจัดวางของวงจรถิงอินทริเกรเตอร์แบบซิกมาเคลตานั้นจะวางแบบฟีดฟอร์เวิร์ค และมีการป้อนกลับแบบยูนิดี

ตามรูปที่ 3.2 แสดงบล็อกโคอะแกรมที่นำเสนอ โดย โดยจากบล็อกโคอะแกรมสัญญาณอินพุทจะเป็นสัญญาณอนาล็อกซึ่งสัญญาณนี้ จะมาลบกับสัญญาณที่ป้อนกลับของสัญญาณพีคดับลิวเอ็มจะทำให้เกิดเป็นสัญญาณ error โดยที่สัญญาณดังกล่าวจะถูกอินทริเกรตจากวงจรถิงอินทริเกรเตอร์และส่งสัญญาณไปยังวงจรถิงอินทริเกรเตอร์เพื่อทำให้เกิดพัลส์พีคดับลิวเอ็ม ทั้งบวกและลบซึ่งขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของสัญญาณที่ได้จากวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ สัญญาณพัลส์ดังกล่าวจะถูกส่ง ไปยังเป็นอินพุทของวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ และป้อนสัญญาณนาฬิกามาทริกเกอร์เพื่อส่งพัลส์พีคดับลิวเอ็มทางด้านทางออก ซึ่งสัญญาณเอาต์พุทพีคดับลิวเอ็มที่ส่งออกจะเปลี่ยนสถานะตามการส่งสัญญาณนาฬิกาที่ป้อน จากวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ได้ใช้ไอซีดีฟลิป-ฟลอปเป็นชุดแซมปลิงและโฮลด์ และป้อนสัญญาณนาฬิกาเข้าที่ขา CLK ของไอซีดีฟลิป-ฟลอปจากบล็อกโคอะแกรม สามารถออกแบบวงจรถิงอินทริเกรเตอร์แบบซิกมาเคลตาตามรูปที่ 3.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบซิกมาเคลตา เป็นอีกเทคนิคหนึ่งในการนำไปประยุกต์ใช้กับการปรับปรุงตัวประกอบกำลังของวงจรถิงอินทริเกรเตอร์ชนิดจ่ายแรงดันกันอย่างแพร่หลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการมอดูเลตแบบซิกม่าเดลตา

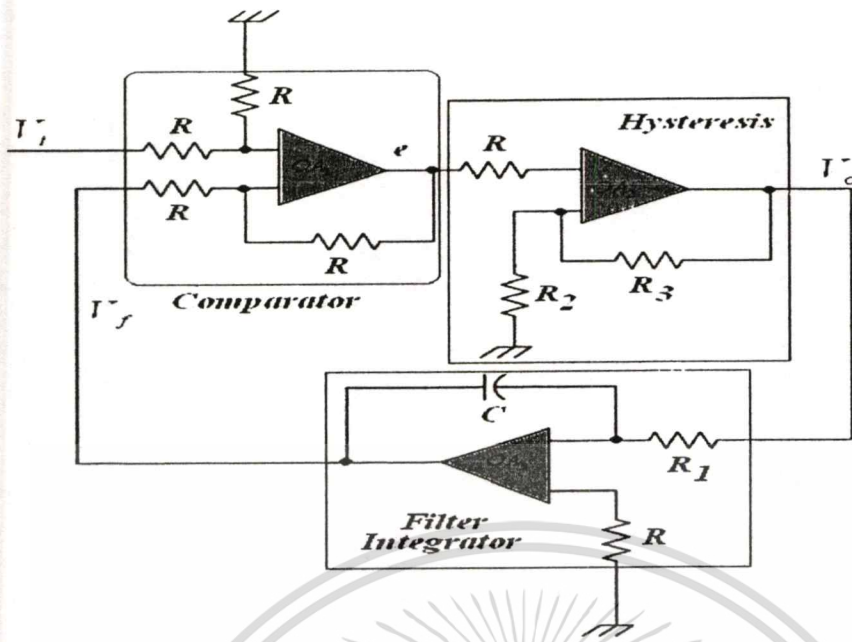


รูปที่ 3.3 วงจรเคลต้ามอดูเลเตอร์แบบซิกม่าเดลตา

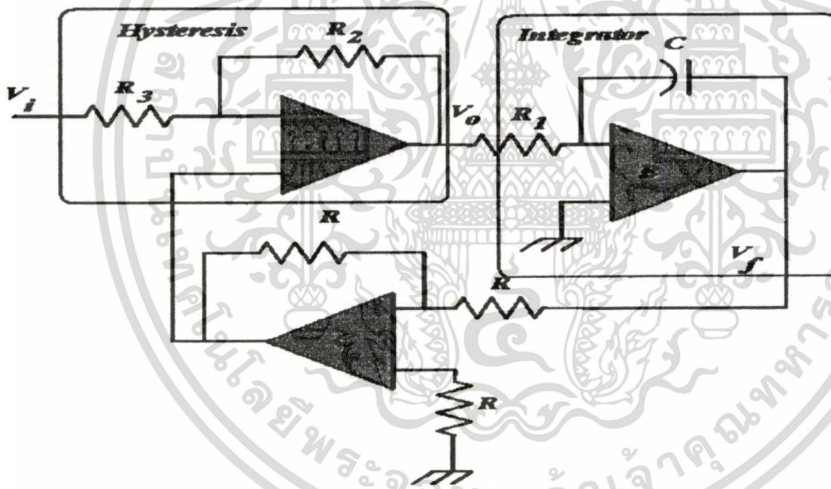
### 3.4 เทคนิคเดลตามอดูเลชันแบบอะแดปทีฟ

เทคนิคเดลตามอดูเลชันแบบอะแดปทีฟหรือแบบ RWDM จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ที่เป็นพื้นฐานเดียวกันแต่จะขึ้นอยู่กับการจัดวางตำแหน่งของอุปกรณ์ ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 3 ส่วนคือ วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรมัลติเพล็กซ์หรือวงจรคอมพาราเตอร์แบบฮิสเตอร์เรซิส ส่วนวงจรอินทิเกรเตอร์สามารถที่จะจัดวางอยู่ในตำแหน่งวงรอบป้อนกลับ หรือในส่วนของฟีดฟอร์เวิร์ดก็ได้ และวงจรมัลติเพล็กซ์หรือวงจรคอมพาราเตอร์แบบฮิสเตอร์เรซิสจะจัดวางในส่วนของฟีดฟอร์เวิร์ดก็ได้เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



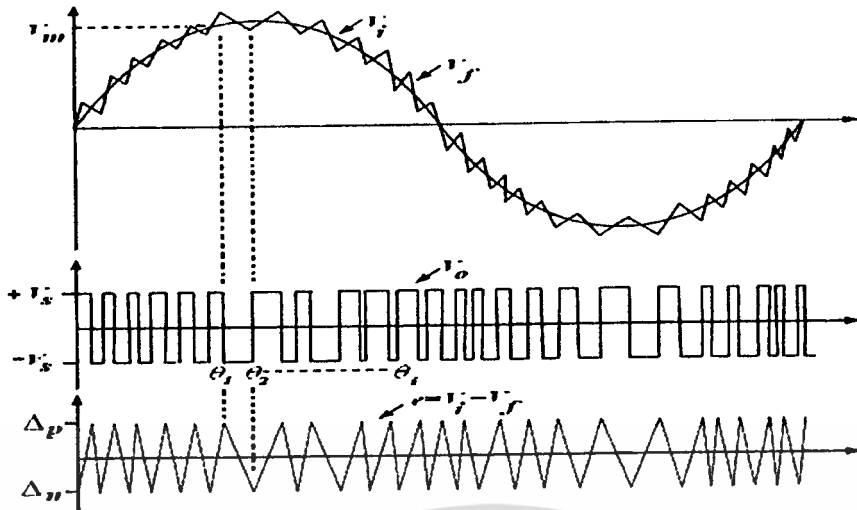
รูปที่ 3.4 วงจรแปลงตามอคูเลเตอร์ที่ออกแบบตามบล็อกโคอะแกรมหรือแบบ โครงสร้างทั่วไป[9]



รูปที่ 3.5 วงจรแปลงตามอคูเลเตอร์แบบอะแคบทีปที่นำเสนอ โดย M.A. Rahman[10]

วงจรแปลงตามอคูเลเตอร์แบบอะแคบทีปที่สามารถที่จะอธิบายการทำงานได้ดังนี้ สัญญาณไซน์อ้างอิงถูกป้อนเข้าที่ขั้วอินพุตของวงจรคอมพาราเตอร์ ในขณะที่สัญญาณป้อนกลับหรือสัญญาณแคเรียที่สร้างขึ้นจากวงจรมินิเกรเตอร์จะป้อนเข้าที่ขาลบ ดังนั้นเมื่อไรก็ตามที่เอาท์พุตเกินค่าขอบเขตบนหรือค่าขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิส จะทำให้วงจรคอมพาราเตอร์กลับขั้วของสัญญาณพีดีบีลิวเอ็ม จะมีผลทำให้สัญญาณป้อนกลับเปลี่ยนเครื่องหมายเป็นตรงกันข้าม และจะออกสวิตช์รอบๆ สัญญาณไซน์ รูปคลื่นของสัญญาณแปลงตามอคูเลชันถูกแสดงไว้ดังรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 คลื่นสัญญาณของวงจรถัดตามอคูเลเตอร์

### 3.5 เทคนิคติดตามอคูเลชันแบบจูนฟิลเตอร์

วงจรถัดตามอคูเลเตอร์โดยปกติแล้วในการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ซึ่งสามารถที่จะทำได้ 2 วิธีด้วยกันคือ วิธีที่หนึ่ง โดยการปรับค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส และอีกวิธีหนึ่งโดยการปรับความชันของสัญญาณป้อนกลับ การปรับค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับสามารถทำได้ง่ายและสะดวกกว่า ดังนั้นจึงมีงานวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคในการปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ซึ่งให้เปลี่ยนตามความถี่ของอินเวอร์เตอร์เพื่อที่จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งวิธีดังกล่าวเราเรียกว่าวิธีการจูนตัวอินทิเกรต[11] และจูนค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งซึ่งปรับปรุงขึ้นซึ่งทั้ง 2 วิธีได้มีวิธีการจูนที่แตกต่างกันไปและให้ข้อดีข้อเสียแตกต่างกันอีกด้วย ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละวิธีได้ดังนี้

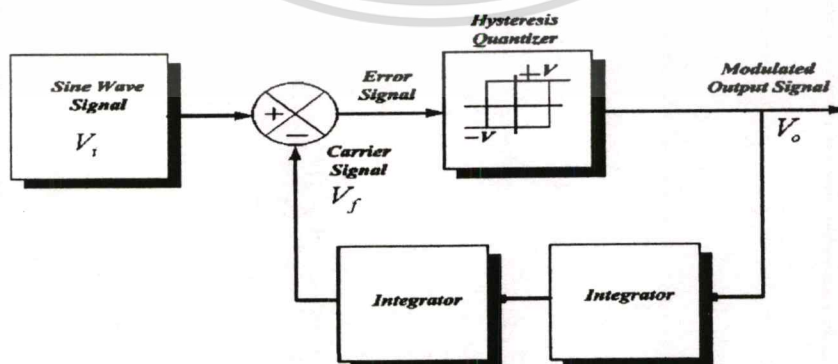
เทคนิคติดตามอคูเลชันแบบจูนตัวฟิลเตอร์นั้น ตัวจูนตัวอินทิเกรตในวงจรถัดตามอคูเลเตอร์จะใช้ตัวฟิลเตอร์ในการประมาณสัญญาณอ้างอิงอินพุต จากรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มทางด้านเอาต์พุตที่มีรูปคลื่นเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ โดยองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์จะถูกเปลี่ยนโดยการเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรถัดตามอคูเลชันนั้นเอง การจูนตัวฟิลเตอร์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่คัตออฟของวงจรถัดตามอคูเลชันและทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่ไม่ต้องการออกจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ วิธีนี้เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจรถัดตามอคูเลเตอร์ กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ คุณสมบัติของวงจรถัดตามอคูเลชันขึ้นอยู่กับความง่ายของวงจรถัดตามอคูเลชัน ความหลากหลาย และความง่ายในการลดฮาร์โมนิกส์สำหรับการควบคุมในแบบออนไลน์ (on-line)[12] การมีอคูเลชันของเทคนิคแบบจูนตัวฟิลเตอร์นี้จะลดฮาร์โมนิกส์แบบออนไลน์ของพีคดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์โดยปราศจากกระบวนการทำให้เหมาะสมแบบทั่วไป ซึ่งให้ผลคล้ายคลึงกับเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกส์หรือ harmonic-weighting เทคนิคแบบนี้ใช้ทั่วไปเพื่อให้ได้รับผลดังกล่าวจะปรับปรุงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์โดยการสังเคราะห์รูปคลื่น (waveform synthesis) ซึ่งวิธีเหล่านี้จะใช้การคำนวณด้วยระบบดิจิทัลขั้นสูงในการคำนวณแบบเวลาจริง (real time) และเหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ที่กำหนดเท่านั้น ซึ่งถ้านำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ความถี่เปลี่ยนแปลงจะต้องการข้อมูลมากในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์โดยวิธีการเปิดตาราง และการประยุกต์ใช้งานจะถูกกำหนดในย่านที่ตั้งไว้

ตัวอินทิเกรตแสดงฟังก์ชันการประมาณสัญญาณอินพุตจากสัญญาณเอาต์พุต โดยกระบวนการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสัญญาณจะถูกประมาณโดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตจริงเพื่อกำหนดสัญญาณ error และถูกควอนไทซ์เพื่อสร้างสัญญาณพีคดับลิเวียม จากงานวิจัยที่ผ่านมาแนะนำโดยการเพิ่มตัวอินทิเกรตในส่วนป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 3.7 ของวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์หรือใช้กระบวนการเคลตามีอคคูเลเตอร์แบบ multistage ในการลดความถี่ฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำจากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ [13] ตัวอินทิเกรตตัวที่ 2 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านตัวต่อไปเพื่อที่จะลดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำของความถี่ ข้อจำกัดของเทคนิคนี้คือ ถ้านำไปประยุกต์ใช้งานที่ความถี่สูงมาก ๆ วงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์จะขาดเสถียรภาพ ดังนั้นข้อจำกัดดังกล่าวจะจำกัดการใช้งานในย่านกว้างของวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์แบบดับเบิลอินทิเกรต

แต่ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจเพื่อแก้ปัญหาของวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์แบบดับเบิลอินทิเกรตคือวิธีการจูนความถี่คัตออฟของตัวฟิลเตอร์ วิธีนี้จะใช้ตัวอินทิเกรต 1 ตัวในวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์ ซึ่งจะสามารถลดฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการโดยปราศจากการจำกัดในย่านของความถี่ที่ใช้งาน และสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ วิธีนี้สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

ตัวอินทิเกรตเป็นตัวฟิลเตอร์ที่ส่วนป้อนกลับของวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์ สามารถจูนที่ความถี่คัตออฟใด ๆ ด้วยสัญญาณคอมมานด์ (command signal) ซึ่งสัญญาณคอมมานด์นี้อาจเป็นสัญญาณเดียวกับสัญญาณไซน์อ้างอิง หรือสัญญาณที่เกิดขึ้นจากสัญญาณที่ใช้เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงของวงจรเคลตามีอคคูเลเตอร์นั่นเอง วิธีนี้ง่ายในการสร้างและให้สมรรถนะที่ดีภายใต้การทำงานที่ความถี่อินพุตมีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของเคลตามีอคคูเลชันด้วยดับเบิลอินทิเกรต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

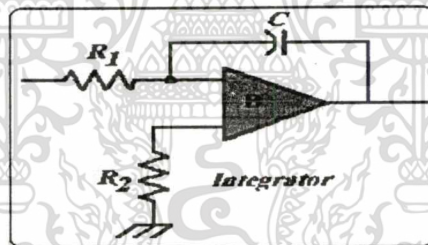
ตัวอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 3.8 (ก) ใช้ในส่วนป้อนกลับของบล็อกลำโพงไดอะแกรมดังรูปที่ 3.7 ซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะให้ความถี่คutoff ที่จะถูกกำหนดโดยทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{\tau s} \tag{3.1}$$

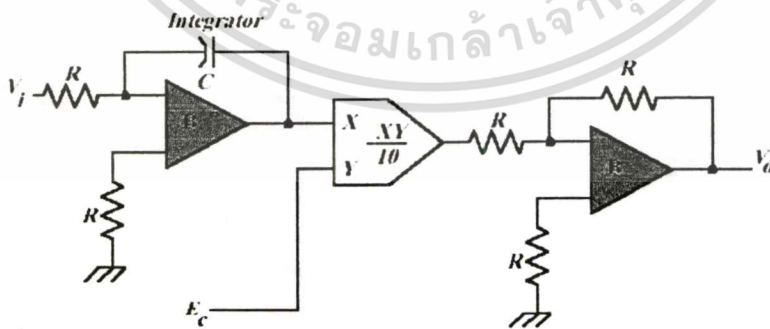
เมื่อ  $\tau$  คือค่าคงที่ทางเวลาของฟิลเตอร์เท่ากับ  $R_1 C$

เนื่องจากฟิลเตอร์ของสมการที่ 3.1 มีความถี่คutoff ที่ ซึ่งองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของเอาต์พุตของเทคนิคนี้จะเปลี่ยนได้วิธีเดียวโดยการเปลี่ยนค่าเวลาคงที่ของตัวอินทิเกรต ซึ่งไม่เหมาะสมในการทำงานที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง เนื่องจากต้องสร้างสัญญาณมาปรับเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาดังกล่าว ดังนั้น จึงได้มีงานวิจัยโดยใช้วิธีการจูนตัวอินทิเกรตนำมาประยุกต์ใช้ วงจรอินทิเกรตที่มีความถี่คutoff ที่แสดงดังรูปที่ 3.8 วงจรการจูนฟิลเตอร์ คือการรวมกันของวงจรจูนทางอนาล็อกและตัวอินทิเกรต ซึ่งทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันหาได้จาก

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_2/R_1}{\frac{10R_2C}{E_c} s + 1} \tag{3.2}$$



(ก) วงจรแบบทั่วไป

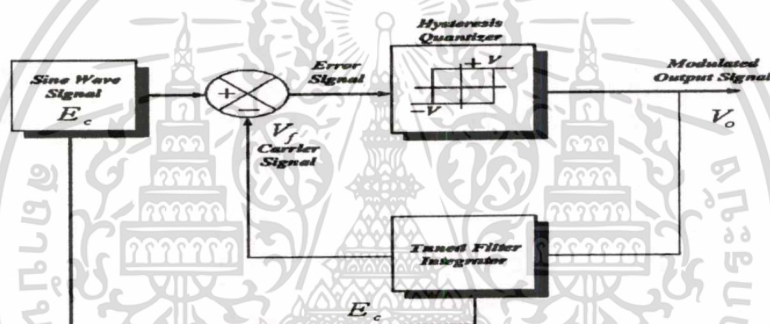


(ข) วงจรที่มีการปรับปรุงตัวอินทิเกรต

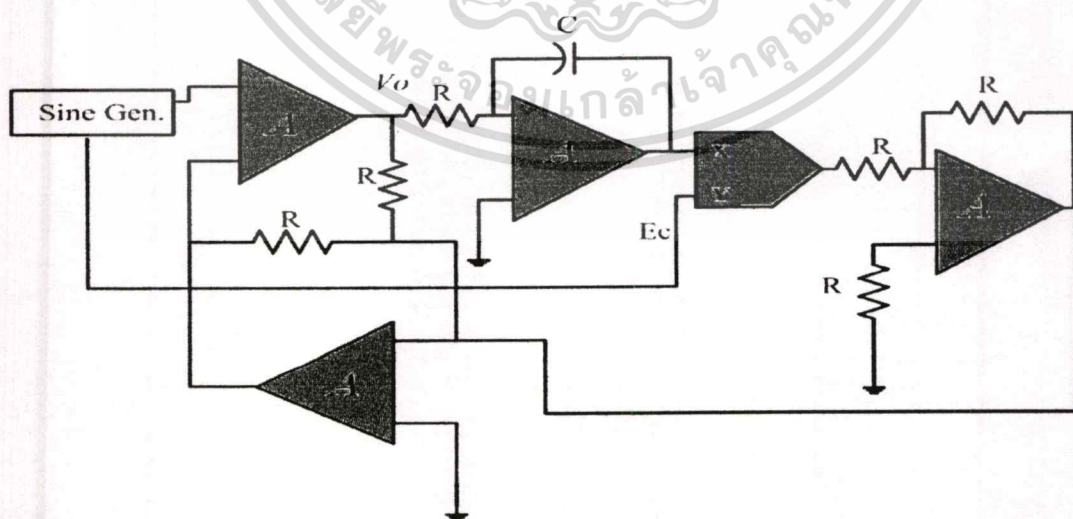
รูปที่ 3.8 ตัวอินทิเกรตที่ใช้ในวงจรเคลตามืออดคูลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8(ข) สัญญาณอินพุตของวงจรถูก คือสัญญาณคอมมานด์ และเอาต์พุตของ วงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณคอมมานด์จะเป็นสัญญาณเดียวกันหรือได้มาจากความถี่คอมมานด์ของอิน เวอร์เตอร์ จากสมการที่ 3.2 แสดงการรวมกันของวงจรถูกกับตัวอินทิเกรตทำให้สามารถเปลี่ยนแปลง ค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรตด้วยสัญญาณคอมมานด์ การเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลานี้ทำให้ความถี่คัต ออฟของวงจรถูกเป็นพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงได้ เนื่องจากความถี่คัตออฟเปลี่ยนแปลงด้วยสัญญาณ คอมมานด์โดยจะเปลี่ยนแปลงด้วยความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ การเปลี่ยนแปลงนี้ทำให้ความถี่ การทำงานของวงจรมือคูลเตอร์เพิ่มขึ้น ความถี่คัตออฟที่ต่ำจะลดฮาร์โมนิกอันดับต่ำจากรูปคลื่น เอาต์พุตพีคดับบลิวเอ็ม การเพิ่มความถี่ของการทำงานจะส่งผลให้อาต์พุตพีคดับบลิวเอ็มเปลี่ยนเป็นการ ทำงานในโหมดรูปคลื่นสี่เหลี่ยมได้อย่างราบเรียบ เพราะว่าความชันมีค่ามากเกินไป (Slope overload)[14] บล็อกไดอะแกรมที่ปรับปรุงขึ้นของวงจรเคลตามือคูลเตอร์โดยใช้การจูนตัวฟิลเตอร์แสดงในรูปที่ 3.9 จากบล็อกไดอะแกรมสามารถออกแบบเป็นวงจรทางอนาล็อกได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคจูนฟิลเตอร์ของเทคนิคเคลตามือคูลเลอร์



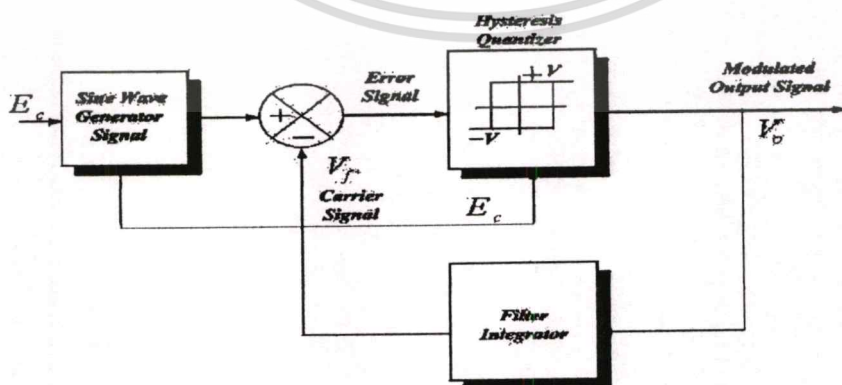
รูปที่ 3.10 วงจรจูนฟิลเตอร์ของเทคนิคเคลตามือคูลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 เทคนิคเดลตามอดูเลชันแบบ Variable Step

เทคนิคเดลตามอดูเลชันมีความสามารถในการทำให้รูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มของอินเวอร์เตอร์นั้นเหมาะสมแบบออนไลน์ โดยการจูนฟิลเตอร์และมัลติฟิลเตอร์คั้งที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งมีประโยชน์สำหรับระบบการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งใช้อินเวอร์เตอร์แบบพีคดับบลิวเอ็มที่สามารถเปลี่ยนแปลงความเร็วได้ อย่างไรก็ตามการจูนฟิลเตอร์และมัลติฟิลเตอร์จะมีผลให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลง กล่าวคือ จะส่งผลให้ค่าการได้ประโยชน์จากแรงดันเชิงโงยกระแสตรงต่ำนั่นเองซึ่งเป็นข้อเสียของเทคนิคนี้ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหาดังกล่าวนี้ได้มีงานวิจัยต่อมาโดยเรียกว่า variable step delta modulation ซึ่งมีความสามารถในการรักษาแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้ค่อนข้างคงที่ ข้อดีของเทคนิคนี้สำหรับการควบคุมแบบออนไลน์ของรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์ต่าง ๆ คือ มีรูปแบบที่ง่ายและคุณสมบัติที่หลากหลาย นอกจากนี้การใช้วงจรทางอนาล็อกหรือไมโครโปรเซสเซอร์ สำหรับตัวควบคุมวงจรเดลตามอดูเลชันนั้นง่ายกว่าเทคนิคพีคดับบลิวเอ็มแบบทั่วไป ช่วงที่ผ่านมามีคุณสมบัติอื่นที่ดีของเทคนิคเดลตามอดูเลชันสำหรับการสร้างรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ได้ถูกนำเสนอขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเทคนิคเดลตามอดูเลชัน นี้มีความสามารถในการทำให้รูปคลื่นอินเวอร์เตอร์มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น โดยการปรับปรุงคุณสมบัติของตัวกรองในส่วนป้อนกลับ วิธีนี้ง่ายกว่าเทคนิคการ optimizing โดยทั่วไป[12] ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสามารถสร้างจริงได้ด้วยเทคนิคเดลตามอดูเลชัน โดยไม่ต้องอาศัยการคำนวณทางคอมพิวเตอร์

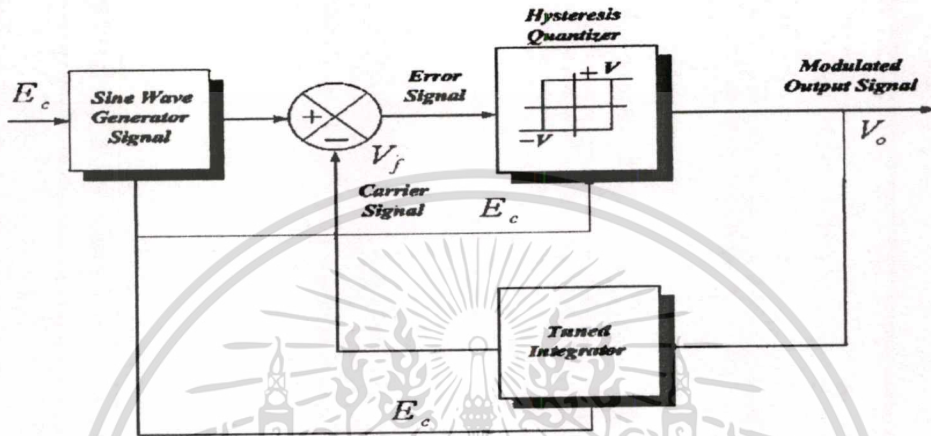
สมการที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรตนั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยการควบคุมสัญญาณคอมมานด์ที่ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงด้วย ซึ่งสามารถนำไปลดฮาร์โมนิกส์ในอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ ปัญหาที่เกิดขึ้นของวิธีนี้ คือการลดลงขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งได้มีวิธีการแก้ไขโดยการควบคุมความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสของตัวคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ได้อันดับของฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการ และในขณะเดียวกันก็สามารถรักษาขนาดขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาต์พุตให้ค่อนข้างคงที่ได้



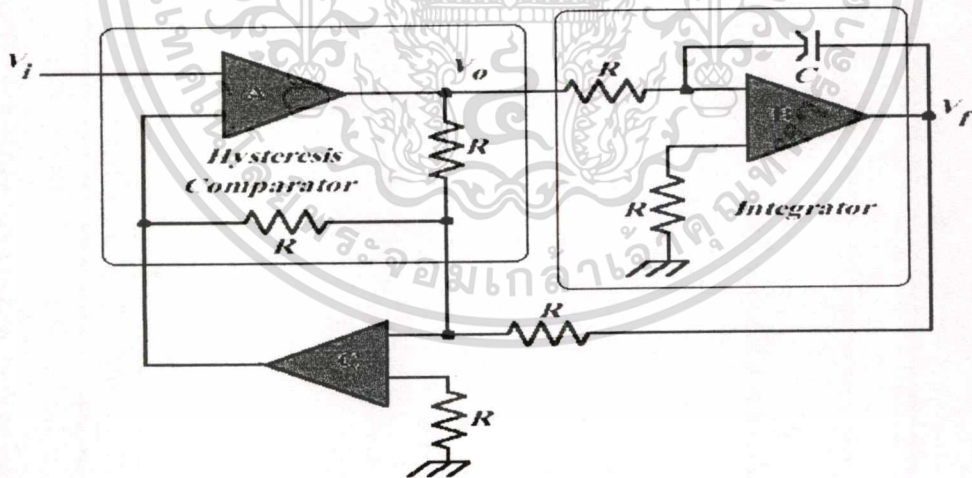
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิค variable step delta modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมของรูปแบบใหม่นี้แสดงในรูปที่ 3.11 ซึ่งรู้จักกันในนามเทคนิค variable step delta modulation เพราะว่าขนาดความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสของวงจรถัดมาเมื่อคุณเลเตอร์ถูกทำให้เปลี่ยนด้วยการเปลี่ยนความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ วงจรถัดมาเมื่อคุณเลเตอร์ประเภทนี้ความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสสามารถเปลี่ยนตามสัญญาณคอมมานด์ ซึ่งควบคุมจากความถี่ของสัญญาณอินพุต เมื่อความถี่ของคลื่น ไซน์อ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณคอมมานด์จะถูกกำหนดให้เกิดขึ้นเพื่อเปลี่ยนความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมเทคนิคเดลตามืออดดูเลชั่นที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับ variable Step



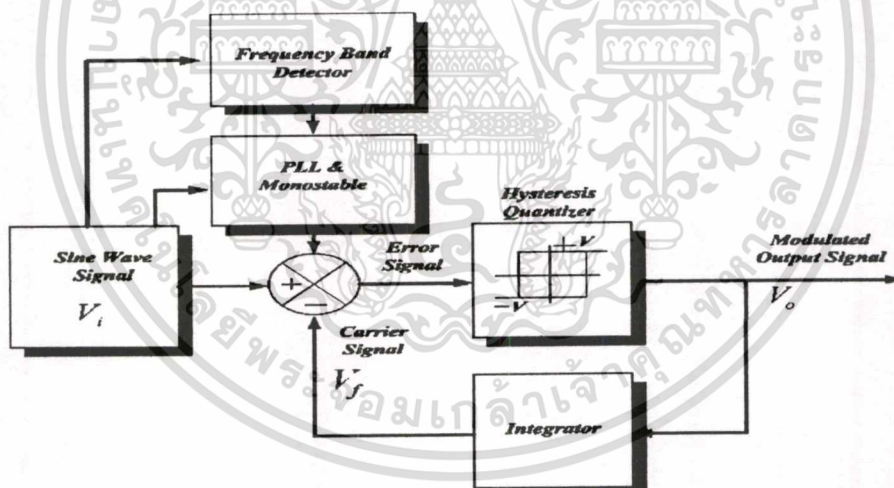
รูปที่ 3.13 วงจรการทดลองเทคนิคเดลตามืออดดูเลชั่นที่มีการรวมกันของจูนตัวอินทิเกรตกับ variable step

ต่อมาได้มีผู้วิจัยได้นำเสนอเทคนิคแบบใหม่โดยรวมทั้งการจูนฟิลเตอร์กับ variable step ของเทคนิคเดลตามืออดดูเลชั่นเข้าด้วยกัน ซึ่งเป็นการรวมข้อดีของทั้งสองเทคนิคในการลดทอนฮาร์โมนิกส์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันดับต่ำในแบบออนไลน์ ด้วยการปรับความต้านทานของตัวคอนไดซ์ซึ่งก็คือ การปรับความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส และตัวต้านทานของตัวอินทิเกรตคือ การปรับความถี่ตัดต่อฟของตัวอินทิเกรต การปรับความต้านทานของตัวคอนไดซ์ สามารถปรับด้วยสัญญาณคอมมานด์ โดยสามารถออกแบบแบบดั่งบล็อกไดอะแกรมที่ 3.12 และสามารถออกแบบเป็นวงจรทางอนาล็อกที่ใช้สำหรับการทดลองได้ดังรูปที่ 3.13

### 3.7 เทคนิคเดลตามืออดุลเลขันชนิดซิงโครไนส์

จากคุณสมบัติของเทคนิคเดลตามืออดุลเลขันแบบพื้นฐาน นอกจากจะเกิดการมืออดุลเลขทางความกว้างของพัลส์แล้วยังเกิดการมืออดุลเลขทางความถี่อีกด้วยทำให้รูปคลื่นพีคดับทิวเอ็มมีคาบเวลาของพัลส์ไม่เท่ากันตลอดคาบเวลาของคลื่นมูลฐาน ดังนั้นได้มีงานวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยการสร้างระบบซิงโครไนส์ ซึ่งเทคนิคนี้ได้ใช้ระบบเฟสล็อกลูป (phase locked loop : PLL) ดังรูปบล็อกไดอะแกรมที่ 3.14 เพิ่มเข้ากับระบบเดลตามืออดุลเลขเพื่อสร้างระบบใหม่ซึ่งมีการมืออดุลเลขแบบซิงโครไนส์ โดยการเพิ่มสัญญาณเข้ากับสัญญาณ error เพื่อเป็นการบังคับให้คาบของพัลส์มีค่าเท่ากันทุก ๆ พัลส์ ซึ่งจะเป็นการกำจัดการมืออดุลเลขทางความถี่ที่เกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ก็ไม่ได้นำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางเนื่องจากวงจรมีความซับซ้อนและยุ่งยากมาก[15]



รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลตามืออดุลเลขันชนิดที่มีการซิงโครไนส์

นอกจากวิธีการที่กล่าวมาแล้วยังมีอีกเทคนิคหนึ่งในการทำให้ระบบเทคนิคเดลตามืออดุลเลขันมีการซิงโครไนส์กันได้ระหว่างสัญญาณไซน์อ้างอิงกับสัญญาณป้อนกลับ โดยการเพิ่มสวิทช์ที่เป็นอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์พร้อมตัวคาปาซิเตอร์ในตัวอินทิเกรตของวงจรเดลตามืออดุลเลขเตอร์ สวิทช์จะทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของสัญญาณอ้างอิง โดยต้องเริ่มจากจุดเริ่มต้นของสัญญาณไซน์อ้างอิงสวิทช์จะทำงานในช่วงระยะเวลาอันสั้นที่สุดเริ่มต้นและที่จุดสิ้นสุดของแต่ละครึ่งไซเคิลของสัญญาณไซน์อ้างอิง เพื่อที่จะให้ออกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

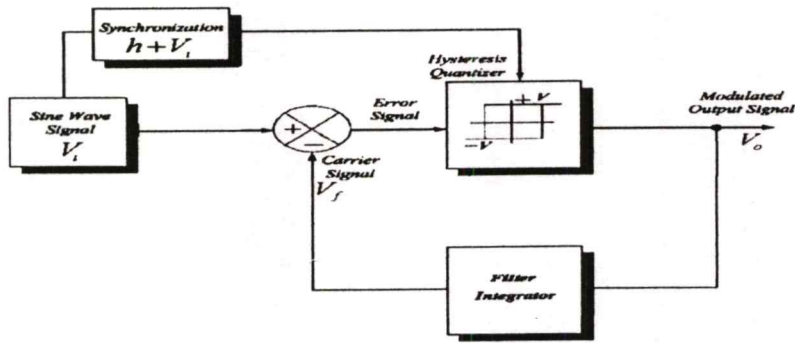
แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ที่เวลานั้น ทำให้สัญญาณป้อนกลับได้เริ่มติดตามสัญญาณไซน์ อ้างอิงที่จุดศูนย์ของสัญญาณไซน์อ้างอิงทุกครั้ง ทำให้ระบบมีการชิงโครไนส์กันอย่างต่อเนื่อง

### 3.8 เทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่นำเสนอโดย ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล[16]

หลักการของเทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้ การทำงานของวงจรจะใช้วงจรคุมสัญญาณแบบ 4 ควอดแดนต์ ซึ่งจะควบคุมให้การเปลี่ยนความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตามขนาดความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง เพื่อจะควบคุมให้ความถี่ในการสวิทช์ซึ่งคงที่ เพราะถ้าปรับขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้มีค่าสูงขึ้นคาบเวลาของพัลส์จะไม่เท่ากัน การปรับปรุงโดยมีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสจะเหมาะสมกับงานที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ และความถี่ในการใช้งานคงที่ เช่น แหล่งจ่ายไฟฟ้าต่อเนื่อง เป็นต้น เทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนั้น จะให้ค่าการได้ประโยชน์จากแรงดันเชื่อม โยงกระแสตรงที่ความถี่สวิทช์ซึ่งไม่เกิน 3 KHz ซึ่งถ้าความถี่ในการความถี่สวิทช์ซึ่งสูงกว่า 3 KHz นั้นการได้ประโยชน์จากแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงจะค่อนข้างต่ำ กล่าวคือเทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนั้นจะกำหนดความถี่ความถี่สวิทช์ซึ่งได้สูงสุด 3 KHz เท่านั้นถ้าสูงกว่าจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานต่ำ และนอกจากนั้นการควบคุมขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ที่ความถี่สวิทช์ซึ่งสูง ๆ ทำได้ค่อนข้างยาก [16]

### 3.9 เทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันแบบชิงโครไนส์ฮิสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง ที่เสนอโดย พิณิจ และอพิพันธ์ [17]

เทคนิคเคลตตามืออดดูเลชันแบบชิงโครไนส์ฮิสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง เป็นเทคนิคที่สามารถแก้ไขปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากค่ายอดของฮาร์โมนิกส์เมื่อถูกนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยเทคนิคดังกล่าวจะ Suppressing Harmonic ให้มีขนาดค่ายอดที่ลดลงทุก ๆ ความถี่ของการใช้งาน โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำค่ายอดของฮาร์โมนิกส์จะมีค่าสูง ๆ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในรูปสนามแม่เหล็กในมอเตอร์ไฟฟ้าขณะใช้งาน (Acoustic Noise and Humming) วิธีในการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิทช์ซึ่งให้สูงขึ้นถึง 20 KHz แต่จะเพิ่มความสูญเสียให้กับชุดอินเวอร์เตอร์มากยิ่งขึ้น จึงได้แก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยการชิงโครไนส์ฮิสเตอร์รีซิสด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง[17] ดังแสดงในรูปที่ 3.15

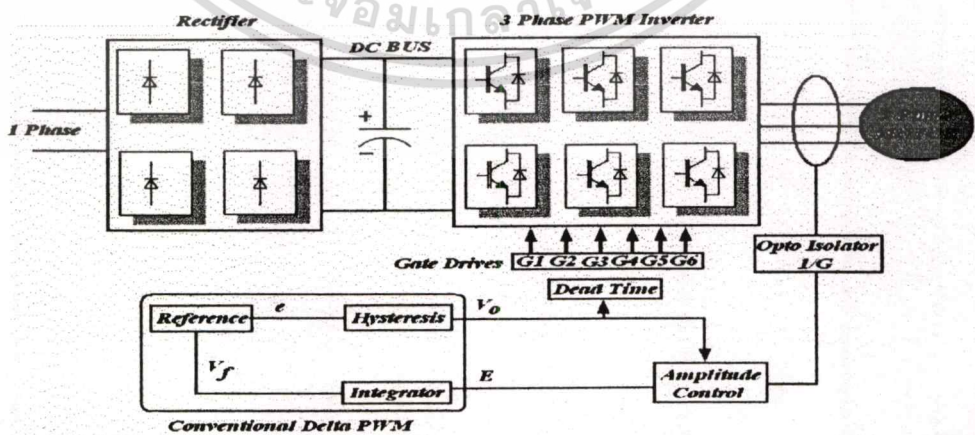


รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเทคนิคเคลตตามือคดูเลขชั้นแบบชิงโครไนซ์ฮีสเตอร์ซีส์ด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง

วิธีการของเทคนิคเคลตตามือคดูเลขชั้นแบบชิงโครไนซ์ฮีสเตอร์ซีส์ด้วยสัญญาณไซน์อ้างอิง จะกระจายค่าของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สวิตซ์ตามความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงที่เข้าไปชิงโครไนซ์กับระบบ แต่ผลงานวิจัยดังกล่าวยังอยู่ในส่วนของการจำลองการทำงานเท่านั้น

### 3.10 เทคนิคเคลตตามือคดูเลขชั้นที่มีการป้อนกลับแรงดันพีคดับลิวเอ็มเอท์พุทที่เสนอโดยคมสัน กลีบบัวและคณะ[18]

เทคนิคการควบคุมเคลตตามือคดับลิวเอ็มเอท์พุทที่มีการป้อนกลับแรงดันนั้นจะช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากริปเปิลของแรงดันดีซีเชื่อมโยงอันเนื่องมาจากค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าจำกัดและการเพิ่มของกระแสไหลลด เทคนิคดังกล่าวออกแบบเพื่อชดเชยและลดระยะเวลาการฟื้นตัวของแรงดันด้านเอาท์พุทให้ดีขึ้นและรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทที่ไหลลดให้คงที่[18] ดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเคลตตามือคที่มีการป้อนกลับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของเทคนิคดังกล่าวจะใช้ฮอปได้เป็นตัวตรวจจับแรงดันเพื่อเปลี่ยนสัญญาณกระแสกลับด้านเอาท์พุทเป็นสัญญาณพัลส์เพื่อที่จะควบคุมให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาท์พุทมีผลกับการเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อที่จะขยายพัลส์ไปกำหนดคาบเวลาของการสวิตช์ซึ่งตามการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลค ถึงแม้ว่าจะสามารถชดเชยแรงดันเอาท์พุทมูลฐานให้เพิ่มขึ้นได้ แต่ผลของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีต่อแรงดันเอาท์พุทนั้นยังคงมีอยู่เมื่อจ่ายกระแสไหลคที่มีค่าสูงมากขึ้น จึงต้องมีการเพิ่มการควบคุมแบบพีโอลูปนอก เพื่อให้ผลตอบสนองทางไดนามิกที่เร็วยิ่งขึ้น

เทคนิคดังกล่าวสามารถที่จะคงค่าแรงดันมูลฐานให้คงที่ มีผลตอบสนองทางไดนามิกที่เร็ว มีค่าตัวประกอบกำลังสูงขึ้น ลดความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทได้เนื่องจากใช้ ค่าตัวเก็บประจุของคิซีลิ่งซึ่งมีค่าต่ำ แต่ยังมีข้อจำกัดที่ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งไม่คงที่ รวมทั้งความไม่สมดุลย์ของแรงดันในแต่ละเฟสด้วย ต่อมาได้มีผู้วิจัยที่จะปรับปรุงความถี่ในการสวิตช์ซึ่งไม่คงที่ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส สามารถเพิ่มแรงดันมูลฐานให้สูงขึ้นกว่าเทคนิค ไซน์พีดีดับบลิวเอ็ม และสามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ได้[19]

### 3.11 สรุป

ในการจำแนกประเภทของเทคนิคเคลื่อนที่อดุลเลชั่นที่ได้มีการวิจัยและพัฒนาขึ้น สามารถแบ่งโดยพิจารณาตามพื้นฐานการวางตำแหน่งของตัวอินทิเกรต การควอนไทซ์ และการป้อนกลับ ซึ่งจะเห็นว่าเทคนิคเคลื่อนที่อดุลเลชั่นมีหลากหลายรูปแบบเพื่อให้เหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยแต่ละวงจรจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน และเมื่อนำไปใช้งานอื่นที่ไม่เหมาะสมอาจจะทำให้วงจรทำงานได้ไม่ดี และประสิทธิภาพในด้านต่าง ๆ ลดลงอีกด้วย ในส่วนของงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอวงจรเคลื่อนที่อดุลเลเตอร์ ที่อาศัยวงจรอาร์ซี มัลติไวเบเตอร์ เป็นวงจรสร้างสัญญาณพีดีดับบลิวเอ็ม ที่สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ และปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส โดยไม่ทำให้แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลง ซึ่งจะได้วิเคราะห์และอธิบายการทำงานของวงจรเคลื่อนที่อดุลเลชั่นดังกล่าวในบทต่อไป

## บทที่ 4

# การวิเคราะห์วงจรเคลตามอดูเลเตอร์

### 4.1 บทนำ

วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ ที่มีโครงสร้างแบบใหม่และประหยัด จะใช้วงจร อาร์ซี มัลติไวเบรเตอร์ ที่เป็นวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรอาร์-ซี ฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ นำมาเป็นวงจรพื้นฐานในกำเนิด และสังเคราะห์สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมอดูเลชัน จากโครงสร้างของวงจรวงจรดังกล่าวที่มีข้อดีคือ ประหยัด โดยมีอุปกรณ์ดังนี้ อดูปแอมป์จำนวน 1 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 1 ตัวเท่านั้น และสามารถสร้างสัญญาณเคลตามอดูเลชัน เมื่อจ่ายแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์อ้างอิง สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ โดยการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ หรือ ปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส โดยไม่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน และ โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งการวิเคราะห์วงจรที่นำเสนอจะทำการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์และเป็นสัญญาณ ไซน์ จากการวิเคราะห์ได้มีการจำลองการทำงานด้วย โปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานของโครงสร้างวงจรที่ได้นำเสนอ ว่าสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้มีการวิเคราะห์ไว้

### 4.2 การวิเคราะห์โครงสร้างพื้นฐานของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน

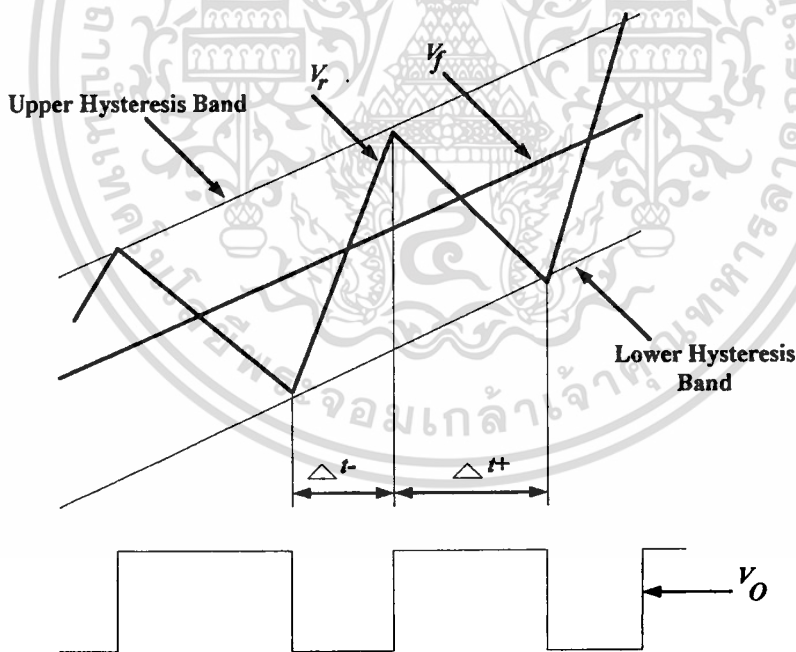
วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบพื้นฐานหรือที่เรียกว่าวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ชนิดอะซิงโครนัสที่เลขนำเสนอ[9] ส่วนประกอบของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ก็จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ที่เป็นพื้นฐานเดียวกัน แต่จะขึ้นอยู่กับการจัดวางของอุปกรณ์ ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่เป็นส่วนสำคัญ 2 ส่วนด้วยกัน คือ ตัวอินทิเกรเตอร์ และตัวคอมพาราเตอร์แบบมีฮิสเตอร์ซิสหรือตัวควอนไทซ์ และส่วนที่เป็นการป้อนกลับ คือ ตัวอินทิเกรเตอร์ ซึ่งอาจอยู่ในตำแหน่งวงรอบป้อนกลับหรือส่วนที่เป็นฟีดฟอร์เวิร์ดก็ได้ [20]

วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบพื้นฐานในรูปที่ 3.4 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ เมื่อทำการป้อนสัญญาณอ้างอิง ไซน์เข้าที่อินพุตขั้วบวกของคอมพาราเตอร์ ในขณะที่สัญญาณป้อนกลับซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยตัวอินทิเกรเตอร์จะป้อนเข้าที่ขั้วลบ ดังนั้นเมื่อใดก็ตามที่เอาต์พุตของอดูปแอมป์ของวงจรอินทิเกรเตอร์เกินค่าขอบเขตบนหรือค่าขอบเขตล่างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส ซึ่งกำหนดค่าด้วยอัตราส่วนของ  $R_1 / R_2$  จะทำให้วงจรคอมพาราเตอร์กลับขั้วสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม หรือ

กำหนดค่าด้วยอัตราส่วนของ  $R_1 / R_2$  จะทำให้วงจรคอมพาราเตอร์กลับขั้วสัญญาณพีคดับลิวิตี หรือ สัญญาณมอดูเลตทันที ซึ่งสัญญาณพีคดับลิวิตีทำหน้าที่เป็นอินพุทของออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมัลติเพลกซ์ และจะมีผลทำให้ความชันของสัญญาณป้อนกลับเปลี่ยนเครื่องหมายเป็นตรงกันข้าม และออสซิลเลทรอบ ๆ สัญญาณ ไซน์อ้างอิง

หลักการทํางานของเทคนิคเคลตามอดูเลชันยังสามารถที่จะอธิบายตามรูปคลื่นสัญญาณ โดยมีสัญญาณอ้างอิง  $V_i$  จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับที่เกิดจากการอินทริเกต  $V_f$  หรือที่เรียกว่า วงจรรองความถี่ต่ำ สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจรมัลติเพลกซ์จะเป็นสัญญาณแบบพีคดับลิวิตี ซึ่งผลต่างของสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_f$  จะเกิดสัญญาณ error จากนั้นสัญญาณ error จะผ่านวงจรมัลติเพลกซ์แบบฮิสเตอร์รีซิส จึงทำให้เกิดสัญญาณพัลส์แบบพีคดับลิวิตี แรงดันป้อนกลับที่ได้จากการอินทริเกตสัญญาณเอาท์พุทพีคดับลิวิตีซึ่งจะเคลื่อนที่ติดตามสัญญาณ ไซน์อ้างอิงอยู่ระหว่างขอบเขตบนและล่าง  $\Delta V$  หรือที่เรียกว่าขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิส สัญญาณพีคดับลิวิตีที่ได้ จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณขับนำสวิทช์

รูปคลื่นพีคดับลิวิตีของเทคนิคเคลตามอดูเลชันเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณ ไซน์อ้างอิงถูกแสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 คลื่นพีคดับลิวิตีของเทคนิคเคลตามอดูเลชัน

จากรูปที่ 4.1 สามารถที่จะหาค่าเวลาของพัลส์บวกและพัลส์ลบได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta t_+ = \frac{2\Delta V}{S_c \left[ 1 - \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{S_c} \right]} \quad (4.1)$$

โดยที่  $\Delta t_+$  คือค่าเวลาของพัลส์บวก

$\Delta V$  คือค่าขอบเขตบนและล่างของฮิสเตอร์รีซิส ( $\frac{ER_2}{R_1 + R_2}$ )

$S_c$  คือค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับหรือสัญญาณพาหะ ( $\frac{1}{RC}$ )

$V_r$  คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง

$\omega_r$  คือค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณไซน์อ้างอิง

และค่าเวลาของพัลส์ลบคือ

$$\Delta t_- = \frac{2\Delta V}{S_c \left[ 1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{S_c} \right]} \quad (4.2)$$

โดยที่  $\Delta t_-$  คือค่าเวลาของพัลส์ลบ

ดังนั้นค่าคาบเวลาของพัลส์หาได้จาก

$$\Delta t_+ + \Delta t_- = \frac{4\Delta V}{S_c \left[ 1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)^2}{S_c^2} \right]} \quad (4.3)$$

และความถี่สวิตชิง  $f_{sw}$  คือ

$$f_{sw} = \frac{S_c}{4\Delta V} \left[ 1 - \frac{0.5V_r^2 \omega^2 (1 + \cos 2\omega_r t)}{S_c^2} \right] \quad (4.4)$$

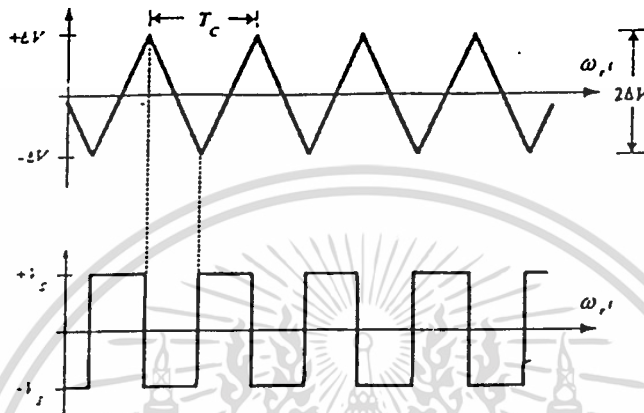
จากสมการที่ 4.4 ความถี่สวิตชิงสูงสุดคือ

$$f_{sw(\max)} = \frac{S_c}{4\Delta V} \quad \text{ที่} \quad \omega_r t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (4.5)$$

และความถี่สวิทซ์ซึ่งต่ำสุดคือ

$$f_{sw(\min)} = \frac{S_C}{4\Delta V} \left[ 1 - \frac{V_r^2 \omega_r^2}{S_C} \right] \quad \text{ที่ } \omega_r t = 0, \pi \quad (4.6)$$

รูปคลื่นพีคดับทิวเอ็มของเทคนิคเคลตามอดูเลชั่นเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์ถูกแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 คลื่นพีคดับทิวเอ็มของเทคนิคเคลตามอดูเลชั่นเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์

จากรูปที่ 4.2 เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์ จะทำให้จำนวนครั้งของสวิทซ์มีค่ามากที่สุด หรืออาจจะกล่าวได้ว่าสามารถที่จะออกสวิตตสัญญาณรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม สามารถที่จะหาค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับได้ดังสมการ

$$f_{ca} = \frac{1}{T_c} = \frac{N_{on}}{2} \quad (4.7)$$

โดยที่  $f_{ca}$  คือค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ

$N_{on}$  คือค่าจำนวนครั้งของการสวิทซ์มากที่สุดต่อคาบเวลา

จากสมการ

$$T_c = \frac{4\Delta V}{S_C} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_c = \frac{4R_1CR_2}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ 4.8 แทนลงในสมการ 4.7 จะได้

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2R_1CN_{cm}} \quad (4.10)$$

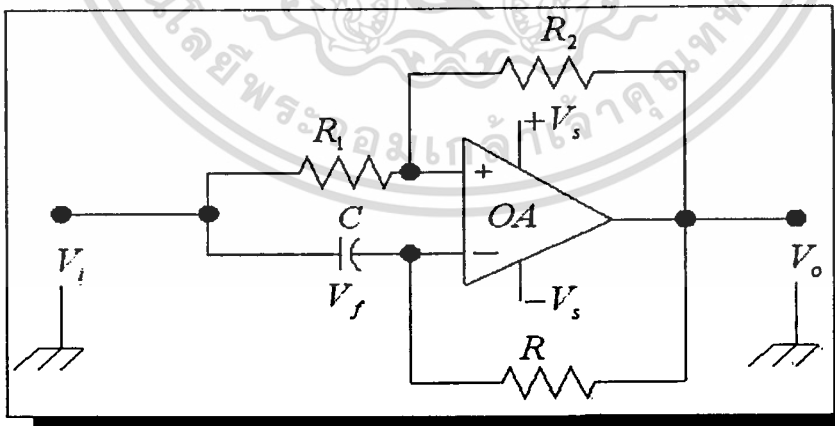
จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าวงจรเคลตามอดูเลเตอร์นั้น เมื่อเราทำการป้อนสัญญาณอินพุตเท่ากับศูนย์ วงจรเคลตามอดูเลเตอร์จะสามารถถอดสัญญาณรูปคลื่นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม โดยความถี่ของการสวิตช์หรือค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ จะกำหนดได้จากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่มีรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือก็คือสัญญาณแคเรีย และ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเคลตามอดูเลเตอร์เป็นสัญญาณไซน์อ้างอิง วงจรจะกำเนิดสัญญาณเคลตต้าที่ดับบลิวเอ็มที่สามารถปรับความกว้างของพัลส์ได้จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร จึงเป็นแนวทางในการสร้างวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบใหม่โดยใช้วงจรฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ หรือที่เรียกว่าวงจรอะเสตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบ อาร์-ซี ที่จะกล่าวถึงต่อไป

### 4.3 การวิเคราะห์ห้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่โดยใช้วงจร อาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์

วงจรฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ (free – running multivibrator) หรืออะเสตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (astable multivibrator) เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์[21] วงจรได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะการต่อวงจรเหมือนกับวงจรคอมพาราเตอร์แบบมีฮิสเตอร์ซีสหรือที่เรียกว่าวงจรชmittริกเกอร์ และแหล่งกำเนิดสัญญาณป้อนกลับหรือสัญญาณแคเรีย ถูกแทนด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งก็เป็นวงจรอาร์ซีอินทริเกอร์เตอร์แบบพื้นฐาน การเปรียบเทียบสัญญาณจะเปรียบเทียบที่ขั้วบวกและลบของออปแอมป์ ซึ่งจากการวิเคราะห์ห้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบพื้นฐานหรือ โครงสร้างทั่วไปพบว่า วงจรเคลตามอดูเลเตอร์จะออกแบบตามบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรซึ่งถูกแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งจากบล็อกไดอะแกรมจะประกอบด้วย คอมพาราเตอร์แบบมีฮิสเตอร์ซีสหรือตัวควอนไทซ์ และส่วนที่เป็นการป้อนกลับ คือ ตัวอินทริเกอร์เตอร์ จะสามารถออกแบบวงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบอนาลอกได้โดยมี วงจรคอมพาราเตอร์เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณไซน์อ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จากการป้อนกลับ วงจรคอมพาราเตอร์แบบมีฮิส

เดอริซีสหรือที่เรียกว่าวงจรมิตทริกเกอร์ เป็นวงจรเปลี่ยนสถานะการทำงานของคัวออปแอมป์ และวงจรมิตทริกเกอร์ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณพัลส์ที่ดับบลิวอิมที่มีสัญญาณมูลฐานเป็นสัญญาณไซน์ ให้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม หรือสัญญาณแคเรีย

วงจรถตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่จะมีส่วนประกอบพื้นฐานเหมือนกันกับวงจรถตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบพื้นฐานหรือโครงสร้างทั่วไปวงจรคือ วงจรมิตทริกเกอร์ และ วงจรมิตทริกเกอร์ แต่จะออกแบบให้สัญญาณสัญญาณแคเรียหรือสัญญาณที่ได้จากการป้อนกลับนั้นถูกยก ระดับของสัญญาณตามขนาดและความถี่ของสัญญาณสัญญาณไซน์อ้างอิง และสัญญาณแคเรียที่ได้จะ คัดตามสัญญาณไซน์อ้างอิง การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณสัญญาณแคเรียจะเป็นตัวกำหนดจำนวนครั้ง ของการสวิชชิ่งของสัญญาณพัลส์ที่ดับบลิวอิมทางด้านเอาท์พุทของวงจรถ ตามจุดแรงดันเทรตโฮลด์ ช่วงบนและช่วงล่างของวงจรถมิตทริกเกอร์ จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาเมื่อสัญญาณมีขนาดและ ความถี่เป็นศูนย์ หรือการต่อขั้วอินพุทของวงจรถลงกราวด์ วงจรถจะต้องสามารถกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม และสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งก็คือสัญญาณแคเรีย ที่สามารถปรับความถี่ได้จากการปรับค่าคงที่ทางเวลา ของวงจรมิตทริกเกอร์ หรือการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทรตโฮลด์ช่วงบนและช่วงล่างของวงจรถมิตทริกเกอร์ ซึ่งก็คือการเปลี่ยนแปลงของขอบเขตของฮิสเทอรีซีส จึงใช้วงจรถ อาร์ซี มัลติไวเบรเตอร์ ที่เป็นวง จรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรถอาร์-ซี ฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ นำมาเป็นวง จรพื้นฐานในกำเนิด และสังเคราะห์สัญญาณพัลส์วิคมอคูเลชัน จาก โครงสร้างของวงจรถดังกล่าวที่มี ข้อดีคือ ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น ประหยัด โดยมีอุปกรณ์ดังนี้ ออปแอมป์จำนวน 1 ตัว ตัวต้านทาน จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 1 ตัวเท่านั้นวงจรถได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.3

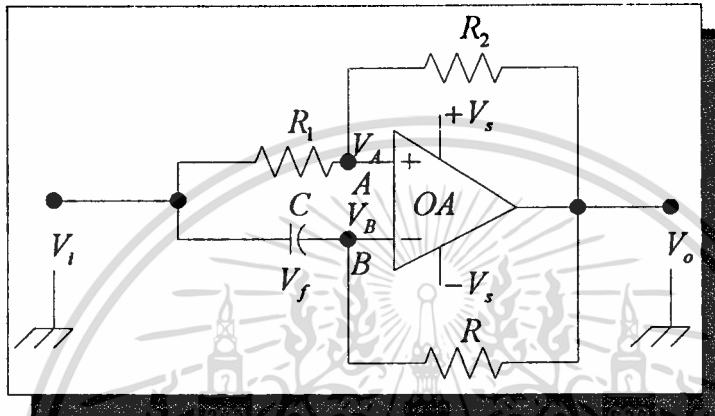


รูปที่ 4.3 วงจรถสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบ อาร์-ซี

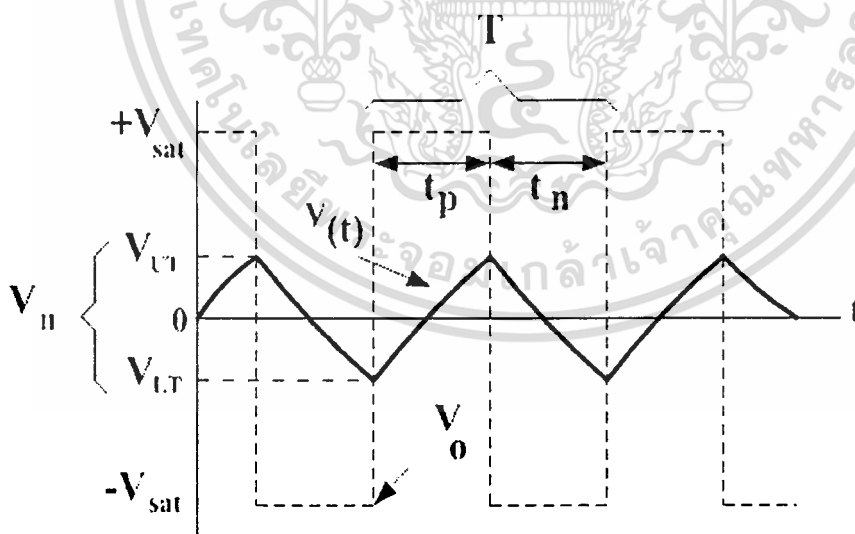
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.1 การวิเคราะห์ห้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์

จากรูปที่ 4.4 เป็นวงจรวงจรถตามอดูเลเตอร์แบบใหม่ที่อาศัยโครงสร้างของวงจรรอาร์-ซี มัลติไวยเบรเตอร์ โดยเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์หรือลงกราวนด์ วงจรสามารถที่จะกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทดสอบและวิเคราะห์ห้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์โดยอาศัยโครงสร้างทั่วไปของวงจรถดังกล่าว เพื่อให้วงจรถควบคุมสัญญาณขับนำสวิทช์ไม่ซับซ้อน และประหยัดมากที่สุด



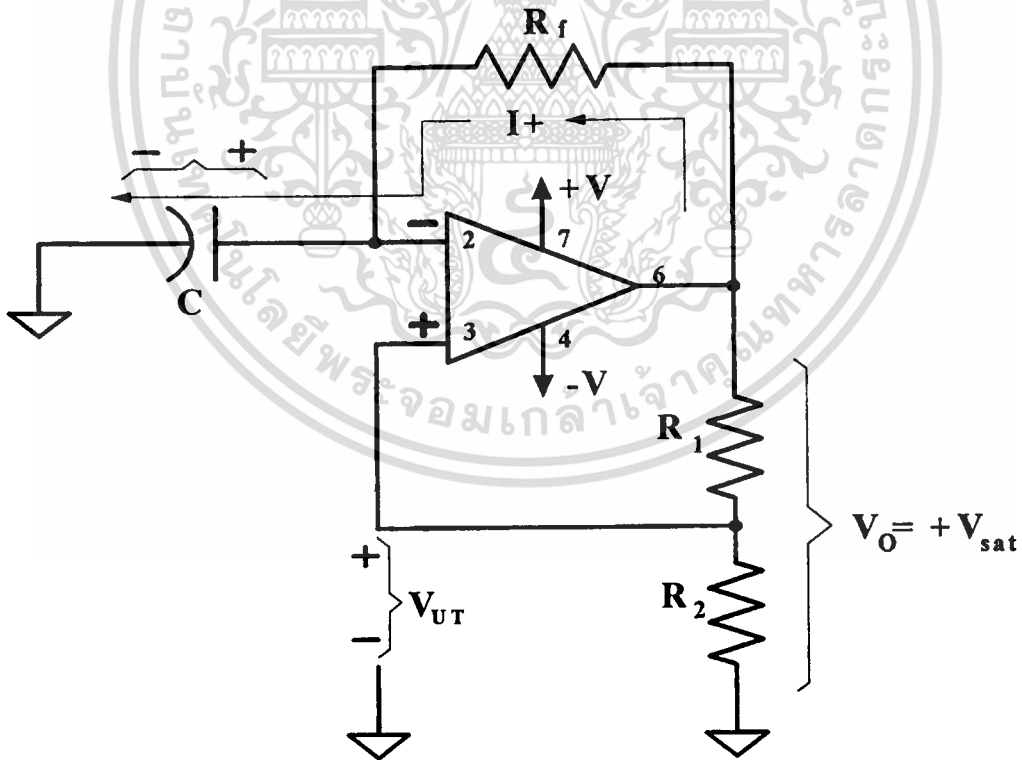
รูปที่ 4.4 วงจรอะอสเตเบิลมัลติไวยเบรเตอร์แบบ อาร์ ซีที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 4.5 คลื่นสัญญาณที่โหนดต่างๆ ของวงจรถตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์

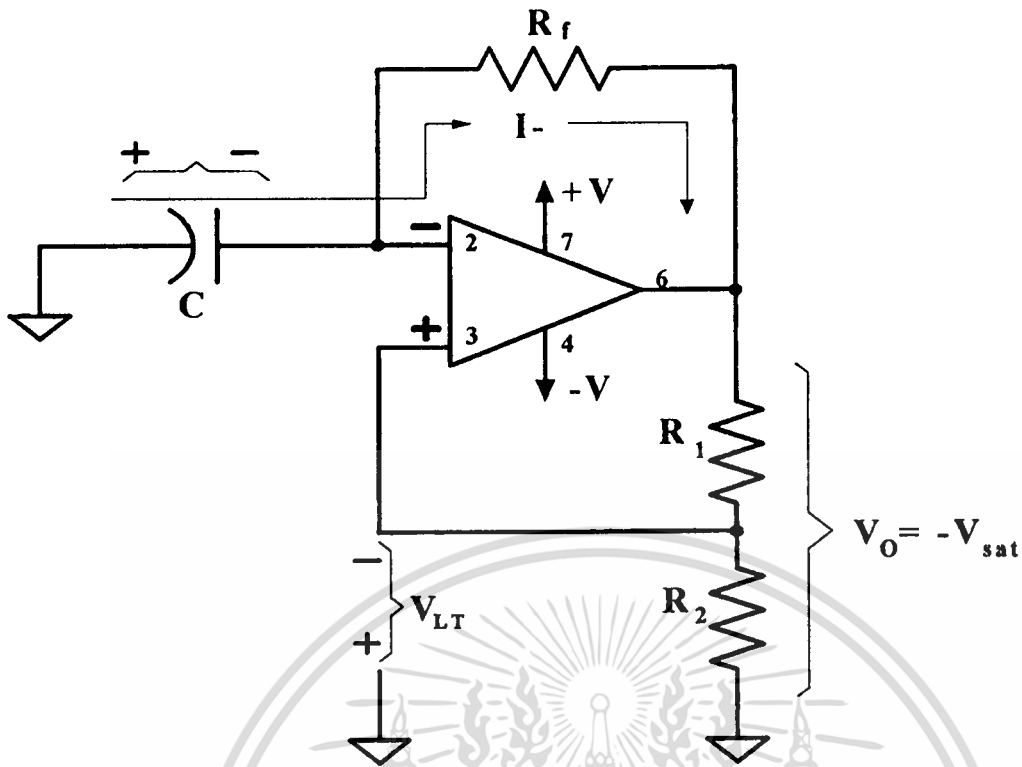
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์หรือลงกราวด์ ตัวต้านทาน  $R_f$  จะทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับ กระแสจากออปแอมป์ไปเก็บสะสมยังตัวเก็บประจุ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $I^+$  ย้อนกลับมาที่ขาอินพุตลบของออปแอมป์ เริ่มต้น  $V_o$  จะเท่ากับ  $+V_{sat}$  กระแส  $I^+$  ก็ยังคงไหลผ่านตัวต้านทานดังกล่าวไปยังขาอินพุตลบเพื่อชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุรบบานเท่านั้นที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุยังไม่มากกว่า  $V_{UT}$  อนึ่งในขณะที่สวิตช์คัทคร่อมตัวเก็บประจุยังไม่มากกว่า  $V_{UT}$  แรงดันเอาต์พุต  $V_o$  ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ  $+V_{sat}$  เมื่อตัวเก็บประจุเริ่มมีค่าแรงดันตกคร่อมมากกว่า  $V_{UT}$  ที่ขาอินพุตลบของออปแอมป์ ก็จะมีสถานะที่เป็นบวกมากกว่าขาอินพุตลบ ซึ่งนั่นทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ได้เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก  $+V_{sat}$  ไปเป็น  $-V_{sat}$  และขาอินพุตลบของออปแอมป์ก็จะมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับกราวด์ เมื่อสัญญาณ  $V_o$  เท่ากับ  $-V_{sat}$  ก็จะทำให้สวิตช์คัทคร่อมของออปแอมป์เท่ากับ  $V_{LT}$  ขณะนี้  $C$  จะมีแรงดันเริ่มต้นเท่ากับ  $V_{UT}$  และเริ่มต้นที่จะคลายประจุ  $I$  คืนกลับออกมาจนกระทั่งตัวเก็บประจุมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ 0 โวลต์ จากนั้นตัวเก็บประจุก็จะเริ่มเก็บชาร์จประจุใหม่อีกครั้ง แต่เป็นการเก็บประจุลบแทนซึ่งจะทำให้ได้แรงดันตกคร่อมเป็นลบมากขึ้นจนกระทั่ง  $V_c$  น้อยกว่า  $V_{LT}$  เพียงเล็กน้อย แรงดันตกคร่อมที่ขาอินพุตลบก็จะดูเป็นลบมากกว่าขาอินพุตบวก ซึ่งจะทำให้  $V_o$  เปลี่ยนกลับไปเป็น  $+V_{sat}$  อีกครั้ง



รูปที่ 4.6 เมื่อ  $V_o$  เท่ากับ  $+V_{sat}$  ,  $V_c$  จะชาร์จประจุจนมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V_{UT}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 เมื่อ  $V_o$  เท่ากับ  $-V_{sat}$ ,  $V_c$  จะขารจ้ประจุนมีแรงดันตกคล่อมเท่ากับ  $V_{LT}$

จากรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทรสโลด์ช่วงบนและล่าง  $V_{UT}$ ,  $V_{LT}$  แล้วมีผลทำให้แรงดันทางออก  $V_o$  มีการเปลี่ยนแปลงสถานะ จากการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันทางออก ตามคาบเวลาที่คงที่ของแรงดันเทรสโลด์ สามารถหาสมการกำหนดเวลาจากความสัมพันธ์ของค่าอุปกรณ์ได้โดยพิจารณาทั้งแรงดันเทรสโลด์ช่วงบนและล่าง จะได้

$$V_{UT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+V_{sat}) \quad (4.11)$$

และ

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat}) \quad (4.12)$$

$$\Delta V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\pm V_{sat}) \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาแรงดันชั่วขณะในการชาร์จประจุจะได้

$$V_{(t)} = V_{sat} - (V_{sat} - V_{LT})e^{-t/RC} \quad (4.14)$$

กำหนดให้ช่วงเวลาของการชาร์จประจุเท่ากับ

$$V_{(t)} = V_{UT}$$

หรือ

$$V_{sat} - \left( V_{sat} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \right) e^{-t/RC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \quad (4.15)$$

จะได้

$$t_p = RC \ln \left( \frac{(R_2 + R_1) * +V_{sat} - R_2 * -V_{sat}}{R_1 (+V_{sat})} \right) \quad (4.16)$$

$$t_p = RC \ln \left( 1 + \frac{R_2 (+V_{sat} - (-V_{sat}))}{R_1 (+V_{sat})} \right) \quad (4.17)$$

พิจารณาคาบเวลาของการชาร์จประจุและคายประจุเท่ากับ

$$\tau = RC \left[ \ln \left( 1 + \frac{R_2 (+V_{sat} - (-V_{sat}))}{R_1 (+V_{sat})} \right) + \ln \left( 1 + \frac{R_2 (-V_{sat} - (+V_{sat}))}{R_1 (-V_{sat})} \right) \right] \quad (4.18)$$

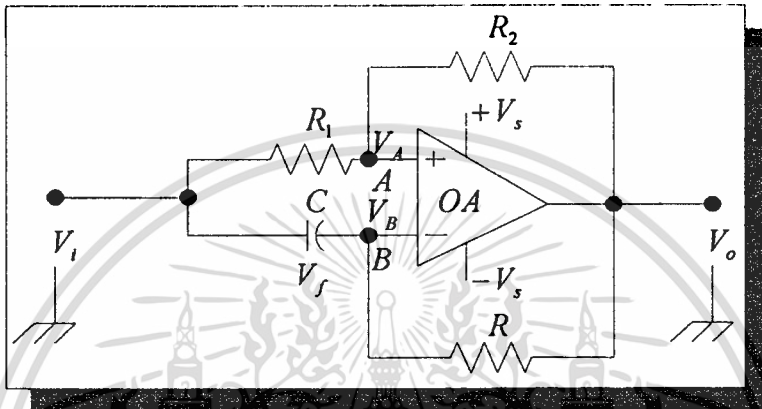
จะได้คาบเวลา

$$\tau = RC \ln \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 การวิเคราะห์วงจรตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบใหม่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไซน์

จากรูปที่ 4.8 เป็นวงจรวงจรถตามอคูเลเตอร์แบบใหม่ที่อาศัยโครงสร้างของวงอาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์สามารถที่จะกำเนิดสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม (PWM) แบบเดลตา ที่สามารถปรับความกว้างของพัลส์ได้จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ ขนาดและความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต และค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเทอรีซิส



รูปที่ 4.8 วงจรถตามอคูเลเตอร์แบบประหยัด

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณ ไซน์ อ้างอิง ( $V_i$ ) วงจรถตามอคูเลเตอร์สามารถที่จะกำเนิดสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม (PWM) แบบเดลตา สามารถวิเคราะห์หาสมการกำหนดคาบเวลาของการสวิตซ์ซึ่งจากความสัมพันธ์ของอุปกรณ์ที่อยู่ในวงจร พบว่าแรงดันที่จุด A เป็นระดับแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ  $R_1 / (R_1 + R_2) * (V_o - V_i)$  เสมอแต่ ณ แรงดันที่จุด B เป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

เมื่อพิจารณาที่จุด A จะได้

$$\begin{aligned} V_A &= V_{UT} \\ &= iR_1 + V_i \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$= (V_o - V_m \sin \omega t) R_1 / (R_1 + R_2) + V_m \sin \omega t \quad (4.21)$$

เมื่อ  $V_i = V_m \sin \omega t$

พิจารณาแรงดันที่จุด B จะได้

$$V_f(t) = V_B$$

$$= V_o - [V_o - V_{(0)}]e^{-t/RC} \quad (4.22)$$

$$= (V_o - V_m \sin \omega t) - (V_o - V_m \sin \omega t)e^{-t/RC} \quad (4.23)$$

เมื่อ  $V_{(0)} = 0$

ณ ระดับแรงดันเปลี่ยนสถานะ  $V_f(t) = V_{UT}$ ;

เมื่อ  $V_{(0)} = 0$

ณ ระดับแรงดันเปลี่ยนสถานะ  $V_f(t) = V_{UT}$ ;  $t = t_p$  และกำหนดให้  $V_m = V_o$  สมการที่ 4.21 ถึง 4.23 ใช้แก้สมการหาคาบเวลา  $t_p$  ได้คือ

$$t_p = RC \ln [R_1 + R_2(1 + \sin \omega t) / (R_2 - 2R_2 \sin \omega t - R_1 \sin \omega t)] \quad (4.24)$$

สำหรับช่วงเวลา  $t_n$  เป็นช่วงในการคายประจุจากที่ออบแอมป์เปลี่ยนสถานะโดยที่  $V_A$  มีค่าต่ำสุดเป็น  $V_{LT}$  ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่จุด A จะได้ว่า

$$V_{LT} = iR_1 + V_i \quad (4.25)$$

$$= (V_o + V_m \sin \omega t) R_1 / (R_1 + R_2) + V_m \sin \omega t \quad (4.26)$$

เมื่อ  $V_i = V_m \sin \omega t$

เมื่อพิจารณาแรงดันที่จุด B

$$\text{เมื่อ } V_f(t) = (V_m \sin \omega t - V_o)e^{-t/RC} \quad (4.27)$$

ณ ระดับแรงดันเปลี่ยนสถานะ  $V_{LT} = V_f(t)$ ,  $t = t_n$ ,  $V_m = V_o$

จากสมการที่ 4.26 และ 4.27 จะหาค่าของ  $t_n$  ได้คือ

$$t_n = RC \ln [(R_1 + R_2)(1 - \sin \omega t) / R_1 + 2R_1 \sin \omega t + R_2 \sin \omega t] \quad (4.28)$$

ใช้สมการที่ 4.26 และ 4.28 หาคาบเวลาคาบเวลาของการสวิตช์ซึ่งจากความสัมพันธ์ของอุปกรณ์ได้คือ

$$T = 2RC \ln \frac{(2R_1 + R_2)V_o + (R_1 + R_2)V_m \sin \omega t}{R_2 V_o} \quad (4.29)$$

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมา แสดงให้เห็นว่าแรงดันที่คดคร่อมตัวเก็บประจุ เสมือนกระแสที่ไหลผ่านโหลดในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำในเมื่อจ่ายแรงดันแบบพีคบิดวเอ็ม ซึ่งเทคนิคของเคลด้ามอดูเลชันสามารถที่จะจำลองกระแสที่ไหลผ่านโหลดโดยไม่ต้องวัดกระแสจริงแต่เป็นการสร้างกระแสโหลดเทียมโดยใช้วงจรอินทรีเกรเตอร์[13] ซึ่งสามารถที่จะวิเคราะห์ได้ดังนี้

สมมติให้แรงดันที่จ่ายให้กับระบบเป็นสัญญาณแรงดันไซน์

$$V_s = V_m \sin \frac{2\pi}{T_s} \tau_s \quad (4.30)$$

และต่อ โหลดเป็นแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและมีสัญญาณพัลส์ทั้งซีกบวกและลบ ซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบของสัญญาณแรงดันไซน์กับสัญญาณแรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่าน โหลด ในสถานะคงตัวกระแสที่ไหลผ่านจะมีค่าเท่ากับ  $i_L = -V/R$  ณ ที่เวลา  $\tau_s = 0$  ใช้สมการเชิงอนุพันธ์วิเคราะห์กระแสที่ไหลผ่าน โหลด ได้คือ

$$L \frac{di_L}{d\tau_s} + Ri_L = V \quad (4.31)$$

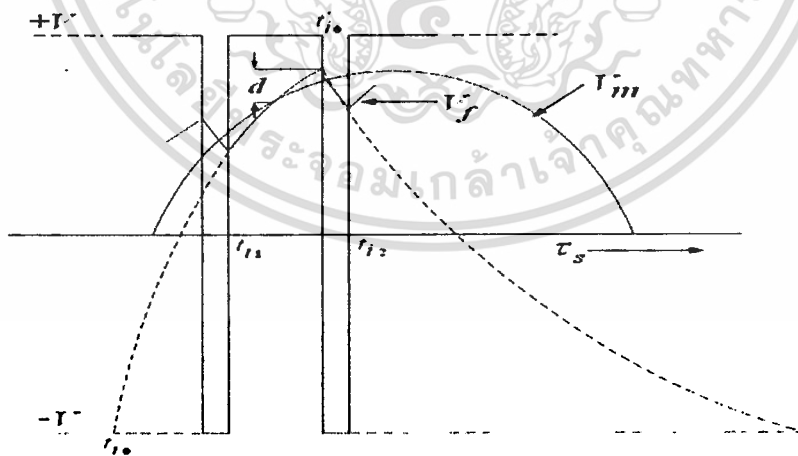
กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น  $di_L/d\tau_s(0) = 0$  และ  $i_L(0) = -\frac{V}{R}$  ดังนั้นคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่าน โหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำคือ

$$i_L(\tau_s) = \frac{V}{R} (1 - 2\exp(-\tau_s/T_L)) \quad (4.32)$$

ขณะที่

$$T_L = \frac{L}{R} \quad (4.33)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ 4.9 สัญญาณเทียบเคียงกระแสที่ไหลผ่าน โหลดและแรงดันที่ตกคล่อม โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาแรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลด เสมือนแรงดันที่ได้จากการป้อนกลับเทียบเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ดังนั้น แรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลดเมื่อพิจารณาในช่วงขาขึ้น จะได้ดังนี้คือ

$$V_f(\tau_s) = k i_L(\tau_s) = E'(1 - 2\exp(-(\tau_s - t'_{i0})/T_L)), \text{ for } \frac{dV_f}{d\tau_s} > 0 \quad (4.34)$$

ขณะที่

$$E' = \frac{kV}{R} \quad (4.35)$$

ในทางเดียวกัน แรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลดเมื่อพิจารณาในช่วงขาลง จะได้ดังนี้คือ

$$V_f(\tau_s) = -E'(1 - 2\exp(-(\tau_s - t'_{i0})/T_L)), \text{ for } \frac{dV_f}{d\tau_s} < 0 \quad (4.36)$$

ในช่วงเวลา  $t_{i1}$  ในรูปที่ 4.9 จากสมการที่ 4.30 และสมการที่ 4.34 สามารถที่จะแสดงได้ดังนี้

$$E'(1 - 2\exp((t_{i1} - t_{i0})/T_L)) = V_m \sin\theta_{i1} - d \quad (4.37)$$

ซึ่ง

$$-t_{i1} + t_{i0} = -T_L \ln \left[ \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_m}{E'} \sin\theta_{i1} + \frac{d}{E'} \right) \right] \quad (4.38)$$

ดังนั้นค่าช่วงเวลา  $t_{i2}$  จะได้

$$t_{i2} - t_{i0} = -T_L \ln \left[ \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_m}{E'} \sin\theta_{i2} - \frac{d}{E'} \right) \right] \quad (4.39)$$

ดังนั้น ค่าความแตกต่างของช่วงเวลา  $\Delta t_i = t_{i2} - t_{i1}$  โดยใช้สมการที่ 4.38 และสมการที่ 4.39 จะได้

$$\Delta t_i = T_L \ln \frac{1 - \frac{V_m}{E'} \sin\theta_{i1} + \frac{d}{E'}}{1 - \frac{V_m}{E'} \sin\theta_{i2} - \frac{d}{E'}} \quad (4.40)$$

กำหนดค่ามุมของช่วงเวลา

$$\Delta\theta_i = \theta_{i2} - \theta_{i1} \quad (4.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\theta_i = \frac{\theta_{i1} + \theta_{i2}}{2} \quad (4.42)$$

จะได้

$$\Delta t_i = \frac{T_s}{2\pi} \Delta \theta_i \quad (4.43)$$

$$\theta_{i1} = \theta_i - \frac{\Delta \theta_i}{2} \quad (4.44)$$

$$\theta_{i2} = \theta_i + \frac{\Delta \theta_i}{2} \quad (4.45)$$

เนื่องจากเหตุนี้เพิ่มสมการที่ 4.43, 4.44 และ 4.40, 4.45 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\Delta \theta_i = 2\pi \frac{T_L}{T_s} \ln \frac{1 + \frac{d}{E'} - \frac{V_m}{E'} \sin\left(\theta_i - \frac{\Delta \theta_i}{2}\right)}{1 - \frac{d}{E'} - \frac{V_m}{E'} \sin\left(\theta_i + \frac{\Delta \theta_i}{2}\right)} \quad (4.46)$$

จากสมการข้างต้นแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของพัลส์  $\Delta \theta_i$  กับมุมของ  $\theta$  จากสมการที่ผ่านมาเราสามารถที่จะประมาณค่าความกว้างของพัลส์เพื่อวิเคราะห์ว่าพารามิเตอร์ใดบ้างที่มีผลต่อการความกว้างของพัลส์ ถ้าสมมุติให้ความชันของสัญญาณป้อนกลับหรือแรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลดใช้สมการเชิงอนุพันธ์วิเคราะห์จะได้

$$a(\tau_s) = \frac{dV_f}{d\tau_s} = \frac{2E'}{T_L} \exp(-(\tau_s - t_{i0})/T_L) \quad (4.47)$$

ดังนั้น จากสมการที่ 4.47 กำหนดให้  $\tau_s = t_i$

$$V_f(t_i) = E'(1 - 2\exp(-(t_i - t_{i0})/T_L)) \quad (4.48)$$

พิจารณาของสองฟังก์ชันคือฟังก์ชันของ  $V_f$  และ  $V_s$  ที่เวลา  $\tau_s = t_i$  สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$E'(1 - 2\exp(-(t_i - t_{i0})/T_L)) = V_m \sin \omega t_i \quad (4.49)$$

จากสมการที่ผ่านมาจะได้

$$\exp(-(t_i - t_{i0})/T_L) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_m}{E'} \sin \theta_i \right) \quad (4.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่  $\theta_i = \omega t_i$  ดังนั้น ความสัมพันธ์ของสมการที่ 4.47 กับสมการที่ 4.50 สามารถเขียนได้เป็น

$$a(t_i) = \frac{E'}{T_L} \left( 1 - \frac{V_m}{E'} \sin \omega t_i \right) \quad (4.52)$$

ขณะที่ความชันของสัญญาณ ไซน์อินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\beta(t_i) = \frac{dV_s}{d\tau_s} = \frac{2\pi V_m}{T_s} \cos \theta_i \quad (4.53)$$

จะให้ความสัมพันธ์ของความชันทั้งสัญญาณป้อนกลับหรือแรงดันที่ได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลดกับ ไซน์อินพุตดังนี้

$$\Delta V_f = a(t_i) \Delta t_i \quad (4.54)$$

$$\Delta V_i = \beta(t_i) \Delta t_i \quad (4.55)$$

และจะได้

$$\Delta V_f = \Delta V_s + 2d \quad (4.56)$$

รวมสมการที่ผ่านมาจะได้

$$\Delta t_i = \frac{2d}{a(t_i) - \beta(t_i)} \quad (4.56)$$

หรือ

$$\Delta t_i = \frac{T_s}{2\pi} \Delta \theta_i \quad (4.57)$$

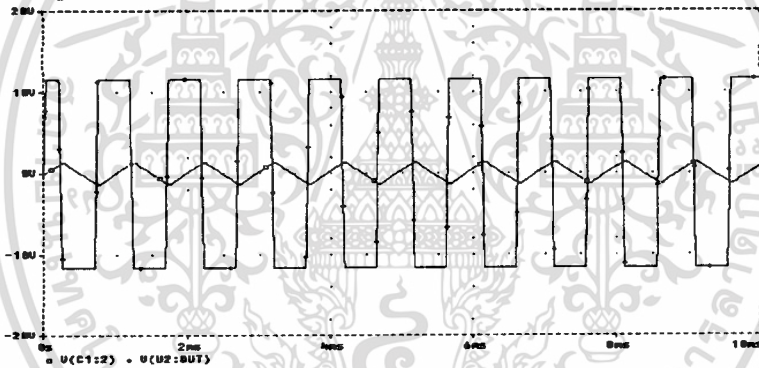
จากสมการที่ 4.55 และใช้สมการที่ 4.51 และสมการที่ 4.52 สามารถเขียนสมการเพื่อวิเคราะห์พารามิเตอร์จะได้

$$\frac{\Delta \theta_i}{d/E'} = \frac{4\pi}{\frac{T_s}{T_L} \left( 1 - \frac{V_m}{E'} \sin \theta_i \right) - 2\pi \frac{V_m}{E'} \cos \theta_i} \quad (4.58)$$

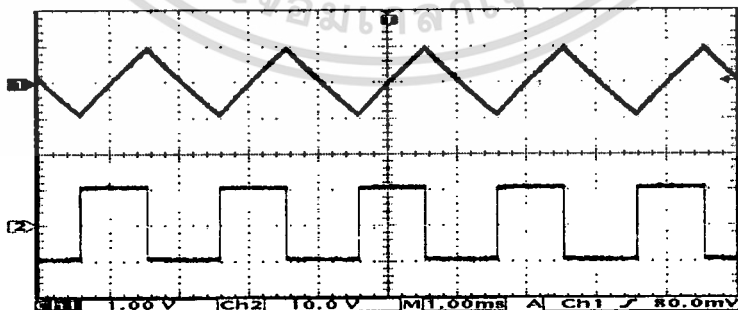
## 4.4 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์โดยใช้โครง สร้างของวงจรอาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นศูนย์และเป็น สัญญาณไซน์

เพื่อพิสูจน์การทำงานของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา ได้มีการ  
วิเคราะห์ผลและทดสอบการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร โดยที่ค่าความชันของสัญญาณ  
ป้อนกลับได้จากการปรับค่าความต้านทาน  $R$  หรือค่าคาปาซิเตอร์ของวงจรอินทริเกรเตอร์ ส่วนค่าดัชนี  
การมอดูเลตได้จากการปรับค่าแอมปริจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง และค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสได้  
จากการปรับค่าความต้านทาน  $R_1$  และจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการ  
ทำงานของวงจร

### 4.4.1 ผลการจำลองและทดลองทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรเมื่อป้อน สัญญาณอินพุทเป็นศูนย์



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทต่อลง  
กราวด์



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทต่อลง  
กราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.10 และผลการทดลองการทำงานรูปที่ 4.11 พบว่าวงจรเคลตตามอคูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอหรือวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบอาร์-ซี เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตต่อลงกราวด์ วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมและสัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณดังกล่าวได้จากการปรับค่าความต้านทาน ( $R$ ) หรือการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ ( $C$ ) ถ้ากำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_2 = 0.86R_1$  สามารถที่จะหาคาบเวลาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$t_p = RC \ln \left( \frac{+V_{sat} - V_{LT}}{+V_{sat} - V_{UT}} \right) \quad (4.59)$$

ถ้าค่าแมกนิจูดของ  $V_{sat}$  มีค่าเท่ากัน ขอบสมการอย่างง่ายจะได้

$$\ln \left[ \frac{+V_{sat} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat})}{+V_{sat} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+V_{sat})} \right] = \ln \left( \frac{R_1 + 2R_2}{R_1} \right) \quad (4.60)$$

จะได้

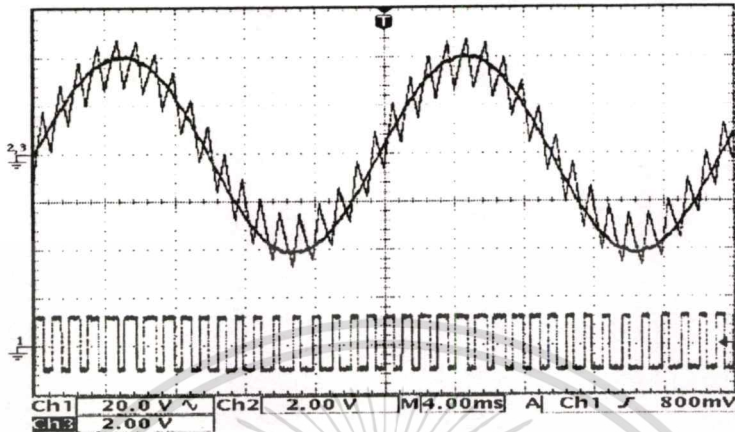
$$\frac{R_1 + 2R_2}{R_1} = 2.718$$

สามารถหาคาบเวลาได้จากสมการ

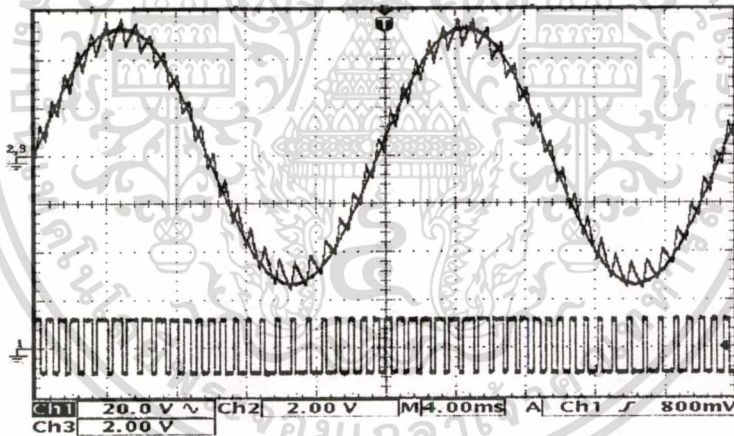
$$T = 2RC \quad (4.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 ผลการจำลองและทดลองทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นไซน์

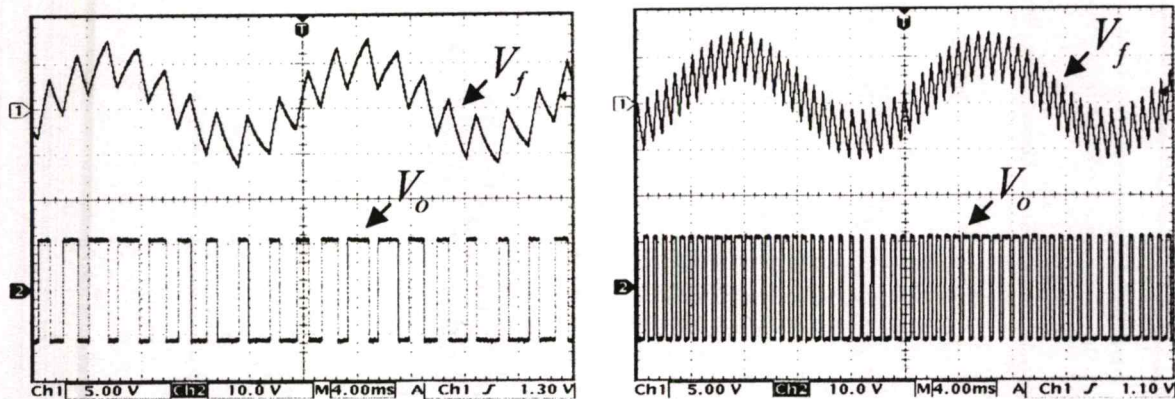


รูปที่ 4.12 ผลการทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิง

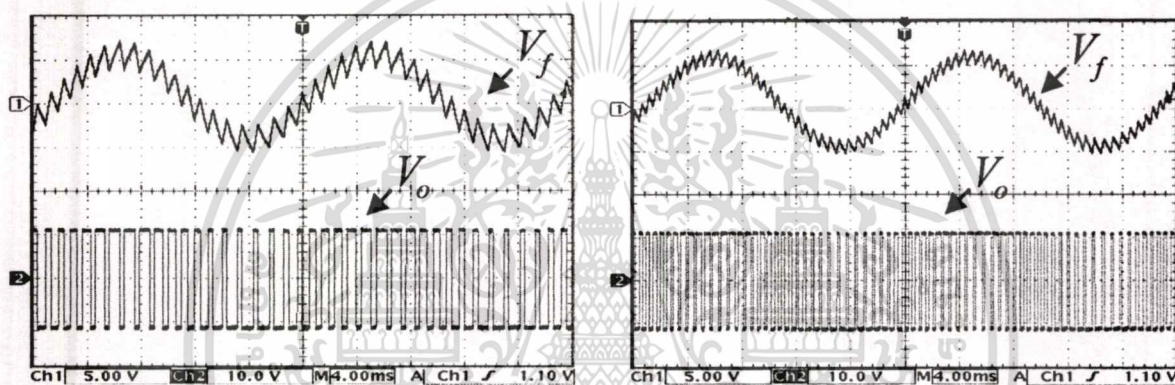


รูปที่ 4.13 ผลการทดลองวัดสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงและปรับความกว้างของฮิสเตอร์ซิส

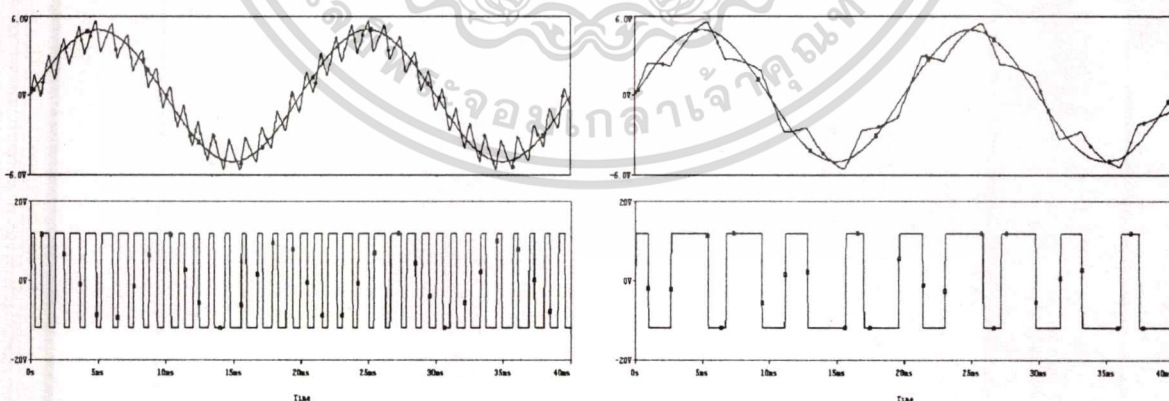
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 สัญญาณ  $V_f$  และ  $V_o$  กำหนดให้ความกว้างฮิสเตอร์ซิสตงที่แต่เปลี่ยนค่าคงที่อินทริเกรเตอร์

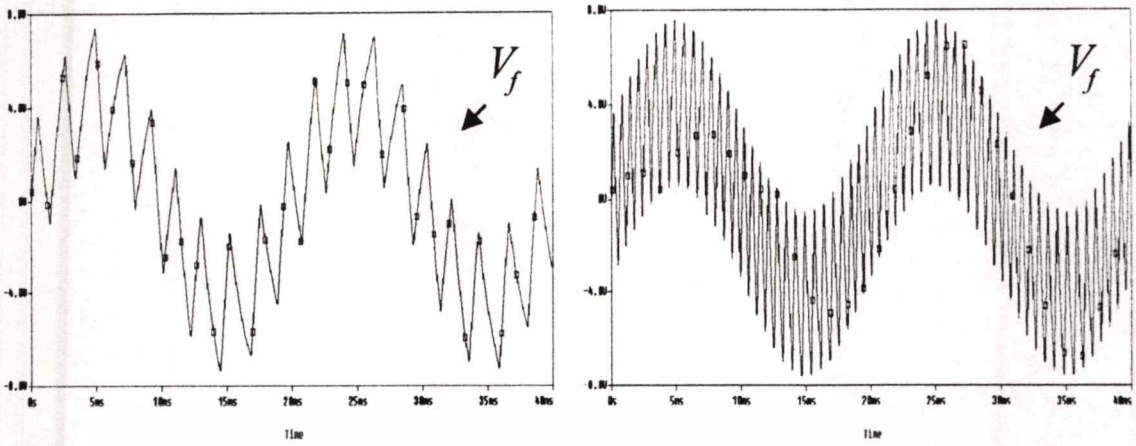


รูปที่ 4.15 สัญญาณ  $V_f$  และ  $V_o$  กำหนดให้ค่าคงที่อินทริเกรเตอร์คงที่ แต่เปลี่ยนความกว้างฮิสเตอร์ซิสต

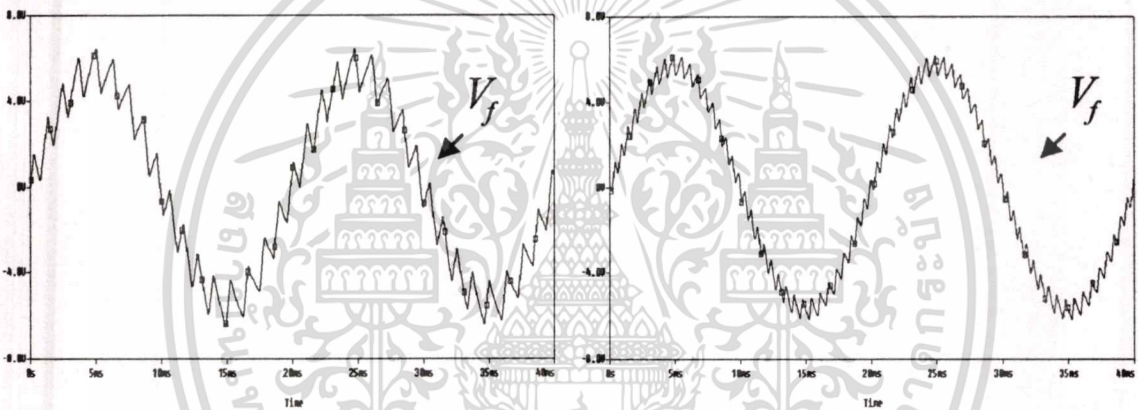


รูปที่ 4.16 ผลการจำลองสัญญาณที่โหนดต่าง ๆ ของวงจรที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงพร้อมทั้งเปลี่ยนความกว้างของฮิสเตอร์ซิสต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

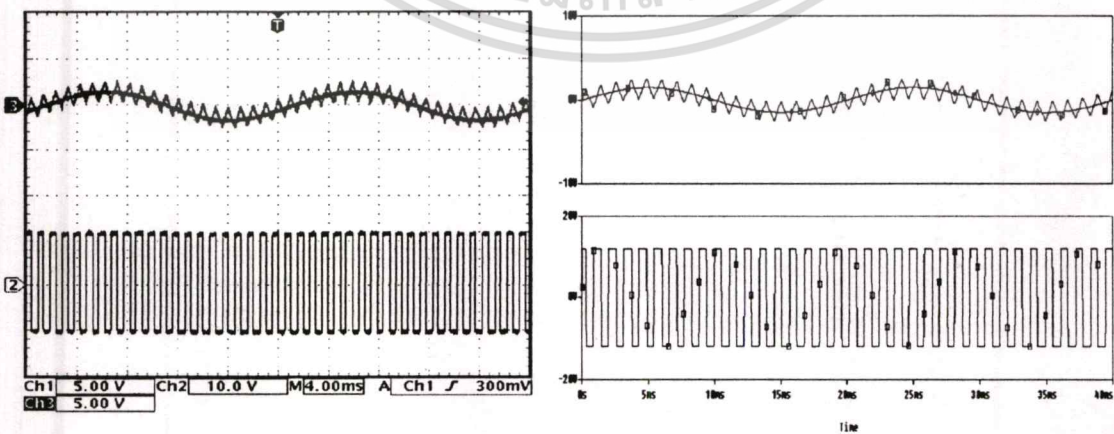


รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสัญญาณ  $V_f$  และ  $V_o$  เมื่อกำหนดให้ความกว้างฮิสเตอร์ซิสตงที่ แต่เปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์



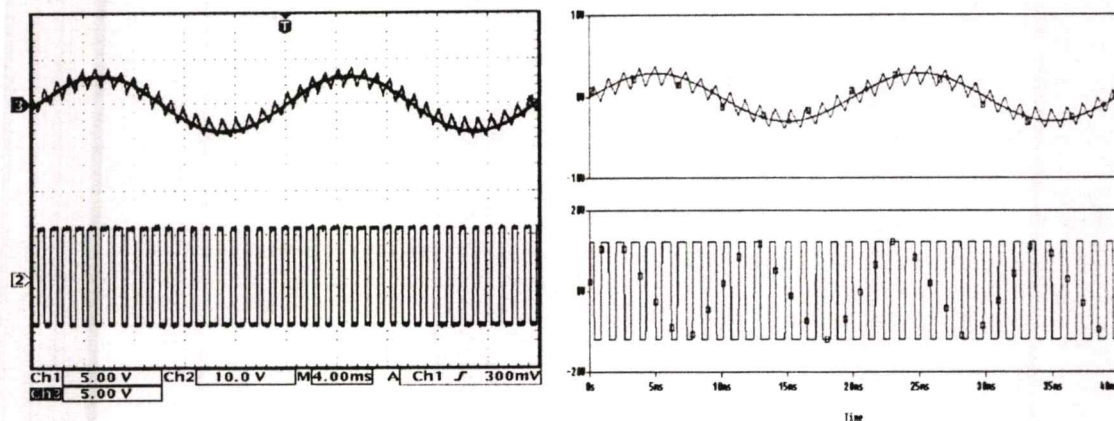
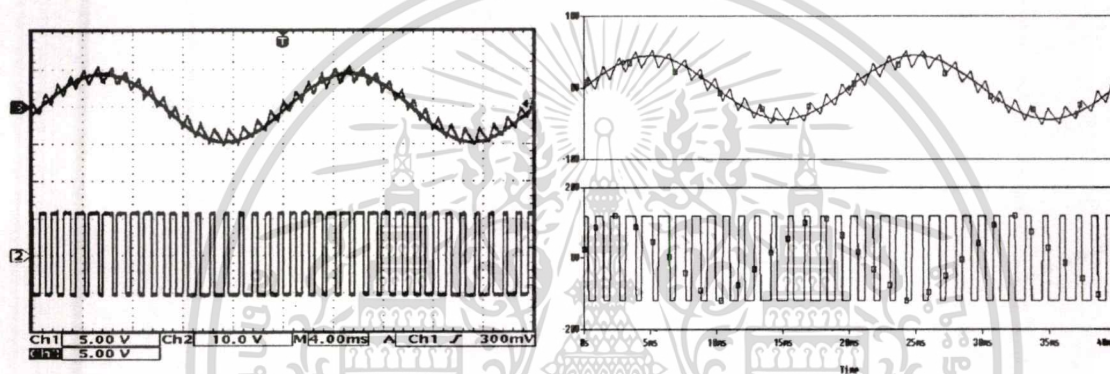
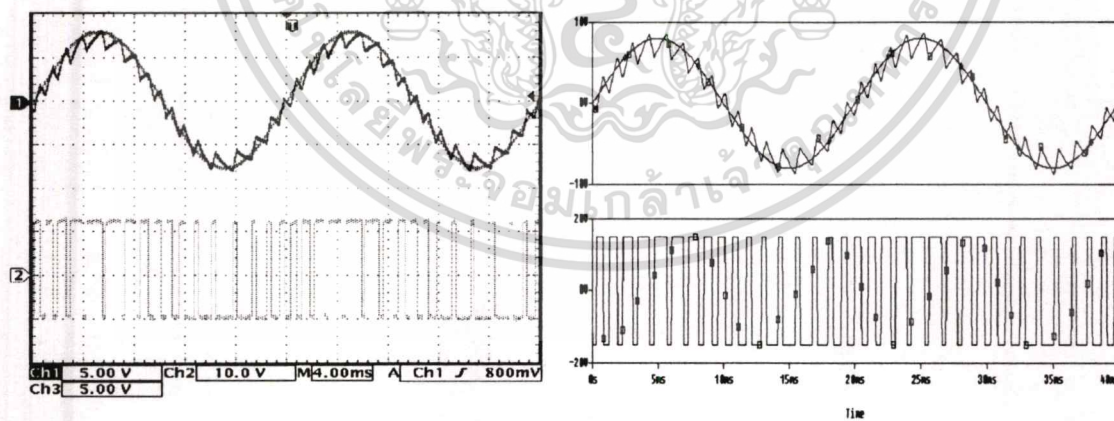
รูปที่ 4.18 ผลการจำลองสัญญาณ  $V_f$  และ  $V_o$  เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่อินทิเกรเตอร์คงที่ แต่เปลี่ยนความกว้างฮิสเตอร์ซิสต

#### 4.4.3 ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง



(ก)  $V_m = 1.5V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข)  $V_m = 3V$ (ค)  $V_m = 5V$ (ง)  $V_m = 8V$ 

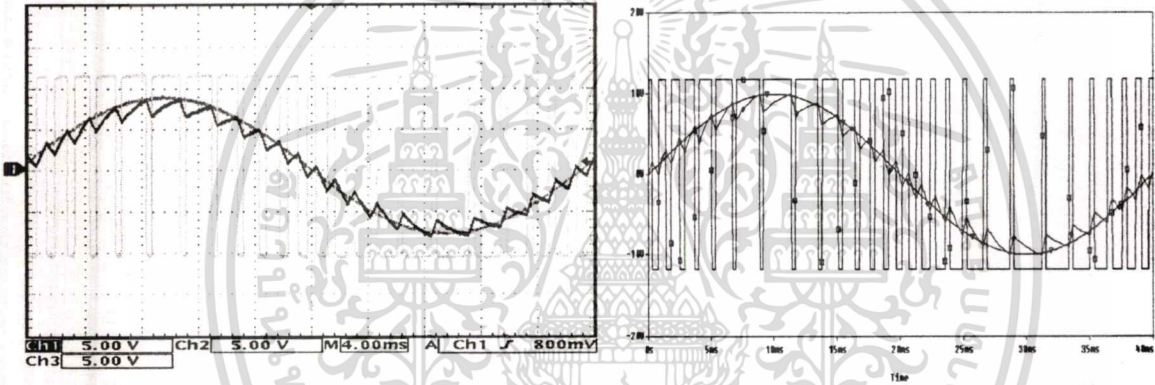
รูปที่ 4.19 (ก) (ข) (ค) และ (ง) ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ  $V_i$ ,  $V_f$  และ  $V_o$  ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนขนาดของแรงดันไซน์อ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

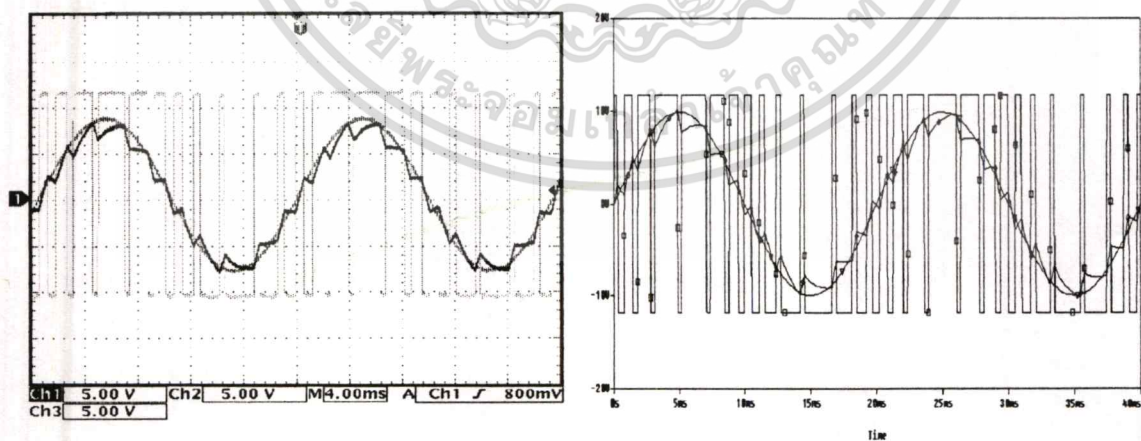
จากรูปที่ 4.19 เป็นผลการจำลองและผลการทดลองรูปคลื่นสัญญาณเคลด้าพีคดับทิวเอ็ม เมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงคงที่ที่ 50 Hz ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 1 KHz แต่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไซน์อ้างอิงหรือก็คือการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตนั่นเองพบว่า เมื่อเพิ่มขนาดของแรงดันไซน์อ้างอิงมีค่าสูงขึ้นจาก 1.5V จนถึง 8V จะสังเกตเห็นได้ว่า จำนวนพัลส์ PWM ต่อไซเคิลหรือสัญญาณสวิตช์ลดลงอย่างอัตโนมัติ ซึ่งค่าดัชนีการมอดูเลตสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยใช้สมการ

$$M = \frac{V_m \omega}{CRV_s} \quad (4.62)$$

#### 4.4.4 ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง

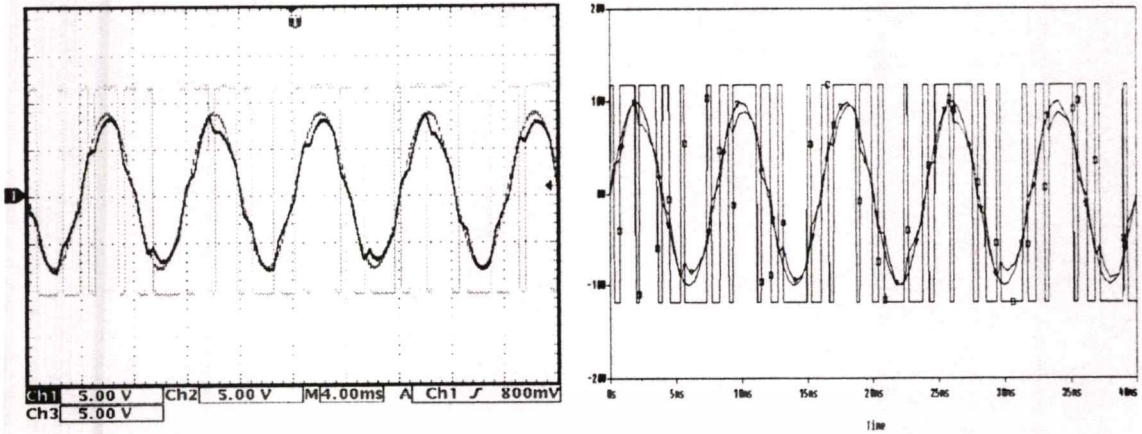


รูปที่ 4.20 รูปคลื่นสัญญาณเคลด้าตามอคูเลชั่นเมื่อความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเท่ากับ 25 Hz



รูปที่ 4.21 รูปคลื่นสัญญาณเคลด้าตามอคูเลชั่นเมื่อความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเท่ากับ 50 Hz

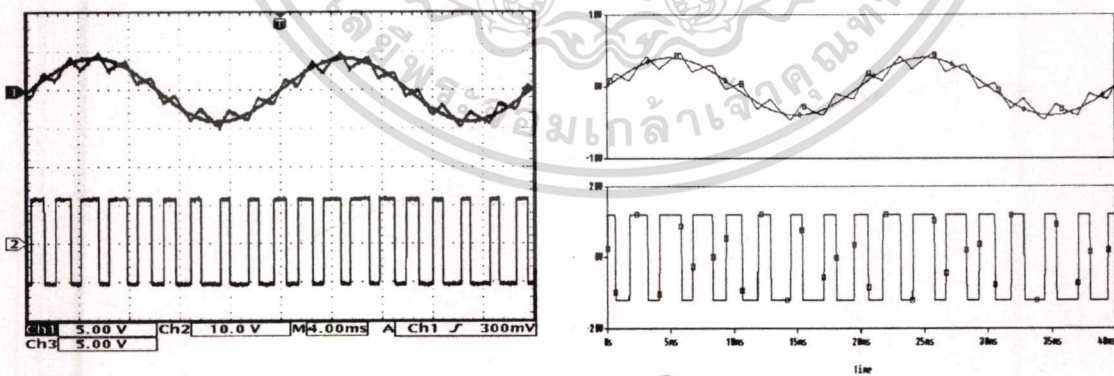
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 รูปคลื่นสัญญาณเคลด้ามอดูเลชันเมื่อความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเท่ากับ 125 Hz

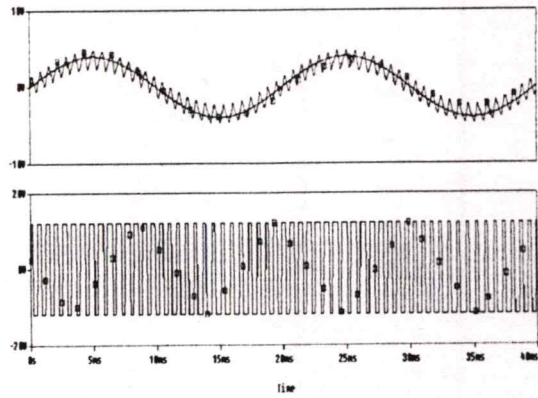
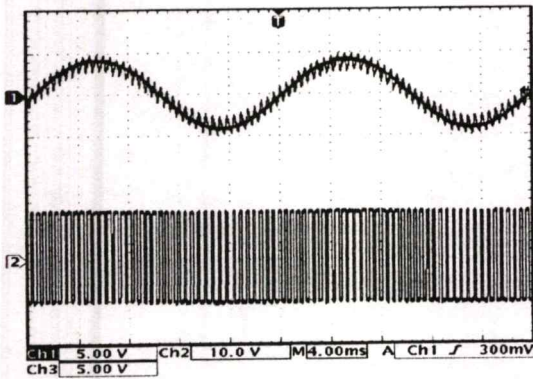
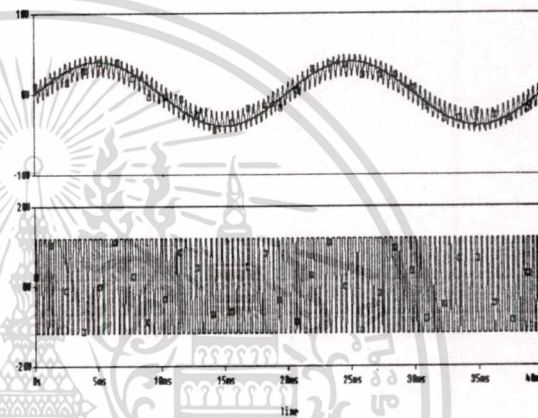
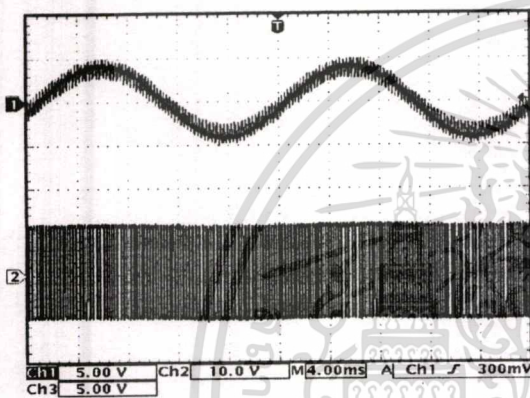
จากรูปที่ 4.20 ถึงรูปที่ 4.22 เมื่อกำหนดให้ขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงคงที่แต่มีการปรับความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้สูงขึ้น จะสังเกตเห็นว่าจำนวนครั้งของการสวิตช์จากที่ความถี่เปลี่ยนแปลงจากมากไปน้อย มีผลทำให้จำนวนพัลส์ PWM เปลี่ยนแปลงจากน้อยไปมาก โดยเมื่อความถี่สัญญาณไซน์อ้างอิงสูงขึ้นจำนวนพัลส์ PWM จะมีค่าลดลงอย่างอัตโนมัติ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของจำนวนพัลส์ PWM ดังกล่าวเราเรียกว่าเป็นการเปลี่ยน โหมดการทำงานจากโหมดพีดับบลิวเอ็มไปสู่โหมดคลื่นสแควร์

#### 4.4.5 ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์



(ก)  $R = 24 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 0.1 \mu\text{F}$

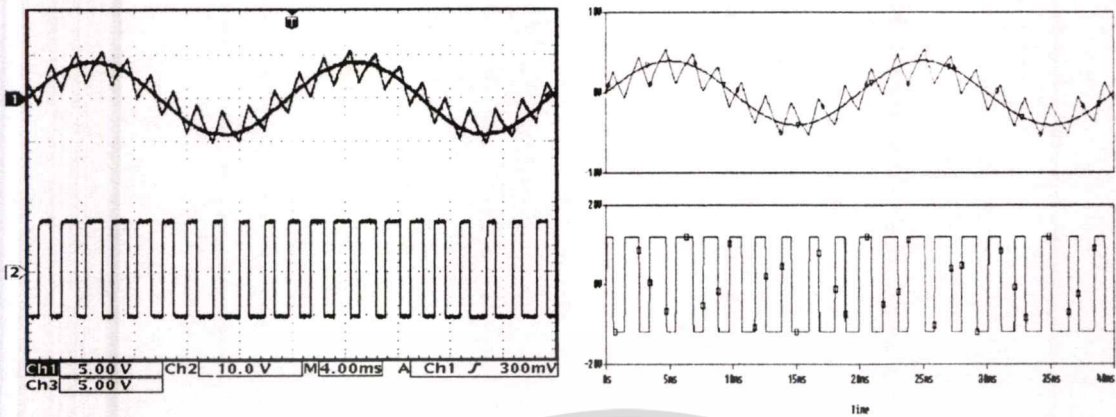
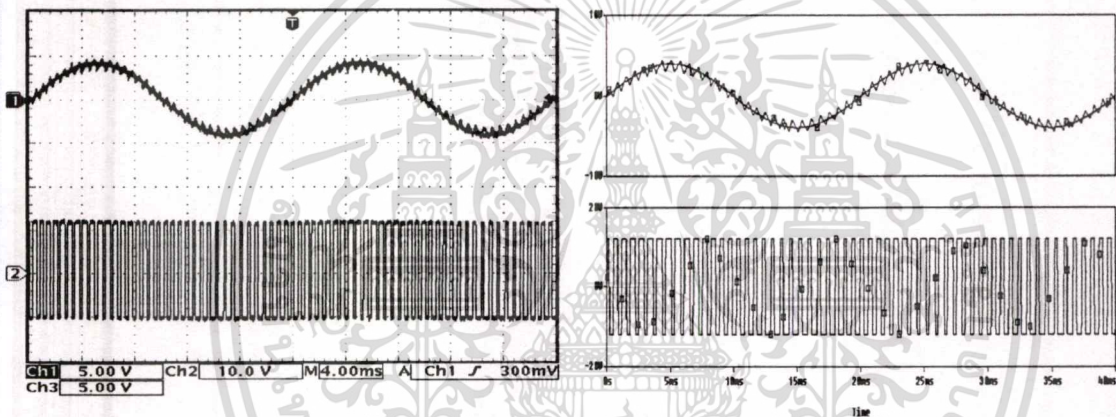
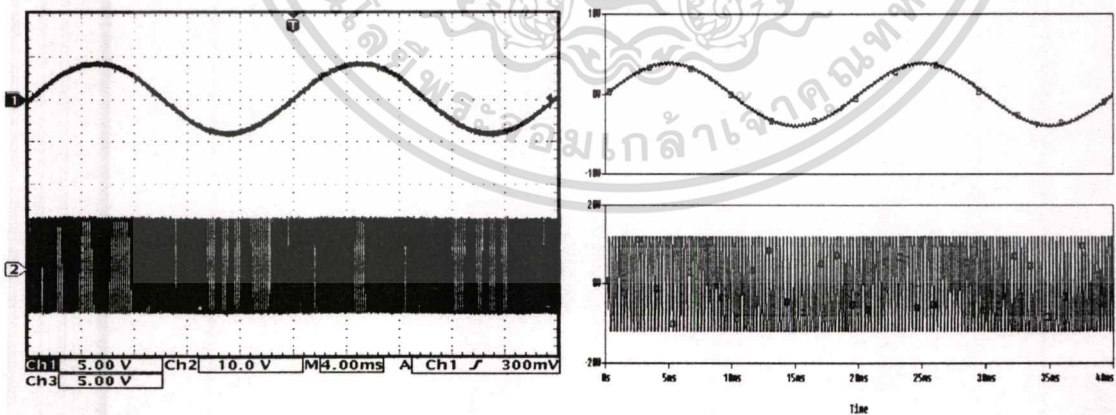
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(จ)  $R = 12 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 0.1\mu\text{F}$ (ค)  $R = 6 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 0.1\mu\text{F}$ 

รูปที่ 4.23 ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ  $V_i$  ,  $V_f$  และ  $V_o$  ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์

การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ทางเวลาของอินทิเกรเตอร์นั้น จะมีผลต่อการเปลี่ยนค่าความชันของสัญญาณแคเรียร์ เมื่อค่าความชันของสัญญาณของแคเรียร์เปลี่ยนแปลง และจะมีผลต่อความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งจะทำให้จำนวนพัลส์ PWM ของการสวิตช์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไป จากรูปที่ 4.23 (ก) (ข), และ (ค) เมื่อกำหนดให้ความถี่และขนาดของแรงดัน ไซน์อ้างอิงคงที่แต่เปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของอินทิเกรเตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ทางเวลา ก็คือการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตช์นั่นเอง

#### 4.4.6 ผลการจำลองและทดลองการเปลี่ยนค่าความกว้างของฮิสเตอรีซิส

(ก)  $\Delta V = 1.0V$ (ข)  $\Delta V = 0.5V$ (ค)  $\Delta V = 0.2V$ 

รูปที่ 4.24 ผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นสัญญาณ  $V_i$ ,  $V_f$  และ  $V_o$  ที่ความถี่ 50 Hz แต่มีการเปลี่ยนค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอรีซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.24 กำหนดให้ขนาดและความถี่ของสัญญาณอ้างอิงคงที่ แต่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของฮิสเตอร์ซิสพบว่า ถ้าค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสมีค่าน้อยลง ทำให้จำนวนพัลส์ PWM มีการสวิตช์มากขึ้น ในขณะที่ค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสมีค่ามากขึ้น จะทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์น้อยลง ซึ่งการปรับเปลี่ยนความกว้างของฮิสเตอร์ซิสก็เป็นการปรับความถี่การสวิตช์ซึ่งเช่นเดียวกัน

#### 4.5 การวิเคราะห์หาสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกของสัญญาณการมอดูเลตแบบเดลตา

ในการวิเคราะห์หาค่าแรงดันฮาร์โมนิกของสัญญาณการมอดูเลตแบบเดลตาที่นำเสนอในบทความ [1],[2] จะใช้อนุกรมฟูเรียร์ กระจายหาค่าฮาร์โมนิก ของสัญญาณการมอดูเลตจากจำนวนพัลส์ต่อไซเคิลของการสวิตช์หรือตำแหน่งมุมของการสวิตช์จากสมการที่ (4.29) เราจะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการมอดูเลต จะมีผลต่อจำนวนพัลส์ต่อไซเคิลของการสวิตช์ หรือมุมของการสวิตช์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตาม ไปด้วยดังแสดงในรูปที่ 3.6 และเป็นผลสืบเนื่องต่อไปถึงสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณมอดูเลตขาออกด้วยโดยองค์ประกอบของการมอดูเลตจากสมการที่ (4.29) คือ 1. คือค่าคงที่ทางเวลาของภาคอินทิเกรต 2. ค่าความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิส 3. ขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงและ 4.คือความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิง ซึ่งสัมพันธ์กับของอนุกรมฟูเรียร์ กำหนดได้ดังนี้[9-11]

$$A_n = \frac{2V_s}{n\pi} \sum_{k=1,2,\dots}^N (-1)^{k+1} (\text{Sinn } \alpha_k - \text{Sinn } \alpha_{k-1}) \quad (4.62)$$

$$B_n = \frac{2V_s}{n\pi} \sum_{k=1,2,\dots}^N (-1)^{k+1} (\text{Cosn } \alpha_{k-1} - \text{Cos } \alpha_k) \quad (4.63)$$

ขณะที่

$N$  คือจำนวนพัลส์ต่อไซเคิล และ  $\alpha_k$  คือตำแหน่งมุมของจำนวนพัลส์ต่อคล็อกไซเคิลที่  $k$  ตัว

$V_s$  คือแรงดันที่ติชชีบัส

แรงดันฮาร์โมนิกอันดับที่  $n$  ของรูปคลื่นพัลส์วิดุมอดูเลชันแบบเดลตา กำหนดโดย

$$V_{on} = (A_n^2 + B_n^2)^{1/2} \quad (4.64)$$

ขณะที่  $n$  คือ อันดับฮาร์โมนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.6 การวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์จากกราฟคุณสมบัติ

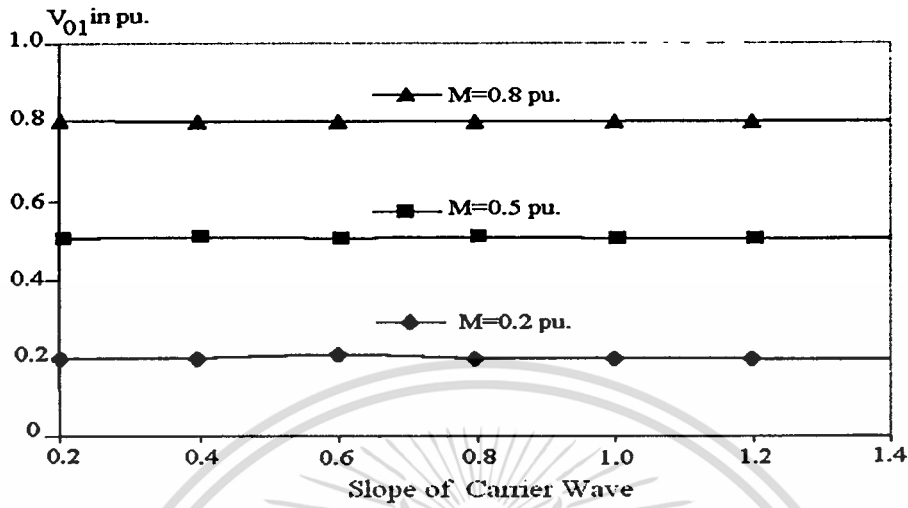
จากผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองที่ผ่านมา สามารถยืนยันได้ว่า วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ โดยอาศัยวงจร อาร์ซี มัลติไวเบรเตอร์ ที่เป็นวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรอาร์-ซี ฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ สามารถนำมาเป็นวงจรสร้างสัญญาณแบบพัลส์วิดมอดูเลชัน เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ พบว่าการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ PWM และความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ เป็นต้น ซึ่งพารามิเตอร์ของวงจรที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วนั้นได้แก่ การเปลี่ยนแปลงขนาดและความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต และขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ จะวิเคราะห์ด้วยกราฟคุณสมบัติของพารามิเตอร์ โดยพิจารณาจาก ค่าความถี่ในการสวิตซ์ ค่าแรงดันมูลฐาน และสเปคตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่ดับบลิเวียม กราฟคุณสมบัติของพารามิเตอร์มอดูเลเตอร์ที่ได้จากการทดลองและจำลองเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ ได้ตั้งสมมุติฐานของการทำงานไว้ดังต่อไปนี้

1. แรงดันเชื่อม โยงกระแสตรงของอินเวอร์เตอร์ปราศจากการกระเพื่อมของแรงดัน โดยการทดสอบได้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแทนวงจรเรียงกระแสซึ่ง ใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่กรองแรงดันให้เรียบ เพื่อให้ผลการวิเคราะห์ถูกต้องมากที่สุด กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1.0 pu.
2. อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เป็นอุดมคติ
3. อิมพีแดนซ์ของโหลด ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เป็นความต้านทาน เลือกให้มีค่าเท่ากับ 1.0 pu.

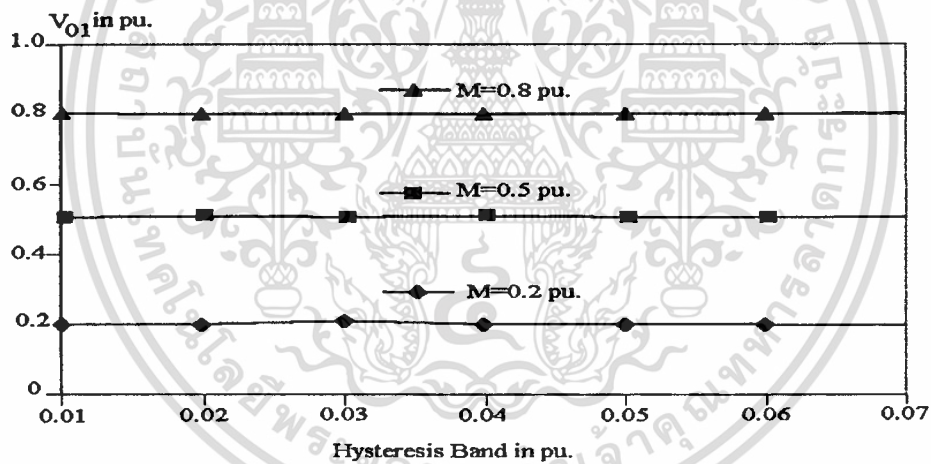
สำหรับการทดลองการปรับพารามิเตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ สามารถทำได้โดยการปรับความต้านทาน  $R$  เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ ปรับค่าความต้านทาน  $R_1$  เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส ส่วนดัชนีการมอดูเลตปรับได้จากขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิง

จากกราฟรูปที่ 4.25 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับต่อขนาดของแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับนั้น ไม่มีผลต่อขนาดของแรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ เมื่อเพิ่มค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับมากขึ้นขนาดของแรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ยังคงเท่าเดิมที่ค่าดัชนีการมอดูเลตนั้น ๆ ส่วนการเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตให้สูงขึ้น แรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาต์

พุดของอินเวอร์เตอร์ก็จะสูงขึ้นตาม และเมื่อลดค่าดัชนีการมอดูเลต แรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุดของอินเวอร์เตอร์ก็จะต่ำลงตาม

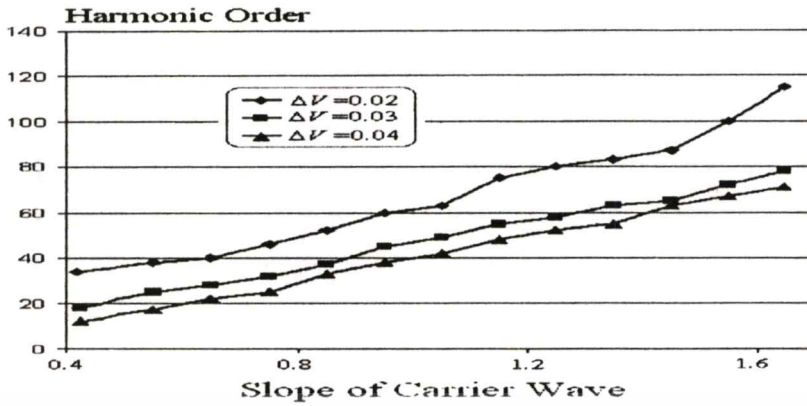


รูปที่ 4.25 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสัญญาณป้อนกลับกับแรงดันมูลฐาน



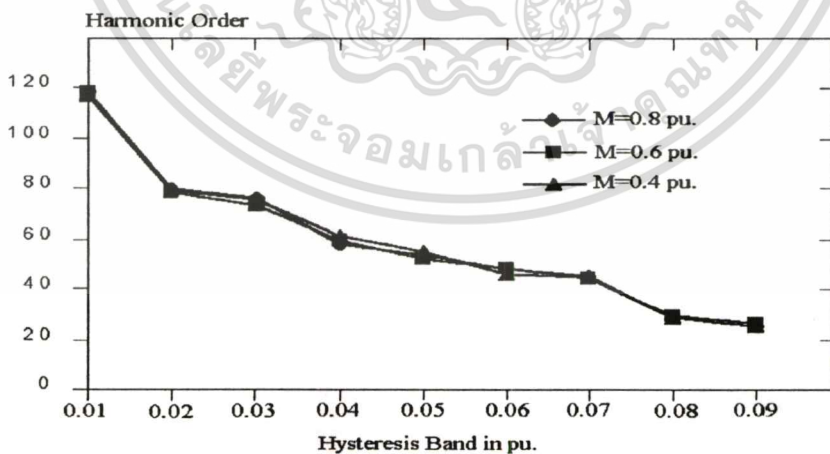
รูปที่ 4.26 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสกับแรงดันมูลฐาน

จากกราฟรูปที่ 4.26 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสกับแรงดันของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุดของอินเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสจะมีค่ามากหรือน้อย จะไม่มีผลต่อขนาดของแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุดของอินเวอร์เตอร์ซึ่งให้ผลเช่นเดียวกันกับในรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.27 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับกับอันดับของฮาร์โมนิกส์

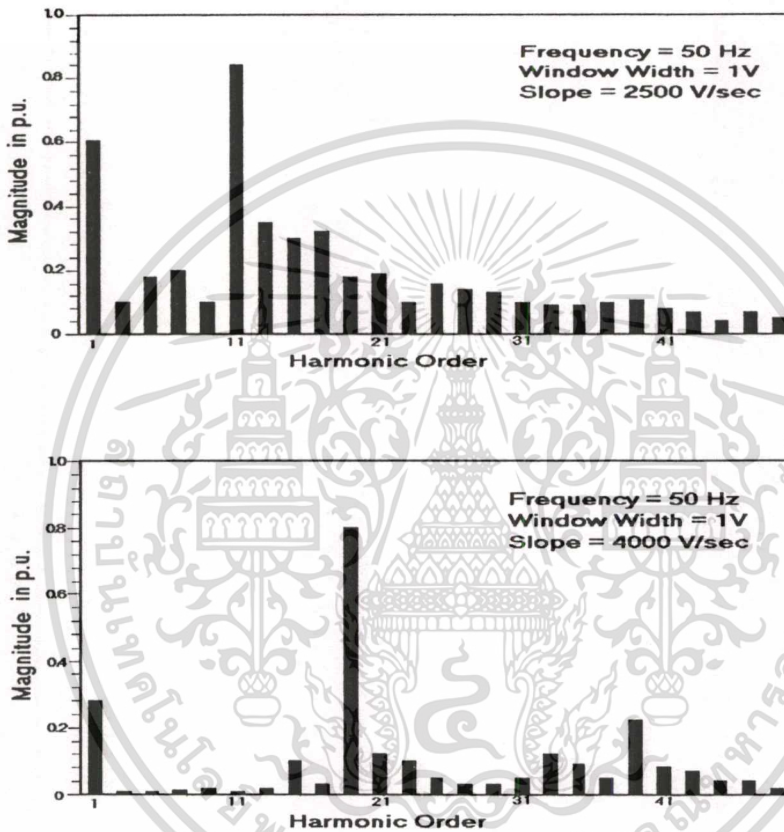
จากรูปกราฟที่ 4.27 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงความชันของสัญญาณป้อนกลับ โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R$  หรือก็คือ การเปลี่ยนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับ จะทำให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น และจากรูปกราฟแสดงให้เห็นว่า ค่าความชันที่มีค่าสูง จะเป็นผลให้อันดับของฮาร์โมนิกส์เลื่อนออกจากองค์ประกอบมูลฐาน ดังนั้นเพื่อที่จะเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของชุดฟิลเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้นเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการเอาท์พุทคงที่ที่สามารถทำได้โดยการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์เช่นเดียวกันกับการปรับค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 4.28 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสกับอันดับของฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

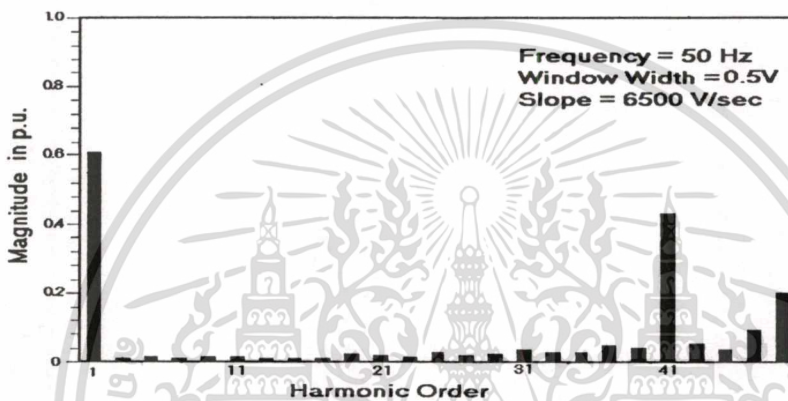
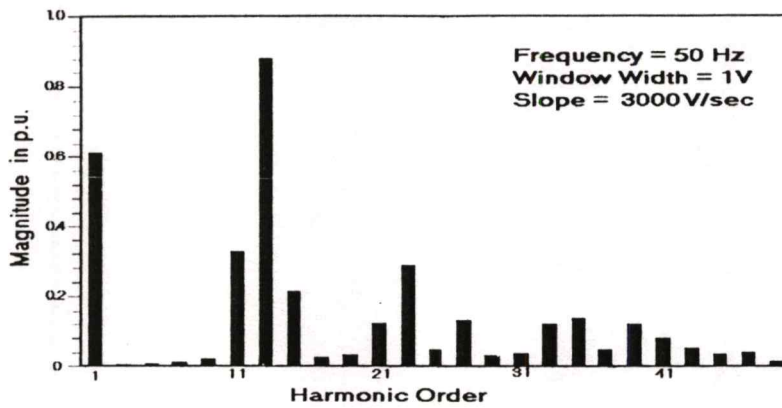
จากรูปที่ 4.28 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตต่ออันดับของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการสวิตซ์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ จากรูปพบว่า การเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตไม่มีผลต่ออันดับของฮาร์โมนิกส์แต่มีผลต่อขนาดของฮาร์โมนิกส์ ซึ่งถ้ากำหนดให้ค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูง อันดับของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งจะมีค่าต่ำลง และถ้าค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสมีค่าต่ำลงจะทำให้ อันดับของฮาร์โมนิกส์เลื่อนออกห่างจากองค์ประกอบมูลฐาน หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ การปรับความถี่ในการสวิตซ์นั่นเอง



รูปที่ 4.29 ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ของวงจรเซลล์ตามอคูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4

จากรูปที่ 4.29 แสดงสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ค่าคงที่ทางเวลาหรือการปรับค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับของวงจรเซลล์ตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างทั่วไป เมื่อปรับพารามิเตอร์ดังกล่าวเพิ่มขึ้นจาก 2500 V/Sec เป็น 4000 V/Sec สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ได้ แต่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง ส่งผลถึงการด้านประโยชน์ในด้านพลังงานน้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ของวงจร  
 เผลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.30 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับพารามิเตอร์ของวงจรเผลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับและการปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส จาก 3000 V/Sec เป็น 6500 V/Sec และ 1V เป็น 0.5V ตามลำดับ โครงสร้างของวงจรเผลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับต่ำโดยไม่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง

## 4.7 สรุป

วงจรเผลตามอคูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอที่มีโครงสร้างแบบใหม่และประหยัด ซึ่งใช้วงจร อาร์ซี มัลติไวเบรเตอร์ สามารถที่จะปรับเปลี่ยนเพาเพอร์เน็คทีบลิวิตีได้โดยการปรับพารามิเตอร์ของวงจร ซึ่งได้แก่ การเปลี่ยนแปลงขนาดและความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต และขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส วงจรที่นำเสนออย่าง ไม่ยุ่งยากซับซ้อน จากผลการทดลองและการ

จำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ใช้โครงสร้างของวงจรรอรีซี มัลติไวเบรเตอร์ สามารถสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มได้ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์อ้างอิง สามารถที่จะนำไปใช้เป็นชุดกำเนิดสัญญาณขับนำสวิทช์ ของอินเวอร์เตอร์ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

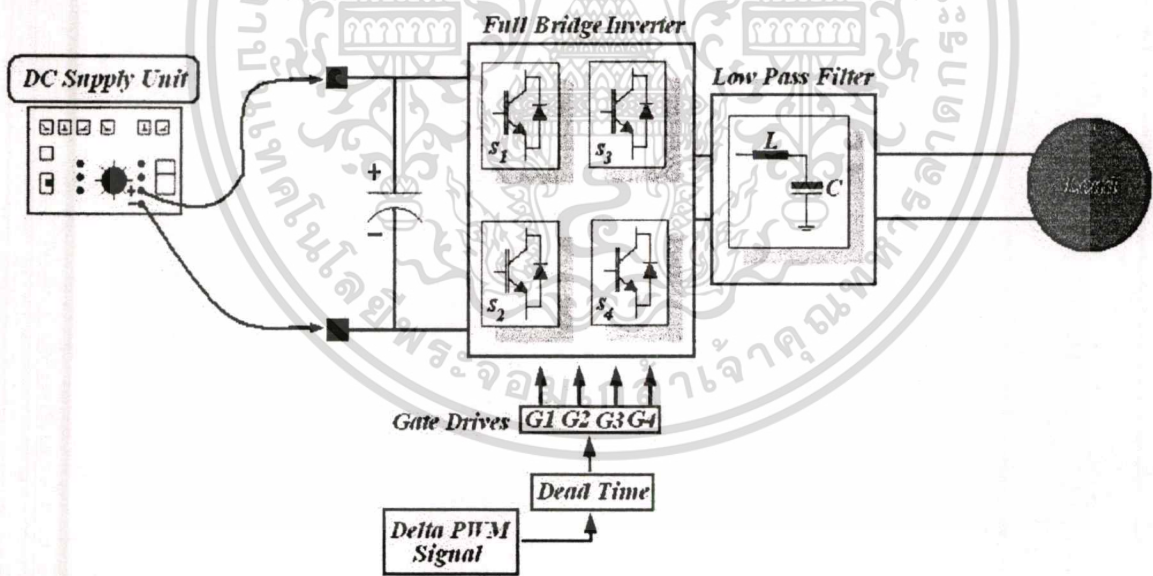
# บทที่ 5

## วงจรกำลังและวงจรควบคุมสำหรับสแตติกพีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรกำลังและวงจรควบคุมทั้งหมดที่ได้สร้างและออกแบบขึ้นเพื่อทดสอบระบบการทำงานของวงจรเคลื่อนตามอคูเลเตอร์แบบใหม่ที่อาศัยโครงสร้างพื้นฐานของวงจร ะสแตเบิลมัลติไวด์เบรเตอร์ โดยนำไปทดสอบร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายแรงดันคัสต์ซิปส์ตงที่หรือที่เรียกว่าสแตติกอินเวอร์เตอร์โดยออกแบบให้อินเวอร์เตอร์มีคุณสมบัติที่จะสามารถจ่ายโหลดขนาด 500 VA โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟส ที่มีการจ่ายโหลดเป็นความต้านทาน ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และถูกนำไปทดสอบกับมอเตอร์ไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้สำหรับงานที่ต้องการความถี่ด้านเอาท์พุทคงที่และไม่คงที่

### 5.2 วงจรกำลังที่ออกแบบและจัดสร้างขึ้น



รูปที่ 5.1 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบระบบการทำงานของวงจรเคลื่อนตามอคูเลเตอร์

ในรูปที่ 5.1 แสดงวงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบระบบการทำงานของวงจรเคลื่อนตามอคูเลเตอร์ซึ่งรายละเอียดของวงจรแต่ละส่วนจะได้กล่าวและนำเสนอในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 ชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง( DC Supply Unit )

ชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบวงจรเรกติไฟเออร์เพื่อให้การวิเคราะห์กราฟคุณสมบัติพารามิเตอร์ของวงจรเคเลดามอเตอร์ที่นำเสนอ ซึ่งในส่วนของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ปราศจากการกระเพื่อมของแรงดันตรงตามสมมุติฐาน

## 5.3 วงจรกรองแรงดันให้เรียบ

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนี้ จะใช้สำหรับกรองแรงดันที่ส่งแรงดันมาจากชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบมากยิ่งขึ้น เพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโตรไลต์ขนาด 330 ไมโครฟารัด 450 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอแล้ว

## 5.4 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากชุดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและจัดสร้างเป็นแบบจ่ายแรงดันแต่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์เป็นแบบสแตติค โดยออกแบบให้อินเวอร์เตอร์สามารถที่จะจ่ายโหลดขนาด 500 VA ซึ่งใช้ ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีพิคัก 40A 600V รุ่น G20N60B3D

## 5.5 วงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์( Output Low Pass Filter)

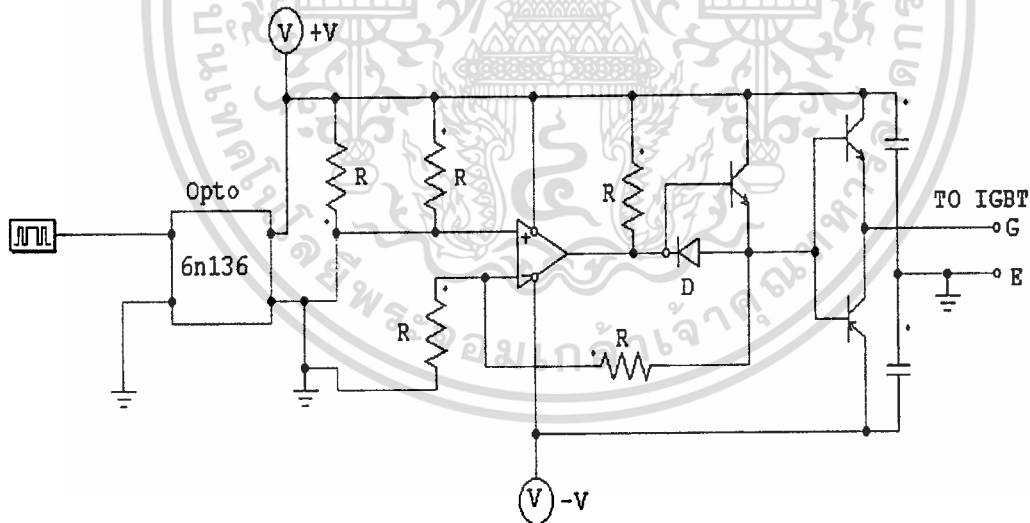
วงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์หรือวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำที่ทำให้ฮาร์โมนิกส์ทางด้านเอาต์พุตของรูปคลื่นอินเวอร์เตอร์ มีค่าลดลง ซึ่งวงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์จะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ต่อเข้าด้วยกันรูปคลื่นอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการสวิตซ์นั้นจะประกอบด้วยคลื่นที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์ ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์อันดับต่าง ๆ ผสมกันอยู่รูปคลื่นที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์นั้นมีฮาร์โมนิกส์หลายอันดับที่กลายเป็นศูนย์ถ้าอันดับของฮาร์โมนิกส์เพิ่มสูงขึ้น โดยการปรับความถี่สวิตซ์ในขณะเดียวกันขนาดของฮาร์โมนิกส์ก็จะลดลงไปด้วย ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบวงจรเอาต์พุตฟิลเตอร์ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำมีค่า 1 mH และค่าความจุของคาปาซิเตอร์ 330  $\mu$ F

## 5.6 วงจรประวิงเวลา( Dead Time Circuit )

วงจรประวิงเวลาทำหน้าที่แยกสัญญาณ โดยการสร้างเคาท์ไทม์ที่ไปควบคุม IGBT ตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันของวงจรถานอินเวอร์เตอร์ ไม่ให้ทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะในการทำงานอันเป็นผลมาจากสต่อเรจไทม์ของ IGBT ที่เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้ ซึ่งหลักการสร้างวงจรประวิงเวลาหรือวงจรเคาท์ไทม์ โดยการสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของ IGBT ทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ  $4\mu\text{S}$

## 5.7 วงจรขับนำสวิตช์( Gate Drives Circuit )

สัญญาณควบคุมการทำงานของ IGBT ที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรขับนำสวิตช์ก่อนส่งไปยัง IGBT เนื่องจาก IGBT ในวงจรถานอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวจะทำงานที่ความต่างศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกันจำเป็นต้องมีการแยกกราวด์ของ IGBT แต่ละตัว และนอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง เพื่อที่จะแยกสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มจากวงจรควบคุมและวงจรกำลังออกจากกันซึ่งอาจใช้พัลส์ทรานฟอร์เมอร์หรือออปโตไดโอด ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ออปโตไดโอดซึ่งเป็นอุปกรณ์แยกกราวด์โดยใช้แสง ดังนั้นการแยกกราวด์โดยใช้ออปโตไดโอดจะต้องสร้างวงจรไฟเลี้ยงที่เป็นอิสระต่อกันเพื่อจ่ายให้กับส่วนวงจรขับสวิตช์ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรขับนำสวิตช์ 1 ชุดที่ได้ออกแบบ

## 5.8 วงจรสร้างสัญญาณคลื่นไซน์

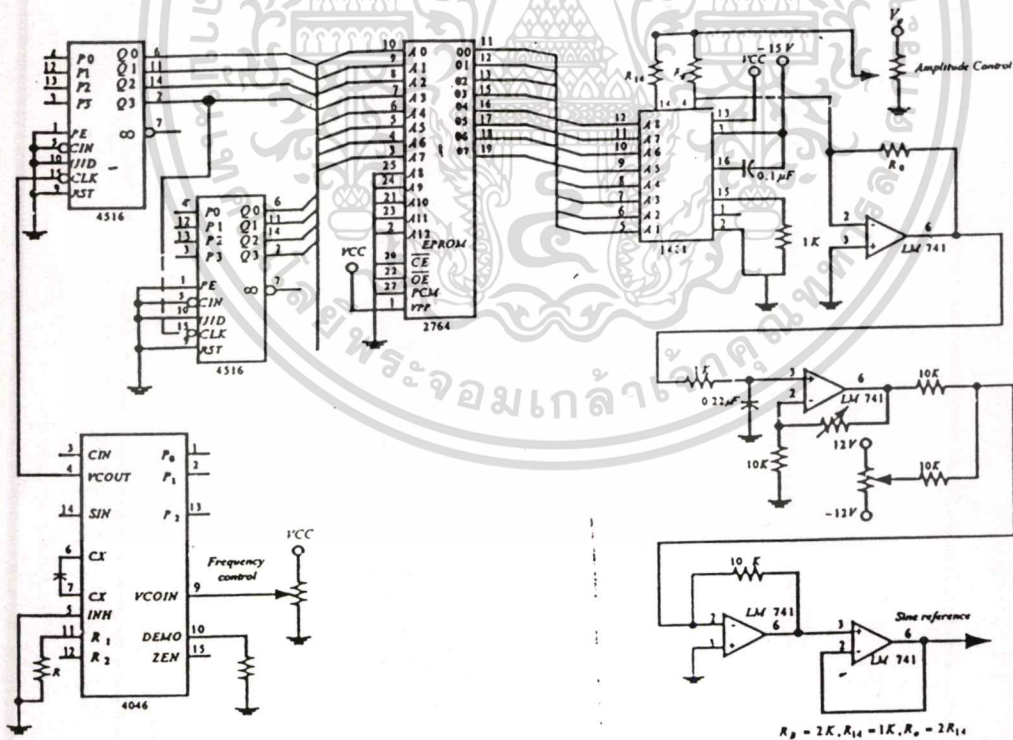
เป็นวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง โดยการเก็บข้อมูลในรูปของ Look up table ในหน่วยความจำแบบ EPROM ซึ่งเป็นข้อมูลแบบดิจิทัลที่แทนค่าแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ที่มุมต่าง ๆ โดยค่าความละเอียดของรูปคลื่นไซน์จะขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บในรูปเลขฐานสิบหกคั้งสมการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_m \sin \omega t = \frac{V_{ref} R_o}{R_{14}} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{V_{ref} R_o}{R_B}$$

- เมื่อ  $V_m$  คือ แรงดันสูงสุดของคลื่นไซน์
- $V_{ref}$  คือ แรงดันอ้างอิง
- $A_1 - A_8$  คือ ข้อมูลที่แปลงเป็นเลขฐานสอง
- $R_0, R_{14}, R_B$  คือ ค่าความต้านทาน ;  $R_B = 2R_{14}$

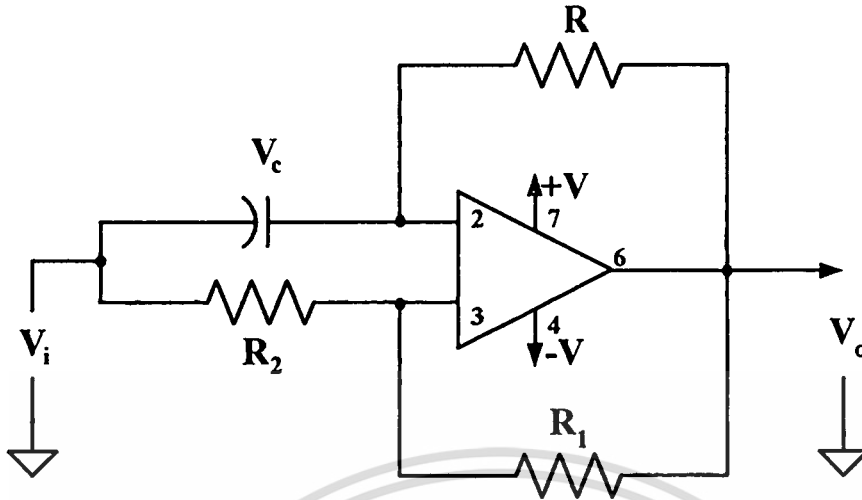
ในการนำข้อมูลออกมาใช้งานจะใช้วิธีการอั้งแอดเดรสในการเปิดตาราง โดยการอั้งแอดเดรสจะใช้ไอซีเบอร์ 4516 เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกาและใช้ไอซีเบอร์ 4046 เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา เริ่มการนับจาก 0-255 หรือนับลงจาก 255-0 เป็นการนับคลื่นไซน์ครบหนึ่งไซเคิล แล้วรีเซ็ตกลับมานับหนึ่งใหม่เพื่อสร้างสัญญาณคลื่นไซน์ถัดไปและใช้ไอซีเบอร์ 1408 ที่เป็น DAC ในการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกของรูปไซน์ที่เอาท์พุทของ EPROM โดยสามารถที่จะควบคุม Voltage Command เพื่อปรับแอมปริจูดคลื่นไซน์แล้วผ่านวงจร Current to Voltage Converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันคลื่นไซน์ที่นำไปใช้งาน แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อั้งอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.9 วงจรควบคุมโดยใช้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ



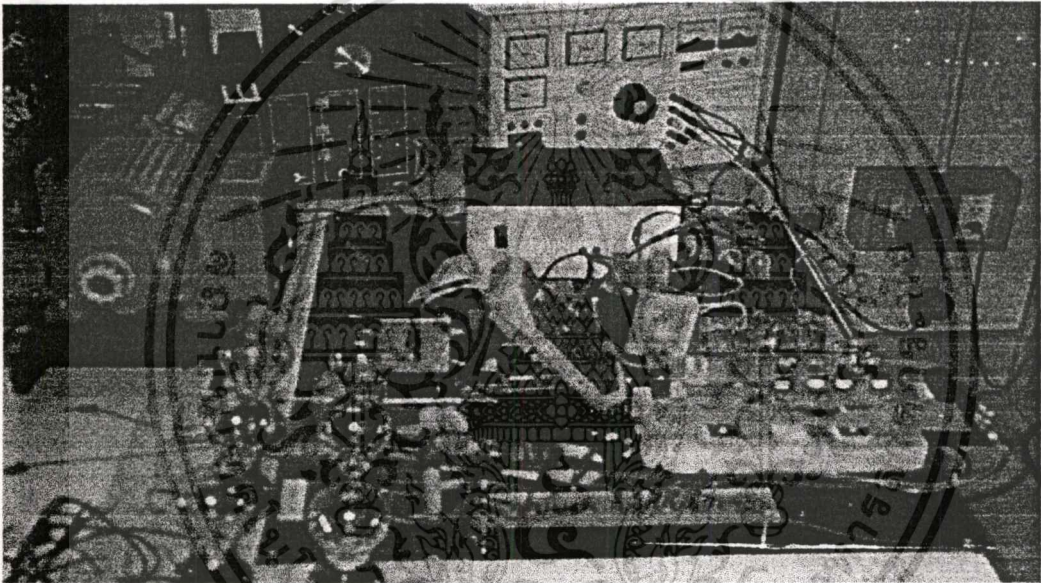
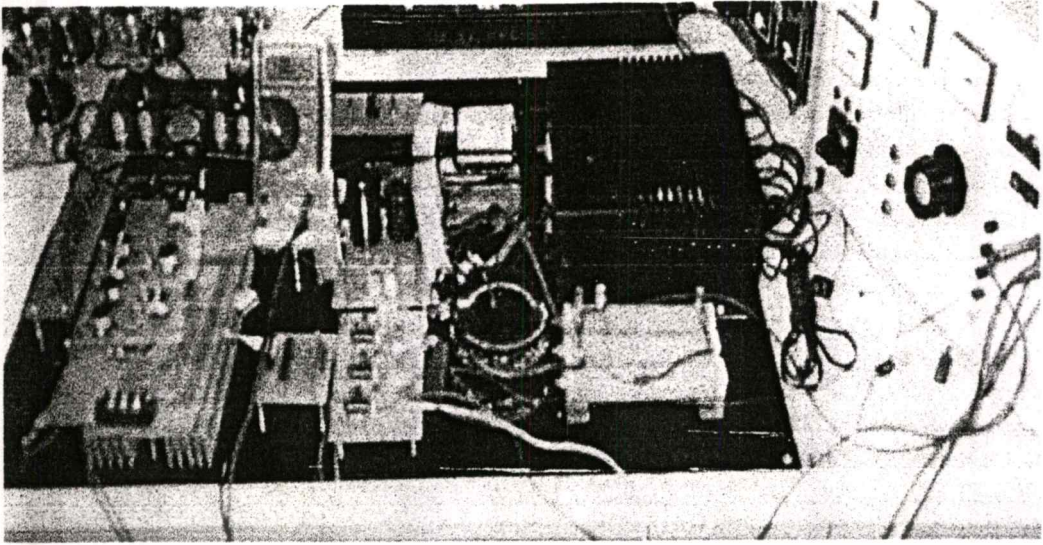
รูปที่ 5.4 วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 5.4 จะประกอบด้วยออปแอมป์เบอร์ LF351 ตัวต้านทาน  $R_1$  มีค่าเท่ากับ  $100\text{K}\Omega$  ตัวต้านทาน  $R_2$  มีค่าเท่ากับ  $10\text{K}\Omega$  ตัวต้านทาน  $R$  เป็นแบบปรับค่าได้ มีค่าเท่ากับ  $0-100\text{K}\Omega$  และ ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ  $0.1\mu\text{F}$  การทำงานของวงจรจะกำหนดความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งได้จากต่อ  $V_i$  ลงกราวด์วัดความถี่ของสัญญาณ  $V_o$  ที่ตกคล่อมตัวเก็บประจุให้ได้ตามที่ต้องการ จากนั้นป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์จากวงจรในรูปที่ 5.3 วงจรที่นำเสนอจะสามารถกำเนิดสัญญาณที่ดับปลิวเอ็มแบบเคลตา

## 5.10 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์

เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ ที่นำเสนอโดยใช้ฮาร์ดแวร์สร้างพื้นฐานของวงจรอะอสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานที่ดับปลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เครื่องต้นแบบที่ออกแบบและจัดสร้างขึ้นมีทั้งวงจรควบคุมและวงจรภาคกำลังที่มีทั้งภาคฟิลเตอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟส เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ดังกล่าวได้ไปทดสอบกับโหลดที่สภาวะต่าง ๆ สำหรับวงจรควบคุมนั้นได้ทำการคิดลงบนแผ่น PCB เพื่อลดปัญหาต่าง ๆ เช่นสัญญาณรบกวน สำหรับไอซีบีทีได้ยึดติดกับแผ่นระบายความร้อน อุปกรณ์ชุดควบคุมให้อยู่ใกล้กันที่สุดเพื่อลดอิมพีแดนซ์ของสายป้องกันสัญญาณรบกวนเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ของวงจรเคลตามอดูเลเตอร์ถูกแสดงให้เห็นในรูปที่ 5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบวงจรเคลตามอคูเลเตอร์ ที่นำเสนอ

## 5.11 สรุป

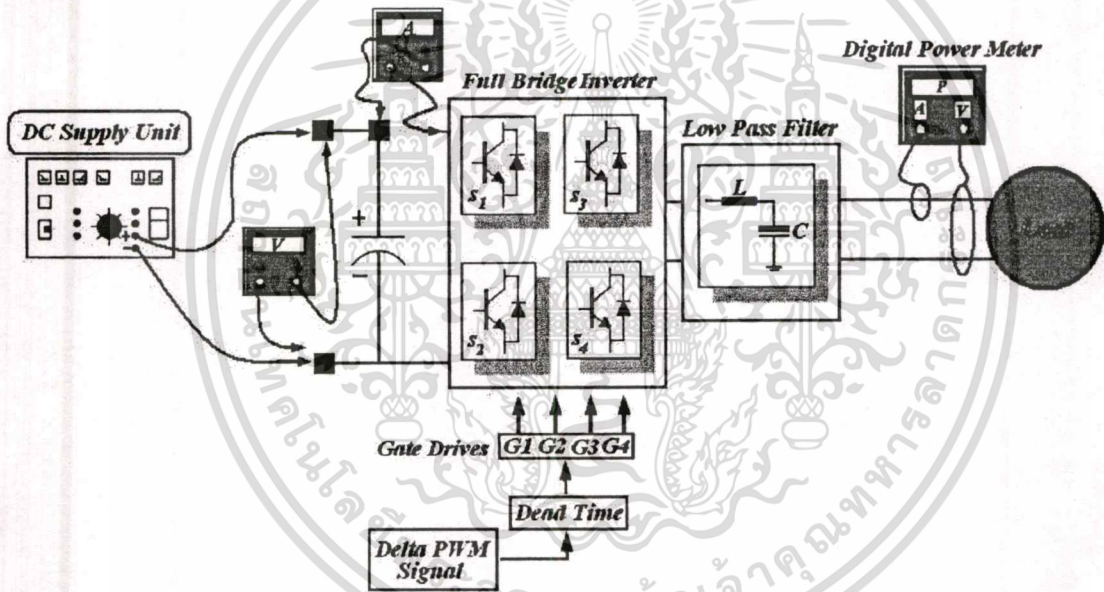
ในบทนี้ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟสและวงจรควบคุมเคลตามอคูเลเตอร์ ที่นำเสนอโดยใช้อาศัยโครงสร้างพื้นฐานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ตลอดจนระบบวงจรกำลังซึ่งมีการแสดงและอธิบายไว้อย่างละเอียด วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดหนึ่งเฟสที่ควบคุมด้วยวงจรที่นำเสนอ จะถูกนำไปทดสอบกับการจ่ายโหลดที่เป็นความต้านทาน และความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเพื่อ ยืนยันว่าวงจรที่ได้มีการสังเคราะห์วิเคราะห์ วงจรที่นำเสนอนั้นทำงานได้อย่างถูกต้อง รวมถึงชิ้นงานที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบในงานวิจัยนี้และการศึกษาและวิจัยในอนาคตต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น ซึ่งใช้วงจรเคลตามอคูเลเตอร์ ที่นำเสนอ โดยอาศัยโครงสร้างพื้นฐานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขับนำสวิทช์ โดยอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสามารถจ่ายโหลดขนาด 500VA ซึ่งนำไปทดสอบกับโหลดที่เป็นความต้านทาน และความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ได้มีการทดสอบเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความถี่เอาท์พุทคงที่และไม่คงที่ และยังได้ทดสอบหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส วงจรที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัดถูกแสดง ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 วงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด

ผลการทดสอบของอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น ซึ่งใช้วงจรอาร์-ซี มัลติไวเบรเตอร์ สร้างสัญญาณพัลส์วิดมอคูเลชันแบบเคลตา ที่ได้นำเสนอ นี้จะเปรียบเทียบกับวงจรเคลตามอคูเลเตอร์แบบพื้นฐานมีจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice ส่วนการทดลองได้จากการวัดแรงดันและกระแสที่โหลด โดยใช้ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ Textronix TDS 3014 100MHz 1.25GS/S ส่วนสเปคตราฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ใช้วิเคราะห์แบบการแปลงฟูเรียร์แบบรวดเร็ว (Fast Fourier Transform) ที่มีตัวกรองแบบ FIR เลือกฟังก์ชันวิน โควส์แบบ Hamming

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

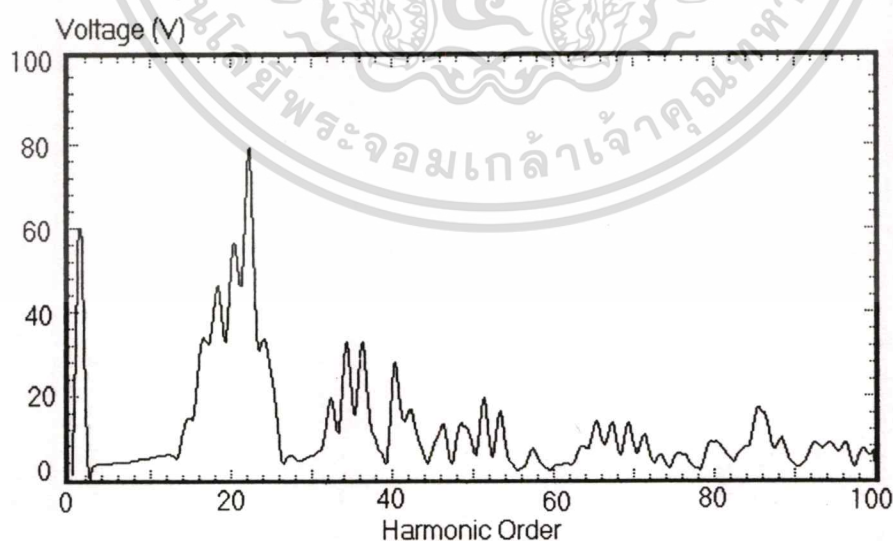
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ กับแรงดันมูลฐาน

ทดสอบด้วยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 1 เฟส จ่ายแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 100 โวลต์ โดยเลือกความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ 50 Hz จ่ายโหลดที่เป็นความต้านทานเท่ากับ 20 โอห์ม ยังไม่ผ่านวงจร L-C ฟิลเตอร์ ที่ดัชนีการมอดูเลตคงที่ที่ 0.6 ซึ่งได้จากการปรับขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงไว้เท่ากับ 6 โวลต์ เปลี่ยนแปลงค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับหรือค่าคงที่ทางเวลาของวงจรถูกอินทิเกรเตอร์จากการปรับค่าความต้านทาน  $R$  และเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสได้จากการปรับค่าความต้านทาน  $R_2$  ของวงจรเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 5.4

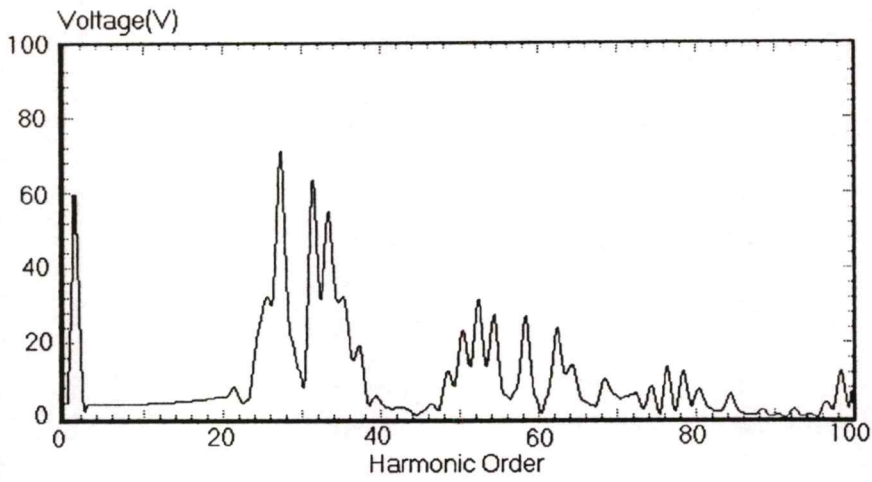
รูปที่ 6.2 และรูปที่ 6.3 แสดงผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับจาก 4000 V/Sec เป็น 5000 V/Sec ที่ดัชนีการมอดูเลตคงที่ที่ 0.6 พบว่าการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับ จะไม่ส่งผลกระทบต่อค่ายอดของแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ และได้ทดสอบที่ความถี่ของการสวิตช์ซึ่งมากกว่า 3 KHz ในรูปที่ 6.11 พบว่าแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ยังคงที่ อย่างไรก็ตามการเพิ่มค่าความชันของสัญญาณป้อนกลับทำให้ความถี่ของการสวิตช์สูงขึ้น

และในทำนองเดียวกันรูปที่ 6.4 และรูปที่ 6.5 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสต่อสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ทั้งสองรูปได้แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสนั้น จะไม่ส่งผลกระทบต่อค่ายอดของแรงดันมูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสที่มีค่าต่ำจะเป็นผลให้มีการเลื่อนของอันดับฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ออกจากความถี่พื้นฐานมากขึ้น

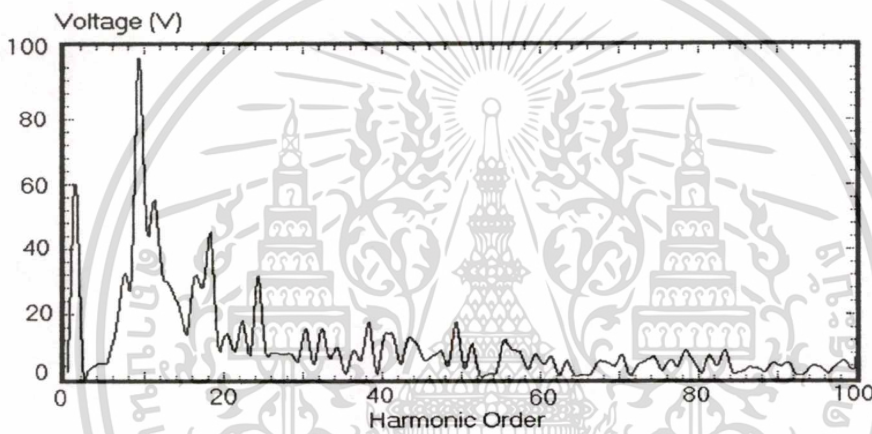


รูปที่ 6.2 ผลการทดลองสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความชันของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ 4000 V/Sec

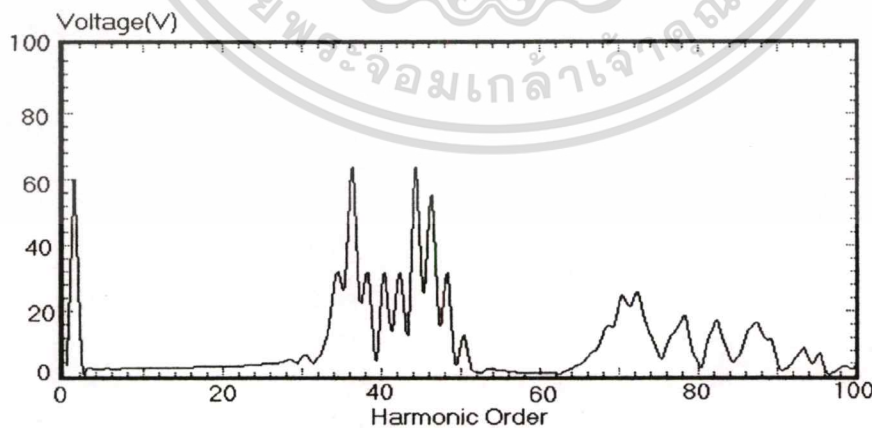
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 6.3** ผลการทดลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ 5000 V/Sec

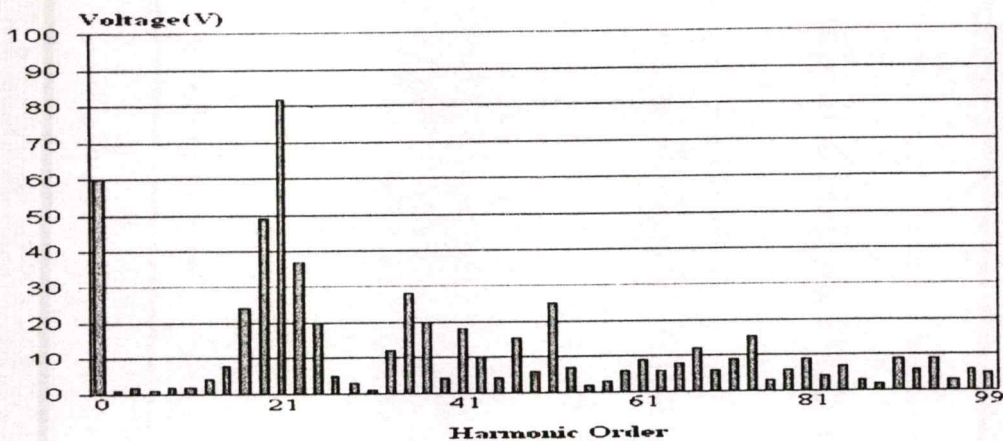


**รูปที่ 6.4** ผลการทดลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ  $\Delta V = 2V$

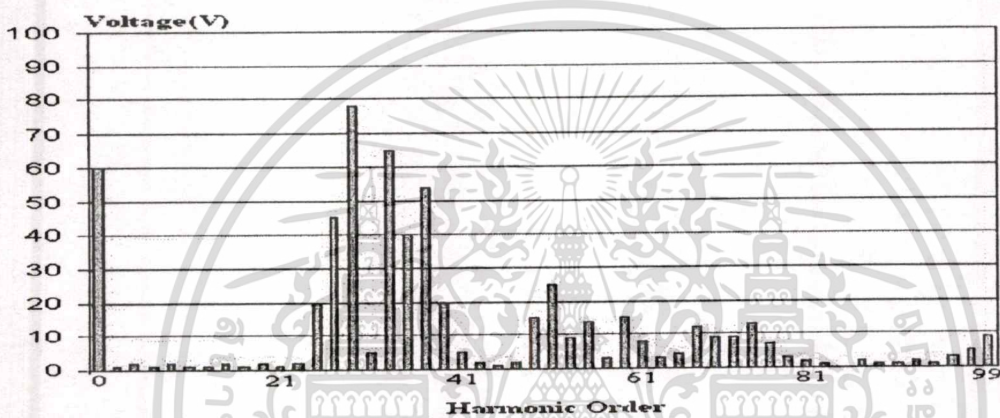


**รูปที่ 6.5** ผลการทดลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\Delta V = 0.5V$

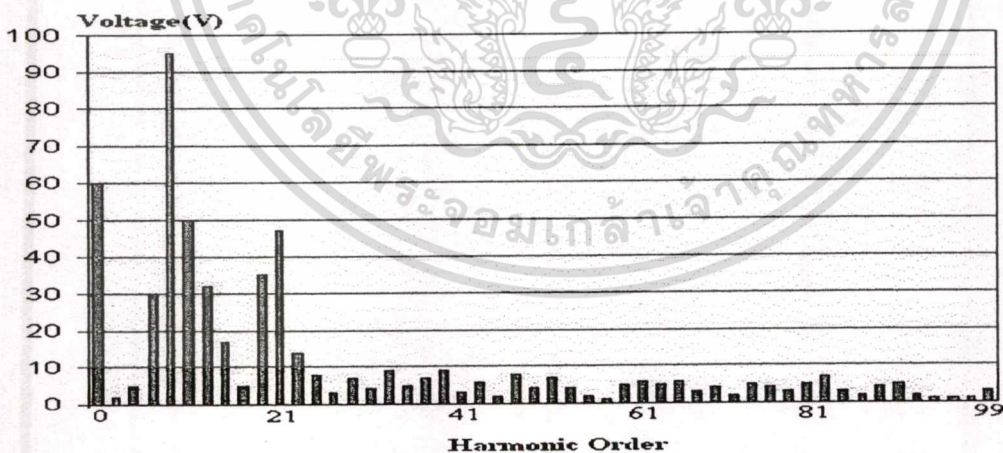
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ 4000 V/Sec

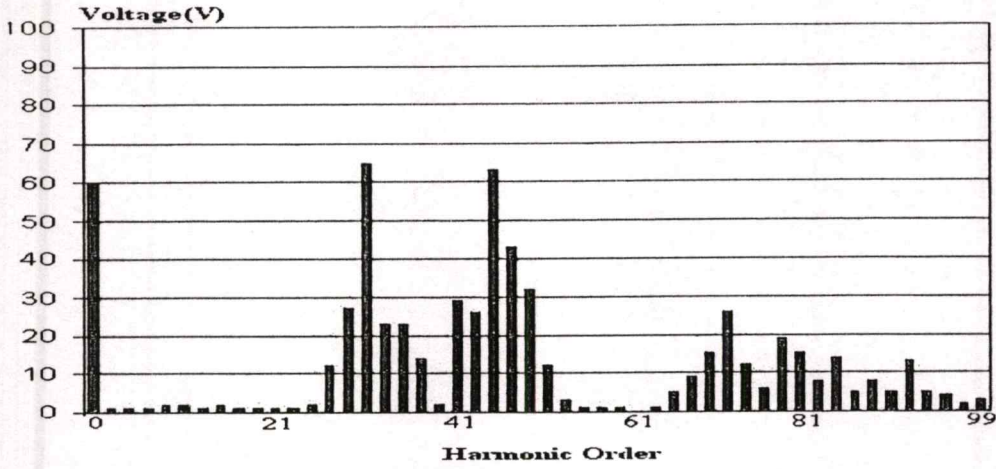


รูปที่ 6.7 ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีค่าเท่ากับ 5000 V/Sec



รูปที่ 6.8 ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ  $\Delta V = 2V$

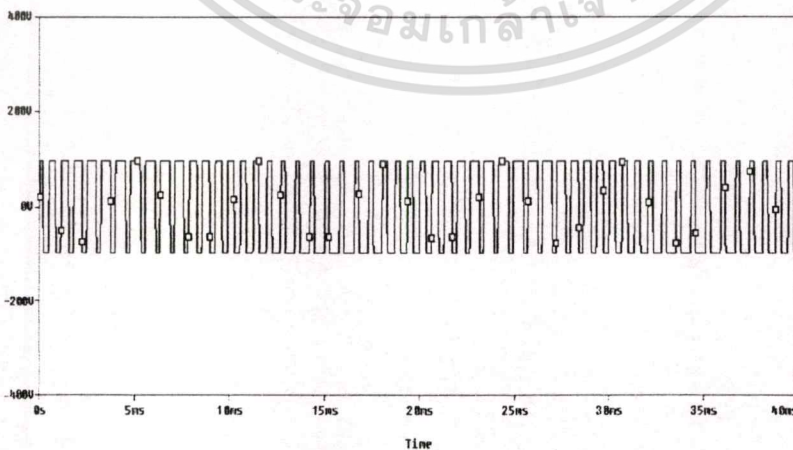
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ  $\Delta V = 0.5V$

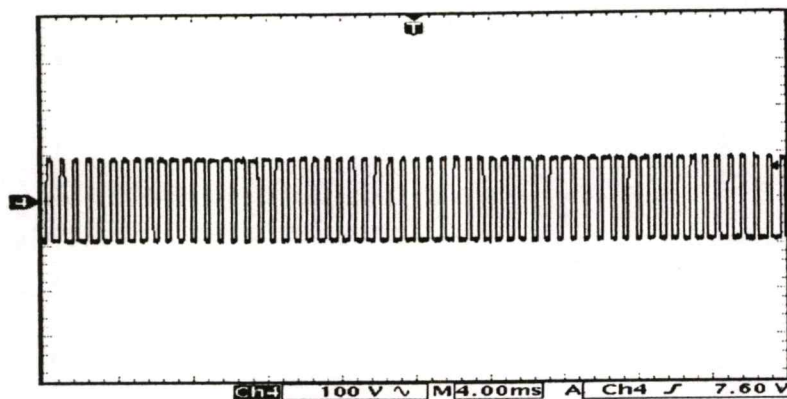
## 6.2 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบแพทเทอร์นแรงดันพีคดับลิวเอ็ม และคุณลักษณะของสเปกตร้าฮาร์โมนิกซ์

เป็นการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลการจำลอง และผลการทดลองของแรงดันพีคดับลิวเอ็ม และคุณลักษณะของสเปกตร้าฮาร์โมนิกซ์จากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 1 เฟสที่ใช้วงจรควบคุมขับเคลื่อนแบบเคลตามอคูเลเตอร์ที่อาศัยโครงสร้างพื้นฐานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขับเคลื่อนแบบพีคดับลิวเอ็ม จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เท่ากับ 100 โวลต์ โดยเลือกความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ 50 Hz จ่ายโหลดที่เป็นความต้านทานเท่ากับ 20 โอห์ม ทดสอบที่ความถี่สวิตซ์ 1.5 KHz, 2.75 KHz และที่ความถี่ 4.75 KHz ตามลำดับ ดัชนีการมอดูเลตคงที่ที่ 0.4 และแสดงสเปกตร้าฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตซ์ดังรูปที่ 6.10 ถึงรูปที่ 6.16



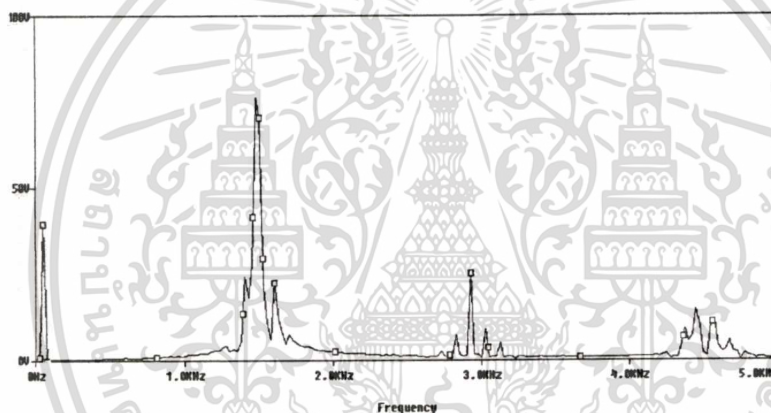
(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

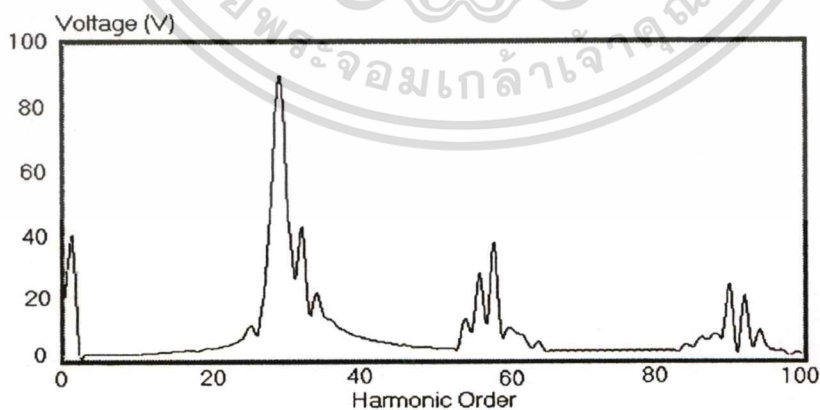


(ข) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดันคั่นคร่อมโหลด

รูปที่ 6.10 ผลการจำลองและทดลองแรงดันคั่นคร่อมโหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งเท่ากับ 1.5 KHz

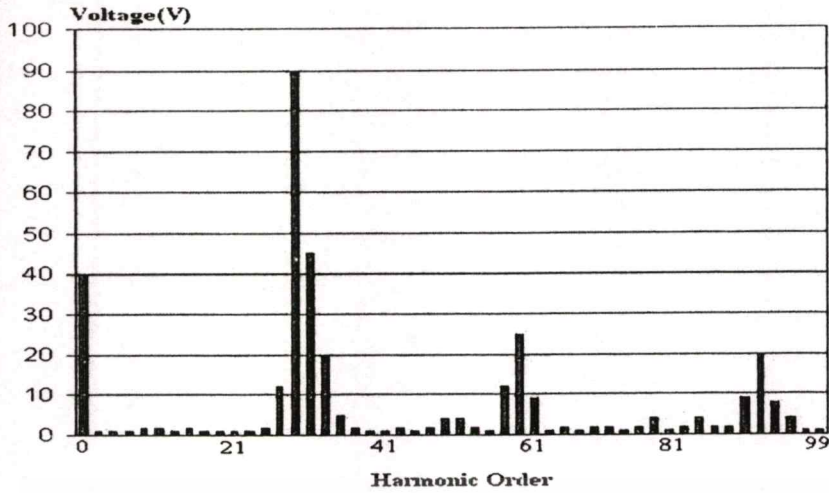


ผลการจำลองสเปกตร้าร์โมนิคของแรงดันของรูป 6.10(ก)



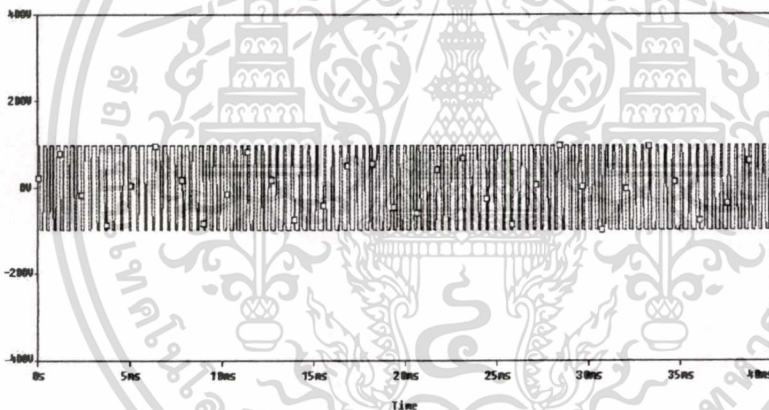
ผลการทดลองสเปกตร้าร์โมนิคของแรงดันของรูป 6.10(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

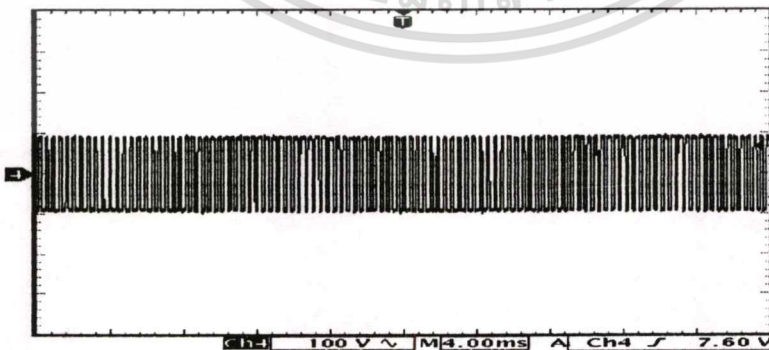


ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าร์โมนิคส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 1.5 KHz

รูปที่ 6.11 ผลการจำลอง ทดลองและการวิเคราะห์สเปกตร้าร์โมนิคส์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 1.5 KHz



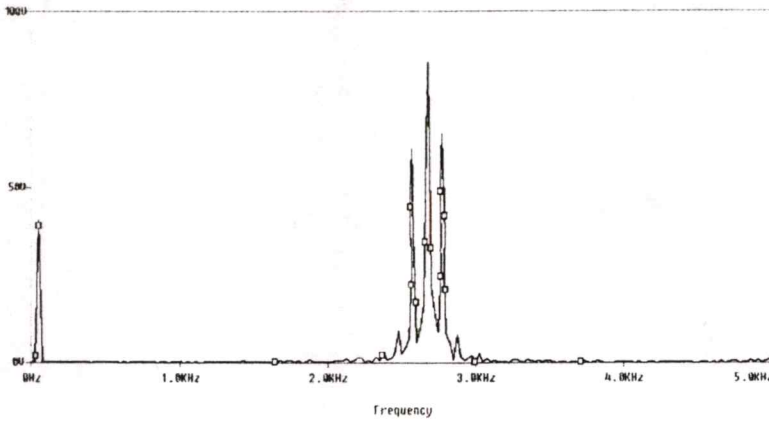
(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลด



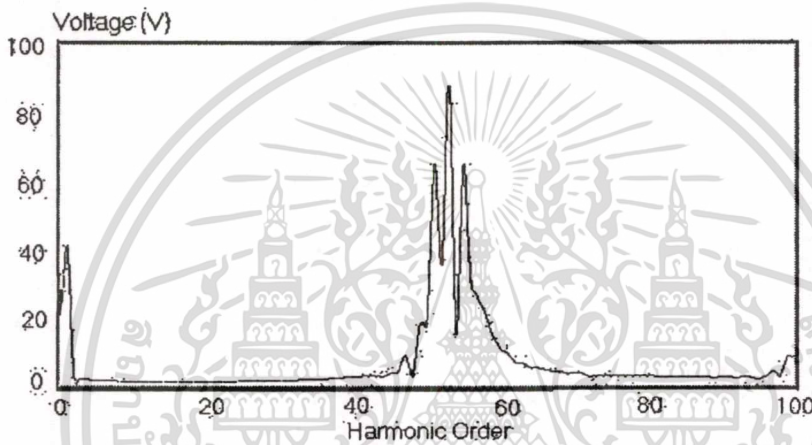
(ข) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลด

รูปที่ 6.12 ผลการจำลองและทดลองแรงดันตกคร่อมโหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.75 KHz

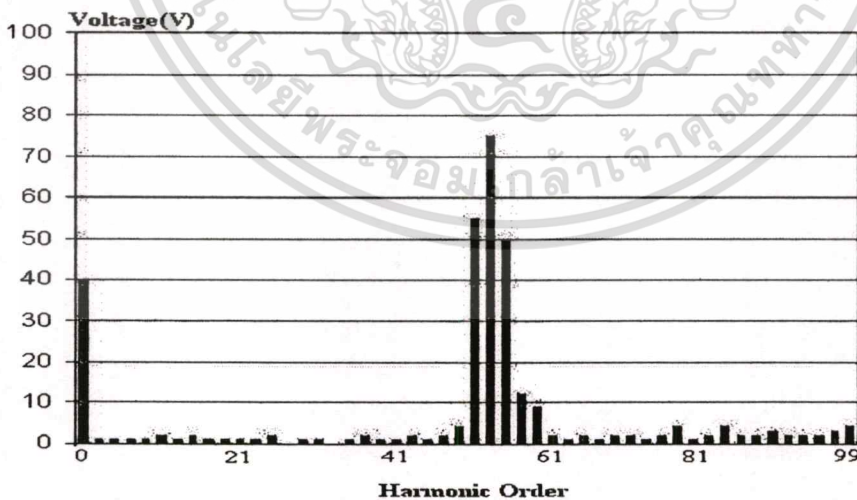
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลการจำลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันของรูป 6.12(ก)



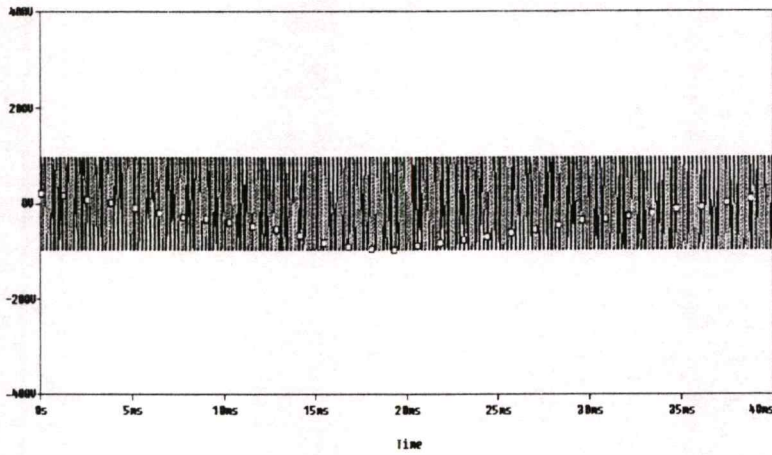
ผลการจำลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันของรูป 6.12(ข)



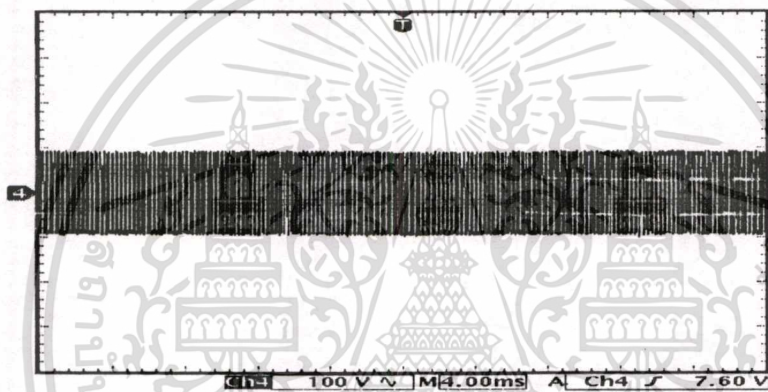
ผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.75 KHz

รูปที่ 6.13 ผลการจำลอง ทดลองและการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.75 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

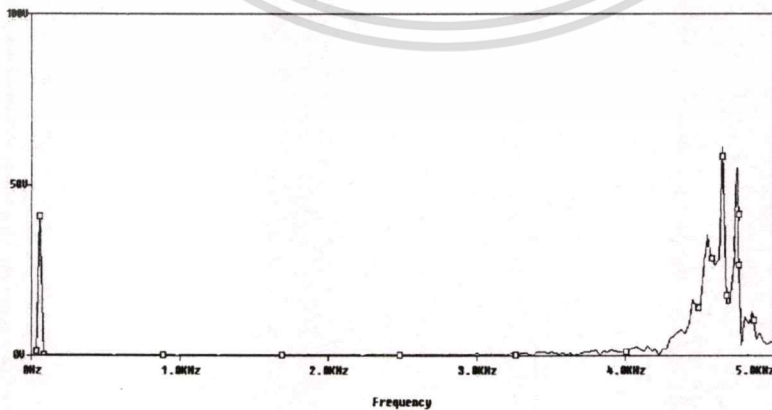


(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลด



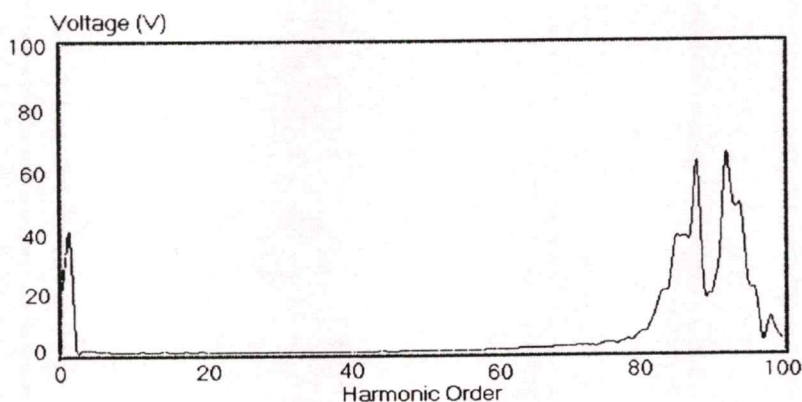
(ข) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลด

รูปที่ 6.14 ผลการจำลองและทดลองแรงดันตกคร่อมโหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิดซิ่งเท่ากับ 4.75 KHz

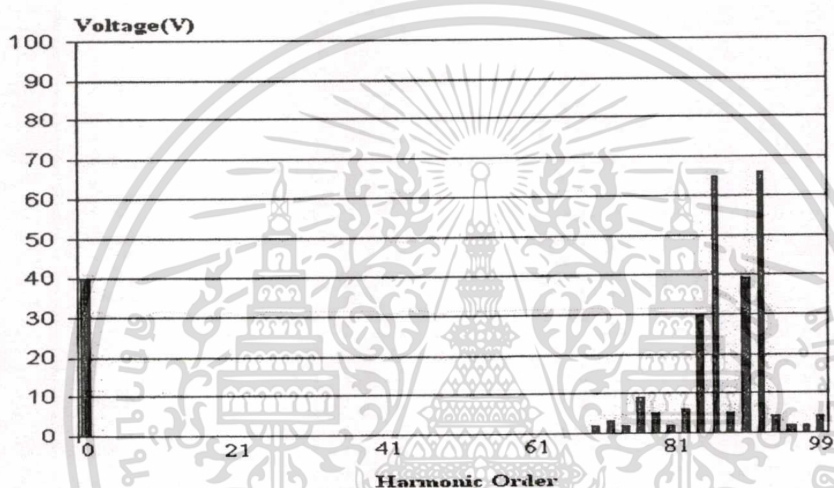


ผลการจำลองสเปกตร้าร์โมนิคของแรงดันของรูป 6.14(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลการทดลองสเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันของรูป 6.14(ข)



ผลการสเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 4.75 KHz

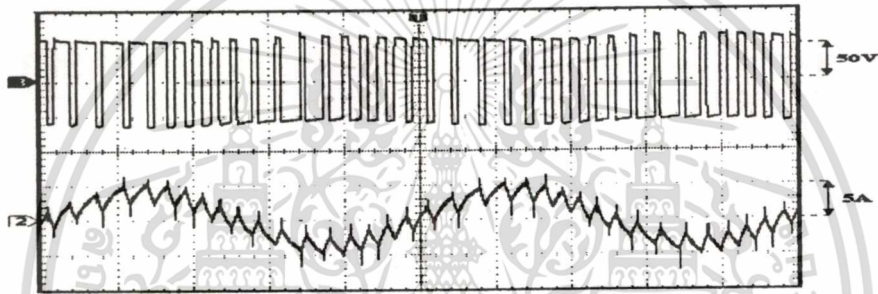
รูปที่ 6.15 ผลการจำลอง ทดลองและการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตซ์เท่ากับ 4.75 KHz

จากรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.15 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลอง ผลการทดลองของแรงดันคคร่อมโหลดและผลการวิเคราะห์สเปกตร้าฮาร์โมนิกของแรงดันของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ต่าง ๆ กัน เพื่อให้เห็นถึงแพทเทิร์นแรงดันพีคบิดเบือน และคุณลักษณะของสเปกตร้าฮาร์โมนิกที่โหลดความต้านทาน เพื่อดูว่าช่วงความถี่ในการสวิตซ์ช่วงความถี่ใดเป็นช่วงความถี่ที่เหมาะสมที่มีผลดีต่อค่าแรงดันได้ประโยชน์ของแรงดันเชื่อมโยง และการลดทอนฮาร์โมนิกอันดับต่ำ และจากผลการทดลองพบว่าเมื่อปรับความถี่สวิตซ์ให้สูงแรงดันเอาต์พุตมาตรฐานของอินเวอร์เตอร์ยังรักษาแรงดันเอาต์พุตมาตรฐานให้ค่อนข้างคงที่ จากผลการจำลองและผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรเคลื่อนตามอคูเลเตอร์ที่ได้ออกแบบมีการทำงานที่ถูกต้องตรงตามที่กล่าวไว้

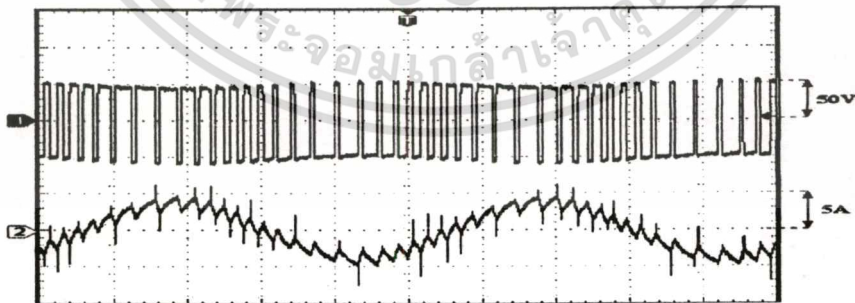
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3 ผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความถี่ด้านเอาต์พุตคงที่

รูปที่ 6.16 ถึง รูปที่ 6.21 เป็นการทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 1 เฟสที่ใช้วงจรถบคุมขั้วนำสวิตช์แบบเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ โดยอาศัยโครงสร้างพื้นฐานของวงจระะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์แบบพีคดับลิวมเอ็ม โดยเลือกการจ่ายโหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยมีค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 15 มิลลิเฮนรี่ ค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ 8 โอห์ม ที่ความถี่สวิตช์ซึ่ง 1.0 KHz ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเท่ากับ 50 Hz ในการเลือกค่าของวงจระะพาดพิลเตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบ L-C FILTER การเลือกค่าต้องเลือกให้เหมาะสมเพราะถ้าเลือกให้ค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากจะส่งผลให้แรงดันมูลฐานลดลง ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากแรงดันที่ตกตลอดความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ ส่วนการเลือกค่าตัวเก็บประจุ ต้องเลือกให้มีค่าอิมพีแดนท์สูงเพราะจะส่งผลให้ขนาดและราคาของชุดฟิลเตอร์ลดลง[22] ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่า  $L=1\text{ mH}$ ,  $C=330\text{ }\mu\text{F}$

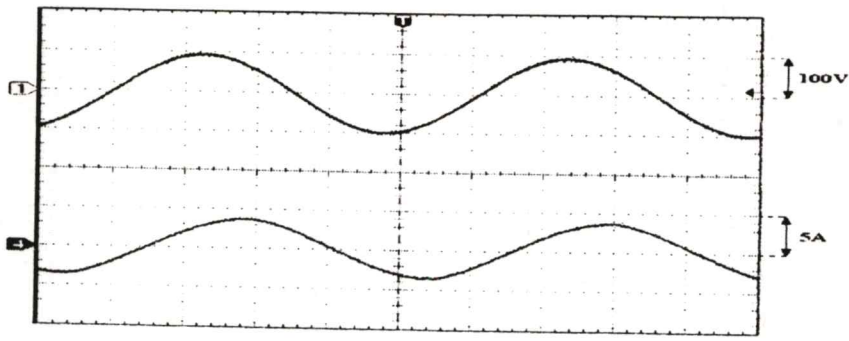


รูปที่ 6.16 ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบ ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของวงจระะเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ (รูปบน) แรงดัน โหลดสเกล  $x:5\text{ ms/DIV}$ ,  $y:50\text{V/DIV}$   
(รูปล่าง) กระแส โหลดสเกล  $x:5\text{ ms/DIV}$ ,  $y:5\text{ A/DIV}$

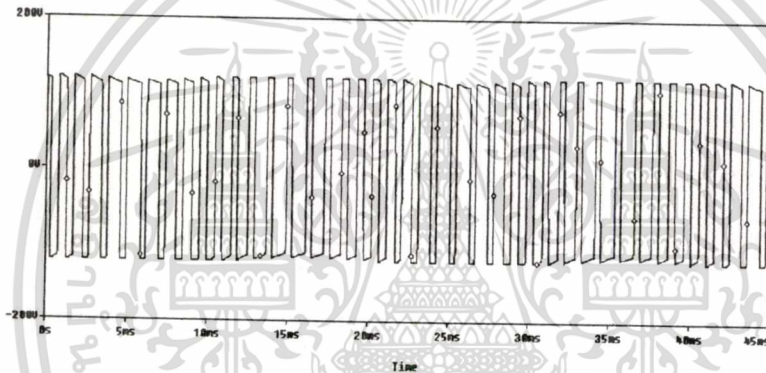


รูปที่ 6.17 ผลการทดลองแรงดัน โหลดและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดแบบ ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของวงจระะเคลตามอคูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4 (รูปบน) แรงดัน โหลดสเกล  $x:5\text{ ms/DIV}$ ,  $y:50\text{ V/DIV}$   
(รูปล่าง) กระแส โหลดสเกล  $x:5\text{ ms/DIV}$ ,  $y:5\text{A/DIV}$

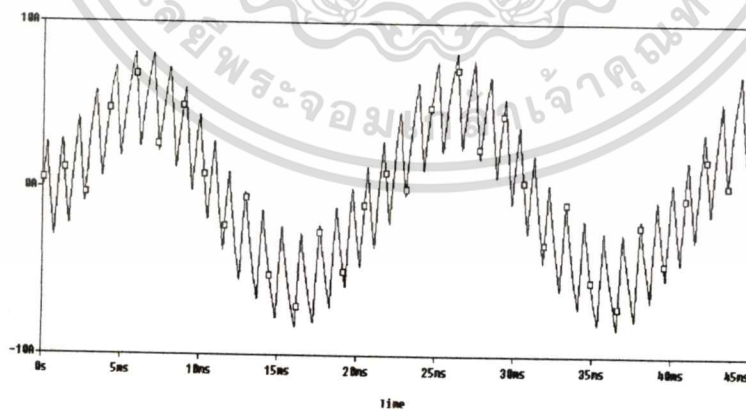
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.18 ผลการทดลองแรงดัน โหลดสเกลและกระแส โหลดของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านการ  
ฟิลเตอร์เมื่อต่อโหลดแบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ  
(รูปบน) แรงดัน โหลดสเกล x:4 ms/DIV, y:100V/DIV  
(รูปล่าง) กระแส โหลดสเกล x:4 ms/DIV, y:5A/DIV

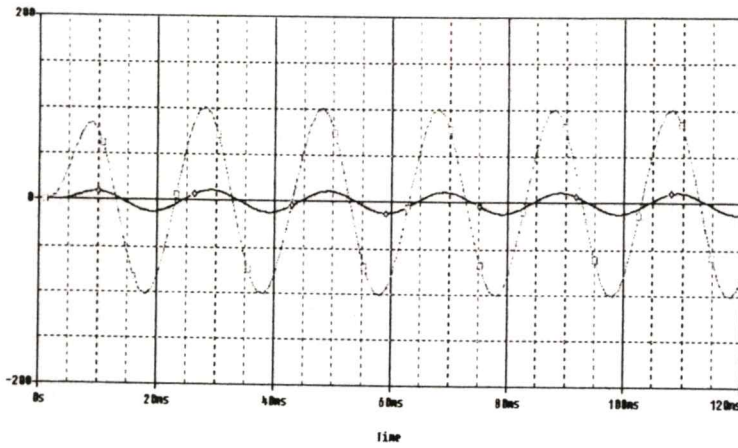


รูปที่ 6.19 ผลการจำลองแรงดัน โหลดของวงจรเคตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอมือต่อ โหลดแบบความต้าน  
ทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 6.20 ผลการจำลองกระแส โหลดของวงจรเคตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอมือต่อ โหลดแบบความ  
ต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

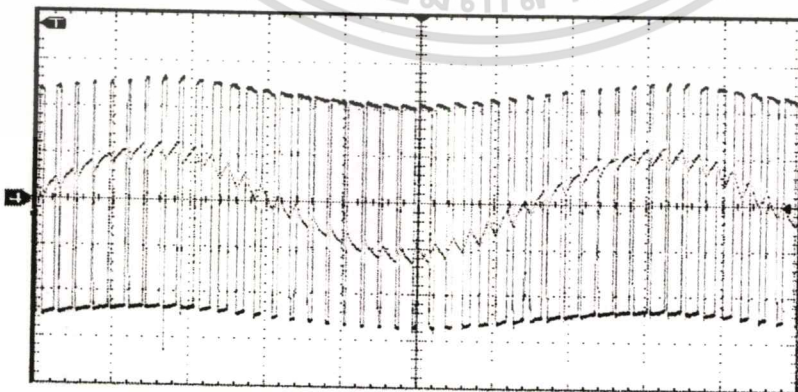
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.21 ผลการจำลองแรงดัน โทลด์และกระแส โทลด์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านการฟิลเตอร์เมื่อต่อ โทลด์แบบความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

#### 6.4 ผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการปรับเปลี่ยนความถี่ด้านเอาต์พุต

เป็นการทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ที่ใช้วงจรควบคุมขั้วนำสวิตช์แบบเคลตามอคูเลเตอร์ที่นำเสนอ โดยอาศัย โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์แบบพีคดับลิวเอ็ม เมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการปรับเปลี่ยนความถี่ด้านเอาต์พุตและจะเหมาะสมกับการนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แบบคงค่าฟลักในแอร์แกปให้คงที่ หรือที่เรียกว่าแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อให้แรงบิดที่สูงสุดในการสตาร์ท โทลด์ เทคนิคการมอดูเลตแบบเคลตามาสามารถที่จะเปลี่ยน โหมคการทำงานจากโหมคพีคดับลิวเอ็มไปสู่โหมคคลื่นสแควร์ได้อย่างราบเรียบ ในขณะที่มอเตอร์ทำงานที่ความถี่สูงขึ้น ผลการทดลองปรับความถี่ด้านเอาต์พุตถูกแสดงดังรูปที่ 6.22 และ รูปที่ 6.23 ส่วนรูปที่ 6.24 แสดงแรงดันไลน์ ทูไลน์ ของแรงดัน โทลด์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โทลด์มอเตอร์ไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำ

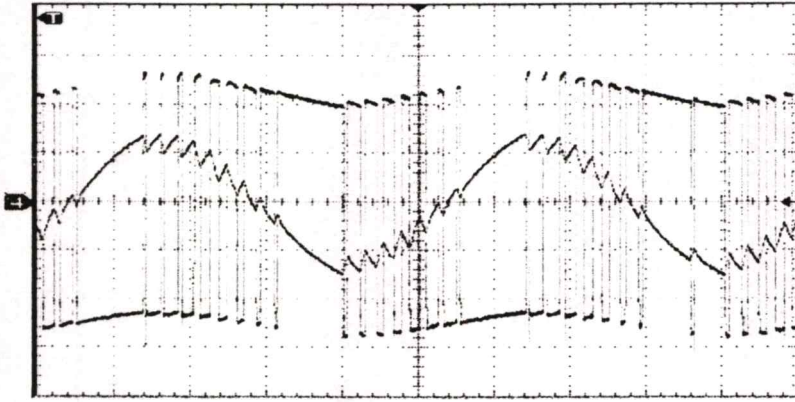


รูปที่ 6.22 ผลการทดลองแรงดัน โทลด์และกระแส โทลด์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โทลด์แบบ

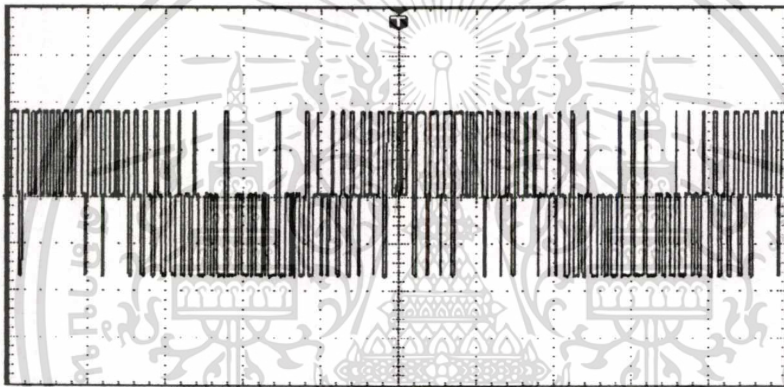
ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ 35Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.24 ผลการทดลองแรงดัน โวลต์และกระแส โวลต์ของเอ้าท์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โวลต์แบบ ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 100Hz



รูปที่ 6.25 ผลการทดลองแรงดัน โวลต์ของเอ้าท์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โวลต์มอเตอร์ไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำที่ความถี่ไซน์อ้างอิง 50Hz

#### 6.4 ผลการทดสอบหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

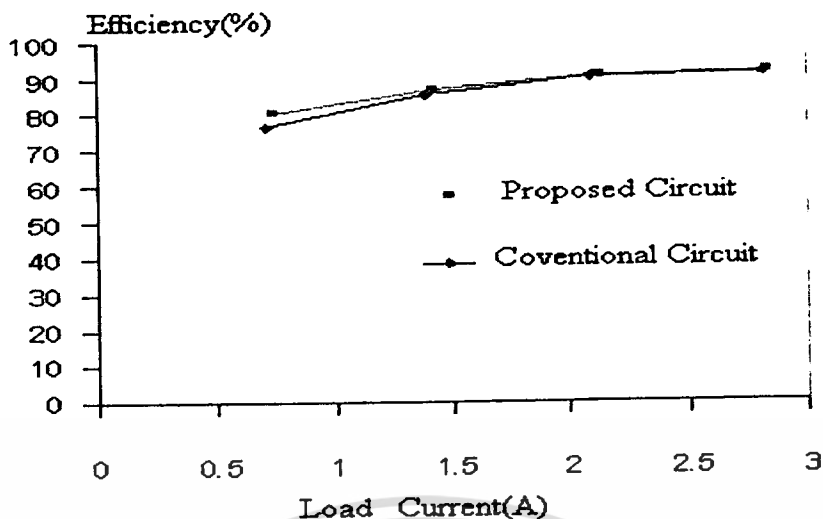
เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ โดยโวลต์ที่ใช้ในการทดสอบเป็นโวลต์ความต้านทานและความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เครื่องมือที่ใช้วัดและทดสอบได้ถูกแสดงในภาคผนวก ก และตำแหน่งของการวัดได้ถูกแสดงในรูปที่ 6.1 และการทดสอบนี้ได้มีทดลองเพื่อเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างแบบที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 กับแบบโครงสร้างทั่วไปในรูปที่ 3.4 ของวงจรเคลตามอคูลเลเตอร์ซึ่งเงื่อนไขในการทดลองนี้คือจะรักษาระดับแรงดันเอ้าท์พุทอินเวอร์เตอร์ให้คงที่และฟิลเตอร์ที่ค่าเดียวกัน ตามสภาวะ โวลต์ดังกล่าว การทดสอบได้ผลดังนี้

ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองเพื่อประเมินค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความ  
ต้านทานที่ความถี่สวิดซิ่ง 5 KHz

ผลการทดลองของวงจรเซลล์ตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างทั่วไป						
$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$P_{out}$ (W)	$V_{dc}$ (V)	$I_{dc}$ (A)	$P_{in}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.71	123.8	393.5	0.41	161.3	76.7
220	1.39	234.1	403.8	0.68	274.5	85.2
220	2.09	336.8	408.2	0.92	375.4	89.7
220	2.81	469.5	413.7	1.25	517.1	90.7

ผลการทดลองของวงจรเซลล์ตามอคูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างที่นำเสนอ						
$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$P_{out}$ (W)	$V_{dc}$ (V)	$I_{dc}$ (A)	$P_{in}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.74	124.2	395.5	0.39	154.2	80.5
220	1.42	241.5	403.6	0.69	278.4	86.7
220	2.13	353.7	409.8	0.95	389.3	90.0
220	2.83	474.9	413.9	1.26	521.5	91.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



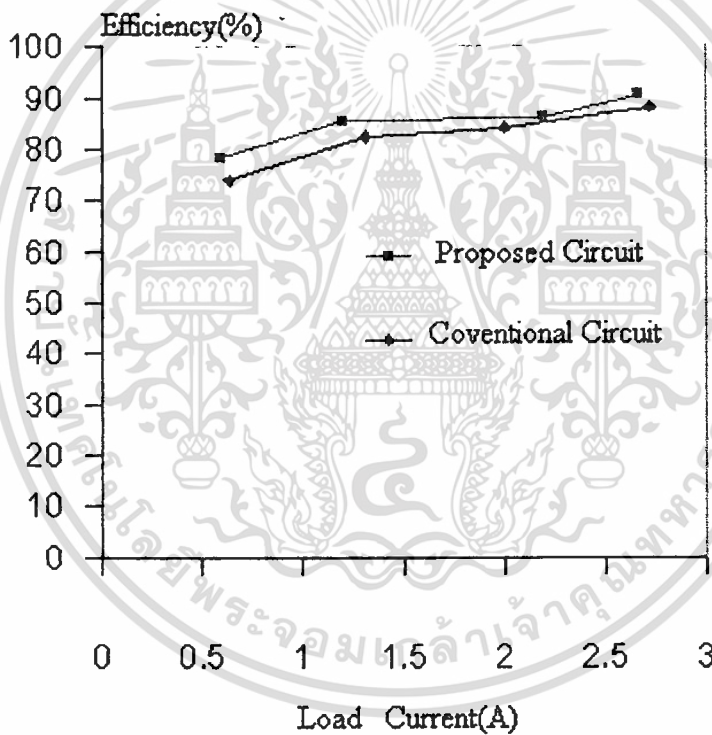
รูปที่ 6.26 กราฟการเปรียบเทียบผลการค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ความถี่สวิตซ์ 5 KHz

ตารางที่ 6.2 ผลการทดลองเพื่อประเมินค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่สวิตซ์ 5 KHz

ผลการทดลองของวงจรเคด้ามอดูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างทั่วไป						
$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$P_{out}$ (W)	$V_{dc}$ (V)	$I_{dc}$ (A)	$P_{in}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.63	120.5	339.2	0.48	162.8	74.0
220	1.31	231.4	391.9	0.72	282.1	82.2
220	2.0	329.2	404.0	0.97	391.9	84.1
220	2.72	460.2	408.5	1.28	522.8	88.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของวงจรเคลด้ามอดูเลเตอร์ที่มีโครงสร้างที่น่าเสนอ						
$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$P_{out}$ (W)	$V_{dc}$ (V)	$I_{dc}$ (A)	$P_{in}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)
220	0.59	122.3	338.5	0.46	155.8	78.4
220	1.2	233.7	390.2	0.70	273.1	85.3
220	2.2	330.5	403.9	0.95	383.7	86.0
220	2.67	463.9	407.5	1.26	513.4	90.3



รูปที่ 6.27 กราฟการเปรียบเทียบผลการค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน  
ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่สวิตชิ่ง 5 KHz

จากผลการทดลองในตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2 เป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่องหรือกับงานที่ต้องการความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ ด้วยวงจรเคลด้ามอดูเลเตอร์ ที่นำเสนอ โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรอะตเตบิลิตีไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณที่ดับกับวงจรเคลด้ามอดูเลเตอร์ โครงสร้างพื้นฐานดังแสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.4 เมื่อต่อโหลดความต้านทานและ โหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ที่ความถี่ในการสวิตซ์ 5 KHz จากตารางผลการทดลองจะสังเกตเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของระบบมีแนวโน้มไปในทางเดียวกัน เมื่อเพิ่ม โหลดมากขึ้นประสิทธิภาพจะมีค่าเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำด้วยวงจรที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ที่อาศัยวงจรแบบทั่วไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### สรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม โดยใช้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบใหม่ ที่อาศัยวงจรพื้นฐานของวงจรอาร์ซี มัลติไวเบเรเตอร์ เพื่อนำไปเป็นสัญญาณขับนำอุปกรณ์สวิทช์ของสเตตคิกที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ที่สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทรีเกรเตอร์ และปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสซึ่งก็คือการปรับความถี่สวิทช์ ซึ่งโดยไม่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ลดลง เทคนิคการสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มโดยใช้วงจรที่นำเสนอ มีคุณสมบัติตรงตามวัตถุประสงค์ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์คือ สามารถที่จะลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ วงจรควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อน ราคาถูก และง่ายต่อการควบคุมเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมได้จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร ได้แก่ เปลี่ยนแปลงขนาดและความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทรีเกรต และขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส มีการตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และการทดสอบด้วยการทดลองจริง เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงาน ปรากฏว่าให้ผลที่สอดคล้องกัน จากผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบที่ดับบลิวเอ็มที่ใช้วงจรเคลตามอดูเลเตอร์แบบใหม่ ที่อาศัยวงจรพื้นฐานของวงจรอาร์ซี มัลติไวเบเรเตอร์ เพื่อนำไปเป็นสัญญาณขับนำอุปกรณ์สวิทช์ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการผลิตอินเวอร์เตอร์ที่ต้องการต้นทุนต่ำและเข้าสู่ภาคอุตสาหกรรมการผลิตในเชิงพาณิชย์ อันจะเป็นการลดการพึ่งพาเทคโนโลยีจากต่างประเทศ เป็นการพัฒนาประเทศชาติอย่างยั่งยืนต่อไป ซึ่งจากผลการจำลองและทดลองสามารถสรุปได้ดังนี้

#### 7.1 สรุปผลการทดลอง

7.1.1 จากผลการจำลองและผลการทดลองพบว่า วงจรเคลตามอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอ ซึ่งใช้วงจร อาร์ซี มัลติไวเบเรเตอร์ เป็นวงจรสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มเมื่อจ่ายแรงดันไซน์อ้างอิง วงจรที่นำเสนอสามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ โดยการปรับค่าคงที่ของวงจรอินทรีเกรเตอร์ หรือปรับค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์ซิส โดยไม่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง ที่ความถี่ของการสวิทช์เกินกว่า 3 KHz จากโครงสร้างของวงจรดังกล่าวเป็นวงจรสร้างง่าย ไม่ซับซ้อน และประหยัด

7.1.2 จากผลการจำลองและผลการทดลองพบว่า วงจรอาร์ซี มัลติไวเบเรเตอร์ เป็นวงจรที่สามารถสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มได้เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันไซน์อ้างอิง สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ได้จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรเช่น ขนาดและความถี่ของ สัญญาณไซน์อ้างอิง ค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรต และขอบเขตของฮิสเทอรีซิส ซึ่งการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณไซน์อ้างอิงหรือการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตนั้นจะมีผลกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตมูลฐานของอินเวอร์เตอร์ ไม่มีผลต่ออันดับของคัพประกอบฮาร์โมนิกส์แต่จะมีผลต่อขนาดของฮาร์โมนิก โดยที่ดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูง ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์จะมีค่าลดลง การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง จะมีผลต่อความกว้างของพัลส์เมื่อความถี่สูงมากขึ้นพัลส์ก็จะกว้างมากขึ้นจะเป็นการเปลี่ยนโหมดจากคลื่นพีคดับบลิวเอ็มไปสู่คลื่นสแควร์ การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ทางเวลาของการอินทิเกรตหรือการเปลี่ยนแปลงความชันของสัญญาณป้อนกลับ จะมีผลต่ออันดับของฮาร์โมนิกส์และมีผลต่อความถี่ของการสวิตชิง ส่วนการเปลี่ยนแปลงขอบเขตของฮิสเทอรีซิส จะมีผลต่ออันดับของฮาร์โมนิกส์และมีผลต่อความถี่ของการสวิตชิงเช่นกัน โดยถ้าขอบเขตของฮิสเทอรีซิสมีค่าต่ำ อันดับของฮาร์โมนิกส์จะเลื่อนออกจากองค์ประกอบมูลฐานมาก ความถี่ของการสวิตชิงก็จะสูงขึ้น

7.1.3 จากผลการจำลองและผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความถี่เอาต์พุตคงที่ แรงดันและกระแสที่ตกคล่อมและไหลผ่านโหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเคิลตามอดูเลเตอร์ที่มีขอบเขตของฮิสเทอรีซิสคงที่พบว่า ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสโหลดเมื่อขับนำด้วยวงจรเคิลตามอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4 นั้นมีค่าเท่ากับ 40.31 % ส่วนความผิดเพี้ยนรวมของกระแสโหลดเมื่อขับนำด้วยวงจรเคิลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ 31.15 % และแสดงให้เห็นว่าได้อย่างชัดเจนว่าวงจรเคิลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ หลังผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้วนั้น แรงดันและกระแสมีสัญญาณที่ใกล้เคียงสัญญาณ ไซน์

7.1.4 จากผลการทดลองเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความถี่เอาต์พุตเปลี่ยน วงจรเคิลต้าที่นำเสนอสามารถที่จะเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดพีคดับบลิวเอ็มไปสู่โหมดคลื่นสแควร์ได้อย่างราบเรียบ ในขณะที่ทำงานที่ความถี่สูงขึ้น

7.1.5 จากการทดสอบเพื่อหาค่าการสูญเสียและประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ ที่ขับนำโดยใช้วงจรเคิลต้าที่นำเสนอกับวงจรที่มีฮิสเทอรีซิสคงที่ ปรากฏว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ที่ขับนำโดยใช้วงจรเคิลต้าที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าวงจรที่มีฮิสเทอรีซิสคงที่เล็กน้อย ที่ความถี่ของการสวิตชิงเท่ากัน ขนาดของชุดฟิลเตอร์เท่ากัน

## ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป

7.2.1 วงเคลตามอดูเลเตอร์ที่นำเสนอที่อาศัยวงจรพื้นฐานของวงจรอาร์ซี มัลติไวเบเตอร์ สามารถที่จะเพิ่มแรงดันมูลฐานเมื่อที่ความถี่ของเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำได้ โดยการเพิ่มวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแทนความต้านทานของวงจรอินทริเกรเตอร์ การปรับแต่งวงจรมันซึ่งก็คือเป็นการขยายความกว้างของพัลส์ให้กว้างมากขึ้น เป็นการเพิ่มแรงดันมูลฐานและชดเชยผลของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ การเพิ่มแรงดันนี้เราเรียกว่า ทอร์กบูสต์ (Torque Boost) ซึ่งชนิดของทอร์กบูสต์มี 2 ชนิดมีทั้งแบบที่เป็น ทอร์กบูสต์ด้วยมือ (Manual Torque Boost) โดยให้แรงดันส่วนที่เพิ่มขึ้นแปรผันตรงกับความเร็ว ไม่ขึ้นอยู่กับกระแสของมอเตอร์ และอีกชนิดหนึ่งคือ ทอร์กบูสต์แบบอัตโนมัติ (Auto Torque Boost) โดยการตรวจจับกระแสแล้วมากำหนดขนาดส่วนของการขยายความกว้างของพัลส์ ส่วนการออกแบบควรเลือกการตั้งค่า ทอร์กบูสต์ให้เหมาะสม ไม่ให้สูงหรือต่ำเกินไปโดยพิจารณาจากโหลด เช่น ที่โหลดเบา ไม่ควรตั้งทอร์กบูสต์ให้สูง เพราะจะทำให้มีกระแสไหลมาก การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะผิดปกติและเกิดความเสียหาย เป็นต้น

7.2.2 เทคนิคเคลตามอดูเลชันสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กที่สายตัวนำได้ เช่น วงจรทบทระดับแรงดันหรือวงจรปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ (PFC Boost Converter) เนื่องจากกลวิธีในการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะที่เกิดขึ้นในเทคนิคของเคลตามอดูเลชันที่มีขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสตงที่ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กสูง ๆ สามารถที่จะกระจายความหนาแน่นของฮาร์โมนิกส์ (Spread Harmonic) ที่เกิดจากการสวิตชิงลงได้

7.2.3 การพัฒนาของเทคนิคเคลตามอดูเลชันซึ่งเป็นเทคนิคเทียบเคียงของการควบคุมกระแสบนขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสต (Hysteresis Current Control:HCC) สามารถที่จะปรับปรุงความถี่ของการสวิตชิงให้คงที่ได้โดยการเพิ่มสัญญาณชดเชยเพื่อปรับปรุงสัญญาณเออร์เรอร์ อีกทั้งยังแก้ไขปัญหของแรงดันมูลฐานต่ำที่ความถี่ของการสวิตชิงสูง ๆ ได้ สามารถนำไปประยุกต์เพื่อควบคุมให้แรงดันเอาท์พุทคงที่ได้ มีค่าแรงดันการได้ประโยชน์จากคิซีเชื่อม โยงสูงกว่าเมื่อเทียบกับเทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบไซน์ ซึ่งในงานวิจัยต่อไปเพื่อให้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบขอบเขตฮิสเตอร์ซิสตหรือเทคนิคเคลตามอดูเลชันถูกนำไปใช้ให้เกิดผลมากที่สุดจำเป็นต้องหาวิธีที่จะทำให้มีค่าแรงดันการได้ประโยชน์จากคิซีเชื่อม โยงสูงกว่าเทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ วงจรควบคุมไม่ซับซ้อน อาจสร้างฮิสเตอร์ซิสตที่มี 6 เหลี่ยมหรือใช้สัญญาณอ้างอิงแบบสเปซเวกเตอร์ที่สร้างจากวงจร B6 ก็เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจเป็นอย่างมาก

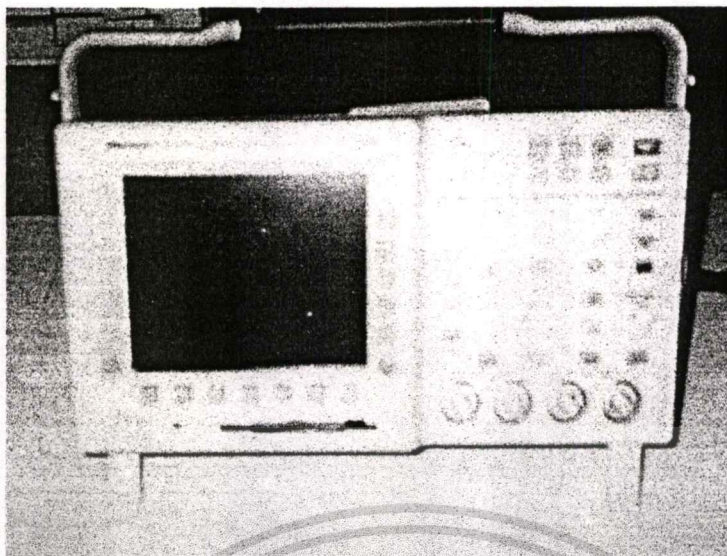
## เอกสารอ้างอิง

- [1] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choundhury, " Performance Analysis of Delta PWM Inverter" , IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-2, 1987, pp. 227-233.
- [2] 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 June 1993,pp.347-353
- [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] B.K.Bose, " Power Electronics and AC Drives". Prentice-Hall , 1986
- [5] N.Mohan, T.M. Underland ,W.P. Robbins, " Power Electronic Converters, Applications and Design." John wiley&sons, second edition, 1995
- [6] M.A.Boostand and Phoivos D.Ziogas, " State-of-the Art Carrier PWM Technique : A Critical Evolution" IEEE Trans. Industrial Applications Vol. 24, No.2 May/April 1988.
- [7] Vassilios G.Agelidis, Phoivos D.Ziogas and Geza Joos, " Dead-Band PWM Switching Patterns" IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-1, No.4 July 1996, pp. 522-531.
- [8] Jai P.Agrawal, " Power Electronic Systems Theory and Design." Prentice-Hall , 1999
- [9] 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.
- [10] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choundhury, " New Topology and Analysis of Single Phase Delta Modulated Cycloconverter" IEEE PESC' 90 Record, 1990 pp. 819-824.
- [11] M.A. Rahman, J.E. Quicoe and M.A. Choudhury, " Harmonic minimization in delta modulated inverters using tuned filters" IEEE PESC conference record, Tokyo,Japan 1988 ,pp. 462-468.
- [12] A.H. Chowdhury , A.Mansoor , M.A. Choudhury and M.A. Rahman, " On-line improved inverter waveform by variable step delta modulation," IEEE PESC 1994

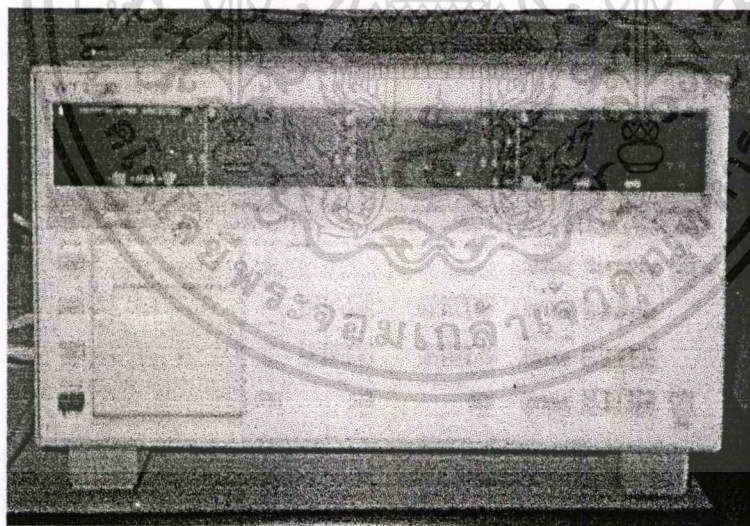
- [13] K.M. Rahman, M. Rezwan Khan and M.A. Rahman “ Dual slope integrator type delta modulator for high performance voltage source inverter” , Proceedings of the IEEE international Power Conversion conference, 1997, vol.,1,pp-451-455
- [14] M.Azizur Rahman, Ail R.D. Esmail, and Mohammed A.Choudhury, “ Analysis of Delta PWM Static AC-DC Converters” , IEEE Trans. Power Electronic, vol.,10, No.4, July, 1995
- [15] วิจิตร กิณเรศ. “ สามเฟสเดลต้ามีอคดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ” , วิทยานิพนธ์ปริญญาโท, ศจล. , 1991
- [16] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล , วิจิตร กิณเรศ. “ การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอคดูเลชั่นที่มีขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแบบต่าง ๆ เพื่อประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง” , การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 , พฤษภาคม 2543, หน้า 153-156
- [17] A.Apinan and K.Pinit, “ Suppressing Harmonic in Delta Modulation by Synchronization Hysteresis with Reference Signal” , IEEE Proceeding 2002.
- [18] คมสัน กลีบบัว , วิจิตร กิณเรศ. “ การออกแบบและวิเคราะห์ 1 เฟสเดลต้ามีอคดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาต์พุต” , วารสารวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
- [19] A.I. Maswood, M.A. Rahman, “ Perfomance of 3-phase induction motor fed from improved Delta PWM voltage source inverter” , IEEE Proceeding 2000.
- [20] M.H.Rashid, “ Power Electronic Circuits, Device, and Applications.” Prentice-Hall, second edition, 1988
- [21] David E. Lalond and John A. Ross “ Principle of Electronic Devices and Circuits.” Delmar Publishers Inc. 1994
- [22] S.Sae-Sue, V.Kinnares and C.Tangsiriworakuland, “Comparative performance evaluation of fixed and adaptive hysteresis band delta modulation techniques for UPS’ . Proceedings of the IEEE international conference on Power electronics and drive system, ,vol.2,pp.956-960



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

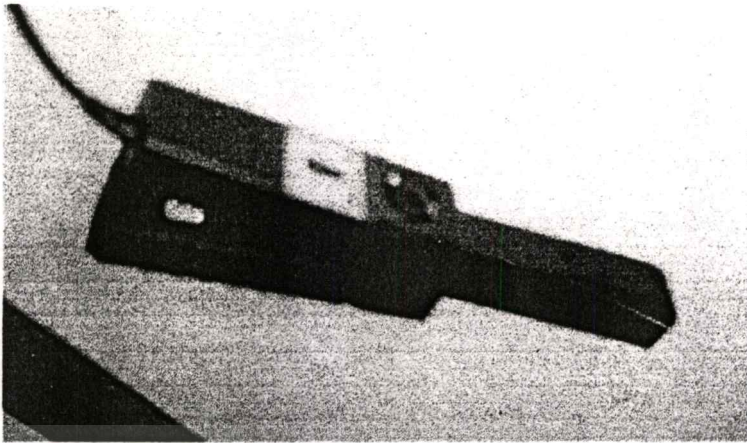


รูปที่ ก.1 Digital Oscilloscope ยี่ห้อ Textronix TDS 3014 100MHz 1.25GS/S

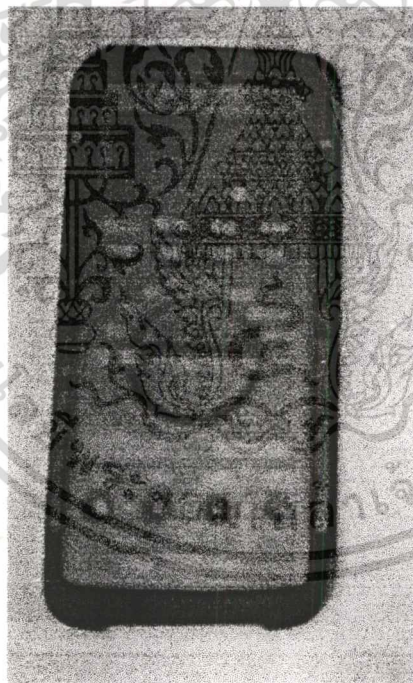


รูปที่ ก.2 เครื่องมือวัดกำลังงานไฟฟ้ายี่ห้อ YOKOGAWA WT 1030 Digital Power Meter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.3 เครื่องมือโพรบวัดกระแส Current Probe 10-100 Ampere/1Volt



รูปที่ ก.2 เครื่องมือวัดโวลท์-แอมป์มิเตอร์ Textronix True RMS 20 kHz DMM -254

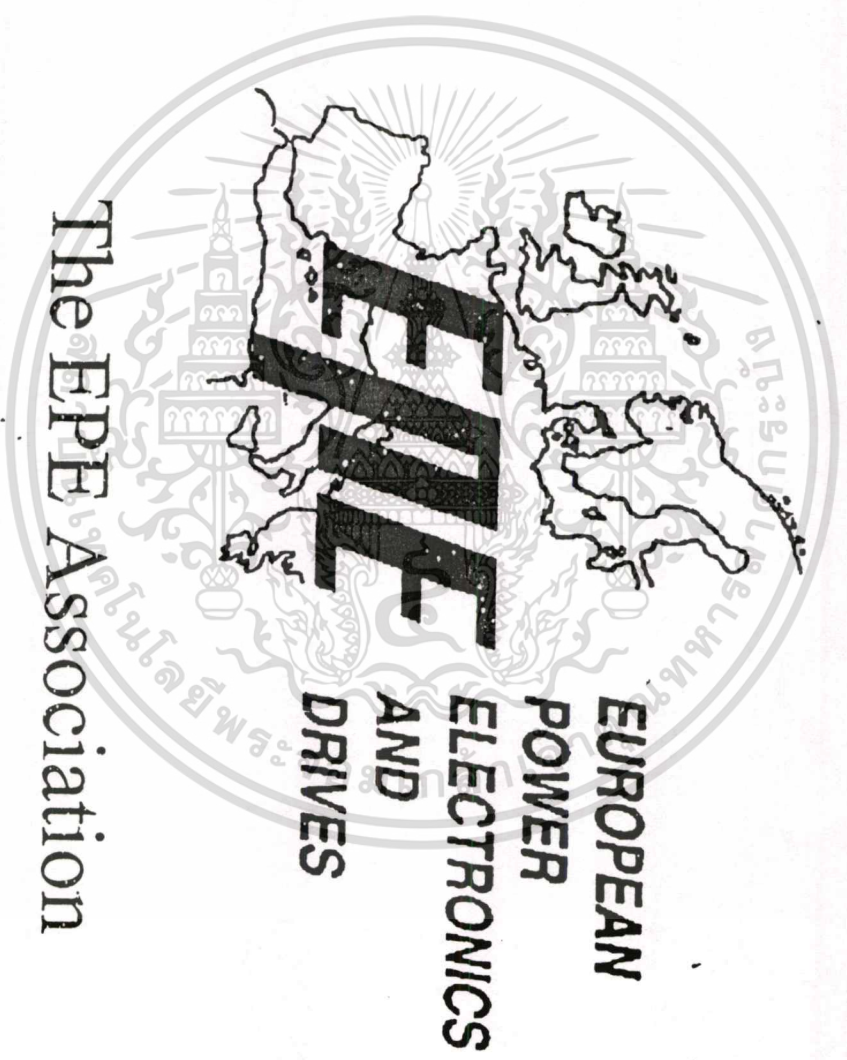
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# The European Power Electronics and Drives Association



The EPE Association

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## A NOVEL TOPOLOGY OF DELTA MODULATOR FOR STATIC PWM INVERTER

C.Choochuan \*, V. Tipsuwanporn \* and V.Pirajnanchai \*\*

Faculty of Engineering

King Mongkut 's Institute of Technology Ladkrabang , THAILAND \*

Rajamangala Institute of Technology , THAILAND \*\*

Tel : (662) 739-2406 Ext.102 Fax: (662) 739-2406 Ext.103 E-mail :ktvittay@kmitl.ac.th

**ACKNOWLEDGMENT** : The authors thank C.Phanonsaranin for the valuable comments and discussion on draft of this paper. Support for this work was provide by the Department of Electrical Engineering , Rajamangala Institute of Technology (RIT), THAILAND.

**KEYWORD** : Converter control

**ABSTRACT** : This paper presents a new topologies of delta modulator (DM) for static PWM inverter application and an improved inverter waveform of delta modulation. The tuned and the multi-integrator DM are the two schemes proposed for PWM waveform synthesis so far[2]. The methods were found useful for variable speed PWM inverter-fed ac drives and minimization of harmonic in delta modulated inverters. However it was observed that during tuning and filtering process, fundamental output voltage of the inverter reduced. With an aim to overcome this effect, a new topologies of delta modulator which combines the advantageous features of both the variable slope of integrator and variable hysteresis window DM in one modulator is proposed. Pulse-width modulation (PWM) signals are synthesized by using R-C multivibrator base. Therefore, the proposed DM consisted a few component and another achieved objective are minimized of control circuit complexity. The topologies has the capability to maintain a constant fundamental voltage of the output waveform of the inverters and the PWM switching frequency to be near constant for all PWM pulses at any amplitude reference signal. The performance and cost of this modulator is better than other DM topologies so far reported. Experimental results confirming the feasibility of the proposed modulator.

### INTRODUCTION

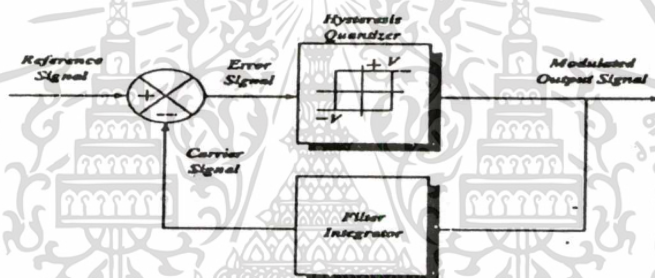
Sinusoidal pulse-width modulation (SPWM) is one of the most commonly used modulation technique in static inverters. The implement of the SPWM switching strategy for inverter varies according to the needs of control, optimization, harmonic reduction, and implementation involvements. The primary objective of most switching strategies is provide low harmonic, low number of commutations, and easy control of the inverter output voltage. The delta modulated switching strategy provide most of these features without much implementation complexities as required in that of SPWM switching strategy. Delta modulation provides inherent constant  $V/f$  control for a preset frequency rang of operation and low computation rates for high modulation. These features are inherently obtained in the DM switching strategy without feedback complexity as used in most PWM inverter switching.

In recent years delta modulators have gain popularity for application in voltage source inverters(VSI). The DM offers the opportunity of on-line harmonic minimization [1] of pulse-width modulated inverters without conventional optimized processes. The advantages of DM for on-line control of various inverter waveform are their simple implementation and versatile performances. In single and double integrator DMs are the two schemes proposed for PWM

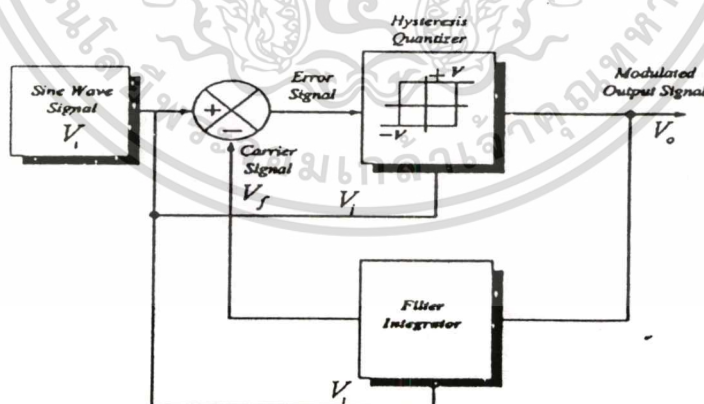
waveform synthesis so far[1]. The methods were found the fundamental voltage magnitude is low. Also, when the modulating frequency is increased, pulse dropping phenomena occurs. Hence it is not suitable for wide range of variable frequency application. However, using tuned filter or variable slope of integrator, pulse dropping phenomena can be minimized [2] with reduction of the fundamental output voltage.

The integrator of the modulator in a delta modulated inverter control greatly affects the voltage waveform patterns, fundamental voltage and spectral components. The performance of DM with tuned integrator and different type of filters suffers from low fundamental voltage. The previous topology can not provide constant fundamental voltage and the variations in switching frequency over the fundamental period of the modulation signal. As a consequence, the load current ripple exists. This effect may result in an increase in additional loss, sub-harmonic. To overcome these problem a new topologies and low cost of DM by combines the advantageous features of both the variable slope of integrator and hystersis band DM in one modulator is proposed in this paper. The topologies has the capability to maintain a constant fundamental voltage of the output waveform of the inverters and the PWM switching frequency to be near constant for all PWM pulses at any amplitude reference signals.

The block diagram of a conventional DM is shown in Fig.1(a). Two basic components of the modulator are the hysteresis quantizer 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 quantizer producing the modulated output which is the switching signal for the inverter.



(a) Block diagram of a conventional DM.



(b) Block diagram of proposed DM.

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

## PROPOSED SCHEME

The block diagram of the new scheme is shown in Fig. 1(b). In this paper, an easy but versatile scheme of improved the fundamental voltage and harmonic content of the inverter by changing the filter integrator characteristics with do not affect the fundamental voltage, and controls the hysteresis window of the quantizer to attain the same order of reduced harmonics and at the same time maintains a near constant magnitude of the fundamental component of output voltage, the synchronization carrier signal and hysteresis window with the sine wave signal is inserted into the basic block diagram of the DM. As the time constant of the filter integrator (slope) and window size of hysteresis changes, this results in increase of the ripple frequency of the carrier signal. Hence the dominant ripple frequency harmonics shift to higher frequency domain [3].

Typical carrier signal obtained from the theoretical analysis of variable slope of integrator DM and variable hysteresis window width modulator, the simulation are shown in Fig. 2. and Fig.3 respectively. Fig.4 shown the simulation corresponding modulated output signal for the variable hysteresis window width DM. From the Figs 3 the variation of slope of the carrier signal by are evident.

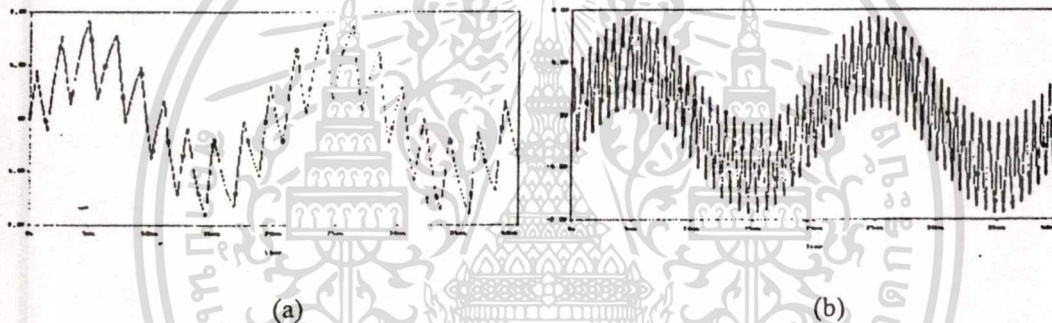


Fig.2. Typical carrier signals of variable slope DM for Frequency = 50 Hz, Window Width = 3.0V.  
(a) Slope = 2000 V/sec. (b) Slope = 4000 V/sec.

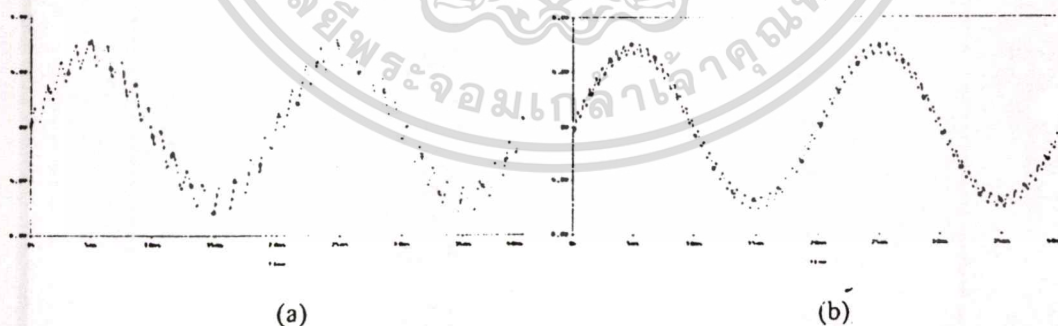


Fig.3. Typical carrier signals of variable window width DM for Frequency = 50 Hz, Slope = 4000 V/sec.  
(a) Window Width = 1.0V. (b) Window Width = 0.5 V.

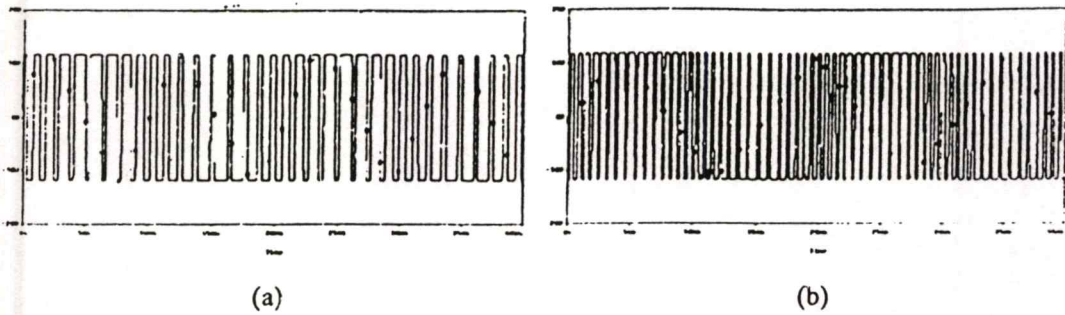


Fig.4. Typical DM-PWM modulated output signals of variable window width DM for Frequency = 50 Hz, Slope = 2500 V/sec.  
(a) Window Width = 1.0 V. (b) Window Width = 0.5 V.

## ANALYSIS

### I. ANALYSIS OF DELTA MODULATION

The mathematical expressions for parametric model can be derived. The more detail of the analysis can be found in [4]. From Fig. 5, the switching points is

$$t_i = 2\pi \frac{\tau_L}{\tau_S} \ln \frac{1 - \frac{d}{K'} - \frac{V_m}{K'} \sin(\theta_i - \frac{\Delta\theta_i}{2})}{1 - \frac{d}{K'} - \frac{V_m}{K'} \sin(\theta_i + \frac{\Delta\theta_i}{2})} \quad (1)$$

and we can find the number of pulse per cycle is expressed as

$$N = \frac{1}{4} \frac{K'}{d} \frac{\tau_S}{\tau_L} \left\{ 1 - \left( \frac{V_m}{K'} \right)^2 \left[ 1 + 4\pi^2 \left( \frac{\tau_L}{\tau_S} \right)^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (2)$$

where,

$d$  = hysteresis window,

$\tau_L$  = integrator time constant,

$V_m$  = amplitude of sine wave signal,

The modulation index can also be defined as :

$$M = \frac{V_m \omega_S}{\tau_L V} \quad (3)$$

where,

$\omega_S$  = reference angular frequency

$V$  = supply voltage

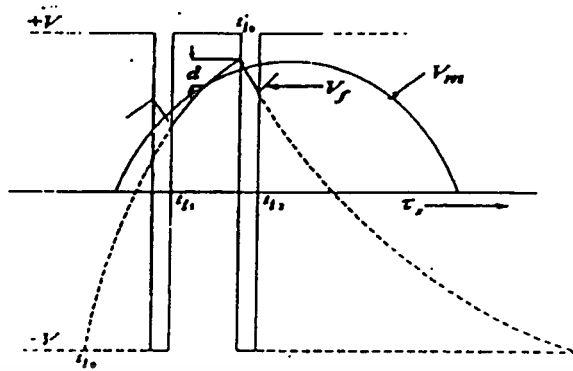


Fig.5. Capacitor voltage, consisting of exponentially rising and decaying segments, following the sine wave signal with maximum deviation  $d$ .

## II. HARMONIC ANALYSIS OF DELTA MODULATED WAVEFORM.

The switching points of the modulated wave allow one to write the Fourier series of the inverter modulated wave as follows,

$$a_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1,2,\dots}^N (-1)^{i+1} (\sin n\theta_i - \sin n\theta_{i-1}) \quad (4)$$

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1,2,\dots}^N (-1)^{i+1} (\cos n\theta_i - \cos n\theta_{i-1}) \quad (5)$$

Where,

$N$  = number of pulse per cycle.

$\theta_i = \omega t_i = 2\pi f_s t_i$  is the  $i$ th pulse position in radian,

$V_{dc}$  is the dc supply voltage of the inverter,

$n$  is the order of the harmonics,

$a_n$  &  $b_n$  are the  $n$ th order Fourier coefficients.

The fundamental voltage of the modulated wave can be obtained from equations (4) and (5) as,

$$a_1 = \frac{2V}{\pi} \sum_{i=1,2,\dots}^N (-1)^{i+1} (\sin n\theta_i - \sin n\theta_{i-1}) \quad (6)$$

$$b_1 = \frac{2V}{\pi} \sum_{i=1,2,\dots}^N (-1)^{i+1} (\cos n\theta_i - \cos n\theta_{i-1}) \quad (7)$$

$$\text{and, } V_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

Where,  $V_1$  is the fundamental voltage.

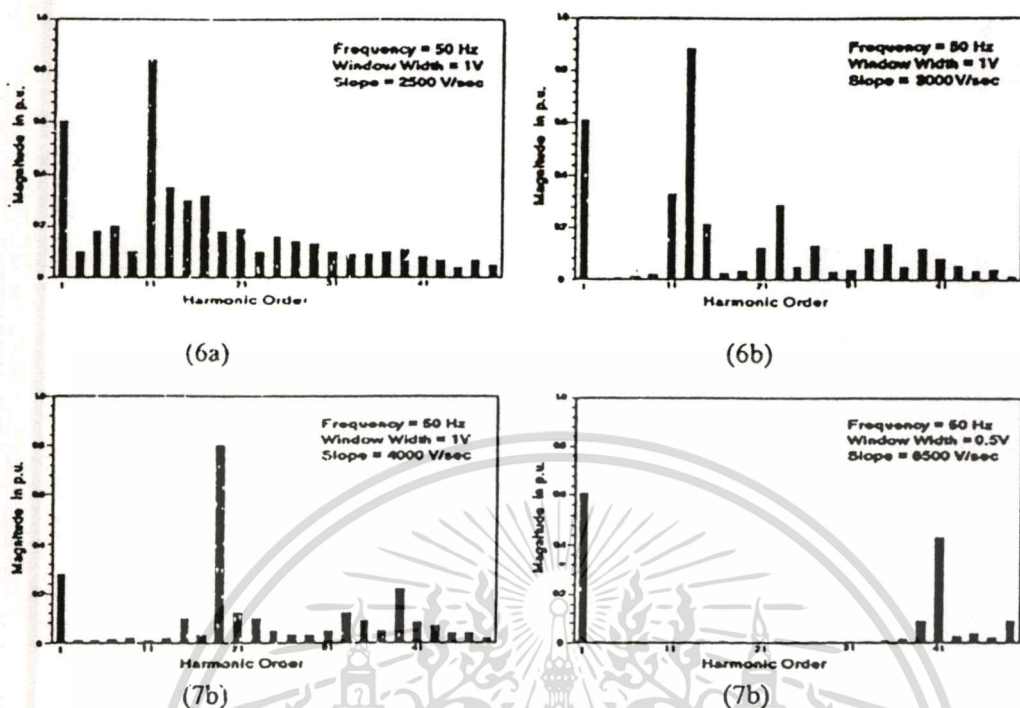


Fig.6. Spectra of variable slope integrator conventional DM-PWM modulated wave for frequency = 50 Hz, Window Width = 1V.

(6a) For slope = 2500 V/sec.

(6b) For slope = 4000 V/sec.

Fig.7. Spectra of both variable slope integrator and window width of proposed DM-PWM modulated wave for frequency = 50 Hz.

(7a) For slope = 3000 V/sec, Window width = 1V.

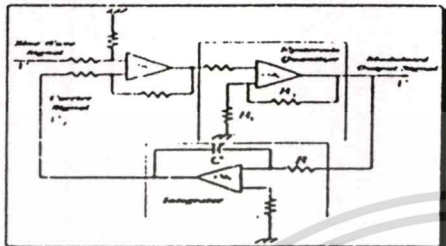
(7b) For slope = 6500 V/sec, Window width = 0.5V.

Fig.6(a) and 6(b) show two spectra of standard modulator with vary slope of integrator or tuned DM modulated wave for 50 Hz operation with hysteresis window 1.0V and slope of 2500 V/sec and 4000 V/sec respectively. These spectra show that due to increase of slope the harmonics between 3<sup>rd</sup> and 17<sup>th</sup>, reduce substantially. However, the fundamental also reduces from 0.6 p.u. to 0.3 p.u.. The spectra of proposed modulator for similar variation the both of slope of integrator and hysteresis window width from 1.0V to 0.5V and slope of integrator from 3000-6500 V/sec at 50 Hz are shown in Figs 7(a) and 7(b) respectively. These spectra of Figs 7(a) and 7(b) show that the harmonics between 3<sup>rd</sup> and 39<sup>th</sup> are reduced due to slope of integrator and window width variation but fundamental remains constant at 0.6 p.u..

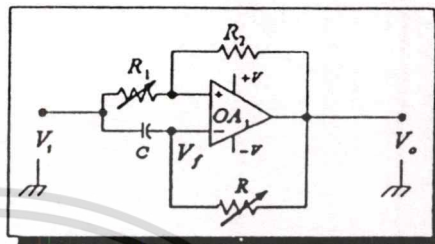
## EXPERIMENTAL RESULTS

In this section the theoretical results obtained in the previous sections are examined practically. Fig. 8 shows the circuit used to generated the switching signal for examining the operation in which  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  and  $C = 0.1 \mu\text{F}$ . The proposed circuit is used to be either a square wave generator with varied frequency from 10Hz -10 KHz when input to ground is applied, this square wave generator is also called a *free-running* or *astable*

*multivibrator*, or a delta modulator which is improved fundamental voltage and minimization of harmonic in delta modulated inverters when there is sin wave input signal. According to reference [2], for variable hysteresis window, the window width is varied by changing the value of  $R_1$  and for time constant DM or slope of integrator operation, the integrator parameter  $R$ . The experimental waveforms for variable slope with frequency of 50 Hz and window width = 3.0V are shown in Fig. 9. Fig. 10 shown the experimental waveforms for variable hysteresis window for frequency of 50 Hz and slope = 4000V/sec.



(8a) Conventional DM circuit [5].



(8b) Proposed DM circuit.

Fig.8. Experimental delta modulator circuit for producing the switching signals.

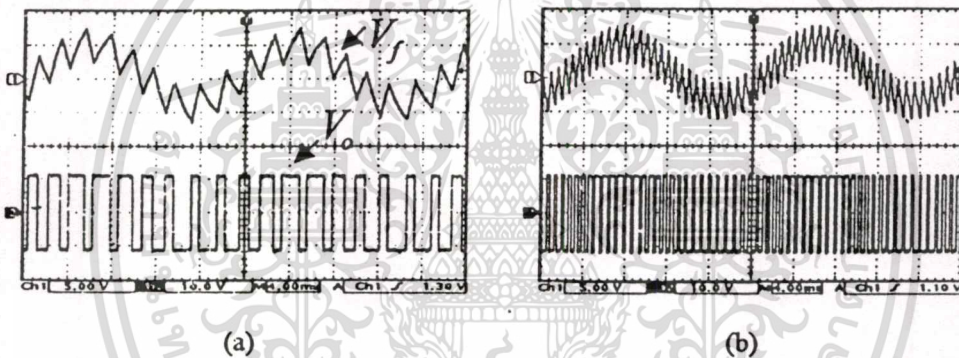


Fig.9. Carrier signal and DM-PWM pattern for varying slope of integrator with frequency = 50Hz and window width = 3.0V.

(a) Slope = 2000V/sec. (b) Slope = 8000V/sec.

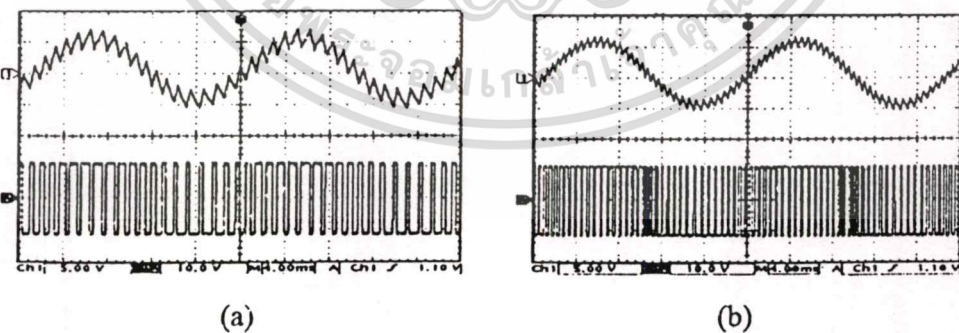


Fig.10. Carrier signal and DM-PWM pattern for varying hysteresis window with frequency = 50Hz and slope = 4000V/sec.

(a) window width = 1.0V. (b) window width = 0.5V.

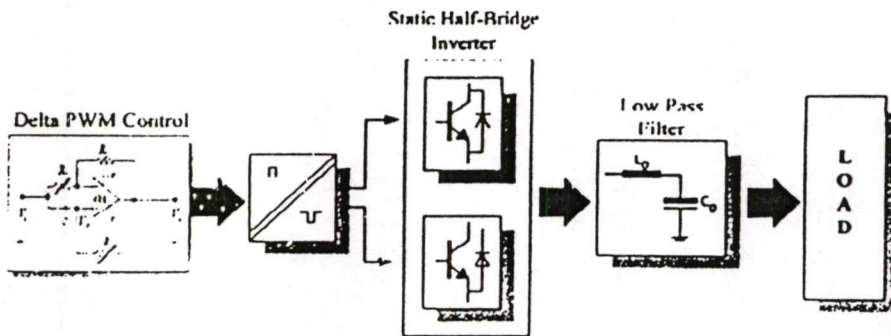


Fig.11. Block diagram of delta modulated static PWM inverter systems.

In order to verify the feasibility and performance of the modulator and confirm key predicted waveforms, the proposed DM modulator was tested on a 1- $\phi$  IGBT static half-bridge inverter having dc voltage  $V_{dc}=100V$ . The proposed delta modulator signal is applied to the "Fuji Electric" gate drives. In order to observe the "dead time" between the upper and lower IGBTs of the same leg of the inverter, CMOS NAND logic is implemented. The load consists of inductance of 15 mH, and a resistor of 8  $\Omega$  in series connection. The fundamental frequency is 50 Hz. A block diagram of delta modulated static PWM inverter systems as shown in Fig.11. Relevant experimental results are shown in Fig.12 and Fig.13. The DM-PWM pattern in Fig. 9 with varying slope of integrator is applied to the gate driver of the 1- $\phi$  IGBT static half-bridge inverter without LC filter. The spectrum of their corresponding inverter output voltage are shown in Fig.12. These spectrum show that as the slope increases lower order harmonics are reduced and the dominating harmonics shift to the higher frequency domain. It is specially important to note that the magnitude of fundamental component of the output waveform of the inverters remains constant at 60V. The DM-PWM pattern in Fig.10 with varying hysteresis window is applied to the gate driver of the 1- $\phi$  IGBT static inverter without LC filter. The spectrum of their corresponding inverter output voltage are shown in Fig.13. It can be seen from these spectrum of Fig.13 that as the window width is varied from 1.0V to 0.5V, the dominating ripple harmonics shift to higher frequency domain. However, the fundamental component of the output waveform of the inverters remains constant at 60V., thus eliminating the problem of varying the slope of integrator or tuned DM operation. Experimental results confirming the feasibility of the proposed modulator.

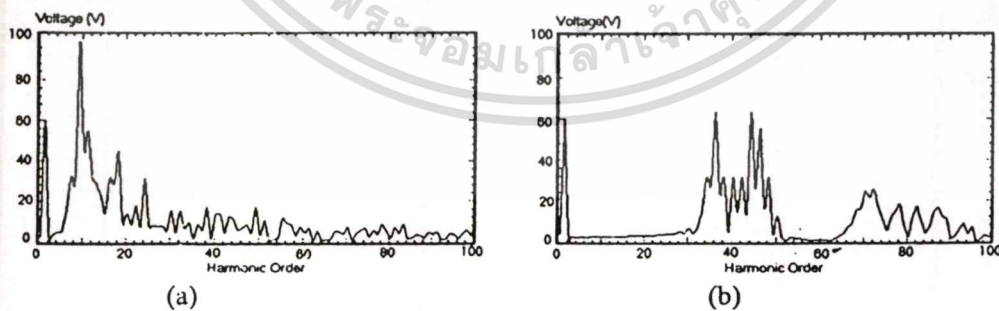


Fig.12. Spectrum of DM-PWM inverter output voltage with modulation index  $M=0.6$ , frequency = 50Hz and window width = 3.0V.

(a) Slope = 2000V/sec. (b) Slope = 8000V/sec.

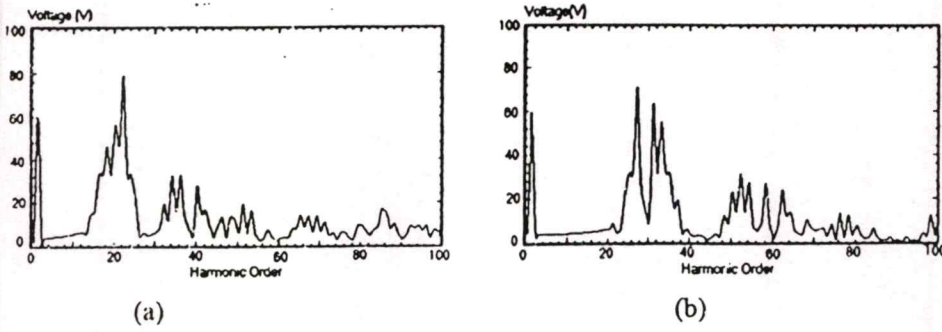


Fig.13. Spectrum of DM-PWM inverter output voltage with modulation index  $M=0.6$ , Frequency = 50Hz and slope = 4000 V/sec.  
(a) window width = 1.0V (b) window width = 0.5V

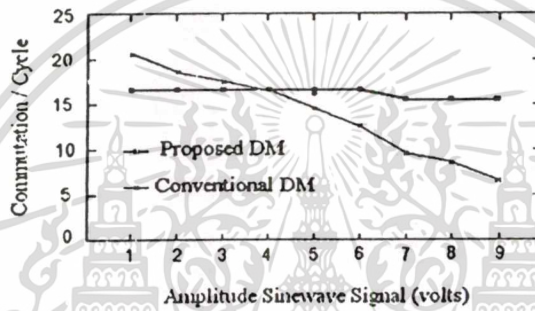


Fig.14. A comparative of variation in number of commutations with amplitude sine wave signal between standard DM and proposed DM.

Fig.14 shows the comparative in the number commutations between both the topologies with a given hysteresis band and switching frequency. From the figure, we notice the following. The proposed DM is capable of a near constant number of pluses per cycle of the modulation signal at any amplitude reference signal or modulation index.

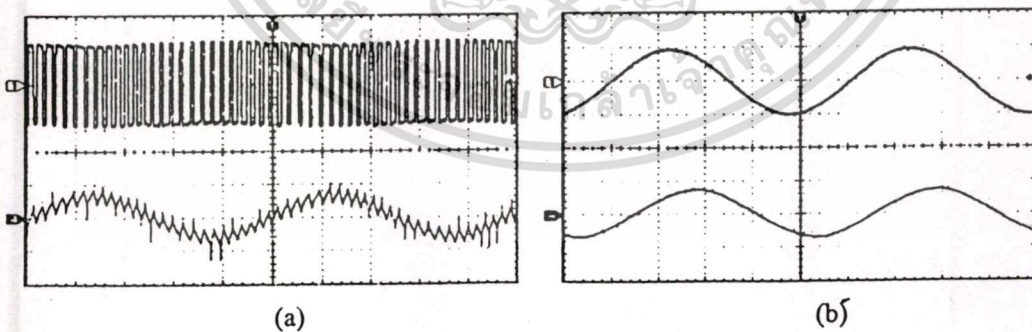


Fig.15. Experimental waveforms of the inverter output voltage and current with frequency = 50Hz, slope = 300V/sec and window width = 0.5V. (a) unfiltered output voltage waveform (Upper trace) ; scale x: 5ms/DIV, y: 50V/DIV  
output current waveform ( Lower trace); scale x: 5ms/DIV, y: 3A/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig.15(a) shows the experimental waveforms of the inverter output voltage and load current. The unfiltered output current waveform for  $RL$  load is nearly sinusoidal. Fig. 15(b) shows the experimental waveforms of the inverter output voltage and load current with  $L-C$  filter,  $L= 1$  mH,  $C = 330 \mu\text{F}$  and  $RL$  load. 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.

## CONCLUSION

The problem of low fundamental output voltage in tuned slope integrator DM is improved by using a new topologies of DM which controls the slope by changing the filter integrator characteristics and controls window of the quantizer to attain the same order of reduced harmonics and at the same time maintains a constant magnitude of the fundamental component of output voltage by combine the advantageous of both the variable slope and window width DM in one modulator. The topology has the capability to maintain a constant fundamental voltage of the output waveform of the inverters and the PWM switching frequency to be near constant for all PWM pulses at any amplitude reference signal.-This paper also reports a simple and low cost analog implementation topology for DM for inverter control.

## REFERENCE

- [1] M.A. Rahman, J.E. Quaicoe and M.A. Choudhury, " An optimum delta modulation strategy for inverter operation", *IEEE PESC conference record, Vancouver, B.C. 1986*, pp. 410-416.
- [2] M.A. Rahman, J.E. Quaicoe and M.A. Choudhury, " Harmonic minimization in delta modulated inverters using tuned filters" *IEEE PESC conference record, Tokyo, Japan 1988*, pp. 462-468.
- [3] M.A. Rahman, A.R. Esmail and M.A. Choudhury, " Analysis of delta PWM static AC-DC converters" *IEEE Trans. Power Electronic, Vol.10, 1955*, pp.75-84.
- [4] C.Choochuan and V.Pirajnanachai " Function generator and delta modulator circuit using current tunable technique" *RIT Engineering Journal, Vol.1, 2002*, pp.56-60.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**40A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode**

The HGTG20N60B3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the RHRP3060.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

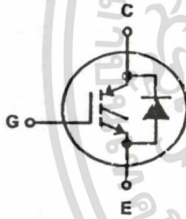
Formerly developmental type TA49016.

**Ordering Information**

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG20N60B3D	TO-247	G20N60B3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Symbol**

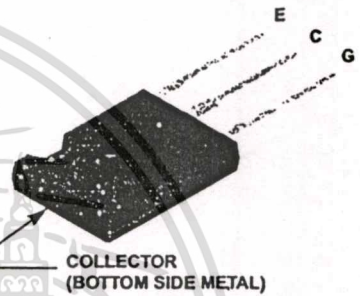


**Features**

- 40A, 600V at  $T_C = 25^\circ\text{C}$
- Typical Fall Time..... 140ns at 150°C
- Short Circuit Rated
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

**Packaging**

JEDEC STYLE TO-247



**FAIRCHILD SEMICONDUCTOR IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS**

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,587,713
4,598,461	4,605,948	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762	4,641,162	4,644,637
4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690	4,794,432	4,801,986
4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606	4,860,080	4,883,767
4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951	4,969,027	

## HGTG20N60B3D

Absolute Maximum Ratings  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	HGTG20N60B3D	UNITS
Collector to Emitter Voltage	600	V
Collector to Gate Voltage, $R_{GE} = 1M\Omega$	600	V
Collector Current Continuous	40	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	20	A
Average Diode Forward Current at $110^\circ\text{C}$	20	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	160	A
Gate to Emitter Voltage Continuous	$\pm 20$	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed	$\pm 30$	V
Switching Safe Operating Area at $T_C = 150^\circ\text{C}$	30A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$	165	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$	1.32	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 15\text{V}$	4	$\mu\text{s}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$	10	$\mu\text{s}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

## NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2.  $V_{CE} = 360\text{V}$ ,  $T_C = 125^\circ\text{C}$ ,  $R_G = 25\Omega$ .

Electrical Specifications  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Collector to Emitter Breakdown Voltage	$BV_{CES}$	$I_C = 250\mu\text{A}$ , $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Collector to Emitter Leakage Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$
			$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	2.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.8	2.0	V
			$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	2.1	2.5	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$ , $V_{CE} = V_{GE}$	3.0	5.0	6.0	V	
Gate to Emitter Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_C = 150^\circ\text{C}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$ , $R_G = 10\Omega$ , $L = 45\mu\text{H}$	$V_{CE} = 480\text{V}$	100	-	-	A
			$V_{CE} = 600\text{V}$	30	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	$V_{GEP}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.0	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	80	105	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	105	135	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$T_C = 150^\circ\text{C}$ , $I_{CE} = I_{C110}$	-	25	-	ns	
Current Rise Time	$t_r$	$V_{CE} = 0.8 BV_{CES}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$	-	20	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$	$R_G = 10\Omega$ , $L = 100\mu\text{H}$	-	140	175	ns	
Current Fall Time	$t_f$		-	140	175	ns	
Turn-On Energy	$E_{ON}$		-	475	-	$\mu\text{J}$	
Turn-Off Energy (Note 3)	$E_{OFF}$		-	1050	-	$\mu\text{J}$	
Diode Forward Voltage	$V_{EC}$	$I_{EC} = 20\text{A}$	-	1.5	1.9	V	
Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{EC} = 20\text{A}$ , $dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	ns	
		$I_{EC} = 1\text{A}$ , $dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	45	ns	
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	IGBT	-	-	0.76	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
		Diode	-	-	1.2	$^\circ\text{C}/\text{W}$	

## NOTE:

3. Turn-Off Energy Loss ( $E_{OFF}$ ) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ( $I_{CE} = 0\text{A}$ ). The HGTG20N60B3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves

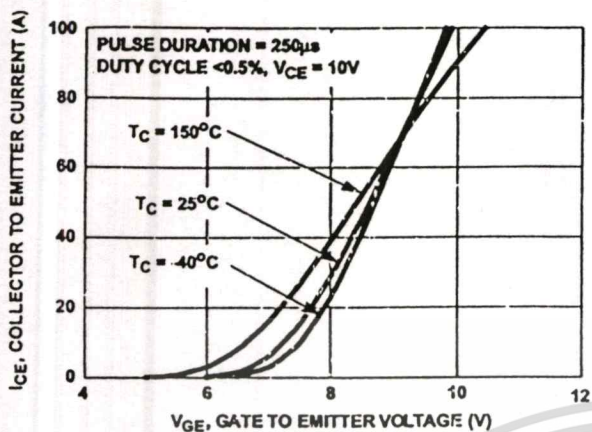


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

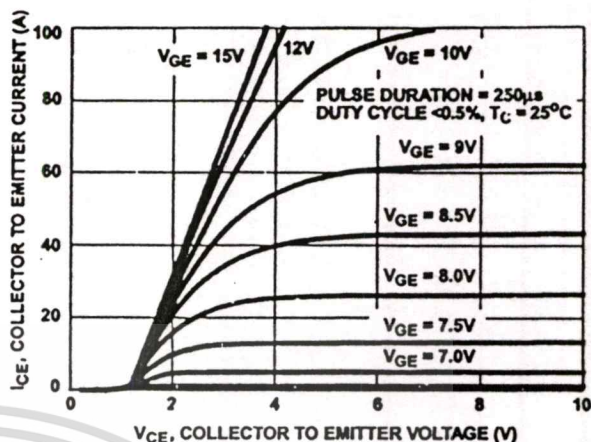


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

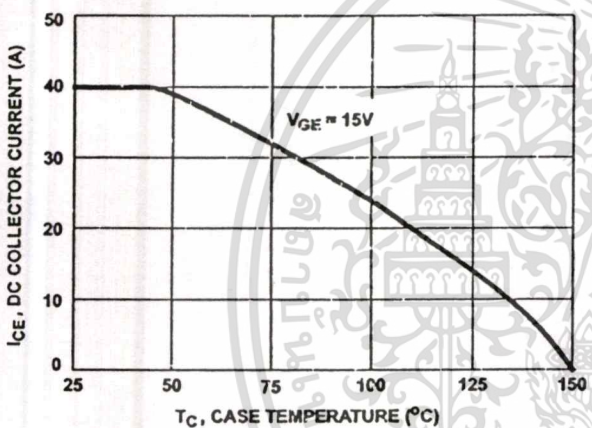


FIGURE 3. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

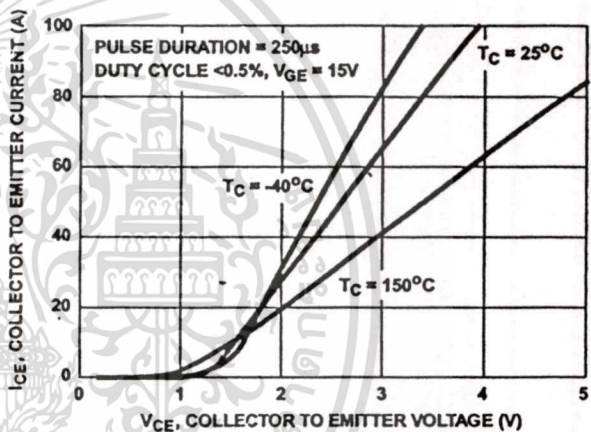


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

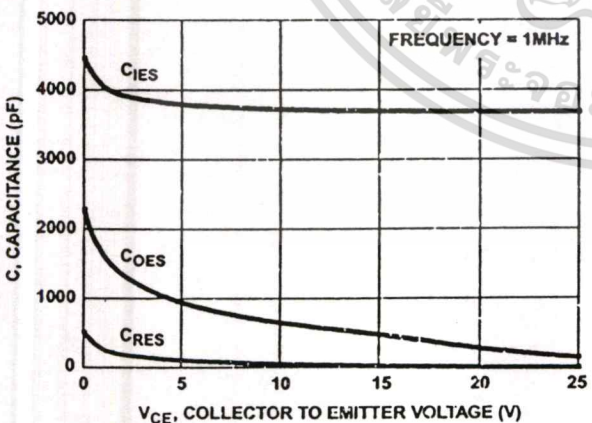


FIGURE 5. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

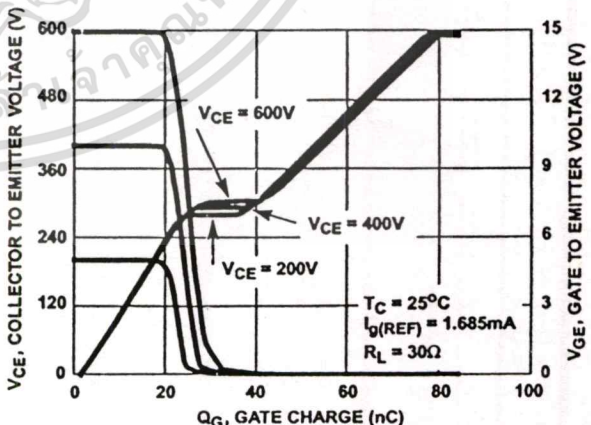


FIGURE 6. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

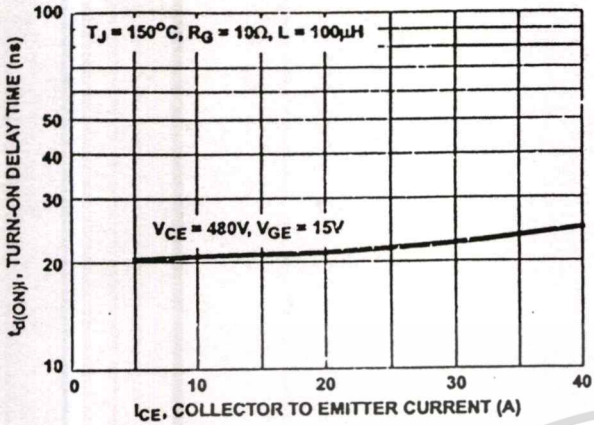


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

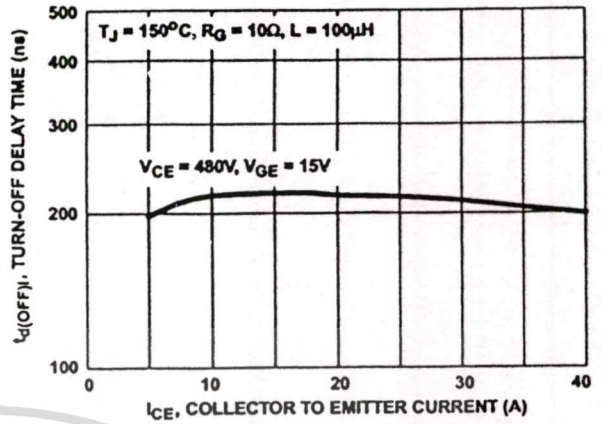


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

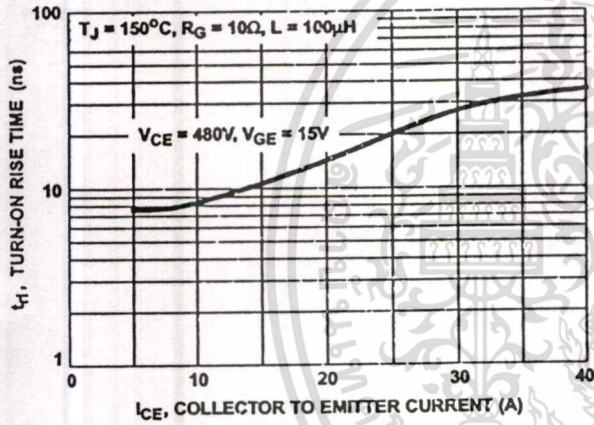


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

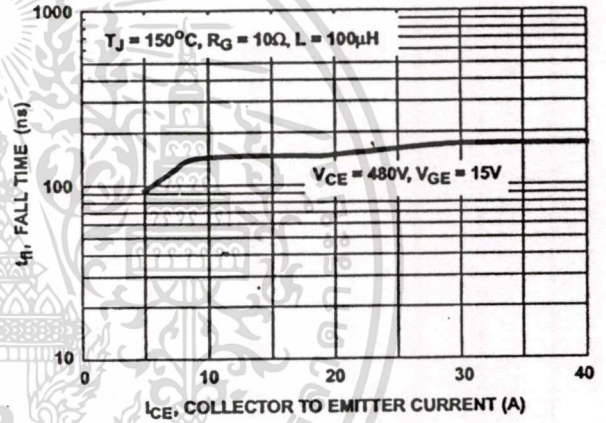


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

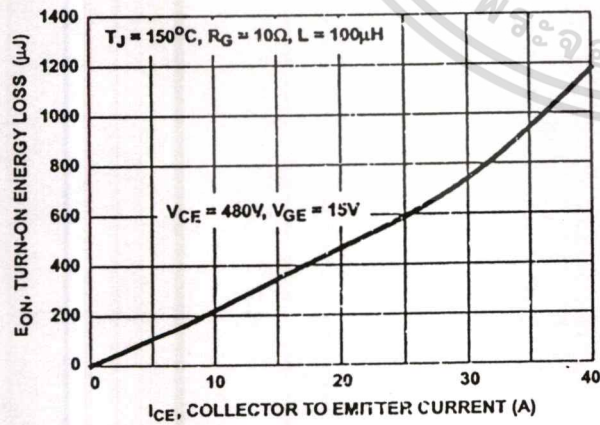


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

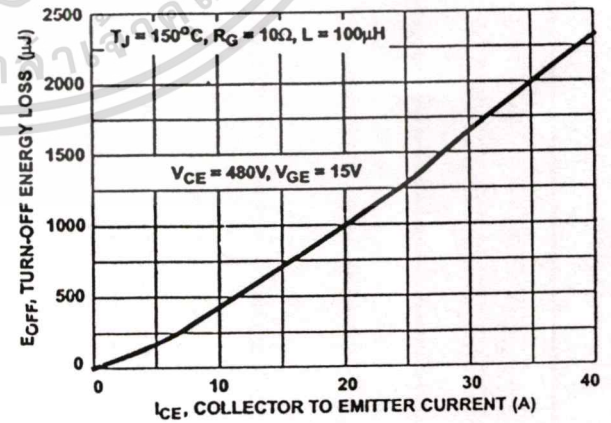


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## HGTG20N60B3D

## Test Circuit and Waveform

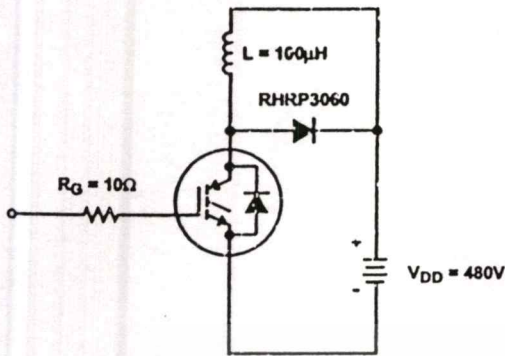


FIGURE 18. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

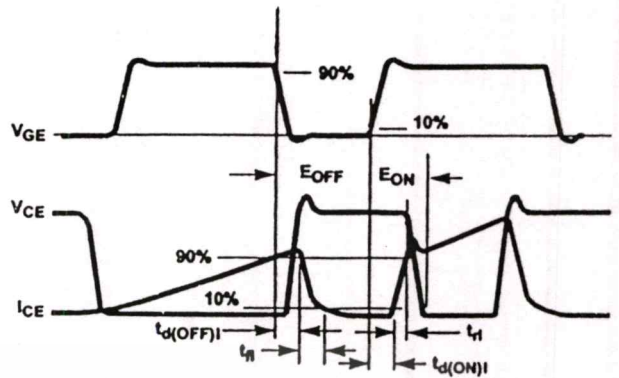


FIGURE 19. SWITCHING TEST WAVEFORMS

## Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and discharge procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of  $V_{GEM}$ . Exceeding the rated  $V_{GE}$  can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

## Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 13) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current ( $I_{CE}$ ) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 4, 7, 8, 11 and 12. The operating frequency plot (Figure 13) of a typical device shows  $f_{MAX1}$  or  $f_{MAX2}$  whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

$f_{MAX1}$  is defined by  $f_{MAX1} = 0.05 / (t_d(OFF) + t_d(ON))$ . Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible.  $t_d(OFF)$  and  $t_d(ON)$  are defined in Figure 19.

Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than  $T_{JM}$ .  $t_d(OFF)$  is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

$f_{MAX2}$  is defined by  $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON})$ . The allowable dissipation ( $P_D$ ) is defined by  $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$ . The sum of device switching and conduction losses must not exceed  $P_D$ . A 50% duty factor was used (Figure 13) and the conduction losses ( $P_C$ ) are approximated by  $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$ .

$E_{ON}$  and  $E_{OFF}$  are defined in the switching waveforms shown in Figure 19.  $E_{ON}$  is the integral of the instantaneous power loss ( $I_{CE} \times V_{CE}$ ) during turn-on and  $E_{OFF}$  is the integral of the instantaneous power loss during turn-off. All tail losses are included in the calculation for  $E_{OFF}$ ; i.e. the collector current equals zero ( $I_{CE} = 0$ ).



December 1995

## LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

### General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

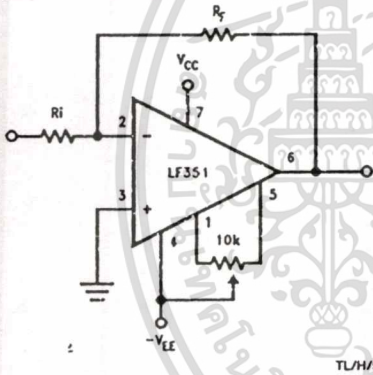
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

### Features

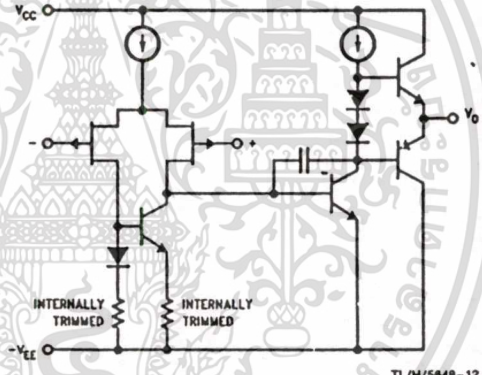
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion A<sub>V</sub> = 10, R<sub>L</sub> = 10k, V<sub>O</sub> = 20 Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

### Typical Connection



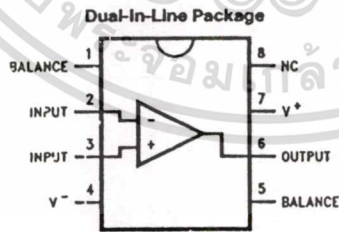
TL/H/5648-11

### Simplified Schematic



TL/H/5648-12

### Connection Diagrams

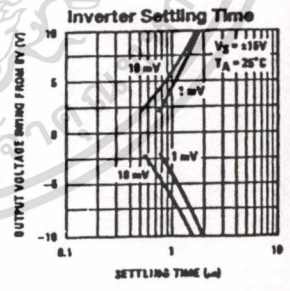
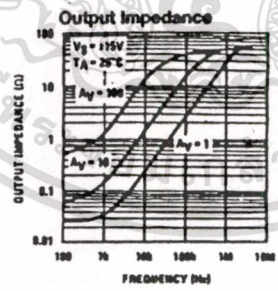
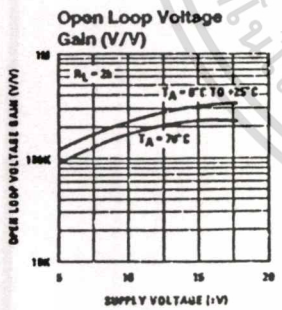
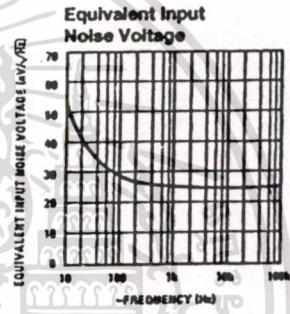
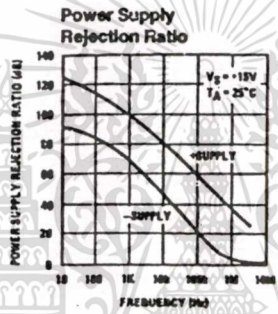
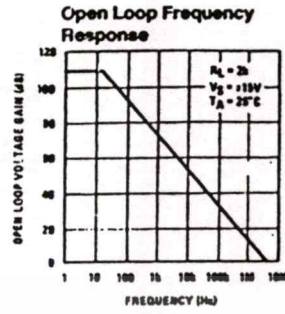
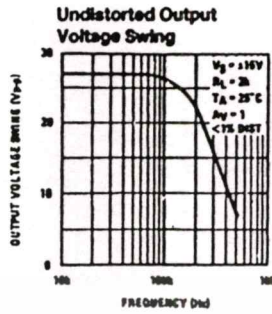
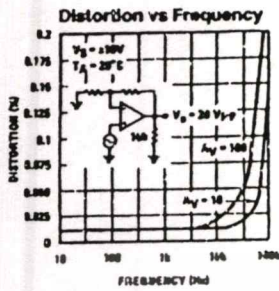


TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N  
See NS Package Number M08A or N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

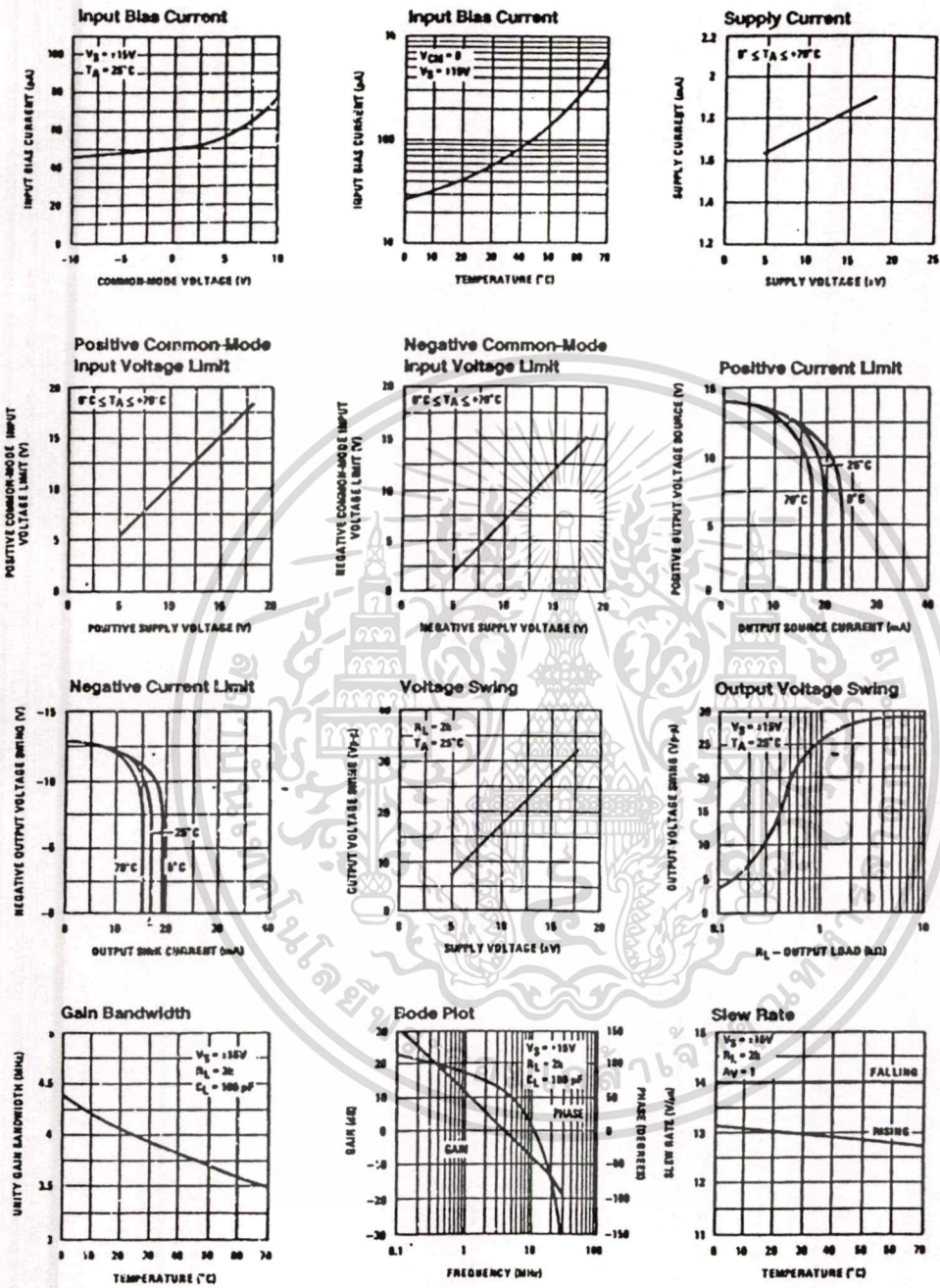
Typical Performance Characteristics (Continued)



TLH/5648-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Typical Performance Characteristics

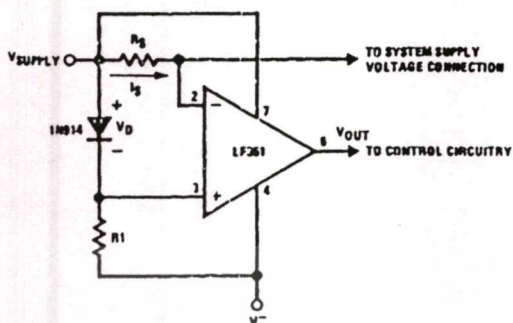


TL/H/5648-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

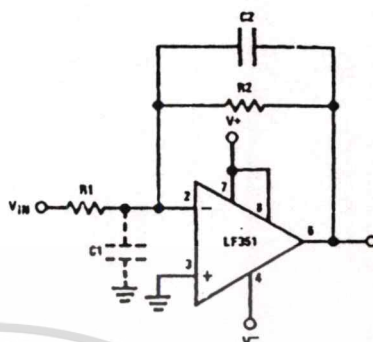
### Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



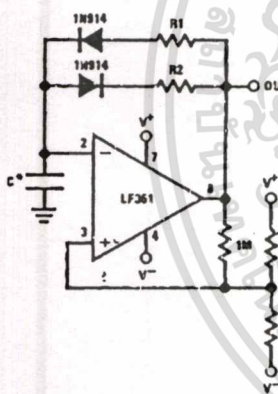
\*  $V_{OUT}$  switches high when  $R_2 I_S > V_D$

HI- $Z_{IN}$  Inverting Amplifier



Parasitic input capacitance  $C_1 \approx (3 \text{ pF for LF351 plus any additional layout capacitance})$  interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add  $C_2$  such that  $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$ .

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



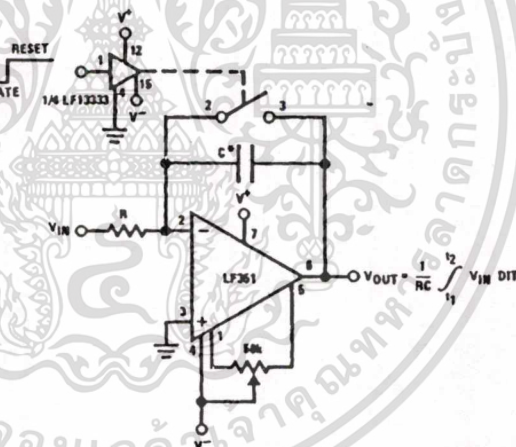
\*  $I_{OUTPUT \text{ HIGH}} \approx R_1 C \cdot \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.3 - V_S}$

\*  $I_{OUTPUT \text{ LOW}} \approx R_2 C \cdot \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$

where  $V_S = V^+ + |V^-|$

\*low leakage capacitor

Long Time Integrator



\*Low leakage capacitor

\* 50k pot used for less sensitive  $V_{OS}$  adjust

TL/H/5648-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติ

นายชัยวัฒน์ ชูชื่น เกิดเมื่อวันที่ 23 สิงหาคม 2519 จังหวัดชัยนาท จบการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล คลองหก ปทุมธานี ปี พ.ศ. 2544 ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2544 -2545 เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรฝ่ายวิจัยและพัฒนาผลิตภัณฑ์ บริษัท เอ ไอ เอ็ม มาร์เก็ตติ้ง จำกัด รับผิดชอบทางการออกแบบวงจรควบคุมและวงจรภาคกำลังของผลิตภัณฑ์คิมเมอร์และอิเล็กทรอนิกส์ทรานส์ฟอเมอร์ ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2546 - ปัจจุบัน ทำงานในตำแหน่งวิศวกรโครงการ ของฝ่ายวิจัยและพัฒนาผลิตภัณฑ์ บริษัท เอ กรุป คอนเซิร์ท แอนด์ โซลคิง จำกัด รับผิดชอบโครงการ IGBT DIMMER WITH REVERSE PHASE CONTROL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้