

การวัด และการวิเคราะห์คุณสมบัติ ของอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของการสูญเสีย  
ในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกจ่ายโดยพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

MEASUREMENT AND ANALYSIS OF INVERTER CHARACTERISTICS  
BASED-ON IRON LOSSES IN PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

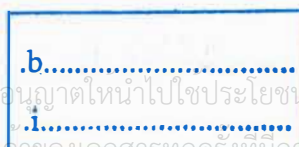
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-281-5

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....40141  
วัน, เดือน, ปี...6 ธ.ค. 2544



สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ผู้มีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีครนำไปใช้

**MEASUREMENT AND ANALYSIS OF INVERTER CHARACTERISTICS  
BASED-ON IRON LOSSES IN PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS**



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

**2001**

ISBN 974-648-281-5  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวัด และการวิเคราะห์คุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกจ่ายโดยพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

นักศึกษา

นายสุรินทร์ คำฝอย

รหัสประจำตัว

40061016

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ดร. วิจิตร กิลมเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษากลไกของการเกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เป็นผลมาจากพีดับบลิวเอ็ม(PWM)อินเวอร์เตอร์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ได้แก่ ดัชนีการมอดูเลต ความถี่สวิตช์ เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณ PWM รวมไปถึงการพิจารณาตัวประกอบ การสูญเสีย (loss factor) ภายใต้สภาวะการทำงานต่างๆของมอเตอร์เหนี่ยวนำ อีกทั้งมีการนำเสนอ การหาโมเดลการสูญเสียที่เป็นผลเนื่องมาจากแรงดันฮาร์โมนิกส์แบบง่ายที่ใช้เป็นพื้นฐานในการ วิเคราะห์พฤติกรรมของการสูญเสียในแกนเหล็ก ทั้งนี้ในการวัดการสูญเสียของแกนเหล็กได้จัดทำชุด ทดสอบที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการทดลองโดยเฉพาะซึ่งประกอบไปด้วยชุดกำเนิดสัญญาณPWM และ ชุดทดสอบมอเตอร์ ซึ่งชุดกำเนิดสัญญาณPWMสามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ของ PWM อินเวอร์เตอร์ได้อย่างอิสระโดยการควบคุมของ TMS320C50 เป็นตัวรับคำสั่งจาก คอมพิวเตอร์เพื่อประมวลผลและส่งสัญญาณผ่านชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต่อไป ส่วนชุดทดสอบมอเตอร์จัดทำขึ้นโดยการใช้แรงบิดจากภายนอกมาควบคุมให้มอเตอร์ ทดสอบสามารถทำงานที่ความเร็วเชิงโรตัสได้เพื่อให้มีค่าการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์และการสูญเสีย เนื่องจากการหมุนมีค่าน้อย ในส่วนของผลการทดลองได้มีการพิจารณาเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้น ของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์กับแหล่งจ่ายไซน์และแสดงถึงคุณสมบัติ ของอินเวอร์เตอร์ที่มีผลต่อกลไกการเกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก เพื่อนำไปสู่การออกแบบ อินเวอร์เตอร์และเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่เหมาะสมได้ในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Measurement and Analysis of Inverter Characteristics Based-on Iron losses in PWM Inverter fed Induction Motors
Student	Mr. Surin Khomfoi
Student ID	40061016
Degree	Master of Engineering in Electrical Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Viriya Phichetjamroen
Thesis Co-advisor	Asst. Prof.Dr. Vijit Kinnares

### ABSTRACT

This thesis presents the study of iron loss mechanisms of an induction motor, and PWM inverter characteristics, such as the modulation index, the switching frequency and PWM strategies. The loss factor under various motor operating conditions is also investigated. The simplified iron loss model of the motor due to harmonic voltages is proposed. The iron loss measurements are performed on a test rig consisting of an induction motor supplied by a PWM inverter. The PWM pattern is implemented using a dsp board, TMS320C50. The induction motor is controlled to run at speed of the synchronous speed using an external torque. The increase of the iron loss component from the PWM inverter is studied. Results obtained from the study will be in particular intent for electrical machine manufactures so that the proper induction motor drive can be designed.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและปรึกษาของ รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐ จำเริญและ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ ที่ให้โอกาสที่ดีในการดำเนินชีวิต อีกทั้งยังช่วยเหลือแก้ไขปัญหามากมายให้กับผู้วิจัย

ขอขอบพระคุณ อาจารย์และเจ้าหน้าที่ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความช่วยเหลือตลอดมา

ขอขอบพระคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดช ภาควิชาวิศวกรรมควบคุมที่ให้ความอนุเคราะห์เรื่องเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า และให้คำแนะนำที่ดีตลอดมา

ขอขอบคุณ วิทยาลัยเทคนิคมีนบุรี ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัยบางอย่าง ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ทุกคนที่มีส่วนช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ และยังให้กำลังใจที่ดีตลอดมา

ขอขอบคุณ สำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ(สพช.) และสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ(สกว.) ที่สนับสนุนทุนในการทำงานวิจัยนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณแม่สำราญ คุณพ่อสมนึก และคุณน้ามณฑาที่สนับสนุนและให้กำลังใจที่ดีมาตลอดเวลาและตลอดไป

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุรินทร์ คำฝอย

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	X
บทที่ 1.....	1
1.1 อธิบายปัญหาที่กำลังศึกษาอยู่ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 ทำไมปัญหานี้จึงน่าสนใจ.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจ.....	3
1.4 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2. ทฤษฎีพื้นฐาน.....	6
2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....	6
2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.1.2 วงจรสมมูลย์.....	8
2.1.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลย์.....	10
2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	12
2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์.....	12
2.2.2 การควบคุมสลลิปเฟวอร์.....	13
2.2.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่.....	15
2.3 คุณสมบัติระหว่าง แรงบิด-ความเร็ว.....	17
2.4 การพิจารณาการเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	19
2.5 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ.....	20
2.6 ความสามารถของมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ความเร็วต่ำกว่าและเหนือกว่า ความเร็วพิกัด.....	21
2.6.1 การควบคุมความเร็วต่ำกว่าพิกัด ( Constant Torque Region ).....	21
2.6.2 การควบคุมความเร็วเหนือกว่าพิกัด ( Constant Power Region ).....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.7 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	22
2.7.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส( Current-Source Inverter:CSI ).....	23
2.7.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน ( Voltage-Source Inverter ).....	24
2.7.3 พีคดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ( PWM Inverter ).....	25
2.8 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและพีคดับบลิวเอ็ม ( PWM ).....	27
2.8.1 ความสัมพันธ์ของพีคดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์	
แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 2 เฟส.....	28
2.8.1.1 การทำงานของPWMในย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้น ( $m_a \leq 1$ ).....	31
2.8.1.2 การทำงานของPWMในย่านดัชนีการมอดูเลตเกิน ( $m_a > 1$ ).....	31
2.8.1.3 การทำงานในย่านรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (Square wave).....	32
2.9 บทสรุป.....	34
บทที่ 3 การสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเนื่องจากฮาร์มอนิกส์.....	35
3.1 บทนำ.....	35
3.2 การสูญเสียในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เมื่อแหล่งจ่ายไม่ใช่ไซน์ (Non-sinusoidal Supply).....	35
3.2.1 การสูญเสียในตัวนำ (Conductor Losses).....	35
3.2.1.1 การสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ (Stator Winding Loss).....	35
3.2.1.2 การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ (Rotor Conductor Loss).....	36
3.2.1.3 ผลของความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่มีผลกระทบต่อการสูญเสีย และความต้านทานในตัวนำ.....	37
3.2.1.4 การวิเคราะห์ขั้นพื้นฐานที่ใช้ในการประมาณค่าการสูญเสีย ที่เกิดขึ้นในตัวนำ.....	38
3.2.2 การสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss).....	40
3.2.2.1 การสูญเสียในแกนเหล็กสเตเตอร์.....	40
3.2.2.2 การสูญเสียในแกนเหล็กโรเตอร์.....	40
3.2.2.3 ผลของการสูญเสียในแกนเหล็ก เนื่องจากปริมาณของฟลักซ์....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.2.2.4 การวิเคราะห์ห้ชั้นพื้นฐานที่ใช้ประเมินค่าการสูญเสียที่ เกิดขึ้นในแกนเหล็ก.....	41
3.2.3 การสูญเสียสเตรย์ (Stray Losses).....	44
3.2.4 การสูญเสียเนื่องจากการหมุน.....	45
3.3 ผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ (Effect of voltage harmonics).....	45
3.4 ข้อแตกต่างระหว่างโทมฮาร์มอนิกส์ กับสเปซฮาร์มอนิกส์.....	49
3.5 สรุป.....	50
บทที่ 4 ฟังก์ชันการมอดูเลทของเทคนิคพีดับลิวเอ็ม.....	52
4.1 บทนำ.....	52
4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลทแบบไซน์ (Sinusoidal PWM;SPWM).....	52
4.2.1 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง PWM (Symmetric regular Sampled PWM)..	54
4.2.2 อะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (Asymmetric regular Sampled PWM).....	56
4.3 ฟังก์ชันการมอดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation PWM; SVM).	58
4.4 ฟังก์ชันการมอดูเลทแบบไซน์ร่วมกับฮาร์โมนิกส์ที่สาม (Third Harmonics Injection PWM;THPWM).....	62
4.5 ฟังก์ชันการมอดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู (Trapezoidal Modulation PWM,TMPWM).....	64
4.6 ฟังก์ชันการมอดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูนูน (Modified Trapezoidal Modulation PWM;MTPWM).....	65
4.7 การหาแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่กำเนิดโดยพีดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....	67
4.7.1 เทคนิค PWM แบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส.....	68
4.7.2 ข้อพิจารณาองค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์.....	68
4.8 การเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ระหว่างการจำลองกับค่าที่วัดจริง.....	69
4.8.1 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ SPWM.....	69
4.8.2 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ SVM.....	72
4.8.3 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ THPWM.....	74
4.8.4 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ TMPWM.....	76
4.8.5 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ MTPWM.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.9 ข้อพิจารณาองค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการทดลอง.....	81	
4.10 สรุป.....	82	
บทที่ 5 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของ PWM ที่มีผลต่อการสูญเสียของมอเตอร์		
เหนี่ยวนำโดยใช้แฟคเตอร์การสูญเสียเป็นตัวชี้วัดคุณภาพ.....	83	
5.1 บทนำ.....	83	
5.2 แฟคเตอร์การสูญเสีย(Loss factor;LF).....	83	
5.2.1 แฟคเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในลวดตัวนำโดย ไม่คิดผลของสกินเอฟเฟค.....	84	
5.2.2 แฟคเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในลวดตัวนำโดย คิดผลของสกินเอฟเฟค.....	86	
5.2.3 แฟคเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในแกนเนื่องจาก ฮาร์มอนิกส์.....	87	
5.2.4 ผลการสูญเสียของแฟคเตอร์การสูญเสียเมื่อมีการเปลี่ยน แปลงความถี่การสวิตช์( $f_s$ ).....	89	
5.2.5 ผลการสูญเสียของแฟคเตอร์การสูญเสียเมื่อมีการเปลี่ยน ค่าดัชนีการมอดดูเลท( $m_a$ ).....	89	
5.2.6 ค่ากระแสสูงสุด(Peak Current).....	90	
5.2.7 การสั่นของแรงบิด(Pulsating Torque).....	90	
5.3 สรุป.....	91	
บทที่ 6 เทคนิคการวัด และระบบของชุดทดสอบ.....		111
6.1 บทนำ.....	111	
6.2 เทคนิคการวัด.....	111	
6.2.1 การสูญเสียในตัวนำสเตเตอร์.....	112	
6.2.2 การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์.....	112	
6.2.3 การสูญเสียเนื่องจากการหมุน.....	113	
6.3 ส่วนประกอบของระบบชุดทดสอบ.....	114	
6.3.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
7.4.1 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อค่าดัชนีการมีอคติเลขเปลี่ยนแปลง.....	143
7.4.2 ผลกระทบที่เกิดจากการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ คงที่ในอินเวอร์เตอร์.....	145
7.4.3 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อค่าความถี่สวิตช์ของ PWM อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง.....	147
7.4.4 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อเปลี่ยนเทคนิคการมีอคติเลข PWM .....	149
7.5 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดกับการคำนวณจากโมเดลการสูญเสีย.....	150
7.6 สรุป.....	152
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	154
8.1 สรุปผลการวิจัย.....	154
8.2 ข้อเสนอแนะ.....	156
เอกสารอ้างอิง.....	157
ภาคผนวก.....	159
ภาคผนวก ก.....	160
ภาคผนวก ข.....	161
ประวัติผู้เขียน.....	183

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	8
2.2 วงจรสมมูลย์แบบใกล้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	10
2.3 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	11
2.4 วงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์.....	12
2.5 กราฟแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	13
2.6 วงจรควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน.....	14
2.7 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน,แรงบิด, กระแสสเตเตอร์กับความถี่.....	15
2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF.....	16
2.9 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สลิปมีค่าต่ำ โดยที่ ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ $\Phi_{ag}$ และภาระแรงบิดคงที่.....	18
2.10 กราฟคุณสมบัติของแรงบิดกับความเร็วเมื่อแรงบิดเปลี่ยนแปลงตาม ความเร็วกำลังสอง(เช่น โหลดประเภท Centifugal).....	18
2.11 รูปสำหรับพิจารณาการสตาร์ท.....	19
2.12 รูปการพิจารณาเลือกความถี่ในการสตาร์ท.....	20
2.13 ความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์คงที่เมื่อความถี่ต่ำ.....	20
2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	22
2.15 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	23
2.16 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	24
2.17 วงจรกำลังของพีดีบีทิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....	25
2.18 พีดีบีทิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	27
2.19 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	28
2.20 รูปคลื่นแรงดันพีดีบีทิวเอ็ม และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์.....	29
2.21 ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างแรงดันไลน์กับแรงดันเชื่อม โยงดีซี ของ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ในฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลต.....	32
2.22 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบกึ่งสี่เหลี่ยม.....	33
3.1 การไหลของกำลังในมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	36
3.2 การเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน(R)และค่าลิกเกจรีแอกแตนซ์(L) สำหรับตัวนำในสล็อตที่เป็นผลมาจากสกินเอฟเฟก.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 ก. วงจรสมมูลย์ที่เกี่ยวข้องกับฮาร์มอนิกส์.....	48
ข. รูปวงจรโดยประมาณ.....	48
3.4 ก. วงจรที่มีผลกับฮาร์มอนิกส์.....	48
ข. แรงบิดที่เกิดจากแรงดันพินคาเมนทอล.....	48
ค. แรงบิดที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ 5.....	48
ง. แรงบิดที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ 7.....	48
4.1 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิค การมอดดูเลทแบบไซน์ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่.....	53
4.2 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิ่ง.....	55
4.3 สัญญาณ PWM แบบซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิ่ง.....	55
4.4 รูปสัญญาณ PWM แบบซิมเมตริกและอะซิมเมตริกเมื่อ $n$ เป็น 1.....	57
4.5 ความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน และ โพลาร์ โคออดิเนท โดยที่สภาวะการสวิตช์ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดเป็น 1 (High) และ 0 (Low) โดยที่สภาวะสวิตช์ศูนย์คือ 000 และ 111 จะอยู่ที่จุดกำเนิด.....	58
4.6 รูปแบบสภาวะการสวิตช์ของ SVM ในเซกเตอร์ที่ 1.....	59
4.7 แรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟส.....	60
4.8 รูปคลื่นแรงดันสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส.....	61
4.9 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการ มอดดูเลทแบบ SVM ที่มีการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับ โดยรักษาฟลักซ์คงที่.....	62
4.10 สัญญาณการมอดดูเลทแบบเทคนิค THPWM.....	63
4.11 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการ มอดดูเลทแบบ THPWM ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่(V/F).....	63
4.12 สัญญาณการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....	64
4.13 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการ มอดดูเลทแบบ TMPWM ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่(V/F).....	65
4.14 รูปสัญญาณการมอดดูเลทของ MTPWM.....	66
4.15 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดดูเลทแบบ MTPWM ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5 ,1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่(V/F) .....	67
4.16 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ SPWM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ.....	70
4.17 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ SVM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ.....	72
4.18 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ THPWM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ.....	74
4.19 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ TMPWM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ.....	77
4.20 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ MTPWM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ.....	80
5.1 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์.....	93
5.2 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม.....	93
5.3 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์.....	94
5.4 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....	94
5.5 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขั้น.....	95
5.6 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบSix Step.....	95
5.7 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์.....	96
5.8 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม.....	96
5.9 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์.....	97
5.10 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....	97
5.11 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขั้น.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบSix Step .....	98
5.13 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ .....	99
5.14 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ รวมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม.....	99
5.15 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ .....	100
5.16 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู.....	100
5.17 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขึ้น .....	101
5.18 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบSix Step .....	101
5.19 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ .....	102
5.20 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ รวมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม.....	102
5.21 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ .....	103
5.22 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู ....	103
5.23 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขึ้น .....	104
5.24 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบSix Step .....	104
5.25 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ .....	105
5.26 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ .....	105
5.27 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ .....	106
5.28 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์.....	106
5.29 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	107
5.30 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	107
5.31 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	108
5.32 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	108
5.33 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_1$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	109
5.34 แฟลคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ $\sigma_2$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	109
5.35 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_3$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	110
5.36 แฟลคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก $\sigma_4$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลท .....	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.1 ระบบที่ใช้ในการทดสอบการสูญเสียเนื่องจากการหมุน .....	113
6.2 ระบบของชุดทดสอบจริง .....	115
6.3 การ Interface อุปกรณ์ต่างๆเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ .....	118
6.4 โพลซาร์จการทำงานของโปรแกรมหลัก .....	119
6.5 โพลซาร์จในการสอคแทรกในการส่งข้อมูล .....	120
6.6 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการ Scan Keyboard .....	121
6.7 วงจรกำลัง .....	122
6.8 วงจรขับเกท .....	123
6.9 สัญญาณขับเกทเมื่อเป็นสัญญาณ Six Step 50 Hz .....	123
6.10 สัญญาณขับเกทเมื่อเป็นสัญญาณ PWM 50 Hz .....	123
6.11 วงจรเคทไทยม์ .....	124
6.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายไทยม์ .....	124
6.13 วงจรป้องกันกระแสเกินฟักัด .....	125
6.14 การต่อตัวต้านทานเพื่อป้องกันกระแสช๊ากเข้ากับวงจรถ่ายกำลัง .....	126
6.15 วงจรควบคุมการลัดวงจรตัวต้านทานเมื่อถึงภาวะแรงดันอ้อมตัว .....	126
6.16 ชุดทดสอบก่อนเริ่มการทดลอง .....	127
6.17 กระแสโรเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์จากซิงโครนัสเป็นความเร็วฟักัด.....	128
6.18 สัญญาณกระแสแรงดันและแรงดันของ SVM เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง ค่าดัชนีการม้อคคูเลท .....	129
6.19 สัญญาณแรงดันของ SVM เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ม้อคคูเลท .....	129
7.1 ผลการฟักัดข้อมูลเดียวกันเมื่อใช้ฟักัดซันที่ต่างกัน .....	131
7.2 ผลการคำนวณคุณสมบัติของการสูญเสียซันซั่มพันธ์กับสมการที่(7.3) .....	133
7.3 ผลการวัดและการคำนวณการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 4 kWตามฟักัดซัน รูปคลี่ Six Step ที่ $V_1=78V_{rms}(L-L)$ คงที่ .....	134
7.4 ผลการวัดและการคำนวณการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 2.2 kW ตามฟักัดซัน รูปคลี่ Six Step ที่ $V_1=78V_{rms}(L-L)$ คงที่ .....	135
7.5 ผลการวัดและการคำนวณการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 1.1kWตามฟักัดซัน รูปคลี่ Six Step ที่ $V_1=78V_{rms}(L-L)$ คงที่ .....	135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.6 วงจรการทดลองที่ใช้ในการวัดการสูญเสียตามตามฟังก์ชัน Six Step .....	136
7.7 ผลการวัดและการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 4 kW ตามฟังก์ชันของ Six Step ในความถี่ 300Hz-30kHz .....	138
7.8 ผลการวัดและการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 2.2 kW ตามฟังก์ชันของ Six Step ในความถี่ 300Hz-30kHz .....	139
7.9 ผลการวัดและการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW ตามฟังก์ชันของ Six Step ในความถี่ 300Hz-30kHz .....	139
7.10 สเปกตรัมแรงดันไลน์เอาต์พุตที่ $m_u = 0.8, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	140
7.11 สเปกตรัมแรงดันไลน์เอาต์พุตที่ $m_u = 1, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	140
7.12 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในแกนเหล็กที่ $m_u = 0.8, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	140
7.13 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในขดลวดที่ $m_u = 0.8, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	141
7.14 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในแกนเหล็กที่ $m_u = 1, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	141
7.15 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในขดลวดที่ $m_u = 1, m_f = 21$ (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด .....	141
7.16 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดดูเลทต่างๆตามค่าแรงดันพินดาเมนทอล เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์อัตราความถี่มอดดูเลท = 1 และความถี่ พินดาเมนทอลเอาต์พุต 50 Hz .....	143
7.17 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดดูเลทต่างๆตามค่าแรงดัน พินดาเมนทอลเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ เมื่ออัตราความถี่มอดดูเลท = 21 และความถี่พินดาเมนทอลเอาต์พุต 30 Hz .....	144
7.18 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดดูเลทต่างๆตามค่าแรงดัน พินดาเมนทอลเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ เมื่ออัตราความถี่มอดดูเลท = 57 และความถี่พินดาเมนทอลเอาต์พุต 50 Hz .....	145
7.19 การสูญเสียในแกนเหล็ก กับความถี่พินดาเมนทอลเอาต์พุต โดยคงที่ค่าอัตราส่วน แรงดันต่อความถี่ เมื่อใช้การเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลทและ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# บทที่ 1

## บทนำ

ในงานอุตสาหกรรมโดยทั่วไปได้มีการใช้งานพีดีบีทีเอ็มอินเวอร์เตอร์ เป็นตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นจำนวนมาก แต่การศึกษาถึงผลกระทบและกลไกการเกิดการสูญเสียเนื่องจากผลฮาร์มอนิกส์ที่เกิดจากคุณสมบัติเฉพาะของพีดีบีทีเอ็มอินเวอร์เตอร์ ยังไม่กว้างขวางนัก ซึ่งการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์นั้นเป็นปัจจัยสำคัญตัวหนึ่งที่มีผลต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ใช้งานด้วย พีดีบีทีเอ็มอินเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะในอินเวอร์เตอร์สมัยใหม่ที่มีการใช้ความถี่การสวิตช์สูง ๆ ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากตัวนำ แต่กลับมีผลต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ซึ่งได้มีหลายงานวิจัยพยายามหากลไกดังกล่าว แต่ไม่สามารถทำนายและหาค่าการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ได้ทุกเงื่อนไขของการทำงาน[1,2] การสูญเสียในแกนเหล็กที่เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมีอคติเลชันในกรณีที่เป็นแหล่งจ่ายพี ดีบีทีเอ็ม เคยได้มีการวิเคราะห์โดยการทดสอบกับ Wound core และมอเตอร์เหนี่ยวนำโดย Aldo Boglietti[6,7] ซึ่งผลการทดลองเป็นที่ยืนยันได้ว่า พีดีบีทีเอ็มอินเวอร์เตอร์มีผลกระทบต่อค่าดัชนีการมีอคติเลชันของการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งมีความสัมพันธ์กับการแปรเปลี่ยนของดัชนีการมีอคติเลชันนั้นจริง[2-6] บทความที่น่าสนใจนี้ได้มีการตรวจสอบผลของแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่มีผลกระทบเกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกป้อนด้วย พีดีบีทีเอ็มอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับ การสูญเสียในแกนเหล็ก โดยผลที่ได้จากการตรวจสอบสำหรับการหาค่าดังกล่าวจะใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมีอคติเลชัน และค่าการสวิตช์ของรูปคลื่นพีดีบีทีเอ็ม เพื่อทดสอบหาค่าการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไร้อะไร ซึ่งจะช่วยให้สามารถศึกษาผลกระทบการเกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เข้าใจและชัดเจนมากยิ่งขึ้น

### 1.1 อธิบายปัญหาที่กำลังศึกษาอยู่ของวิทยานิพนธ์

ในอดีตการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกพิจารณาว่าคงที่ไม่เป็นนัยสำคัญ และพิจารณาการสูญเสียในตัวนำเป็นนัยสำคัญเพราะเป็นการสูญเสียที่แปรตามโหลด ทั้งในกรณีที่แหล่งจ่ายเป็นแบบไซน์ และ Six-step ในกรณีที่ต้องการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ แต่เมื่อเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำพัฒนาขึ้น โดยที่อุปกรณ์ทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงทำให้เทคนิคการปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำนิยมใช้แบบ PWM เพื่อลดการสูญเสียในตัวนำโดยการเพิ่มความถี่สวิตช์ของPWMอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะ ทำให้กระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นไซน์มากขึ้น แต่โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ส่วนใหญ่จะเป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) โดยที่แรงดันเชื่อมโยงดีซี คงที่ทำให้การเปลี่ยนความถี่ต้องเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตด้วยเพื่อควบคุมการคงที่ของฟลักซ์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำ (อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่) จากการพัฒนาของเครื่องมือวัดในปัจจุบัน จึงทำให้สามารถเห็นปัญหาของการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งไม่ถูกพิจารณาว่าคงที่ ในทุกสภาวะโหลด เพราะการสูญเสียในแกนเหล็กถูกค้นพบว่าการเปลี่ยนแปลงตามพารามิเตอร์ของ PWM อินเวอร์เตอร์

ส่วนในปัจจุบันการใช้อินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถูกพิจารณาถึงผลกระทบต่างๆที่เกิดขึ้นในตัวมอเตอร์และประเด็นที่ถูกค้นพบและน่าสนใจคือ

1. เมื่อใช้เทคนิค PWM พิจารณาที่ความถี่สูงๆเพื่อที่จะลดการสูญเสียในตัวนำนั้น ทำให้ผลของการสูญเสียในแกนเหล็กจะมีค่าสูง เมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายแบบไซน์
2. เมื่อเปลี่ยนวิธีการปรับแรงดันเพื่อให้ฟลักซ์คงที่( รักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่) จากการเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตมาเป็นการปรับเปลี่ยนแรงดันเชื่อมโยงดีซี. และคงที่ดัชนีการมอดูเลต ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กลดลง

จากประเด็นการศึกษาข้างต้นแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กนั้นไม่คงที่และเป็นนัยสำคัญที่จะพิจารณาการสูญเสียในมอเตอร์ เพื่อนำไปสู่การสร้างชุดปรับความเร็วรอบที่มีประสิทธิภาพดีขึ้นและสามารถพิจารณาถึงโครงสร้างของเหล็กที่จะนำมาทำตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งาน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการศึกษา วิเคราะห์ วัดและทดสอบพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อมีการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อนำไปสู่การกำหนดมาตรฐานการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ และการออกแบบอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม รวมทั้งการเลือกใช้วัสดุที่ใช้ทำมอเตอร์เหนี่ยวนำในอนาคต

## 1.2 ทำไมปัญหานี้จึงน่าสนใจ

1. การเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กจากการสูญเสียปกติจะมีผลทำให้ประสิทธิภาพและอายุการใช้งานของมอเตอร์ลดลง
2. ผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากการใช้อินเวอร์เตอร์อาจนำไปสู่การกำหนดเป็นมาตรฐานของการผลิตชุดปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ในอนาคต
3. สามารถนำข้อมูลมาวิเคราะห์และเป็นพื้นฐานในการพัฒนาปรับปรุงชุดปรับเปลี่ยนความเร็วรอบให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์อาจทำให้มีการปรับเปลี่ยน โครงสร้างและวัสดุที่จะนำมาใช้ทำมอเตอร์ได้
5. จากพฤติกรรม การเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กในมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเป็นแนวทางไปสู่การพิจารณาเลือกใช้ PWM ของอินเวอร์เตอร์และขนาดของมอเตอร์ที่เหมาะสม ที่ใช้ในอุตสาหกรรมได้

### 1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจ

1. แสดงพฤติกรรม การเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเนื่องจากฮาร์มอนิกส์โดยใช้สเปกตรัมแรงดันฮาร์มอนิกส์ กับกราฟคุณลักษณะของการสูญเสีย
2. ระบบการวัดที่ใช้สามารถลดการสูญเสียของตัวนำในโรเตอร์ให้มีค่าน้อยและลดเซชการสูญเสียเนื่องจากการหมุน ( สามารถควบคุมมอเตอร์หมุนที่ความเร็วเชิง โครนัส )

### 1.4 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

ระบบการวัดที่ใช้ จะทำให้ค่าของการสูญเสียในแกนเหล็กที่ได้ใกล้เคียงความเป็นจริงมากกว่าใช้วิธีคำนวณจากวงจรสมมูลซึ่งต้องประมาณค่าของการสูญเสียเนื่องจากการหมุน และการประเมินผลของการสูญเสียในตัวนำของโรเตอร์ได้ยาก ซึ่งวิธีที่น่าสนใจสามารถควบคุมสถานะการควบคุมมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆจนถึงความถี่เชิงโครนัสโดยใช้การชดเชยแรงบิดจากภายนอก [7] และเมื่อมอเตอร์สามารถหมุนที่ความเร็วเชิงโครนัสจะส่งผลให้การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์และการสูญเสียที่เกิดจากการหมุนน้อยมาก

ชุด PWM อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดสอบกับมอเตอร์สามารถควบคุมการปรับพารามิเตอร์ต่างๆให้สามารถทำงานอย่างอิสระ ทำให้ง่ายต่อการควบคุมพารามิเตอร์ของ PWM เพื่อนำไปสู่ความเข้าใจการสูญเสียได้ดียิ่งขึ้น

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนในการศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยได้แบ่งขั้นตอนตามลำดับข้างล่างนี้ซึ่งรายละเอียดจะประกอบอยู่ในแต่ละบทของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาและค้นหาสาเหตุการเกิดขึ้นของการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจากการสูญเสียของมอเตอร์ที่ป้อนด้วยแรงดัน ไซน์ปกติ เมื่อมอเตอร์ป้อนด้วย PWM อินเวอร์เตอร์ ซึ่งสาเหตุ คือแรงดันของ PWM ที่มีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์อยู่มากหรือที่เป็นที่รู้จักกันดีในชื่อของแรงดันฮาร์มอนิกส์ (บทที่ 2)
2. ตรวจสอบผลกระทบที่เกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อป้อนด้วย PWM อินเวอร์เตอร์ซึ่งขั้นตอนนี้จำเป็นต้องใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์มาจำลองผลกระทบดังกล่าว(บทที่ 3)
3. ศึกษาการทำงานของ PWM อินเวอร์เตอร์ในทุกสภาวะการจ่ายโหลดทั้งในย่านแรงบิดคงที่และกำลังงานคงที่เพื่อต้องการทราบการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆของ PWM เมื่อการทำงานของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงาน(บทที่ 3)
4. ค้นหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์แต่ละตัวใน PWM อินเวอร์เตอร์(บทที่ 2-3)
5. พิจารณาการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ใน PWM อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงจะส่งผลให้แรงดันฮาร์มอนิกส์เปลี่ยนแปลงไปอย่างไร(บทที่ 4)
6. แยกพิจารณาพารามิเตอร์ใน PWM อินเวอร์เตอร์แต่ละตัว
7. ศึกษาการกำเนิดของรูปคลื่น PWM ว่าแตกต่างกันและมีผลต่อแรงดันฮาร์มอนิกส์อย่างไร (บทที่ 4)
8. นำตัวประกอบการสูญเสียที่แนะนำโดย[3] มาพิจารณาแนวโน้มของการสูญเสียโดยใช้โปรแกรม คอมพิวเตอร์ตามฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของ PWM อินเวอร์เตอร์และใช้แนวโน้มเป็นข้อสมมติฐานของการทดลอง(บทที่ 5)
9. สร้างชุดกำเนิดสัญญาณ PWM ที่สามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์แต่ละตัวใน PWM อินเวอร์เตอร์ได้อย่างอิสระต่อกัน(บทที่ 6)
10. สร้างชุดทดสอบมอเตอร์ ที่สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทดสอบให้หมุนที่ความเร็วซึ่งโครนัสเพื่อลดการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์และการสูญเสียเนื่องจากการหมุนให้น้อยที่สุด
11. ทดลองประสิทธิภาพของชุดทดสอบในข้อ 9 และ 10 (บทที่ 6)
12. ทดสอบหาโมเดลที่ใช้แทนการสูญเสียของมอเตอร์ที่ความถี่สูงๆ ที่แนะนำใน [4] เพื่อนำค่าเขียนกราฟคุณลักษณะการสูญเสียในมอเตอร์ทดสอบ เพื่อดูแนวโน้มการสูญเสียที่เกิดขึ้น (บทที่ 7)
13. เปรียบเทียบผลการสูญเสียของค่าที่วัดได้กับค่าคำนวณตามฟังก์ชันของความถี่โดยใช้สเปกตรัมแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ทดสอบและ โมเดลการสูญเสีย(บทที่ 7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

14. ทดสอบการวัดค่าการสูญเสียในแกนเหล็กโดยพิจารณาเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของ PWM อินเวอร์เตอร์ครึ่งสะพานพารามิเตอร์(บทที่ 7)
15. พิจารณาผลการทดลองที่วัดได้กับ พารามิเตอร์PWM อินเวอร์เตอร์(บทที่ 7)
16. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ(บทที่ 8)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐาน

#### 2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนอยู่กับที่(Stator) และส่วนหมุน (Rotor)

- ส่วนอยู่กับที่มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์มาเจอร์(Armature)ที่บรรจุอยู่ในสล๊อท
- โรเตอร์แบ่งออกเป็นสองแบบคือ

1. แบบกรงกระรอก(Squirrel Cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นเหล็กกลาามินทเซาะผิว ด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล๊อท(Slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล็กนี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางในพิมพ์เพื่อฉีคอลลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้ลูนีเยียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล๊อท และมีครีบยื่นออกไปสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์(Wound Rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจากกรงกระรอกคือ มีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลีปริง(Slip ring)ซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มีข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิดจากสเตเตอร์

##### 2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ โดยส่วนโรเตอร์ จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (Air Gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

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

โดยที่  $N_s$  = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)

$f$  = ความถี่ที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)

$P$  = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มีกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีแรงบิด(Torque)เกิดขึ้นและขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว  $N_r$  ใด ๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว  $N_s$  จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดแรงบิด ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้ง 2 นี้เรียกว่า สลิป (Slip)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

โดย  $\omega_s$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ (Stator Angular Frequency)  
 $\omega_r$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor Angular Frequency)  
 $S$  คือ Slip

เมื่อจ่ายแรงดันให้ขดลวดอามาเจอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ฟลักซ์แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กจะหมุนกวาดผ่านขดลวดของโรเตอร์และสเตเตอร์ด้วยความเร็วสูงสุด(ความเร็วซิงโครนัส) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวนำนั้นจะมีค่าสูงสุด และขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดในโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั้งสองส่วนนี้จึงมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง

ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ( $N_r = 0$ ) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จะเท่ากับ ความถี่ของสาย กรณีนี้สลิปเท่ากับ 1 และเมื่อโรเตอร์หมุนด้วยอัตราที่ฟลักซ์แม่เหล็กกวาดผ่านตัวนำจะช้าลง ค่าสลิปจึงลดลงด้วย ในสภาพเช่นนี้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์จะลดลงเป็นสัดส่วนกับสลิป เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_r = SE_2 \quad (2.3)$$

$$X_r = SX_2 \quad (2.4)$$

ในทำนองเดียวกัน ความถี่ของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามค่าสลิปดังนี้

$$f_r = Sf \quad (2.5)$$

เมื่อ  $E_r$  = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะทำงานปกติ

$E_2$  = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่

$X_r$  = ค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟส ขณะโรเตอร์อยู่กับที่

$f_r$  = ความถี่ของโรเตอร์

$f$  = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังกลของมอเตอร์จะเกิดขึ้นที่โรเตอร์ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลังอินพุทของมอเตอร์ไม่ได้เกิดจากการจ่ายไฟฟ้าให้กับโรเตอร์โดยตรง แต่เป็นการถ่ายทอดกำลังผ่านช่องว่างอากาศ(Air gap) ด้วยการเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและความถี่ขึ้นในโรเตอร์ ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสก็คือ  $E_r = SE_2$  ถ้าเอาแรงเคลื่อนจำนวนนี้หารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ ( $Z_2$ ) ก็จะได้กระแสโรเตอร์ต่อเฟส ( $I_2$ ) ไหลอยู่ในโรเตอร์เมื่อ

มอเตอร์ทำงานอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก้าวเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \frac{SE_2}{Z_2}$$

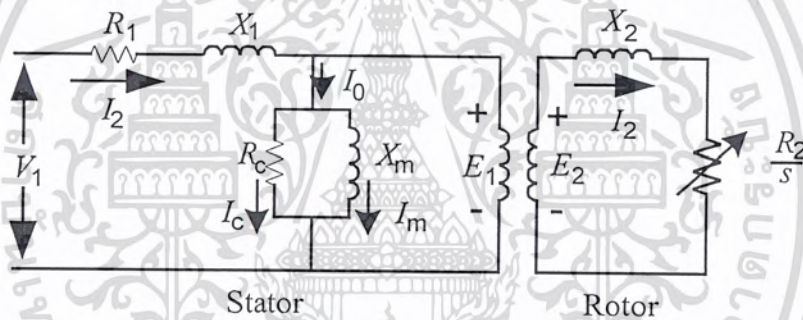
$$= \frac{SE_2}{\sqrt{(R_2^2 + S^2 X_2^2)}} \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.6 ใช้คำนวณหาค่ากระแสโรเตอร์ได้ทั้งขณะมอเตอร์เริ่มหมุน(Start) และเมื่อหมุนอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ก็ได้ โดยขณะเริ่มหมุนให้แทนค่าสลิป  $S = 1$  ลงในสมการ 2.6 กระแสโรเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนดังนี้

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2^2 + jX_2^2)}} \quad (2.7)$$

### 2.1.2 วงจรสมมูลย์

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลง จะต่างกันก็ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่ 2 (Secondary) เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.1 เป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- $X_m$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
- $X_1$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
- $X_2$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
- $R_1$  คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
- $R_2$  คือ ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
- $R_c$  คือ ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
- $I_c$  คือ กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
- $I_m$  คือ กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.1 กระแส  $I_0$  ไหลในขดสเตเตอร์เป็นกระแสส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก(Core loss) และ การสูญเสียในขดลวด(Copper loss) การเปลี่ยนแปลงค่าน้อยมากไม่ว่าโหลดของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม ดังนั้นถ้าย้ายวงจรขนานที่  $I_0$  ไหลผ่านมาไว้ที่ต้นทางของวงจรสมมูลจะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้น โดยมีเหตุผลดังนี้คือ

1. การย้ายวงจรขนานที่กระแส  $I_0$  ไหลผ่านนี้จะทำให้ค่าที่ได้จากการคำนวณคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยเพราะ  $R_1$  และ  $X_1$  มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ  $X_m$  แต่จะได้วงจรสมมูลที่พิจารณาง่าย

2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะไม่มีโหลดจะไม่คิดค่า  $I_0$  ซึ่งเป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่พิกัด แต่ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำเช่นนั้นไม่ได้ เพราะค่า  $I_0$  มีค่าถึง 30-50% ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม  $X_m$  เป็นจำนวนมากจึงต้องคงค่า  $X_m$  ไว้ในวงจรสมมูล

วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถย้ายข้างรวมกันได้ ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกันถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดที่สเตเตอร์กับโรเตอร์(Turn ratio :  $a$ ) ก็จะย้ายค่าในวงจรสมมูลของขดลวดทั้งสองมารวมกันได้เช่นกัน

ในที่นี้ต้องการย้ายค่าของวงจรเทียบเคียง โรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ซึ่งหาค่าต่าง ๆ ของวงจรสมมูลได้ดังนี้คือ

$$E'_2 = aE_2 = E_1 \quad (2.8)$$

เมื่อ  $E'_2$  = แรงดันไฟฟ้าขณะ โรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$I'_2 = \frac{I_2}{a} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $I'_2$  = กระแสของ โรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (2.10)$$

$$X'_2 = a^2 X_2 \quad (2.11)$$

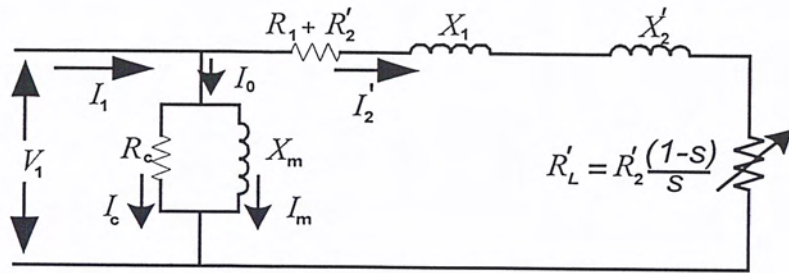
เมื่อ  $R'_2$  = ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$X'_2$  = รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

จากรูปที่ 2.1 ค่าของ  $\frac{R_2}{S}$  สามารถแยกเทอมออกได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{S} &= R_2 + \frac{R_2}{S} + R_2 \\ &= R_2 + R_2 \frac{(1-S)}{S} \end{aligned} \quad (2.12)$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 2.8 – 2.12 มาเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้ดังรูป



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลแบบใกล้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.2 ส่วนโหลดความต้านทาน  $R'_L$  มีค่าเท่ากับ

$$R'_L = R'_2 \frac{(1-S)}{S} \quad (2.13)$$

### 2.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูล

กำลังขาเข้าของมอเตอร์

$$P_m = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.14)$$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

$$P_{ls} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.15)$$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ(air gap)

$$P_g = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.16)$$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

$$P_{lr} = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.17)$$

กำลังไฟฟ้าขาออก

$$P_o = P_g - P_{lr} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-S)}{S} \quad (2.18)$$

กำลังที่เพลา

$$P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (2.19)$$

$P_{fw}$  คือ กำลังที่สูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและกำลังลมต้าน

แรงบิดของมอเตอร์

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_r} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-S)}{S(1-S)\omega_s} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{S\omega_s} \quad (2.20)$$

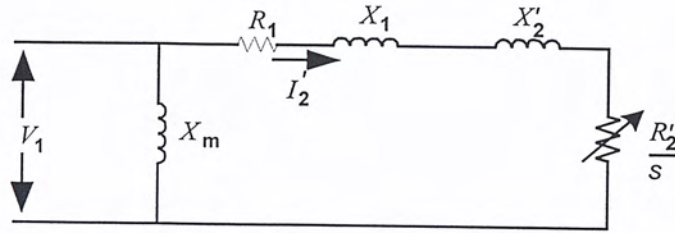
ซึ่ง

$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} = \frac{2\pi \left[ \frac{120f}{P} \right]}{60} = \frac{4\pi f}{P} \quad (2.21)$$

โดย  $P$  คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

แทนสมการที่ 2.21 ในสมการที่ 2.20 จะได้

$$\text{แรงบิดของมอเตอร์} \quad T_e = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi S} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.3 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลย์ที่อยู่ในรูปที่ 2.1 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในรูปที่ 2.3 ซึ่งกระแส  $I_2'$  สามารถหาได้ดังนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.23)$$

สามารถหาค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดจากสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้

$$S_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.24)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์คือ  $R_1$  และ  $X_1$  ซึ่งไม่มีผลต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุทของมอเตอร์ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_2')^2}} = \frac{SV_s}{\sqrt{R_2'^2 + S^2 X_2'^2}} \quad (2.25)$$

$$S_m = \frac{R_2'}{X_2'} \quad (2.26)$$

นำสมการที่ (2.25) และ (2.26) แทนในสมการที่ 2.22 จะได้แรงบิดสูงสุดดังสมการ

$$T_m = \frac{3PV_s^2}{8\pi f X_2'} \quad (2.27)$$

โดยที่  $\omega = 2\pi f$

$$X_2' = 2\pi f L_2$$

ทำการแทนค่าต่างๆ ลงในสมการ 2.27 จะได้

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f}\right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.28)$$

จะเห็นได้ว่าแรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ  $(V_s/f)$  หรือ  $\phi$  คงที่ เนื่องจากความสัมพันธ์  $V_s \approx E$  และจาก  $E = k\phi f$  หรือ  $E/f = k\phi$  นั้นเอง ทำให้ได้ว่าการควบคุมความเร็วโดยการให้แรงบิดคงที่สามารถทำได้โดยรักษาให้  $E/f$  มีค่าคงที่นั่นเอง

## 2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ เมื่อพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.29) ซึ่งมาจากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-s) \frac{(120f)}{p} \quad (2.29)$$

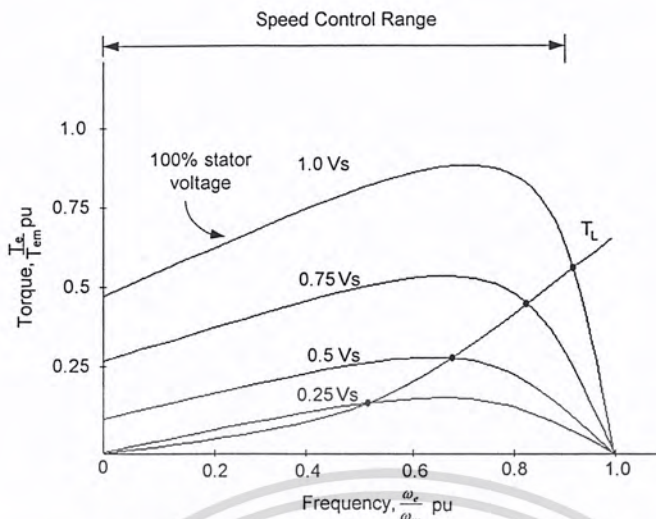
ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้า ( $f$ ) สลิตของโรเตอร์ ( $s$ ) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ ( $p$ ) วิธีที่ง่ายที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์เพราะจะทำให้การควบคุมมีความต่อเนื่อง ในขณะที่การควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของมอเตอร์จะทำได้จำกัดและไม่ต่อเนื่องและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมสลิตจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิต

### 2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ จะควบคุมความเร็วได้ในช่วงแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากการควบคุมแรงดันสเตเตอร์นี้แสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งแรงบิดจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้ขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ วงจรการควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์



รูปที่ 2.5 กราฟแรงบิด - ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส(Phase Control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.4 เป็นวิธีที่ทำได้ง่าย และมีราคาถูกลงแต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าของสลลิป(s) นอกจากนี้แล้วการสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งแรงบิดจะลดลงมากโดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำเพราะมีค่าสลลิปสูง นอกจากนี้วิธีนี้ยังทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ขึ้นทั้งใน AC LINE และในตัวมอเตอร์เอง ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้นและยังทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์(Power factor) ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกลงกว่าประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นต่ำ เช่น พัดลมหรือปั๊ม ซึ่งจะมีแรงบิดเพิ่มตามความเร็วกำลังสองทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น

2.2.2 การควบคุมสลลิปเพาเวอร์(Slip Power Control)

การควบคุมวิธีนี้จะทำโดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ซึ่งจะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก ( $P_{mech}$ ) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ ( $P_r$ ) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์(แอร์แกปเพาเวอร์ :  $P_g$ ) ดังนี้

$$P_{mech} = (1-S)P_g \tag{2.30}$$

$$P_r = SP_g \tag{2.31}$$

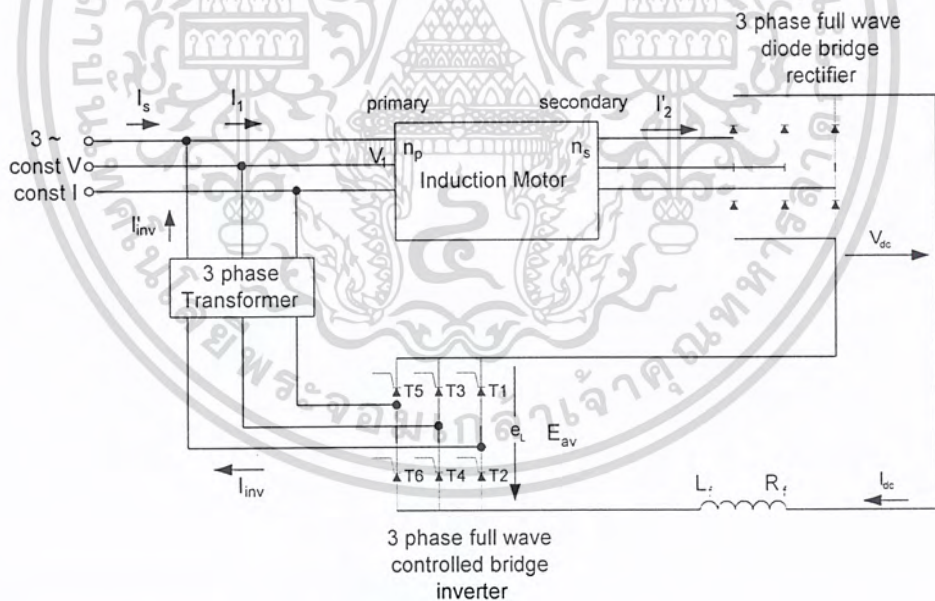
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{P_g}{P_{mech}} = \frac{S}{(1-S)} \tag{3.32}$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้เช่นในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาวด์โรเตอร์ การควบคุมสลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับวงจรโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้ว่าจะทำได้ง่ายแต่มีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่ค่าสลิปสูง ๆ ดังเห็นได้จากอัตราส่วนของโรเตอร์เพาเวอร์(Rotor Power Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก ( $P_{mech}$ ) กับกำลังเข้าของโรเตอร์  $P_g$  ตามสมการที่ 2.33

$$\text{Rotor Power Ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = (1-S) \tag{2.33}$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์ มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจาก ( $P_r$ ) เพิ่มขึ้นตามสลิป อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลิปเพาเวอร์นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยจะเห็นจากหลักการเดิมว่าการปรับสลิปจะทำโดยการปรับความต้านทานของโรเตอร์ แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อนสูงจึงเปลี่ยนมาเป็นการควบคุมสลิปแบบป้อนกลับพลังงานแทน(slip Energy-recovery) ดังรูปที่ 2.6

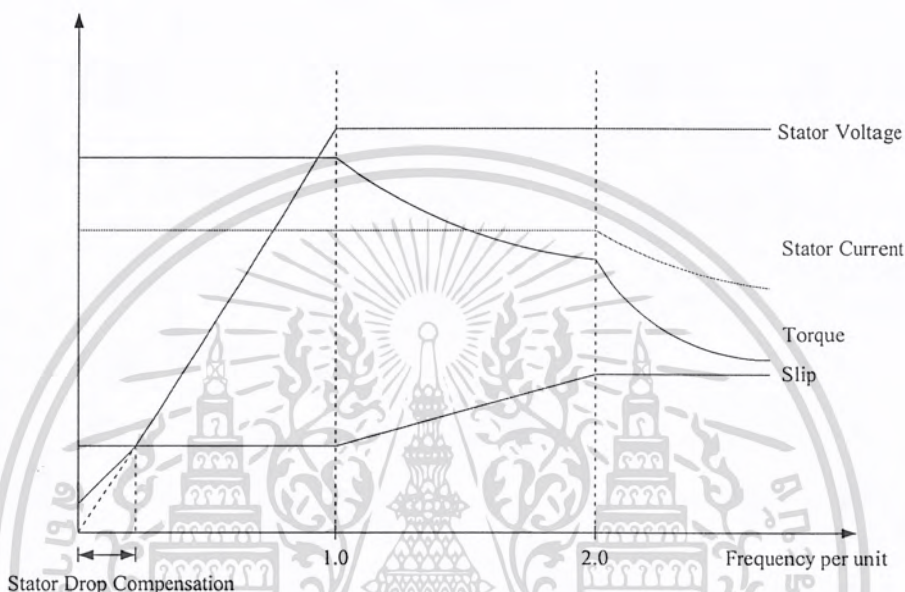


รูปที่ 2.6 การควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน

โดยสามารถส่งผ่านกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสายส่ง โดยการควบคุมแรงดันทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับมุมทริก(Trigger angle)ให้ไทรสเตอร์

2.2.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่(Variable Voltage, Variable Frequency: VVVF)

เป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและเหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน,แรงบิด,กระแสเดเตอร์กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติสลลิปต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็ว มอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปที่อยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วซิงโครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้อาจทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์ลดลงด้วย สังเกตได้จากสมการที่ 2.34

$$E = 4.44Nf\phi$$

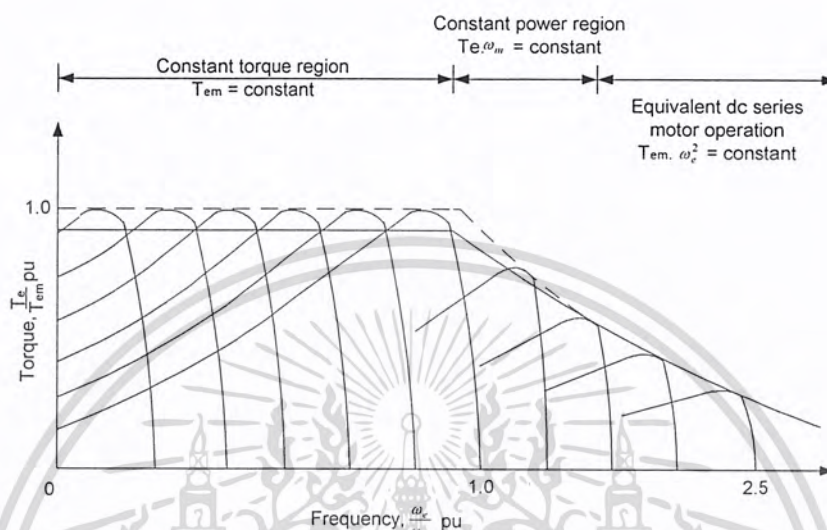
$$\phi \propto \frac{E}{f} \tag{2.34}$$

จากสมการ (2.28)

$$T_m \propto \left(\frac{E}{f}\right)^2 \propto \phi^2 \tag{2.35}$$

เมื่อแอร์แกปฟลักซ์ลดลงจะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ลดลง แต่ในการที่จะรักษาสนามแม่เหล็กในแอร์แกปและแรงบิดสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์

ตามความถี่ด้วยเพื่อรักษาความสัมพันธ์ของ  $\frac{E}{f}$  ให้คงที่เพื่อให้แรงบิดสูงสุดคงที่นั่นเอง แต่การควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีแรงบิดสูงสุดคงที่ จะทำได้ในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วพิกัดดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF

ในย่านความถี่ต่ำ การรักษาให้  $\frac{E}{f}$  คงที่จะไม่เพียงพอที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่าความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นทำให้แรงดันตกคร่อมสูง เป็นผลให้มีการสูญเสีย ดังนั้นจะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่ 2.7 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประ ซึ่งเป็นกราฟ  $\frac{E}{f}$  คงที่

ส่วนในย่านความถี่สูงกว่าความถี่พิกัด จะไม่สามารถรักษาแรงบิดให้คงที่ได้เนื่องจากไม่สามารถเพิ่มแรงดันให้มากกว่าแรงดันที่พิกัดได้เพราะจะเกิดความเสียหายแก่มอเตอร์ได้ ดังนั้นจึงต้องคงที่แรงดันไว้ที่พิกัด เป็นเหตุให้แรงบิดสูงสุดลดลงเนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กในแอร์แกนของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.7 การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออกสูงสุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกว่าเป็นการทำงานในย่านกำลังคงที่ (Constant Power Region) หรือ (Field Weakening Region) เนื่องจากการควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้จะเป็นการแปรเปลี่ยนทั้งความถี่และแรงดัน ทำให้สามารถเร่งความเร็วจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการโดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ได้

แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์มอนิกส์ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แกนด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กที่เกิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาจากความถี่พินดาเมนทอล(Fundamental Frequency)มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

### 2.3 คุณสมบัติระหว่าง แรงบิด – ความเร็ว

เมื่อความถี่สลิป  $f_{sl}$  มีค่าต่ำๆ และฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ  $\phi_{ag}$  นั้นคงที่แล้วดังนั้นแรงบิดทางกลจะมีความสัมพันธ์เป็น  $T_{em} = k_1 \phi_{ag} I_r \sin \delta$  โดยที่มุม  $\delta$  คือมุมระหว่างกระแสโรเตอร์และกระแสแมกเน็ตติซิ่งและ เมื่อความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์เป็น  $I_r = k_2 \phi_{ag} f_{sl}$  จะส่งผลให้แรงบิดมีความสัมพันธ์เป็น  $T_{em} = k_3 \phi_{ag}^2 f_{sl} \sin \delta$  โดยที่  $\sin \delta \approx 1$  เมื่อ  $f_{sl}$  มีค่าต่ำๆ ดังความสัมพันธ์ข้างต้นจะได้ว่า

$$T_{em} = k_9 f_{sl} \tag{2.36}$$

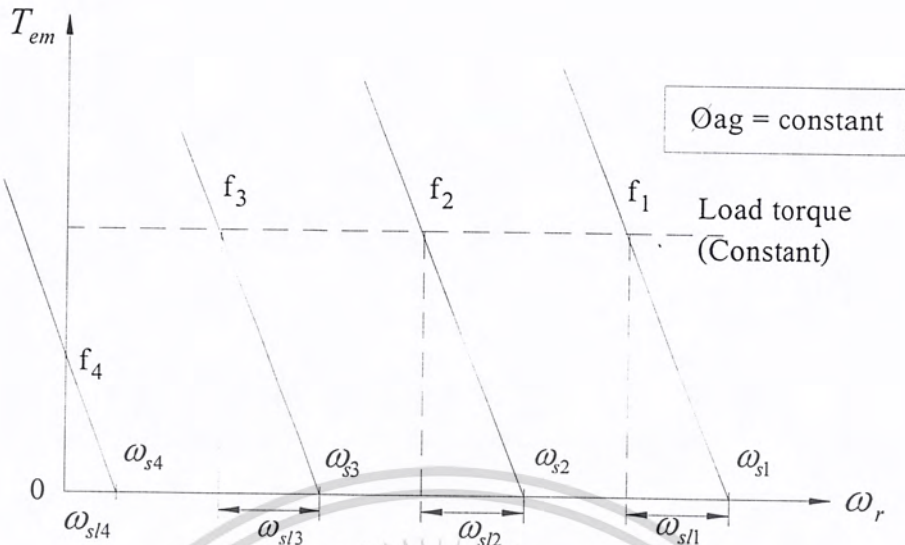
เมื่อ  $\omega_{sl} = S \omega_s$   
 และ  $= \frac{f}{f_{sl}} \omega_s = \frac{f}{f_{sl}} \left( \frac{2}{P} \omega \right) = \frac{f}{f_{sl}} \left( \frac{2}{P} (2\pi f) \right)$   
 ดังนั้น

$$\omega_{sl} = \frac{4\pi}{P} f_{sl} \tag{2.37}$$

ดังนั้นจึงประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วยุติได้เป็น

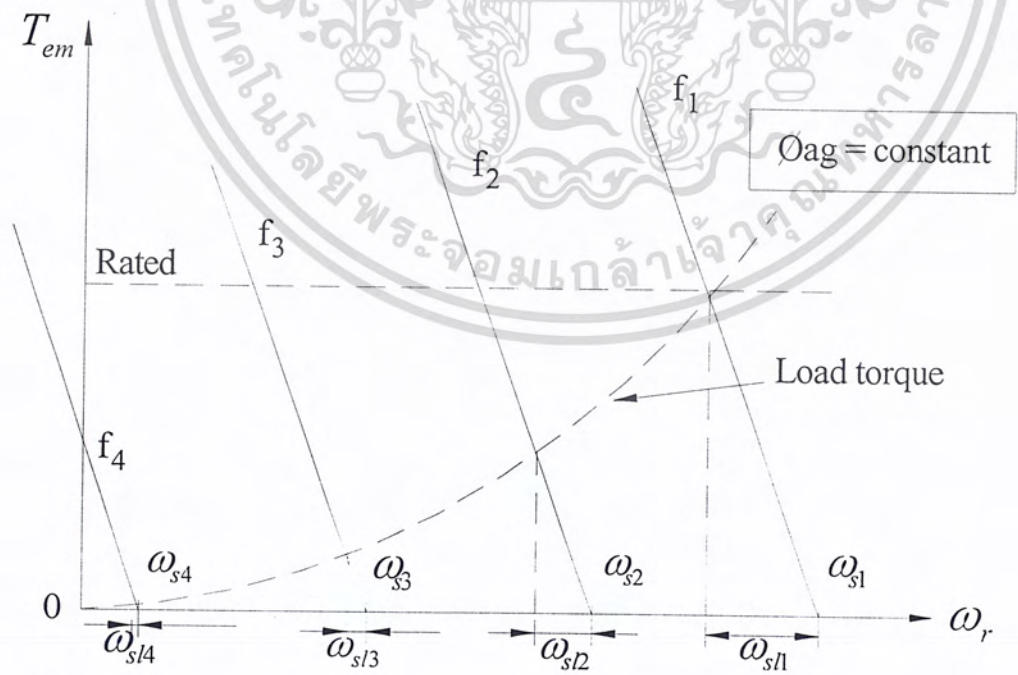
$$T_{em} \approx k_{10} \omega_{sl} \tag{2.38}$$

ถ้านำความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.36-2.38 ไปพิจารณาจะได้กราฟที่มีลักษณะดังรูป 2.9พิจารณาที่  $f_1$  และ  $f_2$  จะมีความเร็ว Synchronous เป็น  $\omega_{s1}$  และ  $\omega_{s2}$  ตามลำดับซึ่งขึ้นอยู่กับ  $f_1$  หรือ  $f_2$  ถ้าแรงบิดที่ขับโหลดมีค่าเท่ากัน จะได้ว่า  $\omega_{s1} = \omega_{s2}$  ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็วดังรูป แรงบิดและความเร็วยุติจะมีค่าเท่ากันทุกความถี่ เพียงแต่เป็นการเลื่อนความเร็ว Synchronous ขนานกันไปตามแนวแกนนอนเท่านั้นเอง



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สลลิปมีค่าต่ำโดยที่ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ  $\phi_{ag}$  และภาระแรงบิดคงที่

โปรดสังเกตว่า ถ้าแรงบิดขับโหลดมีค่าคงที่ ความถี่ในวงจรโรเตอร์(ทั้งกระแสและแรงดัน) จะมีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นจากสมการ  $f_{sl} = Sf$  ก็หมายความว่าถ้า  $f$  ต่ำลง Slip ต้องมีค่าสูงขึ้น เพื่อให้  $f_{sl}$  มีค่าคงที่ และจาก  $\%P_r = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}}$  ก็หมายความว่าถ้า  $f$  ลด  $f_{sl}$  คงที่  $\%P_r$  จะเพิ่มขึ้นนั่นเอง

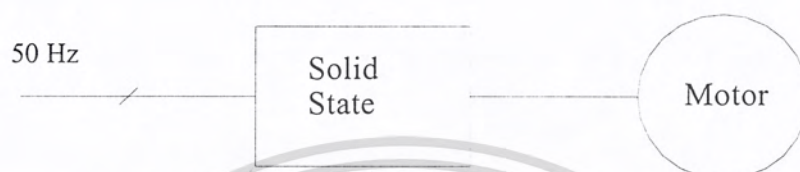


รูปที่ 2.10 กราฟคุณสมบัติของแรงบิดกับความเร็วเมื่อแรงบิดเปลี่ยนแปลงตามความเร็วกำลังสอง (เช่น โหลดประเภท Centrifugal)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหลดบางอย่างเช่น Centrifugal Pump , Compressor, พัดลม (ดูรูป 2.10) ซึ่งเป็นโหลดที่มีแรงบิด  $\alpha(\text{Speed})^2$  กรณีแบบนี้ทั้ง  $f_{sl}$  และ S จะลดลงทั้งคู่เมื่อลดความเร็ว  $f$  ลง ดังนั้นการสูญเสียในวงจรโรเตอร์จึงมีค่าต่ำเนื่องจากกระแสโรเตอร์ไหลน้อยลง

## 2.4 การพิจารณาการเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

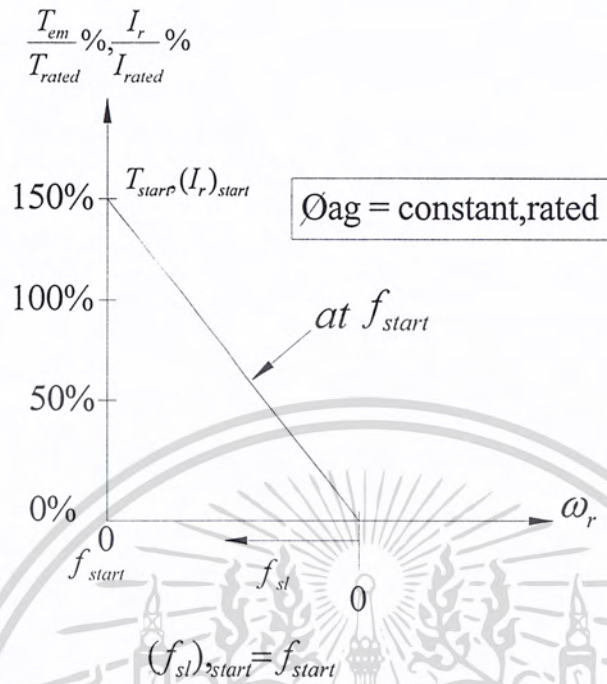


รูปที่ 2.11 รูปสำหรับพิจารณาการสตาร์ท

จากรูปที่ 2.11 ถ้าเราป้อนความถี่ตรงๆที่ 50 Hz ขณะเริ่มหมุน กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์จะมีค่าสูงมากประมาณ 5-7 เท่าของกระแสพิกัด จะทำให้อุปกรณ์พวก Solid State ชำรุดได้แต่เราสามารถที่จะหลีกเลี่ยงได้โดยจากความสัมพันธ์  $I_r \approx k_5 \phi_{ag} f_{sl}$  เมื่อ  $\phi_{ag}$  คงที่จะได้ว่า

$$I_r \approx k_{11} f_{sl} \quad I_r = k_{11} f_{sl} \quad (2.39)$$

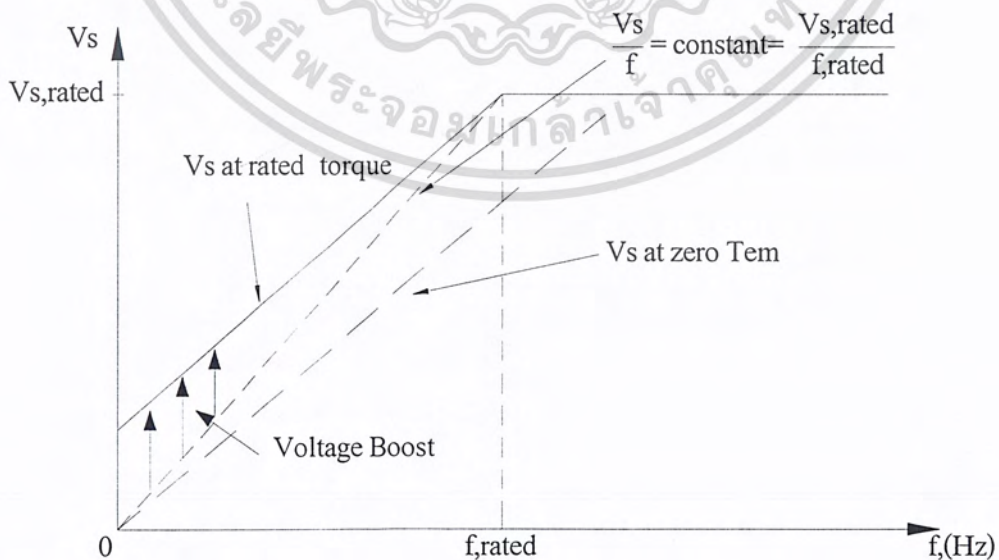
จากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12 ในขณะที่มีการเริ่มหมุน ความถี่สลิปจะมีค่าเท่ากับความเร็วเริ่มหมุน ดังนั้นการจำกัดกระแสในวงจรโรเตอร์จึงสามารถที่จะทำได้โดยการเลือกความถี่ขณะเริ่มหมุน ทั้งนี้เนื่อง



รูปที่ 2.12 รูปแสดงการพิจารณาเลือกความถี่ในการสตาร์ท

จากเราให้เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศมีค่าคงที่ ดังนั้นกระแสในส่วนที่สร้างเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศจึงมีค่าคงที่ด้วย นั่นคือกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งหมดจะขึ้นอยู่กับกระแสในวงจรโรเตอร์นั่นเอง เช่น ถ้าใช้ความถี่ในการเริ่มหมุนต่ำๆ กระแสในวงจรโรเตอร์ก็จะต่ำ ทำให้กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งหมดต่ำลงไปด้วย

2.5 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ



รูปที่ 2.13 ความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์คงที่เมื่อความถี่ต่ำๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความถี่ป้อนเข้าต่ำลง ผลกระทบของความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์จะไม่สามารถละทิ้งไปได้ถึงแม้ว่าความถี่สลิปจะมีค่าต่ำก็ตาม ซึ่งสามารถที่จะแสดงให้เห็นได้ดังต่อไปนี้: ในการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปเทอมของ  $2\pi fL_r$  จะมีค่าน้อย มากเมื่อเทียบกับเทอม  $R_r \frac{f}{f_{sl}}$  ในวงจรสมมูล ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้าวงจรโรเตอร์ ( $I_r$ ) จึงอินเฟสกันกับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $E_{ag}$ ) ถ้าเราใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง เนื่องจาก  $\hat{I}_s = I_r + jI_m$  ดังนั้น สามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\hat{V}_s \approx [E_{ag} + (2\pi fL_{ls})I_m + R_s I_r] + j[(2\pi fL_{ls})I_r - R_s I_m] \quad (2.40)$$

เทอมที่สองทางด้านขวามือของสมการที่ 2.36 จะเป็นส่วนที่ตั้งฉากกันกับ  $V_s$  ซึ่งจะไม่มีผลต่อขนาดของ  $V_s$  มากนักดังนั้นจึงสามารถที่จะละทิ้งไปได้นั่นคือ

$$V_s \approx [E_{ag} + (2\pi fL_{ls})I_m + R_s I_r] \quad (2.41)$$

- เมื่อ  $\phi_{ag}$  คงที่  $E_{ag}$  จึงแปรผันไปตามความถี่ที่ป้อน ( $E_{ag} = k_3 \phi_{ag} f$ )
- และถ้า  $\phi_{ag}$  คงที่  $I_m$  ก็จะมีค่าคงที่ด้วย

จากสมการที่ 2.41 จึงเขียนได้ว่า

$$V_s \approx k_{13} f + R_s I_r \quad (2.42)$$

- ถ้า  $f$  สูงๆ  $R_s I_r$  จะไม่มีผลมากนัก ละทิ้งไปได้จึงประมาณ  $V_s \approx E_{ag}$
- ถ้า  $f$  ต่ำๆ  $R_s I_r$  จะมีผลมากขึ้น ละทิ้งไม่ได้จึงต้องเพิ่มแรงดันป้อนเพื่อให้อัตราส่วน  $\frac{E_{ag}}{f}$  คงที่ เพื่อรักษาแรงบิดให้คงที่ที่พิกัด

## 2.6 ความสามารถของมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ความเร็วต่ำกว่าและเหนือกว่าความเร็วพิกัด

ถ้าการควบคุมความเร็วทำโดยการควบคุมทั้งแรงดันและความถี่ไปด้วยกันจะเป็นการควบคุมความเร็วที่ต่ำกว่าพิกัด แต่เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์เหล่านี้ค่อนข้างแข็งแรง ดังนั้นเราจึงสามารถที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้สูงเกินกว่าพิกัดได้ถึง 2 เท่า โดยไม่มีปัญหาในเรื่องทางกล

### 2.6.1 การควบคุมความเร็วต่ำกว่าพิกัด(Constant Torque region)

เมื่อความถี่สลิปมีค่าต่ำและ เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศมีค่าคงที่โดยการควบคุมให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ มอเตอร์จะสามารถรับโหลดได้ด้วยแรงบิดคงที่ที่ค่าพิกัด มอเตอร์จะดึงกระแสเต็มอยู่ที่พิกัด ดังนั้นจึงเรียกการทำงานย่านนี้ว่า ย่านแรงบิดคงที่(Constant torque region) และในย่านนี้ความถี่สลิป จะมีค่าเท่ากับความถี่สลิปที่พิกัดตลอดย่านความเร็วด้วย และที่สำคัญจาก  $P_r = 3R_r I_r^2$  เมื่อกระแสโรเตอร์คงที่จึงกล่าวได้ว่าการสูญเสียที่ทองแดงในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขดลวดโรเตอร์มีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นในย่านนี้จึงมีปัญหาในเรื่องของการระบายความร้อนเมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำๆ ถ้าจะให้ดีจึงควรจะคิดพัฒนาระบายความร้อนแยกไว้ต่างหาก ส่วนในโพลประเภท Centrifugal Pump นั้นจะไม่ค่อยมีปัญหาในเรื่องนี้เท่าไรนักเนื่องจากการต้องการแรงบิดจะต่ำลงเมื่อความเร็วลดลง

## 2.6.2 การควบคุมความเร็วเหนือกว่าพิกัด(Constant power region)

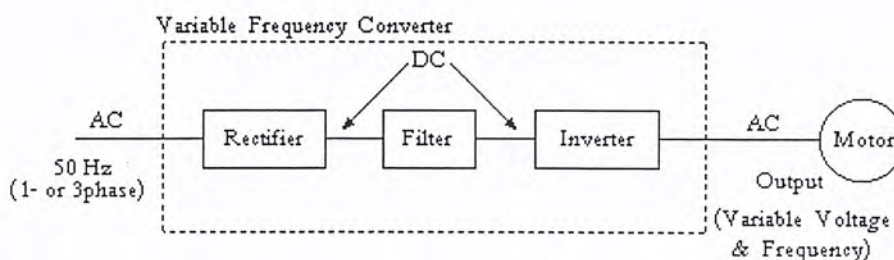
ถ้าเราป้อนความถี่ให้สูงกว่าความถี่ที่พิกัดจะสามารถปรับความเร็วให้สูงกว่าความเร็วที่พิกัดได้ แต่ว่าแรงดันจะป้อนขึ้นตามด้วยไม่ได้เพราะขณะนี้แรงดันถึงพิกัดแล้ว ดังนั้น  $V_s$  จึงคงที่ และเมื่อแรงดันป้อนคงที่ แต่เพิ่มเฉพาะความถี่ดังนั้นจะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศลดลงไป ( $\phi_{ag} \approx \frac{V_s}{f}$ ) มีผลทำให้แรงบิดลดลงตามไปด้วย และจาก  $P_{em} = \omega_r T_{em}$  เมื่อ  $\omega_r$  เพิ่มขึ้นตามความถี่ แต่  $T_{em}$  ลดลงเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศลดลงดังนั้นจึงเรียกการทำงานย่านนี้ว่า ย่านกำลังคงที่ (Constant Power) ย่านการทำงานนี้ในทางปฏิบัติมอเตอร์จะจ่ายกำลังได้สูงกว่าพิกัดเพราะ

1. เมื่อ  $I_m$  ลดลงเพราะ  $\phi_{ag}$  ลดลง ขณะที่  $I_s$  เท่าเดิมที่พิกัด  $I_r$  จึงเพิ่มขึ้นดังนั้นแรงบิดและกำลังจึงเพิ่มขึ้น
2. เนื่องจาก  $I_m$  ลดลง Core loss ก็จะลดลงด้วยและระบบการระบายความร้อนก็จะดีขึ้น

## 2.7 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นส่วนกับความถี่รอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

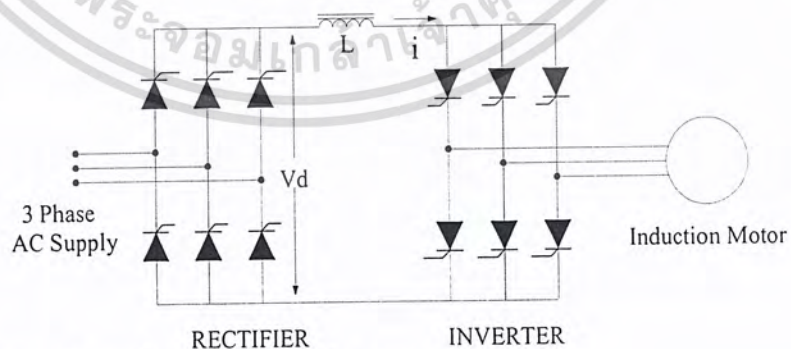
ในรูปที่ 2.14 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้า เอชซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ดีซี โดยการใส่เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled Or Uncontrolled Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอชซี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

- 1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter : CSI)
- 2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

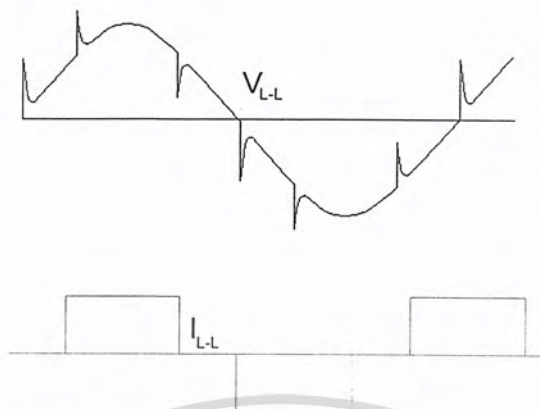
โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

### 2.7.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

วงจรกำลังของแหล่งจ่ายกระแส(Current source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.15 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอชซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจาก Voltage-source Inverter และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางค่านเอาท์พุท จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์น (Pattern)ของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ พีดีบีบลิวเอ็ม ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาท์พุทจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากแบบจ่ายแรงดันในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้ แรงดันทางค่านเอาท์พุทจะยังเกิดสไปค เนื่องจากการคอมมิวเตทด้วย



รูปที่ 2.15 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.16 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

ถึงแม้ว่า จะมีข้อดีมากมายดังที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (Current-Source Inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้อโหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเททในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของดีซีลิงค์อินดักแตนซ์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเททจะใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีราคาแพง การตอบสนองของไคร์ฟนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

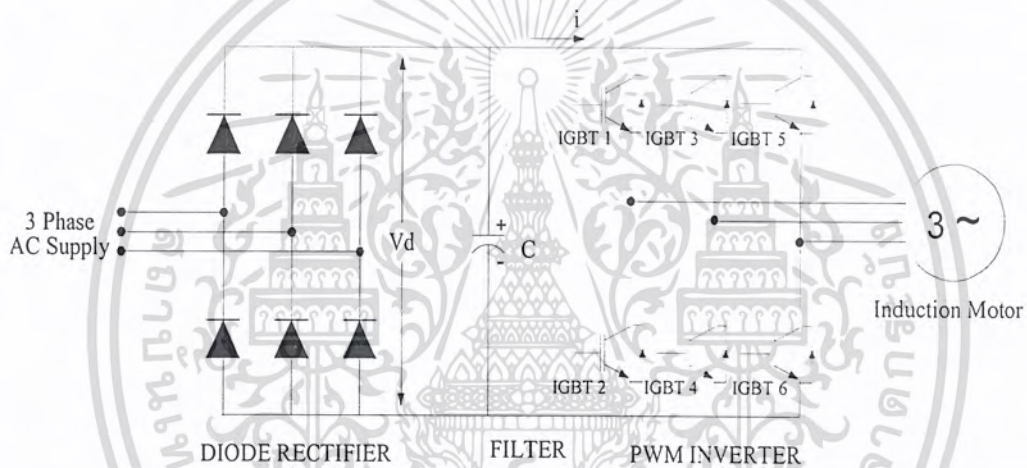
### 2.7.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โครงสร้างแรงดันดีซีลิงค์มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6-สแต็ปอินเวอร์เตอร์ และ พีคัปบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง ส่วนข้อเสีย มักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรลอคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

ในที่นี้จะขอกกล่าวเพียงชนิด พีคัปบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะในการศึกษาครั้งนี้เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของพีคัปบลิวเอ็ม ซึ่งโดยทั่วไปจะไม่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 6-สแต็ป เพราะมีข้อเสียมากกว่าชนิดพีคัปบลิวเอ็ม

2.7.3 พื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter)

โครงสร้างของพื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์โดยทั่วไปจะใช้เรคตีไฟเออร์ที่เป็นไดโอด(ทั้ง1เฟสและ3เฟสดังรูปที่ 2.17และ2.18) ทำให้แรงดันของดีซีลิงค์มีค่าคงที่ ซึ่งไม่สามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ โดยที่ในวิทยานิพนธ์นี้ในบางส่วนของกาารทดลอง ผู้วิจัยจะใช้การปรับแรงดันดีซี เพื่อศึกษาคุณสมบัติการสูญเสีย ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมุลฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคและความสัมพันธ์ของตัวแปรของพื้ดบับลิวเอ็มแต่ละชนิดซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในบทต่อไป ซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคพื้ดบับลิวเอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุท ที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิตซ์ซึ่งสูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหาของการสวิตซ์ซึ่ง แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้แรงบิดเริ่มต้นสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด



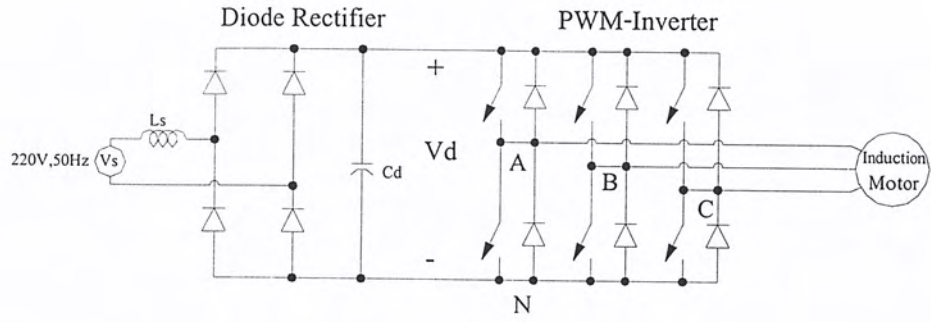
รูปที่ 2.17 วงจรกำลังของพื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.18ก. เป็นการแสดงลักษณะทางโครงสร้างของ พื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยรับแรงดันไฟป้อน1-เฟสจากแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าผ่านไดโอดเรคตีไฟเออร์ซึ่งเป็นวงจรสร้างแรงดัน ดีซี.ป้อนให้กับพื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์และในส่วนของพื้ดบับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมทั้งความถี่และแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ หลักการหนึ่งที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ก็คือจะใช้การเปรียบเทียบ ระหว่าง แรงดันควบคุมที่เป็นรูปคลื่นไซน์ 3 เฟส( $V_{control}$ ) ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้าและมีคุณสมบัติที่สามารถปรับแอมกนิจูดให้แปรผันไปตามความถี่ได้ด้วยโดยจะนำสัญญาณควบคุมนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle waveform) ที่มีความถี่เท่ากับ ความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งดังที่แสดงในรูปที่ 2.18ค จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบไปควบคุมลำดับของการสับสวิตซ์อีกทีเมื่อพิจารณาแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

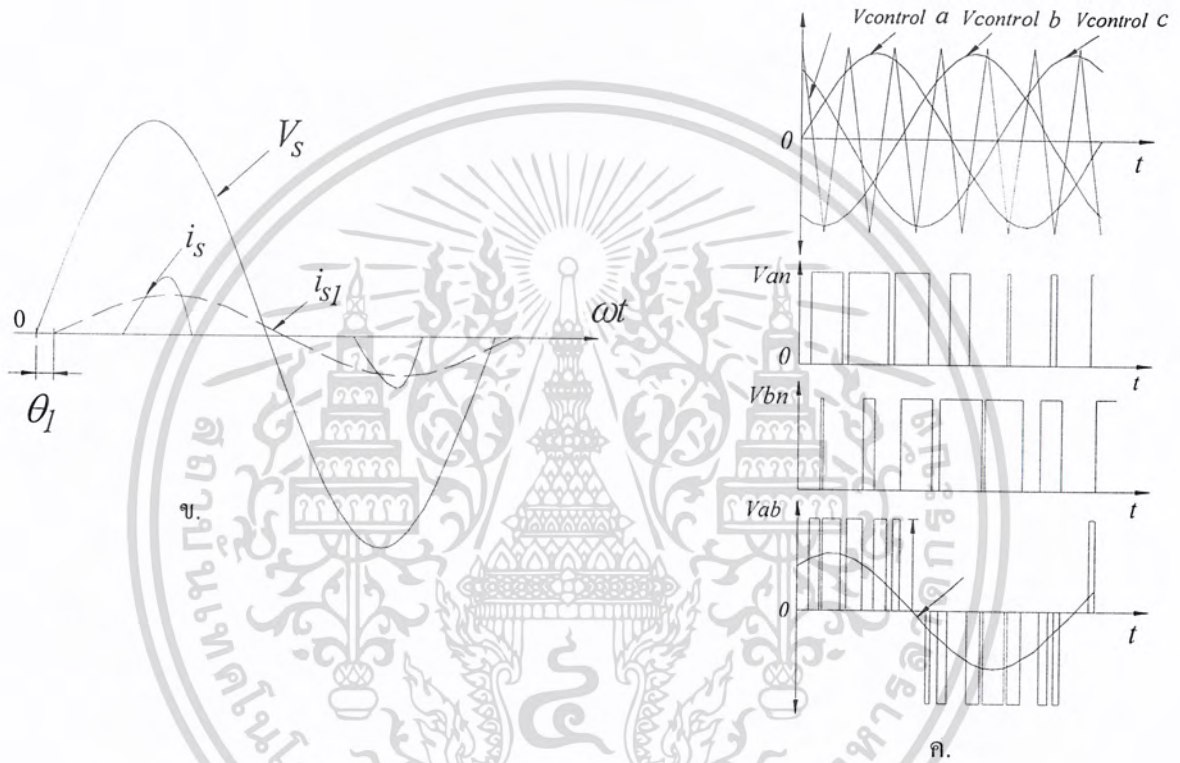
แสดงในรูปที่ 2.18ค. รูปด้านล่างสุดนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุทจะประกอบด้วยฮาร์มอนิกส์ที่มีความถี่สูงจำนวนมากดังนั้นค่ากระแสกระแสเพื่อมอเตอร์ จึงมีค่าต่ำเนื่องจากมอเตอร์จะมีเก็ทเจอร์ แอ็กแทนซ์ อยู่ และกำลังงานสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในลวดทองแดงเนื่องจากแรงดันที่ไม่เป็นไซน์ในมอเตอร์ จึงต่ำลงไปด้วยเนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกส์ ลำดับต่ำไม่ปรากฏแต่เนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ ที่มีความถี่สูงๆนี้ ถ้ามีดัชนีการมอดคูลเลทต่ำๆแล้ว จะมีแอมพลิจูดที่สูงมาก เมื่อเทียบกับฟันคาเมนทอล ดังรูปที่ 2.18a และ b ดังนั้นการสูญเสียในแกนเหล็ก(Eddy Current และ Hysteresis ทั้งใน Stator และ Rotor ) จะเพิ่มขึ้นมากซึ่งการสูญเสียในแกนเหล็กนี้ทำให้มอเตอร์บางตัวอาจมีการสูญเสียโดยรวม สูงกว่า การสวิตช์แบบ Six- step อีกก็เป็นได้โดยทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับคลาสของมอเตอร์ วัสดุสารแม่เหล็กที่นำมาใช้ทำมอเตอร์ และความถี่การสวิตซ์ ซึ่งจะทำให้การศึกษาถึงกลไกการเพิ่มขึ้นอย่างละเอียดในวิทยานิพนธ์นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก.



ก.

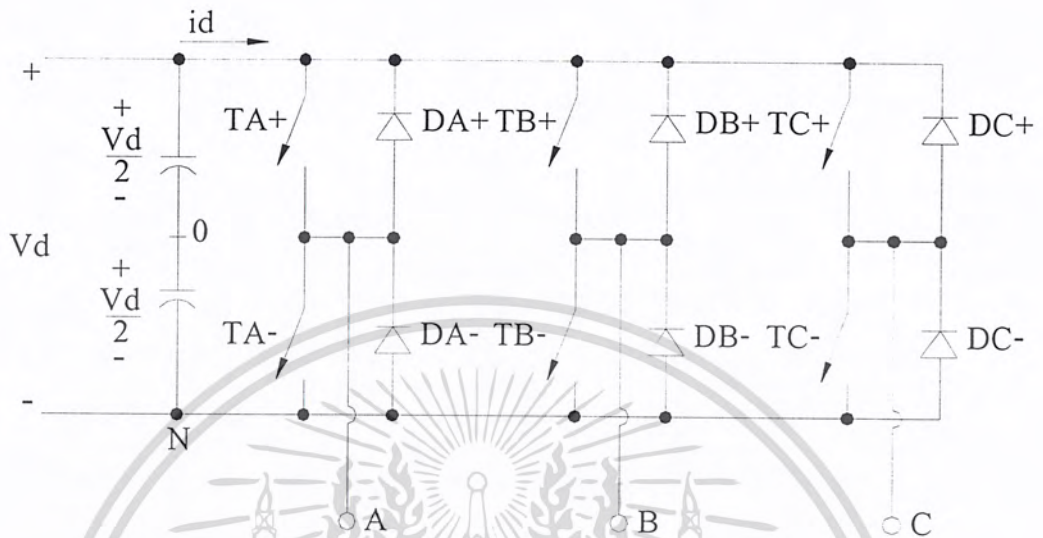
รูปที่ 2.18 พัดดับทวิเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

### 2.8 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและพัดดับทวิเอ็ม (PWM) [13]

ในการประยุกต์ใช้งาน เช่น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำรองฉุกเฉิน (UPS.) และการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนใหญ่มักจะใช้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเป็นตัวจ่ายภาระไฟฟ้า 3 เฟส ซึ่งสามารถเป็นไปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสจะมาจากการนำเอาอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว 3 ตัว โดยที่อินเวอร์เตอร์แต่ละตัวสามารถกำเนิดแรงดันโดยมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศาทางไฟฟ้า โดยที่การนำเอาอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมาต่อเป็นสามเฟสนั้นทางด้านเอาท์พุทนั้นต้องการหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อแยกแหว่งอินเวอร์เตอร์กับภาระทางไฟฟ้าซึ่งในทางปฏิบัติงานจริงๆแล้วจะไม่นิยมใช้วิธีนี้นัก ข้อเสียอีกประการหนึ่งก็คือต้องใช้อุปกรณ์การสวิตซ์ถึง 12 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสส่วนใหญ่แล้วจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยวงจรสวิตช์ 3 กิ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.19

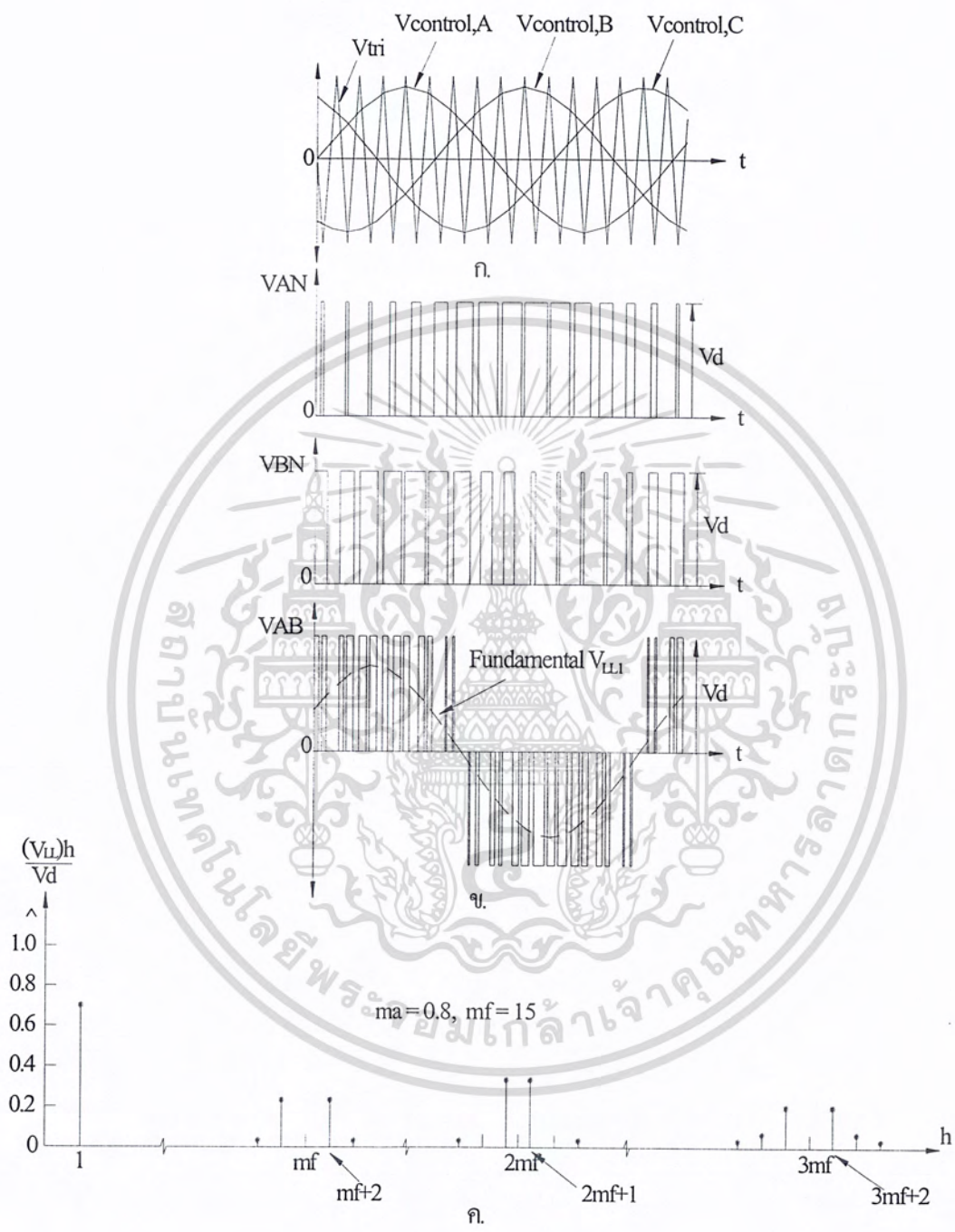


รูปที่ 2.19 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตในแต่ละกิ่งวงจรจะขึ้นอยู่กับแรงดันคิตซี  $V_d$  และสถานะของการสวิตช์แต่ละตัวเท่านั้น และแรงดันเอาต์พุตจะแยกอิสระออกจากกระแสโหลดเอาต์พุตตั้งแต่สวิตช์หนึ่งตัวในสองตัวในกิ่งวงจรมันจะทำงานเสมอในทุกๆช่วงเวลาซึ่งถ้าไม่นำผลของช่วงเวลาเผื่อในการสวิตช์มาพิจารณาแล้วจะเห็นว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับการทิศทางของกระแสโหลด

### 2.8.1 ความสัมพันธ์ของพีคดับลิวิตเอ็มในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส

จุดมุ่งหมายของการใช้พีคดับลิวิตเอ็มในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส คือการควบคุมแรงดันเอาต์พุตและความถี่ด้วยการคงที่แรงดันคิตซี อินพุตการกำเนิดสัญญาณพีคดับลิวิตเอ็มจะใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเดียวกัน และเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมแบบไซน์ซึ่งมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศาซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.20 เพื่อต้องการให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้นสมดุลย์



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.20ข แสดงให้เห็นถึงจำนวนขององค์ประกอบแรงดันดิซีเจ็ลีย์ และแรงดันเอาท์พุท  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  ซึ่งได้จากการวัดเมื่ออ้างอิงกับด้านลบของแรงดันเชื่อม โยงดิซี และจะสังเกตเห็นว่าแรงดันเอาท์พุท  $V_{AB}$  จะไม่มีองค์ประกอบของแรงดัน ดิซี เนื่องจากถูกหักลบกันหมดไป(ถ้าแรงดัน  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  นั้นสมมูลย์) เนื่องจากแรงดัน  $V_{AB}$  นั้นเกิดจากแรงดัน  $V_{AN} - V_{BN}$  ซึ่งจะเห็นว่าหลักการนี้เหมือนกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ PWM.

ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้น ฮาร์โมนิกส์ในแรงดันไลน์นั้นเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณา และแรงดันฮาร์โมนิกส์เอาท์พุทในแต่ละกิ่งเช่น  $V_{AN}$  ดังแสดงในรูป 2.20ข.จะแสดงให้เห็นถึงฮาร์โมนิกส์  $V_{AO}$  ซึ่งถ้ากำหนดอัตราส่วนของความถี่มีอดคูลเลทเป็นจำนวนคี่แล้วจะเห็นว่าเฉพาะฮาร์โมนิกส์คี่เท่านั้นที่จะเกิดขึ้นในฮาร์โมนิกส์ไซน์แบนด์ โดยที่ศูนย์กลางของฮาร์โมนิกส์จะอยู่ที่จำนวนอัตราส่วนของความถี่มีอดคูลเลทชั้น( $m_r$ ) และจะเกิดขึ้นเป็นจำนวนเท่าของ  $m_r$  และเมื่อพิจารณาฮาร์โมนิกส์ที่  $m_r$  ในแรงดัน  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  คือ  $120^\circ$  เท่าของ  $m_r$  ( $120^\circ m_r$ ) ซึ่งความต่างเฟสนี้จะมีค่าสมมูลย์เป็นศูนย์กลาง(เป็นจำนวนเท่าของ  $360^\circ$ ) ถ้า  $m_r$  เป็นจำนวนคี่และเป็น 3 เท่าซึ่งสิ่งที่สอดคล้องกันก็คือฮาร์โมนิกส์ที่  $m_r$  จะปรากฏที่แรงดันไลน์เอาท์พุท  $V_{AB}$  ด้วยเหตุผลเดียวกันนี้การใช้งาน PWM. อินเวอร์เตอร์จึงเลือกค่าอัตราส่วนความถี่มีอดคูลเลทเป็นจำนวนคี่ 3 เท่า ( $3 m_r$ ) เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์คู่ด้วย ดังนั้นจะเห็นว่าสามารถกำจัดแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เป็นนัยสำคัญของกิ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ได้จากแรงดันไลน์เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ข้อพิจารณาของPWMสามารถสรุปได้ดังนี้

- 1.) กรณีที่ค่า  $m_r$  ต่ำๆ ค่า  $m_r$  ควรจะเป็นจำนวนคี่ และเป็นPWMชนิดซิงโครนัส PWM เพื่อที่จะกำจัดฮาร์โมนิกส์คู่ ที่จะเกิดขึ้น และมากไปกว่านั้นค่า  $m_r$  ควรเป็นค่าจำนวนเท่าของ 3 เพื่อที่จะกำจัดค่าของฮาร์โมนิกส์ที่เป็นนัยสำคัญในแรงดันไลน์
- 2.) กรณีที่ค่า  $m_r$  มากๆ ค่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ย่อยที่เกิดจากอะซิงโครนัสPWMจะมีขนาดต่ำเมื่อค่าของ  $m_r$  สูงๆ ดังนั้นที่ค่า  $m_r$  สูงๆ สามารถใช้อะซิงโครนัสPWM ในขณะที่ความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมคงที่ และความถี่ของแรงดันควบคุมเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งผลของค่าของ  $m_r$  อย่างไม่รู้ก็ตามถ้าอินเวอร์เตอร์ ถูกจ่ายให้กับโหลด เช่น มอเตอร์ ผลของฮาร์โมนิกส์ย่อย จะเกิดขึ้นกับกระแสของมอเตอร์ ดังนั้นในกรณีของอะซิงโครนัสPWM ก็ควรจะหลีกเลี่ยงการใช้งานเมื่อความถี่ของลูกคลื่นสามเหลี่ยมนั้นมีค่าต่ำ
- 3.) กรณีโอเวอร์มีอดคูลเลท( $m_r > 1.0$ )จะไม่มีผลกับค่าของ  $m_r$  มากนัก แต่ถ้าในสถานะที่สำคัญๆ ค่าของ  $m_r$  ที่มีค่าน้อยก็ควรจะพิจารณา

### 2.8.1.1 การทำงานของPWMในย่านดัชนีการมอดดูเลทเชิงเส้น ( $m_a \leq 1.0$ )

ในย่านการมอดดูเลทที่เป็นเชิงเส้น  $m_a \leq 1.0$  องค์ประกอบของความถี่พินดาเมนทอลในแรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้น กับอัตราส่วนการมอดดูเลท ( $m_a$ ) จากรูปที่ 2.20x. ค่าสูงสุดขององค์ประกอบความถี่พินดาเมนทอล ในกึ่งหนึ่งของแรงดันพินดาเมนทอลคือ

$$\hat{V}_{AN1} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (2.43)$$

ดังนั้นแรงดันไลน์ที่ความถี่พินดาเมนทอล ซึ่งต่างเฟสกัน 120 องศา สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{AN1} \quad (2.44)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d$$

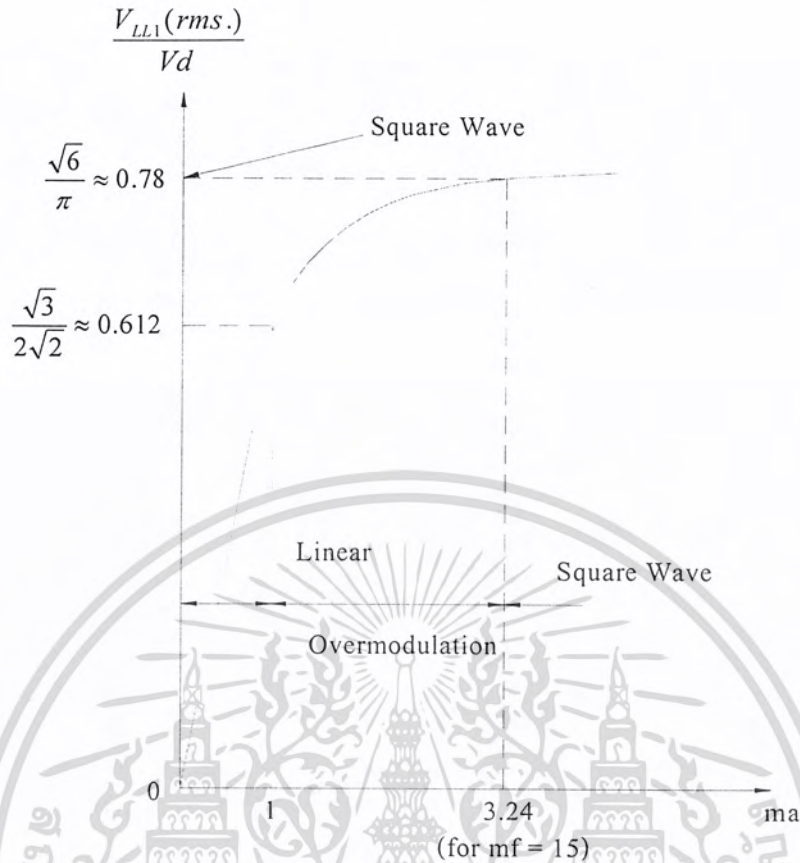
$$\approx 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0)$$

องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ของแรงดันไลน์ในลำดับต่างๆสามารถคำนวณได้ [12] ซึ่งฮาร์โมนิกส์บางตัว จะถูกกำจัดออกไปจากแรงดันไลน์ ซึ่งแรงดันฮาร์โมนิกส์อาร์เอ็มเอสก็สามารถคำนวณได้เช่นกัน [12]

### 2.8.1.2 การทำงานของPWMในย่านดัชนีการมอดดูเลทเกิน ( $m_a > 1$ )

ในการทำงานของPWMในช่วงโอเวอร์มอดดูเลทคือช่วงค่าสูงสุดของแรงดันควบคุม ที่ยอมให้เกินค่าสูงสุดของรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งจะไม่เหมือนกับในช่วงค่าดัชนีการมอดดูเลทเชิงเส้น ในย่านนี้โหมคการทำงานของแรงดันพินดาเมนทอล จะไม่เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าดัชนีการมอดดูเลท ( $m_a$ ) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.21 โดยที่ค่าแรงดันไลน์อาร์เอ็มเอสของความถี่พินดาเมนทอล ( $V_{LL1}$ ) ถูกพล็อตเพื่อแสดงความสัมพันธ์กับฟังก์ชันของค่าดัชนีการมอดดูเลท ( $m_a$ ) ซึ่งจะคล้ายกับPWMในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว และถ้าค่าดัชนีการมอดดูเลทสูงมากๆแล้ว แรงดันPWMเอาต์พุต จะเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (square wave) ซึ่งผลดังกล่าว คือค่าแรงดันไลน์สูงสุด ของ  $V_{LL1}$  จะเท่ากับ  $0.78V_d$  ซึ่งจะพิจารณาในหัวข้อต่อไป

ในย่านการทำงานนี้เมื่อทำการเปรียบเทียบกับการทำงานในย่านที่เป็นเชิงเส้นจะพบว่า ฮาร์โมนิกส์ด้านข้าง (Harmonic side band) ที่ปรากฏตรงกึ่งกลางของความถี่มอดดูเลท ( $m_r$ ) และแต่ละเท่าของ  $m_r$  จะมีค่ามากกว่า อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกส์ที่เป็นนัยสำคัญ จะไม่เกิดขึ้นมากนัก ดังนั้นกำลังการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์โมนิกส์ด้านข้างจะไม่มากนัก แต่ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับชนิดของโหลดและความถี่สวิตช์ที่เลือกใช้ ซึ่งบางครั้งการสูญเสียฮาร์โมนิกส์ในย่านโอเวอร์มอดดูเลท จะมีค่าต่ำกว่าการสูญเสียฮาร์โมนิกส์ในย่านการมอดดูเลทเชิงเส้น



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างแรงดันไลน์กับแรงดันเชื่อมโยงดีซี ของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสในฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลต

2.8.1.3 การทำงานในย่านรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม(square wave)

ถ้าแรงดันเชื่อมโยงดีซีของอินเวอร์เตอร์ สามารถควบคุมได้ อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.22ก สามารถทำงานในย่านกึ่งสี่เหลี่ยม หรือในย่านที่ค่าดัชนีการมอดูเลตสูงมากๆ ( $m_a \gg 1$ ) ซึ่งรูปคลื่น PWM จะกลายเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยมซึ่งรูปคลื่นแรงดันแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.22ข ซึ่งในที่นี้ จังหวะการสวิตช์ของอุปกรณ์การสวิตช์แต่ละตัวคือ 180 องศา(อัตราส่วนการนำกระแส 50 %) ดังนั้นในทุกช่วงเวลาจะมีสวิตช์ทำงานสามตัว

การทำงานในโหมดกึ่งสี่เหลี่ยม อินเวอร์เตอร์จะไม่สามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตได้ ดังนั้นแรงดันเชื่อมโยงดีซีอินพุต ต้องสามารถควบคุมเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ ดังนั้นความถี่พินดามเมนทอลของแรงดันไลน์เอาต์พุตสามารถเขียนความสัมพันธ์สำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกึ่ง ซึ่งทำงานในโหมดของกึ่งสี่เหลี่ยมได้เป็น

$$\begin{aligned}
 V_{LL1(rms)} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \\
 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d
 \end{aligned}
 \tag{2.45}$$

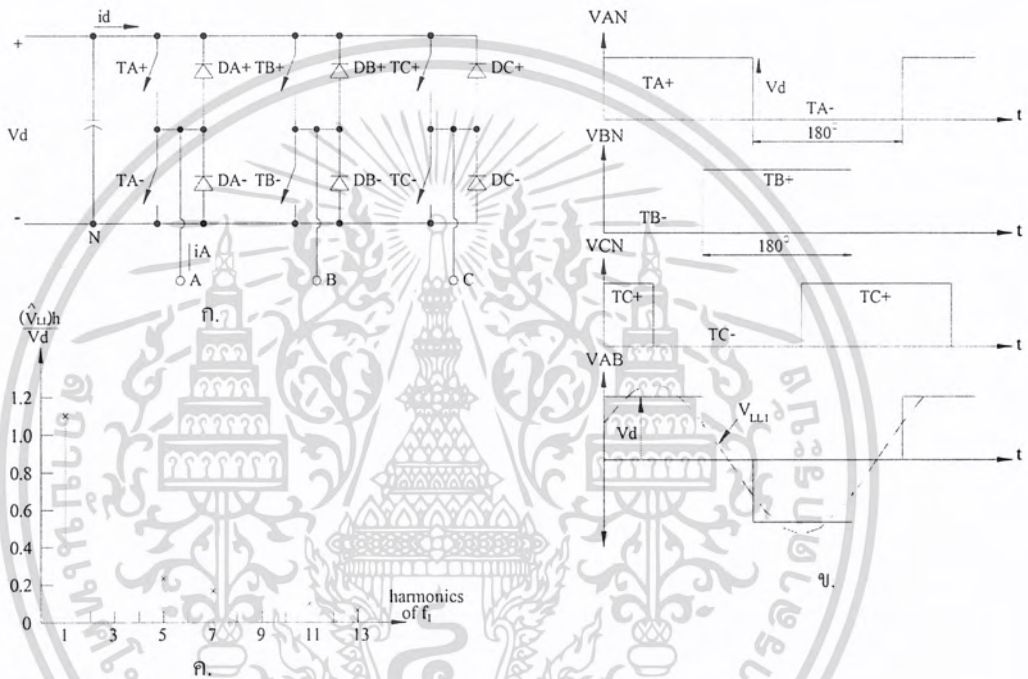
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\approx 0.78Vd$$

แรงดันไลน์เอาท์พุทจะไม่ขึ้นอยู่กับโหลดและประกอบไปด้วยฮาร์มอนิกลำดับที่  $(6n \pm 1; n = 1, 2, \dots)$  ซึ่งแอมพลิจูดของฮาร์มอนิกลำดับนั้นๆ จะลดลงเป็นสัดส่วนกลับของลำดับฮาร์มอนิกของตัวเอง ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{LLh} = \frac{0.78}{h} Vd \tag{2.46}$$

เมื่อ  $h = 6n \pm 1 (n = 1, 2, 3)$



รูปที่ 2.22 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบกึ่งสวิตช์เต็ม

จากสมการ 2.44-2.46 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันไลน์เอาท์พุทพินดามเมนทอลกับค่าดัชนีการมอดดูเลทและแรงดันเชื่อมโยง คีซี ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในกรณีของการทำงานในย่านมอดดูเลทเชิงเส้นแรงดันไลน์เอาท์พุทสามารถควบคุมได้จากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลทและค่าแรงดันเชื่อมโยงคีซี ซึ่งในแต่ละวิธีก็จะมีผลต่อการเกิดการสูญเสียในเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่แตกต่างกันออกไปโดยที่จะนำเสนอรายละเอียดในบทต่อไป ดังนั้นจากข้อพิจารณาข้างต้นสามารถสรุปพารามิเตอร์ที่สำคัญของรูปคลื่น PWM ที่มีผลต่อการสูญเสียในเครื่องจักรกลไฟฟ้าได้ดังนี้

- 1.) ค่าดัชนีการมอดดูเลท( $m_a$ )
- 2.) เทคนิคการกำเนิดรูปคลื่นPWM
- 3.) ความถี่สวิตช์หรือค่าอัตราส่วนความถี่สวิตช์( $m_f$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่พารามิเตอร์ทั้ง 3 ตัวนี้จะทำการพิจารณาถึงผลกระทบที่มีต่อการสูญเสียที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้า ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยจะมุ่งเน้นไปสู่พฤติกรรมของการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าถูกจ่ายด้วย PWM อินเวอร์เตอร์

## 2.9 สรุป

ในบทนี้เนื้อหาส่วนใหญ่จะเป็นทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำและ อินเวอร์เตอร์ที่มีใช้อยู่ทั่วไปในอุตสาหกรรม ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะกล่าวให้เห็นระบบที่ใช้อยู่ในปัจจุบันซึ่งจะเป็นพื้นฐานที่จะนำไปสู่การตรวจสอบและวิเคราะห์ในบทต่อไป โดยที่หลักการพื้นฐานดังกล่าวผู้วิจัยนำมาเป็นข้อมูลพื้นฐานใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมการสูญเสียในขั้นต่อไป



### บทที่ 3

## การสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเนื่องจากฮาร์มอนิกส์

### 3.1 บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก สามารถใช้การปรับเปลี่ยนความเร็วด้วยการเปลี่ยนความถี่ได้หลายๆ ชนิด แต่อย่างไรก็ตามในทุกกรณีนั้นจะมีผลต่อการลดลงของประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีความสัมพันธ์กับการทำงานที่ความถี่นั้นๆ ในกรณีของ PWM อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการป้อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อปรับความเร็วรอบนั้นกระแสและแรงดันที่สอดคล้องกับฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ(air-gap flux) จะไม่เป็นลักษณะไซน์(non-sinusoidal) ซึ่งผลของการไม่เป็นไซน์นี้การสูญเสียของมอเตอร์ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าการสูญเสียเมื่อใช้แหล่งจ่ายแบบไซน์จ่ายให้กับมอเตอร์ ซึ่งขนาดและการเกิดขึ้นของการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในมอเตอร์ที่มีความสัมพันธ์กับการลดลงของประสิทธิภาพของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์(harmonic voltage)และ โครงสร้างของมอเตอร์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ศึกษาผลของการเกิดขึ้นของกำลังของการสูญเสียในมอเตอร์เนื่องมาจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสถานะคงตัว(steady State)โดยมีการเน้นที่การสูญเสียในแกนเหล็กเพราะการสูญเสียนี้จะมีผลกระทบโดยตรงกับความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการใช้อินเวอร์เตอร์ปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อปรับความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงผลของฮาร์มอนิกส์ที่มีผลต่อการสูญเสียแต่ละแบบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 3.2 การสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อแหล่งจ่ายไม่ใช่ไซน์ (Non-sinusoidal supply)

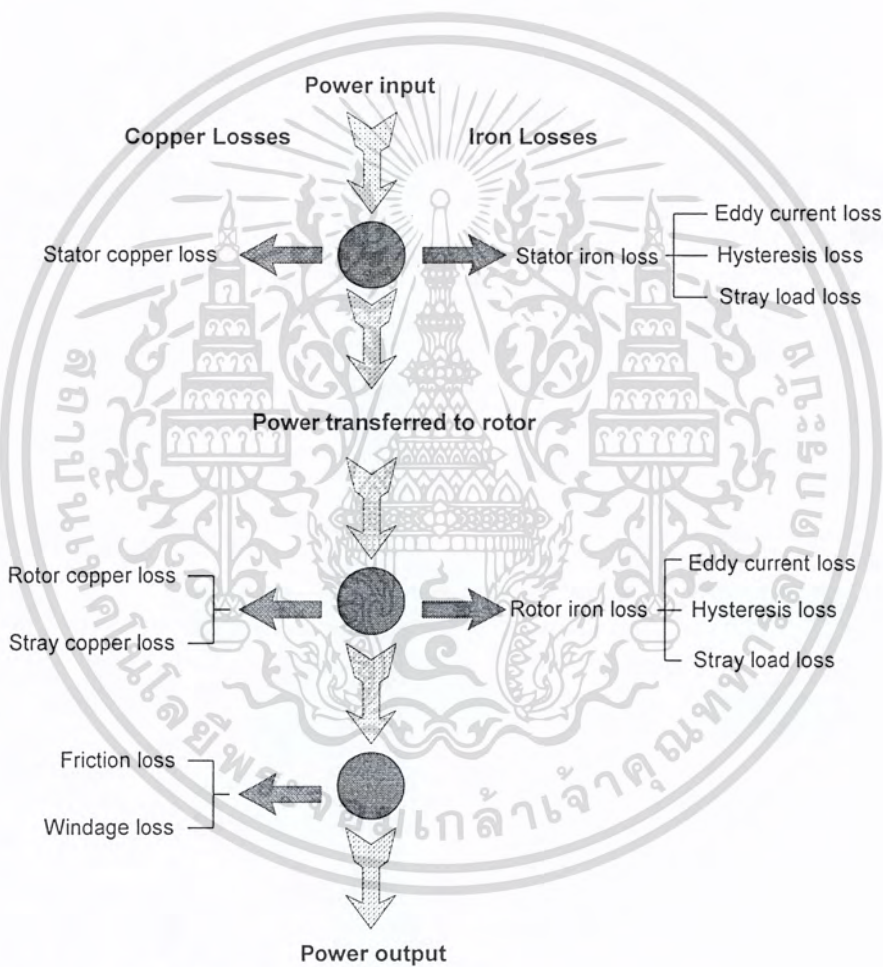
รูป 3.1 แสดงการไหลของกำลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายที่ไม่เป็นรูปคลื่นแบบไซน์ การทำงานในสถานะที่มอเตอร์จะมีการสูญเสียแบบปกติ (การสูญเสียเมื่อป้อนด้วยแหล่งจ่ายแบบไซน์)และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้น(addition Losses) เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ ซึ่งการสูญเสีย และสาเหตุที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

#### 3.2.1 การสูญเสียตัวนำ(Conductor Losses)

##### 3.2.1.1. การสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ (Stator Winding Loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่มอเตอร์เหนี่ยวนำถูกจ่ายด้วยแรงดันที่ไม่รูปลักษณ์แบบไซน์ จะส่งผลให้มีการเพิ่มขึ้นของกระแสอาร์เอ็มเอส(rms.) ซึ่งเป็นสาเหตุของการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจะเพิ่มตามความถี่เนื่องจากขึ้นอยู่กับเพิ่มขึ้นของสกินเอฟเฟค(skin Effect) ในตัวนำด้วยเพราะจะส่งผลให้ความต้านทานในตัวนำสเตเตอร์เพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลมาจาก การไหลของกระแสที่ไม่สม่ำเสมอ อย่างไรก็ตามในกรณีนี้โดยทั่วไปจะไม่นำมาพิจารณา (random wire-wound stator machine) แต่ควรนำมาพิจารณาเมื่อนำขนาดของตัวนำมีขนาดใหญ่พอเมื่อเปรียบเทียบกับผลของสกินดีป(skin depth) ในงานวิจัยนี้ได้ใช้มอเตอร์ที่มีขดลวดสเตเตอร์ที่อยู่ในมาตรฐาน ดังนั้นจึงไม่นำผลของสกินเอฟเฟคมาพิจารณา



รูปที่ 3.1 การไหลของกำลังในมอเตอร์เหนี่ยวนำ

3.2.1.2. การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ (Rotor conductor loss)

เมื่อในกรณีที่มอเตอร์เหนี่ยวนำทำการหมุนนั้นจะเกิดความถี่สลับขึ้น ซึ่งความถี่สลับนี้จะส่งผลให้เกิดกระแสที่ไหลในขดลวดโรเตอร์จะมีผลของกระแสความถี่สลับที่ถูกเหนี่ยวนำ โดยฟลักซ์และทอลฟลักซ์และการเพิ่มขึ้นของความถี่กระแสจาก ฟลักซ์ Setup โดยการจ่ายแรงดัน

เอกสาร ไท้มฮาร์โมนิกส์ ผลก็คือแม้ว่าการเพิ่มของการสูญเสียในโรเตอร์  $I^2R$  ซึ่งสกินเอฟเฟคเป็นสาเหตุ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำคัญของการเพิ่มขึ้นของความต้านทานโรเตอร์และ ลดค่ารีลักแตนซ์ในโรเตอร์ที่ความถี่สูงทั่วไป กรณีโรเตอร์ชนิด deep bar และ double cage ในกรณีแรงดันของมอเตอร์ต่ำมากๆ เป็นมอเตอร์ ขนาด 200 ถึง 300 กิโลวัตต์ ผลของสกินเอฟเฟกต์ที่เกิดขึ้นในโรเตอร์จะมีความสำคัญมากๆ

### 3.2.1.3 ผลของความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่มีผลกระทบต่อการสูญเสียและความต้านทานในตัวนำ

ค่าความต้านทานในขดลวด และค่าลึกเกจอินดักแตนซ์ (Leakage inductance) จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ฮาร์มอนิกส์ สำหรับตัวนำที่ฝังอยู่ในช่องสล็อท อิมพีแดนซ์ของตัวนำจะเพิ่มขึ้นจนถึงด้านล่างของสล็อท และอิมพีแดนซ์ของตัวนำ ที่ส่วนล่างของสล็อทจะมีการเพิ่มขึ้นมากกว่าตัวนำที่ส่วนบนของสล็อท เมื่อความถี่ของกระแสที่ไหลในตัวนำมากขึ้น โดยที่กระแสที่ไหลด้านล่างของตัวนำจะทำให้ความต้านทานเพิ่มขึ้น แต่ค่าอินดักแตนซ์ จะลดลงเมื่อความถี่ของกระแสเพิ่มขึ้น ซึ่งความสัมพันธ์กับการเพิ่มและการลดลงของค่าความต้านทานและค่าอินดักแตนซ์สำหรับร่องสล็อทเป็นแนวตรงได้ คือ[5,9]

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \alpha h \left[ \frac{\text{Sinh}(2\alpha h) + \text{Sin}(2\alpha h)}{\text{Cosh}(2\alpha h) - \text{Cos}(2\alpha h)} \right] \quad (3.1)$$

$$\frac{L_{ac}}{L_{dc}} = \frac{3}{2\alpha h} \left[ \frac{\text{Sinh}(2\alpha h) - \text{Sin}(2\alpha h)}{\text{Cosh}(2\alpha h) - \text{Cos}(2\alpha h)} \right] \quad (3.2)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\rho}} \quad (3.3)$$

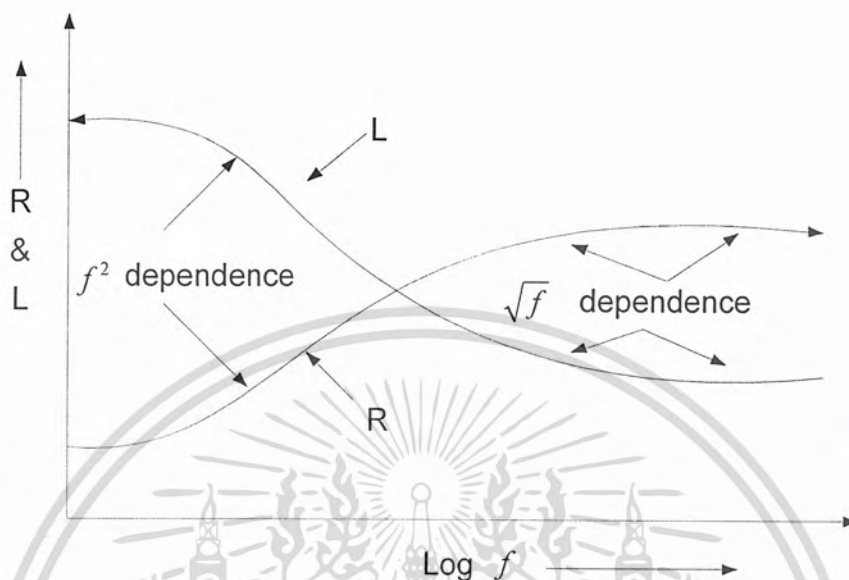
เมื่อ  $h$  คือ ความลึกของตัวนำและสล็อท

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุมของกระแสที่ไหลในตัวนำ

$\rho$  คือ ค่าสภาพต้านไฟฟ้าสัมผัสของตัวนำ (Resistivity of the conductor)

ส่วนตัวห้อย ac และ dc จะอ้างถึงค่า ac ที่ความถี่ของกระแสที่ไหลในตัวนำและค่า dc

### 3.2.1.4 การวิเคราะห์ห้ชั้นพื้นฐานที่ใช้ในการประมาณค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวนำ



รูปที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงของ ค่าความต้านทาน (R) และค่าลิกเกจรีแอกแตนซ์(L)สำหรับ ตัวนำในสล็อตที่เป็นผลเนื่องมาจากสกินเอฟเฟค

การวิเคราะห์ห้ชั้นพื้นฐานต่อไป นี้ ได้มีนักวิจัยหลายๆคน ได้นำมาเป็นสมมติฐาน พื้นฐานในการประเมินผลกระทบที่เกิดขึ้นกับตัวนำ เนื่องจากความถี่ เมื่อค่าสกินดีป (Skin depth) และขนาดของตัวนำเป็นอันดับของแมกนิจูดเดียวกันแล้ว อัตราการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานและลิกเกจอินดักแตนซ์ จะขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน  $f_n^{1.5}$  [1,5] โดยประมาณและที่ความถี่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง อัตราการเปลี่ยนแปลงจะลดลง และถ้าการเปลี่ยนแปลงของความถี่ค่าสูงสุดจะกลายเป็นฟังก์ชัน  $f_n^{0.5}$  ที่ค่าสกินดีปมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดของตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า R และ L ในช่วงเริ่มต้นจะเร็วมาก

ข้อสมมติของความถี่ฮาร์โมนิก จะต้องมีค่ามากกว่าความถี่ฟันดาเมนทอล และสลิปความถี่จะเข้าใกล้ยูนิตี ซึ่งส่วนของรีแอกทีฟ(ลิกเกจรีแอกแตนซ์และแมกนิจูดซึ่งรีแอกแตนซ์) จะมีค่ามากกว่าค่าของส่วนความต้านทานในวงจรฮาร์โมนิก ดังนั้นค่าของกระแสแมกนิจูดซึ่งฮาร์โมนิก (Harmonic magnetizing current) จะไม่นำมาพิจารณา ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าพิจารณาที่ความถี่ฮาร์โมนิกแล้วนั้นค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ และโรเตอร์ จะไม่นำมาพิจารณาเมื่อเทียบกับค่าลิกเกจรีแอกแตนซ์ ของมอเตอร์ ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสฮาร์โมนิกได้เป็น

$$I_n \approx \frac{V_n}{2\pi n f_1 L_\sigma} \approx \frac{V_n}{n f_1 x} \quad (3.4)$$

ตัวนำฮาร์โมนิกส์(Harmonic Conductor) ที่ลำดับที่  $n$  ต่างๆ สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$P_{cn} \approx I_n^2 (R_s + R_r) \approx \frac{V_n^2}{(n 2\pi f_1 L_\sigma)^2} (R_s + R_r) \quad (3.5)$$

ถ้านำผลของสกินเอฟเฟกต์ และสกินดีป มาพิจารณาแล้วความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้โดย

$$R_s + R_r = k \sqrt{f_n} \quad (3.6)$$

ส่วนค่า  $L_{1s}$  และ  $L_{1r}$  จะไม่มีผลต่อสกินเอฟเฟกต์ ซึ่งสามารถสมมติได้ดังนี้

- ไม่นำผลของการสูญเสียที่เกิดจากกระแสแมกนีไทซ์ซึ่งมาพิจารณา
- ค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้คือ  $j\omega(L_{1s} + L_{1r})$

ดังนั้นจากสมการ (3.5) และ(3.6) จะมีการสูญเสียในตัวนำเนื่องจากฮาร์โมนิกส์เป็น

$$P_c = \sum_{n \neq 1} \frac{K V_n^2}{f_n^{1.5}} \quad (3.7)$$

อย่างไรก็ตามองค์ประกอบของความถี่ 1.5 ค่าโดยประมาณเท่านั้น ซึ่งค่านี้และค่าคงที่  $K$  ซึ่งปกติจะขึ้นอยู่กับแฟคเตอร์ ต่อไปนี้

1. การเกิดขึ้นของการเปลี่ยนแปลงค่าสล็อตลิกเกจอินคัลคเตนซ์ กับความถี่
2. รูปร่างของโรเตอร์ ความลึก วัสดุที่ใช้ อุณหภูมิและลักษณะว่าเป็นสล็อบแบบเปิดหรือแบบปิด
3. อัตราส่วนของสกินดีปกับขนาดตัวนำ
4. ไม่พิจารณาอัตราส่วนความต้านทานของขดลวดกับสล็อบ
5. จำนวนชั้นตัวนำ
6. พื้นที่หน้าตัดของขดลวด วัสดุและอุณหภูมิ
7. จำนวนของสเตเตอร์ที่ใช้และความลึกของร่องสล็อบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อพิจารณาในแฟลคเตอร์ข้างต้นจะส่งผลดีในการพิจารณาแบบง่ายเป็นลักษณะของการประมาณแบบขั้นต้น และมีประสิทธิภาพสูงในการใช้ศึกษาเกี่ยวกับข้อมูลของการสูญเสียในตัวนำ

### 3.2.2 การสูญเสียในแกนเหล็ก(Iron Losses)

#### 3.2.2.1 การสูญเสียในแกนเหล็กสเตเตอร์

การสูญเสียในแกนเหล็กในสเตเตอร์จะเป็นฟังก์ชันของความถี่และความหนาแน่นของฟลักซ์ในแกนเหล็กจากทฤษฎีและการทดลองได้มีการตรวจสอบพบว่าการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากไทม์ฮาร์โมนิกส์เมนฟลักซ์ (Time Harmonic main Flux) จะไม่นำมาพิจารณา [6-8] ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญและมีผลต่อโครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้า, วัสดุที่จะนำมาใช้เป็นสารแม่เหล็ก และความหนาของแผ่นเหล็กลามิเนต

#### 3.2.2.2 การสูญเสียในแกนเหล็กโรเตอร์

โดยธรรมชาติ กลไกการสูญเสียในแกนเหล็กโรเตอร์เป็นการยากที่จะตรวจสอบซึ่งไม่มีการอธิบายอย่างชัดเจน แต่ในหลายบทความทางวิชาการ[5,9,10,11]จะสมมุติว่าค่าไทม์ฟลักซ์เมนทอลจะเหมือนกับไทม์ฮาร์โมนิกส์ ของโรเตอร์ฟลักซ์ จะไม่นำมาพิจารณา อย่างไรก็ตามก็ยังมีความต้องการการตรวจสอบข้อสมมุติฐานนี้ ซึ่งในที่จริงแล้วที่ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์สูงๆ จะมีผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเกิดขึ้นตั้งแต่รูปคลื่นฟลักซ์ยังไม่หมุนจนหมุนเกือบถึงความเร็วซิงโครนัส

#### 3.2.2.3 ผลของการสูญเสียในแกนเหล็ก เนื่องจากระดับปริมาณของฟลักซ์

โดยปกติเป็นที่ยอมรับกันอยู่แล้วว่า การคำนวณการสูญเสียในแกนเหล็กเป็นเรื่องที่ยากโดยเฉพาะกรณีแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไม่เป็นไซน์ การทำนายการสูญเสียในแกนเหล็กได้ถูกต้องแม่นยำต้องอาศัยข้อมูลและความรู้ของการกระจายฟลักซ์ จากผลกระทบจากฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ผลของความถี่สูงขึ้น ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นแฟลคเตอร์สำคัญสำหรับการสูญเสียในแกนเหล็กเป็นการเกิดขึ้นของกระแสฮาร์โมนิกส์ นั่นคือจะทำให้เกิดพีคของความหนาแน่นฟลักซ์สูงในรอยต่อของแกนเหล็กและจะส่งผลให้มีการเพิ่มขึ้นของกระแสแมกนีโตซิง

โดยทั่วไปการสูญเสียในแกนเหล็กจะเป็นการรวมกันของการสูญเสีย ฮิสเตอร์รีซิส เอกสารนี้ (Hysteresis Loss) และกระแสไหลวน (Eddy current) ภายในสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งไม่ทราบแน่ชัดว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียฮิสเตอร์รีซิส จะเป็นสัดส่วนกับความถี่ และกระแสไหลวนจะเป็นสัดส่วนกับความถี่กำลังสอง ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ ดังนี้

$$P_{fe,s} = \beta_h f \phi^2 + \beta_c f^2 \phi^2 \quad (3.8)$$

$$= \left( \frac{\beta_h}{f} + \beta_c \right) f^2 \phi^2 \quad (3.9)$$

ซึ่งสูตรการคำนวณนี้ได้มีการใช้กันอย่างแพร่หลาย ในการนำมาวิเคราะห์การสูญเสียในแกนเหล็กที่เกิดจากผลกระทบของฮาร์มอนิกส์ ที่เกิดจากแหล่งจ่าย พิคับปลิวเอ็ม

อย่างไรก็ตามในบางงานวิจัย[1,3,9,10] ได้มีการรวมผลของการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในกรณีของความถี่สูงจะทำให้กระแสไหลวนมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นสูตรการคำนวณจะกลายเป็น

$$P_{fc} = \beta_h f \phi^2 + \beta_c f^2 \phi^2 + \beta_d \phi^{1.5} f^{1.5} \quad (3.10)$$

จากผลวิจัยเหล่านี้ ได้มีการเปลี่ยนมุมมองของการตั้งสมมติฐานของการสูญเสียในแกนเหล็ก เมื่อความถี่ของฮาร์มอนิกส์เปลี่ยนแปลงในผลการทดลองของ[9] ได้แสดงให้เห็นว่าการสูญเสียที่ 50 เฮิร์ต ของมอเตอร์แบ่งเป็นการสูญเสียที่เกิดจากฮิสเตอร์รีซิส 52.43% กระแสไหลวน 28.57% และ 17.70% สำหรับการสูญเสียเนื่องจากการหมุน โดยที่มอเตอร์ใช้แกนเหล็กลามิเนต และในความเป็นจริงได้มีหลายงานวิจัยเช่น[2,5] ได้มีการพิจารณาผลที่เกิดขึ้นในมุมมองของการวิเคราะห์ความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในการสูญเสีย ในแกนเหล็กที่สอดคล้องกับการทำงานของมอเตอร์ เมื่อป้อนด้วยอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ ได้มีการนำผลการทดลองที่ใช้ศึกษาพฤติกรรมของการสูญเสียในแกนเหล็กที่เกิดจากคุณลักษณะต่างๆ ของพิกับปลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีการพิจารณาในหัวข้อต่อไป

#### 3.2.2.4 การวิเคราะห์ขั้นพื้นฐานที่ใช้ประเมินค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเหล็ก

ถ้าแกนเหล็กลามิเนตของโรเตอร์และสเตเตอร์มาจากวัสดุที่เหมือนกันแล้ว ดังนั้นระดับของความหนาแน่นฟลักซ์ก็จะเหมือนกันซึ่งสามารถหาการสูญเสียในแกนเหล็กที่โรเตอร์ได้ โดยการแทนตัวแปร  $sf$  ลงในสมการ (3.9) ในตัวแปร  $f$  ดังแสดงดังนี้

$$P_{fe,r} = \left( \frac{\beta_h s}{f} + \beta_c s^2 \right) f^2 \phi^2 \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของการสูญเสียในแกนเหล็กของฟัดดาเมนทอนคือ (สมมุติว่าปริมาตรของสเตเตอร์และโรเตอร์เท่ากัน)

$$P_{fe} = P_{fe,s} + P_{fe,r} \quad (3.12)$$

$$P_{fe} = \left[ \frac{\beta_h(1+s)}{f} + \beta_e(1+s^2) \right] f^2 \phi^2 \quad (3.13)$$

ในสวน  $f\phi$  เป็นสัดส่วนกับแรงดันในช่องว่างอากาศ  $V_m$  ดังนั้นจากสมการ (3.13) สามารถเขียนได้เป็น

$$P_{fe} = V_m^2 \left[ \beta_c \left[ \frac{\beta_h(1+s)}{f} + \beta_e(1+s^2) \right] \right] \quad (3.14)$$

โดยที่  $\beta_c, \beta_h, \beta_e$  เป็นคุณสมบัติของวัสดุที่ทำแกนเหล็กและ โครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้า ซึ่งจะไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ การสูญเสียในแกนเหล็กสามารถเขียนเป็นวงจรมูลค่าได้โดยเป็นความต้านทานขนานกับส่วนแมกนีไทซิง (Magnetizing path) ซึ่งการสูญเสียจะเท่ากับ  $\frac{V_m^2}{R_m}$  และถ้า  $k_1 = \frac{\beta_e}{\beta_h}$  (อัตราส่วนของสัมประสิทธิ์กระแสไหลวนต่อสัมประสิทธิ์ฮิสเตอร์รีซิส)

$$R_m = \frac{1}{\beta_c \beta_h [(1+s) + K_1 (1+s^2)] f} \quad (3.15)$$

ในกรณีของความถี่ฮาร์โมนิกค่าของความต้านทานของการสูญเสียในแกนเหล็กจะหาได้โดยการแทนค่าความถี่ฮาร์โมนิก และความถี่สลิปในสมการ (3.15) ซึ่งโดยปกติแล้วผลรวมของ  $\beta_h$  และ  $\beta_e$  จะเป็นตัวทราบค่าส่วน  $k_1$  นั้นเป็นการยากที่จะทำการวัด[5,6,9]

เป็นที่ทราบกันดีแล้วว่าการนิยามคุณสมบัติของการสูญเสียในแกนเหล็กนั้นเป็นการยากก็ได้มีหลายๆ นักวิจัยได้นำเสนอผลจากการวิจัยที่สรุปมาเป็นทฤษฎีที่แตกต่างกัน เช่น แสดงใน [5,9,11] ซึ่งในกรณีของการสูญเสียฮิสเตอร์รีซิส ในปริมาตรต่อหน่วยแสดงได้ดังนี้

$$P_{hys} = k_h f B^x \quad ; 1.5 \leq x \leq 2.3 ; \quad (3.16)$$

$$P_{hys} = k_h \frac{V^2}{f} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{hys} = k_h f^{1.1} B^2 \quad (3.18)$$

โดยที่ในกรณีของการสูญเสียของกระแสไหลวนจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น [5,9]

$$P_{edd} = k_e f^2 B^2 \quad (3.19)$$

$$P_{edd} = k_{e1} V^2 \quad \text{ที่ความถี่ต่ำ}$$

$$P_{edd} = k_{e2} \frac{V^2}{f^{0.5}} \quad \text{ที่ความถี่สูง} \quad (3.20)$$

$$P_{edd} = k_e f^{1.9} B^2 \quad (3.21)$$

และได้มีนักวิจัยบางท่านได้นำเสนอผลของการสูญเสียในแกนเหล็กโดยรวมเอาการสูญเสียกระแสไหลวนและฮิสเตอร์รีซิสเข้าไปด้วยกัน ซึ่งได้นำเสนอใน[9] ดังนี้

$$P_{fe} = af^b \left( \frac{V}{f} \right)^c \quad (3.22)$$

ในขณะที่ค่าคงที่  $b$  และ  $c$  จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างภายในของมอเตอร์และวัสดุที่ใช้ทำซึ่ง  $b$  สามารถได้จากคุณสมบัติของเส้นกราฟ (โดยทั่วไปจะอยู่ในย่าน 1.26-1.35) ซึ่งเส้นเดียวกับค่า  $c$  (โดยทั่วไปอยู่ในย่าน 1.77-1.84) สมมุติให้ค่า  $b = 1.3$  และ  $c = 1.8$  ดังนั้น

$$P_{fe} = \frac{aV^{1.8}}{f^{0.5}} \quad (3.23)$$

ในการวิเคราะห์ของงานวิจัย [5] ได้นำเสนอการสูญเสียในแกนเหล็กจากโทมัสฮาร์โมนิกส์เปรียบเทียบกับโทมัสพินดามันทอด ที่ความถี่ปกติ (Nominal Frequency; 50 Hz)

$$\frac{P_{fe}(f_n)}{P_{fe,nom}} = \left( \frac{f_n}{f_{1,nom}} \right)^{1.5} \left( \frac{B_n}{B_{1,nom}} \right)^2$$

$$= \left( \frac{f_n}{f_{1,nom}} \right)^{-0.5} \left( \frac{V_n}{V_{1,nom}} \right)^2 \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งหมายความว่า  $P_{fe}$  จะเป็นสัดส่วนกับ  $f^{1.5} B^2$  หรือ  $\frac{V^2}{f^{0.5}}$

จากข้อมูลที่น่าเสนอเกี่ยวกับการสูญเสียในแกนเหล็กข้างต้นจะเห็นว่า ได้มีหลายๆ นักวิจัย นำเสนอทฤษฎี เพื่อแสดงความสัมพันธ์ของการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งสูตรแสดงความสัมพันธ์ข้างต้น จะเห็นว่าในหลายกรณีจะนิยามการสูญเสียในแกนเหล็กเป็นสัดส่วนกับแรงดันกำลังสอง  $V^2$  ซึ่งหมายถึงความหนาแน่นของฟลักซ์นั่นเอง นั่นคือการสูญเสียในแกนเหล็กนี้จะเป็นอิสระจากการจ่ายโหลดของมอเตอร์คือการเปลี่ยนแปลงของสลิปจะไม่มีผล หรือมีผลน้อยกับการสูญเสียในแกนเหล็กทั้งในกรณีที่มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้อะไรโหลดและโหลดเต็มพิกัด

จากความแตกต่างของวัตถุประสงค์ของหลายๆ นักวิจัยได้แสดงถึงความแตกต่างในการพิจารณาซึ่งแสดงให้เห็นว่า การพิจารณาวิเคราะห์ปรากฏการณ์ของการสูญเสียในแกนเหล็กค่อนข้างยุ่งยากและเป็นที่ยึดเหนี่ยว เป็นไปไม่ได้ที่จะใช้สูตรการพิจารณาผลของการสูญเสียในแกนเหล็กในการทำงานของมอเตอร์ทั่วไปมาใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของมอเตอร์เมื่อถูกป้อนด้วย ฟีดแบค ลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ ซึ่งการสูญเสียในแกนเหล็กจะขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกนเหล็กของตัวเครื่องจักรกลไฟฟ้าและสภาวะการทำงานของมอเตอร์ในขณะนั้นด้วย

### 3.2.3 การสูญเสียสเตรย์ (Stray Losses)

การสูญเสียสเตรย์ คือการสูญเสียส่วนเกินของผลการสูญเสียทำการวัดที่นอกเหนือจากผลรวมของการสูญเสียในตัวนำ, แกนเหล็ก และการสูญเสียเนื่องจากการหมุน ซึ่งโดยธรรมชาติของการสูญเสียสเตรย์จะเกิดขึ้นในการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดเหนี่ยวนำ ซึ่งได้มีนักวิจัยเสนอผลงานและนิยามการสูญเสียสเตรย์ซึ่งการทำนายผลของการสูญเสียนี้อย่างน้อยก็ยังไม่มีการศึกษาให้เข้าใจอย่างกว้างขวางมากนัก ซึ่งส่วนใหญ่จะประเมินการสูญเสียสเตรย์จากข้อมูลของการออกแบบเครื่องจักรกลไฟฟ้า เหตุผลก็คือ ในที่จริงกลไกของการสูญเสียสเตรย์จะประกอบไปด้วยชนิดของการสูญเสียมากมาย ซึ่งไม่ใช่ส่วนของการสูญเสียในแกนเหล็กทั้งหมด ยกตัวอย่างเช่น กระแสอินเตอร์บาร์ (Inter bar) ซึ่งจะไหลผ่านในมอเตอร์ที่มีสลีททองเหลืองซึ่งจะส่งผลถึงการสูญเสียในตัวนำและมากไปกว่านั้นกระแสพาราซิติค(Parasitic current) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในขดลวดโรเตอร์ซึ่งเป็นผลมาจากสเปซฮาร์โมนิกส์ กับค่าแมกเนติก ซึ่งขึ้นอยู่กับฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของความถี่ และระดับของฟลักซ์

ในทางปฏิบัติแล้วการสูญเสียที่เกิดจาก End-leakage และ Skew-leakage ฟลักซ์ จะเป็นสาเหตุของการสูญเสียสเตรย์ซึ่งจะพิจารณาเป็นการสูญเสียแกนเหล็กสเตรย์และมอเตอร์ที่มีสลีททองเหลือง โดยปกติจะลดผลของแรงบิดพาราซิติค(Parasitic Torque) และสัญญาณรบกวน (Noise) และสลีทที่มีลักษณะเอียงจะเป็นสาเหตุของการผิดเพี้ยนของแกนฟิลด์(Field) ซึ่งจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผลถึงการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก และขึ้นอยู่กับกระแสฮาร์มอนิกซึ่งเป็นส่วนกลับของสัดส่วนตึกเกอร์แอกแทนซ์[5] และ end-leakage ฟลักซ์ จะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กที่เกิดจากกระแสไหลวนซึ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้าโดยฮาร์มอนิกส์ลิเกฟลักซ์

### 3.2.4 การสูญเสียเนื่องจากการหมุน (Rotational Losses)

การสูญเสียเนื่องจากการหมุนส่วนใหญ่จะเกิดจากลม และแรงเสียดทาน(Windage และ Friction) ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วที่ก้านของมอเตอร์และอุณหภูมิซึ่งแรงเสียดทานจะมีความสัมพันธ์คงที่ เมื่อตลับลูกปืนถูกทำให้ร้อนขึ้น ส่วนการสูญเสียเนื่องจากลมจะขึ้นอยู่กับความเร็วซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยอย่างไรก็ตามการสูญเสียนี้จะถูกลมพัดให้มีความถี่ที่ ตลอดทุกย่านการใช้งานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าสำหรับใช้ในการคำนวณ สมรรถนะของมอเตอร์ เมื่อทำงานที่ความถี่ของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน

### 3.3. ผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ (Effect of voltage harmonics)

รูปคลื่นแรงดัน สเต็ป(Step ;six-step) ที่กำเนิดโดยอินเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วยฮาร์มอนิกส์คือในลำดับที่  $h$  ยกเว้นที่คูณด้วย 3 อย่างเช่น

$$h = 1 + 6k \quad \text{ในขณะที่} \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \quad (3.25)$$

$$\text{จากสมการ} \quad v_{ab} = \frac{4}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \left[ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + (-1)^{(h+1)/2} \frac{1}{h} \sin h\omega t \right] \quad (3.26)$$

จะแสดงให้เห็นว่าค่า rms. ของแรงดันฮาร์มอนิกส์จะเป็นสัดส่วนกับลำดับของฮาร์มอนิกส์ดังนี้

$$V_{hs} = \frac{1}{h} V_{1s} \quad V. \quad (3.27)$$

ถ้าลำดับเฟสพื้นดามนทอลคือ a-b-c ดังนั้นจะเห็นว่าลำดับเฟสของฮาร์มอนิกส์ที่ 5 จะเป็น a-c-b เพราะว่า เฟส b จะล่าหลังเฟส a อยู่  $120 \times 5 = 600^\circ = 240^\circ$  ซึ่งจะเห็นว่าถ้าลำดับของฮาร์มอนิกส์ในสมการ (3.1) นั้นเป็นบวก (ค่า  $k$  เป็นบวก) จะมีลำดับเฟสเป็นบวกด้วยในขณะที่ถ้าค่า  $k$  เป็นลบลำดับเฟสก็จะเป็นลบด้วย

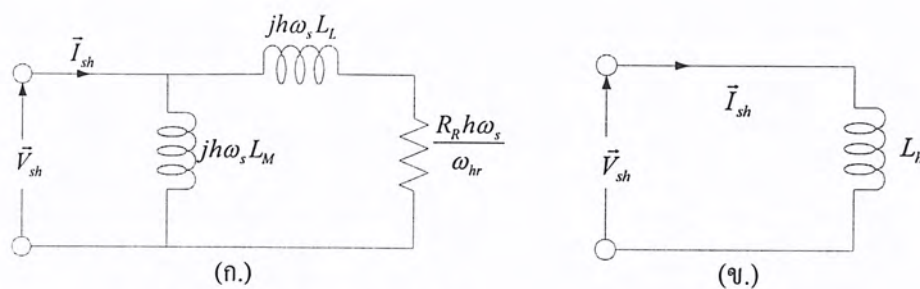
ผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ในกระแสเตเตอร์สามารถประมาณได้ดังแสดงในวงจรสมมูลของฮาร์มอนิกส์ ดังแสดงดังรูปที่ 3.3 และภายใต้สภาวะการทำงานปกติ ความเร็วมอเตอร์ที่โรเตอร์  $\omega_r$  จะประมาณว่าใกล้เคียงกับ ความถี่แรงดันของแหล่งจ่ายไฟ  $\omega_s$  ดังนั้นความถี่ฮาร์มอนิกส์ของโรเตอร์จะเท่ากับ

$$\omega_{hr} = h\omega_s - \omega_0 \quad (3.28)$$

$$\approx -6\omega_s \quad \text{สำหรับ} \quad h = -5$$

$$\approx +6\omega_s \quad \text{สำหรับ} \quad h = 7 \quad \omega_r = \omega_0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 (ก) วงจรสมมูลย์ที่เกี่ยวข้องกับฮาร์มอนิกส์  
(ข) รูปวงจรโดยประมาณ

ผลของความต้านทานในวงจรโรเตอร์ของรูปที่ 3.3 (ก) นั้นจะประมาณว่าให้เท่ากับค่าความต้านทานโรเตอร์ ( $R_R$ ) และมีค่าน้อยกว่าค่าลิกเกจรีลิกเตนซ์ ( $h\omega_s L_L$ ) ดังนั้นสำหรับความถี่ฮาร์มอนิกส์นั้นที่โรเตอร์สามารถประมาณได้ว่ามีแต่ค่าของ  $L_h$  อย่างเดียวเมื่อ  $R_R$  นั้นน้อยมากดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ข) ในขณะที

$$L_h = \frac{L_M L_L}{L_M + L_L} \approx L_L \quad \text{H} \quad (3.29)$$

เมื่อไม่นำค่าความต้านทานทั้งทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์มาคิด กระแสฮาร์มอนิกส์ต่อเฟสของมอเตอร์สามารถประมาณได้โดย

$$I_{sh} = \frac{V_{sh}}{h\omega_s L_h} = \frac{V_{1s}}{h^2 \omega_s L_h} = \frac{\Lambda_s}{h^2 L_h} \quad \text{A} \quad (3.30)$$

เมื่อ  $\Lambda_s =$  Stator flux linkage

ผลกระทบของกระแสฮาร์มอนิกส์นี้จะเกิดเป็นรูปของความร้อนในขดลวด ซึ่งสามารถสมมติค่าของลิกเกจอินดักเตนซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำมาตรฐานทั่วไป จะมีค่าประมาณ 0.12 ถึง 0.2 pu ดังนั้นสำหรับ 1 pu ของฟลักซ์ที่ลัดวงจรในสเตเตอร์ กระแสฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นคือ

$$I_{5s} \approx 0.2 \text{ ถึง } 0.33 \text{ pu และ}$$

$$I_{7s} \approx 0.1 \text{ ถึง } 0.17 \text{ pu}$$

จะสังเกตเห็นว่าค่ากระแสของฮาร์มอนิกส์จะไม่ขึ้นอยู่กับ แรงบิดและความเร็วรอบถ้า ฟันดาเมนทอลฟลักซ์ที่ลัดวงจรสเตเตอร์ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ เพราะค่าพิคักกระแสของสเตเตอร์ส่วนใหญ่จะอยู่บนพื้นฐานของกระแสความถี่ฟันดาเมนทอลอย่างเดีว ซึ่งค่าจุดทำงานของกระแสสเตเตอร์ควรจะมีอัตราต่ำกว่าค่านี้ โดยที่ค่าอัตราของลิกเกจรีเอกเตนซ์ของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 0.12 pu จะสามารถประมาณค่าฮาร์มอนิกส์ถึงอันดับที่ 4 คือ

$$I = (I_{1s}^2 + 0.33^2 + 0.17^2 + 0.07^2 + 0.05^2)^{1/2}$$

$$I = 0.925 \text{ pu}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความร้อนที่เกิดขึ้นจริงนั้นบางครั้งมีความสำคัญมากกว่าที่แสดงไว้ข้างต้นเสียอีกเพราะเนื่องจากความต้านทานของโรเตอร์ จะเพิ่มขึ้นตามความถี่โรเตอร์ เมื่อเราพิจารณามอเตอร์แบบมีโรเตอร์เป็น Deep bar และ squirrel cage และก็เหมือนกับความต้านทานที่สเตเตอร์ก็เพิ่มขึ้นเหมือนกันถ้าความถี่เพิ่มขึ้น และกรณีนี้ก็เป็นการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในกระแสไหลวนในแกนเหล็กที่สเตเตอร์เนื่องจากฟลักซ์ฮาร์มอนิกส์ ดังนั้นค่าแฟคเตอร์ของความถี่ที่กำหนดข้างต้นนั้นได้มาจากประสบการณ์การทำงาน

แรงบิดเฉลี่ยที่เกิดขึ้นจากแรงดันฮาร์มอนิกส์นี้ ปกติแล้วจะไม่นำมาคิดและจากวงจรสมมูลย์ฮาร์มอนิกส์ ในรูปที่ 3.3 (ก) กระแสฮาร์มอนิกส์ที่โรเตอร์ จะประมาณ  $\frac{A_{hs}}{L_L}$  ดังนั้นแรงบิดที่ฮาร์มอนิกส์  $h$  จะประมาณ

$$T_h = \frac{3P}{2} \frac{R_R}{\omega_{hr}} \left( \frac{A_{hs}}{L_L} \right)^2 \approx \frac{3P}{2} \frac{R_R}{(h-1)\omega_s} \text{ N.m} \quad (3.31)$$

ค่าแรงบิดนี้สามารถนำมาเปรียบเทียบกับ แรงบิดเริ่มต้นของมอเตอร์ได้คือ

$$T_{start} \approx \frac{3P}{2} \frac{R_R}{\omega_s} \left( \frac{A_{1s}}{L_L} \right)^2 \text{ N.m}$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบแรงบิดเริ่มต้นกับแรงบิดฮาร์มอนิกส์จะพบว่า ความสัมพันธ์ของแรงบิดทั้งสองคือ  $T_h \approx \frac{T_{start}}{h^3}$  จะเห็นว่าโดยทั่วไปแล้วก็จะไม่นำผลของฮาร์มอนิกส์มาคิด แต่บางครั้งที่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 จะมีขนาดของแรงบิดด้านกลับค่อนข้างมาก ซึ่งบางกรณีในการคำนึงถึงผลกระทบนี้การคำนวณการสูญเสียก็จะนำผลกระทบข้างต้นมาพิจารณาด้วย

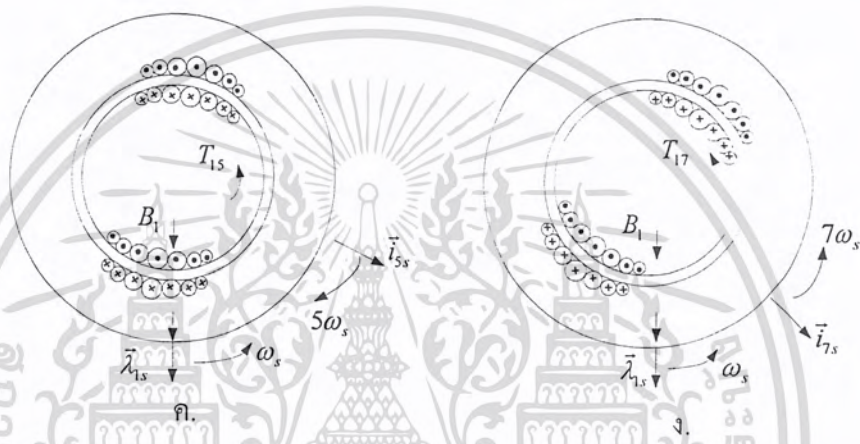
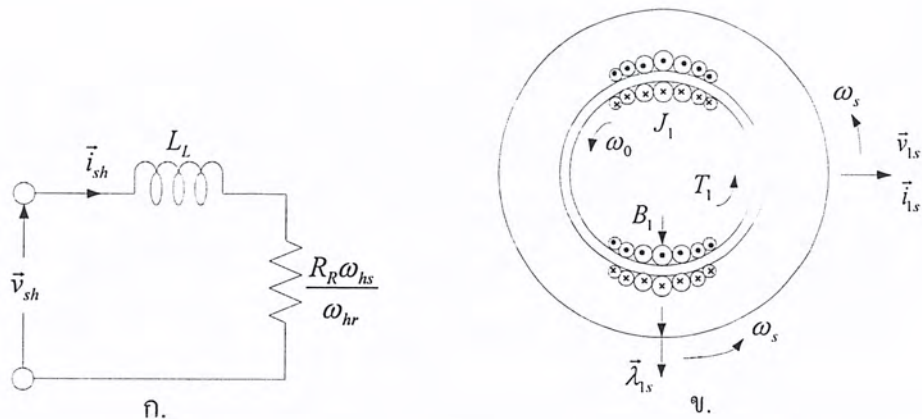
ผลกระทบของฮาร์มอนิกส์ที่สร้างแรงบิดฮาร์มอนิกส์ และเป็นปัญหาที่สำคัญมากๆ ก็คือแรงบิดฮาร์มอนิกส์นั้นเป็นสาเหตุของการเกิดการสั่น และสัญญาณรบกวน ในรูปที่ 3.4 (ก) แสดงวงจรสมมูลย์ของฮาร์มอนิกส์ และสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงบิดฟันดาเมนทอลได้คือ

$$T_1 = \frac{3P}{4} g(\vec{\lambda}_{1s} \vec{i}_{1s}) \approx \frac{3P}{4} \hat{\lambda}_{1s} \hat{i}_{1s} \text{ N.m} \quad (3.32)$$

ค่า  $g$  คือส่วนจินตภาพของรีลักแตนซ์ ( $jR$ )

เมื่อไม่คิดกระแสกระตุ้นและลิกเกจรีเอกแตนซ์

$$i_{1s} = \frac{\vec{v}_{1s} \omega_r}{R_R \omega_s} = j \frac{\vec{\lambda}_{1s} \omega_r}{R_R} \text{ A} \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.4 (ก) วงจรที่มีผลกับฮาร์มอนิกส์ (ข) แรงบิดที่เกิดจากแรงดันพื้นดาเมนทอล  
 (ค) แรงบิดที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ 5 (ง) แรงบิดที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ 7

แรงบิดพื้นดาเมนทอลจะเกิดขึ้นจากปฏิริยาของการกระจายของความหนาแน่นฟลักซ์แบบรูปไซน์ไซน์ (Sinusoidal;  $B_1$ ) และการกระจายของความหนาแน่นกระแสโรเตอร์แบบรูปไซน์ ดังแสดงในรูป 3.3(ข) ซึ่งแสดงการหมุนทั้งทางตามเข็มและทวนเข็มนาฬิกาไปตามความเร็วเชิงมุม  $\omega_s$

ส่วนกระแสฮาร์มอนิกส์สเตเตอร์ลำดับที่ 5 จะแสดงดังรูปที่ 3.4 (ค) จะเห็นว่าสเปซเวกเตอร์  $\vec{i}_{s5}$  ของกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ 5 จะกำหนดความเข้มของกระแสแบบไซน์ ในทิศทางตรงกันข้ามกับความเข้มของฟลักซ์ที่ความเร็วเชิงมุม  $-5\omega_s$  ซึ่งกระแสโรเตอร์ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 ก็จะมี ประมาณเท่ากับกระแสฮาร์มอนิกส์สเตเตอร์ แต่มีทิศทาง ตรงกันข้าม ซึ่งกระแส โรเตอร์ฮาร์มอนิกส์ นี้ จะมี ปฏิริยาทิศทางหมุนในทิศทางเดียวกันกับฟลักซ์ลิกเกจพื้นดาเมนทอล  $\vec{\lambda}_{1s}$  ซึ่งจะทำให้เกิดแรงบิด  $T_{15}$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 6 ซึ่งค่า magnitude สามารถหาได้โดย

$$T_{15} \approx \frac{3P}{4} g (\vec{\lambda}_{1s}^* \vec{i}_{s5}) \text{ N.m} \tag{3.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 7 ก็เหมือนกันคือ จะกำเนิดการกระจายของความเข้มกระแสแบบไซน์ในทิศทางเดียวกันกับความเร็วเชิงมุม  $7\omega_s$  และทำปฏิกิริยากับความเข้ม ฟลักซ์ ฟันดาเมนทอล ( $\bar{\lambda}_{1s}$ ) ซึ่งจะหมุนในทิศทางเดียวกันกับความเร็วเชิงมุม  $\omega_s$  ที่แสดงโดยรูปที่ 3.4 (ง) ซึ่งจะกำเนิดแรงบิดลำดับฮาร์โมนิกที่ 6

$$T_{17} \approx \frac{3P}{4} g(\bar{\lambda}_{1s}^* \bar{i}_{7s}) \text{ N.m} \quad (3.35)$$

นั่นคือ แรงบิดฮาร์โมนิกที่ถูกกำเนิดโดย ฟลักซ์ฮาร์โมนิก  $\bar{\lambda}_{5s}$  และ  $\bar{\lambda}_{7s}$  ซึ่งทำปฏิกิริยากับกระแส  $i_{1s}$  ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$T_{51} \approx \frac{3P}{4} g(\bar{\lambda}_{5s}^* \bar{i}_{1s}) \quad (3.36)$$

$$T_{71} \approx \frac{3P}{4} g(\bar{\lambda}_{7s}^* \bar{i}_{1s}) \quad (3.37)$$

ผลรวมของแรงบิดฮาร์โมนิกคือผลรวมของเวกเตอร์ขององค์ประกอบในสมการ(3.10) ถึง (3.13) สำหรับอินเวอร์เตอร์แรงดันแบบง่ายจะมีผลของ แรงบิดฟลักซ์ฮาร์โมนิกประมาณ 10 ถึง 20% ของแรงบิดฟันดาเมนทอล และแรงบิดที่ลำดับความถี่  $12\omega_s$  และ  $18\omega_s$  จะกำเนิดฮาร์โมนิกความถี่สูงเป็นคู่ๆ เช่นกัน

ในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ต่างๆ ไปนั้น ได้มีการจำกัดย่านของความเร็วยกตัวอย่างเช่น การขับพัลคมด้วยแรงบิดเป็นสัดส่วนกับความเร็วกำลังสอง ( $T \propto N^2$ ) จะมีกำลังงานทางกลลดลงประมาณ 34% ที่ความเร็ว 70% สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดนี้ แรงบิดฮาร์โมนิก จะไม่มีผลกระทบมากนักเพราะจะถูกดูดกลืนพลังงานไปโดยตัวมอเตอร์และโหลดด้วยการเปลี่ยนแปลงความเร็วเพียงเล็กน้อยแต่อย่างไรก็ตามการขับเคลื่อนนั้นบางครั้งต้องทำในกรณีที่มีความเร็วรอบต่ำๆ ซึ่งจะมีผลกระทบเนื่องจากแรงบิดฮาร์โมนิกที่ผ่านมอเตอร์ถูกจ่ายแรงดันแบบ six step หรืออินเวอร์เตอร์แบบแรงดันแบบง่าย ซึ่งในกรณีของแรงบิดฮาร์โมนิกนี้ ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ PWM ซึ่งจะทำให้กระแสเตเตอร์มีขนาดคล้าย ไซน์มากขึ้นซึ่งจะส่งผลให้ให้แรงบิดฮาร์โมนิกต่ำลง

### 3.4 ข้อแตกต่างระหว่างโทมฮาร์โมนิกกับสเปซฮาร์โมนิก

ในกรณีของสเปซฮาร์โมนิก (Space harmonic) จะเกิดขึ้นเนื่องจาก โครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้า เนื่องจากจำนวนร่องสลิตที่ในมอเตอร์มีจำกัดดังนั้นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (mmf) ที่เกิดขึ้นก็จะไม่ใช่ รูปคลื่นไซน์ที่แท้จริง ส่วนโทมฮาร์โมนิก (Time harmonic) คือความผิดเพี้ยนไปจากแหล่งจ่ายรูปคลื่นแบบไซน์โดยที่ลำดับของฮาร์โมนิกของทั้งสองเท่ากัน โดยคิดเทียบเป็น

จำนวนเท่าของ ฟันดาเมนทอลเหมือนกันและ การวิเคราะห์เครื่องจักรกลไฟฟ้าทั่วไป จะไม่คิดผลของสเปซฮาร์โมนิกส์ ซึ่งการกระเพื่อมของแรงบิดส่วนใหญ่จะเกิดจากผลของโทมฮาร์โมนิกส์

### 3.5.สรุป

ในอุตสาหกรรมชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสมัยใหม่ได้มีประเด็นที่สำคัญคือผลกระทบที่เกิดขึ้นเนื่องจากโทมฮาร์โมนิกส์เชิงความถี่ (Time Harmonic frequency) ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้ โทมฮาร์โมนิกส์เชิงความถี่นั้นเกิดมาจากการที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันแบบ PWM จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อทำการปรับความเร็วรอบ ดังนั้นในประเด็นปัญหานี้ได้มีการคำนึงถึงกันมากในการควบคุมคุณลักษณะต่างๆของอินเวอร์เตอร์และสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อมอเตอร์ เช่น ประเด็นแรกจะใช้การแก้ปัญหาโดยการเพิ่มความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้อยู่ใน ย่าน 10–20 kHz ซึ่งมีข้อดีคือ จะทำให้ขนาดของอุปกรณ์รีแอคทีฟมีขนาดเล็กลง และสามารถลดสัญญาณรบกวนข้ามช่องว่างอากาศที่จะผ่านเข้าสู่มอเตอร์ได้จึงมีแนวคิดการใช้ความถี่การสวิตช์ที่สูงๆแต่ผลกระทบของโทมฮาร์โมนิกส์เชิงความถี่ ที่มีต่อการสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อได้ทำการพิจารณาผลของความถี่ที่เพิ่มขึ้น โดยพื้นฐานซึ่งมีทฤษฎีที่แสดงการวิเคราะห์หลายๆเรื่องแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในตัวนำจะลดลงเป็นส่วนกลับกับความถี่โดยประมาณ สำหรับกรณีของความถี่สูง แต่ในทางตรงข้ามการสูญเสียในแกนเหล็กจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นประมาณสแควรูทของความถี่ ดังนั้น ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จึงเป็นปัจจัยสำคัญของการลดลงของการสูญเสียในแกนเหล็ก กล่าวคือถ้าผลของการสูญเสียในแกนเหล็กลดลงก็จะทำให้การสูญเสียโดยรวมทั้งหมดลดลงด้วย ในจุดประสงค์หลักของการทดสอบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้เป็นการยืนยันถึงพฤติกรรมของการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งการทดลองนี้จะนำเสนอในบทต่อไปและในบทนี้จะทำการสรุปถึงผลของการสูญเสียจากรูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกส์ประกอบอยู่ด้วย ซึ่งสาเหตุนี้จะทำให้สมรรถนะของเครื่องจักรกลไฟฟ้านั้นลดลง และผลกระทบที่สำคัญก็คือ การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ (additional loss) และแรงบิดฮาร์โมนิกส์ (harmonic torque)

การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกสามารถสรุปได้ดังนี้

1. การสูญเสียในตัวนำสเตเตอร์ ( $I^2R_s$  losses.) กระแสฮาร์โมนิกส์นั้นจะรวมอยู่กับกระแสอินพุท (rms.) ทั้งหมดผลของสกินเอฟเฟค ในตัวนำสเตเตอร์สามารถที่จะไม่นำมาคิดได้ก็เป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าขนาดเล็ก แต่ถ้าจำนวนของตัวนำสเตเตอร์มากพอเวลานำมาคิดวิเคราะห์มอเตอร์ก็ควรจะนำผลของ สกินเอฟเฟค มาวิเคราะห์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ ( $I^2R$ , losses) เมื่อคำนวณการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในตัวนำที่โรเตอร์  $I^2R$ , จะต้องนำผลของสกินเอฟเฟค มาคิดในทุกๆ ขนาดของมอเตอร์
3. การสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์เมนฟลักซ์ จะเกิดขึ้นที่ความถี่สูงๆ แต่ฟลักซ์นี้ จะลดลงอย่างมากเนื่องจากสาเหตุของการเหนี่ยวนำที่กระแสโรเตอร์
4. การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากสล็อตเอียง เกิดขึ้นเนื่องจากความสัมพันธ์ของ การเอียงระหว่างตัวนำสเตเตอร์กับตัวนำที่โรเตอร์ การสูญเสียจะมีค่าน้อยที่ 50-60 Hz แต่มีค่ามากขึ้นที่ ความถี่ฮาร์โมนิกส์สูงๆ ดังนั้นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดจากโหม้ฮาร์โมนิกส์ มีความสัมพันธ์ โดย จะหมุนวนอยู่ที่สเตเตอร์ และโรเตอร์ รวมไปถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากส ล็อตเอียง ก็เกิดขึ้นทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์เช่นเดียวกัน
5. การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์รั่วไหลที่ขอบ กรณีนี้จะคล้ายกับการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากฟลักซ์รั่ว ้ไหลเนื่องจากสล็อตเอียง. แต่การสูญเสียนี้อาจเกิดขึ้นที่จุดปลายของสเตเตอร์และโรเตอร์และเป็นไป ตามฟังก์ชันของความถี่ฮาร์โมนิกส์
6. การสูญเสียที่เกิดจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำสเปซฮาร์โมนิกส์ นั้นจะคล้ายคลึงกับการสูญเสียใน กรณีของกระแสฟันดาเมนทอลในส่วนของ การสูญเสียสเตรย์โพลด์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์สูงๆ ซึ่ง ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากแหล่งจ่ายของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กส่งผลให้เกิดการสูญเสียที่เพิ่มขึ้น และแรงบิดฮาร์โมนิกส์

## ฟังก์ชันการมอดดูเลทของเทคนิคพีดับบลิวเอ็ม

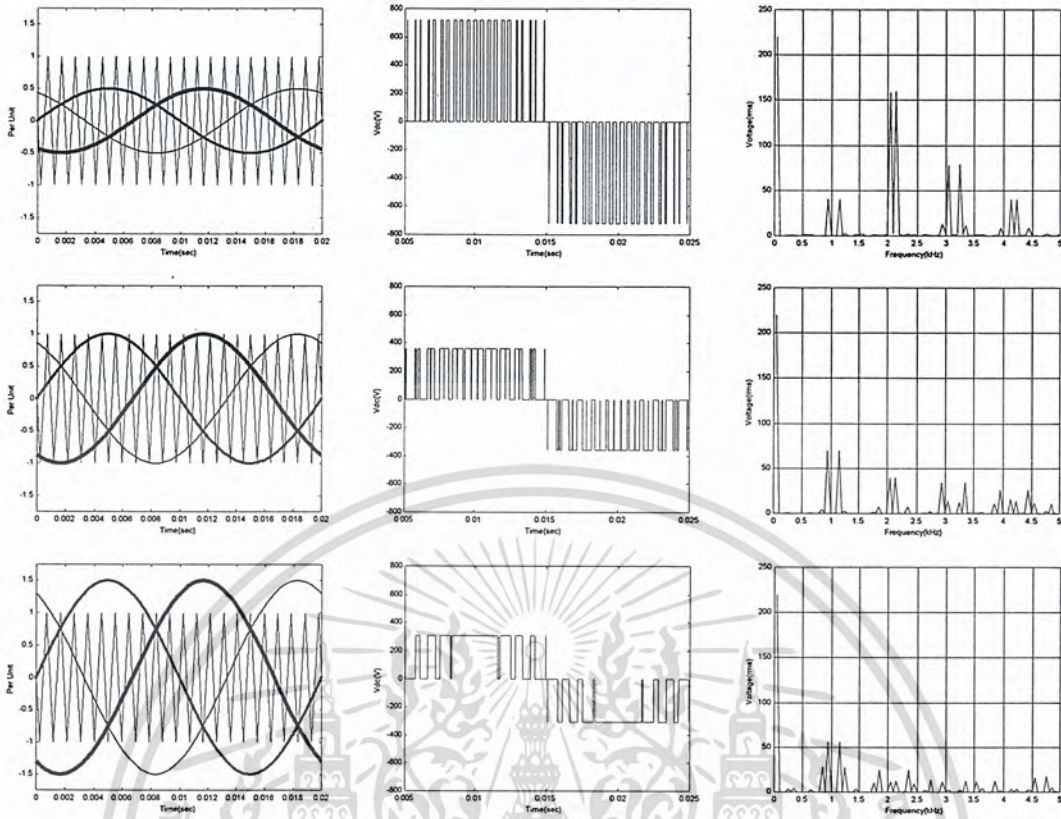
### 4.1 บทนำ

ในปัจจุบันได้มีนักวิจัยหลายๆ ท่าน ได้นำเสนอฟังก์ชันการมอดดูเลทของเทคนิค PWM (พีดับบลิวเอ็ม) ที่ใช้ในอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งในแต่ละเทคนิคการมอดดูเลท ได้มีข้อดี และข้อเสียแตกต่างกันประกอบกับการพัฒนาของอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำที่สามารถรองรับการทำงานที่ความถี่สูงได้ ซึ่งการควบคุมการกำเนิดสัญญาณความถี่สูงนี้มีข้อดีที่เห็นได้ชัดคือสามารถลดการบิดเบี้ยวรวมของกระแสฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Current Distortion; THD,) และข้อได้เปรียบที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งก็คือการเคลื่อนที่ขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ด้านข้าง (Harmonic Sideband Components) ห่างจากฟิวดเมนทอล (Fundamental) โดยที่การลดลงกระแสของฮาร์โมนิกส์นี้จะส่งผลให้สัญญาณรบกวน (Acoustic noise), RFI, ผลของกระเพื่อมของแรงบิด/ความเร็วลดลงด้วย ซึ่งฟังก์ชันการมอดดูเลทนี้เป็นคุณสมบัติหนึ่งที่สำคัญในการพิจารณาผลของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกป้อนด้วย PWM อินเวอร์เตอร์ และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้สเปกตรัมของแรงดัน PWM แสดงความแตกต่างของคุณลักษณะในแต่ละวิธีการมอดดูเลทซึ่ง สเปกตรัมของแรงดันจะเป็นดัชนีสำคัญในการแสดงถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังนั้นการเลือกใช้ฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบต่างๆจึงมีความจำเป็น เพราะจะส่งผลถึงการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ด้วยซึ่งจะแสดงความสัมพันธ์ในบทต่อไป ซึ่งเทคนิค PWM แบบต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้คลื่นพาหะ (Carrier Wave) ซึ่งเป็นรูปสามเหลี่ยมเหมือนกัน แต่จะมีการเปลี่ยนฟังก์ชันของสัญญาณอ้างอิงหรือคลื่นมอดดูเลท (Modulating Wave) ต่างกันดังต่อไปนี้

### 4.2 ฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบไซน์ (Sinusoidal PWM ; SPWM)

ฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบไซน์ได้มีการใช้กันอย่างกว้างขวางในปัจจุบันที่ผ่านมาเป็นเพราะความง่ายที่นำไปสร้างเป็นการใช้งานจริงประกอบกับสามารถแทนด้วยฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์เพื่อที่จะนำไปประมวลผลแบบ Real time ได้โดยง่าย ซึ่งการมอดดูเลทโดยใช้เทคโนโลยีทางดิจิทัลนี้สามารถแบ่งได้เป็นสองแบบตามลักษณะการแซมปลิงสัญญาณคือ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (symmetrical regular sampled) กับอะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (Asymmetrical regular sample) ซึ่งมีลักษณะของสัญญาณการมอดดูเลท , แรงดันPWM, และสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์แรงดันดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) อัตราการมอดดูเลท (ข)แรงดันไลน์เอ๊าท์พุท (ค)สเปกตรัมแรงดันเอ๊าท์พุท

รูปที่ 4.1 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับ โดยรักษาพัลซ์คงที่ (V/F)

ในปัจจุบันเทคนิคทางดิจิทัลส่วนใหญ่ที่ใช้กำเนิดสัญญาณ PWM เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเป็นเร็กกูลาร์แซมปลิง (Regular sampling) ซึ่งข้อดีของเร็กกูลาร์แซมปลิงคือเป็นวิธีกำเนิดสัญญาณ PWM ที่ง่ายในการที่จะประกอบลงเป็นระบบของดิจิทัลเพื่อที่จะนิยามระบบดิจิทัลเป็นสมการเพื่อผลิต PWM ตามเวลาจริง (real time) ในขบวนการของการแซมปลิงรูปคลื่นของการมอดดูเลทจะถูกแซมปลิงในช่วงเวลาที่ควบคุมในระหว่างสัญญาณควบคุมและสัญญาณพาหะ โดยที่แอมพลิจูดจะรักษาค่าแซมปลิงแรกจากค่าแซมปลิงแรกกับค่าแซมปลิงต่อไป ซึ่งค่าแอมพลิจูดนี้เป็นที่แน่นอนที่ค่าความกว้างของพัลส์ที่เกิดขึ้นจากค่าแซมปลิงแรกกับสุดท้ายที่จะแทนด้วยค่าสมการทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเป็นาง่ายในการคำนวณความกว้างของพัลส์แบบตามเวลาจริง

รูปคลื่น PWM บางครั้งเป็นแบบซิงโครนัสหรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับความถี่ของการแซมปลิงของรูปคลื่นพาหะว่าจะถูกซิงโครไนซ์กับความถี่การมอดดูเลทหรือไม่ ซึ่งในการใช้งานส่วนใหญ่ในปัจจุบันนี้จะใช้แบบ อะซิงโครนัส ซึ่งก็คือความถี่ของรูปคลื่นพาหะจะถูกทำให้คงที่ในขณะที่ความถี่ของรูปคลื่นที่จะนำมามอดดูเลทจะถูกเปลี่ยนไป ผลก็คือจำนวนของรูปคลื่น PWM จะแปรตามอยู่ในย่านของค่าความถี่ที่ใช้ในการมอดดู ส่วนในกรณีของ PWM แบบซิงโครนัส จำนวนของ PWM จะขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่กับอัตราส่วนความถี่ ( $m_f$ ) ซึ่งก็คืออัตราส่วนความถี่ระหว่างความถี่พาหะ และความถี่ที่ทำการมอดดูเลท ซึ่งทำให้ความถี่สวิตช์จะมีย่านการทำงานที่กว้างเพราะความถี่ในการสวิตช์จะแปรตามความถี่ที่ใช้ในการมอดดูเลท

การกำหนดรูปคลื่น PWM แบบซิงโครนัสเป็นที่นิยมใช้เมื่อความถี่การสวิตช์ถูกจำกัดและที่อัตราส่วนความถี่ต่ำ ๆ ( $m_f < 20$ ) ซึ่งระบบอะซิงโครนัสจะสร้างผลกระทบเช่น แรงดันไม่สมดุล และมีฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้น ซึ่งจะเกิดขึ้นเฉพาะกรณีของชุดขับเคลื่อนที่มีกำลังสูง ๆ ส่วนในกรณีของความถี่ในการสวิตช์สูง ๆ จะใช้กับชุดขับเคลื่อนที่มีกำลังไฟฟ้าขนาดเล็กและกลาง ( $P < 300$  kW) จึงใช้ระบบการกำเนิดแบบอะซิงโครนัส ซึ่งจะไม่เกิดผลกระทบดังกล่าวข้างต้นมากนัก และข้อดีของอะซิงโครนัสคือง่ายต่อการสร้างอัลกอริทึม

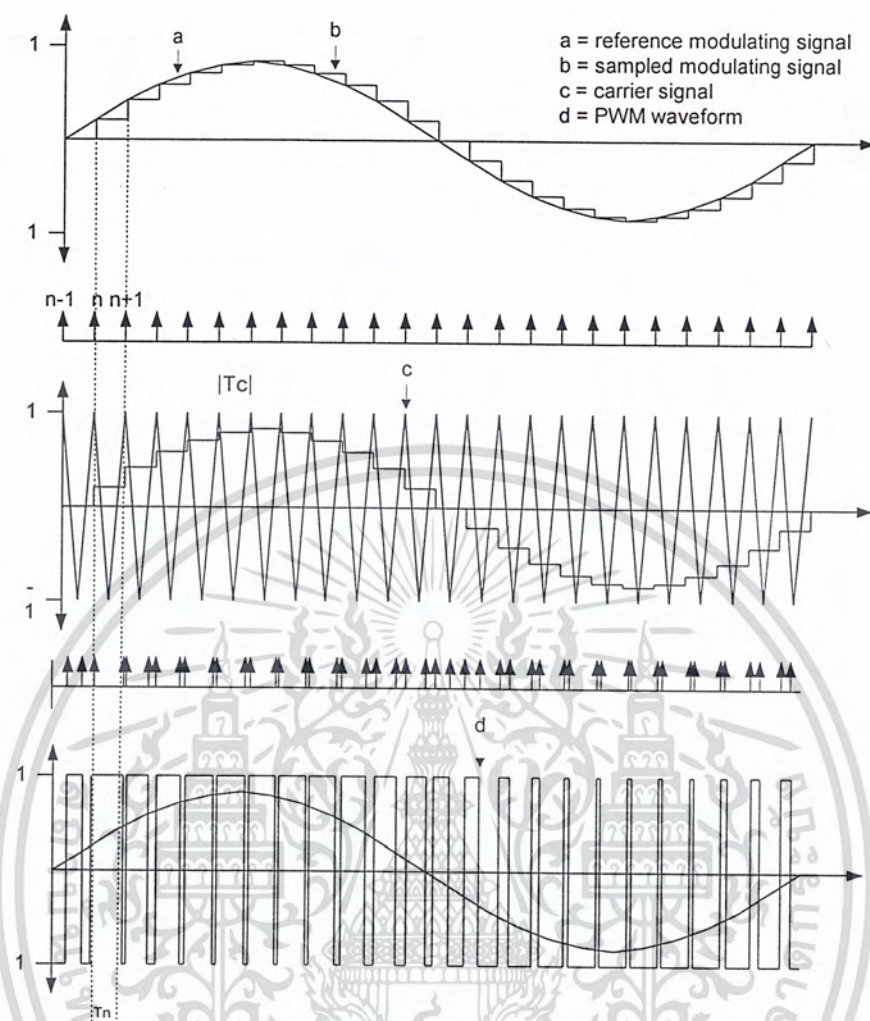
ในส่วนของความถี่พาหะ ( $f_c$ ) นั้นเป็นส่วนสำคัญในการเลือกที่จะใช้พัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งโดยทั่วไปความถี่ในการสวิตช์สูง ๆ ยิ่งดี สำหรับการเพิ่มประสิทธิภาพเนื่องจากฮาร์มอนิกส์จะลดลง แต่อย่างไรก็ตามจะมีผลต่อการเพิ่มการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการออกแบบอินเวอร์เตอร์มีความเหมาะสมในการกำหนดค่าความถี่ในการสวิตช์

#### 4.2.1 ซิมเมตริกเรกูลาร์แซมปลิง PWM ( Symmetric regular Sampled PWM )

ในรูปที่ 4.2 แสดงเทคนิคการสร้าง PWM แบบซิมเมตริกเรกูลาร์แซมปลิงซึ่งรูปคลื่นการมอดดูเลทแบบไซน์ “a” จะถูกแซมปลิงที่คาบเวลาเดียวกันกับรูปคลื่นพาหะสามเหลี่ยม “c” และจะทำให้เกิดแอมพลิจูดของรูปคลื่นที่ได้จากการมอดดูเลท b โดยที่จุดตัดกันของ b และ c จะทำให้เกิดมุมที่ทำการสวิตช์ของพัลส์ PWM d ซึ่งจากการจัดการนี้จะทำให้มุมด้านหน้าและด้านหลังจะมีค่าเท่ากันเมื่อวัดจากจุดกึ่งกลางของพัลส์หรือช่วงเวลาการแซมปลิงโดยที่สามารถหาความกว้างของพัลส์ดังกล่าวที่  $n^{th}$  ได้จากสมการต่อไปนี้

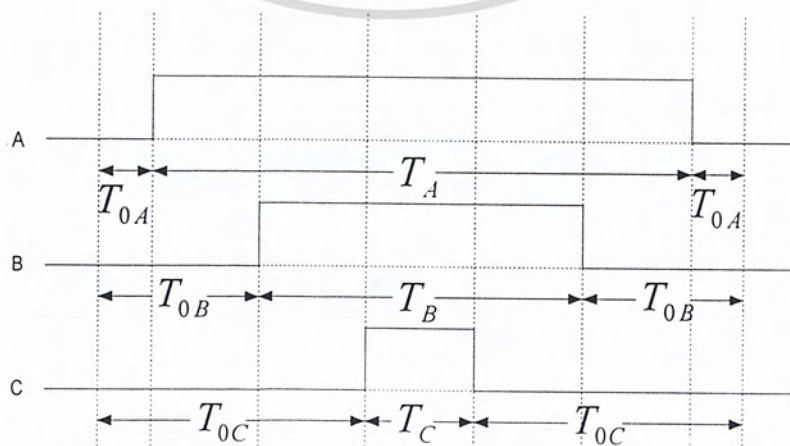
$$T_n = \frac{T_C}{2} [1 + m_a \sin(\omega_m t_n)] \quad (4.1)$$

ในขณะที่  $t_{n+1} = t_n + T_C$  และ  $t_n, t_{n+1}$  จะแสดงถึงค่าการแซมปลิง,  $T_C$  คือคาบเวลาของรูปคลื่นพาหะ และ  $m_a$  คือค่าดัชนีการมอดดูเลท ซึ่งสมการนี้จะเป็นสมการที่ใช้คำนวณค่าความกว้างของพัลส์แบบตามเวลาจริงและง่ายต่อการเขียนโปรแกรมในไมโครโปรเซสเซอร์



รูปที่ 4.2 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง

จากสมการที่ (4.1) สามารถนำมาสร้างสัญญาณ PWM แบบ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิงได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 สัญญาณ PWM แบบ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง นั้น ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 เอกสารฉบับนี้สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อเผยแพร่ความรู้แก่สาธารณชนโดยไม่หวังผลตอบแทน  
 ใม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ ค่าเวลาในช่วงต่างๆของพัลส์ PWM สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned}
 T_{AA} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \sin(\theta))) \\
 T_{BB} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \sin(\theta + 120))) \\
 T_{CC} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \sin(\theta + 240))) \\
 T_{0A} &= \frac{(T_C - T_{AA})}{2} \\
 T_{0B} &= \frac{(T_C - T_{BB})}{2} \\
 T_{0C} &= \frac{(T_C - T_{CC})}{2}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

#### 4.2.2 อะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (Asymmetric regular sampled PWM)

ในวิธีอะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิงนี้ ความถี่การแซมปลิงจะเป็น 2 เท่าของความถี่ในวิธีซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง ดังนั้นวิธีนี้จะมีฮาร์มอนิกส์เปกตรัมที่ต่ำกว่าเนื่องจากการแซมปลิงที่มากกว่า และเพราะสาเหตุนี้จึงได้มีการนิยมใช้มากในอุตสาหกรรมขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ PWM ดังแสดงในรูปที่ 4.4 การแซมปลิงแรกจะใช้ทำการมอดูเลตมุมด้านหน้าของพัลส์และการแซมปลิงที่ 2 จะใช้ทำการมอดูเลตด้านหลัง ซึ่งจากผลการแซมปลิงก็จะได้มุมของการสวิตซ์ซึ่งมุมที่ได้จะมีขนาดไม่เท่ากันเพราะในแต่ละขอบของมุมพัลส์ PWM จะถูกมอดูเลตโดยจำนวนที่แตกต่างกันโดยใช้จุดศูนย์กลางของพัลส์ ซึ่งสามารถหามุมด้านหน้าของพัลส์ได้จาก

$$\tau_n = \frac{T_C}{4} (1 - m_a \sin \omega_m t) \tag{4.3}$$

ส่วนพัลส์ด้านหลังสามารถหาได้โดย

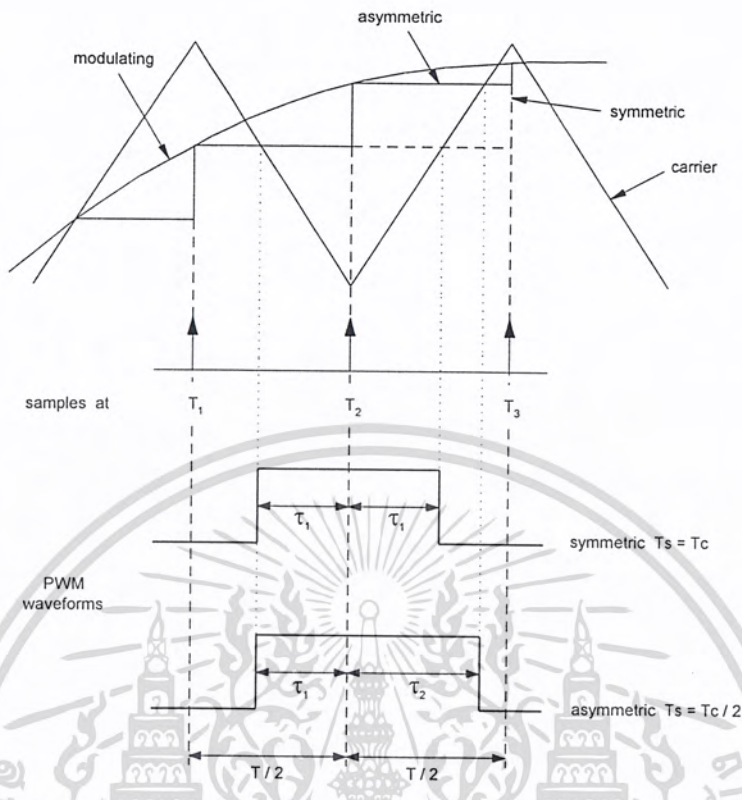
$$\tau_{n+1} = \frac{T_C}{4} (1 + m_a \sin \omega_m t_{n+1}) \tag{4.4}$$

ในขณะที่  $t_n = N \frac{T_C}{2}$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ของความกว้างพัลส์ได้เป็น

$$\tau_n = \frac{T_C}{2} \left( 1 + \frac{m_a}{2} (\sin(\omega_m t_n) + \sin(\omega_m t_{n+1})) \right) \tag{4.5}$$

ซึ่งจะเห็นว่าในสมการข้างต้นสามารถคำนวณได้รวดเร็วโดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์  
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณ PWM แบบซิมเมตริกและอะซิมเมตริกเมื่อ n เป็น 1

โดยพื้นฐานของเร็กกูลาร์แชนเปลิ่งสามารถที่จะปรับปรุงได้โดยการเพิ่มฮาร์มอนิกส์ที่สามภายในการแชนเปลิ่งแบบไซน์ ซึ่งวัตถุประสงค์หลักก็คือต้องการเพิ่มค่าแอมพลิจูดสูงสุดของค่าแรงดันฟันดาเมทอล (ขยายค่าเชิงเส้นของย่านการมอดูเลชั่น) ก่อนที่จะเกิดการมอดูเลทและลดการผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ในเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ โดยที่การเพิ่มฮาร์มอนิกส์ที่สามเข้าไปจะใช้ประมาณ 25 % ของรูปคลื่นแชนเปลิ่งแบบไซน์ ซึ่งจะได้อ่าแอมพลิจูดสูงสุดและค่าความผิดเพี้ยนต่ำสุดซึ่งเคยนำเสนอใน[52 – 54] และในกรณีของเร็กกูลาร์แชนเปลิ่งแบบอะซิมเมตริกและรวมด้วย 25 % ของฮาร์มอนิกส์ที่สาม สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

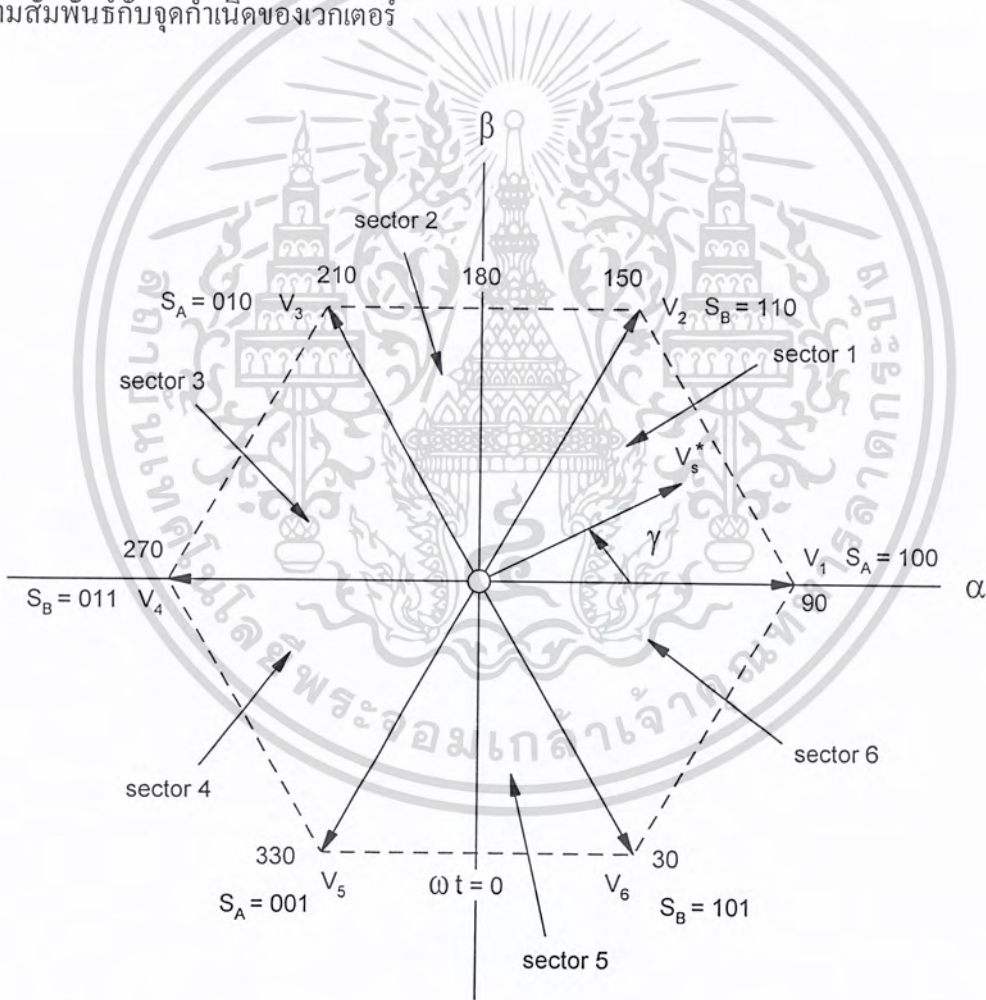
$$v_t = m_a \left[ \text{Sin}(\omega_m t_n) + \frac{1}{4} \text{Sin}(3\omega_m t_n) \right] \tag{4.6}$$

$$\tau_n = \frac{T_C}{4} \left( 1 + m_a (\text{Sin}(\omega_m t_n) + \frac{1}{4} \text{Sin}(3\omega_m t_{n+1})) \right) + \frac{T_C}{4} \left[ 1 + m_a (\text{Sin}(\omega_m t_{n+1}) + \left(\frac{1}{4}\right) \text{Sin}(3\omega_m t_{n+1})) \right] \tag{4.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation PWM; SVM)

เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ ได้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางสำหรับอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ หรือเป็นที่รู้จักกันดีในศัพท์ทางเทคนิคว่า “อินเวอร์เตอร์ไครฟ์” ในเทคนิคนี้ แรงดันเอาต์พุตของฟีดแบคฟิวเอ็่มที่ต้องการจะถูกแสดงในรูปของเวกเตอร์ในโพลาร์โคออดิเนท (Polar Coordinate) ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของ Park Transformation [2] เวกเตอร์แรงดันนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ (Sector) โดยที่ในแต่ละเซกเตอร์จะมีสภาวะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละส่วนซึ่งการทำงานนี้จะแบ่งเป็น 6 สถานะเช่นกัน และในแต่ละสถานะการสวิตช์จะแทนด้วย 1 เวกเตอร์แรงดัน ( $V_1-V_6$ ) ซึ่งความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์ เวกเตอร์แรงดัน และ โพลาร์โคออดิเนทสามารถแสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.5 และจะเห็นว่า สถานะการสวิตช์ที่ศูนย์ทั้งสองครั้งจะมีความสัมพันธ์กับจุดกำเนิดของเวกเตอร์



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์ เวกเตอร์แรงดัน และ โพลาร์โคออดิเนท โดยที่สภาวะการสวิตช์ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดเป็น 1(High) และ 0(Low) โดยที่สภาวะสวิตช์ศูนย์ คือ 000 และ 111 จะอยู่ที่จุดกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบการสวิตช์ของสัญญาณ SVM ที่มีความสัมพันธ์กับ เซกเตอร์ที่ 1 ได้แสดงให้เห็นในรูปที่ 4.6 ซึ่งจะเห็นว่า ในแต่ละช่วงของคาบเวลาการสวิตช์ (T) จะมีค่าแรงดันเวกเตอร์( $V_s$ )คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งในแต่ละเซกเตอร์ก็จะมีคาบเวลาของการสวิตช์ที่สัมพันธ์กับแรงดัน  $V_s$  คือ

$$V_s T = V_{0t_0} + V_a t_a + V_b t_b + V_{0t_0} \tag{4.8}$$

ในขณะที่

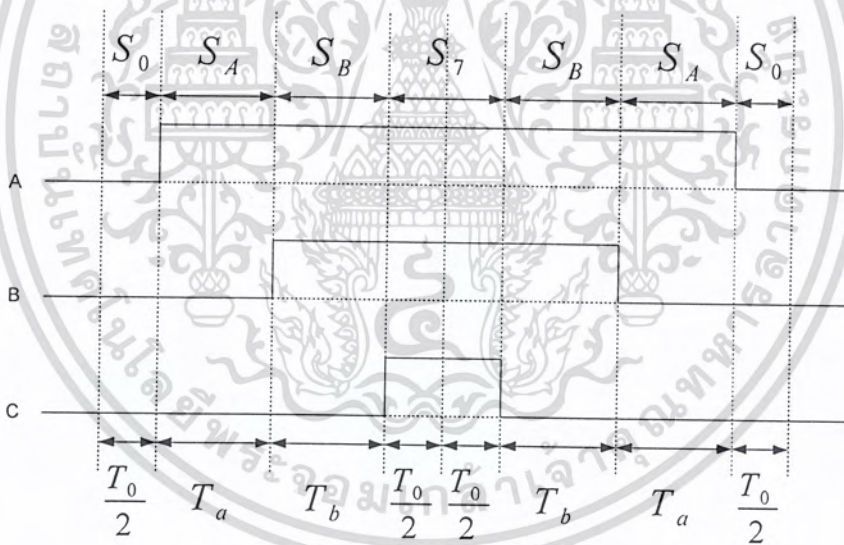
$V_a, V_b$  คือ องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ในขณะที่สภาวะสวิตช์นั้นทำงานซึ่งถูกแทนด้วย (100), (010) หรือ (001) และ (110), (011) หรือ (101)

$V_0, V_7$  คือ องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ศูนย์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสภาวะสวิตช์ (000) และ (111)

T คือ คาบเวลาของการสวิตช์ในหนึ่งแรงดันเวกเตอร์ ( $T = t_a + t_b + t_0 + t_7$ )

$t_a$  และ  $t_b$  คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์ทำงาน

$t_0$  และ  $t_7$  คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์เป็นศูนย์



รูปที่ 4.6 รูปแบบสภาวะการสวิตช์ของ SVM ในเซกเตอร์ที่ 1

จากสมการข้างต้นถ้าให้จำนวนของ แรงดันเวกเตอร์  $V_a$  และ  $V_b$  คงที่ และ  $V_0$  และ  $V_7 = 0$  ดังนั้นเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของช่วงเวลา  $t_a$  และ  $t_b$  ได้ดังนี้

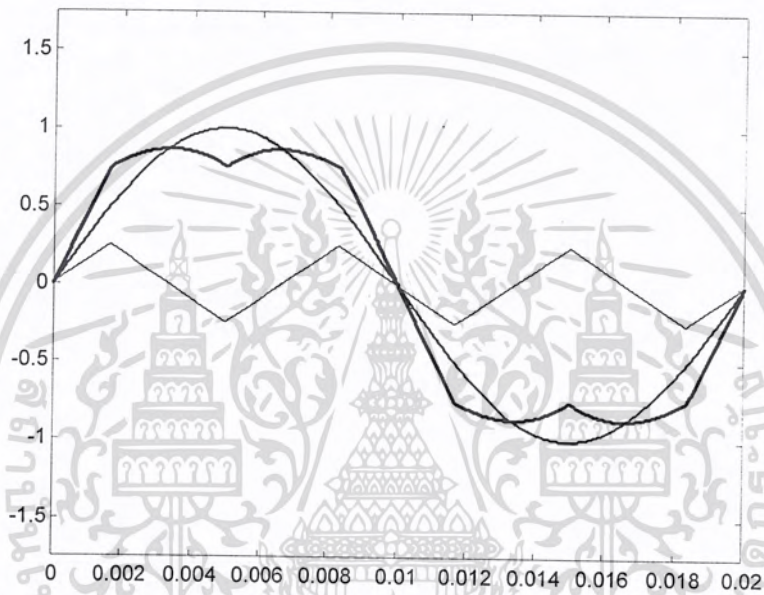
$$t_a = \frac{\sqrt{2}|v_s|}{V_{dc}} T \sin(60 - \gamma) \tag{4.9}$$

$$t_b = \frac{\sqrt{2}|v_s|}{V_{dc}} T \sin \gamma \tag{4.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $0 \leq \gamma \leq 60$

โดยทั่วไปแล้ว ช่วงเวลา  $t_0$  และ  $t_1$  จะถูกเลือกให้มีช่วงเวลาเท่ากัน ดังนั้นจากลำดับการสวิตช์ของ SVM นี้จะสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของ พีคแบบทวิเอ็มแบบ อะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แชนเปลิ่งได้โดยใช้เทคนิคการเปลี่ยนรูปคลื่นการมอดูเลต โดยเพิ่มรูปคลื่นแรงดันสามเหลี่ยมซึ่งมีค่าแอมพลิจูดเป็น 0.25 เท่าของรูปคลื่นไซน์เข้าไปรวมกับรูปคลื่นไซน์แอมพลิจูดเท่ากับ 1 ก็จะได้รูปคลื่นแรงดัน SVM ( $V_{SVM}$ ) ดังแสดงความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.7 และสมการที่ 4.11



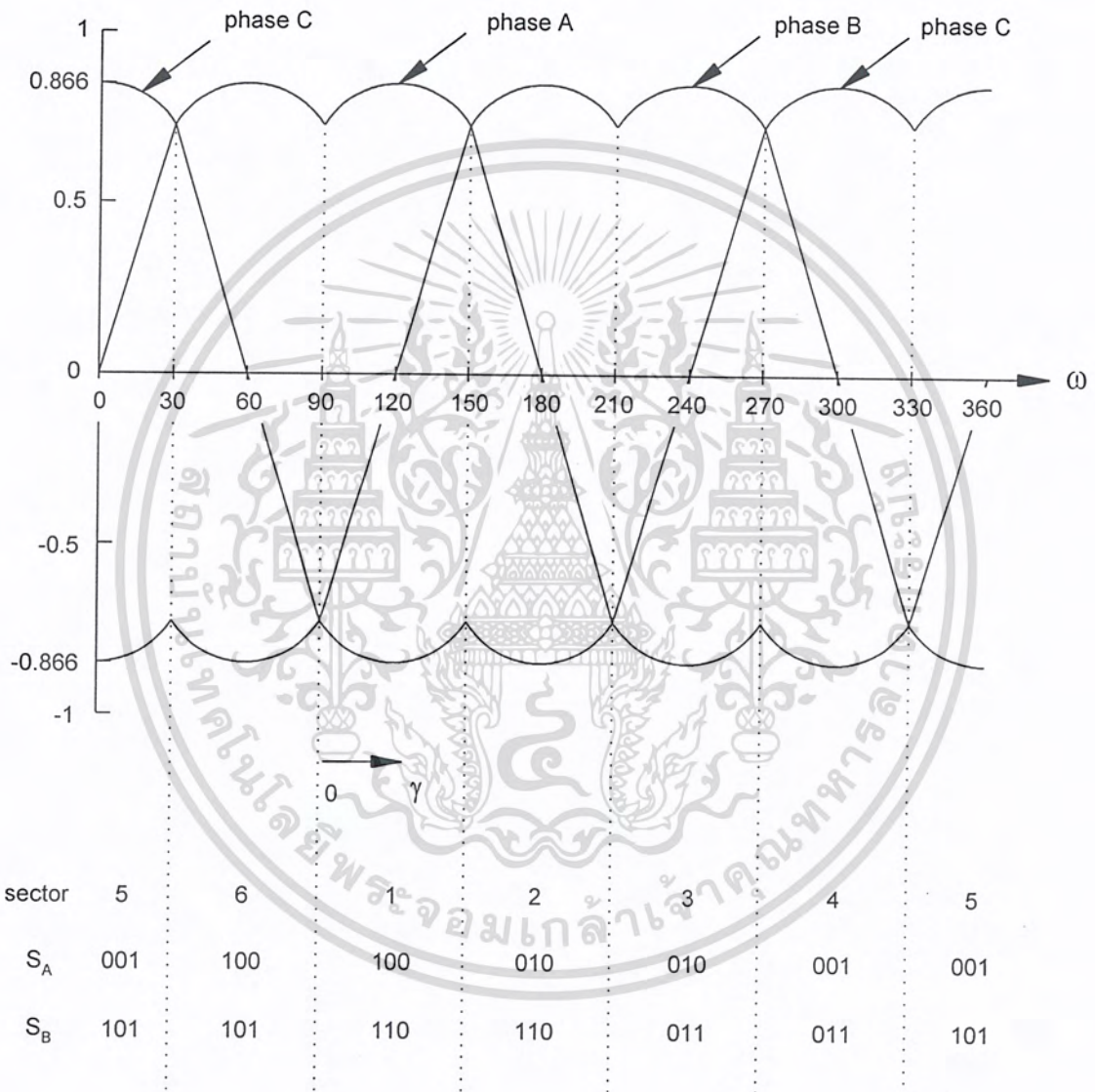
รูปที่ 4.7 แรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟส

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \sin(\omega_m t) & \quad 0 \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{6} \\ V_{SVM} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\omega_m t + \frac{\pi}{6}\right) & \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (4.11)$$

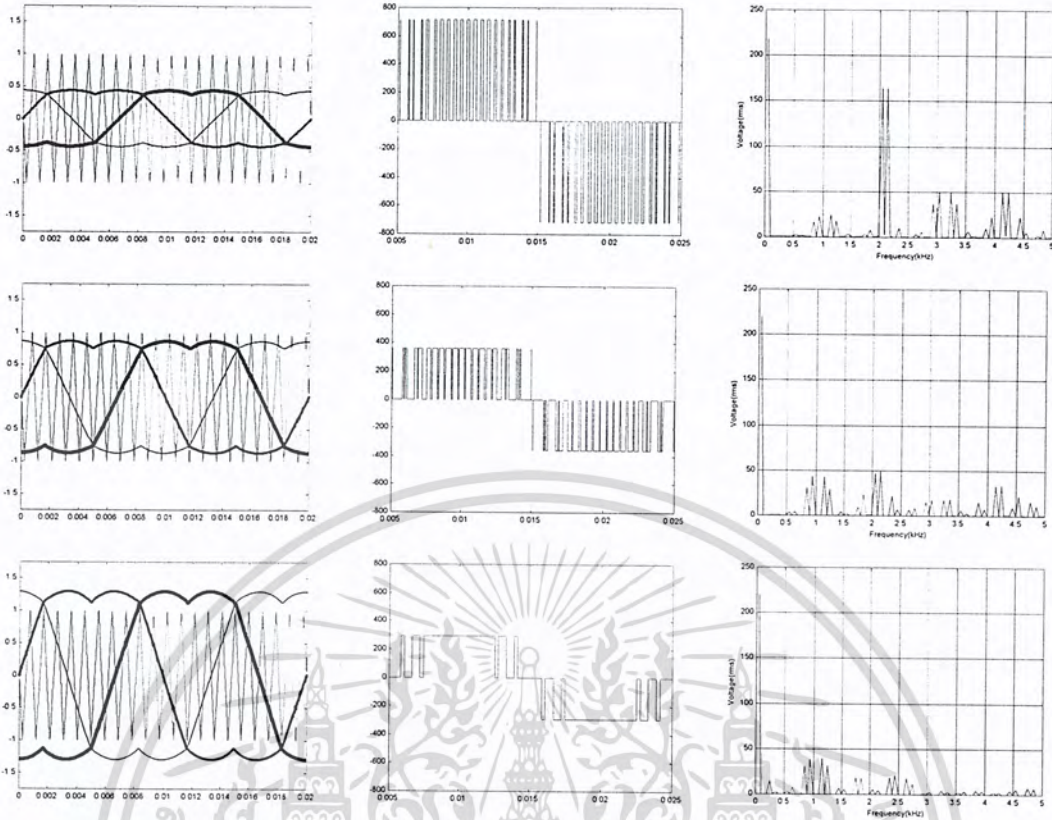
ในรูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณการมอดูเลตแบบสามเฟสของเทคนิคการมอดูเลตแบบ SVM ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าเมื่อ จุดสูงสุดของแอมพลิจูดสำหรับยูนิตีฟันดาเมนทอลคือ 0.866 ดังนั้นเทคนิคการมอดูเลตแบบ SVM สามารถมีค่าดัชนีการมอดูเลตได้ถึง 1.15 ก่อนเกิดสถานะโอเวอร์มอดูเลชันเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบไซน์ ซึ่งตรงจุดนี้เป็นข้อได้เปรียบของ SVM

ในระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสมรรถนะสูงนั้นการคำนวณ จะทำการเปลี่ยนแปลงทุกๆช่วงเวลาของการสวิตช์ เนื่องจากต้องการความต่อเนื่องของแรงดันและความถี่เอาท์พุท เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในโครงการนี้ได้คำนึงถึงผลของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้าเมื่อนำมาใช้ กับ พัลส์บวทวิเอ็มอินเวอร์เตอร์ดังนั้นในส่วนของการโปรแกรมจะในการสร้าง PWM จะใช้โปรแกรม หลักเดียวกันในทุกๆเทคนิคการมอดดูเลทซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆของ PWM ได้ อีกด้วย ส่วนในรูปที่ 4.9 แสดง สัญญาณการมอดดูเลท , แรงดันPWM, และสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์แรงดันของเทคนิค SVM



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส



(ก) อัตราการมอดดูเลท (ข)แรงดันไลน์เอ๊าท์พุท (ค)สเปกตรัมแรงดันเอ๊าท์พุท

รูปที่ 4.9 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดดูเลทแบบ SVM ที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5 ,1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่ (V/F)

#### 4.4 ฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบไซน์ร่วมกับฮาร์โมนิกส์ที่สาม (Third Harmonics Injection PWM; THPWM)

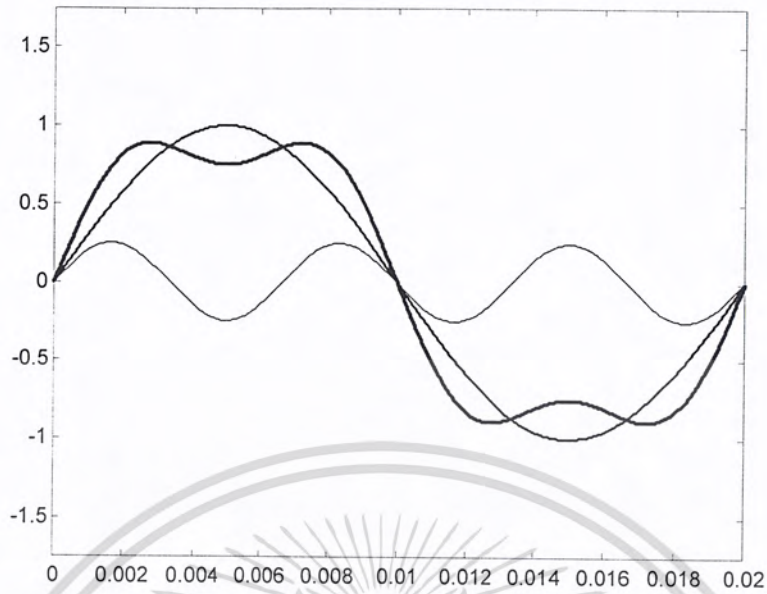
เทคนิคการมอดดูเลทแบบนี้จะคล้ายกับ แบบ อะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิงพีดับลิวมเอ็ม แต่เนื่องจากข้อดีของเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์ที่แรงดันเอ๊าท์พุทที่ต้องการต่ำดั่งนั้นจึงได้มีแนวคิดในการปรับปรุงสัญญาณการมอดดูเลทโดยการนำรูปคลื่นสัญญาณแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่ 3 โดยที่มีแอมปลิจูดเป็น 25 เปอร์เซ็นต์ของรูปคลื่นไซน์มารวมกับแรงดันรูปคลื่นไซน์ก่อนแล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปมอดดูเลทต่อไปซึ่งจะส่งผลให้เกิดฮาร์โมนิกน้อยลงและแรงดันเอ๊าท์พุทมากขึ้นซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ของฟังก์ชันการมอดดูเลทได้ดังนี้

$$V_a = m_a \sin(\omega_m t) + \frac{1}{4} m_a \sin(3\omega_m t) \tag{4.12}$$

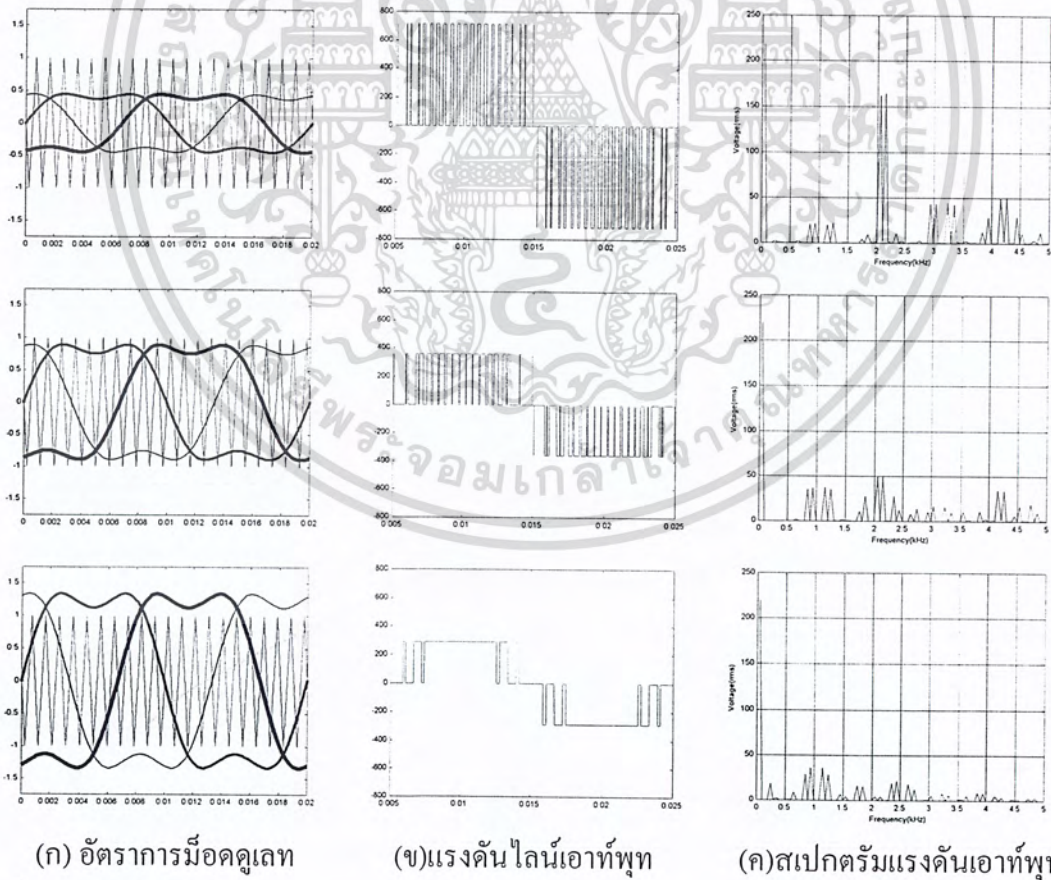
ส่วนในรูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณการมอดดูเลทของ THPWM และในรูปที่ 4.11 แสดง

สัญญาณการมอดดูเลท , แรงดันPWM, และสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์แรงดันของเทคนิคTHPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สัญญาณการมอดูเลตแบบเทคนิคTHPWM



(ก) อัตราการมอดูเลต

(ข) แรงดันไลน์เอ๊าท์พุท

(ค) สเปกตรัมแรงดันเอ๊าท์พุท

รูปที่ 4.11 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดูเลตแบบTHPWM

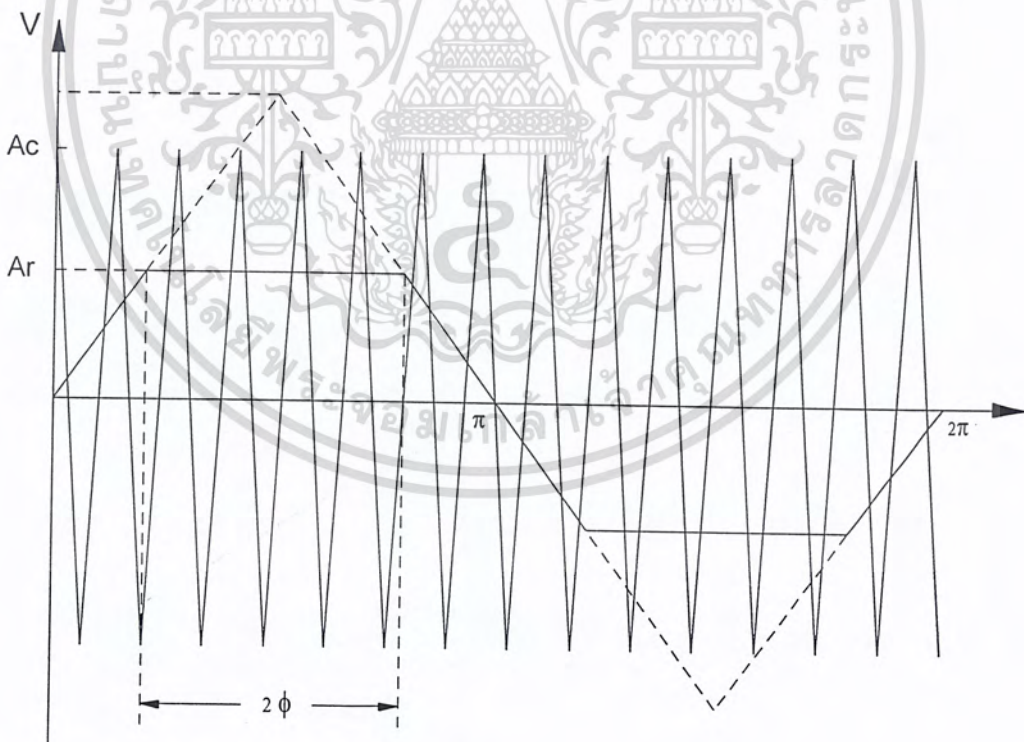
ที่มีอัตราการมอดูเลตเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับ โดยรักษาฟลักซ์คงที่ (V/F)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

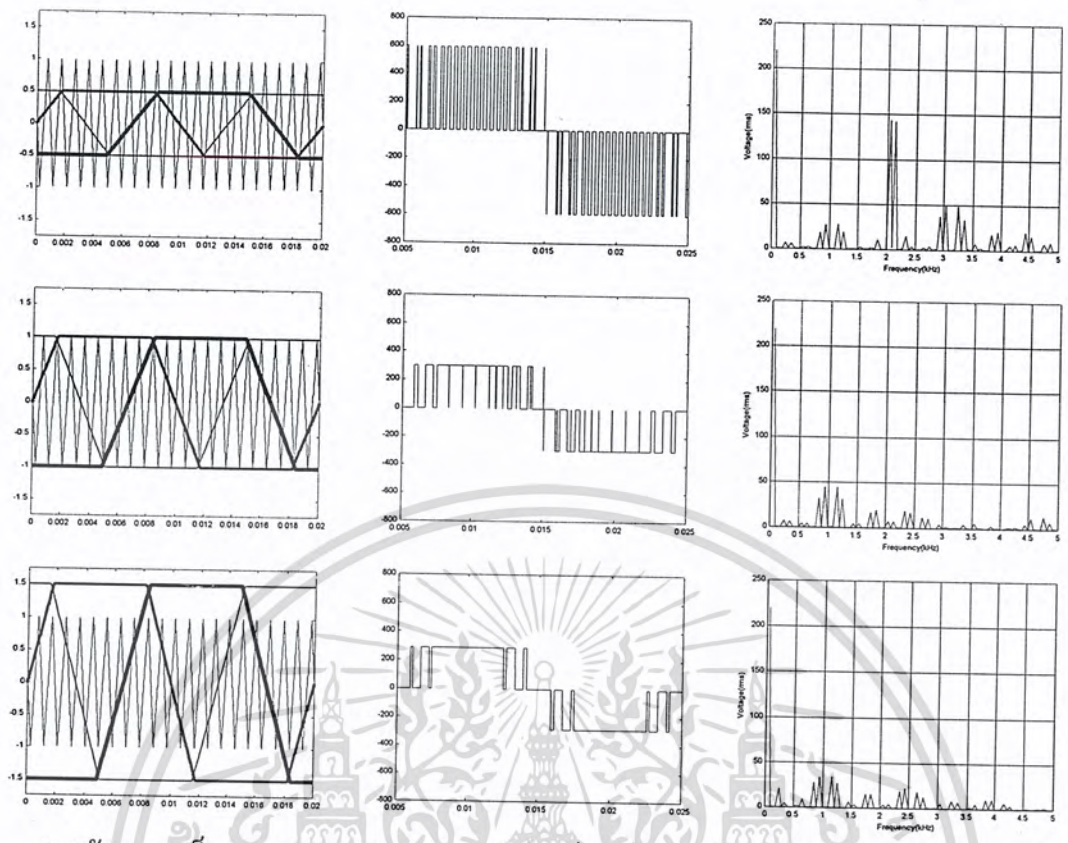
### 4.5 ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู (Trapezoidal Modulation PWM; TMPWM)

ฟังก์ชันการมอดูเลตนี้ได้ถูกนำเสนอโดย Taniguchi ในปี ค.ศ. 1986 [10] ซึ่งข้อได้เปรียบของเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้คือจะได้ ค่าดัชนีการใช้งานของแรงดันเชื่อมโยงดีซีสูง (DC Utilization) เมื่อเทียบกับเทคนิคการมอดูเลตแบบอื่นๆ กล่าวคือจะได้แรงดันพินคาเมนทอลที่เอาท์พุทมากกว่าเทคนิคการมอดูเลตแบบอื่น ที่แรงดันเชื่อมโยง ดีซี และค่าดัชนีการมอดูเลต เท่ากัน แต่ก็จะมีข้อเสียคือเทคนิคมอดูเลตนี้จะมีการกำเนิดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ ซึ่งจะสังเกตได้จากสเปกตรัมของแรงดันในรูปที่ 13 ส่วนในรูปที่ 12 แสดงรูปสัญญาณการมอดูเลตซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์เป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 A_r &= \sigma A_r(\text{Max}) \\
 M &= \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_r(\text{Max})}{A_c} \quad 0 \leq M \leq 1 \\
 2\phi &= (1 - \sigma)\pi
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$



รูปที่ 4.12 สัญญาณการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู



(ก) อัตราการมอดดูเลท (ข)แรงดันไลน์เอ๊าท์พุท (ค)สเปกตรัมแรงดันเอ๊าท์พุท  
 รูปที่ 4.13 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM,สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดดูเลทแบบ  
 TMPWMที่มีอัตราการมอดดูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่

#### 4.6 ฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูย่น (Modified Trapezoidal Modulation PWM;MTPWM)

ในปี ค.ศ. 1994 Taniguchi ได้นำเสนอฟังก์ชันการมอดดูเลทแบบ MTPWM ขึ้น โดยมีจุดประสงค์ที่จะทำการปรับปรุงข้อเสียเปรียบของ TMPWM ซึ่งเทคนิคการมอดดูเลทแบบนี้จะสามารถลดการกำเนิดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำลงได้อีก(ดังแสดงในรูปที่ 4.15)ทั้งยังสามารถเพิ่มค่าแอมพลิจูดของแรงดันพินคาเมนทอลที่เอ๊าท์พุท ได้ 17 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับเทคนิคการมอดดูเลทแบบไซน์[11] อีกทั้งยังสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดได้อีกด้วย ซึ่งแนวคิดของเทคนิคการมอดดูเลทนี้มีพื้นฐานมาจากการคำนึงถึงการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังในสมการที่ 4.14 และแสดงรูปคลื่นสัญญาณการมอดดูเลทในรูปที่ 4.14

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

$$V_{an} = \sum_{n=1}^{\infty} V_{an} \sin(n\omega_s t) \quad (4.14)$$

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

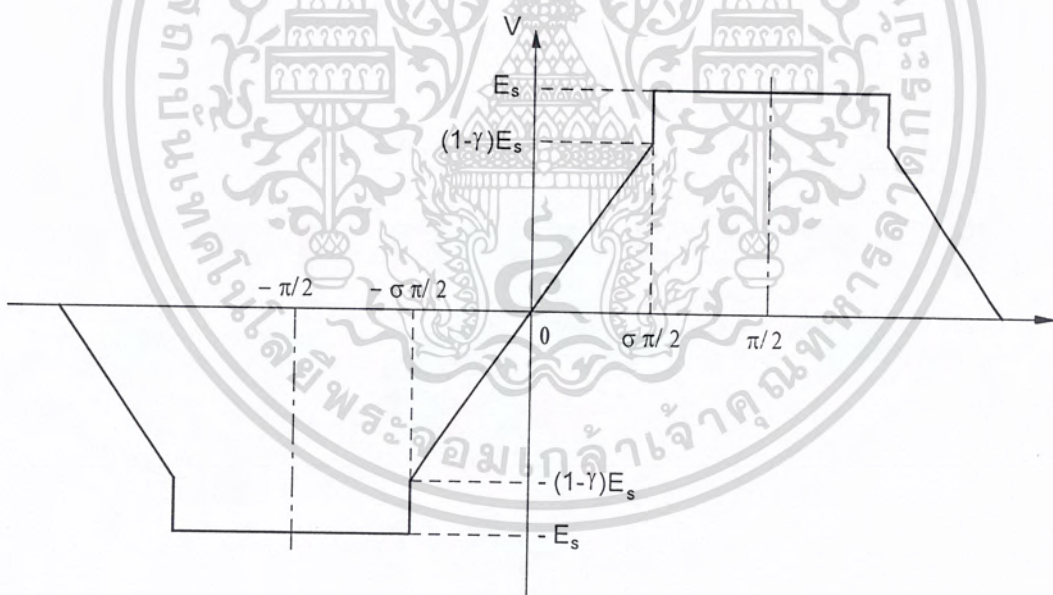
เมื่อ  $K_{mn}$  คือค่าสัมประสิทธิ์เชิงซ้อนของฟูเรียร์  $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$  และ  $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

$E_d$  คือ แรงดันเชื่อมโยงคัสซี

$E_b$  คือ ค่าแอมพลิจูดแรงดันของสัญญาณพาหะ(สามเหลี่ยม)

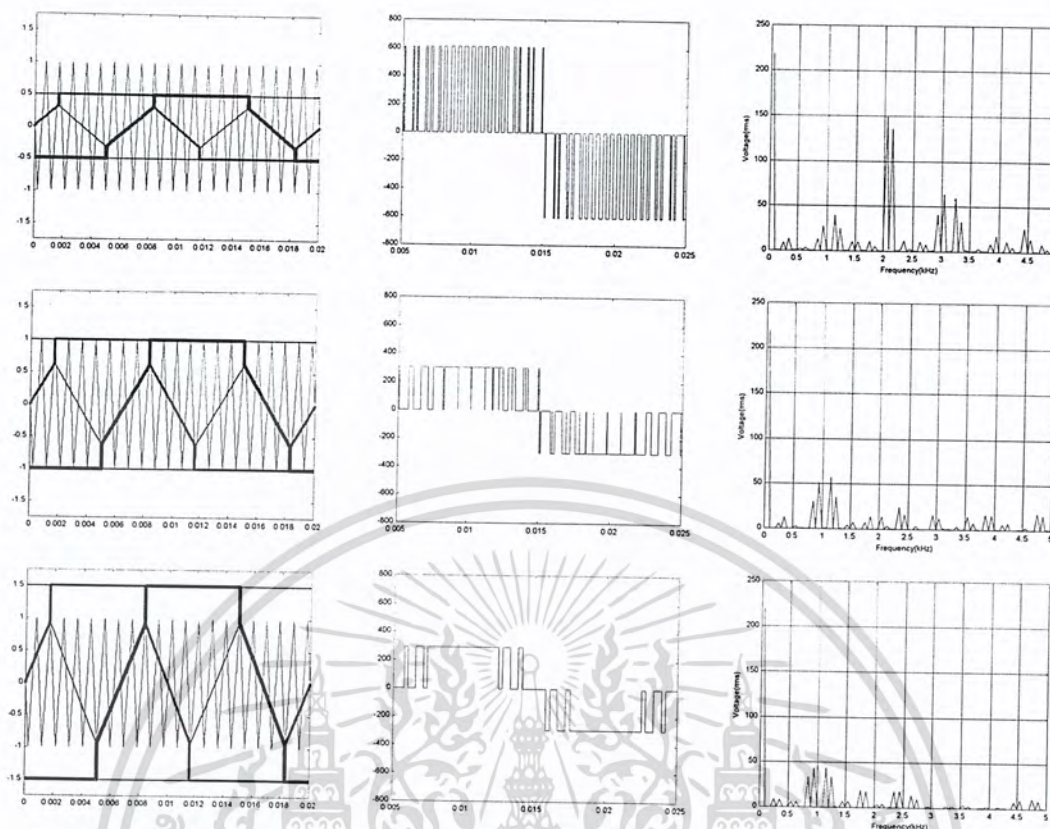
$E_s$  คือ ค่าแอมพลิจูดแรงดันของสัญญาณการมอดูเลต

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



รูปที่ 4.14 รูปสัญญาณการมอดูเลตของ MTPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) อัตราการมอดูเลต (ข) แรงดันไลน์เอาต์พุท (ค) สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุท

รูปที่ 4.15 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดูเลตแบบ MTPWM ที่มีอัตราการมอดูเลตเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับ โดยรัชยาพลักษณ์คงที่

#### 4.7 การหาแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่กำเนิดโดยฟีดแบคบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

โดยทั่วไปเป็นที่ยอมรับกันทั่วไปว่า สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์กับเทคนิคการสวิตช์แบบต่าง ๆ จะมีความสัมพันธ์กับองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ที่แรงดันเอาต์พุท ในหลาย ๆ งานวิจัยได้มีการพิจารณาคูณภาพของรูปคลื่นฟีดแบคบลิวเอ็ม (PWM) ที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องจักรกลไฟฟ้าโดยใช้ดัชนีต่างๆในการวัดเช่น ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นทั้งหมด (Total Harmonic Distortion; THD) ซึ่งจะพิจารณาที่กระแสและแรงดัน โดยที่ส่วนใหญ่จะให้ความสำคัญกับการสูญเสียในตัวนำและค่าการสวิตช์ต่ำ ๆ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงเชื่อว่าในส่วนของสมรรถนะของมอเตอร์จะดีเมื่อเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สูง ซึ่ง ค่าอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความถี่สูงจะมีค่ามากกว่าที่ความถี่ต่ำ และกระแสฮาร์โมนิกส์รีซอลแตนท์ (resultant current harmonic) จะมีค่าน้อยลง แต่อย่างไรก็ตามการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งเหมือนกับว่าจะเพิ่มขึ้นตามความถี่ซึ่งจะทำให้ดัชนีบางอย่างผิดพลาดได้ เมื่อจัดเตรียมแฟลคเตอร์การสูญเสียที่จะใช้ประมาณคุณภาพของสัญญาณซึ่งต้องทำการวัดที่ความสูงซึ่งที่ความถี่สูงส่วนของลิกเกจจะมีผลของการอิมิตัวและผลของโหลดรวมอยู่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออินเวอร์เตอร์ PWM ถูกใช้ในการจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งตามปกติความถี่เอาต์พุตและดัชนีการมอดูเลชันจะเปลี่ยนอย่างสัมพันธ์กันเพื่อเก็บรักษาฟลักซ์ให้คงที่หรือแรงดันต่อความถี่ที่นั่นเอง ส่วนการสูญเสียจะขึ้นอยู่กับความถี่พินดาเมนทอลที่ผลิตโดยอินเวอร์เตอร์ความถี่พาหะ (carrier frequency) และชนิดของเทคนิค PWM ดังได้แสดงในหัวข้อที่ผ่านมาข้างต้น ซึ่งพอสรุปได้ว่าการสูญเสียในแกนเหล็กจะเพิ่มขึ้นเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ และการสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ และ โรเตอร์ จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์

#### 4.7.1 เทคนิค PWM แบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส

เทคนิค PWM แบบอะซิงโครนัสจะนิยมใช้โดยทั่วไปในการประยุกต์ใช้งานในอุตสาหกรรมอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปเนื่องจากเป็นการง่ายที่จะกำเนิดสัญญาณและสร้างวงจรซึ่งในปัจจุบันเทคนิค PWM แบบซิงโครนัสได้ถูกใช้เพื่อการวัดการสูญเสียที่เที่ยงตรง (มุมของคลื่นพาหะหรือสามเหลี่ยมจะอินเฟสกับสัญญาณมอดูเลชันเสมอ) ในย่านการทำงานแบบอะซิงโครนัสที่ความถี่อินเวอร์เตอร์สูง ๆ จะทำให้อัตราส่วนของความถี่ ( $m_r$ ) ลดน้อยลงและแรงดันฮาร์โมนิกส์ย่อย หรือความถี่บีท (beats) จะเกิดขึ้นซึ่งเป็นเรื่องที่ไม่ต้องการเพราะจะทำให้เกิดการเสียหายหลายอย่างต่อการประยุกต์ใช้งานกรณีนี้จะเกิดขึ้นเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอ้างอิงและความถี่พาหะจะไม่คงที่ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้อุปกรณ์สวิตซ์อินเวอร์เตอร์เป็น IGBT ซึ่งสามารถรับสภาวะการทำงานที่ความถี่สูงได้ดี แต่อย่างไรก็ตามก็ควรที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดปัญหาจากฮาร์โมนิกส์ย่อย

#### 4.7.2 ข้อพิจารณาองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิกส์

สำหรับย่านการทำงานของชุดขับเคลื่อนเกินกว่าความเป็นรูปคลื่น พีคดับลิวเอ็มซึ่งก็คือในย่านที่มีค่าดัชนีการมอดูเลชันสูงเมื่อต้องการเพิ่มค่าแอมพลิจูดของแรงดันพินดาเมนทอลสูงขึ้นและเมื่อถึงค่าสูงที่สุดแล้วฮาร์โมนิกส์ไซด์แบน (Harmonic Sideband) ในกลุ่มแรก (จุดกลางของกลุ่มจะอยู่ประมาณความถี่สวิตซ์ :  $f_c$ ) จะเป็นกลุ่มสำคัญมากกว่าฮาร์โมนิกส์กลุ่มที่สอง (จุดกลางของกลุ่มจะอยู่ประมาณ 2 เท่าของความถี่สวิตซ์ ;  $2 f_c$ ) และในกรณีดัชนีการมอดูเลชันต่ำ ๆ ฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มแรกจะลดลงส่วนฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มที่สองจะมากขึ้น

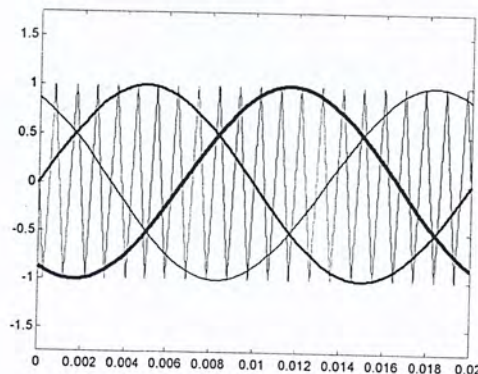
ดังนั้นจะเห็นเป็นที่ชัดเจนว่าการสูญเสียในมอเตอร์มีความสัมพันธ์โดยตรงกับพฤติกรรมขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆ และความไวของเฟลคเตอร์การสูญเสียกับความถี่ฮาร์โมนิกส์เป็นที่น่าสนใจเพราะว่ามากกว่าครึ่งของการสูญเสียฮาร์โมนิกส์คือจำนวนแมกนิจูดของย่านฮาร์โมนิกส์ต่ำ ส่วนในกรณีของการทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลชัน (Over modulation) จะมีฮาร์โมนิกส์ไซด์แบนกำเนิดขึ้นมากกว่าในย่านที่ลิเนียร์ ( ก่อนการเกิดโอเวอร์มอดูเลชัน) และสามารถสังเกตได้ว่าค่าแอมพลิจูดของแรงดันฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม จะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตซ์แต่จะขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลชัน และจากกรณีนี้จะเห็นว่าความแตกต่างของเทคนิคที่ใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการมอดูเลตรูปคลื่นที่ดับบลิวเอ็มจะไม่มีผลสำคัญต่อการสูญเสียถ้าความถี่สวิตซ์สูง ๆ แต่อย่างไรก็ตามถ้าความถี่สวิตซ์ต่ำ ๆ ก็จะมีผลอยู่บ้างเช่นกรณีของ วิธีการมอดูเลตแบบ ร์ีกูลาร์ซิมเมตริก แชนเปลี่ จะกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับอะซิมเมตริก-แชนเปลี่ซึ่ง โครงสร้างของแรงดันฮาร์โมนิกส์ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ จะดีกว่าเมื่อเทียบกับแบบเร็กูลาร์ แชนเปลี่ทั้งสองแบบ โดยเฉพาะที่ค่าดัชนีมอดูเลชันสูงๆ(ความถี่อินเวอร์เตอร์)จะทำให้สามารถลดการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจากฮาร์โมนิกส์ซึ่งสามารถยืนยันได้จากผลการทดลองของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

#### 4.8 การเปรียบเทียบแรงดันฮาร์โมนิกส์ระหว่างการคำนวณกับค่าที่วัดจริง

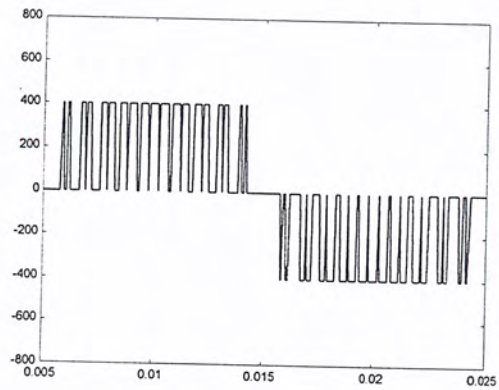
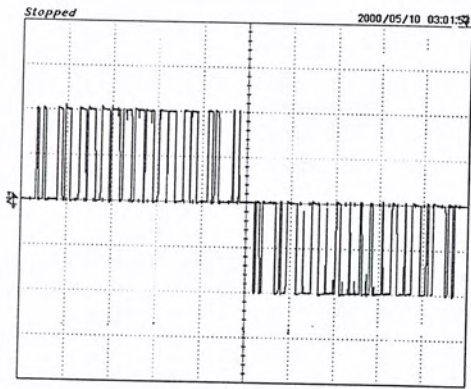
รูปคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม (PWM) แบบต่างๆได้ถูกป้อนให้กับมอเตอร์โดยรักษาค่า พลิกซ์ หรือ อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตพื้นดามเมนทอลต่อความถี่พื้นดามเมนทอลคงที่ตลอดการทดลอง โดยที่ระดับค่าสูงสุดของคลื่นPWMที่ได้จากการคำนวณในทุกๆรูปจะเป็นอุดมคติซึ่งจะไม่พิจารณาผลของค่าเดทไทม์ และไม่พิจารณาแรงดันส่วนที่หายไป (Voltage drop) ขณะจ่ายมอเตอร์ จึงทำให้ระดับค่าสูงสุดของคลื่นPWMที่ได้จากการคำนวณในทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการวัดจริงไม่เท่ากัน โดยที่ค่าคำนวณมีค่าต่ำกว่าเล็กน้อย และบันทึกข้อมูลของแรงดันPWM แบบต่างๆไว้ด้วยสโตเรจสโคปที่ความถี่การแซมเปลี่ง200kHzจากนั้นนำข้อมูลที่ได้ไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม MATLABซึ่งผลของแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่ได้นั้นเป็นที่น่าพอใจเนื่องจากเมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณแล้วมีค่าใกล้เคียงกันในทุกๆการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆของ PWM เช่น ค่าดัชนีการมอดูเลต ค่าความถี่การสวิตซ์ และเทคนิคการมอดูเลต ยกเว้นที่ค่าความถี่ฮาร์โมนิกส์สูงๆ จะมีค่าผิดพลาดค่อนข้างมากทั้งนี้เนื่องมาจากค่าความถี่ในการแซมเปลี่งน้อยเกินไป และอาจเป็นผลมาจากค่าตอนสนองของสายตรวจจับสัญญาณ แต่จากผลการทดลองนี้สามารถยืนยันได้ว่าชุดทดสอบที่สร้างขึ้นนี้จะสามารถทดสอบผลของการสูญเสียในแกนเหล็กได้ถูกต้องและแม่นยำซึ่งรูปด้านล่างต่อไปนี้จะแสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกับการคำนวณด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

##### 4.8.1 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์โมนิกส์ของ SPWM



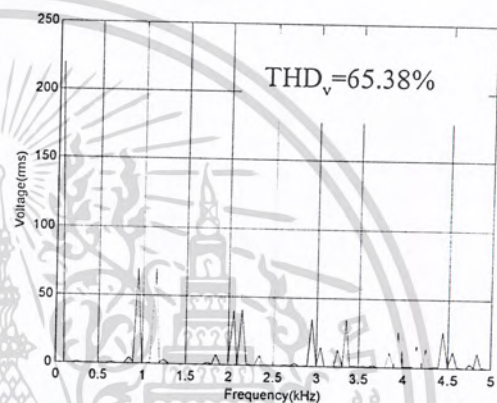
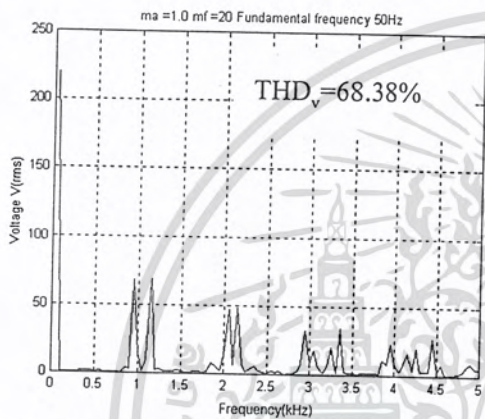
รูปการคำนวณสัญญาณการมอดูเลต SPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



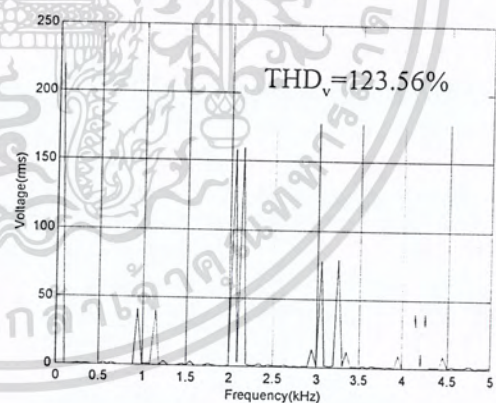
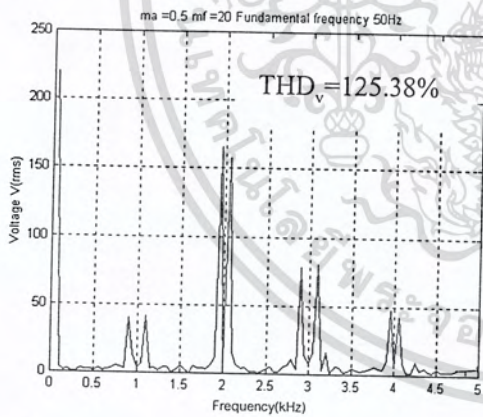
แรงดันไลน์เอ๊าท์พุทอินเวอร์เตอร์ (200 V/DIV)

แรงดันไลน์เอ๊าท์พุทอินเวอร์เตอร์



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

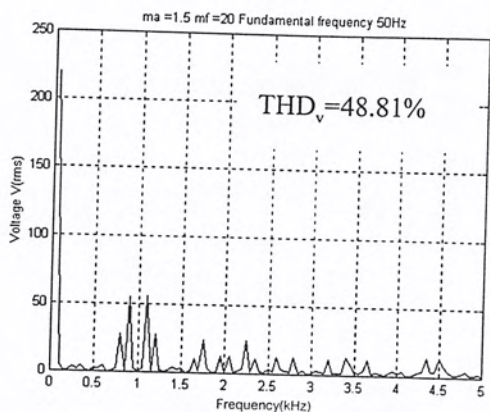
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

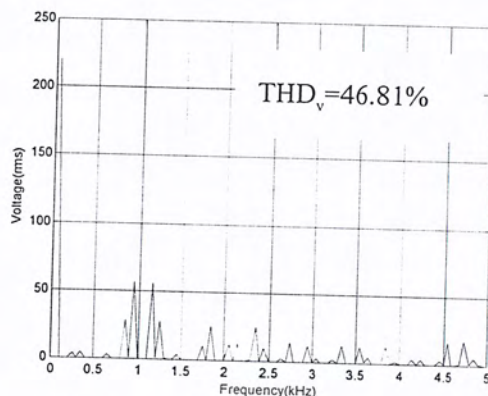
(ข)

รูปที่ 4.16 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของSPWM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ

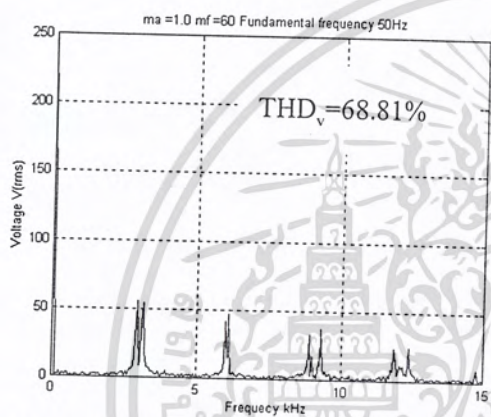
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



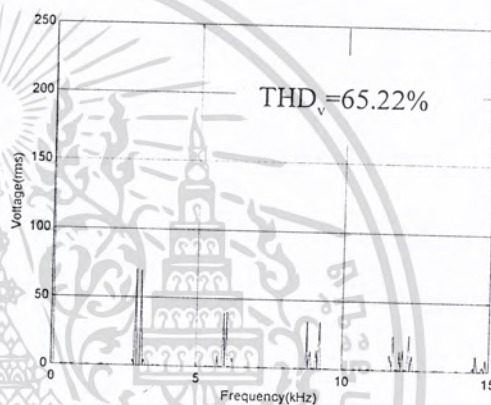
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



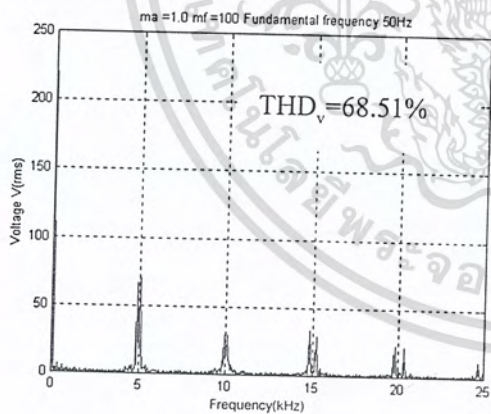
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$

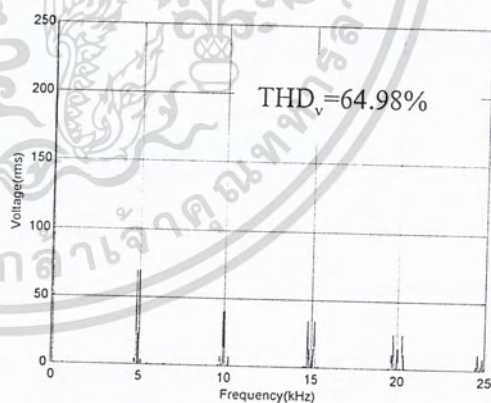


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

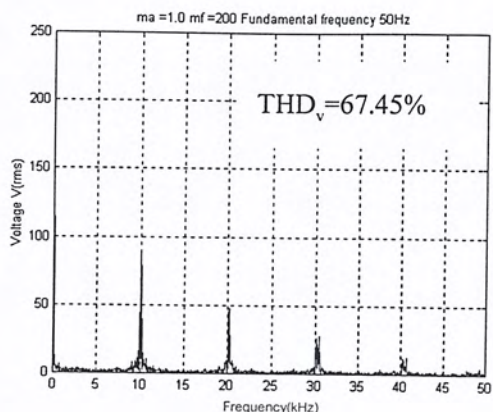


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

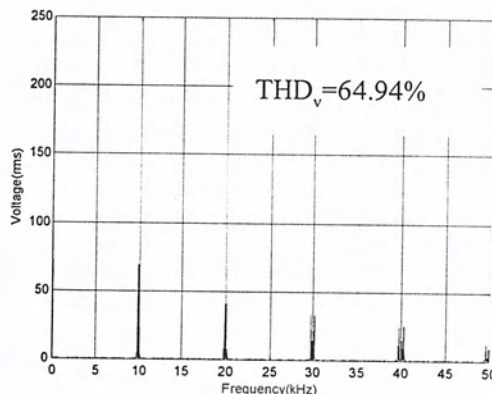
(ข)

รูปที่ 4.16 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

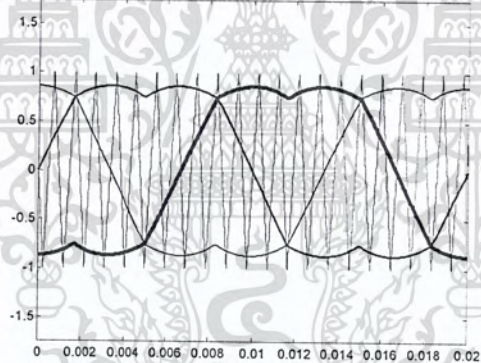


(ข)

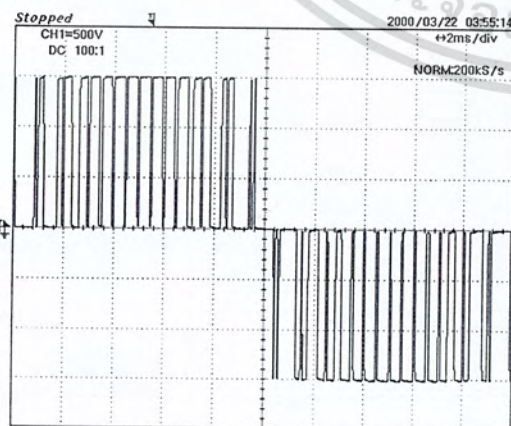
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$   
รูปที่ 4.16 (ต่อ)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$

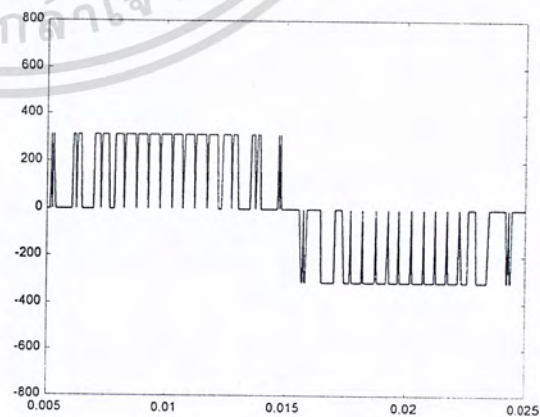
4.8.2 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ SVM



รูปการคำนวณสัญญาณการมอดดูเลท SVM

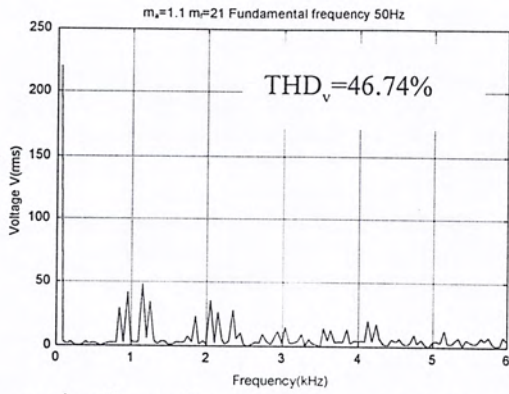


แรงดันไลน์เอท์พุทอินเวอร์เตอร์ (100V/DIV)

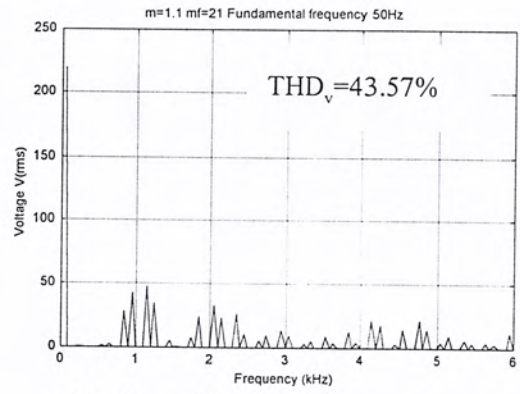


แรงดันไลน์เอท์พุทอินเวอร์เตอร์

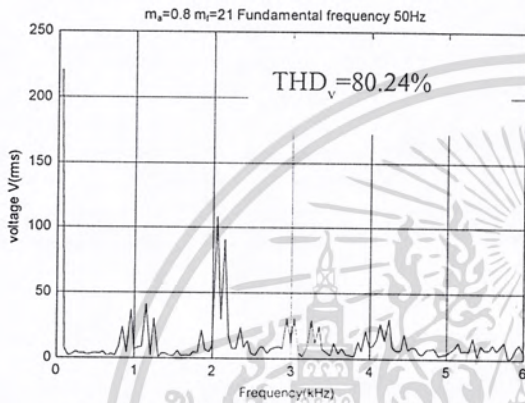
รูปที่ 4.17 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของSVM (ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



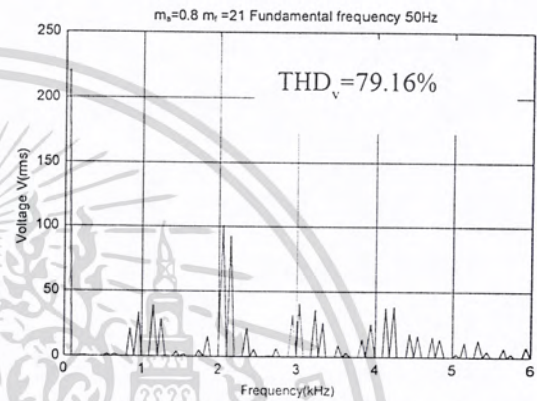
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.1, m_f = 21, f_1 = 50\text{Hz}$



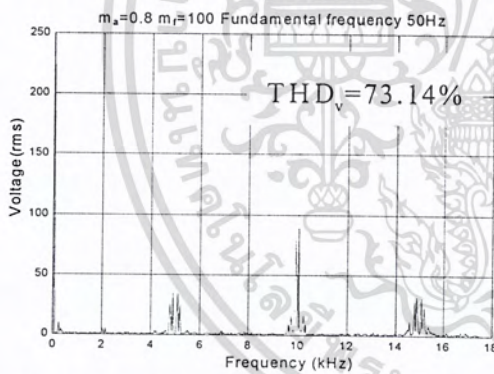
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.1, m_f = 21, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.8, m_f = 21, f_1 = 50\text{Hz}$

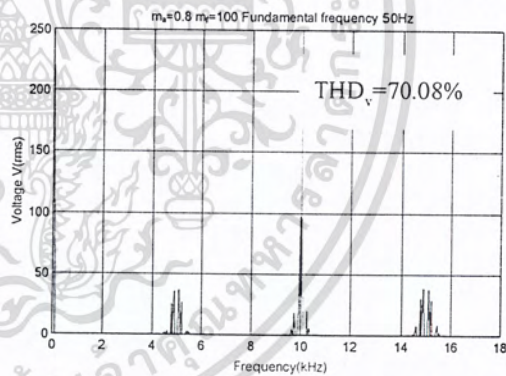


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.8, m_f = 21, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.8, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

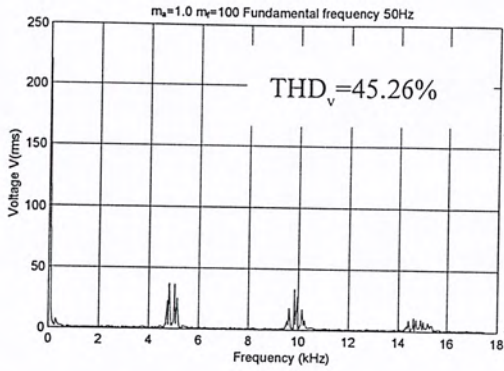


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.8, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

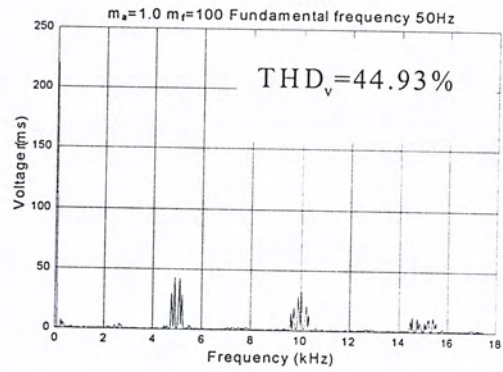
(ข)

รูปที่ 4.17 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



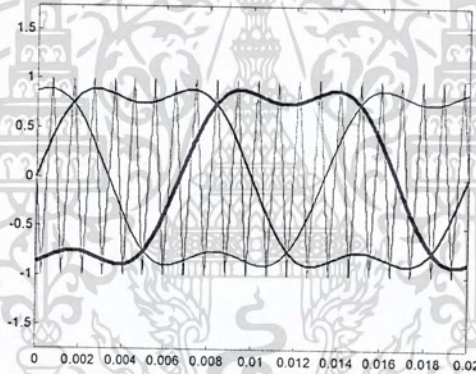
(ข)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

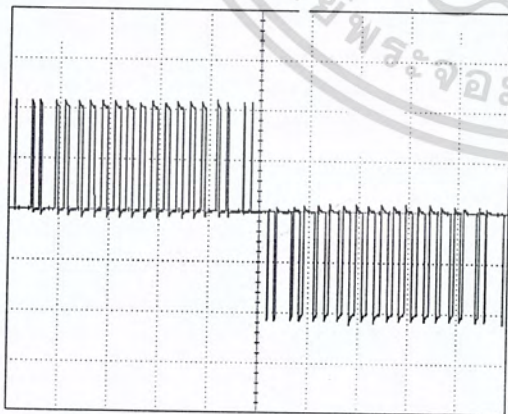
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

รูปที่ 4.17 (ต่อ)

### 4.8.3 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ THPWM

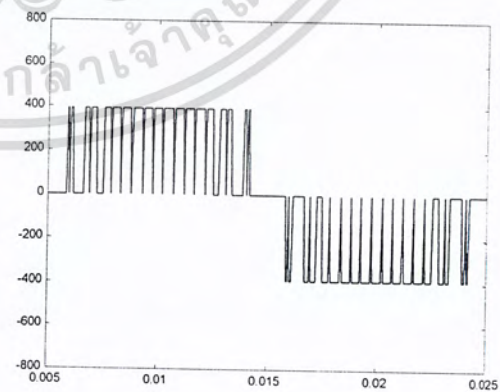


รูปการคำนวณสัญญาณการมอดูเลท THPWM



แรงดัน ไลน์เอ๊าท์พุทอินเวอร์เตอร์ (200V/DIV)

(ก)

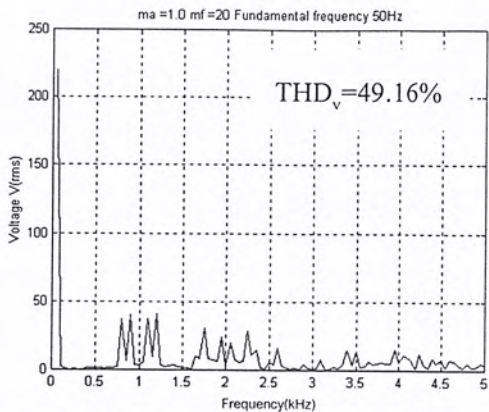


แรงดัน ไลน์เอ๊าท์พุทอินเวอร์เตอร์

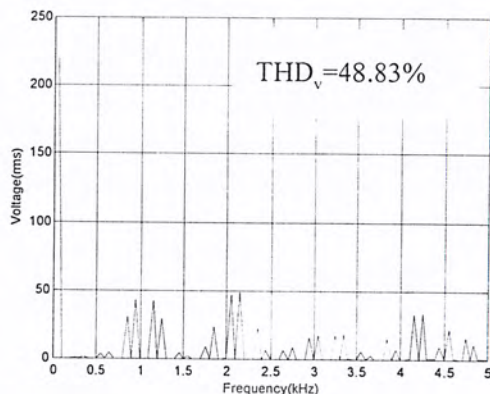
(ข)

รูปที่ 4.18 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของTHPWM(ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ

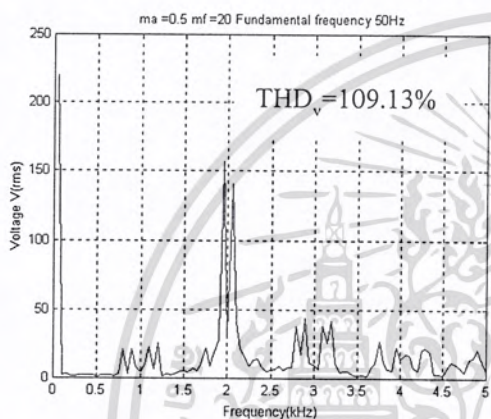
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



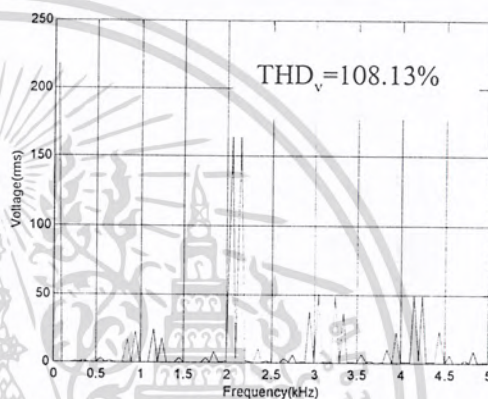
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



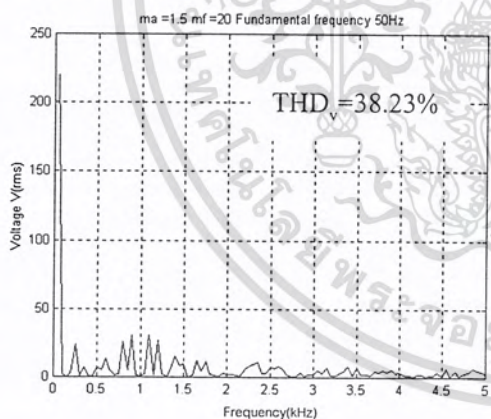
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

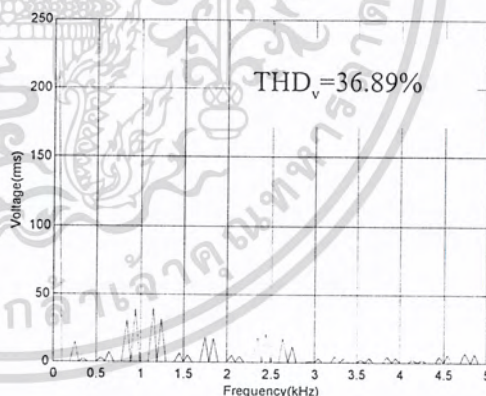


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

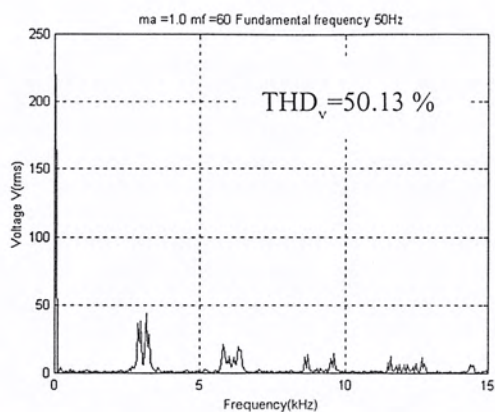


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

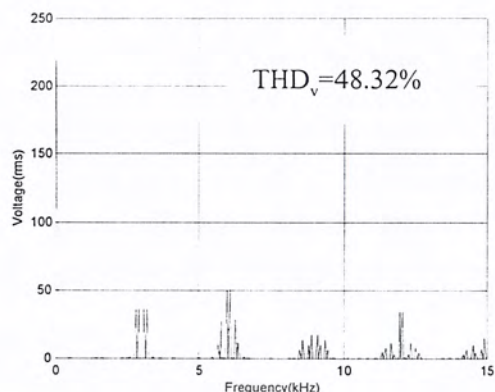
(ข)

รูปที่ 4.18 (ต่อ)

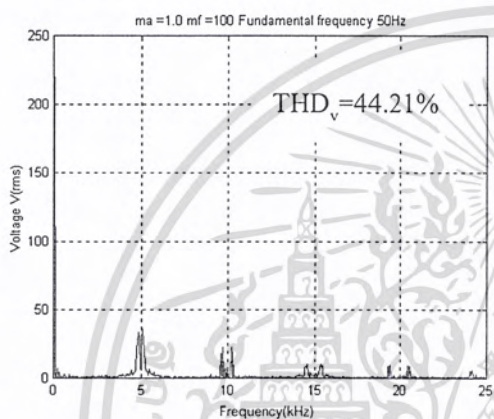
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



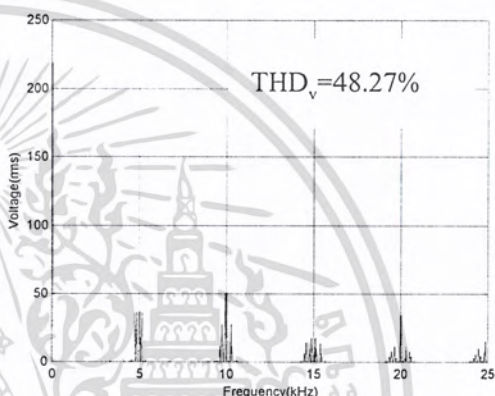
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$



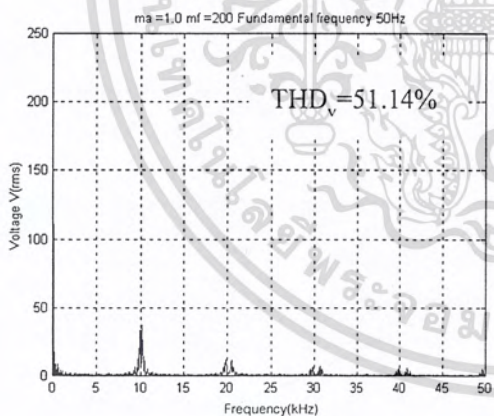
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

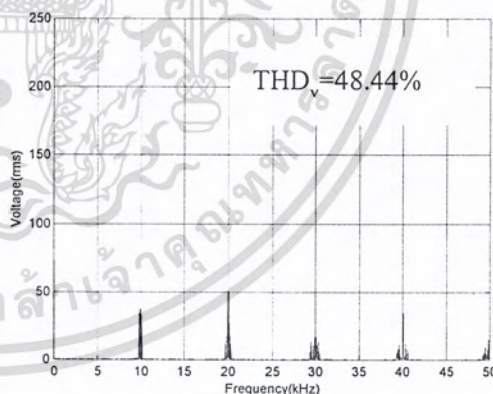


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$



(ก)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$



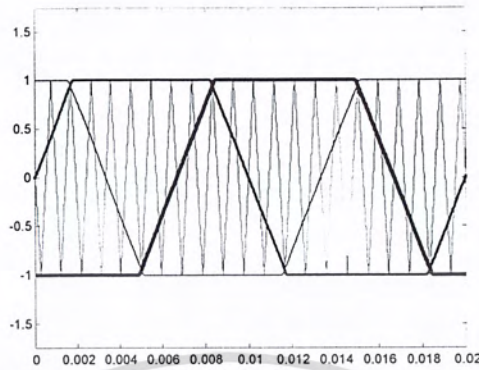
(ข)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$

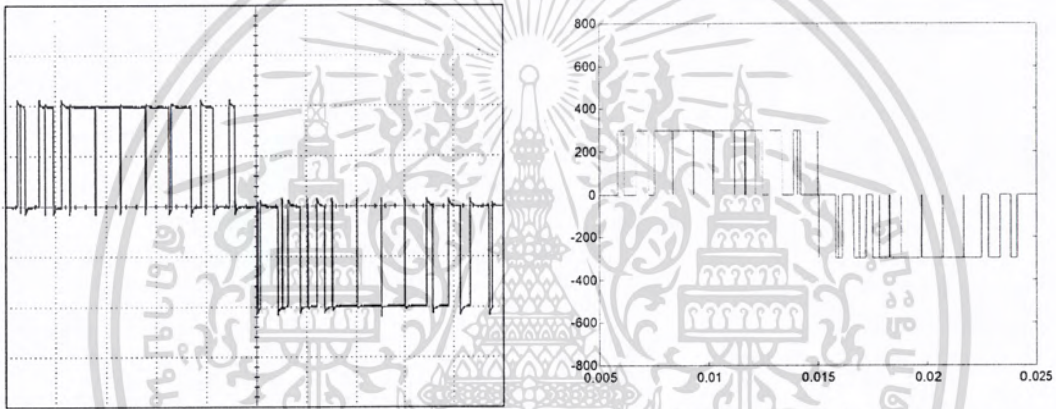
รูปที่ 4.18 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8.4 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของ TMPWM

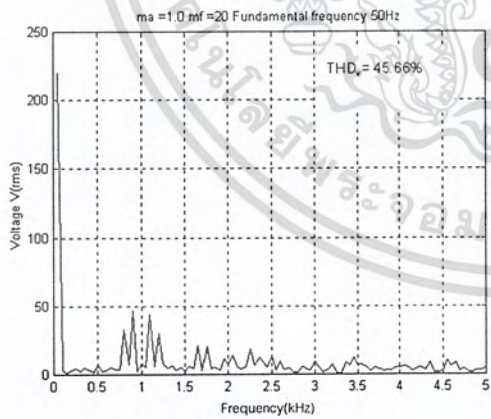


รูปการคำนวณสัญญาณการมอดดูเลท TMPWM



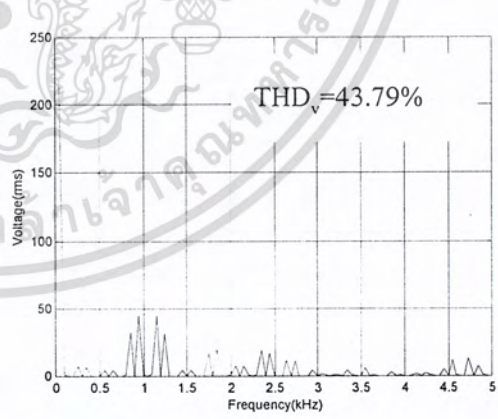
แรงดัน ไลน์เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์(150V/DIV)

แรงดัน ไลน์เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

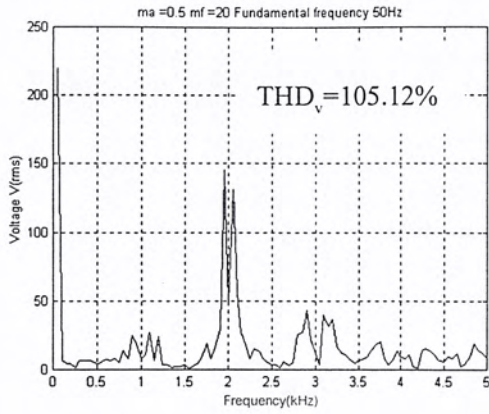


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

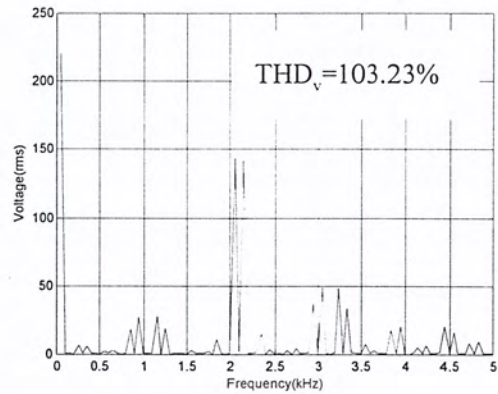
(ข)

รูปที่ 4.19 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกส์ของTMPWM(ก) ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ

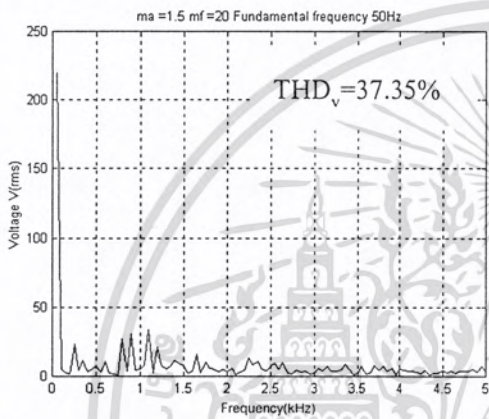
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



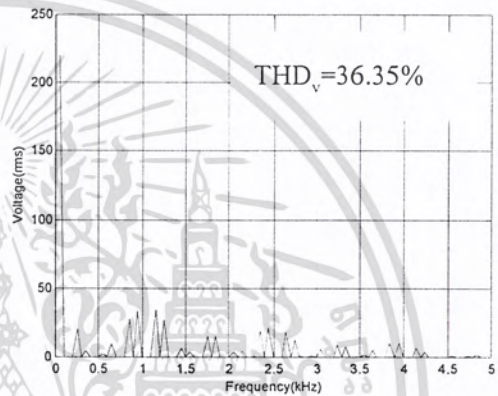
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



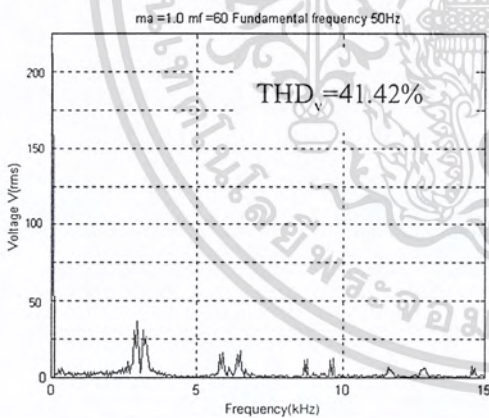
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

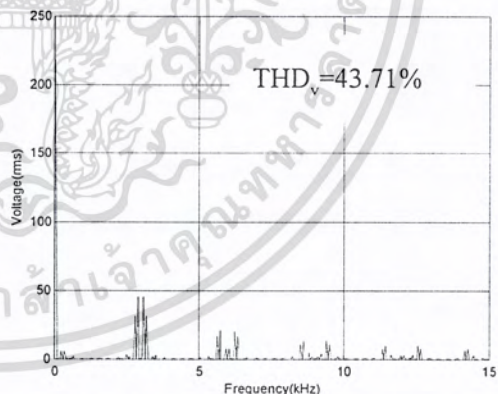


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

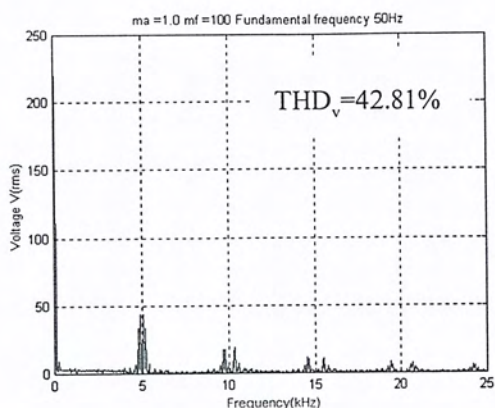


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$

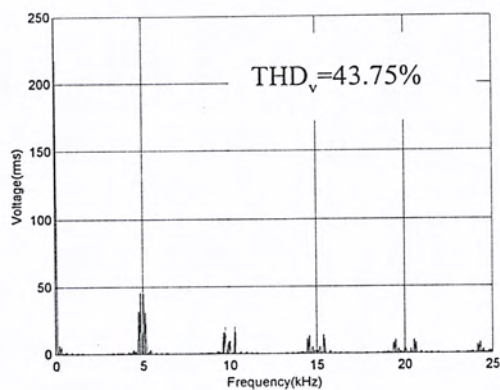
(ข)

รูปที่ 4.19 (ต่อ)

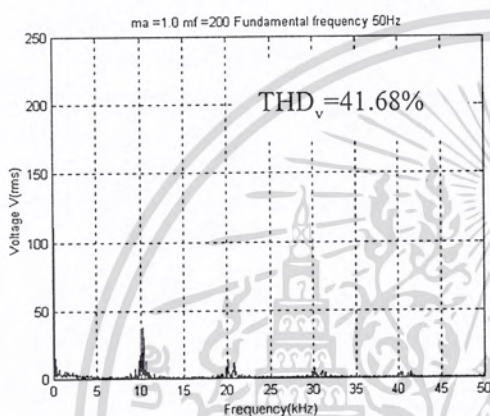
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

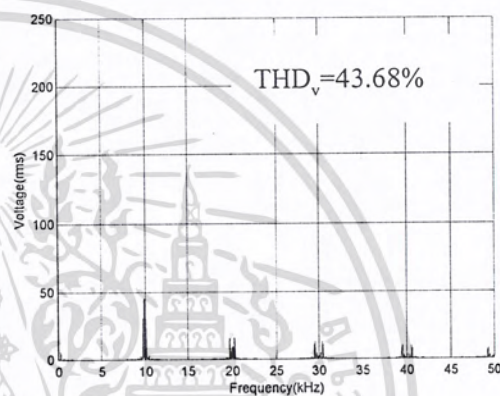


สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$



(ก)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$

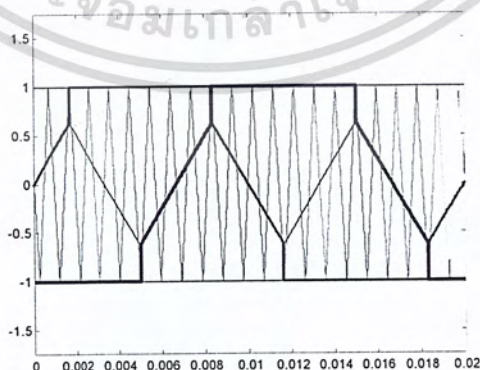


(ข)

สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 200, f_1 = 50\text{Hz}$

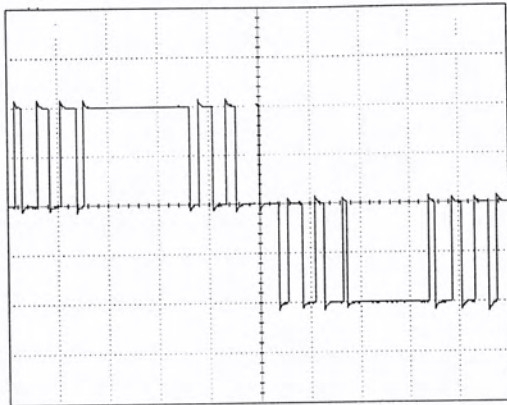
รูปที่ 4.19 (ต่อ)

#### 4.8.5 เปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกของ MTPWM

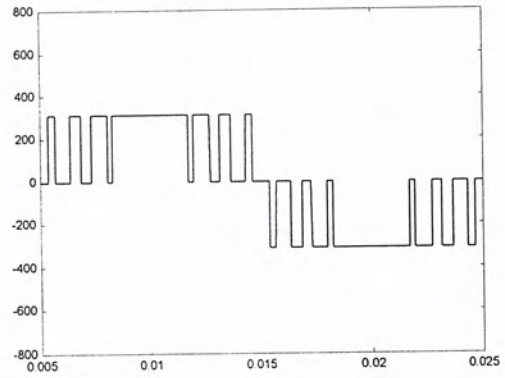


รูปการคำนวณสัญญาณการมอดดูเลท MTPWM

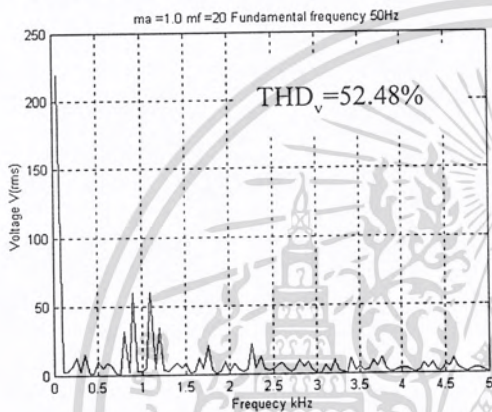
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



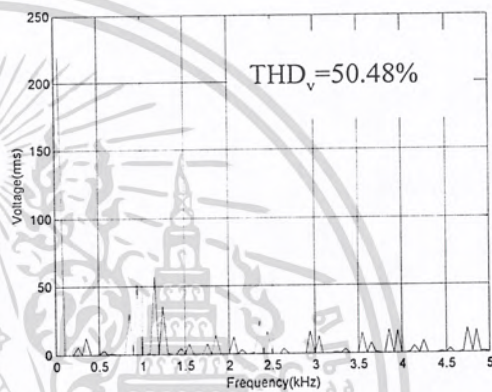
แรงดันไลน์เอทพุทอินเวอร์เตอร์(150V/DIV)



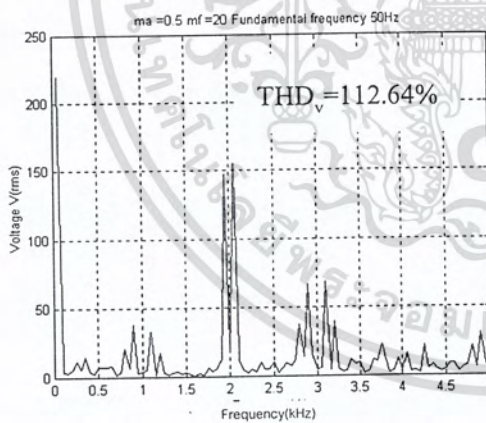
แรงดันไลน์เอทพุทอินเวอร์เตอร์



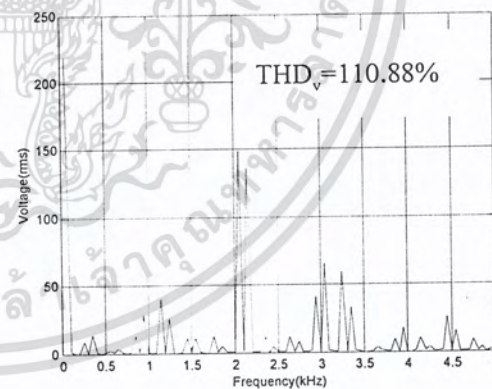
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



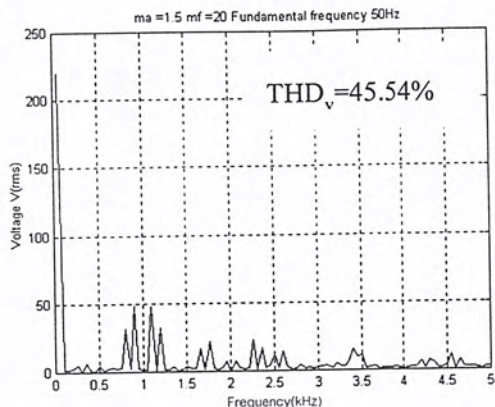
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 0.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

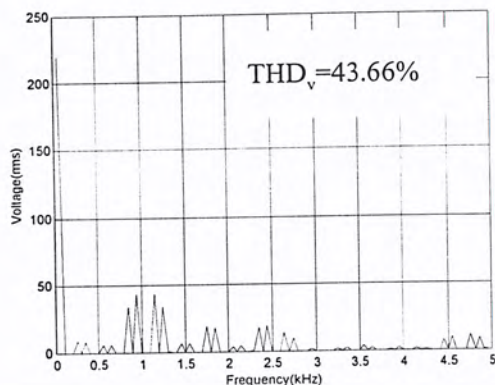
(ข)

รูปที่ 4.20 ผลการเปรียบเทียบแรงดันฮาร์มอนิกซ์ของMTPWM (ก)ผลการทดลอง (ข)ผลการคำนวณ

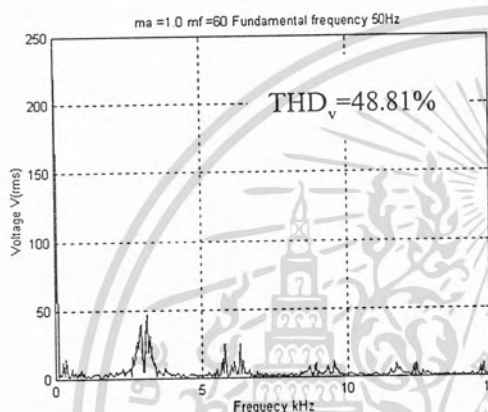
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



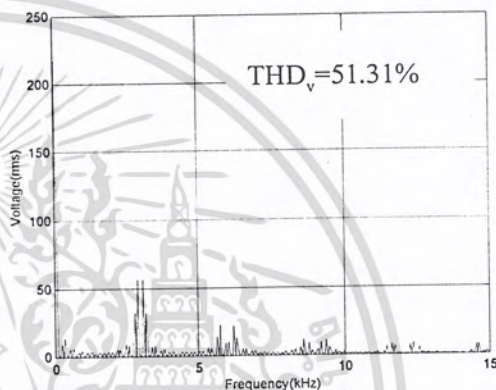
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



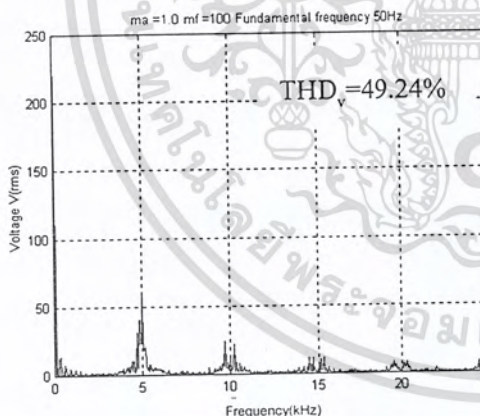
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1.5, m_f = 20, f_1 = 50\text{Hz}$



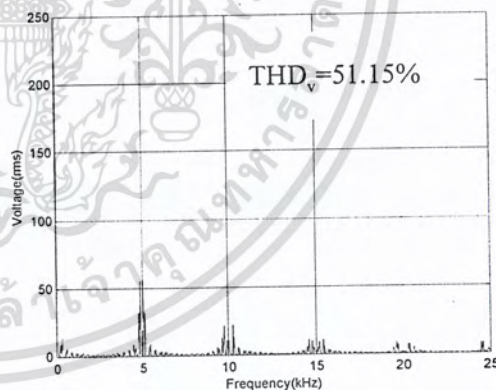
สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 60, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$



สเปกตรัมแรงดัน  $m_a = 1, m_f = 100, f_1 = 50\text{Hz}$

(ก)

(ข)

รูปที่ 4.20 (ต่อ)

#### 4.9 ข้อพิจารณาองค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการทดลอง

สำหรับย่านการทำงานของชุดขับเคลื่อนเกินกว่าความเป็นรูปคลื่น พีคดับลิวเอ็มซึ่งก็คือในย่านที่มีค่าดัชนีการมอดูเลตสูงเมื่อต้องการเพิ่มค่าแอมพลิจูดของแรงดันพื้นดามเมนทอลสูงขึ้นไปและเมื่อถึงค่าสูงที่สุดแล้วฮาร์มอนิกส์ไซด์แบน (Harmonic Sideband) ในกลุ่มแรก( จุดกลางของกลุ่มจะเอกสารถเป็นเอกสารถที่สวนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่ประมาณความถี่สวิตช์ :  $f_c$  ) จะเป็นกลุ่มสำคัญมากกว่าฮาร์โมนิกส์กลุ่มที่สอง ( จุดกลางของกลุ่ม จะอยู่ประมาณ 2 เท่าของความถี่สวิตช์ ;  $2 f_c$  ) และในกรณีนี้การมีฮาร์โมนิกส์ต่ำ ๆ ฮาร์โมนิกส์ใน กลุ่มแรกจะลดลงส่วนฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มที่สองจะมากขึ้นซึ่งจากผลการทดลองข้างต้นได้แสดงให้เห็นถึงพฤติกรรมของสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์ทั้งผลการคำนวณและผลการทดลองได้ผลเป็นที่ น่าพอใจ ดังนั้นจะเห็นเป็นที่ชัดเจนว่าการสูญเสียในมอเตอร์มีความสัมพันธ์โดยตรงกับพฤติกรรม ขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆ และความไวของเฟลคเตอร์การสูญเสียกับความถี่ฮาร์โมนิกส์ เป็นที่น่าสนใจเพราะว่ามากกว่าครึ่งของการสูญเสียฮาร์โมนิกส์คือจำนวนแมกนิจูดของย่านฮาร์โมนิกส์ต่ำ ส่วนในกรณีของการทำงานในย่านโอเวอร์มอดคูล์ชันจะมีฮาร์โมนิกส์ไซด์แบนกำเนิดขึ้น มากกว่าในย่านที่ลิเนียร์ ( ก่อนการเกิดโอเวอร์มอดคูล์ชัน ) และสามารถสังเกตได้ว่าค่าแอมพลิจูด ของแรงดันฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นพีคดับลิเวียม จะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตช์แต่จะขึ้นอยู่กับ ค่าดัชนีการมอดคูล์ชัน และจากกรณีนี้จะเห็นว่าความแตกต่างของเทคนิคที่ใช้ทำการมอดคูล์ชัน รูป คลื่นพีคดับลิเวียมจะไม่มีผลสำคัญต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันฮาร์โมนิกส์เมื่อความถี่สวิตช์สูง ขึ้น เพียงแต่การเกิดฮาร์โมนิกส์ไซด์แบนจะเลื่อนไกลออกไปจากพินคาเมนทอล ซึ่งโดยทั่วไปใน กลุ่มแรกจะเกิดขึ้นที่ความถี่สวิตช์ ส่วนกลุ่มที่สองจะเกิดที่สองเท่าของความถี่สวิตช์แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าความถี่สวิตช์มีค่าต่ำมาก ๆ ก็จะส่งผลไปถึงความผิดเพี้ยนของกระแสซึ่งจะส่งผลต่อการกระเพื่อม ของแรงบิดซึ่งเป็นประเด็นสำคัญที่ต้องพิจารณาในการออกแบบอินเวอร์เตอร์

#### 4.10 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างเทคนิคของ PWM แบบต่างๆ ซึ่งในแต่ละแบบก็มีการสร้างที่แตกต่าง กันเนื่องจากนักวิจัยที่นำเสนอขึ้นต้องการที่จะพัฒนาเพื่อลดการสูญเสียเนื่องมาจากฮาร์โมนิกส์ ที่เกิดขึ้นเมื่อทำการจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ และอีกประเด็นคือการเพิ่มแรงดันพินคาเมนทอลที่ เอาท์พุทในเมื่อค่าแรงดันเชื่อม โยงคี่ซีเท่าเดิม อีกทั้งได้แสดงให้เห็นความแตกต่างของกลไกการเกิด แรงดันฮาร์โมนิกส์โดยใช้การกระจายสเปกตรัมซึ่งสามารถอธิบายได้เป็นอย่างดีพร้อมทั้งมีการ ทดลองการใช้งานจริงซึ่งผลการทดลองเป็นที่น่าพอใจมาก จะเห็นว่าในการวิเคราะห์การสูญเสียใน แกนเหล็กที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้ PWM อินเวอร์เตอร์นั้นกลไกสำคัญนั้นอยู่ที่แรงดันฮาร์โมนิกส์และแรง ดันฮาร์โมนิกส์จะมีลักษณะแตกต่างกันในแต่ละเทคนิคการกำเนิดสัญญาณ PWM ประกอบกับ พารามิเตอร์อื่นๆอีกเช่น ค่าดัชนีการมอดคูล์ชัน และความถี่สวิตช์ก็จะส่งผลให้กลไกการเกิดแรงดัน ฮาร์โมนิกส์นั้นเปลี่ยนไป ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงนี้ก็ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กนั้นมีการเปลี่ยนแปลง ด้วยซึ่งจะทำการวิเคราะห์ถึงกลไกการเปลี่ยนแปลงนี้อย่างละเอียดในบทต่อไป

## บทที่ 5

# การเปรียบเทียบคุณสมบัติของ PWM ที่มีผลต่อการสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้ แฟลคเตอร์การสูญเสียเป็นตัวชี้วัดคุณภาพ

### 5.1. บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการคำนวณแฟลคเตอร์การสูญเสีย (Loss Factor, LF) เนื่องจากแรงดัน ฮาร์มอนิกซ์ของเทคนิค PWM ที่มีฟังก์ชันการมอดูเลตแบบต่างๆ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งในการคำนวณแฟลคเตอร์การสูญเสียแบบต่างๆจะพิจารณาที่ความถี่สวิตซ์ของ PWM และความถี่อินเวอร์เตอร์ในค่าต่างๆ ในช่วงลิเนียร์ของการมอดูเลตเพื่อให้สอดคล้องกับอินเวอร์เตอร์ไครฟ์ นอกจากนี้ยังได้มีการนำเอาแฟลคเตอร์การสูญเสียมาเปรียบเทียบรูปแบบการควบคุมช่วงแรงดันต่อความถี่ที่ โดยเปรียบเทียบระหว่างการคงที่แรงดันเชื่อมโยง ดีซี และปรับค่าดัชนีการมอดูเลตกับการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตและปรับค่าแรงดันเชื่อมโยง ดีซี ซึ่งในบทนี้จะทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของ PWM และ ลักษณะของ แฟลคเตอร์การสูญเสียเพื่อใช้เป็นแนวทางในการพิจารณาเลือกชนิดและพารามิเตอร์ของ PWM ให้เหมาะกับการใช้งานต่อไป

### 5.2. แฟลคเตอร์การสูญเสีย

การสูญเสียเนื่องจากแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกซ์ในเครื่องจักรกลไฟฟ้า ถือเป็นการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจากการสูญเสียปกติของแหล่งจ่ายไฟรูปไซน์ซึ่งจะพบในแหล่งจ่ายรูปกึ่งสี่เหลี่ยมและรูป PWM ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกซ์จะมีผลมากต่อการสูญเสียบนตัวนำ ในขณะที่แรงดันฮาร์มอนิกซ์อันดับสูงจะมีผลต่อการสูญเสียในแกนเหล็ก โดยที่เทคนิค PWM จะนำมาใช้แก้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดและลดปัญหาการสูญเสียเนื่องมาจากฮาร์มอนิกซ์อันดับต่ำ แต่จะมีข้อเสียที่มีการสูญเสียในตัวอุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สูงขึ้นด้วย แต่ในปัจจุบันเทคโนโลยีของอุปกรณ์สวิตซ์และไมโครคอนโทรลเลอร์ได้พัฒนาให้มีขีดความสามารถสูงขึ้นทำให้ในปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะใช้ PWM ในลักษณะ real-time และ ให้มีความถี่สวิตซ์สูงจึงมีมากกว่าการใช้เทคนิคแบบออฟไลน์ (Off Line) โดยการคำนวณตำแหน่งมุมการสวิตซ์แล้วนำไปเก็บในหน่วยความจำ ซึ่งเทคนิคแบบนี้จะทำให้มีการสิ้นเปลืองหน่วยความจำเพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมการทำงานได้ในย่านกว้าง จากงานวิจัยของ Underland และ Boglietti[2,6] ได้ชี้ให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกซ์ของ PWM ที่ความถี่สวิตซ์สูงจะมีค่าสูงในขณะที่การสูญเสียในตัวนำจะค่อนข้างต่ำซึ่งจะมีความแตกต่างกับรูปคลื่นแบบกึ่งสี่เหลี่ยมและรูปคลื่น PWM ที่มีจำนวนอัตราส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของพัลส์น้อย ซึ่งในอดีตที่ผ่านมาจะไม่คิดถึงผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเลย ดังนั้นการศึกษากลไกการทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูงจึงเป็นเรื่องจำเป็นซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบเครื่องจักรกลไฟฟ้าเพื่อการปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้น

ในการเปรียบเทียบการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเนื่องจากแรงดันไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เราจะใช้ แฟลคเตอร์การสูญเสียเป็นตัวพิจารณาซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันฮาร์มอนิกส์, ชนิดของการสูญเสีย และโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ฯลฯ ตัวประกอบนี้จะใช้เป็นตัวชี้คุณภาพของเทคนิค PWM ต่างๆ ซึ่งตัวชี้คุณภาพดังกล่าวนี้มีประโยชน์ในการนำไปเลือกชนิดของเทคนิค PWM แบบต่างๆ ซึ่งรวมไปถึงค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่น PWM เช่น ดัชนีการมอดูเลต, ความถี่สวิตชิง ฯลฯ ให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน และ แฟลคเตอร์การสูญเสียที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะอ้างอิงงานวิจัยของ J.M.D. Murphy และ M.G. Egen [1] ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 5.2.1. แฟลคเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในลวดตัวนำโดยไม่คิดผลของสกินเอฟเฟค

เทคนิค PWM ที่เหมาะสมควรมีผลการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ (Additional Harmonic Losses) ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ต่ำๆ ซึ่งการสูญเสียที่สำคัญคือการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในตัวนำ แต่ในที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Frequency) นั้นความต้านทานสเตเตอร์และ ความต้านทานโรเตอร์โดยปกติแล้วจะไม่นำมาคิดเมื่อเทียบกับลิกเกจรีแอคแตนซ์ (Leakage reactance:  $X$ ) ของมอเตอร์ และถ้าสามารถหาค่า  $X$  เป็นค่าต่อหน่วย (Per unit: pu) โดยคิดที่ค่าฐานของความถี่ฮาร์มอนิกส์ ( $k_n pu$ ) ดังนั้นสามารถหากระแสฮาร์มอนิกส์ได้ดังนี้

$$I_n = \frac{V_n}{nf_1 X} \quad (5.1)$$

ในขณะที่  $V_n$  คือค่าลำดับ ( $n_n$ ) แรงดันฮาร์มอนิกส์และ  $f_1$  คือค่าความถี่พื้นฐานต่อหน่วย (Fundamental frequency) และค่าลำดับการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในตัวนำ ( $n_n$  harmonic copper losses) คือ  $I_n^2 R_n$  เมื่อ  $R_n$  คือค่าความต้านทานของมอเตอร์ที่ลำดับฮาร์มอนิกส์  $k_n$  ดังนั้นค่าการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในตัวนำทั้งหมดสามารถหาได้โดย

$$P_{c,loss} = \sum_{n \neq 1} I_n^2 R_n = \frac{1}{X^2} \sum_{n \neq 1} \left( \frac{V_n}{nf_1} \right)^2 R_n \quad (5.2)$$

เมื่อ  $R_n$  สามารถสมมติให้เป็นค่าคงที่ไม่มีผลกระทบกับความถี่ (ไม่คิดผล skin effect) ดังนั้นการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในตัวนำจะเป็นสัดส่วนกับจำนวนต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sigma_1 = \sum_{n \neq 1} \left( \frac{V_n}{n f_1} \right)^2 \quad (5.3)$$

เมื่อ  $\sigma_1$  เป็นฟังก์ชันการสูญเสียซึ่งในทางอุดมคติจะมีค่าเป็นศูนย์และสามารถใช้เป็นตัวเปรียบเทียบการสูญเสียเนื่องมาจากฮาร์มอนิกส์ในตัวนำในกรณีที่ใช้เทคนิค PWM แตกต่างกันได้

รูปที่ 5.1-5.6 ได้ทำการเปรียบเทียบลักษณะการสูญเสีย  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดดูเลทรูปคลื่น PWM ทั้ง 5 แบบ (โดยใช้ความถี่สวิตซ์เดียวกันคือ 1 kHz) และรูปคลื่น six step ในย่านที่ครอบคลุมของแรงดันพินดาคาเมนทอลและความถี่พินดาคาเมนทอลซึ่งในกรณีของรูปคลื่น PWM นั้น จะมีการเปรียบเทียบสองวิธีในการรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ คือ การคงที่แรงดันเชื่อมโยงดีซีปรับค่าดัชนีมอดดูเลทและคงที่ค่าดัชนีมอดดูเลทปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี รูปที่ 5.1 คือ เทคนิค PWM แบบการมอดดูเลทแบบไซน์ และ เทคนิค PWM แบบการมอดดูเลทแบบไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม , เทคนิค PWM แบบการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ , เทคนิค PWM แบบการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมู , เทคนิค PWM แบบการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูยื่นซึ่งแสดงในรูปที่ 5.2-5.5 ตามลำดับ ส่วนในรูปที่ 5.6 เป็นการสูญเสียของรูปคลื่น Six Step ซึ่งมีการสูญเสียที่มากกว่าเทคนิค PWM ทุกๆแบบในทุกๆย่านการทำงาน ส่วนในแต่ละเทคนิคของรูปคลื่น PWM ในช่วงย่านแรงดันก่อน 0.6 pu นั้นเทคนิค PWM แบบสี่เหลี่ยมคางหมูมีการสูญเสียต่ำกว่าเทคนิคอื่นๆเล็กน้อยแต่ที่น่าสังเกตก็คือ ค่าการสูญเสียของรูปคลื่น PWM ที่ทำงานในโหมดการคงที่ค่าดัชนีมอดดูเลทปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี จะมีลักษณะเป็นเส้นตรง ส่วนในย่านการใช้งานก่อน 0.6 pu ของแรงดัน จะเห็นว่าการทำงานในโหมดของการคงที่ค่าดัชนีมอดดูเลทปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี จะมีค่าการสูญเสียน้อยกว่าการคงที่แรงดันเชื่อมโยงดีซี ปรับค่าดัชนีมอดดูเลท ในทุกๆเทคนิคการมอดดูเลทของรูปคลื่น PWM แต่ในย่านแรงดัน 0.9 pu ขึ้นไปจะมีการสูญเสียที่ใกล้เคียงกัน

ดังนั้นจากการศึกษาผลของการสูญเสียโดยใช้แฟกเตอร์การสูญเสียแสดงให้เห็นว่าการคงที่ค่าดัชนีมอดดูเลทปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี จะมีค่าการสูญเสียน้อยกว่าการคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยงดีซี ปรับค่ามอดดูเลทดัชนีในย่านการใช้งานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ต่ำๆหรือที่ค่าดัชนีการมอดดูเลทต่ำๆนั่นเองซึ่งจะแสดงรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

เมื่อทำการเปรียบเทียบกับการทำงานของ Six-Step ค่าฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  จะเป็นเส้นตรงขนานกับแกนนอนที่ค่าประมาณ  $2.15 \times 10^{-3}$  ซึ่งค่าคงที่  $\sigma_1$  ซึ่งครอบคลุมในย่านคงที่ของแรงดันต่อความถี่ (v/f) ซึ่งแสดงให้เห็นถึงข้อเท็จจริงในกรณีของ Six Step ที่มีค่า  $\sigma_1$  ไม่เปลี่ยนแปลงในขณะที่ความถี่เปลี่ยนซึ่งจะเห็นว่าความสัมพันธ์ขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ และการสูญเสียที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์นั้นไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งผลการทดลองนี้ได้แสดงถึงว่า SPWM (Sinusoidal PWM) กับอัตราส่วนของคลื่นพาหะเท่ากับ 9 หรือน้อยกว่านั้นจะไม่ได้ไปกว่า กับรูปคลื่น Six Step เมื่อเปรียบเทียบโดยใช้ฟังก์ชันการสูญเสียนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.2.2 แฟกเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในลวดตัวนำโดยคิดผลของสกินเอฟเฟค

ฟังก์ชันการสูญเสียในตัวนำเนื่องจากฮาร์มอนิกส์เมื่อคำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟค (Skin Effect) ในทางปฏิบัติผลของสกินเอฟเฟค นั้นจะมีผลต่อการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ โดยเฉพาะถ้ามอเตอร์ที่มีโรเตอร์แบบโครงสร้างดีฟบาร์ (deep-bar) เนื่องจากผลของ slot leakage ของการเหนี่ยวนำที่โรเตอร์จะลดลงเมื่อความถี่ลดลง แต่การเหนี่ยวนำด้านที่เกิดขึ้นทั้งหมดในการเหนี่ยวนำรู้ว่าไหลของมอเตอร์นั้นจะมีความสำคัญน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการเพิ่มขึ้นของความต้านทานโรเตอร์เนื่องจากผลของ skin effect ในกรณีที่ผ่านมาฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  นั้น ไม่ได้คำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟคซึ่งบางครั้งอาจจะไม่น่าเชื่อถือนักเมื่อนำมาใช้ในการเปรียบเทียบกับคลื่น PWM ชนิดต่างๆ ดังเช่น กรณีที่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 ขนาด 0.2 pu จะสามารถกำเนิดผลการสูญเสียได้เท่ากับฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 25 ขนาด 1 pu ซึ่งในความเป็นจริงแล้วมอเตอร์ จะมีผลต่อความต้านทานมากขึ้น เมื่อความถี่ฮาร์มอนิกส์สูงขึ้นเนื่องจากผลของ สกินเอฟเฟค ซึ่งจะส่งผลให้การสูญเสียในตัวนำมากขึ้น ดังนั้นฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  จะไม่เป็นที่ยอมรับโดยเฉพาะรูปคลื่นที่ความถี่สูงๆ

การเพิ่มขึ้นของความต้านทานเนื่องจากผลของสกินเอฟเฟค นั้นมีทั้งในสเตเตอร์ และโรเตอร์ แต่การเพิ่มขึ้นของการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์นั้นหลักๆจะอยู่ที่โรเตอร์ถ้า  $f_{2n}$  คือความถี่โรเตอร์ซึ่งมีความสอดคล้องกับลำดับของฮาร์มอนิกส์ ( $n_{th}$  Harmonic) และ ความต้านทานโรเตอร์  $R_{2n}$  ที่มีผลกับ Skin effect คือ

$$R_{2n} \sim \sqrt{f_{2n}} \quad (5.4)$$

สมมติให้มอเตอร์ทำงานใกล้กับความถี่ซิงโครนัส (Synchronous Speed)

$$f_{2n} = (n \pm 1)f_1 \cong nf_1 \quad (5.5)$$

ดังนั้น

$$R_{2n} \sim (nf_1)^{\frac{1}{2}} \quad (5.6)$$

การสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในตัวนำโรเตอร์คือ

$$P_{2loss} = \frac{1}{X^2} \sum_{n \neq 1} \left( \frac{V_n}{nf_1} \right)^2 R_{2n} \quad (5.7)$$

แทนค่า  $R_{2n}$  จากสมการ

$$R_{2n} \sim \sqrt{f_{2n}} \quad \text{จะได้}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sigma_2 = \sum_{n \neq 1} \frac{V_n^2}{(nf_1)^2} \quad (5.8)$$

รูปที่ 5.7-5.12 แสดงการพล็อตกราฟจากค่าฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_2$  สำหรับรูปคลื่น PWM ชนิดต่างๆ จะเห็นว่าเปอร์เซ็นต์การลดลงของการสูญเสียในเทคนิค PWM ทุกๆแบบ จะค่อยๆลดลงกว่าในรูปที่ 5.1-5.5 ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมูจะมีค่าการสูญเสียน้อยกว่าเทคนิคอื่นๆเล็กน้อยแต่ที่นำสังเกตก็คือ เมื่อนำผลของสกินเอฟเฟกต์มาพิจารณา จะทำให้คุณสมบัติการสูญเสียในตัวนำเปลี่ยนแปลงไปเช่น ในกรณีรูปคลื่นแบบ Six Step ในรูปที่ 5.12 จะมีการสูญเสียค่อยๆเพิ่มขึ้นตามแรงดันพินดามเมนทอลหรือกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นการเพิ่มขึ้นของแรงดันฮาร์มอนิกส์เพราะว่าแรงดันเชื่อมโยง ดีซี เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่อินเวอร์เตอร์สูงขึ้น ซึ่งพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงนี้จะมีลักษณะเหมือนกับเทคนิค PWM ในกรณีวิธีการคงที่ค่าดัชนีมอดูเลตปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซีจากกราฟนี้เป็นที่ยืนยันได้ว่าเทคนิค PWM แบบวิธีการคงที่ค่าดัชนีมอดูเลตปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซีจะมีการสูญเสียในตัวนำน้อยกว่าการคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยง ดีซีปรับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยเฉพาะในย่านความถี่อินเวอร์เตอร์ต่ำๆ (ต่ำกว่า 0.6 pu) ในทุกๆชนิดของเทคนิคการมอดูของรูปคลื่น PWM แต่ทั้งนี้ต้องมีการคำนวณให้เหมือนกับที่อธิบายไว้ข้างต้น

### 5.2.3 แพลกเตอร์การสูญเสียที่แทนการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากฮาร์มอนิกส์

การสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในแกนเหล็กนั้นเป็นสิ่งสำคัญเพราะจะมีผลต่อโครงสร้าง และวัสดุสารแม่เหล็กที่ใช้ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าและเป็นการยากที่จะทำการประเมินค่าของมันได้อย่างถูกต้อง จากการตรวจสอบทั้งในทางทฤษฎีและปฏิบัติสามารถยืนยันได้ว่าการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องมาจากโทมฮาร์มอนิกส์เมนฟลักซ์ (Time harmonic main flux) นั้นสามารถตัดทิ้งได้ [1,9] และการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากสเปซฮาร์มอนิกส์เมนฟลักซ์ (space harmonic flux) ก็น้อยเหมือนกัน แต่ผลฟลักซ์ของการรั่วไหลที่ขอบ (end-leakage flux) และฟลักซ์รั่วไหลจากการเอียงของสล็อต (skew-leakage flux) ซึ่งโดยทั่วไปจะทำให้เกิดผลของการสูญเสียแฝง (stray load loss ซึ่งบางครั้งก็สามารถผลิตการสูญเสียในแกนเหล็กได้มากพอที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆจนไม่สามารถตัดทิ้งได้ ถ้ามอเตอร์ที่เราใช้งานมีโรเตอร์แบบ สล็อตไม่เอียง (Unskewed) การสูญเสียที่เกิดจากการรั่วไหลที่ขอบ (end-leakage) จะสอดคล้องกับลำดับฮาร์มอนิกส์และเป็นสัดส่วนใกล้กับ  $I_n^2 (nf_1)$  และสามารถเขียนผลรวมของการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ที่ขอบ (end loss) ได้ดังนี้

$$P_{endloss} \sim \sum_{n \neq 1} (I_n)^2 n f_1 \quad (5.9)$$

ฟังก์ชันการสูญเสียฮาร์มอนิกที่ขอบ ที่มีความสำคัญกับการสูญเสียฮาร์มอนิกในแกนเหล็กสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\sigma_3 = \sum_{n \neq 1} \frac{V_n^2}{n f_1} \quad (5.10)$$

รูปที่ 5.13-5.18 แสดงการพล็อตกราฟของฟังก์ชันการสูญเสียสำหรับชนิดต่างๆ ของเทคนิค PWM ซึ่งจะเห็นว่า รูปคลื่น Six Step ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.18 จะมีการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยกว่ารูปคลื่น PWM ในทุกๆ เทคนิคการมอดูเลตส่วนในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่น PWM นั้นจะอยู่ในลักษณะเดียวกัน แต่เมื่อทำการเปรียบเทียบในเทคนิค PWM ด้วยกันแล้ว เทคนิค PWM แบบสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งแสดงในรูปที่ 5.16 จะมีการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยกว่าเทคนิคอื่นๆ เล็กน้อยทั้งนี้อาจจะเนื่องมาจากเทคนิคนี้ใช้แรงดันเชื่อมโยง ดีซี น้อยกว่า เทคนิคอื่นที่ ฟันดาเมนทอลเดียวกัน ส่วนรูปคลื่น PWM ที่ควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ซึ่งที่ใช้วิธีคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี ก็คงยังมีการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยกว่าวิธีการคงที่แรงดันเชื่อมโยง ดีซี ปรับค่าดัชนีการมอดูเลตในทุกย่านการทำงานจนถึงค่าดัชนีการมอดูเลตสูงสุดที่คงที่ไว้ในกรณีแรกจะทำให้มีการสูญเสียเกือบเท่ากัน แต่เมื่อทำการพิจารณาผลของการเอียงในสล็อตโรเตอร์ซึ่งจะทำให้เกิดฟลักซ์รั่วไหลจากการสล็อตเอียง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียแฝง และทำให้มีการสูญเสียในแกนเหล็กสูงขึ้นจึงสามารถประมาณค่าการสูญเสียได้ใหม่ดังนี้

การสูญเสียแฝง(Stray load ;SL) สามารถเขียนสมการทั่วไปได้คือ

$$P_{SL loss} \sim \sum_{n \neq 1} (I_n)^x (n f_1)^y \quad (5.11)$$

ในขณะที่สัมประสิทธิ์  $x$  และ  $y$  จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้า ซึ่งสามารถหาได้จากการทดลองหาการสูญเสียแฝง โดยรวมที่เกิดจากสาเหตุของฮาร์มอนิก ซึ่งในที่นี้จะใช้  $x=2$  และ  $y=1.5$  [9] ดังนั้นสามารถเขียนฟังก์ชันการสูญเสียได้เป็น

$$\sigma_4 = \sum_{n \neq 1} \frac{V_n^2}{(n f_1)^{0.5}} \quad (5.12)$$

ฟังก์ชันการสูญเสีย Stray load ( $\sigma_4$ ) ได้แสดงความสัมพันธ์ในรูปที่ 5.19-5.24 ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าพฤติกรรมของการสูญเสียจะมีลักษณะคล้ายกับแฟคเตอร์การสูญเสีย  $\sigma_3$  ซึ่งจะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยและจากการใช้แฟคเตอร์การสูญเสียเป็นตัวชี้วัดคุณภาพของรูปคลื่น PWM จะเห็นว่ารูปคลื่น PWM ที่ควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ซึ่งที่ใช้วิธีคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตปรับแรงดันเชื่อมโยงดีซี ก็คงยังมีการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยกว่าวิธีการคงที่แรงดัน

เชื่อมโยง ดีซี ปรับค่าดัชนีการมอดูเลทในทุกๆแฟลคเตอร์การสูญเสีย โดยเฉพาะการคงที่ที่ค่าดัชนีมอดูเลทไว้ที่ค่าสูงๆจะทำให้มีการสูญเสียต่ำเนื่องจากการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทไว้ที่ค่าสูงๆจะทำให้ค่าแรงดันเชื่อม โยงดีซีมีค่าต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่ใช้การเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลทเมื่อรักษาแรงดันพินคาเมนทอลเท่ากันซึ่งจะทำให้ค่าพีคของแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นต่ำลงไปด้วยจึงส่งผลให้การสูญเสียที่เกิดขึ้นน้อยกว่าการปรับค่าดัชนีการมอดูเลทโดยที่พฤติกรรมของแรงดันฮาร์โมนิกส์จะแสดงให้เห็นในบทต่อไปในรูปแบบของสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์

#### 5.2.4 ผลการสูญเสียของแฟลคเตอร์การสูญเสียเมื่อมีการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ ( $f_s$ )

ในรูปที่ 5.25 – 5.28 ได้แสดงผลของการสูญเสีย  $\sigma_1 - \sigma_4$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ จะเห็นว่าในทุกๆชนิดของแฟลคเตอร์การสูญเสียจะมีการสูญเสียลดลงเมื่อความถี่ในการสวิตช์สูงขึ้นแต่อัตราส่วนของการเพิ่มขึ้นของค่าการสูญเสียกับการลดลงของการสูญเสียจะไม่เท่ากัน ซึ่งจากรูปที่ 5.25-5.28 แสดงให้เห็นว่า การเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์จาก 1 kHz – 3 kHz อัตราส่วนการลดลงของการสูญเสียจะมีมากกว่า การเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์จาก 3 kHz – 5 kHz ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์ให้สูงมากๆ เพื่อที่จะทำให้การสูญเสียในมอเตอร์ลดลงนั้นต้องพิจารณาความเหมาะสมด้วย เพราะการเพิ่มความถี่สวิตช์ จะทำให้การสูญเสียในการสวิตช์สูงขึ้นด้วย และยังส่งผลถึงการออกแบบอุปกรณ์ก็ทำได้ยาก ซึ่งจะทำให้ระบบโดยรวมของอินเวอร์เตอร์ขาดความน่าเชื่อถือในด้านของเสถียรภาพการทำงาน

จะเห็นว่าสามารถใช้แฟลคเตอร์การสูญเสียมาใช้วิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณ PWM เพื่อเป็นการพิจารณาในการศึกษาการสูญเสียได้เหมือนกับในกรณีหัวข้อ 5.2.1-5.2.3

#### 5.2.5 ผลการสูญเสียของแฟลคเตอร์การสูญเสียเมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลท( $m_a$ )

ผลการสูญเสียของแฟลคเตอร์การสูญเสียเมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลทได้แสดงในรูปที่ 5.29 – 5.36 โดยที่มีการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์จาก 1 kHz – 3 kHz ด้วยซึ่งแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลทมีค่าสูงๆ จะทำให้ค่าการสูญเสียโดยรวมลดลงในทุกๆแฟลคเตอร์การสูญเสียและเมื่อทดลองปรับความถี่สวิตช์ให้สูงขึ้นกลไกของการสูญเสียก็ยังคงเดิมแต่จะมีการสูญเสียลดลง ดังนั้นในกรณีที่คงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทและปรับแรงดันเชื่อม โยงดีซีมีผลการสูญเสียลดลงเนื่องจากค่าแรงดันเชื่อม โยงดีซีลดลง และถ้าชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีการควบคุมความเร็วรอบโดยใช้เทคนิคการรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่แบบการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทไว้ที่ค่าสูงๆและปรับแรงดันเชื่อม โยงดี.ซี จะทำให้การสูญเสียในมอเตอร์ลดลงด้วย

### 5.2.6 ค่ากระแสสูงสุด (Peak Current)

การตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของค่ายอดกระแสที่การปรับเปลี่ยนตามฟังก์ชันของความถี่ ฟันดาเมนทอล สำหรับแต่ละรูปแบบของการมอดูเลทรูปคลื่น PWM ซึ่งทำโดยการสมมติว่า อินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสฟันดาเมนทอลที่ตัวประกอบกำลัง 0.85 ล้าหลังในทุกๆ ย่านของการคงที่ อัตราส่วนแรงดันและความถี่ และค่าลิกเกจรีเอกเทนซ์ของมอเตอร์คือ 0.15 pu ที่ค่าฐานความถี่ ซึ่งผลของค่าพีคของกระแส  $I_{max}$  จะแสดงค่าเป็น pu กับค่าของกระแสพีคฟันดาเมนทอลที่ค่าฐานของมันเอง โดยที่ภายใต้เงื่อนไขอินเวอร์เตอร์แบบ six step จะมีค่ากระแสพีคเท่ากับ 1.32 pu สำหรับแต่ละเทคนิคของรูปคลื่น PWM ซึ่งค่าของฟังก์ชันการสูญเสียจะแสดงถึงค่ากระแสพีคได้กล่าวคือ ถ้าค่าฟังก์ชันการสูญเสียน้อยก็จะมีค่ากระแสพีคน้อยไปด้วย และเป็นที่ยืนยันอีกครั้งในรูปที่ 5.4 และ 5.5 เทคนิค PWM แบบคางหมูและคางหมูยื่น ที่ค่าความถี่ฐานเท่ากับ 0.6 จะมีสมรรถนะดีที่สุดเมื่อเทียบกับเทคนิค PWM อื่นๆ

### 5.2.7 การสั่นของแรงบิด (Pulsating Torque)

แรงบิดกระเพื่อมความถี่ต่ำ (Low-frequency pulsating torque) คือสาเหตุของการเสียหาย เนื่องจากการหมุนที่ความเร็วรอบต่ำของมอเตอร์กระแสสลับ ซึ่งจากคุณสมบัติของเทคนิค PWM นั้นแรงบิด cogging ที่ความถี่ต่ำสามารถที่จะจำกัดได้ดังที่ได้แสดงไว้ข้างต้นของค่าแอมพลิจูดขนาดใหญ่ ในแรงบิดฮาร์มอนิกความถี่สูง (Large-amplitude high-frequency torque harmonic) ซึ่งกรณีนี้จะเป็นข้อดีถ้าความถี่ที่ทำให้แรงบิดกระเพื่อมเกิดการหมุนเป็นเส้นตรงเรโซแนนซ์ที่ก้านเพลลาของมอเตอร์ในการเปรียบเทียบชนิดเทคนิค PWM โดยการทำงานการหมุนของมอเตอร์ ที่ความถี่ต่ำนั้น นัยสำคัญของแรงบิดกระเพื่อมนั้นสามารถคำนวณได้ในแต่ละพัลส์ของรูปคลื่น PWM สามารถทำได้โดยการขยายของแรงบิดฮาร์มอนิกที่เป็นผลเนื่องมาจากการหมุนของโรเตอร์ที่ไม่ถูกทิศทาง (rotor speed fluctuation) และไม่นำผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเชื่อม โยง ดี.ซี. มาพิจารณา

มันเป็นที่ยืนยันคืออยู่แล้วว่าแรงบิดกระเพื่อมเนื่องจากฮาร์มอนิกนั้นเกิดจากปฏิกิริยาของฮาร์มอนิกสฟลักซ์ในช่องอากาศ กับกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในโรเตอร์นั้นมีลำดับฮาร์มอนิกที่แตกต่างกัน ระบบของฟลักซ์ในช่องว่างอากาศที่ความถี่ฮาร์มอนิกนั้นมีขนาดน้อยมาก และแรงบิดต่ำนั้นเกิดขึ้นมาจากปฏิกิริยาของฟลักซ์ในช่องว่างอากาศกับกระแสฮาร์มอนิกในโรเตอร์  $I_n$  ซึ่งมีผลกับฟลักซ์ฟันดาเมนทอลกับการเกิดแรงบิดกระเพื่อม ดังความสัมพันธ์เป็นหน่วยเปอร์ยูนิตดังนี้

$$T_{n\pm 1} = \phi_1 I_n \quad (13)$$

แรงบิดฮาร์มอนิกในลำดับที่  $(n+1)$  สำหรับกระแสโรเตอร์ที่ negative sequence และลำดับที่  $(k-1)$  สำหรับกระแสโรเตอร์เป็น positive sequence ซึ่งค่าฐานของแรงบิด 1 เปอร์ยูนิต จะสอดคล้องกับฟลักซ์ฟันดาเมนทอลในช่องว่างอากาศ 1 เปอร์ยูนิต และกระแสฟันดาเมนทอลที่ตัวประกอบกำลัง

เท่ากับหนึ่ง ดังนั้นค่านี้จะใหญ่กว่าค่าแรงบิดของมอเตอร์ แทนค่า  $\left( I_n = \frac{V_n}{nf_1 X} \right)$  ใน

$$(T_{n\pm 1} = \phi_1 I_n)$$

จะได้แรงบิดแอมพลิจูดฮาร์มอนิกมีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์คือ

$$\left( T_{n\pm 1} = \frac{\phi \sqrt{n}}{nf_1 X} \right) \quad (14)$$

องค์ประกอบของแรงบิดกระเพื่อมสามารถคำนวณได้ตามสมการข้างต้น มอเตอร์ทำงาน 0.2 pu ความถี่พินดามเมนทอลและแรงดันได้ทำการสมมติขึ้น ในขณะที่ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำมี ลีเกจรีแอกแตนซ์เท่ากับ 0.5 pu

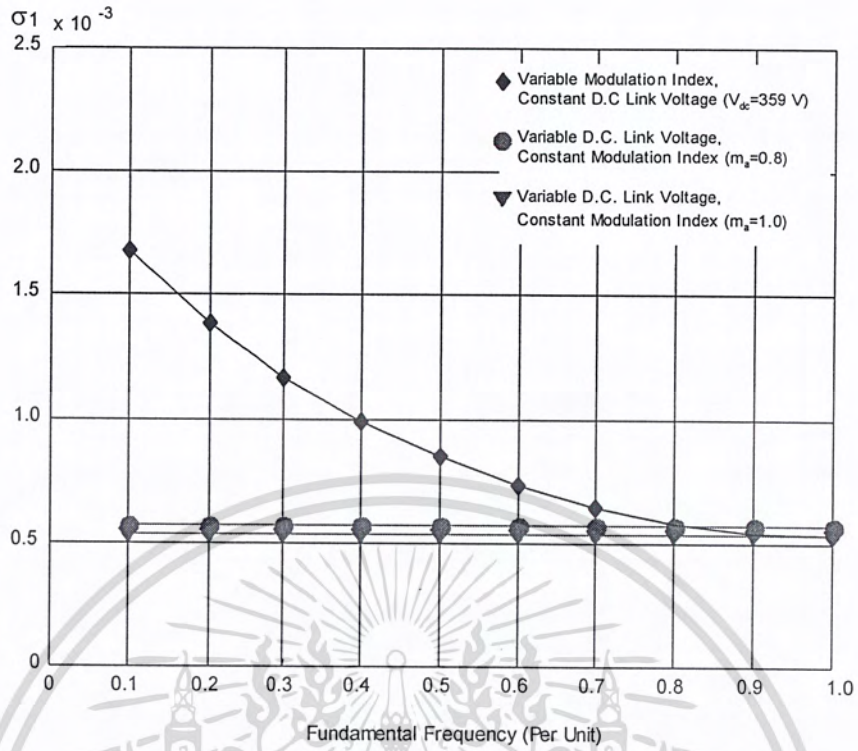
รูปคลื่น SPWM กับความถี่พาหะมีอัตราส่วน  $P$  เป็นคุณลักษณะโดย large-amplitude voltage harmonic ที่  $(P\pm 2)$  และ  $(2P\pm 2)$  คู่กับความถี่หลัก [1] ลำดับฮาร์มอนิกที่  $(P-2)$  และ  $(2P+1)$  นั้นเป็น positive sequence ในขณะที่ลำดับฮาร์มอนิกที่  $(P+2)$  และ  $(2P-1)$  จะเป็น negative sequence ซึ่งฮาร์มอนิกลำดับที่  $(2P\pm 1)$  นั้นเป็นตัวกำเนิดแรงบิดกระเพื่อมที่  $2P$  ของความถี่พินดามเมนทอล ซึ่งองค์ประกอบของแรงบิด 2 ตัวนี้ จะเสมือนว่าอินเฟกกัน ดังนั้น ในส่วนของแรงบิดฮันท์ติ้ง (hunting) จะเกิดที่ลำดับฮาร์มอนิกที่  $2P$

### 5.3 สรุป

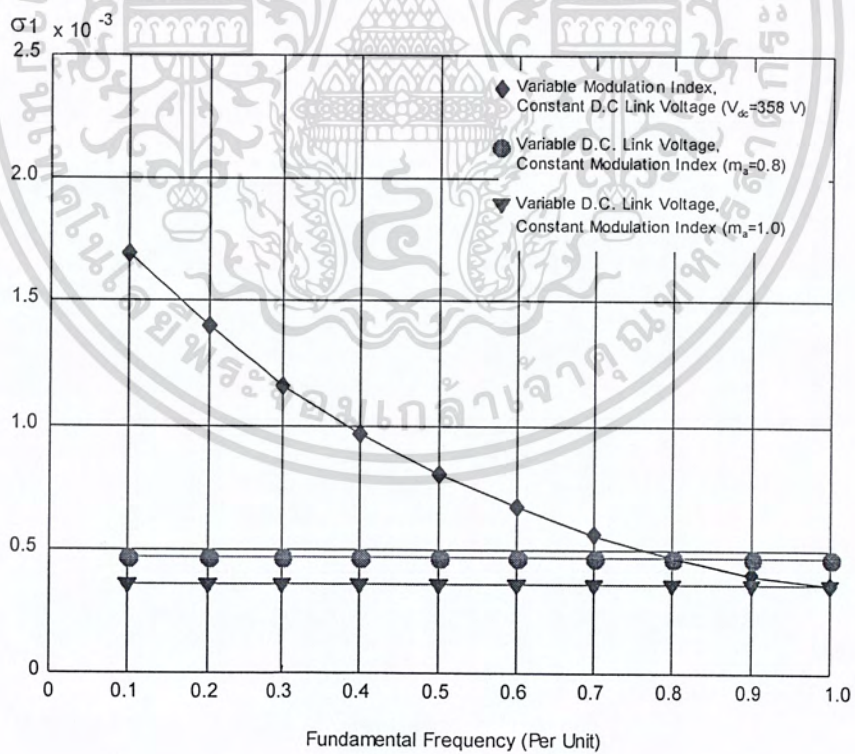
1. ในบทนี้ ได้ใช้ฟังก์ชันการสูญเสียเป็นตัวประเมินและชี้วัดคุณภาพเพื่อทำการเปรียบเทียบคุณภาพของสัญญาณ PWM ชนิดต่างๆ โดยคำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกในมอเตอร์ ฟังก์ชันการสูญเสียได้เริ่มหาจากการสูญเสียฮาร์มอนิกในตัวนำ (ประกอบด้วยคิตและไมคิตผลของสกินเอฟเฟกต์), การสูญเสียฮาร์มอนิกในการรั่วไหลที่ขบ และการสูญเสียฮาร์มอนิกแฝง
2. ฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  นั้นเป็นการแสดงถึงการชี้วัดคุณภาพของรูปคลื่น PWM โดยทั่วไปโดยการคำนึงถึง การสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิก ถึงแม้ว่าในความเป็นจริงนั้นฟังก์ชันการสูญเสียนี้พิจารณาผลพื้นฐานเฉพาะการสูญเสียฮาร์มอนิกในตัวนำและไม่คำนึงถึงผลของ Skin effect ซึ่งถ้าฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  มีค่ามากนั้นจะแสดงถึงว่าค่ากระแสฟลักก็มีความสูงมากขึ้นด้วย ซึ่งเราสามารถนำฟังก์ชันการสูญเสียนีมาพิจารณาเลือกชนิดของเทคนิค PWM ที่เหมาะสมได้ในทุกๆ ยานการทำงานของมอเตอร์ (V/f) โดยไม่ต้องทราบค่าพารามิเตอร์เฉพาะของมอเตอร์แต่ละตัว และถ้าเทคนิคการกำเนิดสัญญาณ PWM ชนิดใดมีค่าฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  ต่ำแล้วก็จะมีผลดีสำหรับการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกโดยรวม และกระแสฟลักด้วย
3. การเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์ให้สูงมากๆ เพื่อที่จะทำให้การสูญเสียในมอเตอร์ลดลงนั้น ต้องพิจารณาความเหมาะสมด้วย เพราะการเพิ่มความถี่สวิตช์ จะทำให้การสูญเสียในการสวิตช์สูงขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูงๆ จะทำให้ค่าการสูญเสียโดยรวมลดลงในทุกๆ แพลตฟอร์มการสูญเสียและเมื่อทดลองปรับความถี่สวิตช์ให้สูงขึ้นกลไกของการสูญเสียก็ยังคงเดิมแต่จะมีการสูญเสียลดลง
5. สำหรับการทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่พินดามเมนทอลต่ำและความถี่สวิตช์สูงนั้นเทคนิค PWM ทุกๆแบบนั้นมีคุณภาพเป็นที่น่าพอใจมาก แต่รูปคลื่น PWM ที่ควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่โดยใช้วิธีคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตปรับแรงดันเชื่อมโยงดิซี จะมีแพลตฟอร์มการสูญเสียในทั้ง 4 แบบน้อยกว่าวิธีการคงที่แรงดันเชื่อมโยง ดิซี ปรับค่าดัชนีการมอดูเลตในทุกๆแพลตฟอร์มการสูญเสีย โดยเฉพาะการคงที่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าสูงๆจะทำให้มีการสูญเสียต่ำเนื่องจากการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าสูงๆจะทำให้ค่าแรงดันเชื่อม โยงดิซีมีค่าต่ำซึ่งจากประเด็นการศึกษาจะบ่งบอกถึงการคำนึงถึงการสูญเสียในแพลตฟอร์มต่างๆมากขึ้นเนื่องจากการสูญเสียของรูปคลื่น PWM นั้นจะไม่เหมือนกับแหล่งจ่ายแบบไซน์ ยกตัวอย่างเช่น ในแหล่งจ่ายแบบไซน์จะมองว่าค่าการสูญเสียในแกนเหล็กนั้นมีค่าคงที่แต่จากการศึกษานี้แสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กจะไม่มีค่าคงที่ที่จะเปลี่ยนแปลงตามค่าดัชนีการมอดูเลต และ ความถี่สวิตช์ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า มอเตอร์ที่มีขายอยู่ทั่วไปจะมีการสูญเสียมากขึ้นเมื่อถูกป้อนด้วยอินเวอร์เตอร์หรือ เทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่จะต้องเปลี่ยนจากการคงที่แรงดันเชื่อม โยง ดิซีปรับค่าดัชนีการมอดูเลตมาเป็นการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าสูงๆและปรับแรงดันเชื่อมโยง ดิซี เพื่อรักษาอัตราส่วนดังกล่าว แต่ก็จะมีข้อเสียแรงการควบคุมเพราะจะต้องควบคุมสองแห่งซึ่งอาจจะเกิดปัญหาด้านการตอบสนองทางไดนามิกได้ ในการใช้งานจริงนั้นเทคนิคของ PWM นั้นจะไม่ค่อยสำคัญนักในการเพิ่มประสิทธิภาพ
6. เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้น จำนวนการสวิตช์ต่อหนึ่งไซเคิลต้องลดลงด้วยเพื่อหลีกเลี่ยงจำนวนที่เกิดของการคอมมิวเตชัน (Commutation) ต่อหนึ่งไซเคิล และจะค่อยเปลี่ยนเป็นการทำงานในย่านของกึ่งสี่เหลี่ยม ที่ค่าฐานของความถี่ และในสถานะความเร็วรอบสูงนี้ เทคนิค PWM แบบสเปซเวกเตอร์และสี่เหลี่ยมคางหมู นั้นจะมีคุณภาพดีกว่าเทคนิค PWM แบบไซน์ เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในมอเตอร์ และกระแสฟีด
7. เทคนิค PWM ที่มีมีการเปลี่ยนย่านทำงานเข้าสู่การทำงานแบบกึ่งสี่เหลี่ยมที่ต้นๆนั้น ต้องมีความระมัดระวังในการเลือกเทคนิค ของสัญญาณ PWM ต่างๆ ซึ่งในขณะที่ปัจจุบันเทคนิคของอนาล็อก และ ดิจิตอล เข้ามามีบทบาทมากในการกำเนิดสัญญาณ PWM ชนิดต่างๆ เพราะความเร็วในการทำงานของ ดิจิตอล เอง ดังนั้นการเลือกชนิดของ PWM ผิดก็มีการสูญเสียฮาร์มอนิกส์สูงและทำให้มอเตอร์เกิดความร้อนเร็วขึ้นซึ่งในกรณีนี้ สามารถใช้ฟังก์ชันการสูญเสีย  $\sigma_1$  เป็นตัวตรวจสอบคุณภาพของสัญญาณ PWM ได้ เพื่อการเลือกใช้สัญญาณ PWM ที่ถูกต้อง

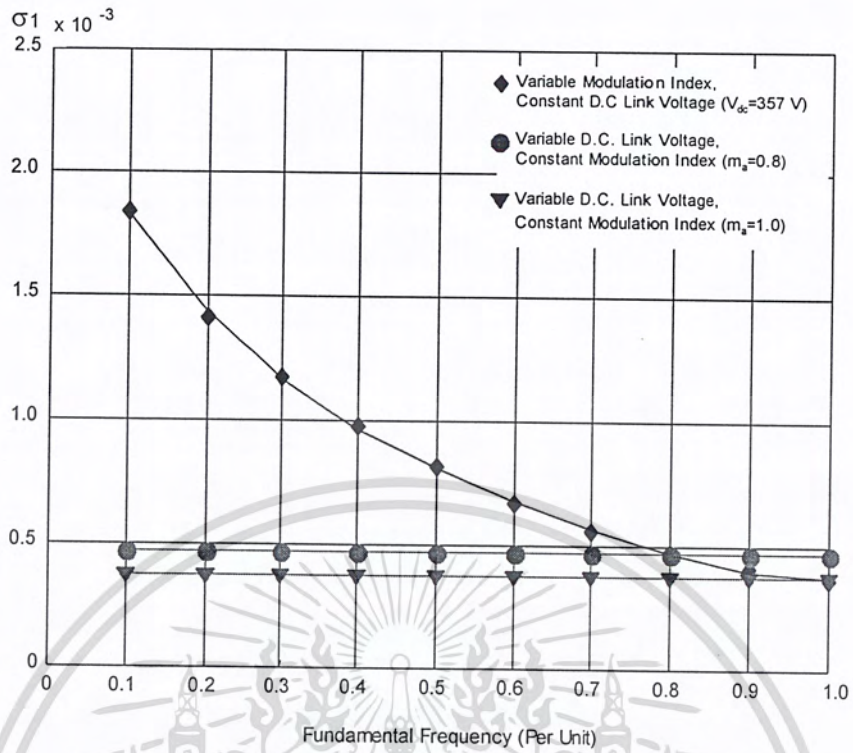


รูปที่ 5.1 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์

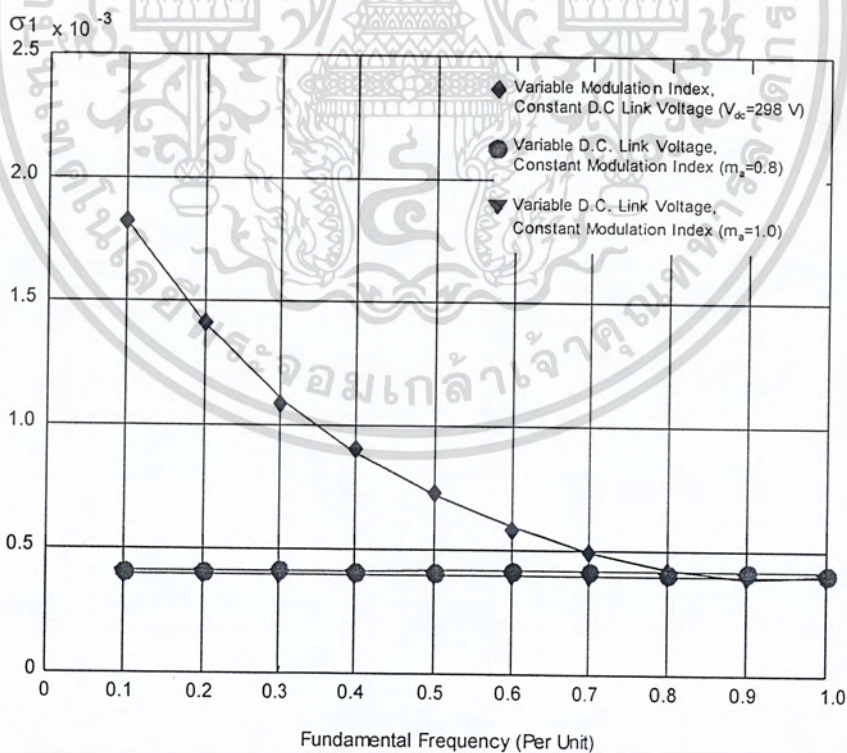


รูปที่ 5.2 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

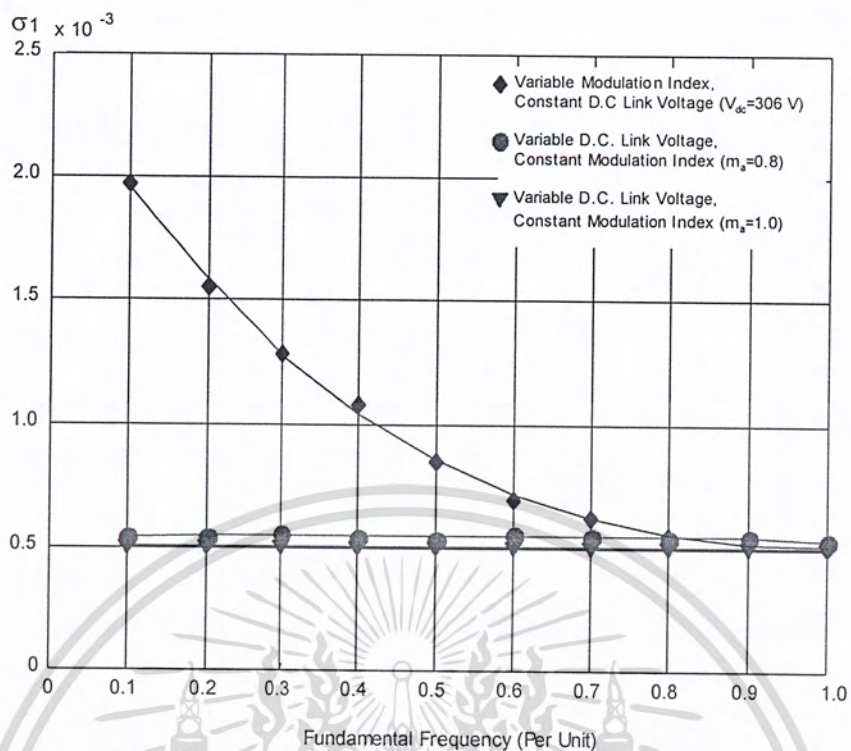


รูปที่ 5.3 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

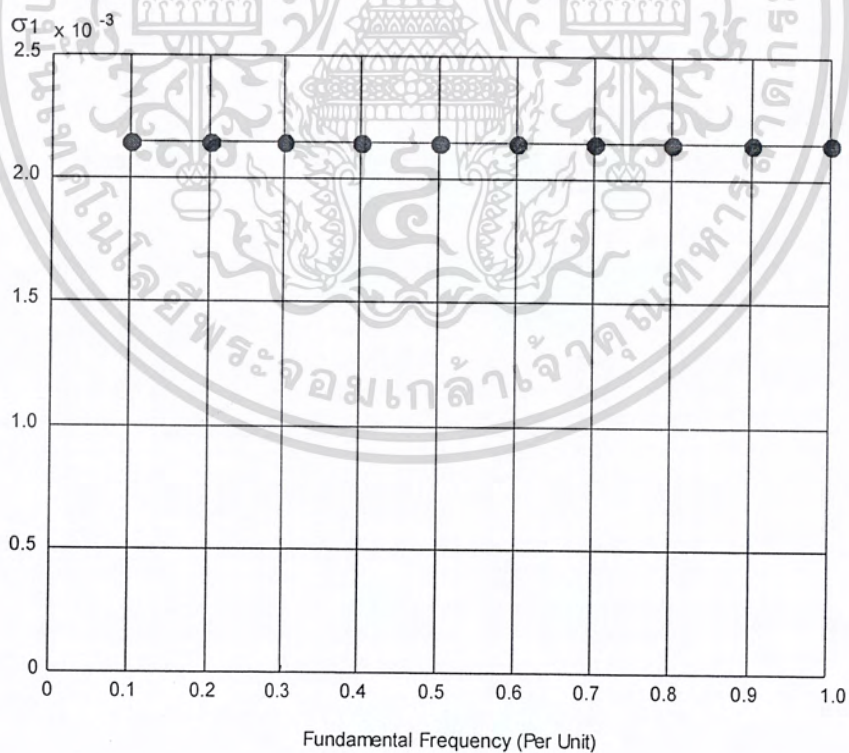


รูปที่ 5.4 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

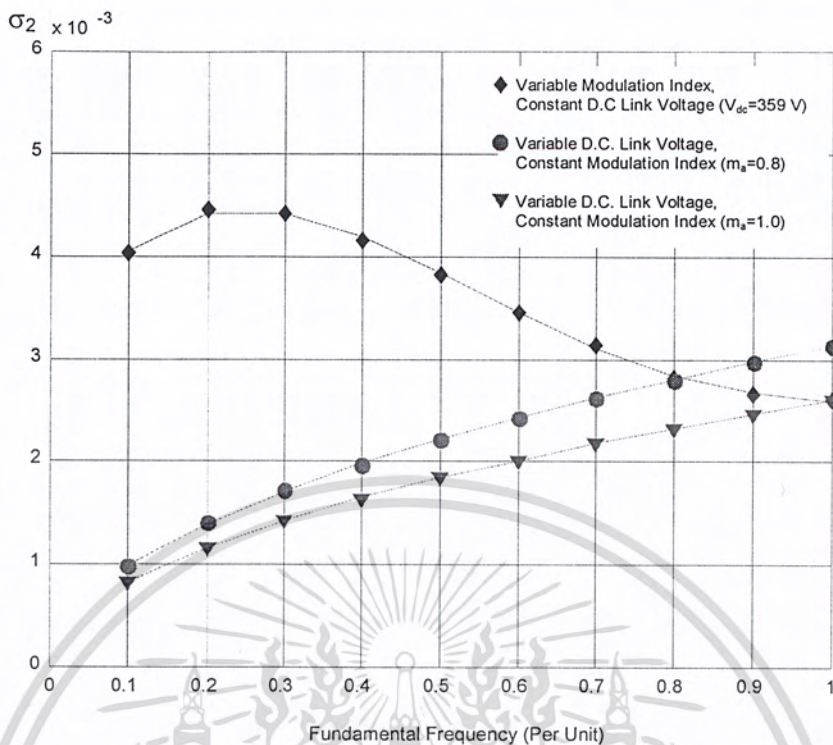


รูปที่ 5.5 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขึ้น

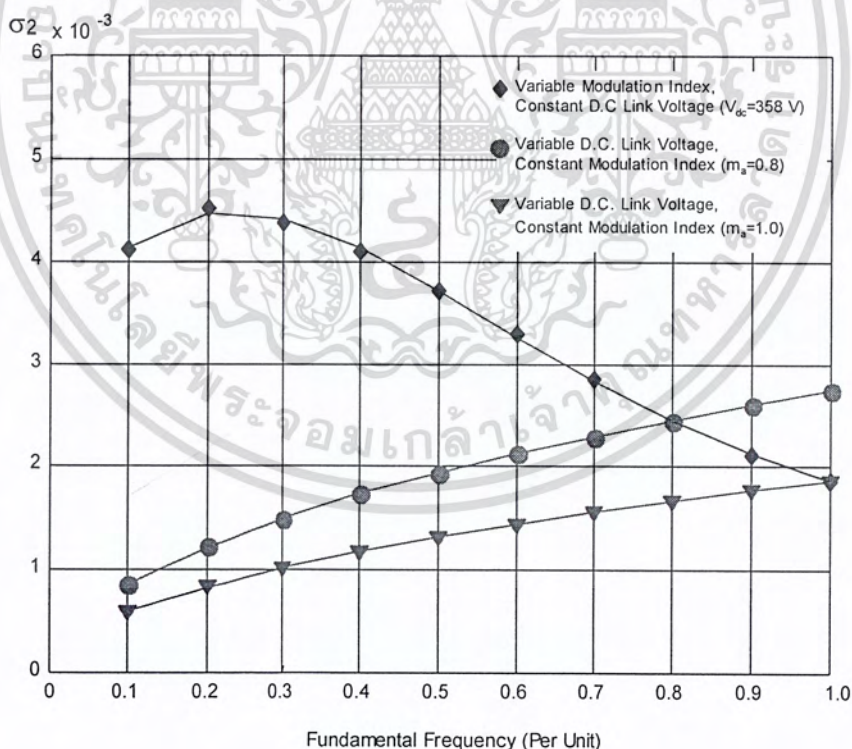


รูปที่ 5.6 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบกึ่งสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

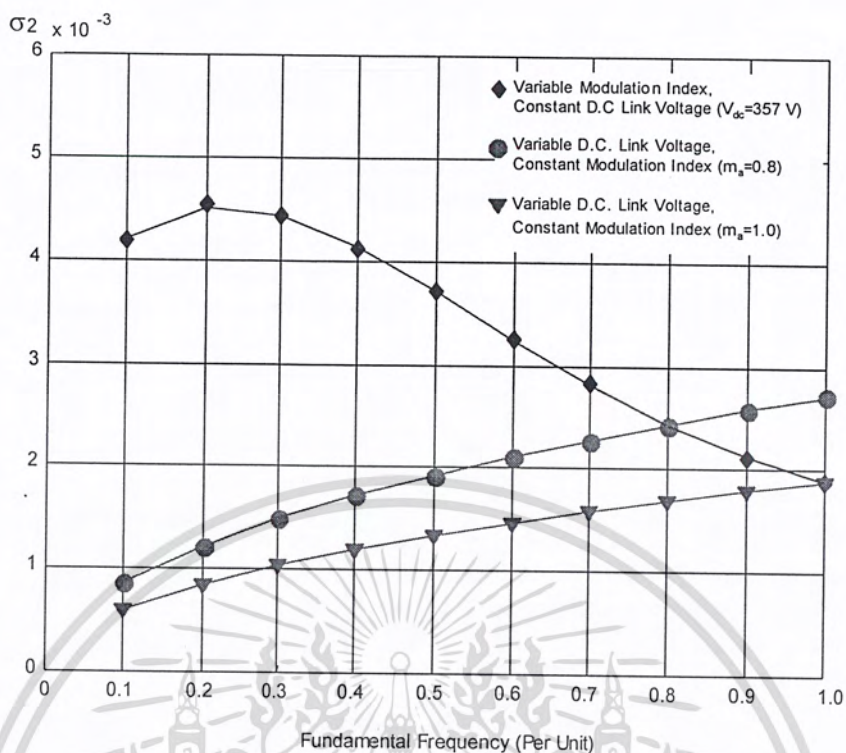


รูปที่ 5.7 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์

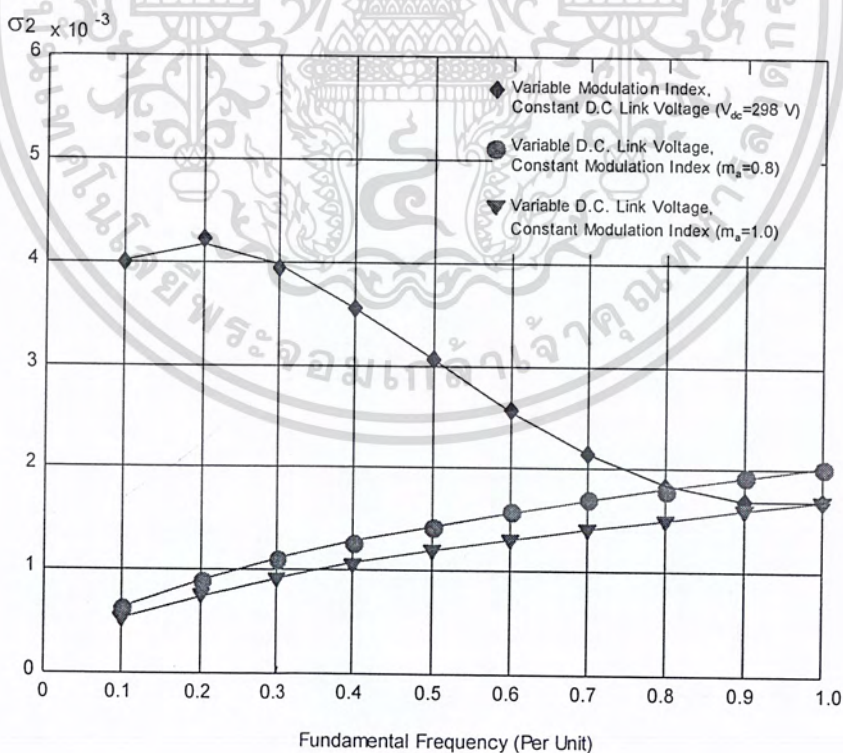


รูปที่ 5.8 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์รวมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

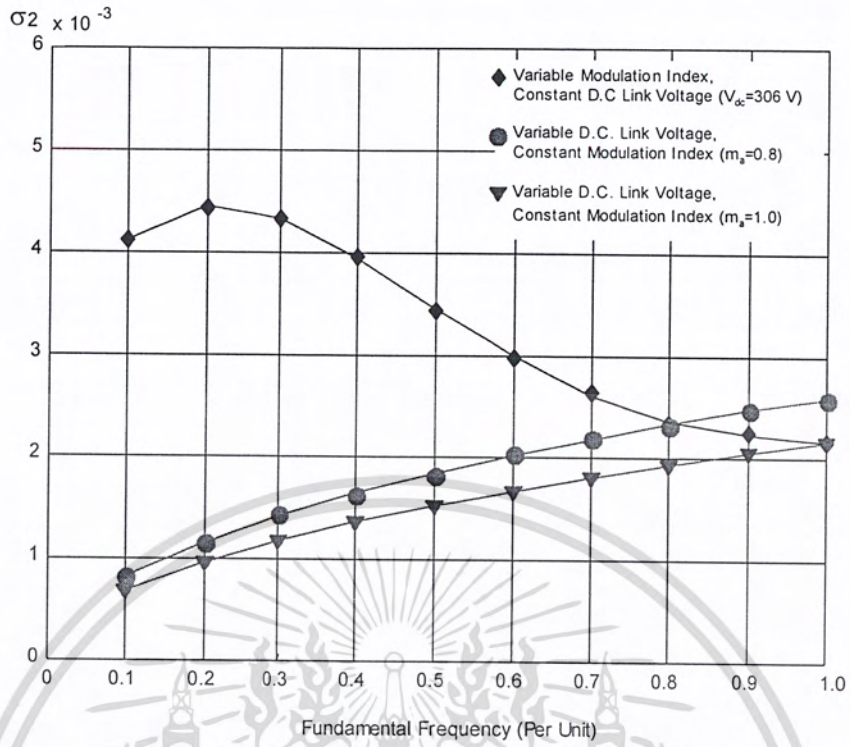


รูปที่ 5.9 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

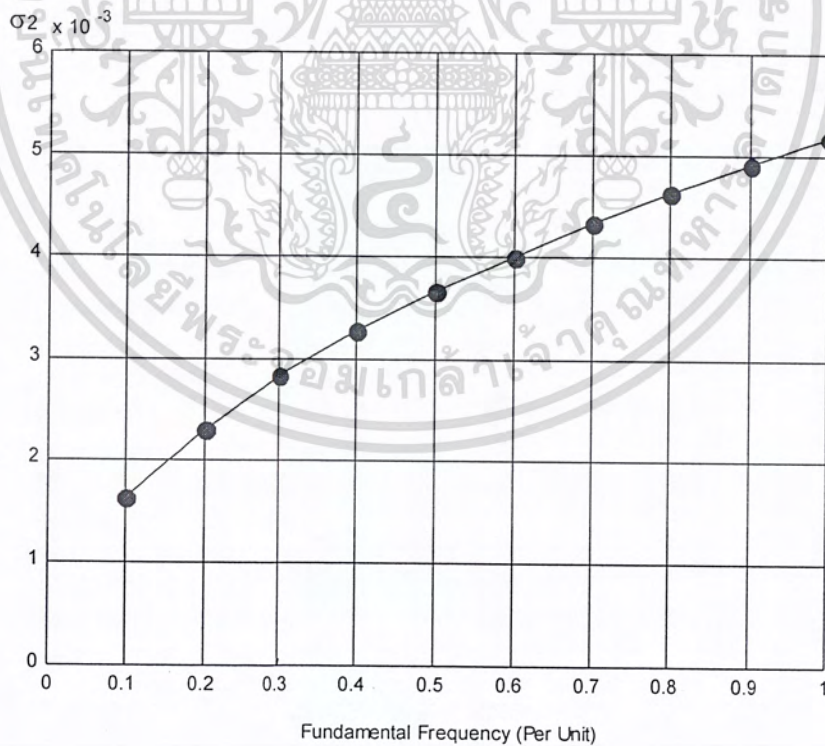


รูปที่ 5.10 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

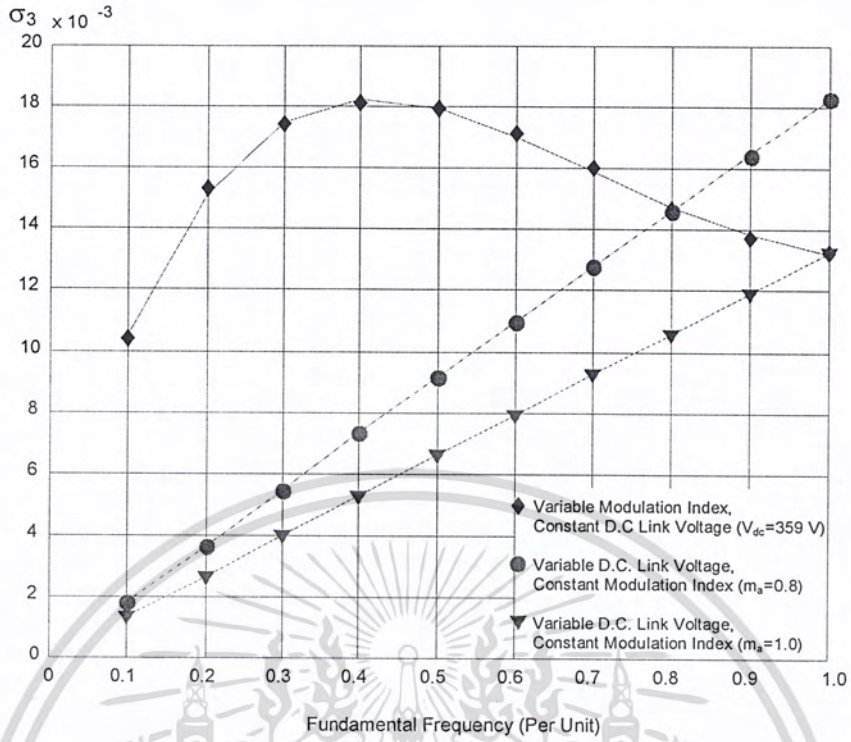


รูปที่ 5.11 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขึ้น

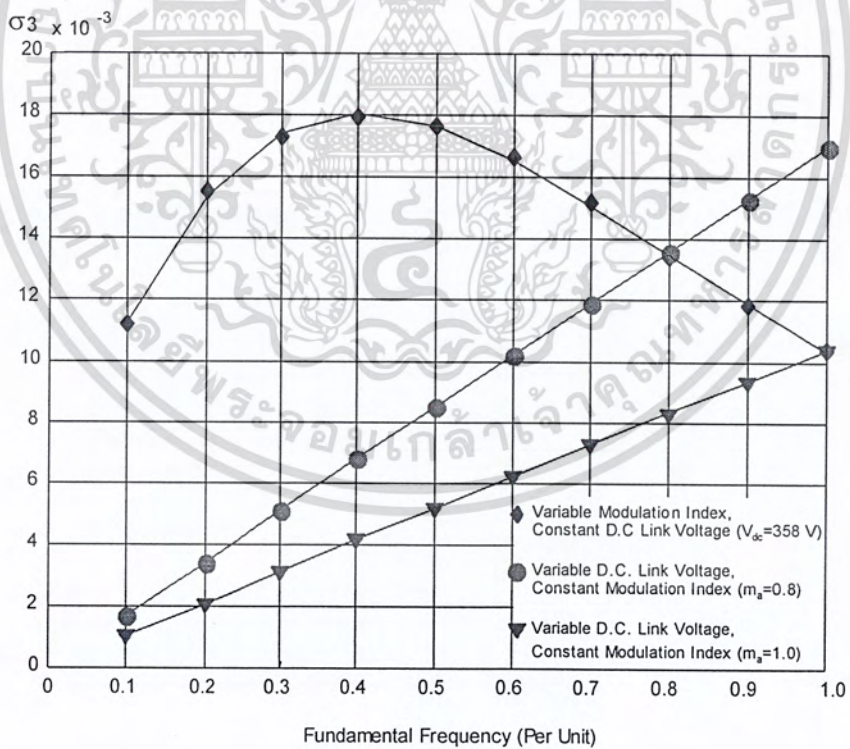


รูปที่ 5.12 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  ของเทคนิคการมอดูเลทแบบกึ่งสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

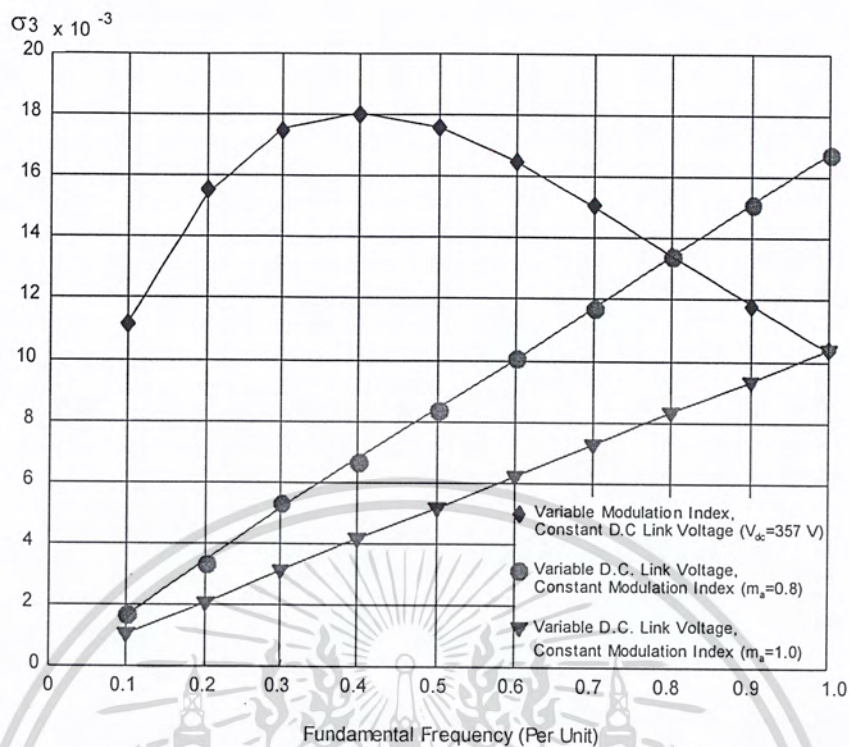


รูปที่ 5.13 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์

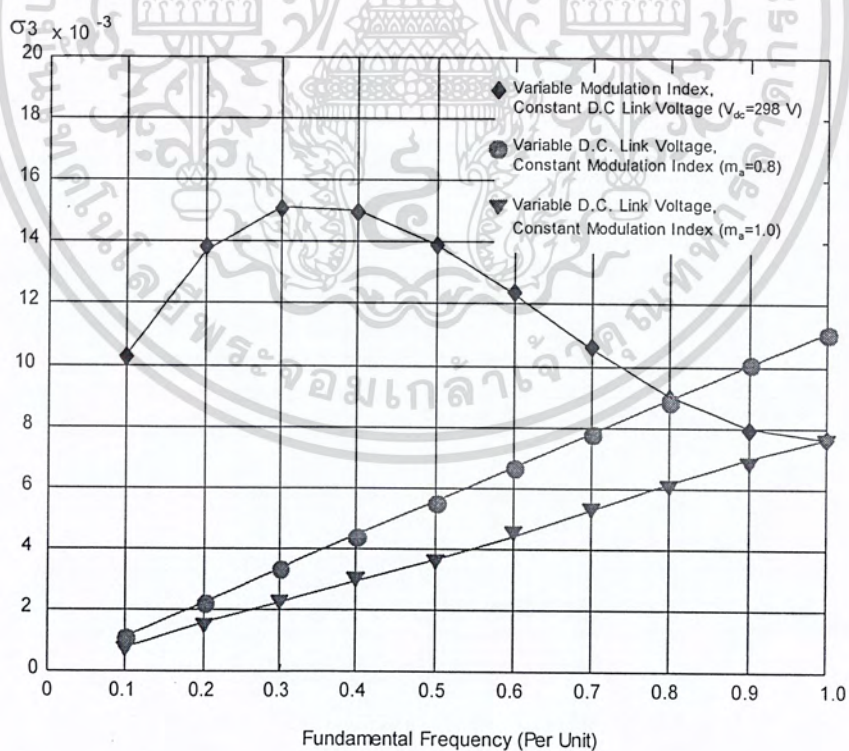


รูปที่ 5.14 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์  
รวมกับฮาร์โมนิกส์ที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

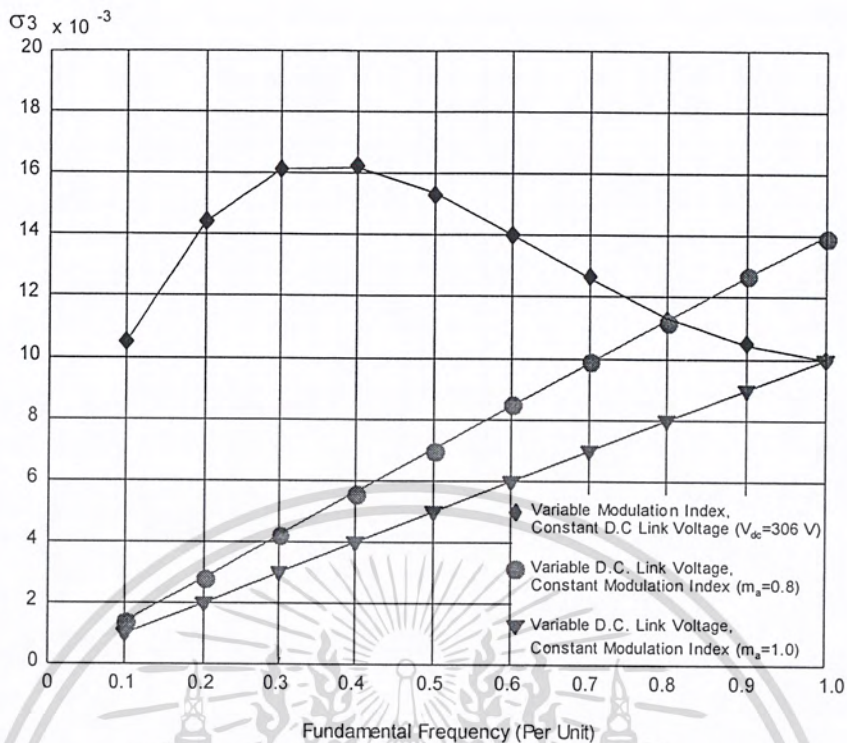


รูปที่ 5.15 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

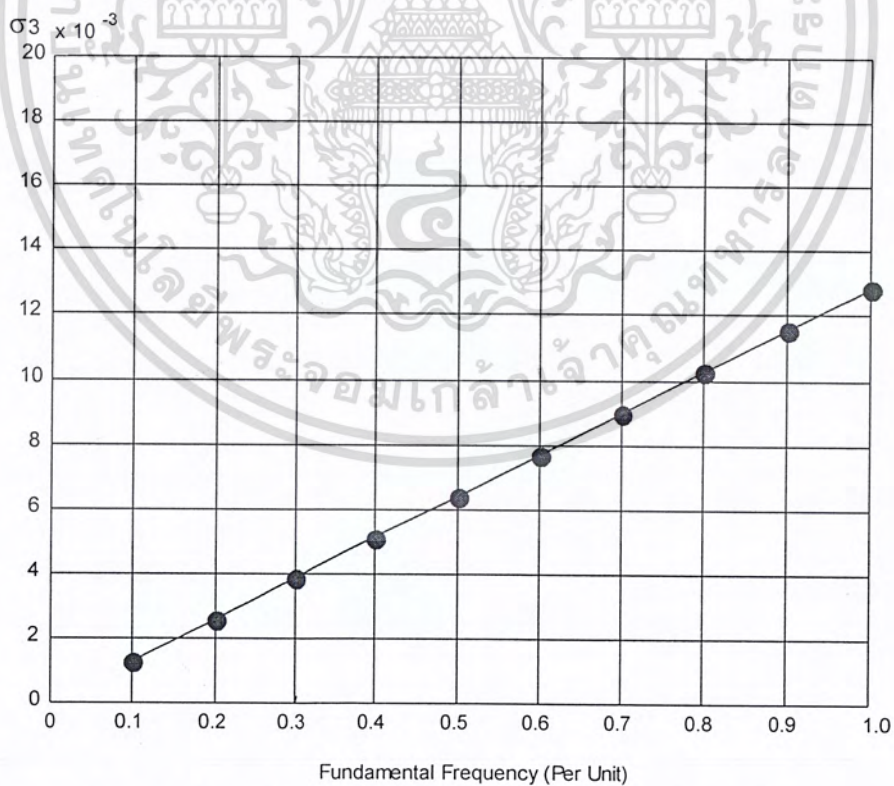


รูปที่ 5.16 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

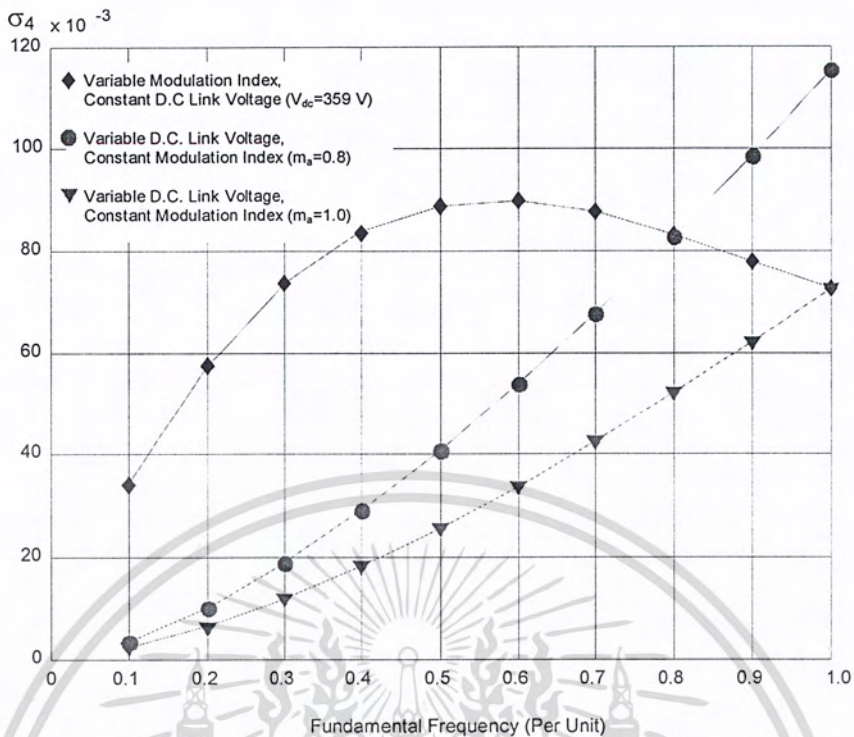


รูปที่ 5.17 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

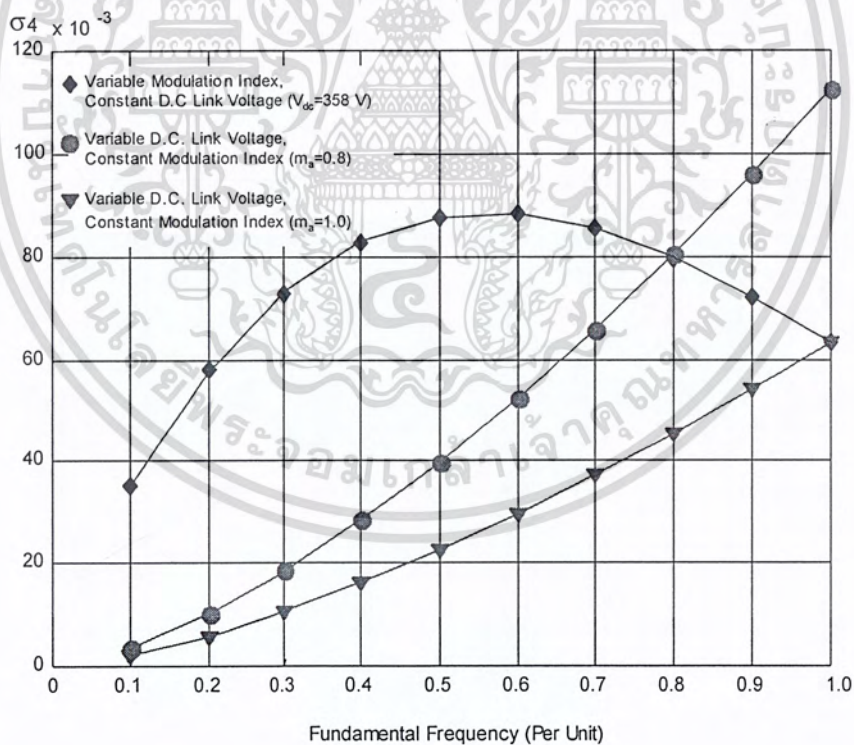


รูปที่ 5.18 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบกึ่งสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

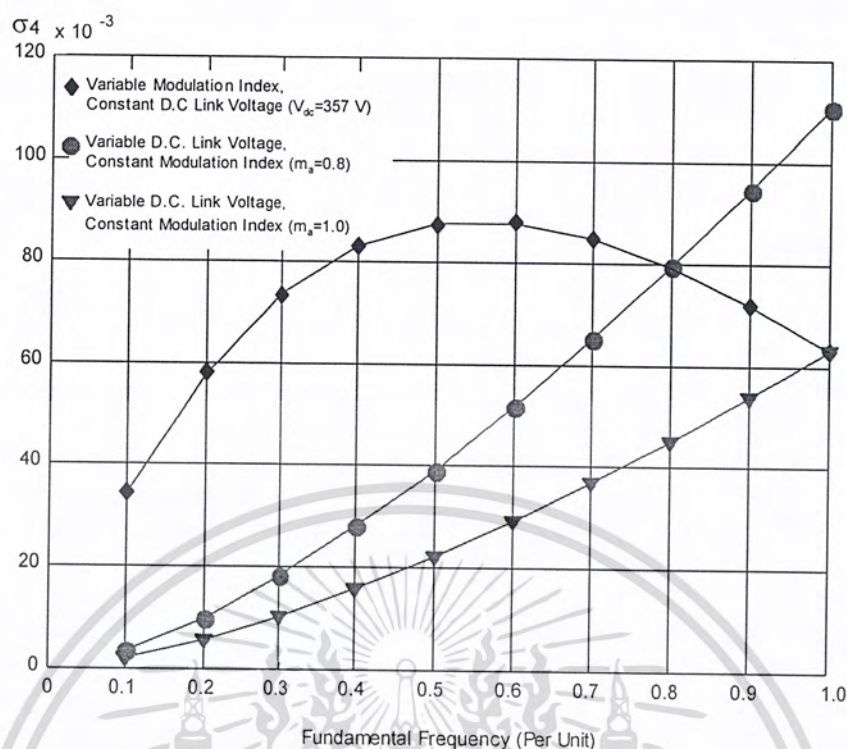


รูปที่ 5.19 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์

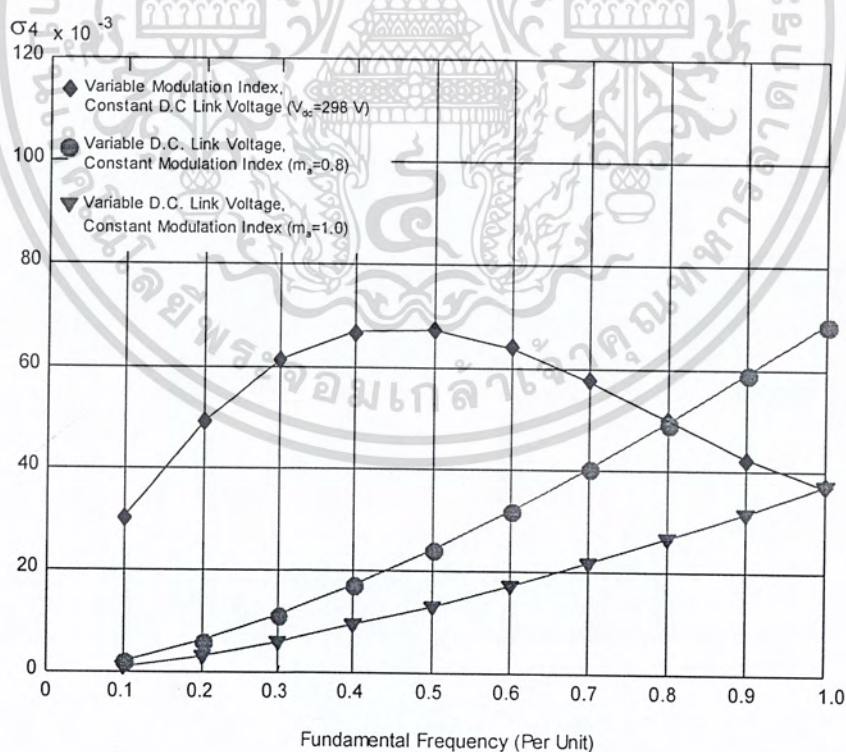


รูปที่ 5.20 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกส์ที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

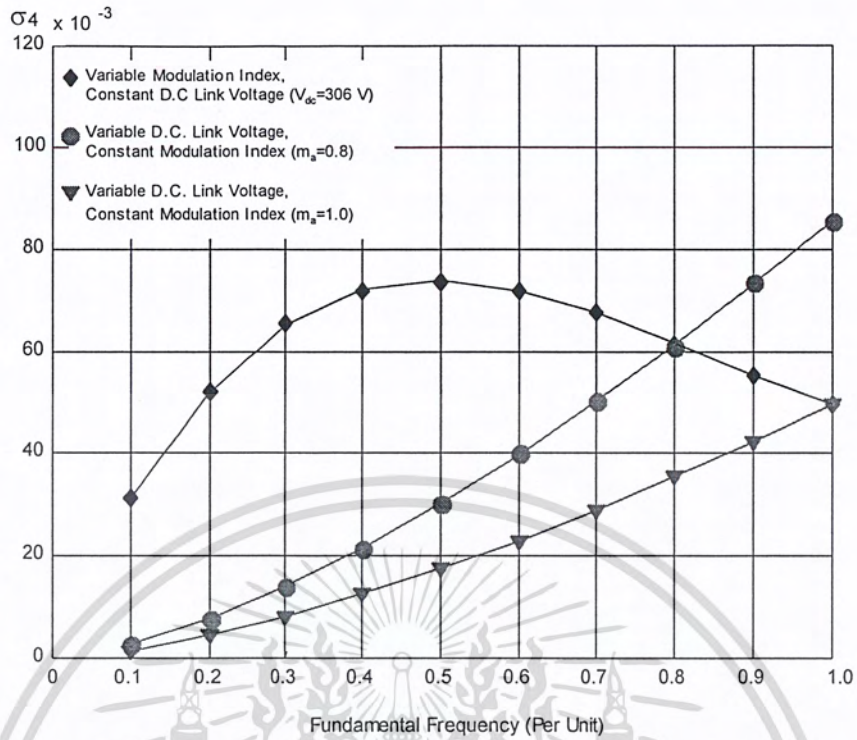


รูปที่ 5.21 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

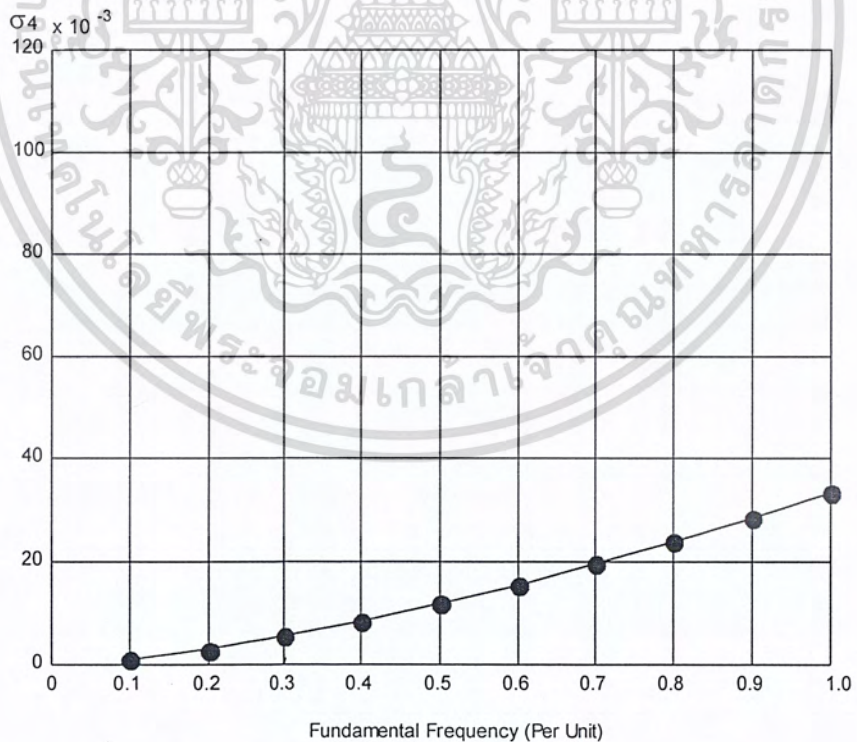


รูปที่ 5.22 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดูเลตแบบสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

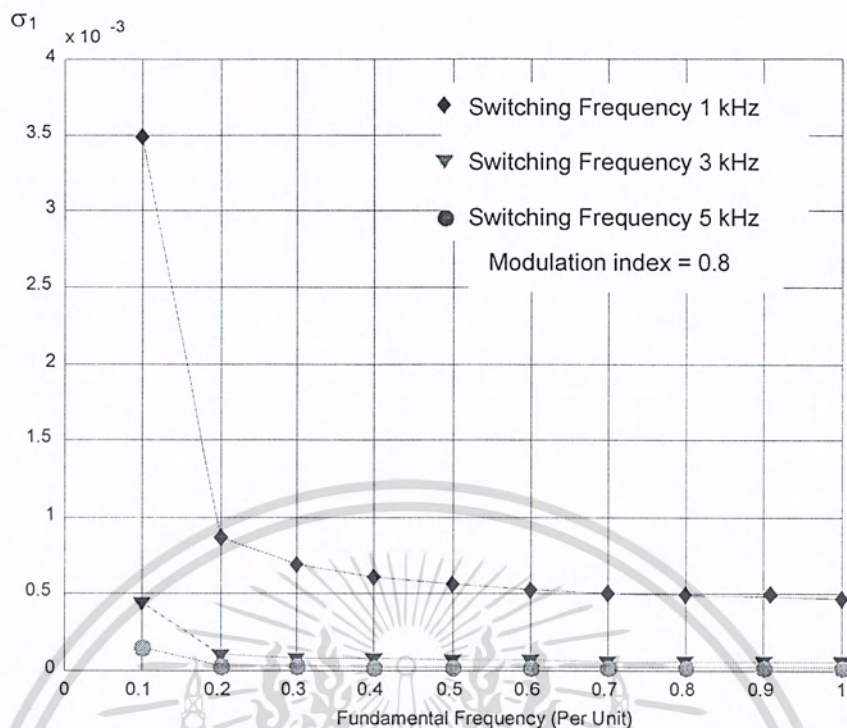


รูปที่ 5.23 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบสี่เหลี่ยมคางหมูขึ้น

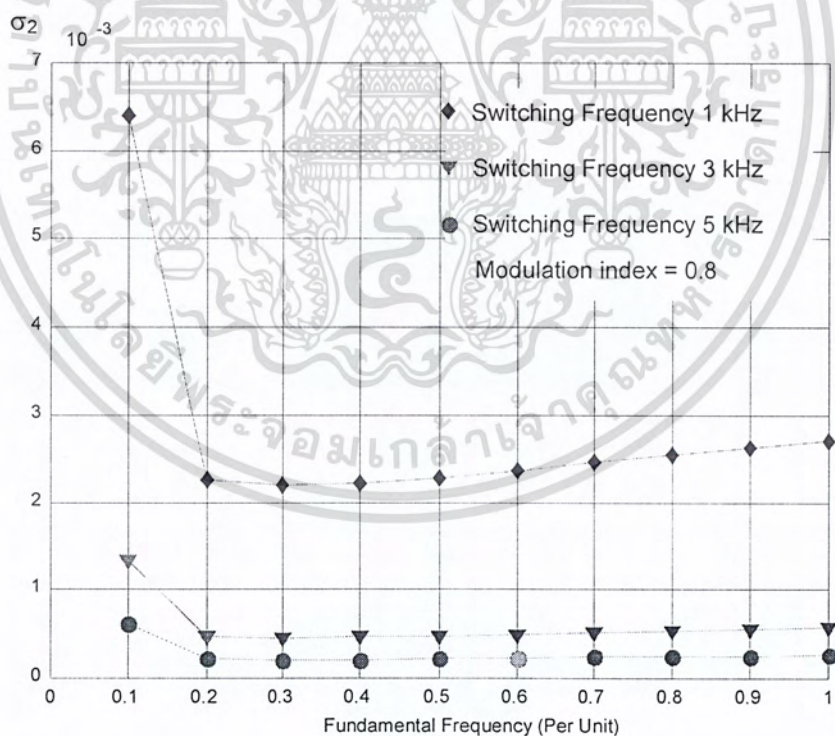


รูปที่ 5.24 ผลการคำนวณ แฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  ของเทคนิคการมอดดูเลทแบบกึ่งสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

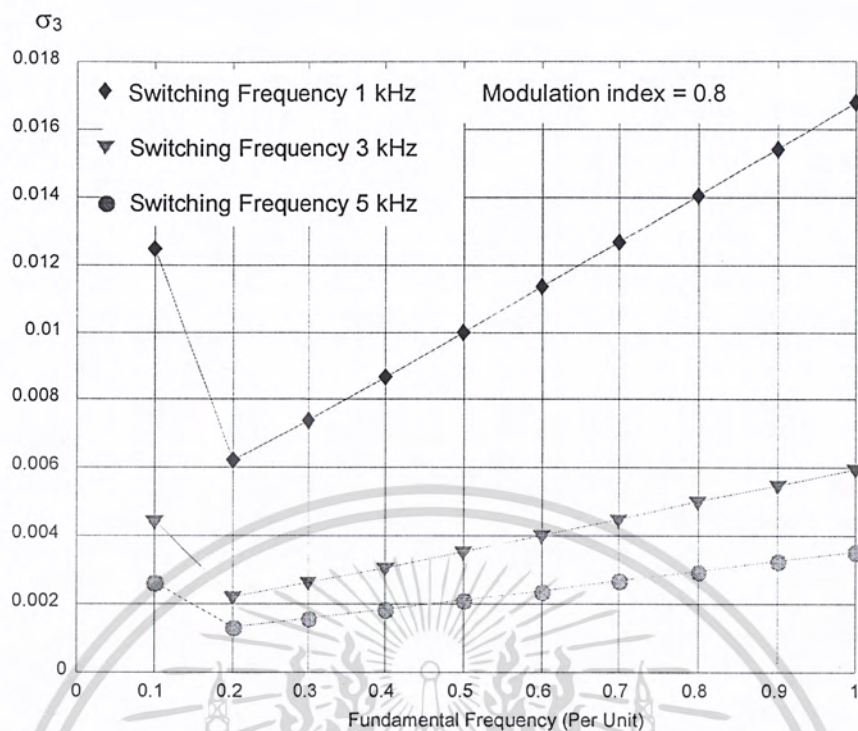


รูปที่ 5.25 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์

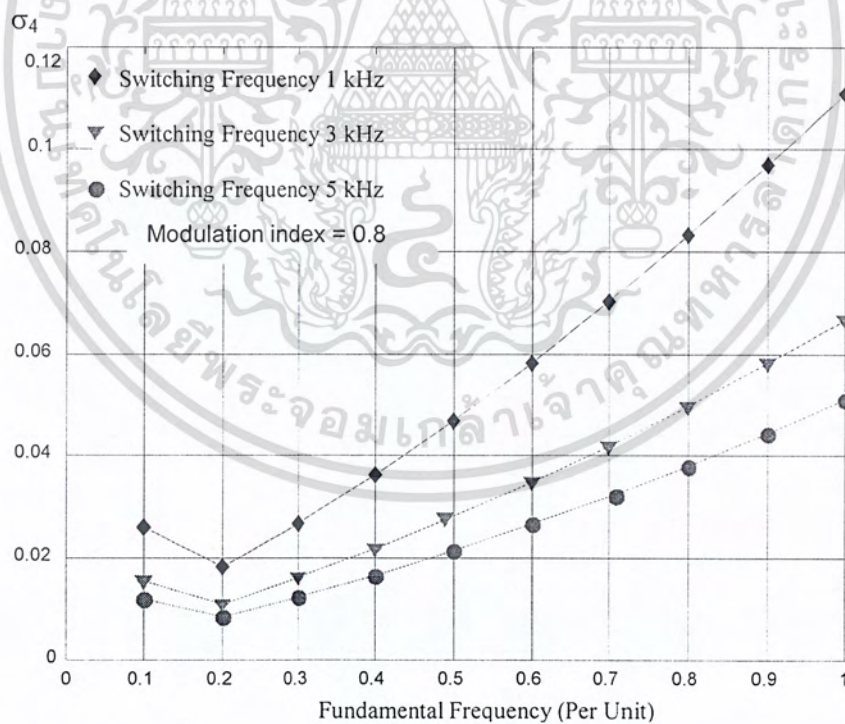


รูปที่ 5.26 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

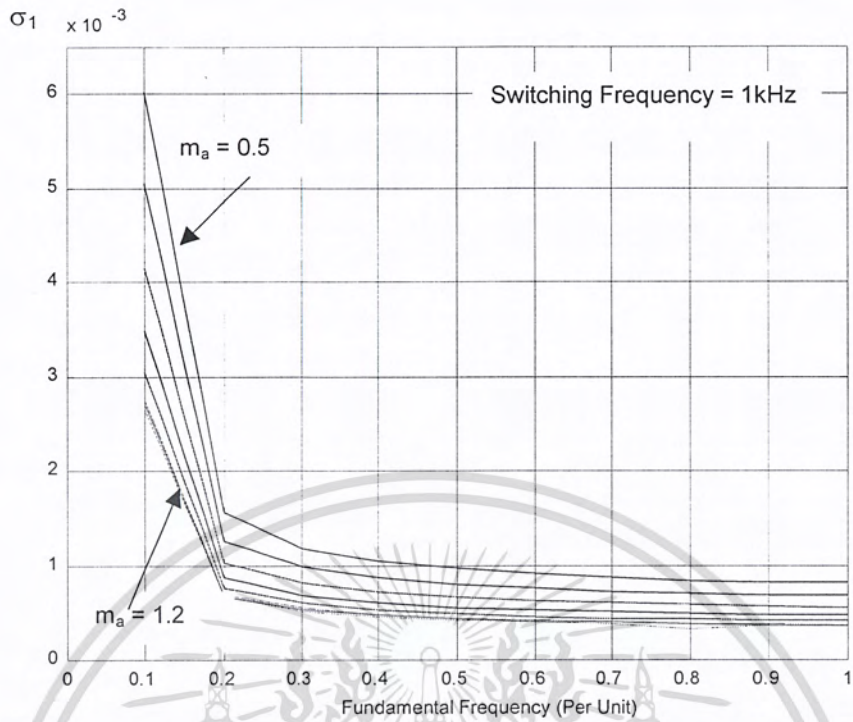


รูปที่ 5.27 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์

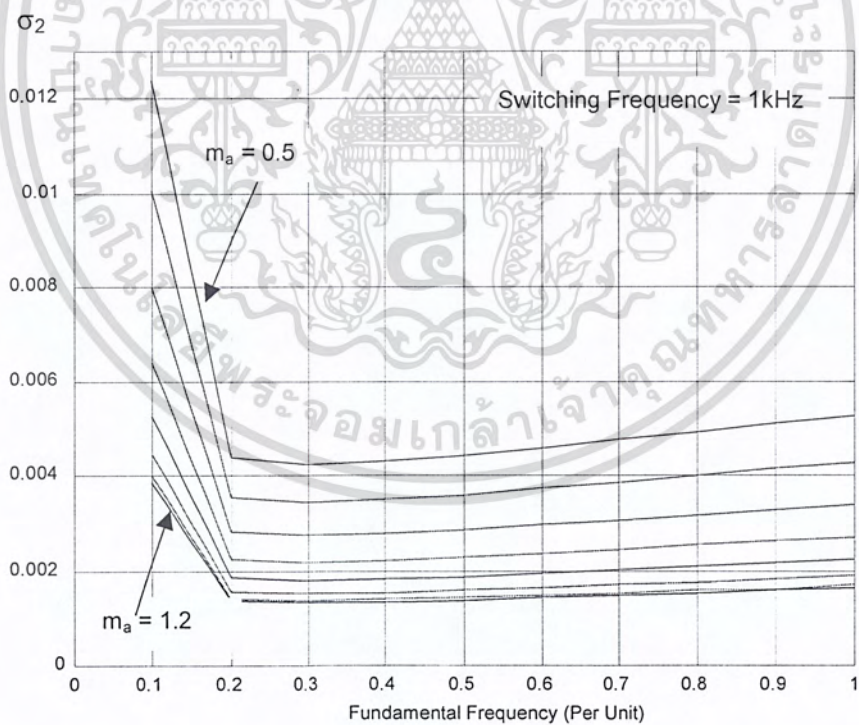


รูปที่ 5.28 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

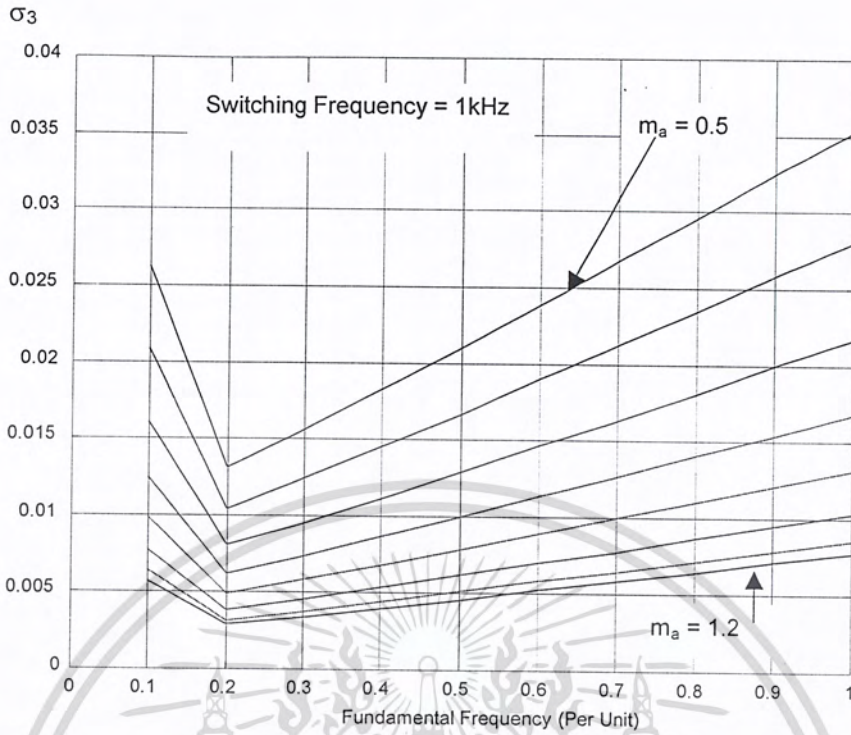


รูปที่ 5.29 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

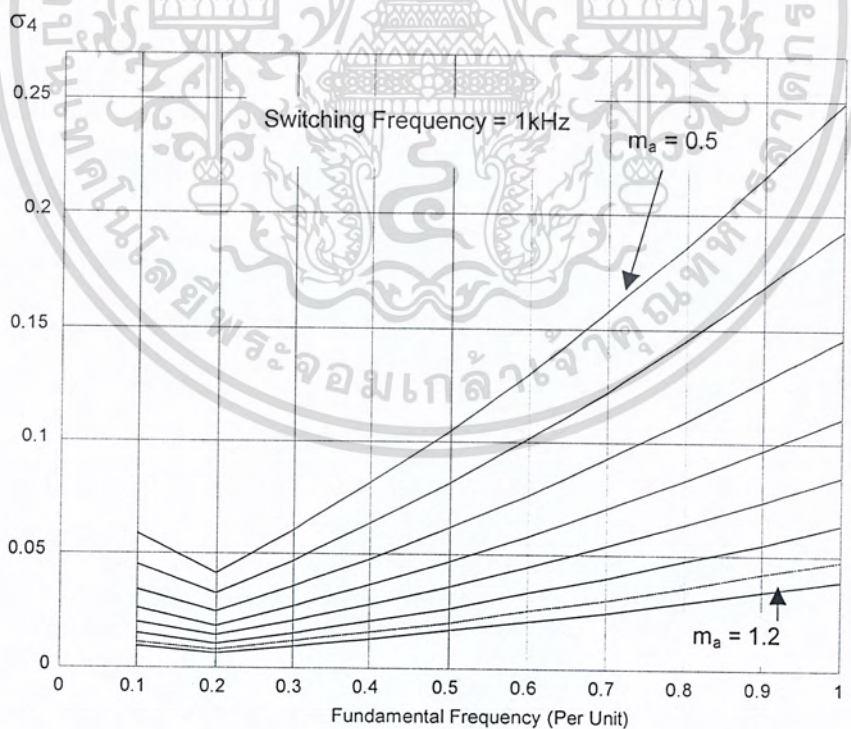


รูปที่ 5.30 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

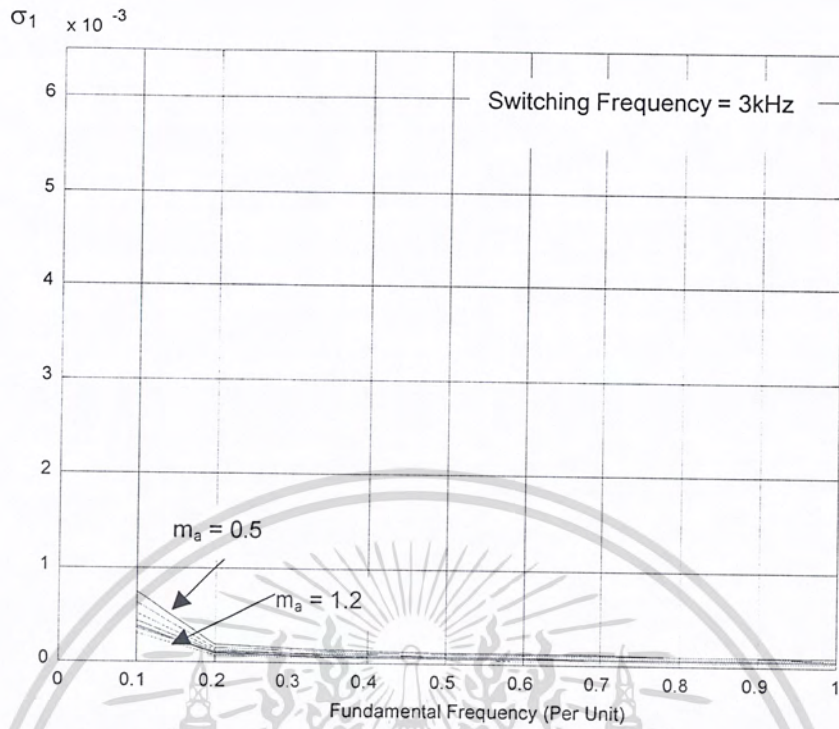


รูปที่ 5.31 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

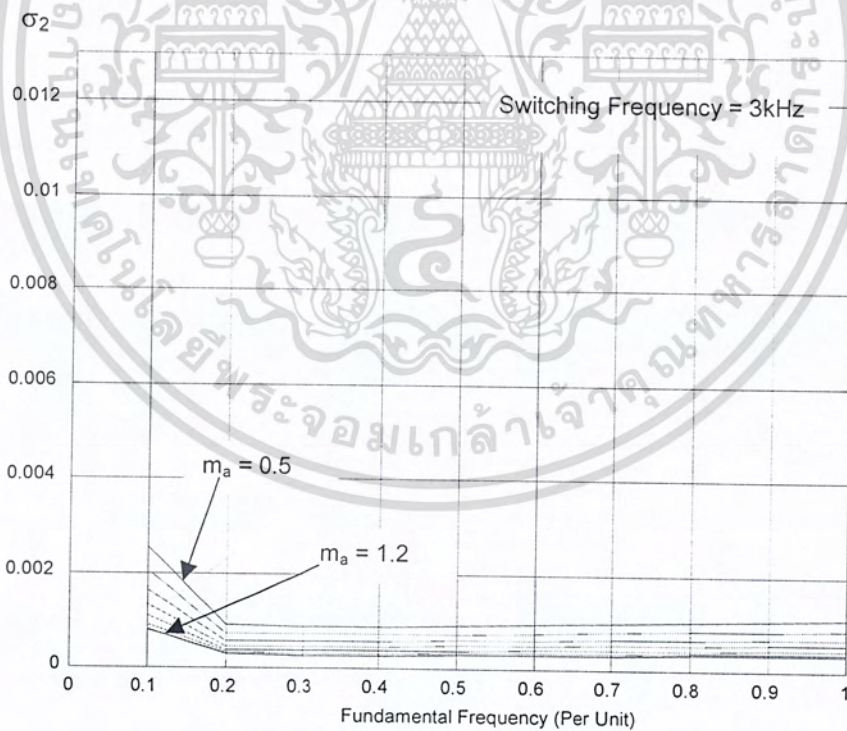


รูปที่ 5.32 ผลการคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

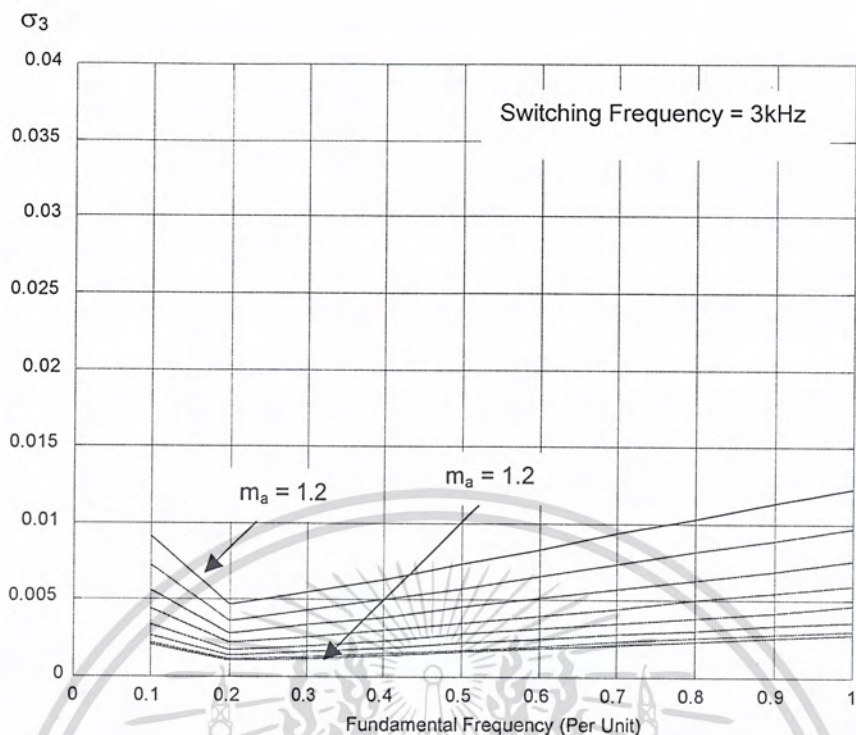


รูปที่ 5.33 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_1$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

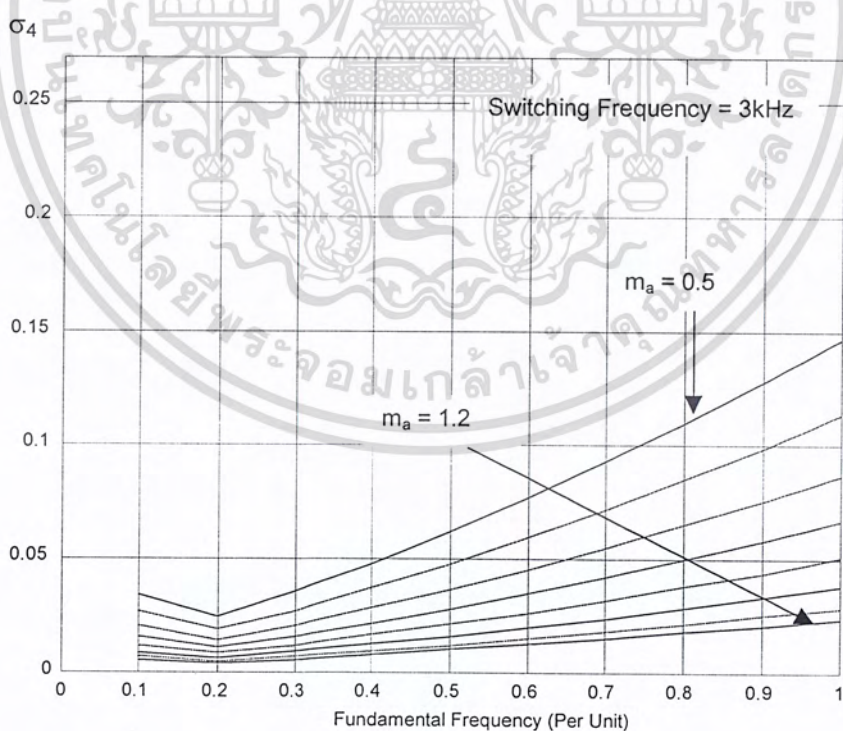


รูปที่ 5.34 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในตัวนำ  $\sigma_2$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.35 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_3$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต



รูปที่ 5.36 ผลการคำนวณแฟกเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็ก  $\sigma_4$  เมื่อมีการเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# เทคนิคการวัดและระบบของชุดทดสอบ

### 6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการวัดค่าการสูญเสียต่างที่ใช้ทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งเทคนิคการวัดนี้จะทำให้มีการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ต่ำมากจนสามารถตัดทิ้งได้ซึ่งพารามิเตอร์นี้เป็นการยากที่จะคาดเดา โดยที่แสดงสมการที่สอดคล้องพื้นฐานในการทำงานของมอเตอร์ขณะทำงานไว้ภาระ และแสดงรายละเอียดต่างของส่วนประกอบต่างๆของระบบชุดทดสอบ

### 6.2 เทคนิคการวัด

ในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ถูกป้อนจากแหล่งจ่ายที่ไม่เป็นรูปไซน์โดยปกติแล้วค่าการสูญเสียในมอเตอร์ จะมีผลจาก ไทม์ฮาร์โมนิกส์ ดังนั้นการสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำงานภายใต้สภาวะไว้ภาระสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ของพลังงานสมมูลย์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$P_{no-load} = P_{iron} + P_{cu-s} + P_{cu-r} + P_{rot} \quad (6.1)$$

เมื่อ

$P_{no-load}$  = กำลังงานอินพุตเมื่อมอเตอร์ทำงานในสภาวะไว้โหลด

$P_{iron}$  = การสูญเสียในแกนเหล็ก

$P_{cu-s}$  = การสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์

$P_{cu-r}$  = การสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์

$P_{rot}$  = การสูญเสียเนื่องจากการหมุน

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าสามารถหาค่าการสูญเสียในแกนเหล็ก  $P_{iron}$  ได้จากความแตกต่างของกำลังไฟฟ้าอินพุตขณะไว้ภาระ กับผลรวมของการสูญเสียอื่นๆ ยกเว้นการสูญเสียในแกนเหล็ก ซึ่งค่าการสูญเสียสามารถคำนวณและทำการวัดได้ ซึ่งจะแสดงการวัดและการคำนวณการสูญเสียแต่ละชนิดดังนี้

### 6.2.1 การสูญเสียในตัวนำสเตเตอร์

การสูญเสียในตัวนำสามารถหาได้จากการคำนวณดังนี้

$$P_{cu-s} = 3R_s I_o^2 \quad (6.2)$$

เมื่อ

$R_s$  = ความต้านทานสเตเตอร์ต่อเฟส ( ความต้านทานของไฟ DC ) สามารถหาได้จากการใช้วิธีของแรงดันต่อกระแส

$I_o$  = ค่าอาร์เอ็มเอส ของกระแสอินพุตต่อเฟส

ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดไม่เกิน 1 kW นั้น ผลกระทบของกระแสไหลวนในขดลวดสเตเตอร์จะไม่นำมาพิจารณา

### 6.2.2 การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์

การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{cu-r} = 3R_r I_r^2 \quad (6.3)$$

เมื่อ

$R_r$  = ความต้านทานโรเตอร์ต่อเฟส

$I_r$  = ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส ของโรเตอร์ต่อเฟส

ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอก จะไม่สามารถวัดกระแสของโรเตอร์ได้ ซึ่งโดยทั่วไปเมื่อแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นแบบขายน้กระแสโรเตอร์และการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์จะไม่นำมาพิจารณาแต่ในทางกลับกัน เมื่อแหล่งจ่ายเป็นพีคดับลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์จะทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกส์ไหลผ่านในโรเตอร์ ซึ่งจะทำให้มีการสูญเสียเพิ่มขึ้นจึงต้องนำผลนี้มาพิจารณาคด้วยในสภาวะไร้ภาระเมื่อมอเตอร์ถูกป้อนด้วยพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกส์ของกระแสสเตเตอร์สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$I_h^2 = I_{no-load}^2 - I_1^2 \quad (6.4)$$

เมื่อ

$I_h$  = ค่ากระแสฮาร์มอนิกส์ต่อเฟส (rms)

$I_{no-load}$  = ค่ากระแสขณะไร้ภาระทางสเตเตอร์ต่อเฟส (rms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_1$  = ค่ากระแสฟลักซ์คานาเมนทอลของสเตเตอร์ต่อเฟส (rms)

ดังนั้นการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ ในสภาวะไร้ภาระเมื่อป้อนแหล่งจ่ายแบบฟีดแบคลิแวมอินเวอร์เตอร์ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

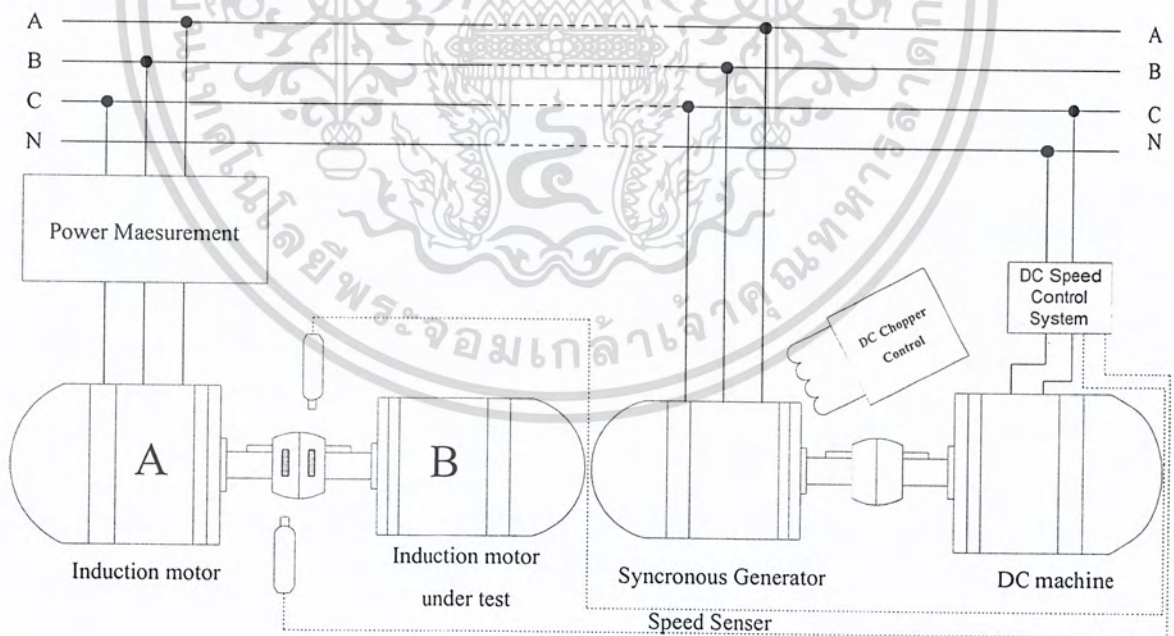
$$\begin{aligned}
 P_{cu-r} &= 3R_r' I_h^2 \\
 &= 3R_r' (I_{no-load}^2 - I_1^2)
 \end{aligned}
 \tag{6.5}$$

โดยที่ค่า  $R_r'$  จะเป็นค่าจางจรสมมูลของความต้านทานโรเตอร์ที่ทำการโอนย้ายมาอยู่ด้าน สเตเตอร์ ซึ่งกระแสฟลักซ์คานาเมนทอลสามารถประเมินได้ดังนี้

- 1) ทำการวัดโดยตรง ซึ่งก็ต้องใช้เครื่องวัดที่เหมาะสม
- 2) ทำการทดสอบขั้วมอเตอร์กรณีไร้ภาระด้วยแหล่งจ่ายแบบชานซ์และแหล่งจ่ายฟีดแบคลิแวมอินเวอร์เตอร์แล้วนำรูปคลื่นมาหากระแสฟลักซ์คานาเมนทอล
- 3) ทำการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกส์ของกระแสฮาร์มอนิกส์

จะเห็นว่าเป็นการยากที่จะทำการวัดได้ถูกต้องแม่นยำ ซึ่งค่าความต้านทานโรเตอร์จะไม่คงที่ และจะมีฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ฮาร์มอนิกส์ (สกินเอฟเฟคบน โรเตอร์) และอุณหภูมิ

### 6.2.3 การสูญเสียเนื่องจากการหมุน



รูปที่ 6.1 ระบบที่ใช้ในการทดสอบการสูญเสียเนื่องจากการหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนมากการสูญเสียเนื่องจากการหมุนจะเกิดขึ้นเนื่องจากแรงลมและแรงเสียดทาน ซึ่งส่วนมากจะพิจารณาเป็นค่าคงที่ แต่ในความเป็นจริงแล้วจะมีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแต่จะมีค่าน้อยมากจึงไม่นำมาพิจารณาในที่นี้

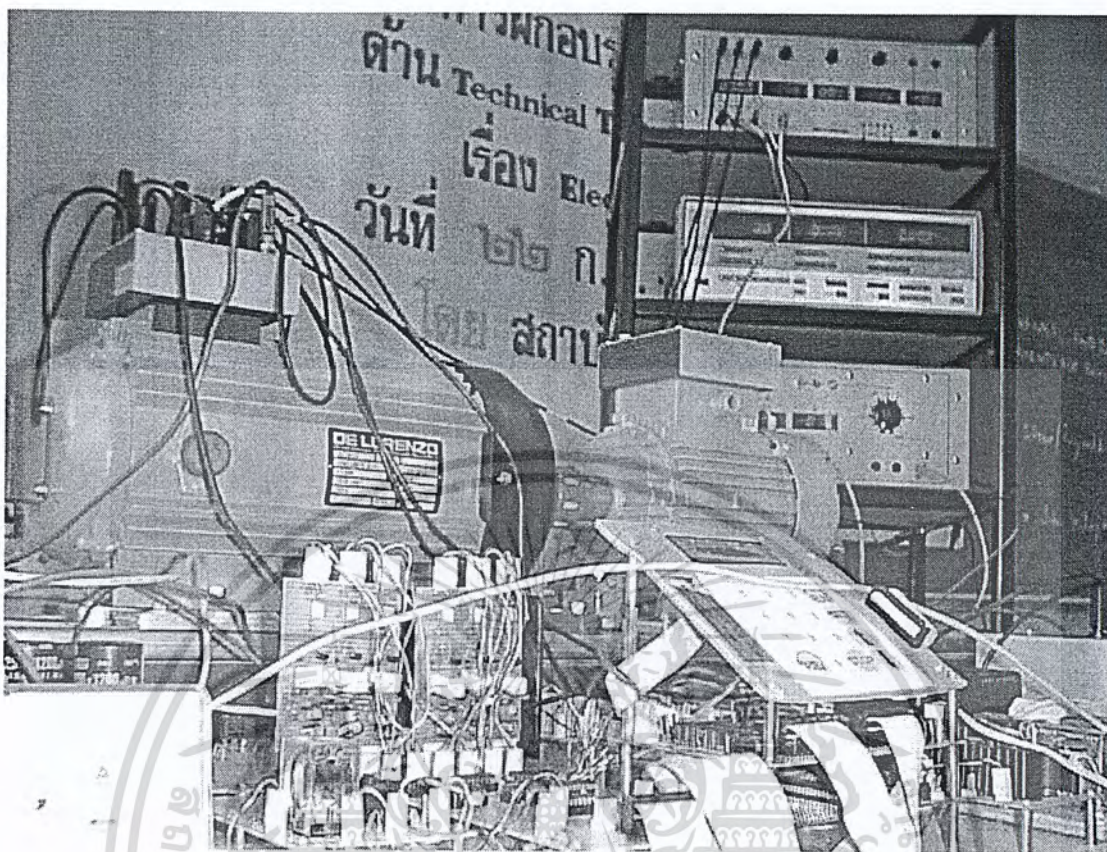
การทดสอบการหาค่าการสูญเสียเนื่องจากแกนหมุนสามารถทำได้โดยแสดงดังรูป 6.1. ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์สองตัว A และ B ซึ่ง B เป็นมอเตอร์ภายใต้สภาวะที่ทดสอบ ซึ่งทั้งสองตัวเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีขั้นตอนการทดสอบดังนี้

- 1) วัดค่าการสูญเสียขณะไร้ภาระของมอเตอร์ A ก่อน
- 2) ทำการต่อมอเตอร์ B กับมอเตอร์ A เข้าด้วยกันดังรูปที่ 6.1
- 3) วัดค่ากำลังสูญเสียของมอเตอร์ A อีกครั้ง
- 4) ค่ากำลังงานการสูญเสียเนื่องจากการหมุนสามารถหาได้จากการนำผลของข้อ 3 ลบกับข้อ 1

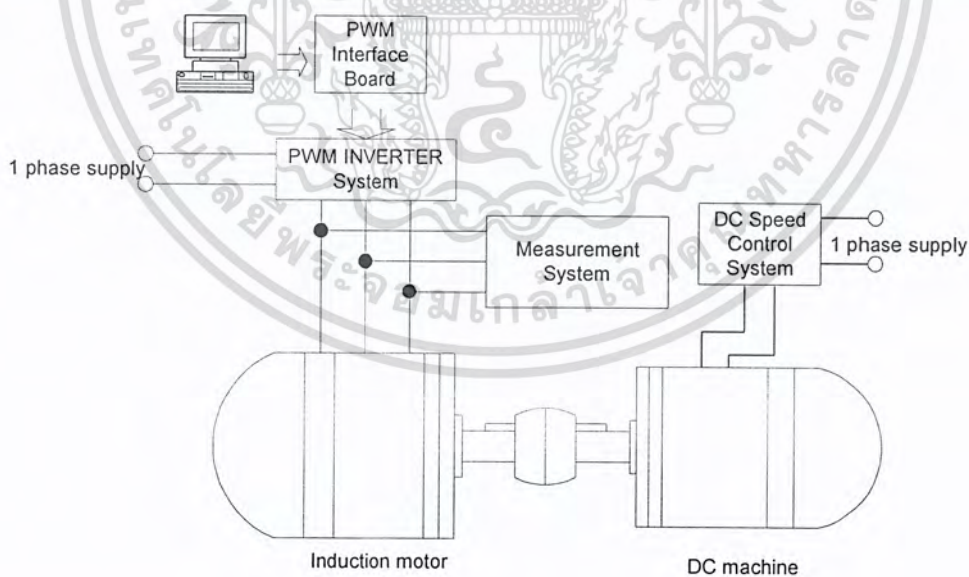
ส่วนเส้นปะในรูปที่ 6.1 จะใช้เชื่อมต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสเพื่อป้อนแหล่งจ่ายแบบไซน์ ที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ให้กับมอเตอร์ทดสอบ

### 6.3 ส่วนประกอบของระบบชุดทดสอบ

รูปที่ 6.2 คือชุดทดสอบที่ใช้เพื่อหาค่าการสูญเสียในแกนเหล็ก รายละเอียดคุณสมบัติของมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบและเครื่องมือวัดได้แสดงไว้ในด้านต่าง ซึ่งผลการทดสอบขณะไร้ภาระจะได้ค่าที่ถูกต้องเมื่อค่าการสูญเสียของขดลวดโรเตอร์และค่าการสูญเสียจากการหมุนมีค่าน้อยที่สุดซึ่งทำได้โดยการควบคุมความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความเร็วซิงโครนัสโดยใช้มอเตอร์กระแสตรงช่วยขับในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กสามารถหาได้จากส่วนต่างระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ ( $P_{no-load} - P_{cu-s}$ ) และการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่เพิ่มขึ้นสามารถหาได้จากผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่ป้อนเข้าระหว่างแหล่งจ่ายที่เป็นแบบพี ดับบลิว เอ็ม กับแหล่งจ่ายแบบไซน์ที่ระดับแรงดันและความถี่เดียวกัน ส่วนชุดอินเวอร์เตอร์ในการทดลองจะใช้แหล่งจ่ายพี ดับบลิว เอ็ม ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนคุณสมบัติต่างๆของรูปคลื่น PWM ได้ เช่น รูปแบบของเทคนิคการมอดูเลต, ค่าดัชนีการมอดูเลต และค่าความถี่สวิตซ์ตั้งแต่ 1-6 kHz ซึ่งการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความไวสูงจะทำให้การประมวลผลแบบ Real time สามารถทำได้ง่าย และมีความแม่นยำสูงโดยที่ในชุดการทดสอบนี้มีเครื่องมือวัดที่สามารถวัดค่ากำลังไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ได้โดยมีรายละเอียดมอเตอร์ที่ทำการทดสอบและเครื่องมือวัดที่ใช้ดังนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.2 (ก) ระบบของชุดทดสอบจริง

(ข) Block diagram ของระบบชุดทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ข้อมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ**

ขนาดมอเตอร์ 1.1 kW  
 พิกัดแรงดัน 220/380 V $\Delta$ /Y  
 ความถี่ 50 Hz ; ความเร็วรอบ 2800 rpm  
 จำนวนขั้ว=2 ขั้ว ; ตัวประกอบกำลัง 0.86  
 พิกัดกระแส 4.8/2.8 A $\Delta$ /Y

**ข้อมูลของเครื่องมือวัดที่ใช้ในการวัด**

รุ่น YOKOGAWA 2533 E  
 พิกัดแรงดัน 0-600 V  
 พิกัดกระแส 5-20 A  
 พิกัดความถี่ 10-30 kHz  
 อัตราการสุ่ม 2.5 Samples/us

**ทดสอบการวัดสัญญาณ**

แรงดัน PWM  
 กระแสไลน์ที่จ่ายเข้ามอเตอร์



**6.3.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณพี ดับบลิว เอ็ม(PWM Interface Board)**

ในชุดนี้จะใช้การติดต่อสื่อสารกับคอมพิวเตอร์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น TMS320C50 ซึ่งมีความรวดเร็วในการประมวลผลและสามารถรองรับความต้องการในการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆของพีดับบลิวเอ็มได้อย่างดี ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- 50-nS single-cycle fixed-point instruction execution time
- Ram-base memory operation
- 9K × 16-bit single-cycle on-chip program/data RAM
- 2K × 16-bit single-cycle on-chip boot ROM
- 1056 × 16-bit dual-access on-chip data RAM
- 224K × 16-bit maximum addressable external memory space (64K program, 64K data, 64K I/O, and 32K global)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 32-bit arithmetic logic unit (ALU), 32-bit accumulator (ACC), and 32-bit accumulator buffer (ACCB)
- 16-bit parallel logic unit (PLU)
- $16 \times 16$ -bit parallel multiplier with a 32-bit product capacity
- Single-cycle multiply/accumulate instructions
- Eight auxiliary registers with a dedicated arithmetic unit for indirect addressing
- Eleven context-switch registers (shadow registers) for storing strategic CPU-controlled registers during an interrupt service routine
- Eight-level hardware stack
- 0 to 16-bit left and right data barrel-shifters and a 64-bit incremental data shifter
- Two indirectly addressed circular buffers for circular addressing
- Single-instruction repeat and block repeat operations for program code
- Block memory move instructions for better program/data management
- Full-duplex synchronous serial for direct communication between the TMS320C50 and another serial device
- Time-division multiple-access (TDM) serial port
- Interval timer with period, control, and counter registers for software stop, start, and reset
- 64K parallel I/O ports, 16 of which are memory mapped
- Sixteen software-programmable wait-state generators for program, data, and I/O memory spaces
- Extended hold operation for concurrent external DMA
- Four-deep pipelined operations for delayed branch, call, and return instructions
- Index-addressing mode
- Bit-reversed index-addressing mode for radix-2 FFTs
- Divide-by-one clock option
- On-chip clock generator
- JTAG boundary scan logic (IEEE standard, 1146.1)
- On-chip scan-based emulation logic
- 5-V static CMOS technology with two power-down modes
- 132-pin quad flat pack package

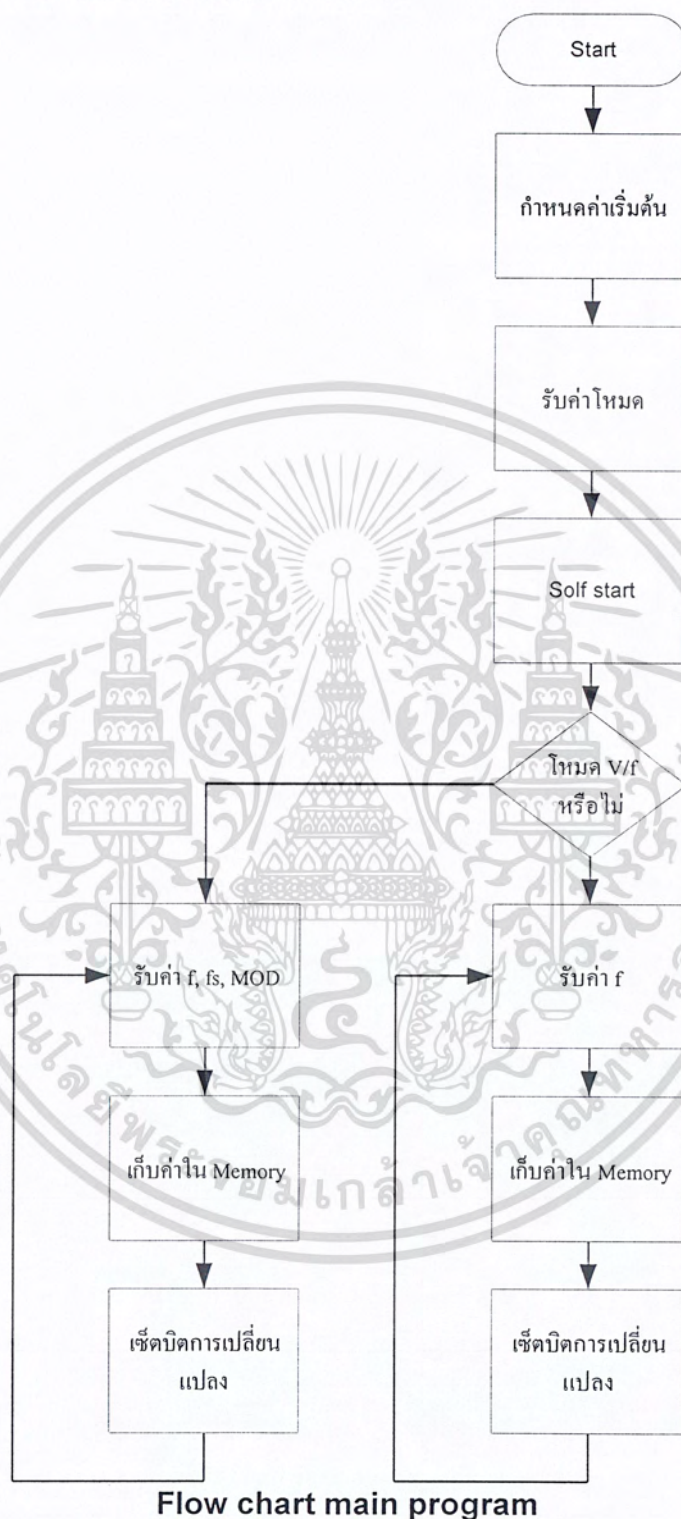
### 6.3.1.1 วงจรการ Interface ในชุดกำเนิดสัญญาณ PWM

ในการเชื่อมโยงการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ากับอุปกรณ์อินพุทเอาต์พุทต่างๆ จะต้องมี IC ที่ทำหน้าที่เชื่อมโยงสัญญาณการติดต่อต่างๆ เข้าด้วยกันดังแสดงในรูปที่ 6.3



### 6.3.1.2 โฟลชาร์จของโปรแกรมการทำงานทั้งหมด

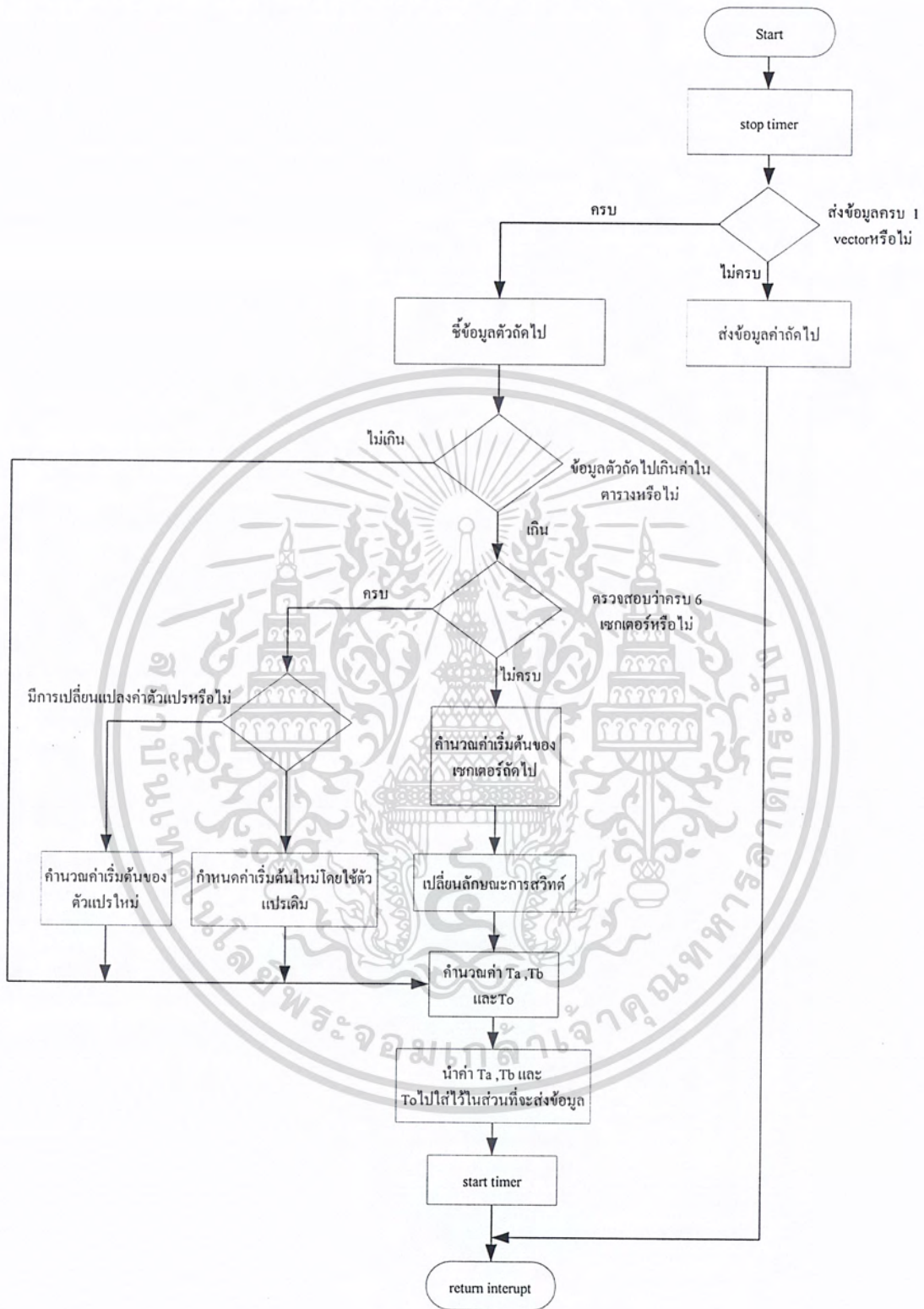
#### 6.3.1.2.1 แสดงการทำงานของโปรแกรมหลัก



รูปที่ 6.4 โฟลชาร์จการทำงาน of โปรแกรมหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.1.2.2 โพลซาร์จการทำงานของส่วนแทรกสอดในการส่งข้อมูล

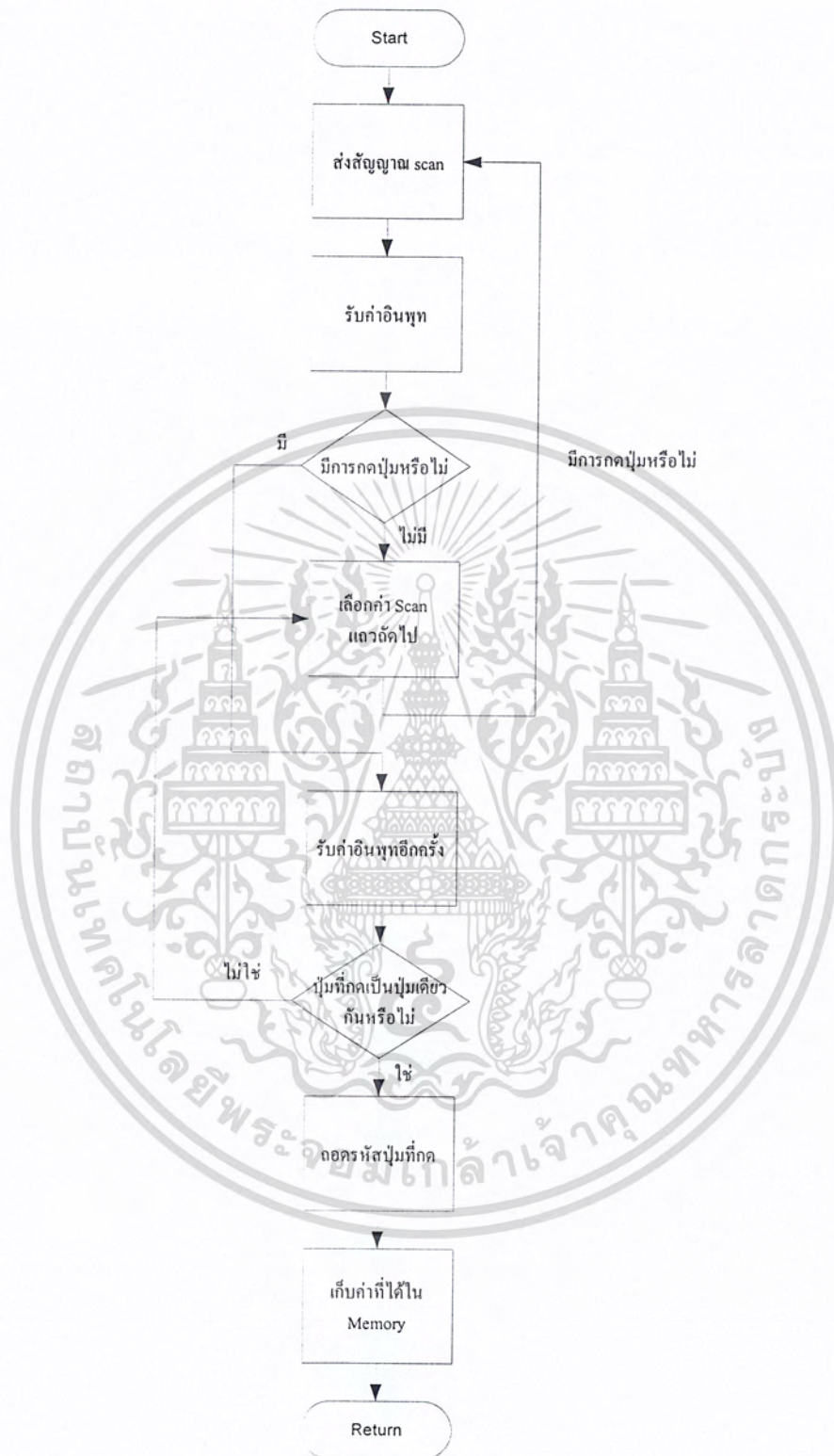


Flow chart interrupt send data

รูปที่ 6.5 โพลซาร์จในการสอดแทรกในการส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3.1.2.3 โฟลชาร์จการ Scan Keyboard



flow chart scan keyboard

### รูปที่ 6.6 โฟลชาร์จแสดงขั้นตอนการ Scan Keyboard

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3.2 ระบบของชุดพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์(PWM Inverter System)

#### 6.3.2.1 วงจรกำลัง

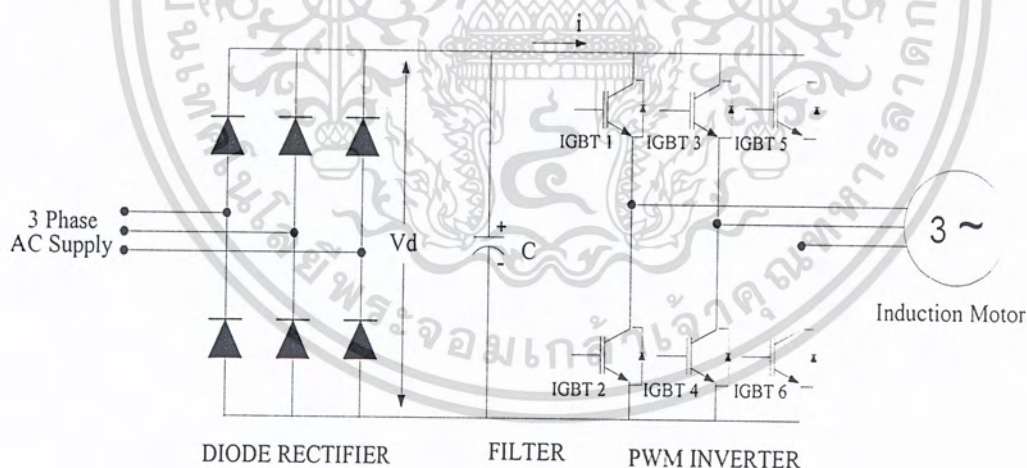
วงจรกำลังจะมี 3 ส่วนหลักคือ วงจรเรียงกระแส(Rectifier) วงจรกรองแรงดัน(Filter) และวงจรอินเวอร์เตอร์(Inverter)

- ในส่วนของวงจรเรียงกระแส จะใช้ไดโอดบริดจ์(Diode Bridge) ชนิด 3 เฟส(Phase) เป็นตัวเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟกระแสตรง โดยในโครงงานนี้ใช้ ไดโอดบริดจ์ เบอร์ DF30DB ซึ่งมีพิกัดกระแส 30 แอมป์(Amp) และพิกัดแรงดัน 800 โวลท์(Volt) และเป็นไดโอดบริดจ์ชนิดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น(Full Wave Bridge Rectifier)

- ในส่วนวงจรกรองแรงดันจะใช้ ตัวเก็บประจุ(Capacitor) ขนาด 4700 ไมโครฟารัด( $\mu\text{F}$ ) 315 โวลท์ 2 ตัว ต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มพิกัดการทนแรงดัน

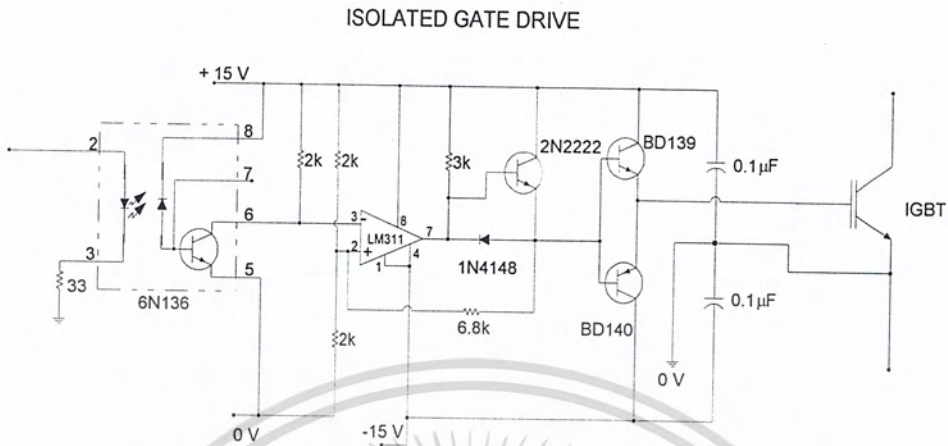
- ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์จะใช้ อุปกรณ์สวิตช์เป็น ไอจีบีที เบอร์ MGW20N120 ซึ่งเป็น IGBT ที่ไม่มี Diode ภายใน มีพิกัดกระแส 28 A ที่  $25^{\circ}\text{C}$  และ 20 A ที่  $90^{\circ}\text{C}$

- ไดโอดที่ใช้ในต่อระหว่างขา C และ E ของ IGBT ใช้ Fast Recovery Diode เบอร์ MUR 1560 ซึ่งมีพิกัดกระแส 15 A และอัตราทนแรงดันย้อนกลับ 1200 V

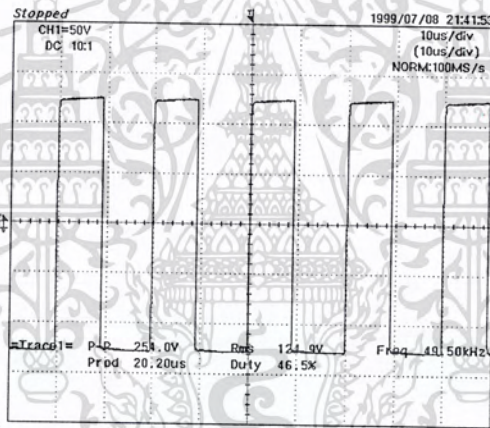


รูปที่ 6.7 วงจรกำลัง

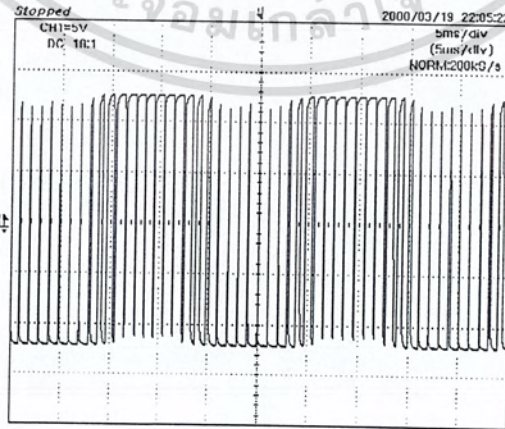
6.3.2.2 วงจรขับเกท



รูปที่ 6.8 วงจรขับเกท



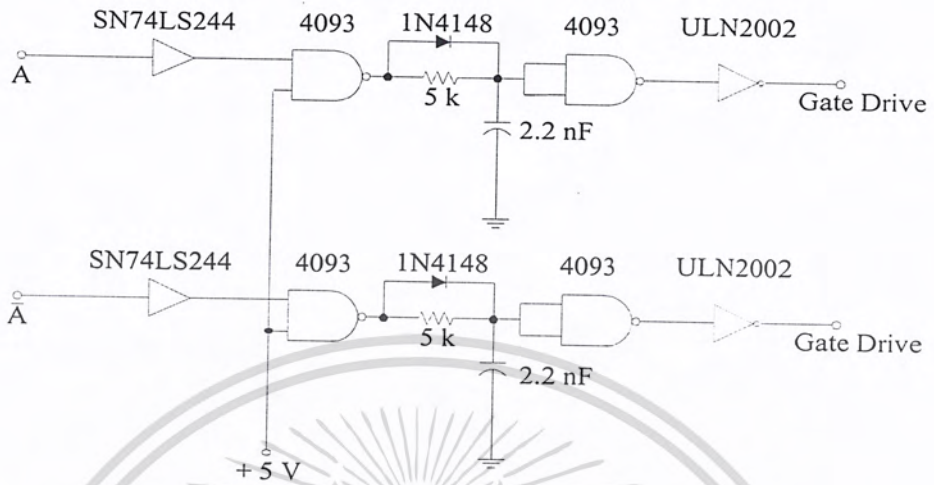
รูปที่ 6.9 สัญญาณขับเกทเมื่อเป็นสัญญาณ 6 step 50 Hz



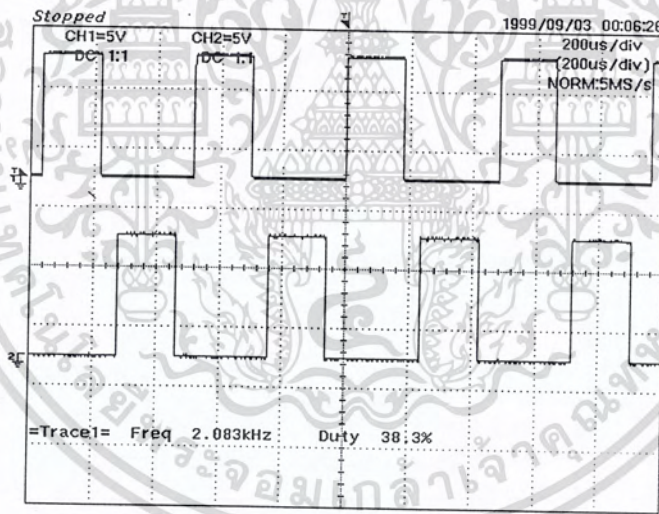
รูปที่ 6.10 สัญญาณขับเกทเมื่อเป็นสัญญาณ PWM 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.2.3 วงจรเดทไทม์



รูปที่ 6.11 วงจรเดทไทม์



รูปที่ 6.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรเดทไทม์

6.4 ส่วนวงจรป้องกัน

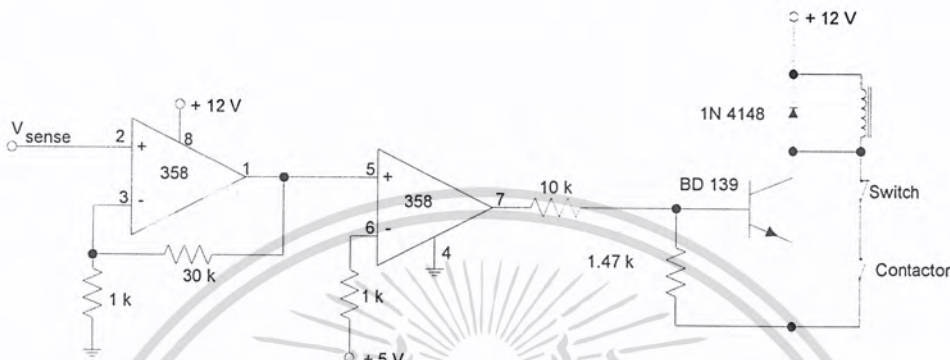
6.4.1 ส่วนป้องกันกระแสเกินพิกัด

6.4.1.1 ส่วนตรวจจับกระแส จะใช้ความต้านทานค่า 0.1 Ω จำนวน 6 ตัว มาต่อขนานกันจะได้ความต้านทานรวมเท่ากับ 0.01667 Ω

6.4.1.2 ส่วนวงจรควบคุม จากรูปที่ 6.13 จะใช้ออปแอมป์(Op-amp) # HA 17538

หรือ LM 538 เป็นตัวควบคุมโดยเมื่อมีกระแสไหลผ่านความต้านทาน จะเกิดแรงดันตกคร่อมที่  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานนี้เท่ากับจำนวนกระแสที่ไหลผ่านคูณด้วยค่าความต้านทานนั้น โดยการออกแบบจะ ออกแบบให้วงจรทำงานที่กระแสเกินพิกัด 1.5 เท่า เมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทาน จะมีแรง ดันมาเข้าที่ขา 2 ของออปแอมป์ในส่วนแรกจะทำหน้าที่ขยายแรงดันขึ้น 30 เท่า แรงดันที่ถูกขยายแล้ว จะผ่านไปขา 5



รูปที่ 6.13 วงจรป้องกันกระแสเกินพิกัด

ของออปแอมป์ในส่วนที่ 2 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็น Comparator คือเปรียบเทียบแรงดันที่ขยายมาแล้วกับ แรงดันคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งกำหนดให้ใช้ที่ 5 V ถ้าแรงดันที่ตรวจจับมาได้ไม่มากกว่าแรงดัน 5 V วงจรก็ จะไม่ทำงาน แต่เมื่อไรที่มีกระแสไหลเกินค่าที่กำหนดไว้ ทำให้มีแรงดันที่ขยายมาแล้วเกินกว่า 5 V ก็จะมีการสัญญาณออกไปไบอัสให้ ทรานซิสเตอร์(Transistor) ทำงาน

6.4.1.3 ส่วนวงจรตัดไฟเลี้ยง เมื่อมีการทำงานของทรานซิสเตอร์ก็จะทำให้ รีเลย์ ทำงานและตัดไฟเลี้ยงในส่วนของวงจรเคทโทม้ออกทำให้ไม่มีสัญญาณออกไปที่ส่วนวงจรขับเคลื่อน อินเวอร์เตอร์ก็หยุดทำงานด้วย ในการทำงานของรีเลย์นี้ เมื่อมันทำงานแล้วจะตัดวงจรออก ตลอดเวลาจนกว่าเราจะกดสวิตช์เพื่อรีเซ็ตการทำงานของมันอีกครั้งหนึ่ง

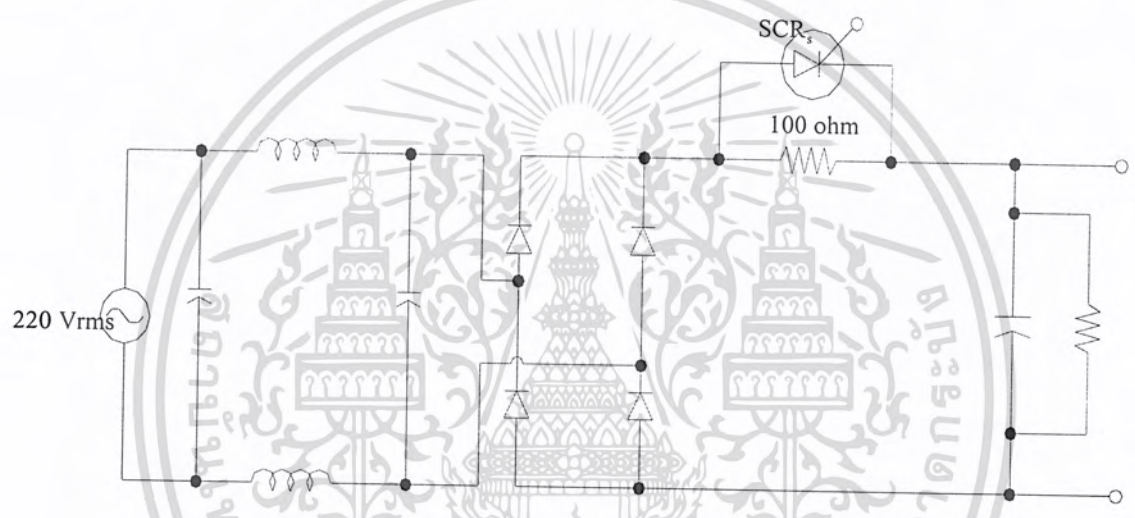
ในการใช้งานของวงจรป้องกันกระแสเกินพิกัดจะเป็นการป้องกันอุปกรณ์สวิตช์ เมื่อ กระแสเกินพิกัดเท่านั้น ไม่ได้ป้องกันเมื่อเกิดสถานะลัดวงจร เพราะการทำงานของอุปกรณ์ สวิตช์จะทำงานด้วยความเร็วเป็น  $1 \times 10^9$  วินาทีแต่รีเลย์จะทำงานด้วยความเร็วเป็นวินาทีจึงไม่อาจ ป้องกันอุปกรณ์สวิตช์ได้ และป้องกันสถานะลัดวงจรจะใช้ฟิวส์ความเร็วสูงสำหรับสารกึ่งตัวนำ

#### 6.4.2 การป้องกันกระแสอินรัช(Inrush Current Protection)

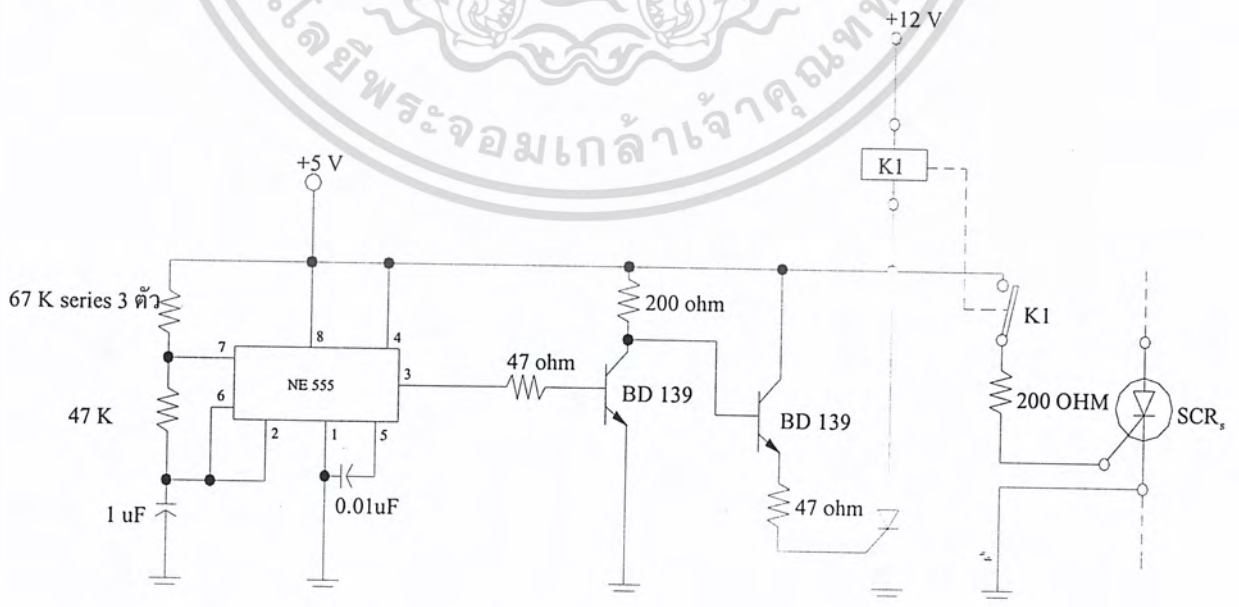
เนื่องจากในวงจรเรียงกระแสมีความจำเป็นต้องใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวกรองแรงดัน กระเพื่อมเพื่อต้องการแรงดันเชื่อมโยงคิ.ซี ที่เรียบซึ่งค่าความจุของคาปาซิเตอร์จะมีค่ามาก ดังนั้นใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นเอกสารจะขอคืนค่า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะเริ่มจ่ายไฟฟ้าให้กับชุดอินเวอร์เตอร์จะทำให้กระแสอัดประจุมีค่าสูงมากถ้าจ่ายไฟโดยตรงดังนี้ จึงใช้ค่าความต้านทานเป็นตัวหน่วงเวลาการอัดประจุซึ่งสามารถทำให้กระแสกระชากน้อยลง และเมื่อถึงเวลาที่ค่าแรงดันเข้าสู่ช่วงอิมิตัวก็จะทำการตัดวงจรตัวต้านทานออกโดยใช้ SCR เพื่อไม่ให้เป็นการสูญเสียให้กับวงจรเมื่อดังแสดงในรูปที่ 6.14 และ 6.15 ประกอบกับหลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำในขณะสตาร์ทกระแสที่เข้ามอเตอร์จะมีการกระชากสูงขึ้นอย่างทันทีและจะลดลงเมื่อความเร็วของมอเตอร์เริ่มเข้าสู่ความเร็วซิงโครนัส ซึ่งกระแสกระชากที่เกิดขึ้นจำเป็นที่จะต้องมีการป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับมอเตอร์ ทำการป้องกันโดยการให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณพี ดับบลิว เอ็ม ที่ความถี่ต่ำออกมาก่อนแล้วค่อยเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเรื่อยๆ จนถึงความเร็วที่ต้องการ



รูปที่ 6.14 การต่อตัวต้านทานเพื่อป้องกันกระแสกระชากเข้ากับวงจรกำลัง

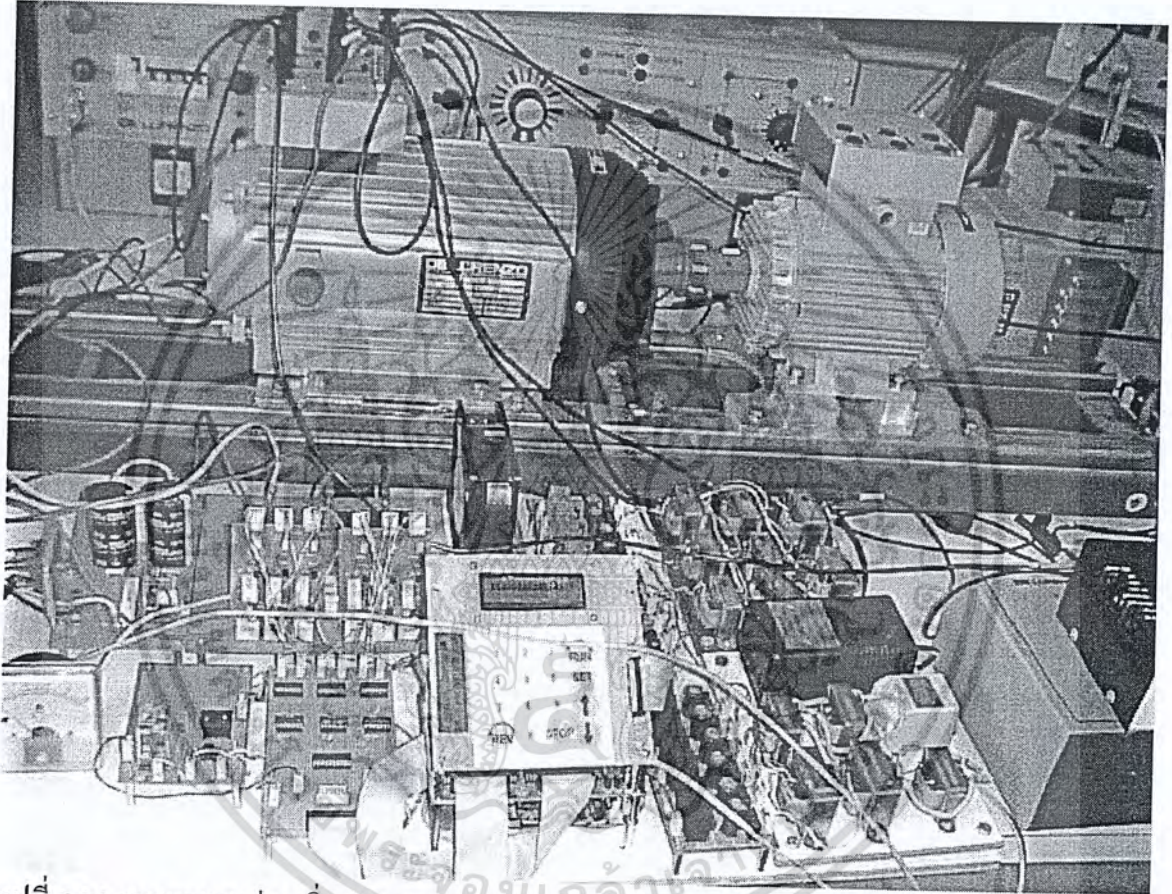


รูปที่ 6.15 วงจรควบคุมการตัดวงจรตัวต้านทานเมื่อถึงช่วงภาวะแรงดันอิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเฉพาะเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

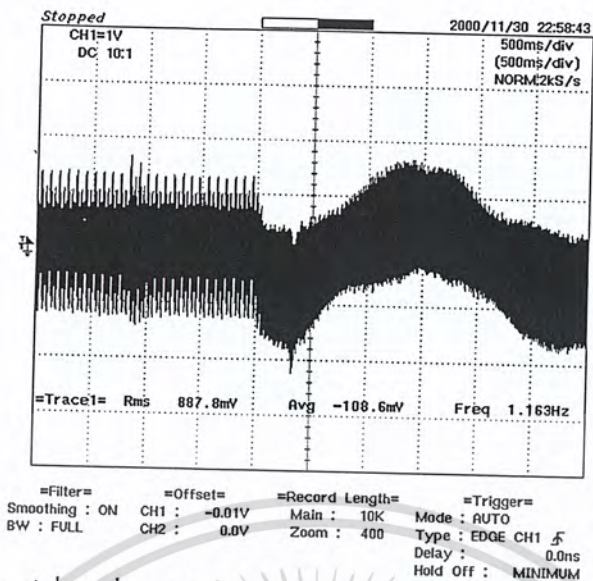
## 6.5 การทดสอบชุดทดลองขั้นพื้นฐาน

ก่อนเริ่มการทดสอบในแต่ละการทดลองผู้วิจัยเริ่มต้นจากการทดลองขั้นพื้นฐาน ทุกครั้งเพื่อความมั่นใจและน่าเชื่อถือของผลการทดลอง โดยเริ่มจากการทดสอบชุดควบคุมความเร็วรอบให้ได้ตามความต้องการดังแสดงในรูปที่ 6.16 และทดลองปรับพารามิเตอร์จ่ายอินเวอร์เตอร์ให้กับมอเตอร์ทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.17



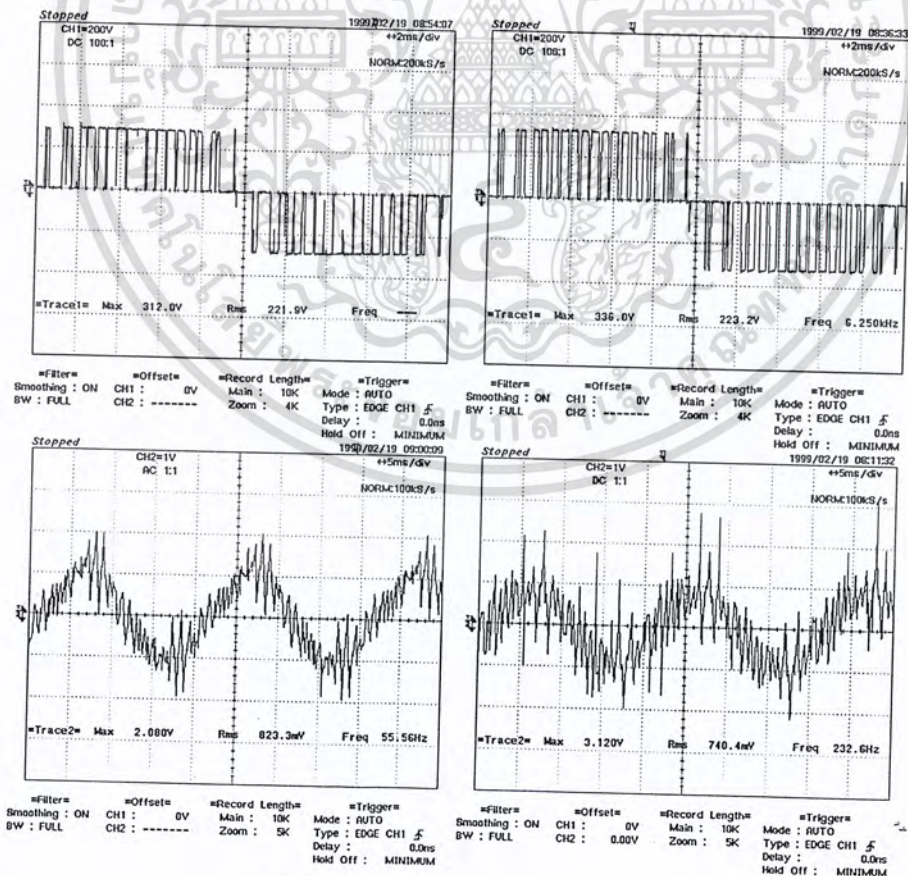
รูปที่ 6.16 ชุดทดสอบก่อนเริ่มการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.17 กระแสโรเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์จากซิงโครนัสเป็นความเร็วที่กัก

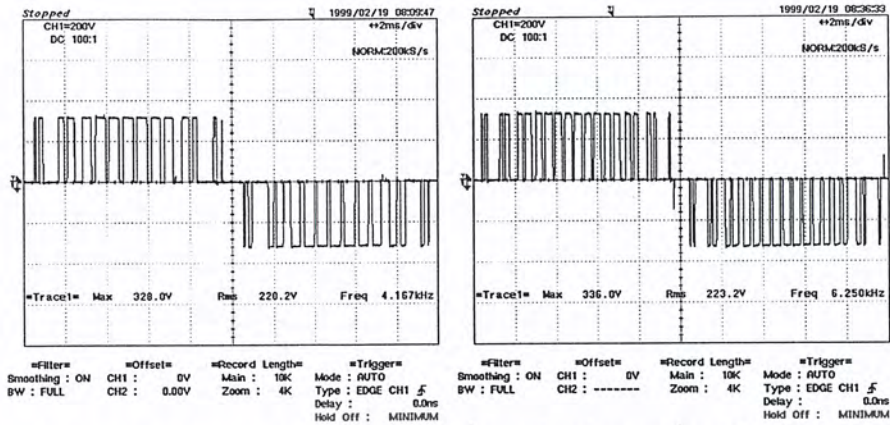
จากนั้นทดลองวัดค่ากระแสโรเตอร์โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาล์วโรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 6.17 เพื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงของความเร็วจะเห็นว่าค่ากระแสเฉลี่ยในโรเตอร์จะมีค่าน้อยเมื่อมอเตอร์ทำงานในสภาวะซิงโครนัส และเมื่อมอเตอร์ทำงานปกติกระแสโรเตอร์จะมีค่ามากขึ้นและมีความถี่เท่ากับความถี่สลิป



(ก)

(จ)

รูปที่ 6.18 สัญญาณกระแส และ แรงดันของ SVM เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลชันด้านการค่า  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานทดแทน  
ไม่อาจรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.19 สัญญาณแรงดันของ SVM เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่การมอดดูเลท

### 6.5 สรุป

ระบบชุดทดสอบเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่มีความยืดหยุ่นในการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ ต่าง ๆที่จะใช้ในการทดสอบได้ถูกสร้างขึ้นโดยที่ ชุดอินเวอร์เตอร์ในการทดลองจะใช้แหล่งจ่ายพี ดับบลิว เอ็ม ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนคุณสมบัติต่างๆของรูปคลื่น PWM ได้ เช่น รูปแบบของเทคนิคการมอดดูเลท, ค่าดัชนีการมอดดูเลท และค่าความถี่สวิตซ์ตั้งแต่ 1-6 kHz ซึ่งการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความไวสูงจะทำให้การประมวลผลแบบ Real time สามารถทำได้ง่าย และมีความแม่นยำสูง อีกทั้งชุดทดสอบนี้ยังมีจุดเด่นในการที่สามารถลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ให้มีค่าต่ำๆ ได้โดยการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าภายใต้สภาวะทดสอบหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัส ซึ่งจะสามารถแยกการสูญเสียในแกนเหล็กออกมาได้ นอกจากนี้ยังสามารถชดเชยการสูญเสียเนื่องจากการหมุนได้บางส่วนด้วย ดังนั้นจากประสิทธิภาพของชุดทดสอบนี้จะส่งผลให้ในการทดสอบการสูญเสียในแกนเหล็กของเครื่องจักรกลไฟฟ้าจะมีความถูกต้องแม่นยำมากขึ้นเนื่องจากพารามิเตอร์ของกระแสในโรเตอร์มีค่าต่ำมากๆ

## บทที่ 7

# โมเดลที่ใช้ในการทำนายค่ากำลังการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ และ ผลการทดลองที่ได้จากการวัดการสูญเสียในแกนเหล็ก

### 7.1. บทนำ

โดยทั่วไปการคำนวณการสูญเสียเป็นงานที่ต้องใช้การพยายามการค้นหาค่าที่ค่อนข้างสูงและยุ่งยากมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ในแกนเหล็ก ( Harmonic core losses) เทคนิคที่เหมาะสมที่จะใช้ประมาณและทำนายการสูญเสียนี้ไม่ควรที่จะมีการละทิ้งแฟคเตอร์ที่เกิดขึ้นจริง ๆ เช่น การอิ่มตัวของสารแม่เหล็ก, สภาวะของไหลและผลของความถี่สูงซึ่งในการที่จะประสบกับความถี่สูง การใช้โมเดลการสูญเสียตรวจสอบกับวงจรสมมูลของการสูญเสีย และผลการทดลองจะสามารถใช้ประมาณค่าได้ทั้งการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้าในแต่ละลำดับและทั้งหมดได้ โดยไม่ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับมอเตอร์

ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์หลักการการสูญเสียฮาร์มอนิกส์และโมเดลของกำลังการสูญเสียที่ใช้ทดสอบเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งวิธีที่ใช้ในการประเมินค่าสัมประสิทธิ์ของสูตรสำหรับฟังก์ชันการสูญเสียต่าง ๆ กับ ความถี่และไหลจะนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองเพื่อตรวจสอบซึ่งกันและกันระหว่างผลการทดลองและ โมเดลของการสูญเสียที่ใช้ไปในการศึกษา

### 7.2. วิธีการฟิตรูปคลื่น (Curve Fitting method)

ในการใช้แฟคเตอร์การสูญเสียสำหรับทำนายค่าการสูญเสียฮาร์มอนิกส์เมื่อทำงานกับ PWM ที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันจึงมีความจำเป็นต้องใช้วิธีการฟิตรูปคลื่นเพื่อแทรกสอดข้อมูลระหว่างการทดลอง ดังนั้นคุณลักษณะของการสูญเสียจึงสามารถแสดงเป็นฟังก์ชันได้ ซึ่งวิธีการนี้อยู่บนพื้นฐานของฟังก์ชันค่าต่ำสุดโดยใช้

Nonlinear least squares ซึ่งวิธีนี้ยอมให้มีการผิดพลาดเพียง 0.001เปอร์เซ็นต์ หรือดีกว่านั้น แต่อย่างไรก็ตามการเดาฟังก์ชันที่ต้องการสำหรับวิธีนี้รวมถึงการเลือกฟังก์ชันที่เหมาะสมจะพิจารณาในหัวข้อต่อไป

#### 7.2.1 การเลือกฟังก์ชันที่เหมาะสม

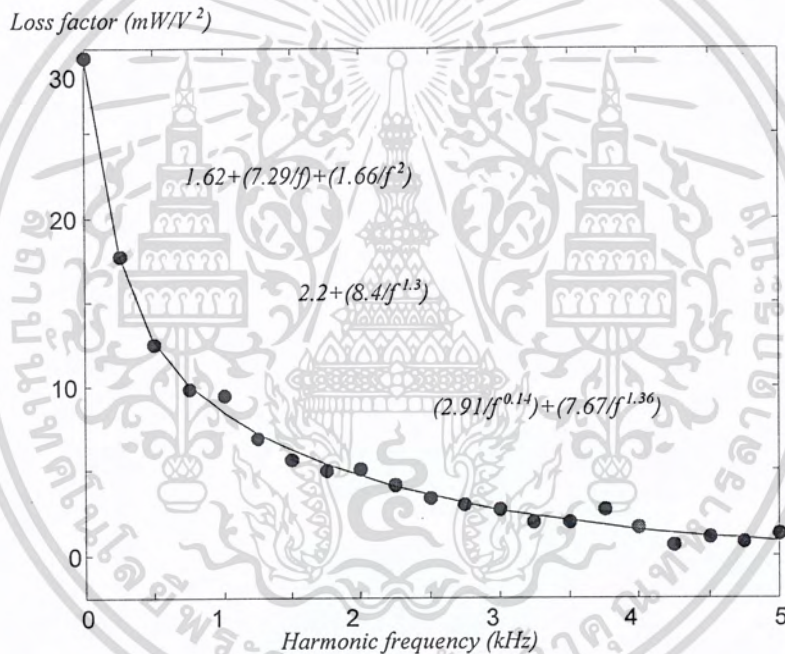
ในการเลือกฟังก์ชันที่เหมาะสมนั้นต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจพื้นฐานของพฤติกรรมของการสูญเสียในรูปแบบของการฟิตรูปคลื่นและรวมไปถึงข้อมูลที่ทำให้การวัดต้องครอบคลุมเท่าที่จะเป็นไปได้ การเลือกฟังก์ชันที่เหมาะสมนั้นต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจพื้นฐานของพฤติกรรมของการสูญเสียในรูปแบบของการฟิตรูปคลื่นและรวมไปถึงข้อมูลที่ทำให้การวัดต้องครอบคลุมเท่าที่จะเป็นไปได้ การเลือกฟังก์ชันที่เหมาะสมนั้นต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจพื้นฐานของพฤติกรรมของการสูญเสียในรูปแบบของการฟิตรูปคลื่นและรวมไปถึงข้อมูลที่ทำให้การวัดต้องครอบคลุมเท่าที่จะเป็นไปได้

สามารถเป็นไปได้ โดยพื้นฐานแล้วการใช้โมเดลการสูญเสียแบบง่าย จะแบ่งเป็น 2 ส่วนสำคัญ ๆ คือ การสูญเสียในตัวนำ และการสูญเสียในแกนเหล็ก (รวมกับการสูญเสียสเตรย์) ซึ่งได้มีหลาย ๆ ฟังก์ชันได้ถูกนำเสนอโดยหลาย ๆ นักวิจัยดังนี้

$$K_h = A + \frac{B}{f} + \frac{C}{f^2} \tag{7.1}$$

$$K_h = A + \frac{B}{f^\alpha} \tag{7.2}$$

$$K_h = \frac{A}{f^\alpha} + \frac{B}{f^\beta} \tag{7.3}$$



รูปที่ 7.1 ผลการฟิตข้อมูลเดียวกันเมื่อใช้ฟังก์ชันที่ต่างกัน

รูปที่ 7.1 แสดงให้เห็นว่าทุกฟังก์ชันสามารถทำการฟิตข้อมูลจากการทดลองได้ แต่จะสังเกตเห็นว่าในแต่ละรูปแบบของสมการจะมีค่าสัมประสิทธิ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งสมการที่ (7.1) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ A, B, C เป็น 1.62, 7.29, 1.66 ตามลำดับซึ่งเหมือนกับสมการที่ (7.2) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ A, B, และตัวยกกำลัง α เป็น 2.2, 8.4, 1.3 ตามลำดับ ส่วนสมการที่ (7.3) จะให้ค่าสัมประสิทธิ์ A, B และตัวยกกำลัง α, β เป็น 2.91, 7.67, 0.14, 1.36 ตามลำดับ ในสมการที่ (7.1), (7.2) จะเป็นการประมาณข้างต้นและยอมให้ความถี่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ความถี่อนันต์ (Infinite) ด้วยค่าคงที่ แต่สมการที่ (7.3) จะเป็นฟังก์ชันแสดงให้เห็นว่าเมื่อความถี่ฮาร์มอนิกสูงขึ้น จะทำให้การสูญเสียลดลงและเป็นศูนย์ที่ความถี่อนันต์ จะเห็นว่าฟังก์ชันนี้จะมีค่าความน่าเชื่อถือมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร หากมีการนำออกไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต เจ้าของเอกสารจะขอสงวนสิทธิ์ในการดำเนินคดีตามกฎหมายที่เกี่ยวข้อง

กว่าเมื่อนำมาพิจารณาเปรียบเทียบกับค่าจริงของวงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรไฟฟ้าและผลการทดลอง แต่อย่างไรก็ตามพฤติกรรมของการสูญเสียที่ความถี่สูงเป็นการยากที่จะพิจารณาเนื่องจากขีดจำกัดของเครื่องมือวัดและการวัดที่ถูกต้องซึ่งในปัจจุบันปัญหาดังกล่าวก็จะหมดไป เนื่องจากการพัฒนาเครื่องมือของบริษัทผู้ผลิต ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวัดที่มีผลของการสูญเสียต่ำเพื่อเพิ่มความเที่ยงตรงในการวัดซึ่งได้อธิบายในบทที่ 6

### 7.2.2 ฟังก์ชันการสูญเสียที่เลือกใช้

ฟังก์ชันที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือสมการที่ (7.3) ซึ่งผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกสามารถแสดงได้โดย

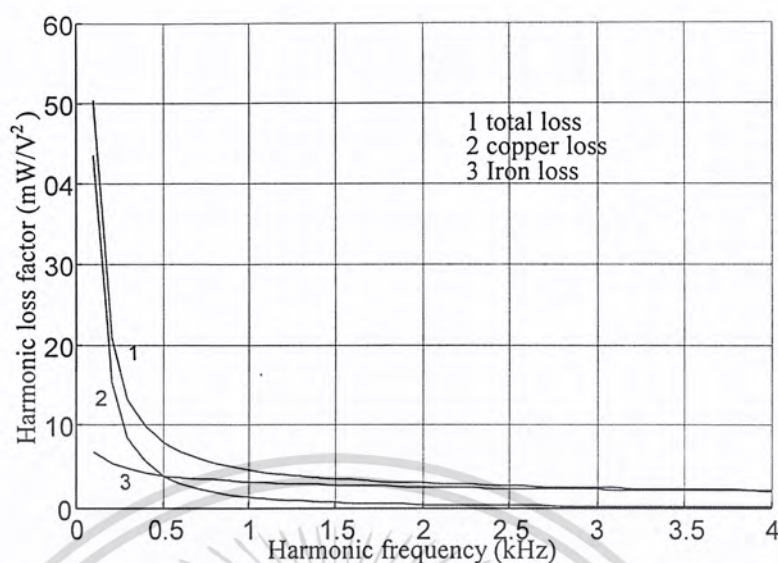
$$P_h = \sum_{n \neq 1} \left( \frac{A}{f_n^\alpha} + \frac{B}{f_n^\beta} \right) V_n^2 \quad (7.3)$$

เมื่อ  $V_n$  = ค่าค้ำของแรงดันฮาร์มอนิกที่มีผลต่อค้ำขั้วการมอดดูเลชั่น

$f_n$  = ความถี่ของแรงดันฮาร์มอนิก

$A, B, \alpha, \beta$  = ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากกราฟของคุณสมบัติการสูญเสีย

สำหรับส่วนของการสูญเสียในตัวนำกำลังของความถี่จะเป็น 1.5 ซึ่งเป็นค่าที่สมมุติขึ้น ถ้าพฤติกรรมของความต้านทานกับความถี่ที่แสดงความสัมพันธ์ดังที่ผ่านมาในบทที่ 5 ดังนั้นจึงเหลือ 3 ตัวแปรคือ  $A, B$  และ  $\beta$  ที่ต้องใช้การประเมินแบบการที่รูปลักษณ์ (โดยทั่วไป  $\alpha$  ประมาณ 1.5 และ  $\beta$  อยู่ระหว่าง 0.3-0.5) ในรูปที่ 7.2 ทดลองใช้ค่าสัมประสิทธิ์  $A=1.38, B=6.74, \alpha=1.5$  และ  $\beta=0.32$  คือโมเดลการสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไร้อะไรที่ได้จากการทดสอบหาโมเดลการสูญเสียตามวิธีการที่แนะนำเสนอโดย V.Kinases [9] ซึ่งผู้เขียนใช้เป็นโมเดลในการศึกษาแนวโน้มของผลกระทบของมอเตอร์ที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกจากสมการที่ (7.3) ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำการจำลองผลของการสูญเสียดังรูปที่ 7.2 จะเห็นว่าการสูญเสียในตัวนำ (copper loss) จะมีค่าสูงในช่วงที่ความถี่ต่ำและลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ของแรงดันฮาร์มอนิกสูงขึ้น (เส้นกราฟที่ 2 ในรูปที่ 7.2) ส่วนสูญเสียในแกนเหล็กจะลดลงอย่างช้าๆเมื่อความถี่ฮาร์มอนิกสูงขึ้นซึ่งจะสอดคล้องกับสมการที่(1) (เส้นกราฟที่ 1 ในรูปที่ 7.2) ในสมการที่ (7.3) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้คือเทอมแรกแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงฮาร์มอนิกอันดับต่ำ (copper loss) และฮาร์มอนิกสูงในเทอมที่สอง (iron loss) [5]



รูปที่ 7.2 ผลการจำลองคุณสมบัติของการสูญเสียซึ่งสัมพันธ์กับสมการที่ (7.3)

### 7.3 วิธีการค้นหาฟังก์ชันการสูญเสีย [2]

การนำเสนอโมเดลการคำนวณการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งเป็นผลมาจากแหล่งจ่ายแรงดันแบบ PWM อินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์หาสัมประสิทธิ์การสูญเสียในโมเดล ดังกล่าวจะใช้เทคนิคการวัดที่ง่าย และต้นทุนต่ำ และสามารถใช้ได้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำทุกขนาด การวัดการสูญเสียเริ่มตั้งแต่ความถี่ 300 Hz ถึง 30 kHz และโมเดลใหม่นี้จะสมมุติว่า การสูญเสียจะมากขึ้นที่แรงดันฮาร์มอนิกที่สูงขึ้นและสูงกว่าโมเดลแบบกึ่งสี่เหลี่ยมทั่วไป (Conventional Six-step) ซึ่งผลการทดลองก็จะแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียของรูปคลื่น PWM (ที่ประมาณ 3-5 kHz ของความถี่สวิตช์) นั้นมีการสูญเสียมากกว่าการทำงานในย่านของกึ่งสี่เหลี่ยมแต่ในขณะ ที่ค่าดัชนีการมอดดูเลท ของ PWM นั้นสูงขึ้นเช่นในย่านของโอเวอร์มอดดูเลท การสูญเสียก็จะลดลง ในโมเดลการสูญเสียนี้สามารถใช้ในการประเมินผลของ PWM ชนิดต่างๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงได้

การเลือกใช้เทคนิค PWM และความถี่ในการสวิตช์ของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ควรจะอยู่บนพื้นฐานของจำนวนหลายๆ อย่าง เช่น การสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

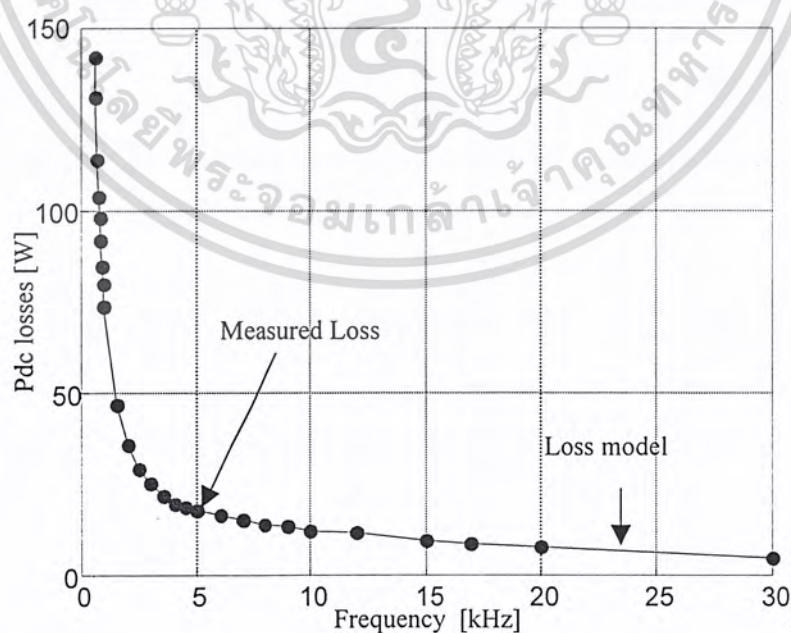
ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการวัดผลของการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิก และได้สร้างโมเดลการสูญเสียดังกล่าวขึ้น ซึ่งโมเดลนี้ให้ผลการทดลองที่เหมือนกับผลที่ได้จากการวัดจริง และผลนี้ชี้ให้เห็นว่า จำนวนการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กนั้น สำคัญสำหรับการสูญเสียที่เพิ่มขึ้น เมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกขับเคลื่อนด้วย PWM อินเวอร์เตอร์

### 7.3.1 การวัดการสูญเสียของมอเตอร์ตามฟังก์ชันของความถี่

ในรูปที่ 7.3 , 7.4 และ 7.5 แสดงการวัดการสูญเสียของมอเตอร์โดยใช้รูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม ในย่านของความถี่ 300 Hz ถึง 30 kHz โดยที่ โรเตอร์ของมอเตอร์ทดสอบถูกถือค้ำตำแหน่งให้อยู่กับที่ ดังนั้นจึงสังเกตได้ว่า การเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียที่เกิดขึ้นจะเห็นได้ค่อนข้างยาก เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วซึ่งโครนัสที่สอดคล้องกับความถี่ 50 Hz (ใช้การหมุนเพิ่มจากภายนอก) โดยใช้มอเตอร์ที่ใช้ทดสอบมีสามขนาดเช่น 1.1kW, 2.2kW และ 4 kW ซึ่งข้อมูลทั่วไปของมอเตอร์ได้นำเสนอในบทที่ 6 และภาคผนวก ข.

ในกรณีที่การวัดการสูญเสียที่เกิดขึ้นนั้นทำได้ยาก เมื่อต้องการความเที่ยงตรงในการวัดสูง โดยต้องครอบคลุมทุกย่านความถี่ ดังนั้นการสูญเสียในรูปที่ 6 จะวัดกำลังไฟฟ้าดีซีที่แรงดันเชื่อมโยงดีซี ( $V_{dc}, I_{dc}$ ) ในขณะที่  $V_{dc}$  และ  $I_{dc}$  คือ แรงดัน และ กระแส ที่จุดเชื่อมโยงดีซีตามลำดับ ซึ่งกรณีนี้สมมุติว่าการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็นศูนย์ ซึ่งการสมมุตินี้เป็นที่ยอมรับในการใช้อินเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบไอจีบีที ตัวเดียวไม่ใช้การต่อแบบขยายกระแส (Darlington) และความถี่ไม่เกิน 50 kHz ดังนั้นค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการวัดกำลังสูญเสียจะประมาณไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์

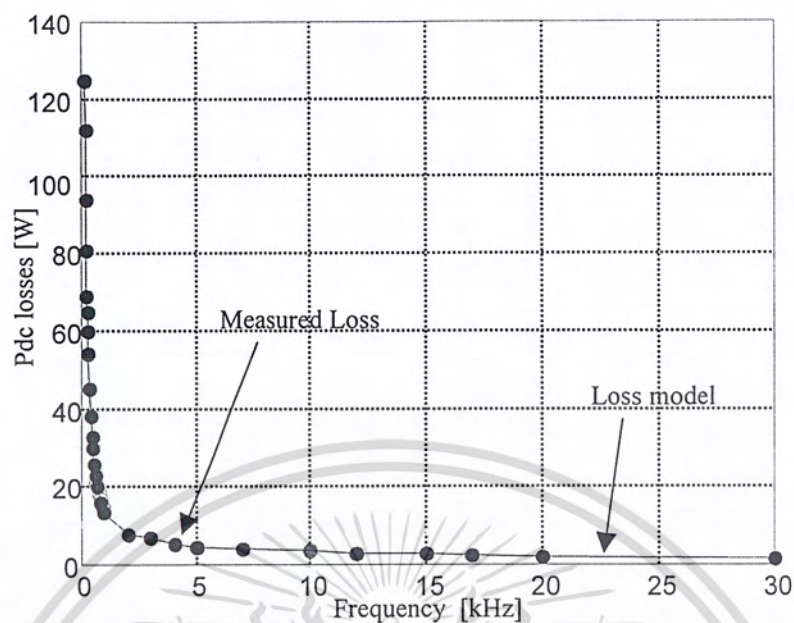
การทดลองนี้จะคงที่แรงดันเชื่อมโยงดีซีให้คงที่เพื่อที่จะรักษาค่าแรงดันพื้นคาเมนทอลให้คงที่ ดังนั้นค่าการสูญเสียที่ได้จะเกิดจากแรงดัน  $V_I = 0.78 V_{dc}$  ซึ่งตัวห้อยเลข 1 หมายถึง แรงดันพื้นคาเมนทอลของรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (หรือความถี่พื้นคาเมนทอลของรูปคลื่น)



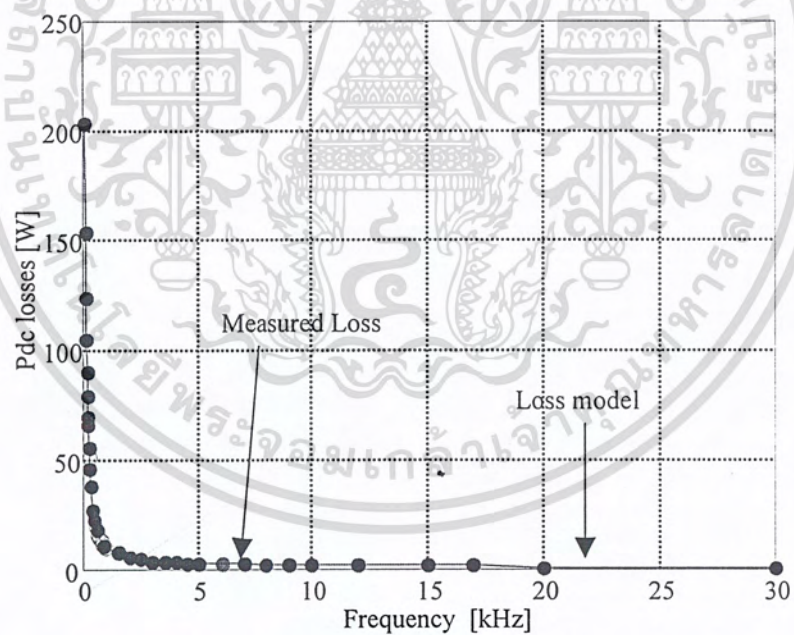
รูปที่ 7.3 ผลการวัด และ คำนวณการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 4 kW ตามฟังก์ชันรูปคลื่น

กึ่งสี่เหลี่ยม ที่  $V_I = 78 V_{rms}(L-L)$  คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

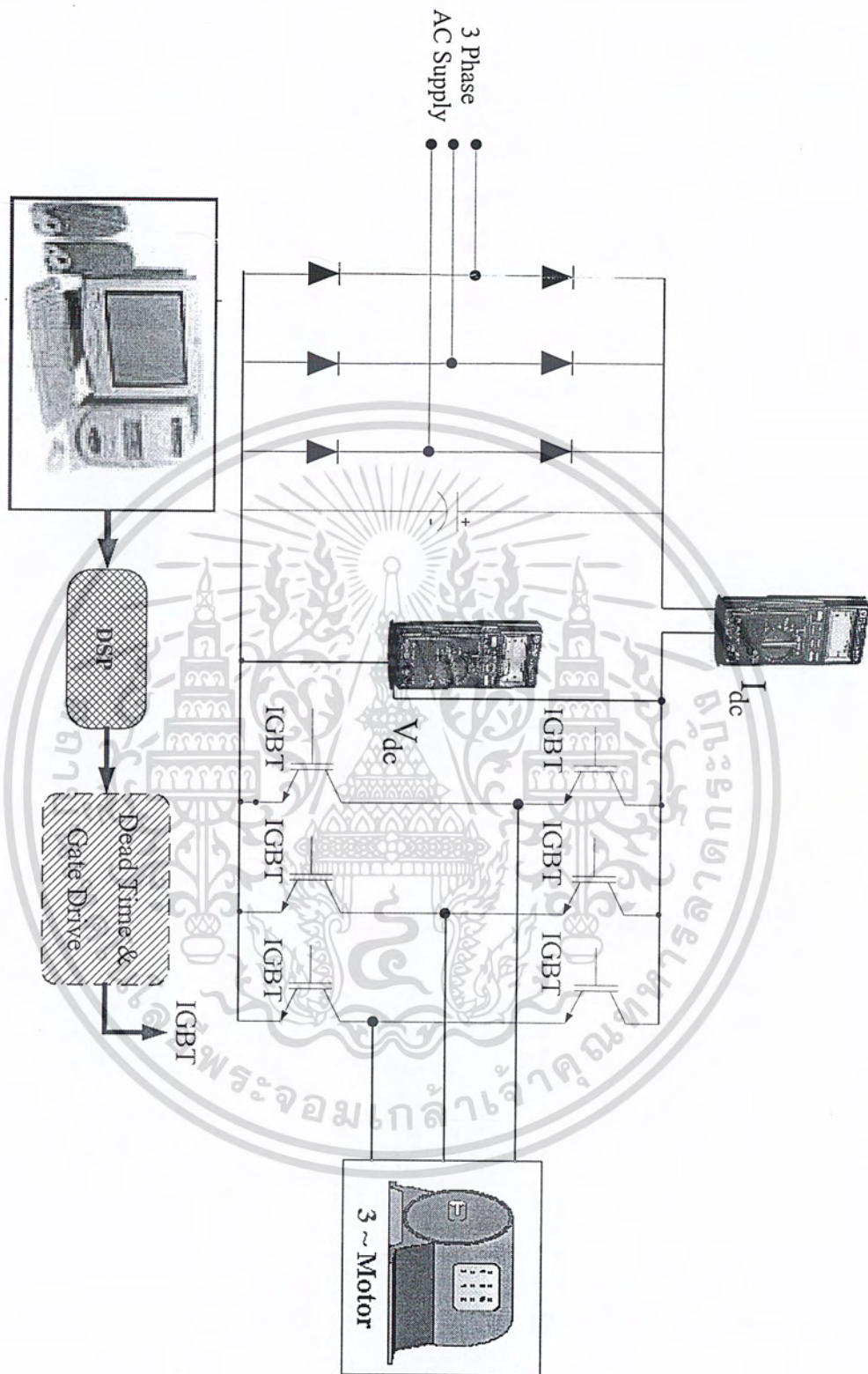


รูปที่ 7.4 ผลการวัด และ ค่าจากการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 2.2 kW ตามฟังก์ชันรูปคลื่น  
กึ่งสี่เหลี่ยมที่  $V_1 = 78 \text{ V}_{\text{rms}}$  (L-L) คงที่



รูปที่ 7.5 ผลการวัด และ ค่าจากการสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 1.1kW ตามฟังก์ชันรูปคลื่น  
กึ่งสี่เหลี่ยมที่  $V_1 = 78 \text{ V}_{\text{rms}}$  (L-L) คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.6 วงจรการทดลองที่ใช้ในการวัดการสูญเสียตามฟังก์ชันของรูปคลื่นกึ่งสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.3.2 การหาโมเดลการสูญเสียของมอเตอร์

เมื่อทำการ พิสูจน์คลื่นในค่าที่ได้จากการวัดการสูญเสียดังแสดงในรูปที่ 7.3-7.5 โดยใช้สมการด้านล่างเป็น สมการสมมุติ

$$P_{loss} = k_{cu} \sum_f \frac{V_f^2}{f^{1.5}} + k_{fe} \sum_f \frac{V_f^2}{f^\beta} \quad (7.4)$$

ในขณะที่  $k_{cu}$ ,  $k_{fe}$  และตัวแปร  $\beta$  นั้นต้องมีการประมาณค่าตัวแปร ส่วนในกรณีของการสูญเสียในตัวนำจะใช้ค่าตัวแปรความถี่เท่ากับ 1.5 ที่ใช้ค่านี้เนื่องจากสมการของความถี่ฮาร์มอนิกจะเป็นสัดส่วนกับ  $\left(\frac{V_f}{f}\right)$  และค่าความต้านทานจะสมมติให้เป็นสัดส่วนกับ  $\sqrt{f}$  ตามในเอกสารอ้างอิงที่ [2] และได้แสดงโดยละเอียดในบทที่ 6 การสูญเสียในแกนเหล็กจะประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (eddy Current losses) และการสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (hysteresis losses) โดยที่การสูญเสียฮิสเทอรีซิสจะถูกสมมติให้เป็นสัดส่วนกับ  $\left(\frac{V_f^2}{f}\right)$  ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความต้านทานของแผ่นเหล็กลามิเนต ส่วนการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนจะถูกสมมติให้เป็นสัดส่วนกับ  $\left(\frac{V_f^2}{f^0} = V_f^2\right)$  ในกรณีของความถี่ต่ำ และเป็นสัดส่วนกับ  $\left(\frac{V_f^2}{\sqrt{f}}\right)$  ในกรณีของความถี่สูง ในโมเดลการสูญเสียนี้จะประกอบด้วยสามตัวแปรสำหรับการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งแสดงโดยสมการ  $\frac{V_f^2}{f^\beta}$  ในขณะที่ตัวแปร  $\beta$  นั้นต้องทำการประมาณ

โดยที่ แรงดัน six step ที่ใช้สำหรับการวัดในรูปที่ 6 จะประกอบด้วยฮาร์มอนิกดังนี้

$$V_h = \frac{V_1}{h} \quad (7.5)$$

ในขณะที่  $h = 6n \pm 1$  และ  $n = 1, 2, 3, \dots$

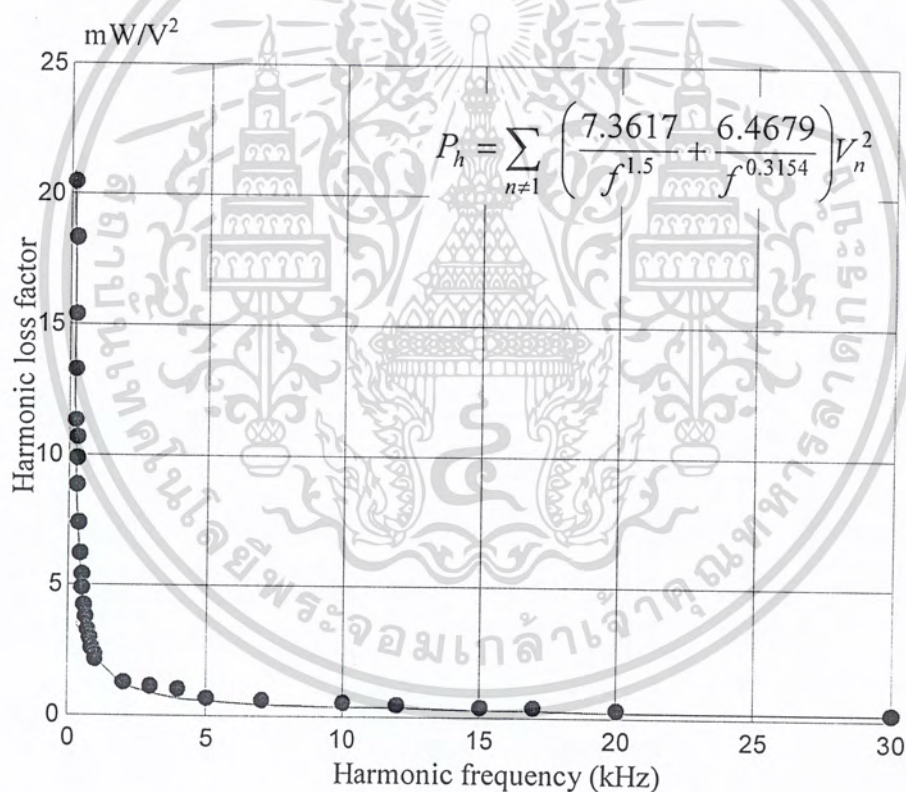
จากสมการที่ (7.4) และ (7.5)

$$P(f_{six-step}) = k_{cu} \frac{V_1^2}{f_1^{1.5}} \left( 1 + \frac{1}{5^2} \cdot \frac{1}{5^{1.5}} \cdot \frac{1}{7^2} \cdot \frac{1}{7^{1.5}} + \dots \right) + k_{fe} \frac{V_1^2}{f_1^\beta} \left( 1 + \frac{1}{5^2} \cdot \frac{1}{5^\beta} \cdot \frac{1}{7^2} \cdot \frac{1}{7^\beta} + \dots \right)$$

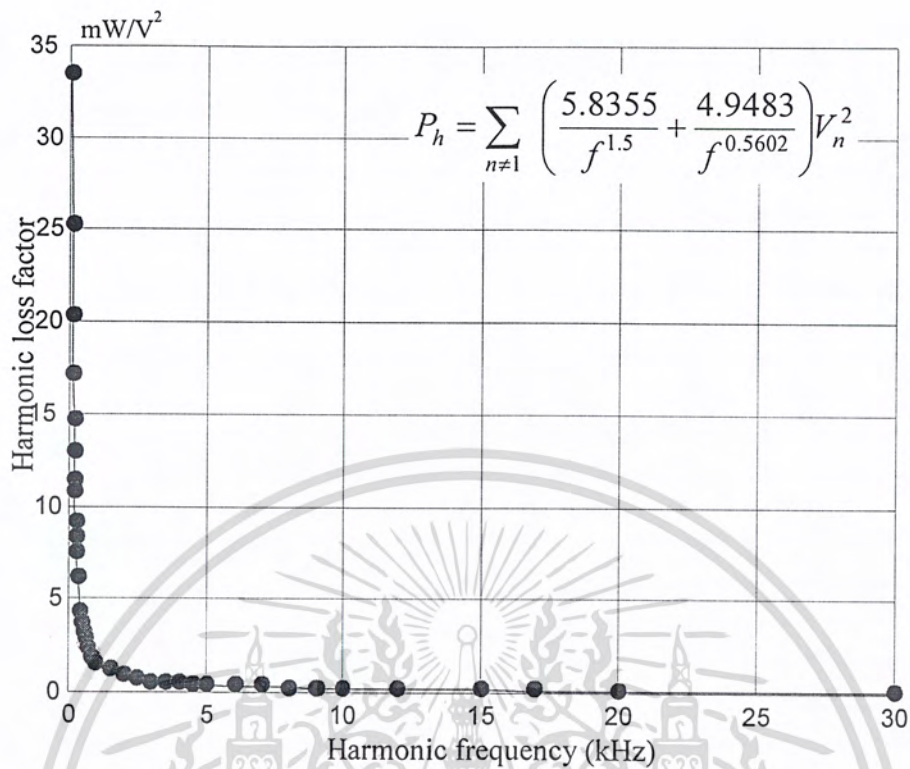
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (7.6) ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่  $S_{cu}$  และ  $S_{fe}$  คือ ผลรวมอนุกรมค่าในวงเล็บในสมการที่ (7.6)

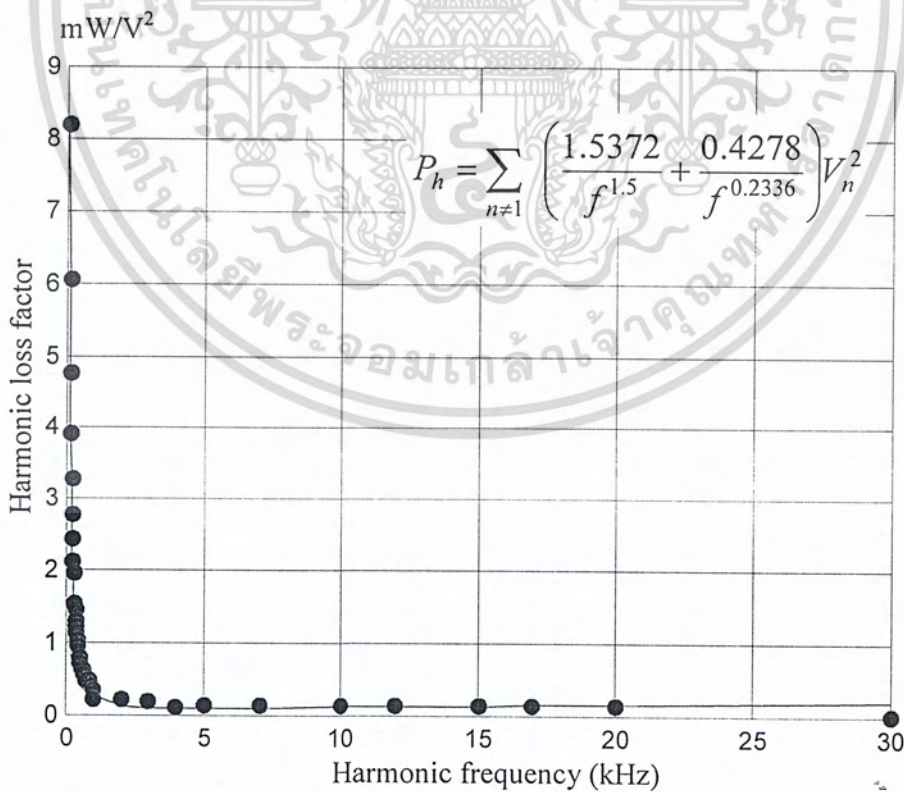
ค่าที่ยอมรับสำหรับตัวแปรความถี่ของการสูญเสียในแกนเหล็ก ( $\beta$ ) จะสมมุติให้อยู่ในย่าน 0.2 - 0.5 จากผลที่ได้จากการวัดค่ากำลังการสูญเสียที่ย่านความถี่ 300 Hz ถึง 30,000 Hz จากรูปที่ 7.3-7.5 จะนำมาทำการประเมินหาค่า  $k_{cu}$  และ  $k_{fe}$  (หรือค่า A และ B ในสมการที่ 7.3) ซึ่งจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสียที่มีความสัมพันธ์กับสมการคุณลักษณะในสมการที่ 7.3 ดังแสดงในรูปที่ 7.7-7.9 ซึ่งพารามิเตอร์นี้จะมีค่าสอดคล้องกับผลการทดลองในรูปที่ 7.3-7.5 ส่วนตัวแปรอื่น ๆ ที่เป็นองค์ประกอบในสมการที่ 7.6 เช่น  $S_{cu}$  และ  $S_{fe}$  จะมีค่าใกล้เคียง 1 คือ  $S_{cu}$  มีค่าเท่ากับ 1.00516 และ  $S_{fe}$  มีค่า 1.04761 ตามลำดับ ซึ่งค่าตัวแปรดังกล่าวนี้หามาจากการใช้การพีดีรูปคลื่นในการแก้ปัญหาเพื่อหาสมการที่สอดคล้องกับข้อมูลผลการทดลอง



รูปที่ 7.7 แสดงผลการวัดและคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 4 kW ตาม ฟังก์ชันของรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยมในย่านความถี่ 300Hz-30 kHz



รูปที่ 7.8 แสดงผลการวัดและคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 2.2 kW ตามฟังก์ชันของรูปคลื่นกึ่งคลื่นเหลี่ยมในย่านความถี่ 300Hz-30 kHz

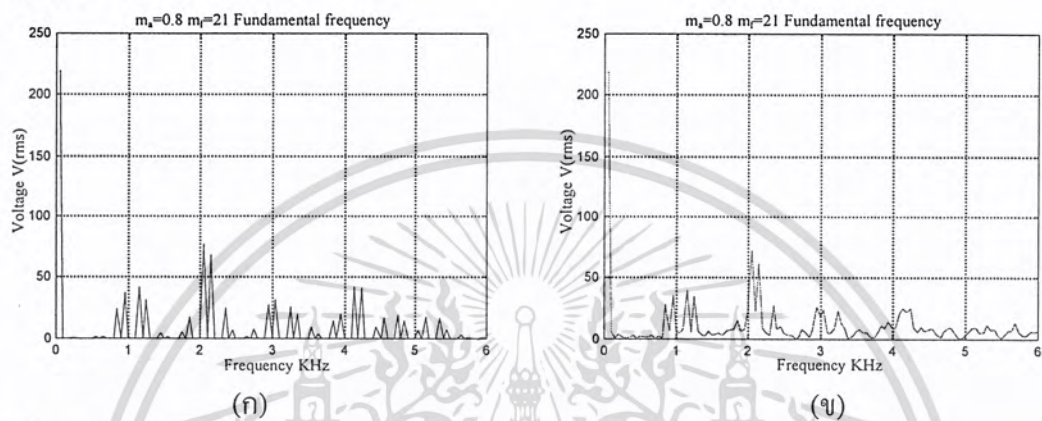


รูปที่ 7.9 แสดงผลการวัดและคำนวณแฟคเตอร์การสูญเสียของมอเตอร์ขนาด 1.1KW ตามฟังก์ชัน

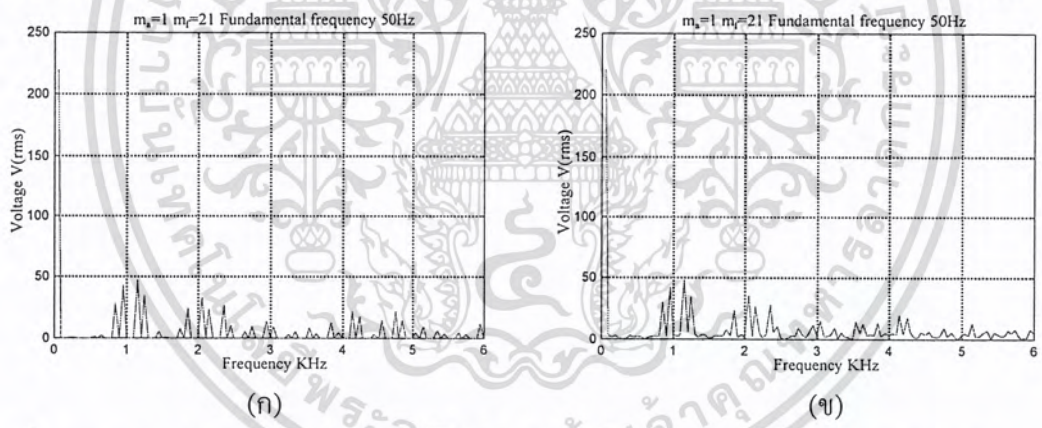
ของรูปคลื่นกึ่งคลื่นเหลี่ยมในย่านความถี่ 300Hz-30 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

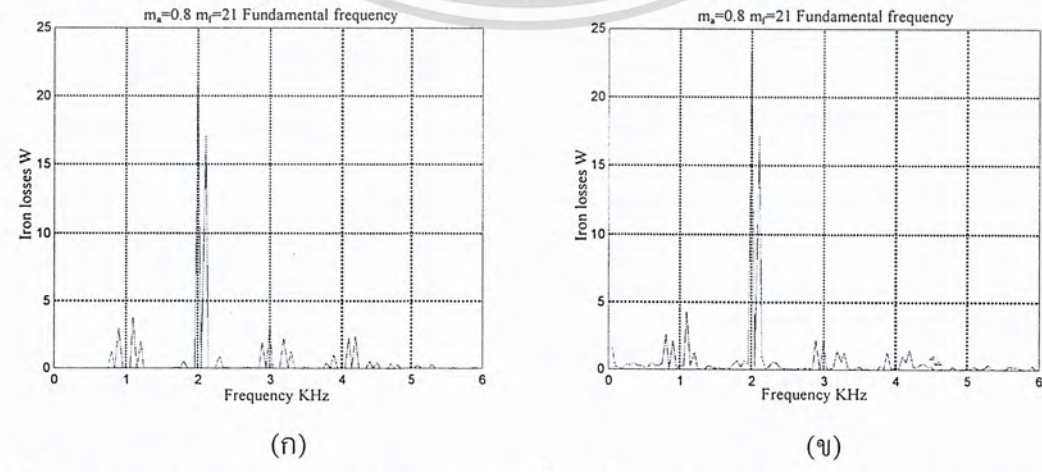
เมื่อรู้ตัวแปร  $k_{cu}$ ,  $k_{fe}$  และตัวแปรความถี่  $\beta$  ในสมการที่ (7.4) ก็จะสามารถคำนวณหาการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นได้ โดยใช้ค่าความถี่พินคาเมนทอล  $f_1 = 50$  Hz และอัตราการมีอคติของความถี่เท่ากับ 21 ซึ่งในการคำนวณนี้จะไม่พิจารณาผลของค่าเวลาเดทไทม์ ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณและจากการวัดดังแสดงในรูปที่ 7.10-7.15 จะเห็นว่ามีส่วนคล้ายคลึงกัน โดยที่การทดลองนี้ใช้รูปคลื่น PWM แบบสเปซเวกเตอร์



รูปที่ 7.10 สเปกตรัมแรงดันไลน์เอาต์พุตที่  $m_a=0.8$ ,  $m_f=21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด

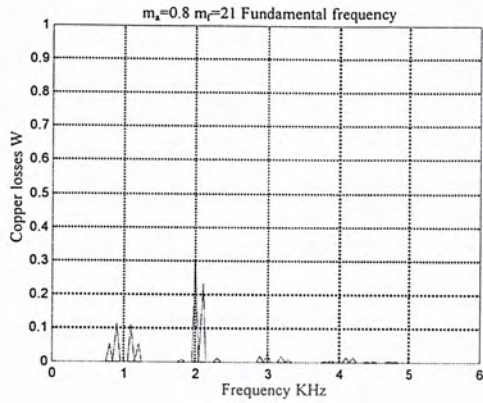


รูปที่ 7.11 สเปกตรัมแรงดันไลน์เอาต์พุตที่  $m_a=1$ ,  $m_f=21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด

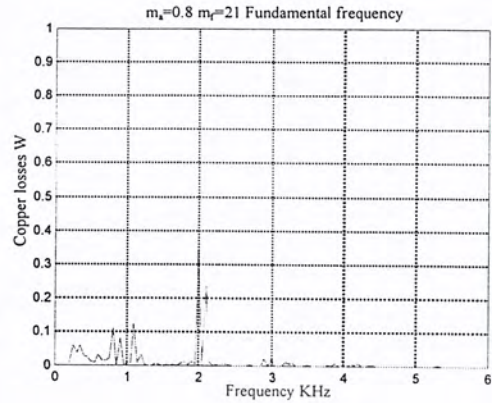


รูปที่ 7.12 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในแกนเหล็กที่  $m_a=0.8$ ,  $m_f=21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยสภาวะแวดล้อม จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

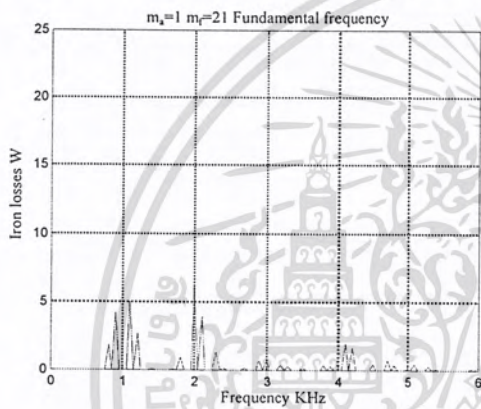


(ก)

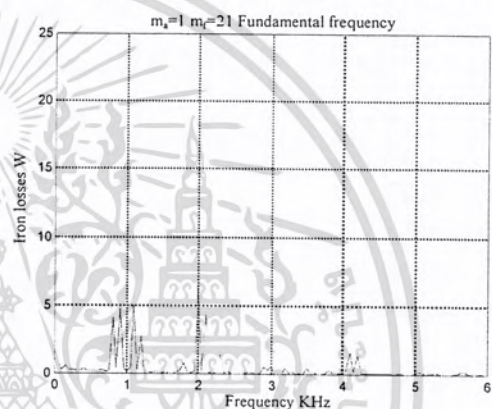


(ข)

รูปที่ 7.13 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในขดลวดที่  $m_s = 0.8, m_r = 21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด

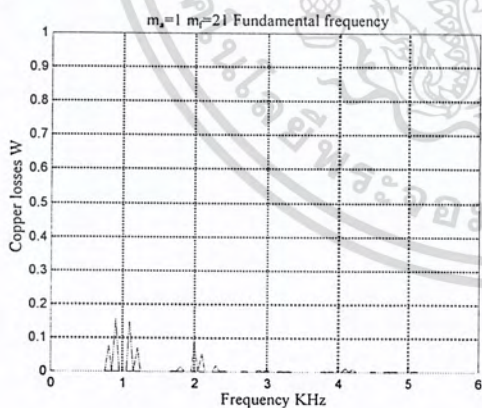


(ก)

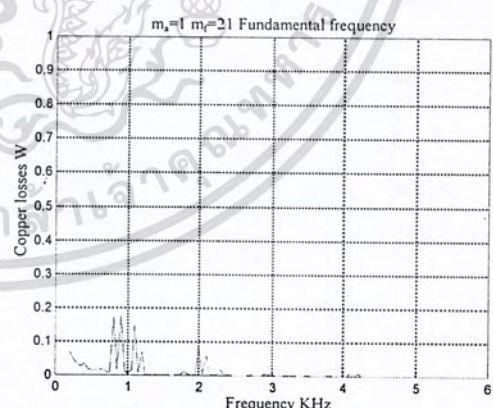


(ข)

รูปที่ 7.14 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในแกนเหล็กที่  $m_s = 1, m_r = 21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด



(ก)



(ข)

รูปที่ 7.15 สเปกตรัมกำลังการสูญเสียในขดลวดที่  $m_s = 1, m_r = 21$  (ก) ผลการคำนวณ (ข) ผลการวัด

จากผลการทดลองข้างต้น ได้แสดงถึงผลการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ โดยการผลคำนวณและ ผลการวัดได้ใช้ความสัมพันธ์ของสมการการสูญเสียในรูปที่ 7.7 ซึ่งสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าผลของการสูญเสียในแกนเหล็กและในขดลวดจะมีค่าลดลง ถ้าค่าดัชนีมอดคูลสูงขึ้น(เมื่อค่าแรงดันไลน์เอาท์พุทพินดามเมนทอล  $V_1$  เท่ากัน) ดังตารางผลการทดลองที่ 7.1 ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าแอมพลิจูดของแรงดันฮาร์มอนิกส์ลดลง จึงมีผลให้ค่าการสูญเสียโดยรวมลดลงตามความสัมพันธ์ของสมการการสูญเสียที่ 7.3 และที่น่าสนใจก็คือจากผลการทดลองค่าการสูญเสียในแกนเหล็กมีค่ามากกว่าการสูญเสียในขดลวดอย่างมาก ทั้งนี้เนื่องมาจากแฟคเตอร์ของการสูญเสียในขดลวดจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นซึ่งจะสอดคล้องกับความสัมพันธ์ของกราฟการสูญเสียในรูปที่ 7.2 ส่วนแฟคเตอร์การสูญเสียในแกนเหล็กจะลดลงน้อยมากเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่า ถ้าสามารถลดค่าแอมพลิจูดของแรงดันฮาร์มอนิกส์เอาท์พุทลงได้ ก็จะสามารถลดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าได้เช่นกัน

ตารางที่ 7.1 ผลการทดลองค่าการสูญเสียของมอเตอร์ที่มีความสัมพันธ์กับรูปที่ 7.7

เมื่อคงที่แรงดัน  $V_1 = 220$  V

ข้อมูลการสูญเสีย	$m_a = 0.8$		$m_a = 1$	
	ผลการคำนวณ	ผลการวัด	ผลการคำนวณ	ผลการวัด
แกนเหล็ก	142.6 W	148.3 W	115.2 W	118.5 W
ขดลวด	8.52 W	8.45 W	5.63 W	5.59 W

#### 7.4 ค่าการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เมื่อป้อนด้วยPWMอินเวอร์เตอร์

การทดลองได้ใช้ชุดทดสอบดังที่ได้อธิบายรายละเอียดในบทที่ 6 ซึ่งสามารถประเมินค่าการสูญเสียในแกนเหล็ก โดยที่มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการหมุนและการสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์น้อยมาก ๆ โดยสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทดสอบให้หมุนที่ความเร็วซิงโครนัส ซึ่งชุดทดสอบสามารถเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติต่าง ๆ ของ PWM อินเวอร์เตอร์ ได้ดังนี้

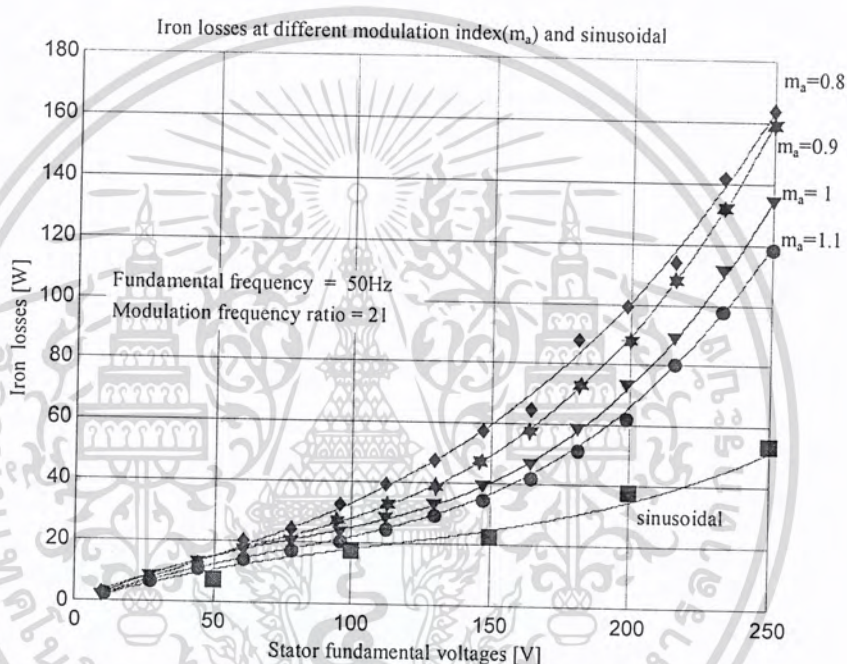
- 1) ค่าดัชนีมอดคูล
- 2) ความถี่ในการสวิตช์
- 3) รูปคลื่นการมอดคูล

เพื่อให้เข้าใจถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นของแต่ละพารามิเตอร์ในPWMอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวข้างต้น ในการทดสอบจะเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์เพียงตัวเดียวในการทดสอบแต่ละครั้ง ซึ่งในชุดทดสอบสามารถเปลี่ยนพารามิเตอร์ข้างต้นได้อย่างอิสระ ซึ่งรวมไปถึงการปรับแรงดันเชื่อม โยงคิซี เพื่อสามารถปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ด้วย ซึ่งได้แสดงรายละเอียดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาท์พุท, แรงดันเชื่อม โยงคิซี และค่าดัชนีการมอดคูลในหัวข้อ 2.8.1 และในการทดสอบพารามิเตอร์ข้างต้นจะใช้มอเตอร์ทดสอบขนาด 1.1 kW ซึ่งคุณสมบัติของมอเตอร์แสดงใน

เอกสารประกอบเล่มที่ 6 และสัมพันธ์กับกราฟโมเดลการสูญเสียในรูปที่ 7.9 นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.4.1 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตเปลี่ยนแปลง

ผลกระทบของค่าดัชนีการมอดูเลตที่มีผลต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ได้ทำการวัดโดยการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตที่ค่าต่างๆกัน โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SVM และทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเชื่อมโยจติซี เพื่อที่จะควบคุมแรงดันพื้นคาเมนทอลเอาท์พุทให้ได้ตามต้องการ โดยกำหนดให้ความถี่สวิทซ์คงที่ ซึ่งผลการทดลองของแต่ละค่าดัชนีการมอดูเลตแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 7.16

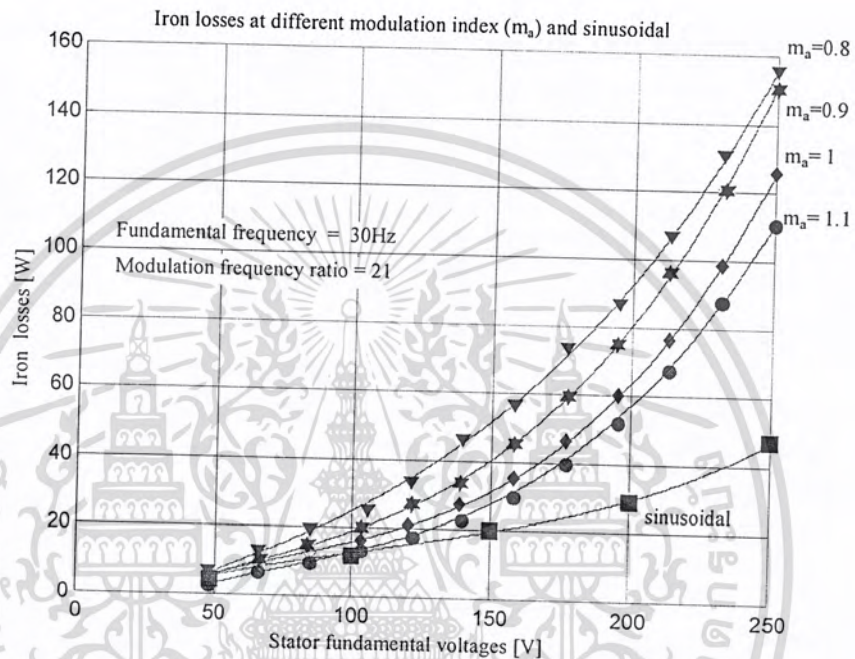


รูปที่ 7.16 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างๆ ตามค่าแรงดันพื้นคาเมนทอลเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ เมื่ออัตราความถี่มอดูเลต = 21 และความถี่พื้นคาเมนทอลเอาท์พุท 50 Hz

จากรูปที่ 7.16 แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กอย่างชัดเจน กล่าวคือการสูญเสียในแกนเหล็กจะมีขนาดมากขึ้นเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตลดลง และค่าการสูญเสียในแกนเหล็กจะเพิ่มขึ้นตามค่าแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำให้สามารถคาดเดาได้ว่า ค่าการสูญเสียในแกนเหล็กจะมีค่าลดลงถ้าความถี่อินเวอร์เตอร์ลดลง เพราะใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไป จะต้องรักษาค่าฟลักซ์ให้คงที่หรือรักษาค่าแรงดันต่อความถี่คงที่นั่นเอง และที่น่าสนใจอีกประเด็นก็คือ ในช่วงแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ เกินแรงดันพิกัดของมอเตอร์ (ในการทดลองนี้มอเตอร์ต่อแบบเดลต้า ค่าแรงดันพิกัดมีค่าเท่ากับ 220 โวลท์) จะการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กจะมากกว่าก่อนเกินค่าแรงดันพิกัด ทั้งนี้เป็นเพราะผลการ

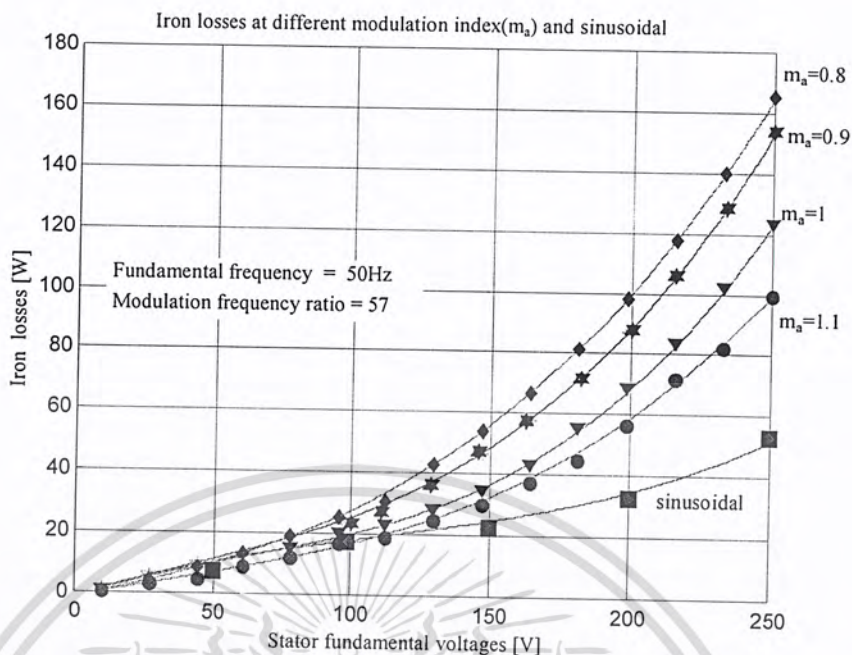
เอกล้านเป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการยินยอมจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PWM อินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับแหล่งจ่ายแบบไซน์ ส่วนในรูปที่ 7.17 เป็นผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อค่าความถี่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เป็น 30 Hz ตามค่าดัชนีการมอดูเลต เมื่อค่าอัตราส่วนความถี่การมอดูเลต เท่ากับในรูปที่ 7.16 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กลดลง ทั้งนี้อาจเป็นเพราะค่าความถี่การสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สูงขึ้น แต่ลักษณะการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กจะเหมือนกับผลการทดลองในรูปที่ 7.16



รูปที่ 7.17 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างๆ ตามค่าแรงดันพิกัดเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ เมื่ออัตราความถี่มอดูเลต = 21 และความถี่พิกัดเอาต์พุต 30 Hz

ส่วนผลการทดลองในรูปที่ 7.18 เป็นการเปลี่ยนค่าความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น ซึ่งส่งผลให้การสูญเสียในแกนเหล็กลดลง แต่การลดลงดังกล่าวจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการมอดูเลตของ PWM อินเวอร์เตอร์ โดยที่ลักษณะการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียก็จะมีลักษณะเหมือนกันกับในรูปที่ 7.16 และรวมไปถึงแหล่งจ่ายแบบไซน์อีกด้วย ดังนั้นจากการทดลองข้างต้น สามารถแสดงผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตที่มีต่อการสูญเสียในแกนเหล็กได้ชัดเจน



รูปที่ 7.18 การสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างๆ ตามค่าแรงดันพินคาเมนทอลเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ เมื่ออัตราความถี่มอดูเลต = 57 และความถี่พินคาเมนทอลเอาท์พุท 50 Hz

#### 7.4.2 ผลกระทบที่เกิดจากการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ในอินเวอร์เตอร์

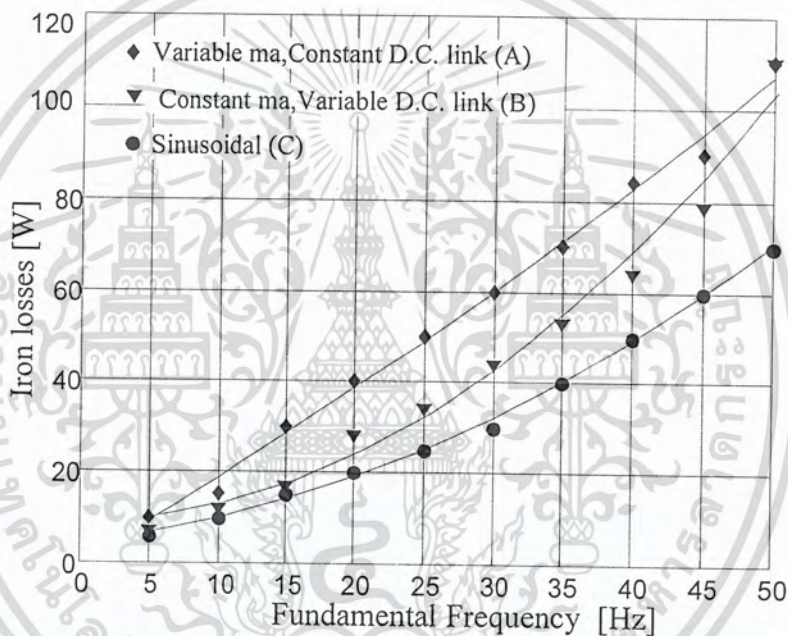
ในอุตสาหกรรม PWM อินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยวงจรเรกติไฟร์โดยใช้ไดโอดซึ่งทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะของแรงดันเชื่อมโยงดีซีคงที่และส่งผลให้การควบคุมแรงดันพินคาเมนทอลเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ควบคุมโดยการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต โดยที่ถ้ามอเตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานภายใต้สภาวะพลักซ์คงที่แล้วแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เอาท์พุทพินคาเมนทอล เมื่อไม่นำผลของแรงดันตกคร่อมความต้านทานภายในตัวมอเตอร์มาพิจารณา

ในการทำงานในสภาวะปกติค่าดัชนีการมอดูเลตจะเพิ่มขึ้นพร้อมกับความถี่ ในขณะที่ความเข้มแม่เหล็กเหนี่ยวนำในวัสดุแม่เหล็กนั้นคงที่ ดังนั้นการสูญเสียทางแม่เหล็กจะลดลงเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นที่ค่าแรงดันเอาท์พุทพินคาเมนทอลค่าเดียวกัน และการสูญเสียนี้จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ จะเห็นว่าพฤติกรรมของวัสดุแม่เหล็กเมื่อถูกจ่ายด้วยกฏอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่นี้น่าสนใจ ซึ่งในรูปที่ 7.19 แสดงความสัมพันธ์ของการสูญเสียในแกนเหล็กกับความถี่พินคาเมนทอลเอาท์พุท เมื่อมอเตอร์ถูกจ่ายด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ ซึ่งในรูปที่ 7.19 แสดงการเปลี่ยนแปลงแรงดันพินคาเมนทอลเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์โดยมีความสัมพันธ์กับค่าดัชนีการมอดูเลตดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) ค่าดัชนีการมอดูเลตเปลี่ยนแปลงและคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยงดีซี ซึ่งวิธีนี้ใช้งานโดยทั่วไปในอุตสาหกรรมอินเวอร์เตอร์
- 2) คงที่ค่าดัชนีการมอดูเลต ( ให้มีค่าสูง ๆ เท่าที่จะเป็นไปได้ก่อนเกิดช่วงโอเวอร์มอดูเลตซึ่งขึ้นอยู่กับเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณ ) และเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเชื่อมโยงดีซี เพื่อรักษาค่าฟลักซ์ให้คงที่

การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงสัญญาณไซน์แสดงในเส้น C ซึ่งผลต่างระหว่างเส้น A , B และ C คือการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกส์เมื่อมอเตอร์ถูกป้อนด้วย PWM อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 7.19 การสูญเสียในแกนเหล็ก กับความถี่พินดามเมนทอลเอาท์พุท โดยคงที่ค่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ เมื่อใช้การเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตและคงที่ค่ามอดูเลตที่  $m_r=57$ , 50Hz แบบ SVM

การสูญเสียในแกนเหล็กจะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เอาท์พุทเพิ่มขึ้น ดังนั้นการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นเนื่องจากความถี่พินดามเมนทอลเอาท์พุท ซึ่งการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นนี้มีค่ามากกว่าการสูญเสียที่ลดลงเนื่องจากค่าดัชนีการมอดูเลตที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากความถี่เพิ่มขึ้นแรงดันพินดามเมนทอลต้องเพิ่มขึ้นด้วยเพื่อรักษาฟลักซ์คงที่ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตกับความถี่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ถ้าค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าเป็น 1 ความถี่พินดามเมนทอลเอาท์พุทจะเท่ากับ 50 Hz ดังนั้นผลความแตกต่างสูงสุดระหว่างวิธีการควบคุมแรงดันต่อความถี่ที่ทั้งสองแบบจะอยู่ในช่วง 20-40 Hz เพราะในช่วงความถี่ 50 Hz จะมีค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากันซึ่งสามารถสรุปได้ว่าที่ความถี่ 50 Hz นั้นค่าการสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์นั้นใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองนี้สามารถพิจารณาเกี่ยวกับการใช้ PWM อินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำได้ สมมติว่าอินเวอร์เตอร์ต่อกับแหล่งจ่ายไฟ 380V 50Hz สามารถจ่ายแรงดันพินดามเมนทอลเอาต์พุต สูงสุดเท่ากับ 350 V โดยใช้เทคนิคการมอดูเลทรูปคลื่น และค่าดัชนีการมอดูเลทอยู่ในย่านที่เป็นเชิงเส้นไม่เกินช่วงโอเวอร์มอดูเลท โดยที่มอเตอร์ตามมาตรฐานทั่วไปจะจ่ายแรงดันเป็น 380/220V และเมื่อต่อแบบ สตาร์จะต้องจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ 380 V ดังนั้นจะต้องต่อแบบ เดลต้าเพื่อให้อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันได้น้อยลง โดยที่ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตต้อง 220V ต้องใช้ ค่าดัชนีการมอดูเลทประมาณ 0.65 (ถ้าเป็นฟังก์ชันการมอดูเลทแบบไซน์) จากตัวอย่างนี้จะสังเกตเห็นว่าผลการมอดูเลทนี้จะหมายถึงการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากการใช้ค่าดัชนีการ มอดูเลทต่ำ ๆ ซึ่งจากมุมมองนี้สามารถหาวิธีแก้ปัญหาได้เป็น

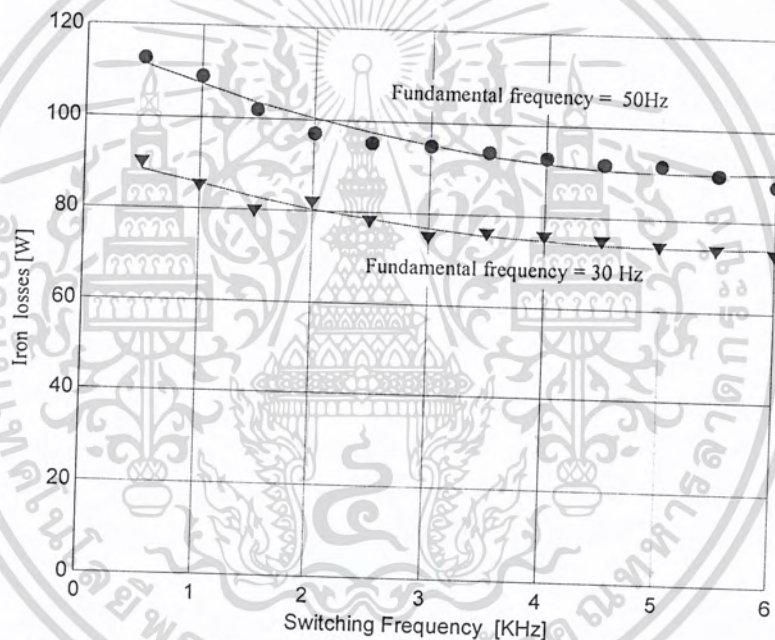
- 1) ใช้แรงดัน 350 V จ่ายให้กับมอเตอร์เนื่องจากค่าดัชนีการมอดูเลทสูง(ใกล้เคียง 1)แต่ แรงดันพินดามเมนทอลเอาต์พุตจะไม่ถึงแรงดันพิกัดของมอเตอร์ เนื่องจากมอเตอร์ต้อง ต่อแบบ สตาร์
- 2) ใช้อินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับแรงดันเชื่อม โยงดีซีได้ เพื่อจ่ายแรงดัน 220V และ มอเตอร์ต่อแบบเดลต้า โดยคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทที่ค่าสูง ๆ (ใกล้เคียง 1)

จากมุมมองด้านพลังงานการสูญเสียในแกนเหล็กนี้ การใช้การปรับแรงดันเชื่อม โยงดีซี เพื่อควบคุม แรงดันเอาต์พุตโดยคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทที่ค่าสูง ๆ จะเป็นวิธีเหมาะสม แต่ทั้งนี้ต้องคำนึงถึง ความยากง่ายในการควบคุมและการสูญเสียโดยรวมของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วย ดังนั้นในมาตรฐานที่กำลังใช้งานอุตสาหกรรมยุคใหม่ในปัจจุบันเกี่ยวกับการกำหนดค่าสูงสุดของฮาร์มอนิกส์ที่รบกวน ซึ่งจะนำมาใช้เร็ว ๆ นี้ เกี่ยวกับการพัฒนาเกี่ยวกับการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า เช่น สวิตช์ โหมค, บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวิธีการนี้สามารถใช้งานได้ในการลดการ สูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ และการสูญเสียในแกนเหล็ก อีกทั้งยังสามารถนำไปใช้งานประยุกต์ ด้านอื่นอีกด้วย ในการคงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทและปรับแรงดันเชื่อม โยงดีซีเพื่อควบคุมแรงดัน เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

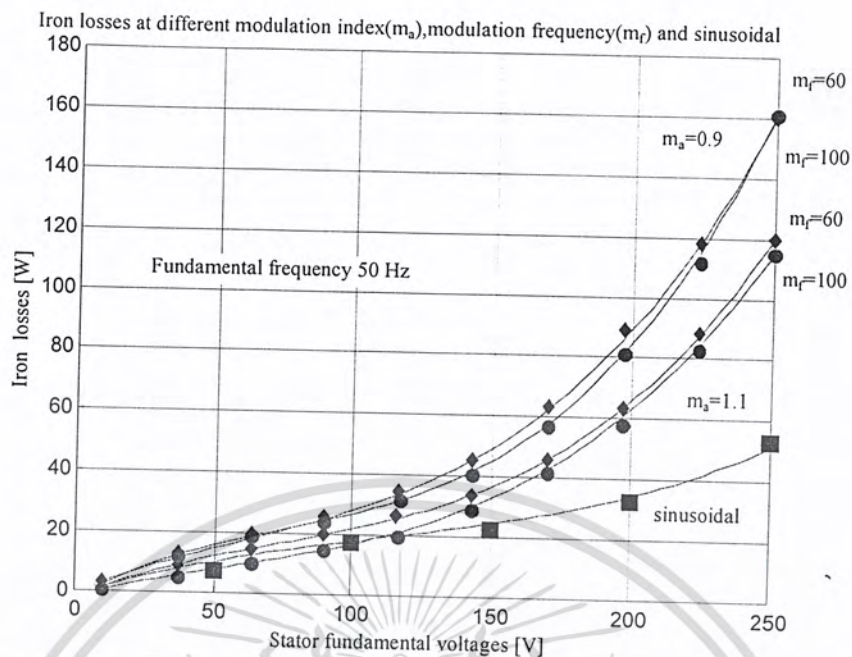
#### 7.4.3 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อค่า ความถี่สวิตซ์ของ PWMอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง

การทดสอบผลของความถี่สวิตซ์ของ PWMอินเวอร์เตอร์ที่มีผลกระทบต่อการสูญเสียใน แกนเหล็กสามารถทำการทดลองโดยคงที่ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ เช่น ค่าดัชนีการมอดูเลท ความถี่ เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ โดยที่แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมได้โดยการปรับแรงดัน เชื่อม โยงดีซี และทำการทดสอบมอเตอร์ในสถานะไม่มีโหลด ในรูปที่ 7.20 แสดงความสัมพันธ์ ระหว่างการสูญเสียในแกนเหล็กกับความถี่แรงดันพินดามเมนทอลเอาต์พุตที่ 30 และ 50 Hz ตาม ลำดับ สำหรับความถี่สวิตซ์เท่ากับ 750 Hz ถึง 5 KHz ซึ่งผลการทดลองแสดงถึงการลดลงของการ ค่า เป็นเอกลักษณ์ที่สังเกตเห็นได้ชัดว่าค่าการสูญเสียในแกนเหล็กจะลดลงเมื่อความถี่สวิตซ์เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามการคำนวณการสูญเสียในแกนเหล็กที่แม่นยำจำเป็นต้องใช้โปรแกรมจำลองหรือการวัดที่แม่นยำ อย่างไรก็ตามการวัดที่แม่นยำจำเป็นต้องใช้โปรแกรมจำลองหรือการวัดที่แม่นยำ อย่างไรก็ตามการวัดที่แม่นยำจำเป็นต้องใช้โปรแกรมจำลองหรือการวัดที่แม่นยำ

สูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์ โดยเฉพาะที่แรงดันพินคาเมนทอลเอาท์พุทสูง ๆ ในช่วงความถี่สวิตช์เท่ากับ 3 kHz เป็นต้นไป ส่วนความถี่ที่สูงกว่านี้จะเห็นว่าการลดลงของการสูญเสียที่น้อยมากสามารถพิจารณาได้ว่าเกือบความถี่ที่กับความถี่สวิตช์ประกอบกับในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ เช่น IGBT นั้นนิยมใช้เป็นอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถรองรับการใช้งานที่ความถี่สูงได้ จะเห็นว่าผลของความถี่สวิตช์ที่มีต่อการสูญเสียในแกนเหล็กนั้นมีผลน้อยมาก จะสังเกตได้จากการวิเคราะห์ผลการทดลอง จะไม่มีผลกระทบต่อชัดเจนนักในการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตซึ่งสามารถแสดงให้เห็นชัดเจนในผลการทดลองในรูปที่ 7.21 แต่ผลกระทบต่อการใช้ PWM เนื่องจากการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้น



รูปที่ 7.20 การสูญเสียในแกนเหล็กกับความถี่สวิตช์ เมื่อค่าความถี่พินคาเมนทอลเอาท์พุทคงที่โดยใช้ PWM แบบ SVM ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.9 คงที่



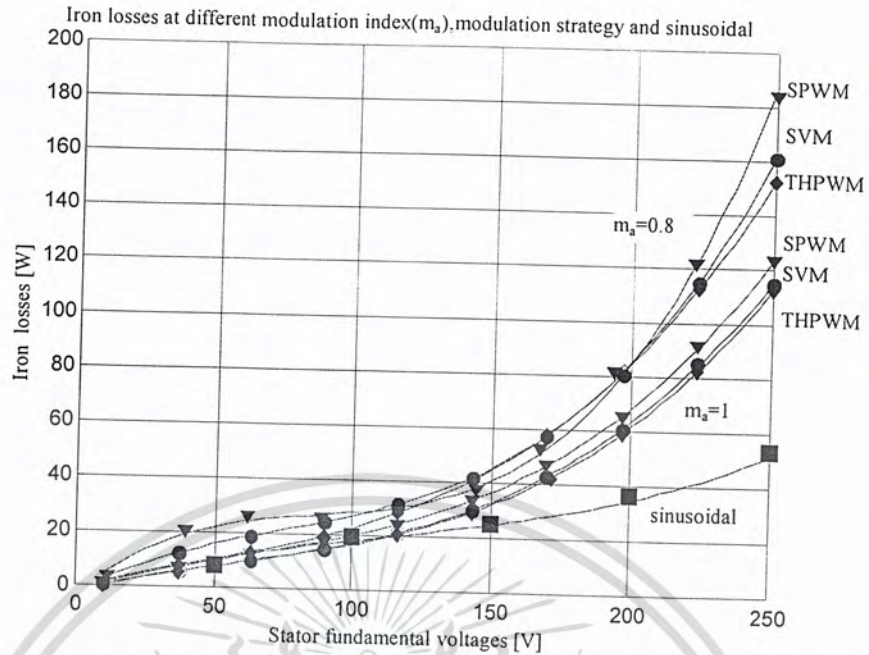
รูปที่ 7.21 การสูญเสียในแกนเหล็ก กับแรงดันพื้นดามเมนทอลเอาท์พุท โดยเปลี่ยนค่าความถี่สวิตช์ และดัชนีการมอดูเลต ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เอาท์พุท 50Hz แบบ SVM

#### 7.4.4 ผลการสูญเสียในแกนเหล็กเมื่อเปลี่ยน เทคนิคการมอดูเลต PWM

ผลกระทบในการเปลี่ยนเทคนิคการมอดูเลตจะทำโดยคงที่ค่าความถี่สวิตช์และแรงดันเอาท์พุทโดยให้มอเตอร์ทำงานในสภาวะ ไม่มีโหลด โดยใช้เทคนิค PWM ดังนี้

- 1) เทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์ (SPWM)
- 2) เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (SVM)
- 3) เทคนิคการมอดูเลตไซน์ร่วมกับฮาร์โมนิกส์ที่ 3 (THPWM)

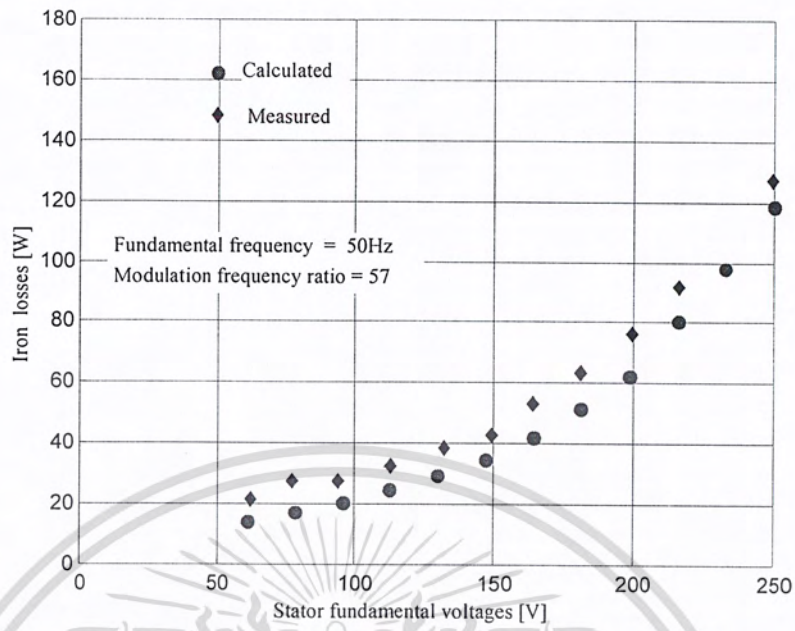
ซึ่งที่มาและลักษณะการมอดูเลตได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 และเพื่อหลีกเลี่ยงการนิยามค่าดัชนีการมอดูเลตของเทคนิคการมอดูเลตที่แตกต่างกันจึงวิเคราะห์ผลของการสูญเสียในแกนเหล็กกับแรงดันพื้นดามเมนทอลเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ในแสดงในรูปที่ 7.22 แสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์กับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ สำหรับเทคนิคการมอดูเลตแบบต่างๆ มีผลกระทบต่อการใช้แกนเหล็กน้อยมากเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต โดยเฉพาะที่ความถี่สวิตช์สูงๆ



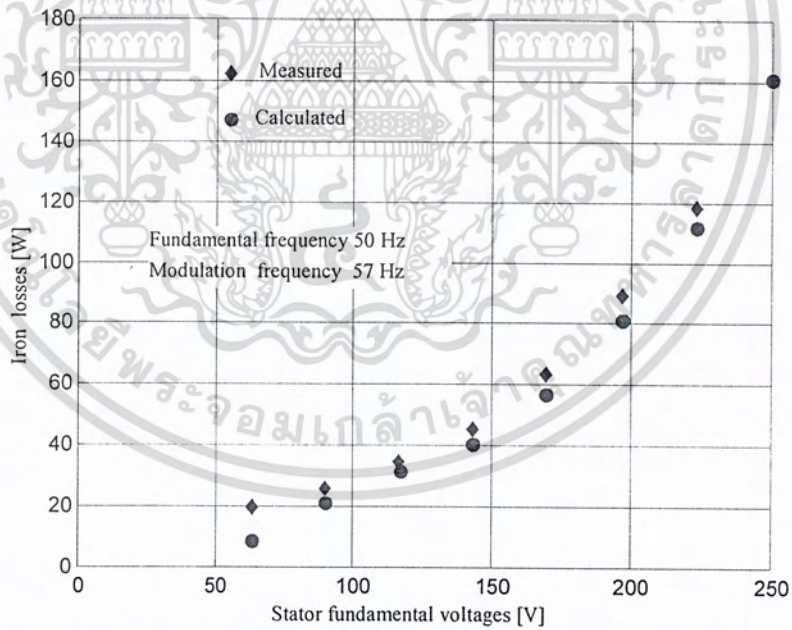
รูปที่ 7.22 การสูญเสียในแกนเหล็ก กับแรงดันพื้นคาเมนทอลเอาท์พุท โดยเปลี่ยนเทคนิคการมอดูเลต PWM และดัชนีการมอดูเลต ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เอาท์พุท 50Hz และ  $m_f = 21$

## 7.5 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดกับการคำนวณจากโมเดลการสูญเสีย

จากหัวข้อที่ 7.3 ได้นำเสนอการค้นหาโมเดลการสูญเสียโดยทดสอบมอเตอร์ตามฟังก์ชันการทำงานของรูปคลื่น Six Step โดยมอเตอร์ที่นำมาทดสอบมีคุณสมบัติการสูญเสียดังเสนอในรูปที่ 7.3 และ 7.5 ซึ่งได้ผลการทดสอบเปรียบเทียบผลการคำนวณและผลการวัดดังแสดงในรูปที่ 7.23 และ 7.24 จะเห็นว่าผลการวัดจะมีค่ามากกว่าผลการคำนวณเล็กน้อยสำหรับมอเตอร์ขนาด 1KW ส่วนมอเตอร์ขนาด 4KW ทั้งค่าคำนวณและค่าการวัดมีค่าใกล้เคียงกันมาก สำหรับโมเดลการสูญเสียที่นำเสนอนี้จากการทดลองจะมีค่าผิดพลาดอยู่บ้างทั้งนี้อาจเนื่องมาจากการทดสอบข้างต้น ได้นิยามถึงผลการสูญเสียในแกนเหล็กมีขนาดเท่ากันตลอดย่านการทำงานของมอเตอร์หรือมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ประกอบกับการคงที่ค่าแรงดันพื้นคาเมนทอลของรูปคลื่น Six Step ที่ใช้ทดสอบอาจจะไม่เหมาะสมกับมอเตอร์ และอีกประการหนึ่งคือการสูญเสียในแกนเหล็กที่วัดได้จะรวมค่าปริมาณการสูญเสียสเตรย์ด้วย ซึ่งบางครั้งการสูญเสียสเตรย์จะขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของโหลดเช่นกัน แต่ทั้งนี้โมเดลการสูญเสียนี้ก็ให้ผลการทดลองที่น่าพอใจและสามารถนำไปใช้ประเมินการสูญเสียที่มีการพิจารณาถึงความถี่สูงขึ้นพื้นฐานได้เพื่อนำไปสู่การเข้าใจกลไกการเกิดการสูญเสียได้ดีขึ้น อีกทั้งขั้นตอนการค้นหายารามิเตอร์ไม่ยากและซับซ้อนมากนัก



รูปที่ 7.23 เปรียบเทียบการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์ขนาด 1 KW ระหว่างค่าคำนวณและค่าที่วัดค่า  $m_u = 1$  ขณะปรับแรงดันพื้นคามาเมนทอลเอาท์พุทของคลื่น PWM



รูปที่ 7.24 เปรียบเทียบการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์ขนาด 4 KW ระหว่างค่าคำนวณและค่าที่วัดค่า  $m_u = 1$  ขณะปรับแรงดันพื้นคามาเมนทอลเอาท์พุทของคลื่น PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.6 สรุป

ในหลาย ๆ บทความทางวิชาการได้แสดงความคิดเห็นเกี่ยวกับ โมเดลของการสูญเสียฮาร์มอนิกสับบนพื้นฐานที่ขึ้นอยู่กับความถี่ของความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำในมอเตอร์ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากสกินเอฟเฟกต์ (skin Effect) โดยที่ค่าการสูญเสียฮาร์มอนิกจะถูกสมมุติให้เป็นสัดส่วนกับ  $V_h^2$  ซึ่งก็จะเหมือนกับข้อสมมุติในงานวิจัยนี้ อย่างไรก็ตามผลที่ได้จากการวัดแสดงให้เห็นว่าบางครั้งการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียฮาร์มอนิกนั้นมากกว่า  $V_h^2$  โดยเฉพาะที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่ต่ำกว่า 1,000 Hz และในที่สุดแล้วเราสามารถอ้างอิงในการใช้โมเดลการสูญเสียนี้พิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นสำหรับฮาร์มอนิกต่าง ๆ

แนวทางที่ใช้ในการวัดและวิเคราะห์การสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการประเมินค่าคงที่ในโมเดลการสูญเสียที่แสดงในสมการที่ (7.4) จะเห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กนั้นมีค่าลดลงค่อนข้างช้าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น และแรงดัน PWM จะมีความถี่ฮาร์มอนิกสูงนั้นมากกว่าแรงดันแบบ six-step ซึ่งการสูญเสียของมอเตอร์ทั้งหมดเมื่อป้อนด้วยแรงดันแบบ PWM บางครั้งจะมีค่ามากกว่ามอเตอร์ที่ป้อนด้วย six-step ( แสดง โดย Loss factor ในบทที่ 5 ) ซึ่งในกรณีนี้จะคำนึงถึงความต้องการของความถี่ PWM ที่สูง ๆ

การประมาณการสูญเสียในมอเตอร์ ในกรณีการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบนั้นใช้มอเตอร์ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมโดยทั่วไปโดยใช้หลักการคั้งที่ได้เสนอไว้ข้างต้น

ในการทดลองนี้ซึ่งได้จากการวัดนั้นแสดงให้เห็นว่าการเลือกความถี่สวิตช์ ซึ่งส่วนใหญ่อินเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมทั่วไปจะใช้ 3-5 kHz เนื่องจากการลดลงของการสูญเสียในแกนเหล็กที่ความถี่สูงกว่านี้ นั้นน้อยมาก ซึ่งเมื่อพิจารณาผลของการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ อาจจะมีค่ามากกว่าการสูญเสียในแกนเหล็กที่ลดลง

จากการตรวจสอบพบว่าการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำที่จะใช้กับการขับเคลื่อน แบบ PWM นั้นจำเป็นจะต้องใช้วัสดุสารแม่เหล็กที่มีความเหมาะสมกับความถี่ในการสวิตช์ หรือไม่เช่นนั้นถ้าเป็นวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำให้มีการพิจารณาในกรณีการสูญเสียที่มีค่าต่ำ ๆ ดังแสดงในเอกสารอ้างอิงที่ [5] และในกรณีที่ต้องการอุปกรณ์สวิตช์ที่มีความเร็วสูง และมีการสูญเสียในการสวิตช์ต่ำ

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นกรณีต้องรักษาอัตราส่วนของความถี่กับแรงดันให้คงที่เพื่อรักษาแรงบิดของมอเตอร์นั้น ในอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนส่วนใหญ่ใช้การปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตและคงที่ค่าแรงดันเชื่อม โยค ดี.ซี.ไว้ แต่จากการทดลองนี้พบว่าถ้าค่าดัชนี การมอดูเลตต่ำ ๆ จะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกนั้นมีค่ามากขึ้น ดังนั้นถ้าพิจารณาถึงการลดการสูญเสียในมอเตอร์ลงแล้ว การคงที่ค่ามอดูเลชันไว้ที่ค่าสูง ๆ ก่อนที่จะเกิดการหนีของโอเวอร์มอดูเลชันนั้นจะทำให้การสูญเสียเนื่องจากการฮาร์มอนิกต่ำ ดังนั้นในเทคนิคการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบใหม่ ถ้าคำนึงผลการสูญเสียในมอเตอร์เป็นสำคัญก็น่าจะเปลี่ยนจากการคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยงคิ ซี แล้วปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลทมาเป็นการคงที่ค่ามอดดูเลทแล้วปรับเปลี่ยนแรงดันเชื่อมโยงคิ ซี เพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่

ค่าดัชนีการมอดดูเลทเป็นตัวแปรสำคัญที่มีผลต่อการสูญเสียในแกนเหล็ก กล่าวคือถ้าอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ค่าดัชนีการมอดดูเลทสูง ผลการสูญเสียในแกนเหล็กก็จะต่ำ แต่ในทางปฏิบัติสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วย ซึ่งระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีการคงที่ค่ามอดดูเลทและปรับค่าแรงดันเชื่อมโยงคิซีต้องหาวิธีที่เหมาะสม

ผลกระทบของความถี่สวิตซ์ไม่มีผลกระทบสำคัญนักต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ในทางปฏิบัติเมื่อความถี่สวิตซ์เพิ่มขึ้นผลของการสูญเสียจะลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตซ์จะส่งผลให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ภายในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ลดลง ดังนั้นค่าความถี่สวิตซ์ที่ควรใช้จะอยู่ในช่วง 3-5 kHz สำหรับอินเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ แต่ทั้งนี้การเลือกความถี่สวิตซ์ต้องประเมินกับการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในอินเวอร์เตอร์ด้วย

ฟังก์ชันการมอดดูเลทนั้นมีสำคัญน้อยต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ถ้าความถี่ในการสวิตซ์สูงมากพอ ซึ่งในการทดสอบเทคนิคการมอดดูเลทในฟังก์ชันต่าง ๆ มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยมากเมื่อเทียบกับการสูญเสียในแกนเหล็กที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ามอดดูเลท

## บทที่ 8

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 8.1 สรุปผลการวิจัย

จากการวิจัยในเรื่องของการสูญเสียในแกนเหล็กที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อมอเตอร์ถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายแบบ PWM ซึ่งผู้วิจัยได้แบ่งค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวของ PWM อินเวอร์เตอร์มาวิเคราะห์โดยจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆของ PWM อินเวอร์เตอร์ให้คงที่เพื่อที่จะเข้าใจกลไกการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กในมอเตอร์อย่างชัดเจน ซึ่ง ชุดทดสอบที่สร้างขึ้น โดยเฉพาะเท่านั้น โดยแบ่งเป็น 2 ชุดคือ

1 ชุดกำเนิดสัญญาณ PWM ที่สามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ ต่างของ PWM อินเวอร์เตอร์ได้อย่างอิสระโดยใน DSP TMS 320C50 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณและให้กำเนิดสัญญาณ และเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อะนาลอกภายนอกเพื่อให้เกิดความยืดหยุ่นในการควบคุมมากยิ่งขึ้น

2. ชุดทดสอบมอเตอร์ การวัดการสูญเสียในขณะไร้ภาระโดยทั่วไปนั้นไม่ยากนักแต่ถ้ามีความต้องการที่จะพยายามแยกค่ากำลังงานการสูญเสียในขณะไร้ภาระออกจากกัน โดยเฉพาะการสูญเสียในแกนเหล็กก็เป็นเรื่องที่ไม่ง่ายนัก ดังนั้นเพื่อที่จะได้เข้าใจถึงกลไกการเปลี่ยนแปลงอย่างแท้จริง จึงได้ออกแบบระบบการวัดการสูญเสียขึ้น โดยระบบสามารถลดค่าการสูญเสียในตัวนำโรเตอร์และการสูญเสียเนื่องจากการหมุนให้มีค่าน้อยทำให้สามารถแยกการสูญเสียในแกนเหล็กออกมาได้

จากการศึกษาการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกส์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกสามารถสรุปได้ดังนี้

1. การสูญเสียในตัวนำสเตเตอร์ ( $I^2R_s$  losses) กระแสฮาร์มอนิกส์นั้นจะรวมอยู่กับกระแสอินพุท (rms.) ทั้งหมดผลของสกินเอฟเฟค ในตัวนำสเตเตอร์สามารถที่จะไม่นำมาคิดได้ก็เป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าขนาดเล็ก แต่ถ้าจำนวนของตัวนำสเตเตอร์มากพอเวลานำมาคิดวิเคราะห์ห้มอเตอร์ก็ควรจะนำผลของ สกินเอฟเฟค มาวิเคราะห์ด้วย
2. การสูญเสียในตัวนำโรเตอร์ ( $I^2R_r$  losses) เมื่อคำนวณการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในตัวนำที่โรเตอร์  $I^2R_r$  จะต้องนำผลของสกินเอฟเฟค มาคิดในทุกๆ ขนาดของมอเตอร์
3. การสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากฮาร์มอนิกส์เมนฟลักซ์ จะเกิดขึ้นที่ความถี่สูงๆ แต่ฟลักซ์นี้จะลดลงอย่างมากเนื่องจากสาเหตุของการเหนี่ยวนำที่กระแสโรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากสล็อตเอียง คือการสูญเสียเกิดขึ้นเนื่องจากความสัมพันธ์ของการเอียง ระหว่างตัวนำสเตเตอร์กับตัวนำที่โรเตอร์ การสูญเสียจะมีค่าน้อยที่ 50-60 Hz แต่มีค่ามากขึ้นที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่สูงๆ ดังนั้นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดจากไทม์ฮาร์มอนิก มีความสัมพันธ์ โดยจะหมุนวนอยู่ที่สเตเตอร์ และโรเตอร์ รวมไปถึงการสูญเสียที่เกิดจากฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากสล็อตเอียง ก็จะเกิดขึ้นทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์เช่นเดียวกัน
5. การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์รั่วไหลที่ขอบ กรณีนี้จะคล้ายกับการสูญเสียที่เกิดจากฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากสล็อตเอียง. แต่การสูญเสียนี้จะเกิดขึ้นที่จุดปลายของสเตเตอร์และ โรเตอร์และเป็นไปตามฟังก์ชันของความถี่ฮาร์มอนิก
6. การสูญเสียที่เกิดจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำสเปซฮาร์มอนิก. นั้นจะคล้ายคลึงกับการสูญเสียในกรณีของกระแสฟันคานาเมนทอลในส่วนของ การสูญเสียสเตย์โหลดที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่สูงๆ ซึ่งฮาร์มอนิกที่เกิดจากแหล่งจ่ายของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กส่งผลให้เกิดการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นและแรงบิดฮาร์มอนิก

จากผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ผลมาจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของ PWM อินเวอร์เตอร์พอสรุปเป็นสังเขปได้ดังนี้

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นกรณีต้องรักษาอัตราส่วนของความถี่กับแรงดันให้คงที่เพื่อรักษาแรงบิดของมอเตอร์นั้น ในอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนส่วนใหญ่ใช้การปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลทและคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยจดี.ซีไว้ แต่จากการทดลองนี้พบว่าถ้าค่าดัชนีการมอดดูเลทต่ำๆ จะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกนั้นมีค่ามากขึ้น ดังนั้นถ้าพิจารณาถึงการลดการสูญเสียในมอเตอร์ลงแล้ว การคงที่ค่ามอดดูเลทขึ้นไว้ที่ค่าสูง ๆ ก่อนที่จะเกิดการถี่ของโอเวอร์มอดดูเลทขึ้นนั้นจะทำให้การสูญเสียเนื่องจากฮาร์มอนิกต่ำ ดังนั้นในเทคนิคการขับเคลื่อนแบบใหม่ ถ้าคำนึงผลการสูญเสียในมอเตอร์เป็นสำคัญก็น่าจะเปลี่ยนจากการคงที่ค่าแรงดันเชื่อมโยจดี ซี แล้วปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดดูเลทมาเป็นการคงที่ค่ามอดดูเลทแล้วปรับเปลี่ยนแรงดันเชื่อมโยจดี ซี เพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่

การปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเชื่อมโยจ ดีซี สามารถนำวงจรบัค-บูทส์คอนเวอร์เตอร์ ( Buck-Boost Converter) มาประยุกต์ใช้งานได้ ซึ่งจะได้อธิบายได้เปรียบในเรื่องของค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุท เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเรกติไฟร์ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์ต่างๆ ไป แต่ทั้งนี้เสถียรภาพของการควบคุมก็จะลดลงเนื่องจากต้องมีการควบคุม 2 ตำแหน่ง และ ประสิทธิภาพของระบบ โดยรวมก็ต้องนำมาพิจารณา

ผลกระทบของความถี่สวิตช์ไม่มีผลกระทบสำคัญนักต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ในทางปฏิบัติเมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นผลของการสูญเสียจะลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์จะส่งผลให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ภายในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะ

ไม่ทราบกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ลดลง ดังนั้นค่าความถี่สวิตช์ที่ควรใช้จะอยู่ในช่วง 3-5 kHz สำหรับอินเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ แต่ทั้งนี้การเลือกความถี่สวิตช์ต้องประเมินกับการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในอินเวอร์เตอร์ด้วย

ค่าดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวแปรสำคัญที่มีผลต่อการสูญเสียในแกนเหล็ก กล่าวคือถ้าอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ค่าดัชนีการมอดูเลตสูง ผลการสูญเสียในแกนเหล็กก็จะต่ำ แต่ในทางปฏิบัติสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ด้วย ซึ่งระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีการคงที่ค่ามอดูเลตและปรับค่าแรงดันเชื่อมโยงคิซีต้องหาวิธีที่เหมาะสม

ฟังก์ชันการมอดูเลตนั้นมีความสำคัญน้อยต่อการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ถ้าความถี่ในการสวิตช์สูงมากพอ ซึ่งในการทดสอบเทคนิคการมอดูเลตในฟังก์ชันต่าง ๆ มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็กน้อยมากเมื่อเทียบกับการสูญเสียในแกนเหล็กที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ามอดูเลต

## 8.2 ข้อเสนอแนะ

การใช้งานค้นหาวิธีเพื่อที่จะนำไปสู่ความเข้าใจถึงพฤติกรรมของการสูญเสียในแกนเหล็กที่เพิ่มขึ้นจากการสูญเสียปกติเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องนำมาพิจารณา ประกอบกับในอุตสาหกรรมการผลิตหลายๆ อย่างมีการใช้งานอินเวอร์เตอร์ไคร์ฟสูงมาก ซึ่งในอนาคตอาจจะมีการกำหนดเป็นมาตรฐานควบคุมเกี่ยวกับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ที่เหมือนกับการควบคุมฮาร์มอนิกส์ในปัจจุบันก็ได้ ดังนั้นถ้ามีความเข้าใจเรื่องพฤติกรรมของการสูญเสียฮาร์มอนิกส์ทั้งในเครื่องจักรกลไฟฟ้า และ PWM อินเวอร์เตอร์ ก็จะนำความรู้ความเข้าใจมาเป็นแนวทางและพื้นฐานที่ดีในการออกแบบอินเวอร์เตอร์และเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพสูงได้ในอนาคต

## เอกสารอ้างอิง

- [1.] K.Venkatesan&J.F.Lindsay,"Comparative Study of the loss in voltage and current source Inverfed Induction motors," IEEE Trans on Industry Applications, vol. IA18,No3,pp 241-245
- [2.] V.B. Hinsinger, "Induction motor Operation from Inverters," in Corn. Rec.1980 Annual. Meeting, IEEE Ind.Appl.Soc.,pp.1276-1285
- [3] J.M.D. Murphy and M.G. Egan, " A Comparison of PWM Strategies for Inverter -Fed Induction motors,"IEEE Trans. On Industry Appication, vol. IA, pp.363-369,1983.
- [4] T.M. Underland & N.Mohan," Overmodulation and Loss consideration in high-Frequency Modulated Transistorized," Induction Motor Drive," IEEE Trans. On power Electronics, vol.3, No.4October 1988,pp.447-452
- [5] A.Bogietti, P.Ferraris,M.Lazzari and F.profumo. "Effect of Different Modulation Index on the Iron Losses In soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter.," IEEE Trans. On Magnetic,vol.29,No.4, November 1993.
- [6] A.Bogietti, P.Ferraris,M.Lazzari. "Induction motor Iron Losses Measurement with a Static Converter Supply using a Slotless Rotor Test Bench.," IEEE Trans. On Magnetic, vol.0,No.4,November 1994
- [7] A.Bogietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo." Influence of the Inverter Characteristics on Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors.," IEEE Trans. On Magnetic,vol.2,No.5, September 1996,pp.1190-1194
- [8] V.Kinnares, J.C. Clare & K.J. Bradley,"A new Technique For Determining & Predicting Harmonic Power Loss in PWM fed Induction Machine," ICEM96 Vigo/Spain, pp.327-331,1996

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

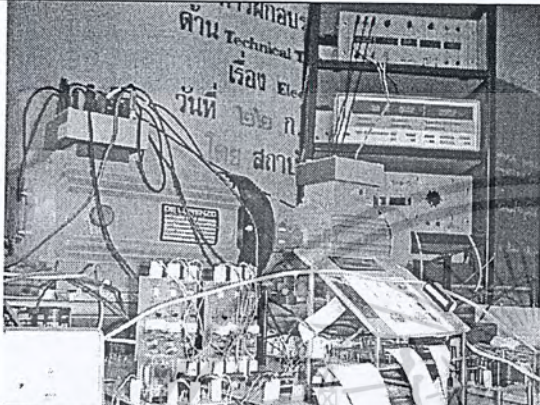
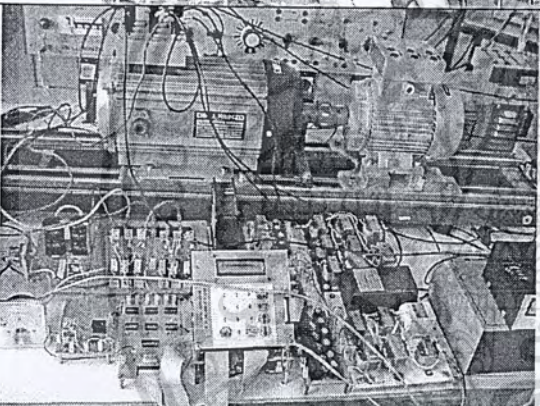
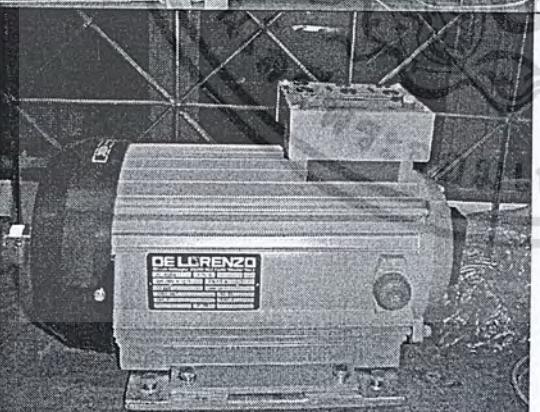
- [9] V.Kinnares, "Measurement, Analysis and Prediction of Harmonic Power losses in PWM fed Induction motors," Ph.D.Thesis, The University of Nottingham, UK, October 1997, pp 108-132
- [10]. S. Khomfoi , V.Kinnares and P.Viriya " Investigation Into Core Losses due to Harmonic Voltages in PWM fed Induction Motors ," IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS'99 , 27-29 July 1999 Hongkong, pp104-109.
- [11.] สุรินทร์ คำฝอย ชัยทัต มณีอินทร์ วิจิตร กิณเรศ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ " การตรวจสอบการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ใน PWM ที่ป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22 , 2-3 ธันวาคม 2542 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, หน้า 673-676
- [12.] S. Khomfoi , V.Kinnares and P.Viriya "Influence of PWM Characteristics on the Core Losses due to Harmonic Voltage in PWM Fed Induction Motors" IEEE Power Engineering Society 2000 Winter Meeting, 23-27 January 2000 ,Singapore.
- [13.] Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robbins " Power Electronics Converters, Applications, and Design," Second edition, pp. 225-230.



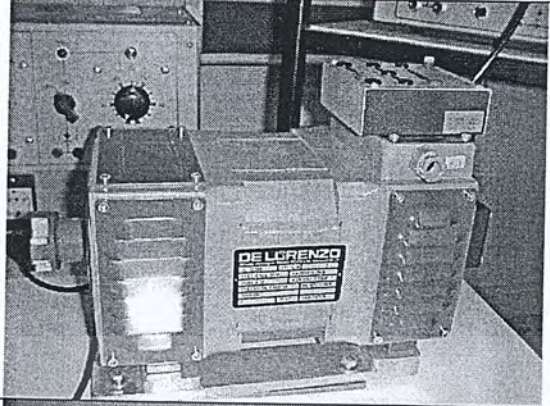
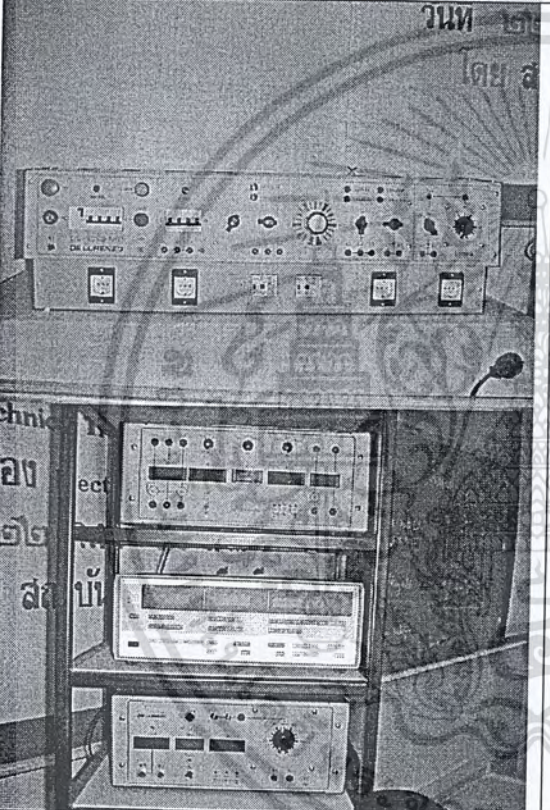
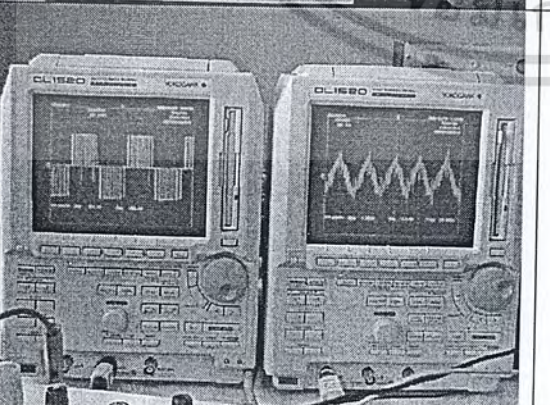
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

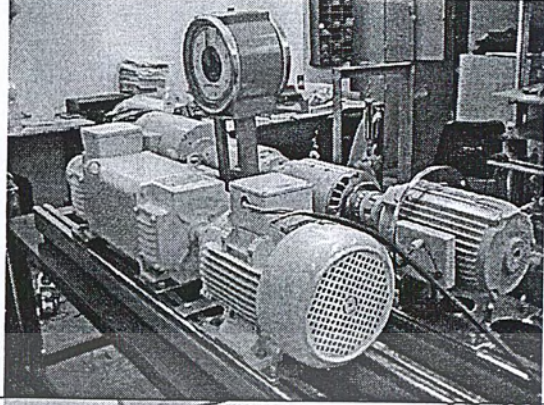

## รูปถ่ายชิ้นงานและอุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบ

รูปถ่าย	รายละเอียด
	<p>รูปการทดลอง บางส่วนเพื่อแสดงให้เห็นถึงการ ต่ออุปกรณ์ เครื่องมือวัด และ ชุด PWM อินเวอร์เตอร์ทำงานร่วมกันขณะทำการทดสอบ การวัดการสูญเสีย</p>
	<p>รูปการทดลองวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการ หมุนของมอเตอร์ทดสอบ(ตัวเล็ก)มีข้อมูลดังนี้ 3 Phase Motor 220/380 <math>\Delta/Y</math> 4.8/2.8 <math>\Delta/Y</math> 1.1 KW <math>\text{Cos}\theta = 0.86</math> , 2,800 rpm. 2 Pole, 50Hz</p>
	<p>Synchronous Gen./Motor 220/380 <math>\Delta/Y</math> 2.9/1.7 <math>\Delta/Y</math> 1.1 KVA <math>\text{Cos}\theta = 1</math> , 3,000 rpm. 50Hz 190 V , 0.47 A</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปถ่าย	รายละเอียด
	<p>DC Machine</p> <p>0.75 KW 220 V, 5.2 A</p> <p>220 V, 0.55-0.66 A</p> <p>2000 rpm.</p>
	<p>Power Supply</p> <p>3 Phase AC. 0-450 V 3,4W ,30A</p> <p>1 Phase AC. 0-300 V, 20 A</p> <p>DC 0-250 V 10A</p> <p>DC 220 V 5A</p> <p>2533E AC Digital Power Meter YOGOGAWA</p> <p>Tree phase, f(range) 10-30 KHz</p> <p>Sample rate: approx. 2.5 Samples/us</p> <p>600V, 20A</p>
	<p>Digital Storage Scope DL-1520</p> <p>YOGOGAWA</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปถ่าย	รายละเอียด
	<p>มอเตอร์ที่นำมาทดสอบหาโมเดลการสูญเสีย            ตัวเล็ก ; 3 Phase Induction motor ,200 V ,10.8            A, 2.2 KW ,50 Hz, 4 Pole 1420 rpm.            ตัวใหญ่; 3 Phase Induction motor ,220/380V            16.8/12.0 A <math>\Delta</math>/Y, 4 KW ,50 Hz, 4 Pole            1430 rpm</p>
	<p>ชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ DC เพื่อควบคุมให้            มอเตอร์ภายใต้การทดสอบสามารถหมุนได้ที่            ความเร็วเชิงโรตัส            Siemens DC- Converter            15A , 400V</p>

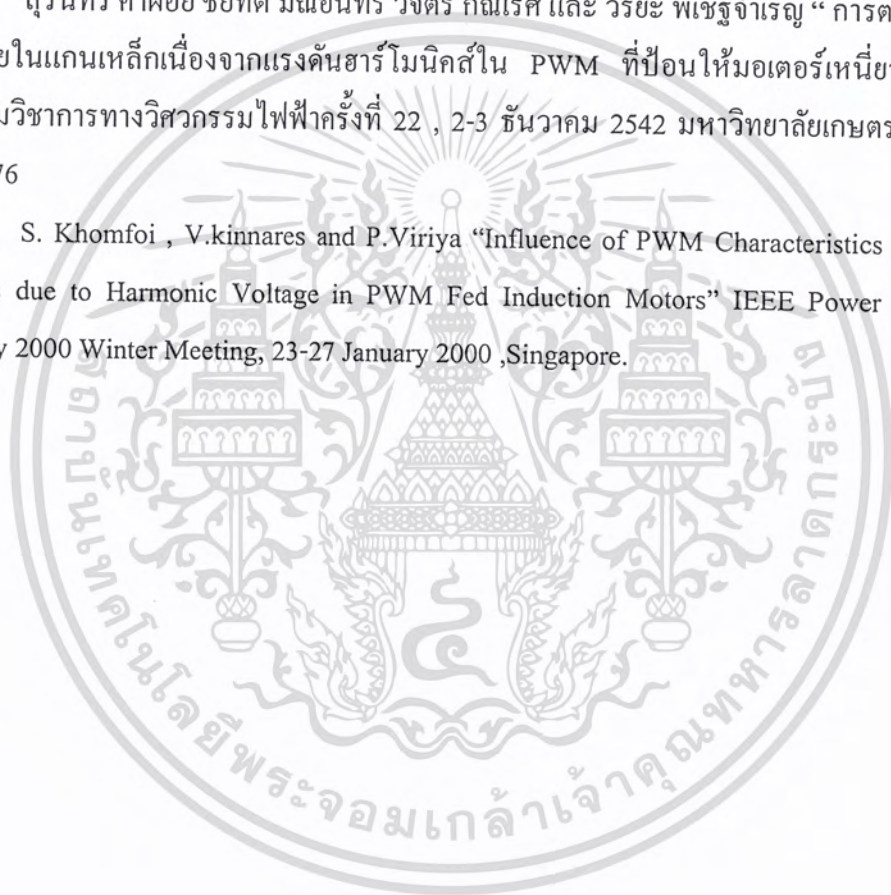
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ภาคผนวก ข.

## ผลงานเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

1. S. Khomfoi , V.kinnares and P.Viriya “ Investigation Into Core Losses due to Harmonic Voltages in PWM fed Induction Motors ,” IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS'99 , 27-29 July 1999 Hongkong, pp104-109.
2. สุรินทร์ คำฝอย ชัยทัต มณีอินทร์ วิจิตร ภิมเรศ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ การตรวจสอบการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ใน PWM ที่ป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22 , 2-3 ธันวาคม 2542 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, หน้า 673-676
3. S. Khomfoi , V.kinnares and P.Viriya “Influence of PWM Characteristics on the Core Losses due to Harmonic Voltage in PWM Fed Induction Motors” IEEE Power Engineering Society 2000 Winter Meeting, 23-27 January 2000 ,Singapore.

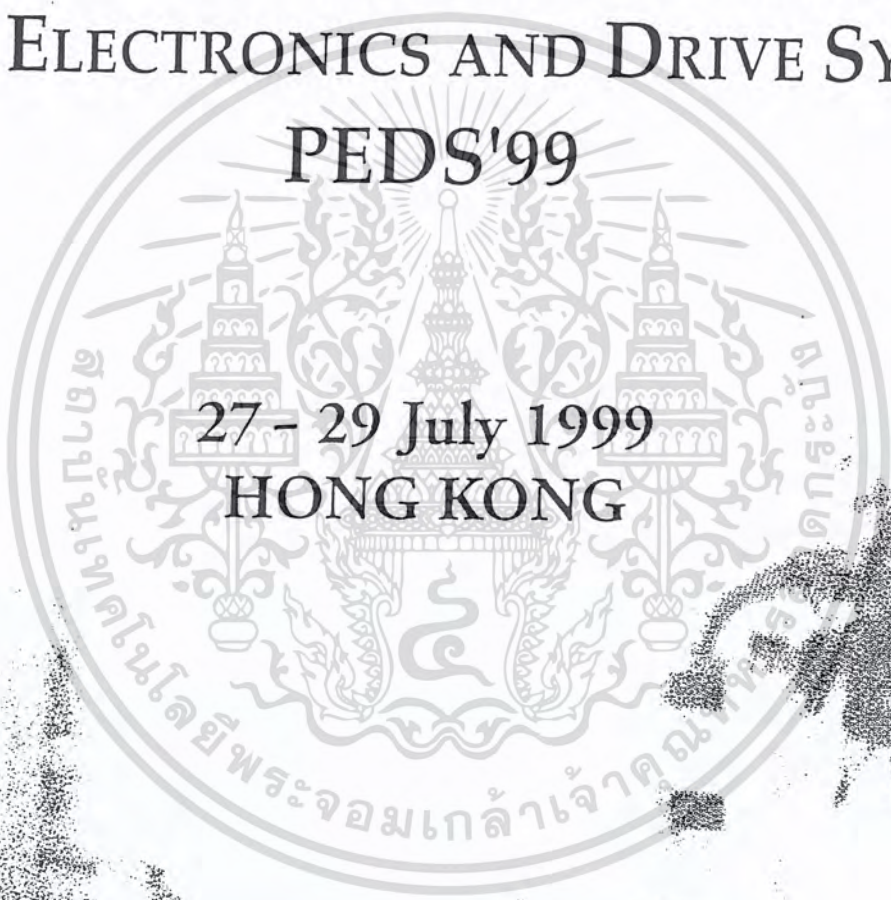




# PROCEEDINGS OF THE IEEE 1999 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS

## PEDS'99

27 - 29 July 1999  
HONG KONG



IEEE Catalogue No.: 99TH8475

Volume 1

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Venue: THE HONG KONG POLYTECHNIC UNIVERSITY

## Investigation into Core Losses due to Harmonic Voltages in PWM fed Induction Motors

S. Khomfoi, V. Kinnarees and P.Viriya

Dept. of Electrical Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang 10520, Bangkok, Thailand  
Fax 662-3269902 e-mail: khomfoi.surin@kmitl.ac.th

**Abstract** - The paper focuses on mechanisms of harmonic core losses due to PWM characteristics. The relationship between modulation depth particularly at higher value of PWM strategies and loss characteristics are discussed. The PWM voltage spectra at higher modulation depth are examined for interpreting core losses associated with the interaction between individual harmonic voltages and machine features. The investigation into harmonic core loss based on no-load tests with minimized rotor copper loss and rotational loss has been made. The experimental results have shown that the increment of core losses due to PWM harmonic voltages is significant compared to a sinusoidal supply and the modulation depth has significant effect on machine core losses.

### I. INTRODUCTION

PWM inverter supplied induction machines are commonly used in industrial applications. Despite the very great number of PWM drives in operation, the harmonic loss mechanisms are still not well understood. With modern high carrier frequency PWM drives neither approach is in predicting harmonic loss for all modulation strategies and operating conditions [1,2]. The high frequency effect on harmonic loss is difficult for modeling machine [8]. The effects on the core losses due to the modulation depth in the case of a PWM inverter supply have been analyzed by the tests on wound core and on induction motors [5]. The experimental results have confirmed that the modulation depth plays an important role on the core losses in the magnetic devices fed by PWM inverter [6]. However, there is a few research works focusing on the link between high frequency harmonic voltages and harmonic core losses.

The main aim of this work is to profoundly investigate the effects of PWM harmonic voltages on mechanisms of harmonic core-losses. The initial stage for this is determination of PWM harmonic voltages at various modulation depths and no load core loss tests. This will be useful to a better understanding of core loss mechanisms associated with PWM harmonic voltages.

### II. SELECTED PWM STRATEGY

More recently, space vector modulation (SVM) technique has become more popular for drive control applications. In this paper, we have implemented SVM for inverter system since it offers extended output voltage capability and superior harmonic performance, making it attractive to variable speed AC drives. Note that overmodulation introduces low harmonic contents. Fortunately SVM offers the higher modulation depth compared to other techniques before overmodulation exists. Impressively,

this technique can be implemented by microprocessor in terms of simplicity flexibility and capability of real time operation [3,8]. Moreover, the better harmonic spectral distribution results in reducing load current ripple over other techniques particularly at higher modulation depth [3]. Generally, an asynchronous PWM technique is very popular in commercial drives since it offers the greatly simplified control algorithms. However, an asynchronous scheme would produce undesirable effects such as subharmonics and voltage unbalance particularly at higher inverter frequency. In this work, the synchronous SVM strategy is used in order to ensure accurate loss measurements.

### III. HARMONIC LOSS CHARACTERISTIC CURVES

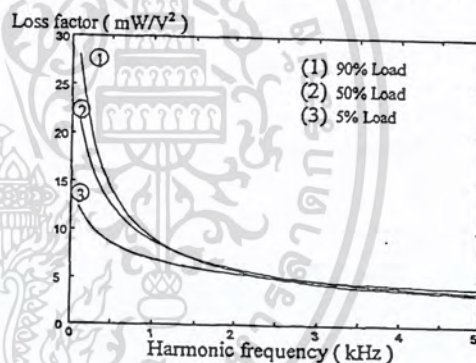


Fig. 1. Variation of measured loss factor on load conditions [8].

Frequency dependent loss characteristics under various operating conditions are shown in Fig. 1 [4,8,9]. Total harmonic loss can be expressed as

$$P_h = \sum_{n \neq 1} \left( \frac{A}{f_n^\alpha} + \frac{B}{f_n^\beta} \right) V_n^2 \quad (1)$$

Where;  $V_n$  is the  $n^{\text{th}}$  harmonic voltage influenced by modulation depth.

$f_n$  is harmonic frequency.

A, B,  $\alpha$  and  $\beta$  are constant values in loss characteristic curves. Basically, the exponent  $\alpha$  is 1.5 and  $\beta$  varies between 0.3-0.5.

Therefore, clearly, the first term represents the low frequency variation (mainly copper loss) and the second term represents the high frequency variation (mainly core loss). This means that harmonic copper losses decrease rapidly as harmonic frequency increases while harmonic core losses decrease gradually as harmonic frequency increases [9].

IV. INDUCTION MOTOR POWER FLOW

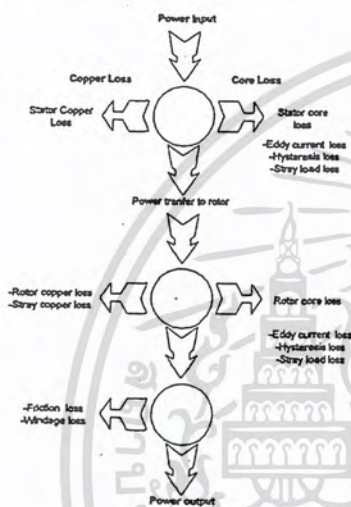


Fig. 2. Power flow of induction motor.

The power flow in induction motor fed from nonsinusoidal supply can be given in Fig. 2[9]. The induction motor operated from a nonsinusoidal supply has a usual motor loss and some additional losses due to the time harmonics. The losses associated with induction motor operating at no-load condition can be given as shown in the following relation.

$$P_{no-load} = P_{core} + P_{cu-s} + P_{cu-r} + P_{rot} \tag{2}$$

Where;  $P_{no-load}$  : the total no-load input power.

$P_{core}$  : core losses.

$P_{cu-s}$  : stator copper losses.

$P_{cu-r}$  : rotor copper losses.

$P_{rot}$  : rotational losses.

In the previous expression, the core losses can be computed by the difference between the total no-load input power ( $P_{no-load}$ ) and other loss items. In particular, the loss components can be known from measurements or computed from no-load test.

The stator copper losses can be calculated as,

$$P_{cu-s} = 3 R_s I_{no-load}^2 \tag{3}$$

Where;  $R_s$  : stator resistance per phase.

$I_{no-load}$  : rms value of the no-load phase current.

The rotor copper losses can be computed by,

$$P_{cu-r} = 3 R_r I_{rotor}^2 \tag{4}$$

Where;  $R_r$  : rotor resistance per phase.

$I_{rotor}$  : rms value of the no-load phase rotor current.

The rms value of rotor current can not be measured in squirrel cage motor. It is difficult to achieve a good accuracy of rotor copper losses computation because the rotor resistance is not constant. Due to the skin effects on the rotor bar, it changes with the frequency of harmonics, the temperature, etc [6,7]. However, the rotor copper losses can be negligible at synchronous speed condition because of the absence of the rotor winding current.[6,7].

V. MEASUREMENT TECHNIQUE AND EXPERIMENTAL TEST RIG

A proposed test rig system is illustrated in Fig. 3. The detail of test motor and instrument is illustrated in Appendix. This test rig system offers effective no-load tests with minimized rotor copper loss and rotational loss by controlling rotor speed at synchronous speed. The stator copper loss is subtracted from total input power. Then, the remained amount represents total core losses since both the rotor copper and rotational losses are negligible. The additional harmonic losses can be determined from the two difference of motor input power between a PWM supply voltage and a sinusoidal supply voltage at the same fundamental level.

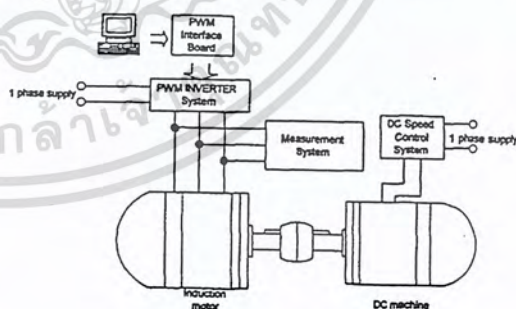


Fig. 3. Proposed test rig.

## VI. HARMONIC VOLTAGE SPECTRA

Due to the frequency and voltage dependence of core losses, the PWM voltage spectra need to be determined at various modulation depth ( $m_a$ ), ranging from  $m_a=0.8$  to  $m_a=1.1$  under inverter frequency of 50 Hz, and modulation frequency ratio ( $m_f$ ) of 15 and 21 (i.e. PWM switching frequency of 750 Hz and 1050Hz). Fig. 7 shows the simulated and experimental results of PWM voltage spectra with a variation of modulation depth. The two results are in good agreement. This shows that the SVM implementation and simulation program used in the analysis are accurate and can predict a result in good agreement with the experimental one. It can be seen that the second group of harmonic sidebands at 1.5 kHz for  $m_f=15$  or at 2.1 kHz for  $m_f=21$  are dominant particularly at lower modulation depth. In comparing Fig. 7 and Fig. 8, It is clear that the dominant harmonics are shifted to the higher order in case that modulation frequency ratio is increased from  $m_f=15$  to  $m_f=21$  with the same harmonic amplitudes for the same modulation depth. When referred to loss characteristic curves in Fig. 1, it can be seen that in order to reduce core losses in the higher harmonic frequency region, the harmonic voltage should be minimized by keeping modulation depth ( $m_a$ ) as high as possible; but in order to keep a constant flux operation, the dc link voltage must be reduced, instead. Also, in Fig. 1, change of modulation frequency ratio ( $m_f$ ) has insignificant effect on core loss due to the gradual decrease of the curves in the higher harmonic frequency region.

## VII. EXPERIMENTAL RESULTS

Using the previously described test rig and measurement, a set of no-load tests with PWM controlled inverters has been performed to evaluate the iron losses variation as a function of modulation depth and switching frequency. Stator fundamental voltage can be varied by controlling dc link voltage level for each modulation depth from 0.8 to 1.1. Fig. 4 and Fig.5 show core losses variation with stator voltage at different modulation depth of PWM supply and sinusoidal supply for  $m_f=15$ , respectively. Obviously, there is a heavy increase of harmonic core losses for each modulation depth with increasing stator voltage particularly at higher voltage value. Also, normal sinusoidal core loss has the same characteristic. It is interesting to note that the stator voltage higher than rated value would produce a very large increase in core losses due to machine saturation effect. These results have confirmed the core loss law relating with squared supply voltage. The more increases the modulation depth, the lower core loss is obtained. The reason for this is that when increasing modulation depth  $m_a$  with reduced dc link voltage, the individual harmonic amplitude decreases; especially for the second group of harmonic side band which has a great reduction. Impressively, this result is consistent with the work reported by [7]. Fig. 6 illustrates that

the effect of switching frequency on core losses is insignificant for each modulation depth. There is however slightly lower core losses for higher switching frequency. This is because there is a gradual decrease of mainly harmonic core loss with increasing harmonic frequency as referred to loss characteristics in Fig.1. Table I illustrates the increment of core loss due to PWM supply compared to normal core loss (i.e. sinusoidal supply) at different modulation depth and inverter frequency with the rated flux level. There is a very large increase in core loss at lower modulation depth. Clearly, when increasing modulation depth, the increase in core losses is reduced.

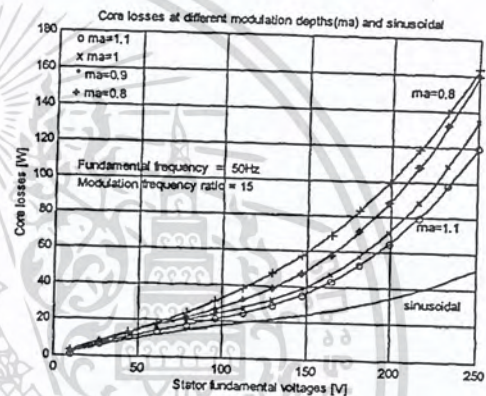


Fig. 4. Comparison of measured core losses fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage sources with various modulation depth (Fundamental frequency = 50 Hz and modulation frequency ratio = 15).

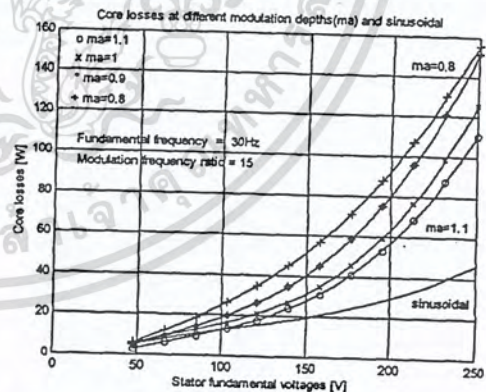


Fig. 5. Comparison of measured core losses fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage sources with various modulations depth. (Fundamental frequency = 30 Hz and modulation frequency ratio = 15).

Table I  
Power core loss increase on induction motor ( $m_f=15$ )

Modulation depth $m_a$	Percent increase of core loss compared with nominal value	
	50Hz	30Hz
0.8	177.18 %	178.6 %
0.9	159.45 %	170.34 %
1	120.49 %	125.6 %
1.1	97.49 %	99.89 %

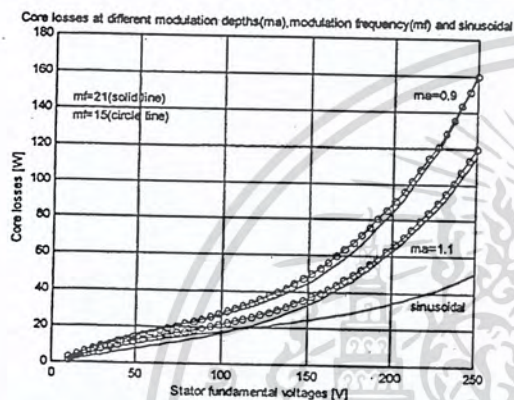


Fig. 6. Comparison of measured core loss fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage source at variable modulation depth and modulation frequency ratio.

### VIII. CONCLUSIONS

The core loss measurement with minimized rotor copper and rotational losses has been performed. Some characteristics of inverter drives such as modulation depth and switching frequency on core losses are investigated. Also, the PWM voltage spectra for various modulation depth and dc link voltage level are examined. The main findings and some points of view can be drawn as follows:

(1) Modulation depth should be kept as high as possible for minimized core losses. This results in varying dc link voltage. As a consequence, the complexity of control and decreased dynamic response cannot be avoided.

(2) Switching frequency has little effect on core loss due to the gradually decreased loss characteristic curves. This can also be foreseen that the types of PWM strategies are negligible on core losses.

(3) The main finding from items (1) and (2) are mainly based on PWM voltage spectra which are verified by experimental results. This again confirms the effect of modulation depth and switching frequency on core losses in theoretical consideration.

(4) The results in items (1) and (2) are obtained experimentally. For the theoretical result, which bases on machine parameters in equation (1), it is now under our research.

### ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to give a special recognition to Electrical Department, Minburi Technical College, Bangkok, Thailand for the experimental test rig set up.

### APPENDIX

#### Induction motor data

Rated output power	1.1 KW
Rated voltage	220/380 V $\Delta/Y$
Rated current	4.8/2.8 A $\Delta/Y$
Frequency	50 Hz
Rated speed	2800 rpm
Pole pairs	2
Power factor	0.86

#### Power measurement data

Type	YOKOGAWA 2533E
Voltage range	0-600 V
Current range	5-20 A
Frequency range	10-30kHz
Sampling rate	2.5 samples/s

### REFERENCES

1. K.Venkatesan & J.F.Lindsay, "Comparative Study of the loss in voltage and current source Inver fed Induction motors," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA18, No.3, pp 241-245
2. V.B. Hisinger, "Induction motor Operation from Inverters," in Com. Rec.1980 Annual Meeting, IEEE Ind.Appl.Soc., pp.1276-1285.
3. J.M.D. Murphy and M.G. Egan, "A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors," IEEE Trans. on Industry Application, vol. IA, pp.363-369, 1983.
4. T.M. Undeland & N.Mohan, "Overmodulation and Loss consideration in high-Frequency Modulated Transistorized Induction Motor Drives," IEEE Trans. On power Electronics, vol.3, No.4, pp.447-452, October 1988
5. A.Bogietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Effect of Different Modulation Index on the Iron Losses In soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter," IEEE Trans. On Magnetic, vol.29, No.4, November 1993.
6. A.Bogietti, P.Ferraris, M.Lazzari. "Induction motor Iron Losses Measurement with a Static Converter Supply using a Slotless Rotor Test Bench," IEEE Trans. On Magnetic, vol.30, No.4, November 1994.
7. A.Bogietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Influence of the Inverter Characteristics on Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors," IEEE Trans. On Magnetic, vol.32, No.5, pp.1190-1194, September 1996.
8. V. Kinnares, J.C. Clare & K.J. Bradley, "A New Technique For Determining & Predicting Harmonic Power Loss in PWM fed Induction Machine," ICEM96 Vigo/Spain, pp. 327-331, 1996
9. V.Kinnares, "Measurement, Analysis and Prediction of Harmonic Power losses in PWM fed Induction motors," Ph.D. Thesis, The University of Nottingham, UK, pp. 108-132, October 1997.

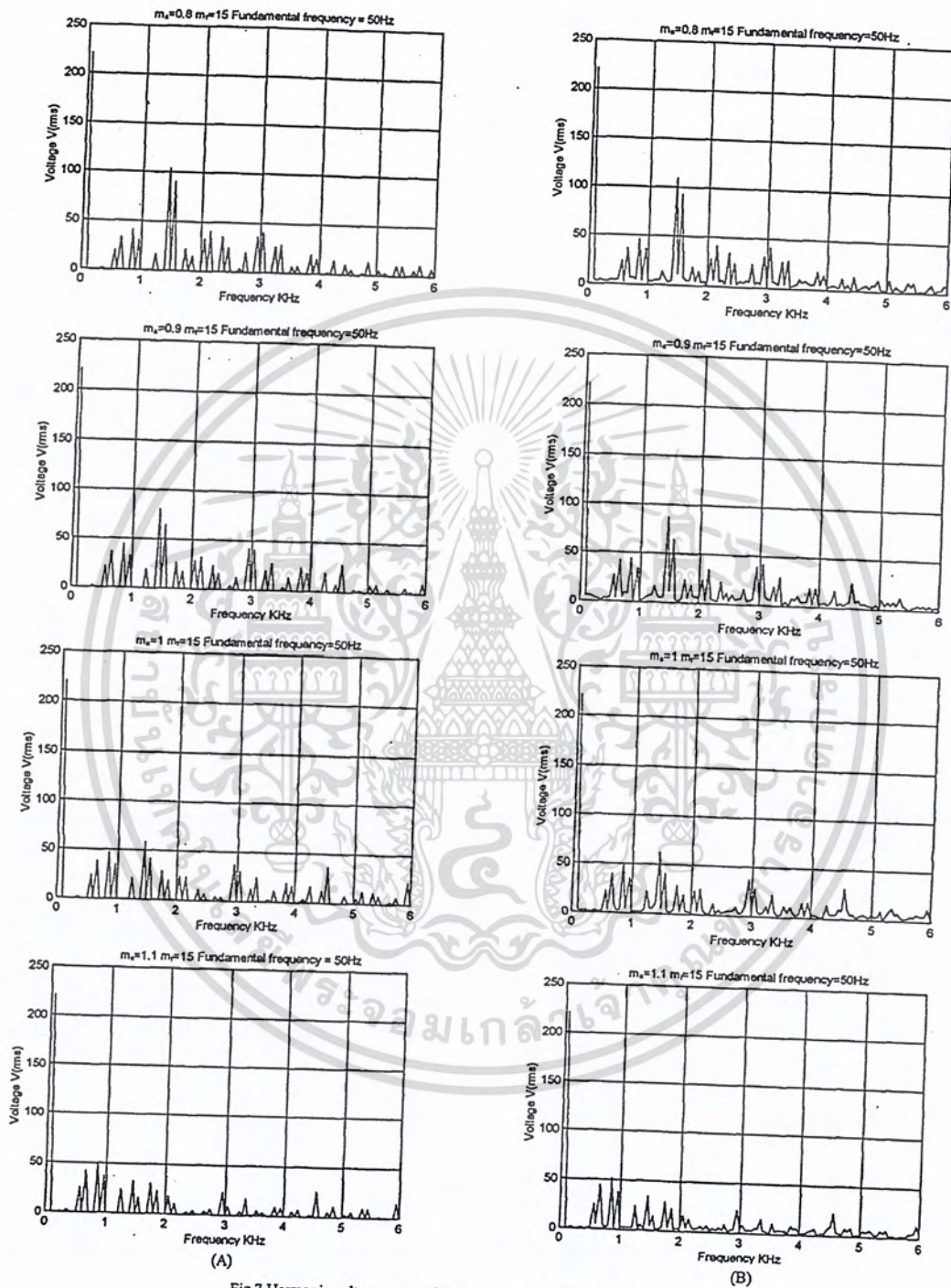


Fig.7 Harmonic voltage spectra (A) Simulation Results (B) Experimental results

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

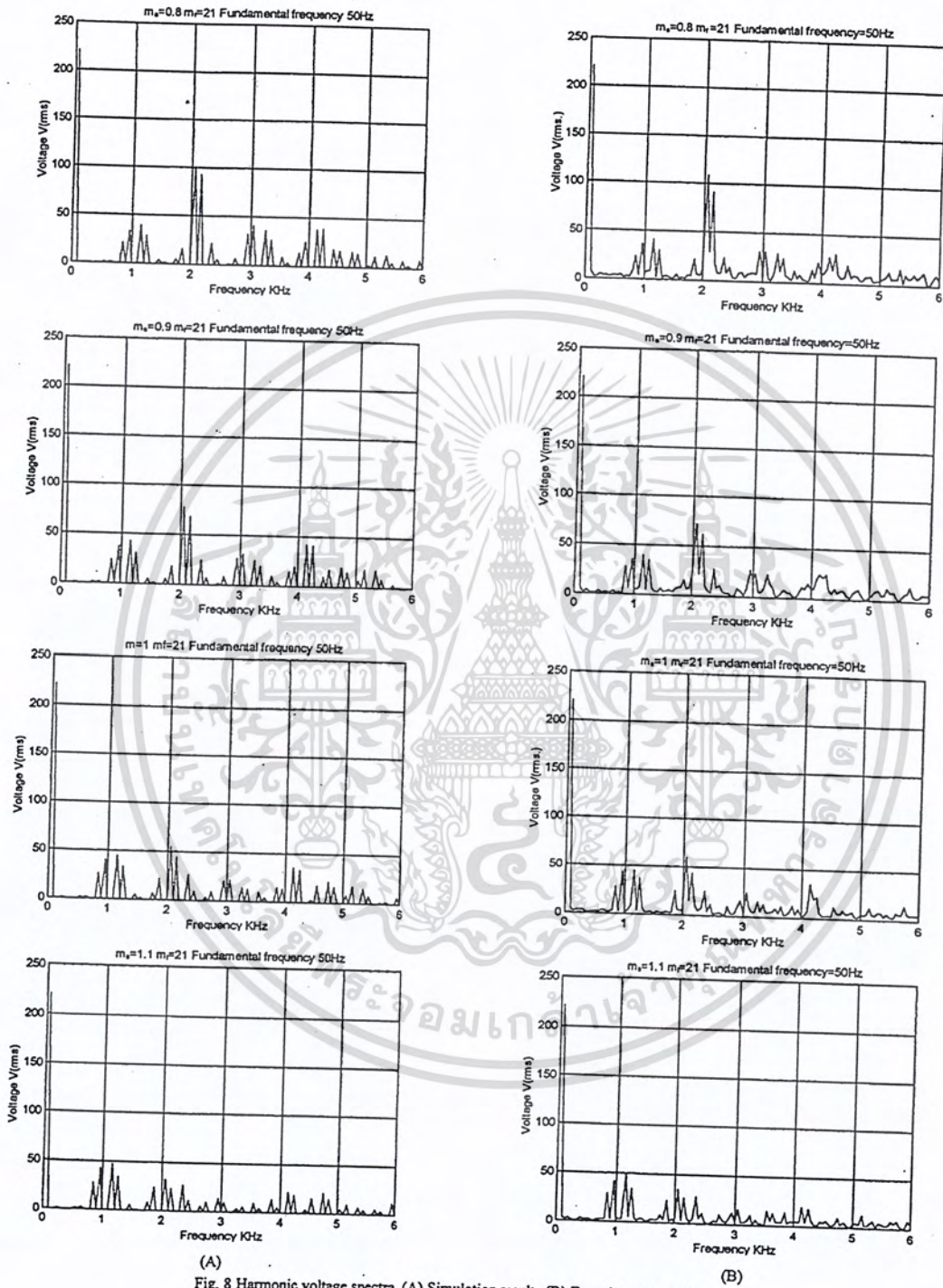
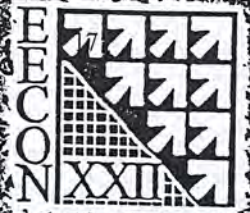


Fig. 8 Harmonic voltage spectra (A) Simulation results (B) Experimental results

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

Electrical Engineering Conference

(EECON 22)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

การตรวจสอบผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกสลับใน PWM ที่ป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ

Investigation into Iron Losses due to Harmonic Voltage in PWM fed Induction Motors

สุรินทร์ คำฝอย ชัยทัต ฉนิอินทร์ วิจิตร กิณเรศ และ วิริยะ พิเชษฐจำริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ถ.ฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร (02)3266052-101 ต่อ 2619 โทรสาร 02-3269902 E-mail : khomfoi.surin@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของบทความนี้คือต้องการศึกษากลไกการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกสลับ จากคุณสมบัติของ ฟังก์ชันการมอดูเลชัน (Modulation index:  $m_f$ ) โดยเฉพาะที่ค่า ฟังก์ชันการมอดูเลชัน สูง ๆ กับลักษณะของการสูญเสียได้ถูกนำมาพิจารณาโดยที่สเปกตรัมของแรงดัน ฟังก์ชันการมอดูเลชัน สูง ๆ จะเป็นปัจจัยในการบ่งบอกค่าการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งจะมีความสอดคล้องกับแรงดันฮาร์โมนิกสลับแต่ละตัว และคุณลักษณะของเครื่องจักรกลไฟฟ้าการหาสาเหตุการเกิดการสูญเสียในแกนเหล็กบนพื้นฐานของการทดสอบขณะไร้อุปกรณ์ได้จัดทำขึ้น โดยระบบของชุดการทดลองที่สามารถลดการสูญเสียในตัวนำของโรเตอร์และการสูญเสียเนื่องจากการหมุนให้มีค่าต่ำมาก ๆ ซึ่งในผลการทดลองได้แสดงว่าการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กที่เป็นผลมาจากแรงดันฮาร์โมนิกสลับนั้นมีความสำคัญเมื่อทำการเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดันแบบไซน์และดัชนีการมอดูเลชันเป็นปัจจัยสำคัญต่อการเปลี่ยนแปลงของการสูญเสียในแกนเหล็ก

Abstract

The aim of this paper is to study on mechanism of harmonic iron losses due to PWM characteristics. The relationship between modulation depth particularly at higher value of PWM strategies and loss characteristics are discussed. The PWM voltage spectra at higher modulation depth are examined for interpreting iron losses associated with the interaction between individual harmonic voltages and machine features. The investigation into harmonic iron loss based on no-load tests with minimized rotor copper loss and rotational loss has been made. The experimental results have show that the increment of iron losses due to PWM harmonic voltages is significant compared to a sinusoidal supply and the modulation depth has significant effect on machine iron losses.

1. บทนำ

ในงานอุตสาหกรรมโดยทั่วไปได้มีการใช้งาน ฟังก์ชันการมอดูเลชัน อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นจำนวนมาก แต่การศึกษาถึงผลกระทบและกลไกการเกิดการสูญเสียเนื่องจากผลฮาร์โมนิกสลับที่เกิดจากคุณสมบัติเฉพาะของ ฟังก์ชันการมอดูเลชัน อินเวอร์เตอร์ยังไม่กว้างขวางนัก ซึ่งการสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิกสลับนั้นเป็นปัจจัยสำคัญตัวหนึ่งที่มีผลต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ใช้งานด้วย ฟังก์ชันการมอดูเลชัน อินเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะในอินเวอร์เตอร์สมัยใหม่ที่มีการใช้ความถี่การสวิตช์สูง ๆ ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากตัวนำ แต่กลับมีผลต่อการเพิ่ม

ขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก ซึ่งได้มีหลายงานวิจัยพยายามหาผลใกล้เคียง กล่าว แต่ไม่สามารถทำนายและหาค่าการสูญเสียฮาร์โมนิกสลับได้ทุกเงื่อนไขของการทำงาน[1,2] การสูญเสียในแกนเหล็กที่เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลชันในกรณีที่เป็นแหล่งจ่าย ฟังก์ชันการมอดูเลชัน ได้มีการวิเคราะห์โดยการทดสอบกับ Wound core และมอเตอร์เหนี่ยวนำโดย Aldo Boglietti[2,3] ซึ่งผลการทดลองเป็นที่ยืนยันได้ว่า ฟังก์ชันการมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์มีผลกระทบต่อค่าการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็กซึ่งมีความสัมพันธ์กับการแปรเปลี่ยนของดัชนีการมอดูเลชันนั้นจริง[3] บทความที่นำเสนอนี้ ได้มีการตรวจสอบผลของแรงดันฮาร์โมนิกสลับที่มีผลกระทบต่อค่าการเพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกป้อนด้วย ฟังก์ชันการมอดูเลชัน อินเวอร์เตอร์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับการสูญเสียในแกนเหล็ก โดยผลที่ได้จากการตรวจสอบสำหรับการหาค่าดังกล่าวจะใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลชัน และความสัมพันธ์การสวิตช์ของรูปคลื่น ฟังก์ชันการมอดูเลชัน เพื่อทดสอบหาค่าการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไร้อุปกรณ์ ซึ่งจะช่วยให้สามารถศึกษากลไกการเกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เข้าใจและชัดเจนมากยิ่งขึ้น

2. กราฟคุณสมบัติการสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

รูปที่ 1 คือการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างคุณสมบัติการสูญเสีย (Loss Characteristic) กับความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกสลับที่เปลี่ยนแปลงไป[1,5] ซึ่งการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกสลับ สามารถแสดงเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$P_h = \sum_{n \neq 1} \left( \frac{A}{f_n^\alpha} + \frac{B}{f_n^\beta} \right) V_n^2 \quad (1)$$

เมื่อ  $V_n$  = ลำดับของแรงดันฮาร์โมนิกสลับที่มีผลต่อดัชนีการมอดูเลชัน

$f_n$  = ความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกสลับ

$A, B, \alpha, \beta$  = ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากกราฟของคุณสมบัติการสูญเสีย

(โดยทั่วไป  $\alpha$  ประมาณ 1.5 และ  $\beta$  อยู่ระหว่าง 0.3-0.5) ในบทความนี้จะใช้ค่า

$A=1.38, B=6.74, \alpha=1.5$  และ  $\beta=0.32$  คือโมเดลการสูญเสียของมอเตอร์

เหนี่ยวนำขณะไร้อุปกรณ์ที่ได้จากการทดสอบหาโมเดลการสูญเสียตามวิธีการที่

เคยนำเสนอโดย V.Kinases [5] ซึ่งผู้เขียนใช้เป็นโมเดลในการศึกษาแนว

โน้มของผลกระทบของมอเตอร์ที่เกิดจากแรงดันฮาร์โมนิกสลับจากสมการที่

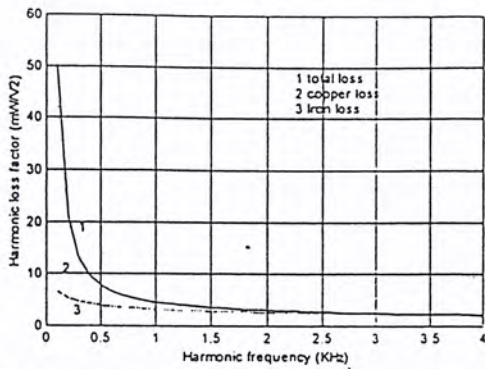
(1) ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำการจำลองผลของการสูญเสียดังรูปที่ 1

จะเห็นว่าการสูญเสียในตัวนำ (copper loss) จะมีค่าสูงในช่วงที่ความถี่ต่ำ

และลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกสลับสูงขึ้น (เส้นกราฟที่

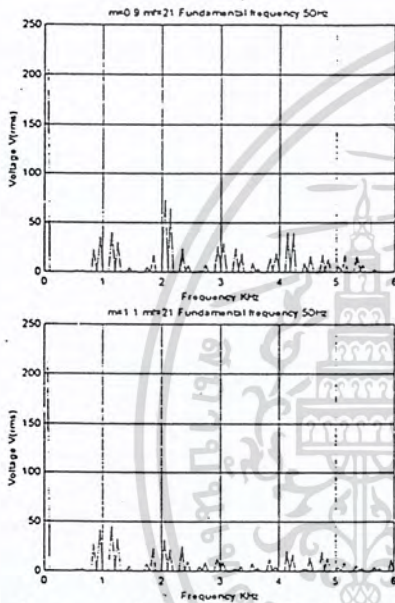
2 ในรูปที่ 1) ส่วนสูญเสียในแกนเหล็กจะลดลงอย่างช้าๆ เมื่อความถี่ฮาร์โมนิก

สลับสูงขึ้นซึ่งจะสอดคล้องกับสมการที่(1) (เส้นกราฟที่ 1 ในรูปที่ 1)



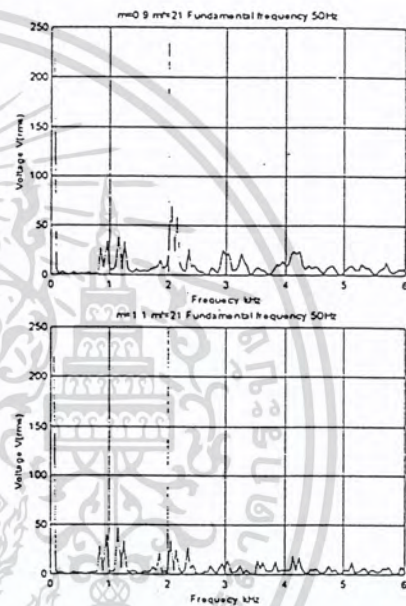
รูปที่ 1 ผลการจำลองคุณสมบัติของการสูญเสียซึ่งสัมพันธ์กับสมการที่(1)

เท่ากับ 29.67 วัตต์ และ 55.83 วัตต์ ที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.9 ซึ่งแสดงว่า เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจะทำให้การสูญเสียในแกนลดลงเมื่อแรงดัน ฟันคานาเท่ากัน จากความสัมพันธ์ข้างต้นถ้าเปลี่ยนเทคนิคการควบคุม การคงที่ของระดับฟลักในมอเตอร์ขณะเปลี่ยนความถี่จาก การเปลี่ยนดัชนี การมอดูเลต (แรงดันเชื่อมโยง คีซี คงที่) ซึ่งใช้ในอุตสาหกรรมการจับ เคลื่อนมอเตอร์ทั่วไป มาเป็นการคงที่ ดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าสูงๆ และ ทำการควบคุมแรงดันเชื่อมโยง คีซี แทนจะทำให้การสูญเสียในแกนเหล็ก ของมอเตอร์ลดลง ซึ่งจากผลการจำลองข้างต้นทำให้ทราบถึงแนวโน้มของ ความสัมพันธ์ดังกล่าวเพื่อใช้ในการตั้งสมมติฐานในการทดสอบกับมอเตอร์ ที่ทดสอบต่อไป



รูปที่ 2 ผลการจำลองของสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิก ที่ดัชนีการมอด=0.9 และ 1.1, ความถี่สวิตซ์=1050 Hz และความถี่ฟันคานา=50Hz

ในสมการที่ 1 สามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้คือทอมแรกแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงฮาร์โมนิกอันดับต่ำ(copper loss)และฮาร์โมนิกสูงในเทอมที่สอง(iron loss)[5] รูปที่2และ3เป็นการจำลองและการทดลองวัดสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกของ พี ดับบลิว เอ็ม ชนิดสเปซเวกเตอร์ ซึ่งแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเมื่อค่าดัชนีการมอดมากขึ้นจะมีผลให้ค่าแอมพลิจูดของแรงดันฮาร์โมนิกลดลงที่แรงดันฟันคานาเท่ากัน(ควบคุมแรงดันโดยการปรับแรงดันเชื่อมโยง คี ซี) รูปที่ 4 แสดงถึงฮาร์โมนิกของกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่ได้มาจากความสัมพันธ์ระหว่างสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกในรูปที่ 2 กับโมเดลการสูญเสียในเส้นกราฟที่ 3 ของรูปที่ 1 ตามสมการที่(1)เมื่อคำนวณกำลังการสูญเสียของรูปที่4 โดยใช้ ความสัมพันธ์ในสมการที่(1)จะเห็นว่ากรณีดัชนีการมอดูเลตที่ 1.1 มีการสูญเสีย



รูปที่ 3 ผลการทดลองการวัดสเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกที่ดัชนีการมอด=0.9 และ 1.1, ความถี่สวิตซ์=1050 Hz และความถี่ฟันคานา=50Hz

3. กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไร้ภาระ

ในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ถูกป้อนจากแหล่งจ่ายที่ไม่เป็นรูปไซน์ โคไซน์แล้วค่าการสูญเสียในมอเตอร์ จะมีผลจาก ไทม์ฮาร์โมนิกส์(Time harmonic) ดังนั้นการสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำงานภายใต้สภาวะไร้ภาระสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$P_{total} = P_{iron} + P_{copper} + P_{rotor} + P_{mech} \quad (2)$$

เมื่อ  $P_{total}$  = กำลังงานไฟฟ้าทางคานอินพุตทั้งหมดขณะไร้ภาระ

$P_{iron}$  = กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก

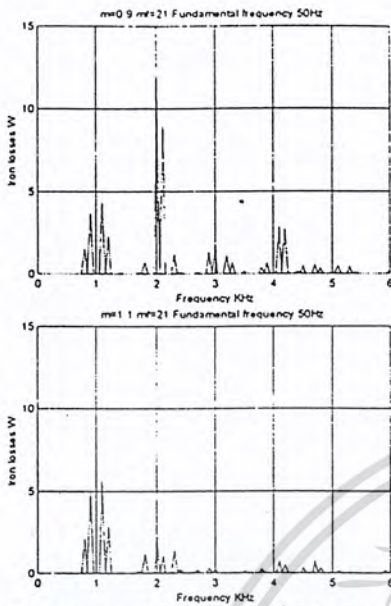
$P_{copper}$  = กำลังงานสูญเสียในขดลวดของสเตเตอร์

$P_{rotor}$  = กำลังงานสูญเสียในขดลวดของโรเตอร์

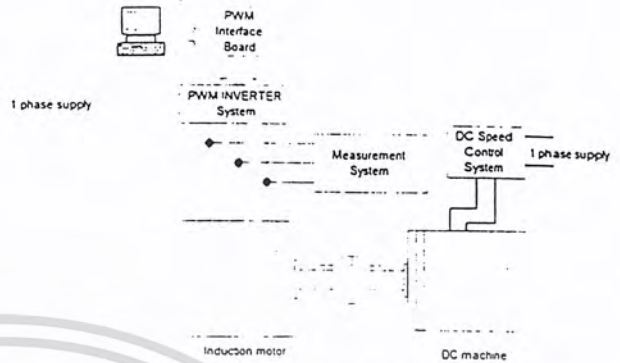
$P_{mech}$  = กำลังงานสูญเสียเนื่องจากการหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจสอบผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ใน PWM ที่ป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ



4. เทคนิคการวัดและระบบของชุดทดสอบ



รูปที่ 5 ระบบของชุดทดสอบ

รูปที่ 4 ผลการจำลองการสูญเสียในแกนเหล็กที่ค่าดัชนีการมอด=0.9และ1.1 โดยใช้ความสัมพันธ์ของรูปที่ 1,รูปที่2และสมการที่(1)

ดังนั้นการสูญเสียในแกนเหล็ก สามารถคำนวณได้จากผลต่างระหว่าง กำลังงานไฟฟ้าทางด้านอินพุทขณะไร้ภาระ ( $P_{no-load}$ ) กับค่าการสูญเสียในตัวนำรวมกับการสูญเสียเนื่องจากการหมุน ( $P_{cu-w} + P_{cu-r} + P_{rot}$ ) โดยทั่วไปค่าการสูญเสียสามารถหาได้จากการวัดหรือการคำนวณจากการทดสอบขณะไร้ภาระ เช่น ค่าการสูญเสียจากขดลวดสเตเตอร์ สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{cu-w} = 3R_s I_{me-load}^2 \quad (3)$$

เมื่อ  $R_s$  = ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส  
 $I_{me-load}$  = ค่ากระแสอาร์ เอ็ม เอส ต่อเฟสขณะไร้ภาระ

และค่าการสูญเสียของขดลวดโรเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{cu-r} = 3R_r I_{rotor}^2 \quad (4)$$

เมื่อ  $R_r$  = ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส  
 $I_{rotor}$  = ค่ากระแสอาร์ เอ็ม เอส ของโรเตอร์ ต่อเฟสตอนไร้ภาระ

ในทางปฏิบัติ ค่าอาร์ เอ็ม เอส ของกระแสโรเตอร์ไม่สามารถวัดได้ถ้าเป็นมอเตอร์แบบโรเตอร์กรงกระรอก และเป็นกรยากที่จะคำนวณค่าของการสูญเสียในขดลวดให้ถูกต้องแม่นยำเนื่องจากค่าความต้านทานของโรเตอร์ไม่คงที่เพราะผลของ Skin effect บนขดลวดของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของฮาร์โมนิกส์, อุณหภูมิและอื่นๆ[3,4] แต่อย่างไรก็ตามค่าการสูญเสียในโรเตอร์จะสามารถตัดทิ้งได้ถ้ามอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเชิงโรตัสเพราะกระแสในขดลวดโรเตอร์จะน้อยมาก

รูปที่ 5 คือชุดทดสอบที่ใช้เพื่อหาค่าการสูญเสียในแกนเหล็ก รายละเอียดคุณสมบัติของมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบและเครื่องมอดได้แสดงไว้ในภาคผนวก ซึ่งผลการทดสอบขณะไร้ภาระจะได้ค่าที่ถูกต้องเมื่อค่าการสูญเสียของขดลวดโรเตอร์และค่าการสูญเสียจากการหมุนมีค่าน้อยที่สุดซึ่งทำได้โดยการควบคุมความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความเร็วเชิงโรตัสโดยใช้มอเตอร์กระแสตรงช่วยขับในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กสามารถหาได้จากส่วนต่างระหว่างกำลังงานอินพุทกับกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ ( $P_{no-load} - P_{cu-w}$ ) และการสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เพิ่มขึ้นสามารถหาได้จากผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่ป้อนเข้าระหว่างแหล่งจ่ายที่เป็นแบบที่ ดับบลิว เอ็ม กับแหล่งจ่ายแบบไซน์ที่ระดับแอมพลิจูดและความถี่เดียวกัน ส่วนชุดอินเวอร์เตอร์ในการทดลองจะใช้แหล่งจ่ายที่ ดับบลิว เอ็ม ชนิด สเปซเวกเตอร์แบบเชิงโรตัส เพราะเป็นวิธีที่สามารถรองรับขบวนการปรับดัชนีการมอดสูงได้สูง, ผลการกระแสเฟรมของกระแสเมื่อเทียบกับวิธีอื่นและการใช้แบบเชิงโรตัสเพื่อป้องกันการเกิดแรงดันไม่สมดุลและผลกระทบจากฮาร์โมนิกส์ข้อย่อยเมื่อเทียบกับแบบอะซิงโครนัส[5] ทั้งนี้ทำให้ระบบการวัดมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

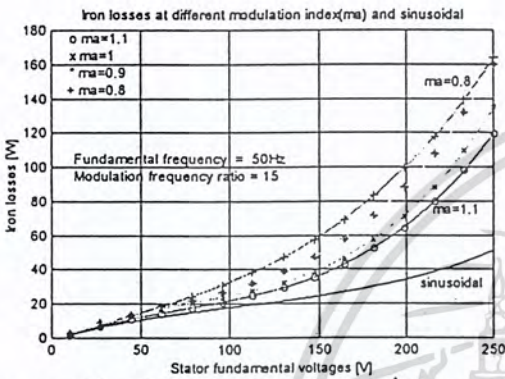
5.ผลการทดลอง

เมื่อใช้ระบบทดสอบข้างต้นได้ทำการวัดค่ากำลังงานสูญเสียตามการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการมอดและความถี่การปรับแรงดัน ฟินคานนท์ลของแรงดันสเตเตอร์ จะใช้วิธีการควบคุมแรงดันเชื่อมโยคีซีสำหรับในแต่ละค่าของดัชนีการมอดที่เปลี่ยนไปจาก 0.8 ถึง 1.1 รูปที่6แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลังการสูญเสียในแกนเหล็กกับแรงดันฟินคานนท์ลของสเตเตอร์ที่ดัชนีการมอดต่างๆและความถี่สวิชท์เท่ากับ 750 Hz ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในแกนเหล็กเพิ่มขึ้นอย่างมากในทุกๆดัชนีการมอดเมื่อแรงดันสเตเตอร์มากขึ้นซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับแหล่งจ่ายแบบไซน์และที่แรงดันสเตเตอร์สูงๆจะมีกำลังสูญเสียสูงมากด้วยเนื่องจากผลของการอิ่มตัว

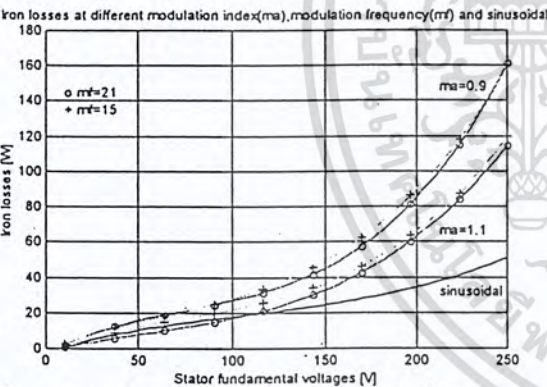
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจสอบผลของการสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ใน PWM ที่ป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ

แกนเหล็กของมอเตอร์ และจากผลการทดลองนี้จะเห็นว่าการเพิ่มดัชนีมอดูเลชันจะทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กน้อยลงสาเหตุนี้มาจากการเพิ่มการมอดูเลชันของแรงดันเชื่อมโยค คิซึ เพื่อรักษาแรงดันต่อความถี่ให้คงที่... 750 Hz(mf=15) เป็น 1050 Hz(mf=21) นั้นมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ... 3,4]



ที่ 6 การเปรียบเทียบการสูญเสียในแกนเหล็กที่ได้จากการวัดระหว่างแหล่งจ่ายที่ คับบลิว เอ็มที่ดัชนีการมอดูเลชันต่างๆกับแหล่งจ่ายแบบไซน์



ที่ 7 การเปรียบเทียบการสูญเสียในแกนเหล็กที่ได้จากการวัดระหว่างแหล่งจ่ายไซน์กับกับแหล่งจ่ายที่ คับบลิว เอ็มที่ดัชนีการมอดูเลชันและความถี่ต่างๆ

ตรวจสอบผลของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ทำขึ้น โดยการใชโมเดลเพื่อเป็นสมมุติฐานและใช้เป็นแนวในการศึกษาพร้อมทั้งได้ทำการทดลองกับมอเตอร์ทดสอบโดยใช้... การวัดและชุดทดสอบที่สามารถลดการสูญเสียในตัวนำของโรเตอร์

และการสูญเสียเนื่องจากการหมุนให้มีค่าต่ำมากซึ่งจากการตรวจสอบสามารถสรุปได้ดังนี้

(1)ดัชนีการมอดูเลชันที่ค่าสูงๆจะทำให้ค่ากำลังการสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ ซึ่งการทดลองใช้ปรับแรงดันเชื่อมโยค คิซึ ลดลงเพื่อรักษาแรงดันต่อความถี่ให้คงที่

(2)ความถี่สวิตซ์มีผลกระทบต่อการใช้สูญเสียในแกนเหล็กน้อยมากซึ่งสอดคล้องกับกราฟคุณสมบัติการสูญเสียในรูปที่ 1

(3)บทสรุปในข้อ(1)และ(2)ได้จากผลการทดลองโดยมีการจำลองซึ่งใช้โมเดลของ[5]เป็นสมมุติฐานโดยที่โมเดลของมอเตอร์ทดสอบ(ค่าสัมประสิทธิ์ในสมการที่(1))ที่ใช้ในการทดลองขณะนี้กำลังดำเนินการวิจัยอยู่จะนำเสนอในโอกาสต่อไป

ภาคผนวก

- 1.) ข้อมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2.) ข้อมูลของเครื่องมือวัดที่ใช้ในการวัด ขนาดมอเตอร์ 1.1 KW รุ่น YOKOGAWA 2533 E พิกัดแรงดัน 220/380 V Δ/Y พิกัดแรงดัน 0-600 V พิกัดกระแส 4.8/2.8 A Δ/Y พิกัดกระแส 5-20 A ความถี่ 50 Hz ; ความเร็วรอบ 2800 rpm พิกัดความถี่ 10-30 kHz จำนวนขั้ว=2 ขั้ว ; ตัวประกอบกำลัง 0.86 อัตราการสุ่ม 2.5 Samples/us เอกสารอ้างอิง

[1] T.M. Undeland & N.Mohan, "Overmodulation and Loss consideration in high-Frequency Modulated Transistorized Induction Motor Drives," IEEE Trans. On power Electronics, vol.3, No.4, pp.447-452, October 1988.

[2] A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Effect of Different Modulation Index on the Iron Losses In soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter." IEEE Trans.On Magnetic, vol.29, No.4, pp.331-335, November 1993.

[3]A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari."Induction motor Iron Losses Measurement with a Static Converter Supply using a Slotless Rotor Test Bench., "IEEE Trans. On Magnetic, vol.30, No.4, pp.4599-4601, November 1994.

[4]A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Influence of the Inverter Characteristics on Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors." IEEE Trans. On Magnetic, vol.32, No.5, pp.1190-1194, September 1996.

[5]V.Kinnares, "Measurement, Analysis and Prediction of Harmonic Power losses in PWM fed Induction motors," Ph.D. Thesis, The University of Nottingham, UK, pp.108-132, October 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IEEE



176

# POWER ENGINEERING SOCIETY 2000 WINTER MEETING



SOUVENIR  
MAGAZINE

Organised By  
IEEE Power Engineering Society  
23 - 27 January 2000  
Singapore

Supported By



NUS



NTU



SINGAPORE  
POWER

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกกรณีในการนำไปใช้



2000 IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING

23 - 27 JANUARY 2000  
SINGAPORE

IEEE

POWER ENGINEERING SOCIETY

2000 WINTER MEETING

23 - 27 JANUARY 2000

SINGAPORE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Influence of PWM Characteristics on the Core Losses due to Harmonic Voltages in PWM Fed Induction Motors

S. Khomfoi, V. Kinnarees and P. Viriya

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang 10520, Bangkok, Thailand  
Tel 662-3266052-101 Ext. 2619 Fax 662-3269902 e-mail. kkhsum@kmitl.ac.th  
THAILAND

**Abstract:** The paper focuses on mechanisms of harmonic core losses due to PWM characteristics. The influence of PWM characteristics such as switching frequency, modulation depth and PWM strategy on core losses has been examined. The investigation into harmonic core losses based on no-load input power measurement with minimized rotor copper loss and rotational loss has been made. The experimental results show that the increment of core losses due to PWM harmonic voltages is significant compared to a sinusoidal supply and the modulation depth has significant effect on machine core losses.

**Keywords.** PWM, Inverter, Harmonic Voltages, Core Losses, Modulation Depth, Modulation Frequency, Switching Frequency and PWM Strategy.

## I. INTRODUCTION

PWM inverter supplied induction machines are commonly used in industrial applications. Despite the very great number of PWM drives in use, the harmonic loss mechanisms are still not well understood. With modern high carrier frequency PWM drives neither approach is in predicting harmonic loss for all modulation strategies and operating condition [1,2]. The high frequency effect on harmonic loss is difficult for modeling machine [8]. This implies that there is a room for searching loss mechanisms. The effects on the core losses due to the modulation depth in the case of PWM inverter supply have been analyzed by the tests on wound core and on induction motor [5]. The experimental results have confirmed that the modulation depth plays an important role on the core losses in the magnetic devices fed by PWM inverter [6]. However, there is a few research works focusing on the link between high frequency harmonic voltages and harmonic core losses.

The main aim of this work is to profoundly investigate the effects of PWM harmonic voltages on mechanisms of harmonic core-losses. The initial stage for this is determination of PWM harmonic voltages at various modulation depth, switching frequency, PWM schemes and no load core loss tests. This will be useful to a better understanding of core loss mechanisms associated with PWM harmonic voltages.

## II. HARMONIC LOSS CHARACTERISTIC CURVES

Several publications on a harmonic loss model in PWM fed induction machines can be found in [3,4,8,9]. This harmonic loss model is identified in terms of machine features, harmonic voltage and frequencies. Individual harmonic losses are normalised to squared harmonic voltage as loss factor. Typical harmonic loss factor curves are shown in Fig. 1. These curves can be used for determining total harmonic

loss as expressed in Appendix A. From loss characteristic terms, in the bracket of such equation, clearly, the first term represents the low frequency variation (mainly copper loss) and the second term represents the high frequency variation (mainly core loss). This means that harmonic copper losses decrease rapidly as harmonic frequency increases while harmonic core losses decrease gradually as harmonic frequency increases [9].

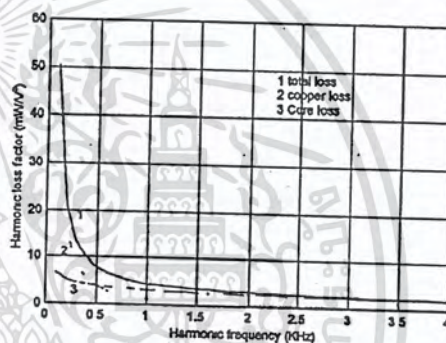


Fig.1 Harmonic loss factor curves corresponding to appendix A

## III. NO-LOAD LOSS ITEMS OF INDUCTION MOTOR

The induction motor operated from a nonsinusoidal supply has a usual motor loss and some additional losses due to the time harmonics. The losses associated with induction motor operating at no-load condition can be given as shown in the following relation.

$$P_{no-load} = P_{core} + P_{cu-s} + P_{cu-r} + P_{rot} \quad (1)$$

Where;  $P_{no-load}$  : the total no-load input power.  
 $P_{core}$  : core losses.  
 $P_{cu-s}$  : stator copper losses.  
 $P_{cu-r}$  : rotor copper losses.  
 $P_{rot}$  : rotational losses.

In the above expression, the core losses can be computed by the difference between the total no-load input power ( $P_{no-load}$ ) and other loss items. In particular, the loss components can be known from measurements or computed from no-load test. The stator copper losses can be calculated as,

$$P_{cu-s} = 3R_s I_{no-load}^2 \quad (2)$$

Where;  $R_s$  : stator resistance per phase.  
 $I_{no-load}$  : rms value of the no-load stator phase current.  
The rotor copper losses can be computed by,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{cr} = 3R_r I_{rotor}^2 \tag{3}$$

Where;  $R_r$  : rotor resistance per phase.

$I_{rotor}$ : rms value of the no-load rotor phase current.

The rms value of rotor phase current can not be measured in a squirrel cage motor. It is difficult to achieve a good accuracy of rotor copper losses computation because the rotor resistance is not constant. Due to the skin effects on the rotor bar, it changes with the frequency of harmonics, the temperature, ect [6,7]. However, the rotor copper losses can be negligible at synchronous speed condition because of the absence of the rotor winding current [6,7].

#### IV. MEASUREMENT TECHNIQUE AND EXPERIMENTAL TEST RIG

A proposed test rig system is illustrated in Fig. 2. The detail of test motor and instrument is illustrated in Appendices B and C. This test rig system offers effective no-load tests with minimized rotor copper loss and rotational loss by controlling rotor speed at synchronous speed. The stator copper loss is subtracted from total input power. Then, the remained amount represents total core losses since both the rotor copper and rotational losses are negligible. The additional harmonic losses can be determined from the two difference of motor input power between a PWM supply voltage and a sinusoidal supply voltage at the same fundamental level. The PWM parameters such as modulation depth ( $m_a$ ), modulation frequency ratio ( $m_f$ ) and PWM strategies can be easily altered which is controlled by a microprocessor system.

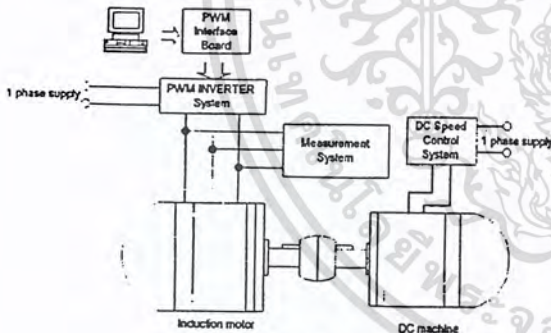


Fig. 2 Proposed test rig

#### V. HARMONIC VOLTAGE SPECTRA

Due to the frequency and voltage dependence of core losses, the PWM voltage spectra need to be determined at various modulation depth ( $m_a$ ),  $m_a=0.8$  and  $m_a=1$  under inverter frequency of 50 Hz, and modulation frequency ratios ( $m_f$ ) of 21 and 100 (i.e. PWM switching frequency of 1050 Hz and 5000 Hz). Figs. 3 and .4 show the simulated and experimental results of PWM voltage spectra with a variation of modulation depth. The two results are in good agreement. This shows that the SVM implementation and simulation program used in the analysis are accurate and can predict a result in good agreement with the experimental one. When increasing modulation depth, the reduced dc link voltage is required for keeping constant flux level, thus decreasing harmonic voltage as shown in Fig.3 (comparison

between  $m_a=0.8$  and 1.0). It can be seen that the second group of harmonic sidebands at 2.1 kHz for  $m_f=21$  or at 10kHz for  $m_f=100$  are dominant particularly at lower modulation depth. In comparing Figs. 3 and 4, it is clear that the dominant harmonics are shifted to the higher order in case that modulation frequency ratio is increased from  $m_f=21$  to  $m_f=100$  with the same harmonic amplitudes for the same modulation depth. When referred to loss characteristic curves in Fig.1, it can be seen that in order to reduce core losses in the higher harmonic frequency region, the harmonic voltage should be minimized by keeping modulation depth( $m_a$ ) as high as possible. Therefore, in order to keep a constant flux operation, the dc link voltage must be reduced.

#### VI. EXPERIMENTAL RESULTS

Using the previously described test rig and measurement, a set of no-load tests with PWM controlled inverters has been performed to evaluate the iron losses variation as functions of modulation depth and switching frequency. Stator fundamental voltage can be varied by controlling dc link voltage level for each modulation depth ranging from 0.8 to 1.1. Fig.5 shows core losses variation with stator voltage at different modulation depth of PWM supply for  $m_f=100$  and at sinusoidal supply of 50Hz. Obviously, there is a heavy increase of harmonic core losses for each modulation depth with increasing stator voltage particularly at higher voltage value. Also, normal sinusoidal core loss has the same characteristic. It is interesting to note that the stator voltage higher than rated value would produce a very large increase in core losses due to machine saturation effect. These results have confirmed the core loss law relating with squared supply voltage. The more increases the modulation depth, the lower core loss is obtained. The reason for this is that when increasing modulation depth  $m_a$ , thus reducing dc link voltage value for keeping rated flux level, the individual harmonic amplitude decreases; especially for the second group of harmonic sidebands which has a great reduction. Impressively, this result is consistent with the work reported by [7]. Fig. 6 shows the influence of PWM schemes (SPWM and SVM) on core losses at different modulation depth under the variation of stator fundamental voltages. Clearly, PWM schemes are insignificant. Note that, this test was performed at 3kHz switching frequency, which is considerably high value. However lower switching frequency could be significant for effect of PWM schemes on core losses. This can be confirmed by loss characteristic curves in Fig.1. The effect of switching frequency has been shown in Fig. 7. There is however slightly lower core losses for higher switching frequency. This is because there is a gradual decrease of mainly harmonic core loss with increasing harmonic frequency as referred to loss characteristics in Fig.1. Moreover, obviously, core losses at fundamental frequency of 30 Hz are lower than that at fundamental frequency of 50 Hz under a variation of switching frequency. This is because harmonic voltage amplitudes at 30 Hz fundamental frequency are lower than that at 50 Hz fundamental frequency due to reduced dc link voltage. Furthermore, the similar core loss curves at 30 Hz fundamental frequency to that at 50 Hz fundamental frequency are obtained. Surprisingly, these results are similar to loss characteristic curves in Fig. 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

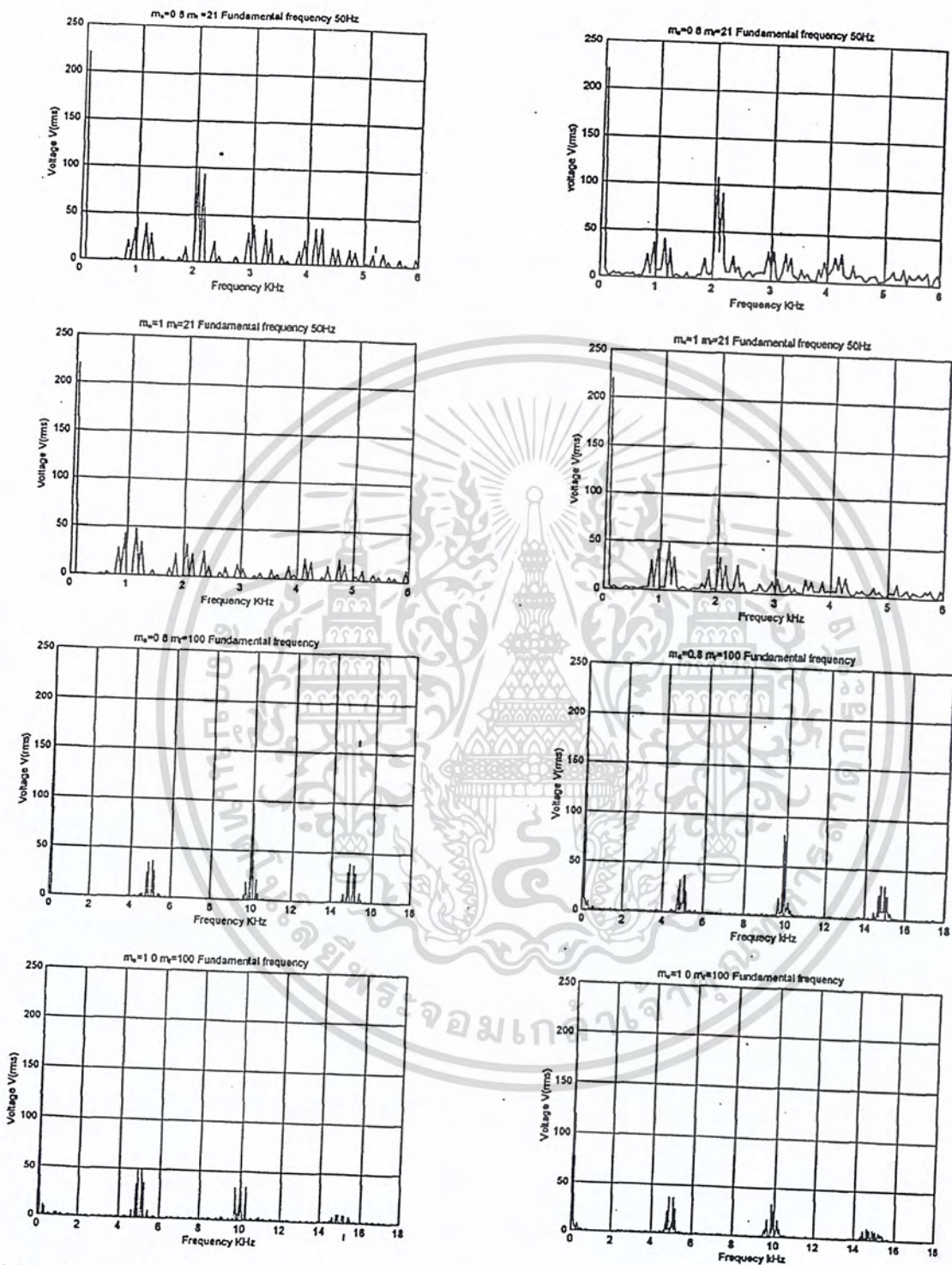


Fig 3 Simulation results of voltage spectra with various modulation depth and modulation frequency ratio

Fig. 4 Experimental results of voltage spectra with various modulation depth and modulation frequency ratio

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

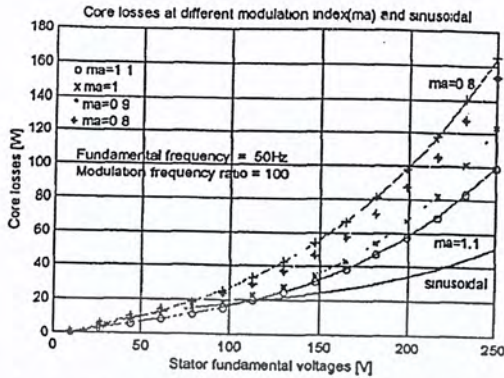


Fig 5 Comparison of measured core losses fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage source with various modulation depth. (Fundamental frequency = 50 Hz and modulation frequency ratio = 100).

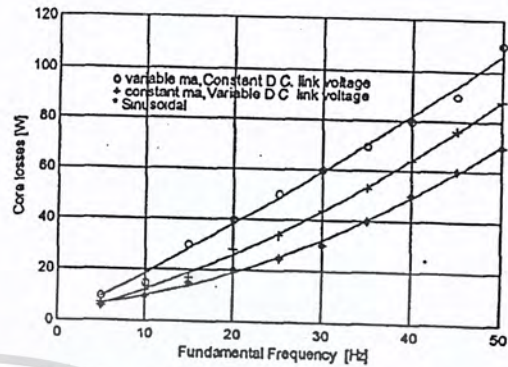


Fig. 8 Comparison of measured iron losses fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage source with a variation of fundamental frequency at constant dc link voltage, variable  $m_a$  and variable dc link voltage, constant  $m_a = 1$ . ( $m_r = 21$ , SVM)

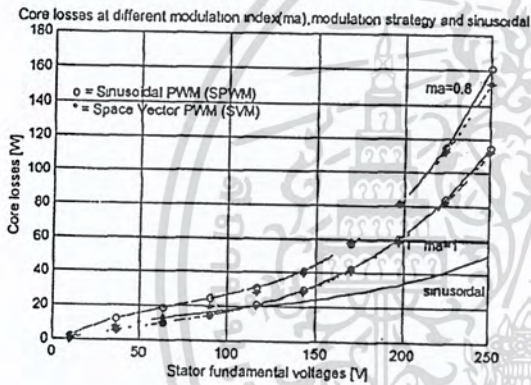


Fig 6 Comparison of measured core losses fed by sinusoidal voltage source and PWM voltage source with various PWM schemes (Fundamental frequency = 50 Hz and modulation frequency ratio = 60).

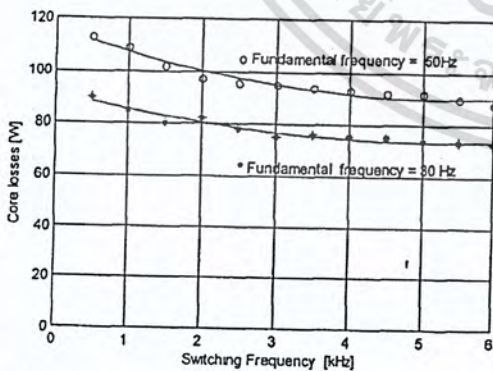


Fig 7 Measured core losses at no load operation with variation of switching frequency and fundamental frequency.

More importantly, Fig. 8 illustrates that when keeping modulation depth at a higher value, throughout inverter frequency operation, variable dc link voltage will result in reducing core losses compared to fixed dc link voltage at the same flux level.

### VII. CONCLUSIONS

This paper has dealt with the investigation of influence of PWM characteristics such as modulation depth, switching frequency and PWM strategies on the induction machine core losses. Main findings of the work can be summarized as follows;

- The change of modulation depth on core losses is significant. It is recommended that the higher modulation depth should be made for drive control. As a consequence, dc link voltage level must be reduced.

- Higher PWM switching frequency results in a slow decrease in core losses. Consequently, the effect of PWM schemes is insignificant on core losses. It seems that the quality of PWM on inverter drives is not necessary. Note that higher switching frequency significantly increases inverter losses.

- Further work will be focused on the appropriate switching frequency for drive control over a wide range of operating conditions and an accurate loss model for predicting losses.

### VIII. APPENDICES

#### A. Total harmonic loss:

$$P_h = \sum_{n=1} \left( \frac{A}{f_n^\alpha} + \frac{B}{f_n^\beta} \right) V_n^2$$

Where;  $V_n$  is the  $n^{\text{th}}$  harmonic voltage influenced by modulation depth.

$f_n$  is harmonic frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A,B, $\alpha$ , $\beta$  are constant values in loss characteristic curves. Basically, the exponent  $\alpha$  is 1.5 and  $\beta$  varies between 0.3-0.5. In this work, A=1.38,B=6.74, $\alpha$ =1.5 and  $\beta$ =0.32 are used.

#### B. Power measurement data

Type	YOKOGAWA 2533E
Voltage range	0-600 V
Current range	5-20 A
Frequency range	10-30kHz
Sampling Rate	2.5samples/us

#### C. Induction motor data

Rated output power	1.1kW
Rated voltage	220/380 V $\Delta/Y$
Rated current	4.8/2.8 A $\Delta/Y$
Rated speed	2800 rpm.
Pole pairs	1
Power factor	0.86
Frequency	50Hz

### IX. ACKNOWLEDGMENTS

The author would to thank Mr. Chaitouch Mance-in for his invaluable help.

### X. REFERENCES

- [1] K.Venkatesan & J.F.Lindsay, "Comparative Study of the loss in voltage and current source Inver fed Induction motor." IEEE Trans. on Industry Application, vol.1A18, No.3, pp 241-245.
- [2] V.B. Hisinger, "Induction motor Operation from Inverters," in Com.Rec.1980 Annual Meeting, IEEE Ind. Soc., pp.1276-1285.
- [3] J.M.D.Murphy and M.G. Egan, " A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors," IEEE Trans. on Industry Application, vol. IA, 1983 pp.363-369.
- [4] T.M. Undeland & N.Mohan, "Overmodulation and Loss consideration in high-Frequency Modulated Transistorized Induction Motor Drives," IEEE Trans. On power Electronics, vol.3, No.4, October 1988, pp.447-452.
- [5] A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Effect of Different Modulation Index on the Iron Losses In soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter," IEEE Trans. On Magnetic, vol.29, No.4, November 1993.
- [6] A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari. "Induction motor Iron Losses Measurement with a Static Converter Supply using a Slotless Rotor Test Bench.," IEEE Trans. On Magnetic, vol.30, No.4, November 1994, pp. 4599-4601.
- [7] A.Boglietti, P.Ferraris, M.Lazzari and F.profumo. "Influence of the Inverter Characteristics on Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors." IEEE Trans. On Magnetic, vol.32, No.5, September 1996, pp.1190-1194.
- [8] V.Kinnares, J.C. Clare & K.J. Bradley, "A New Technique For Determining & Predicting Harmonic Power Loss in PWM fed Induction Machine.," ICEM96 Vigo/Spain, pp.327-331,1996.
- [9] V.Kinnares, "Measurement, Analysis and Prediction of Harmonic Power losses in PWM fed Induction motors," Ph.D. Thesis, The University of Nottingham, UK, October 1997.,pp.108-132.
- [10] S.Khomfoi, V.Kinnares and P.Viriya, " Investigation into Core Losses due to Harmonic Voltage in PWM fed Induction Motors ", IFFE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99 July 1999, pp.104-107.

### XI. BIOGRAPHIES



Surin Khomfoi was born in Bangkok, Thailand, on September 1974. He received the B.Eng. in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, in 1997, where presently he is studying the M.Eng. KMITL. His research interests are electrical machines, electric drive, energy conversion and power electronic application, etc.



Vijit Kinnares received the B.Eng. degree and the M.Eng. Degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand and the Ph.D. degree from the University of Nottingham UK. His research interests include power electronics and electric drives. Currently, he is a lecturer at Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok Thailand.



Pichetjurnean Viriya was born in Bangkok, Thailand, on October 7,1950. He received the B.Eng. Degree in Telecommunication from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, in 1975; and received the M.Eng. and D.Eng.in Electrical Engineering from Tokai University and Meiji University Japan in 1978 and 1989 ,respectively. He joined the Department of Electrical Engineering, KMITL in 1978, at present holding the position of Associate Professor. His research works are in inverter-fed induction motor drive and high-frequency resonant converter with its application in induction heating, electric welder and UPS, etc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน



นาย สุรินทร์ คำฝอย เกิดเมื่อวันที่ 25 กันยายน 2517 ที่จังหวัดพิษณุโลก

ภูมิลำเนาเดิมอยู่ที่ จังหวัดอุบลราชธานี

ปีพ.ศ. 2534 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพจาก วิทยาลัยเทคนิค  
มีนบุรี สาขาไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

ปีพ.ศ. 2537 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากสถาบัน  
เทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ สาขาไฟฟ้ากำลัง

ปีพ.ศ. 2540 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยี  
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยม อันดับ 2 )

ปีพ.ศ. 2539-2540 ได้รับทุนการศึกษาจากองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทยและ  
ได้รับการบรรจุทำงานในตำแหน่งวิศวกร ระดับ 4 สังกัดฝ่ายวิศวกรรมระบบโทร  
คมนาคม

ปีพ.ศ. 2541 เข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์ระดับ 3 สังกัดภาควิชาวิศวกรรม  
ไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร  
ลาดกระบัง จนถึงปัจจุบัน