

การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโพลาร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

ในกรณีมอเตอร์โดยนำเทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

INDUCTION MOTORS SPEED CALCULATION BASED ON ROTOR SLOT  
HARMONICS USING STATOR CURRENT DIGITAL SIGNAL PROCESSING  
TECHNIQUES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-281-9

การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์  
ในกระแสเตเตอร์โดยใช้เทคนิคการประมวลสัญญาณดิจิทัล

INDUCTION MOTORS SPEED CALCULATION BASED ON ROTOR SLOT  
HARMONICS USING STATOR CURRENT DIGITAL SIGNAL PROCESSING  
TECHNIQUES



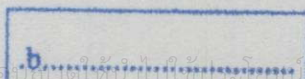
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-231-9

เลขหมู่.....

39751



**INDUCTION MOTORS SPEED CALCULATION BASED ON ROTOR  
SLOT HARMONICS USING STATOR CURRENT DIGITAL SIGNAL  
PROCESSING TECHNIQUES**



**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 974-648-231-9**



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**บัณฑิตวิทยาลัย**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

**หัวข้อวิทยานิพนธ์**

การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์  
 ในกระแสเตเตอร์โดยใช้เทคนิคการประมวลสัญญาณดิจิทัล  
 INDUCTION MOTORS SPEED CALCULATION BASED ON ROTOR  
 SLOT HARMONICS USING STATOR CURRENT DIGITAL SIGNAL  
 PROCESSING TECHNIQUES

**ชื่อนักศึกษา**

นายเฉลิมชาติ มานพ

**รหัสประจำตัว**

42061118

**ปริญญา**

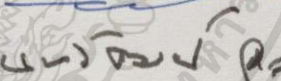
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

**สาขาวิชา**

วิศวกรรมไฟฟ้า

**อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์**

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ชัยวุฒิ	ฉัตรอุทัย	
ผศ.พิชิต	ถ้ายอง	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเคชะ	
ดร.อานันท์วัฒน์	คุณากร	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 21 พฤษภาคม 2544 เวลา 12.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)

**บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว**  
  
 (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัครชู)  
 คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๙๔.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. ๒๕๔๔.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ในกระแสเตเตอร์โดยใช้เทคนิคการประมวลสัญญาณดิจิทัล
นักศึกษา	นายเฉลิมชาติ มานพ
รหัสประจำตัว	42061118
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนออัลกอริทึมสำหรับการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว โดยอาศัยการระบุโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ (Rotor Slot Harmonics, RSH) ที่เกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์โดยใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ข้อมูลของกระแสเตเตอร์จะถูกประมวลผลในเชิงดิจิทัลแบบออฟไลน์ด้วยโปรแกรม MATLAB สำหรับใช้ในการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อตรวจจับความเร็วของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่มีคุณสมบัติขึ้นอยู่ด้วยความเร็วของมอเตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการศึกษาอย่างละเอียดของกลไกการเกิดและพฤติกรรมของ RSH ภายใต้สภาวะโหลดต่างๆ โครงสร้างของเครื่องจักรกลไฟฟ้า และแหล่งจ่ายคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ มีการวิเคราะห์สเปกตรัมและประเมินผลด้วย Fast Fourier Transform, FFT และ Maximum Entropy Method, MEM เพื่อศึกษาข้อได้เปรียบและข้อด้อยของอัลกอริทึมทั้งสองสำหรับการประยุกต์ใช้งานดังกล่าว มีการวิเคราะห์และประเมินตัวกรองดิจิทัลเพื่อลดการรบกวนของสเปกตรัมด้วยฟังก์ชันวินโดว์ชนิดแฮมมิง แบล็คแมน ฮานนิง สามเหลี่ยม และโคเซอร์ รวมถึงแฟลคเตอร์ต่างๆ ที่มีผลกระทบต่อความคลาดเคลื่อนของการคำนวณหาความเร็ว เช่น ความละเอียดของความถี่ จำนวนข้อมูล เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้นำเสนอเทคนิคการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์โดยไม่ต้องถอดตัวโรเตอร์ออกมา เนื่องจากจำนวนสล็อตของโรเตอร์เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่อาศัย RSH จากผลการตรวจสอบของการคำนวณหาความเร็วด้วยอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอโดยเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัด Phototachometer แบบทั่วไปภายใต้สภาวะดังกล่าวให้ความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 0.1% เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ 0.2% เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

<b>Thesis Title</b>	Induction Motors Speed Calculation based on Rotor Slot Harmonics Using Stator Current Digital Signal Processing Techniques
<b>Student</b>	Mr. Chalermchat Manop
<b>Student ID.</b>	42061118
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2001
<b>Thesis Advisor</b>	Assistant Professor Dr. Vijit Kinnares

### ABSTRACT

This thesis proposes algorithms for a speed calculation of sensorless speed detection in induction motors based on rotor slot harmonics (RSH) identification using stator current digital signal processing. Stator current data is processed using digital off-line techniques through MATLAB for analysis and identification of rotor slot harmonic frequency in which depends on motor speed. In this thesis, the study of mechanism and behaviour of RSH under various load conditions, machine feature, sinusoidal supply and PWM inverter is fully given. The spectral analysis and evaluation of FFT and MEM have been performed for advantages and disadvantages of both algorithms for such applications. To minimize the spectral leakage, digital filter is analysed with window functions, namely the Hamming, the Blackman, the Hanning, the Triangular and the Kaiser window as well as various factors influencing error of the speed calculation such as frequency resolution, data length etc. In addition, this thesis proposes a technique of determining number of rotor slots without taking rotor parts off which is a very important parameter for calculating motor speed based on rotor slot harmonics. The error of this technique for speed measurement under such conditions is within 0.1% and 0.2% when compared to a conventional photo tachometer for sinusoidal supply and PWM inverter, respectively. The results appear satisfactory.

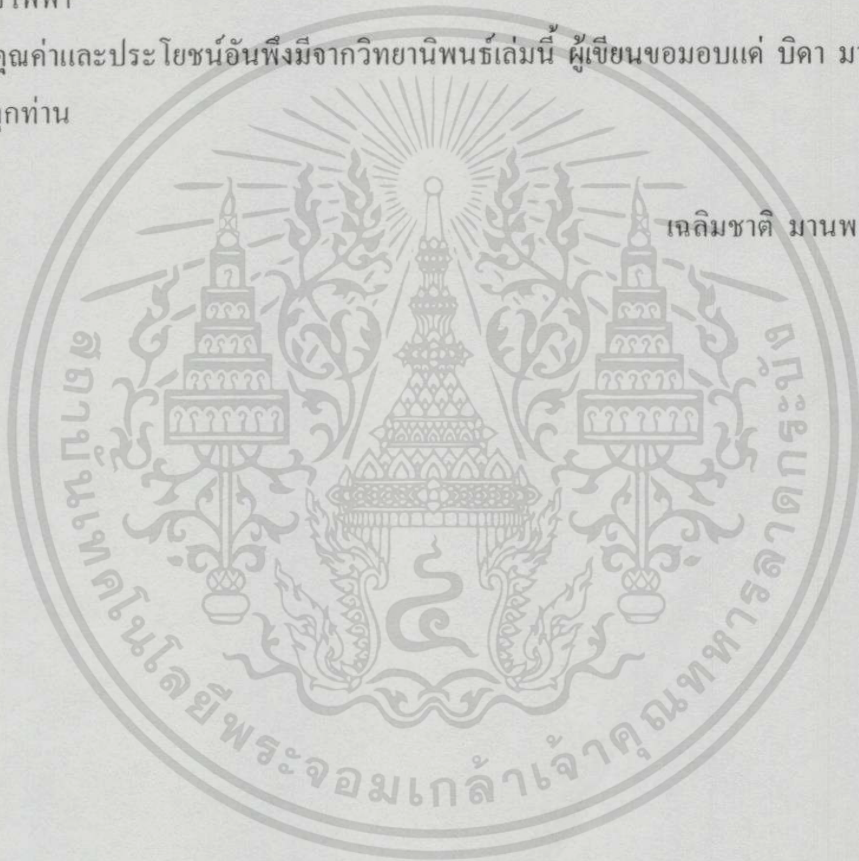
# กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผศ. ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำต่างๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ทุนสนับสนุนการศึกษา(ใน โครงการพัฒนาอาจารย์)

ขอขอบคุณ คุณชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล คุณอัญชติ มานพ และคุณอรพดี สารมาศ ที่มีส่วนช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆนักศึกษาทุกคนประจำอาคารเรียนรวม L ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนขอมอบแก่ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน



# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
คำอธิบายสัญลักษณ์.....	XIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ทฤษฎีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	5
2.2.1 โรเตอร์ชนิดกรงกระรอก.....	5
2.2.2 โรเตอร์ชนิดลวดพัน.....	6
2.3 ประเภทของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.4 เส้นแรงแม่เหล็ก.....	7
2.4.1 การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจากโพล.....	7
2.4.2 การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจากโครงสร้างของเครื่องจักรกล.....	9
2.5 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.5.1 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Magnetic.....	11
2.5.2 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Mechanical.....	12
2.5.3 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Aerodynamic.....	13
2.5.4 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากวงจร Electronic.....	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.6 ผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้า.....	14
2.6.1 การทำงานของมอเตอร์เอซีเมื่อมีฮาร์โมนิกส์.....	14
2.6.2 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เนื่องจากฮาร์โมนิกส์.....	17
2.7 สรุป.....	17
<b>บทที่ 3 โรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....</b>	<b>18</b>
3.1 บทนำ.....	18
3.2 การพัฒนาของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....	18
3.3 ความเป็นสล็อต.....	19
3.4 กลไกการเกิดของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....	20
3.4.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์.....	20
3.4.2 เมื่อแหล่งจ่ายไม่เป็นรูปคลื่นไซน์.....	22
3.5 การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัย โรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....	22
3.6 พารามิเตอร์ที่มีผลต่อแอมพลิจูดของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....	23
3.7 เทคนิคการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์.....	25
3.7.1 ทฤษฎีการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์.....	25
3.7.2 การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์โดยอาศัยความถี่ ของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์.....	27
3.8 สรุป.....	28
<b>บทที่ 4 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....</b>	<b>29</b>
4.1 บทนำ.....	29
4.2 สัญญาณที่ได้จากการแซมปลิง.....	29
4.3 การกรองสัญญาณ.....	31
4.4 การวิเคราะห์ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์.....	33
4.4.1 วินโดว์สามเหลี่ยม.....	33
4.4.2 วินโดว์ฮานนิง.....	34
4.4.3 วินโดว์แฮมมิง.....	34

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.4 วินโดว์แบ็กคแมน.....	34
4.4.5 วินโดว์ไคเซอร์.....	35
4.5 ทบทวนการทรานส์ฟอร์มแบบต่างๆ.....	38
4.6 การประมาณค่าสเปกตราคด้วย Fast Fourier Transform,FFT.....	39
4.7 การประมาณค่าสเปกตราคด้วย Maximum Entropy Method, MEM.....	42
4.7.1 โมเดล stochastic.....	43
4.7.2 โมเดล autoregressive.....	44
4.7.3 การเลือกอันดับของโมเดล.....	44
4.8 การประมวลผลแบบหลายอัตราแซมปลิง.....	45
4.8.1 การเดซิมเมต.....	46
4.8.2 การอินเตอร์โพลต.....	46
4.9 สรุป.....	47
บทที่ 5 การออกแบบอัลกอริทึม.....	49
5.1 อัลกอริทึมสำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์.....	49
5.2 ข้อมูลกระแส.....	50
5.2.1 วงจรตรวจจับกระแส.....	50
5.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ.....	51
5.2.3 อัตราการแซมปลิง.....	52
5.2.4 ความละเอียดของความถี่.....	57
5.3 การประยุกต์ใช้ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์.....	58
5.4 ช่วงความถี่ของ RSH.....	59
5.5 การประมาณค่าสเปกตราค.....	61
5.6 การคำนวณหาความเร็ว.....	62
5.7 ไฟล์ซาร์ทแสดงขั้นตอนการทดลอง.....	62
5.8 สรุป.....	65

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 ผลการทดลองอัลกอริทึม.....	66
6.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ PWM อินเวอร์เตอร์.....	66
6.1.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์.....	66
6.1.2 เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์.....	71
6.2 พฤติกรรมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์.....	75
6.3 การลดจำนวนของข้อมูลด้วยการลดความละเอียดของความถี่.....	83
6.4 การวิเคราะห์สเปคตรัมของ RSH ด้วยตัวกรองวินโดว์.....	85
6.5 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM.....	91
6.6 การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์.....	98
บทที่ 7 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	101
7.1 สรุปผลการทดลอง.....	101
7.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป.....	102
เอกสารอ้างอิง.....	103
ภาคผนวก ก.....	105
ภาคผนวก ข.....	109
ภาคผนวก ค.....	115
ประวัติผู้เขียน.....	121

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การทรานส์ฟอร์มแบบต่างๆกับคุณลักษณะของสัญญาณที่เกี่ยวข้อง.....	38
6.1 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์.....	68
6.2 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 Hz .....	71
6.3 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH ที่ความถี่ฟันคามาเทอล 1-9Hz เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่สภาวะ ไร้อโหลด.....	73
6.4 เปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่วัดได้จาก photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 20 Hz ภายใต้การเพิ่มและลดภาระของมอเตอร์.....	75
6.5 เปอร์เซนต์แอมพลิจูดของ RSH เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ที่อันดับ $k$ ต่างๆเมื่อ มอเตอร์ทำงานที่ โหลดเต็มพิกัด.....	79
6.6 สภาวะแรงดัน ไม่สมดุลระดับต่างๆที่ใช้ในการทดสอบ.....	81
6.7 แสดงเวลาและความคลาดเคลื่อนที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริทึมด้วยโปรแกรม Matlab เมื่อใช้ตัวกรองวินโดว์ชนิดต่างๆ.....	91
6.8 ความถี่ของ RSH ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ FR ค่าต่างๆ.....	92
6.9 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH ของผลการทดลองรูปที่ 6.27 และ 6.28.....	94
6.10 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก photo tachometer กับการคำนวณ โดยอาศัย RSH ของผลการทดลองรูปที่ 6.29 และ 6.30.....	94

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	กราฟแสดงคุณลักษณะ torque-speed และรูปร่างสล็อตของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามการออกแบบของ NEMA class B, C และ D .....7
2.2	รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์.....8
2.3	การรั่วไหลของฟลักซ์เมื่อสล็อตต่างกัน .....9
2.4	การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจาก end-connection.....9
2.5	การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ตามการหมุน .....10
2.6	ฟลักซ์รั่วไหลที่เกิดขึ้นในช่องอากาศของเครื่องจักรกลไฟฟ้า.....10
2.7	ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้า.....11
2.8	ตัวอย่างของรูปคลื่นกระแสเดเคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์.....13
2.9	ตัวอย่างของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....14
3.1	การไหลของฟลักซ์จากสเตเตอร์ผ่านช่องอากาศมายัง โรเตอร์.....19
3.2	โครงสร้างของความหนาแน่นฟลักซ์ในช่องอากาศ .....21
3.3	ค่าแฟกเตอร์การเอียงของสล็อตที่มุมของโรเตอร์ค่าต่างๆ.....24
3.4	การเปรียบเทียบแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆในช่องอากาศของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....26
3.5	ตัวอย่างแรงดัน $V_{L-L}$ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลังจากปลดแหล่งจ่าย.....27
4.1	การแซมปลิงสัญญาณนาฬิกา.....29
4.2	ตัวอย่างผลของวงจรกรองแบบต่างๆต่อสัญญาณกระแสสำหรับโหลด RL ที่ได้จากการวัดของรูปคลื่นแรงดันแบบ PWM.....32
4.3	ช่วงของโวลต์หลักและโวลต์ข้างของผลการตอบสนอง.....33
4.4	รูปร่างวินโดว์ชนิดต่างๆ.....35
4.5	รูปร่างวินโดว์ไครเซอร์เมื่อ $\alpha$ ค่าต่างๆ.....35
4.6	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์ฮานนิงและแฮมมิง.....36
4.7	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์สามเหลี่ยมและแบล็คแมน.....36
4.8	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์ไครเซอร์ที่ $\alpha = 1,5$ และ $7$ .....36
4.9	ตัวอย่างของข้อมูลกระแสเดเคเตอร์เมื่อถูกคูณด้วยฟังก์ชันวินโดว์ต่างๆที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรา.....37

# สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10	แผนภาพผีเสื้อของ FFT ทั้ง 2 ชนิด.....40
4.11	แผนภาพรวมของการคำนวณ FFT 8 จุด.....42
4.12	AR model of order p.....43
4.13	สเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM เมื่อ AR พิลเตอร์ต่างกัน.....43
4.14	ตัวอย่างการเปรียบเทียบสเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และ MEM.....45
4.15	ข้อมูลของกระแสเมื่อลดจำนวนของข้อมูลด้วยการเดซิเมตและเพิ่มข้อมูลด้วยการอินเตอร์โพล.....47
5.1	อัลกอริทึมสำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์.....49
5.2	ระบบของชุดทดสอบ.....50
5.3	วงจรตรวจจับกระแส.....51
5.4	วงจรกรองความถี่ต่ำ.....51
5.5	รูปคลื่นของกระแสสแตเตอร์เมื่อไม่ผ่านและผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ.....52
5.6	รูปคลื่นแรงดัน $V_{L-L}$ และกระแสสแตเตอร์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์.....53
5.7	รูปคลื่นแรงดัน $V_{L-L}$ และกระแสสแตเตอร์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์.....53
5.8	สเปกตราที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่เดียวกันเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง.....54
5.9	RSH ที่เกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง.....55
5.10	ช่วงความถี่ RSH ของอันดับที่ $k=\pm 1$ เมื่ออัตราการแซมปลิงเป็น $4f_{sh}(+1)$ , $2.5f_{sh}(+1)$ และ $2.3f_{sh}(+1)$ .....56
5.11	ความคลาดเคลื่อนของตำแหน่ง RSH เมื่อเดิมศูนย์ให้กับจำนวนของข้อมูล.....57
5.12	สเปกตราที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่เดียวกันเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนของรูปคลื่น.....58
5.13	การเปลี่ยนแปลงของข้อมูลกระแสสแตเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์และ FFT .....59
5.14	ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสสแตเตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์.....60
5.15	ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสสแตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์.....60
5.16	ฮาร์โมนิกส์ที่ถูกขยายขึ้นจากรูปที่ 5.15 เพื่อสะดวกแก่การตรวจจับ RSH.....61

# สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17 ผลการคูณความเป็นคู่ของ RSH ในช่วงความถี่ RSH.....	62
5.18 โพลีชาร์ทแสดงขั้นตอนการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	63
5.19 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH เมื่อโหลดเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และโดยใช้เหล็กถ่วงน้ำหนัก.....	64
6.1 RSH ที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่น ไซน์.....	67
6.2 การเคลื่อนที่ของ RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ C ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลด.....	68
6.3 แสดงการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์ด้วยความถี่ของ RSH.....	69
6.4 RSH ที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50Hz.....	70
6.5 RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ B ที่ความถี่ฟันดาเมนทอลเท่ากับ 1Hz ที่สภาวะ ไร้อะโหลด.....	72
6.6 RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ B ที่ความถี่ฟันดาเมนทอลเท่ากับ 3Hz ที่สภาวะ ไร้อะโหลด.....	72
6.7 แสดงความแม่นยำการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัย RSH.....	73
6.8 เปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยที่ความถี่ฟันดาเมนทอลต่างๆ.....	74
6.9 เปรียบเทียบการคำนวณหาความเร็วภายใต้การเพิ่มและลดภาระของมอเตอร์เมื่อ แหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่น ไซน์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่เท่ากับ 20Hz.....	74
6.10 การทดลองที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เท่ากับ 5Hz เมื่อมอเตอร์หมุนและหยุดนิ่ง.....	76
6.11 การเคลื่อนที่ของ RSH ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดที่ความถี่ 34 Hz.....	76
6.12 แอมพลิจูดของ RSH จะไม่ขึ้นอยู่กับกระแสฟันดาเมนทอล.....	77
6.13 แอมพลิจูดของ RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ A, B และ C ที่สภาวะ โหลดต่างๆ.....	77
6.14 ผลการคูณความเป็นคู่ของ RSH ในช่วงความถี่ RSH.....	78
6.15 การเปลี่ยนแปลงของ RSH เมื่อเวลาเปลี่ยนไป.....	79
6.16 ความแม่นยำของการคำนวณหาความเร็วโดยอาศัย RSH เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น.....	80
6.17 แอมพลิจูดของ RSH เมื่อมอเตอร์ต่อแบบ Y และแบบ $\Delta$ .....	81
6.18 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของ RSH เมื่อสภาวะแรงดันไม่สมดุล ระดับต่างๆ.....	82
6.19 ความคลาดเคลื่อนของความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลง FR ที่ความถี่ฟันดาเมนทอล ต่างๆ โดยใช้ FFT.....	83
6.20 เวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริทึมด้วย โปรแกรม Matlab เมื่อเปลี่ยนแปลง ค่า FR โดยใช้ FFT.....	84

# สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.21	สเปกตร้าของกระแสสเตรเตอร์ในช่วงความถี่ของ RSH เมื่อไม่ผ่านตัวกรองดิจิตอล .....85
6.22	รูปร่างของข้อมูลกระแสและสเปกตร้า แสดงช่วงความถี่ของ RSH เมื่อคูณด้วย ฟังก์ชันวินโดว์ต่างๆ.....86
6.23	รูปร่างของข้อมูลกระแสและสเปกตร้า แสดงช่วงความถี่ของ RSH เมื่อคูณด้วย ฟังก์ชันวินโดว์โคเซอร์เมื่อ $\alpha$ ค่าต่างๆ.....87
6.24	การลดลงของสเปกตร้า RSH เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ชนิดต่างๆ.....89
6.25	การลดลงของสเปกตร้า RSH เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์โคเซอร์เมื่อ $\alpha$ ค่าต่างๆ.....90
6.26	ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และ MEM ที่ AR=100, 200, 300 และ 400.....92
6.27	การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 25 Hz พิกัด โหลด 20%.....93
6.28	การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 25 Hz พิกัด โหลด 80%.....93
6.29	การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 65 Hz พิกัด โหลด 20%.....95
6.30	การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 65 Hz พิกัด โหลด 80%.....95
6.31	ความคลาดเคลื่อนของความถี่ RSH จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ในกรณีที่มี ฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นในช่วงความถี่ RSH.....96
6.32	ความคลาดเคลื่อนของความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลง FR ที่ความถี่พินดามนทอลต่างๆ โดยใช้ MEM.....96
6.33	เวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริธึมด้วย โปรแกรม Matlab เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า FR โดยใช้ MEM .....97
6.34	แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ ( $V_{ab}$ )เมื่อต่ออยู่กับแหล่งจ่าย .....98
6.35	แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ ( $V_{ab}$ )หลังจากปลดแหล่งจ่ายออก.....98
6.36	สเปกตร้าของแรงดัน $V_{ab}$ ขณะที่แหล่งจ่ายต่ออยู่.....99
6.37	สเปกตร้าของแรงดัน $V_{ab}$ เมื่อปลดแหล่งจ่ายออก.....99
6.38	ขยายช่วงความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์จากรูปที่ 6.37.....99

# คำอธิบายสัญลักษณ์

$A_v$	:	แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ในแต่ละความถี่ $v^{\text{th}}$
$B_l$	:	ความหนาแน่นของฟลักซ์, $\text{Wb/m}^2$ , T
$B_{ag}$	:	ความหนาแน่นของฟลักซ์ในช่องอากาศ, T
$B_d$	:	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของ ball, m
$B_{sh}$	:	ความหนาแน่นฟลักซ์สล็อตฮาร์โมนิกส์, T
$D_r$	:	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของ โรเตอร์, m
$D_f$	:	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของ ใบพัด, m
$f_1$	:	ความถี่พื้นฐานเมนทอล, Hz
$f_{bng}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเสียหายของแบร์ริง, Hz
$f_f$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากใบพัดของเครื่องจักรกล, Hz
$f_{mmf}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจาก mmf, Hz
$f_r$	:	ความถี่ที่เกิดขึ้นใน โรเตอร์, Hz
$f_{ro}$	:	ความถี่ของ โรเตอร์ที่ใช้ในการหมุน, Hz
$f_{rt}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากอากาศที่ไหลผ่านช่องอากาศ, Hz
$f_{se}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และความผิดปกติของโรเตอร์, Hz
$f_{sh}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อต(โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์), Hz
$f_{sr}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และ โรเตอร์, Hz
$f_{sso}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความไม่สมดุลของ โรเตอร์, Hz
$f_{ss}$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และการอิมตัวของ โรเตอร์, Hz
$f_v$	:	ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากการระบายความร้อนของเครื่องจักรกล, Hz
$H$	:	อันดับของฮาร์โมนิกส์, order
$i_{sh}$	:	กระแสสล็อตฮาร์โมนิกส์, A
$I_r$	:	กระแสที่ไหลในโรเตอร์, A
$I_{rms}$	:	กระแส rms, A

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$I_{sa,b,c}$	:	กระแสที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์เฟส $a, b$ หรือ $c, A$
$k$	:	ลำดับของฮาร์โมนิกส์ได้แก่ 1, 2, 3 ...
$k_{csh}$	:	แฟกเตอร์พิคซ์
$k_{dsh}$	:	แฟกเตอร์การกระจายของขดลวด
$k_{skewsh}$	:	แฟกเตอร์การเอียงของสล็อต
$l$	:	ความยาวของโรเตอร์, m
$L_{sxy}$	:	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์เฟส ( $x$ ) $a, b$ หรือ $c$ , Henry ค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดสเตเตอร์เฟส ( $y$ ) $a, b$ หรือ $c$ , Henry
$MMF_{ag}$	:	แรงเคลื่อนแม่เหล็กในช่องอากาศ, A-turns
$n$	:	ลำดับของสเปซฮาร์โมนิกส์
$n_r$	:	ความเร็วของมอเตอร์, rpm
$n_s$	:	ความเร็วซิงโครนัส, rpm
$N_b$	:	จำนวนของใบพัด
$N_{cyc}$	:	จำนวนของรูปคลื่น
$N_r$	:	จำนวนสล็อตของโรเตอร์
$N_p$	:	จำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส, turns
$P$	:	จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก
$P_{ag}$	:	ความนำแม่เหล็กในช่องอากาศ, $Wb/A$ -turns
$P_d$	:	ระยะห่างของเส้นผ่านศูนย์กลางแบร์ริง, m
$P_{sh}$	:	$N_r \pm nP$
$R_l$	:	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส, ohm/phase
$R_r$	:	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์, ohm/phase
$R_{sa,b,c}$	:	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส $a, b$ หรือ $c$ , ohm/phase
$s$	:	สลลิป
$t$	:	เวลา, s
$v$	:	ความเร็วการไหลของอากาศ, m/s

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$V_g$	:	แรงดันระหว่างจุดต่อร่วมของขดลวดกับกราวด์, V
$V_{sa,b,c}$	:	แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์เฟส $a$ , $b$ หรือ $c$ , V/phase
$v_{sh}$	:	แรงดันเหนี่ยวนำสล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในขดลวดสเตเตอร์, V/phase
$\omega_l$	:	ความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่าย, rad./s
$\omega_{ro}$	:	ความถี่เชิงมุมของความเร็วในช่องอากาศ, rad./s
$\omega_{sh}$	:	ความถี่เชิงมุมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์, rad./s
$\omega_v$	:	ความถี่เชิงมุมของแต่ละฮาร์โมนิกส์, rad./s
$\psi_r$	:	มุมเฟส, degrees
$\psi_v$	:	มุมเฟสของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ $v^{\text{th}}$ , degrees
$\theta$	:	ตำแหน่งมุมทางกลของโรเตอร์, degrees
$\phi_{sa,b,c}$	:	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เฟส $a$ , $b$ หรือ $c$ , Wb

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับชนิดเหนี่ยวนำ(Induction Motor) ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรมเนื่องจากมีคุณสมบัติของโครงสร้างที่แข็งแรง ทนทาน ง่ายต่อการใช้งาน ราคาถูก และไม่จำเป็นต้องดูแลรักษามากนัก จากข้อดีดังกล่าวในระบบการขับเคลื่อน(drives) ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมสมัยใหม่มอเตอร์เหนี่ยวนำจึงได้รับความนิยมสูง เทคโนโลยีของระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เอชชนิดเหนี่ยวนำนี้ จะให้สมรรถนะเทียบเท่ากับระบบการขับเคลื่อนของมอเตอร์ดีซีที่ได้รับความนิยมที่ผ่านมา แต่ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นกับระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ดังกล่าว คือการวัดความเร็วเพื่อส่งสัญญาณกลับ(feedback) สำหรับใช้ในการควบคุม เช่น การควบคุมแบบเวกเตอร์ งานขับเคลื่อนดังกล่าวจำเป็นต้องอาศัยผลการตอบสนองของความเร็ว ซึ่งในปัจจุบันการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะใช้อุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์ประเภท Optoelectrical หรือ Electromechanical การใช้อุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์(transducer) จำพวกนี้จะทำให้ไม่สะดวกในการวัด เช่นการใช้ Photo tachometer จะต้องติดตั้งสะท้อนแสงที่ตัวหมุน และในแบบ Electromechanical จะต้องทำการออกแบบติดตั้งทรานสดิวเซอร์ เช่นการต่อฟุ้งท้ายเข้าที่แกนของมอเตอร์ การต่อในลักษณะนี้จะทำให้ตัวทรานสดิวเซอร์ได้รับความเสียหาย หรือมีอายุการใช้งานสั้นลงเนื่องจากการสัมผัสที่อ่อน

อุปกรณ์วัดความเร็ว(speed sensor) ถือได้ว่ามีความสำคัญอย่างมากในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีการป้อนกลับ(feedback) ซึ่งมันจะเปลี่ยนสัญญาณความเร็วที่วัดได้จากตัวโรเตอร์มาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์วัดความเร็วที่มีอยู่ในปัจจุบัน ที่เป็นชนิดอนาล็อกซึ่งจะให้เอาต์พุตออกมาเป็นแรงดันที่มีอัตราส่วนเดียวกับความเร็วของมอเตอร์ และอุปกรณ์วัดความเร็วประเภทดิจิทัลที่ให้เอาต์พุตออกมาเป็นพัลส์ที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนเดียวกับความเร็ว ซึ่งข้อเสียของทั้งสองที่กล่าวมาคือมีราคาสูง เกิดความเสียหายขณะใช้งาน ใช้สายไฟเพื่อส่งสัญญาณความเร็วกลับ และจำเป็นต้องมีการบำรุงรักษา ฯลฯ อุปกรณ์วัดความเร็วถ้าเป็นชนิดดีซีส่วนใหญ่แล้วจะไม่มีความเป็นเชิงเส้นของความเร็วกับสัญญาณเอาต์พุต และสัญญาณมีความเลือนลอย ส่วนเทคโนโลยีเอชจะมีข้อจำกัดในเรื่องของความแม่นยำและช่วงกว้างของความเร็ว ซึ่งโดยรวมแล้วอุปกรณ์ในการวัดความเร็วนี้ยังมีสมรรถนะที่ไม่ดีพอสำหรับที่ความถี่ต่ำ รวมทั้งสมรรถนะในการควบคุมด้วย[1]

จากปัญหาดังกล่าวจึงได้คิดค้นหาวิธีการวัดความเร็วมอเตอร์แบบใหม่ที่ไร้ตัวสัมผัสมอเตอร์ วิธีหนึ่งที่นิยมนำมาใช้วัดความเร็วคือการคำนวณโดยใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์(Model Reference Adaptive System, MRAS) แต่ปัญหาที่ตามมาก็คือ ความคลาดเคลื่อนของค่าความเร็วเนื่องจากผล

ของอุณหภูมิที่เกิดจากการทำงานของมอเตอร์ และวงจรที่ใช้สำหรับการประมาณค่าของความเร็วมีความยุ่งยากซับซ้อน จากสาเหตุดังกล่าวทำให้ในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาได้มีการคิดค้นหาวิธีการวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบใหม่เพื่อลดปัญหาเหล่านี้ ซึ่งมีวิธีหนึ่งที่ได้ผลสามารถนำมาคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ คือการวัดความเร็วโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ซึ่งเกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์และแรงดันในตัวของมอเตอร์เอง[2]

## 1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอการวิเคราะห์กระแสเตเตอร์ด้วยการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อค้นหาความถี่ของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในช่องอากาศโดยมีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อตของโรเตอร์หรือเรียกว่า โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์(Rotor Slot Harmonics, RSH) เพื่อคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ข้อดีของวิธีนี้คือเป็นการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปราศจากตัวสัมผัส(sensorless) มอเตอร์ โดยจะเป็นการประมาณค่าจากสเปกตรัมของกระแสเตเตอร์ และพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณหาความเร็วจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ งานวิจัยซึ่งจะนำเสนอต่อไปนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อ ศึกษาพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่สถานะโพลต่างๆในการทำงานที่สถานะคงตัวของมอเตอร์ เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์สเปกตรัมที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM และ FFT ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการลดจำนวนของข้อมูลด้วยการเปลี่ยนแปลงความละเอียดของความถี่(Frequency Resolution, FR) นอกจากนี้ยังได้นำเสนอเทคนิคการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการคำนวณหาความเร็วด้วยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

## 1.3 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากฟลักซ์ที่ไหลในวงจรแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะไหลจากสเตเตอร์ผ่านช่องอากาศ(airgap) ไปยังโรเตอร์ ซึ่งจะเกิดการหักเหไปตามซี่ฟัน(teeth) ของโรเตอร์ตามค่ารีลักแตนซ์ที่ต่ำกว่าอากาศ และเมื่อโรเตอร์หมุนจะทำให้การหักเหมากขึ้น เป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์เนื่องจากค่าความนำของช่องอากาศ(airgap permeance) มีการเปลี่ยนแปลง ทำให้เกิดเป็นริปเปิลฮาร์โมนิกส์ความถี่หนึ่งที่มีความถี่สัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์ สัญญาณที่เกิดขึ้นนี้เป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็กรวมอยู่ในกระแสเตเตอร์ การตรวจจับโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์สามารถใช้ได้ทั้งวงจรรอนาล็อกและดิจิทัล ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเสนอโดยใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่มีข้อดีกว่าวงจรรอนาล็อกหลายประการ

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์ในการค้นหาฮาร์โมนิกส์ ที่เกิดจากความเป็นสล็อตของมอเตอร์ ด้วยการประมวลผลแบบ off-line โดยใช้โปรแกรม Matlab เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 1-70 Hz เพื่อศึกษาพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงต่างๆที่เกิดขึ้นในสภาวะโหลดและความถี่อินเวอร์เตอร์ต่างๆที่สภาวะการทำงานคงตัว การวิเคราะห์ตัวกรองดิจิตอลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ที่ช่วยลดการรั่วไหลของสเปกตรานิคแฮมมิง ฮานนิง แบล็คแมน สามเหลี่ยมและโคเชอร์เมื่อ  $\alpha=1, 3, 5$  และ  $7$  มีการทดลองการลดจำนวนของข้อมูลกระแสที่ใช้สำหรับการประมวลผลด้วยการเปลี่ยนแปลงความละเอียดของความถี่ รวมถึงการวิเคราะห์สเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM และ FFT นอกจากนี้ยังได้นำเสนอเทคนิคการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับใช้ในการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์ ด้วยเทคนิคการกำจัดไทม์และสเปซฮาร์โมนิกส์ออกไป ซึ่งจะทำให้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์โคเคนขึ้นมาได้

## 1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและวิจัยเพื่อออกแบบอัลกอริทึม สำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ โดยได้นำการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลมาช่วยในการออกแบบ เพื่อใช้สำหรับการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว รายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 7 บทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎี และแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย เนื้อหาคร่าวๆในแต่ละบท ตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องได้แก่ ทฤษฎีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ประเภทของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทฤษฎีของเส้นแรงแม่เหล็ก นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ รวมถึงผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้า และสรุป

บทที่ 3 กล่าวถึงเฉพาะฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเป็นสล็อตของโรเตอร์หรือที่เรียกว่าโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ โดยเริ่มจากการพัฒนาของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ ความเป็นสล็อต กลไกการเกิดของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ พารามิเตอร์ที่มีผลต่อโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ สุดท้ายจะได้กล่าวถึงเทคนิคการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ และสรุป

บทที่ 4 ได้กล่าวถึงการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สัญญาณที่ได้จากการแซมปลิง การกรองสัญญาณ ซึ่งจะได้กล่าวเน้นหนักด้านการวิเคราะห์ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ รวมถึงการประมาณค่าสเปกตรัมด้วย FFT และ MEM มีตัวอย่างของการกรองแบบต่างๆ ความแตกต่างของการทรานส์ฟอร์มระหว่าง FFT กับ MEM และสรุป

บทที่ 5 การออกแบบอัลกอริธึม มีโครงสร้างของอัลกอริธึมและโพลีชาร์ทแสดงขั้นตอนของการประมวลผล และรูปของระบบชุดทดสอบ การเก็บข้อมูลกระแส ความแตกต่างของอัตราการแซมปลิง ความละเอียดของความถี่ การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีการทดลองเพื่อการออกแบบอัลกอริธึม และสรุป

บทที่ 6 ผลการทดลองอัลกอริธึม โดยแบ่งเป็น 6 หัวข้อการทดลองได้แก่ เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ พฤติกรรมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ การลดจำนวนของข้อมูลด้วยการลดความละเอียดของความถี่ การวิเคราะห์สเปกตรัมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ด้วยตัวกรองวินโดว์ การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM และการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์

บทที่ 7 สรุปผลการทดลองพร้อมทั้งข้อเสนอแนะ

## 1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1. เป็นการประยุกต์ใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่มีข้อดีกว่าการใช้วงจรอนาล็อกในการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ
2. ได้วิธีการวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบใหม่ที่ไร้ตัวสัมผัสมอเตอร์ ซึ่งเป็นการประมาณค่าจากสเปกตรัมของกระแสสเตเตอร์
3. สามารถนำเทคนิคการวัดความเร็วดังกล่าว มาประยุกต์ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อการควบคุมที่มีสมรรถนะสูง
4. สามารถนำความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ จำนวนย้อนกลับไปหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ เช่น การคำนวณหาความเร็วโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ การตรวจสอบความเสียหายของโรเตอร์บาร์ และอื่นๆ
5. เป็นพื้นฐานในการศึกษาหาสาเหตุ การเกิดขึ้นของฮาร์โมนิกส์ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สำหรับการวินิจฉัยและทำนายความสมบูรณ์

## บทที่ 2

# ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 บทนำ

ในปัจจุบันการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้า ด้วยเทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลกำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ได้นำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเทคนิคและวิธีการใหม่ๆ ที่ได้ถูกนำเสนอขึ้นมาสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้อย่างมากมาย เช่น การวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสเดเตอร์เพื่อทำนายความเสียหายต่างๆของเครื่องจักรกล การตรวจสอบความสมบูรณ์สำหรับกรณีวินิจฉัย การเฝ้าตรวจสภาพตามเวลาจริง รวมไปถึงการคำนวณหาความเร็วด้วย วิธีการเหล่านี้จะบอกถึงสิ่งผิดปกติที่อาจจะเกิดขึ้นหรือเริ่มเกิดก่อนที่ความเสียหายอย่างรุนแรงจะตามมา วิธีการเหล่านี้มีข้อดีคือเป็นการวิเคราะห์จากกระแสหรือแรงดันที่จ่ายให้แก่เครื่องจักรกลโดยไม่ต้องสัมผัสกับตัวเครื่องจักรกล และรวมถึงการคำนวณหาความเร็วแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้นในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆเพื่อใช้เป็นพื้นฐานสำหรับการวิจัย สิ่งแรกที่จะได้กล่าวคือทฤษฎีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ประเภทของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ฟลักซ์และการรบกวนของฟลักซ์ สาเหตุของการเกิดขึ้นของฮาร์โมนิกส์ต่างๆในเครื่องจักรกล รวมไปถึงผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อเครื่องจักรกล ในส่วนทฤษฎีการเกิดขึ้นของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเป็นสล็อตหรือเรียกว่าโรเตอร์สล็อต ฮาร์โมนิกส์จะได้อธิบายอย่างละเอียดในบทต่อไป

### 2.2 ทฤษฎีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

คือมอเตอร์ที่หมุนด้วยการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กหมุนของขดลวดสเตเตอร์ที่มีต่อตัวนำในโรเตอร์ โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วย ส่วนที่อยู่กับที่(stator) และส่วนที่เคลื่อนที่(rotor) ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดตามโครงสร้างที่ต่างกันของโรเตอร์ได้แก่

#### 2.2.1 โรเตอร์ชนิดกรงกระรอก(squirrel cage rotor)

โรเตอร์ประเภทนี้ที่แกนของโรเตอร์จะทำด้วยเหล็กแผ่นลามิเนต(laminated sheet steel) เซาะผิวด้านนอกให้เป็นร่อง ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นลามิเนตเหล่านี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้แกนโรเตอร์ เมื่อนำแกนโรเตอร์เข้าไปวางในแบบพิมพ์(mold) แล้วฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไป จะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล็อตและมีครีบยื่นออกไปทั้งสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดสำหรับระบายความร้อน และเมื่ออัดเพลลาเข้าไปที่รูกลางของแกนโรเตอร์จะได้โรเตอร์กรงกระรอก

โรเตอร์ในลักษณะนี้ไม่ต้องการใช้วงแหวน(slip ring) ติดอยู่ที่ตัวหมุน ในบางครั้งจึงเรียกมอเตอร์ชนิดนี้ว่า non-slip ring machines

### 2.2.2 โรเตอร์ชนิดลวดพัน(wound rotor)

โรเตอร์แบบนี้ที่ตัวหมุนจะมีขดลวดพันอยู่รอบๆ โดยที่ขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนตัวหมุนนี้ จะต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับที่มีอยู่บนสเตเตอร์ ซึ่งโรเตอร์ในลักษณะนี้ต้องใช้วงแหวนติดไว้ที่บนตัวหมุน เพื่อนำปลายของขดลวดที่พันอยู่บนตัวหมุนนั้นต่อออกมายังวงจรภายนอก แกนของโรเตอร์ทำด้วยเหล็กแผ่นลามิเนตปัดเป็นร่องสลอตแล้วนำมาอัดติดกันเป็นรูปทรงกระบอก มีขดลวดทองแดงอบน้ำยาฉนวนไฟฟ้าจำนวน 3 ชุด(3 เฟส)พันอยู่ในร่องสลอต โดยขดลวดแต่ละเฟสจะพันเรียงห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และต้องพันให้เกิดจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับจำนวนขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์ ปลายสายของขดลวดทั้งสามเฟสจะต่อรวมกันเป็นแบบสตาร์ ปลายสายที่เหลือจะต่อเข้ากับสลิปริง (slip ring) 3 อัน ซึ่งมีแปรงถ่านสัมผัสอยู่ และมีสายต่อจากแปรงถ่านออกไปภายนอกเพื่อต่อเข้ากับ ความต้านทานที่ปรับค่าได้เพื่อใช้ในการเริ่มหมุน และปรับแต่งความเร็ว ซึ่งในบางครั้งจะเรียกมอเตอร์ชนิดนี้ว่า slip ring machines

### 2.3 ประเภทของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกได้เป็นหลายประเภท(Class) ตามรูปร่างของสลอตที่แตกต่างกันไป ซึ่งจะมีคุณลักษณะตามความเหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานต่างๆ โดยพิจารณาจากแรงบิดขณะเริ่มหมุน กระแสขณะเริ่มหมุน และค่าของสลิป ส่วนประกอบทางโครงสร้างที่ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำในแต่ละประเภทมีคุณลักษณะแตกต่างกันก็คือ การออกแบบแผ่นลามิเนตที่ประกอบเป็นรูปร่างของโรเตอร์ โดยกำหนดขึ้นจากสมาคมผู้ผลิตเครื่องใช้ไฟฟ้านานาชาติ(National Electrical Manufacturers Association, NEMA) แบ่งออกเป็น 4 ประเภทตามลักษณะของการนำไปใช้งาน ซึ่งจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

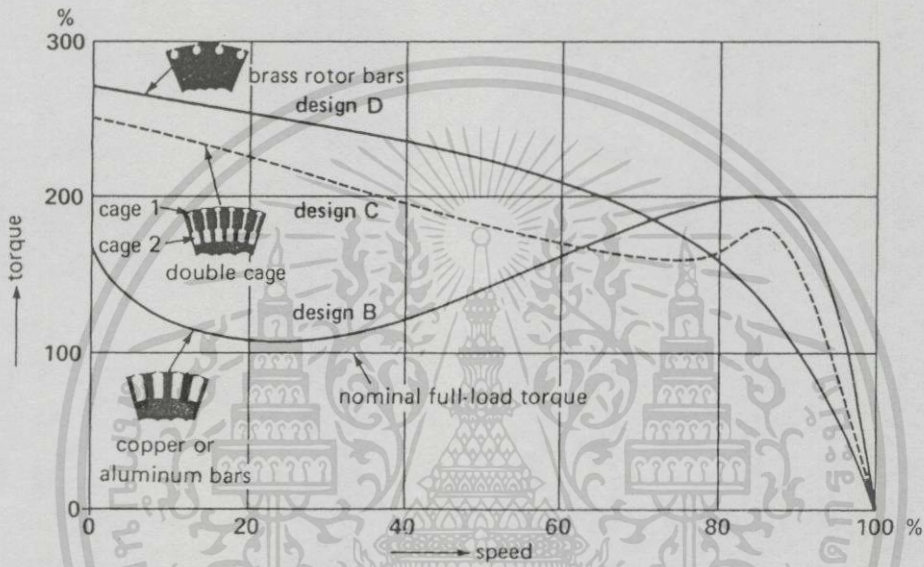
Class A เป็นมอเตอร์ที่ให้แรงบิดขณะเริ่มหมุนปกติ กระแสไฟฟ้าขณะเริ่มหมุนปกติ และมีสลิปปกติ เป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้กันทั่วไป วงจรโรเตอร์มีความต้านทานต่ำ และค่ารีแอกแตนซ์ต่ำ ตัวนำที่ฝังในร่องสลอตของโรเตอร์จะอยู่ใกล้ผิวหน้าเพื่อเป็นการลดค่ารีแอกแตนซ์ของโรเตอร์

Class B เป็นมอเตอร์ที่ให้แรงบิดขณะเริ่มหมุนปกติ กระแสไฟฟ้าขณะเริ่มหมุนต่ำ และมีสลิปปกติ เป็นมอเตอร์ที่สามารถเริ่มหมุนในขณะที่มีโหลดเต็มที่ได้ ตัวนำที่ฝังอยู่ในร่องสลอตของโรเตอร์จะมีค่ารีแอกแตนซ์สูง ร่องสลอตสำหรับฝังตัวนำจะลึกและแคบ

Class C เป็นมอเตอร์ที่ให้แรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง กระแสไฟฟ้าขณะเริ่มหมุนต่ำ และมีสลิปปกติ มอเตอร์ชนิดนี้โรเตอร์จะเป็นแบบกรงกระรอก 2 ชั้น ซึ่งจะทำให้เกิดแรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง

Class D เป็นมอเตอร์ที่ให้แรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง กระแสไฟฟ้าขณะเริ่มหมุนต่ำและมีสลิปสูง มอเตอร์ชนิดนี้ความต้านทานของตัวนำโรเตอร์จะมีค่าสูง จึงทำให้เกิดแรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง

นอกจากนี้ยังมี Class E และ F ซึ่งจะนำไปใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีการเริ่มหมุนเป็นแบบ soft-start ที่มีลักษณะเด่นในเรื่องของ กระแสขณะเริ่มหมุนต่ำ และแรงบิดในการเริ่มหมุนของโหลดมีค่าต่ำ มอเตอร์ชนิดนี้จะมีการรั่วไหลของรีแอกแตนซ์สูง ซึ่งสามารถช่วยแก้ปัญหาในเรื่องของกระแสในขณะเริ่มหมุนสูงได้ ในรูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างของมอเตอร์เหนี่ยวนำบางประเภท พร้อมกราฟแสดงคุณลักษณะของ torque-speed



รูปที่ 2.1 กราฟแสดงคุณลักษณะ torque-speed และรูปร่างสลอตของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามการออกแบบของ NEMA class B, C และ D [3]

## 2.4 เส้นแรงแม่เหล็ก

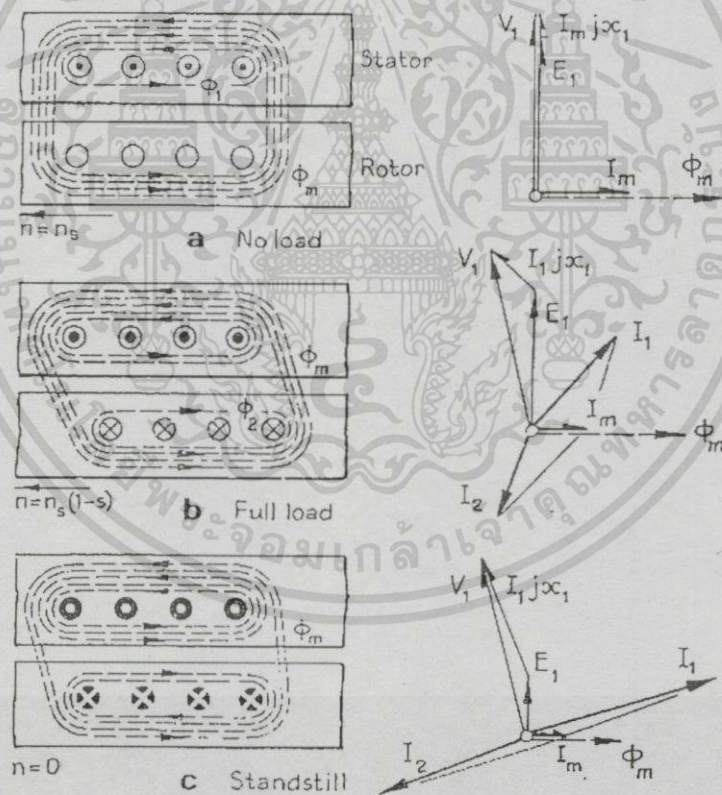
เส้นแรงแม่เหล็กหรือฟลักซ์ ( $\mu_x$ ) ที่ไหลอยู่ภายในวงจรแม่เหล็กผ่านช่องอากาศของเครื่องจักรกลไฟฟ้า โดยทั่วไปแล้วจะถือว่าไม่มีการรั่วไหลหรือสูญเสีย (การรั่วไหลมีค่าน้อยมากๆ) แต่ในความเป็นจริงแล้วการรั่วไหลของฟลักซ์จะเกิดขึ้นได้หลายสาเหตุและจะทำให้ฟลักซ์ร่วม (mutual flux) มีค่าลดลง ซึ่งค่าการรั่วไหลของฟลักซ์จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อมอเตอร์ทำงานที่โหลดสูงขึ้น

### 2.4.1 การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจากโหลด

การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ สามารถพิจารณาได้จากสภาวะการทำงานของมอเตอร์ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ใน 3 สภาวะการทำงานของมอเตอร์ รูปที่ 2.2(a) เป็นการงานที่สภาวะไร้โหลด การรั่วไหลเนื่องมาจากสลอตของโรเตอร์จะไม่เกิดขึ้นเมื่อสมมุติให้ไม่มีกระแสไหลในวงจรโรเตอร์ เส้นแรงแม่เหล็กโดยส่วนใหญ่เป็นเส้นแรงแม่เหล็กร่วม  $\phi_m$  ฟลักซ์รั่วไหล  $\phi_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเรียกว่าการรั่วไหลจากสล็อตของสเตเตอร์เนื่องมาจากมีกระแสไหลในวงจรสเตเตอร์ โดยปกติแล้วจะมีปริมาณน้อยมากๆโดยประมาณแล้ว 2-3% ของฟลักซ์ทั้งหมดที่ไม่ได้เชื่อมต่อ(link) กับโรเตอร์ ฟลักซ์ที่สเตเตอร์ทั้งหมดคือ  $\phi_m + \phi_1$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับองค์ประกอบของ  $E_1$  และ  $jI_m X_1$  ของแรงดัน  $V_1$  โดย  $I_m$  คือ กระแสที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก เมื่อไม่คิดแรงดันตกคร่อมในทางด้านทานของขดลวดสเตเตอร์ รูปที่ 2.2(b) แสดงการทำงานที่โหลดเต็มฟลักซ์ เส้นแรงแม่เหล็กร่วม(ซึ่งมีขนาดลดลง)เนื่องมาจากมีกระแสไหลในวงจรโรเตอร์ทำให้เกิดการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กที่โรเตอร์(rotor leakage flux)  $\phi_2$  และการรั่วไหลที่สเตเตอร์เพิ่มขึ้นเนื่องมาจากมีกระแสไหลเพิ่มขึ้น ขณะที่แรงดัน  $V_1$  คงที่ให้แรงดันตกคร่อมในรีแอคแตนซ์ที่รั่วไหลในสเตเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจาก  $I_1 X_1$  องค์ประกอบของเส้นแรงแม่เหล็กร่วม  $E_1$  ลดลงและ  $\phi_m$  ก็มีค่าลดลงกว่าที่สภาวะไร้โหลด ในส่วนของสภาวะหยุดนิ่งรูปที่ 2.2(c) กระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์และสเตเตอร์จะมาก เส้นแรงแม่เหล็กร่วมลดลงเหลือเพียง  $1/2$  ของสภาวะไร้โหลด[3]

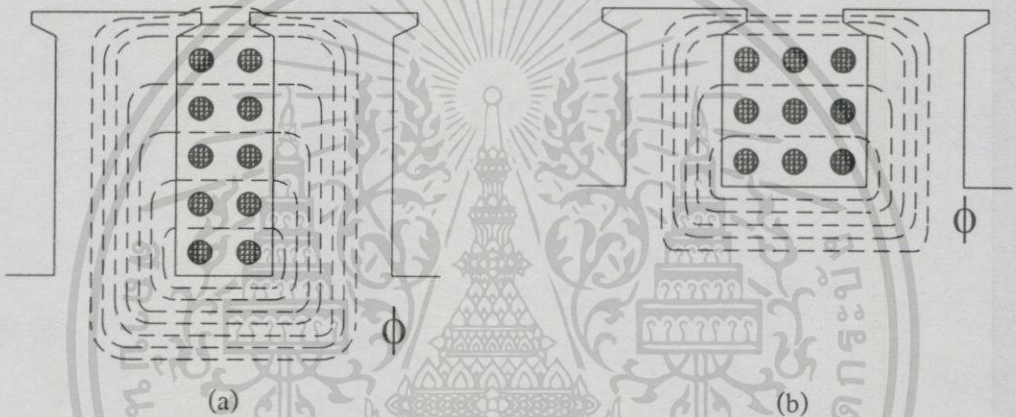


รูปที่ 2.2 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์

## 2.4.2 การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจากโครงสร้างของเครื่องจักรกล[4]

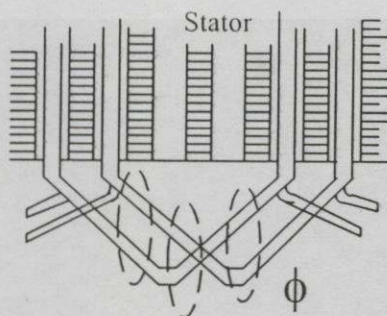
เมื่อมีกระแสไหลเข้าสู่ขดลวดสเตเตอร์ จำนวนรอบของขดลวดจะทำให้เกิดการรั่วไหลของฟลักซ์ ซึ่งฟลักซ์นี้จะไปเกี่ยวข้องกับจำนวนรอบที่อยู่ติดกัน ทำให้เกิดค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดขึ้น แต่กระแสที่ทำให้เกิดฟลักซ์มีการกระเพื่อม(pulsating) ซึ่งแปรตาม  $2\pi t$  จึงทำให้เกิดรีแอกแตนซ์ของขดลวดขึ้นตามค่าความถี่แทนด้วยสัญลักษณ์  $X_L$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $2\pi fL$  และจะพบได้ 3 กรณีคือ

**2.4.2.1 Slot leakage** แต่ละจำนวนรอบของขดลวดจะสร้างฟลักซ์ขึ้นซึ่งฟลักซ์นี้จะไปเกี่ยวข้องกับรอบของขดลวดที่อยู่ข้างเคียง ดังนั้นถ้าสลอตแคบและลึกจะทำให้รีลัคแตนซ์มีค่าต่ำ ทำให้ฟลักซ์รั่วไหลมีค่ามาก แต่สามารถแก้ไขได้โดยพยายามทำให้สลอตกว้างและตื้นก็จะทำให้ค่าการรั่วไหลที่สลอตลดลงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของค่ารีลัคแตนซ์ และการสูญเสียของขดลวดก็จะลดลงด้วย



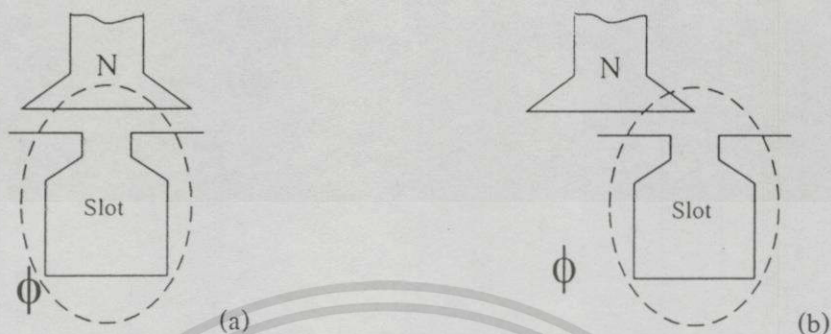
รูปที่ 2.3 การรั่วไหลของฟลักซ์เมื่อสลอตต่างกัน (a) สลอตลึก ฟลักซ์รั่วไหลมาก การสูญเสียมาก  
(b) สลอตตื้น ฟลักซ์รั่วไหลน้อย การสูญเสียน้อย

**2.4.2.2 End Connection leakage** มีสาเหตุมาจากเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวด ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นรอบๆ เส้นลวดนั้น ดังรูปที่ 2.4 ค่าการสูญเสียจะมากขึ้นถ้าตัวนำยาวมากขึ้น ดังนั้นถ้าต้องการให้ค่าการรั่วไหลจาก end connection มีค่าน้อยลง(ค่าการสูญเสียน้อยลง) ควรพันขดลวดให้สั้นที่สุด



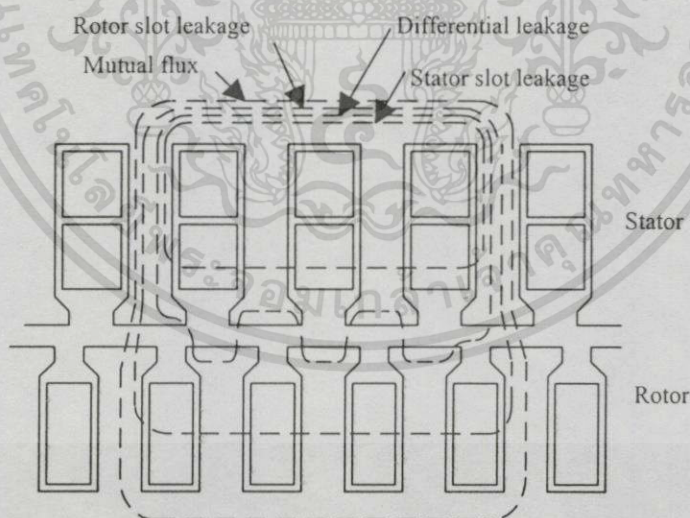
รูปที่ 2.4 การรั่วไหลของฟลักซ์เนื่องจาก end-connection

2.4.2.3 Tooth Tip of Slot leakage เป็นผลจากการที่ตำแหน่งของสล็อต และตำแหน่งของ ขั้วแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ทำให้ค่าของฟลักซ์เปลี่ยนแปลงตามค่าของเวลาด้วย แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ตามการหมุน (a) รีลัคแตนซ์ต่ำ ฟลักซ์รั่วไหลมาก การสูญเสีย มาก (b) รีลัคแตนซ์สูง ฟลักซ์รั่วไหลต่ำ การสูญเสียต่ำ

การรั่วไหลตามที่ได้อธิบายมาแล้วสามารถแสดงโดยรวมได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งนอกจากนี้แล้วยังมี การรั่วไหลที่มีค่าเพียงเล็กน้อยอีกหลายประเภท เช่น belt leakage , zigzag leakage , skew leakage , peripheral airgap leakage เป็นต้น

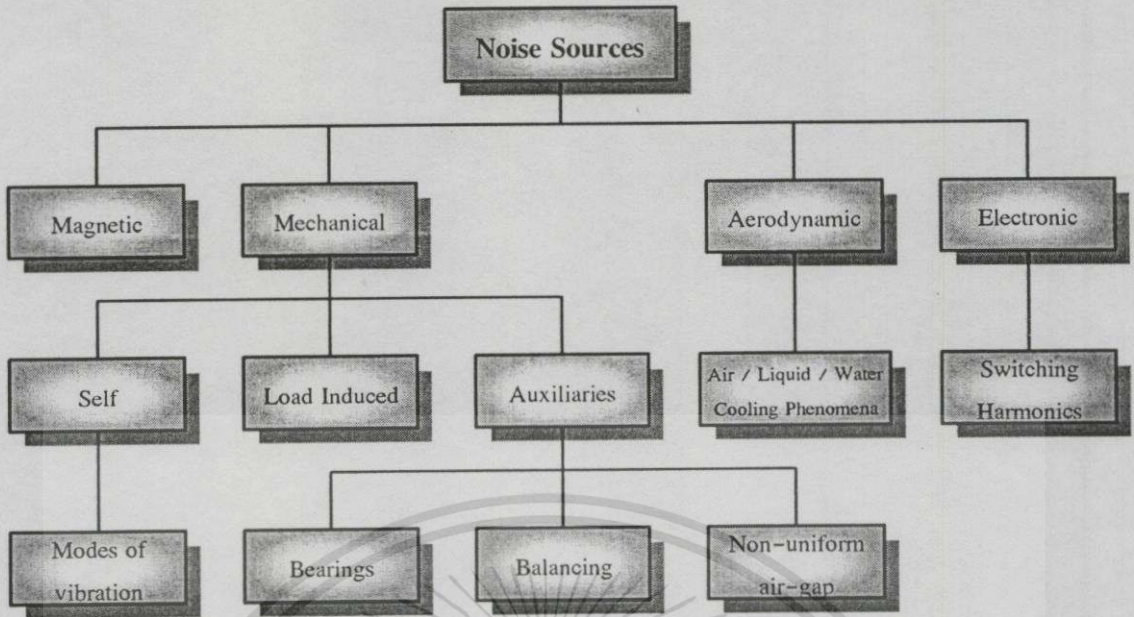


รูปที่ 2.6 ฟลักซ์รั่วไหลที่เกิดขึ้นในช่องอากาศของเครื่องจักรกลไฟฟ้า

## 2.5 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้า(noise sources หรือ acoustic noise sources) สามารถ แบ่งออกได้เป็น 4 ประเภทดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลไฟฟ้า[5]

### 2.5.1 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Magnetic

คือฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งข้ามผ่านช่องอากาศ ที่มีทิศทางของการกระจายสนามแม่เหล็กแตกต่างกันไปและก่อให้เกิดแรงในทิศทางต่างๆ เป็นผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเป็นแม่เหล็กและการสั่น(vibrations) ความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นจะมีสมการดังต่อไปนี้

#### 2.5.1.1 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

$$f_{sr} = f_l \left[ \frac{kN_r}{P} (1-s) \right] \quad (2.1)$$

#### 2.5.1.2 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และความผิดปกติของโรเตอร์

$$f_{se} = f_l \left[ \frac{kN_r}{P} (1-s) + 2 + \frac{(1-s)}{P} \right] \quad (2.2)$$

#### 2.5.1.3 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากขดลวดสเตเตอร์และการอิมตัวของโรเตอร์

$$f_{ss} = f_l \left[ \frac{kN_r}{P} (1-s) + 2 \right] \quad (2.3)$$

### 2.5.1.4 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อต

$$f_{sh} = f_l \left[ \frac{N_r}{P} (1-s) \pm k \right] \quad (2.4)$$

นอกจากนี้ยังมีฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลมาจากความไม่สมดุลของความเป็นแม่เหล็ก (Unbalanced Magnetic), Crawling และ Standstill Locking ของเครื่องจักรกลไฟฟ้า

### 2.5.2 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Mechanical

สามารถแบ่งออกได้เป็น

2.5.2.1 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากตัวของเครื่องจักรกลเอง (self) ได้แก่ความถี่ที่เกิดขึ้นโดยทั่วไปในขดลวดสเตเตอร์ที่จะมีผลทำให้เกิดอีกหนึ่งความถี่ ตัวอย่างเช่น mmf ของเฟส และ mmf ของสล็อตฮาร์โมนิกส์จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่ตามอันดับ ซึ่งในความถี่เหล่านั้นอาจก่อให้เกิดสภาวะรีโซแนนซ์และทำให้มีอีกหนึ่งความถี่ปรากฏขึ้น

2.5.2.2 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำของโหลด (load induced) คือฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการคับปลิงของเครื่องจักรกลเพื่อนำมาทดสอบ เช่น เครื่องจักรกลไฟฟ้าดีซี

2.5.2.3 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากส่วนประกอบย่อย (Auxiliaries) ของเครื่องจักรกล เช่น ปัญหาของแบริ่ง (bearings) ความไม่สมดุลของโรเตอร์ (rotor unbalance) แปลงถ่านคอมมิวเตเตอร์ (ฮาร์โมนิกส์จากสาเหตุนี้จะไม่เกิดขึ้นในมอเตอร์ที่ไม่มีคอมมิวเตเตอร์เช่นมอเตอร์เหนี่ยวนำ) ซึ่งความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นจะมีสมการดังต่อไปนี้

#### 2.5.2.3.1 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเสียหายของแบริ่ง

$$f_{bng} = f_l \pm n_b f_{i.o} \quad (2.5)$$

ซึ่ง

$$f_{i.o} = \frac{k}{2} f_r \left[ 1 \pm \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \quad (2.6)$$

#### 2.5.2.3.2 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความไม่สมดุลของโรเตอร์

$$f_{sso} = f_l \left[ k \left( \frac{1-s}{P} \right) \pm 1 \right] \quad (2.7)$$

### 2.5.3 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจาก Aerodynamic

คือฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากการระบายความร้อนของเครื่องจักรกลไฟฟ้า ได้แก่ อากาศ น้ำ หรือน้ำมัน เช่นการระบายความร้อนด้วยอากาศที่ใช้พัดลม จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ จำนวนของใบพัดและมีความถี่ขึ้นอยู่กับเส้นผ่านศูนย์กลางของใบพัด ได้แก่

#### 2.5.3.1 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากการระบายความร้อน

$$f_v = 0.185 \frac{v}{D_f} \quad (2.8)$$

#### 2.5.3.2 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากใบพัด(ในการระบายความร้อนด้วยอากาศ)

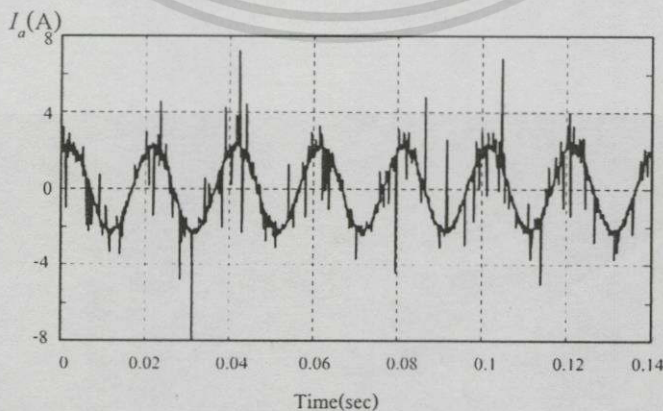
$$f_f = N_b \frac{n_r}{60} \quad (2.9)$$

#### 2.5.3.3 ฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากอากาศเมื่อไหลผ่านช่องอากาศ

$$f_n = N_r \frac{n_r}{60} \quad (2.10)$$

### 2.5.4 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากวงจร Electronic

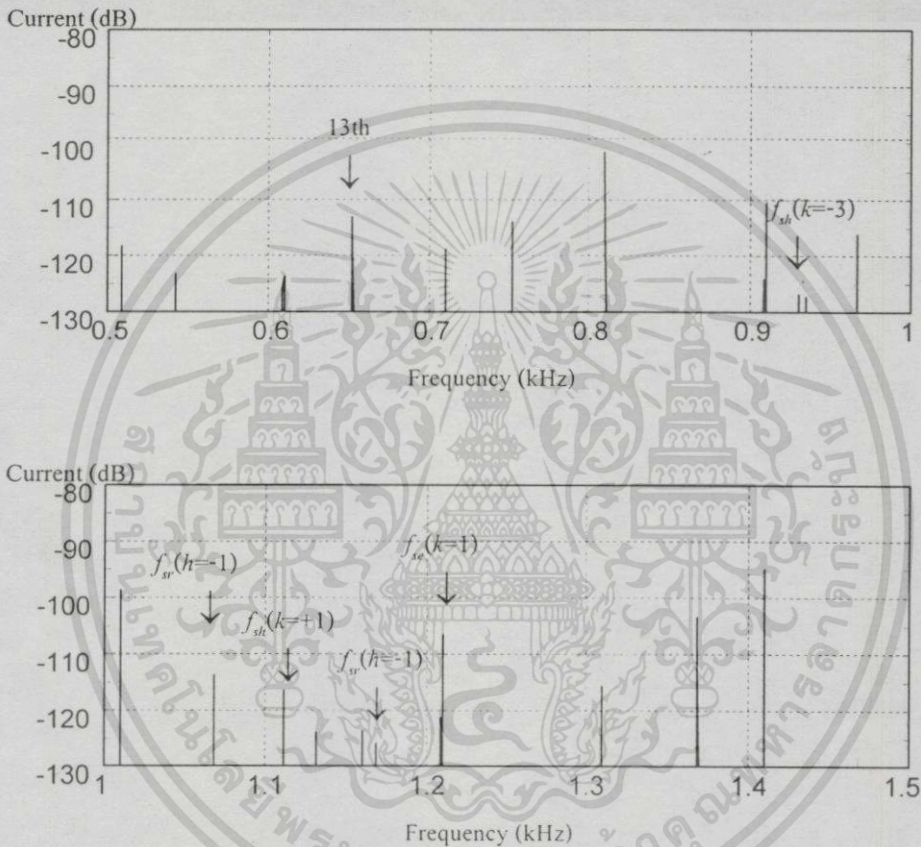
โดยปกติแล้วในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ แหล่งจ่ายที่นิยมนำมาใช้ คืออินเวอร์เตอร์ที่มีข้อดีคือสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ แต่แหล่งจ่ายจำพวกนี้จะใช้อุปกรณ์โซลิตสเตรทในการสวิตซิ่ง เช่นเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์กลุ่มแรกที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตซิ่ง และฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับเทคนิคของการมอดูเลต



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างของรูปคลื่นกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้รูปคลื่นกระแสพื้นคาเมนทอลมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยเฉพาะเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลมาจากแหล่งจ่ายอีกด้วย รูปที่ 2.8 แสดงรูปคลื่นของกระแสเดเตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ และรูปที่ 2.9 ได้ใช้ FFT ทรานส์ฟอร์มไปยังโดเมนความถี่เพื่อตรวจสอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ 0.5-1.5kHz ซึ่งสามารถบอกสาเหตุของการเกิดฮาร์โมนิกส์บางความถี่ ได้ดังสมการที่ (2.1-2.10) ดังรูป



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

## 2.6 ผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้า

### 2.6.1 การทำงานของมอเตอร์เอซีเมื่อมีฮาร์โมนิกส์

มอเตอร์เอซีโดยทั่วไปได้รับการออกแบบมาให้มีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อนำไปใช้กับแรงดันและกระแสรูปคลื่นไซน์ อย่างไรก็ตามในหัวข้อที่ผ่านมาได้อธิบายไว้แล้วถึงฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรกลซึ่งจะมีผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงาน เมื่อมอเตอร์เอซีทำงานโดยใช้แหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์ กระแสหรือแรงดันที่สเตรเตอร์สามารถวิเคราะห์ด้วยองค์ประกอบพื้นคาเมนทอลและอนุกรมฮาร์โมนิกส์ได้ ถ้าไม่คิดการอิมิตัวของแม่เหล็ก มอเตอร์ก็จะพิจารณาได้ว่าเป็นอุปกรณ์เชิง

เส้น และสามารถนำเอาหลักการของการวางซ้อน(superposition) มาใช้ได้ นั่นหมายถึงว่าพฤติกรรมของมอเตอร์สามารถวิเคราะห์แยกกันได้อย่างเป็นอิสระในแต่ละเทอมของฮาร์โมนิกส์ ผลตอบสนองทั้งหมดที่เกิดจากแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์จะคำนวณได้จากการรวมเอาผลตอบสนองที่มีต่อองค์ประกอบอิสระ(ในแต่ละฮาร์โมนิกส์) เข้าด้วยกัน

## 2.6.2 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เนื่องจากฮาร์โมนิกส์

### 2.6.2.1 การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์จะทำให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น เมื่อไม่คิดผลของสกินเอฟเฟกต์การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ จะเป็นสัดส่วนกับค่ากำลังสองของกระแส rms การสูญเสียที่ขดลวดที่สเตเตอร์(ต่อเฟส)โดยรวมจะมีค่าดังนี้

$$P_I = I_{rms}^2 R_I \quad (2.11)$$

และเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปผลรวมของฮาร์โมนิกส์จะได้

$$P_I = (I_I^2 + I_{har}^2) R_I \quad (2.12)$$

เมื่อเทอมที่สองแทนการสูญเสียที่ขดลวดเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ และพบว่ากาเกิดขึ้นของกระแสฮาร์โมนิกส์จะมีผลทำให้เทอมของพินดามน์ทอลมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสสร้างสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ผลดังกล่าวนี้จะทำให้มีการอิมตัวของทางเดินฟลักซ์รั่วไหลของกระแสฮาร์โมนิกส์ในขณะนั้นเพิ่มขึ้น

### 2.6.2.2 การสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

สมมุติฐานที่ว่าค่าความต้านทานคงที่ ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ใดๆนั้น เป็นเหตุผลที่ยอมรับได้สำหรับขดลวดสเตเตอร์ของเครื่องจักรกลแบบลวดพัน สำหรับมอเตอร์เอซิงขนาดใหญ่แล้วความต้านทานจะเพิ่มขึ้นพร้อมกับความถี่ ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่าง ขนาด และการวางตำแหน่งของตัวนำในสล็อตของสเตเตอร์อย่างไรก็ตามสกินเอฟเฟกต์ จะมีผลอย่างมากต่อโรเตอร์แบบกรงกระรอก ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานเพิ่มมากขึ้นตามความถี่ฮาร์โมนิกส์

เนื่องจากความต้านทานของโรเตอร์เป็นฟังก์ชันของความถี่ฮาร์โมนิกส์ การสูญเสียที่ลวดทองแดงของโรเตอร์จะคำนวณแยกกันในแต่ละฮาร์โมนิกส์ โดยทั่วไปฮาร์โมนิกส์ที่  $k^{\text{th}}$  การสูญเสียที่ลวดทองแดงของโรเตอร์จะมีค่าเป็น

$$P_{2k} = (I_{2k})^2 R_{2k} \quad (2.13)$$

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลโดยรวมของมอเตอร์ที่ความถี่สูง โดยปกติจะมีค่าประมาณ 80 หรือ 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าตามพิกัดความถี่ การสูญเสียที่ลวดทองแดงเนื่องจากฮาร์โมนิกส์โดยรวมแล้วจะหาได้จากผลรวมของการสูญเสียที่เกิดจากแต่ละฮาร์โมนิกส์ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปการสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้นมา เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องจักรลดลง

### 2.6.2.3 การสูญเสียที่แกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์

การสูญเสียที่แกนเหล็ก(core loss) ในเครื่องจักรกลไฟฟ้า จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่ปนมาในแหล่งจ่ายแรงดันและกระแส ดังที่ได้อธิบายมาแล้วว่ารูปคลื่น mmf ของไทม์ฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นในช่องอากาศ ซึ่งแต่ละกระแสฮาร์โมนิกส์ในสเตเตอร์ของรูปคลื่น mmf ของไทม์ฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ จะหมุนตามหรือสวนทางที่ความเร็วเป็นจำนวนเท่าของความเร็วพินดาเมนทอล อย่างไรก็ตามผลของฟลักซ์ที่ช่องอากาศซึ่งเกิดจากไทม์ฮาร์โมนิกส์ มีค่าน้อยมากสามารถละทิ้งได้ การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศ อันเนื่องมาจากสเปซฮาร์โมนิกส์ก็ละทิ้งได้เช่นกัน แต่ฟลักซ์รั่วไหลที่ปลายตัวนำ(end-leakage flux) และฟลักซ์รั่วไหลจากการวางตัวนำเอียง(skew leakage flux) ซึ่งปกติจะทำให้เกิดการสูญเสียสเตรย์โหลด(stray load) อาจจะทำให้เกิดการสูญเสียที่แกนเหล็กที่เห็นผลได้ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์อันดับสูงๆ การสูญเสียจากฟลักซ์รั่วไหลที่ปลายตัวนำ เป็นการสูญเสียแบบกระแสไหลวน(eddy current) ในแผ่นลามิเนต เนื่องจากฟลักซ์รั่วไหลที่ด้านปลายขดลวดซึ่งอยู่ในแผ่นลามิเนตในทิศทางตั้งฉาก ผลของการรั่วไหลที่ปลายจะปรากฏได้ทั้งขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ ซึ่งสิ่งต่างๆเหล่านี้จะต้องนำไปพิจารณาเมื่อมอเตอร์ทำงานกับแหล่งจ่ายที่ไม่เป็นคลื่นไซน์

## 2.7 สรุป

ฟลักซ์รั่วไหลที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆจะมีผลทำให้ฟลักซ์รวมมีค่าลดลง โดยเฉพาะการทำงานที่สภาวะโหลดมากขึ้น จะทำให้การรั่วไหลมีค่ามากขึ้น(การสูญเสียมากขึ้น) ทั้งนี้การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในแต่ละสภาวะโหลดยังทำให้การรั่วไหลมีค่าแตกต่างกัน เช่นฟลักซ์รั่วไหลที่เกิดขึ้นจาก differential ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะเกิดขึ้นเนื่องมาจากการหมุนของมอเตอร์ นอกจากนี้รูปร่างของสล็อตที่แตกต่างกันยังมีผลต่อการสูญเสียที่สล็อตแตกต่างกันด้วย

ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีสาเหตุมาจากปัจจัยภายนอกและภายในของตัวมอเตอร์เอง อายุการใช้งานก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นได้ ซึ่งโดยสรุปแล้วฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอเตอร์จะมีขนาดเล็ก ต่างจากฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่คลื่นไซน์ที่จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆมีค่าสูง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วฮาร์โมนิกส์ดังกล่าวที่มีผลต่อการทำงานของเครื่องจักรกลจะเป็นโทมฮาร์โมนิกส์ กล่าวคือฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่ต่ำจะมีผลต่อการสูญเสียที่ขดลวด ความถี่สูงจะมีผลต่อการสูญเสียที่แกนเหล็ก ในส่วนของฮาร์โมนิกส์ย่อยที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอเตอร์ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว จะไม่มีผลต่อการสูญเสียของมอเตอร์มากนักเนื่องจากมีขนาดเล็ก ในส่วนของการนำฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากโครงสร้างของเครื่องจักรกลไปใช้ในการตรวจหาสาเหตุเพื่อตรวจสอบความสมบูรณ์ ที่รวมไปถึงการใช้ความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ในการคำนวณหาความเร็ว[1] สัญญาณฮาร์โมนิกส์ดังกล่าวเป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็กจำเป็นจะต้องใช้อัลกอริธึมเพื่อการตรวจจับ เช่น อัลกอริธึมของการทรานส์ฟอร์ม การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลซึ่งมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าการใช้วงจรอนาล็อกซึ่งจะได้กล่าวไปในบทต่อไป

## บทที่ 3

# โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

### 3.1 บทนำ

ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำมีหลายสาเหตุตามที่ได้อธิบายมาแล้ว ซึ่งถ้าจำแนกจากสาเหตุของการเกิด จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้เช่น ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเสียหายของตัวนำโรเตอร์และสเตเตอร์ ความเสียหายของคัลลูปป็น ความไม่สมมาตรของโรเตอร์เป็นต้น สาเหตุต่างๆเหล่านี้จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณแตกต่างกันไป ซึ่งสามารถนำฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากสาเหตุดังกล่าว ย้อนกลับมาตรวจสอบความเสียหายที่เกิดขึ้นภายในโครงสร้างของมอเตอร์ได้(ตรวจสอบความสมบูรณ์) โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เป็นฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อตและมีความถี่สัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งสามารถนำมาใช้คำนวณหาความเร็วได้ โดยทั่วไปแล้วมีฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ที่มีความสัมพันธ์ขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ เช่น ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเสียหายของตัวนำโรเตอร์ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการสั้นของเพลลา ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความไม่สมมาตรของโรเตอร์ ฯลฯ สามารถพัฒนานำมาประยุกต์ใช้สำหรับการคำนวณหาความเร็วได้ แต่เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ดังที่ได้กล่าวมานี้จะมีแอมพลิจูดที่แตกต่างกันไปรวมถึงตำแหน่ง(ความถี่)ที่เกิดขึ้นด้วย อีกสาเหตุหนึ่งที่จะควรจะได้รับพิจารณาในการเลือกฮาร์โมนิกส์ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในการคำนวณหาความเร็วคือ สาเหตุของการเกิดของฮาร์โมนิกส์เหล่านั้น เช่น ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเสียหายของตัวนำโรเตอร์ ซึ่งจะไม่ปรากฏในมอเตอร์ที่มีความสมบูรณ์ และหากเลือกพิจารณาฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากความไม่สมมาตรของตัวโรเตอร์ ถึงแม้ว่าในความเป็นจริงแล้วมอเตอร์ที่ถูกผลิตขึ้นมาใหม่อาจจะไม่สามารถหลีกเลี่ยงปัญหานี้ได้ก็ตาม แต่สัญญาณความถี่ที่ได้ก็ยังมีแอมพลิจูดที่ต่ำมากเมื่อเทียบกับสัญญาณข้างเคียง ซึ่งไม่สามารถที่จะนำมาตรวจจับได้

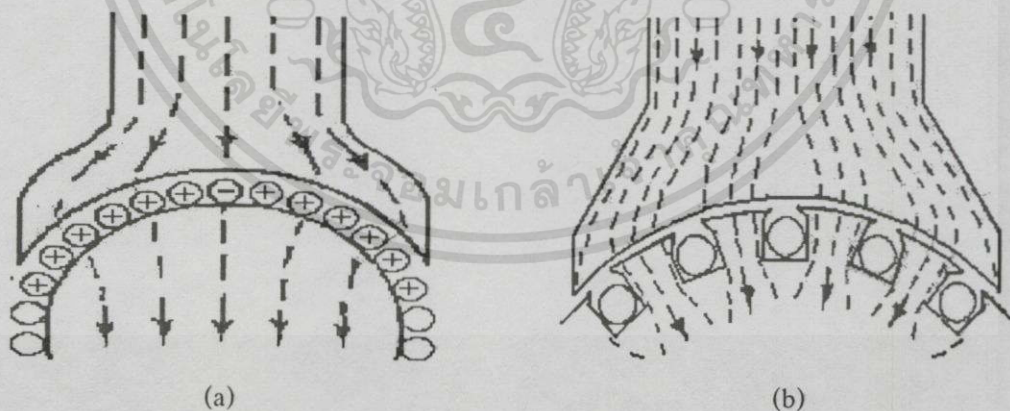
### 3.2 การพัฒนาของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

ในยุคเริ่มต้นปี 1975 Abbondanti และ Brennen ได้พยายามคำนวณความเร็วสลลิปแบบอนาล็อกจากแรงดัน กระแสและเฟส ต่อมาในปี 1984 M. Ishida และ K. Iwata ได้ใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในแรงดันเพื่อใช้ในการควบคุมความถี่สลลิป แต่อย่างไรก็ตามเป็นการประสบความสำเร็จที่ความเร็วมากกว่า 300 rpm และไม่ได้พัฒนาเพื่อการปรับปรุงให้มีการวัดความเร็วรอบในย่านกว้าง[6] ซึ่งเทคนิคที่กล่าวมาแล้วต่างก็มีข้อจำกัดในด้าน ความถูกต้อง ความเป็นเชิงเส้น ความละเอียด ขอบเขตของความเร็ว รวมถึงความเร็วในการตอบสนองซึ่งการแก้ปัญหาเหล่านี้จะเกิดขึ้นกับการประมวลผลแบบอนาล็อก ต่อมาไมโครโปรเซสเซอร์ได้ถูกพัฒนาให้มีขีดความสามารถใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประมวลผลเร็วขึ้น จึงได้มีการพัฒนาการคำนวณทางดิจิทัลด้วยการวิเคราะห์สเปกตรัมของความถี่โดยใช้ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม ในการทดลองของ A. Ferrah K.J. Bradley และ G.M. Asher[2] ในปี 1992 ได้คิดค้นเทคนิคทางด้านดิจิทัลที่มีประสิทธิภาพดีกว่าเทคนิคทางด้านอนาล็อกขึ้นมาทดแทนและประสบความสำเร็จอย่างมากในด้านความถูกต้องและความเป็นเชิงเส้นที่สูงขึ้น สามารถใช้งานได้ที่ช่วงความเร็วของมอเตอร์ที่กว้างขึ้นและเงื่อนไขของโหนดที่มากขึ้น แต่วิธีการแปลงฟาสต์ฟูเรียร์ยังมีข้อจำกัดอยู่ที่ frequency resolution และความเร็วในการตอบสนอง คือถ้าต้องการ frequency resolution ให้มีค่าความละเอียดค่อนข้างสูง จะทำได้โดยการเพิ่มจำนวนข้อมูลที่สุ่มเข้ามาซึ่งจะส่งผลให้ความเร็วในการตอบสนองช้าลง ในงานวิจัยดังกล่าวได้ประสบปัญหาที่ความเร็วต่ำ(ที่ความถี่ต่ำ)และอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ เป็นการระบุค่าสูงสุดของสเปกตรัมในช่วงความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะมีปัญหาต่อมอเตอร์ที่มีพิกัดกำลังต่ำๆและที่ความถี่ต่ำ ต่อมา K.D. Hurst และ T.G. Habetler[2] ได้คิดค้นอัลกอริทึมใหม่ซึ่งสามารถนำมาใช้กับมอเตอร์ที่มีพิกัดกำลังต่ำๆและที่ความถี่ต่ำได้ อัลกอริทึมที่นำเสนอไม่ได้ตรวจจับค่าสูงสุดของฮาร์โมนิกส์ในช่วงความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ แต่จะเป็นการประมวลผลร่วมกับฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความผิดปกติ(excentricity harmonics) ที่จะทำให้ความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เปลี่ยนแปลงไป(ที่ความถี่ต่ำ) แต่อัลกอริทึมที่นำมาใช้จะมีข้อเสียคือใช้เวลาในการประมวลผลนานกว่าการตรวจจับ RSH ด้วยการตรวจจับค่าสูงสุด

### 3.3 ความเป็นสล็อต



รูปที่ 3.1 การไหลของฟลักซ์จากสเตเตอร์ผ่านช่องอากาศมายังโรเตอร์

(a) ไม่มีสล็อตที่โรเตอร์ (b) มีสล็อตที่โรเตอร์

ในยุคเริ่มแรกที่มอเตอร์ได้ถูกสร้างขึ้นมาใช้งาน ที่พื้นผิวของโรเตอร์จะถูกคิดไว้ด้วยลวดตัวนำ ดังรูปที่ 3.1(a) ฟลักซ์ที่ถูกส่งมาจากขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์จะไหลผ่านช่องอากาศมายังโรเตอร์อย่าง

เป็นระเบียบ แต่โครงสร้างของโรเตอร์แบบนี้จะมีข้อเสียอยู่ตรงที่ช่องอากาศจะต้องมีขนาดใหญ่กว่า ลวดตัวนำ ทำให้ค่ารีลัคแตนซ์ในวงจรแม่เหล็กมีค่าสูงซึ่งไม่เป็นที่ต้องการ ในยุคหลังจึงได้พัฒนาให้ ช่องอากาศมีขนาดเล็กลงโดยให้ตัวนำถูกฝังอยู่ที่ผิวของโรเตอร์ดังรูปที่ 3.1(b) ฟลักซ์เกือบทั้งหมด จะไหลผ่านช่องอากาศที่มีค่ารีลัคแตนซ์ต่ำไปสู่ฟันโรเตอร์ ซึ่งฟลักซ์ที่ไหลผ่านโรเตอร์ยังคงมีค่าเท่า เดิมอยู่(ฟลักซ์รั่วไหลมีค่าน้อยมากๆ) แต่จะหันเหไปเนื่องจากฟันและจะหันเหไปมากขึ้นตามความ ลึกของสลอต เรียกปรากฏการณ์นี้ว่าความเป็นสลอต(slotting) ซึ่งที่พิกัดกำลังเดียวกันแล้วมอเตอร์ เหนียวนำชนิดลวดพันจะมีความเป็นสลอตได้มากกว่าโรเตอร์ชนิดกรงกระรอก

### 3.4 กลไกการเกิดของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์

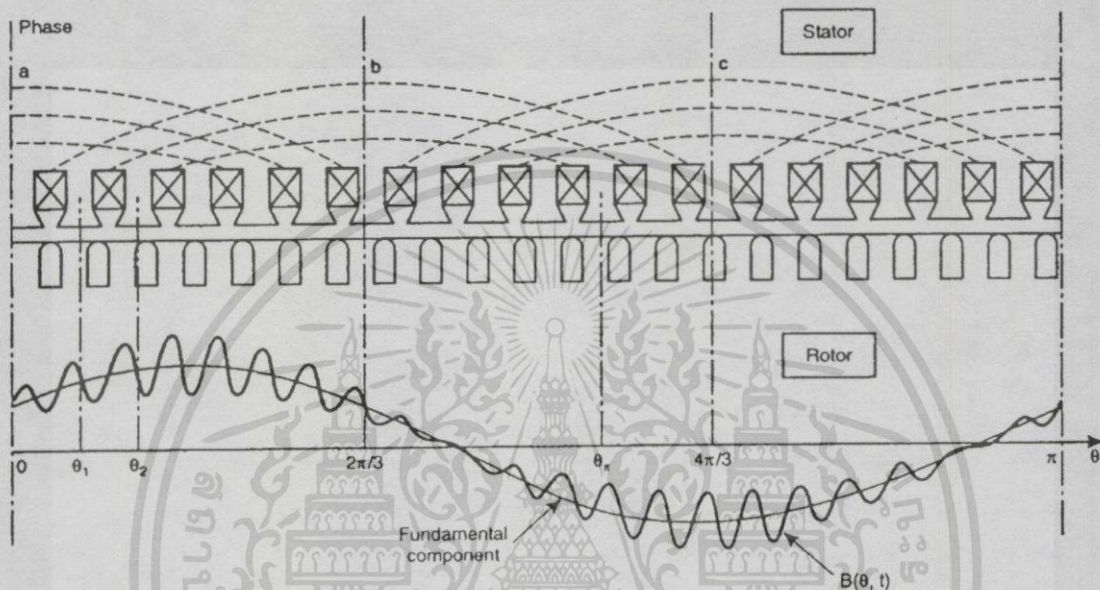
#### 3.4.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์

สนามแม่เหล็กในช่องอากาศของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายแรงดันที่เป็นรูปคลื่นไซน์ จะ ประกอบไปด้วยฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากการพันขลวด ความเป็นสลอต การอิมิตว ความผิด ปกติของช่องอากาศฯ ในการวิเคราะห์ทั่วไปจะสมมุติให้ฟลักซ์ฮาร์โมนิกส์ในช่องอากาศมี สาเหตุมาจากฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่น mmf (airgap mmf wave) และผลของค่าความนำแม่เหล็กใน ช่องอากาศ(airgap permeance) จะมีสาเหตุมาจกความเป็นสลอตของ โรเตอร์และสเตเตอร์ ความนำ แม่เหล็กภายในช่องอากาศนี้จะกระจายอย่างสม่ำเสมอเป็นระยะๆ ตามระยะห่างของสลอต และ จำนวนสลอตของโรเตอร์ ซึ่งเมื่อรวมกับแรงเคลื่อนแม่เหล็กในช่องอากาศ จะส่งผลทำให้เกิดความ หนาแน่นของฟลักซ์ในช่องอากาศซึ่งจะถูกมอดูเลต(modulated) โดยผ่านสลอตของโรเตอร์ ทำให้ เกิดองค์ประกอบของ 2 ฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่เท่ากับ  $(N_r/P)\omega_r \pm \omega_s$  เรียกฮาร์โมนิกส์นี้ว่า โร เตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์ และจำนวนสลอตของโรเตอร์ โดยที่การกระจายของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กภายในช่องอากาศจะมีสมการเป็น[2]

$$B_{ag}(\theta, t) = MMF_{ag}(\theta, t) \cdot P_{ag}(\theta, t) \quad (3.1)$$

องค์ประกอบทั้งหมดบนพื้นฐานของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์ที่รวมอยู่ในฟลักซ์ช่องอากาศ ซึ่ง จะเป็นการรวมกันของ 2 แหล่งจ่ายกับฟันดาเมนทอล โดยเมื่อคิดความหนาแน่นของฟลักซ์ในช่อง อากาศที่พิจารณาจากซี่ฟันของ โรเตอร์ จะได้สมการใหม่เป็น[1] และมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.2

$$B_{ag}(\theta, t) = B_1 \cos(\omega_1 t - P\theta) + B_{r1} \cos\left[\left(\frac{N_r}{P} \omega_{ro} + \omega_1\right)t - (P + N_r)\theta + \psi_{r1}\right] + B_{r2} \cos\left[\left(\frac{N_r}{P} \omega_{ro} - \omega_1\right)t - (P - N_r)\theta + \psi_{r2}\right] \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของความหนาแน่นฟลักซ์ในช่องอากาศ[6]

โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกส์ไหลในขดลวดสเตเตอร์ซึ่งมีรูปแบบของกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ถูกเหนี่ยวนำใน 1 เฟสมีสมการเป็น

$$i_a(t) = \sum_{v=1}^H A_v \cos(2\pi v f_1 t - \psi_v) \quad (3.3)$$

ในส่วนของ 2 เฟสที่เหลือถึงแม้ว่าจะมีการเลื่อนเฟสไป  $2\pi/3$  และ  $4\pi/3$  ก็ตามฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นก็จะเหมือนกันในทุกๆเฟส รวมถึงความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่จะเหนี่ยวนำไปยังขดลวดสเตเตอร์ในทุกๆเฟสเหมือนกับฮาร์โมนิกส์อื่นทุกๆไปด้วย สมการความสัมพันธ์พื้นฐานของความถี่โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เคลื่อนที่ไปข้างหน้าและถอยหลัง(แสดงด้วยเครื่องหมายบวกและลบ)คือ

$$\omega_{sh} = \frac{N_r}{P} \omega_{ro} \pm \omega_1 \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการวิเคราะห์ที่สูงขึ้นในการพิจารณาความเป็นสล็อต จะพิจารณาความเป็นสล็อตของทั้ง 2 ด้านของเครื่องจักรกล คือความเป็นสล็อตของโรเตอร์และความเป็นสล็อตของสเตเตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำแม่เหล็กจะเป็นผลรวมของค่าความนำที่เกิดจากสเตเตอร์และค่าความนำที่เกิดจากโรเตอร์ แต่ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะพบว่าสล็อตของสเตเตอร์จะไม่ทำให้เกิดความถี่ใหม่ยกเว้นในกรณีที่มีจำนวนของคู่ขั้วแม่เหล็กมาก[15]

### 3.4.2 เมื่อแหล่งจ่ายไม่ป็นรูปคลื่นไซน์

ในการวิเคราะห์ของหัวข้อ 3.4.1 ได้สมมุติให้แหล่งจ่ายที่จ่ายให้แก่มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นแหล่งจ่าย 3 เฟสที่มีความสมดุลและรูปคลื่นของแรงดันเป็นไซน์อย่างแท้จริง อย่างไรก็ตามในการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำมาใช้งาน ซึ่งในปัจจุบันที่มีเป็นจำนวนมาก เช่นในการปรับเปลี่ยนความเร็วโดยใช้อินเวอร์เตอร์ซึ่งใช้การปรับเปลี่ยนความถี่และแรงดัน(V/F คงที่) รูปคลื่นของแรงดันที่จ่ายให้แก่มอเตอร์จะเป็นพัลส์ที่สามารถปรับความกว้างได้ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะมีสาเหตุมาจากองค์ประกอบของสเปซและโทมฮาร์โมนิกส์ ซึ่งในงานขับเคลื่อนโดยใช้ 6-step อินเวอร์เตอร์อันดับของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะเป็น  $6k \pm 1$  และจะมีแอมพลิจูดเป็นส่วนกลับของอันดับฮาร์โมนิกส์ ในส่วนของ PWM อินเวอร์เตอร์อันดับของสเปซและโทมฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะเหมือนกันกับ 6-step อินเวอร์เตอร์แต่จะมีบางอันดับที่ไม่เกิดขึ้น(มีแอมพลิจูดต่ำมาก) ฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์ที่เกิดขึ้นจะมีผลกระทบต่อกรการกระจายของความหนาแน่นฟลักซ์ในช่องอากาศ ซึ่งจะทำให้ความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์หาได้จากสมการ

$$\omega_{sh} = \frac{N_r}{P} \omega_{ro} \pm k\omega_l \quad (3.5)$$

### 3.5 การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

เมื่อทราบความถี่ของแหล่งจ่าย ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์หาได้จากสมการ

$$n_s = \frac{60 f_1}{P} \quad (3.6)$$

และค่าสลิปหาได้จากความแตกต่างระหว่างความเร็วซิงโครนัสกับความเร็วโรเตอร์ หาด้วยความเร็วซิงโครนัส

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (3.7)$$

จากสมการ(3.7) สามารถหาความถี่ของโรเตอร์ได้จากสมการ

$$f_r = sf_1 \quad (3.8)$$

ความถี่โรเตอร์ที่ใช้ในการหมุน(rotational frequency)

$$f_{ro} = (1-s)f_1 \quad (3.9)$$

และจากสมการ(3.9) นำไปแทนในสมการ(3.5) จะได้สมการความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เป็น

$$f_{sh} = \left[ \frac{N_r}{P} (1-s) \pm k \right] f_1 \quad (3.10)$$

และจะสามารถคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้จากสมการ

$$n_r = \frac{60}{N_r} (f_{sh} \pm kf_1) \quad (3.11)$$

### 3.6 พารามิเตอร์ที่มีผลต่อแอมพลิจูดของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

สัญญาณของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เกิดมาจากสัญญาณแรงดันโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดสเตเตอร์ รวมทั้งองค์ประกอบและแฟลคเตอร์ต่างๆ ได้แก่ จำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางและความยาวของโรเตอร์ ความหนาแน่นฟลักซ์ของสล็อตฮาร์โมนิกส์ รวมทั้งแฟลคเตอร์การกระจายของขดลวด แฟลคเตอร์พิช และแฟลคเตอร์เนื่องจากการเอียงของสล็อต ซึ่งจะสามารถคำนวณหาแรงดันสล็อตฮาร์โมนิกส์ได้จากสมการ[7]

$$V_{sh} = N_p \cdot \frac{D \cdot l}{P_{sh}} \cdot B_{sh} \cdot k_{dsh} \cdot k_{csh} \cdot k_{skewsh} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_{sh} \quad (3.12)$$

ถ้าไม่คิดอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ขนาดของกระแสสล็อตฮาร์โมนิกส์จะหาได้จากแรงดันสล็อตฮาร์โมนิกส์หารด้วยค่าการรั่วไหลของอิมพีแดนซ์สเตเตอร์

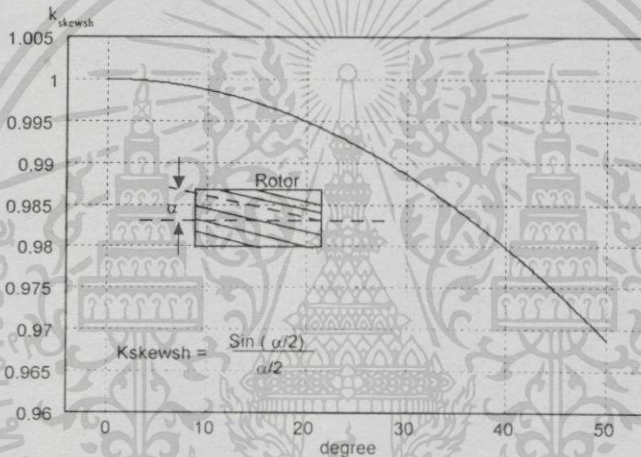
$$i_{sh} = \frac{V_{sh}}{R_s + 2 \cdot \pi \cdot f_{sh} \cdot l_s} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนใหญ่อิมพีแดนซ์สเตเตอร์จะเป็นอินดักทีฟรีแอกแตนซ์( $2\pi f_{sh} l_s$ ) เนื่องจากสลอตฮาร์โมนิกส์จะเป็นฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูง ถ้าไม่คิดในกรณีที่ความถี่ต่ำขนาดของกระแสสลอตฮาร์โมนิกส์จะสามารถหาได้จาก

$$i_{sh} \approx \frac{N_P \cdot D \cdot l \cdot B_{sh} \cdot k_{dsh} \cdot k_{csh} \cdot k_{skewsh}}{l_s \cdot \sqrt{2} \cdot P_{sh}} \quad (3.14)$$

ในส่วนของแฟคเตอร์ทั้ง 3 ดังสมการที่(3.14) ถึงแม้ว่าจะมีค่าใกล้เคียงหนึ่งแต่ก็ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้ เนื่องจากผลคูณของแฟคเตอร์ทั้ง 3 จะมีผลต่อขนาดของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์ได้มาก รูปที่ 3.3 แสดงค่าของแฟคเตอร์การเอียงของสลอตที่มีมุมต่างๆกัน



รูปที่ 3.3 ค่าแฟคเตอร์การเอียงของสลอตที่มีมุมของโรเตอร์ค่าต่างๆ

จากงานวิจัย[7] ได้สรุปถึงปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณสลอตฮาร์โมนิกส์ดังต่อไปนี้

- สัญญาณจะมีความแน่นอน ถ้าจำนวนขั้วแม่เหล็กไม่เป็นจำนวนเท่าของ 3
- ผลของฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 3 จะทำให้สัญญาณของโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์มีความไม่แน่นอนทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณขนาดเล็ก
- สัญญาณจะมีความไม่แน่นอนถ้ามี triplen harmonic และผลของฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 2 จะทำให้เกิดสัญญาณขนาดเล็ก
- เครื่องจักรกลไฟฟ้า 2 ขั้วแม่เหล็กที่มีโรเตอร์บาร์เป็นจำนวนคู่ ซึ่งในสภาวะ static eccentricity จะทำให้เกิดสัญญาณขนาดเล็ก และ dynamic eccentricity จะทำให้ความถี่ของสลอตฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น
- เครื่องจักรกลไฟฟ้าที่มี 2 ขั้วแม่เหล็กจะทำให้เกิดอย่างน้อยที่สุด 1 สลอตฮาร์โมนิกส์
- การเอียงของโรเตอร์จะลดขนาดของสลอตฮาร์โมนิกส์แต่มีผลน้อยมาก

### 3.7 เทคนิคการคำนวณหาจำนวนสลอตของโรเตอร์

ในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจะมีขดลวดพันอยู่ที่สเตเตอร์ 3 ชุด ซึ่งประกอบด้วยเฟส  $a$ ,  $b$  และ  $c$  แต่ที่โรเตอร์จะเป็นแท่งบาร์หรือขดลวดพันอยู่บนสลอตของโรเตอร์ ซึ่งโดยปกติแล้วในแต่ละสลอตของโรเตอร์จะมีระยะห่างระหว่างสลอตที่เท่ากันและเหมือนกันทุกๆสลอต ที่ปลายของสลอตหรือแท่งบาร์ทั้งสองด้านจะถูกถัดวงจรเพื่อทำให้ครบวงจร ทำให้ในแต่ละคู่ของตัวนำในสลอตมีลักษณะเป็นลูปวงจรไฟฟ้า ซึ่งหลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้วจะมีกระแสอิสระที่ไหลในลูปของวงจรโรเตอร์ กระแสลูปที่ไหลในโรเตอร์นี้จำนวน  $n$  ลูปจะเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันและกันและเหนี่ยวนำไปยังขดลวดสเตเตอร์ mmf ที่เกิดขึ้นจากกระแสโรเตอร์หลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้วนั้น จะมีลักษณะเป็นรูปไซน์แต่ด้วยสาเหตุจากฮาร์โมนิกส์ในรูปที่ 3.4 จะทำให้ mmf ที่โรเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ และการผิดเพี้ยนไปนี้สามารถพบได้ด้วยแรงดันที่เหนี่ยวนำไปยังสเตเตอร์

#### 3.7.1 ทฤษฎีการคำนวณหาจำนวนสลอตของโรเตอร์

ถ้าให้ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อแบบสตาร์ที่ไม่มี การต่อนิวทรัลที่จุดรวมสมการแรงดันต่อเฟสสำหรับขดลวดสเตเตอร์จะหาได้จาก[8]

$$V_{sa} = R_{sa} I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} + V_g \quad (3.15)$$

$$V_{sb} = R_{sb} I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} + V_g \quad (3.16)$$

$$V_{sc} = R_{sc} I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} + V_g \quad (3.17)$$

โดยที่ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์จะมีสมการเป็น

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} & L_{sar} \\ L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} & L_{sbr} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{scc} & L_{scr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_r \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

เมื่อ  $L_{srx} = L_{srx1} + L_{srx2} + \dots + L_{srxn} + L_{srxr}$ ,  $x$  คือเฟส  $a, b$  หรือ  $c$ ,  $r_e$  เมื่ออ้างอิง end ring และ  $n$  แทนจำนวนบาร์ของโรเตอร์

หลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้ว จะทำให้กระแสที่สเตเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้ค่าของแรงดันในสมการที่ (3.15)-(3.17) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{sa} = \frac{d\phi_{sa}}{dt} + V_g \tag{3.19}$$

$$V_{sb} = \frac{d\phi_{sb}}{dt} + V_g \tag{3.20}$$

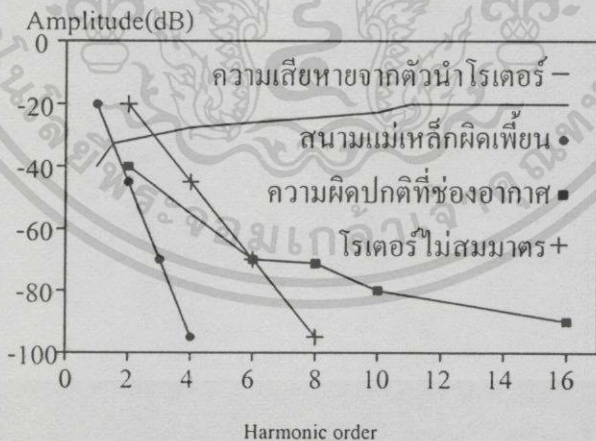
$$V_{sc} = \frac{d\phi_{sc}}{dt} + V_g \tag{3.21}$$

และฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะหาได้จาก

$$\phi_{sa} = L_{sar} I_r \tag{3.22}$$

$$\phi_{sb} = L_{sbr} I_r \tag{3.23}$$

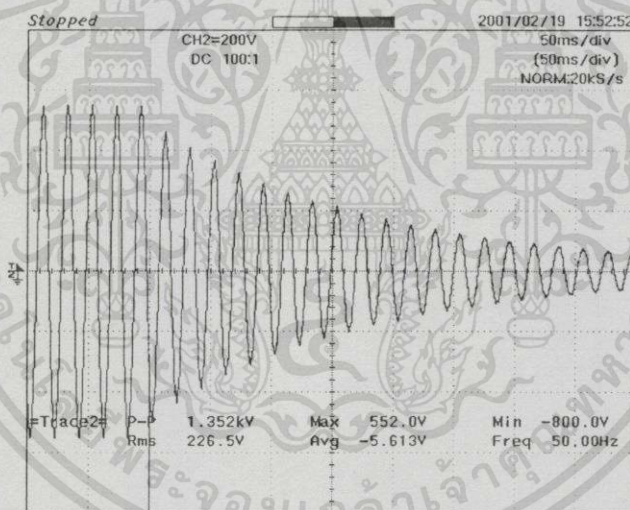
$$\phi_{sc} = L_{scr} I_r \tag{3.24}$$



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆในช่องอากาศของมอเตอร์เหนี่ยวนำ[9]

ถึงแม้ว่ากระแสเดเตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์หลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้วก็ตาม แต่กระแสที่โรเตอร์จะยังคงไหลต่อไป โดยขึ้นอยู่กับค่าคงที่ทางเวลาโรเตอร์ (rotor time constant) ซึ่งค่าของกระแสโรเตอร์เริ่มต้นสามารถหาได้จากทฤษฎี constant-flux-linkage และจากสมการที่(3.19)-(3.21) ขนาดของแรงดันจะลดลงเนื่องจากฟลักซ์เชื่อมโยงสเดเตอร์มีค่าลดลงรวมทั้งความถี่ที่ลดลงเนื่องจากความเร็วด้วยดังรูปที่ 3.5

เมื่อปลดแหล่งจ่ายออกแล้วโหม้และสเปซฮาร์โมนิกส์จะถูกกำจัดออกไป แต่จะมีฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆอีกมาก ในรูปที่ 3.4 ได้แสดงถึงฮาร์โมนิกส์ที่มีขนาดค่อนข้างสูงที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์เพื่อใช้อ้างอิงถึงสาเหตุที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์นั้นๆ จากรูปจะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกส์ที่มีขนาดค่อนข้างสูงตลอดช่วงความถี่ คือฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเสียหายที่ตัวนำโรเตอร์ ในส่วนของฮาร์โมนิกส์อื่นๆ แอมพลิจูดจะมีค่าลดลงในอันดับฮาร์โมนิกส์ที่ 8 นอกจากนี้ในงานวิจัย[2] ยังแสดงให้เห็นว่ายังมีฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากความเป็นสล็อตอีกสาเหตุหนึ่งที่มีแอมพลิจูดสูง ซึ่งจะปรากฏขึ้นเป็นฮาร์โมนิกส์ในอันดับต่างๆ ที่มีความสัมพันธ์กับจำนวนสล็อตของโรเตอร์



รูปที่ 3.5 ตัวอย่างแรงดัน  $V_{L-L}$  ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลังจากปลดแหล่งจ่าย

### 3.7.2 การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์โดยอาศัยความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นจากความถี่สล็อต และจะมีความถี่ขึ้นอยู่กับจำนวนสล็อตของโรเตอร์ จำนวนขั้วแม่เหล็ก และความเร็ว ซึ่งการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์จะเป็นการทดสอบที่สภาวะไร้อโหลด ความเร็วของมอเตอร์ในสภาวะนี้โดยประมาณจะมีค่าเท่ากับความเร็วซิงโครนัส ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $60f/P$  และจาก[2] ที่  $k=\pm 1$  โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์จะมีแอมพลิจูดสูงที่สุด ดังนั้นสมการที่(3.11) สามารถคำนวณหาจำนวนสล็อตได้ดังต่อไปนี้

$$N_r = P \left( \frac{f_{sh}}{f_l} \pm 1 \right) \quad (3.25)$$

### 3.8 สรุป

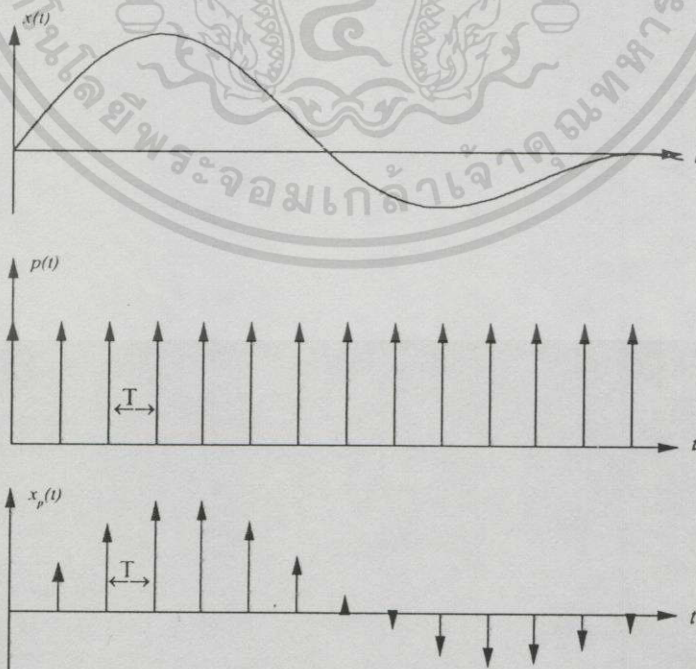
การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ จะเป็นการคำนวณหาความเร็วแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว (ไม่สัมผัสมอเตอร์) และไม่ใช้พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเหมือนกับการประมาณค่าความเร็วด้วย MRAS ที่มีความคลาดเคลื่อนสูงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น การคำนวณหาความเร็วจากการประมาณค่าสเปคตราของกระแสเตเตอร์ที่ได้ นำเสนอนี้จะมีข้อที่ดีกว่าการคำนวณจากสเปคตราของแรงดัน โดยเฉพาะในกรณีที่แหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากที่ความถี่ต่ำแรงดันก็จะมีค่าต่ำ อีกสาเหตุหนึ่งคือรูปคลื่นของกระแสจะมีลักษณะคล้ายรูปคลื่นไซน์มากกว่ารูปคลื่นของแรงดันที่มีลักษณะเป็นพัลส์ ทำให้รูปคลื่นแรงดันมีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นมากกว่าในรูปคลื่นของกระแส และในส่วนของ การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์หลังจากปลดแหล่งจ่ายออก สามารถทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความเป็นสล็อตโคเคเด่นอย่างเห็นได้ชัดเจน เนื่องจากโทมฮาร์โมนิกส์และสเปซฮาร์โมนิกส์บางตัวจะถูกกำจัดออกไป ซึ่งสามารถนำมาคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ได้ และยังสามารถบอกถึงความเป็นสล็อตของมอเตอร์ เพื่อที่จะนำมาใช้คำนวณหาความเร็วโดยอาศัยความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ได้อีกด้วย

## การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

### 4.1 บทนำ

การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่ได้นำเสนอ  
 นี้ จะเป็นการคำนวณและการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล(Digital Signal Processing,DSP) ที่มีข้อดี  
 กว่าคำนวณทางอนาล็อกดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งในงานควบคุมต่างๆที่ใช้อยู่ในปัจจุบันก็ได้  
 เปลี่ยนมาใช้ในการควบคุมแบบดิจิทัลกันทั้งสิ้น เนื่องจากการควบคุมที่มีประสิทธิภาพและความ  
 ไว้วางใจสูง ในส่วนของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อตรวจจับโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ ถ้า  
 ไม่คำนึงถึงเวลาที่ใช้ในการประมวลผลแล้ว สามารถออกแบบอัลกอริธึมต่างๆที่มีความเหมาะสม  
 ได้ ในส่วนของการประมาณค่าสเปกตรา สิ่งสำคัญที่สุดคือจะต้องสามารถทำให้ฮาร์โมนิกส์  
 ย่อย(subharmonics) ปรากฏขึ้นได้ ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ที่สามารถใช้  
 เวลาในการทรานส์ฟอร์มได้อย่างรวดเร็วแอมพลิจูดของสเปกตรามีความถูกต้องค่อนข้างสูง แต่การ  
 รั่วไหลของสเปกตราก็มีค่าสูง และการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ซึ่งมีข้อดีคือลดปัญหาเนื่องจากการ  
 รั่วไหลของสเปกตราก็มีสาเหตุมาจากสิ่งต่างๆ

### 4.2 สัญญาณที่ได้จากการแซมปลิง



รูปที่ 4.1 การแซมปลิงสัญญาณอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อก  $x(t)$  ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล  $x_p(t)$  เพื่อทำการประมวลผล จะทำได้โดยการแซมปลิงหรือตัดสัญญาณอนาล็อกออกเป็นส่วนๆ ดังรูปที่ 4.1 เป็นเส้นตั้ง ซึ่งจะถูกวัดความสูงหรือ แอมพลิจูดให้เป็นเลขฐานสองออกมาเพื่อส่งไปประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์ต่อไป จะเห็นได้ว่าส่วนที่ตัดออกเป็นชิ้นๆ นั้นจะมีระดับความสูงที่ต่างกันไปตามตำแหน่งของสัญญาณอนาล็อกนั้น และเมื่อกระทำต่อเนื่องก็จะเป็นเส้นตั้งเรียงกันไป ดังนั้นจะได้สัญญาณดิจิทัลเรียงเป็นตัวเลขติดต่อกัน ปกติแล้วจะเรียกสัญญาณเหล่านี้ว่า sequence ใช้สัญลักษณ์เป็น  $x[n]$  โดย  $n$  เป็นเหมือนตัวบอกตำแหน่ง สิ่งที่สำคัญมากที่สุดคือความถี่ที่จะใช้ในการแซมปลิงสัญญาณ ( $f_s=1/T$ ) ซึ่งจะทำให้การคืนสู่สัญญาณอนาล็อกด้วย D/A เป็นไปอย่างถูกต้อง ทั้งนี้เพราะหากทำการแซมปลิงสัญญาณด้วยความถี่ต่ำๆ แล้ว การคืนสู่สัญญาณอนาล็อกจะกระทำไม่ได้เลย แต่ถ้าแซมปลิงสัญญาณด้วยความถี่สูงๆ แล้วจะทำให้เสียพื้นที่ในหน่วยความจำที่เก็บสัญญาณนั้นมากขึ้น ทฤษฎีของ Shannon's famous sampling ได้ข้อสรุปออกมาว่า สัญญาณควรจะถูกแซมปลิงอย่างน้อยด้วยความถี่ที่ใช้ในการแซมปลิงประมาณ 2 เท่าของความถี่สูงสุดที่จะทำการประมวลผล เช่นหากให้สัญญาณอินพุตเป็น  $f_1$  และความถี่ในการแซมปลิงสัญญาณเป็น  $f_s$  ก็จะได้สมการในการแซมปลิงเป็น [10]

$$f_s \geq 2f_1 \quad (4.1)$$

ในบางครั้งจะเรียกความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่สูงสุดว่า Nyquist frequency และเรียกค่าต่ำสุดของอัตราการแซมปลิงสัญญาณ (ซึ่งคือ  $2f_1$ ) ว่า Nyquist rate ในการแซมปลิงสัญญาณจะมีอีกค่าหนึ่งที่มีบทบาทอยู่คือ Quantization noise ซึ่งจะเกี่ยวกับค่าความละเอียดของการแซมปลิง ที่เกี่ยวกับค่าตัวเลขไบนารีแต่ละตัวที่ได้จากการแซมปลิงเช่น หากใช้เลขไบนารี 8 บิต แสดงค่าของการแซมปลิงจะได้ความละเอียดของระดับสัญญาณดิจิทัลเป็น  $2^8=256$  ระดับ และหากใช้ค่าไบนารีขนาด 16 บิตก็จะได้  $2^{16}=65,536$  ระดับ ซึ่งจะมีความละเอียดขึ้นมากแต่ก็จะเปลืองเนื้อที่ในหน่วยความจำมากเช่นกัน แต่หากใช้จำนวนบิตน้อยก็จะเกิดผลไม่ดีคือ Quantization error ดังนั้นในระบบดิจิทัลสิ่งที่สำคัญมากอย่างหนึ่งก็คือค่าจำนวนบิตที่ใช้ในการแบ่งสเกล อันนี้หากมีค่ามากก็จะต้องใช้คอมพิวเตอร์ที่มีเทคโนโลยีสูงคือมี wordlength ที่มากบิตซึ่งค่าใช้จ่ายก็จะสูงตามแต่ประสิทธิภาพการคำนวณก็จะสูงตามไปด้วยซึ่งหากแซมปลิงสัญญาณนั้นแล้ว ส่วนของ Quantization noise ที่เกิดขึ้นก็อาจเทียบได้เป็นการคลาดเคลื่อนเนื่องจากสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งก็ต้องใช้วิธีการอื่นแก้ปัญหาต่อไป

### 4.3 การกรองสัญญาณ

เมื่อผ่านสัญญาณเข้าสู่ระบบกล่าวได้ว่าได้ทำการประมวลสัญญาณ ในกรณีนี้การประมวลสัญญาณจะเกี่ยวข้องกับการกรองสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณที่ต้องการ แนวคิดของการกรองโดยใช้ระบบ LTI (Linear Time Invariant) จะอาศัยพื้นฐานของคุณสมบัติคอนโวลูชันของการทรานส์ฟอร์มฟูเรียร์ คุณสมบัติดังกล่าวจะได้ว่าสำหรับระบบ LTI การทรานส์ฟอร์มฟูเรียร์ของเอาต์พุต  $Y(\omega)$  คือผลคูณของการทรานส์ฟอร์มฟูเรียร์ของอินพุต  $X(\omega)$  และการตอบสนองความถี่ของระบบ  $H(\omega)$  นั่นคือ

$$Y(\omega) = H(\omega) X(\omega) \quad (4.2)$$

โดยทั่วไปในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ที่แหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์จะไม่เป็นไซน์อย่างแท้จริง เนื่องจากจะมีฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการสวิตชิ่งป้อนอยู่ในกระแส ฟันดาเมนทอลและมีความถี่เท่ากับการสวิตชิ่ง ถ้าต้องการให้กระแสมีลักษณะคล้ายรูปไซน์มากขึ้นก็สามารถทำได้ด้วยการกรองฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ทิ้งไป หรือถ้าต้องการตรวจสอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสก็สามารถเลือกใช้วิธีการกรองได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งในการอธิบายนี้จะเห็นว่าการผสมระหว่างโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ ถ้าหากแทนสัญญาณอินพุตโดยใช้แนวคิดทางด้านโดเมนความถี่ คือแทนด้วยอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งก็คือแทนในรูปของสเปกตรัมความถี่ การอธิบายจะอยู่ในโดเมนความถี่อย่างเดียว จากตัวอย่างรูปที่ 4.2 ระบบจะทำหน้าที่เป็นตัวเลือกความถี่ (อาจจะเป็นการเลือกให้ผ่านหรือเลือกเพื่อกำจัดทิ้งไป) ช่วงความถี่ที่ยอมให้สัญญาณผ่านไปจะเรียกว่า พาสแบนด์ ส่วนช่วงความถี่ที่ไม่ยอมให้สัญญาณผ่านไปจะเรียกว่า สตอปแบนด์ ในกรณีวงจรกรองในอุดมคติ  $|H(\omega)| = 1$  ในพาสแบนด์ และ  $|H(\omega)| = 0$  ในสตอปแบนด์ ดังนั้นจะสามารถแบ่งวงจรกรองความถี่ได้เป็น

ก) แบบผ่านความถี่ต่ำ (low-pass) เป็นวงจรกรองที่พาสแบนด์ของมัน เริ่มจาก  $\omega = 0$  ถึง  $\omega = \omega_c$  เมื่อเรียก  $\omega_c$  ว่าความถี่คัตออฟ

ข) แบบผ่านความถี่สูง (high-pass) เป็นวงจรกรองที่สตอปแบนด์ เริ่มจาก  $\omega = 0$  ถึง  $\omega = \omega_c$  และพาสแบนด์เริ่มจาก  $\omega_c$  ถึงอนันต์

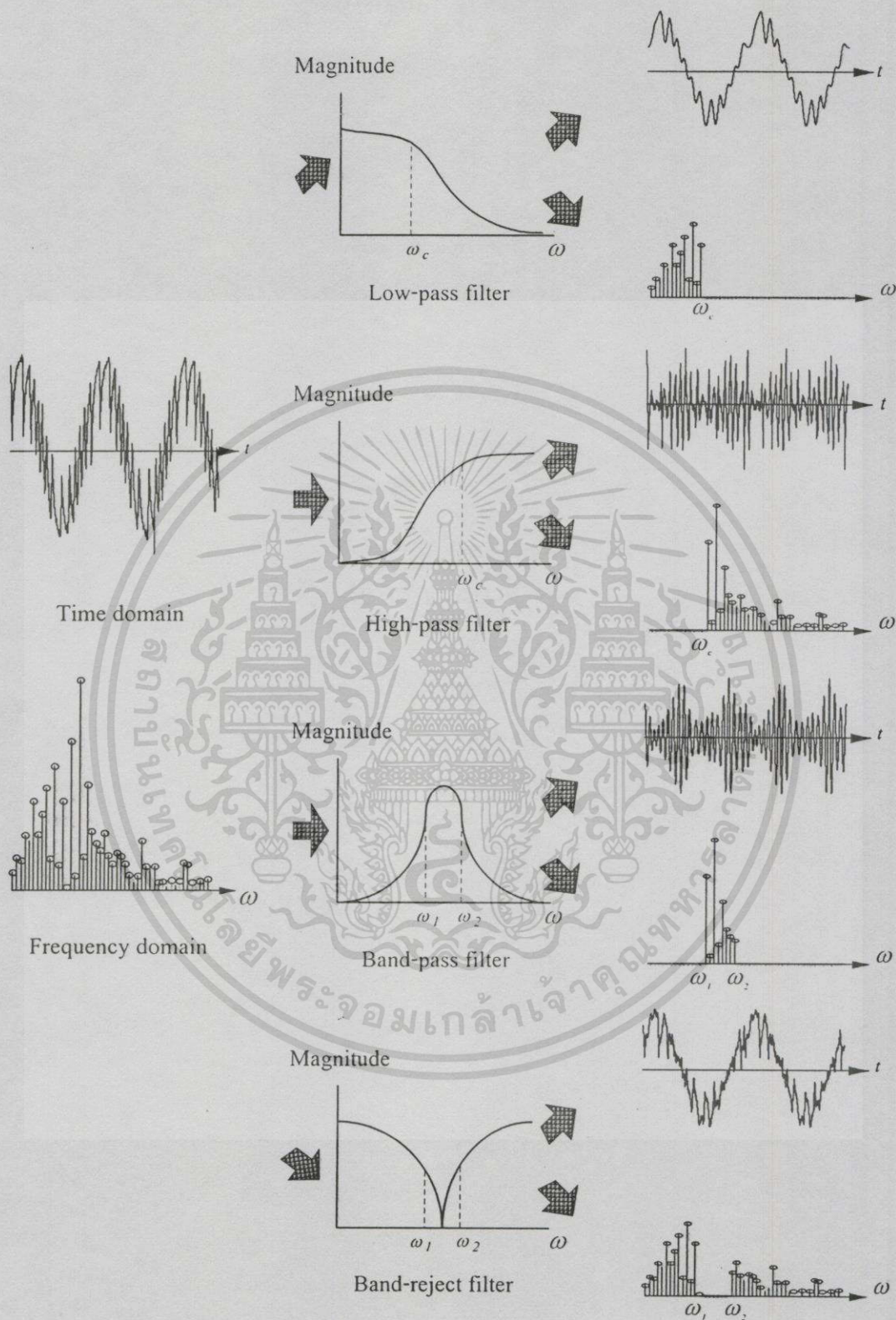
ค) แบบผ่านแถบความถี่ (band-pass) เป็นวงจรกรองที่พาสแบนด์ของมัน เริ่มจาก  $\omega = \omega_1$  ถึง  $\omega = \omega_2$  โดยไม่ยอมให้ความถี่นอกเหนือจากนี้ผ่านไป

ง) แบบหยุดแถบความถี่ (band-stop, band-reject, band eliminate หรือ notch filter) เป็นวงจรกรองที่สตอปแบนด์ของมันอยู่ในช่วง จาก  $\omega = \omega_1$  ถึง  $\omega = \omega_2$  และยอมให้ทุกความถี่นอกเหนือจากนี้ผ่านไปหมด

ก่อนผ่านวงจรกรอง

คุณลักษณะของวงจรกรอง

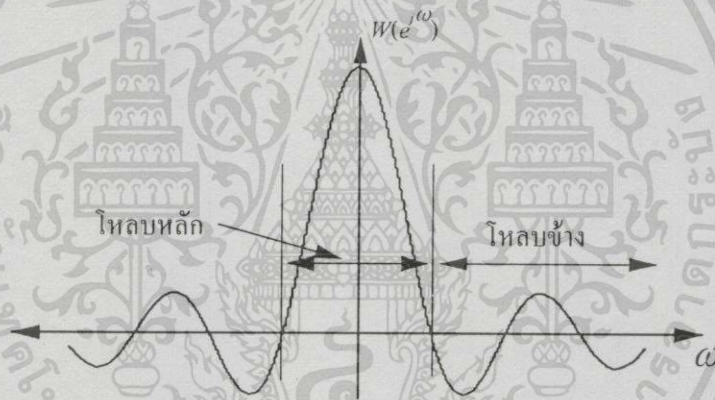
หลังผ่านวงจรกรอง



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างผลของวงจรกรองแบบต่างๆต่อสัญญาณกระแสสำหรับ โหลด RL ที่ได้จากการวัดของรูปคลื่นแรงดันแบบ PWM

#### 4.4 การวิเคราะห์ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์

ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์หรือตัวกรองวินโดว์เป็นเทคนิควงจรกรองดิจิทัลประเภท FIR ที่มีผลของการตอบสนองค่าหนึ่งจะมีจำนวนที่นับได้ซึ่งจะตรงข้ามกับวงจรกรองประเภท IIR ที่มีผลการตอบสนองถึงจำนวนอนันต์ และมีข้อดีก็คือสามารถจะออกแบบให้มีการตอบสนองความถี่ของเฟสมีความเป็นเชิงเส้นได้โดยแท้จริง ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้ตัวกรองวินโดว์ช่วยในการตรวจจับ RSH ด้วยการลดทอนฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการรั่วไหลของสเปกตรามีสาเหตุจากการทรานส์ฟอร์มไปยังโดเมนความถี่ และผลของฮาร์โมนิกส์ย่อยที่ไม่ครบคาบ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องทำการจัดรูปแบบของข้อมูลใหม่โดยอาศัยฟังก์ชันวินโดว์ ด้วยการคูณกันระหว่างข้อมูลที่ต้องการจัดรูปแบบใหม่กับฟังก์ชันวินโดว์ทางโดเมนเวลา ซึ่งก็คือการคอนโวลูชัน(convolution) กันทางโดเมนความถี่ การทำเช่นนี้จะทำให้ข้อมูลของสัญญาณกระแสอินพุตมีผลการตอบสนองทางความถี่(เฟส)ที่ดีขึ้น ทำให้ผลการตอบสนองของอนุกรมเปลี่ยนแปลงไป โดยอาศัยการตัดปลายหรือถ่วงน้ำหนักเพื่อลดโหลบข้าง(sidelobes) ตลอดสัญญาณดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ช่วงของโหลบหลักและ โหลบข้างของผลการตอบสนอง

ในวิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเสนอตัวกรองวินโดว์ 5 ชนิดที่มีผลการตอบสนองแตกต่างกัน สำหรับใช้ในการวิเคราะห์เพื่อตรวจจับ RSH ดังต่อไปนี้[11]

4.4.1 วินโดว์สามเหลี่ยม(triangular window) ด้วยการทำวินโดว์สี่เหลี่ยมให้เรียวยาวโดยให้ค่าสูงสุดอยู่ตรงกลางจากนั้นให้ลดลงแบบเชิงเส้นไปสู่ค่าศูนย์ที่ขอบวินโดว์ ก็จะได้วินโดว์สามเหลี่ยมจำนวน  $N$  ค่า ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$W_T(n) = 1 - \frac{2|n|}{N-1} \quad (4.3)$$

สำหรับ  $-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$

= 0 สำหรับค่าอื่นๆของ  $N$

รูปร่างของวินโดว์สามเหลี่ยมและผลการตอบสนองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.7 ตามลำดับ โทลบข้างของวินโดว์สามเหลี่ยมจะมีค่าประมาณ  $-25\text{dB}$  และความกว้างของโทลบหลักจะมีค่าเป็น  $8\pi N$

4.4.2 วินโดว์ฮานนิง(hanning window) จะสามารถลดโทลบข้างเคียงได้มากกว่าวินโดว์สามเหลี่ยม เนื่องจากบริเวณขอบมีลักษณะลาดมากขึ้น โดยใช้ฟังก์ชันที่เรียกว่าเรียดโคไซน์ ทำให้โทลบข้างจะอยู่ที่  $-31\text{dB}$  นั่นคือต่ำกว่ากรณีวินโดว์สามเหลี่ยม  $6\text{dB}$  และมีความกว้างของโทลบหลักเท่ากัน ดังรูปผลการตอบสนองที่ 4.6 และมีรูปร่างดังรูปที่ 4.4 ซึ่งมีสมการดังนี้

$$W_c(n) = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (4.4)$$

$$= 0 \quad \begin{array}{l} \text{สำหรับ } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \\ \text{สำหรับค่าอื่นๆของ } N \end{array}$$

4.4.3 วินโดว์แฮมมิง(hamming window) สามารถลดระดับของโทลบข้างลงไปได้อีกทั้งนี้สามารถกระทำได้โดยการเพิ่มค่าคงตัว รูปร่างของวินโดว์แฮมมิงและผลการตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.6 ซึ่งโทลบข้างจะมีระดับอยู่ที่  $-41\text{dB}$  หรือนั่นคือต่ำกว่าวินโดว์ฮานนิงอยู่  $10\text{dB}$  อย่างไรก็ตามข้อเสียคือที่ความถี่สูงระดับของผลการตอบสนองจะคงที่ แต่ในส่วนของวินโดว์ฮานนิงจะลดลง ซึ่งวินโดว์แฮมมิงจะมีสมการเป็น

$$W_h(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (4.5)$$

$$= 0 \quad \begin{array}{l} \text{สำหรับ } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \\ \text{สำหรับค่าอื่นๆของ } N \end{array}$$

4.4.4 วินโดว์แบล็คแมน(blackman window) สามารถลดระดับของโทลบข้างได้อีกโดยเพิ่มจำนวนโคไซน์มากขึ้น รูปร่างของวินโดว์แบล็คแมนแสดงในรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.7 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ โดยที่ระดับของโทลบข้างจะลดลงไปอยู่ที่  $-57\text{dB}$  แต่ความกว้างของโทลบหลักจะเพิ่มเป็น  $12\pi N$  ซึ่งมีสมการดังนี้

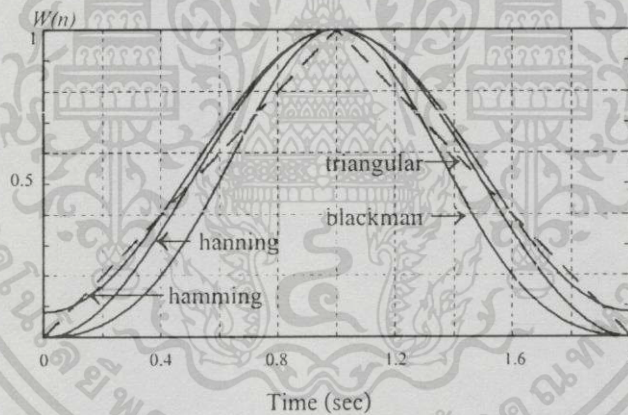
$$W_b(n) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.8 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (4.6)$$

$$= 0 \quad \begin{array}{l} \text{สำหรับ } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \\ \text{สำหรับค่าอื่นๆของ } N \end{array}$$

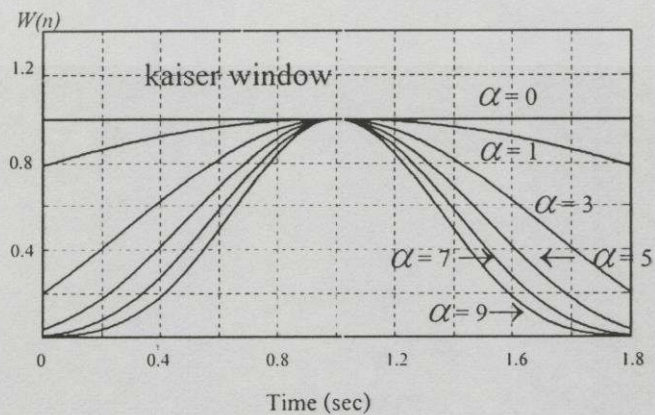
4.4.5 วินโดว์ไคเซอร์(kaiser window) เป็นฟังก์ชันทรงคล้ายวงกลมแบนข้าง (prolate spheroidal function) มาทำการประมาณค่า ผลก็คือได้วินโดว์ที่มีคุณสมบัติแลกเปลี่ยนระหว่างค่าขนาดของโหลบหลักกับค่าของขนาดโหลบข้าง โดยมีพารามิเตอร์  $\alpha$  เป็นตัวควบคุมค่าเพื่อปรับค่าขนาดโหลบข้างเมื่อเปรียบเทียบค่าขนาดของโหลบหลักได้ซึ่งความกว้างของโหลบหลักก็เหมือนกับวินโดว์อื่นๆคือปรับค่าได้โดยการเลือกค่า  $N$  ส่วนความสูงของโหลบข้างจะขึ้นอยู่กับค่า  $\alpha$  ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่อ  $\alpha$  มีค่ามากขึ้นรูปร่างของวินโดว์ไคเซอร์และผลการตอบสนองทางความถี่แสดงไว้ในรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.8 และมีสมการเป็น

$$W_k(\alpha, n) = \frac{I_0 \left\{ \alpha \left[ 1 - \left( \frac{2n}{N-1} \right)^2 \right]^{1/2} \right\}}{I_0(\alpha)} \tag{4.7}$$

= 0 สำหรับ  $-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$   
 สำหรับค่าอื่นๆของ  $N$

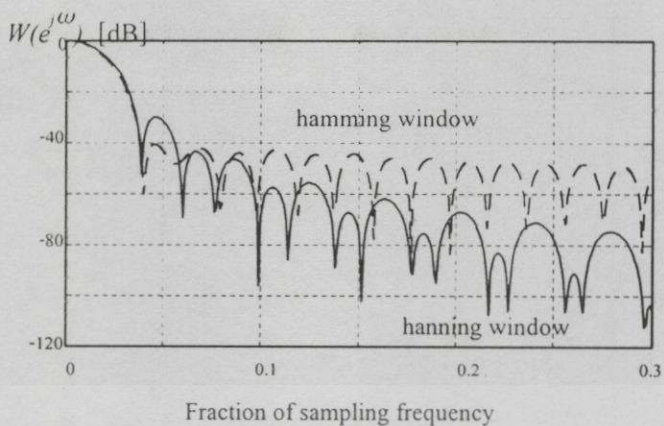


รูปที่ 4.4 รูปร่างวินโดว์ชนิดต่างๆ

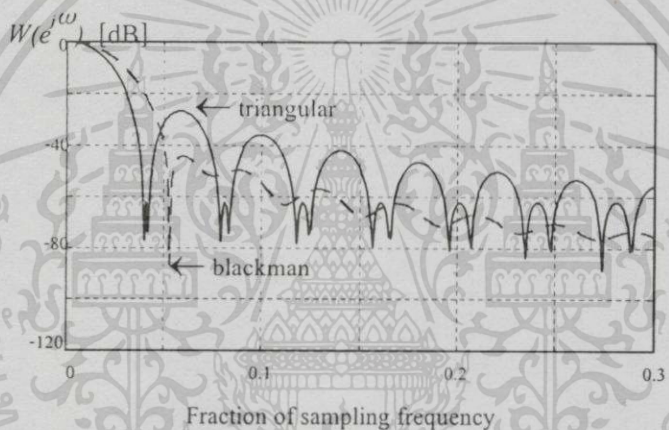


รูปที่ 4.5 รูปร่างวินโดว์ไคเซอร์เมื่อ  $\alpha$  มีค่าต่างๆ

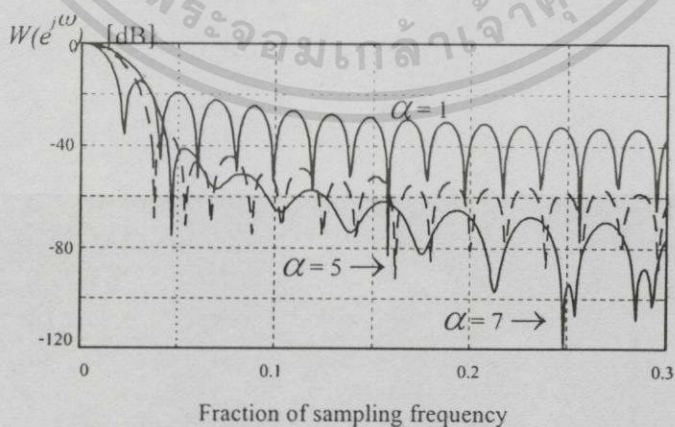
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์ฮามมิ่งและแฮมมิ่ง

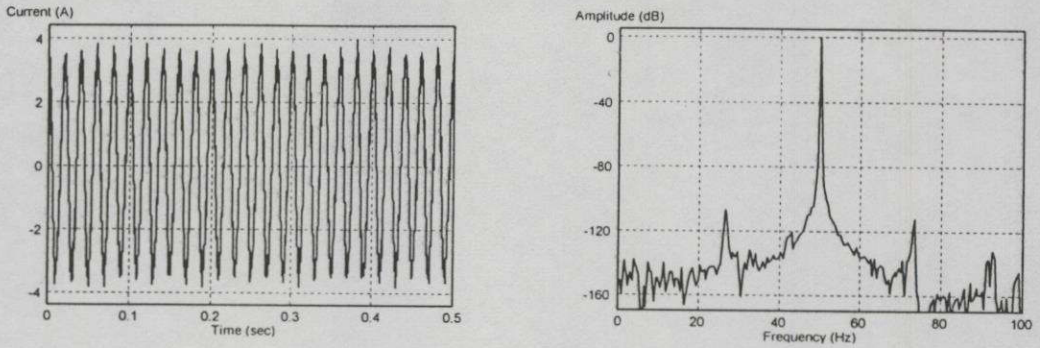


รูปที่ 4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์สามเหลี่ยมและแบล็คแมน

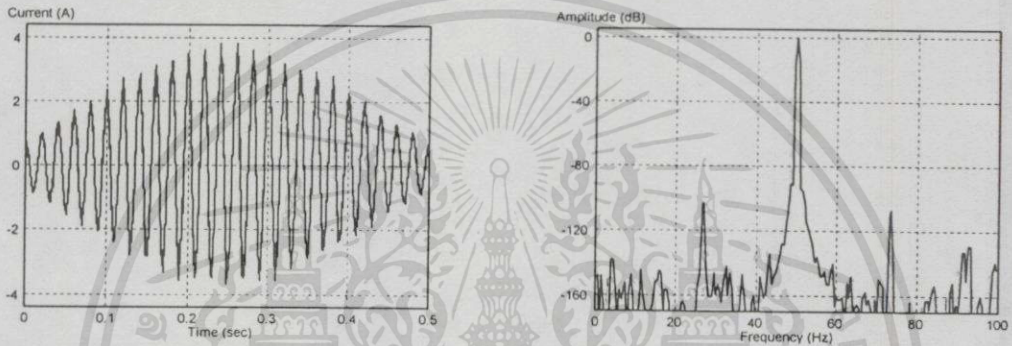


รูปที่ 4.8 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวินโดว์ไคเซอร์เมื่อ  $\alpha = 1, 5$  และ  $7$

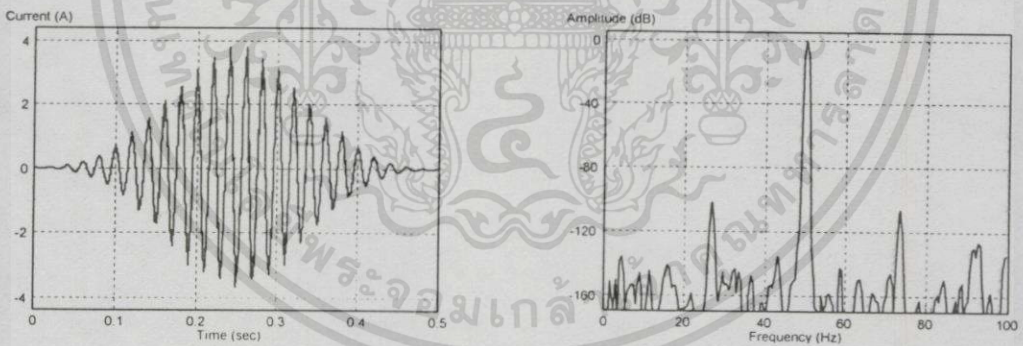
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 4.9 ตัวอย่างของข้อมูลกระแสเตเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ต่างๆ ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรา

- (a) ข้อมูลของกระแสเตเตอร์ที่ไม่ผ่านตัวกรองวินโดว์
- (b) ข้อมูลของกระแสเตเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ไคเซอร์ ( $\alpha=3$ )
- (c) ข้อมูลของกระแสเตเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์แบล็คแมน

#### 4.5 ทบทวนการทรานส์ฟอร์มแบบต่างๆ

การทรานส์ฟอร์มระหว่างสัญญาณในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่มีอยู่หลายแบบ ซึ่งทุกแบบก็มีวัตถุประสงค์เดียวกัน คือต้องการทรานส์ฟอร์มระหว่างสัญญาณในโดเมนเวลากับสัญญาณในโดเมนความถี่(หรือสเปกตรัม) จุดที่แตกต่างกันของการทรานส์ฟอร์มแต่ละแบบก็คือ คุณลักษณะของสัญญาณที่จะทำการทรานส์ฟอร์มเท่านั้น เช่น ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มจะใช้กับสัญญาณในโดเมนเวลาที่มีความต่อเนื่อง และพลังงานจำกัดในขณะที่อนุกรมฟูเรียร์ใช้กับโดเมนเวลาที่มีความต่อเนื่องเป็นคาบและมีพลังงานจำกัดซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การทรานส์ฟอร์มแบบต่างๆกับคุณลักษณะของสัญญาณที่เกี่ยวข้อง

ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม Fourier Transform (FT)	อนุกรมฟูเรียร์ Fourier Series (FS)
โดเมนเวลา $\longleftrightarrow$ โดเมนความถี่ ต่อเนื่อง                      ต่อเนื่อง	โดเมนเวลา $\longleftrightarrow$ โดเมนความถี่ ต่อเนื่องและเป็นคาบ                      ไม่ต่อเนื่อง
ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง Discrete Time Fourier Transform (DTFT)	ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มแบบไม่ต่อเนื่อง Discrete Fourier Series (DFS) หรือ Discrete Fourier Transform (DFT)
โดเมนเวลา $\longleftrightarrow$ โดเมนความถี่ ไม่ต่อเนื่อง                      ต่อเนื่องและเป็นคาบ	โดเมนเวลา $\longleftrightarrow$ โดเมนความถี่ ไม่ต่อเนื่องและเป็นคาบ                      ไม่ต่อเนื่องและเป็นคาบ

หมายเหตุ ถ้าไม่ระบุว่าเป็นคาบหมายถึง สัญญาณที่ไม่เป็นคาบ และมีพลังงานจำกัด (ที่อนันต์มีค่าเป็นศูนย์)[12]

จากตารางที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ามีเพียงการทรานส์ฟอร์ม DFT เท่านั้นที่มีสัญญาณในโดเมนเวลาและในโดเมนความถี่เป็นแบบไม่ต่อเนื่อง จุดนี้เป็นจุดสำคัญมากเพราะบ่งบอกว่าสามารถจะกระทำการทรานส์ฟอร์มนี้ได้โดยใช้การคำนวณ(การคูณและการบวก)ทางดิจิทัลได้ ซึ่งสามารถนำมาใช้ประยุกต์ได้สะดวกมากในคอมพิวเตอร์หรือในฮาร์ดแวร์โดยตรงก็ได้ การทรานส์ฟอร์มแบบอื่นมีสัญญาณแบบต่อเนื่องเกี่ยวข้องด้วยทำให้การทรานส์ฟอร์มต้องใช้วิธีอินทิเกรตซึ่งยุ่งยากมากกว่า

สมมุติให้  $x(n)$  เป็นสัญญาณในโดเมนเวลา และ  $X(k)$  เป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ที่เกิดจาก DFT โดยที่  $k$  แทนตัวชี้ลำดับของสัญญาณทางด้านความถี่ ทั้งสองสัญญาณมีความยาวเท่ากัน คือ  $N$  จะเขียนสัญลักษณ์ได้ว่า

$$\text{DFT}; N$$

$$x(n) \longleftrightarrow X(k) \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูตรการทรานส์ฟอร์มฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง(DFT) จะได้ว่า  $x(n)$  และ  $X(k)$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (4.9)$$

เมื่อจัดรูปสมการให้ง่ายขึ้นขออนุญาตให้  $W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}}$  เป็นค่าที่ขึ้นกับ  $N$  เท่านั้น สำหรับในการทรานส์ฟอร์มครั้งหนึ่งๆ  $N$  จะมีค่าคงที่ ดังนั้น  $W_N$  จึงเสมือนเป็นค่าคงที่ สามารถเขียนการทรานส์ฟอร์ม DFT ได้ใหม่เป็น

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (4.10)$$

และเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์จะได้เป็น

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^{1 \times 1} & \dots & W_N^{1 \times 2} & \dots & W_N^{1 \times (N-1)} \\ 1 & W_N^{2 \times 1} & \dots & W_N^{2 \times 2} & \dots & W_N^{2 \times (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1) \times 1} & \dots & W_N^{(N-1) \times 2} & \dots & W_N^{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

เมื่อ  $W_N^0 = 1$

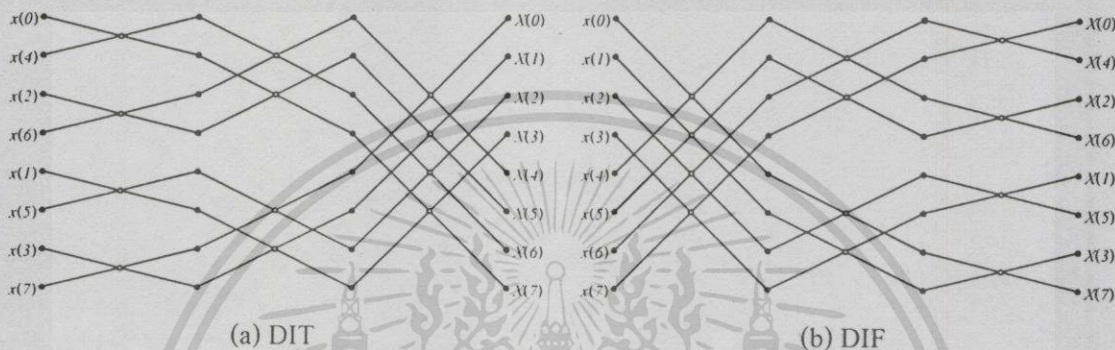
#### 4.6 การประมาณค่าสเปกตราด้วย Fast Fourier Transform, FFT

เนื่องจากการทรานส์ฟอร์มด้วย DFT มีประโยชน์ในการใช้งานมาก จึงได้มีความพยายามคิดค้นหาวิธีที่จะคำนวณ DFT ให้เร็วขึ้นและมีประสิทธิภาพมากขึ้นกว่าปกติ การทรานส์ฟอร์ม FFT ก็คือชื่อที่ใช้เรียกวิธีการคำนวณ DFT อย่างรวดเร็วกว่าการคิดปกตินั้นเอง เพราะฉะนั้นเมื่อกล่าวถึง FFT โดยหลักการแล้วขอให้นึกถึงว่ามันคือ DFT นั้นเองซึ่ง FFT ไม่ใช่การทรานส์ฟอร์มชนิดใหม่แต่อย่างใด

การคำนวณ DFT โดยตรงจากนิยาม ถ้าสัญญาณมีความยาวเท่ากับ  $N$  จะต้องใช้การคำนวณถึงประมาณ  $N^2$  CMACs (CMACs คือ Complex Multiplication and Accumulation เป็นหน่วยวัดการคำนวณซึ่ง 1 CMAC เท่ากับการกระทำทางคณิตศาสตร์ที่ประกอบด้วยการคูณเลขเชิงซ้อน 2 จำนวนเสร็จแล้วนำเอาผลลัพธ์ที่ได้ไปบวกสมทบกับเลขเชิงซ้อนอีกจำนวนหนึ่ง) ซึ่งมีค่ามากโดยเฉพาะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $N$  มีค่าสูงๆการใช้ FFT จะช่วยลดจำนวน CMAC ที่ต้องใช้ลงได้มาก ปัจจุบันได้มีการคิดค้นและเสนอผลงานเกี่ยวกับ FFT มากมายหลายแบบแต่ละแบบก็มีข้อดีและข้อเสียต่างกันออกไป โดยทั่วไปแล้วอาจแบ่งออกได้เป็นชนิดใหญ่ๆ 2 ชนิดด้วยกันคือ ชนิดลดทอนทางเวลา(Decimation in Time,DIT) กับชนิดลดทอนทางความถี่(Decimation in Frequency,DIF) ซึ่งทั้งสองชนิดนี้โดยหลักการแล้วมีความคล้ายคลึงกัน ซึ่งสามารถแสดงโดยการใช้กราฟการไหล(flow graph) หรือแผนภาพผีเสื้อ(butterfly diagram) ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แผนภาพผีเสื้อของ FFT ทั้ง 2 ชนิด

ในปัจจุบันได้มีผู้คิดค้นการคำนวณ DFT อย่างรวดเร็วได้หลายวิธี คำว่า FFT เป็นชื่อกลางๆที่ไม่ได้บ่งบอกว่าเป็นวิธีไหน ซึ่งโดยหลักการแล้วทั้ง DIT และ DIF จะมีความคล้ายคลึงกัน ดังนั้นการอธิบายจะขออธิบายหลักการการลดทอนทางเวลาหรือ DIT เพียงอย่างเดียว

พิจารณาการทรานส์ฟอร์ม DFT ในสมการที่(4.11) เมื่อ  $k=0,1,...N-1$  คือการคำนวณหา DFT จะต้องนิพจน์  $1/N$  ประกอบอยู่ด้วยเสมอ แต่ที่ละไว้ก็เพื่อความสะดวกในการอธิบาย ทั้งนี้เนื่องจากจุดที่สนใจก็คือการหาวิธีการคำนวณให้เร็วเท่านั้น ถ้าให้  $N$  เป็นเลขคู่สามารถกระจาย  $X(k)$  ให้อยู่ในรูปผลบวกของเทอมที่  $n$  เป็นคู่และเทอมที่  $n$  เป็นคี่ได้ดังนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n)W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1)W_N^{(2n+1)k} \tag{4.12}$$

เทอมคู่มาจาก  $x(0),x(2),x(4),...$       เทอมคี่มาจาก  $x(1),x(3),x(5),...$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n)W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1)W_N^{2nk} W_N^k \tag{4.13}$$

ถ้าพิจารณาเทอม  $w_N^{ab}$  ที่มี  $a$  และ  $b$  เป็นจำนวนใดๆที่ไม่เท่ากับ 0 จะสามารถย้ายด้วยกำลังของ  $w$  ไปเป็นตัวหารของ  $N$  ได้ดังนี้

$$w_N^{ab} = e^{-j\frac{2\pi}{N}ab} = e^{-j\frac{2\pi a}{N/b}} = w_{N/b}^a \quad (4.14)$$

ใช้ความจริงข้อนี้ แทนค่าเทอม  $w_N^{2nk}$  ด้วย  $w_{N/2}^{nk}$  ในสมการที่(4.13) จะได้

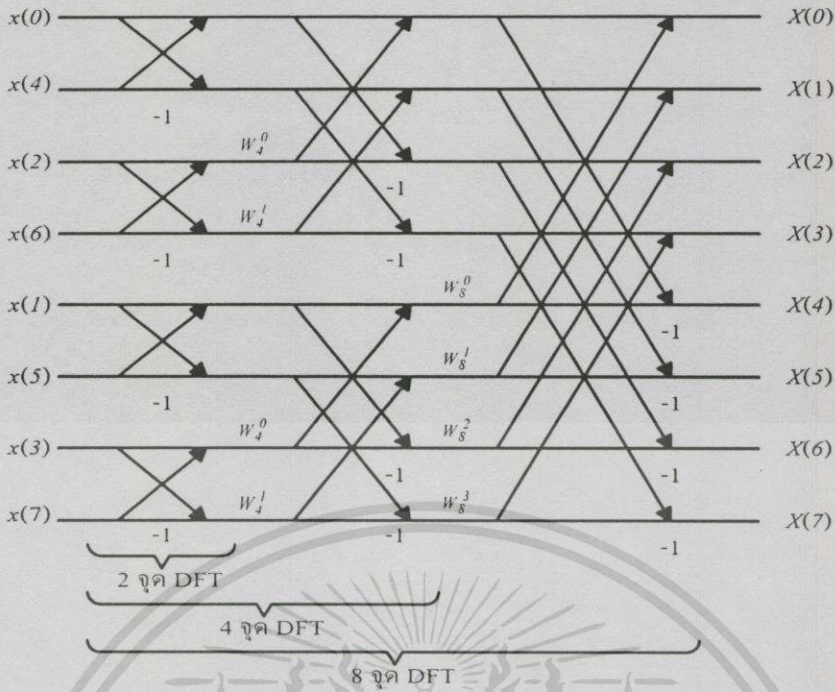
$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n)w_{N/2}^{nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1)w_{N/2}^{nk} \times w_N^k \quad (4.15)$$

DFT  $N/2$  จุด + DFT  $N/2$  จุด  $\times$  สัมประสิทธิ์พิเศษใช้คูณเทอมคี่

จะเห็นได้ว่า  $X(k)$  ได้กลายเป็นผลบวกของสองเทอม แต่ละเทอมเป็นรูปแบบของการคำนวณ DFT  $N/2$  จุด โดยเทอมแรกกระทำกับสัญญาณ  $x(0), x(2), \dots, x(N-2)$  และเทอมที่สองกระทำกับสัญญาณ  $x(1), x(3), \dots, x(N-1)$

ถ้ายุติการแตกกระจายเป็นเทอมย่อยแต่เพียงเท่านี้และคำนวณ DFT โดยใช้สมการที่(4.15) จะได้ว่าต้องคำนวณ DFT  $N/2$  เป็นจำนวน 2 ชุด ซึ่งแต่ละชุดจะต้องใช้จำนวน CMAC ในการคำนวณเท่ากับ  $(N/2)^2$  ดังนั้น ต้องใช้จำนวน CMAC ในการคำนวณทั้งสิ้นประมาณ  $2\left(\frac{N}{2}\right)^2 = \frac{N^2}{2}$  ในความเป็นจริงแล้วต้องใช้อีก  $N$  จุด เพื่อนำผลลัพธ์ของแต่ละชุดมาบวกกัน แต่เนื่องจากถ้า  $N$  ใหญ่พอประมาณ  $N$  จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ  $\frac{N^2}{2}$  จึงประมาณว่าไม่ต้องคิดการบวก  $N$  ครั้งนี้ได้

สรุปได้ว่าการหา  $w(k)$  ซึ่งเป็น DFT  $N$  จุด สามารถกระจายให้อยู่ในเทอมของ DFT  $N/2$  จุด ซึ่งจะทำให้จำนวน CMAC ที่ต้องใช้ลดลงประมาณครึ่งหนึ่งเช่นเดียวกัน ถ้าทำการแตกเทอม DFT  $N/2$  จุดที่อยู่ในสมการที่(4.15) นี้ต่อไป แต่ละเทอมก็จะสามารถกระจายให้กลายเป็นผลบวกของ DFT  $N/4$  จุดสองเทอม ซึ่งก็จะทำให้จำนวน CMAC ที่ต้องใช้ลดลงอีกประมาณครึ่งหนึ่งทำให้สามารถกระจายเช่นนี้ไปเรื่อยๆจนกระทั่งทุกตัวอยู่ในรูปของ DFT 2 จุด ซึ่ง DFT 2 จุดสามารถคำนวณได้ง่ายๆ ดังนี้ เช่น ถ้าต้องการทรานส์ฟอร์ม FFT เมื่อ  $N=8$  สามารถกระทำได้ด้วยการกระจาย DFT 8 จุด ให้อยู่ในรูปของ DFT 4 จุด สองเทอมบวกกันและสามารถกระจาย DFT 4 จุด ให้อยู่ในรูปของ DFT 2 จุด ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนภาพสี่เหลี่ยมได้ดังนี้



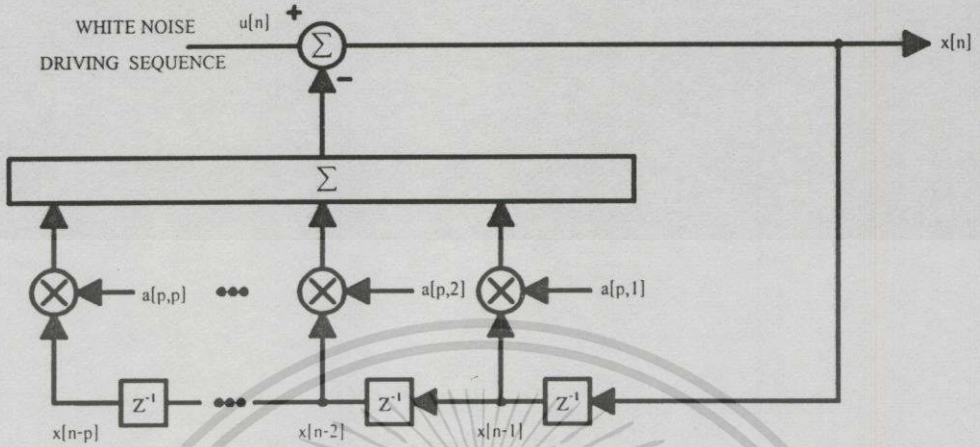
รูปที่ 4.11 แผนภาพรวมของการคำนวณ FFT 8 จุด

ข้อสำคัญสำหรับการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT คือความแม่นยำของการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ คือความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เป็น และไม่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ฟันคาเมนทอลซึ่งจะทำให้เกิดผลที่สำคัญๆตามมา 2 ประการ ประการแรกคือฮาร์โมนิกส์ย่อยที่ได้จากการคำนวณจะมีผลทำให้เกิดข้อผิดพลาดมาก(quantization error) เมื่อเทียบกับโทมฮาร์โมนิกส์ซึ่งข้อผิดพลาดนี้จะมีผลกระทบต่อความแม่นยำเนื่องจากความคลาดเคลื่อนของความถี่ ผลที่ตามมาประการที่ 2 คือการรั่วไหลของสเปกตรา(Spectral leakage หรือ Peak spreading) ซึ่งผลที่ตามมานี้มีความสำคัญมาก กล่าวคือเมื่อฮาร์โมนิกส์ที่มีค่าแอมพลิจูดต่ำ(small-amplitude harmonics) ที่อยู่ใกล้กับฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดมากค่าหนึ่ง ซึ่งมันจะถูกปิดบังโดยการกระจายของพลังงาน(energy distribution) ของฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดสูงกว่า และเพื่อที่จะลดผลที่เกิดขึ้นนี้วิธีหนึ่งที่นิยมนำมาใช้คือตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์[13]

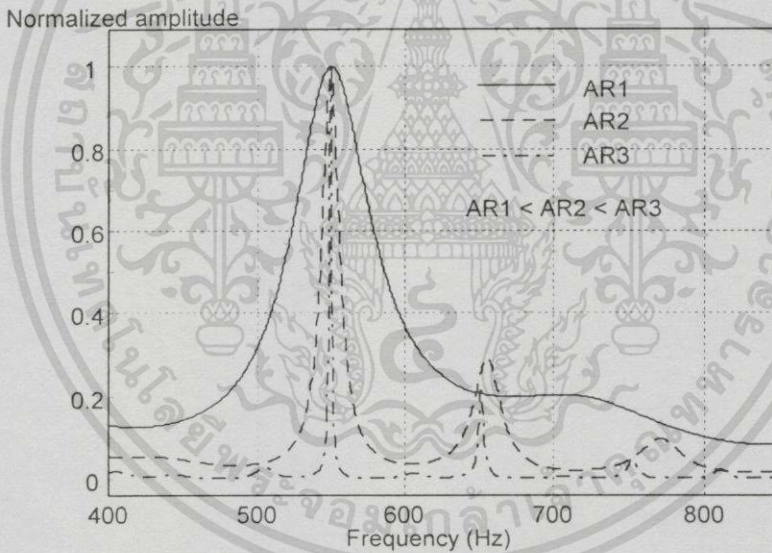
#### 4.7 การประมาณค่าสเปกตราด้วย Maximum Entropy Method, MEM[14]

ประโยชน์หลักของ MEM จะเกี่ยวข้องกับวิธีกระทำต่อข้อมูลที่ไมทราบค่า(unknown data) ซึ่งอยู่ภายนอกช่วงของการแซมปลิงทำให้ MEM สามารถทำนายข้อมูลได้ ไม่เหมือนกับ FFT ซึ่งจำกัดข้อมูลให้อยู่ในช่วงของการทำนายรายคาบ(periodic) นอกจากนี้ MEM ยังสามารถกำจัดปัญหาเรื่องการรั่วไหลของสเปกตราได้อีกด้วย การเปลี่ยนแปลงโมเดลของ MEM จะขึ้นอยู่กับโมเดลพารามิเตอร์(model parameters) รูปแบบหนึ่งที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 4.12 สิ่งสำคัญ

ที่จำเป็นจะต้องได้มาคือ autogressive (AR) หรือ AR ฟิลเตอร์(AR filter) ซึ่งแตกต่างกันในการนำไปประยุกต์ใช้กับงานต่างๆ รูปที่ 4.13 แสดงสเปคตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM



รูปที่ 4.12 AR model of order p



รูปที่ 4.13 สเปคตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM เมื่อ AR ฟิลเตอร์ต่างกัน

4.7.1 โมเดล stochastic

ข้อมูลที่จะนำมาประมวลผล เช่นข้อมูลของกระแสเตเตอร์โดยทั่วไปแล้วจะมีสัญญาณฮาร์โมนิกส์เข้ามาปะปนเป็นจำนวนมาก เช่น ในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์ การกระจายของขดลวด รูปทรงของสลอต สภาวะอิมิตัวของสนามแม่เหล็กและยังมีอีกมากดังที่ได้กล่าวมาแล้ว สัญญาณรบกวนที่กล่าวมานี้มีสาเหตุมาจากชุดควบคุมและโครงสร้างของมอเตอร์เอง แต่ยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในขณะที่เก็บข้อมูลและลำดับขั้นตอนของการประมวลผล ได้แก่ ตัวทรานสดิวเซอร์กระแส ความคลาดเคลื่อนเนื่องจากจำนวนของข้อมูลซึ่งจะเกิดในระบบการประมวลผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบดิจิทัลเป็นต้น ซึ่งผลที่ได้นี้ทำให้เป็นการยากและซับซ้อนมากที่จะบอกถึงฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจริงในมอเตอร์ สำหรับกรณีนี้การจำลองสัญญาณกระแสเตเตอร์ให้อยู่ในรูปของกระบวนการ stochastic จะมีประโยชน์มากต่อการวิเคราะห์ ในโมเดลแบบ stochastic แอมพลิจูดของตัวอย่างสัญญาณที่เวลาหนึ่งจะถูกสมมุติให้สามารถหาได้โดยอาศัยความน่าจะเป็น

#### 4.7.2 โมเดล autoregressive

เมื่อไม่คำนึงถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการวัด โมเดล stochastic จะถูกสมมุติให้เป็น autoregression ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ในโมเดล AR ตัวอย่างของเอ้าท์พุทที่ได้คือ  $x[n]$  ซึ่งเป็นผลรวมของจำนวนการแซมปลิงมีค่าเป็นลบ และบวกกับเทอมของสัญญาณรบกวน  $u[n]$  (white noise)

$$x[n] = - \sum_{k=1}^p a[p,k] \cdot x[n-k] + u[n] \quad (4.16)$$

โดยที่  $a[p,k]$  คือพารามิเตอร์ AR ซึ่ง  $k$  คือกระบวนการ AR ที่ลำดับ  $p^{\text{th}}$  และจะให้ความหนาแน่นของสเปกตรากำลังเอ้าท์พุทเป็น

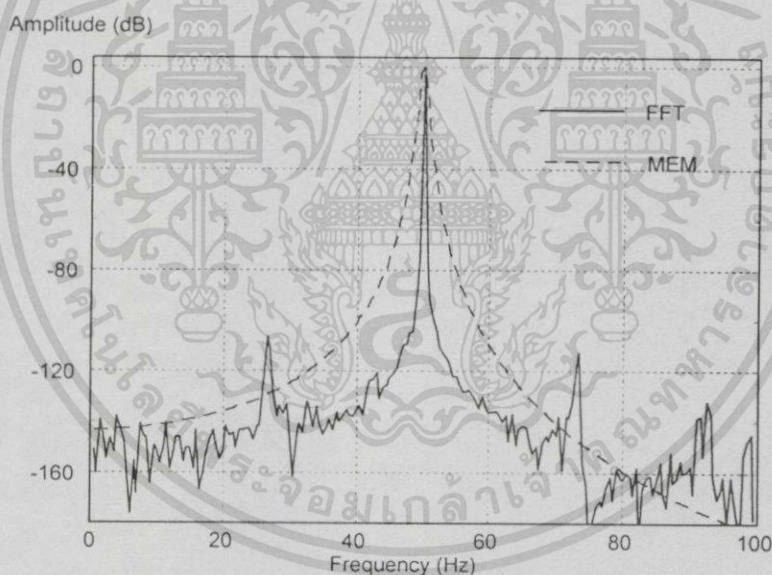
$$P(f) = \frac{P_m}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p a[p,k] \exp(-j2\pi k f \Delta t) \right|^2} \quad (4.17)$$

เมื่อ  $P_m$  คือความหนาแน่นสเปกตรัมของ white noise หรือความคลาดเคลื่อนของการทำนาย(prediction error) จากที่ได้กล่าวทั้งหมดในข้างต้นจะเรียกอัลกอริธึมนี้ว่า maximum entropy method, MEM หรือ maximum entropy spectral estimation, MESE

#### 4.7.3 การเลือกอันดับของโมเดล

สเปกตรัมที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จะขึ้นอยู่กับอันดับของข้อผิดพลาดที่ได้ทำนายไว้(prediction error) ในการประมาณค่าสเปกตรัมที่อันดับต่ำๆ สเปกตรัมที่ได้จะมีความเรียบของสเปกตรัม(smooth spectrum) มากกว่าในอันดับสูงๆ ในขณะที่อันดับสูงๆจะมีผลต่อสเปกตรัมปลอม(spurious) ซึ่งในความจริงแล้วสเปกตรัมจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่เอ้าท์พุทของอินเวอร์เตอร์และแรงดัน ดังนั้นเกณฑ์การเลือกอันดับที่เหมาะสม(optimum order) จะขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานและการนำไปใช้งานนั้นๆ

โดยปกติแล้วขนาดของสเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จะไม่มีความถูกต้องของสัญญาณในโดเมนเวลา โดยเฉพาะที่ความถี่พินคาเมนทอลต่ำๆจะมีความผิดพลาดสูงกว่าที่ความถี่พินคาเมนทอลสูงๆ[14] ซึ่งปัญหานี้จะทำให้การตรวจจับ RSH ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็กในช่วงของความถี่ต่ำผิดพลาดไปได้ ดังนั้นอาจจะกล่าวได้ว่าโมเดล AR อาจจะไม่แสดงสัญญาณกระแสร่างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่ำๆ หากสัญญาณของ RSH มีขนาดที่เล็กมากใกล้เคียงกับฮาร์โมนิกส์รอบข้าง แต่สมรรถนะของ MEM จะดีขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ที่ความถี่สูง MEM จะทำงานได้อย่างสมบูรณ์ที่สุด มีความแม่นยำมากกว่าความถี่ต่ำ ในส่วนของสเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT อาจจะไม่ไ้ประมาณความถี่ของสัญญาณได้อย่างแม่นยำเสมอไป เนื่องมาจากช่วงของการแซมปลิง(measurement interval) ไม่ได้เป็นจำนวนเท่าของคาบสัญญาณซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดการรั่วไหลของสเปกตรา และเพื่อที่จะลดปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้จำเป็นจะต้องใช้ตัวกรองวินโดว์และเทคนิค interpolation ในส่วนของ MEM จะให้การประมาณที่แม่นยำกว่า ถึงแม้ว่าความยาวของข้อมูลจะน้อยกว่า ซึ่ง MEM สามารถที่จะประมาณค่าของข้อมูลทำให้มีความแม่นยำได้มากกว่า FFT [15] รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบสเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และ MEM



รูปที่ 4.14 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสเปกตราที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และ MEM

#### 4.8 การประมวลผลแบบหลายอัตราแซมปลิง

วิธีที่จะเปลี่ยนอัตราการแซมปลิงของสัญญาณอย่างง่ายก็คือ การแปลงสัญญาณนั้นกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกก่อน แล้วแซมปลิงสัญญาณอนาล็อกใหม่ด้วยอัตราการแซมปลิงใหม่ที่ต้องการ วิธีนี้ให้อิสระในการเปลี่ยนอัตราการแซมปลิงพอสมควร โดยสามารถใช้อัตราการแซมปลิงใหม่เป็นเท่าไรก็ได้ ทั้งนี้โดยไม่ขัดแย้งกับหลักการของการแซมปลิงที่ถูกต้อง นั่นก็คือ อัตราการแซมปลิงใหม่จะต้องมากกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดที่มีอยู่ในสัญญาณ

กรณีที่เป็นกรเพิ่มอัตราการแซมปลิง จะไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการโอเวอร์ซิง เนื่องจากอัตราการแซมปลิงใหม่มากกว่าอัตราเก่า ซึ่งหมายถึงย่านในควิตซ์กว้างขึ้น ดังนั้นถ้าสัญญาณไม่ต่อเนื่องเดิมไม่มีโอเวอร์ซิง สัญญาณใหม่ก็จะมีทางเกิดโอเวอร์ซิงเช่นกัน แต่ในกรณีของการลดอัตราการแซมปลิงซึ่งย่านในควิตซ์จะแคบลง จะต้องระมัดระวังไม่ให้ความถี่ของสัญญาณเดิมมากเกินไปกว่าครึ่งหนึ่งของอัตราการแซมปลิงใหม่ ถ้าหากมากกว่าจำเป็นจะต้องกรองความถี่ในช่วงที่มากกว่านั้นทิ้งไป โดยอาจใช้ตัวกรองคิจิตอลกรองทิ้งก่อนแปลงเป็นอนาล็อก หรือใช้ตัวกรองอนาล็อกกรองก่อนที่จะทำการแซมปลิงใหม่ก็ได้

วิธีเปลี่ยนอัตราการแซมปลิงโดยแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อกก่อนเช่นนี้ เป็นวิธีที่ไม่นิยมทำเนื่องจากมีข้อเสียหลายประการ เช่น ไม่สะดวกที่จะมีวงจรมอนาล็อกเพิ่มเข้ามาในกึ่งกลางของการประมวลผล โดยเฉพาะกับอัลกอริทึมที่ต้องการประมวลผลในเชิงคิจิตอล เช่น อัลกอริทึมสำหรับการตรวจจับโรเตอร์สล็อตอาร์โมนิกส์ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งการเปลี่ยนอัตราการแซมปลิงที่ทำงานได้โดยไม่ต้องแปลงสัญญาณกลับเป็นอนาล็อก สามารถทำได้ดังหัวข้อต่อไปนี้

#### 4.8.1 การเดซิมเมต

การลดอัตราการแซมปลิงในโดเมนสัญญาณไม่ต่อเนื่องจะมีขั้นตอนคือ ถ้าต้องการลดอัตราการแซมปลิงลงด้วยอัตราส่วน  $1/D$  หรือลดอัตราลง  $D$  เท่า โดยที่  $D$  เป็นจำนวนเต็ม ก็สามารถทำได้โดยสร้างสัญญาณใหม่ขึ้นมาโดยดึงเอาสัญญาณเก่ามา  $1$  ค่า แล้วเว้น  $D-1$  ค่า ตัวอย่าง เช่น ถ้า  $D=3$  จะต้องสร้างสัญญาณใหม่  $y(n)$  โดยดึงเอาค่าจากสัญญาณเก่า  $x(n)$   $1$  ค่า แล้วเว้น  $2$  ค่าจะทำให้ได้อัตราข้อมูลของ  $y(n)$  น้อยลง (หรือช้าลง) กว่า  $x(n)$   $3$  เท่า หรือถ้าคิดในแง่ปริมาณของข้อมูลแล้วก็จะได้ว่าจำนวนข้อมูลของ  $y(n)$  น้อยลงกว่า  $x(n)$   $3$  เท่า ข้อระวังของการลดอัตราการแซมปลิงลง คือจะทำให้ย่านในควิตซ์แคบลงจะทำให้เกิดการซ้อนทับของสเปกตรัมขึ้น หรือเกิดโอเวอร์ซิงนั่นเอง การลดอัตราการแซมปลิงที่ถูกต้อง จะต้องกรองสัญญาณความถี่สูงนี้ทิ้งไป รูปที่ 4.15(a) แสดงการเดซิมเมตข้อมูล

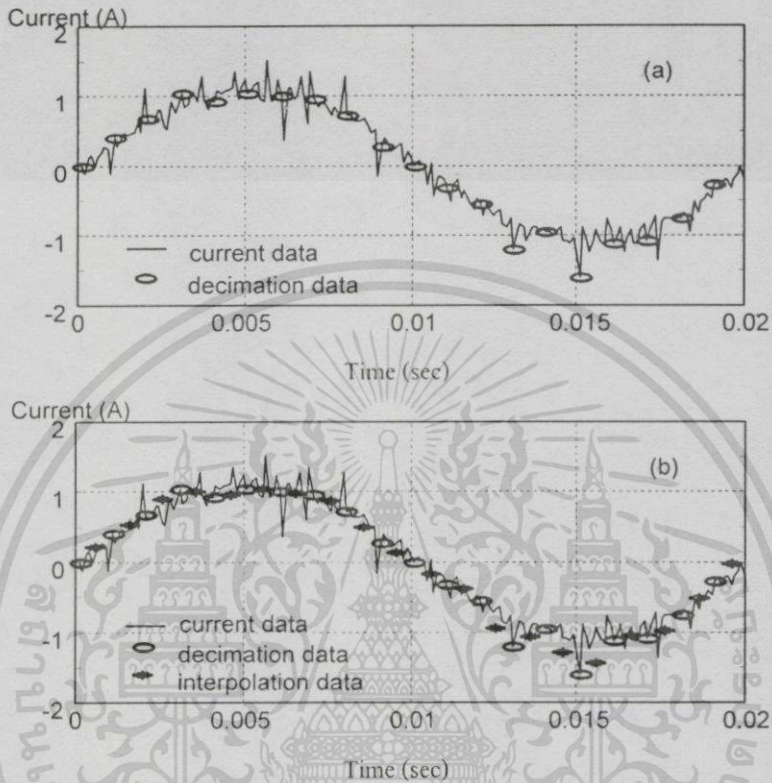
#### 4.8.2 การอินเตอร์โพลेट

เช่นเดียวกันกับการลดอัตราการแซมปลิง ก็สามารถเพิ่มอัตราการแซมปลิงของสัญญาณขึ้นได้  $I$  เท่า โดยที่  $I$  เป็นจำนวนเต็ม สมมุติว่าใช้  $I=3$  หมายถึงว่า สัญญาณใหม่  $y(n)$  จะมีอัตราข้อมูลเพิ่มขึ้นจากสัญญาณเก่า  $x(n)$   $3$  เท่า หรือถ้าคิดในแง่ของการประมวลผลแบบไม่เป็นเวลาจริง ก็จะได้ว่า  $y(n)$  จะมีจำนวนข้อมูลมากขึ้น  $3$  เท่า

สำหรับการเพิ่มอัตราการแซมปลิงกรณี  $I=3$  จะได้ย่านในควิตซ์เพิ่มขึ้นจากเดิมสามเท่า ดังนั้นโอเวอร์ซิงจะไม่เป็นปัญหาที่ต้องคำนึงเหมือนในกรณีของการลดอัตราการแซมปลิง แต่ปัญหาใหม่ก็คือการสร้างสัญญาณ  $y(n)$  ขึ้นมานั้นจะต้องนำสัญญาณ  $x(n)$  มา แล้วแทรกข้อมูลใหม่เพิ่มลงไป  $2$  จุดในระหว่างทุกๆจุดของ  $x(n)$  เพื่อให้มีอัตราข้อมูลเพิ่มขึ้นสามเท่า ปัญหาที่จะต้องหาข้อมูลใหม่เหล่านี้มาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไร โดยเงื่อนไขของข้อมูลใหม่ที่จะเติมลงไป คือ มันต้องเป็นค่าเฉลี่ยที่ถูกค้องระหว่างข้อมูลที่มันเข้าไปแทรก โดยไม่ทำให้สเปกตรัมเดิมของสัญญาณผิดเพี้ยนไป รูปที่ 4.15(b) แสดงการอินเตอร์โพลของข้อมูล



รูปที่ 4.15 ข้อมูลของกระแส (a) เมื่อลดจำนวนของข้อมูลด้วยการเดซิไมต์ (b) เมื่อเพิ่มจำนวนของข้อมูลด้วยการอินเตอร์โพล

#### 4.9 สรุป

การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ได้นำเสนอนี้ จะเป็นกระบวนการสำคัญสำหรับการออกแบบอัลกอริทึม ที่ใช้สำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์ อัลกอริทึมที่ได้นำเสนอจะเป็นการออกแบบด้วยการประมวลผลเชิงดิจิทัลเป็นหลัก เพื่อให้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็ก และเป็นได้ทั้งโหม่งฮาร์โมนิกส์และฮาร์โมนิกส์ย่อยปรากฏขึ้นได้อย่างชัดเจน ในส่วนของการใช้ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์จะช่วยลดผลการรั่วไหลของสเปกตรตามผลการตอบสนองของแต่ละฟังก์ชันวินโดว์ ที่สามารถทำให้ โหลดข้างลดลงอย่างไรก็ตามคุณสมบัติของวินโดว์ต่างๆมีข้อน่าสังเกต 2 ประการคือ ความกว้างของโหลดหลักจะแปรตามค่า  $1/N$  หมายถึงว่าถ้าต้องการออกแบบตัวกรองให้มีแถบเปลี่ยนสถานะแคบก็จะต้องใช้  $N$  ค่ามาก ประการที่สอง ค่าขนาดของโหลดข้างที่เป็นส่วนทำให้เกิดลูกคลื่นบนผลการตอบสนองความถี่ไม่ได้แปรตาม  $N$  แต่ขึ้นอยู่กับชนิดของวินโดว์ที่ใช้ ในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

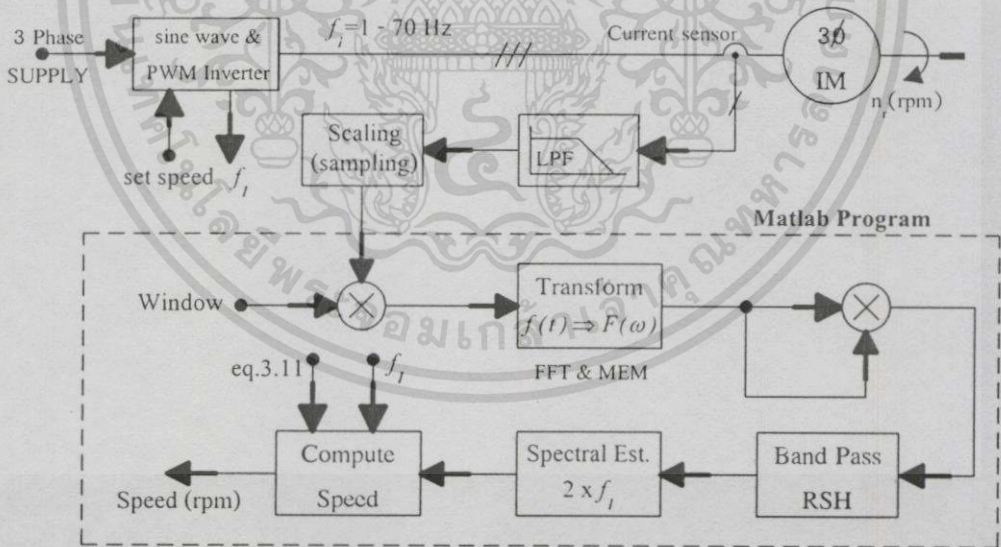
จะเป็นการพัฒนาเพื่อการประมวลผลที่เร็วขึ้นของ DFT ซึ่งจะทำให้การคำนวณ DFT ใช้การคูณจำนวนเชิงซ้อนเพียง  $N \cdot \log_2 N$  ครั้งเท่านั้นหรือทำให้จำนวนครั้งในการคูณตัวเลขลดลงไปถึง  $N / (\log_2 N)$  เท่า ในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จะมีข้อดีในเรื่องของการเพิ่มความละเอียดของความถี่ได้ตามต้องการ เนื่องจาก MEM เป็นการทำนายการประมาณค่าสเปกตราเพื่อใช้ในการตรวจจับ offset peak วิธีนี้อยู่บนพื้นฐานของรูปแบบการทำนายเชิงเส้น (linear prediction model) ซึ่งผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (impulse response) นั้นจะแมทช์ (match) กับข้อมูลได้ดีที่สุดด้วย least-squares minimization ในการทำนายแบบเชิงเส้น ซึ่งจะมีความแน่นอนของการตรวจจับสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าอัลกอริธึมการค้นหาค่าสูงสุดด้วย FFT เพราะว่ามันขึ้นอยู่กับการกระจายทั้งหมดของพลังงานของสัญญาณมากกว่าค่าแอมพลิจูดที่จุดต่อเนื่อง (discrete points) [15]



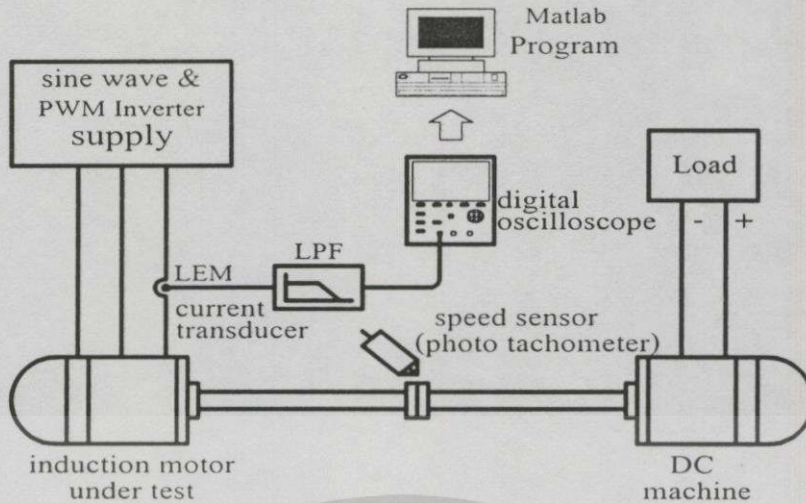
การออกแบบอัลกอริธึม

5.1 อัลกอริธึมสำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์

ในการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ (Rotor Slot Harmonics, RSH) จะเป็นการคำนวณจากโดเมนความถี่ โดยเฉพาะที่ความถี่ไม่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ฟันคานาเมนทอล ซึ่งความเหมาะสมของการค้นหาความถี่ที่เกิดจากความถี่เป็นสล็อตของโรเตอร์จะถูกกำหนดด้วยเวลาที่ใช้ในการแซมปลิง (sampling time) ของข้อมูลกระแสสแตเตอร์ ที่จะทำให้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ปรากฏขึ้นได้ และค่าความละเอียดของความถี่ (Frequency Resolution, FR) จะถูกกำหนดด้วยจำนวนของรูปคลื่น ซึ่งจะทำให้ความถี่ของโรเตอร์สล็อตมีความถูกต้องมากที่สุด อัลกอริธึมที่ได้นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.1 จึงได้พิจารณาจากสิ่งเหล่านี้และรวมถึงเทคนิคที่จะทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่มีขนาดเล็กโดดเด่น การลดลงของสัญญาณรบกวนและการลดของการรบกวนไหลสเปคตราโดยใช้ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว ซึ่งเป็นเทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมาช่วยในการตรวจจับ RSH



รูปที่ 5.1 อัลกอริธึมสำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์



รูปที่ 5.2 ระบบของชุดทดสอบ

อัลกอริทึมที่ถูกสร้างขึ้นนี้จะนำไปทดลองกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสดังกล่าว โดยทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นรูปคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 1-70Hz ซึ่งมีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.9kHz โดยความเร็วที่คำนวณได้จะนำไปเปรียบเทียบกับ photo tachometer แบบทั่วไปที่มีความคลาดเคลื่อนประมาณ  $\pm 1$  rpm โหลดของมอเตอร์เป็นโหลดทางกลด้วยเหล็กถ่วงน้ำหนัก และโหลดทางไฟฟ้าโดยใช้เครื่องจักรกลไฟฟ้าค้ำน้ำหนักทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายให้กับโหลดไฟ แสดงดังรูปที่ 5.2

## 5.2 ข้อมูลกระแส

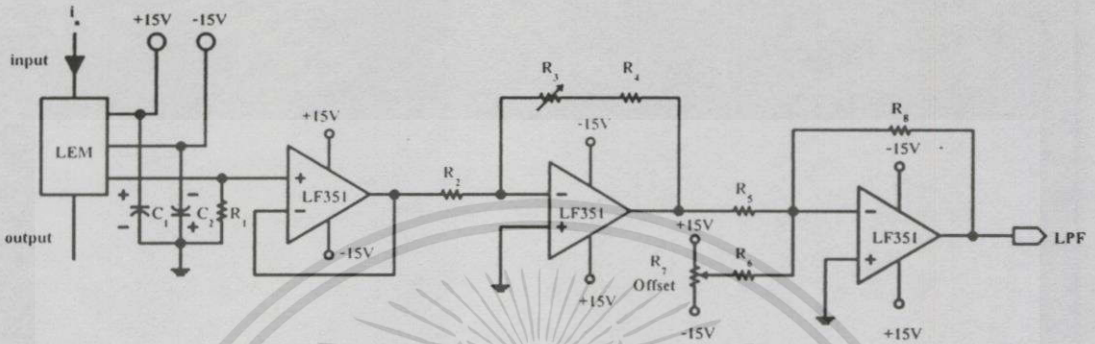
ข้อมูลของกระแสถือว่ามีความสำคัญมาก เนื่องจากว่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่แล้วจะมาจากข้อมูลที่จะนำมาประมวลผล ซึ่งข้อผิดพลาดหรือความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลที่จะนำมาประมวลผล นอกจากนี้ความคลาดเคลื่อนของข้อมูลยังมีสาเหตุมาจากอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในการตรวจจับ ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ที่จะนำมาตรวจจับข้อมูลกระแสจะต้องไม่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์หรือทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์น้อยที่สุด โดยเฉพาะฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการตรวจจับมีขนาดเล็กมาก

### 5.2.1 วงจรตรวจจับกระแส

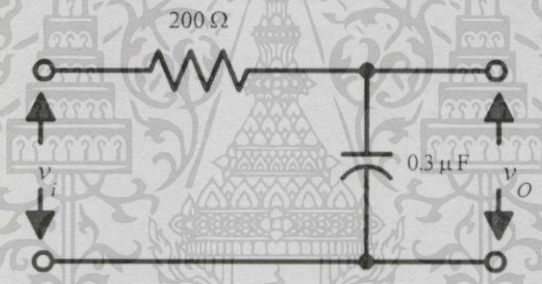
วงจรจะทำหน้าที่ตรวจจับกระแส(current transducer) เพื่อเก็บข้อมูลของกระแสเดเตอร์ ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ LEM ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการของ hall-effect เนื่องจากมีข้อดีกว่าหม้อแปลงกระแส(current transformer) คือสามารถตรวจจับได้ทั้งรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ ครอบคลุมความถี่สูงได้ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้มีค่าต่ำ มีให้เลือกใช้งานได้หลายขนาดและใช้งานง่าย ซึ่งในการทดลองนี้ได้ใช้ LEM เพื่อตรวจจับกระแสเดเตอร์  $I_d$  เพื่อนำมาประมวลผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณดิจิทัลด้วยโปรแกรม Matlab โดยได้เลือกพิกัด 25A รุ่น LA25-NP สำหรับการใช้งาน LEM จะต้องมีการปรับย่านให้เหมาะสม ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ปรับค่าไว้ที่ 1A(rms):1V(peak) นอกจากนี้ต้องมีวงจรสนับสนุนการทำงานด้วย เช่น แหล่งจ่ายไฟดีซีขนาด  $\pm 15V$  วงจรบัฟเฟอร์เพื่อทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสูงขึ้นและวงจรปรับค่าออฟเซตสัญญาณ ตามรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรตรวจจับกระแส

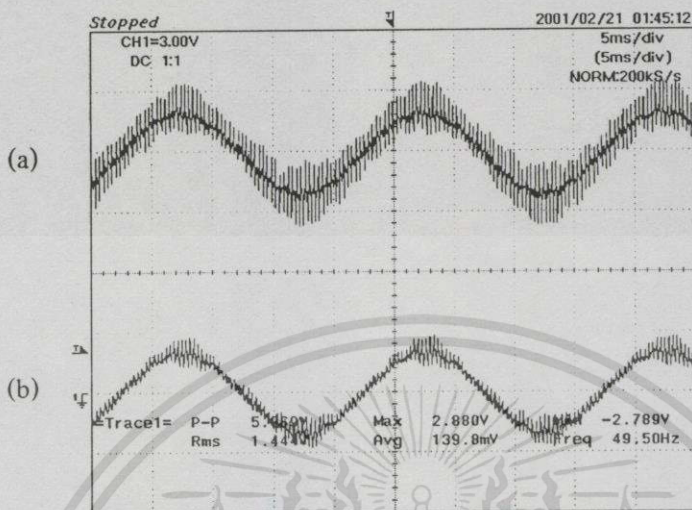


รูปที่ 5.4 วงจรกรองความถี่ต่ำ(LPF)

### 5.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าวงจรกรองอนาล็อกจะไม่ช่วยต่อการตรวจจับ RSH แต่ในอัลกอริทึมนี้ได้มีขึ้นเพื่อป้องกันฮาร์โมนิกส์ที่มีสาเหตุมาจากการเหนี่ยวนำขึ้นของอีกฮาร์โมนิกส์หนึ่ง ซึ่งในการออกแบบจะพิจารณาที่ความถี่ของ RSH มีค่าสูงสุดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ A เนื่องจากมีจำนวนสล็อตของโรเตอร์มากที่สุดคือมี 44 สล็อต 4 ขั้วแม่เหล็ก และทดสอบที่ความถี่สูงสุด 70Hz และเพื่อป้องกันไม่ให้ RSH ถูกกรองออกไปจึงได้เพิ่มช่วงความถี่ของ RSH ให้มีค่ามากขึ้นโดยการกำหนดให้จำนวนสล็อตเท่ากับ 50 สล็อต และความถี่ฟันดาเมนทอล 80Hz จากสมการที่(3.10) จะสามารถคำนวณความถี่ของ RSH ที่จะเกิดขึ้นได้คือ 2,080Hz ในอันดับที่  $k=+1$  แต่ในการทดลองต้องการทดลองในอันดับสูงสุดคือที่  $k=+7$  ซึ่ง RSH จะมีความถี่ 2,560Hz และเพื่อให้ RSH ในอันดับที่  $k=+7$  นี้ไม่ถูกลดทอนเนื่องจากวงจรกรอง เมื่อกำหนดให้ความถี่ของมันเป็นความถี่คัทออฟและเพื่อ

ความเหมาะสมกับอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้จึงได้เพิ่มค่าความถี่คัทออฟเป็น  $2.7\text{kHz}$  โดยค่า  $C=0.3\mu\text{F}$  และ  $R=200\Omega$  แสดงวงจรการต่อดังรูปที่ 5.4

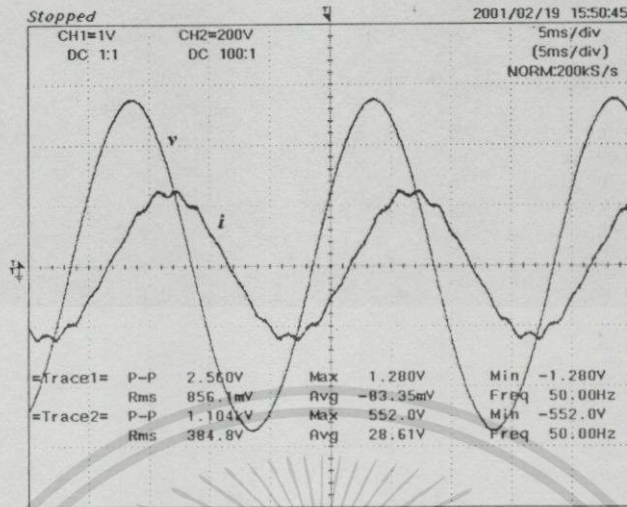


รูปที่ 5.5 รูปคลื่นของกระแสเดเตเตอร์เมื่อ (a) ไม่ผ่าน และ (b) ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ

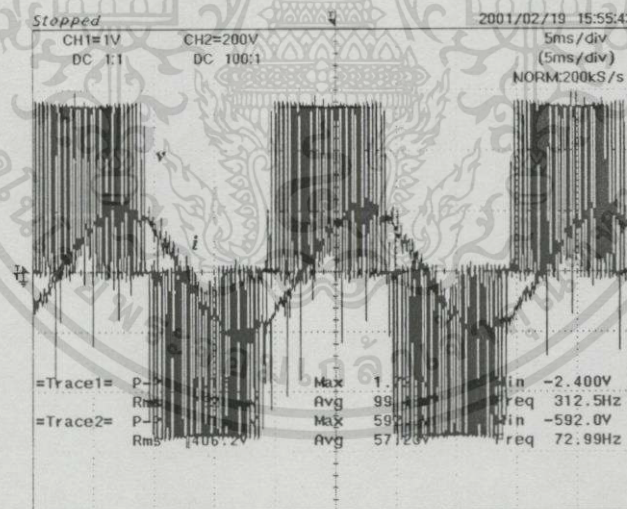
### 5.2.3 อัตราการแซมปลิง

จำนวนของข้อมูลที่ได้จากการแซมปลิงจะมีความสำคัญมาก กล่าวคืออัตราการแซมปลิง (sampling rate) ที่สูงจะทำให้ได้ความละเอียดของรูปคลื่นมาก แต่จะทำให้สิ้นเปลืองพื้นที่ในหน่วยความจำ หรือใช้เวลาในการประมวลผลนาน และถ้าใช้อัตราการแซมปลิงที่ต่ำเกินไปก็อาจจะทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการตรวจจับไม่สามารถปรากฏขึ้นได้หรือสัญญาณเกิดการโอเวอร์ซิง รูปที่ 5.6 เป็นรูปคลื่นของสัญญาณแรงดันไลน์ ( $v$ ) และสัญญาณกระแสเดเตเตอร์ ( $i$ ) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นทั้ง 2 มีความต่อเนื่องของสัญญาณและมีลักษณะเป็นคาบอย่างชัดเจน ดังนั้นจึงสามารถใช้อัตราการแซมปลิงที่ค่าเดียวกันได้

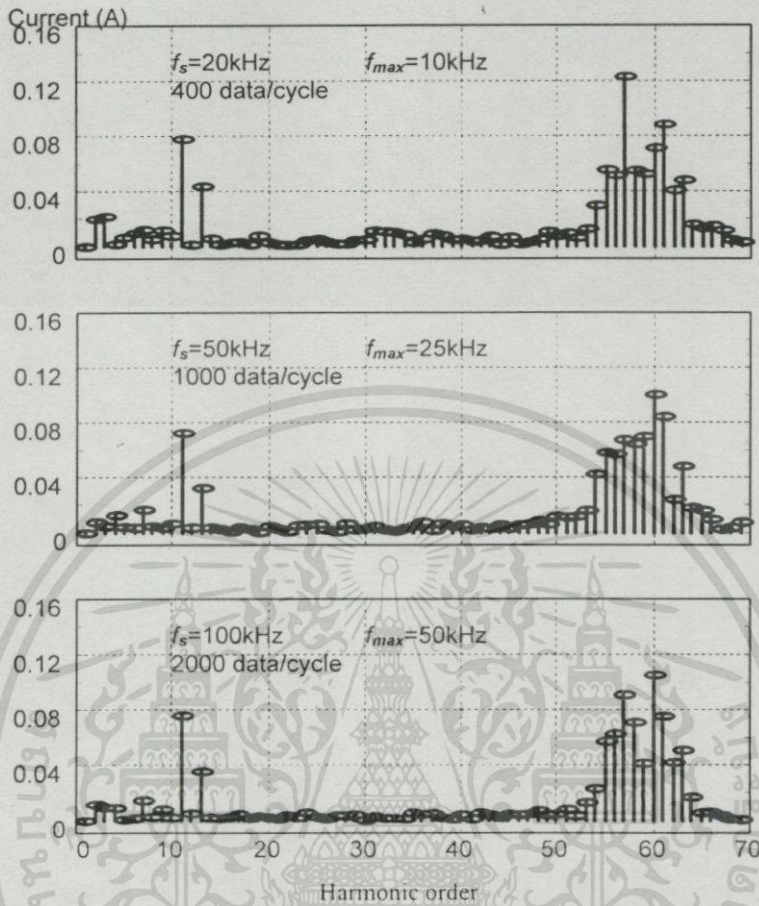
รูปที่ 5.7 เป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสเดเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็นชนิดปรับความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นของสัญญาณกระแสกับแรงดันจะแตกต่างกันอย่างสิ้นเชิง ซึ่งรูปคลื่นของกระแสถึงแม้ว่าจะไม่มีความต่อเนื่องของสัญญาณเหมือนกับรูปคลื่นกระแสของรูปที่ 5.6 แต่ความถี่ของสัญญาณกระแสทั้งสองยังคงมีค่าเท่ากัน ซึ่งข้อดีนี้เป็นอีกเหตุผลหนึ่งที่ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ข้อมูลของกระแสในการประมวลผลเพื่อค้นหา RSH เนื่องจากว่าสามารถใช้อัตราการแซมปลิงที่ค่าเดียวกันได้ แต่ในกรณีของรูปคลื่นแรงดันที่เป็น PWM ซึ่งมีความถี่ที่เกิดจากการสวิตซ์ซึ่งปะปนอยู่ในความถี่ฟันดาเมนทอล ทำให้ต้องใช้อัตราการแซมปลิงที่สูงกว่าของรูปคลื่นกระแส เพื่อป้องกันการเกิดโอเวอร์ซิงของสัญญาณ ด้วยสาเหตุนี้อัลกอริทึมสำหรับการค้นหา RSH จึงได้ใช้สัญญาณของกระแสเดเตเตอร์ในการนำมาประมวลผล



รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดัน  $V_{LL}$  และกระแสเดเตอร์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์

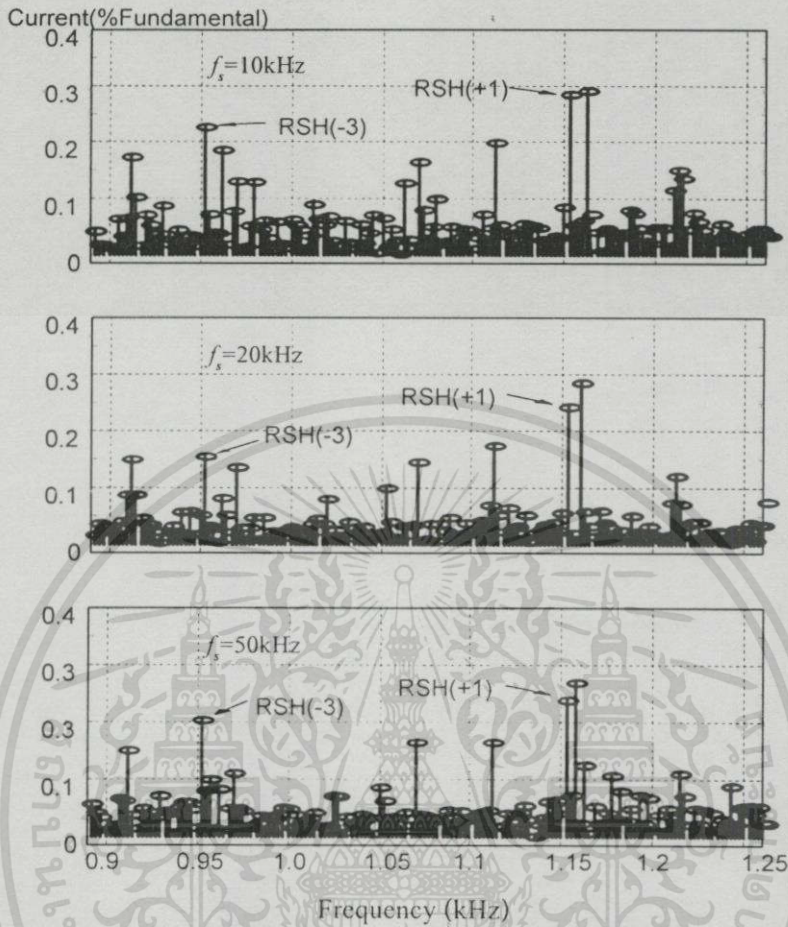


รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดัน  $V_{LL}$  และกระแสเดเตอร์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์



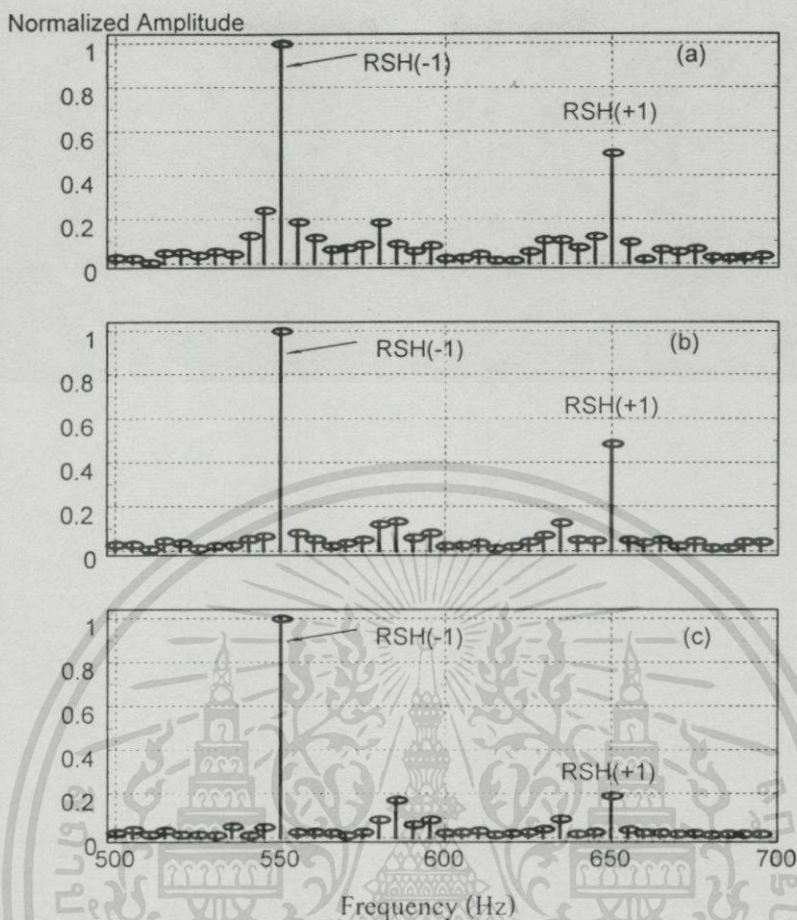
รูปที่ 5.8 สเปกตราที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่เดียวกันเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง

รูปที่ 5.8 เป็นการแซมปลิงสัญญาณกระแสสแตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อแสดงให้เห็นถึงการเพิ่มอัตราการแซมปลิงที่สูงขึ้นจะทำให้ใน 1 รูปคลื่นมีจำนวนของข้อมูลกระแสมากขึ้นด้วย ทำให้สามารถตรวจจับฮาร์โมนิกส์ในอันดับสูงๆขึ้นไปได้ แต่จะสังเกตเห็นได้ว่าในช่วงของฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำที่สามารถตรวจจับได้ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเหล่านี้ยังคงมีค่าที่ใกล้เคียงกัน จากรูปได้แสดงอันดับของฮาร์โมนิกส์ที่ 1-70 โดยได้ตัดความถี่พื้นคามาจนทอลทิ้งไปเพื่อแสดงฮาร์โมนิกส์ที่มีขนาดเล็กให้ปรากฏได้อย่างชัดเจน รูปที่ 5.9 ได้แสดงการเกิดขึ้นของ RSH เมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง



รูปที่ 5.9 RSH ที่เกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง

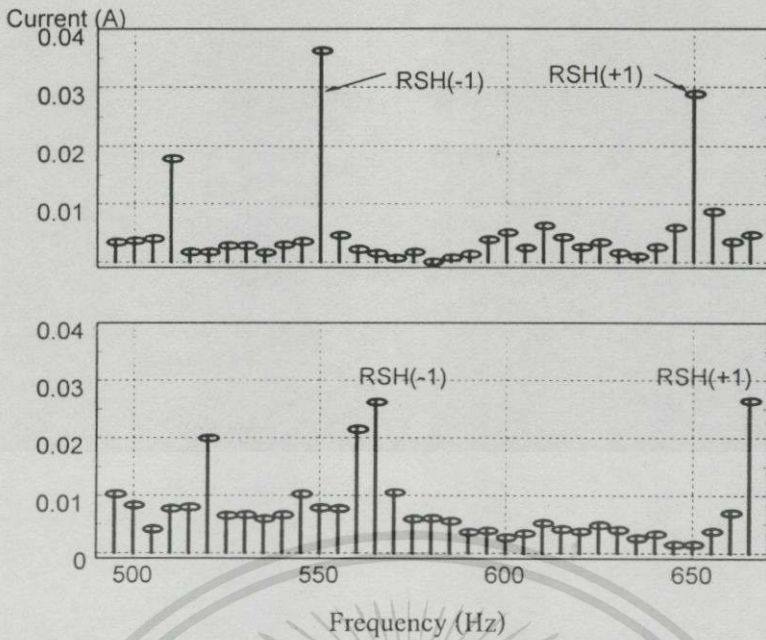
ในการทดลอง ต้องการใช้จำนวนของข้อมูลที่ได้จากอัตราการแซมปลิงที่น้อยที่สุด ที่ RSH ยังสามารถปรากฏขึ้นได้ ซึ่งจะต้องสอดคล้องกับหลักการของการแซมปลิงที่ถูกต้อง ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่เนื่องจาก RSH เป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็กและเป็นได้ทั้งโทรมฮาร์โมนิกส์และฮาร์โมนิกส์ย่อย อัตราการแซมปลิงที่มากกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดอาจจะไม่เพียงพอที่จะทำให้ในช่วงความถี่ของ RSH มีความถูกต้องของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น ตัวอย่างเช่น ผลการทดลองอัตราการแซมปลิง 3 ค่าดังรูปที่ 5.10 รูปที่ 5.10(a) เมื่อแซมปลิงที่ความถี่  $f_s = 4 f_{sh}(+1)$  เมื่อความถี่ของ  $RSH = 650\text{Hz}$  ที่  $f_1 = 50\text{Hz}$  ในอันดับ  $k = +1$  รูปที่ 5.10(b) เมื่อแซมปลิงที่  $f_s = 2.5 f_{sh}(+1)$  รูปที่ 5.10(c) เมื่อแซมปลิงที่ความถี่  $f_s = 2.3 f_{sh}(+1)$



รูปที่ 5.10 ช่วงความถี่ RSH ของอันดับที่  $k=\pm 1$  เมื่ออัตราการแซมปลิงเป็น

(a)  $f_s=4f_{sh}(+1)$     (b)  $f_s=2.5f_{sh}(+1)$     (c)  $f_s=2.3f_{sh}(+1)$

นอกจากจำนวนของข้อมูลที่ได้จากการแซมปลิงจะมีผลต่อ RSH ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ยังมีผลต่อการประมวลผลด้วย กล่าวคือจำนวนของข้อมูลที่จะใช้ในการประมวลผลต้องมีค่าเป็น  $2^n$  เพื่อนำไปใช้สำหรับการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ซึ่งถ้าจำนวนของการแซมปลิงไม่เป็น  $2^n$  แล้วในการเรียกใช้ฟังก์ชันของ FFT ในโปรแกรม Matlab จะเป็นการใช้ DFT ในการทรานส์ฟอร์ม วิธีการอย่างหนึ่งที่จะทำให้ข้อมูลเป็น  $2^n$  ได้คือการเติมศูนย์ (zero padding) ซึ่งโดยปกติแล้วจะไม่มีผลต่อสเปกตรัมที่เกิดขึ้น แต่ในการวิเคราะห์ RSH ซึ่งเป็นเพียงฮาร์โมนิกส์ย่อยที่มีขนาดเล็ก ทำให้การทรานส์ฟอร์มข้อมูลของกระแสน้ำที่มีการเติมศูนย์เพื่อให้เป็นจำนวนของ  $2^n$  จะทำให้สเปกตรัมของ RSH ที่เกิดขึ้นมีความผิดเพี้ยนไป ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 ความคลาดเคลื่อนของตำแหน่ง RSH เมื่อเติมศูนย์ให้กับข้อมูล

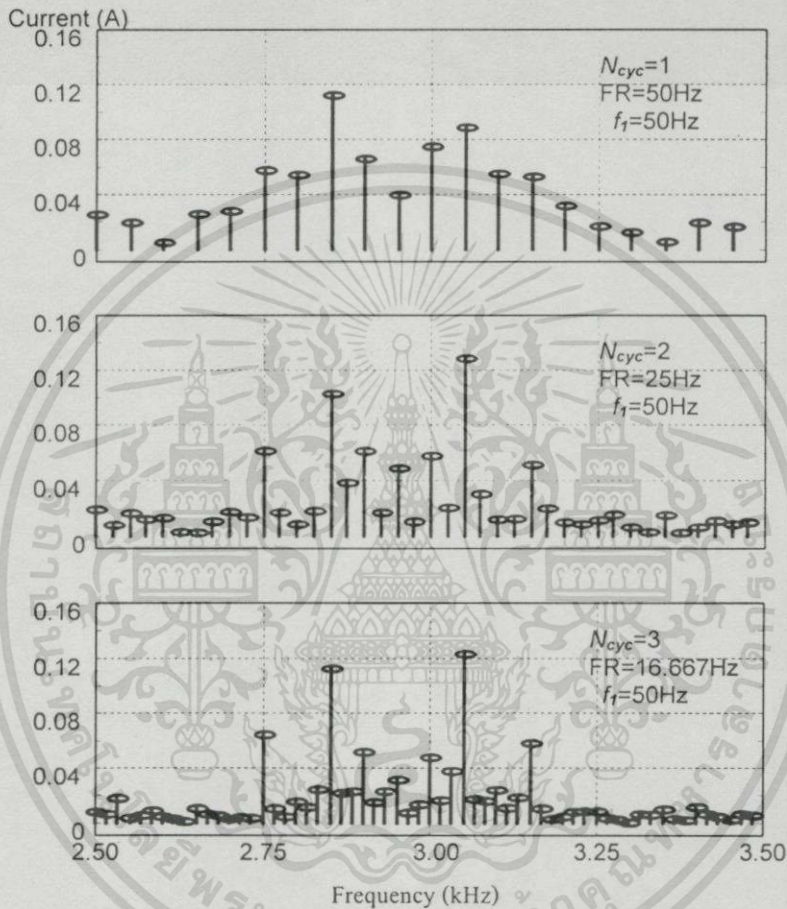
(a) เมื่อจำนวนของข้อมูลทั้งหมด คือ 2,000 (b) เมื่อเติมศูนย์ให้เป็น  $2^{14}$  คือ 16,384

อัตราการแซมปลิงในการทดลองจะได้จากการปรับ digital oscilloscope ซึ่งในบางครั้งต้องการเปรียบเทียบที่จำนวนของข้อมูลเท่ากัน หรือเพื่อต้องการให้เป็นจำนวนของ  $2^n$  การปรับอัตราการแซมปลิงดังกล่าวไม่สามารถกระทำได้ในบางความถี่พื้นความถี่ทอล วิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ คือการเคซชิเมตและการอินเตอร์โพลตข้อมูล ซึ่งจะเป็นการกระทำด้วยโปรแกรม Matlab แต่ถึงอย่างไรก็ตามจำนวนของข้อมูลดังกล่าวก็ไม่สามารถที่จะกำหนดให้เป็นจำนวนที่ต้องการได้ ซึ่งวิธีที่ถูกต้องของการปรับเปลี่ยนจำนวนข้อมูลคือการปรับอัตราการแซมปลิงจากวงจร A/D โดยตรงนั่นเอง ซึ่งในงานวิจัยนี้ไม่สามารถที่จะกำหนดอัตราการแซมปลิงให้มีความเหมาะสมดังกล่าวได้

#### 5.2.4 ความละเอียดของความถี่

จากหัวข้อที่ 5.2.3 ได้อธิบายถึงความแตกต่างของอัตราการแซมปลิงไว้แล้วนั้นหมายความว่าที่อัตราการแซมปลิงสูงๆจะทำให้เก็บรายละเอียดของรูปคลื่นได้ดี หรือกล่าวได้ว่าเป็นความละเอียดทางเวลา(time resolution) ในส่วนของความละเอียดทางความถี่หรือความละเอียดของความถี่ (frequency resolution, FR) จะขึ้นอยู่กับจำนวนของรูปคลื่น[2]  $f_1/N_{cyc}$  จากรูปที่ 5.12 เป็นการทดสอบที่อัตราการแซมปลิงเท่ากันที่ 10kHz แต่เปลี่ยนแปลงจำนวนของรูปคลื่น จากรูปเมื่อพิจารณาที่ช่วงความถี่ 2.5-3.5kHz จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนของรูปคลื่นเพิ่มขึ้นจะทำให้ในช่วงความถี่ดังกล่าวมีสเปคตรัมเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะเรียกช่วงรอยต่อของสเปคตรัมหรือระยะห่างของความถี่

ระหว่างสเปกตรัมว่า ความละเอียดของความถี่ มีหน่วยเป็น Hz สรุปได้ว่าอัตราการแซมปลิงที่สูงจะทำให้สามารถตรวจจับฮาร์โมนิกส์ที่อันดับสูงได้มากกว่าอัตราการแซมปลิงที่ต่ำกว่า ในส่วนของการใช้จำนวนของรูปคลื่นที่มากขึ้น จะทำให้มีค่าความละเอียดของช่วงรอยต่อสเปกตรัมได้ละเอียดมากขึ้นด้วย โดยที่อัตราการแซมปลิงเดียวกันเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนของรูปคลื่น จะทำให้ความถี่สูงสุดที่สามารถตรวจจับได้มีค่าเดียวกัน



รูปที่ 5.12 สเปกตราที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่เดียวกันเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนของรูปคลื่น

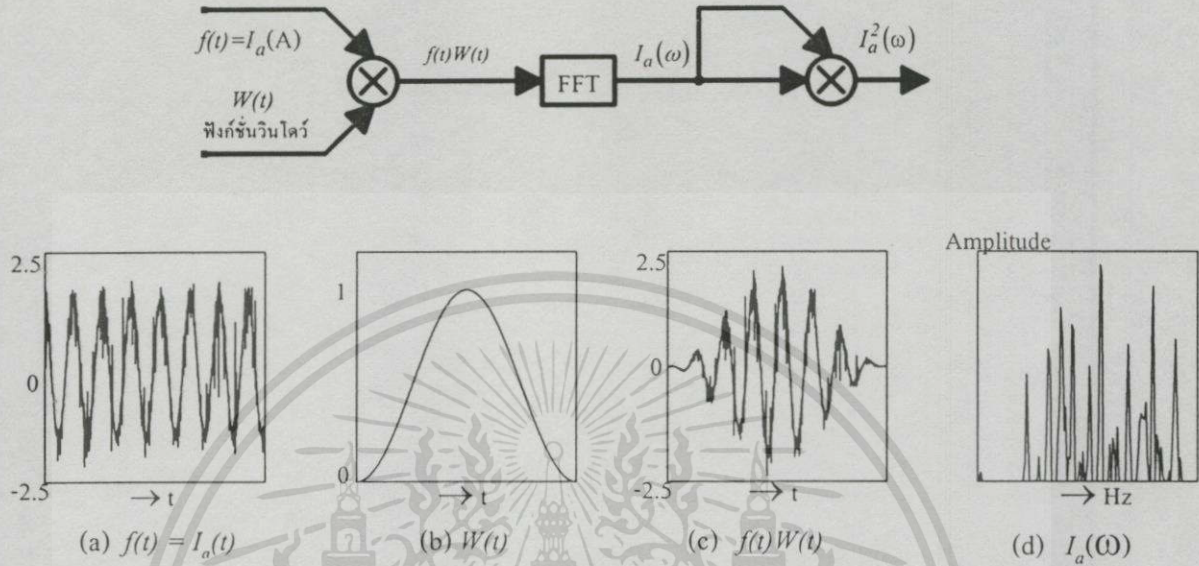
ในการปรับอัตราการแซมปลิงจะเป็นการปรับโดยใช้ Digital Oscilloscope ของ YOGOKAWA รุ่น DL1520 ที่มี A/D ขนาด 8 bits 200 MS/s 150 MHz ในส่วนของการกำหนดจำนวนของรูปคลื่นจะเป็นการกำหนดโดยใช้โปรแกรม Matlab

### 5.3 การประยุกต์ใช้ตัวกรองดิจิตอลด้วยฟังก์ชันวินโดว์

เมื่อปรับอัตราการแซมปลิงตามต้องการแล้ว ต่อไปจะเป็นขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลโดยใช้โปรแกรม Matlab ซึ่งขั้นตอนแรกจะเป็นการใช้ตัวกรองดิจิตอลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ ควบกับข้อมูลของกระแสนัดเตอร์ทางโดเมนเวลา ซึ่งจะมีค่าเท่ากับกับการคอนโวลูชันทางโดเมน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ รูปที่ 5.13 ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลกระแสเมื่อผ่านขั้นตอนต่างๆ ซึ่งจากรูปได้ใช้อัลกอริทึมของการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT แต่ในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วยอัลกอริทึมของ MEM ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวกรองวินโดว์คั้งที่ได้กล่าวมาแล้ว

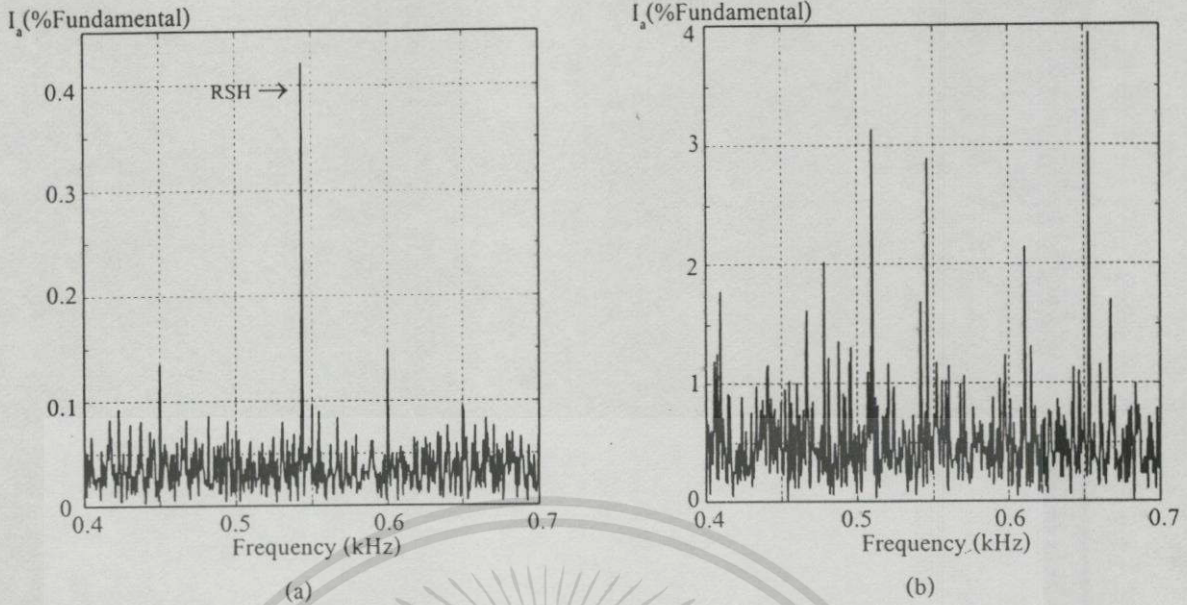


รูปที่ 5.13 การเปลี่ยนแปลงของข้อมูลกระแสเมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์และ FFT

#### 5.4 ช่วงความถี่ของ RSH

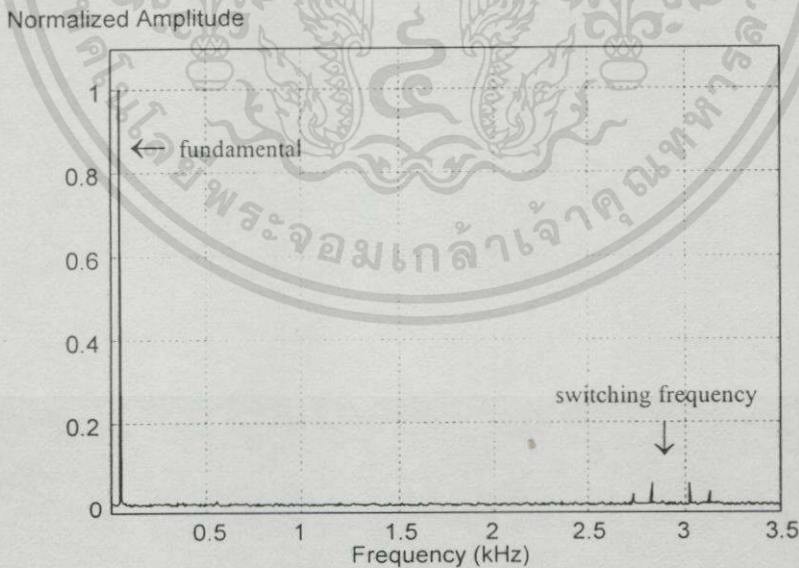
เมื่อทรานส์ฟอร์มข้อมูลของกระแสที่ได้รับมาให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว จะสังเกตเห็นว่าในกระแสเดเตอร์มีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นรวมอยู่ในรูปคลื่นของฟันคางเมทอลเป็นจำนวนมาก ซึ่งมีทั้งฮาร์โมนิกส์ที่เป็นจำนวนเท่าและไม่เป็นจำนวนเท่าของฟันคางเมทอล โดยเฉพาะเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นมากกว่าแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ดังรูปที่ 5.14 การตรวจจับฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น จะมีความยุ่งยากเมื่อฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการตรวจจับเป็นฮาร์โมนิกส์ย่อยและมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับฟันคางเมทอล ดังเช่น RSH ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ หลักสำคัญของการตรวจจับฮาร์โมนิกส์ย่อย คือพิจารณาเฉพาะช่วงความถี่ของฮาร์โมนิกส์เหล่านั้นที่จะเกิดขึ้น เช่น RSH จะมีช่วงของความถี่ขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ จำนวนขั้วแม่เหล็ก และจำนวนสล็อตของโรเตอร์ดังสมการที่(3.10) ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกช่วงความถี่นี้ว่าช่วงความถี่ของ RSH และจะสามารถกำหนดช่วงความถี่ของ RSH ได้จากสมการ

$$\frac{(N_r \times n_r)}{60} - (k \times f_1) - \frac{f_1}{5} \leftrightarrow \frac{(N_r \times n_s)}{60} + (k \times f_1) + \frac{f_1}{5} \quad (5.1)$$

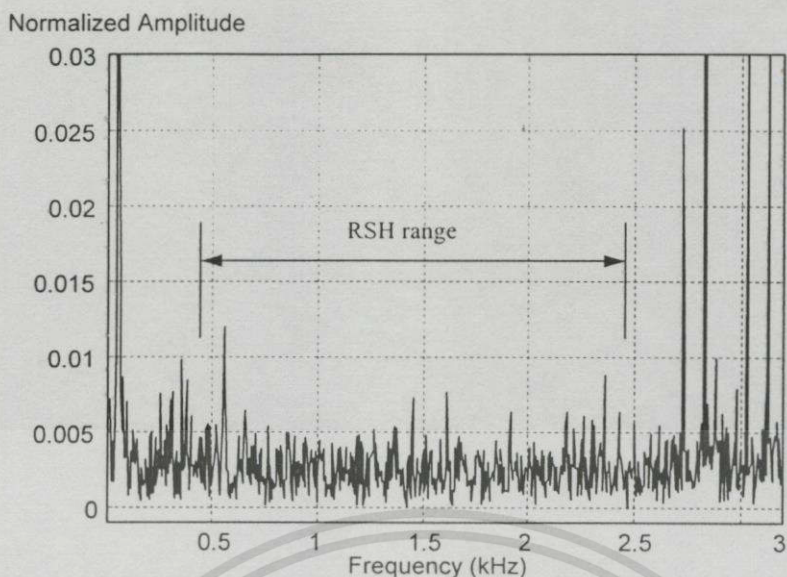


รูปที่ 5.14 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็น (a) รูปคลื่นไซน์  
(b) PWM อินเวอร์เตอร์

เพื่อป้องกันความคลาดเคลื่อนของความถี่ RSH ในกรณีที่ความเร็วเชิงโรตอร์และความเร็วพิกัดของมอเตอร์ จึงได้เพิ่มช่วงความถี่ของ RSH อีก  $\pm 0.2f_s$  Hz ซึ่งถ้าต้องการวิเคราะห์ความถี่ของ RSH ที่อันดับสูงขึ้นไปสามารถทำได้ด้วยการเพิ่มอันดับของค่า  $k$



รูปที่ 5.15 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.16 ฮาร์โมนิกส์ที่ถูกขยายขึ้นจากรูปที่ 5.15 เพื่อสะดวกแก่การตรวจจับ RSH

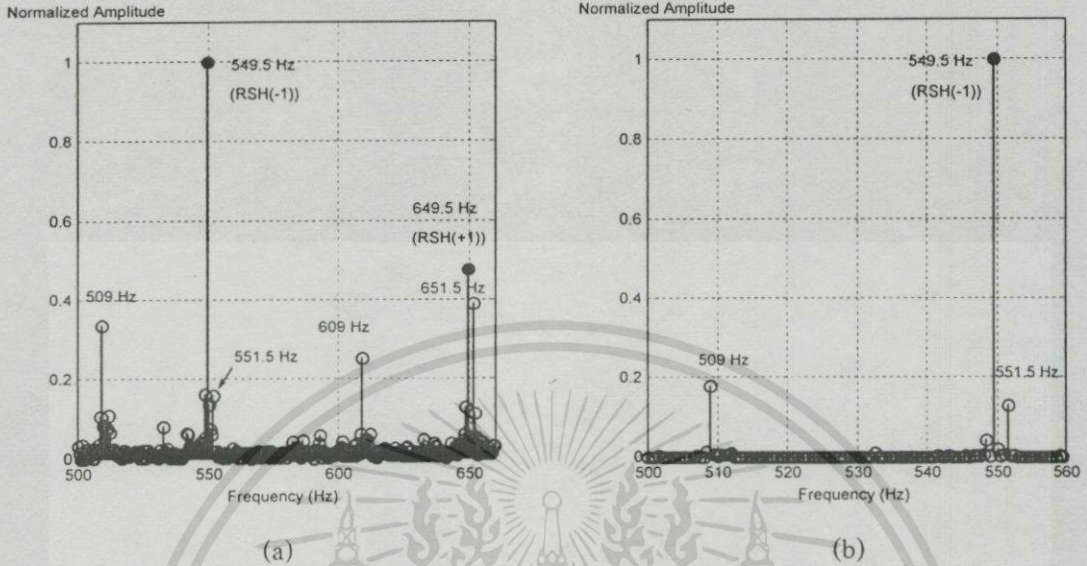
ในการพิจารณาช่วงความถี่ของ RSH ถ้าไม่กำหนดช่วงที่มันเกิดแล้วจะไม่สามารถตรวจจับ RSH ได้เลย โดยเฉพาะกับแหล่งจ่าย PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นมากกว่าแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ โดยเฉพาะกลุ่มฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการสวิตซ์ดังรูปที่ 5.15 (ในการทดลองได้ใช้ PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2.9 kHz) ในรูปที่ 5.16 ได้ขยายช่วงความถี่ของ RSH ที่เกิดขึ้น จากรูปจะเห็นได้ว่าถึงแม้ว่าได้ขยายช่วงความถี่ดังกล่าวแล้วฮาร์โมนิกส์ในช่วงนี้ก็ยังมีความถี่ใกล้เคียงกันจนยากแก่การตรวจจับ RSH อีกด้วย

## 5.5 การประมาณค่าสเปกตรัม

ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ RSH ที่ผ่านมา[15-17,22-24] เป็นการทดสอบกับมอเตอร์ที่มีพิทักกำลังค่อนข้างสูง(มากกว่า 10 hp) การประมาณค่าสเปกตรัม(spectra estimation) ของ RSH สามารถจะตรวจจับได้ และพิจารณาเพียงความถี่เดียว ( $k=-1$  หรือ  $k=+1$  เพียงตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่ง) แต่ในงานวิจัยนี้เป็นการประยุกต์ใช้กับมอเตอร์ที่มีพิทักกำลังค่อนข้างต่ำ(ไม่เกิน 3 hp) ทำให้การตรวจจับได้ยากลำบาก เนื่องจากสัญญาณของ RSH จะขึ้นอยู่กับขนาดของกระแสและขนาดของโรเตอร์วิธีหนึ่งที่ได้นำเสนอในอัลกอริทึมนี้คือ การใช้ความเป็นคู่ของ RSH มาคูณกันเพื่อทำให้แอมพลิจูดของ RSH สูงขึ้นและลดทอนแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์อื่นให้ต่ำลงดังรูปที่ 5.17

ในการทดสอบกับมอเตอร์ B แสดงดังรูปที่ 5.17 แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ต่างๆที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH แสดงให้เห็นว่าในช่วงดังกล่าวจะมีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นมาก ซึ่งจะมีผลทำให้การตรวจจับ RSH มีความผิดพลาดไปดังรูปที่ 5.17(a) และเพื่อการระบุ RSH อย่างถูกต้องแล้วสามารถกระทำได้ด้วยการคูณความเป็นคู่ของ RSH ดังรูปที่ 5.17(b) กรณีหนึ่งที่น่าสนใจคือการไม่

เกิดขึ้นของ RSH ที่  $k=-1$  และ  $+1$  ซึ่งจะมีผลต่อตำแหน่งของ RSH เมื่อใช้ความเป็นคู่ของ RSH นำมาคูณกันแต่สามารถแก้ไขได้โดยพิจารณาเพียงตำแหน่งที่ RSH เกิดเพียงตำแหน่งเดียว

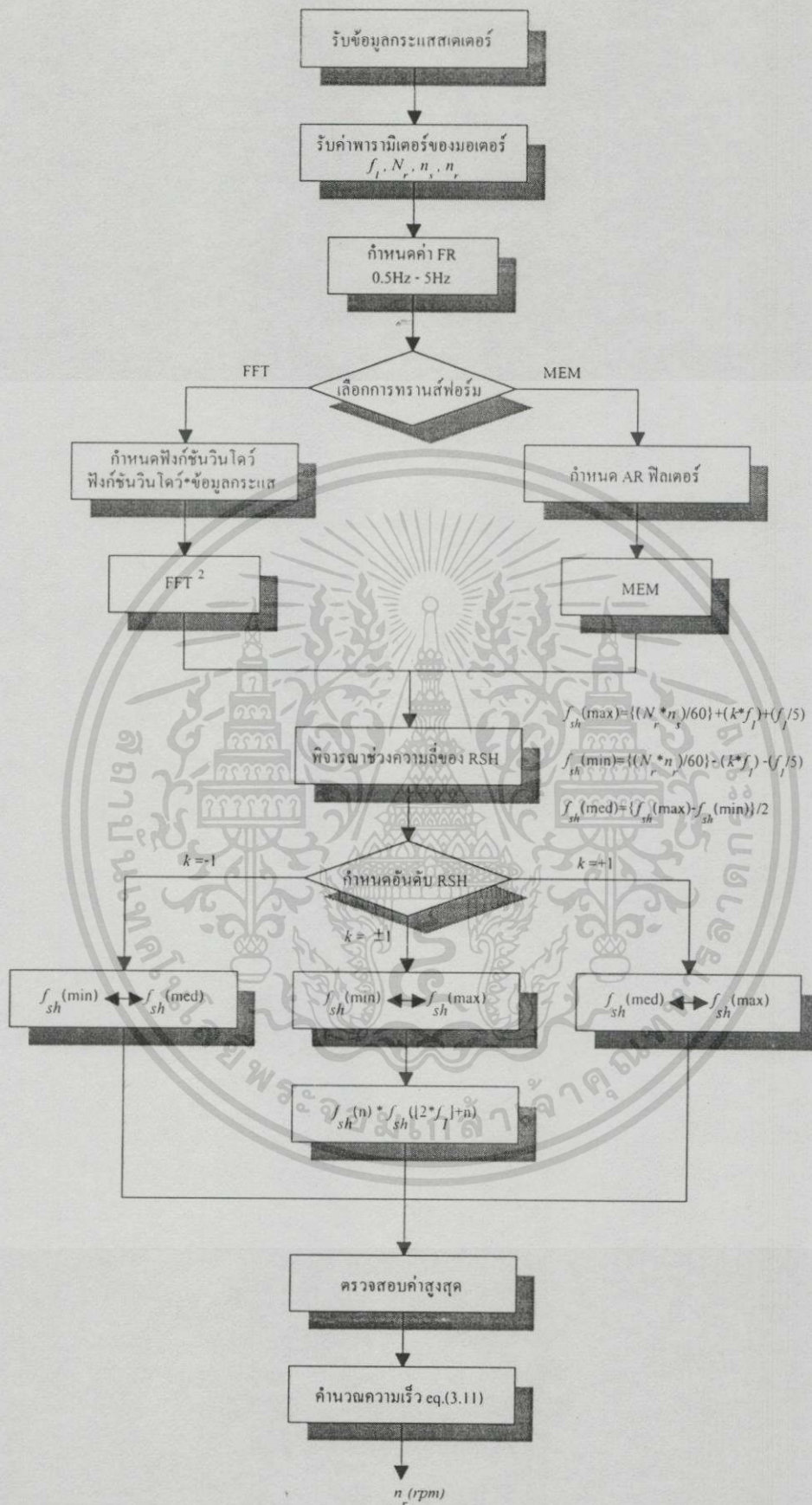


รูปที่ 5.17 ผลการคูณความเป็นคู่ของ RSH ในช่วงความถี่ RSH

## 5.6 การคำนวณหาความเร็ว

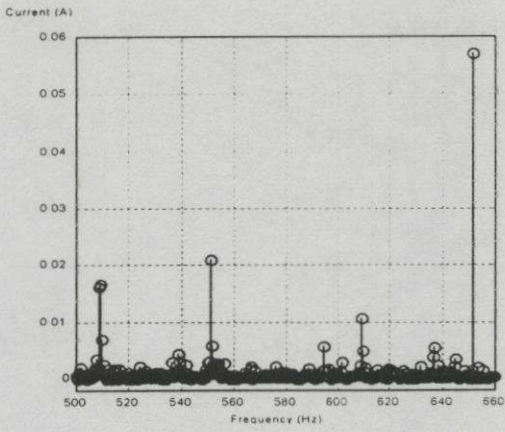
ในการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยความถี่ของ RSH สิ่งสำคัญคือพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่จะนำมาคำนวณได้แก่ จำนวนสลอตของโรเตอร์กับจำนวนขั้วแม่เหล็ก ซึ่งจำนวนสลอตของโรเตอร์จำเป็นจะต้องถอดตัวโรเตอร์ออกมานับเท่านั้น เนื่องจากที่ป้ายฉลาก(name plate) ไม่ได้บอกมา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้นำเสนอเทคนิคการคำนวณหาจำนวนสลอตของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย และเมื่อทราบพารามิเตอร์ดังกล่าวแล้วสามารถคำนวณหาความเร็วได้จากสมการที่(3.11)

## 5.7 โพล์ชาร์ตแสดงขั้นตอนการทดลอง

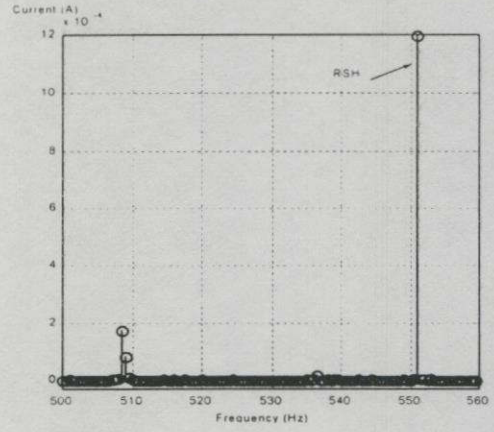


รูปที่ 5.18 โพลาร์ชาร์ตแสดงขั้นตอนการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

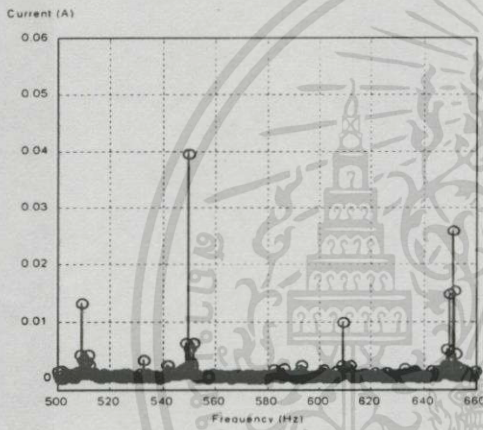


ช่วงความถี่ของ RSH

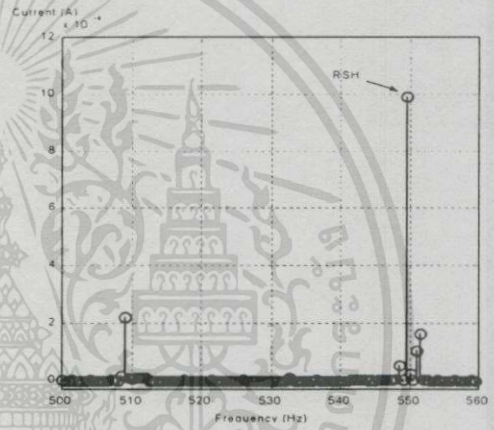


เมื่อคุณความเป็นคู่

(a)



ช่วงความถี่ของ RSH



เมื่อคุณความเป็นคู่

(b)

รูปที่ 5.19 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH เมื่อโหลดเป็น (a) เครื่องกำเนิดไฟฟ้า (b) โดยใช้เหล็กถ่วงน้ำหนัก

ในการทดลองเมื่อเก็บข้อมูลของกระแสเตอร์ได้แล้วจะเริ่มทำการวิเคราะห์ด้วยการกำหนด FR ตามที่ต้องการ(ในการทดลองได้ใช้ FR เท่ากับ 0.5-5 Hz) ด้วยการกำหนดจากความถี่ฟันคาเมนทอลต่อจำนวนของรูปคลื่น( $FR=f_1/N_{cyc}$ ) เมื่อได้จำนวนของรูปคลื่นซึ่งอยู่ในโดเมนเวลาตามต้องการแล้ว ลำดับต่อไปจะทำการทรานส์ฟอร์มข้อมูลของกระแสไปยังโดเมนความถี่ด้วย FFT ในส่วนของการวิเคราะห์ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ ซึ่งจะทำการกำหนดฟังก์ชันวินโดว์ตามต้องการในขั้นตอนนี้ เมื่อทรานส์ฟอร์มแล้วนำข้อมูลเหล่านี้มาแยกกำลังสองเพื่อให้เป็นสเปกตรากำลังพิจารณาเฉพาะช่วงความถี่ของ RSH การประมาณค่าสเปกตรา และการระบุความถี่ของ RSH จะพิจารณาจากสเปกตรัมที่มีแอมพลิจูดสูงที่สุดในช่วงความถี่ของ RSH และเมื่อได้ความถี่ของ RSH แล้วนำไปแทนลงในสมการที่(3.11) จะสามารถคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์ได้ สำหรับการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ก็จะเป็นไปตามโพวลซาร์ทเช่นเดียวกับการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT เพียงตัดในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และตัวกรองคิจิตอลวินโดว์ทิ้งไป แล้วใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ซึ่งก็จะระบุค่าของ AR พิลเตอร์สำหรับการวิเคราะห์สเปกตราในขั้นตอนนี้ด้วย การพิจารณาความถี่ของ RSH จะพิจารณาโดยการทำให้ RSH มีแอมพลิจูดสูงขึ้น พร้อมทั้งลดฮาร์โมนิกส์โดยรอบที่เกิดขึ้นในช่วงของ RSH ให้มีแอมพลิจูดต่ำลงด้วยการคูณความเป็นคู่ของ RSH และในส่วนของกรทคลองโพลทที่นำมาใช้จะเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าดิซี และใช้เหล็กถ่วงน้ำหนัก ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH จะคล้ายกันทำให้ไม่มีผลต่อการคำนวณหาความเร็ว ดังรูปที่ 5.19 แสดงฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH เมื่อโพลทต่างกัน

## 5.8 สรุป

อัลกอริทึมสำหรับการค้นหา RSH ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการนำความถี่ของ RSH มาคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีขั้วดินหลายประการดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ข้อมูลของกระแสเตเตอร์ที่ได้มาจะเป็นการวิเคราะห์เพียง 1 เฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส กระแส RSH ที่เกิดขึ้นจากความเป็นสล็อตของมอเตอร์ ควรจะเกิดขึ้นในอันดับที่  $k=-1$  และ  $+1$  ซึ่งจะทำให้อัลกอริทึมสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากส่วนสำคัญของอัลกอริทึมนี้คือการนำอันดับของ RSH ที่  $k=-1$  และ  $+1$  มาคูณกันเพื่อลดฮาร์โมนิกส์ในช่วงความถี่ของมัน และยังทำให้แอมพลิจูดของตัวเองมีความโดดเด่นได้มากที่สุด ทำให้ง่ายแก่การระบุ

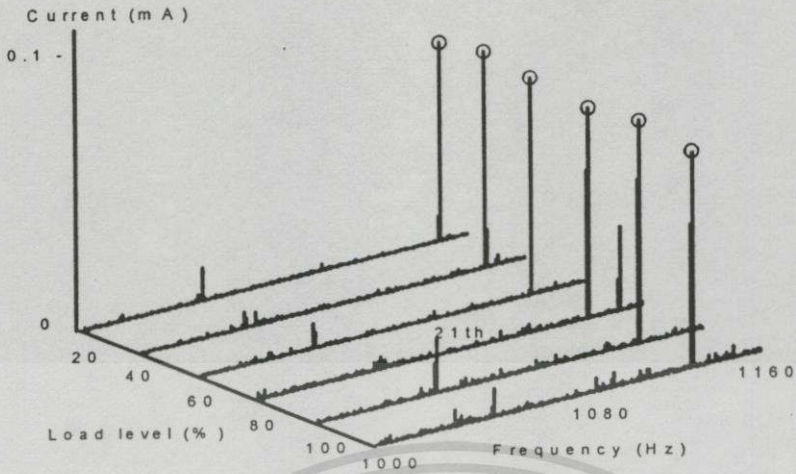
## ผลการทดลองอัลกอริธึม

## 6.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ PWM อินเวอร์เตอร์

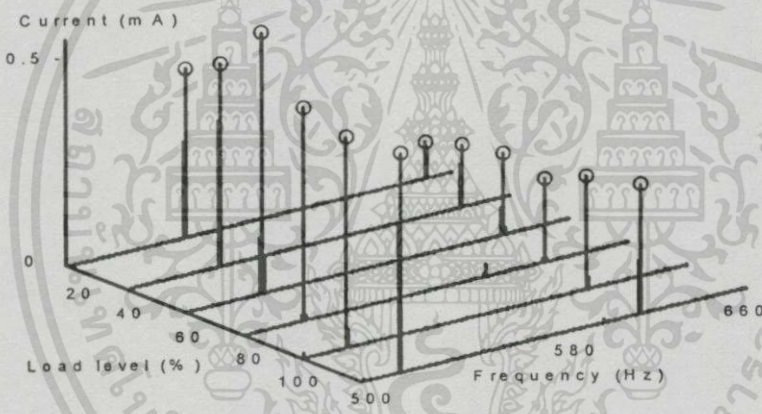
## 6.1.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์

จากอัลกอริธึมสำหรับการค้นหา RSH ที่ได้นำเสนอจะนำมาทดลองด้วยการเก็บข้อมูลของกระแสเดเตอร์ที่พิกัดโหลดต่างๆคือ 0%, 20%, 40%, 60% และ 100% โหลด และช่วงความถี่ของ RSH ได้พิจารณาอันดับที่  $k=\pm 1$  ของมอเตอร์ทั้ง 3 พิกัด ผลการทดลองแสดงด้วยภาพ 3 มิติรูปที่ 6.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงการเกิดของ RSH(ช่วงความถี่ RSH) จะแตกต่างกันไป โดยจะขึ้นอยู่กับจำนวนสลอตของโรเตอร์และจำนวนขั้วแม่เหล็ก กล่าวคือจำนวนสลอตของโรเตอร์ที่มากกว่าจะทำให้ RSH ที่เกิดขึ้นในอันดับที่  $k=\pm 1$  ไปปรากฏที่ความถี่สูงกว่า และถึงแม้ว่าช่วงความถี่ของ RSH จะแตกต่างกันไปแต่ RSH ก็ยังคงโดดเด่นได้มากที่สุดในช่วงความถี่ของมัน ข้อสังเกตอย่างหนึ่งที่เราเห็นได้ชัดเจนคือในมอเตอร์ A ที่  $k=-1$  และมอเตอร์ C ที่  $k=+1$  RSH จะไม่เกิดขึ้น ดังนั้นในการทดลองใช้กับอัลกอริธึมจึงเกิดความคลาดเคลื่อนของความเร็วเนื่องมาจากสาเหตุนี้ แต่สามารถดัดแปลงอัลกอริธึมเพื่อทำการทดสอบด้วยการคิดเฉพาะครึ่งช่วงความถี่ของ RSH ที่ปรากฏขึ้นเท่านั้น เช่น มอเตอร์ A จะพิจารณาช่วงความถี่ที่ 1,076-1,160Hz ตามการเกิดของ RSH ที่  $k=+1$  และมอเตอร์ C จะพิจารณาช่วงความถี่คือ 324-392Hz จากการเกิดของ RSH ที่  $k=-1$  ในส่วนของมอเตอร์ B RSH ที่ปรากฏขึ้นคือ  $k=-1$  และ  $k=+1$  ซึ่งสามารถนำมาใช้กับอัลกอริธึมได้โดยไม่ต้องดัดแปลงใดๆเลย ผลการเปรียบเทียบการคำนวณความเร็วโดยอาศัยความถี่ของ RSH กับ photo tachometer สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

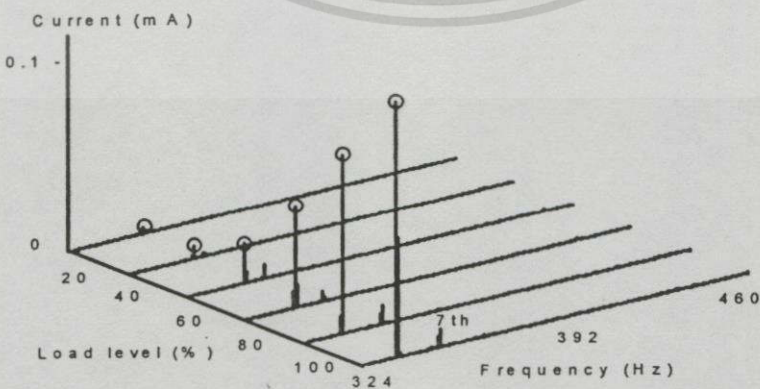
ตารางที่ 6.1 เป็นการเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่าง photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกันมากและในบางครั้งการคำนวณความเร็วด้วย RSH จะมีความเร็วที่คำนวณได้เร็วและช้ากว่าที่วัดได้จาก photo tachometer อีกด้วย และจากตารางเป็นการทดลองของมอเตอร์ทั้ง 3 พิกัดเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ ซึ่งมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดไม่เกิน 0.1% ทั้งนี้ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นอาจมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดในการวัดของ photo tachometer ก็เป็นไปได้



(a) Motor A



(b) Motor B



(c) Motor C

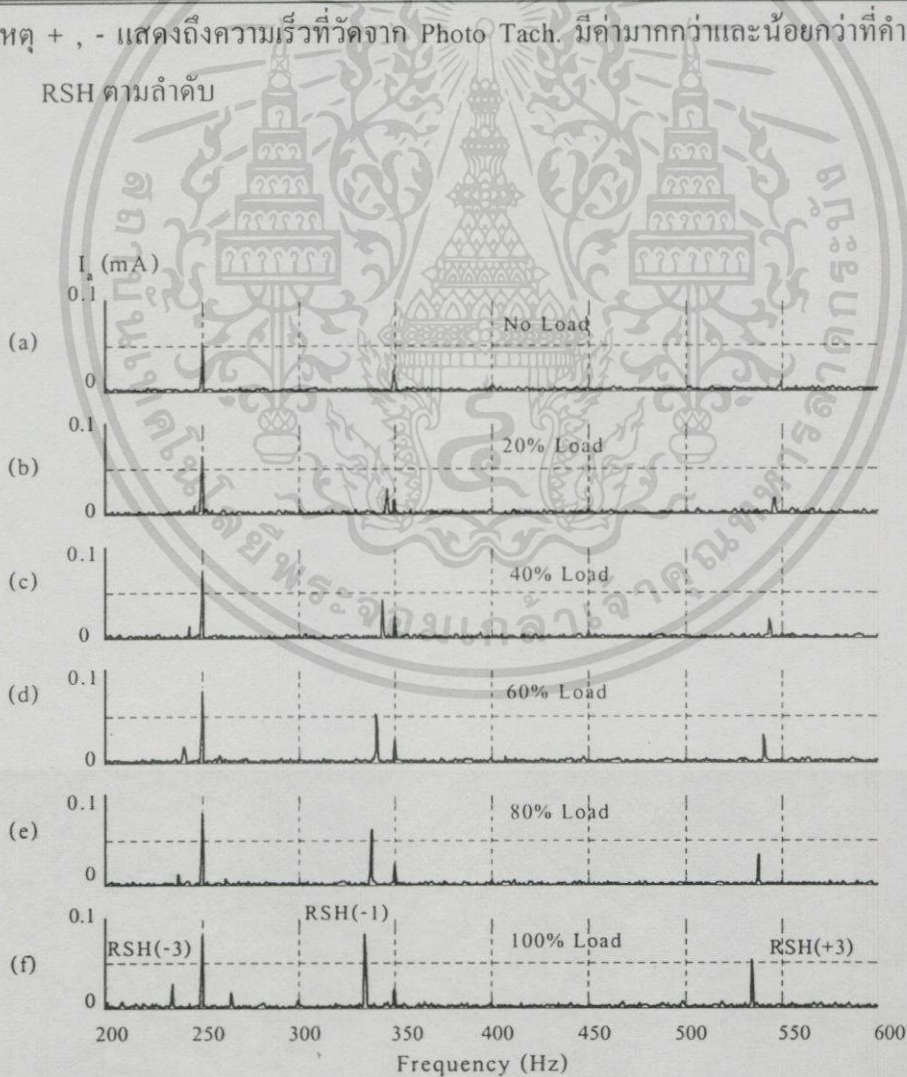
### รูปที่ 6.1 RSH ( | ) ที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH และ เปรอ์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์

% Load	ค่าความเร็วที่คำนวณจาก RSH ของมอเตอร์ (rpm)			ค่าความเร็วที่วัดจาก Photo-Tach. ของมอเตอร์ (rpm)			% Error ของความเร็ว		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C
0	1498.72	1498.81	997.50	1498	1499	997.4	-0.048	+0.013	-0.010
20	1484.60	1477.11	990.00	1485	1476	990.5	+0.027	-0.075	+0.051
40	1477.28	1456.80	983.75	1477	1457	983.7	-0.019	+0.014	-0.005
60	1460.88	1432.45	977.00	1460	1433	977.0	-0.060	+0.038	0
80	1452.23	1405.60	970.00	1453	1405	969.6	+0.053	-0.043	-0.041
100	1437.00	1385.47	961.25	1436	1386	962.0	-0.070	+0.038	+0.078

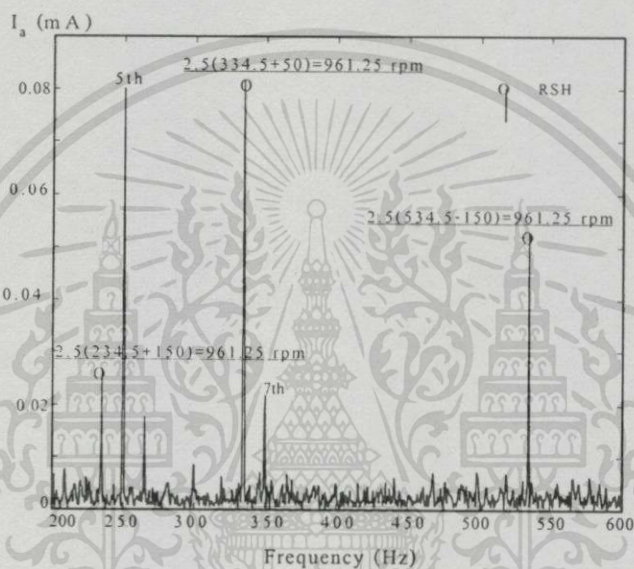
หมายเหตุ + , - แสดงถึงความเร็วที่วัดจาก Photo Tach. มีค่ามากกว่าและน้อยกว่าที่คำนวณได้จาก RSH ตามลำดับ



รูปที่ 6.2 การเคลื่อนที่ของ RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ C ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลด

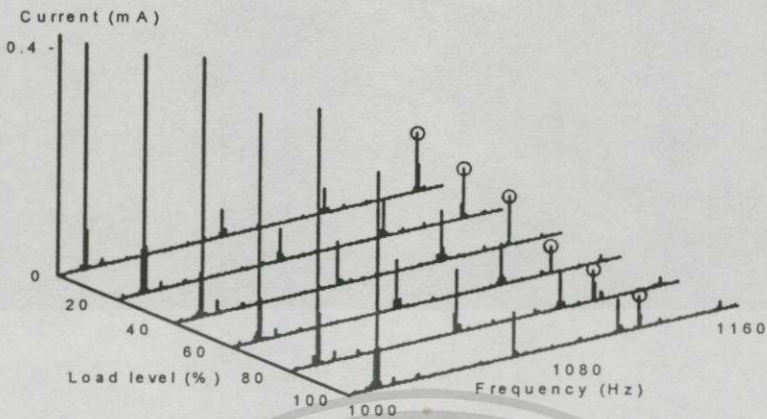
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพิ่มให้อันดับ  $k=\pm 3$  จะทำให้ช่วงความถี่ของ RSH มีค่าเท่ากับ 225Hz ถึง 560Hz ดังรูปที่ 6.2 ซึ่งเป็นการทดลองกับมอเตอร์ C (แสดงช่วงความถี่ 200Hz-600Hz) จากรูปผลการทดลองการวิเคราะห์ที่สภาวะไร้อะไรโหลดรูปที่ 6.2(a) ตามทฤษฎีแล้วในสภาวะนี้ที่ตัวโรเตอร์จะไม่มีกระแสไหล แต่ความเป็นจริงในสภาวะไร้อะไรโหลดที่ตัวโรเตอร์จะมีกระแสไหลเนื่องจากโหลดที่เกิดจากโครงสร้างของเครื่องจักรกลเช่น ความฝืด จากสาเหตุนี้ RSH ในสภาวะไร้อะไรโหลดจึงน่าจะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับที่สภาวะโหลดเต็มพิกัดดังรูป 6.2(ง) แต่ในผลการทดลองรูปที่ 6.1 แอมพลิจูดของ RSH จะไม่เป็นไปตามที่ได้กล่าวไว้

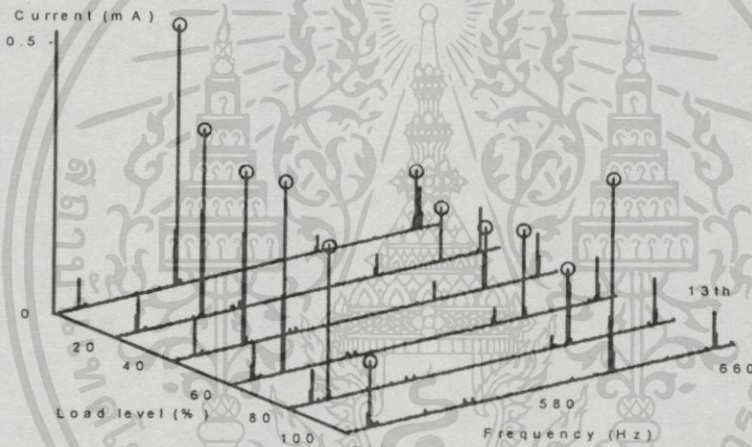


รูปที่ 6.3 แสดงการคำนวณความเร็วของมอเตอร์โดยอาศัยความถี่ของ RSH

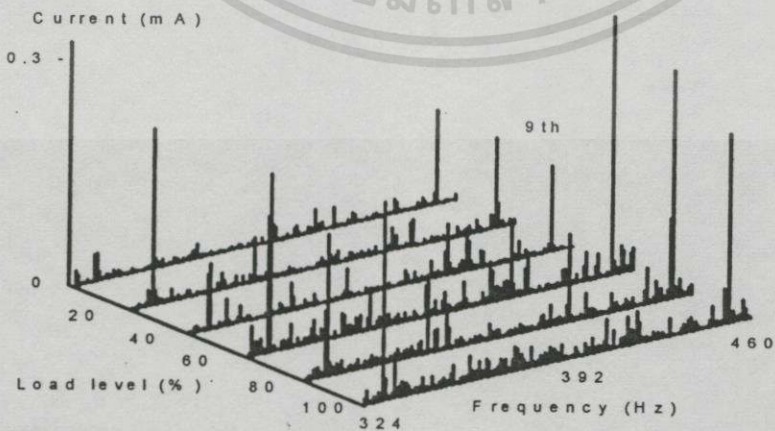
จากผลการทดลองรูปที่ 6.2 แสดงให้เห็นว่าเมื่อมอเตอร์ทำงานที่พิกัดโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ RSH มีความถี่ลดลงในทุกอันดับ และ RSH ไม่ได้เกิดขึ้นในทุกอันดับ จากผลการทดลองนี้ซึ่งเป็นผลการทดลองของมอเตอร์ C ในช่วงความถี่ของ RSH ที่  $k=\pm 3$  RSH ที่เกิดขึ้นมีอันดับเป็น  $-1, -3, +3$  ซึ่งในอันดับที่  $k=+1$  และ  $\pm 2$  RSH จะไม่ปรากฏขึ้น เมื่อนำรูปที่ 6.2(ง) มาคำนวณหาความเร็วโดยใช้ตำแหน่งของความถี่ RSH และอันดับที่เกิดขึ้น แทนลงในสมการที่(3.11) จะสามารถคำนวณหาความเร็วได้ทุกตำแหน่งอย่างถูกต้องดังรูปที่ 6.3



(a) Motor A



(b) Motor B



(c) Motor C

รูปที่ 6.4 RSH ( ) ที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.1.2 เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์

เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์จะมีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นในกระแสเดเตอร์มากกว่าแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์จากสาเหตุดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้ฮาร์โมนิกส์ดังกล่าวยังมีแอมพลิจูดที่ใกล้เคียงหรือสูงกว่า RSH อีกด้วยทำให้เป็นปัญหาสำหรับการระบุความถี่ของ RSH ผลการทดลองเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์แสดงด้วยภาพ 3 มิติดังรูปที่ 6.4

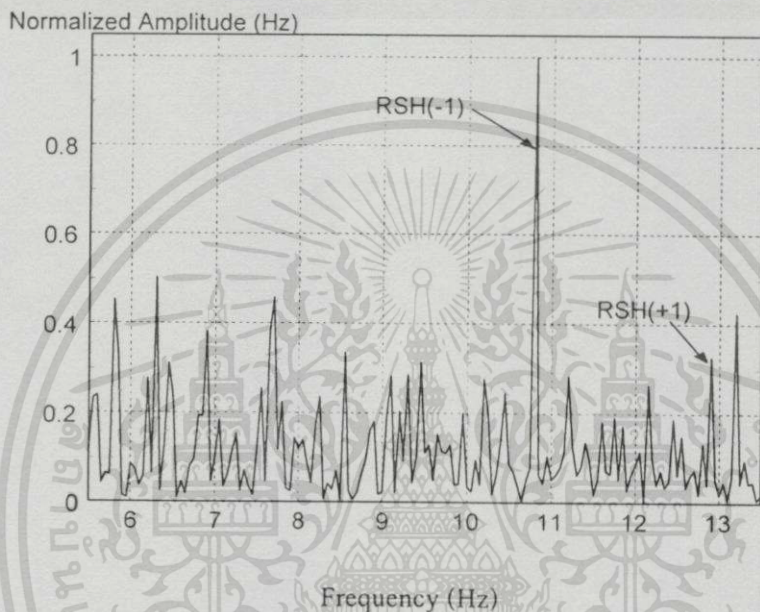
จากผลการทดลองเปรียบเทียบความเร็วที่วัดได้จาก photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH ที่ความถี่พินคาเมนทอลเท่ากับ 50Hz ดังตารางที่ 6.2 แสดงให้เห็นว่ามีค่าใกล้เคียงกันมากในการทดลองกับมอเตอร์ B ซึ่งมี RSH ที่เกิดขึ้นในอันดับที่  $k=-1$  และ  $+1$  โดยมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนสูงสุดไม่เกิน 0.2% ในส่วนของการทดลองกับมอเตอร์ A ที่พิกัดโหลด 60%, 80%, และ 100% การระบุความถี่ RSH จะผิดพลาดไปเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่ 1,120Hz มีแอมพลิจูดสูงกว่า ทำให้เข้าใจว่า RSH มีความถี่เท่ากับ 1,120Hz และคำนวณความเร็วได้เท่ากับ 1,459.1 rpm ในส่วนของมอเตอร์ C ไม่สามารถคำนวณหาความเร็วได้ เนื่องจากมีฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดสูงกว่า RSH เป็นจำนวนมากเกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH ทำให้การตรวจจับ RSH ผิดพลาดไปอย่างมาก ซึ่งรวมถึงความเร็วด้วย(ไม่ได้แสดงในตาราง)

ตารางที่ 6.2 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

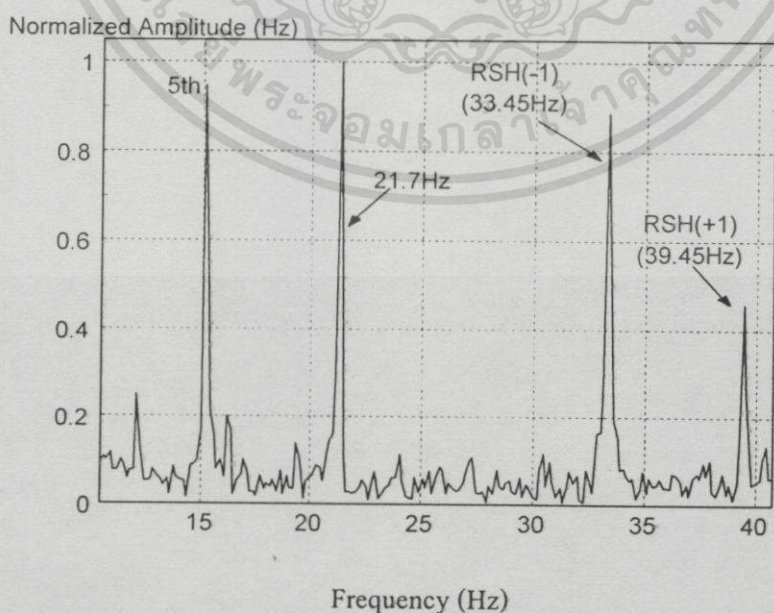
% Load	ค่าความเร็วที่คำนวณจาก RSH ของมอเตอร์ (rpm)			ค่าความเร็วที่วัดจาก Photo-Tach. ของมอเตอร์ (rpm)			% Error ของความเร็ว		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C
0	1498.90	1498.75	-	1498	1499	-	-0.060	+0.017	-
20	1483.22	1483.65	-	1485	1483	-	+0.120	-0.044	-
40	1474.10	1467.50	-	1473	1468	-	-0.075	+0.034	-
60	1459.10	1455.00	-	1464	1456	-	+1.220	+0.069	-
80	1459.10	1431.25	-	1450	1433	-	+0.266	+0.122	-
100	1459.10	1394.00	-	1440	1392	-	-0.426	-0.144	-

หมายเหตุ + , - แสดงถึงความเร็วที่วัดจาก Photo Tach. มีค่ามากกว่าและน้อยกว่าที่คำนวณได้จาก RSH ตามลำดับ

ในส่วนของการทดลองที่ความถี่พินดามนทอลต่ำกว่า 10Hz ได้แสดงดังรูปที่ 6.5 และ 6.6 ซึ่งเป็นการทดลองที่ความถี่ 1Hz และ 3Hz ที่สภาวะการทำงานไร้โหลดของมอเตอร์ตามลำดับ ในการทดลองที่ความถี่ต่ำ ไม่สามารถทดลองให้มอเตอร์ทำงานที่พิกัดได้ เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ไม่ได้มีการชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดสเตเตอร์ที่ความถี่ต่ำ ตารางที่ 6.3 แสดงการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนที่ความถี่ 1Hz ถึง 9Hz ในสภาวะการทำงานไร้โหลด จากตารางจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ต่ำ การใช้ RSH คำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำยังมีความแม่นยำสูง



รูปที่ 6.5 RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ B ที่ความถี่พินดามนทอลเท่ากับ 1Hz ที่สภาวะไร้โหลด



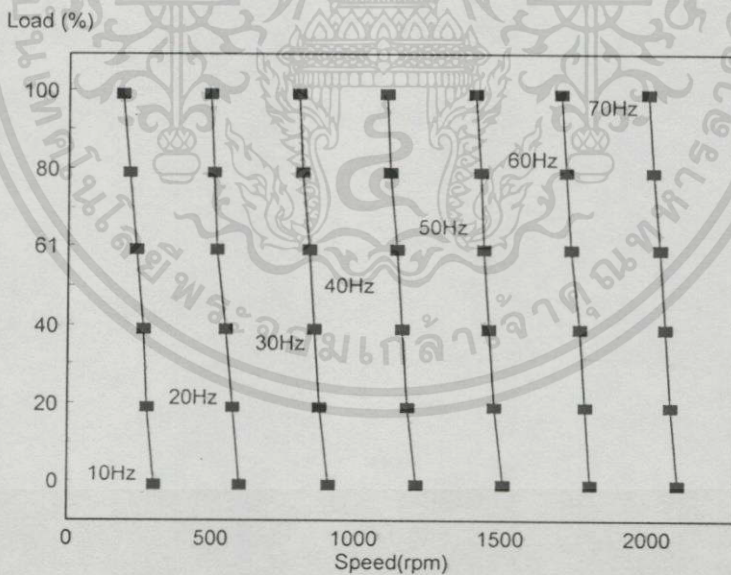
รูปที่ 6.6 RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ B ที่ความถี่พินดามนทอลเท่ากับ 3Hz ที่สภาวะไร้โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

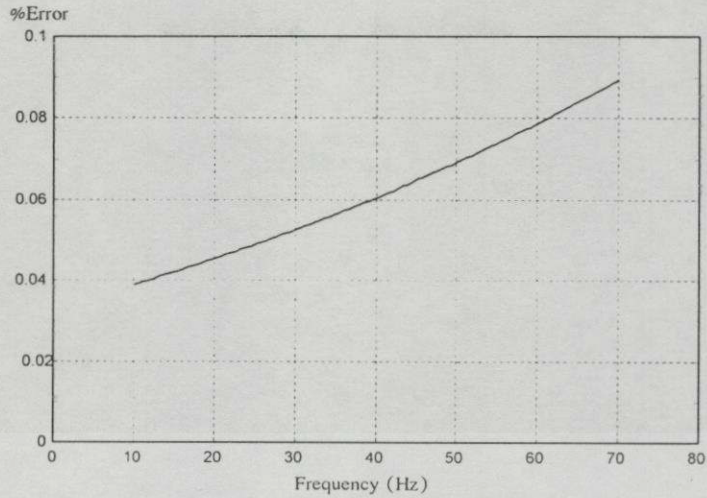
ตารางที่ 6.3 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH ที่ความถี่ฟันดาเมนทอล 1-9Hz เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่สภาวะการทำงานไร้โหลด (FR=2Hz)

$f_1$ (Hz)	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0	8.0	9.0
speed dete.(rpm)	29.5	59.5	90.6	120.5	147.5	177.5	210.6	239.0	277.5
photo-tach.(rpm)	30.0	58.8	91.0	119.9	150.0	178.3	210.8	239.2	279.8
%Error	1.67	1.20	0.44	0.50	1.67	0.45	0.09	0.08	0.82

ในส่วนของการทดลองที่ความถี่ฟันดาเมนทอลมากกว่า 9Hz แสดงดังรูปที่ 6.7 ซึ่งเป็นการทดลองกับมอเตอร์ B เนื่องจาก RSH เกิดขึ้นตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ จุดประสงค์ของการทดลองเพื่อแสดงให้เห็นถึงความแม่นยำของการคำนวณหาความเร็วในทุกๆการเปลี่ยนแปลงของความถี่ฟันดาเมนทอลและสภาวะ โหลด เครื่องหมาย ■ แทนการคำนวณความเร็วโดยอาศัย RSH และในรูปที่ 6.8 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นตลอดย่านความถี่ฟันดาเมนทอลของการทดลองรูปที่ 6.7 ซึ่งได้คำนวณโดยใช้ค่าเฉลี่ยของค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในแต่ละพิกัดโหลดที่ความถี่เดียวกัน จากรูปสามารถสรุปได้ว่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนจะมีค่ามากขึ้นตามความถี่ฟันดาเมนทอล

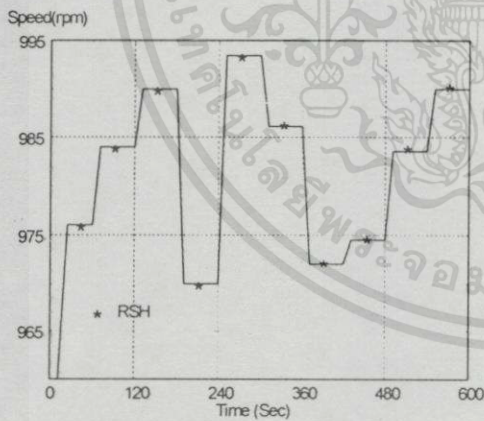


รูปที่ 6.7 แสดงความแม่นยำการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัย RSH

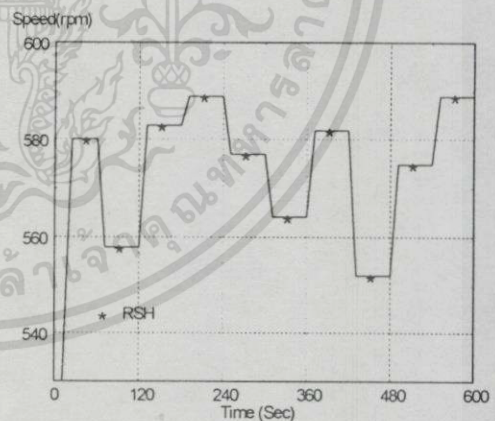


รูปที่ 6.8 เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยที่ความถี่พินคาเมนทอลต่างๆ

รูปที่ 6.9 เป็นการเปรียบเทียบการวัดความเร็วด้วย photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดของมอเตอร์ที่เวลาต่างๆ จากรูปการทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ ได้ทดลองกับมอเตอร์ C และมอเตอร์ B กับแหล่งจ่าย PWM อินเวอร์เตอร์ (ที่ความถี่พินคาเมนทอลเท่ากับ 20Hz) ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า RSH สามารถใช้คำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ทั้งแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ซึ่งมีเปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนแสดงดังตารางที่ 6.4



(a)



(b)

รูปที่ 6.9 การคำนวณหาความเร็วภายใต้การเพิ่มและลดภาระของมอเตอร์เมื่อ

(a) แหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์

(b) PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่พินคาเมนทอลเท่ากับ 20 Hz

ตารางที่ 6.4 เปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่วัดได้จาก photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่พื้นฐานคาเมนทอลเท่ากับ 20 Hz ภายใต้การเพิ่มและลดภาระของมอเตอร์

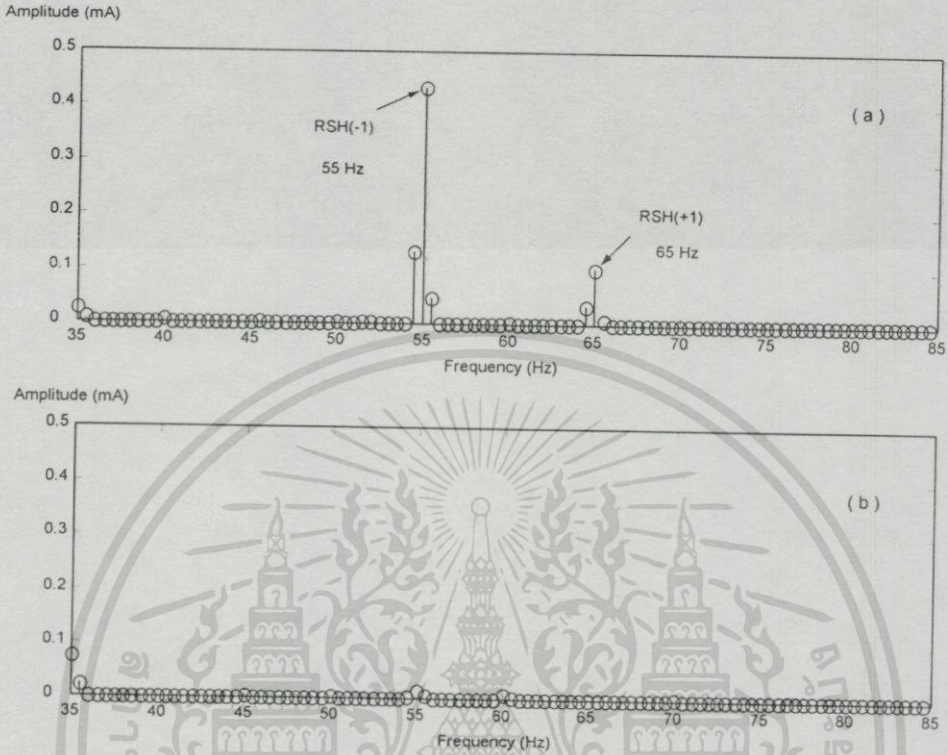
Time (sec)	speed dete. (rpm)		photo-tach. (rpm)		% Error	
	Sine	PWM	Sine	PWM	Sine	PWM
40	976.1	578.75	976.0	579.7	-0.01	+0.16
90	984.3	557.5	984.1	557.5	-0.02	0
150	990.0	582.5	990.0	583.5	0	+0.17
210	970.0	588.75	970.0	589.2	0	+0.08
270	993.1	576.25	993.3	576.9	+0.02	+0.11
330	985.6	563.75	986.0	563.7	+0.04	-0.01
390	970.5	582.5	971.0	582.3	+0.05	-0.03
450	975.3	553.5	975.0	552.4	-0.03	-0.018
510	983.8	575	983.8	575.4	0	+0.07
570	989.8	588.75	990.0	589	+0.02	+0.04

## 6.2 พฤติกรรมของโรเตอร์สตอลอาร์โมนิคส์

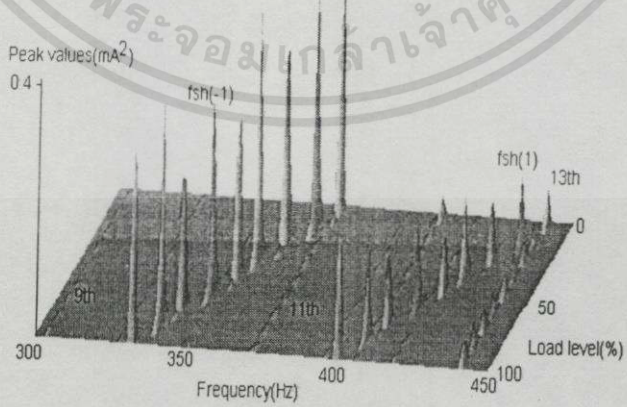
จากทฤษฎีของ RSH จะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำในช่องอากาศ ซึ่งก็คือเมื่อมอเตอร์หมุนจึงจะเกิดปรากฏการณ์นี้ ดังนั้นในสภาวะที่มอเตอร์หยุดนิ่งจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ที่มีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำแม่เหล็ก จากทฤษฎีดังกล่าวจึงได้ทดสอบกับแหล่งจ่าย PWM อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 5 Hz ด้วยการเก็บข้อมูลของกระแสเดเตอร์ 2 ครั้งเพื่อทำการวิเคราะห์ ในครั้งแรกเมื่อมอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลด สเปคตรัมที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH แสดงดังรูปที่ 6.10(a) ทำการทดสอบแล้วปรากฏว่าเป็น RSH และมีเพียง RSH เท่านั้นที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่นี้ และเมื่อจ่ายโหลดให้แก่มอเตอร์จนกระทั่งมอเตอร์หยุดหมุน แล้วนำข้อมูลของกระแสเดเตอร์ในสภาวะนี้มาวิเคราะห์ ปรากฏว่าในช่วงความถี่ดังกล่าวไม่ปรากฏสเปคตรัมใดๆเลยดังรูปที่ 6.10(b)

ความถี่ของ RSH จะขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ที่เป็นผลมาจากโหลด กล่าวคือถ้ามอเตอร์มีความเร็วลดลงซึ่งหมายถึงมีโหลดเพิ่มขึ้น RSH จะมีความถี่ต่ำลงแสดงให้เห็นด้วยภาพ 3 มิติรูปที่ 6.11 ซึ่งเป็นผลการทดลองกับมอเตอร์ B จากผลการทดลองตลอดย่านความถี่และสภาวะโหลดต่างๆ ทำให้เห็นว่าแอมพลิจูดของ RSH ไม่เป็นอัตราส่วนเดียวกันกับแอมพลิจูดของกระแสพื้นฐานคาเมนทอลหรือไม่แปรผันตรงกับกระแสพื้นฐานคาเมนทอลดังรูปที่ 6.12 ซึ่งการทดลองของรูปนี้ อัลกอริทึมที่ใช้

สำหรับคำนวณหาความเร็ว ได้ตัดช่วงตัวกรองดิจิทัลออกไปเพื่อต้องการให้แอมพลิจูดของ RSH มีความถูกต้องมากที่สุด

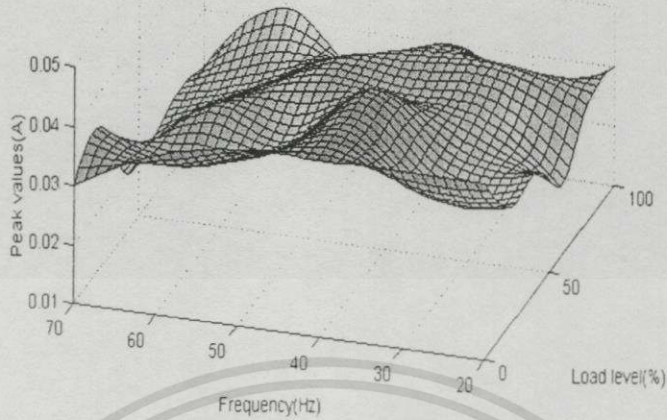


รูปที่ 6.10 การทดลองที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เท่ากับ 5Hz (a)มอเตอร์หมุน (b)มอเตอร์หยุดนิ่ง

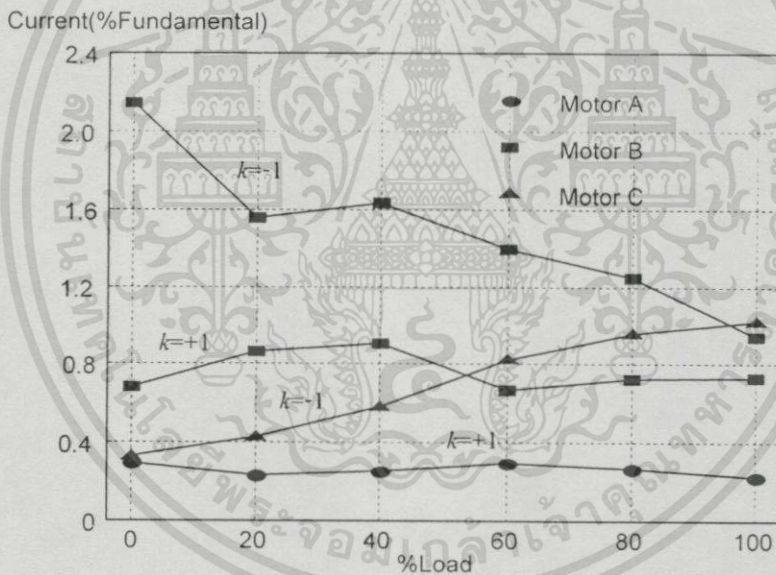


รูปที่ 6.11 การเคลื่อนที่ของ RSH ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดที่ความถี่ 34 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 แอมพลิจูดของ RSH จะไม่ขึ้นอยู่กับกระแสไฟคานาเมนทอล



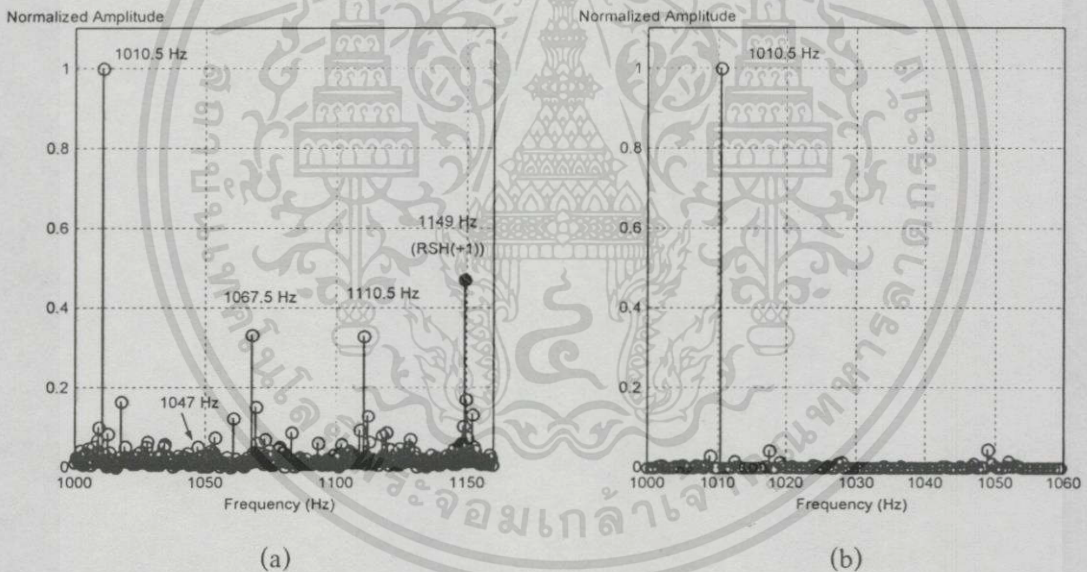
รูปที่ 6.13 แอมพลิจูดของ RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ A, B และ C ที่สภาวะโหลดต่างๆ

แอมพลิจูดของ RSH จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในช่องอากาศ ซึ่งมีความเป็นไปได้ว่าถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์สูง RSH น่าจะมีแอมพลิจูดสูงตามไปด้วย แต่ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย RSH ก็น่าจะมีแอมพลิจูดต่ำด้วยเช่นกัน รูปที่ 6.13 ได้เปรียบเทียบแอมพลิจูดของ RSH ด้วยการกำหนดให้กระแสไฟคานาเมนทอลมีค่าเท่ากับ 100% โดยทดลองกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อโรเตอร์เป็นชนิดกรงกระรอกและชนิดลวดพัน จะเห็นว่า RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ B มีค่ามากที่สุดเนื่องจากเป็นมอเตอร์ชนิดลวดพันที่มีความเป็นสล็อตสูง และจากผลการทดลองรูปที่ 6.13 การเปลี่ยนแปลงของ RSH ที่เกิดขึ้นในแต่ละพิกัดของมอเตอร์จะแตกต่างกันไป กล่าวคือแอมพลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ A ก่อนข้างคงที่โดยมีค่าประมาณ 0.3% มอเตอร์ B ที่  $k=+1$  จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-0.9% และที่  $k=-1$  จะมีค่าลดลงเมื่อสภาวะโหลดเพิ่มขึ้นโดยที่สภาวะไร้โหลดจะมีค่า 2.15% โดยประมาณ และจะลดลงเหลือ 0.9% เมื่อมอเตอร์ทำงานที่พิกัด ในส่วนของมอเตอร์ C RSH จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสฟลักซ์คานาเมนทอลคือจะมีค่าประมาณ 0.3% ที่สภาวะไร้โหลดและ 0.95% ที่สภาวะโหลดเต็มพิกัด

แอมพลิจูดของ RSH ที่ได้จากการทดลองในรูปที่ 6.13 เป็นการเก็บค่าแอมพลิจูดของ RSH เมื่อทราบความถี่ของ RSH ซึ่งไม่ได้หมายความว่า RSH จะมีแอมพลิจูดสูงที่สุดในช่วงความถี่ของมัน การไม่เกิดขึ้นของ RSH ที่  $k=-1$  และ  $k=+1$  ในมอเตอร์ A และ C จะมีผลต่อตำแหน่งของ RSH เมื่อใช้ความเป็นคู่ของ RSH มาคูณกันดังรูปที่ 6.14 เพราะ โดยปกติแล้วจะมีฮาร์โมนิกส์ที่มีความเป็นคู่เช่นเดียวกับ RSH และเกิดขึ้นปะปนมาในช่วงความถี่ของ RSH ด้วยดังรูปที่ 6.14(a) เช่นที่ความถี่ 1,010.5 Hz มีความเป็นคู่เท่ากับสองเท่าของความถี่กระแสฟลักซ์คานาเมนทอลคือ 1,110.5 Hz ซึ่งเมื่อคูณความเป็นคู่จะทำให้เกิดการระบุมความถี่ของ RSH ผิดพลาดไป



รูปที่ 6.14 ผลการคูณความเป็นคู่ของ RSH ในช่วงความถี่ RSH

โดยปกติ RSH จะเกิดขึ้นตามอันดับ  $\pm 1, \pm 2, \dots$  แต่ความเป็นจริงแล้ว RSH ไม่ได้เกิดขึ้นเป็นอันดับตามที่ได้อธิบายไว้ ทำให้การคำนวณผิดพลาดไปอย่างสิ้นเชิง และในการวิเคราะห์แอมพลิจูดของ RSH ในช่วง  $k=\pm 1$  ถึง  $k=\pm 7$  ดังตารางที่ 6.5 ซึ่งเป็นการทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ เมื่อมอเตอร์ทำงานที่โหลดเต็มพิกัด จะสังเกตเห็นได้ว่า RSH ที่อันดับ  $k=\pm 1$  จะมีค่ามากกว่าอันดับที่สูงขึ้นไป แต่มีความเป็นไปได้ว่าในอันดับที่สูงกว่า อาจจะมีแอมพลิจูดสูงกว่าที่อันดับต่ำ เช่น การทดลองกับมอเตอร์ A ในอันดับที่  $k=-3$  ทั้งนี้อาจจะเป็นไปได้ว่ามีฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่เท่ากับความ

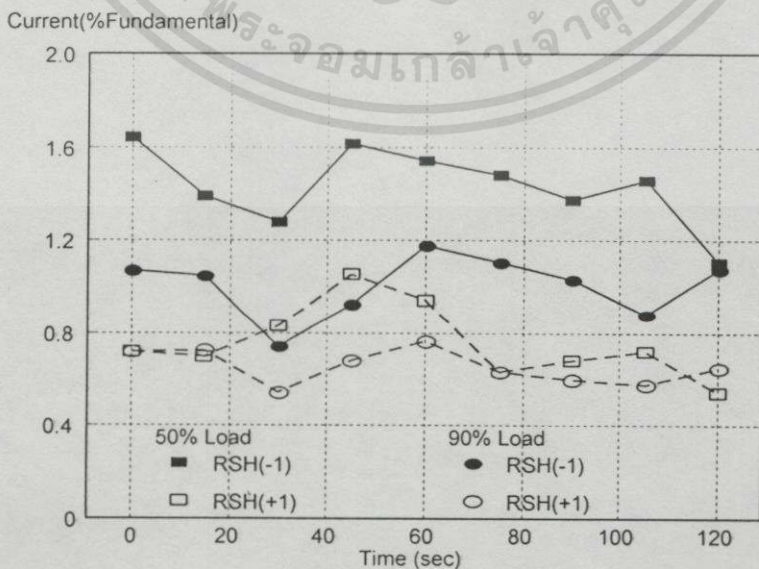
ถึของ RSH ในอันดับที่  $k=3$  จึงทำให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นได้ สิ่งหนึ่งที่สามารถเห็นได้อย่างชัดเจนคือการไม่เกิดขึ้นของ RSH ในอันดับที่เป็นเลขคู่

ตารางที่ 6.5 เปอร์เซนต์แอมพลิจูดของ RSH เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ที่อันดับ  $k$  ต่างๆเมื่อมอเตอร์ทำงานที่โหลดเต็มพิกัด

Motor \ k	1		2		3		4		5		6		7	
	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
A	.175	-	-	-	.068	.235	-	-	-	-	-	-	.050	-
B	.712	1.06	-	-	-	-	-	-	.128	.113	-	-	-	-
C	-	1.20	-	-	.857	.394	-	-	.197	.112	-	-	-	-

หมายเหตุ แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์โดยเฉลี่ยในช่วงความถี่ของ RSH ตั้งแต่อันดับที่  $\pm 1$  ถึงอันดับที่  $\pm 7$  ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ A, B และ C มีค่าเท่ากับ 0.05%, 0.04% และ 0.08% ตามลำดับ

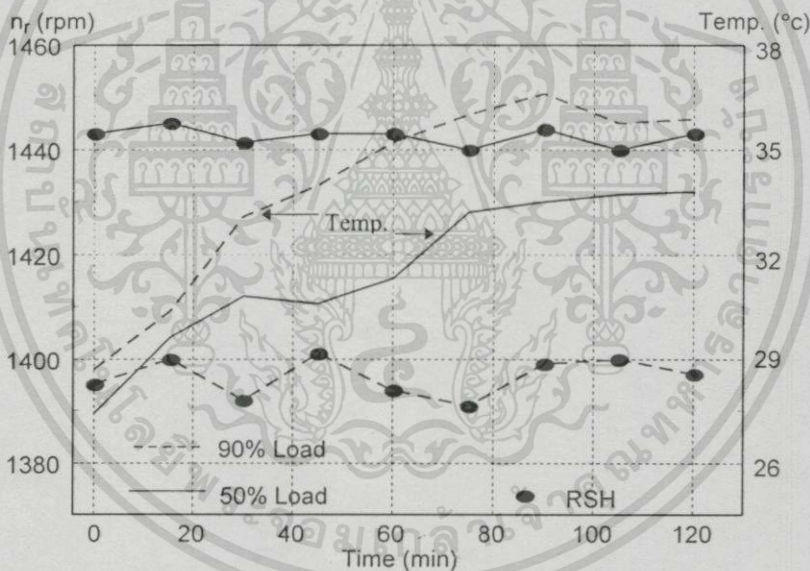
จากผลการทดลองรูปที่ 6.13 และตารางที่ 6.5 แอมพลิจูดของ RSH ที่ได้เป็นค่าเฉลี่ยที่ได้จากการทดลอง 3 ครั้งซึ่งเวลาต่างกัน เนื่องจาก RSH เป็นเพียงริบเบิลที่เกิดขึ้นในช่องอากาศตามการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำที่เป็นผลมาจากการหมุนของมอเตอร์ ซึ่งจะทำให้แอมพลิจูดของ RSH มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังผลการทดลองรูปที่ 6.15 แต่ถึงอย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของ RSH เนื่องจากการหมุนของมอเตอร์ยังมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากสภาวะโหลด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของ RSH เนื่องจากการหมุนของมอเตอร์จะไม่มีผลต่อการตรวจจับ RSH



รูปที่ 6.15 การเปลี่ยนแปลงของ RSH เมื่อเวลาเปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

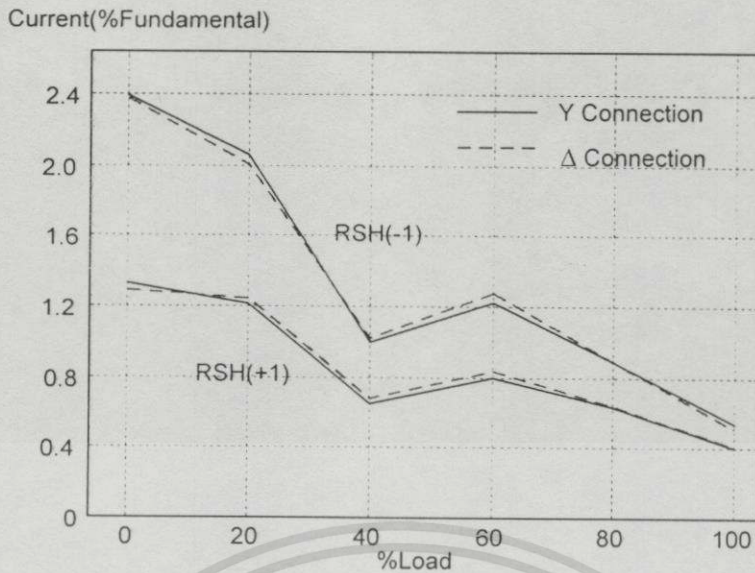
พฤติกรรมของ RSH ที่ได้กล่าวมาแล้วนี้เป็นพฤติกรรมเบื้องต้นที่เกิดขึ้นแตกต่างกันในแต่ละโครงสร้างและพิกัดของมอเตอร์ พฤติกรรมอีกด้านหนึ่งที่ควรได้รับการพิจารณา เนื่องจากมีความเป็นไปได้ที่จะเกิดขึ้น และเพื่อให้ RSH เป็นที่น่าเชื่อถือในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ได้แก่ผลของอุณหภูมิ การต่อมอเตอร์แบบ Y และ  $\Delta$  รวมไปถึงสภาวะแรงดันที่ไม่สมดุลของแหล่งจ่ายด้วยซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ในการทำงานของมอเตอร์จะทำให้มีอุณหภูมิสูงขึ้น ทำให้การคำนวณหาความเร็วโดยใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์(MRAS) เกิดความคลาดเคลื่อนของความเร็วขึ้นตามผลของอุณหภูมิ ในการทดลองผลของอุณหภูมิต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ RSH ได้ทดลองกับมอเตอร์ B เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ที่พิกัด 50% โหลด และ 90% โหลด โดยใช้เหล็กถ่วงน้ำหนักซึ่งจะทำให้ความเร็วมีการเปลี่ยนแปลงได้มากกว่าโหลดทางไฟฟ้าและจะใช้เวลาเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่เกิดขึ้นนี้ตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณหาความเร็วด้วย จากผลการทดลองรูปที่ 6.16 แสดงให้เห็นว่าเมื่ออุณหภูมิมียุคสูงขึ้น การคำนวณความเร็วโดยอาศัย RSH ยังมีความถูกต้องสูงโดยมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 0.1%



รูปที่ 6.16 ความแม่นยำของการคำนวณความเร็วโดยอาศัย RSH เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

ในส่วนของการทดลองการต่อมอเตอร์ทั้ง 3 พิกัดตามภาคผนวก ก ซึ่งอัตราแรงดันในการต่อแบบ  $\Delta$  จะเป็น 220V และ 380V สำหรับการต่อแบบ Y ซึ่งพิกัดแรงดันในลักษณะนี้จะทำให้กระแสที่ไหลในขดลวดแต่ละเฟส ( $I_p$ ) มีค่าเท่ากัน ถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในไลน์ของการต่อมอเตอร์แบบ  $\Delta$  จะมีค่ามากกว่ากระแสไลน์ในการต่อแบบ Y ในการทดลองได้ใช้ข้อมูลของกระแสไลน์ และได้เปรียบเทียบแอมพลิจูดของ RSH ที่เกิดขึ้นในทุกสภาวะโหลดโดยเทียบเป็น 100% ของกระแสเฟสตามทอล จากผลการทดลองรูปที่ 6.17 แอมพลิจูดของ RSH ในการต่อมอเตอร์แบบ  $\Delta$  และ Y จะมีค่าไม่แตกต่างกันมากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.17 แอมพลิจูดของ RSH เมื่อมอเตอร์ต่อแบบ Y และแบบ  $\Delta$

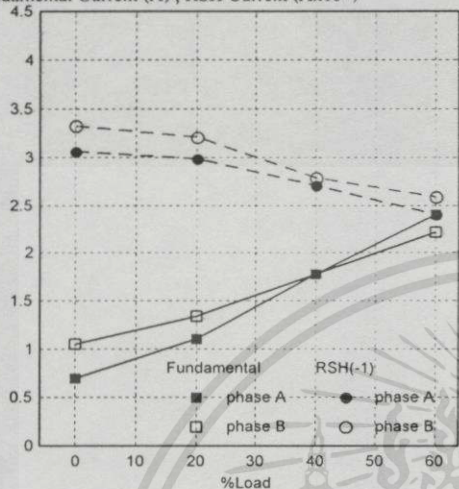
ตารางที่ 6.6 สถานะแรงดันไม่สมดุลระดับต่างๆที่ใช้ในการทดสอบ

ไม่สมดุล สถานะ	$V_{an}$ (volts)	$V_{bn}$ (volts)	$V_{cn}$ (volts)
สูงกว่าปกติ	220	238	238
	230	230	220
ต่ำกว่าปกติ	220	210	210
	220	204	204

พฤติกรรมของ RSH ในอีกสถานะหนึ่งที่เราควรได้รับการพิจารณาซึ่งมีความเป็นไปได้ที่จะเกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสคือสถานะแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล ซึ่งในสถานะแรงดันปกติ RSH ที่เกิดขึ้นจะมีค่าที่ใกล้เคียงกันในทุกๆเฟส ในส่วนของสถานะแรงดันไม่สมดุลจะทำให้กระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมีค่าแตกต่างกันไป ซึ่งจะทำให้แอมพลิจูดของ RSH มีค่าต่างกันไปด้วย ในการทดลองได้ทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ โดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟส จำนวน 3 ตัว และมอเตอร์ต่อแบบ Y พร้อมสายนิวตรอล ปรับให้แรงดันที่ตกคร่อมในแต่ละเฟสสูงกว่าปกติและต่ำกว่าปกติ 4 สถานะตามตารางที่ 6.6 ผลการทดลองได้แสดงการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของ RSH พร้อมกับกระแสฟลักซ์ที่แตกต่างกันในแต่ละสถานะของแรงดันเช่นผลการทดลองรูปที่ 6.18(b) กระแสที่ไหลในไลน์ A จะมากกว่ากระแสที่ไหลในไลน์ B ซึ่ง RSH ที่เกิดขึ้นในไลน์ A ก็จะมีแอมพลิจูดมากกว่าในไลน์ B ด้วยเช่นกัน การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของ RSH ที่เกิดขึ้นในแต่ละเฟสจะแตกต่างกันไป แต่ในช่วงความถี่ของ RSH ก็ไม่ได้ถูกรบกวนด้วยฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากสถานะแรง

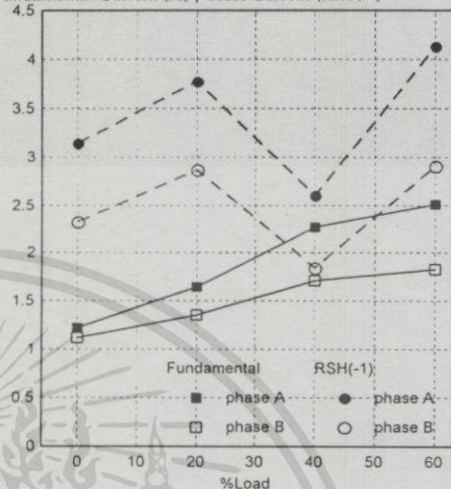
คั่นไม่สมดุล ซึ่งยังสามารถนำมาคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อย่างถูกต้อง ในการทดลองนี้ไม่ได้ใช้ตัวกรองดิจิทัลเนื่องจากต้องการตรวจสอบความถูกต้องแอมพลิจูดของ RSH

Fundamental Current (A), RSH Current ( $A \times 10^{-3}$ )



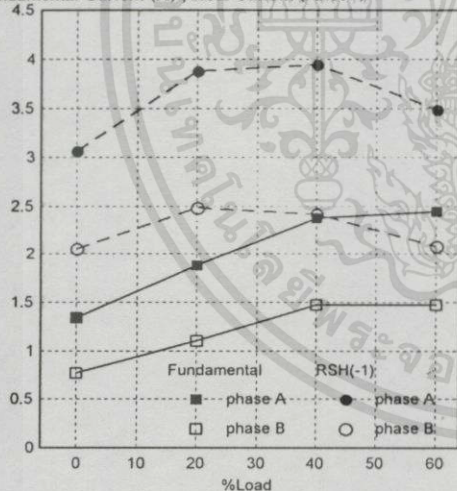
(a) สูงกว่าปกติ (220/238/238)

Fundamental Current (A), RSH Current ( $A \times 10^{-3}$ )



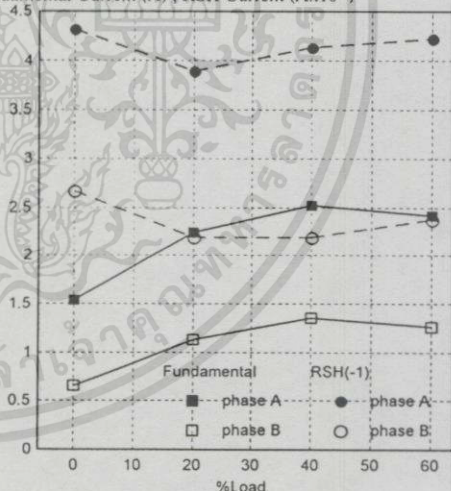
(b) สูงกว่าปกติ (230/230/220)

Fundamental Current (A), RSH Current ( $A \times 10^{-3}$ )



(c) ต่ำกว่าปกติ (220/210/210)

Fundamental Current (A), RSH Current ( $A \times 10^{-3}$ )



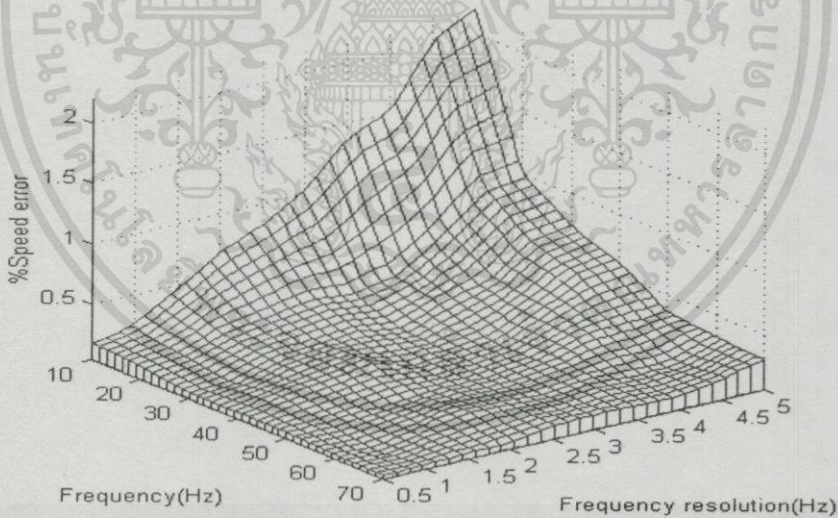
(d) ต่ำกว่าปกติ (220/204/204)

รูปที่ 6.18 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของ RSH เมื่อสถานะแรงคั่นไม่สมดุลระดับต่าง ๆ ( $V_{an}$   $V_{bn}$   $V_{cn}$ )

### 6.3 การลดจำนวนของข้อมูลด้วยการลดความละเอียดของความถี่

ในการลดจำนวนของข้อมูลกระแสเดเตอร์ ที่จะนำมาคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งในการทดลองที่ผ่านมาได้กำหนดอัตราการแซมปลิงไว้ที่ค่าต่ำสุดคือ  $2.5f_{sA}(+k)$  ที่จะทำให้ RSH ปรากฏขึ้นได้ แต่ยังใช้จำนวนของรูปคลื่นมากเพื่อต้องการให้ความละเอียดของความถี่มีค่าสูง ในการทดลองของหัวข้อนี้จะเป็นการลดจำนวนของรูปคลื่น ซึ่งจะทำให้ความละเอียดของความถี่ลดลง และความคลาดเคลื่อนของการคำนวณหาความเร็วมีค่าสูงขึ้น

วิธีการลดจำนวนของข้อมูลกระแสที่สามารถทำได้คือการลด FR หรือก็คือการเพิ่มขึ้นของค่าความถี่ในช่วงรอยต่อของสเปกตรา เนื่องจาก  $FR=f_f/N_{cyc}$  จากการทดลองที่ผ่านมาได้ใช้ FR ที่มีค่าความละเอียดค่อนข้างสูง เช่น ที่  $FR=1\text{Hz}$  นั้นหมายความว่าที่ความถี่พิกัดเมนทอลเท่ากับ 50Hz จำนวนของรูปคลื่นที่ใช้ในการประมวลผลจะเท่ากับ 50 รูปคลื่น(1,650 ข้อมูล) ซึ่งถ้า FR มีค่ามากขึ้น จะทำให้จำนวนของข้อมูลที่นำมาประมวลผลน้อยลงตามจำนวนของรูปคลื่นด้วย ผลการทดลองความคลาดเคลื่อนของการคำนวณหาความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลง FR ให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5Hz-5Hz ที่ความถี่พิกัดเมนทอลมีค่าเท่ากับ 10Hz-70Hz สามารถแสดงด้วยภาพ 3 มิติดังรูปที่ 6.19 (พล็อตโดยใช้โปรแกรม Matlab ที่มีการอินเทอร์โพลด์ข้อมูล)

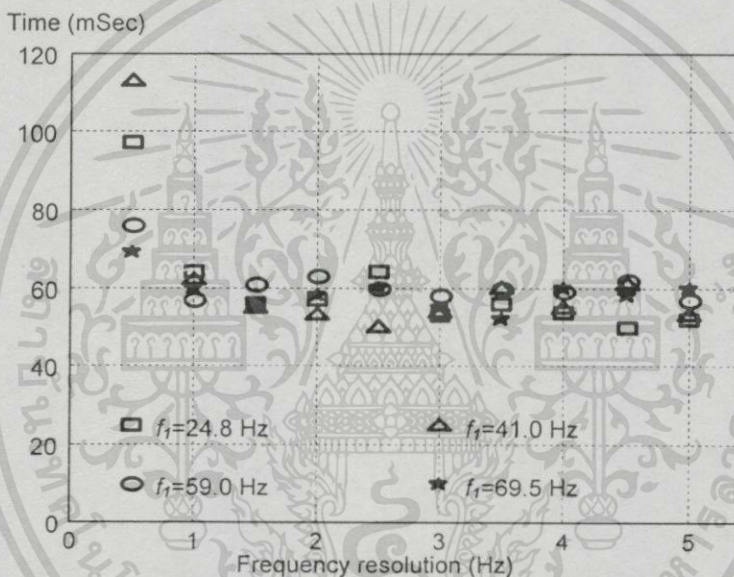


รูปที่ 6.19 ความคลาดเคลื่อนของความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลง FR ที่ความถี่พิกัดเมนทอลต่างๆ โดยใช้ FFT

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าในการประมวลผลที่ใช้จำนวนของรูปคลื่นน้อยลงหรือ FR มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ความคลาดเคลื่อนมีช่วงกว้างมากขึ้น โดยเฉพาะที่ความถี่พิกัดเมนทอลมีค่าต่ำ ตัวอย่างเช่น จากผลการทดลองที่  $FR=0.5\text{Hz}$  และความถี่พิกัดเมนทอล 10Hz จะมีเปอร์เซ็นต์ความ

คลาดเคลื่อนของความเร็วเป็น 0.14% และที่ความถี่พินดามเมนทอลเดียวกันเมื่อ  $FR=5\text{Hz}$  เปอร์เซ็นต์ ช่วงความคลาดเคลื่อนของความเร็วจะเพิ่มขึ้นเป็น 2.3% หรือมีความคลาดเคลื่อนไป 6.9 rpm

รูปที่ 6.20 แสดงเวลาที่ใช้ในการประมวลผลสำหรับคำนวณหาความเร็วด้วยอัลกอริทึมคังรูปที่ 5.1 โดยใช้โปรแกรม Matlab (คอมพิวเตอร์ Pentium Celeron ที่มีความเร็ว 533MHz) และการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT (ข้อมูลไม่เป็น  $2^n$  ในโปรแกรม Matlab จะเป็นการทรานส์ฟอร์มด้วย DFT) ทดลองที่ความถี่ 24.8Hz, 41Hz, 59Hz และ 69.5Hz และ FR มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5Hz-5Hz จากผลการทดลอง เวลาที่ใช้ในการคำนวณ FR ในแต่ละค่าจะแตกต่างกัน ทั้งนี้อาจจะมีสาเหตุมาจากจุดศนิยมที่เกิดขึ้นในการคำนวณ แต่ถึงอย่างไรก็ตามเวลาที่ใช้ในการประมวลผลโดยเฉลี่ยแล้วจะมีค่าเท่ากับ 55ms ที่ FR มีค่ามากกว่า 1Hz



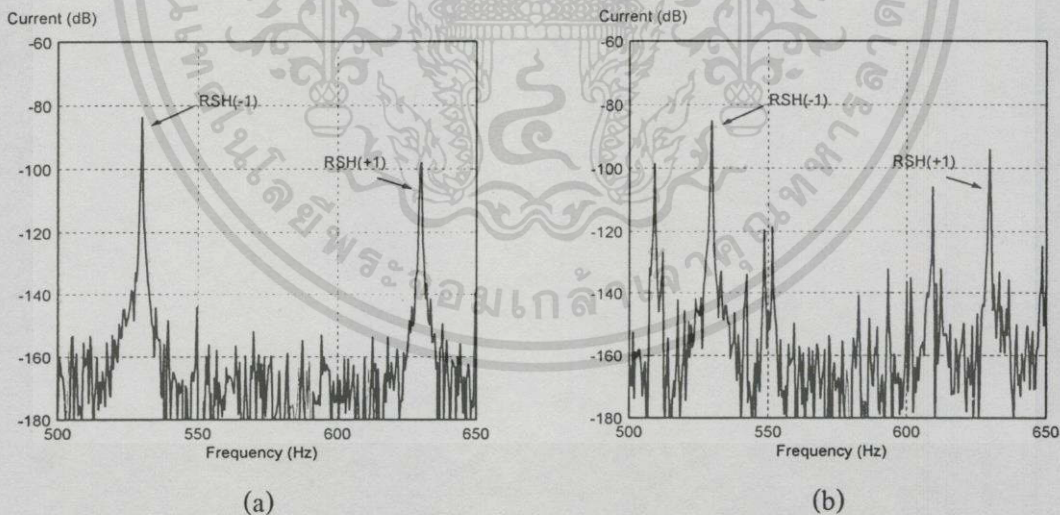
รูปที่ 6.20 เวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริทึมด้วย โปรแกรม Matlab เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า FR โดยใช้ FFT

เวลาที่ใช้สำหรับการประมวลผลในรูปที่ 6.20 เป็นการทดลองที่ความถี่พินดามเมนทอลต่างกันซึ่ง เวลาที่ใช้ยังมีค่าสูง สาเหตุหนึ่งที่ทำให้การประมวลผลใช้เวลานาน คือจำนวนของข้อมูลที่ไม่เป็น  $2^n$  ซึ่งในโปรแกรม Matlab จะคำนวณโดยใช้ DFT ซึ่งความเร็วของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะ ขึ้นอยู่กับ 2 ปัจจัยหลักคือ อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการประมวลผล กับชนิดของไมโครโปรเซสเซอร์ ที่มีประสิทธิภาพในการคำนวณสูงทำให้ใช้เวลาในการประมวลผลได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งในงานวิจัยนี้ ยังไม่คำนึงถึงเวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริทึมมากนัก เนื่องจากการคำนวณโดยใช้ โปรแกรม Matlab แต่จุดสำคัญของผลการทดลองหัวข้อนี้จะชี้ให้เห็นว่าในอัลกอริทึมเดียวกันเมื่อ เพิ่มค่า FR ความเร็วที่ใช้ในการประมวลผลจะลดลงหรือเพิ่มขึ้นอย่างไร ซึ่งรวมไปถึงเปอร์เซ็นต์ ช่วงความคลาดเคลื่อนของความเร็วด้วย

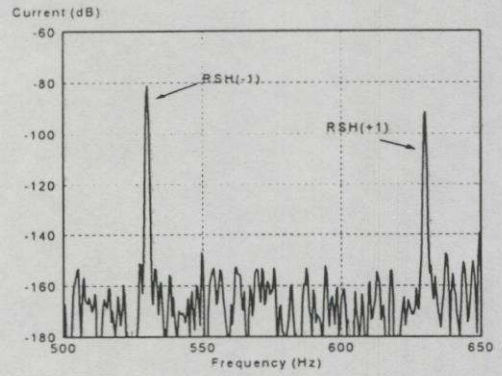
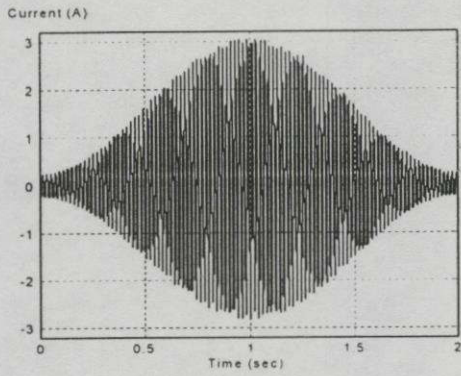
## 6.4 การวิเคราะห์สเปกตรัมของ RSH ด้วยตัวกรองวินโดว์

ในการวิเคราะห์สเปกตรัมของ RSH จะพิจารณาถึงการลดลงของการรบกวนสเปกตราที่อยู่โดยรอบสเปกตรัมของ RSH เมื่อใช้ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ต่างกัน ในการทดลองได้ทดสอบกับแหล่งจ่ายคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์รวมอยู่ในพาดแบนทอล องค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ที่รวมอยู่สามารถแยกได้ด้วยการวิเคราะห์ในโดเมนความถี่ที่ได้จากอัลกอริทึมของการทรานส์ฟอร์ม ในการทดลองของหัวข้อนี้ได้ใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และข้อมูลของกระแสจะพิจารณาที่  $FR=0.5\text{Hz}$  เพื่อให้เห็นการลดลงของการรบกวนสเปกตราได้อย่างชัดเจน

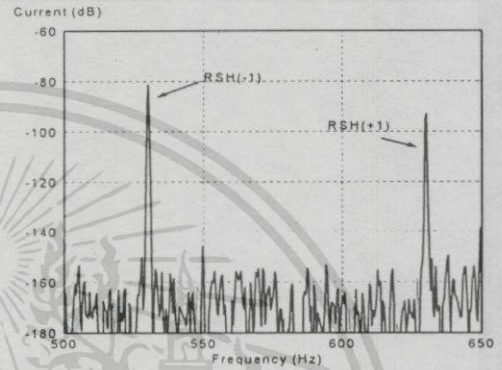
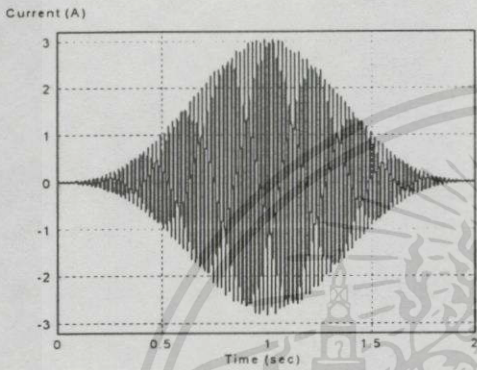
ข้อมูลของกระแสเดเตอร์ในโดเมนเวลาเมื่อทรานส์ฟอร์มไปยังโดเมนความถี่โดยไม่ผ่านกระบวนการใดๆจะทำให้เกิดการรบกวนสเปกตราซึ่งมีสาเหตุดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ผลการทดลองดังรูปที่ 6.21(a) เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ 6.21(b) เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลการทดลองต่อไปนี้จะได้วิเคราะห์ตัวกรองดิจิทัลเพื่อช่วยลดการรบกวนสเปกตราด้วยฟังก์ชันวินโดว์แฮมมิง วินโดว์เบล็คแมน วินโดว์ฮานนิง วินโดว์สามเหลี่ยม และวินโดว์โคเซอร์เมื่อ  $\alpha=1, 3, 5$  และ  $7$  โดยจะได้ทดสอบกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างของสเปกตรัม RSH ได้อย่างชัดเจนและแอมพลิจูดของสเปกตราจะได้แสดงไว้ในหน่วย dB เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างการลดลงของการรบกวนสเปกตราได้อย่างชัดเจนเช่นกัน



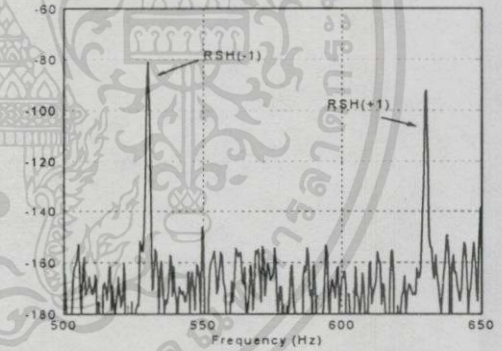
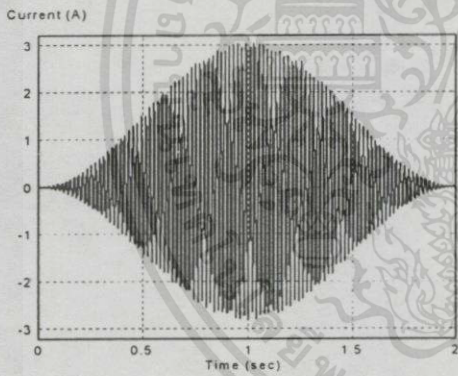
รูปที่ 6.21 สเปกตราของกระแสเดเตอร์ในช่วงความถี่ของ RSH เมื่อไม่ผ่านตัวกรองวินโดว์  
(a) เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ (b) เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์



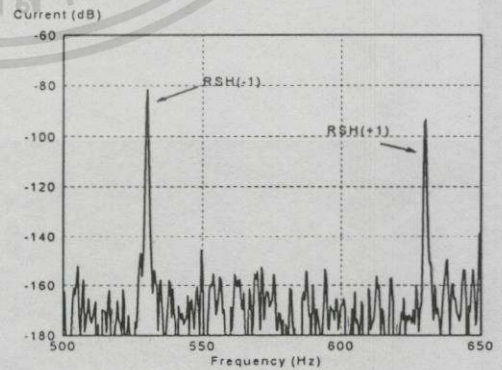
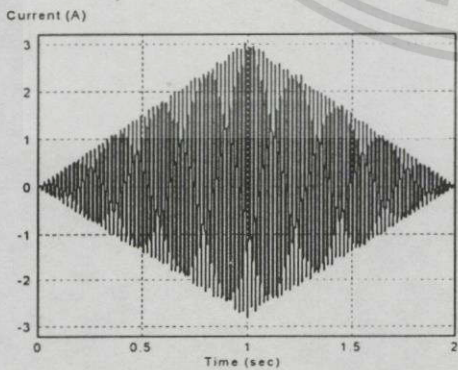
(a) Hamming window



(b) Blackman window



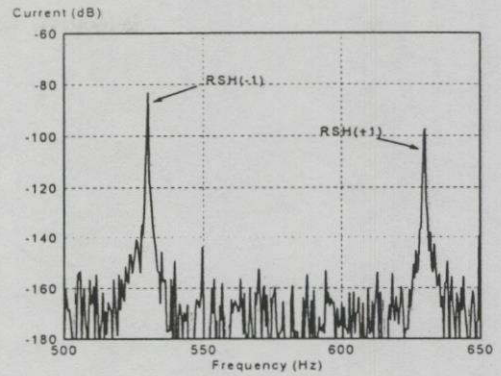
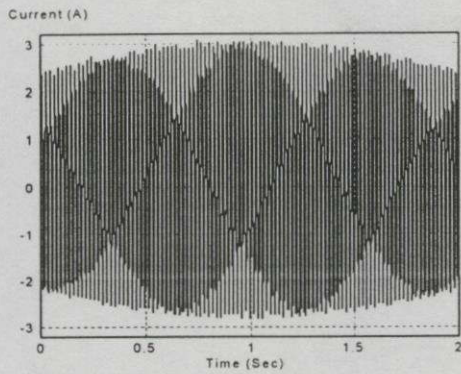
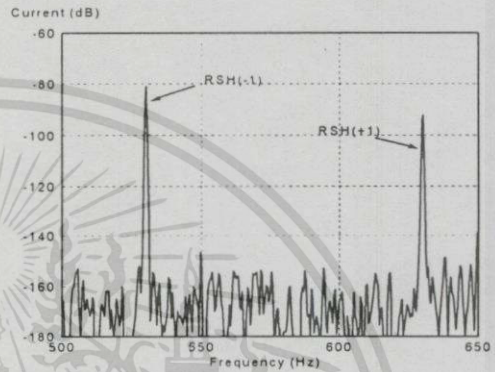
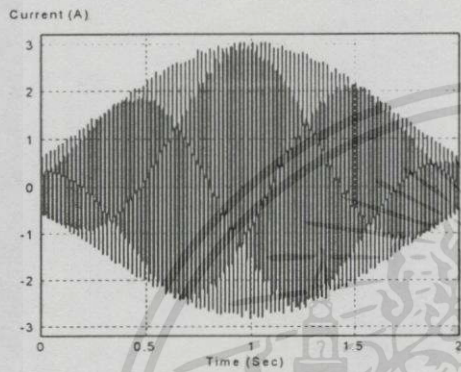
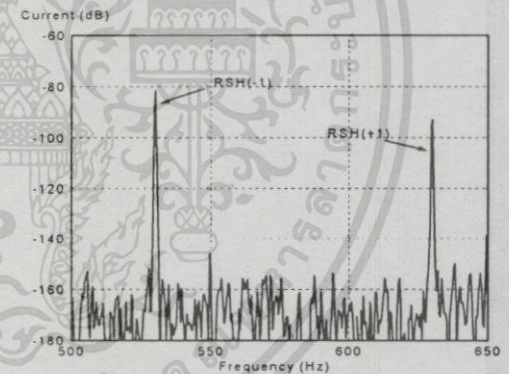
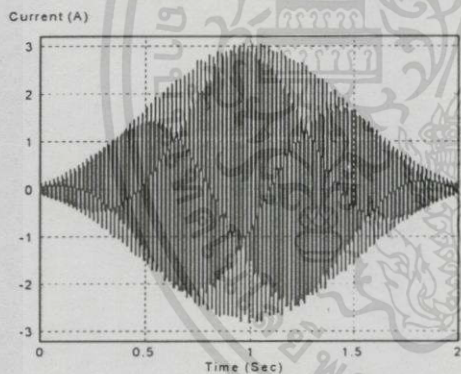
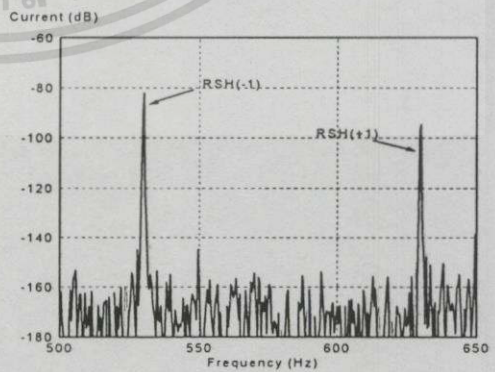
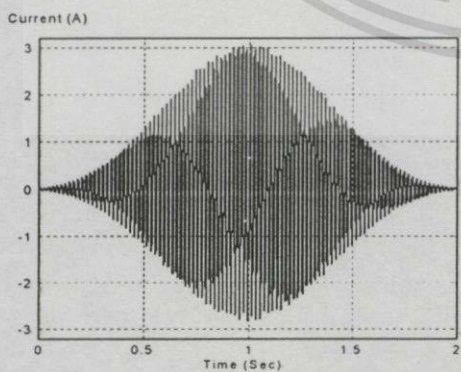
(c) Hanning window



(d) Triangular window

รูปที่ 6.22 รูปร่างของข้อมูลกระแส และสเปกตรัมแสดงช่วงความถี่ของ RSH เมื่อคูณด้วยฟังก์ชัน  
วินโดว์ชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a)  $\alpha=1$ (b)  $\alpha=3$ (c)  $\alpha=5$ (d)  $\alpha=7$ 

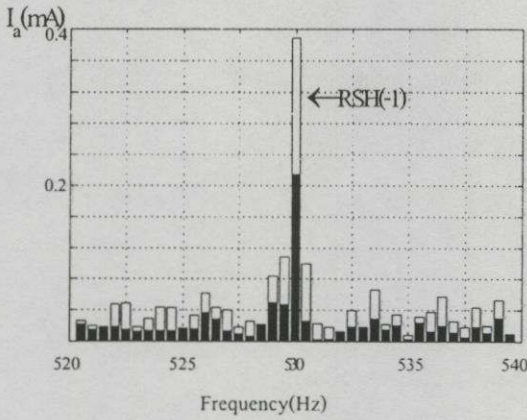
รูปที่ 6.23 รูปร่างของข้อมูลกระแส และสเปกตรัมแสดงช่วงความถี่ของ RSH เมื่อคูณด้วยฟังก์ชัน

วินโดว์โคเซอร์เมื่อ  $\alpha$  ค่าต่างๆ

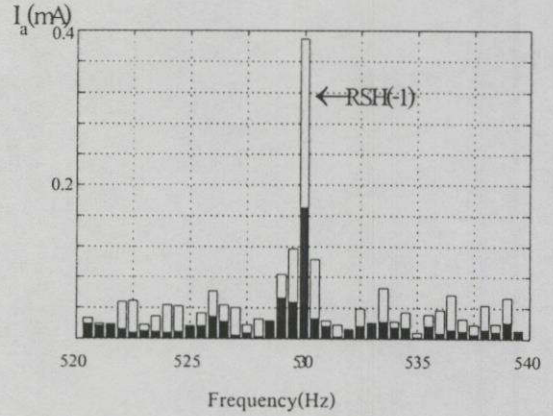
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก RSH เป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็กซึ่งเป็นเพียงริบเบิลที่เกิดขึ้นจากความปั่นป่วนจากการทดลองที่ผ่านมามอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดลวดพัน RSH จะมีแอมพลิจูดโคเคนได้เป็นอย่างมากในช่วงความถี่ของมันตลอดสภาวะการทำงานของมอเตอร์ ในการทดลองของหัวข้อ 6.4 นี้จะได้แสดงผลการทดลองการใช้ตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์ต่างๆ เพื่อลดการรบกวนของสเปกตรัมที่จะมีผลต่อ RSH ในกรณีที่ RSH มีแอมพลิจูดสูงในช่วงความถี่ของมัน โดยได้ทดลองกับมอเตอร์ B ซึ่งจะมีผลทำให้การคำนวณหาความเร็วมีความถูกต้องและแม่นยำมากขึ้น รูปร่างของกระแสเดเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองดิจิทัลจะมีรูปร่างที่แตกต่างกันไปตามรูปร่างของฟังก์ชันวินโดว์ที่นำมาคูณตัวอย่างเช่นจากผลการทดลองรูปที่ 6.22(a) เป็นรูปร่างของกระแสเดเตอร์เมื่อถูกคูณด้วยวินโดว์แฮมมิง และการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT จากรูปการทดลองจะเห็นถึงความแตกต่างของสเปกตรัมเมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ที่มีรูปร่างต่างๆ ซึ่งจะมีผลทำให้การรบกวนของสเปกตรัมลดลง ความแตกต่างของสเปกตรัมที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะผลการตอบสนองของวินโดว์แต่ละชนิด แต่จากผลการทดลองจะไม่เห็นความแตกต่างของสเปกตรัมที่เกิดขึ้นได้มากนัก เนื่องจาก RSH มีแอมพลิจูดที่สูงอยู่แล้วในช่วงความถี่ของมัน และผลการทดลองรูปที่ 6.23 ได้แสดงรูปร่างของกระแสเดเตอร์เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์โคเซอร์ที่มีค่า  $\alpha=1, 3, 5$  และ  $7$  จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าการลดลงของการรบกวนสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า  $\alpha$  กล่าวคือ การรบกวนสเปกตรัมจะลดลงเมื่อ  $\alpha$  มีค่าเพิ่มขึ้น

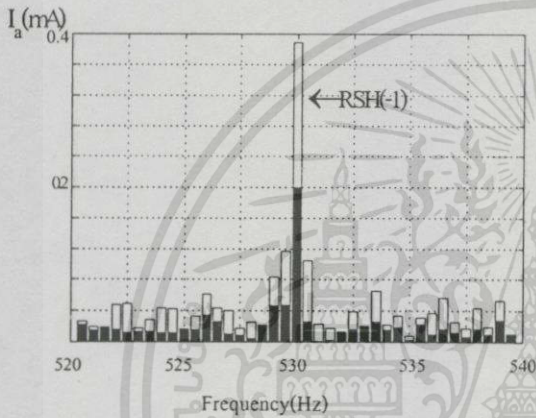
จากผลการทดลองที่ผ่านมาต้องการให้เห็นการลดลงของการรบกวนสเปกตรัมได้อย่างชัดเจน ข้อมูลที่ได้หลังจากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT แล้วจึงได้เปลี่ยนให้อยู่ในหน่วยของ dB ที่สามารถทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดต่ำมีค่าสูงขึ้นมาได้ แต่ในความเป็นจริงแล้วอัลกอริทึมสำหรับคำนวณหาความเร็วจะไม่มีในส่วนของการแปลงข้อมูลนี้ ซึ่งหลังจากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT แล้วแอมพลิจูดต่างๆของฮาร์โมนิกส์ที่รวมถึง RSH จะมีแอมพลิจูดลดลง ผลการทดลองรูปที่ 6.24 และ 6.25 ได้แสดงให้เห็นถึงการลดลงของสเปกตรัมเมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ที่มีฟังก์ชันต่างๆ สเปกตรัมที่แทนด้วยสีขาวหมายถึงสเปกตรัมของกระแสอินพุทในช่วงความถี่ของ RSH ที่ไม่ผ่านตัวกรองวินโดว์(โดยเน้นเฉพาะที่ความถี่ของ RSH) และสเปกตรัมที่ระบายด้วยสีดำหมายถึงการถูกลดทอนลงหลังจากผ่านตัวกรองวินโดว์



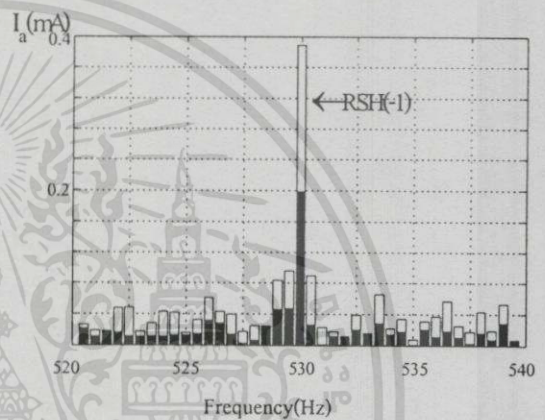
(a) Hamming window



(b) Blackman window



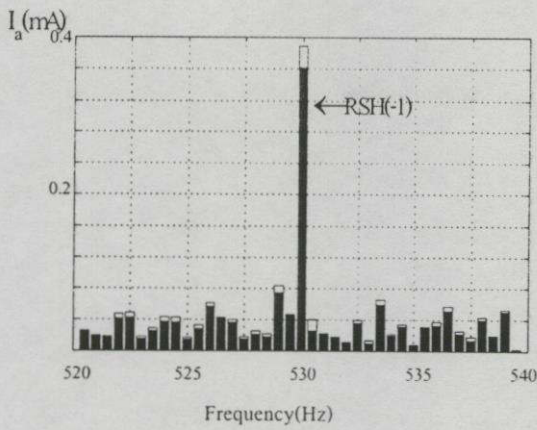
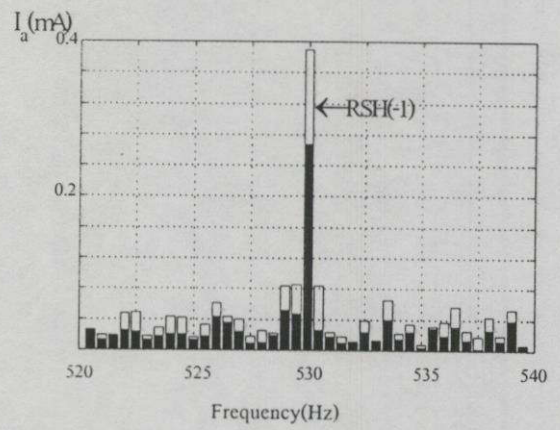
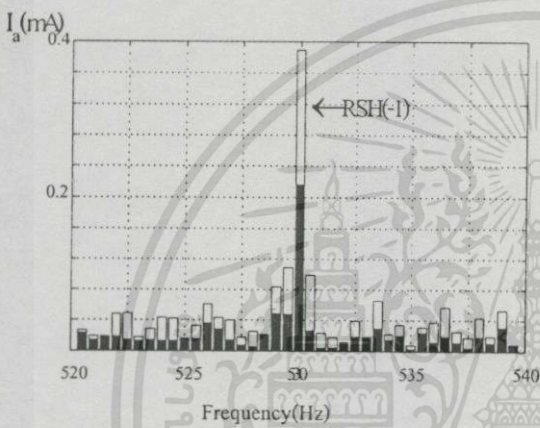
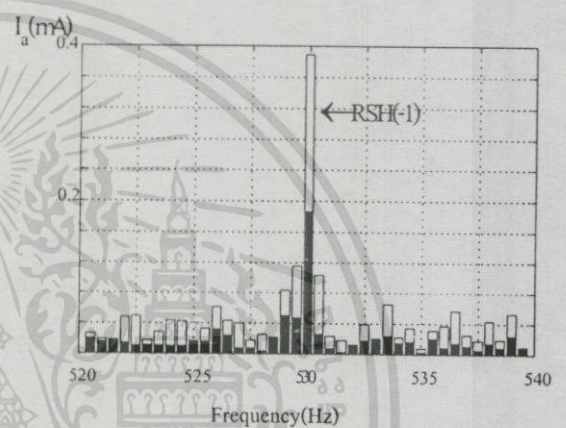
(c) Hanning window



(d) Triangular window

### รูปที่ 6.24 การลดลงของสเปกตรัม RSH เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์ชนิดต่างๆ

จากผลการทดลองการลดลงของแอมพลิจูด RSH เมื่อผ่านตัวกรองดิจิทัลดังรูปที่ 6.24 จะเห็นว่าแอมพลิจูดของ RSH เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์แฮมมิงจะมีแอมพลิจูดสูงกว่าตัวกรองวินโดว์ทั้ง 4 ชนิดดังรูป และตัวกรองวินโดว์แบล็กแมนจะทำให้แอมพลิจูดของ RSH ลดลงมากที่สุด แต่ถึงอย่างไรก็ตามแอมพลิจูดของ RSH ที่ลดลงจะไม่แตกต่างกันมากนักก็ถือมีค่าลดลงประมาณ 50% ในส่วนของการทดลองกับตัวกรองวินโดว์โคเชอร์ เมื่อ  $\alpha=1, 3, 5$  และ 7 ดังผลการทดลองรูปที่ 6.25 แอมพลิจูดของ RSH ที่ได้หลังจากผ่านตัวกรองแล้วจะมีค่ามากกว่าผลการทดลองของรูปที่ 6.24 ซึ่งตัวกรองดิจิทัลด้วยฟังก์ชันวินโดว์โคเชอร์ เมื่อ  $\alpha=1$  แอมพลิจูดของ RSH จะลดลงน้อยที่สุดของตัวกรองวินโดว์ทั้งหมด แต่การรบกวนของสเปกตราก็ไม่สามารถลดลงได้มากเช่นกัน และแอมพลิจูดของ RSH จะลดลงเมื่อ  $\alpha$  มีค่ามากขึ้น

(a)  $\alpha=1$ (b)  $\alpha=3$ (c)  $\alpha=5$ (d)  $\alpha=7$ 

รูปที่ 6.25 การทดลองของสเปกตรัม RSH เมื่อผ่านตัวกรองวินโดว์โคเซอร์เมื่อ  $\alpha$  ค่าต่างๆ

ผลการทดลองตัวกรองวินโดว์ในอีกด้านหนึ่งที่เราควรจะได้รับการพิจารณา คือเวลาที่ใช้ในการประมวลผลเมื่อนำไปใช้กับอัลกอริทึมการค้นหา RSH ตารางการทดลองที่ 6.7 ได้ทดลองถึงความคลาดเคลื่อนของความเร็ว และการใช้เวลาในการคำนวณของอัลกอริทึมเมื่อฟังก์ชันวินโดว์ต่างกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าตัวกรองวินโดว์แฮมมิง วินโดว์แบล็คแมน วินโดว์ฮานนิง และ วินโดว์สามเหลี่ยม เมื่อใช้ร่วมกับอัลกอริทึมจะใช้เวลาในการประมวลผลใกล้เคียงกันที่ 0.05 วินาทีโดยประมาณ โดยที่วินโดว์โคเซอร์จะใช้เวลาในการประมวลผลนานกว่าฟังก์ชันวินโดว์ที่กล่าวมาทั้งหมด คือมีค่าเท่ากับ 0.06 วินาทีที่  $\alpha=1$  และเวลาในการประมวลผลจะเพิ่มขึ้นเมื่อ  $\alpha$  มีค่ามากขึ้น

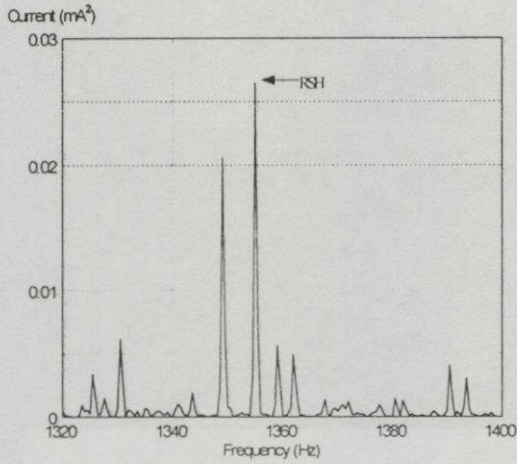
ตารางที่ 6.7 แสดงเวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริธึมด้วยโปรแกรม Matlab เมื่อใช้ตัวกรอง  
วินโดว์ชนิดต่างๆ

ชนิดของ วินโดว์	เวลา(ms)* เมื่อ $f_f=15$ Hz, 20% Load	เวลา(ms)* เมื่อ $f_f=34$ Hz, 50% Load	เวลา(ms)* เมื่อ $f_f=70$ Hz, 100% Load
ไม่ใช้วินโดว์	51	52	51
Hamming	56	55	57
Blackman	58	56	59
Hanning	53	53	53
Triangular	54	55	56
Kaiser( $\alpha=1$ )	61	63	62
Kaiser( $\alpha=3$ )	66	69	67
Kaiser( $\alpha=5$ )	71	72	72
Kaiser( $\alpha=7$ )	75	78	78

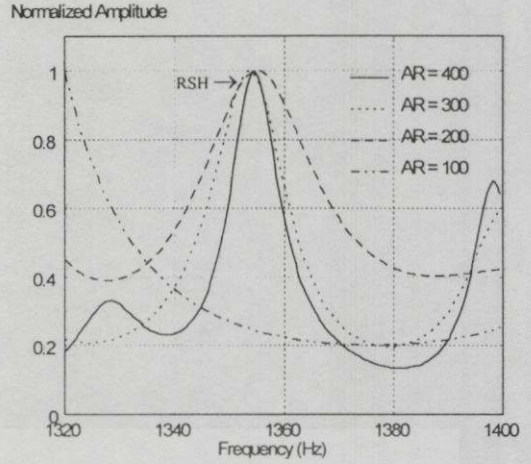
หมายเหตุ \* หมายถึงเวลาที่ใช้ในการประมวลผลของอัลกอริธึมเมื่อใช้ตัวกรองวินโดว์ชนิดต่างๆ

## 6.5 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM

ผลการทดลองที่ผ่านมาได้วิเคราะห์สเปกตรัมเพื่อคุณลักษณะของ RSH ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ซึ่งข้อดีของ FFT คือใช้เวลาในการประมวลผลเร็ว แต่มีข้อเสียคือการรั่วไหลของสเปกตรามีค่าสูง ที่สำคัญจำนวนของข้อมูลที่จะนำมาประมวลผลจะต้องเป็น  $2^n$  ด้วย ซึ่งในบางครั้งอาจจะไม่สามารถกำหนดอัตราการแซมปลิงเพื่อให้จำนวนของข้อมูลเป็น  $2^n$  ได้ ในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ซึ่งจะได้นำเสนอต่อไปนี้มีข้อดีในเรื่องของจำนวนข้อมูลที่จะนำมาประมวลผลดังที่ได้กล่าวมาแล้วรวมถึงจำนวนของข้อมูลที่ไม่จำเป็นต้องเป็น  $2^n$  ด้วย การใช้ FFT ในการค้นหา RSH ได้กล่าวอย่างละเอียดมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ แต่เพื่อเป็นการเปรียบเทียบกับ MEM จึงได้ใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ทดลองกับมอเตอร์ A สามารถแสดงได้ดังรูป 6.26(a) ซึ่งถ้าไม่เปลี่ยนให้เป็นสเปกตรากำลัง แอมพลิจูดที่ได้จะมีความถูกต้อง ในส่วนของการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM สเปกตรัมที่ได้จะเป็นความหนาแน่นสเปกตรากำลัง แอมพลิจูดของสเปกตรัมที่ได้จะไม่มี ความถูกต้องซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่า AR พิลเตอร์ ในการทดลองนี้ได้ทดลองที่ AR พิลเตอร์ที่มีค่าเท่ากับ 100, 200, 300 และ 400 ผลการทดลองได้แสดงดังรูปที่ 6.26(b)



(a)



(b)

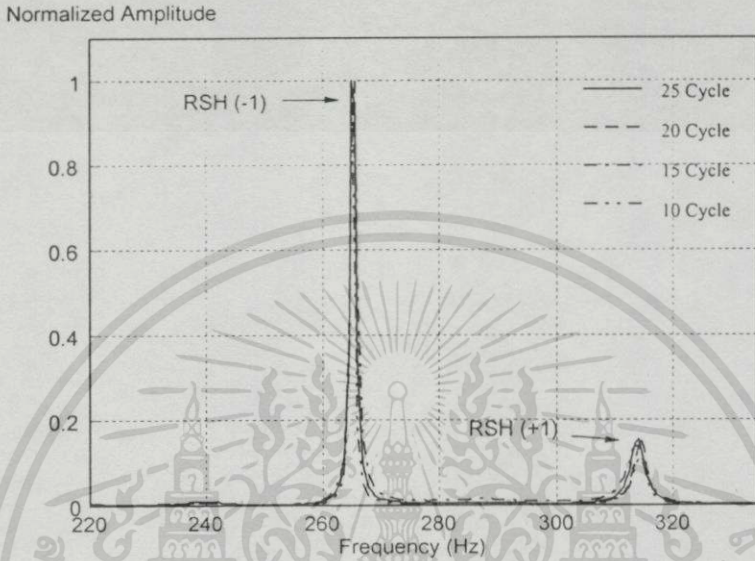
รูปที่ 6.26 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของ RSH (a) ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT (b) ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ AR=100, 200, 300 และ 400

จากผลการทดลองที่ค่า AR=200, 300 และ 400 สามารถตรวจจับ RSH ได้ ในส่วนของ AR=100 จะมีความผิดพลาดมากจนไม่สามารถระบุ RSH ได้เลย ซึ่งเป็นผลจากการใช้ค่าของ AR ที่น้อยเกินไปทำให้ฮาร์โมนิกส์ก่อนหน้านี้มีผลโดยตรงเนื่องจากแอมพลิจูดที่มากกว่า การใช้ค่าของ AR ที่มากขึ้นจะทำให้ฮาร์โมนิกส์ที่มีแอมพลิจูดต่ำเมื่อเทียบกับฮาร์โมนิกส์ข้างเคียงปรากฏขึ้นได้ แต่จะทำให้ใช้เวลาในการประมวลผลนานขึ้นไปอีก ผลการทดลองการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ AR พิเศษต่างๆ เมื่อเปรียบเทียบกับทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และความถี่จริงของ RSH( $f_{sh}$ ) ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้สมการที่(3.10) เมื่อความเร็ววัดได้จาก photo tachometer ซึ่งได้ทดลองที่ความถี่ฟันตามนทอลต่างกันสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.8

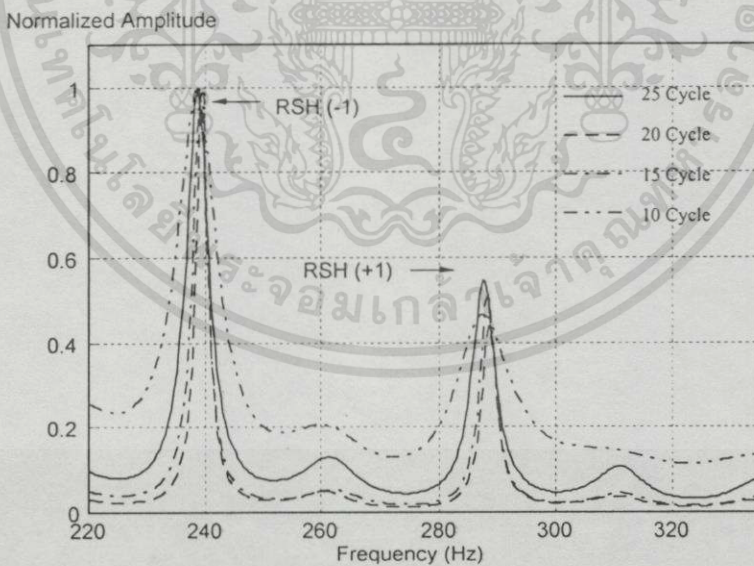
ตารางที่ 6.8 ความถี่ของ RSH ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ FR ค่าต่างๆ

Motor	RSH (Hz)	อัลกอริธึมของการทรานส์ฟอร์ม					
		FFT	MEM				
			AR=100	AR=200	AR=300	AR=400	AR=500
A	1,355	1355.5	-	1,357	1,355.5	1,356	1,356
	726	726.5	734	730	726	726	726
B	608.4	609	-	608.5	609	609	609
	287.76	288	-	308	288	288.5	288
	64	64.5	61.5	63	64	64.5	64.5

จากข้อมูลดังตารางที่ 6.8 ในส่วนของการทดลองกับมอเตอร์ B ที่ AR มีค่าเท่ากับ 300, 400 และ 500 จะมีค่าความถี่ของ RSH ใกล้เคียงกันเช่นเดียวกับที่ทดลองในมอเตอร์ A ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าในการค้นหา RSH ที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM สำหรับอัลกอริธึมการคำนวณหาความเร็วที่ได้นำเสนอนี้ ค่า AR พิลเตอร์ที่เหมาะสมจะมีค่าเท่ากับ 300



รูปที่ 6.27 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 25 Hz พิกัดโหลด 20%



รูปที่ 6.28 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 25 Hz พิกัดโหลด 80%

ผลการทดลองรูปที่ 6.27 และรูปที่ 6.28 เป็นการทดลองเปรียบเทียบข้อมูลของกระแสเดเตอร์ต่างๆกันด้วยการลดจำนวนของรูปคลื่น กล่าวคือจะเป็นการเก็บข้อมูลของกระแสเดเตอร์ที่  $FR=1\text{Hz}(25 \text{ รูปคลื่น})$   $1.25\text{Hz}(20 \text{ รูปคลื่น})$   $1.67\text{Hz}(15 \text{ รูปคลื่น})$  และ  $2.5\text{Hz}(10 \text{ รูปคลื่น})$  และจะเพิ่มเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ FR มีความละเอียดเป็น 0.5Hz ในขณะทำการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM โดยกำหนดอัตราการแซมปลิงไว้ที่  $2.5f_{sh}(+k)$  เช่นเดียวกับที่ใช้ในการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT และใช้ AR ฟิลเตอร์เท่ากับ 300 รูปที่ 6.27 เมื่อทดลองที่พิกัดโหลด 20% โดยการทดลองกับมอเตอร์ B เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่ 25 Hz และรูปที่ 6.28 เมื่อเพิ่มโหลดเป็น 80% ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นแสดงในตารางที่ 6.9

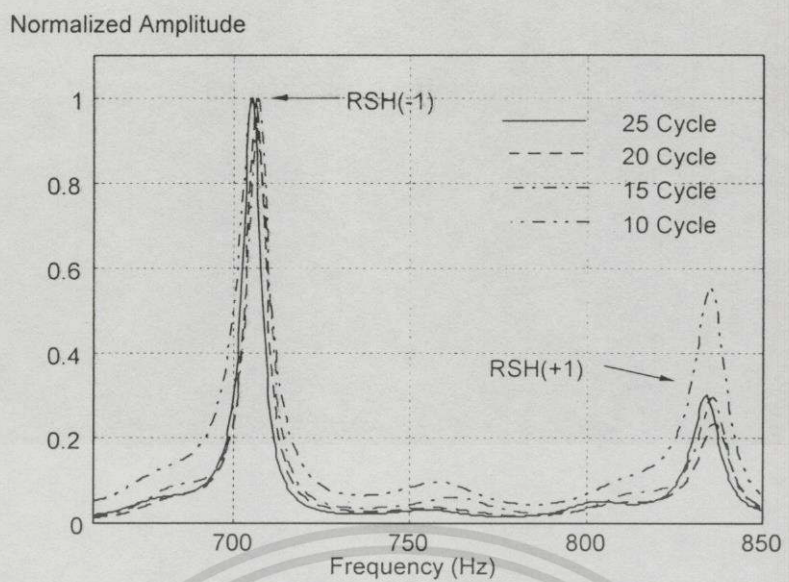
ตารางที่ 6.9 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดได้จาก photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH ของผลการทดลองรูปที่ 6.27 และ 6.28

Number of cycle	20% Load			80% Load		
	RSH	Tacho.	%Error	RSH	Tacho.	%Error
25	725.0	725.2	0.028	660	659.6	0.061
20	725.0		0.028	658.75		0.129
15	725.0		0.028	657.5		0.318
10	727.2	↓	0	657.5	↓	0.318

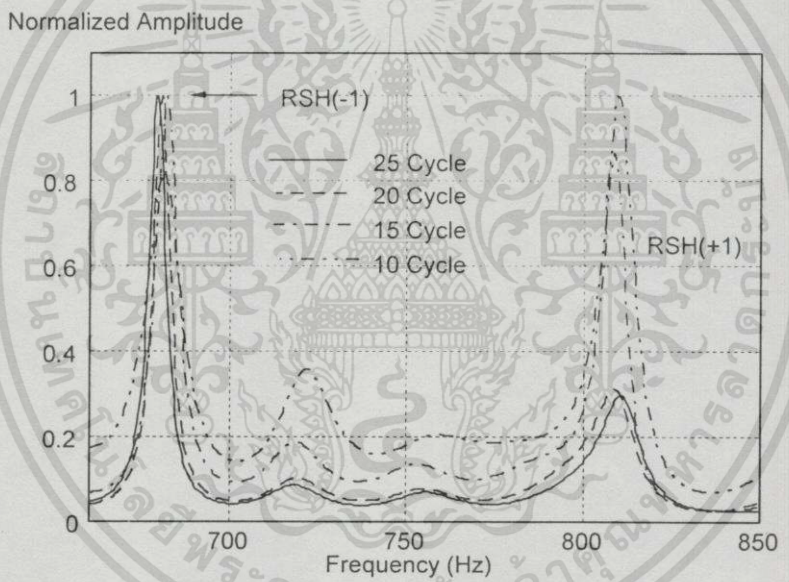
ตารางที่ 6.10 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดได้จาก photo tachometer กับการคำนวณโดยอาศัย RSH ของผลการทดลองรูปที่ 6.29 และ 6.30

Number of cycle	20% Load			80% Load		
	RSH	Tacho.	%Error	RSH	Tacho.	%Error
25	1925.0	1926	0.052	1861.3	1861	0.013
20	1928.8		0.143	1863.8		0.148
15	1930.0		0.208	1867.5		0.349
10	1927.5	↓	0.078	1865.0	↓	0.215

จากตารางแสดงผลการทดลองของรูปที่ 6.27 และ 6.28 แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำของค่าความเร็วที่ได้จากการคำนวณที่มีจำนวนของรูปคลื่นแตกต่างกัน (ค่า FR ต่างๆ) จากตารางจะสังเกตเห็นได้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วจะไม่แตกต่างกันมากนัก เมื่อจำนวนของรูปคลื่นลดลง และเพื่อยืนยันถึงความเป็นไปได้ในการค้นหา RSH จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จึงได้ทดลองที่ความถี่ 65Hz ที่พิกัดกำลัง 20% และ 80% โหลดดังรูปที่ 6.29 และรูปที่ 6.30 ซึ่งมีค่าความคลาดเคลื่อนดังตารางที่ 6.10



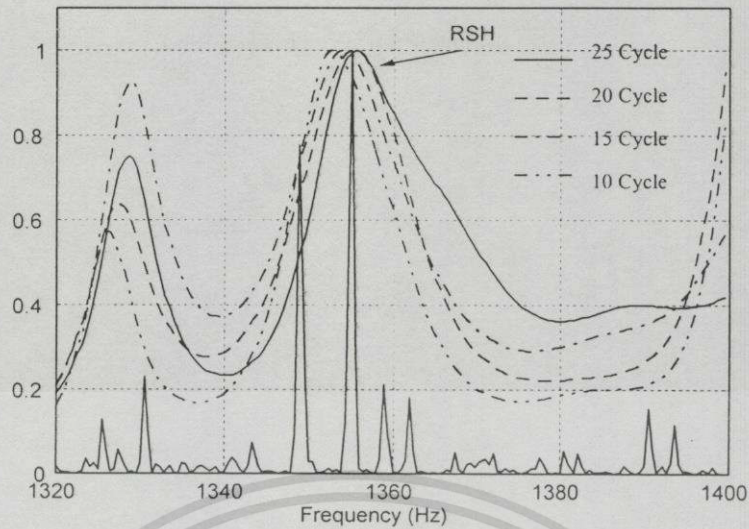
รูปที่ 6.29 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 65 Hz พิกัดโหลด 20%



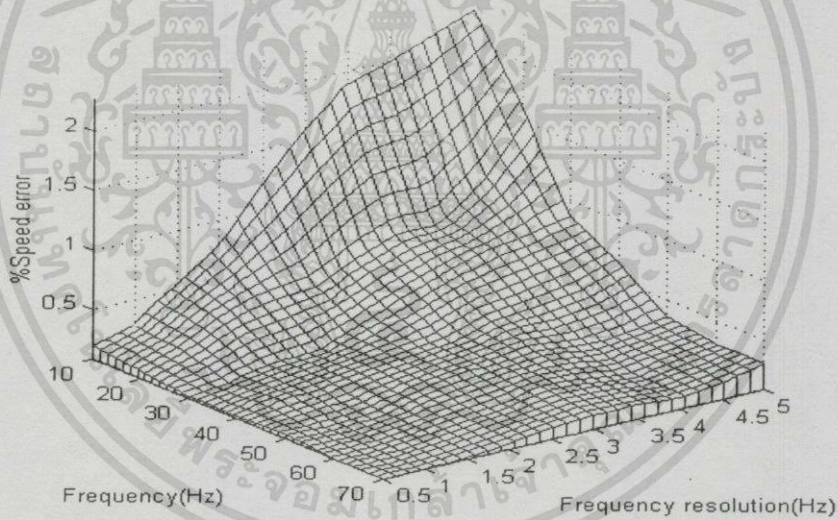
รูปที่ 6.30 การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ที่ความถี่ 65 Hz พิกัดโหลด 80%

การทดลองที่ผ่านมาได้ทดลองกับมอเตอร์ B ซึ่งในช่วงความถี่ของ RSH มีเพียง RSH เท่านั้นที่โดดเด่นมากที่สุด ทำให้ผลการทดลองในการลดจำนวนของรูปคลื่นไม่เกิดความคลาดเคลื่อนมากนัก ซึ่งในการทดลองรูปที่ 6.31 ได้ทดลองกับมอเตอร์ A ซึ่งในช่วงความถี่ของ RSH มีฮาร์โมนิกส์เข้ามาปะปนมากและมีแอมพลิจูดใกล้เคียงกับ RSH ทำให้การลดจำนวนข้อมูลกระแสมีผลต่อการคำนวณความเร็วเป็นอย่างมากและมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนสูงมากขึ้นด้วย

Normalized Amplitude



รูปที่ 6.31 ความคลาดเคลื่อนของความถี่ RSH จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ในกรณีที่มิฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นในช่วงความถี่ RSH



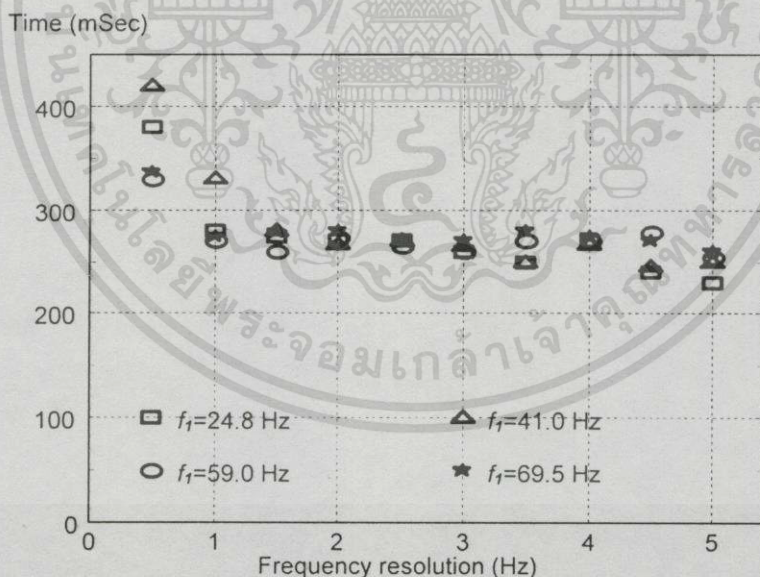
รูปที่ 6.32 ความคลาดเคลื่อนของความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลง FR ที่ความถี่ฟันดาเมนทอลต่างๆ โดยใช้ MEM

ผลการทดลองด้วยภาพ 3 มิติดังรูปที่ 6.32 ได้แสดงเปอร์เซ็นต์ช่วงความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่ FR มีค่าเท่ากับ 0.5Hz-5Hz ที่ความถี่ฟันดาเมนทอลมีค่าเท่ากับ 10Hz-70Hz เช่นเดียวกับรูปที่ 6.19 แต่เปลี่ยนจากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT เป็น MEM จากรูปจะเห็นได้ว่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของความเร็วตลอดการทำงานของมอเตอร์ จะมีลักษณะเช่นเดียวกับการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT กล่าวคือจะมีช่วงความคลาดเคลื่อนของความเร็วสูงขึ้นเมื่อ FR มีค่ามากขึ้น รวมถึงเมื่อความถี่ฟันดาเมนทอลต่ำลงด้วยเช่นกัน แต่ช่วงความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่ามากกว่าการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT จากการวิเคราะห์อย่างละเอียดในแต่ละค่าของ FR เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM จะมีช่วงความคลาดเคลื่อนแคบกว่าการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ตลอดการเปลี่ยนแปลงของค่า FR ที่ความถี่เดียวกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าการคำนวณหาความเร็วที่ได้จากการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM น่าจะมีความถูกต้องมากกว่าการวัดความเร็วที่ได้จาก photo tachometer (ความเร็วของมอเตอร์ที่วัดได้จาก photo tachometer มีความคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วจริง)

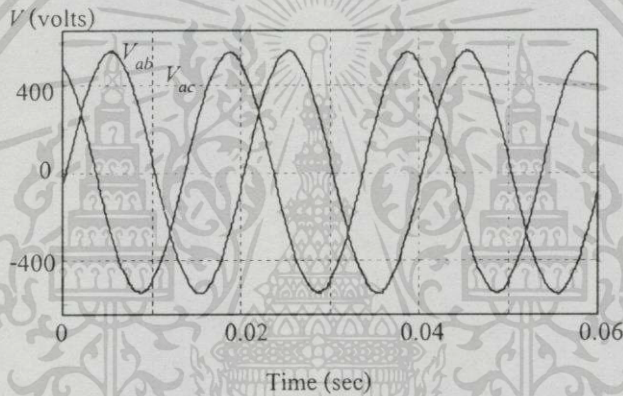
จากผลการทดลองรูปที่ 6.33 เป็นการทดลองเวลาที่ใช้สำหรับการประมวลผลอัลกอริทึมโดยใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM ซึ่งเปรียบเทียบที่ความถี่ 24.8Hz, 41Hz, 59Hz และ 69.5Hz และ FR มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5Hz-5Hz จากผลการทดลองเวลาในการประมวลผลในแต่ละค่าของ FR จะมีค่าต่างกันเช่นเดียวกับการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT แต่เวลาที่ใช้ในการประมวลผลโดยเฉลี่ยแล้วจะมีค่า 270ms ที่ FR มีค่ามากกว่า 1Hz ซึ่งมากกว่าการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT ประมาณ 5 เท่า (คำสั่งในโปรแกรม Matlab จะทรานส์ฟอร์มโดยใช้ DFT เนื่องจากจำนวนของข้อมูลไม่เป็น  $2^n$  และจากการทดลองเวลาที่ใช้ในการทรานส์ฟอร์มที่จำนวนข้อมูลเป็น  $2^n$  คือ 2,048 Matlab จะใช้ FFT ในการทรานส์ฟอร์ม เวลาที่ใช้ในการทรานส์ฟอร์มจะเร็วกว่า 2 เท่าโดยประมาณ เมื่อเทียบกับการทรานส์ฟอร์มโดยใช้ DFT ที่จำนวนข้อมูลเป็น 2,040)



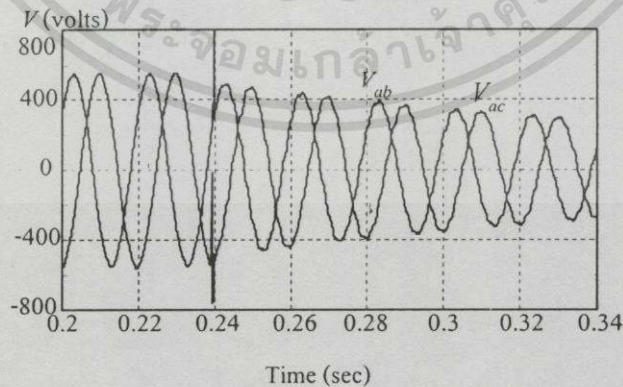
รูปที่ 6.33 เวลาที่ใช้ในการประมวลผลอัลกอริทึมด้วย โปรแกรม Matlab เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า FR โดยใช้ MEM

## 6.6 การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์

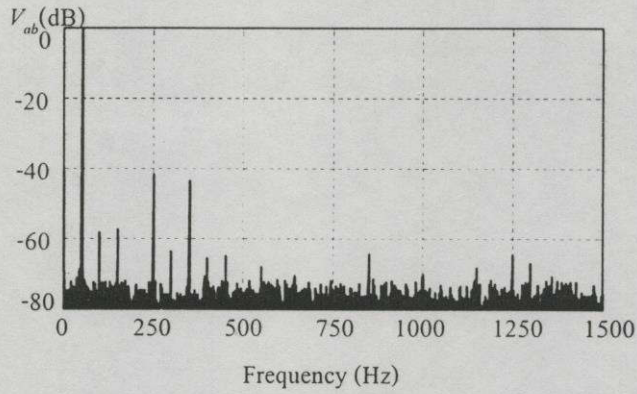
ในการทดลองการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์จะเป็นการทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์ เนื่องจากการวิเคราะห์ข้อมูลของแรงดันหลังจากปลดแหล่งจ่าย ซึ่งในขณะที่มอเตอร์ถูกต่ออยู่กับแหล่งจ่ายรูปคลื่นแรงดัน  $V_{L-L}$  สามารถวัดได้ดังรูปที่ 6.34 และหลังจากปลดแหล่งจ่ายออกที่เวลา 0.24 วินาทีรูปคลื่นของแรงดันจะเริ่มลดลง รวมถึงความถี่ของรูปคลื่นที่ลดลงพร้อมกับความเร็วของมอเตอร์ด้วยแสดงดังรูปที่ 6.35 ในการเก็บข้อมูลของแรงดันหลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้ว จะต้องเก็บข้อมูลของรูปคลื่นในช่วงที่ความถี่ยังไม่เปลี่ยนแปลง ในการทดลองนี้จะเห็นได้ว่า 5 รูปคลื่นแรกหลังจากปลดแหล่งจ่ายออกความถี่ยังมีค่าคงที่อยู่ที่ ซึ่งในแต่ละรูปคลื่นมีค่าของอัตราการแซมปลิงเท่ากับ 10kHz ที่สามารถทำให้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ปรากฏขึ้นได้



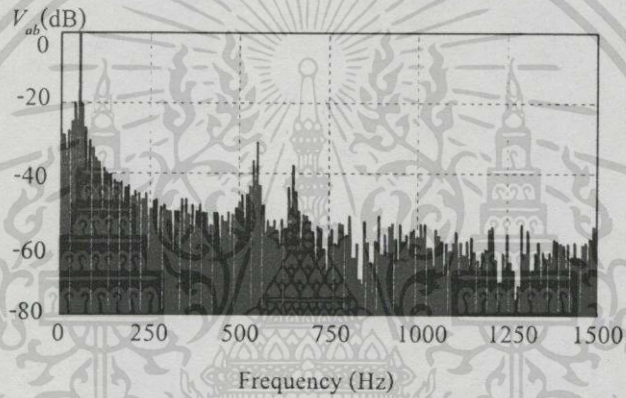
รูปที่ 6.34 แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ ( $V_{ab}$ ) เมื่อต่ออยู่กับแหล่งจ่าย



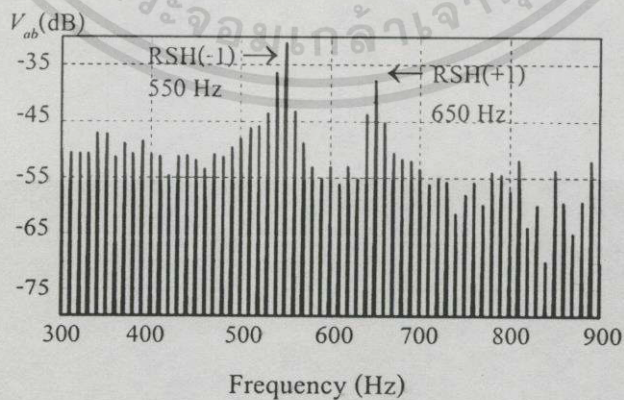
รูปที่ 6.35 แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ ( $V_{ab}$ ) หลังจากปลดแหล่งจ่ายออก



รูปที่ 6.36 สเปกตรัมของแรงดัน  $V_{ab}$  ขณะที่มีแหล่งจ่ายต่ออยู่



รูปที่ 6.37 สเปกตรัมของแรงดัน  $V_{ab}$  เมื่อปลดแหล่งจ่ายออก



รูปที่ 6.38 ขยายช่วงความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์จากรูปที่ 6.37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลของรูปคลื่นหลังจากปลดแหล่งจ่ายจะถูกทรานส์ฟอร์มไปยังโดเมนความถี่ด้วย FFT หรือ MEM รูปที่ 6.37 แสดงสเปกตร้าของแรงดันหลังจากปลดแหล่งจ่ายโดยใช้การทรานส์ฟอร์มด้วย FFT โดยที่ AR ฟิเตอร์มีค่าเท่ากับ 300 และในส่วนของรูปที่ 6.38 ได้ขยายช่วงความถี่ของ RSH ของรูปที่ 6.37 ที่มี 2 ความถี่คือที่ความถี่ 550Hz หรืออันดับที่ 11 มีแอมพลิจูด เท่ากับ -32 dB และ 650 Hz หรืออันดับที่ 13 ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ -38 dB ในช่วงอันดับของฮาร์โมนิกส์ดังกล่าว ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นอาจจะมีสาเหตุมาจากความเสียหายของตัวนำโรเตอร์และความเป็นสล็อตของโรเตอร์ ดังรูปที่ 3.4 แต่ในการทดลองนี้ได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีความสมบูรณ์ ตัวนำที่โรเตอร์ไม่เกิดความเสียหาย จึงเป็นที่แน่ชัดว่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในรูปที่ 6.38 น่าจะมีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อตของโรเตอร์ ในส่วนของผลการทดลองรูปที่ 6.36 คือสเปกตร้าของแรงดันรูปที่ 6.34 ที่ยังไม่ได้ปลดแหล่งจ่ายออก ซึ่งไม่สามารถตรวจจับ RSH ได้ เนื่องจากถูกโทรมฮาร์โมนิกส์และสเปซฮาร์โมนิกส์ปิดบัง

จำนวนสล็อตของโรเตอร์สามารถคำนวณได้โดยอาศัยความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ที่มี 2 ความถี่คือ 550 Hz และ 650Hz โดยแทนค่าความถี่ดังกล่าวลงในสมการที่(3.25) จะได้

ที่  $f_{sh} = 550$  Hz จะได้จำนวนสล็อตของโรเตอร์เท่ากับ 20 และ 24 และ

ที่  $f_{sh} = 650$  Hz จะได้จำนวนสล็อตของโรเตอร์เท่ากับ 24 และ 28

เพราะฉะนั้นจำนวนสล็อตของโรเตอร์เท่ากับ 24 สล็อต

ในการทดลองหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ที่ผ่านมาเป็นการทดลองกับมอเตอร์ B ซึ่งในช่องอากาศมีความเป็นสล็อตสูง เนื่องจากโครงสร้างของโรเตอร์เป็นร่องอย่างชัดเจน แต่ในการทดลองกับมอเตอร์ A และมอเตอร์ C ไม่สามารถคำนวณหาจำนวนสล็อตได้เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่ปรากฏขึ้นหลังจากปลดแหล่งจ่ายออกแล้ว ไม่มีฮาร์โมนิกส์ใดที่โดดเด่น โดยเฉพาะในช่วงความถี่ของ RSH ทั้งนี้อาจจะมีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อตของมอเตอร์ทั้ง 2 ที่มีเพียงเล็กน้อยเท่านั้น โดยเฉพาะที่สภาวะไร้อโหลด

## บทที่ 7

# สรุปและข้อเสนอแนะ

จากการทดลองอัลกอริทึมสำหรับการค้นหา RSH ซึ่งเป็นเทคนิค off-line โดยใช้โปรแกรม Matlab เพื่อคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็วให้ผลเป็นที่น่าพอใจในทุกสภาวะการทดลองได้แก่ การทดลองกับแหล่งจ่ายที่เป็นคลื่นไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์ เพื่อศึกษาพฤติกรรมที่เกิดขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลง โหลดและความถี่ในสภาวะการทำงานคงตัวของมอเตอร์ และความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่เกิดขึ้นเมื่อลดจำนวนของข้อมูล รวมถึงการวิเคราะห์สเปคตรัมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ด้วยตัวกรองวินโดว์ต่างๆ การทรานส์ฟอร์มด้วย MEM และการคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์ ซึ่งผลการทดลองดังกล่าวสามารถสรุป และมีข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยต่อไป ดังต่อไปนี้

### 7.1 สรุปผลการทดลอง

- 7.1.1 อัลกอริทึมที่ได้นำเสนอนี้จะสามารถคำนวณหาความเร็วได้อย่างมีประสิทธิภาพ ถ้า RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ปรากฏทั้งในอันดับที่  $k=-1$  และ  $+1$  กล่าวคือจะมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิด 0.1% เมื่อแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และ 0.2% เมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ (ที่ FR มีค่าไม่เกิน 1 Hz และความถี่ฟันดาเมนทอลไม่ต่ำกว่า 10 Hz)
- 7.1.2 การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของกระแส RSH จะไม่ขึ้นอยู่กับกระแสฟันดาเมนทอล กล่าวคือจะมีขนาด สูงขึ้น คงที่ หรือต่ำลง เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นก็ได้ (non linear function)
- 7.1.3 RSH ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดลวดพันจะมีแอมพลิจูดโคเคเด่นอย่างชัดเจน ได้มากกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกที่พิคกิ้งกำลังเดียวกัน
- 7.1.4 ผลของสภาวะแรงดันไม่สมดุล และผลของอุณหภูมิ จะไม่มีผลต่อความแม่นยำของการคำนวณหาความเร็วซึ่งเป็นข้อที่ดีกว่าการคำนวณด้วย MRAS จริง
- 7.1.5 การวิเคราะห์สเปคตรัมของ RSH ในด้านต่างๆได้แก่การลดลงของการรั่วไหลสเปคตรัม การลดลงของแอมพลิจูด RSH หลังจากผ่านตัวกรอง และเวลาที่ใช้ในการประมวลผล พบว่าวินโดว์ชนิดแฮมมิงจะมีความเหมาะสมมากที่สุด

- 7.1.6 การประมาณค่าสเปคตรจากการทรานส์ฟอร์มด้วย FFT จะใช้เวลาในการประมวลผลได้เร็วกว่า MEM ประมาณ 5 เท่า แต่จะมีการรั่วไหลของสเปคตรามากกว่าการทรานส์ฟอร์มด้วย MEM
- 7.1.7 การลดจำนวนของข้อมูลด้วยการลดความละเอียดของความถี่(FR มีค่าสูงขึ้น) จะทำให้ความคลาดเคลื่อนของความเร็วมีค่าสูงขึ้น โดยเฉพาะที่ความถี่พินคาเมนทอลต่ำๆ
- 7.1.8 การคำนวณหาจำนวนสล็อตของโรเตอร์จำเป็นจะต้องอาศัยความเป็นคู่ของ RSH โดยเฉพาะอันดับที่  $k=-1$  และ  $+1$  และความเป็นสล็อตเนื่องจากโครงสร้างของตัวโรเตอร์จะต้องมีค่าสูงอีกด้วย

## 7.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป

- 7.2.1 ในการพัฒนาให้ RSH มีความน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้นสำหรับนำมาประยุกต์ใช้ในการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ควรจะพัฒนาทางโครงสร้างของมอเตอร์มากกว่าพัฒนาอัลกอริทึมในการตรวจจับ
- 7.2.2 ควรจะออกแบบให้จำนวนสล็อตของโรเตอร์ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุด ในการกำหนดช่วงการเกิดของ RSH ซึ่งตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุด ควรจะอยู่ระหว่างความถี่พินคาเมนทอลกับความถี่ที่เกิดจากการสวิตซ์
- 7.2.3 สำหรับงานวิจัยต่อไปควรจะใช้ Digital Signal Processor, DSP เพื่อพัฒนาการวัดความเร็วโดยอาศัย RSH ในลักษณะเวลาจริง(real time) สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวคเตอร์ที่มีส่วนป้อนกลับของความเร็ว

## เอกสารอ้างอิง

- [1] A.Ferrah, K.J.Bradley, and G.M.Asher. "An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motor Drives." IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.41, No.6, December 1992.pp. 797-802.
- [2] K.D. Hurst and T.G. Habetler. "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives." IEEE Trans. PE, vol. 11, January 1996.pp. 66-73.
- [3] M.G. Say "Alternating current machines." 5<sup>th</sup> Edition, longman singapore publishers, 1983
- [4] P.L. Cochran, "Polyphase induction motors analysis, design, and application." New york, marcel dekker,1989
- [5] P. Vijayraghavan and R. Krishnan, "Noise in Electric Machines: A Review." IEEE Trans. on Industry Application, vol. 35, No. 5, September/October 1999. pp. 1007-1013.
- [6] M.Ishida and K.Iwata. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics." IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-20, No.3. May/June 1984.pp. 575-581.
- [7] A. Ferrah, P.J. Hogben-laing, K.J. Bradley, G.M. Asher and M.S. Woolfson. "The effect of rotor design on sensorless speed estimation using rotor slot harmonics identification by adaptive digital filtering using the maximum likelihood approach." IEEE IAS Annual Meeting, New Orleans,1997. pp. 128-135.
- [8] J. Milimonfared, H.M. Kelk, S. Nandi, A.D. Minassians and A. Toliyat. "A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors." IEEE Trans. on Industry Application, vol. 35, No. 5, September/October 1999. pp. 1000-1006.
- [9] เฉลิมชาติ มานพ, อรพดี สารมาศ, วิจิตร กิณเรศ. "การหาจำนวนสลอตของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยโรเตอร์สลอตฮาร์โมนิกส์." วิศวกรรมสารลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 4 ธันวาคม 2543, หน้า 69-74
- [10] อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล, "Digital Signal Processing Fundamentals." ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [11] วัลลภ สุระกำพลธร, "การประมวลผลสัญญาณเชิงเลข." ไคนาพรีนธ์, ตุลาคม 2533.
- [12] พรชัย ภูวงษ์ศักดิ์, "การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบื้องต้น." ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] R.B.Girnenez, G.M.Asher, M.Sumner and K.J.Bradley. "Performance of FFT-rotor slot harmonic speed detector for sensorless induction motor drives." IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No.3, May 1996.pp. 258-268
- [14] A. Ferrah, K.J. Bradley and G.M. Asher. "On the Use of the Maximum Entropy Method for the Spectral Estimation of PWM Output Signals." IEEE Conference, 1993.pp. 476-481.
- [15] K.D. Hurst and T.G. Habetler. "A Comparison of Spectrum Estimation Techniques for Sensorless Speed Detection in Induction Machines." IEEE Trans. on Industry Application, vol. 33, July/august 1997.pp. 898-905.
- [16] P. Vas, "Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines." Oxford, clarendon Press,1993,pp.145-156.
- [17] E.C. Ifeachor and B.W. Jervis "Digital signal processing a practical approach." U.S., addison-wesley publishing,1996
- [18] S.M. Kay "Modern spectral estimation theory & application." Island, prentice hall,1988
- [19] B. Heller and V. Hamata "Harmonic field effects in induction machines." elsevier scientific publishing company, oxford ,1977
- [20] M.E.H. Benbouzid, M. Vieira and C. Theys. "Induction Motors' Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques." IEEE Trans. Power Elct., vol. 14, No. 1, January 1999. pp. 14-22.
- [21] เอก ไชยสวัสดิ์, "สัญญาณและระบบ." วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย,สิงหาคม 2539.
- [22] เฉลิมชาติ มานพ, เชาว์ เขาวนนะ, วิจิตร กิณเรศ. "การค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วภายใต้การขับนำโดยพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์." การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22, ธันวาคม 2542, หน้า 685-688.
- [23] เฉลิมชาติ มานพ, อมรรัตน์ สุโครต, วิจิตร กิณเรศ. "การค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว." วิศวกรรมสารลาดกระบัง ปีที่ 16 ฉบับที่ 3 กันยายน 2542, หน้า 19-24
- [24] เฉลิมชาติ มานพ, จักรกฤษณ์ สุมณฑา, วิจิตร กิณเรศ. "การวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสอินพุทสำหรับการค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว." วิศวกรรมสาร ฉบับ ว.ส.ท. เทคโนโลยี ปีที่ 53 เล่มที่ 7 กรกฎาคม 2543, หน้า 68-73.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Motor A**      3-Phase induction motor with *rotor cage*  
 Power rating : 3 Hp  
 Rated voltage :  $\Delta/Y$  , 220/380 V  
 Rated current : 8.0/4.6 A  
 Rated speed : 1435 rpm  
 No. of poles : 4  
 Frequency : 50 Hz  
 Stator slot : 36  
 Rotor slot : 44

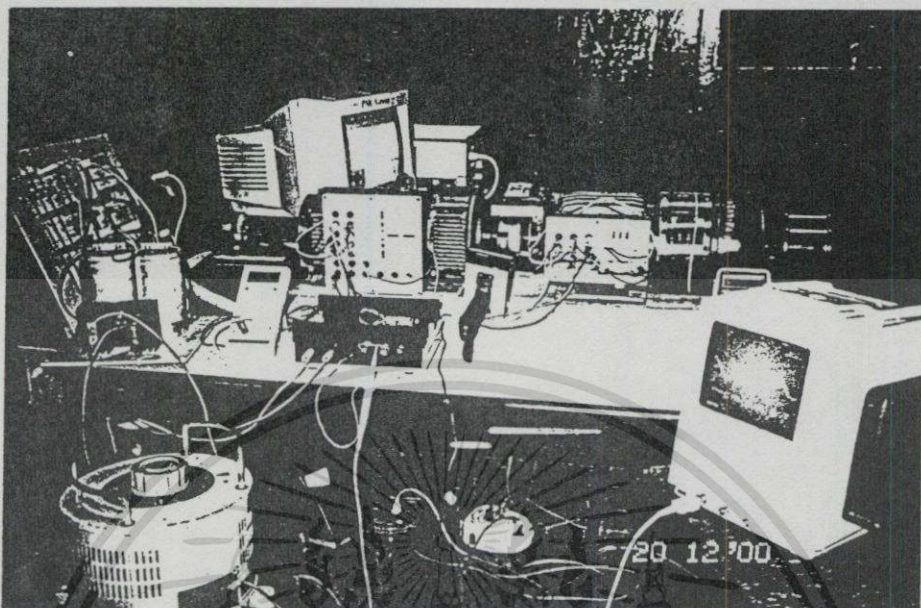
**Motor B**      3-Phase induction motor with *wound rotor*  
 Power rating : 1.34 Hp  
 Rated voltage :  $\Delta/Y$  , 220/380 V  
 Rated current : 4.32/2.5 A  
 Rated speed : 1385 rpm  
 No. of poles : 4  
 Frequency : 50 Hz  
 Stator slot : -  
 Rotor slot : 24

**Motor C**      3-Phase induction motor with *rotor cage*  
 Power rating : 1 Hp  
 Rated voltage :  $\Delta/Y$  , 220/380 V  
 Rated current : 3.12/1.8 A  
 Rated speed : 962 rpm  
 No. of poles : 6  
 Frequency : 50 Hz  
 Stator slot : 36  
 Rotor slot : 24

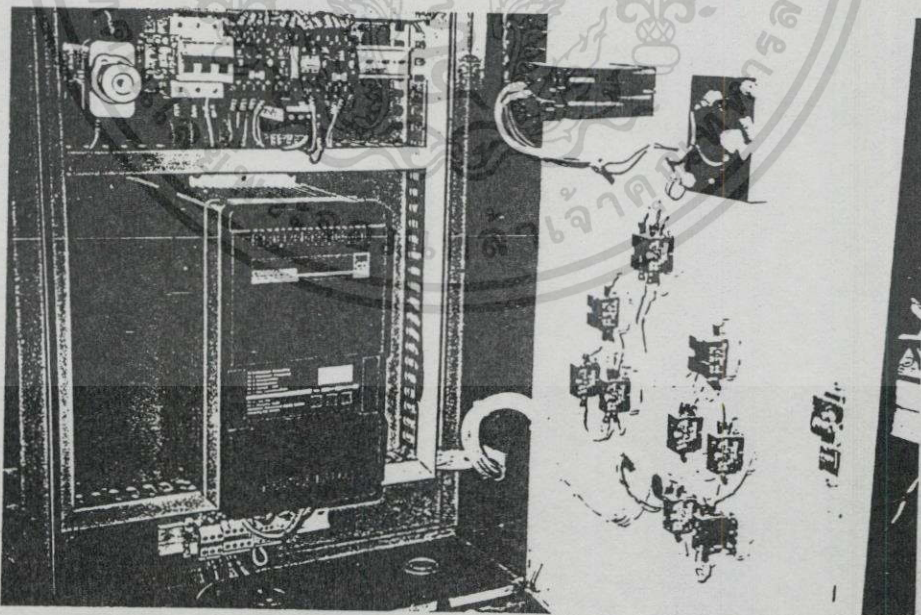
### PWM Inverter

Output waveform asynchronous SPWM

Switching frequency at 2.9 kHz, Maximum motor size 5.5 kW



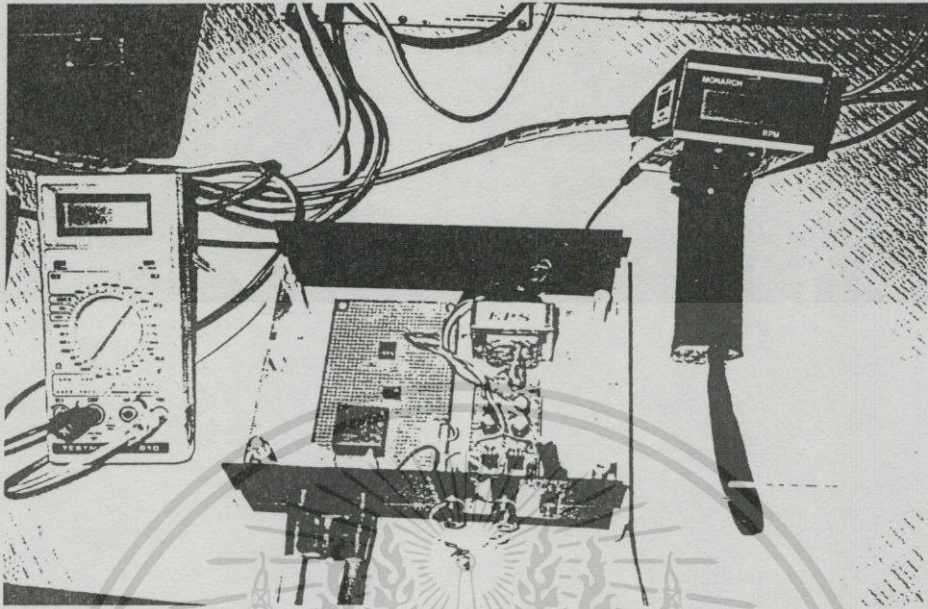
รูปที่ ก-1 ระบบของชุดทดสอบ



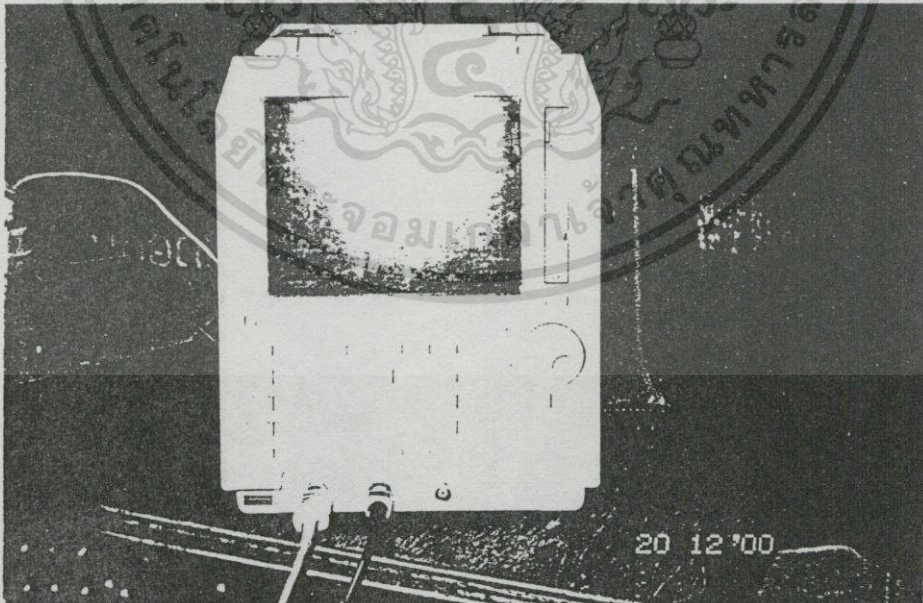
รูปที่ ก-2 PWM อินเวอร์เตอร์

CONTROL TECHNIQUES , Variable Frequency Inverter Type CD550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-3 ชุดตรวจจ็บกระแสเตเตอร์(LEM)



รูปที่ ก-4 Digital Oscilloscope

YOKOGAWA , 8 bits 200MS/s , 150MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```

%-----
%% Program of speed calculation of induction motors based on rotor slot harmonics using
%% stator current digital signal processing techniques
%%
%-----
%% Input data of one phase stator current and frequency resolution for data decimation
%-----
data=input('Current data = ');
nslot=input('Number of rotor slots = ');
npole=input('Number of poles = ');
sload=input('Number of rated speed = ');
ord=input('RSH order = ');
f1=input('Frequency(Hz) = ');
nc05=input('Number of cycle at FR=0.5 Hz = ');
nc10=input('Number of cycle at FR=1.0 Hz = ');
nc15=input('Number of cycle at FR=1.5 Hz = ');
nc20=input('Number of cycle at FR=2.0 Hz = ');
nc25=input('Number of cycle at FR=2.5 Hz = ');
nc30=input('Number of cycle at FR=3.0 Hz = ');
nc35=input('Number of cycle at FR=3.5 Hz = ');
nc40=input('Number of cycle at FR=4.0 Hz = ');
nc45=input('Number of cycle at FR=4.5 Hz = ');
nc50=input('Number of cycle at FR=5.0 Hz = ');
deci=input('Decimator = ');
%%
%-----
%% data decimation
%-----
anew=decimate(data,deci);
%%

```

```

%-----
%%% RSH range from eq.(5.1)
%-----
xx=(nslot*sload/60)-(ord*f1)-(f1/5);%(10.8*f1)-46;
yy=(nslot*(120*f1/npole)/60)-(ord*f1)-(f1/5);
%%%
% Motor B RSH(-1) = (10.8*f1)-46
% and RSH(+1) = 13.2*f1.
%%%
%-----
%%% Determination of RSH range in each frequency resolution
%-----
%%%
fr05=length(dnew);          fr10=round(length(dnew)/nc05*nc10);
fr15=round(length(dnew)/nc05*nc15);  fr20=round(length(dnew)/nc05*nc20);
fr25=round(length(dnew)/nc05*nc25);  fr30=round(length(dnew)/nc05*nc30);
fr35=round(length(dnew)/nc05*nc35);  fr40=round(length(dnew)/nc05*nc40);
fr45=round(length(dnew)/nc05*nc45);  fr50=round(length(dnew)/nc05*nc50);
da05=dnew(1:fr05);          da10=dnew(1:fr10);
da15=dnew(1:fr15);          da20=dnew(1:fr20);
da25=dnew(1:fr25);          da30=dnew(1:fr30);
da35=dnew(1:fr35);          da40=dnew(1:fr40);
da45=dnew(1:fr45);          da50=dnew(1:fr50);
%%%
%-----
%%% Select the transform between FFT and MEM
%-----
%%%
% used FFT and Hamming window
dat05=(abs(fft(da05).*rot90((hamming(length(da05)))))).^2;
dat10=(abs(fft(da10).*rot90((hamming(length(da10)))))).^2;
dat15=(abs(fft(da15).*rot90((hamming(length(da15)))))).^2;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

dat20=(abs(fft(da20).*rot90((hamming(length(da20)))))).^2;
dat25=(abs(fft(da25).*rot90((hamming(length(da25)))))).^2;
dat30=(abs(fft(da30).*rot90((hamming(length(da30)))))).^2;
dat35=(abs(fft(da35).*rot90((hamming(length(da35)))))).^2;
dat40=(abs(fft(da40).*rot90((hamming(length(da40)))))).^2;
dat45=(abs(fft(da45).*rot90((hamming(length(da45)))))).^2;
dat50=(abs(fft(da50).*rot90((hamming(length(da50)))))).^2;
%%
% used MEM (without window function)
dat05=abs(pmem(da05,ar,mul*length(da05)));
dat10=abs(pmem(da10,ar,mul*length(da10)));
dat15=abs(pmem(da15,ar,mul*length(da15)));
dat20=abs(pmem(da20,ar,mul*length(da20)));
dat25=abs(pmem(da25,ar,mul*length(da25)));
dat30=abs(pmem(da30,ar,mul*length(da30)));
dat35=abs(pmem(da35,ar,mul*length(da35)));
dat40=abs(pmem(da40,ar,mul*length(da40)));
dat45=abs(pmem(da45,ar,mul*length(da45)));
dat50=abs(pmem(da50,ar,mul*length(da50)));
%%
%-----
%% RSH range in each frequency resolution
%-----

xx05=round(xx/f1*nc05);      yy05=round(yy/f1*nc05);
xx10=round(xx/f1*nc10);     yy10=round(yy/f1*nc10);
xx15=round(xx/f1*nc15);     yy15=round(yy/f1*nc15);
xx20=round(xx/f1*nc20);     yy20=round(yy/f1*nc20);
xx25=round(xx/f1*nc25);     yy25=round(yy/f1*nc25);
%%
xx30=round(xx/f1*nc30);     yy30=round(yy/f1*nc30);
xx35=round(xx/f1*nc35);     yy35=round(yy/f1*nc35);
xx40=round(xx/f1*nc40);     yy40=round(yy/f1*nc40);

```

```

xx45=round(xx/f1*nc45);      yy45=round(yy/f1*nc45);
xx50=round(xx/f1*nc50);      yy50=round(yy/f1*nc50);
%%%
%-----
%%% Plot spectra of RSH range in each frequency resolution
%-----
figure(1)
subplot(511);stem((xx05:yy05)*f1/nc05,dat05(xx05+1:yy05+1));
subplot(512);stem((xx10:yy10)*f1/nc10,dat10(xx10+1:yy10+1));
subplot(513);stem((xx15:yy15)*f1/nc15,dat15(xx15+1:yy15+1));
subplot(514);stem((xx20:yy20)*f1/nc20,dat20(xx20+1:yy20+1));
subplot(515);stem((xx25:yy25)*f1/nc25,dat25(xx25+1:yy25+1));
%%%
figure(2)
subplot(511);stem((xx30:yy30)*f1/nc30,dat30(xx30+1:yy30+1));
subplot(512);stem((xx35:yy35)*f1/nc35,dat35(xx35+1:yy35+1));
subplot(513);stem((xx40:yy40)*f1/nc40,dat40(xx40+1:yy40+1));
subplot(514);stem((xx45:yy45)*f1/nc45,dat45(xx45+1:yy45+1));
subplot(515);stem((xx50:yy50)*f1/nc50,dat50(xx50+1:yy50+1));
%%%
%-----
%%% peak detection
%-----
%%%
[m05,r05]=max(dat05(xx05+1:yy05+1));      [m10,r10]=max(dat10(xx10+1:yy10+1));
[m15,r15]=max(dat15(xx15+1:yy15+1));      [m20,r20]=max(dat20(xx20+1:yy20+1));
[m25,r25]=max(dat25(xx25+1:yy25+1));      [m30,r30]=max(dat30(xx30+1:yy30+1));
[m35,r35]=max(dat35(xx35+1:yy35+1));      [m40,r40]=max(dat40(xx40+1:yy40+1));
[m45,r45]=max(dat45(xx45+1:yy45+1));      [m50,r50]=max(dat50(xx50+1:yy50+1));
ffr05=(xx05:yy05)*f1/nc05;                ffr05=ffr05(r05);
ffr10=(xx10:yy10)*f1/nc10;                ffr10=ffr10(r10);
ffr15=(xx15:yy15)*f1/nc15;                ffr15=ffr15(r15);

```

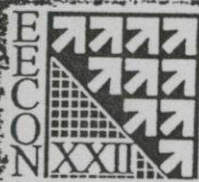
```

ffr20=(xx20:yy20)*f1/nc20;          ffr20=ffr20(r20);
ffr25=(xx25:yy25)*f1/nc25;          ffr25=ffr25(r25);
ffr30=(xx30:yy30)*f1/nc30;          ffr30=ffr30(r30);
ffr35=(xx35:yy35)*f1/nc35;          ffr35=ffr35(r35);
ffr40=(xx40:yy40)*f1/nc40;          ffr40=ffr40(r40);
ffr45=(xx45:yy45)*f1/nc45;          ffr45=ffr45(r45);
ffr50=(xx50:yy50)*f1/nc50;          ffr50=ffr50(r50);
%%
%-----
%% Check time to determine frequency resolution at FR=0.5 Hz
%-----
figure(3)
cl05=clock;
clo5=[cl05(5) cl05(6)];
dat05=abs(fft(da05));
xx05=round(xx/f1*nc05);              yy05=round(yy/f1*nc05);
fsh05=(xx05:yy05)*f1/nc05;          amp05=dat05(xx05+1:yy05+1);
mu05=floor(2*nc05);
for ii=1:length(amp05)-mu05
rsh05(ii)=amp05(ii)*amp05(ii+mu05);
end
[amp, fre]=max(rsh05);
speed=(fsh05(fre)+f1)*(60/24)
%%
ck05=clock;
cloc05=[ck05(5) ck05(6)];
cloc05-clo05
clear fsh05
%-----

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วิศวกรรม  
Electrical Engineering Conference  
(EECON-22)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาบันคชวาศและพัฒนาศาสตร์เทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม  
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้สำหรับ... ราคา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การค้นหาระบบฮาร์โมนิกสล็อตโรเตอร์เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว  
ภายใต้การขับนำโดยพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

Rotor Slot Harmonic Identification for Sensorless Speed Measurement  
of PWM Inverter Fed Induction Motors

เฉลิมชาติ นานพ เชาว์ เชาวณะ และ วิจิตร กิณรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โทร. (02) 326-6052 Ext.3058 โทรสาร.326-7338 E-mail : kkwijit@kmit.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการเสนอการค้นหาระบบฮาร์โมนิกสล็อตโรเตอร์ (Rotor Slot Harmonics, RSH) เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วภายใต้การขับนำโดย PWM อินเวอร์เตอร์ โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีคุณสมบัติขึ้นอยู่กับความเร็วของโรเตอร์และเกิดขึ้นในกระแสสเตเตอร์ ข้อมูลกระแสสเตเตอร์จะถูกประมวลผลในเชิงดิจิทัลแบบออฟไลน์โดยใช้ FFT เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และพิจารณาหาความถี่โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก ในบทความนี้ได้อธิบายกลไกการเกิดสล็อตฮาร์โมนิกอย่างละเอียดรวมถึงการตรวจสอบขั้นแรกของพฤติกรรม RSH ภายใต้สภาวะโหลดและความถี่อินเวอร์เตอร์ต่างๆที่สภาวะคงตัว ซึ่งผลการทดสอบของการวัดความเร็วโดยอาศัยเทคนิคนี้กับเครื่องมือวัด Photo tachometer แบบทั่วไปภายใต้สภาวะดังกล่าวให้ความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 0.25%

Abstract

In this paper, the identification of rotor slot harmonics (RSH) for sensorless speed measurement of PWM driven induction motor is proposed. These RSH are rotor speed dependent and inherent in stator currents. The off-line digital processing based on Fast Fourier Transform (FFT) of the stator currents has been performed for analysis and identification of rotor slot harmonic frequencies. This paper fully describes mechanisms of rotor slot harmonics including an initial investigation of RSH characteristics under various load and inverter frequency at steady state condition. The error of this technique for speed measurement under such conditions is within 0.25 % when compared to a conventional photo tachometer.

1. คำนำ

ในการควบคุมความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้มีประสิทธิภาพสูง จำเป็นต้องอาศัยผลตอบสนองของการวัดความเร็วด้วย

ความถูกต้องและรวดเร็ว ซึ่งในปัจจุบันการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะใช้อุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์ประเภท Optoelectrical หรือ Electromechanical ซึ่งการใช้ทรานสดิวเซอร์ (Transducer) จำพวกนี้ จะทำให้เกิดปัญหาที่สำคัญคือ ความไม่เป็นเชิงเส้น, ความถูกต้อง, ความละเอียด, สัญญาณมีค่าน้อยที่ความเร็วต่ำ, ราคาแพง, ต้องทำการเทียบค่า, การดูแลรักษาและซ่อมบำรุง การต่อพ่วงที่ขมอเคอร์โดยข้อเสียด้านของมอเตอร์ซึ่งการต่อในลักษณะนี้อาจทำให้ตัวทรานสดิวเซอร์ได้รับความเสียหายเมื่อเครื่องจักรเกิดการกระแทก

จากสาเหตุดังกล่าวทำให้ในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาได้มีการคิดค้นหาวิธีการวัดความเร็วของมอเตอร์แบบใหม่มาทดแทนการใช้ทรานสดิวเซอร์แบบเดิมๆ ซึ่งมีวิธีหนึ่งที่ได้ผลตามรณานำมาใช้วัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ คือการวัดความเร็วโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกซึ่งเกิดขึ้นในกระแสสเตเตอร์และแรงดันในตัวของมอเตอร์เอง ในยุคเริ่มต้นปี 1975 Abbondanti and Brennan ได้มีความพยายามคำนวณความเร็วสลิปแบบอนาล็อกจากแรงดัน กระแสและเฟส[1] ต่อมาในปี 1979 M. Ishida, Hayashi and M. Ueda ได้ใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในแรงดันในการควบคุมความเร็วสลิป แต่อย่างไรก็ตามเป็นการประสพความล้มเหลวที่ความเร็วมากกว่า 300 rpm และ ไม่ได้พัฒนาเพื่อการปรับปรุงให้มีการวัดความเร็วรอบในย่านกว้าง[3,5] ซึ่งต่อมาไมโครโปรเซสเซอร์ได้ถูกพัฒนาให้มีขีดความสามารถในการประมวลผลเร็วขึ้น K. Hurst และ T. Habeder[2] จึงได้คิดค้นเทคนิคทางด้านดิจิทัลที่มีประสิทธิภาพที่คิดว่าเป็นเทคนิคทางด้านอนาล็อกขึ้นมาทดแทน ในบทความนี้ได้เสนอวิธีการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อเป็นการแนะนำและตรวจสอบขั้นต้นของพฤติกรรมโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก เพื่อนำไปสู่การพัฒนาระบบวัดความเร็วแบบ real time ต่อไป

2. ฮาร์โมนิกสล็อตที่เกิดขึ้นใน Air gap

2.1 เมื่อแหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์

เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่  $f_s$  ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะทำให้เกิดฟลักซ์ในช่องอากาศ (Air gap flux) ซึ่ง

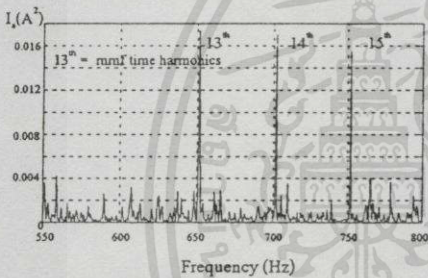
PW019

การค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกเพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

ประกอบด้วยฮาร์โมนิกที่เป็นผลมาจาก การพันขลวด การอิมตัว ความ เป็นสล็อต และความผิดปกติที่ช่องอากาศ[4]

2.2 เมื่อแหล่งจ่ายไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

ในงานจับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ PWM อินเวอร์เตอร์จะจ่ายแรงดันที่ทำให้กระแสไม่เป็นไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งจะให้เกิดองค์ประกอบของฮาร์โมนิกที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าและไม่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูลขึ้นเป็นจำนวนมากและรวมทั้ง MMF time harmonic ที่  $k=6m \pm 1$  และ  $m=1,2,3...$  [2] ดังรูปที่ 1 เป็นการพิจารณาฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เช่น time and space harmonics , MMF time harmonics รวมทั้ง RSH ด้วย แต่เนื่องจากช่วงความถี่ดังกล่าวฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับความถี่หลักมูล จึงได้ใช้เทคนิคที่จะแสดงดังรูปที่ 2 ในการตรวจจันโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกดังกล่าว



รูปที่ 1 ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายของมอเตอร์เป็น PWM อินเวอร์เตอร์

เมื่อจ่ายศักดาไฟฟ้า 3 เฟส(ในข้อ 2.1 และ 2.2) ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าในช่องอากาศ (air gap mmf wave) เนื่องจากกระแสที่ไหลในสเตเตอร์และเหนี่ยวนำไปยังโรเตอร์ ในขณะที่ขั้วกันจะเกิดสภาวะความนำแม่เหล็กของช่องอากาศ(air gap permeance)ซึ่งมีสาเหตุมาจากความเป็นสล็อตของโรเตอร์และสเตเตอร์ ซึ่งความนำแม่เหล็กภายในช่องอากาศนี้จะกระจายอย่างไม่สม่ำเสมอ (Variation)เนื่องจากระยะห่างระหว่างสล็อต และจำนวนสล็อตของโรเตอร์,(Z) ด้วย ซึ่งเมื่อรวมกับ air gap mmf จะส่งผลให้เกิดความหนาแน่นของฟลักแม่เหล็กภายในช่องอากาศ ทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นมาคู่หนึ่งเรียกฮาร์โมนิกคู่นี้ว่าโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก โดยจะมีความสัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์ ขนาดของกระแสและจำนวนสล็อตของโรเตอร์ ในการวิเคราะห์ RSH จะพิจารณาถึงความเป็นสล็อตของโรเตอร์เท่านั้น ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะต้องคิดความเป็นสล็อตของทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์ แต่ในกรณีเครื่องจักรกลที่มีจำนวนขั้วน้อยๆ ความเป็นสล็อตของสเตเตอร์จะถือว่าไม่มีผลกับความนำแม่เหล็กในช่องอากาศคั้งนั้นในการ

วิเคราะห์เบื้องต้นจะพิจารณาความเป็นสล็อตของโรเตอร์เท่านั้น โดยที่การกระจายของความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กภายในช่องอากาศ (air gap flux) จะมีสมการเป็น[ 4 ]

$$B(\theta,t) = B_1 \cos(\omega_r t - P\theta) + B_{r1} \cos\left[\left(\frac{Z}{P}\omega_r + \omega_o\right)t - (P+Z)\theta + \psi_{r1}\right] + B_{r2} \cos\left[\left(\frac{Z}{P}\omega_r - \omega_o\right)t - (P-Z)\theta + \psi_{r2}\right] \tag{1}$$

เมื่อ  $\theta$  คือองศาทางกล  $360^\circ$ ,  $\omega_r$  คือความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่าย,  $P$  คือจำนวนขั้วของขั้วแม่เหล็ก(Pole pair),  $\omega_o$  คือความถี่เชิงมุมของความเร็ว,  $\psi_{r1}, \psi_{r2}$  คือมุมเฟส และ  $Z$  คือจำนวนสล็อตของโรเตอร์

โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกไหลในขลวดสเตเตอร์ และมีรูปแบบของกระแสฮาร์โมนิกที่ถูกเหนี่ยวนำในเฟส A เป็น

$$i_a(t) = \sum_{v=0}^2 A_v \cos(\omega_v t - \psi_v) \tag{2}$$

เมื่อ  $A_v$  คือขนาดของกระแส (amplitude) และ  $\psi_v$  คือ เฟสขององค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่  $v$  ซึ่งถ้าเราพิจารณาองค์ประกอบฮาร์โมนิกต่างๆในกระแสเตเตอร์(หรือพิจารณาจากเทคนิคไฟฟ้าก็ได้) จะได้สมการความสัมพันธ์พื้นฐานของความถี่โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกที่เคลื่อนที่ไปยังหน้าและด้านหลัง(แสดงด้วยเครื่องหมายบวกและลบ)

$$\omega_{rh} = \frac{Z}{P}\omega_r \pm \alpha\omega_o \tag{3}$$

เมื่อ  $\omega_{rh}$  คือ ความถี่เชิงมุมของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก และ  $\alpha$  คือ 1,2,3,...

3. การคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก

เมื่อทราบความถี่ของแหล่งจ่าย( $f$ ) ความเร็วเชิงโรตัท( $n$ ) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะหาได้จากสมการ

$$n_s = \frac{60f_o}{P} \tag{4}$$

เมื่อ  $P$  คือขั้วของขั้วแม่เหล็ก และค่า slip( $s$ ) หาได้จากความแตกต่างระหว่างความเร็วเชิงโรตัทกับความถี่โรเตอร์( $n$ ) หากด้วยความเร็วเชิงโรตัท

การค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกเพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไรต์ตรวจสอบจับความเร็ว

$$s = \frac{(n_r - n)}{n_s} \tag{5}$$

จากสมการ(5) สามารถหาความถี่ของกระแสโรเตอร์( $f_r$ ) ได้

$$f_r = sf_o \tag{6}$$

ความถี่โรเตอร์ที่ใช้ในการหมุน(rotational frequency)( $f_{ro}$ )

$$f_{ro} = (1-s)f_o \tag{7}$$

และจากสมการ(7) นำไปแทนในสมการ (3) จะได้สมการความถี่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกเป็น

$$f_{sh} = \left[ \frac{Z}{P}(1-s) \pm \alpha \right] f_o \tag{8}$$

- เมื่อ  $f_{sh}$  = ความถี่ rotor slot harmonic
- $Z$  = จำนวนขั้วของโรเตอร์
- $P$  = จำนวนขั้วของขั้วแม่เหล็ก
- $s$  = สลิป
- $f_o$  = ความถี่ของแหล่งจ่าย
- $\alpha = 1, 2, 3, \dots$

และจะสามารถคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้

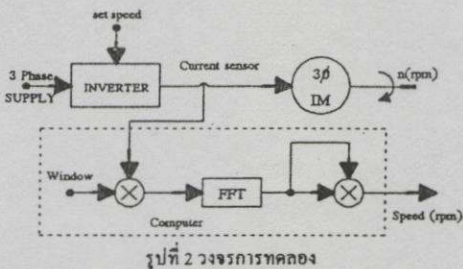
จากสมการ

$$n_r = \frac{60}{Z} (f_{sh} \pm \alpha f_o) \tag{9}$$

และถ้า  $Z$  เป็นจำนวนอื่นๆ ที่เป็นจำนวนเท่าของ 3 จะสามารถพบโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกได้มากกว่า 1 ตำแหน่ง [3]

4. ผลการทดลอง

ในการวิเคราะห์และค้นหาตำแหน่งของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกเพื่อคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ใช้โปรแกรม MATLAB ประมวลผลแบบออนไลน์โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิด wound rotor 4 pole 1 kW ที่มีจำนวนขั้วของโรเตอร์เท่ากับ 24 ขั้ว และแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สวิชชิ่ง 2.99 kHz มีขั้นตอนในการทดลองและวิเคราะห์ดังรูปที่ 2

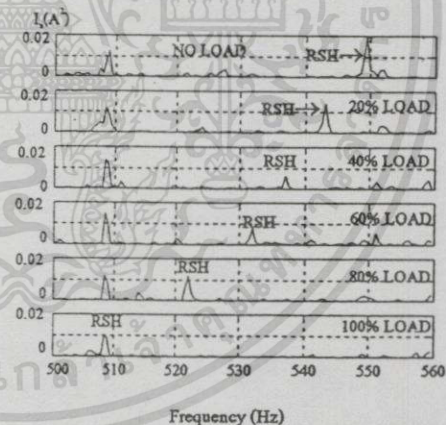


รูปที่ 2 วงจรการทดลอง

โดยเริ่มจากการเก็บข้อมูลของรูปคลื่นกระแสตลับเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้ LEM เป็นอุปกรณ์ช่วยลดทอนสัญญาณกระแส (Current sensor) ซึ่งใช้หลักการของ Hall effect ที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของข้อมูลไม่มากนัก ข้อมูลที่เก็บมีอัตราการสุ่ม 10 kHz โดยมีจำนวนข้อมูลเท่ากับ 20,000 ข้อมูลต่อ 100 ไซเคิล (1 ไซเคิล = 50 Hz) ดังนั้นความละเอียดความถี่เท่ากับ  $10000/20000 = 0.5$  Hz แล้วจึงคูณด้วย Hanning window เพื่อลดการรั่วไหลของสเปกตรัม ทำให้การพิจารณาทางความถี่ดูได้ชัด ง่ายต่อการค้นหาตำแหน่งของ RSH และเกิดความคิดพลาดในการวิเคราะห์น้อยลง จากนั้นจึงนำมาแปลงให้อยู่ในโดเมนความถี่โดยใช้ FFT พิจารณาระยะความถี่ที่น่าจะเกิดโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิก ซึ่งจากสมการที่(9) มีความน่าจะเป็นที่โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกจะปรากฏที่ความถี่

$$\frac{Z \cdot n_r \pm \alpha f_o}{60} \tag{10}$$

เมื่อ  $n_r$  คือความเร็วจริงโรตอร์เป็นรอบต่อนาที (rpm) ทำการทดลองซ้ำโดยเพิ่มโหลดให้แก่มอเตอร์ครั้งละ 10% จนมอเตอร์ทำงานที่ที่กีด ค้นหาตำแหน่ง RSH โดยพิจารณาจากสเปกตรัมที่มีการเคลื่อนที่ซึ่งจะมีความถี่ลดลงเมื่อโหลดของมอเตอร์เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 การเคลื่อนที่ของโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดที่ความถี่ 50 Hz

จากผลการทดลองเปรียบเทียบความเร็วจริงที่ได้จาก Photo tachometer กับการคำนวณโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกดังตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่ามีความใกล้เคียงกันมาก โดยมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนสูงสุดเท่ากับ 0.22% ซึ่งสามารถนำมาใช้วัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยไม่ต้องใช้ตัวตรวจสอบจับความเร็วได้อย่างถูกต้อง ทั้งนี้การคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นอาจมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดในการวัดของ Photo tachometer ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนในการวัดประมาณ  $\pm 1$  rpm ก็เป็นไปได้

PW019

การค้นหาโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

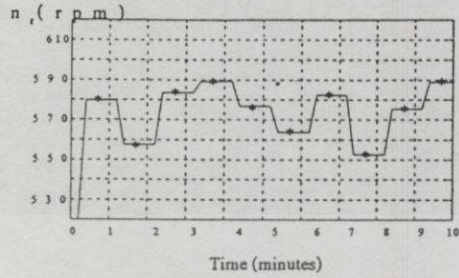
ตารางที่ 1 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับ การคำนวณจาก RSH และเปอร์เซ็นต์การผิดพลาด

% Load	$f_m$ (Hz)	$n_r$ (rpm) RSH	$n_r$ (rpm) จริง	% Error
0	549.5	1498.75	1499	0.02
10	545	1487.5	1487	0.03
20	543	1482.5	1483	0.03
30	540	1475.0	1475	0
40	537	1467.5	1468	0.03
50	534.5	1461.25	1463	0.12
60	532	1455.0	1456	0.07
70	527.5	1443.75	1445	0.09
80	522.5	1431.25	1433	0.122
90	516.5	1416.25	1419	0.19
100	508	1395.0	1392	0.22

ตารางที่ 2 เป็นการเปรียบเทียบการวัดความเร็วด้วย Photo tachometer กับการคำนวณโดยใช้โรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดของมอเตอร์ทุกๆ 60 วินาที ซึ่งจากผลการทดลองจะเห็นว่า เมื่อความเร็วเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ RSH ก็เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งทำให้เห็นว่า RSH สามารถวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เมื่อโหลดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 4 เป็นการเปรียบเทียบการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำจากตารางที่ 2

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบความเร็วที่วัดจาก Photo tachometer กับการคำนวณจาก RSH ขณะทีโหลดและเวลาต่างกันที่ความเร็ว 20 Hz

Time (minutes)	$n_r$ (rpm) (RSH)	$n_r$ (rpm) (จริง)	% Error
1	578.75	579.7	0.16
2	557.5	557.5	0
3	582.5	583.5	0.17
4	588.75	589.2	0.08
5	576.25	576.9	0.11
6	563.75	563.7	0.01
7	582.5	582.3	0.03
8	553.5	552.4	0.018
9	575	575.4	0.07
10	588.75	589	0.04



รูปที่ 4 เปรียบเทียบความเร็วภายใต้การเพิ่มและลดภาระของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความเร็ว 20 Hz

5. สรุป

การค้นหา RSH เพื่อวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายเป็น PWM อินเวอร์เตอร์ ให้ผลเป็นที่น่าพอใจมากซึ่งมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดเท่ากับ 0.22% ที่สภาวะโหลดและความถี่อินเวอร์เตอร์ต่างๆ ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้ที่จะนำมาประยุกต์และพัฒนาใช้ในลักษณะ real time เพื่อใช้ในการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนพลาสม่าทราดิกชันแบบเดิมๆ แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคการประมวลผลที่เสนอนี้ยังเป็นแบบ off line เป็นที่คาดหวังว่าในอนาคตมีแนวโน้มในการนำโรเตอร์สล็อตฮาร์โมนิกส์ประยุกต์ใช้ในการตรวจจับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำในงานขับเคลื่อนที่ควบคุมแบบฟีดแบ็คมอเตอร์ อย่างไรก็ตามระยะเวลาที่ใช้ในการประมวลผลเนื่องจากจำนวนของข้อมูลที่มาก ทำให้เสียเวลาในการประมวลผลมากยิ่งขึ้นอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้งานได้จริงในการวิจัยครั้งต่อไปจะเป็นการพัฒนาจำนวนของข้อมูลให้มีจำนวนน้อยลง และสามารถนำมาวัดความเร็วได้ในแบบเวลาจริง (Real time) ซึ่งเป็นเทคนิคแบบ On Line โดยใช้ไมโคร DSP ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Vas, "Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines" Oxford, clarendon Press,1993,pp.145-156.
- [2] K.D. Hurst and T.G. Habetler, " Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives",IEEE Trans. on PE, Jan, voll.11,1996,pp.66-73.
- [3] R.Blasco-Gimenez,G.M. Asher and M. Summer "Rotor time constant identification in sensorless vector control drives using rotor slot harmonics", EPE'95,pp.1.083-1.088.
- [4] A. Ferrah, K.J. Bradley and G.M. Asher, "An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motor drive ",IEEE Trans. Instrum. Meas.,DEC.vol.41,1992,pp.797-802.
- [5] M.Ishida and K.Iwata, "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics", IEEE Trans. Industry Appl, May/June, Vol. IA-20, No.3, 1984,pp.575-582.

## ประวัติผู้เขียน

นายเฉลิมชาติ มานพ เกิดเมื่อวันที่ 5 ธันวาคม พ.ศ. 2517 ที่จังหวัดสิงห์บุรี สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ไฟฟ้ากำลัง) และ ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ไฟฟ้ากำลัง) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตขอนแก่นในปี พ.ศ. 2536 และ พ.ศ. 2538 ตามลำดับ และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า(ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรีในปี พ.ศ. 2540

