

การวัดความเร็วรถยนต์โดยการประมาณค่าความถี่ของเรดาร์ระยะสั้นด้วย  
ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ และ SAGC

CAR VELOCITY MEASUREMENT USING FREQUENCY ESTIMATION OF  
SHORT RANGE RADAR BASED ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-M-010-145

การวัดความเร็วรถยนต์โดยการประมาณค่าความถี่ของเรดาร์ระยะสั้นด้วย  
ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ และ SAGC

CAR VELOCITY MEASUREMENT USING FREQUENCY ESTIMATION OF  
SHORT RANGE RADAR BASED ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-M-010-145

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY ESTIMATION OF SHORT RANGE RADAR USING  
ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC FOR VELOCITY DETECTION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2018  
KMITL-2018-EN-M-010-145

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวัดความเร็วรถยนต์โดยการประมาณค่าความถี่ของเรดาร์ระยะสั้นด้วยตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ และ SAGC
นักศึกษา	นางสาวพรรณนิภา จินะแก้ว
รหัสประจำตัว	60601132
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการวัดค่าความเร็วรถยนต์ด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องระยะสั้น โดยอาศัยวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ร่วมกับการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมด้วยตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ โดยอาศัยโมดูล HB 100 สัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้จากการเคลื่อนที่ผ่านของรถยนต์จะถูกนำมาผ่านวงจรขยายที่มีอัตราขยาย 200 เท่า แล้วป้อนเข้าสู่คอมพิวเตอร์ผ่านทางการ์ดเสียงด้วยความถี่สุ่ม 8000 เฮิรตซ์ สัญญาณดังกล่าวถูกนำไปประมวลผลด้วยตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเพื่อปรับสัญญาณให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วย จากนั้นจึงไปผ่านการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ ค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้จะถูกแปลงเป็นค่าความเร็วของรถยนต์ ขั้นตอนทั้งหมดของวิธีการที่นำเสนอใช้นี้ใช้การประมวลผลทางซอฟต์แวร์ด้วยโปรแกรมแมทแล็บ ทำให้ได้ระบบที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ความแม่นยำที่ดีกว่า และมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการในเอกสาร [5] โดยค่าความผิดพลาดของวิธีการที่นำเสนออยู่ที่ 4.03 % ซึ่งค่าน้อยกว่าค่าความผิดพลาดของวิธีการที่ในเอกสาร [5] ที่มีค่าอยู่ที่ 6.67 %

<b>Thesis</b>	CAR VELOCITY MEASUREMENT USING FREQUENCY ESTIMATION OF SHORT RANGE RADAR BASED ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC
<b>Student</b>	Ms.Pannipa Chinakaew
<b>Student ID.</b>	60601132
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2018
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Paramote Wardkein

## ABSTRACT

This research proposes the car velocity measurement of short range radar using a sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) and indirect frequency estimation (IFE) based adaptive FIR notch filter. By using a HB 100 module, Doppler signal produced by the moving object is amplified by a 200-times-gain amplifier. Then this signal is fed to a laptop through a sound card whose sampling frequency is 8000 Hz. The signal is processed by the SAGC scheme to amplify the amplitude of the signal to be unity. Later, the frequency estimation process is achieved by indirect frequency estimation based on adaptive FIR notch filter. After that, the resulting frequency is converted to velocity of car. All procedures in this work are processed by MATLAB program. The proposed system is thus low complexity, and provides better precision and signal to noise compared with the method proposed by [5]. The error of proposed method is 4.03 % less than the error of the method proposed by [5] which is 6.67 %.

## กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบพระคุณ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า รวมถึง รศ.ดร.จิรสุดา โกษิยาภรณ์ สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือในการเขียนบทความตีพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เล่มนี้

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบคุณแต่บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่ให้อำลังใจและการสนับสนุน

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบคุณ คุณศักรินทร์ สินไชยที่ช่วยเหลือข้าพเจ้าในช่วงเวลาที่ข้าพเจ้าประสบกับปัญหา และขอบคุณเพื่อนๆ ทุกท่านที่คอยช่วยเหลือในด้านต่างๆ ทั้งเรื่องงานและความบันเทิง

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พรรณิภา จินะแก้ว

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	1
1.4 ขอบเขตการศึกษา.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์.....	4
2.3 ระบบเรดาร์.....	9
2.3.1 พัลส์เรดาร์.....	10
2.3.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง.....	11
2.4 วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ.....	13
2.5 ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข.....	17
2.5.1 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	17
2.5.2 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด.....	18
2.6 สหสัมพันธ์.....	18
2.6.1 อัตตสหสัมพันธ์.....	18
2.6.2 สหสัมพันธ์ไขว้.....	19
2.7 ตัวกรองปรับตัวได้.....	19
2.7.1 โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้พื้นฐาน.....	19
2.7.2 ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์.....	21

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8 การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบ ความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	22
บทที่ 3 การออกแบบและการจัดทำวิทยานิพนธ์.....	26
3.1 กล่าวนำ.....	26
3.2 การออกแบบการเก็บสัญญาณ.....	27
3.2.1 การใช้ไมโคร HB 100 ร่วมกับวงจรถยาย.....	27
3.2.2 การเก็บสัญญาณต่อปเลเตอร์ผ่านการ์ดเสียง.....	30
3.3 การออกแบบระบบการประมวลผลสัญญาณ.....	33
3.3.1 การเลือกช่วงสัญญาณ.....	34
3.3.2 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล.....	34
3.3.3 การประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ต่อปเลเตอร์ในการวัด ความเร็ว.....	38
3.4 การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด.....	41
3.5 การทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้อง ถนน.....	43
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	45
4.1 กล่าวนำ.....	45
4.2 ผลการวัดสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์จากวงจรถยาย.....	45
4.3 ผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์.....	46
4.4 ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์เพื่อหา ความเร็ว.....	48
4.4.1 ผลการทดลองการเลือกช่วงสัญญาณ.....	48
4.4.2 ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล..	50
4.4.3 ผลการทดลองการประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ ต่อปเลเตอร์ในการวัดความเร็ว.....	52
4.5 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ.....	55
4.6 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็ว ที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation [5].....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด.....	59
4.7.1 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปน สัญญาณรบกวน.....	59
4.7.2 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวน.....	60
4.8 ผลการทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บน ท้องถนน.....	62
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	65
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	65
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก.....	68
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	71
ประวัติผู้เขียน.....	77

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต $a$ .....	53
4.2	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต $a$ จากการทดลอง.....	54
4.3	ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้ สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน.....	59
4.4	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน.....	60
4.5	ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้ สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน.....	61
4.6	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน.....	62
4.7	ผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ยจากการนำวิธีการที่นำเสนอไปตรวจวัด ความเร็วจริงบนท้องถนน.....	62

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกตอยู่นิ่ง.....	4
2.2 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง.....	5
2.3 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง.....	5
2.4 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่ง	6
2.5 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่ง.....	6
2.6 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากัน.....	7
2.7 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตาม.....	8
2.8 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกัน.....	8
2.9 ปรัชญาการณ็ตอบเปลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกัน....	9
2.10 การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์.....	9
2.11 การทำงานของระบบเรดาร์.....	10
2.12 ระบบเรดาร์.....	10
2.13 สัญญาณ็ที่ใช้ในการสื่อสารระบบพัลส์เรดาร์.....	11
2.14 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์.....	11
2.15 บล็อกไดอะแกรมของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่าย.....	12
2.16 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรดาร์ FMCW.....	13
2.17 วงจรการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC.....	14
2.18 วงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN.....	14
2.19 Wide Dynamic Range Automatic Gain Control Using Feed Forward and Backward Technique.....	15
2.20 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC.....	16
2.21 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานตัวกรองปรับตัวได้ (Wiener's Structure).....	19
2.22 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่.....	22
2.23 ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ $ H(e^{j\omega}) $ เมื่อเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ $a$ .....	23
3.1 การตรวจจับการเคลื่อนที่ด้วยโมดูล HB 100.....	26
3.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ.....	26
3.3 โมดูล HB100.....	27
3.4 มุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล.....	27
3.5 วงจรขยายคอมมอนอิมิตเตอร์.....	28

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.6	โมดูล HB100 เชื่อมต่อกับวงจรขยาย.....	29
3.7	การเชื่อมต่อโมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย.....	30
3.8	การเก็บสัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ผ่านการดัดเสียงของแลปท๊อป.....	31
3.9	โพลีชาร์ตสำหรับการเก็บสัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์.....	32
3.10	การสุ่มตัวอย่าง.....	33
3.11	จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดของการควอนไทซ์.....	33
3.12	ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	35
3.13	บล็อกไดอะแกรมของ SAGC.....	35
3.14	ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแลป.....	38
3.15	บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่.....	39
3.16	การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดความเร็ว.....	44
3.17	การตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน.....	44
4.1	ผลของวงจรถ่ายของสัญญาณคลื่นรูปไซน์.....	45
4.2	ผลของวงจรถ่ายของสัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์.....	46
4.3	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.4	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.5	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.6	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล.....	49
4.7	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล.....	49
4.8	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุด ข้อมูล.....	49
4.9	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการ เตรียมสัญญาณ.....	50
4.10	สัญญาณเลื่อนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการ เตรียมสัญญาณ.....	51

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 สัญญาณเตือนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ.....	51
4.12 ค่าเอาต์พุต $a$ ของสัญญาณเตือนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	52
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่.....	53
4.14 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่กรณีการทดลองกับผลทางทฤษฎี.....	54
4.15 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต $a$ .....	56
4.16 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต $a$ .....	56
4.17 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเพลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน.....	57
4.18 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีמודูเลต.....	58
4.19 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีמודูเลต.....	58
4.20 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	63
4.21 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	63
4.22 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	64

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการเกิดอุบัติเหตุบนท้องถนนเกิดได้ด้วยหลายปัจจัยเช่น ความไม่พร้อมของผู้ขับขี่ ความไม่พร้อมของพาหนะที่ใช้งาน หรือแม้แต่การละเมิดกฎจราจร ซึ่งสาเหตุส่วนใหญ่เกิดจากการขับรถด้วยความเร็วเกินกำหนด โดยการอ้างอิงจากข้อมูลทางสถิติของสำนักงานสถิติแห่งชาติ [1] สถิติของอุบัติเหตุทางท้องถนนเกิดจากการขับรถเร็วมากถึง 16.5 % ในปี 2015 เพื่อตรวจสอบและควบคุมให้ผู้ขับขี่ใช้ถนนรักษาความปลอดภัยโดยไม่ขับขี่รถเร็วเกินที่กฎหมายกำหนด ระบบเรดาร์จึงถูกนำมาใช้ในการตรวจจับความเร็วบนทางหลวง

ระบบเรดาร์ที่ถูกใช้ในการตรวจจับความเร็วจะเป็นแบบเรดาร์คลื่นต่อเนื่องซึ่งอาศัยการตรวจจับการเคลื่อนที่ของวัตถุและใช้สัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนกลับและความถี่ของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจากวัตถุที่เคลื่อนที่ในการหาความเร็ว ความถี่ที่เลื่อนไปเกิดขึ้นเกิดจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซึ่งความถี่ดอปเปลอร์นี้มีความสัมพันธ์กับความเร็วการเคลื่อนที่ของวัตถุที่ถูกตรวจจับ และเรดาร์คลื่นต่อเนื่องถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการหาความเร็วด้วยหลากหลายวิธียกตัวอย่างเช่น การหาค่าความถี่ดอปเปลอร์ด้วยวงจรการประมวลผลสัญญาณดอปเปลอร์ [2] การหาค่าความเร็วโดยการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง [3],[4] หรือการหาค่าความเร็วโดยการตีמודูเลตทางความถี่ [5] เป็นต้น

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1. นำเสนอการปรับปรุงวิธีการวัดความเร็วด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องระยะสั้นให้มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวน
2. ใช้วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติในการปรับขนาดสัญญาณดอปเปลอร์ที่ไม่คงที่
3. ใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองปรับตัวได้ในการหาค่าความถี่ดอปเปลอร์
4. นำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

### 1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในปีค.ศ. 1980 เทคนิคคลื่นมิลลิเมตร (millimeter wave techniques) ถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วที่ประเทศจีน Li Fengliang [2] จึงออกแบบและพัฒนาวิธีการเรดาร์วัดความเร็วด้วยคลื่นในย่านไมโครเวฟที่มีความยาวคลื่น 8 มิลลิเมตร โดยเรดาร์ประกอบด้วยสองส่วนหลักคือส่วนฟอนต์เอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mix-integrate คลื่น 8 มิลลิเมตร และวงจรประมวลผลสัญญาณดอปเปลอร์ โดยวิธีการนี้ทำให้ได้ตัวพอนต์เอ็นที่มีขนาดเร็วและมีการวัดความเร็วได้แม่นยำ สามารถวัดความเร็วช่วง 10-200 กิโลเมตรต่อชั่วโมงในระยะ 30 เมตร และในปี 2012 Eugin Hyun [3] เสนอวิธีการวัดความเร็วและระยะทางของวัตถุด้วย FMCW เรดาร์ งานวิจัยนี้เสนอการส่งคลื่นส่งและอัลกอริทึมการตรวจจับแบบใหม่โดยใช้การแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง 2 ครั้งประมวลด้วยโปรแกรมแมทแลป สัญญาณส่งที่นำเสนอมีความยาวที่ต่างกันสองช่วง ซึ่งข้อมูลระยะทางอย่างหยาบจะถูกตรวจจับในคาบเวลาแรกจากการทำการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องครั้งที่หนึ่งและข้อมูลระยะทางอย่างละเอียดและความเร็วถูกตรวจจับในคาบเวลาที่สองจากการทำการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องครั้งที่สองและมีอัลกอริทึมการกำหนดขอบเขตระยะเป้าหมายถูกใช้เพื่อจำกัดเป้าหมายหลอก วิธีการนี้ให้การวัดความเร็วที่แม่นยำจากการคำนวณความเร็วจากค่าความถี่ที่ได้โดยตรงและสามารถระบุจำนวนของเป้าหมายที่ตรวจจับได้ด้วย แต่สำหรับวิธีการนี้ไม่ได้มีการพิจารณา SNR (Signal to Noise Ratio) ไว้ในรายละเอียดของการทดลอง ในปี 2014 Minki Song ได้เสนอวิธีการในลักษณะคล้ายกันโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ไม่ต่อเนื่องสองมิติสำหรับเรดาร์ตรวจจับรถยนต์โดย fast-ramp FMCW [4] โดยข้อมูลของระยะทางอย่างหยาบได้จากการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องครั้งแรกและหลังจากทำการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องครั้งที่สองจะได้ข้อมูลของความเร็วและข้อมูลของระยะทางที่แม่นยำขึ้น นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณ FMCW ของวิธีการคลื่นแบบ fast-ramp แต่วิธีการนี้ก็ไม่ได้รวมสิ่งรบกวนที่มีผลกระทบต่อสัญญาณเข้ามาพิจารณาในรายละเอียดของการทดลอง ในปี 2016 สุขรักษ์ แซ่เจี๋ย [5] เสนอวิธีการวัดความเร็วชั่วขณะโดยเสนอการใช้ตัวควบคุมสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติและการตีמודูเลตทางความถี่ ตัวควบคุมสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติถูกใช้ในการปรับขนาดสัญญาณดอปเปลอร์จากการสะท้อนกลับที่ได้จากการตรวจจับรถยนต์และใช้การตีמודูเลตทางความถี่โดยใช้โครงสร้างตัวควบคุมสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติในการวัดค่าความเร็ว วิธีนี้มีการปรับขนาดสัญญาณดอปเปลอร์เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการคำนวณค่าความถี่ดอปเปลอร์ซึ่งจะส่งผลให้คำนวณค่าความเร็วได้แม่นยำขึ้น โดยค่าความเร็วของวิธีการนี้หาได้จากการจับคู่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเอาต์พุตการตีמודูเลตทางความถี่ ความถี่ดอปเปลอร์ และความเร็วในรูปแบบของกราฟแสดงความสัมพันธ์ วิธีการนี้ก็เป็นอีกหนึ่งวิธีที่ไม่มีการพิจารณาสัญญาณรบกวนต่อระบบ ดังนั้นจากข้อจำกัดของวิธีการที่เคยนำเสนอ นั้น ไม่ได้มีการพิจารณาสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณดอปเปลอร์ที่นำมาประมวลผล ซึ่งอาจจะมีผลต่อการคำนวณหาความเร็ว วิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงนำเสนอวิธีการวัดความเร็วรถยนต์ที่พัฒนาข้อจำกัดดังกล่าวขึ้นมา

#### 1.4 ขอบเขตการศึกษา

1. ใช้โมดูลตรวจจับการเคลื่อนไหว HB100 ที่ความถี่ส่ง 10.525 GHz
2. ใช้วงจรขยาย 200 เท่า ร่วมกับโมดูล HB100 สำหรับตรวจจับการเคลื่อนที่ในระยะ 30 เมตร
3. วัดความเร็วของรถยนต์ในช่วง 10 – 110 กิโลเมตรต่อชั่วโมง
4. ปรับขนาดสัญญาณตอบเพลอร์ด้วยวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติบนโปรแกรมแมทแลป
5. ประมาณหาค่าความถี่ตอบเพลอร์โดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ ในการคำนวณหาค่าความเร็ว บนโปรแกรมแมทแลป
6. นำวิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานโดยใช้ บอร์ด STM32F103C8T6 และแสดงผลการวัดค่าความเร็วบนจอ LCD

#### 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาความเป็นมาของงานวิจัย และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย
2. คิดค้นวิธีการที่สามารถเทียบเคียงกับวิธีการเดิมที่มีอยู่และสามารถใช้งานได้จริง
3. ทำการเก็บข้อมูลสัญญาณตอบเพลอร์จากการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์เพื่อสร้างฐานข้อมูลที่ใช้ในงานวิจัย
4. ทำการประมวลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ตอบเพลอร์สำหรับการคำนวณความเร็ว
5. เก็บผลการทดลองและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอและวิธีที่มีอยู่เดิม

## บทที่ 2

# หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

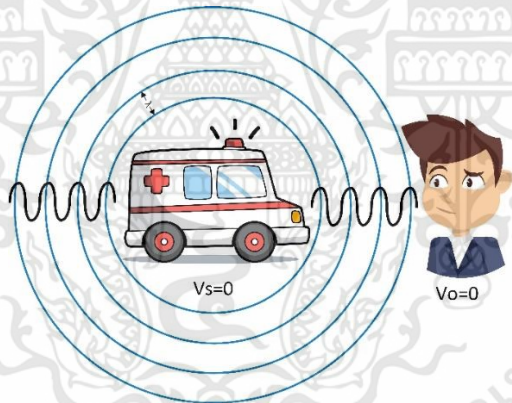
### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยมีเนื้อหาเกี่ยวกับ ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ระบบเรดาร์ วิธีการควบคุมอัตราขยายคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข สหสัมพันธ์ ตัวกรองปรับตัวได้ และการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ โดยอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้

### 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกต (ผู้ฟัง) ทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความถี่ไม่เท่ากับความถี่เสียงที่แหล่งกำเนิดเสียงให้ออกมา แต่ถ้าทั้งแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตไม่มีการเคลื่อนที่ก็จะไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น แสดงได้ดังรูปที่

2.1



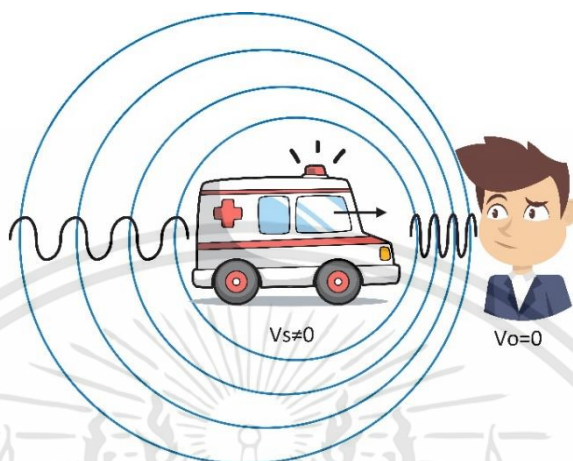
รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกตอยู่นิ่ง

จากรูปที่ 2.1 เมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่นิ่ง (ความเร็วของแหล่งกำเนิด ( $V_s$ ) และความเร็วของผู้สังเกต ( $V_o$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์) จะเห็นได้ว่าไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น ผู้ฟังได้ยินเสียงที่มีความถี่เท่ากับความเร็วของแหล่งกำเนิด

ในส่วนของการเกิดดอปเปลอร์นั้นจะเกิดขึ้นเมื่อแหล่งกำเนิดหรือผู้สังเกตมีการเคลื่อนที่ แบ่งได้เป็นกรณีดังนี้

1. กรณีที่ผู้สังเกตอยู่นิ่ง-แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

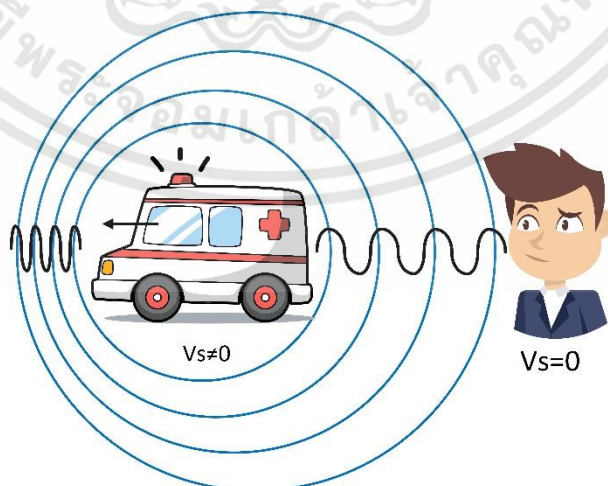
ในกรณีนี้เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความยาวคลื่นน้อยลงและความถี่สูงขึ้นกว่าที่แหล่งกำเนิดปล่อยออกมาแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 และความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้จากสมการที่ 2.1



รูปที่ 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

$$f_o = \left( \frac{v}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.1)$$

เมื่อ  $f_o$  คือความถี่เสียงที่ปรากฏต่อผู้ฟัง  $f_s$  คือความถี่เสียงของแหล่งกำเนิด  $v$  คืออัตราเร็วเสียงในอากาศ  $v_o$  คืออัตราเร็วของผู้ฟังเสียง และ  $v_s$  คืออัตราเร็วของแหล่งกำเนิดเสียง และเมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นและความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงปล่อยออกมานั่นเอง ปรากฏการณ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้จากสมการที่ 2.2



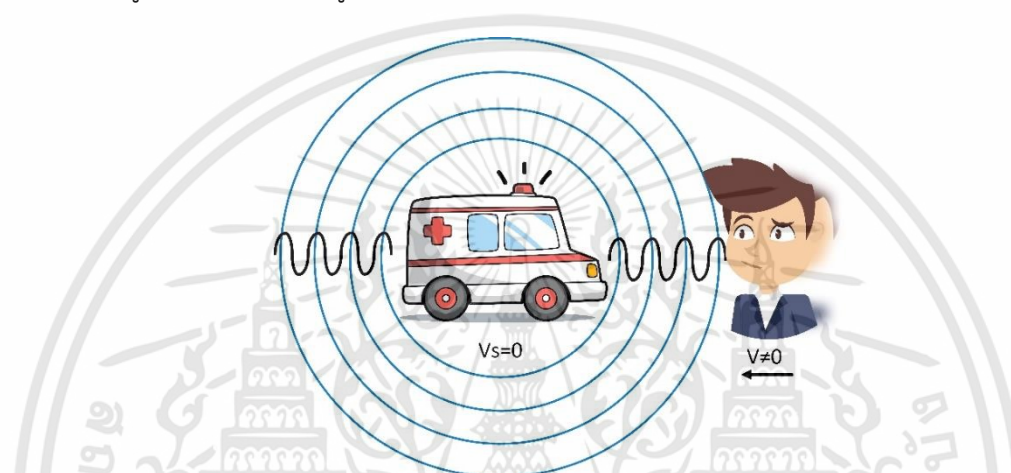
รูปที่ 2.3 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.2)$$

## 2. กรณีที่ผู้สังเกตเคลื่อนที่-แหล่งกำเนิดอยู่นิ่ง

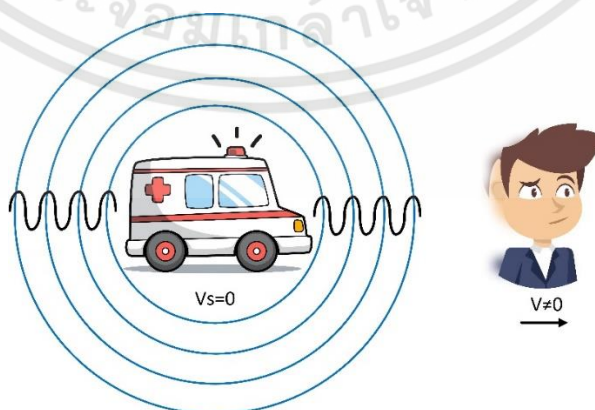
ในกรณีนี้เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่งจะทำให้รับคลื่นได้จำนวนมากกว่าเมื่อผู้สังเกตอยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.3



รูปที่ 2.4 ปรัชการณณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่ง

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v} \right) f_s \quad (2.3)$$

และเมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่งจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่อผู้สังเกตอยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.4



รูปที่ 2.5 ปรัชการณณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่ง

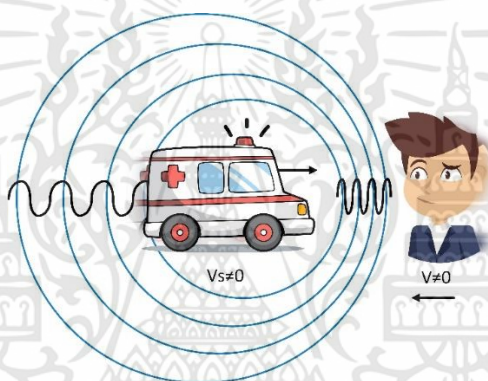
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v} \right) f_s \quad (2.4)$$

### 3. กรณีที่ผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

ในกรณีนี้แบ่งได้เป็นการเคลื่อนที่เข้าหากัน เคลื่อนที่ออกจากกัน หรือเคลื่อนที่ตามกันไป โดยสังเกตได้ว่าเมื่อเวลาผ่านไปแล้วแหล่งกำเนิดกับผู้ฟังมีระยะห่างกันน้อยลงแสดงว่าผู้ฟังจะได้ยินเสียงที่มีความถี่สูงขึ้น ในทางตรงข้ามก็จะได้ยินเสียงที่มีความถี่ต่ำลง

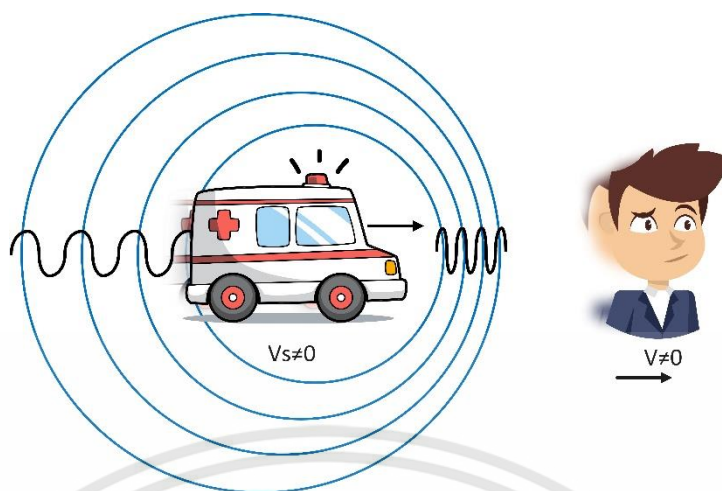
ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.5



รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.5)$$

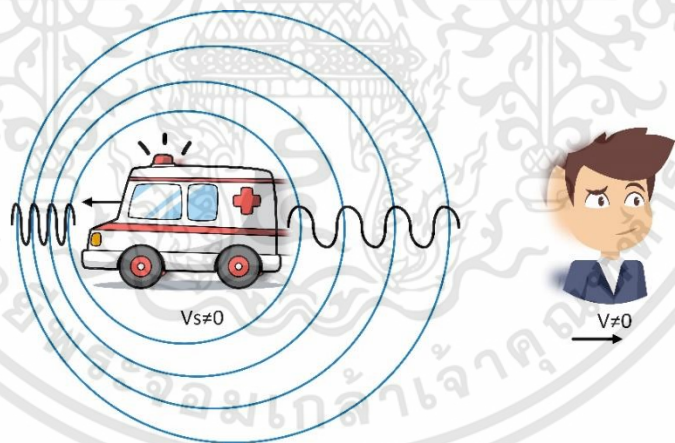
ถ้าผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตามจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.6



รูปที่ 2.7 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตาม

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.6)$$

ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.7

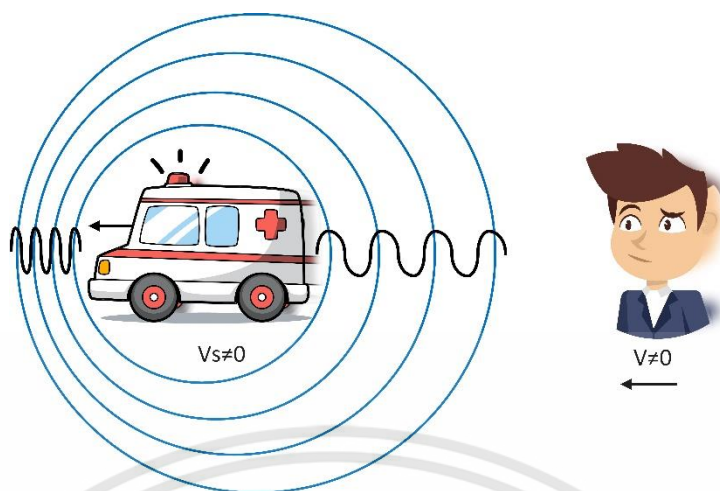


รูปที่ 2.8 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.7)$$

ถ้าผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.8

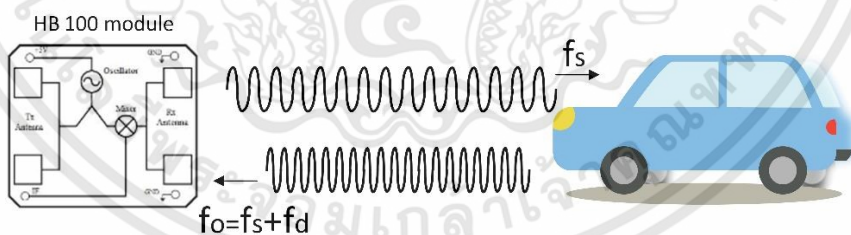
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.8)$$

ในส่วนของการวัดความเร็วด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง โมดูล HB100 ซึ่งเป็นโมดูลสำหรับตรวจจับการเคลื่อนไหวจะถูกใช้เป็นตัวส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องความถี่คงที่  $f_s$  ออกจากสายอากาศส่ง (แหล่งกำเนิด) เพื่อตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถ (ผู้สังเกต) ความถี่ของสัญญาณที่ผู้สังเกตได้รับ ( $f_o$ ) จะมีความถี่สูงขึ้นเนื่องจากการความถี่ดอปเพลอร์ ( $f_d$ ) และสัญญาณนี้จะถูกสะท้อนกลับไปยังสายอากาศรับสัญญาณของโมดูลและนำไปใช้หาค่าความเร็วของรถยนต์ต่อไป การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์แสดงได้ดังรูปที่ 2.10



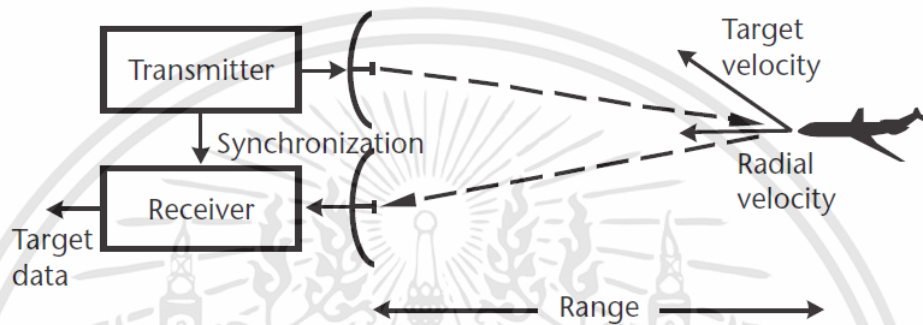
รูปที่ 2.10 การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์

## 2.3 ระบบเรดาร์

เรดาร์ (RADAR : Radio Detection and Ranging) เป็นระบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการตรวจจับและตำแหน่งของวัตถุ [6] เช่น เรือบรรทุก อากาศยาน คน ยานพาหนะ และสภาพแวดล้อมทางธรรมชาติ โดยการส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปและรับสัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุ การพัฒนาเทคโนโลยีเรดาร์เริ่มต้นสมัยสงครามโลกครั้งที่สอง ซึ่งใช้สำหรับตรวจจับวัตถุของฝ่ายตรง

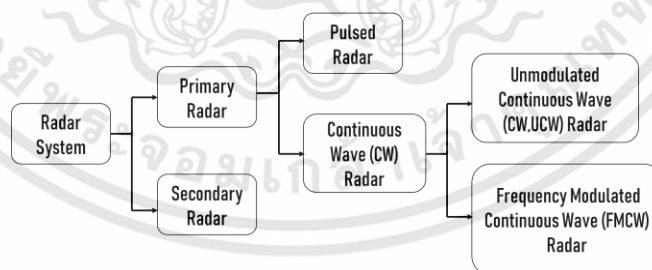
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้ามเช่นเครื่องบินหรือวัตถุระเบิด ต่อมาได้มีการนำเรดาร์ไปใช้ในงานหลากหลายด้านอาทิเช่น ด้าน การทหาร การพยากรณ์อากาศ การสำรวจระยะไกล (Remote Sensing) การควบคุมการจราจรทาง อากาศ (Air Traffic control) และการบังคับใช้กฎหมายและความปลอดภัยบนทางหลวง เป็นต้น รูปแบบพื้นฐานของการทำงานของระบบเรดาร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 จากรูปที่ 2.11 ที่ภาคส่ง (Transmitter) สัญญาณไมโครเวฟจะถูกส่งออกจากสายอากาศส่งไปยังวัตถุและรับสัญญาณสะท้อน กลับ (Echo signal) ด้วยสายอากาศทางฝั่งภาครับ



รูปที่ 2.11 การทำงานของระบบเรดาร์

ระบบเรดาร์แบ่งออกเป็นสองชนิดแสดงในรูปที่ 2.12 คือระบบเรดาร์ปฐมภูมิ (Primary Radar) และระบบเรดาร์ทุติยภูมิ (Secondary Radar) การทำงานของเรดาร์ปฐมภูมิจะส่งสัญญาณความถี่สูง และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุ ซึ่งมีความแตกต่างจากระบบเรดาร์ทุติยภูมิที่ต้องมี transponder เพื่อส่งสัญญาณกลับมายังเครื่องรับ โดยระบบเรดาร์ปฐมภูมิสามารถแบ่งได้เป็นสอง แบบคือเรดาร์พัลส์และเรดาร์คลื่นต่อเนื่องซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

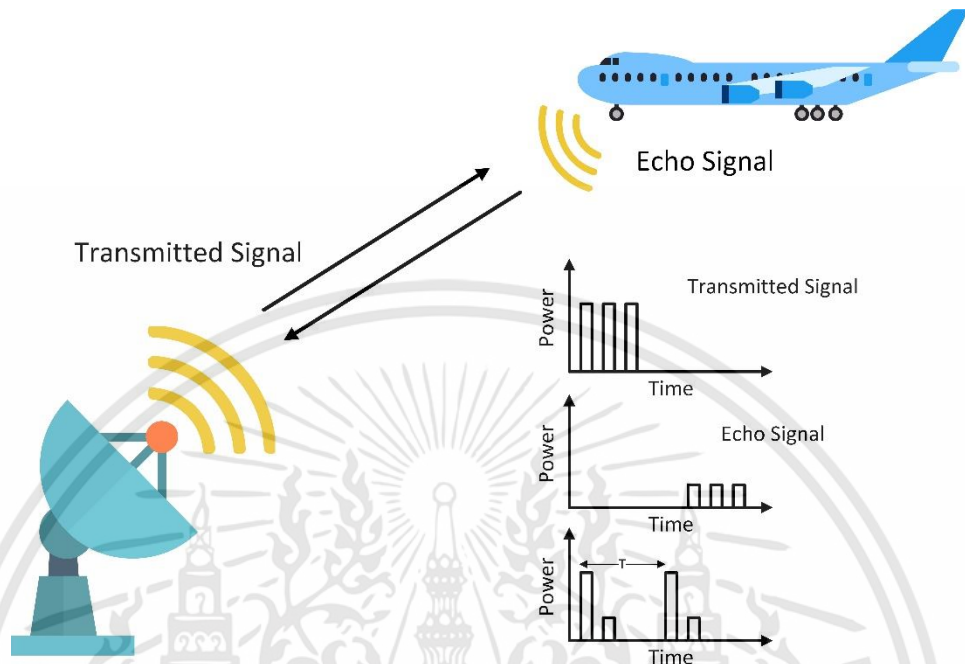


รูปที่ 2.12 ระบบเรดาร์

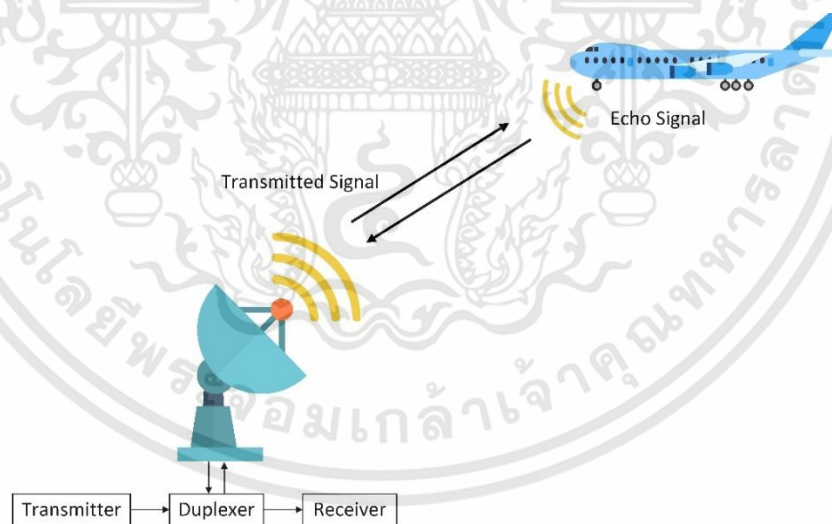
2.3.1 พัลส์เรดาร์ (Pulse RADAR)

การสื่อสารของพัลส์เรดาร์สามารถทำได้โดยอาศัยการส่งสัญญาณเป็นช่วงเวลาสั้นๆ เป็นชุด คล้ายกับสัญญาณอิมพัลส์เรียงกันจนเป็นสัญญาณต่อเนื่องดังรูปที่ 2.13 ซึ่งระยะทางสามารถคำนวณ ได้จากการพิจารณาระยะเวลาที่หน่วงออกไปจากสัญญาณที่ส่งและสัญญาณสะท้อนจากวัตถุกลับมา

โดยที่หลักการทำงานของเรดาร์ชนิดนี้อาศัยสายอากาศเพียงต้นเดียวในการรับส่งสัญญาณและใช้วงจร Duplexer ในการแยกสัญญาณที่ส่งและรับออกจากกันดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระบบพัลส์เรดาร์



รูปที่ 2.14 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์

### 2.3.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง (Continuous-wave RADAR : CW)

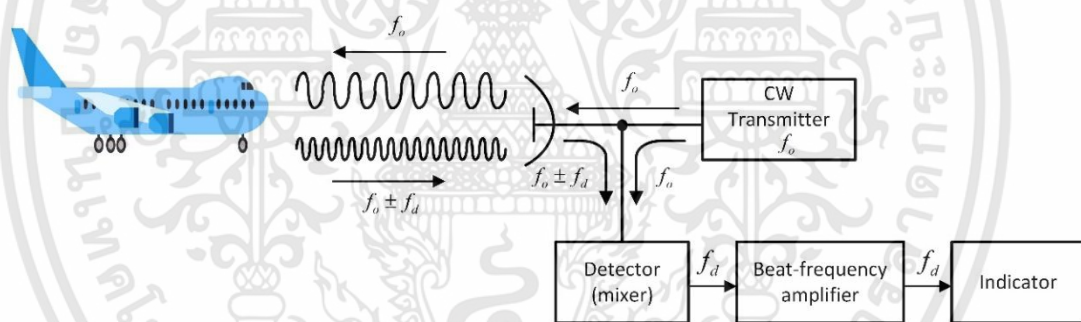
การทำงานของระบบเรดาร์คลื่นต่อเนื่องเริ่มต้นด้วยระบบทำการส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องออกไป และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่เคลื่อนที่ซึ่งเป็นสัญญาณการเลื่อนตอปเปลอร์ (Doppler shift)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องมีสองรูปแบบคือเรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (Unmodulated CW) และเรดาร์แบบใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

### 2.3.2.1 เรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (UCW,CW)

เรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่ายแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.15 โดยภาคส่งจะสร้างสัญญาณความถี่  $f_o$  อย่างต่อเนื่องส่งออกทางสายอากาศส่ง เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนที่ของวัตถุได้ สัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุจะถูกรับโดยสายอากาศฝั่งรับ ถ้าวัตถุเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสัมพัทธ์  $v_r$  กับเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับจะถูกเลื่อนความถี่จากความถี่ส่งไป  $\pm f_d$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.9 เครื่องหมายบวกของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นลดลงหรือวัตถุเคลื่อนที่เข้าหาเรดาร์ ส่วนเครื่องหมายลบของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นเพิ่มขึ้นหรือวัตถุเคลื่อนที่ของออกห่างจากเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับที่รับได้ที่ความถี่  $f_o \pm f_d$  ถูกรับเข้าผ่านทางสายอากาศและผ่านการตรวจจับแบบเฮเทอโรไดน์ในมิกเซอร์ (mixer) ด้วยความถี่ส่ง  $f_o$  เพื่อตรวจจับบีตของความถี่ดอปเปลอร์  $f_d$  และเครื่องหมายของความถี่ดอปเปลอร์จะถูกกำจัดในกระบวนการนี้



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.15 ตัวขยายมีเพื่อกำจัดสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่หยุดนิ่งและขยายสัญญาณดอปเปลอร์ที่รับได้ให้อยู่ในระดับที่ประมวลผลได้

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v_r f_o}{c} \quad (2.9)$$

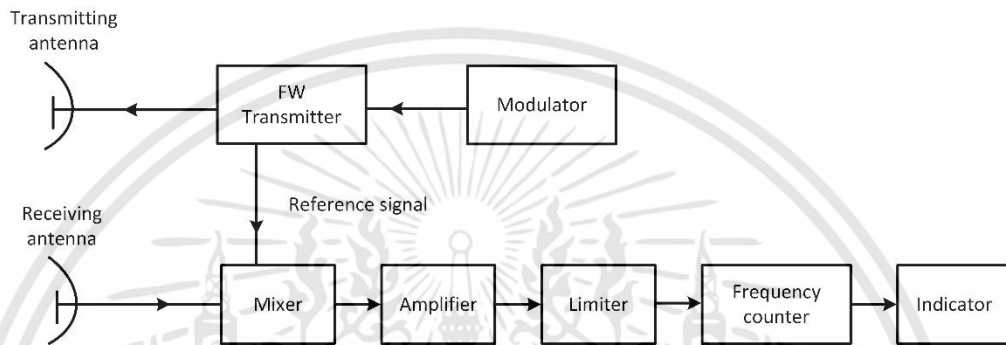
เรดาร์คลื่นต่อเนื่องชนิดนี้มักถูกนำไปใช้ในการตรวจจับความเร็วของวัตถุ แต่มีข้อจำกัดคือไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้เนื่องจากไม่สามารถหาเวลาการทำงานของเรดาร์ได้

### 2.3.2.2 เรดาร์ที่ใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW)

เนื่องจากข้อจำกัดของเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง CW ที่ไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้ซึ่งเกี่ยวข้องกับแถบความถี่ (spectrum) ที่แคบของรูปแบบคลื่นที่ใช้ส่ง ตัวจับเวลา (Timing mark) จึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกนำมาใช้กับตัวพาดเรตาร์คลื่นต่อเนื่องในการใช้วัดระยะทาง ตัวจับเวลาจะรับรู้เวลาของการส่งและเวลาของการสะท้อนกลับ ดังนั้นแถบความถี่ของสัญญาณส่งเรตาร์คลื่นต่อเนื่องจึงถูกขยายด้วยการประยุกต์ใช้การมอดูเลต โดยวิธีการที่ได้รับความนิยมคือการใช้การมอดูเลตทางความถี่

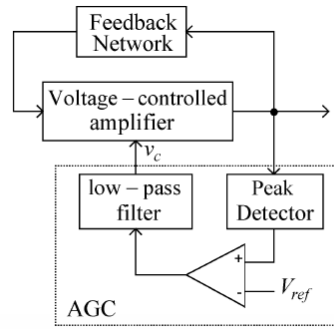
บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW ถูกแสดงในรูปที่ 2.16 ส่วนของสัญญาณส่งจะกระทำตัวเหมือนสัญญาณอ้างอิงในการสร้างความถี่บีต (beat frequency) เพื่อใช้ในการหาระยะทาง



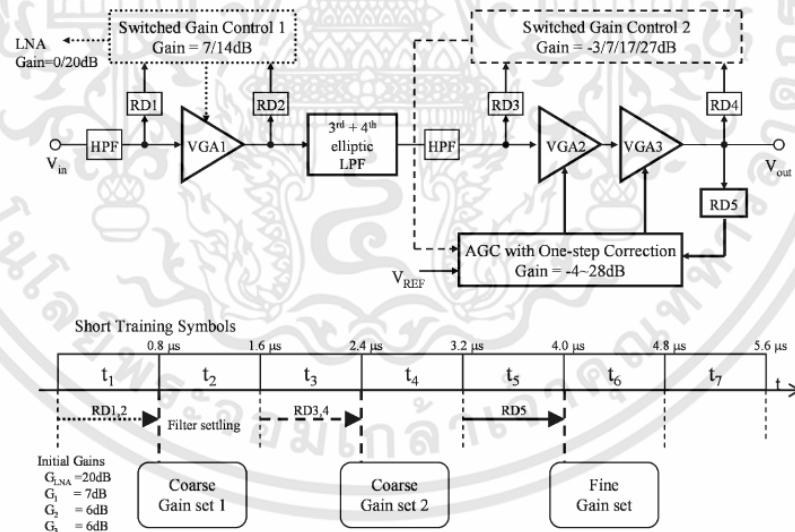
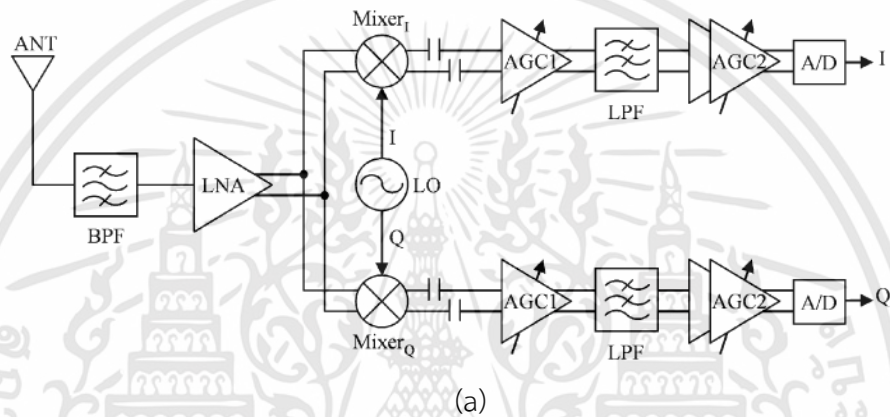
รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW

## 2.4 วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

ระบบ AGC เป็นระบบที่ใช้ในการรักษาเสถียรภาพของระดับสัญญาณเอาต์พุตให้มีขนาดคงที่ โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณอินพุต ระบบ AGC ได้มีการประยุกต์ใช้งานครั้งแรกในระบบของวิทยุสื่อสารเพื่อปรับระดับของสัญญาณเอาต์พุตของระบบให้คงที่ และวงจร AGC ถูกออกแบบขึ้นมาใช้งานในอุปกรณ์และระบบต่างๆ เช่น ในระบบเรดาร์, ระบบโซนาร์, เครื่องรับแบบ WLAN หรือระบบวงจรไฟฟ้าอื่นๆ ซึ่งโครงสร้างของระบบ AGC มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ที่จะนำไปใช้งาน โครงสร้างของระบบ AGC ในรูปแบบต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.17 – 2.19 จากรูปที่ 2.17 แสดงวงจรการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC ซึ่งประกอบด้วยวิธีการ AGC กับการตรวจจับค่าขนาดเฉลี่ย โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณที่สร้างถูกตรวจจับและควบคุมด้วยวงจร peak detector วงจรเปรียบเทียบ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และตัวขยายค่าระดับสัญญาณ (voltage-controlled amplifier) [11] โครงสร้างหลักๆ จะประกอบไปด้วย วงจรสามส่วน คือ variable gain control (VGA), detector และ comparator โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุต  $V_{in}$  จะถูกขยายด้วยวงจร VGA ที่ค่าเกณฑ์ถูกควบคุมโดยสัญญาณ  $V_c$  เพื่อที่จะปรับค่าขนาดของสัญญาณ  $V_{out}$  ให้เหมาะสม โดยวงจร peak detector จะทำหน้าที่ในการตรวจจับค่าระดับสัญญาณ  $V_{out}$  แล้วนำมาเปรียบเทียบกับค่า  $V_{ref}$  และถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณ  $V_c$  กลับมาควบคุมค่าเกณฑ์ของวงจรอีกครั้ง



รูปที่ 2.17 วงจรการสร้างตัวกำเนิตสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC

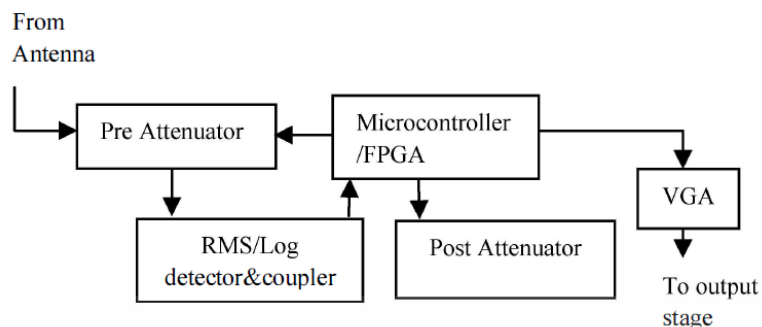


รูปที่ 2.18 วงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN

(a) สถาปัตยกรรมของเครื่องรับแบบ WLAN

(b) สถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC

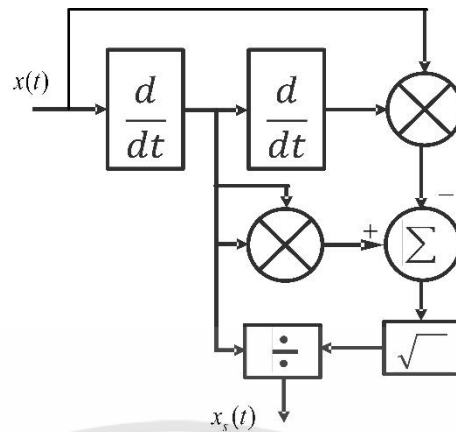
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้างโดยใช้วิธีการแบบป้อนไปข้างหน้า และแบบป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.18 แสดงวงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN [12] โดยรูปที่ 2.24 (a) แสดงเครื่องรับแบบ WLAN ซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน (bandpass filter), วงจร low noise amplifier (LNA), มิกเซอร์ (mixer), ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filters, วงจร AGC amplifiers และวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล analog-to-digital (A/D) converters และในรูปที่ 2.24 (b) แสดงสถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC ที่ใช้ในเครื่องรับแบบ WLAN ในรูปที่ 2.24 (a) และรูปที่ 2.25 แสดงวิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้าง [13] ที่ประกอบด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีวงจร ADC, วงจรลดทอนสัญญาณก่อนและหลัง, variable gain control (VGA) และ RMS detector งานนี้เกี่ยวกับการใช้อัลกอริทึมซอฟต์แวร์ของวิธีการ AGC ให้มีไดนามิก ช่วงการควบคุมกว้าง กลไกที่นำเสนอประกอบไปด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ในตัว ADC, ตัวลดทอนสัญญาณก่อนและหลัง, VGA และเครื่องตรวจจับ RMS โดยปกติเครื่องตรวจจับ RMS สามารถใช้ได้กับช่วงการควบคุมแบบไดนามิก จำกัด 50-55 dB นั่นคือตั้งแต่ -10 ถึง -60 dBm หรือ -30 ถึง -80 dBm

ปี ค.ศ. 2005 งานวิจัยเรื่องวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (Sinusoidal Automatic Gain Control : SAGC) ถูกนำเสนอโดยสุซุริซึ แซ่เจีย [7] ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการที่ใช้ปรับขนาดของสัญญาณรูปไซน์ให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยและมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา บล็อกไดอะแกรมของวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 การวิเคราะห์โครงสร้างของวงจร SAGC ทำได้ดังนี้



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC

จากรูปที่ 2.26 ให้  $x(t)$  เป็นสัญญาณอินพุตรูปไซน์

$$x(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.10)$$

เมื่อ  $A$  และ  $\omega$  คือค่าทางขนาดและความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ผลของการทำอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งและสองของ  $x(t)$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A\omega \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.11)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -A\omega^2 \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.12)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 2.11 จะได้สมการที่ 2.13

$$(x'(t))^2 = (A\omega)^2 \cos^2(\omega t + \varphi) \quad (2.13)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ 2.13 ด้วย  $x(t)$  ได้ผลลัพธ์แสดงในสมการที่ 2.14

$$x(t)x''(t) = -(A\omega)^2 \sin^2(\omega t + \varphi) \quad (2.14)$$

นำสมการที่ 2.13 ลบออกด้วยสมการที่ 2.14 แสดงผลลัพธ์ในสมการที่ 2.15

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (A\omega)^2 \quad (2.15)$$

ทำการหารากที่สองของสมการที่ 2.15 สามารถแสดงเป็น

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = |A\omega| \quad (2.16)$$

และหลังจากการหารสมการที่ 2.11 ด้วยสมการที่ 2.16 จะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_s(t) = \cos(\omega t + \varphi) = \sin\left[\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.17 จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณอินพุตที่ถูกปรับให้มีขนาดหนึ่งหน่วยและเฟสเลื่อนไป 90 องศา สำหรับการหาฟังก์ชันส่งผ่านของ SAGC ทำได้โดยการแปลงลาปลาซทั้งสองข้างของสมการที่ 2.17 จะได้ แสดงในสมการที่ 2.18

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega A}\right) \cdot s = jA^{-1} \quad (2.18)$$

ดังนั้น จากสมการที่ 2.18 ฟังก์ชันส่งผ่านของระบบสามารถแสดงในเทอมของขนาดและเฟสดังต่อไปนี้

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (2.19)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

## 2.5 ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข

ตัวกรองสัญญาณเชิงเลข (Digital filter) เป็นตัวกรองที่อาศัยการทำงานของกระบวนการทางคณิตศาสตร์มาใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรอง ตัวกรองเชิงเลขนั้นสามารถแบ่งได้ตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองซึ่งจะสามารถแยกตัวกรองเชิงเลขได้สองลักษณะดังนี้

### 2.5.1 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response Filter : FIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.21

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i x(n-i) \quad (2.21)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตเกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างป้อนไปข้างหน้า (Feed forward) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบไม่มีการวนกลับ (Non-Recursive filter)

### 2.5.2 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response Filter : IIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.22

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M_b-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{M_a-1} a_j y(n-j) \quad (2.22)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_j, b_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M_a, M_b$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต เกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง  $b_i$  รวมกับผลคูณที่ได้จากเอาต์พุตก่อนหน้ากับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง  $a_j$  ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างแบบป้อนกลับ (Feedback) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบวนกลับ (Recursive filter)

## 2.6 สหสัมพันธ์ (Correlation)

สหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่ม คือ การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มตั้งแต่ 2 ตัวแปร หรือชุดของข้อมูล 2 ชุดขึ้นไป โดยทั่วไปแล้วค่าสหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มจะมีหลายชนิด โดยจะขอยกตัวอย่างเฉพาะค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) และสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation)

### 2.6.1 อัตสหสัมพันธ์

อัตสหสัมพันธ์จะอธิบายการประมวลผลสัญญาณหรือหมายถึงการวัดค่าความเหมือน (Similarity) ของสัญญาณปัจจุบันกับสัญญาณก่อนหน้า โดยที่ค่าอัตสหสัมพันธ์มีค่ามากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดได้ล่าสุดมีความเหมือนกับค่าสัญญาณที่วัดได้ก่อนหน้าโดยค่าอัตสหสัมพันธ์จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.23

$$\begin{aligned} R_{xx}[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]x[n+m]) \\ &= E(x[n]x[n+m]) \end{aligned} \quad (2.23)$$

โดยที่  $R_{xx}[m]$  ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$  และ  
 สัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n+m$   
 $x[n]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$   
 $x[n+m]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n+m$

### 2.6.2 สหสัมพันธ์ไขว้

สหสัมพันธ์ไขว้มีลักษณะการวัดที่เหมือนกับค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ แต่จะแตกต่างกันที่ สหสัมพันธ์ไขว้นั้นจะใช้วัดความเหมือนของสัญญาณ 2 สัญญาณ โดยที่ถ้าค่าสหสัมพันธ์ไขว้มีค่า มากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดทั้ง 2 สัญญาณมีความเหมือนกันโดยค่าสหสัมพันธ์ไขว้จะ สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.24

$$r_{xy}[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]y[n+m]) \quad (2.24)$$

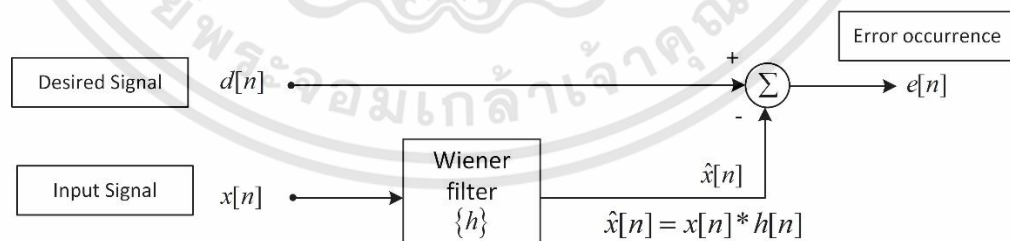
$$= E(x[n]y[n+m])$$

โดยที่  $r_{xy}[m]$  ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$  และ  
 สัญญาณ  $y$  ที่เวลา  $n+m$   
 $x[n]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$   
 $y[n+m]$  คือสัญญาณ  $y$  ที่เวลา  $n+m$

## 2.7 ตัวกรองปรับตัวได้

### 2.7.1 โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้พื้นฐาน

โดยทั่วไปแล้วตัวกรองปรับตัวได้ (Adaptive filter) อาศัยโครงสร้างของวีเนอร์ในการอธิบาย การทำงาน โครงสร้างดังกล่าวแสดงในบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานตัวกรองปรับตัวได้ (Wiener's Structure)

โดยที่

$d[n]$  คือสัญญาณที่ต้องการหรือสัญญาณอ้างอิง (Desired signal)  
 $x[n]$  คือสัญญาณอินพุต (Input signal)  
 $h[n]$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ (Wiener filter coefficient)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\hat{x}[n]$  คือสัญญาณที่ถูกประมาณค่าโดยตัวกรองวีเนอร์ (Estimated Signal)  
 $e[n]$  คือค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่ถูกประมาณค่า (Error occurrence)

โดยที่ค่า  $e[n]$  สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ 2.25

$$e[n] = d[n] - \hat{x}[n] \quad (2.25)$$

และค่า  $\hat{x}[n]$  เขียนได้ดังสมการที่ 2.26

$$\hat{x}[n] = x[n] * h[n] \quad (2.26)$$

ซึ่งในการที่จะทำให้ค่า  $e[n]$  มีค่าต่ำที่สุดนั้น  $e[n]$  กับ  $x[n]$  ต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากต่อกัน (Orthogonality) ทำให้ค่าคาดหวัง (Expected Value) ของผลคูณของ  $e[n]$  กับ  $x[n]$  มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.27

$$E(e[n]x[n]) = 0 \quad (2.27)$$

จากนั้นนำสมการที่ 2.26 แทนลงในสมการที่ 2.25 จะได้

$$e[n] = d[n] - x[n] * h[n] \quad (2.28)$$

นำสมการที่ 2.28 แทนลงในสมการที่ 2.27 จะได้

$$E(\{d[n] - x[n] * h[n]\} x[n]) = 0 \quad (2.29)$$

จัดรูปสมการที่ 2.29 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.30

$$E(d[n]x[n]) = h[n] * E(x[n]x[n]) \quad (2.30)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.30 พิจารณาร่วมกับสมการที่ 2.23 และ 2.24 จะได้สมการที่ 2.31

$$r_{dx} = h[n]R_{xx} \quad (2.31)$$

จัดรูปสมการที่ 2.31 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.32

$$h[n] = r_{dx}R_{xx}^{-1} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ 2.31 เมื่อ  $h[n]$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ,  $r_{dx}$  คือค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  กับสัญญาณที่ต้องการ  $d$ ,  $R_{xx}^{-1}$  คือค่าอัตสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  ซึ่งจากสมการนี้แสดงให้เห็นว่าระบบที่มีสถานะที่เหมาะสมที่สุดหรือมีค่าความผิดพลาดต่ำที่สุดนั้น

จะมีค่าของสัมประสิทธิ์ของระบบเท่ากับค่าสหสัมพันธ์แบบไขว้ (cross-correlation) ทหารด้วยค่าอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation)

### 2.7.2 ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (Adaptive Notch Filter: ANF)

ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ถูกนำมาใช้ประมาณสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ไม่ทราบความถี่ซึ่งมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ [8] ถ้าพิจารณาสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่จะเขียนได้ดังสมการคือ

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.33)$$

เมื่อ  $A$  คือขนาดสัญญาณไซน์,  $\theta_d$  คือความถี่ที่ไม่ทราบค่าของสัญญาณอินพุต, และ  $\varphi$  คือตัวแปรสุ่มที่มีคุณสมบัติเป็น IID (independent and identically distributed) และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวนโดยสมมติว่าเป็นอิสระจากสัญญาณรูปไซน์ ทำการป้อนสัญญาณในสมการที่ 2.33 ให้กับตัวกรอง  $H(z)$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรองตามสมการคือ

$$y(z) = H(z)x_s(z) \quad (2.34)$$

จะได้ค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E\{y^2(k)\} = A^2 |H(e^{j\theta})|^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_v(e^{-j\theta}) |H(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (2.35)$$

เมื่อ  $P_v(e^{-j\theta}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{v(k)v(k-m)\}e^{-j\theta m}$  คือความหนาแน่นสเปกตรัม (spectral density) ของการบวนการสุ่ม  $v$

สมมติว่าผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของ  $H(e^{j\theta})$  เป็นดังนี้

$$|H(e^{j\theta})| = \begin{cases} 0, & \theta = \theta_o \text{ and } \theta = -\theta_o \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของตัวกรองแบบนอตช์ (Notch Filter) ในอุดมคติ ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองไปตามวงกลมหนึ่งหน่วยมีค่าเป็น 1 เกือบทุกความถี่ยกเว้นที่  $\theta = \pm\theta_o$  มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่ง  $\theta_o$  เรียกว่าความถี่นอตช์ (notch frequency) และจะได้ว่าค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E[y^2(n)] = \begin{cases} E[v^2(n)], & \theta_o = \theta_d \\ A^2 + E[v^2(n)], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.37)$$

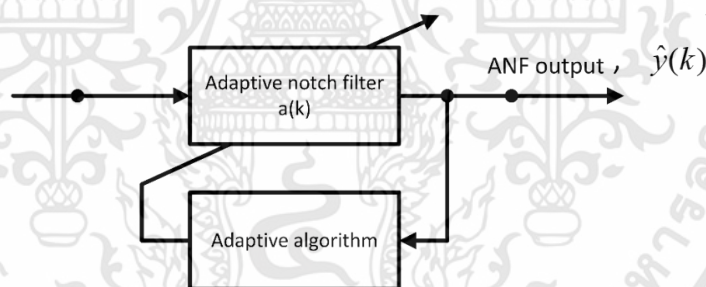
ดังนั้นจะทำให้การรวมผลของค่าคลาดเคลื่อนเอาต์พุต (output error cost function) มีจุดที่ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองมีค่าเป็นศูนย์ (จุดนอตช์) ได้เพียงจุดเดียวคือการทำให้  $\theta_d$  เลื่อนตามความถี่  $\theta_d$  ตัวกรองนี้สามารถสร้างฟังก์ชันส่งผ่านให้เป็นฟังก์ชันแบบเศษส่วนได้โดยการใช้การประมาณแบบ  $L_2$  norm พิจารณาฟังก์ชันต่อไปนี้คือ

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (2.38)$$

เมื่อตัวเศษ  $N(z)$  กำหนดเป็นโพลีโนเมียลในตัวแปร  $z$  อันดับที่สอง มีซีโรที่  $z = e^{\pm j\theta_d}$  และ  $D(z)$  มีโพลอยู่ใกล้กับ  $z = e^{\pm j\theta_d}$

## 2.8 การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Indirect Frequency Estimation using Adaptive FIR Notch Filter)

การประมาณค่าความถี่ทางอ้อม (Indirect frequency estimation: IFE) โดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ [9] โดยให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวปนมากับสัญญาณรบกวน แสดงดังสมการที่ 2.39 และบล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่

จากรูป  $x_s(k)$  คือสัญญาณอินพุต  $\hat{y}(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (ANF)

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.39)$$

เมื่อ  $A$  คือค่าทางขนาดของสัญญาณ,  $\varphi$  คือเฟสของสัญญาณซึ่งมีการกระจายแบบปกติ  $[0, 2\pi]$ ,  $\theta_d$  คือความถี่ของอินพุตหรือความถี่นอตช์ และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวน และตัวกรองที่ใช้คือตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ชนิด FIR ซึ่งมีฟังก์ชันส่งผ่านดังสมการที่ 2.40

$$H(z) = 1 + az^{-1} + z^{-2} \quad (2.40)$$

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรองและมีค่าเท่ากับ  $-2 \cos \theta_d$  โดย  $-2 < a < 2$

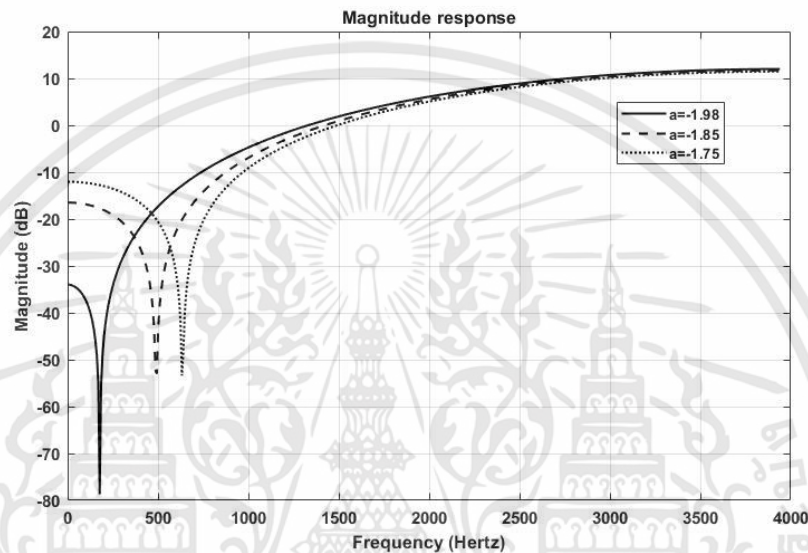
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ความถี่นอตช์หรือความถี่อินพุตจะกำหนดได้ตามสมการคือ

$$\theta_d = \cos^{-1}(-a/2) \quad (2.41)$$

โดย  $|H(e^{j\theta})|$  คือผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของฟังก์ชันส่งผ่านในสมการที่ 2.40

ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  เมื่อเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์  $a$

จากรูปจะเห็นได้ว่า ค่า  $a$  ที่ต่างกันก็จะให้ค่าความถี่ที่ต่างกันด้วย โดยมีความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ 2.41 ส่วนค่าเอาต์พุตหรือสัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองปรับตัวแสดงได้ในสมการที่ 2.42 ซึ่งค่า  $a$  ถูกปรับเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด

$$\varepsilon(k) = x(k) + ax(k-1) + x(k-2) \quad (2.42)$$

ในการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมจะการใช้การปรับตัวของ  $a$  ซึ่งคือสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง โดยฟังก์ชันความผิดพลาดแสดงในสมการที่ 2.43

$$J(a) = E[\varepsilon^2(k)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})|^2 S_x(e^{j\theta}) d\theta \quad (2.43)$$

เมื่อ  $E[\cdot]$ ,  $|H(e^{j\theta})|^2$  และ  $S_x(e^{j\theta})$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ค่าขนาดของผลการตอบสนองทางความถี่ของระบบยกกำลังสอง และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ

$$|H(e^{j\theta})|^2 = (a + 2\cos\theta)^2 \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_x(e^{j\theta}) = \frac{A^2}{4} \{ \delta(\theta - \theta_0) + \delta(\theta + \theta_0) \} + \sigma_v^2 \quad (2.45)$$

โดย  $\delta(\bullet)$  คือฟังก์ชันไดเรคเดลต้า และ  $\sigma_v^2$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จากนั้นแทนสมการที่ 2.44 และ 2.45 ลงในสมการที่ 2.43 จะได้ผลลัพธ์แสดงในสมการที่ 2.46

$$J(a) = \frac{A^2}{2} (a + 2 \cos \theta_0)^2 + \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.46)$$

จากที่เห็นในสมการที่ 2.46 เทอมที่สองทางฝั่งขวา ซึ่งคือเทอมของสัญญาณรบกวน และเป็นฟังก์ชันของ  $a$  โดยค่าต่ำสุดของ  $J(a)$  นั้นควรจะอยู่ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  แต่เกิดค่าต่ำสุดที่  $a = -\left( \frac{A^2}{A^2 + 2\sigma_v^2} \right) 2 \cos \theta_0$  ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นค่าไบอัส (Bias) ขึ้น เพื่อแก้ปัญหาขึ้น ทั้งสองข้างของสมการที่ 2.46 จะถูกแทนด้วย  $\sigma_v^2 (2 + a^2)$  [10] ซึ่งทำได้

$$J_1(a) = J(a) - \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.47)$$

จากวิธีการนี้ ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  คือค่าต่ำสุด ดังนั้น อัลกอริทึมปรับตัวเองได้ในการปรับตัวแปร  $a$  ถูกกำหนดได้ดังสมการที่ 2.48

$$a(k+1) = a(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_1(a(k))}{\partial a(k)} \quad (2.48)$$

เมื่อ  $\mu$  คือตัวแปรสแต็ปไซส์ควบคุมความเร็วของการลู่เข้าและมีค่าเป็นบวก  $a(k)$  เป็นค่าของตัวแปร  $a$  ที่เวลา  $k$  และการประมาณค่า  $J_1(a(k))$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.49

$$J_1(a(k)) \approx e^2(k) - \sigma_v^2(k)(2 + a^2(k)) \quad (2.49)$$

เมื่อ  $\sigma_v^2$  คือค่าประมาณของ variance ของสัญญาณรบกวนที่เวลา  $k$  จากนั้นแทนสมการที่ 2.49 ลงในสมการที่ 2.48 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$a(k+1) = a(k) - \mu \{ \varepsilon(k)g(k) - \sigma_v^2(k)a(k) \} \quad (2.50)$$

โดย  $g(k)$  คือสัญญาณเกรเดียนต์ (gradient signal) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 2.51

$$g(k) = \frac{\partial \varepsilon(k)}{\partial a(k)} = x(k-1) \quad (2.51)$$

$g(k)$  ถูกสร้างจากตัวกรองเกรเดียนต์ (gradient filter)  $G(z)$  ซึ่งถูกป้อนโดย  $x(k)$  ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองเกรเดียนต์แสดงได้ในสมการที่ 2.52

$$G(z) = z^{-1} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน (noise variance) แสดงได้ดังสมการที่ 2.53

$$\sigma_v^2(k) \approx x(k)e(k) \quad (2.53)$$

จากนั้นแทนสมการ 2.53 ลงในสมการที่ 2.50 จะได้

$$a(k+1) = a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x(k-1) - a(k)x(k)\} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ 2.54 จะเห็นได้ว่าตัวแปร  $a$  จะถูกปรับเพื่อให้มีค่าความผิดพลาดเอาต์พุตต่ำที่สุด การนำตัวแปร  $a$  ที่ได้ไปใช้ ทำให้สามารถประเมินค่าความถี่ได้แม่นยำ โดยคำนวณความถี่ได้จากสมการที่ 2.41 และสมการที่ 2.54 และ 2.41 จะถูกนำไปใช้ในขั้นตอนการประมาณค่าความถี่ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์และคำนวณหาค่าความเร็วในบิตถัดไป

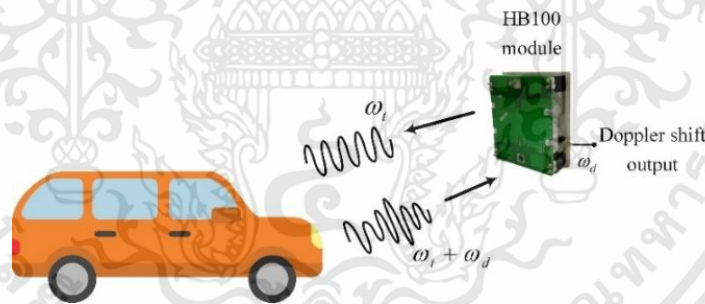


### บทที่ 3

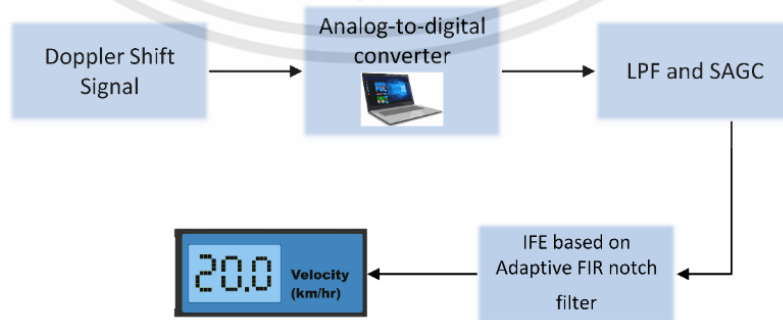
## การออกแบบและการจัดทำวิทยานิพนธ์

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบวิธีการวัดความเร็วรถยนต์โดยใช้เรดาร์คลื่นต่อเนื่องระยะสั้น โมดูล HB 100 จะใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ โดยส่งสัญญาณส่งไปยังวัตถุและรับสัญญาณสะท้อนกลับจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่ เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนที่ได้สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) จะถูกสร้างขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 แต่เนื่องจากสัญญาณดอปเปลอร์ที่เลื่อนนั้นมีขนาดเล็กมาก อยู่ในช่วงไมโครโวลต์ ที่ขา IF เอาต์พุตของโมดูล HB 100 จึงถูกรวมเข้ากับตัวขยายขนาด 200 เท่า เพื่อให้สัญญาณอยู่ในระดับที่ประมวลผลได้ สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์จะถูกบันทึกผ่านทางช่องการ์ดเสียงของแล็ปท็อปเพื่อไปประมวลผลบนโปรแกรมแมทแล็บ ซึ่งขั้นตอนการทำงานการประมวลผลของระบบที่นำเสนอจะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนหลักคือขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติและขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับค่าได้ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 การตรวจจับการเคลื่อนที่ด้วยโมดูล HB 100



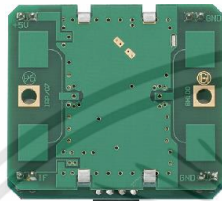
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

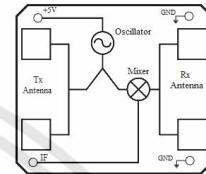
## 3.2 การออกแบบการเก็บสัญญาณ

### 3.2.1 การใช้โมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย

X-band microwave motion sensor module (HB 100) เป็นโมดูลแบบ mono-static DRO Doppler transceiver front-end module โดยโมดูลนี้ออกแบบมาเพื่อการตรวจจับการเคลื่อนไหวซึ่งประกอบไปด้วย Dielectric Resonator Oscillator (DRO), microwave mixer และ patch antenna แสดงในรูปที่ 3.3



(ก) โมดูล HB 100



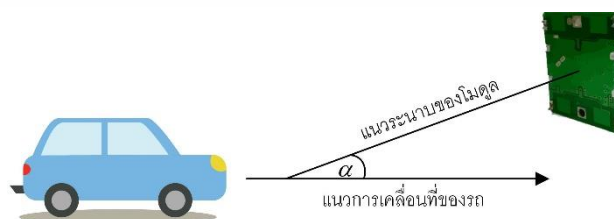
(ข) บล็อกไดอะแกรม

รูปที่ 3.3 โมดูล HB 100

โมดูล HB 100 ทำงานที่ไฟเลี้ยง 5 โวลต์เพื่อสร้างคลื่นต่อเนื่อง ความถี่และกำลังส่งสัญญาณของโมดูลจะถูกตั้งค่าจากโรงงาน โดยผู้ใช้ไม่สามารถปรับค่าได้ เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนไหวได้โมดูลจะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณการเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) ที่ขา IF ขนาดของสัญญาณการเลื่อน ดอปเปลอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับพลังงานการสะท้อนและมีค่าอยู่ในช่วงไมโครโวลต์ และความถี่การเลื่อนดอปเปลอร์จะมีสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วของการเคลื่อนที่ ความถี่ดอปเปลอร์สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.1 [5]

$$F_d = 2V \left( \frac{F_t}{c} \right) \cos \alpha \quad (3.1)$$

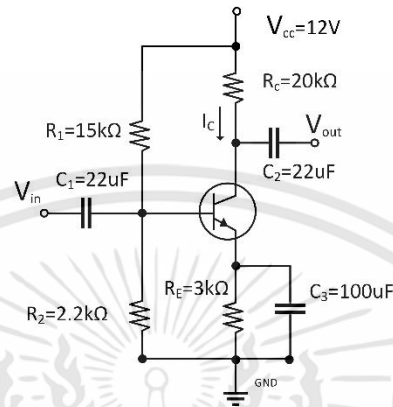
เมื่อ  $F_d$  คือความถี่ดอปเปลอร์  $F_t$  คือ ความถี่ที่ถูกส่งออก (10.525 เมกะเฮิรตซ์),  $V$  คือ ความเร็วของวัตถุ (เมตรต่อวินาที),  $c$  คือความเร็วแสง ( $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที) และ  $\alpha$  คือมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล โดยการหามุมระหว่างโมดูลกับการเคลื่อนที่ของรถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 มุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการตรวจจับการเคลื่อนไหวโมดูล HB 100 จะให้ค่าเอาต์พุตเป็นสัญญาณเลียนดอปเปลอร์มีขนาดเล็กมากอยู่ในช่วงไมโครโวลต์ จึงถูกเชื่อมต่อด้วยวงจรรขยายขนาด 200 เท่า เพื่อให้ระดับสัญญาณอยู่ในระดับที่ประมวลผลได้ในช่วง 6 โวลต์ โดยวงจรรขยายที่ได้ทำการออกแบบเป็นวงจรรทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอิมิตเตอร์ซึ่งแสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรรขยายคอมมอนอิมิตเตอร์

การคำนวณอัตราขยายของวงจรถูกคำนวณได้ดังนี้

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong g_m R_c \quad (3.2)$$

เมื่อ  $A_v$  คืออัตราขยาย,  $V_{out}$  คือค่าขนาดสัญญาณเอาต์พุต,  $V_{in}$  คือค่าขนาดสัญญาณอินพุต และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  มีค่าเท่ากับ  $g_m = \frac{I_c}{V_T}$  โดยที่  $V_T = 25mV$

จาก  $I_c = \beta I_B$  โดยที่  $\beta = 100$  ทำการคำนวณหาค่า  $I_B$  เมื่อ

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + \beta R_E}$$

$$I_B = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{cc} - V_{BE}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \beta R_E}$$

$$I_B = \frac{\left(\frac{2.2k}{15k + 2.2k}\right) \times 12 - 0.7}{\frac{15k \times 2.2k}{15k + 2.2k} + (110 \times 3k)}$$

$$I_B = \frac{1.535 - 0.7}{1919 + 330000}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_B = 2.516 \mu A$$

แทนค่า  $I_B$  และ  $\beta$  ใน  $I_c = \beta I_B$  จะได้

$$I_c = 100 \times 2.515 \mu A$$

$$I_c = 0.2515 mA$$

ดังนั้นจะได้ค่าอัตราขยาย  $A_v$  คือ

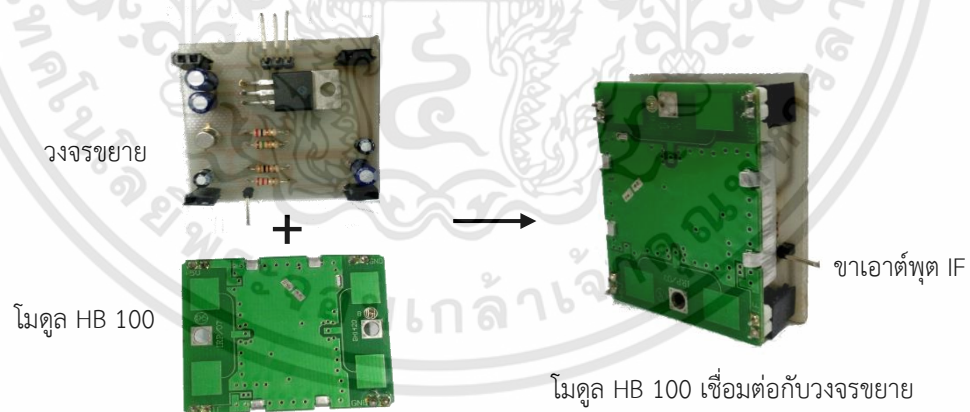
$$A_v = g_m R_c = \frac{I_c}{V_T} R_c$$

$$A_v = \frac{0.2515 m}{25 m} \times 20 k$$

$$A_v = \frac{0.2515 m}{25 m} \times 20 k$$

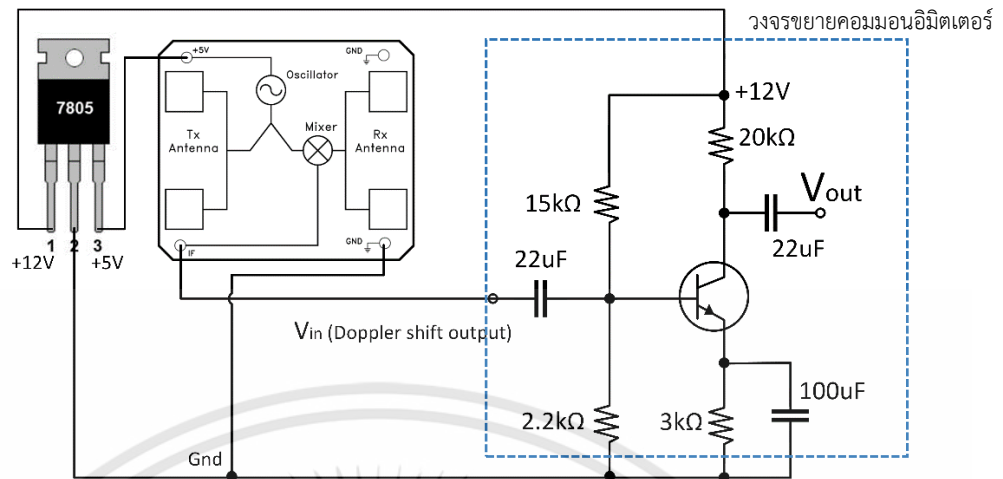
$$A_v = 201.2$$

จากการคำนวณจะได้ว่าอัตราขยายของวงจรขยายที่ทำการออกแบบที่ค่าประมาณ 200 เท่านั้นเอง โดยวงจรขยายที่ใช้ร่วมกับโมดูล HB 100 แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 และการอธิบายการเชื่อมต่อแสดงได้ในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 โมดูล HB 100 เชื่อมต่อกับวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 การเชื่อมต่อโมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย

จากวงจรในรูปที่ 3.7 โวลต์เตจเรกูเลเตอร์ (IC Voltage Regulator) เบอร์ 7805 เป็นตัวแปลงแรงดัน 12 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟ 5 โวลต์ ป้อนเป็นไฟเลี้ยงให้กับโมดูล HB 100 ขาเอาต์พุต IF ของโมดูล HB 100 จะถูกเชื่อมต่อกับวงจรขยาย โดยวงจรขยายทำงานด้วยไฟเลี้ยง 12 โวลต์และให้สัญญาณเอาต์พุตขยาย 200 เท่า

### 3.2.2 การเก็บสัญญาณตอบเพลอร์ผ่านการดเสียง

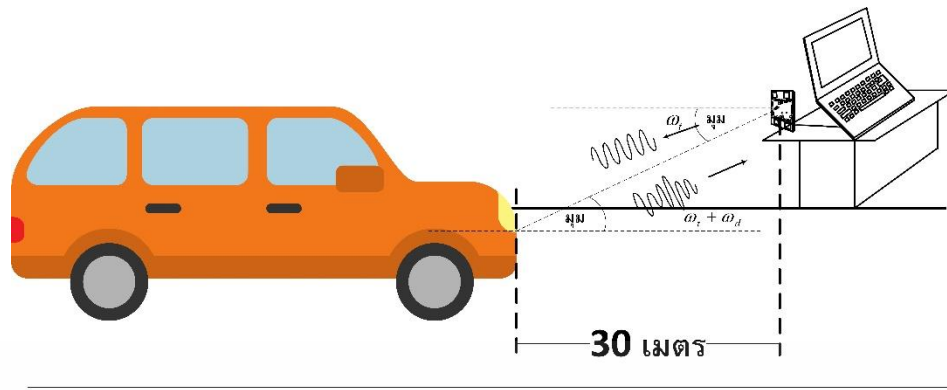
สัญญาณตอบเพลอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายจะถูกบันทึกผ่านโปรแกรมแมทแลป ผ่านทางช่องการ์ดเสียงของแล็ปท็อป การเก็บสัญญาณตอบเพลอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 จากรูปที่ 3.8 ให้  $x(t)$  เป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกจากโมดูล HB 100

$$x(t) = A \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $A$  และ  $\omega$  คือค่าทางขนาดและความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ส่งตามลำดับ ส่วนสัญญาณสะท้อนที่ได้จากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่หรือสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ขาเอาต์พุต IF คือ

$$x_d(t) = A(t) \sin(\omega_d t) \quad (3.4)$$

โดยที่  $A(t)$  และ  $\omega_d$  คือค่าขนาดที่เปลี่ยนไปตามเวลาและค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ตามลำดับ จากนั้นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์จะถูกบันทึกและนำไปผ่านการประมวลผลเพื่อหาความเร็วด้วยวิธีที่นำเสนอบนโปรแกรมแมทแลป โพล်ซาร์ทสำหรับการบันทึกสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ผ่านการดเสียงของแล็ปท็อปด้วยโปรแกรมแมทแลป แสดงในรูปที่ 3.9



(a)



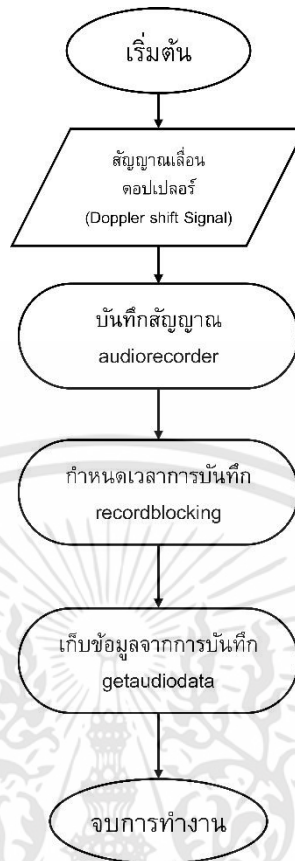
(b)

รูปที่ 3.8 การเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเลอรื์ผ่านการ์ดเสียงของแล็ปท็อป

(a) บล็อกไดอะแกรมการเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเลอรื์ผ่านการ์ดเสียง

(b) การทดลองการเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเลอรื์ผ่านการ์ดเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

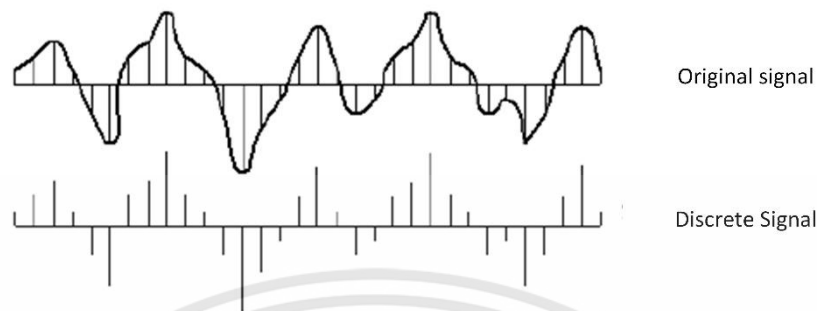


รูปที่ 3.9 โฟลว์ชาร์ตสำหรับการเก็บสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์

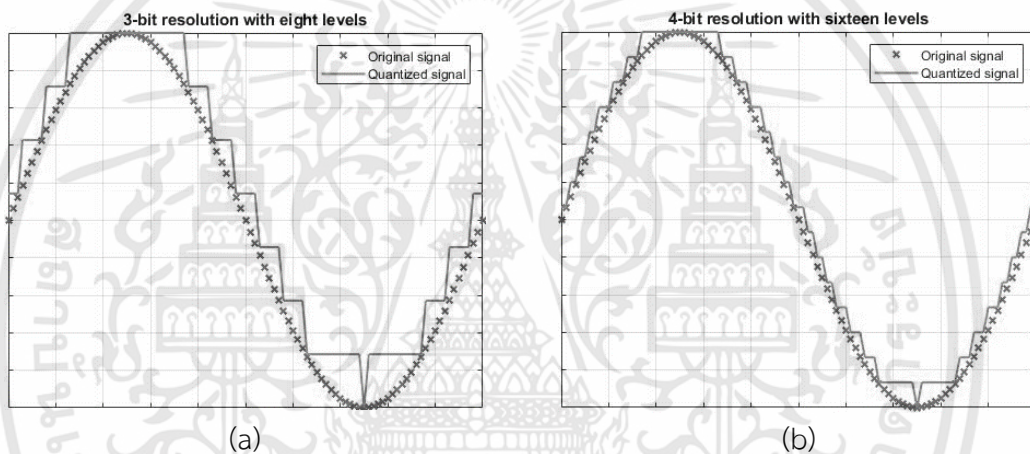
การเก็บสัญญาณเสียงจะมีการกำหนดระยะเวลาของรถยนต์ที่จะบันทึกในระยะ 30 เมตรและวางไมโครตรวจจับทำมุม 36 องศากับแนวการเคลื่อนที่ของรถยนต์ เมื่อรถยนต์มาถึงระยะที่กำหนดจะเริ่มทำการกดปุ่มบันทึกสัญญาณ โดยการ์ดเสียงทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นข้อมูลดิจิทัล ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับสัญญาณจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลัก 2 ประการคือ อัตราการสุ่มตัวอย่าง และความแม่นยำของตัวอย่างที่ได้ ความแม่นยำของตัวอย่างนั้นถูกกำหนดโดยการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D converter) ซึ่งความละเอียดของ A/D Converter นั้นถูกกำหนดจากจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุต การแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลสามารถแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนคือการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) และการควอนไทซ์ (quantization) การสุ่มตัวอย่างจะทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 ความถี่สุ่ม ( $f_s$ ) ที่เหมาะสมหรืออัตราสุ่มไนซ์ควิซในการสุ่มสัญญาณจะต้องมีค่าไม่น้อยกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณ ( $f_m$ ) นั้น ( $f_s \geq 2f_m$ ) แต่ถ้าหากใช้ความถี่สุ่มที่ต่ำกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดแล้ว จะทำให้เกิดการซ้อนทับของสเปกตรัมของสัญญาณ (Aliasing) ซึ่งส่งผลให้ไม่สามารถกู้สัญญาณเดิมคืนได้อย่างสมบูรณ์ หลังจากนั้นขั้นตอนการสุ่มสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลาจะถูกทำควอนไทซ์เซชันเพื่อกำหนดค่าของสัญญาณเป็นระดับค่าดิจิทัล ซึ่งการกำหนดจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น 3 บิต (8 ระดับ) หรือ 4 บิต (16 ระดับ) แสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 การสุ่มตัวอย่าง



รูปที่ 3.11 จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดของการควอนไทซ์

(a) การควอนไทซ์ที่ 3 บิต

(b) การควอนไทซ์ที่ 4 บิต

สัญญาณดอปเปลอร์ที่มีความถี่เชิงมุม  $\omega_d$  ( $\omega_d = 2\pi f_d$ ) ที่ได้จากการตรวจจับของเรดาร์ที่ความถี่ส่ง  $\omega_t$  ( $\omega_t = 2\pi f_t$ ) จะถูกเก็บผ่านการดัดเสียงด้วยอัตราการสุ่มตัวอย่างหรือความถี่สุ่ม ( $f_s$ ) 8000 เฮิรตซ์ A/D Converter 16 บิต เป็นเวลา 1 วินาที ซึ่งจะได้ความถี่ดิจิทัลของสัญญาณดอปเปลอร์ คือ  $\theta_d$  เมื่อ  $\theta_d = \frac{\omega_d}{f_s}$

### 3.3 การออกแบบระบบการประมวลผลสัญญาณ

ขั้นตอนการทำงานของระบบประมวลผลสัญญาณของระบบที่นำเสนอแบ่งออกได้เป็นสามส่วนคือการเลือกช่วงสัญญาณ ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติและขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับค่าได้

### 3.3.1 การเลือกช่วงสัญญาณ

สัญญาณที่ได้จากการบันทึก ในขั้นตอนก่อนหน้านั้น จะเป็นสัญญาณที่ประกอบด้วยส่วนที่เป็นสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ ที่ได้จากการสะท้อนจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่ และส่วนที่ไม่มีสัญญาณดอปเปลอร์ เนื่องจากระยะที่เริ่มเก็บบันทึกสัญญาณนั้น มีผลต่อขนาดสัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้ คือถ้าเริ่มกดบันทึกสัญญาณเมื่อรถยนต์อยู่ห่างจากเรดาร์ ขนาดสัญญาณที่สะท้อนกลับจะมีขนาดเล็ก ถ้าเริ่มกดบันทึกสัญญาณเมื่อรถยนต์อยู่ใกล้กับเรดาร์ ขนาดสัญญาณที่สะท้อนกลับก็จะมีขนาดใหญ่ ในการทดลองนี้มีการเริ่มกดบันทึกสัญญาณที่ระยะเดียวคือ 30 เมตร ดังนั้นขนาดสัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้ก็จะมีขนาดอยู่ในช่วงเดียวกันคือช่วง 0.01 โวลต์ ค่าขนาดสัญญาณนี้จึงถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้น (Threshold) ในการเลือกช่วงสัญญาณ และการกำหนดช่วงสัญญาณจะเลือกช่วง 1000 จุดจากจุดข้อมูลของค่าเริ่มต้น เพราะเมื่อทำการบันทึกความเร็วรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น สัญญาณดอปเปลอร์ก็จะมีช่วงที่สั้นลง โดยช่วงที่สั้นที่สุดของความเร็วสูงสุด (110 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) ที่ได้จากการบันทึกสัญญาณมีประมาณ 2,000 จุดข้อมูล จึงเลือกช่วงสัญญาณให้น้อยลงเพื่อคำนึงถึงกรณีของรถยนต์มีความเร็วเพิ่มมากขึ้น

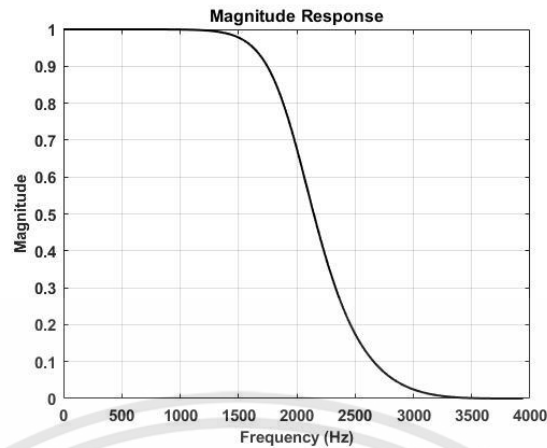
### 3.3.2 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล

สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) ที่บันทึกจากการเคลื่อนที่ของรถยนต์ด้วยความเร็ว 10-110 กิโลเมตรต่อชั่วโมง (เพิ่มขึ้นทีละ 10 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดไม่คงที่ ให้สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) มีแบบรูปแสดงในสมการที่ 3.5 จะถูกผ่านขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่ที่สูงกว่า 1800 เฮิรตซ์ เนื่องจากเป็นความถี่ที่สูงที่สุดของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ของความเร็วที่สูงที่สุดที่ระบบได้ออกแบบไว้ โดยการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านใช้ฟังก์ชัน filter ในโปรแกรมแมทแลปและใช้ตัวกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth) อันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) เท่ากับ 2000 เฮิรตซ์ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองแสดงได้ดังสมการที่ 3.6 และผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองแสดงในรูปที่ 3.12

$$x_d(t) = A(t)\sin(\omega_d t) \quad (3.5)$$

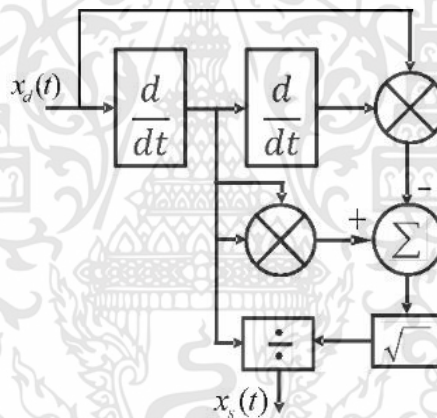
$$H_{LPF}(z) = \frac{0.0940 + 0.3759z^{-1} + 0.5639z^{-2} + 0.3759z^{-3} + 0.0940z^{-4}}{1 + 7.9103 \times 10^{-16}z^{-1} + 0.4860z^{-2} + 2.6282 \times 10^{-16}z^{-3} + 0.0177z^{-4}} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากนั้นสัญญาณจะถูกผ่านตัวควบคุมอัตราขนาดสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) แสดงได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC

จากบล็อกไดอะแกรม สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ถูกป้อนเป็นเป็นสัญญาณอินพุต แสดงดังสมการที่ 3.7 ผลของการทำอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งและสองของ  $x_d(t)$  ถูกแสดงตามลำดับโดย

$$x_d'(t) = \frac{dx_d(t)}{dt} = A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + \sin(\omega_d t)A'(t) \quad (3.7)$$

$$x_d''(t) = \frac{d^2x_d(t)}{dt^2} = -A(t)\omega_d^2 \sin(\omega_d t) + \omega_d \cos(\omega_d t)A'(t) + \sin(\omega_d t)A''(t) + \omega_d A'(t) \cos(\omega_d t) \quad (3.8)$$

$$x_d''(t) = \frac{d^2x_d(t)}{dt^2} = -A(t)\omega_d^2 \sin(\omega_d t) + 2A'(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + A''(t) \sin(\omega_d t) \quad (3.9)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 &= (A(t)\omega_d)^2 \cos^2(\omega_d t) + 2A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) \sin(\omega_d t) A'(t) \\ &\quad + \sin^2(\omega_d t) (A'(t))^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ 3.8 ด้วย  $x_d(t)$  ได้ผลลัพธ์คือ

$$\begin{aligned} x_d(t)x_d''(t) &= -(A(t))^2 \omega_d^2 \sin^2(\omega_d t) + 2A(t)A'(t)\omega_d \sin(\omega_d t) \cos(\omega_d t) \\ &\quad + A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

นำสมการที่ 3.10 ลบออกด้วยสมการที่ 3.11 พบว่า

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t) &= (A(t)\omega_d)^2 + (A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t) \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t) &= A^2(t)\omega_d^2 \left[ 1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{(A(t)\omega_d)^2} \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

ทำการหารากที่สองของสมการที่ 3.13

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| \sqrt{1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{(A(t)\omega_d)^2}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

จาก Taylor's series ได้ว่า  $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \dots$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| \left( 1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2(A(t)\omega_d)^2} \right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2A(t)\omega_d} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ให้  $\varepsilon = \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2A(t)\omega_d}$  คือค่าความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะได้ค่าความผิดพลาดสูงสุด  $\varepsilon_{\max}$  เมื่อ  $\sin(\omega_d t) = 1$  ดังนั้น  $\varepsilon_{\max} = \frac{(A'(t))^2 - A(t)A''(t)}{2A(t)\omega_d}$

หลังจากทำการหารสมการที่ 3.7 ด้วยสมการที่ 3.16 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$x_s(t) = [A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + \sin(\omega_d t)A'(t)] / [|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}] \quad (3.17)$$

$$x_s(t) = \frac{A(t)\omega_d \cos(\omega_d t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} + \frac{\sin(\omega_d t)A'(t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} \quad (3.18)$$

เมื่อ  $A(t)$  มีการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ จะได้ ค่า  $A'(t)$  มีค่าน้อยตามไปด้วย ดังนั้นเทอมที่สองทางขวาของสมการที่ (3.18) จึงถูกละทิ้งไป ได้เป็นสมการที่ (3.19)

$$x_s(t) = \frac{A(t)\omega_d \cos(\omega_d t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} \quad (3.19)$$

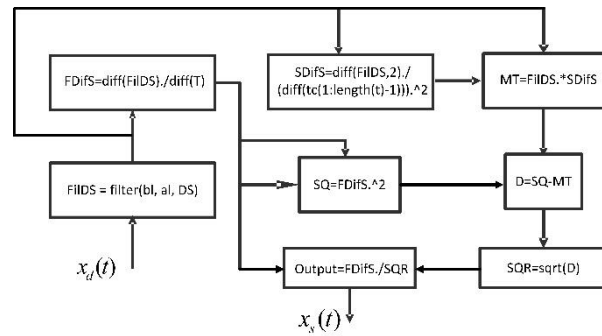
ทำการจัดรูปสมการที่ (3.19) ได้เป็นสมการที่ (3.20)

$$x_s(t) = \frac{\cos(\omega_d t)}{1 + \frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}} \quad (3.20)$$

จากการพิจารณาค่า  $A'(t)$  ที่มีค่าน้อยมากนั้นจะส่งผลให้ค่าความผิดพลาดมากที่สุด  $\frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}$  นั้นมีค่าน้อยมากตามไปด้วย และถ้าค่า  $\omega_d$  มีค่ามากก็จะทำให้เทอม  $\frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่งมากๆ สามารถละทิ้งออกไปได้ จึงเขียนสมการที่ (3.20) ใหม่ได้เป็น

$$x_s(t) = \cos(\omega_d t) = \sin\left(\omega_d t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.21)$$

สัญญาณเอาต์พุตจากขั้นตอนนี้เป็นสัญญาณอินพุตต่อปเปอร์ขนาดไม่คงที่ที่ถูกปรับให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยและเฟสเลื่อนไป 90 องศา แสดงในสมการที่ 3.21 และจะถูกนำไปประมวลผลในขั้นตอนต่อไป สำหรับขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแล็บ แสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแลป

### 3.3.3 การประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่คอปเปอเรอร์ในการวัดความเร็ว

ในขั้นตอนนี้สัญญาณคอปเปอเรอร์จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณจะถูกประมวลผลผ่านวิธีการประมาณค่าความถี่โดยใช้ตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ วิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอนี้ใช้ตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดอันดับที่สองโดยมีฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองแสดงดังสมการที่ 3.22

$$H(z) = 1 + az^{-1} + z^{-2} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรองและมีค่าเท่ากับ  $-2\cos\theta_d$  ซึ่ง  $\theta_d$  คือความถี่ของสัญญาณอินพุต ซึ่งในขั้นตอนนี้สัญญาณคอปเปอเรอร์เอาต์พุตจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณแสดงในสมการที่ 3.23 ถูกใช้เป็นอินพุตสำหรับขั้นตอนนี้ จึงแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปร  $a$  และความถี่อินพุตได้ดังสมการที่ 3.24

$$x_s(k) = \cos(\theta_d k + \varphi) \quad (3.23)$$

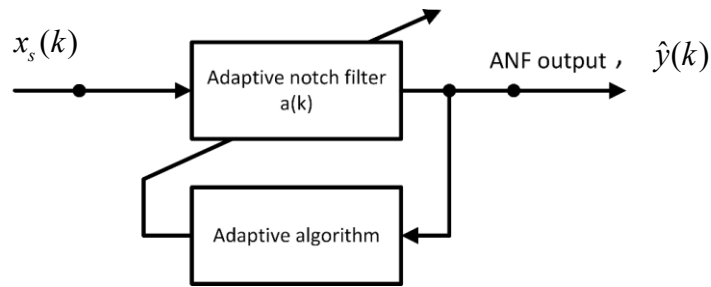
$$a = -2\cos\theta_d \quad (3.24)$$

จากสมการที่ 3.22 เอาต์พุตหรือสัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองปรับตัวแสดงได้ในสมการที่ 3.25

$$\varepsilon(k) = x_s(k) + ax_s(k-1) + x_s(k-2) \quad (3.25)$$

ซึ่งตัวแปร  $a$  จะถูกปรับเพื่อลดค่าความผิดพลาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดในสมการที่ 3.25

ในส่วนของการประมาณค่าความถี่ บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่

จากรูป  $x_s(k)$  คือสัญญาณอินพุต  $\hat{y}(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของ ANF การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมจะใช้การปรับตัวของ  $a$  และฟังก์ชันความผิดพลาดของตัวกรอง คือ

$$J(a) = E[\varepsilon^2(k)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})|^2 S_x(e^{j\theta}) d\theta \quad (3.26)$$

$$J(a) = \frac{A^2}{2} (a + 2 \cos \theta_d)^2 + \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (3.27)$$

$$J_1(a) = J(a) - \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (3.28)$$

เมื่อ  $E[\cdot]$ ,  $|H(e^{j\theta})|^2$  และ  $S_x(e^{j\theta})$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ค่าขนาดของผลการตอบสนองทางความถี่ของระบบยกกำลังสอง และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ( $a$ ) ที่ใช้การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมแสดงได้ดังนี้

$$a(k+1) = a(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_1(a(k))}{\partial a(k)} \quad (3.29)$$

$$a(k+1) = a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ 3.30 ค่า  $a$  ที่ถูกปรับจนทำให้ค่าความผิดพลาดของสัญญาณค่าผิดพลาดน้อยที่สุดแล้วนั้น ค่า  $a$  จะถูกปรับเข้าสู่สภาวะคงตัวหรือมีการลู่อู่เข้าสู่สภาวะคงตัว หรือสามารถอธิบายได้คือ เมื่อ  $k$  ที่ค่ามากหรือเข้าใกล้  $\infty$  จะได้  $E[a(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(\infty)] = a$

จากการทดลอง ค่า  $k$  ที่ใช้ในการทดลองเท่ากับ 1000 ซึ่งเป็นความยาวของสัญญาณที่ได้จากการเลือกช่วงสัญญาณ โดยกำหนดให้ที่  $k=0$  นั้น  $a(0)=0$  นั้นหมายความว่าค่าตัวแปรจะถูกปรับจากค่าเท่ากับศูนย์จนลู่อู่เข้าสู่สถานะคงตัวที่ค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นไปตามค่าความถี่อินพุต ดังนั้น จะทำการหาค่าเฉลี่ยของช่วงที่ค่า  $a$  ลู่อู่เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยการคำนวณความชันของกราฟค่าตัวแปร  $a$  ในช่วง

การลู่เข้าที่มีความชันน้อยกว่า 0.0001 ในช่วง 100 จุดข้อมูลที่ติดกัน จากนั้นจะทำการเฉลี่ยค่า  $a$  ในช่วงที่ได้ ได้เป็นค่าเอาต์พุต  $a$  เฉลี่ยออกมา

ในขั้นตอนนี้จะได้ค่าเอาต์พุต  $a$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความถี่ดอปเปลอร์  $\theta_d$  ทำให้สามารถหาค่าความเร็วของรถยนต์ได้ดังนี้ จากสมการความถี่ดอปเปลอร์ในสมการที่ 3.31 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\theta_d = 2V \left( \frac{\omega_t}{cf_s} \right) \cos \alpha \quad (3.31)$$

$$\theta_d = kV \quad ; \quad k = \frac{2\omega_t \cos \alpha}{cf_s} \quad (3.32)$$

เมื่อ  $V$  คือ ความเร็วของวัตถุ (เมตรต่อวินาที) ,  $\omega_t$  คือ ความถี่ที่ถูกส่งออก ( $2\pi \times 10.525 \times 10^9 = 66.097$  เรเดียนต่อวินาที) ,  $\alpha$  คือมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของรถยนต์กับแนวระนาบของโมดูล (36 องศา) ,  $c$  คือความเร็วของแสงในอากาศ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที และ  $f_s$  คือความถี่สุ่ม 8000 เฮิรตซ์ จะได้

$$V = \frac{\theta_d}{k} \quad (3.33)$$

แทนค่าตัวแปร  $k$  ลงในสมการที่ 3.33 จะได้

$$V = \frac{\theta_d}{\left( \frac{2 \times 2 \times 3.14 \times 10.525 \times 10^9 \times \cos(36)}{3 \times 10^8 \times 8000} \right)} \quad (3.34)$$

$$V = \frac{\theta_d}{0.0444} \quad (3.35)$$

$$V = 22.52 \theta_d \quad (3.36)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ 3.36 ความถี่ดอปเปลอร์สามารถคำนวณได้โดย

$$\theta_d = \cos^{-1} \left( -\frac{a}{2} \right) \quad (3.37)$$

แทนสมการที่ 3.37 ลงในสมการที่ 3.36 จะได้ค่าความเร็วเป็น

$$V = 22.52 \cos^{-1} \left( -\frac{a}{2} \right) \quad (3.38)$$

สมการที่ 3.38 จะถูกนำไปใช้คำนวณหาค่าความเร็วซึ่งถูกแสดงผลไว้ในบทที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด (Error Analysis)

จากอัลกอริทึมการปรับตัวในสมการที่ 3.30 การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (MSE analysis) ของการปรับตัวนี้ทำได้โดยการลบทั้งสองข้างของสมการที่ 3.19 ด้วยค่า  $a$  เมื่อ  $a$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $a(k)$  เมื่อ  $k$  เข้าใกล้  $\infty$   $E[a(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(\infty)] = a$  จะได้

$$a(k+1) - a = a(k) - a - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.39)$$

ให้  $\delta_a(k) = a(k) - a$  คือความผิดพลาดในการประมาณค่า สามารถเขียนสมการที่ 3.39 ใหม่ได้เป็น

$$\delta_a(k+1) = \delta_a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.40)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 3.40 และจัดรูป

$$\begin{aligned} \delta_a^2(k+1) &= \delta_a^2(k) - 2\mu \delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \\ &\quad + \mu^2 \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \end{aligned} \quad (3.41)$$

จากค่าการลู่เข้าของ  $a(k)$  จะได้ว่า  $\delta_a^2(k+1) = \delta_a^2(k)$  ดังนั้น

$$2\mu \delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} = \mu^2 \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \quad (3.42)$$

$$2\delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} = \mu \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \quad (3.43)$$

แทนค่าตัวแปร  $a(k)$  ด้วยค่า  $a$  ลงในสมการที่ 3.43 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และทำการหาค่าเฉลี่ยของสมการที่ 3.43 จะได้

$$2E[\delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - ax_s(k)\}] = \mu E[\varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - ax_s(k)\}^2] \quad (3.44)$$

จากวิธีการที่ใช้ในเอกสารอ้างอิง [9] สามารถจัดรูปสมการที่ 3.44 เมื่อ  $k$  เข้าใกล้  $\infty$  ได้ดังสมการที่ 3.45

$$E[\delta_a^2(\infty)] = \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.45)$$

$$\tau = \sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}} \quad (3.46)$$

กำหนดให้  $\tau = -2 \cos \Delta \theta$  คือ RMSE แทนค่า  $\tau$  ที่กำหนดลงในฝั่งซ้ายสมการที่ 3.46 จะได้

$$-2 \cos \Delta\theta = \sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}} \quad (3.47)$$

$$\Delta\theta = \cos^{-1} \left( -\frac{\sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}}}{2} \right) \quad (3.48)$$

จาก Taylor's series  $\arccos(x) = \frac{\pi}{2} - x - \frac{x^3}{6} - \frac{3x^5}{40} + \dots$  จะได้

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} + \frac{\sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}}}{2} \quad (3.49)$$

จาก Taylor's series ได้ว่า  $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \dots$

กำหนดให้

$$1+x = \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.50)$$

จัดรูปสมการหาค่า  $x$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} x &= \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} - 1 \\ x &= \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4) - 2\eta_0 + \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \\ x &= \frac{-2\eta_0 + \mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \\ x &= \frac{\mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5) - 2\eta_0}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \end{aligned} \quad (3.51)$$

ดังนั้น จะได้ค่าความผิดพลาดรากที่สองของค่ากำลังเฉลี่ย (root mean square error : RMSE) เป็น

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} + \frac{\mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5) - 2\eta_0}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ [9]

$$\eta_0 = \frac{1}{2} A^2 (1 - a \cos \theta_d) \quad (3.53)$$

$$\eta_1 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{3}{2} - 3a \cos \theta_d + \frac{1}{2} a^2 [2 + \cos 2\theta_d] \right) \quad (3.54)$$

$$\eta_2 = 2\sigma_v^4 (1 + a^2) (2 \cos^2 \theta_d + 1) \quad (3.55)$$

$$\eta_3 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{1}{2} [2 + \cos 2\theta_d] - \frac{3}{2} a \cos \theta_d \right. \\ \left. - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 3\theta_d \right] + a^2 \left[ \frac{1}{2} + \cos 2\theta_d \right] \right) \quad (3.56)$$

$$\eta_4 = (1 - 3a^2) \sigma_v^4 \quad (3.57)$$

$$\eta_5 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{1}{2} [2 + \cos 2\theta_d] - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 3\theta_d \right] \right. \\ \left. - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 5\theta_d \right] + a^2 \left[ \cos^2 2\theta_d + \frac{1}{2} \cos 2\theta_d \right] \right) \quad (3.58)$$

สมการที่ 3.52 คือค่า root mean square error : RMSE ของการประมาณค่าความถี่สำหรับตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตซ์ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าขึ้นอยู่กับตัวแปรสแตติสติกส์  $\mu$  และค่าความแปรปรวนสัญญาณรบกวนของสัญญาณอินพุต  $\sigma_v^2$  เมื่อ  $\mu$  หรือ  $\sigma_v^2$  มีค่ามากค่า RMSE ก็จะสูงตามไปด้วย

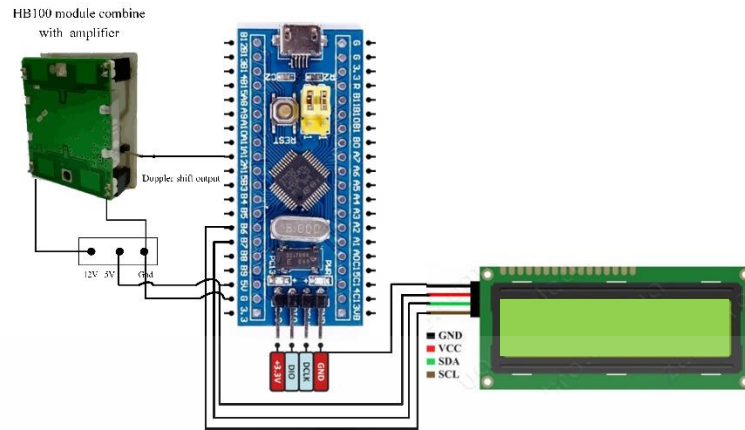
### 3.5 การทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

นำวิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานโดยใช้บอร์ด STM32F103C8T6 และแสดงผลการวัดค่าความเร็วบนจอ LCD โดยมีขั้นตอนการดำเนินการดังนี้

1. เขียนคำสั่งตามขั้นตอนของวิธีการที่นำเสนอบน arduino-ide
2. เชื่อมต่อ USB to Serial ระหว่างบอร์ด STM32F103C8T6 กับแล็ปท็อปเพื่อ Run คำสั่ง

จาก arduino-ide ลงบนบอร์ด STM32F103C8T6

3. เมื่อ Arduino คอมไพล์คำสั่งผ่านแล้ว นำโมดูล HB 100 ที่รวมกับวงจรขยาย และจอ LCD เชื่อมต่อเข้ากับบอร์ด STM32F103C8T6 โดยแสดงภาพการเชื่อมต่อได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดความเร็ว

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดความเร็วประกอบด้วยโมดูล HB 100 ที่รวมกับวงจรขยายที่ออกแบบใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ เชื่อมต่อเข้ากับบอร์ด STM32F103C8T6 ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกที่ได้อุปกรณ์วัดความเร็วที่ได้จากการประมวลผลจะถูกแสดงผลผ่านจอ LCD ส่วนการนำอุปกรณ์วัดความเร็วไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน แสดงได้ในรูปที่ 3.17 จากรูปที่ 3.17 เป็นการนำอุปกรณ์ไปวัดความเร็ว โดยใช้แถบที่อบในการคอมไพล์คำสั่งลงบนบอร์ด STM32F103C8T6 ที่เชื่อมต่อกับโมดูล HB 100 และจอ LCD สำหรับแสดงผลการวัดความเร็ว ซึ่งผลการวัดความเร็วในการใช้งานอุปกรณ์จะถูกแสดงไว้ในบทที่ 4



รูปที่ 3.17 การตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

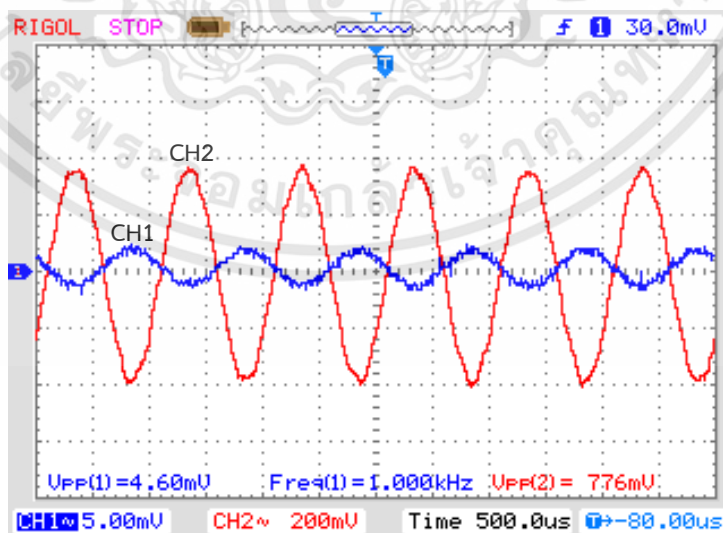
#### 4.1 กล่าวนำ

ในหัวข้อนี้เป็นการแสดงถึงผลการทดลองของระบบที่นำเสนอ โดยเก็บผลการทดลองในส่วนของฮาร์ดแวร์ที่ได้จากวงจรขยาย และผลการทดลองในส่วนของซอฟต์แวร์จากการประมวลผลด้วยโปรแกรมแมทแลป ซึ่งแสดงผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลียนตอปเปลอร์ ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลียนตอปเปลอร์เพื่อหาความเร็ว ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation และผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด

#### 4.2 ผลการวัดสัญญาณเลียนตอปเปลอร์ (Doppler shift) จากวงจรขยาย

สัญญาณเลียนตอปเปลอร์ที่สร้างจากโมดูล HB 100 จะถูกทำการขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วยวงจขยายทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอิมิตเตอร์อัตราขยายเท่ากับ 200 เท่า (แสดงในรูปที่ 3.6)

เพื่อความง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของวงจขยายที่ออกแบบ สัญญาณคลื่นรูปไซน์ขนาด  $4.6\text{ mV}_{pp}$  ที่ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีค่าขนาดอยู่ช่วงเดียวกับเอาต์พุตที่ได้จากโมดูล HB 100 สัญญาณนี้ถูกป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจขยาย โดยรูปสัญญาณคลื่นรูปไซน์ก่อนและหลังทำการขยายด้วยวงจขยายขนาด 200 เท่า แสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ผลของวงจขยายของสัญญาณคลื่นรูปไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

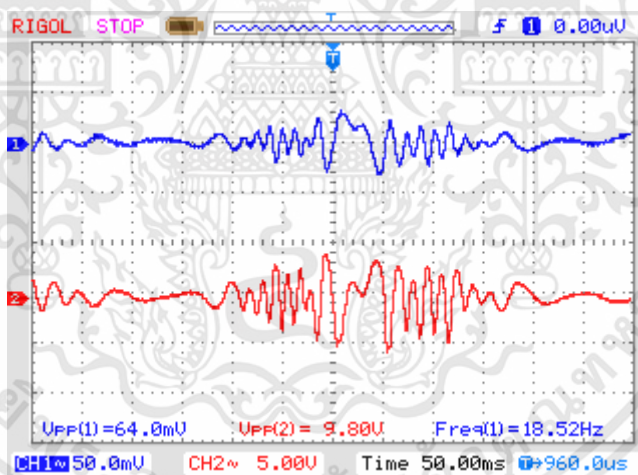
จากรูปที่ 4.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตรูปไซน์  $V_i$  ขนาด  $4.6 \text{ mV}_{pp}$  และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์  $V_o$  ขนาด  $776 \text{ mV}_{pp}$  ซึ่งเป็นสัญญาณแบบกลับเฟสเมื่อนำมาคำนวณหาค่าอัตราขยาย  $A_v$  ได้ดังสมการที่ 4.1

$$|A_v| = \frac{V_o}{V_i} \quad (4.1)$$

จะได้

$$|A_v| = \frac{0.776}{0.0046} = 168.89 \quad (4.2)$$

ซึ่งค่าอัตราขยายที่คำนวณได้นั้นมีค่าใกล้เคียงตามที่ยกแบบไว้และการกลับเฟสของสัญญาณที่ได้ไม่มีนัยยะสำคัญกับการประมวลผลสัญญาณของวิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จากนั้นรูปสัญญาณเลื่อนคอปเปอเรอร์จากโมดูล HB 100 ที่ผ่านวงจรขยายสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปที่ 4.2 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณตรวจจับการโบกมือที่ได้จากขา IF ของโมดูล HB 100 และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณตรวจจับการโบกมือเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยาย



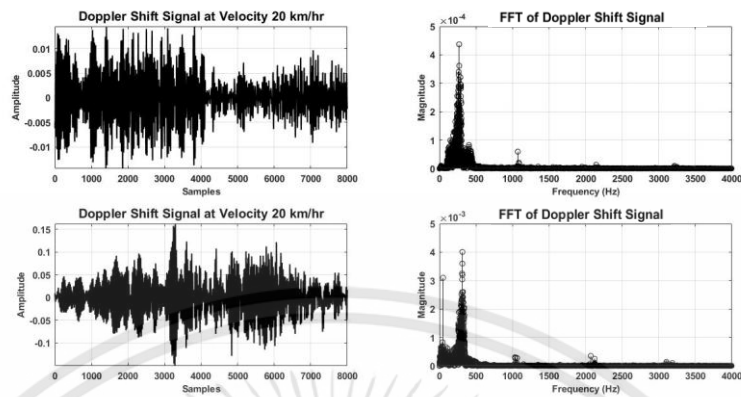
รูปที่ 4.2 ผลของวงจรขยายของสัญญาณเลื่อนคอปเปอเรอร์

### 4.3 ผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลื่อนคอปเปอเรอร์

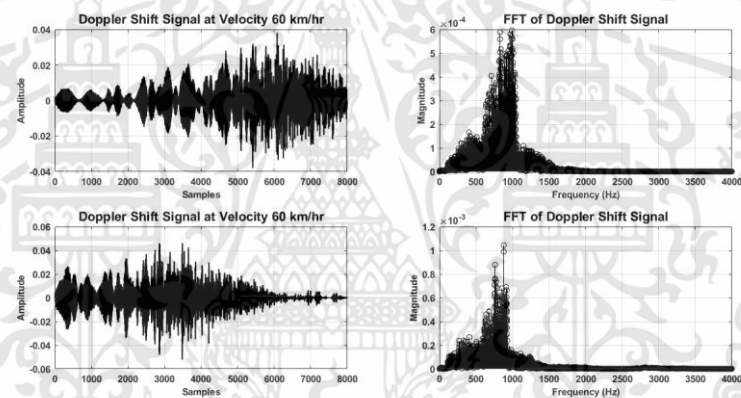
สัญญาณเลื่อนคอปเปอเรอร์ (Doppler shift) จะถูกบันทึกผ่านโปรแกรมแมทแลป ด้วยความถี่สุ่ม 8000 เฮิรตซ์เป็นเวลา 1 วินาที ซึ่งจะได้สัญญาณที่มีความยาว 8,000 จุดข้อมูล โดยทำการเก็บสัญญาณคอปเปอเรอร์ของรถยนต์ที่วิ่งด้วยความเร็วตั้งแต่ 10-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง (เพิ่มขึ้นทีละ 10 กิโลเมตร/ชั่วโมง) เพียงเท่านั้น เนื่องจากข้อจำกัดของความยาวถนนไม่มากเพียงพอในการเพิ่มความเร็วมากกว่านี้ได้ โดยการบันทึกสัญญาณเลื่อนคอปเปอเรอร์ที่ความเร็วต่างๆ จะถูกบันทึก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

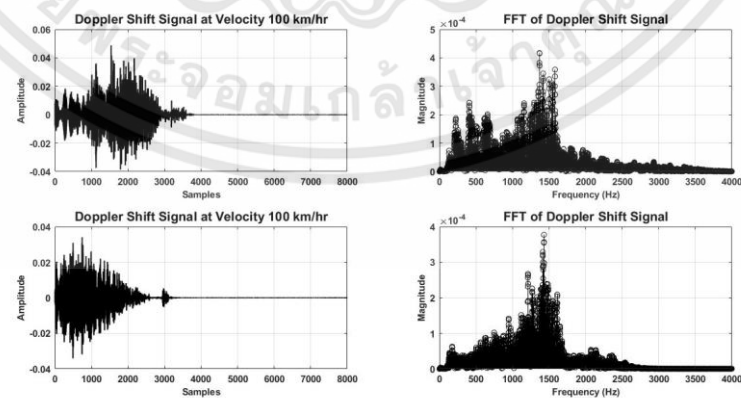
ค่าละ 2 ครั้ง โดยตัวอย่างสัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ที่บันทึกได้ขนาด 8,000 จุดข้อมูลของความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 – 4.5 ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.4 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.5 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

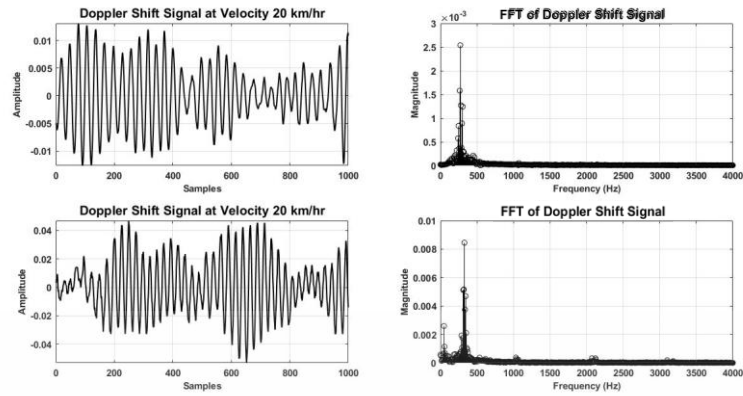
จากรูปที่ 4.3 - 4.5 สัญญาณตอบเพลอร์ที่บันทึกถูกแสดงได้ในโดเมนเวลาที่รูปฝั่งซ้ายและฝั่งขวาเป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ โดยแต่ละรูปแสดงสัญญาณที่ความเร็วเดียวกันสองสัญญาณ จากการแสดงผลในโดเมนความถี่จะเห็นได้ชัดเจนว่าเมื่อรถยนต์มีความเร็วเพิ่มขึ้นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ก็จะมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งเป็นไปตามสมการการคำนวณที่ได้กล่าวไว้ในบทที่สอง ผลของสัญญาณในโดเมนเวลาแสดงให้เห็นว่าเมื่อเริ่มกดบันทึกสัญญาณขณะที่รถยนต์เคลื่อนที่อยู่ห่างจากรถยนต์เป็นระยะ 30 เมตร ที่ความเร็วความเร็ว 20 และ 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์ซึ่งเป็นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ได้จากการเคลื่อนที่ของรถยนต์โดยมีขนาดในช่วง 8000 จุดข้อมูล แต่เมื่อความเร็วที่เพิ่มขึ้นเป็น 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง นั้น สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่มีขนาดอยู่ในช่วงประมาณ 2000 จุดเท่านั้น และหลังจากนั้นเป็นส่วนที่ไม่ใช่สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ และผลในโดเมนความถี่แสดงให้เห็นว่าช่วงที่เป็นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์นั้นก็ยังมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ด้วย เพื่อให้สามารถประมาณค่าความถี่สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่แม่นยำขึ้นสัญญาณที่ถูกบันทึกจะถูกเลือกช่วงของสัญญาณตอบเพลอร์ที่เหมาะสมไปใช้ในการประมวลผล

#### 4.4 ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์เพื่อหาความเร็ว

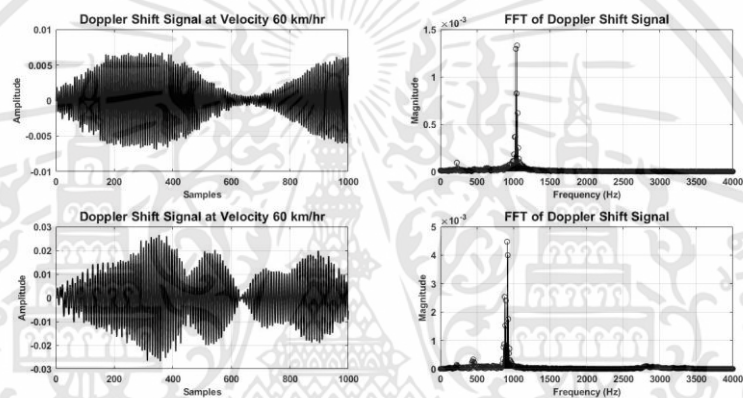
ผลการทดลองในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยผลการทดลองจากการเลือกช่วงสัญญาณ ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผลซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) และผลการทดลองจากขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับตัวได้

##### 4.4.1 ผลการทดลองการเลือกช่วงสัญญาณ

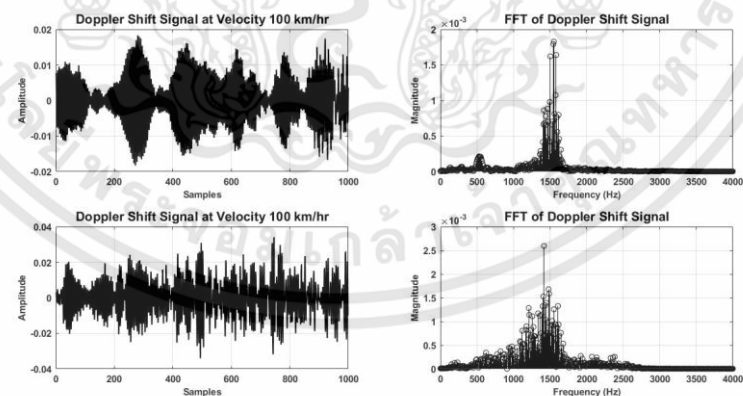
สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์มายังเรดาร์ที่แต่ละความเร็วมีช่วงของสัญญาณไม่เท่ากัน โดยส่วนต้นของสัญญาณที่บันทึกได้คือสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ จากสัญญาณตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณในช่วง 8000 จุดข้อมูลคือช่วงที่ตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ได้ และเมื่อตรวจจับรถยนต์ที่ความเร็วเพิ่มขึ้น สัญญาณตอบเพลอร์ที่ได้ก็จะมีช่วงสั้นลง ดังนั้นจึงเลือกสัญญาณในช่วง 1000 จุดข้อมูลมาใช้ประมวลผล เนื่องจากที่ความเร็วต่ำที่สุดจำนวนจุดข้อมูลเท่านี้ก็เพียงพอต่อการนำไปประมวลผลหาความเร็ว สัญญาณตอบเพลอร์ในช่วง 1000 จุดข้อมูลที่ถูกเลือกจากสัญญาณที่บันทึกได้ที่ความเร็ว 20, 60, และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ในรูปที่ 4.6 - 4.8 ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล



รูปที่ 4.7 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล



รูปที่ 4.8 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล

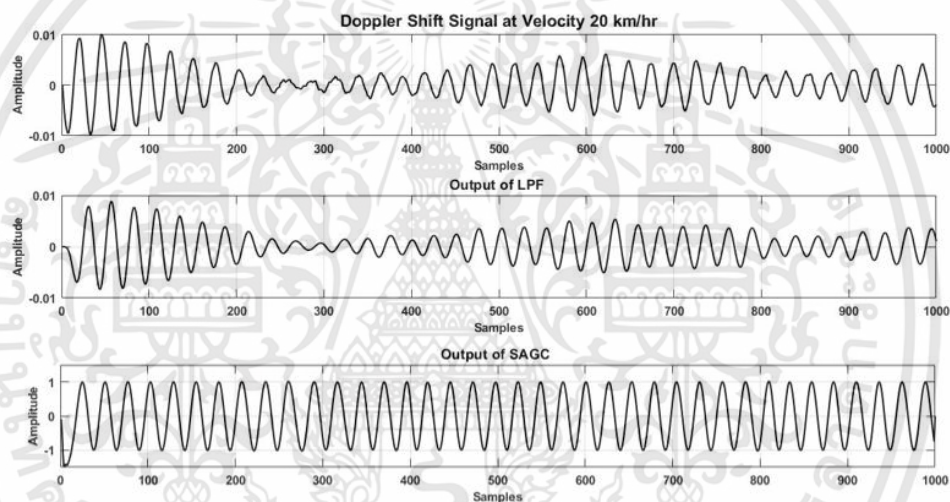
จากรูปที่ 4.6 – 4.8 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ในโดเมนเวลาฝั่งด้านซ้ายและโดเมนความถี่ในฝั่งด้านขวา ซึ่งเห็นได้ว่าเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้นความถี่ดอปเปลอร์ที่ได้ก็จะมากขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่แสดงผลในโดเมนความถี่ ความถี่ดอปเปลอร์ของสัญญาณที่ถูกเลือกช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีความชัดเจนมากกว่ากรณีที่ใช้ความยาวข้อมูลของสัญญาณที่บันทึกได้ทั้งหมด นอกจากช่วงข้อมูลที่เลือกมาจะเป็นช่วงของสัญญาณตอบเพลอร์ที่ได้จากการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์แล้วยังช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นออกไปได้ด้วย

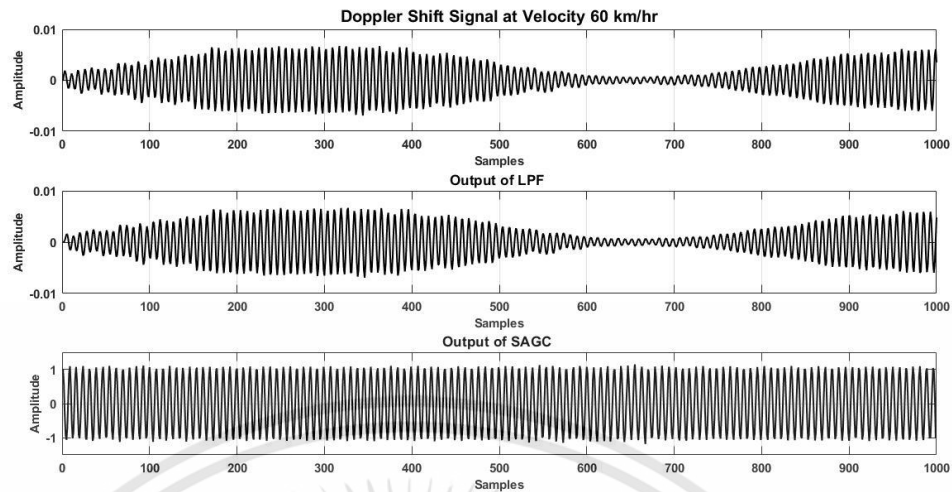
#### 4.4.2 ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล

สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ได้จากการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่บันทึกได้ซึ่งมีขนาดสัญญาณไม่คงที่จะถูกกรองผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูง และทำการปรับขนาดสัญญาณให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยด้วยวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์ (SAGC) โดยตัวอย่างสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ผ่านขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9

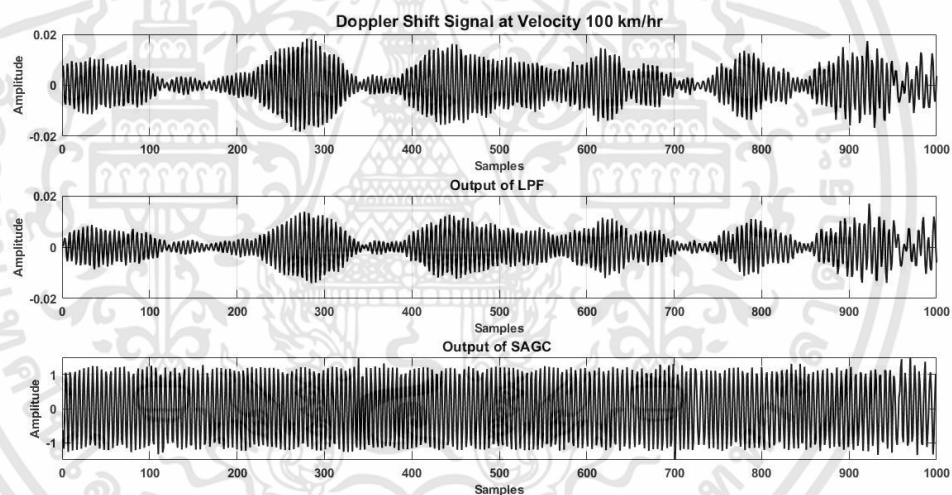


รูปที่ 4.9 สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ

จากรูปที่ 4.9 แถบสัญญาณด้านบนแสดงสัญญาณตอบเพลอร์ที่ตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณตอบเพลอร์ที่ผ่านการกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงถูกแสดงไว้ในแถบสัญญาณเส้นที่สอง และสัญญาณตอบเพลอร์ที่ถูกปรับขนาดด้วยวงจร SAGC แสดงได้ในแถบสัญญาณด้านล่าง ผลการทดลองสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ผ่านการทำขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ



รูปที่ 4.11 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ

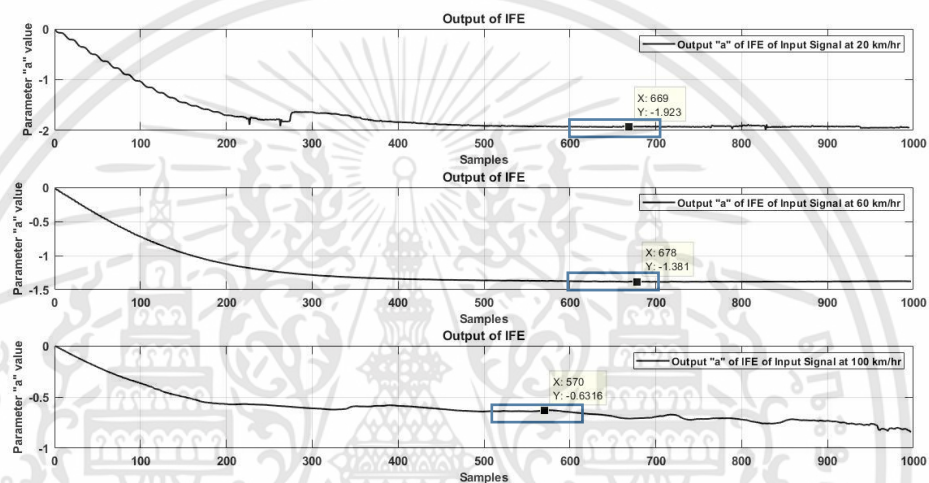
จากรูปที่ 4.9 – 4.11 จะเห็นได้ว่าสัญญาณดอปเปลอร์นั้นจะมีขนาดไม่คงที่เล็กหรือใหญ่ สลับกันไปซึ่งจะถูกกรองด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและถูกขยายให้มีขนาดหนึ่งหน่วยด้วย SAGC ผลลัพธ์แสดงไว้ในแถบรูปด้านล่างสุด โดยการปรับขนาดของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ให้มีขนาดคงที่นี้จะช่วยทำให้การเข้าสู่ของตัวกรองปรับค่าได้นั้นเร็วขึ้น ซึ่งสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผลจะถูกใช้เป็นสัญญาณอินพุตในขั้นตอนการประมาณค่าความถี่เพื่อหาค่าความเร็วต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.3 ผลการทดลองการประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ดอปเปลอร์ในการวัดความเร็ว

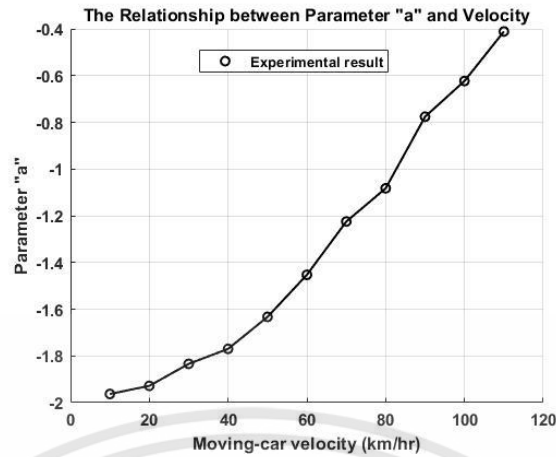
สัญญาณดอปเปลอร์จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณจะถูกผ่านการประมวลผลในการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ โดยผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง  $a$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความถี่ดังแสดงในสมการที่ 3.24

จากการทดลองการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมของสัญญาณดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ความเร็ว 10-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ แสดงได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ค่าเอาต์พุต  $a$  ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง

จากการอธิบายการลู่เข้าของค่าตัวแปร  $a$  ในบทที่สาม จากค่า  $a$  ที่เงื่อนไขเริ่มต้นเท่ากับศูนย์ เมื่อมีการปรับค่า  $a$  ในการประมาณค่าความถี่ ค่า  $a$  จะลู่เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยในรูปที่ 4.12 แสดงการปรับค่าของตัวแปร  $a$  ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง โดยค่าเฉลี่ยของช่วงที่ลู่เข้า ได้ยกตัวอย่างในกรอบสี่เหลี่ยมซึ่งแสดงว่าช่วงนั้นมีความชันเข้าเงื่อนไขตามการคำนวณในบทที่สาม สำหรับช่วง 100 จุดข้อมูลที่ติดกัน จึงทำการหาค่าเฉลี่ยของการลู่เข้าได้เป็นค่าตัวแปร  $a$  ของความเร็วนั้นออกมา ความสัมพันธ์ของค่าตัวแปร  $a$  ที่ได้จากการทดลองและความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่สามารแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่

เพื่อทำการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการทดลองและค่าทางทฤษฎี ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการทดลองและค่าทางทฤษฎีแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

จากสมการที่ 3.24 และ 3.31 ค่าเอาต์พุต  $a$  สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 4.1

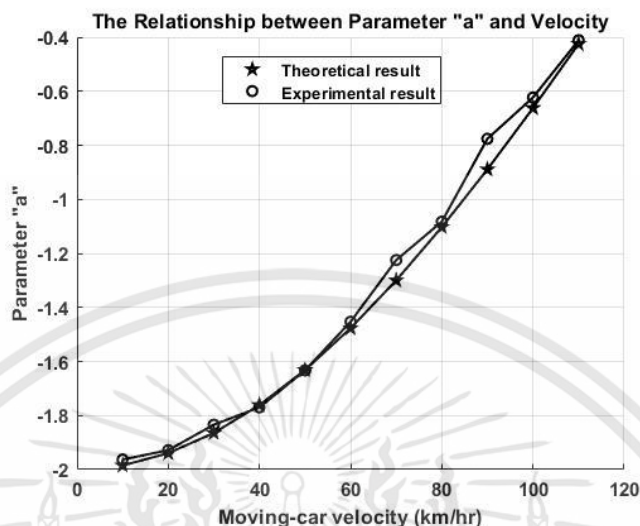
$$a = -2 \cos \left( 2V \left( \frac{\omega_t}{cf_s} \right) \cos \theta \right) \quad 4.1$$

ตารางที่ 4.1 ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต  $a$

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ค่าเอาต์พุต $a$			
	ค่าทางทฤษฎี	ค่าจากการทดลอง		
		ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	เฉลี่ย
10	-1.9848	-1.9655	-1.9604	-1.9630
20	-1.9395	-1.9250	-1.9315	-1.9283
30	-1.8647	-1.8404	-1.8276	-1.8340
40	-1.7615	-1.7592	-1.7804	-1.7698
50	-1.6316	-1.6239	-1.6421	-1.6330
60	-1.4769	-1.3829	-1.5229	-1.4529
70	-1.2998	-1.2432	-1.2067	-1.2250
80	-1.1029	-1.1195	-1.0456	-1.0826
90	-0.8893	-0.8110	-0.7410	-0.7760
100	-0.6622	-0.6314	-0.6149	-0.6232
110	-0.4250	-0.3687	-0.4538	-0.4113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าเอาต์พุต  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ที่ได้จากการทดลองและทางทฤษฎีดังแสดงในตารางที่ 4.1 สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่กรณีการทดลองกับผลทางทฤษฎี

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลองส่วนใหญ่มีค่าใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี โดยสามารถแสดงค่าผิดพลาดเฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลองได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลอง

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย ค่าเอาต์พุต $a$ จากการทดลอง (%)
10	1.10
20	0.57
30	1.64
40	0.60
50	0.56
60	4.74
70	5.76
80	3.35
90	12.74
100	5.90
110	10.01

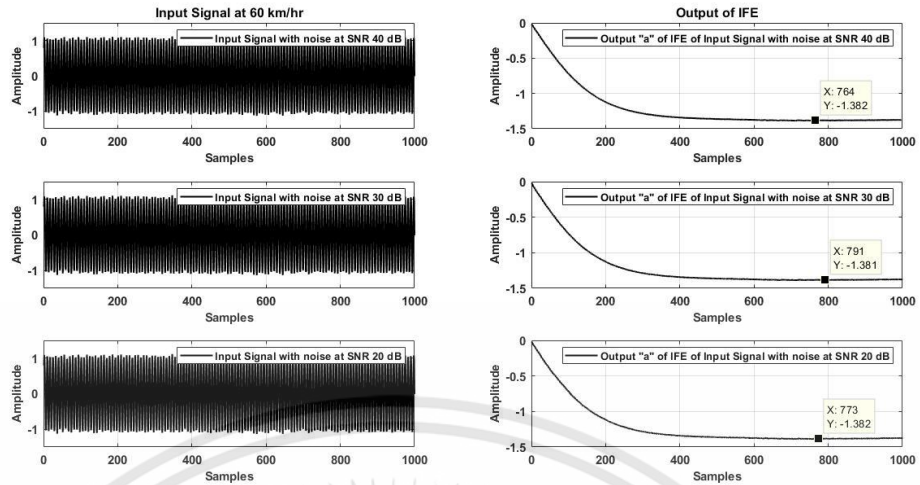
จากตารางค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลอง จะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดส่วนมากมีค่าน้อย ยกเว้นที่ค่าความเร็ว 70 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมงเท่านั้น ซึ่งอาจเป็นผลมาจากขั้นตอนของการบันทึกสัญญาณโดยเป็นความผิดพลาดมากจากการควบคุมความเร็วของรถยนต์ให้ตรงกับความเร็วที่ต้องการบันทึก ทั้งนี้เนื่องจากค่าผิดพลาดเฉลี่ยส่วนใหญ่มีค่าน้อยก็จะส่งผลให้การนำค่า  $a$  ที่ได้จากการทดลองไปคำนวณหาค่าความเร็วนั้น ได้ค่าความเร็วที่ใกล้เคียงกับความเร็วจริง

#### 4.5 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ

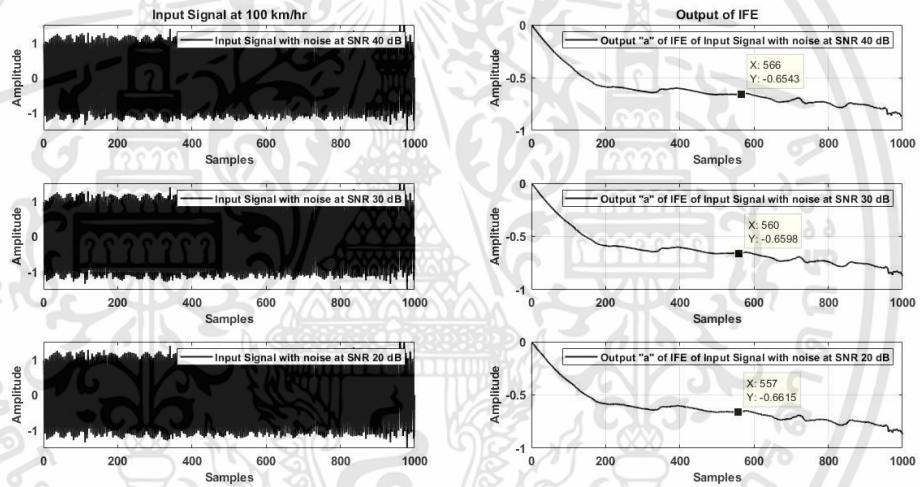
จากที่กล่าวถึงการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR notch) มีความสามารถในการประมาณค่าความถี่นอตช์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองได้ ถึงแม้สัญญาณอินพุตจะมีการปนของสัญญาณรบกวน

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอโดยป้อนสัญญาณอินพุตของขั้นตอนการประมาณค่าความถี่เป็นสัญญาณตอบเพอร์ขนาดคงที่ที่ปนกับสัญญาณรบกวน และทำการเปรียบเทียบค่าเอาต์พุตตัวแปร  $a$  ที่ได้จากการประมาณค่าความถี่

สัญญาณตอบเพอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.15 จากรูปที่ 4.15 แลบริปูด้านซ้ายเป็นการแสดงสัญญาณอินพุตตอบเพอร์ที่ปนกับสัญญาณรบกวนและแลบริปูด้านขวาคือค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมมีสัญญาณด้านซ้ายมือเป็นสัญญาณอินพุตโดยสัญญาณอินพุตทางด้านซ้ายมือคือสัญญาณที่ถูกปนด้วยสัญญาณรบกวนที่ SNR ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ตามลำดับ ซึ่งจากผลลัพธ์ทางด้านขวาจะเห็นได้ว่าถึงแม้สัญญาณอินพุตจะถูกปนด้วยสัญญาณรบกวน ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกันและการแสดงผลในรูปแบบเดียวกัน สัญญาณตอบเพอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.16



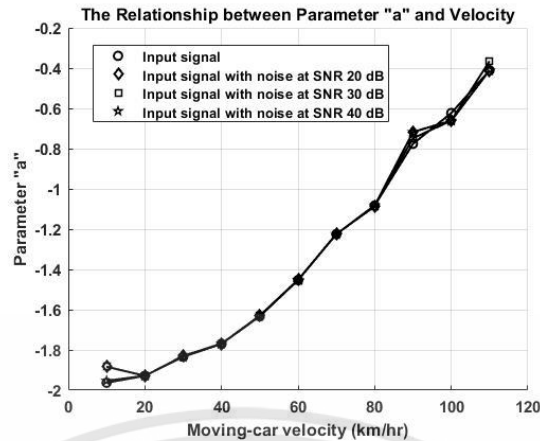
รูปที่ 4.15 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต  $a$



รูปที่ 4.16 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต  $a$

จากรูป 4.15 และ 4.16 ถึงแม้สัญญาณอินพุตดอปเปลอร์จะถูกปนด้วยสัญญาณรบกวนที่ความแรงต่างๆ ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกันและใกล้เคียงกับค่าเอาต์พุต  $a$  ของสัญญาณอินพุตที่ไม่มีสัญญาณรบกวนซึ่งจะทำให้คำนวณค่าความเร็วได้ตรงกับค่าความที่แท้จริง และผลลัพธ์ที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวน

จากการทดสอบประสิทธิภาพของระบบด้วยสัญญาณรบกวน สามารถแสดงผลการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  กับค่าความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเปลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน แสดงได้ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเปลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน

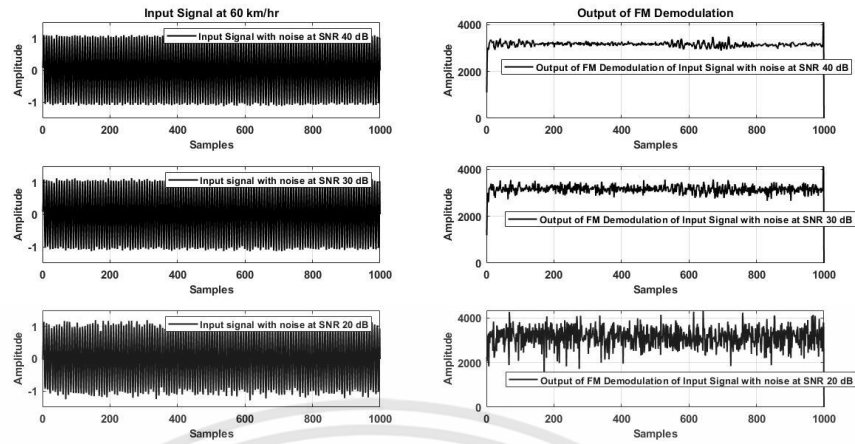
จากรูปที่ 4.17 ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการใช้สัญญาณอินพุตปนกับสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ที่แต่ละค่าความเร็วนั้นให้ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ใกล้เคียงกับค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนกับสัญญาณรบกวน ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ชัดว่าเส้นกราฟที่พล็อตนั้นมีค่าต่างกันน้อยมากจนจะเป็นเส้นเดียวกัน ซึ่งจากค่าที่ได้จากการทดลองนี้สามารถสรุปได้ว่าสัญญาณรบกวนที่ปนเข้ามาในสัญญาณอินพุตนั้นมีผลกระทบต่อระบบการประมาณค่าความถี่น้อยมาก ทำให้วิธีการที่นำเสนอนั้นสามารถคำนวณค่าความเร็วของรถยนต์ได้ใกล้เคียงกับค่าจริงถึงแม้จะมีสัญญาณรบกวนก็ตาม

#### 4.6 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation [5]

ในหัวข้อนี้วิธีการที่นำเสนอจะถูกเปรียบเทียบกับวิธีการ FM Demodulation [5] ซึ่งประสิทธิภาพของวิธีทั้งสองจะถูกทดสอบในเรื่องความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนที่มีของระบบที่ใช้ในการวัดความเร็ว โดยใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ที่ปนกับสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล สำหรับวิธีการที่นำเสนอ สัญญาณอินพุตจะถูกใช้ในขั้นตอนการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมเพื่อหาค่าความเร็ว แสดงในหัวข้อที่ 4.4 และสำหรับวิธีการใน [5] สัญญาณอินพุตจะถูกใช้ในขั้นตอนการตีמודูเลตทางความถี่ด้วยโครงสร้างของ SAGC โดยค่าเอาต์พุตการตีמודูเลตจะถูกนำไปใช้ในการหาค่าความเร็ว

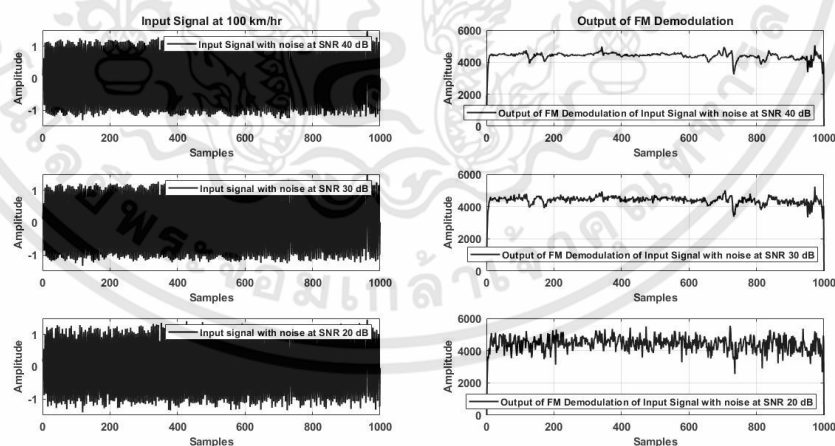
ผลการทดสอบวิธีการวัดค่าความเร็วของ [5] ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ปนสัญญาณรบกวนในขั้นตอนการตีמודูเลตทางความถี่ด้วยโครงสร้างของ SAGC สัญญาณดอปเปลอร์ที่ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีמודูเลต แสดงได้ดังรูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลต

จากรูปที่ 4.18 แถบรูปด้านซ้ายจากบนลงล่างแสดงสัญญาณอินพุตดอปเปลอร์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมงที่ปนกับสัญญาณรบกวนที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ตามลำดับ และผลลัพธ์จากขั้นตอนการดีมอดูเลตทางความถี่ ค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลตจากสัญญาณอินพุตทางแถบรูปด้านซ้ายมือ ถูกแสดงในแถบรูปด้านขวามือจากบนลงล่าง ตามลำดับเช่นกัน และผลการทดลองที่ใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  ถูกแสดงโดยมีรูปแบบเดียวกับรูปที่ 4.18 ในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลต

จากรูปที่ 4.18 และ 4.19 จะเห็นได้ว่าค่าเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลตถูกปนด้วยสัญญาณรบกวน นั้นหมายความว่าสัญญาณรบกวนมีผลต่อวิธีการวัดความเร็วของ [5] ซึ่งทำให้ทราบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการนี้ไม่มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งวิธีการนี้ต้องนำค่าเอาต์พุตการตีมอดูเลตไปเปรียบเทียบกับความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและความถี่ของเพลอร์ ซึ่งการที่สัญญาณรบกวนปนออกมากับค่าตีมอดูเลตนั้นจะส่งผลถึงความแม่นยำของค่าเอาต์พุตที่ได้ไปใช้ในการหาค่าความเร็วด้วยเช่นกัน

#### 4.7 ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด

##### 4.7.1 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะเป็นการแสดงผลค่าความผิดพลาดของการวัดความเร็วด้วยวิธีที่นำเสนอที่คำนวณจากค่าเอาต์พุต  $a$  จากขั้นตอนการประมาณความถี่ทางอ้อมแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งค่าความเร็วคำนวณได้จากสมการที่ 3.38 และค่าความเร็วจากวิธีการในเอกสาร [5] โดยผลลัพธ์ความเร็วจากทั้งสองวิธีแสดงในตารางที่ 4.3 ส่วนการหาความผิดพลาดโดยใช้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย จะได้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยแสดงได้ดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.3 ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความเร็วที่วัดได้ด้วยวิธีการที่นำเสนอ (กิโลเมตร/ชั่วโมง)		ความเร็วที่วัดได้ด้วย วิธีการในเอกสาร [5] (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2
10	15.08	16.16	17.18	16.78
20	22.27	21.28	22.01	20.58
30	32.61	33.91	34.21	34.09
40	40.20	38.35	40.78	39.65
50	50.54	49.26	51.45	50.73
60	65.46	57.18	69.07	59.66
70	72.97	74.85	78.39	76.96
80	79.19	82.76	83.06	84.63
90	93.51	96.59	91.28	98.32
100	101.32	102.02	99.97	101.49
110	112.33	108.80	101.76	100.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ค่าความเร็วที่วัดได้ของวิธีการที่นำเสนอและวิธีการใน [5] โดยใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ได้ปนด้วยสัญญาณรบกวน จะเห็นได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถวัดความเร็วได้ใกล้เคียงกับค่าจริงมากกว่าวิธีในเอกสาร [5] และจากค่าความเร็วที่ได้จากการทดลองนี้สามารถแสดงค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของทั้งสองวิธีได้ในตารางที่ 4.4 จากตารางที่ 4.4 เป็นการเฉลี่ยจากค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สองค่าที่ได้จากการทดลองด้วยสัญญาณสองสัญญาณ ซึ่งส่วนใหญ่ค่าผิดพลาดเฉลี่ยที่ได้ของวิธีการที่นำเสนอจะมีค่าน้อยกว่าวิธีการในเอกสาร [5] ซึ่งมีเพียงบางค่าความเร็วเท่านั้นที่วิธีการในเอกสารมีค่าผิดพลาดน้อยกว่า ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอมีความแม่นยำมากกว่าวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อคำนวณค่าเฉลี่ยผิดพลาดในช่วงความเร็ว 20-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง วิธีการที่นำเสนอมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 4.70 % และวิธีการในเอกสาร [5] มีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 6.17 %

ตารางที่ 4.4 ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย (%)	
	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการใน [5]
10	56.22	69.80
20	8.89	6.48
30	10.87	13.83
40	2.31	1.41
50	1.28	2.18
60	6.90	7.84
70	5.59	10.96
80	2.23	4.81
90	5.61	5.33
100	1.67	0.76
110	1.60	8.12

#### 4.7.2 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน

ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะเป็นการแสดงผลค่าความผิดพลาดของการวัดความเร็วเมื่อใช้สัญญาณอินพุตปนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล โดยวิธีที่นำเสนอจะคำนวณค่าความเร็วจากค่าเอาต์พุต  $a$  เฉลี่ยที่ได้จากการทดลอง ส่วนวิธีการใน

เอกสาร [5] จะคำนวณค่าความเร็วจากค่าเอาต์พุตที่มอดูเลตทางความถี่เฉลี่ยจากการทดลอง โดยผลลัพธ์ความเร็วจากทั้งสองวิธีแสดงในตารางที่ 4.5 ส่วนการหาความผิดพลาดโดยใช้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย จะได้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยแสดงได้ดังตารางที่ 4.6

**ตารางที่ 4.5** ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40 เดซิเบล		สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 30 เดซิเบล		สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 20 เดซิเบล	
	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]
10	17.52	18.30	27.79	14.22	27.88	16.80
20	21.79	20.84	21.81	20.60	21.64	21.63
30	33.26	34.55	33.22	35.24	33.74	35.32
40	39.29	41.01	39.29	41.96	39.35	37.84
50	50.10	52.03	50.11	51.48	50.13	52.96
60	61.43	63.41	61.44	64.12	61.53	62.48
70	73.92	74.39	73.90	75.71	73.98	74.86
80	80.99	82.25	80.90	78.95	80.77	83.45
90	97.61	95.59	96.28	92.87	97.62	96.16
100	100.02	95.88	100.04	92.45	100.05	98.03
110	110.58	98.49	112.48	105.45	110.57	97.29

จากตารางที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าถึงแม้จะใช้สัญญาณอินพุตปนกับสัญญาณรบกวนที่ค่า SNR ทั้งสามระดับ ค่าความเร็วที่วัดได้จากวิธีที่นำเสนอยังคงมีค่าใกล้เคียงกับค่าความเร็วจริง ส่วนค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการในเอกสาร [5] นั้นมีความแปรปรวนจากค่าความเร็วจริง ซึ่งค่าความเร็วที่ได้จากการทดลองนี้สามารถแสดงค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของทั้งสองวิธีได้ในตารางที่ 4.6

**ตารางที่ 4.6** ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวน

ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40 เดซิเบล (%)		ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 30 เดซิเบล (%)		ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 20 เดซิเบล (%)	
วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]
4.00	6.15	4.01	5.95	4.08	7.30

ตารางที่ 4.6 แสดงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวน ที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ในช่วงความเร็ว 20-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง จะเห็นได้ว่าที่สัญญาณรบกวนระดับต่างๆ ค่าความผิดพลาดของวิธีการที่นำเสนอมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 4.03 % ซึ่งค่าน้อยกว่าค่าความผิดพลาดของวิธีการในเอกสาร [5] ที่มีค่าอยู่ที่ 6.67 %

#### 4.8 ผลการทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

จากการนำวิธีการที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้บนบอร์ด STM32F103C8T6 ควบคู่กับจอ LCD ตรวจวัดความเร็วจริงบนท้องถนน โดยการทดลองกำหนดความเร็วของรถยนต์ไว้ที่สามระดับคือ 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง ความเร็วละสามครั้ง จะมีผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ย แสดงได้ดังตารางที่ 4.7

**ตารางที่ 4.7** ผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ยจากการนำวิธีการที่นำเสนอไปตรวจวัดความเร็วจริงบนท้องถนน

ความเร็วจริง (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	วัดครั้งที่ 1		วัดครั้งที่ 2		ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย
	ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	ค่าความผิดพลาด (%)	ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	ค่าความผิดพลาด (%)	
30	32	6.67%	34	13.33%	10.00%
60	63	5.00%	65	8.33%	6.94%
90	86	4.44%	95	5.55%	5.00%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเร็วที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าความเร็วจริงโดยมีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าอยู่ในช่วง 5 – 10 % ซึ่งตัวอย่างผลลัพธ์ค่าความเร็วที่ได้จากการวัดความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ดังรูปที่ 4.20 – 4.22 ตามลำดับ จากรูปที่ได้ 4.20 – 4.22 ค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 32 และ 34 กิโลเมตร/ชั่วโมง ค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 63 และ 65 กิโลเมตร/ชั่วโมง และค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 86 และ 95 กิโลเมตร/ชั่วโมง ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 32 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 34 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.21 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 63 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 65 กิโลเมตร/ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 86 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 95 กิโลเมตร/ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวัดความเร็วรถยนต์ด้วยเรดาร์ระยะสั้นด้วยการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยการทำงานของตัวกรองปรับตัวได้แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบนอตช์ โดยโมดูล HB 100 ถูกใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ซึ่งให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณเลียนดอปเพลอร์ สัญญาณ ดอปเพลอร์ที่ถูกบันทึกที่การตรวจจับรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่างๆ ซึ่งมีขนาดไม่คงที่จะถูกกรองผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูง จากนั้นสัญญาณดอปเพลอร์ถูกป้อนผ่านวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ทำให้ได้สัญญาณรูปไซน์ขนาดคงที่หนึ่งหน่วย สัญญาณดอปเพลอร์ที่ถูกปรับขนาดจะถูกประมาณค่าความถี่ดอปเพลอร์ด้วยการประมาณค่าความถี่ทางอ้อม ซึ่งค่าเอาต์พุตจากการประมาณค่าความถี่ที่ได้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการคำนวณค่าความเร็ว โดยค่าความเร็วจะถูกคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์ของความถี่ดอปเพลอร์และความเร็ว

เมื่อนำวิธีที่นำเสนอไปเปรียบเทียบกับวิธีการวัดความเร็วของเรดาร์ระยะสั้นที่นำเสนอโดย สุขรักษ์ แซ่เจี๋ย [5] แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองวัดความเร็วที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงกว่าในด้านความแม่นยำ อีกทั้งผลการทดสอบประสิทธิภาพความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนของทั้งสองระบบก็แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีประสิทธิภาพในการค้นหาความเร็วมากกว่าวิธีการในเอกสาร [5]

### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลอง ในวิทยานิพนธ์ทำการเลือกช่วงสัญญาณด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้น (Threshold) ของทุกความถี่ที่ค่าเดียวกันเนื่องจากสัญญาณที่บันทึกนั้นเริ่มต้นเก็บในระยะเวลาที่เท่ากัน ทำให้ช่วงขนาดสัญญาณเริ่มต้นของสัญญาณดอปเพลอร์มีขนาดใกล้เคียงกัน จึงทำให้ใช้ค่า Threshold เดียวกันได้ แต่ถ้าในกรณีทำไปวัดที่ระยะต่างกันก็อาจต้องกำหนดค่า Threshold ใหม่เพื่อใช้ในการเลือกสัญญาณ ซึ่งอาจแก้ปัญหาได้ด้วยการเก็บสัญญาณรอบข้างมาพิจารณาถึงสัญญาณที่อยู่แวดล้อมกับตอนบันทึกสัญญาณด้วย เมื่อเลือกช่วงที่เป็นสัญญาณได้ถูกต้องก็ได้คำนวณค่าความเร็วที่แม่นยำตามไปด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] [Online]. Available : <http://service.nso.go.th/nso/web/statseries/statseries21.html>
- [2] L. Fengliang, L. Ling, L. Yuxing, G. Junxiang, “A new doppler radar of Velocity measuring at millimeter waves,” **Proc. Int. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technology**, 1998.
- [3] H. Eugin, O. Woojin, L. Jong-Hun, “Multi-target detection algorithm for FMCW radar,” **IEEE Radar Conf.**, pp.338-341, 2012.
- [4] S. Minki, L. Jinsoo, Sh. Dong-Joon, “The velocity and range detection using the 2D- FFT scheme for automotive radars,” **IEEE Int. Conf. Network Infrastructure and Digital Content**, pp.507-510, 2014.
- [5] S. Saechia, P. Chinakaew, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, “A New Instantaneous-Velocity Measurement Method for CW Short Range Radar System,” **Int. Symp. Multimedia and Communication Technology**, pp.137-143, August 31 – September 2, 2016.
- [6] G. Richard, **Radar System Performance Modeling**, Artech House, USA, 2005.
- [7] S. Saechia, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, “A new FM demodulation based on SAGC scheme,” **Int. Symp. Multimedia and Communication Technology**, pp. 53-56, September 2015.
- [8] ราชู พันธุ์ฉลาด. “อะแดปทีฟอัลกอริทึมสำหรับ IIR นอตช์ฟิลเตอร์ด้วยวิธีเกรเดียนต์และการประยุกต์ใช้งาน” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543.
- [9] R. Punalard, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, “Indirect frequency estimation based on second-order adaptive FIR notch filter,” **Signal Processing**, vol. 89, Issue 7, pp.1428-1435, July 2009.
- [10] H.C. So, Adaptive algorithm for direct estimation of sinusoidal frequency, **Electron. Lett.** 36 (8) (2000) 759–760.
- [11] D. M. Badger, “Stability of AGC circuits containing peak detectors,” **IEEE Trans. Consum. Electron.**, vol. 38, pp. 377–383, Aug. 1992.
- [12] J. P. Alegre, B. Calvo, “A Fast Compact CMOS Feedforward Automatic Gain Control Circuit”, **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, 2008.

- [13] F. A. Mughal, F. Sultan, M. Imran, “Wide Dynamic Range Automatic Gain Control Using Feed Forward and Backward Technique”, **International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology**, 2013.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โค้ดของวิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอด้วยโปรแกรมแมทแลป

```

close all
clear all
Fs=8000;
mew=0.1;
n=1000/8000;
name='NF60_1.mat';
load(name)
y=y-mean(y);
t=linspace(0,n,n*8000);
yst=find(abs(y)>=0.01);
data1=(y(yst(1):yst(1)+1000-1));

subplot(3,1,1);plot(data1);
lp_cutoff =1800;
[bl,al] = butter(4, lp_cutoff/(Fs/2), 'low');
pre = filter(bl, al, data1);

tc=t;
fdsig=diff(pre)./diff(tc);
fdsig=[fdsig 0];
sdsig=diff(pre,2)./(diff(tc(1:length(tc)-1))).^2;
sdsig=[sdsig 0 0];
xsqfd=fdsig.^2;
xmul=pre.*sdsig;
y=xsqfd-xmul;
sq=sqrt(y);
sagc=fdsig./sq;

output =real(sagc);

```

```
output(end)=0;
```

```
a(3)=0;
```

```
x=output;
```

```
subplot(3,1,2);plot(x);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
for k=3:length(x)-1
```

```
    e(k) = x(k)+a(k)*x(k-1)+x(k-2);
```

```
    a(k+1) = a(k)-mew*e(k)*(x(k-1)-a(k)*x(k));
```

```
end
```

```
ran=100;
```

```
for nn=1:length(a)-ran
```

```
    m(nn) = (a(nn+ran)-a(nn))/ran;
```

```
end
```

```
stm=find(abs(m)<0.00001);
```

```
ro=round(stm,-2);
```

```
mo=mode(ro);
```

```
ps=find(ro==mo);
```

```
firt=(stm(ps(1)));
```

```
avalue=mean(a(firt:firt+ran))
```

```
v=(1/0.0444)*(acos(-avalue/2))*18/5
```

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	พรรณิภา จินะแก้ว
วัน เดือน ปีเกิด	31 สิงหาคม 2537
ประวัติการศึกษา	2560 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความสนใจเฉพาะด้าน	Signal Processing Circuit Design Data Analysis



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดความเร็วรถยนต์โดยการประมาณค่าความถี่ของเรดาร์ระยะสั้นด้วย  
ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ และ SAGC

CAR VELOCITY MEASUREMENT USING FREQUENCY ESTIMATION OF  
SHORT RANGE RADAR BASED ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC



พรรณีภา จินะแก้ว  
PANNIPA CHINAKAEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-M-010-145

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY ESTIMATION OF SHORT RANGE RADAR USING  
ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC FOR VELOCITY DETECTION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2018  
KMITL-2018-EN-M-010-145

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวัดความเร็วรถยนต์โดยการประมาณค่าความถี่ของเรดาร์ระยะสั้นด้วยตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ และ SAGC
นักศึกษา	นางสาวพรรณนิภา จินะแก้ว
รหัสประจำตัว	60601132
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการวัดค่าความเร็วรถยนต์ด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องระยะสั้น โดยอาศัยวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ร่วมกับการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมด้วยตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ โดยอาศัยโมดูล HB 100 สัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้จากการเคลื่อนที่ผ่านของรถยนต์จะถูกนำมาผ่านวงจรขยายที่มีอัตราขยาย 200 เท่า แล้วป้อนเข้าสู่คอมพิวเตอร์ผ่านทางการ์ดเสียงด้วยความถี่สุ่ม 8000 เฮิรตซ์ สัญญาณดังกล่าวถูกนำไปประมวลผลด้วยตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเพื่อปรับสัญญาณให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วย จากนั้นจึงไปผ่านการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ ค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้จะถูกแปลงเป็นค่าความเร็วของรถยนต์ ขั้นตอนทั้งหมดของวิธีการที่นำเสนอใช้นี้ใช้การประมวลผลทางซอฟต์แวร์ด้วยโปรแกรมแมทแลป ทำให้ได้ระบบที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ความแม่นยำที่ดีกว่า และมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการในเอกสาร [5] โดยค่าความผิดพลาดของวิธีการที่นำเสนออยู่ที่ 4.03 % ซึ่งค่าน้อยกว่าค่าความผิดพลาดของวิธีการที่ในเอกสาร [5] ที่มีค่าอยู่ที่ 6.67 %

<b>Thesis</b>	CAR VELOCITY MEASUREMENT USING FREQUENCY ESTIMATION OF SHORT RANGE RADAR BASED ADAPTIVE FIR NOTCH FILTER AND SAGC
<b>Student</b>	Ms.Pannipa Chinakaew
<b>Student ID.</b>	60601132
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2018
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Paramote Wardkein

## ABSTRACT

This research proposes the car velocity measurement of short range radar using a sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) and indirect frequency estimation (IFE) based adaptive FIR notch filter. By using a HB 100 module, Doppler signal produced by the moving object is amplified by a 200-times-gain amplifier. Then this signal is fed to a laptop through a sound card whose sampling frequency is 8000 Hz. The signal is processed by the SAGC scheme to amplify the amplitude of the signal to be unity. Later, the frequency estimation process is achieved by indirect frequency estimation based on adaptive FIR notch filter. After that, the resulting frequency is converted to velocity of car. All procedures in this work are processed by MATLAB program. The proposed system is thus low complexity, and provides better precision and signal to noise compared with the method proposed by [5]. The error of proposed method is 4.03 % less than the error of the method proposed by [5] which is 6.67 %.

## กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบพระคุณ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า รวมถึง รศ.ดร.จิรสุดา โกษิยาภรณ์ สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือในการเขียนบทความตีพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เล่มนี้

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบคุณแต่บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่ให้อำลังใจและการสนับสนุน

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบคุณ คุณศักรินทร์ สินไชยที่ช่วยเหลือข้าพเจ้าในช่วงเวลาที่ข้าพเจ้าประสบกับปัญหา และขอบคุณเพื่อนๆ ทุกท่านที่คอยช่วยเหลือในด้านต่างๆ ทั้งเรื่องงานและความบันเทิง

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พรรณิภา จินะแก้ว

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	1
1.4 ขอบเขตการศึกษา.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์.....	4
2.3 ระบบเรดาร์.....	9
2.3.1 พัลส์เรดาร์.....	10
2.3.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง.....	11
2.4 วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ.....	13
2.5 ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข.....	17
2.5.1 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	17
2.5.2 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด.....	18
2.6 สหสัมพันธ์.....	18
2.6.1 อัตตสหสัมพันธ์.....	18
2.6.2 สหสัมพันธ์ไขว้.....	19
2.7 ตัวกรองปรับตัวได้.....	19
2.7.1 โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้พื้นฐาน.....	19
2.7.2 ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์.....	21

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8 การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบ ความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	22
บทที่ 3 การออกแบบและการจัดทำวิทยานิพนธ์.....	26
3.1 กล่าวนำ.....	26
3.2 การออกแบบการเก็บสัญญาณ.....	27
3.2.1 การใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ HB 100 ร่วมกับวงจรถ่าย.....	27
3.2.2 การเก็บสัญญาณต่อปเลเตอร์ผ่านการ์ดเสียง.....	30
3.3 การออกแบบระบบการประมวลผลสัญญาณ.....	33
3.3.1 การเลือกช่วงสัญญาณ.....	34
3.3.2 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล.....	34
3.3.3 การประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ต่อปเลเตอร์ในการวัด ความเร็ว.....	38
3.4 การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด.....	41
3.5 การทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้อง ถนน.....	43
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	45
4.1 กล่าวนำ.....	45
4.2 ผลการวัดสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์จากวงจรถ่าย.....	45
4.3 ผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์.....	46
4.4 ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลื่อนต่อปเลเตอร์เพื่อหา ความเร็ว.....	48
4.4.1 ผลการทดลองการเลือกช่วงสัญญาณ.....	48
4.4.2 ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล.....	50
4.4.3 ผลการทดลองการประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ ต่อปเลเตอร์ในการวัดความเร็ว.....	52
4.5 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ.....	55
4.6 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็ว ที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation [5].....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด.....	59
4.7.1 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปน สัญญาณรบกวน.....	59
4.7.2 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวน.....	60
4.8 ผลการทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บน ท้องถนน.....	62
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	65
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	65
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก.....	68
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	71
ประวัติผู้เขียน.....	77

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต $a$ .....	53
4.2	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต $a$ จากการทดลอง.....	54
4.3	ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้ สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน.....	59
4.4	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน.....	60
4.5	ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้ สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน.....	61
4.6	ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน.....	62
4.7	ผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ยจากการนำวิธีการที่นำเสนอไปตรวจวัด ความเร็วจริงบนท้องถนน.....	62

## สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	แหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกตอยู่นิ่ง.....	4
2.2	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง.....	5
2.3	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง.....	5
2.4	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่ง	6
2.5	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่ง.....	6
2.6	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากัน.....	7
2.7	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตาม.....	8
2.8	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกัน.....	8
2.9	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกัน....	9
2.10	การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์.....	9
2.11	การทำงานของระบบเรดาร์.....	10
2.12	ระบบเรดาร์.....	10
2.13	สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระบบพัลส์เรดาร์.....	11
2.14	หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์.....	11
2.15	บล็อกไดอะแกรมของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่าย.....	12
2.16	บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรดาร์ FMCW.....	13
2.17	วงจรการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC.....	14
2.18	วงจรรอกล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN.....	14
2.19	Wide Dynamic Range Automatic Gain Control Using Feed Forward and Backward Technique.....	15
2.20	บล็อกไดอะแกรมของ SAGC.....	16
2.21	บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานตัวกรองปรับตัวได้ (Wiener's Structure).....	19
2.22	บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่.....	22
2.23	ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ $ H(e^{j\omega}) $ เมื่อเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ $a$ .....	23
3.1	การตรวจจับการเคลื่อนที่ด้วยโมดูล HB 100.....	26
3.2	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ.....	26
3.3	โมดูล HB100.....	27
3.4	มุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล.....	27
3.5	วงจรรขยายคอมมอนอิมิตเตอร์.....	28

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 โมดูล HB100 เชื่อมต่อกับวงจรขยาย.....	29
3.7 การเชื่อมต่อโมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย.....	30
3.8 การเก็บสัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ผ่านการดเสียงของแลปท็อบ.....	31
3.9 โพล์วชาร์ตสำหรับการเก็บสัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์.....	32
3.10 การสุ่มตัวอย่าง.....	33
3.11 จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดของการควอนไทซ์.....	33
3.12 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	35
3.13 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC.....	35
3.14 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแลป.....	38
3.15 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่.....	39
3.16 การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดความเร็ว.....	44
3.17 การตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน.....	44
4.1 ผลของวงจขยายของสัญญาณคลื่นรูปไซน์.....	45
4.2 ผลของวงจขยายของสัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์.....	46
4.3 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.4 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.5 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	47
4.6 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล.....	49
4.7 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล.....	49
4.8 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุด ข้อมูล.....	49
4.9 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการ เตรียมสัญญาณ.....	50
4.10 สัญญาณเลื่อนตอปเพลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการ เตรียมสัญญาณ.....	51

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 สัญญาณเตือนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ.....	51
4.12 ค่าเอาต์พุต $a$ ของสัญญาณเตือนดอปเพลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	52
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่.....	53
4.14 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่กรณีการทดลองกับผลทางทฤษฎี.....	54
4.15 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต $a$ .....	56
4.16 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต $a$ .....	56
4.17 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร $a$ และความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเพลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน.....	57
4.18 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีมอดูเลต.....	58
4.19 สัญญาณดอปเพลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีมอดูเลต.....	58
4.20 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	63
4.21 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	63
4.22 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง.....	64

## บทที่ 2

# หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

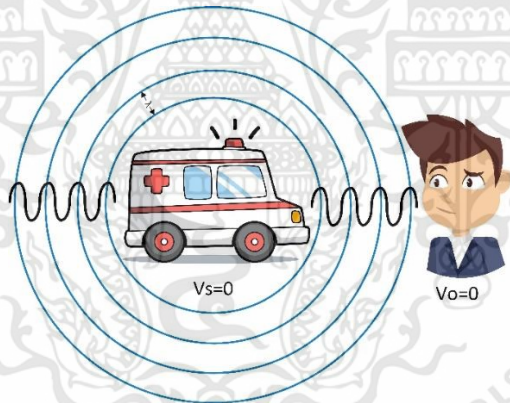
### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยมีเนื้อหาเกี่ยวกับ ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ระบบเรดาร์ วิธีการควบคุมอัตราขยายคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข สหสัมพันธ์ ตัวกรองปรับตัวได้ และการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ โดยอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้

### 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกต (ผู้ฟัง) ทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความถี่ไม่เท่ากับความถี่เสียงที่แหล่งกำเนิดเสียงให้ออกมา แต่ถ้าทั้งแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตไม่มีการเคลื่อนที่ก็จะไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น แสดงได้ดังรูปที่

2.1



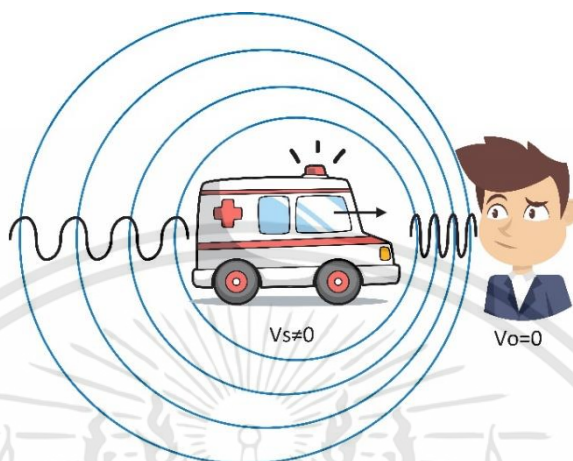
รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกตอยู่นิ่ง

จากรูปที่ 2.1 เมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่นิ่ง (ความเร็วของแหล่งกำเนิด ( $V_s$ ) และความเร็วของผู้สังเกต ( $V_o$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์) จะเห็นได้ว่าไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น ผู้ฟังได้ยินเสียงที่มีความถี่เท่ากับความเร็วของแหล่งกำเนิด

ในส่วนของการเกิดดอปเปลอร์นั้นจะเกิดขึ้นเมื่อแหล่งกำเนิดหรือผู้สังเกตมีการเคลื่อนที่ แบ่งได้เป็นกรณีดังนี้

1. กรณีที่ผู้สังเกตอยู่นิ่ง-แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

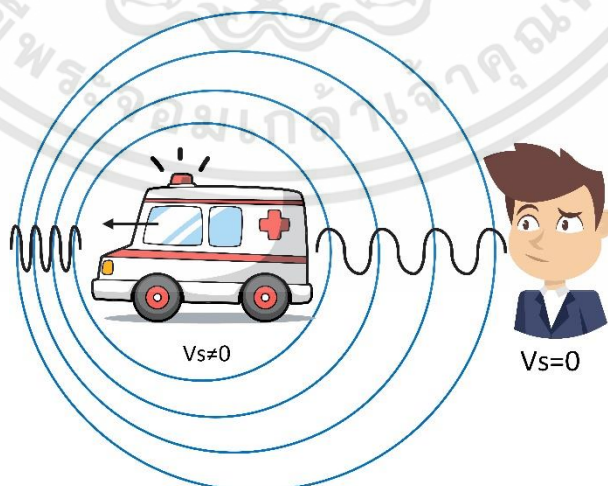
ในกรณีนี้เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความยาวคลื่นน้อยลงและความถี่สูงขึ้นกว่าที่แหล่งกำเนิดปล่อยออกมาแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 และความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.1



รูปที่ 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

$$f_o = \left( \frac{v}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.1)$$

เมื่อ  $f_o$  คือความถี่เสียงที่ปรากฏต่อผู้ฟัง  $f_s$  คือความถี่เสียงของแหล่งกำเนิด  $v$  คืออัตราเร็วเสียงในอากาศ  $v_o$  คืออัตราเร็วของผู้ฟังเสียง และ  $v_s$  คืออัตราเร็วของแหล่งกำเนิดเสียง และเมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงเสียงที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นและความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงปล่อยออกมานั่นเอง ปรากฏการณ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.2



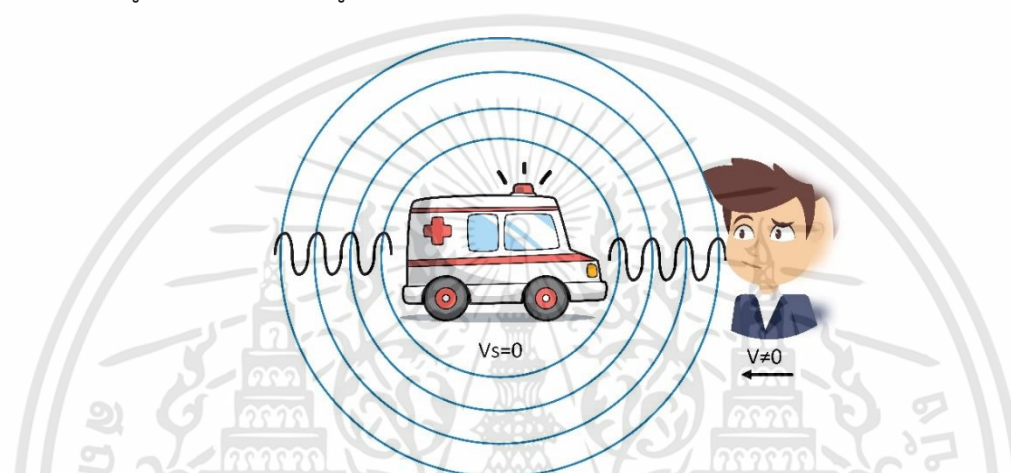
รูปที่ 2.3 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.2)$$

## 2. กรณีที่ผู้สังเกตเคลื่อนที่-แหล่งกำเนิดอยู่นิ่ง

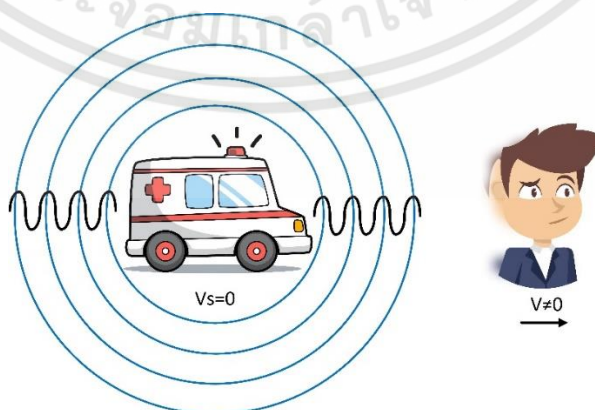
ในกรณีนี้เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่งจะทำให้รับคลื่นได้จำนวนมากกว่าเมื่อผู้สังเกตอยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.3



รูปที่ 2.4 ปรัชการณณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่ง

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v} \right) f_s \quad (2.3)$$

และเมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่งจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่อผู้สังเกตอยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.4



รูปที่ 2.5 ปรัชการณณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่ง

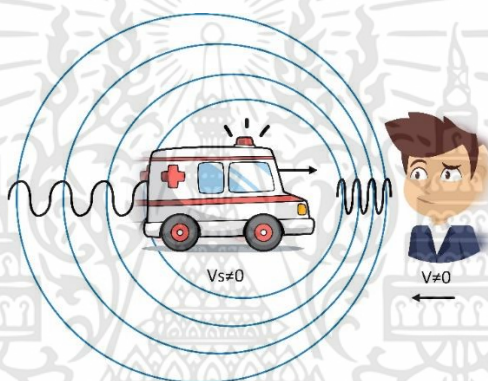
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v} \right) f_s \quad (2.4)$$

### 3. กรณีที่ผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

ในกรณีนี้แบ่งได้เป็นการเคลื่อนที่เข้าหากัน เคลื่อนที่ออกจากกัน หรือเคลื่อนที่ตามกันไป โดยสังเกตได้ว่าเมื่อเวลาผ่านไปแล้วแหล่งกำเนิดกับผู้ฟังมีระยะห่างกันน้อยลงแสดงว่าผู้ฟังจะได้ยินเสียงที่มีความถี่สูงขึ้น ในทางตรงข้ามก็จะได้ยินเสียงที่มีความถี่ต่ำลง

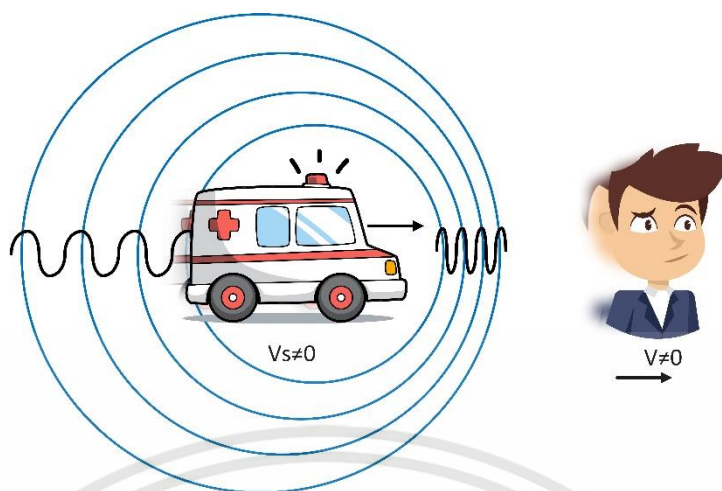
ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.5



รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.5)$$

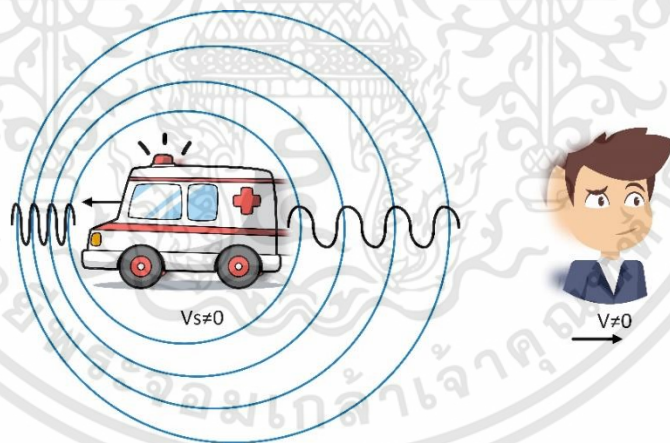
ถ้าผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตามจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.6



รูปที่ 2.7 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตาม

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.6)$$

ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.7

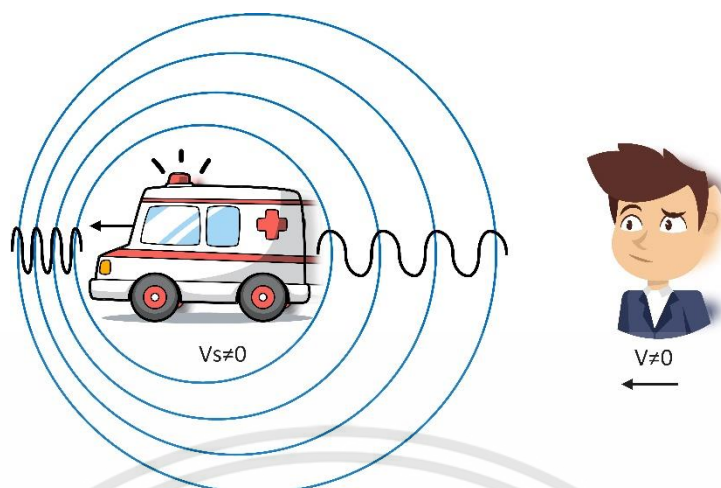


รูปที่ 2.8 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.7)$$

ถ้าผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.8

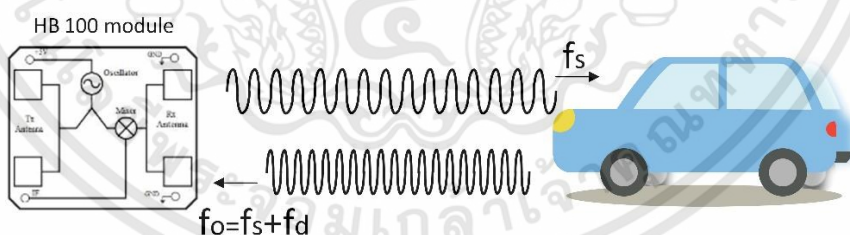
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.8)$$

ในส่วนของการวัดความเร็วด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง โมดูล HB100 ซึ่งเป็นโมดูลสำหรับตรวจจับการเคลื่อนไหวจะถูกใช้เป็นตัวส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องความถี่คงที่  $f_s$  ออกจากสายอากาศส่ง (แหล่งกำเนิด) เพื่อตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถ (ผู้สังเกต) ความถี่ของสัญญาณที่ผู้สังเกตได้รับ ( $f_o$ ) จะมีความถี่สูงขึ้นเนื่องจากการความถี่ดอปเพลอร์ ( $f_d$ ) และสัญญาณนี้จะถูกสะท้อนกลับไปยังสายอากาศรับสัญญาณของโมดูลและนำไปใช้หาค่าความเร็วของรถยนต์ต่อไป การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์แสดงได้ดังรูปที่ 2.10



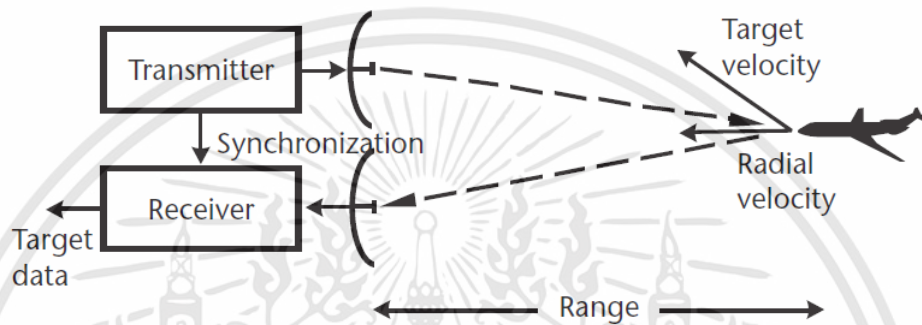
รูปที่ 2.10 การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์

## 2.3 ระบบเรดาร์

เรดาร์ (RADAR : Radio Detection and Ranging) เป็นระบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการตรวจจับและตำแหน่งของวัตถุ [6] เช่น เรือบรรทุก อากาศยาน คน ยานพาหนะ และสภาพแวดล้อมทางธรรมชาติ โดยการส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปและรับสัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุ การพัฒนาเทคโนโลยีเรดาร์เริ่มต้นสมัยสงครามโลกครั้งที่สอง ซึ่งใช้สำหรับตรวจจับวัตถุของฝ่ายตรง

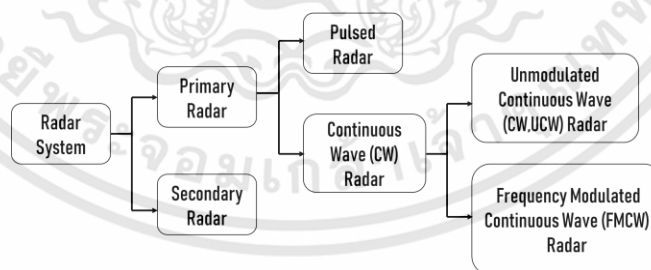
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้ามเช่นเครื่องบินหรือวัตถุระเบิด ต่อมาได้มีการนำเรดาร์ไปใช้ในงานหลากหลายด้านอาทิเช่น ด้าน การทหาร การพยากรณ์อากาศ การสำรวจระยะไกล (Remote Sensing) การควบคุมการจราจรทาง อากาศ (Air Traffic control) และการบังคับใช้กฎหมายและความปลอดภัยบนทางหลวง เป็นต้น รูปแบบพื้นฐานของการทำงานของระบบเรดาร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 จากรูปที่ 2.11 ที่ภาคส่ง (Transmitter) สัญญาณไมโครเวฟจะถูกส่งออกจากสายอากาศส่งไปยังวัตถุและรับสัญญาณสะท้อน กลับ (Echo signal) ด้วยสายอากาศทางฝั่งภาครับ



รูปที่ 2.11 การทำงานของระบบเรดาร์

ระบบเรดาร์แบ่งออกเป็นสองชนิดแสดงในรูปที่ 2.12 คือระบบเรดาร์ปฐมภูมิ (Primary Radar) และระบบเรดาร์ทุติยภูมิ (Secondary Radar) การทำงานของเรดาร์ปฐมภูมิจะส่งสัญญาณความถี่สูง และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุ ซึ่งมีความแตกต่างจากระบบเรดาร์ทุติยภูมิที่ต้องมี transponder เพื่อส่งสัญญาณกลับมายังเครื่องรับ โดยระบบเรดาร์ปฐมภูมิสามารถแบ่งได้เป็นสอง แบบคือเรดาร์พัลส์และเรดาร์คลื่นต่อเนื่องซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้



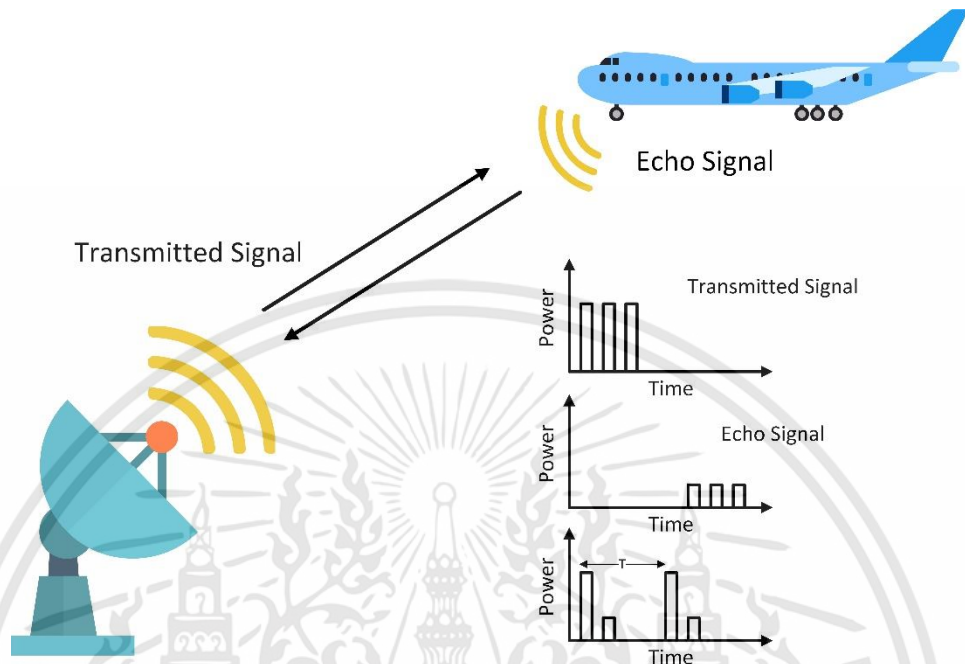
รูปที่ 2.12 ระบบเรดาร์

### 2.3.1 พัลส์เรดาร์ (Pulse RADAR)

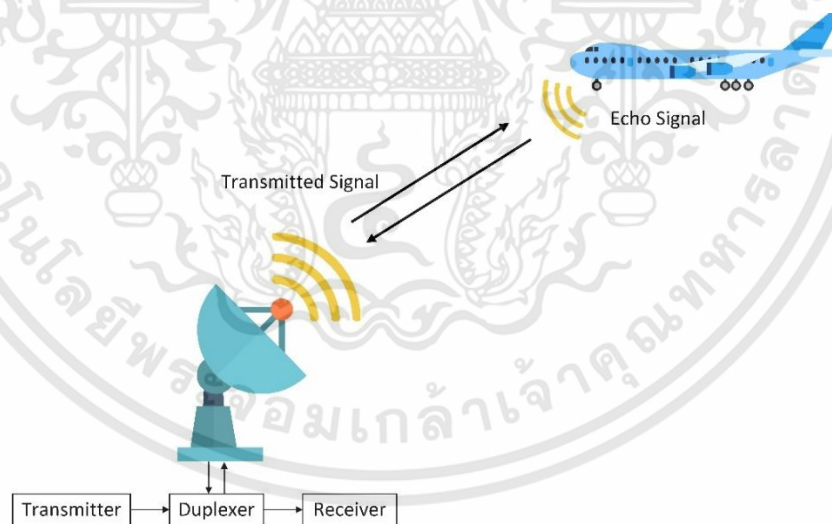
การสื่อสารของพัลส์เรดาร์สามารถทำได้โดยอาศัยการส่งสัญญาณเป็นช่วงเวลาสั้นๆ เป็นชุด คล้ายกับสัญญาณอิมพัลส์เรียงกันจนเป็นสัญญาณต่อเนื่องดังรูปที่ 2.13 ซึ่งระยะทางสามารถคำนวณ ได้จากการพิจารณาระยะเวลาที่หน่วงออกไปจากสัญญาณที่ส่งและสัญญาณสะท้อนจากวัตถุกลับมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่หลักการทำงานของเรดาร์ชนิดนี้อาศัยสายอากาศเพียงต้นเดียวในการรับส่งสัญญาณและใช้วงจร Duplexer ในการแยกสัญญาณที่ส่งและรับออกจากกันดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระบบพัลส์เรดาร์



รูปที่ 2.14 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์

### 2.3.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง (Continuous-wave RADAR : CW)

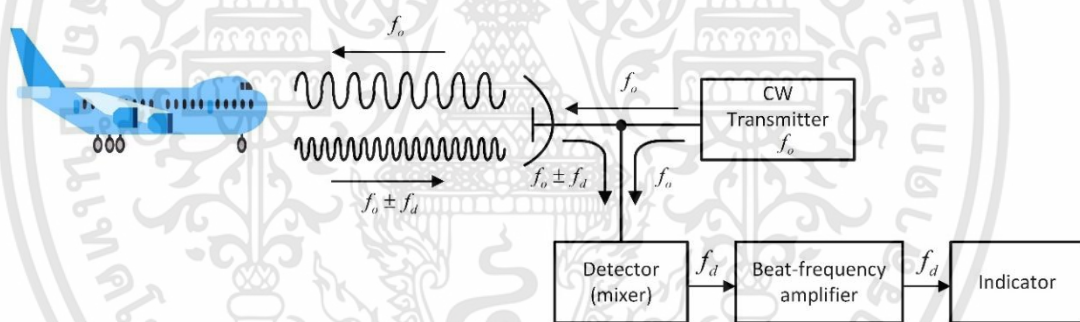
การทำงานของระบบเรดาร์คลื่นต่อเนื่องเริ่มต้นด้วยระบบทำการส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องออกไป และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่เคลื่อนที่ซึ่งเป็นสัญญาณการเลื่อนตอปเปลอร์ (Doppler shift)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องมีสองรูปแบบคือเรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (Unmodulated CW) และเรดาร์แบบใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

### 2.3.2.1 เรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (UCW, CW)

เรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่ายแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.15 โดยภาคส่งจะสร้างสัญญาณความถี่  $f_o$  อย่างต่อเนื่องส่งออกทางสายอากาศส่ง เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนที่ของวัตถุได้ สัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุจะถูกรับโดยสายอากาศฝั่งรับ ถ้าวัตถุเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสัมพัทธ์  $v_r$  กับเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับจะถูกเลื่อนความถี่จากความถี่ส่งไป  $\pm f_d$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.9 เครื่องหมายบวกของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นลดลงหรือวัตถุเคลื่อนที่เข้าหาเรดาร์ ส่วนเครื่องหมายลบของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นเพิ่มขึ้นหรือวัตถุเคลื่อนที่ของออกห่างจากเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับที่รับได้ที่ความถี่  $f_o \pm f_d$  ถูกรับเข้าผ่านทางสายอากาศและผ่านการตรวจจับแบบเฮเทอโรไดน์ในมิกเซอร์ (mixer) ด้วยความถี่ส่ง  $f_o$  เพื่อตรวจจับบีตของความถี่ดอปเปลอร์  $f_d$  และเครื่องหมายของความถี่ดอปเปลอร์จะถูกกำจัดในกระบวนการนี้



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.15 ตัวขยายมีเพื่อกำจัดสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่หยุดนิ่งและขยายสัญญาณดอปเปลอร์ที่รับได้ให้อยู่ในระดับที่ประมวลผลได้

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v_r f_o}{c} \quad (2.9)$$

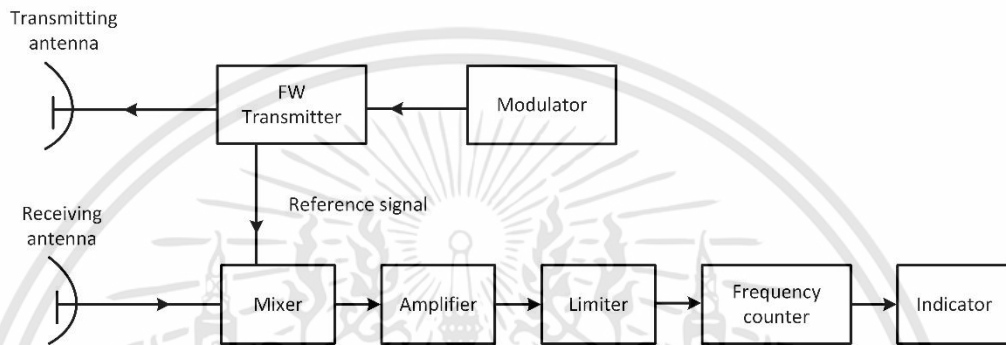
เรดาร์คลื่นต่อเนื่องชนิดนี้มักถูกนำไปใช้ในการตรวจจับความเร็วของวัตถุ แต่มีข้อจำกัดคือไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้เนื่องจากไม่สามารถหาเวลาการทำงานของเรดาร์ได้

### 2.3.2.2 เรดาร์ที่ใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW)

เนื่องจากข้อจำกัดของเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง CW ที่ไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้ซึ่งเกี่ยวข้องกับแถบความถี่ (spectrum) ที่แคบของรูปแบบคลื่นที่ใช้ส่ง ตัวจับเวลา (Timing mark) จึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกนำมาใช้กับตัวพาดเรตาร์คลื่นต่อเนื่องในการใช้วัดระยะทาง ตัวจับเวลาจะรับรู้เวลาของการส่งและเวลาของการสะท้อนกลับ ดังนั้นแถบความถี่ของสัญญาณส่งเรตาร์คลื่นต่อเนื่องจึงถูกขยายด้วยการประยุกต์ใช้การมอดูเลต โดยวิธีการที่ได้รับความนิยมคือการใช้การมอดูเลตทางความถี่

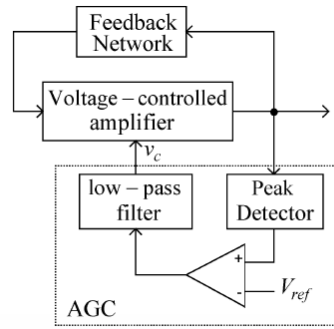
บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW ถูกแสดงในรูปที่ 2.16 ส่วนของสัญญาณส่งจะกระทำตัวเหมือนสัญญาณอ้างอิงในการสร้างความถี่บีต (beat frequency) เพื่อใช้ในการหาระยะทาง



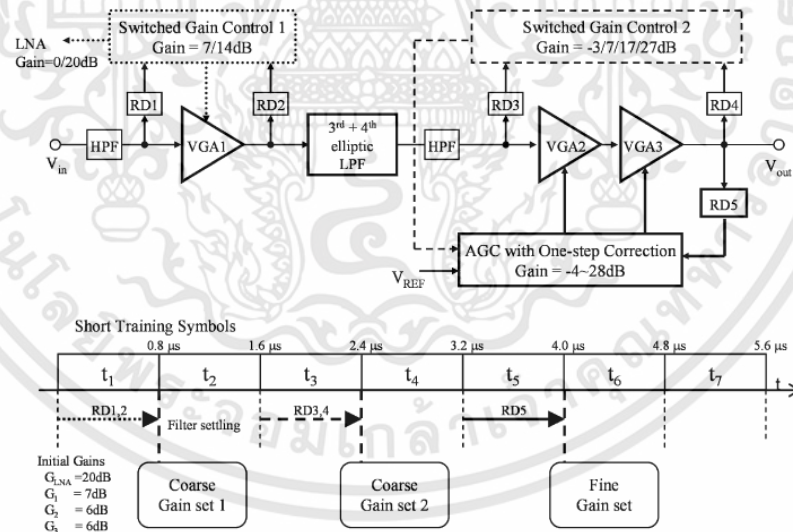
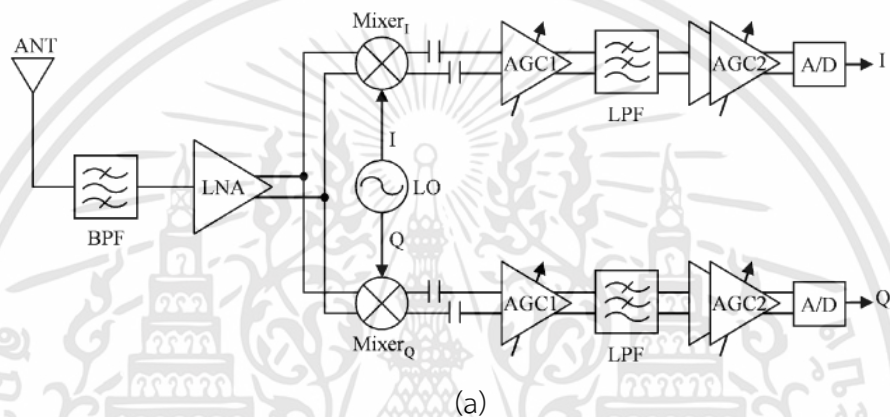
รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW

## 2.4 วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

ระบบ AGC เป็นระบบที่ใช้ในการรักษาเสถียรภาพของระดับสัญญาณเอาต์พุตให้มีขนาดคงที่ โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณอินพุต ระบบ AGC ได้มีการประยุกต์ใช้งานครั้งแรกในระบบของวิทยุสื่อสารเพื่อปรับระดับของสัญญาณเอาต์พุตของระบบให้คงที่ และวงจร AGC ถูกออกแบบขึ้นมาใช้งานในอุปกรณ์และระบบต่างๆ เช่น ในระบบเรดาร์, ระบบโซนาร์, เครื่องรับแบบ WLAN หรือระบบวงจรไฟฟ้าอื่นๆ ซึ่งโครงสร้างของระบบ AGC มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ที่จะนำไปใช้งาน โครงสร้างของระบบ AGC ในรูปแบบต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.17 – 2.19 จากรูปที่ 2.17 แสดงวงจรการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC ซึ่งประกอบด้วยวิธีการ AGC กับการตรวจจับค่าขนาดเฉลี่ย โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณที่สร้างถูกตรวจจับและควบคุมด้วยวงจร peak detector วงจรเปรียบเทียบ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และตัวขยายค่าระดับสัญญาณ (voltage-controlled amplifier) [11] โครงสร้างหลักๆ จะประกอบไปด้วย วงจรสามส่วน คือ variable gain control (VGA), detector และ comparator โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุต  $V_{in}$  จะถูกขยายด้วยวงจร VGA ที่ค่าเกณฑ์ถูกควบคุมโดยสัญญาณ  $V_c$  เพื่อที่จะปรับค่าขนาดของสัญญาณ  $V_{out}$  ให้เหมาะสม โดยวงจร peak detector จะทำหน้าที่ในการตรวจจับค่าระดับสัญญาณ  $V_{out}$  แล้วนำมาเปรียบเทียบกับค่า  $V_{ref}$  และถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณ  $V_c$  กลับมาควบคุมค่าเกณฑ์ของวงจรอีกครั้ง



รูปที่ 2.17 วงจรการสร้างตัวกำเนิตสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC



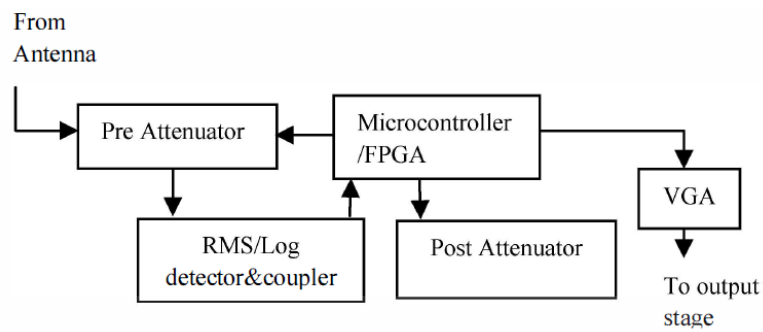
(b)

รูปที่ 2.18 วงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN

(a) สถาปัตยกรรมของเครื่องรับแบบ WLAN

(b) สถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC

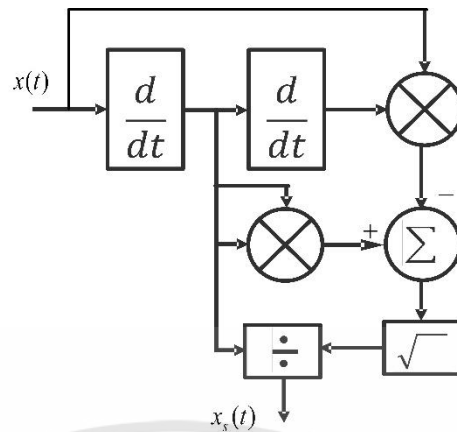
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้างโดยใช้วิธีการแบบป้อนไปข้างหน้า และแบบป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.18 แสดงวงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN [12] โดยรูปที่ 2.24 (a) แสดงเครื่องรับแบบ WLAN ซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน (bandpass filter), วงจร low noise amplifier (LNA), มิกเซอร์ (mixer), ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filters, วงจร AGC amplifiers และวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล analog-to-digital (A/D) converters และในรูปที่ 2.24 (b) แสดงสถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC ที่ใช้ในเครื่องรับแบบ WLAN ในรูป 2.24 (a) และรูปที่ 2.25 แสดงวิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้าง [13] ที่ประกอบด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีวงจร ADC, วงจรลดทอนสัญญาณก่อนและหลัง, variable gain control (VGA) และ RMS detector งานนี้เกี่ยวกับการใช้อัลกอริทึมซอฟต์แวร์ของวิธีการ AGC ให้มีไดนามิก ช่วงการควบคุมกว้าง กลไกที่นำเสนอประกอบไปด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ในตัว ADC, ตัวลดทอน สัญญาณก่อนและหลัง, VGA และเครื่องตรวจจับ RMS โดยปกติเครื่องตรวจจับ RMS สามารถใช้ได้ กับช่วงการควบคุมแบบไดนามิก จำกัด 50-55 dB นั่นคือตั้งแต่ -10 ถึง -60 dBm หรือ -30 ถึง -80 dBm

ปี ค.ศ. 2005 งานวิจัยเรื่องวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (Sinusoidal Automatic Gain Control : SAGC) ถูกนำเสนอโดยสุซุริซึ แซ่เจีย [7] ซึ่งวิธีการนี้เป็น วิธีการที่ใช้ปรับขนาดของสัญญาณรูปไซน์ให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยและมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา บล็อกไดอะแกรมของวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 การวิเคราะห์โครงสร้างของวงจร SAGC ทำได้ดังนี้



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC

จากรูปที่ 2.26 ให้  $x(t)$  เป็นสัญญาณอินพุตรูปไซน์

$$x(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.10)$$

เมื่อ  $A$  และ  $\omega$  คือค่าทางขนาดและความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ผลของการทำอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งและสองของ  $x(t)$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A\omega \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.11)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -A\omega^2 \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.12)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 2.11 จะได้สมการที่ 2.13

$$(x'(t))^2 = (A\omega)^2 \cos^2(\omega t + \varphi) \quad (2.13)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ 2.13 ด้วย  $x(t)$  ได้ผลลัพธ์แสดงในสมการที่ 2.14

$$x(t)x''(t) = -(A\omega)^2 \sin^2(\omega t + \varphi) \quad (2.14)$$

นำสมการที่ 2.13 ลบออกด้วยสมการที่ 2.14 แสดงผลลัพธ์ในสมการที่ 2.15

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (A\omega)^2 \quad (2.15)$$

ทำการหารากที่สองของสมการที่ 2.15 สามารถแสดงเป็น

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = |A\omega| \quad (2.16)$$

และหลังจากการหารสมการที่ 2.11 ด้วยสมการที่ 2.16 จะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_s(t) = \cos(\omega t + \varphi) = \sin\left[\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.17 จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณอินพุตที่ถูกปรับให้มีขนาดหนึ่งหน่วยและเฟสเลื่อนไป 90 องศา สำหรับการหาฟังก์ชันส่งผ่านของ SAGC ทำได้โดยการแปลงลาปลาซทั้งสองข้างของสมการที่ 2.17 จะได้ แสดงในสมการที่ 2.18

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega A}\right) \cdot s = jA^{-1} \quad (2.18)$$

ดังนั้น จากสมการที่ 2.18 ฟังก์ชันส่งผ่านของระบบสามารถแสดงในเทอมของขนาดและเฟสดังต่อไปนี้

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (2.19)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

## 2.5 ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข

ตัวกรองสัญญาณเชิงเลข (Digital filter) เป็นตัวกรองที่อาศัยการทำงานของกระบวนการทางคณิตศาสตร์มาใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรอง ตัวกรองเชิงเลขนั้นสามารถแบ่งได้ตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองซึ่งจะสามารถแยกตัวกรองเชิงเลขได้สองลักษณะดังนี้

### 2.5.1 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response Filter : FIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.21

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i x(n-i) \quad (2.21)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตเกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างป้อนไปข้างหน้า (Feed forward) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบไม่มีการวนกลับ (Non-Recursive filter)

### 2.5.2 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response Filter : IIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.22

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M_b-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{M_a-1} a_j y(n-j) \quad (2.22)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_j, b_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M_a, M_b$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต เกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง  $b_i$  รวมกับผลคูณที่ได้จากเอาต์พุตก่อนหน้ากับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง  $a_j$  ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างแบบป้อนกลับ (Feedback) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบวนกลับ (Recursive filter)

## 2.6 สหสัมพันธ์ (Correlation)

สหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่ม คือ การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มตั้งแต่ 2 ตัวแปร หรือชุดของข้อมูล 2 ชุดขึ้นไป โดยทั่วไปแล้วค่าสหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มจะมีหลายชนิด โดยจะขอยกตัวอย่างเฉพาะค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) และสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation)

### 2.6.1 อัตสหสัมพันธ์

อัตสหสัมพันธ์จะอธิบายการประมวลผลสัญญาณหรือหมายถึงการวัดค่าความเหมือน (Similarity) ของสัญญาณปัจจุบันกับสัญญาณก่อนหน้า โดยที่ค่าอัตสหสัมพันธ์มีค่ามากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดได้ล่าสุดมีความเหมือนกับค่าสัญญาณที่วัดได้ก่อนหน้าโดยค่าอัตสหสัมพันธ์จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.23

$$\begin{aligned} R_{xx}[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]x[n+m]) \\ &= E(x[n]x[n+m]) \end{aligned} \quad (2.23)$$

โดยที่  $R_{xx}[m]$  ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$  และ  
 สัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n+m$   
 $x[n]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$   
 $x[n+m]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n+m$

### 2.6.2 สหสัมพันธ์ไขว้

สหสัมพันธ์ไขว้มีลักษณะการวัดที่เหมือนกับค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ แต่จะแตกต่างกันที่สหสัมพันธ์ไขว้นั้นจะใช้วัดความเหมือนของสัญญาณ 2 สัญญาณ โดยที่ถ้าค่าสหสัมพันธ์ไขว้มีค่ามากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดทั้ง 2 สัญญาณมีความเหมือนกันโดยค่าสหสัมพันธ์ไขว้จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.24

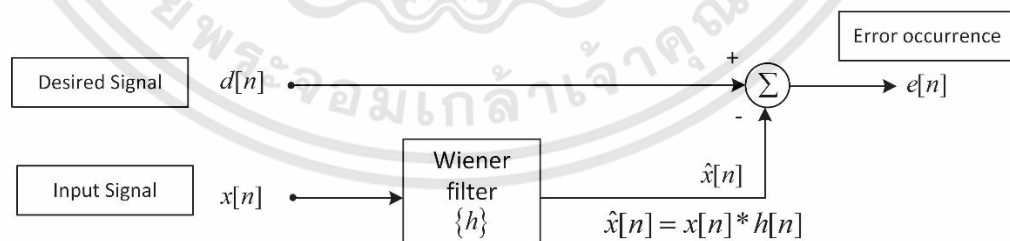
$$\begin{aligned} r_{xy}[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]y[n+m]) \\ &= E(x[n]y[n+m]) \end{aligned} \quad (2.24)$$

โดยที่  $r_{xy}[m]$  ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$  และ  
 สัญญาณ  $y$  ที่เวลา  $n+m$   
 $x[n]$  คือสัญญาณ  $x$  ที่เวลา  $n$   
 $y[n+m]$  คือสัญญาณ  $y$  ที่เวลา  $n+m$

## 2.7 ตัวกรองปรับตัวได้

### 2.7.1 โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้พื้นฐาน

โดยทั่วไปแล้วตัวกรองปรับตัวได้ (Adaptive filter) อาศัยโครงสร้างของวีเนอร์ในการอธิบายการทำงาน โครงสร้างดังกล่าวแสดงในบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานตัวกรองปรับตัวได้ (Wiener's Structure)

โดยที่

$d[n]$  คือสัญญาณที่ต้องการหรือสัญญาณอ้างอิง (Desired signal)  
 $x[n]$  คือสัญญาณอินพุต (Input signal)  
 $h[n]$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ (Wiener filter coefficient)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\hat{x}[n]$  คือสัญญาณที่ถูกประมาณค่าโดยตัวกรองวีเนอร์ (Estimated Signal)  
 $e[n]$  คือค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่ถูกประมาณค่า (Error occurrence)

โดยที่ค่า  $e[n]$  สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ 2.25

$$e[n] = d[n] - \hat{x}[n] \quad (2.25)$$

และค่า  $\hat{x}[n]$  เขียนได้ดังสมการที่ 2.26

$$\hat{x}[n] = x[n] * h[n] \quad (2.26)$$

ซึ่งในการที่จะทำให้ค่า  $e[n]$  มีค่าต่ำที่สุดนั้น  $e[n]$  กับ  $x[n]$  ต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากต่อกัน (Orthogonality) ทำให้ค่าคาดหวัง (Expected Value) ของผลคูณของ  $e[n]$  กับ  $x[n]$  มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.27

$$E(e[n]x[n]) = 0 \quad (2.27)$$

จากนั้นนำสมการที่ 2.26 แทนลงในสมการที่ 2.25 จะได้

$$e[n] = d[n] - x[n] * h[n] \quad (2.28)$$

นำสมการที่ 2.28 แทนลงในสมการที่ 2.27 จะได้

$$E(\{d[n] - x[n] * h[n]\} x[n]) = 0 \quad (2.29)$$

จัดรูปสมการที่ 2.29 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.30

$$E(d[n]x[n]) = h[n] * E(x[n]x[n]) \quad (2.30)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.30 พิจารณาร่วมกับสมการที่ 2.23 และ 2.24 จะได้สมการที่ 2.31

$$r_{dx} = h[n]R_{xx} \quad (2.31)$$

จัดรูปสมการที่ 2.31 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.32

$$h[n] = r_{dx}R_{xx}^{-1} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ 2.31 เมื่อ  $h[n]$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ,  $r_{dx}$  คือค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  กับสัญญาณที่ต้องการ  $d$ ,  $R_{xx}^{-1}$  คือค่าอัตสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  ซึ่งจากสมการนี้แสดงให้เห็นว่าระบบที่มีสถานะที่เหมาะสมที่สุดหรือมีค่าความผิดพลาดต่ำที่สุดนั้น

จะมีค่าของสัมประสิทธิ์ของระบบเท่ากับค่าสหสัมพันธ์แบบไขว้ (cross-correlation) ทหารด้วยค่าอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation)

### 2.7.2 ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (Adaptive Notch Filter: ANF)

ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ถูกนำมาใช้ประมาณสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ไม่ทราบความถี่ซึ่งมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ [8] ถ้าพิจารณาสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่จะเขียนได้ดังสมการคือ

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.33)$$

เมื่อ  $A$  คือขนาดสัญญาณไซน์,  $\theta_d$  คือความถี่ที่ไม่ทราบค่าของสัญญาณอินพุต, และ  $\varphi$  คือตัวแปรสุ่มที่มีคุณสมบัติเป็น IID (independent and identically distributed) และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวนโดยสมมติว่าเป็นอิสระจากสัญญาณรูปไซน์ ทำการป้อนสัญญาณในสมการที่ 2.33 ให้กับตัวกรอง  $H(z)$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรองตามสมการคือ

$$y(z) = H(z)x_s(z) \quad (2.34)$$

จะได้ค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E\{y^2(k)\} = A^2 |H(e^{j\theta})|^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_v(e^{-j\theta}) |H(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (2.35)$$

เมื่อ  $P_v(e^{-j\theta}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{v(k)v(k-m)\}e^{-j\theta m}$  คือความหนาแน่นสเปกตรัม (spectral density) ของการบวนการสุ่ม  $v$

สมมติว่าผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของ  $H(e^{j\theta})$  เป็นดังนี้

$$|H(e^{j\theta})| = \begin{cases} 0, & \theta = \theta_o \text{ and } \theta = -\theta_o \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของตัวกรองแบบนอตช์ (Notch Filter) ในอุดมคติ ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองไปตามวงกลมหนึ่งหน่วยมีค่าเป็น 1 เกือบทุกความถี่ยกเว้นที่  $\theta = \pm\theta_o$  มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่ง  $\theta_o$  เรียกว่าความถี่นอตช์ (notch frequency) และจะได้ว่าค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E[y^2(n)] = \begin{cases} E[v^2(n)], & \theta_o = \theta_d \\ A^2 + E[v^2(n)], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.37)$$

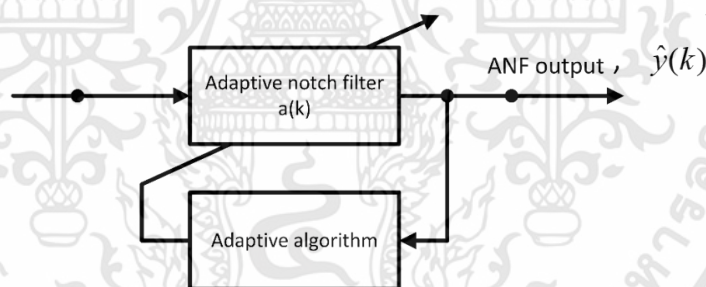
ดังนั้นจะทำให้การรวมผลของค่าคลาดเคลื่อนเอาต์พุต (output error cost function) มีจุดที่ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองมีค่าเป็นศูนย์ (จุดนอตช์) ได้เพียงจุดเดียวคือการทำให้  $\theta_d$  เลื่อนตามความถี่  $\theta_d$  ตัวกรองนี้สามารถสร้างฟังก์ชันส่งผ่านให้เป็นฟังก์ชันแบบเศษส่วนได้โดยการใช้การประมาณแบบ  $L_2$  norm พิจารณาฟังก์ชันต่อไปนี้คือ

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (2.38)$$

เมื่อตัวเศษ  $N(z)$  กำหนดเป็นโพลีโนเมียลในตัวแปร  $z$  อันดับที่สอง มีซีโรที่  $z = e^{\pm j\theta_d}$  และ  $D(z)$  มีโพลอยู่ใกล้กับ  $z = e^{\pm j\theta_d}$

## 2.8 การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Indirect Frequency Estimation using Adaptive FIR Notch Filter)

การประมาณค่าความถี่ทางอ้อม (Indirect frequency estimation: IFE) โดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ [9] โดยให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวปนมากับสัญญาณรบกวน แสดงดังสมการที่ 2.39 และบล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่

จากรูป  $x_s(k)$  คือสัญญาณอินพุต  $\hat{y}(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (ANF)

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.39)$$

เมื่อ  $A$  คือค่าทางขนาดของสัญญาณ,  $\varphi$  คือเฟสของสัญญาณซึ่งมีการกระจายแบบปกติ  $[0, 2\pi]$ ,  $\theta_d$  คือความถี่ของอินพุตหรือความถี่นอตช์ และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวน และตัวกรองที่ใช้คือตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ชนิด FIR ซึ่งมีฟังก์ชันส่งผ่านดังสมการที่ 2.40

$$H(z) = 1 + az^{-1} + z^{-2} \quad (2.40)$$

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรองและมีค่าเท่ากับ  $-2 \cos \theta_d$  โดย  $-2 < a < 2$

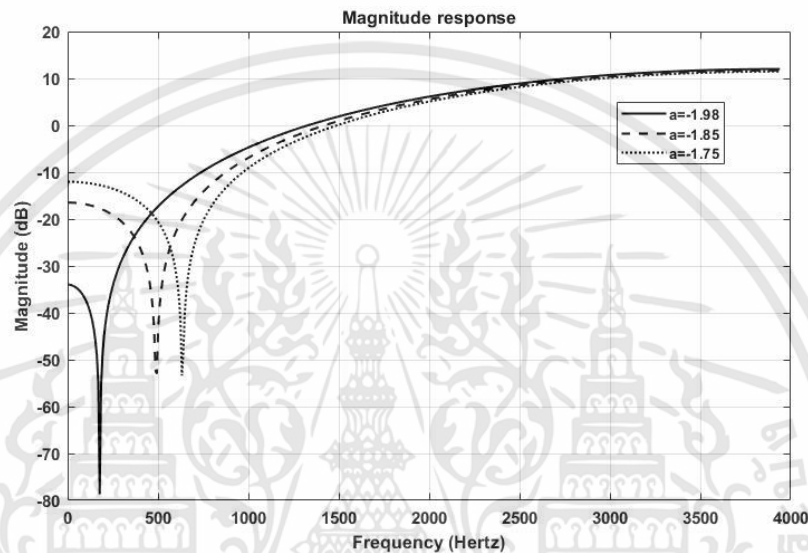
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ความถี่นอตช์หรือความถี่อินพุตจะกำหนดได้ตามสมการคือ

$$\theta_d = \cos^{-1}(-a/2) \quad (2.41)$$

โดย  $|H(e^{j\theta})|$  คือผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของฟังก์ชันส่งผ่านในสมการที่ 2.40

ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  เมื่อเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์  $a$

จากรูปจะเห็นได้ว่า ค่า  $a$  ที่ต่างกันก็จะให้ค่าความถี่ที่ต่างกันด้วย โดยมีความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ 2.41 ส่วนค่าเอาต์พุตหรือสัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองปรับตัวแสดงได้ในสมการที่ 2.42 ซึ่งค่า  $a$  ถูกปรับเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด

$$\varepsilon(k) = x(k) + ax(k-1) + x(k-2) \quad (2.42)$$

ในการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมจะการใช้การปรับตัวของ  $a$  ซึ่งคือสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง โดยฟังก์ชันความผิดพลาดแสดงในสมการที่ 2.43

$$J(a) = E[\varepsilon^2(k)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})|^2 S_x(e^{j\theta}) d\theta \quad (2.43)$$

เมื่อ  $E[\cdot]$ ,  $|H(e^{j\theta})|^2$  และ  $S_x(e^{j\theta})$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ค่าขนาดของผลการตอบสนองทางความถี่ของระบบยกกำลังสอง และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ

$$|H(e^{j\theta})|^2 = (a + 2 \cos \theta)^2 \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_x(e^{j\theta}) = \frac{A^2}{4} \{ \delta(\theta - \theta_0) + \delta(\theta + \theta_0) \} + \sigma_v^2 \quad (2.45)$$

โดย  $\delta(\bullet)$  คือฟังก์ชันไดเรคเตลต้า และ  $\sigma_v^2$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จากนั้นแทนสมการที่ 2.44 และ 2.45 ลงในสมการที่ 2.43 จะได้ผลลัพธ์แสดงในสมการที่ 2.46

$$J(a) = \frac{A^2}{2} (a + 2 \cos \theta_0)^2 + \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.46)$$

จากที่เห็นในสมการที่ 2.46 เทอมที่สองทางฝั่งขวา ซึ่งคือเทอมของสัญญาณรบกวน และเป็นฟังก์ชันของ  $a$  โดยค่าต่ำสุดของ  $J(a)$  นั้นควรจะอยู่ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  แต่เกิดค่าต่ำสุดที่  $a = -\left(\frac{A^2}{A^2 + 2\sigma_v^2}\right) 2 \cos \theta_0$  ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นค่าไบอัส (Bias) ขึ้น เพื่อแก้ปัญหานี้ ทั้งสองข้างของสมการที่ 2.46 จะถูกแทนด้วย  $\sigma_v^2 (2 + a^2)$  [10] ซึ่งทำได้

$$J_1(a) = J(a) - \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.47)$$

จากวิธีการนี้ ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  คือค่าต่ำสุด ดังนั้น อัลกอริทึมปรับตัวเองได้ในการปรับตัวแปร  $a$  ถูกกำหนดได้ดังสมการที่ 2.48

$$a(k+1) = a(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_1(a(k))}{\partial a(k)} \quad (2.48)$$

เมื่อ  $\mu$  คือตัวแปรสแต็ปไซส์ควบคุมความเร็วของการลู่เข้าและมีค่าเป็นบวก  $a(k)$  เป็นค่าของตัวแปร  $a$  ที่เวลา  $k$  และการประมาณค่า  $J_1(a(k))$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.49

$$J_1(a(k)) \approx e^2(k) - \sigma_v^2(k)(2 + a^2(k)) \quad (2.49)$$

เมื่อ  $\sigma_v^2$  คือค่าประมาณของ variance ของสัญญาณรบกวนที่เวลา  $k$  จากนั้นแทนสมการที่ 2.49 ลงในสมการที่ 2.48 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$a(k+1) = a(k) - \mu \{ \varepsilon(k)g(k) - \sigma_v^2(k)a(k) \} \quad (2.50)$$

โดย  $g(k)$  คือสัญญาณเกรเดียนต์ (gradient signal) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 2.51

$$g(k) = \frac{\partial \varepsilon(k)}{\partial a(k)} = x(k-1) \quad (2.51)$$

$g(k)$  ถูกสร้างจากตัวกรองเกรเดียนต์ (gradient filter)  $G(z)$  ซึ่งถูกป้อนโดย  $x(k)$  ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองเกรเดียนต์แสดงได้ในสมการที่ 2.52

$$G(z) = z^{-1} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน (noise variance) แสดงได้ดังสมการที่ 2.53

$$\sigma_v^2(k) \approx x(k)e(k) \quad (2.53)$$

จากนั้นแทนสมการ 2.53 ลงในสมการที่ 2.50 จะได้

$$a(k+1) = a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x(k-1) - a(k)x(k)\} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ 2.54 จะเห็นได้ว่าตัวแปร  $a$  จะถูกปรับเพื่อให้มีค่าความผิดพลาดเอาต์พุตต่ำที่สุด การนำตัวแปร  $a$  ที่ได้ไปใช้ ทำให้สามารถประเมินค่าความถี่ได้แม่นยำ โดยคำนวณความถี่ได้จากสมการที่ 2.41 และสมการที่ 2.54 และ 2.41 จะถูกนำไปใช้ในขั้นตอนการประมาณค่าความถี่ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์และคำนวณหาค่าความเร็วในบิตถัดไป



## บทที่ 2

# หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

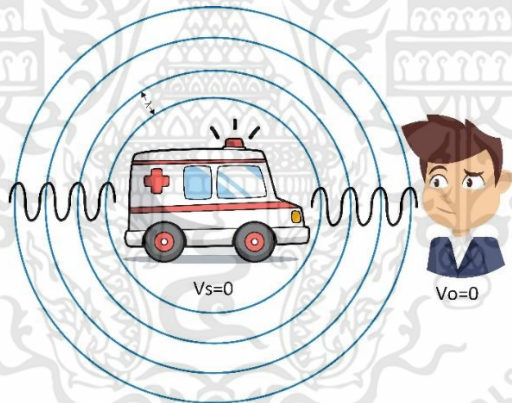
### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยมีเนื้อหาเกี่ยวกับ ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ระบบเรดาร์ วิธีการควบคุมอัตราขยายคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข สหสัมพันธ์ ตัวกรองปรับตัวได้ และการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ โดยอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้

### 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกต (ผู้ฟัง) ทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความถี่ไม่เท่ากับความถี่เสียงที่แหล่งกำเนิดเสียงให้ออกมา แต่ถ้าทั้งแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตไม่มีการเคลื่อนที่ก็จะไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น แสดงได้ดังรูปที่

2.1



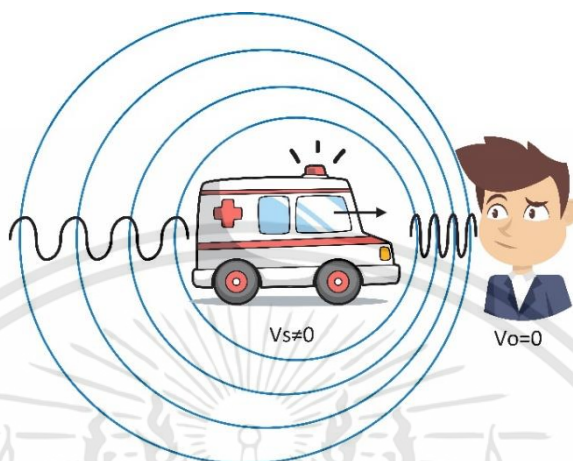
รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดเสียงและผู้สังเกตอยู่นิ่ง

จากรูปที่ 2.1 เมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่นิ่ง (ความเร็วของแหล่งกำเนิด ( $V_s$ ) และความเร็วของผู้สังเกต ( $V_o$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์) จะเห็นได้ว่าไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เกิดขึ้น ผู้ฟังได้ยินเสียงที่มีความถี่เท่ากับความเร็วของแหล่งกำเนิด

ในส่วนของการเกิดดอปเปลอร์นั้นจะเกิดขึ้นเมื่อแหล่งกำเนิดหรือผู้สังเกตมีการเคลื่อนที่ แบ่งได้เป็นกรณีดังนี้

1. กรณีที่ผู้สังเกตอยู่นิ่ง-แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

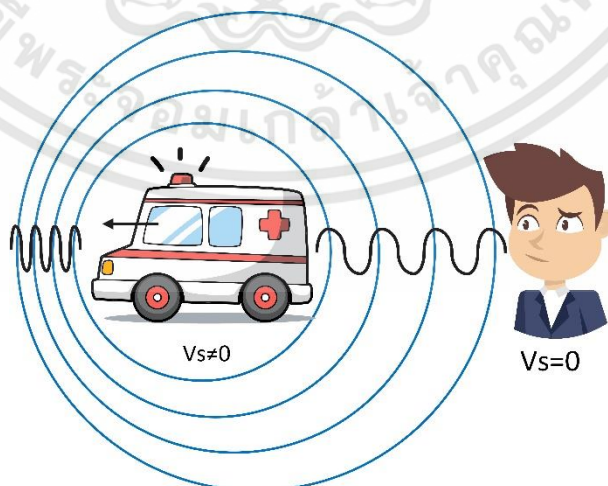
ในกรณีนี้เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความยาวคลื่นน้อยลงและความถี่สูงขึ้นกว่าที่แหล่งกำเนิดปล่อยออกมาแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 และความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้จากสมการที่ 2.1



รูปที่ 2.2 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหาผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

$$f_o = \left( \frac{v}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.1)$$

เมื่อ  $f_o$  คือความถี่เสียงที่ปรากฏต่อผู้ฟัง  $f_s$  คือความถี่เสียงของแหล่งกำเนิด  $v$  คืออัตราเร็วเสียงในอากาศ  $v_o$  คืออัตราเร็วของผู้ฟังเสียง และ  $v_s$  คืออัตราเร็วของแหล่งกำเนิดเสียง และเมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตจะทำให้ผู้สังเกตได้ยินเสียงที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นและความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงปล่อยออกมานั่นเอง ปรากฏการณ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้จากสมการที่ 2.2



รูปที่ 2.3 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกตที่อยู่นิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.2)$$

## 2. กรณีที่ผู้สังเกตเคลื่อนที่-แหล่งกำเนิดอยู่นิ่ง

ในกรณีนี้เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงที่หยุดนิ่งจะทำให้รับคลื่นได้จำนวนมากกว่าเมื่อผู้สังเกตอยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.3



## รูปที่ 2.5 ปราบกฎการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดที่อยู่นิ่ง

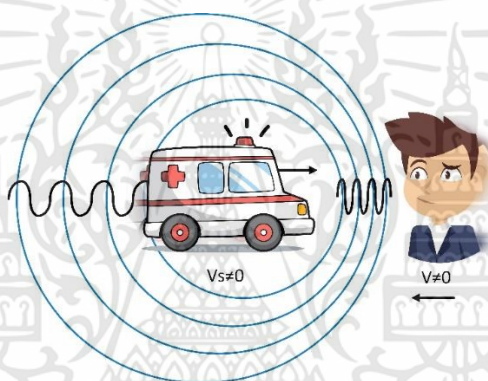
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v} \right) f_s \quad (2.4)$$

### 3. กรณีที่ผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่

ในกรณีนี้แบ่งได้เป็นการเคลื่อนที่เข้าหากัน เคลื่อนที่ออกจากกัน หรือเคลื่อนที่ตามกันไป โดยสังเกตได้ว่าเมื่อเวลาผ่านไปแล้วแหล่งกำเนิดกับผู้ฟังมีระยะห่างกันน้อยลงแสดงว่าผู้ฟังจะได้ยินเสียงที่มีความถี่สูงขึ้น ในทางตรงข้ามก็จะได้ยินเสียงที่มีความถี่ต่ำลง

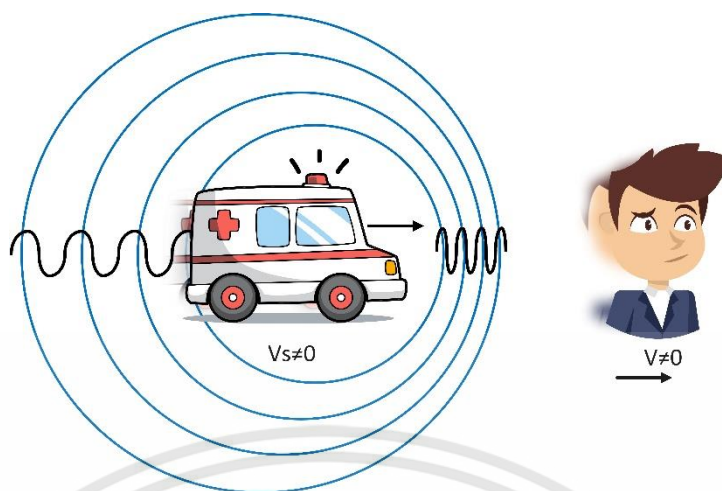
ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.5



รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่เข้าหากัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.5)$$

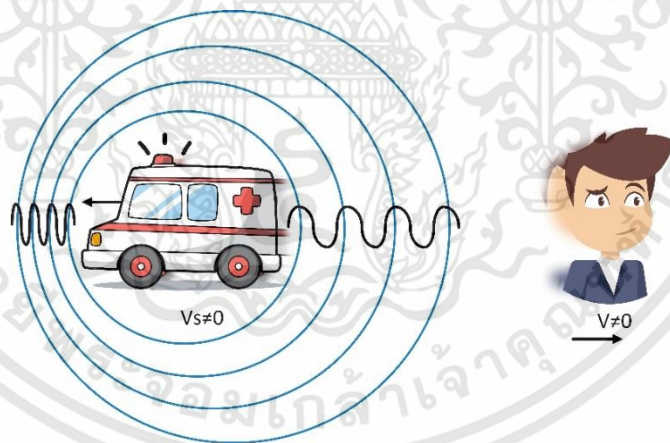
ถ้าผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตามจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนมากกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่สูงกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งการคำนวณความถี่ที่ปรากฏต่อผู้ฟังแสดงได้ดังสมการที่ 2.6



รูปที่ 2.7 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งหนีและแหล่งกำเนิดวิ่งตาม

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v - v_s} \right) f_s \quad (2.6)$$

ถ้าผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.7

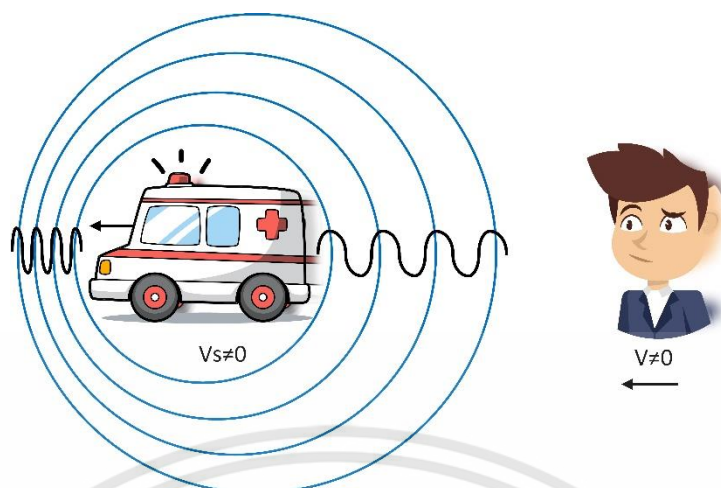


รูปที่ 2.8 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตและแหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v - v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.7)$$

ถ้าผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกันจะทำให้รับคลื่นได้เป็นจำนวนน้อยกว่าเมื่ออยู่นิ่ง ซึ่งทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่ต่ำกว่าที่แหล่งกำเนิดเสียงส่งออกมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ความถี่ที่ผู้สังเกตได้รับคำนวณได้ดังสมการที่ 2.8

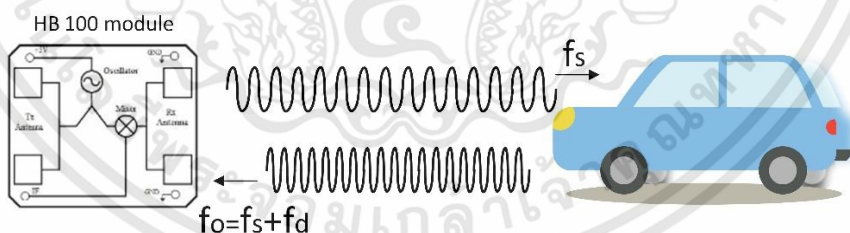
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์เมื่อผู้สังเกตวิ่งไล่และแหล่งกำเนิดวิ่งหนีออกจากกัน

$$f_o = \left( \frac{v + v_o}{v + v_s} \right) f_s \quad (2.8)$$

ในส่วนของการวัดความเร็วด้วยเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง โมดูล HB100 ซึ่งเป็นโมดูลสำหรับตรวจจับการเคลื่อนไหวจะถูกใช้เป็นตัวส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องความถี่คงที่  $f_s$  ออกจากสายอากาศส่ง (แหล่งกำเนิด) เพื่อตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถ (ผู้สังเกต) ความถี่ของสัญญาณที่ผู้สังเกตได้รับ ( $f_o$ ) จะมีความถี่สูงขึ้นเนื่องจากการความถี่ดอปเปลอร์ ( $f_d$ ) และสัญญาณนี้จะถูกสะท้อนกลับไปยังสายอากาศรับสัญญาณของโมดูลและนำไปใช้หาค่าความเร็วของรถยนต์ต่อไป การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์แสดงได้ดังรูปที่ 2.10



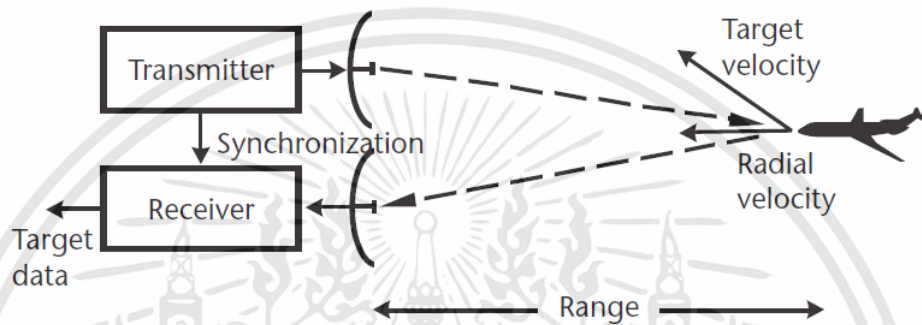
รูปที่ 2.10 การตรวจจับการเคลื่อนไหวของรถยนต์

## 2.3 ระบบเรดาร์

เรดาร์ (RADAR : Radio Detection and Ranging) เป็นระบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการตรวจจับและตำแหน่งของวัตถุ [6] เช่น เรือบรรทุก อากาศยาน คน ยานพาหนะ และสภาพแวดล้อมทางธรรมชาติ โดยการส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปและรับสัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุ การพัฒนาเทคโนโลยีเรดาร์เริ่มต้นสมัยสงครามโลกครั้งที่สอง ซึ่งใช้สำหรับตรวจจับวัตถุของฝ่ายตรง

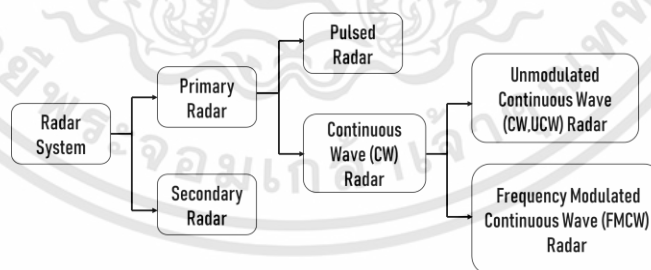
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้ามเช่นเครื่องบินหรือวัตถุระเบิด ต่อมาได้มีการนำเรดาร์ไปใช้ในงานหลากหลายด้านอาทิเช่น ด้าน การทหาร การพยากรณ์อากาศ การสำรวจระยะไกล (Remote Sensing) การควบคุมการจราจรทาง อากาศ (Air Traffic control) และการบังคับใช้กฎหมายและความปลอดภัยบนทางหลวง เป็นต้น รูปแบบพื้นฐานของการทำงานของระบบเรดาร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 จากรูปที่ 2.11 ที่ภาคส่ง (Transmitter) สัญญาณไมโครเวฟจะถูกส่งออกจากสายอากาศส่งไปยังวัตถุและรับสัญญาณสะท้อน กลับ (Echo signal) ด้วยสายอากาศทางฝั่งภาครับ



รูปที่ 2.11 การทำงานของระบบเรดาร์

ระบบเรดาร์แบ่งออกเป็นสองชนิดแสดงในรูปที่ 2.12 คือระบบเรดาร์ปฐมภูมิ (Primary Radar) และระบบเรดาร์ทุติยภูมิ (Secondary Radar) การทำงานของเรดาร์ปฐมภูมิจะส่งสัญญาณความถี่สูง และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุ ซึ่งมีความแตกต่างจากระบบเรดาร์ทุติยภูมิที่ต้องมี transponder เพื่อส่งสัญญาณกลับมายังเครื่องรับ โดยระบบเรดาร์ปฐมภูมิสามารถแบ่งได้เป็นสอง แบบคือเรดาร์พัลส์และเรดาร์คลื่นต่อเนื่องซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้



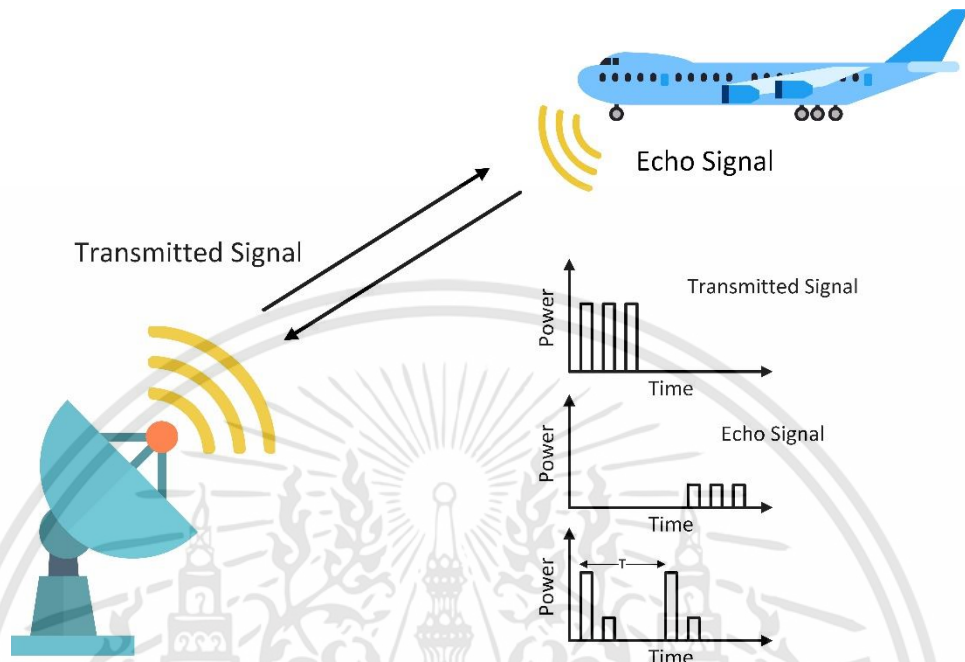
รูปที่ 2.12 ระบบเรดาร์

### 2.3.1 พัลส์เรดาร์ (Pulse RADAR)

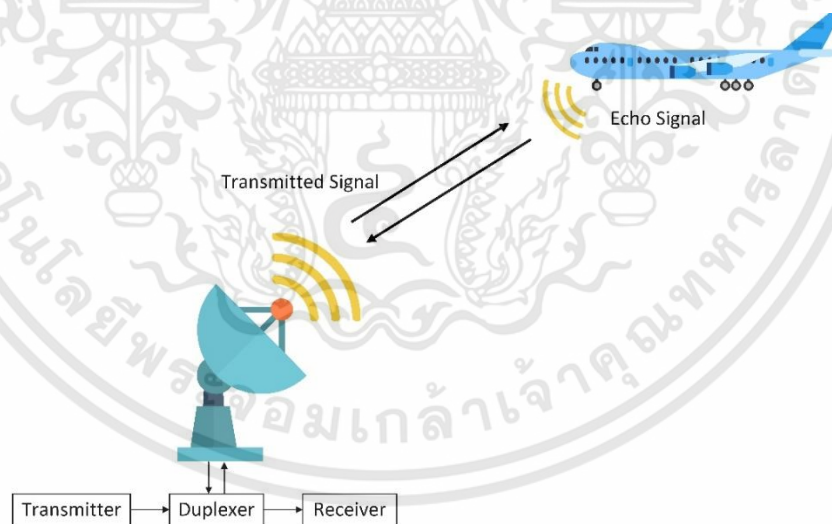
การสื่อสารของพัลส์เรดาร์สามารถทำได้โดยอาศัยการส่งสัญญาณเป็นช่วงเวลาสั้นๆ เป็นชุด คล้ายกับสัญญาณอิมพัลส์เรียงกันจนเป็นสัญญาณต่อเนื่องดังรูปที่ 2.13 ซึ่งระยะทางสามารถคำนวณ ได้จากการพิจารณาระยะเวลาที่หน่วงออกไปจากสัญญาณที่ส่งและสัญญาณสะท้อนจากวัตถุกลับมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่หลักการทำงานของเรดาร์ชนิดนี้อาศัยสายอากาศเพียงต้นเดียวในการรับส่งสัญญาณและใช้วงจร Duplexer ในการแยกสัญญาณที่ส่งและรับออกจากกันดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระบบพัลส์เรดาร์



รูปที่ 2.14 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์

### 2.3.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง (Continuous-wave RADAR : CW)

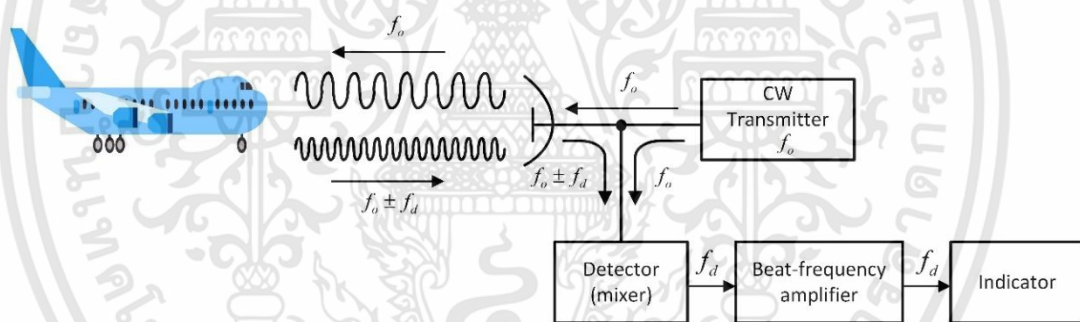
การทำงานของระบบเรดาร์คลื่นต่อเนื่องเริ่มต้นด้วยระบบทำการส่งสัญญาณคลื่นต่อเนื่องออกไป และรับสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่เคลื่อนที่ซึ่งเป็นสัญญาณการเลื่อนตอปเปลอร์ (Doppler shift)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเรดาร์คลื่นต่อเนื่องมีสองรูปแบบคือเรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (Unmodulated CW) และเรดาร์แบบใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

### 2.3.2.1 เรดาร์ที่ใช้คลื่นสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต (UCW, CW)

เรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่ายแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.15 โดยภาคส่งจะสร้างสัญญาณความถี่  $f_o$  อย่างต่อเนื่องส่งออกจากสายอากาศส่ง เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนที่ของวัตถุได้ สัญญาณสะท้อนกลับที่สะท้อนจากวัตถุจะถูกรับโดยสายอากาศฝั่งรับ ถ้าวัตถุเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสัมพัทธ์  $v_r$  กับเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับจะถูกเลื่อนความถี่จากความถี่ส่งไป  $\pm f_d$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.9 เครื่องหมายบวกของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นลดลงหรือวัตถุเคลื่อนที่เข้าหาเรดาร์ ส่วนเครื่องหมายลบของความถี่ดอปเปลอร์แสดงถึงระยะทางระหว่างวัตถุและเรดาร์นั้นเพิ่มขึ้นหรือวัตถุเคลื่อนที่ของออกห่างจากเรดาร์ สัญญาณสะท้อนกลับที่รับได้ที่ความถี่  $f_o \pm f_d$  ถูกรับเข้าผ่านทางสายอากาศและผ่านการตรวจจับแบบเฮเทอโรไดน์ในมิกเซอร์ (mixer) ด้วยความถี่ส่ง  $f_o$  เพื่อตรวจจับบีตของความถี่ดอปเปลอร์  $f_d$  และเครื่องหมายของความถี่ดอปเปลอร์จะถูกกำจัดในกระบวนการนี้



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.15 ตัวขยายมีเพื่อกำจัดสัญญาณสะท้อนกลับจากวัตถุที่หยุดนิ่งและขยายสัญญาณดอปเปลอร์ที่รับได้ให้อยู่ในระดับที่ประมวลผลได้

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v_r f_o}{c} \quad (2.9)$$

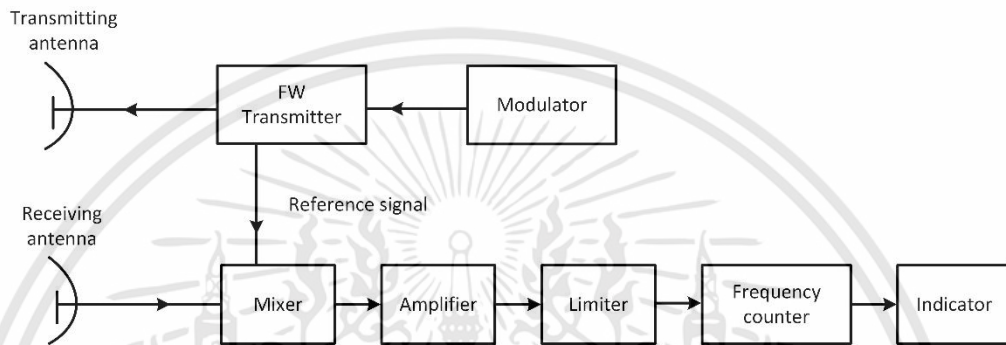
เรดาร์คลื่นต่อเนื่องชนิดนี้มักถูกนำไปใช้ในการตรวจจับความเร็วของวัตถุ แต่มีข้อจำกัดคือไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้เนื่องจากไม่สามารถหาเวลาการทำงานของเรดาร์ได้

### 2.3.2.2 เรดาร์ที่ใช้สัญญาณที่มีการมอดูเลต (FMCW)

เนื่องจากข้อจำกัดของเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง CW ที่ไม่สามารถวัดระยะทางของวัตถุได้ซึ่งเกี่ยวข้องกับแถบความถี่ (spectrum) ที่แคบของรูปแบบคลื่นที่ใช้ส่ง ตัวจับเวลา (Timing mark) จึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกนำมาใช้กับตัวพาดเรตาร์คลื่นต่อเนื่องในการใช้วัดระยะทาง ตัวจับเวลาจะรับรู้เวลาของการส่งและเวลาของการสะท้อนกลับ ดังนั้นแถบความถี่ของสัญญาณส่งเรตาร์คลื่นต่อเนื่องจึงถูกขยายด้วยการประยุกต์ใช้การมอดูเลต โดยวิธีการที่ได้รับความนิยมคือการใช้การมอดูเลตทางความถี่

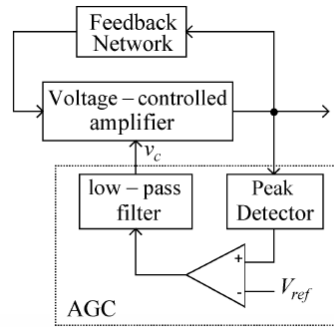
บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW ถูกแสดงในรูปที่ 2.16 ส่วนของสัญญาณส่งจะกระทำตัวเหมือนสัญญาณอ้างอิงในการสร้างความถี่บีต (beat frequency) เพื่อใช้ในการหาระยะทาง



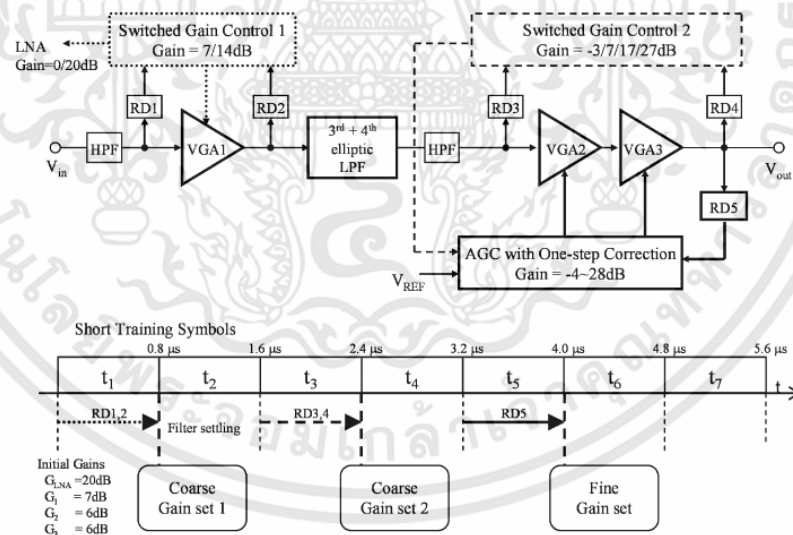
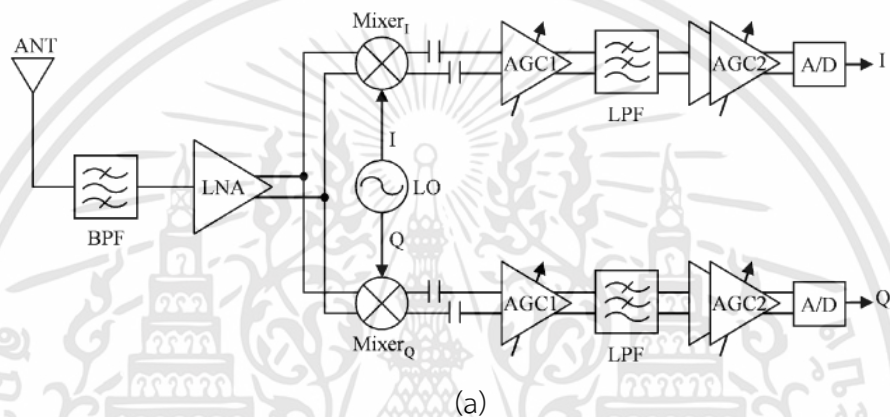
รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของเรตาร์ FMCW

## 2.4 วิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

ระบบ AGC เป็นระบบที่ใช้ในการรักษาเสถียรภาพของระดับสัญญาณเอาต์พุตให้มีขนาดคงที่ โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณอินพุต ระบบ AGC ได้มีการประยุกต์ใช้งานครั้งแรกในระบบของวิทยุสื่อสารเพื่อปรับระดับของสัญญาณเอาต์พุตของระบบให้คงที่ และวงจร AGC ถูกออกแบบขึ้นมาใช้งานในอุปกรณ์และระบบต่างๆ เช่น ในระบบเรดาร์, ระบบโซนาร์, เครื่องรับแบบ WLAN หรือระบบวงจรไฟฟ้าอื่นๆ ซึ่งโครงสร้างของระบบ AGC มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ที่จะนำไปใช้งาน โครงสร้างของระบบ AGC ในรูปแบบต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.17 – 2.19 จากรูปที่ 2.17 แสดงวงจรการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC ซึ่งประกอบด้วยวิธีการ AGC กับการตรวจจับค่าขนาดเฉลี่ย โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณที่สร้างถูกตรวจจับและควบคุมด้วยวงจร peak detector วงจรเปรียบเทียบ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และตัวขยายค่าระดับสัญญาณ (voltage-controlled amplifier) [11] โครงสร้างหลักๆ จะประกอบไปด้วย วงจรสามส่วน คือ variable gain control (VGA), detector และ comparator โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุต  $V_{in}$  จะถูกขยายด้วยวงจร VGA ที่ค่าเกณฑ์ถูกควบคุมโดยสัญญาณ  $V_c$  เพื่อที่จะปรับค่าขนาดของสัญญาณ  $V_{out}$  ให้เหมาะสม โดยวงจร peak detector จะทำหน้าที่ในการตรวจจับค่าระดับสัญญาณ  $V_{out}$  แล้วนำเอาค่ามาเปรียบเทียบกับค่า  $V_{ref}$  และถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณ  $V_c$  กลับมาควบคุมค่าเกณฑ์ของวงจรอีกครั้ง



รูปที่ 2.17 วงจรการสร้างตัวกำเนิตสัญญาณรูปไซน์ด้วยวงจร AGC

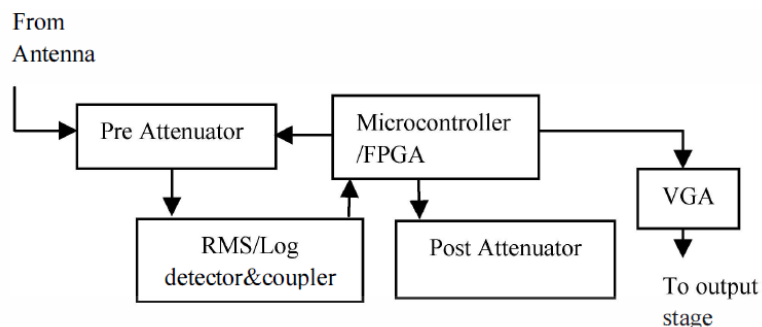


รูปที่ 2.18 วงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN

(a) สถาปัตยกรรมของเครื่องรับแบบ WLAN

(b) สถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้างโดยใช้วิธีการแบบป้อนไปข้างหน้า และแบบป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.18 แสดงวงจรอนาล็อก AGC สำหรับตัวรับสัญญาณ CMOS WLAN [12] โดยรูปที่ 2.24 (a) แสดงเครื่องรับแบบ WLAN ซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน (bandpass filter), วงจร low noise amplifier (LNA), มิกเซอร์ (mixer), ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filters, วงจร AGC amplifiers และวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล analog-to-digital (A/D) converters และในรูปที่ 2.24 (b) แสดงสถาปัตยกรรมของอัลกอริทึม AGC ที่ใช้ในเครื่องรับแบบ WLAN ในรูปที่ 2.24 (a) และรูปที่ 2.25 แสดงวิธีการ AGC ที่มีช่วงการควบคุมการปรับค่ากว้าง [13] ที่ประกอบด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีวงจร ADC, วงจรลดทอนสัญญาณก่อนและหลัง, variable gain control (VGA) และ RMS detector งานนี้เกี่ยวกับการใช้อัลกอริทึมซอฟต์แวร์ของวิธีการ AGC ให้มีไดนามิก ช่วงการควบคุมกว้าง กลไกที่นำเสนอประกอบไปด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ในตัว ADC, ตัวลดทอนสัญญาณก่อนและหลัง, VGA และเครื่องตรวจจับ RMS โดยปกติเครื่องตรวจจับ RMS สามารถใช้ได้กับช่วงการควบคุมแบบไดนามิก จำกัด 50-55 dB นั่นคือตั้งแต่ -10 ถึง -60 dBm หรือ -30 ถึง -80 dBm

ปี ค.ศ. 2005 งานวิจัยเรื่องวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (Sinusoidal Automatic Gain Control : SAGC) ถูกนำเสนอโดยสุซุริซึ แซ่เจีย [7] ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการที่ใช้ปรับขนาดของสัญญาณรูปไซน์ให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยและมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา บล็อกไดอะแกรมของวิธีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 การวิเคราะห์โครงสร้างของวงจร SAGC ทำได้ดังนี้



$$x_s(t) = \cos(\omega t + \varphi) = \sin\left[\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.17 จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณอินพุตที่ถูกปรับให้มีขนาดหนึ่งหน่วยและเฟสเลื่อนไป 90 องศา สำหรับการหาฟังก์ชันส่งผ่านของ SAGC ทำได้โดยการแปลงลาปลาซทั้งสองข้างของสมการที่ 2.17 จะได้ แสดงในสมการที่ 2.18

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega A}\right) \cdot s = jA^{-1} \quad (2.18)$$

ดังนั้น จากสมการที่ 2.18 ฟังก์ชันส่งผ่านของระบบสามารถแสดงในเทอมของขนาดและเฟสดังต่อไปนี้

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (2.19)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

## 2.5 ตัวกรองสัญญาณเชิงตัวเลข

ตัวกรองสัญญาณเชิงเลข (Digital filter) เป็นตัวกรองที่อาศัยการทำงานของกระบวนการทางคณิตศาสตร์มาใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรอง ตัวกรองเชิงเลขนั้นสามารถแบ่งได้ตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองซึ่งจะสามารถแยกตัวกรองเชิงเลขได้สองลักษณะดังนี้

### 2.5.1 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response Filter : FIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.21

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i x(n-i) \quad (2.21)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตเกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างป้อนไปข้างหน้า (Feed forward) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบไม่มีการวนกลับ (Non-Recursive filter)

### 2.5.2 ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response Filter : IIR Filter)

ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ 2.22

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M_b-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{M_a-1} a_j y(n-j) \quad (2.22)$$

โดยที่

$x(n)$	คือสัญญาณอินพุต
$y(n)$	คือสัญญาณเอาต์พุต
$a_j, b_i$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง
$M_a, M_b$	คืออันดับของตัวกรอง

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต เกิดจากผลรวมของอินพุตก่อนหน้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง  $b_i$  รวมกับผลคูณที่ได้จากเอาต์พุตก่อนหน้ากับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง  $a_j$  ตัวกรองนี้มีลักษณะเฉพาะโครงสร้างแบบป้อนกลับ (Feedback) หรืออาจเรียกได้ว่าตัวกรองแบบวนกลับ (Recursive filter)

## 2.6 สหสัมพันธ์ (Correlation)

สหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่ม คือ การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มตั้งแต่ 2 ตัวแปร หรือชุดของข้อมูล 2 ชุดขึ้นไป โดยทั่วไปแล้วค่าสหสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มจะมีหลายชนิด โดยจะขอยกตัวอย่างเฉพาะค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) และสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation)

### 2.6.1 อัตสหสัมพันธ์

อัตสหสัมพันธ์จะอธิบายการประมวลผลสัญญาณหรือหมายถึงการวัดค่าความเหมือน (Similarity) ของสัญญาณปัจจุบันกับสัญญาณก่อนหน้า โดยที่ค่าอัตสหสัมพันธ์มีค่ามากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดได้ล่าสุดมีความเหมือนกับค่าสัญญาณที่วัดได้ก่อนหน้าโดยค่าอัตสหสัมพันธ์จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.23

$$\begin{aligned} R_{xx}[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]x[n+m]) \\ &= E(x[n]x[n+m]) \end{aligned} \quad (2.23)$$

โดยที่	$R_{xx}[m]$	ค่าอัตสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n$ และสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n+m$
	$x[n]$	คือสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n$
	$x[n+m]$	คือสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n+m$

### 2.6.2 สหสัมพันธ์ไขว้

สหสัมพันธ์ไขว้มีลักษณะการวัดที่เหมือนกับค่าอัตสหสัมพันธ์ แต่จะแตกต่างกันที่สหสัมพันธ์ไขว้นั้นจะใช้วัดความเหมือนของสัญญาณ 2 สัญญาณ โดยที่ถ้าค่าสหสัมพันธ์ไขว้มีค่ามากนั้นจะหมายถึงค่าสัญญาณที่วัดทั้ง 2 สัญญาณมีความเหมือนกันโดยค่าสหสัมพันธ์ไขว้จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.24

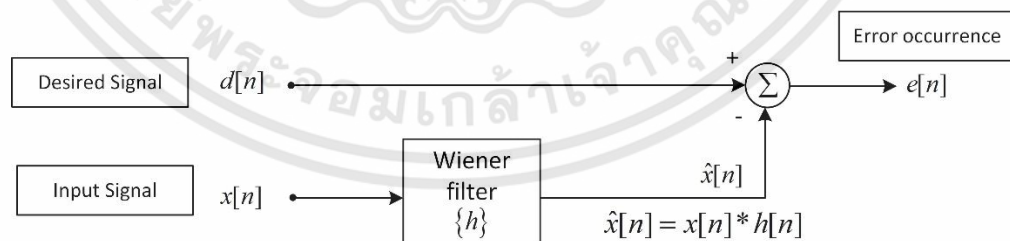
$$\begin{aligned} r_{xy}[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (x[n]y[n+m]) \\ &= E(x[n]y[n+m]) \end{aligned} \quad (2.24)$$

โดยที่	$r_{xy}[m]$	ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n$ และสัญญาณ $y$ ที่เวลา $n+m$
	$x[n]$	คือสัญญาณ $x$ ที่เวลา $n$
	$y[n+m]$	คือสัญญาณ $y$ ที่เวลา $n+m$

## 2.7 ตัวกรองปรับตัวได้

### 2.7.1 โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้พื้นฐาน

โดยทั่วไปแล้วตัวกรองปรับตัวได้ (Adaptive filter) อาศัยโครงสร้างของวีเนอร์ในการอธิบายการทำงาน โครงสร้างดังกล่าวแสดงในบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานตัวกรองปรับตัวได้ (Wiener's Structure)

โดยที่

$d[n]$	คือสัญญาณที่ต้องการหรือสัญญาณอ้างอิง (Desired signal)
$x[n]$	คือสัญญาณอินพุต (Input signal)
$h[n]$	คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ (Wiener filter coefficient)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\hat{x}[n]$  คือสัญญาณที่ถูกประมาณค่าโดยตัวกรองวีเนอร์ (Estimated Signal)  
 $e[n]$  คือค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณ  
 ที่ถูกประมาณค่า (Error occurrence)

โดยที่ค่า  $e[n]$  สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ 2.25

$$e[n] = d[n] - \hat{x}[n] \quad (2.25)$$

และค่า  $\hat{x}[n]$  เขียนได้ดังสมการที่ 2.26

$$\hat{x}[n] = x[n] * h[n] \quad (2.26)$$

ซึ่งในการที่จะทำให้ค่า  $e[n]$  มีค่าต่ำที่สุดนั้น  $e[n]$  กับ  $x[n]$  ต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากต่อกัน (Orthogonality) ทำให้ค่าคาดหวัง (Expected Value) ของผลคูณของ  $e[n]$  กับ  $x[n]$  มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.27

$$E(e[n]x[n]) = 0 \quad (2.27)$$

จากนั้นนำสมการที่ 2.26 แทนลงในสมการที่ 2.25 จะได้

$$e[n] = d[n] - x[n] * h[n] \quad (2.28)$$

นำสมการที่ 2.28 แทนลงในสมการที่ 2.27 จะได้

$$E(\{d[n] - x[n] * h[n]\} x[n]) = 0 \quad (2.29)$$

จัดรูปสมการที่ 2.29 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.30

$$E(d[n]x[n]) = h[n] * E(x[n]x[n]) \quad (2.30)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.30 พิจารณาร่วมกับสมการที่ 2.23 และ 2.24 จะได้สมการที่ 2.31

$$r_{dx} = h[n]R_{xx} \quad (2.31)$$

จัดรูปสมการที่ 2.31 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.32

$$h[n] = r_{dx}R_{xx}^{-1} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ 2.31 เมื่อ  $h[n]$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ,  $r_{dx}$  คือค่าสหสัมพันธ์ไขว้ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  กับสัญญาณที่ต้องการ  $d$ ,  $R_{xx}^{-1}$  คือค่าอัตสหสัมพันธ์ที่ได้จากสัญญาณอินพุต  $x$  ซึ่งจากสมการนี้แสดงให้เห็นว่าระบบที่มีสถานะที่เหมาะสมที่สุดหรือมีค่าความผิดพลาดต่ำที่สุดนั้น

จะมีค่าของสัมประสิทธิ์ของระบบเท่ากับค่าสหสัมพันธ์แบบไขว้ (cross-correlation) ทหารด้วยค่าอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation)

### 2.7.2 ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (Adaptive Notch Filter: ANF)

ตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ถูกนำมาใช้ประมาณสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ไม่ทราบความถี่ซึ่งมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ [8] ถ้าพิจารณาสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่จะเขียนได้ดังสมการคือ

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.33)$$

เมื่อ  $A$  คือขนาดสัญญาณไซน์,  $\theta_d$  คือความถี่ที่ไม่ทราบค่าของสัญญาณอินพุต, และ  $\varphi$  คือตัวแปรสุ่มที่มีคุณสมบัติเป็น IID (independent and identically distributed) และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวนโดยสมมติว่าเป็นอิสระจากสัญญาณรูปไซน์ ทำการป้อนสัญญาณในสมการที่ 2.33 ให้กับตัวกรอง  $H(z)$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรองตามสมการคือ

$$y(z) = H(z)x_s(z) \quad (2.34)$$

จะได้ค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E\{y^2(k)\} = A^2 |H(e^{j\theta})|^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_v(e^{-j\theta}) |H(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (2.35)$$

เมื่อ  $P_v(e^{-j\theta}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{v(k)v(k-m)\}e^{-j\theta m}$  คือความหนาแน่นสเปกตรัม (spectral density) ของการบวนการสุ่ม  $v$

สมมติว่าผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของ  $H(e^{j\theta})$  เป็นดังนี้

$$|H(e^{j\theta})| = \begin{cases} 0, & \theta = \theta_o \text{ and } \theta = -\theta_o \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของตัวกรองแบบนอตช์ (Notch Filter) ในอุดมคติ ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองไปตามวงกลมหนึ่งหน่วยมีค่าเป็น 1 เกือบทุกความถี่ยกเว้นที่  $\theta = \pm\theta_o$  มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่ง  $\theta_o$  เรียกว่าความถี่นอตช์ (notch frequency) และจะได้ว่าค่าความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$E[y^2(n)] = \begin{cases} E[v^2(n)], & \theta_o = \theta_d \\ A^2 + E[v^2(n)], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.37)$$

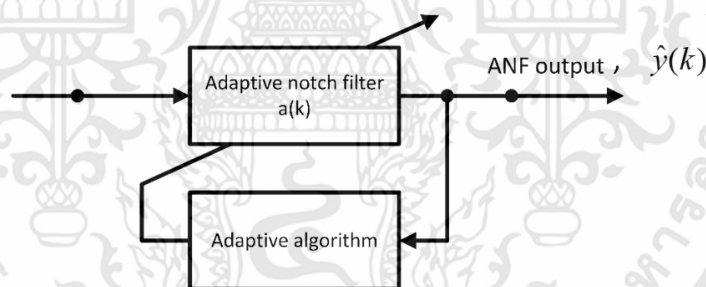
ดังนั้นจะทำให้การรวมผลของค่าคลาดเคลื่อนเอาต์พุต (output error cost function) มีจุดที่ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองมีค่าเป็นศูนย์ (จุดนอตช์) ได้เพียงจุดเดียวคือการทำให้  $\theta_d$  เลื่อนตามความถี่  $\theta_d$  ตัวกรองนี้สามารถสร้างฟังก์ชันส่งผ่านให้เป็นฟังก์ชันแบบเศษส่วนได้โดยการใช้การประมาณแบบ  $L_2$  norm พิจารณาฟังก์ชันต่อไปนี้คือ

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (2.38)$$

เมื่อตัวเศษ  $N(z)$  กำหนดเป็นโพลีโนเมียลในตัวแปร  $z$  อันดับที่สอง มีซีโรที่  $z = e^{\pm j\theta_d}$  และ  $D(z)$  มีโพลอยู่ใกล้กับ  $z = e^{\pm j\theta_d}$

## 2.8 การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Indirect Frequency Estimation using Adaptive FIR Notch Filter)

การประมาณค่าความถี่ทางอ้อม (Indirect frequency estimation: IFE) โดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ [9] โดยให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวปนมากับสัญญาณรบกวน แสดงดังสมการที่ 2.39 และบล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่

จากรูป  $x_s(k)$  คือสัญญาณอินพุต  $\hat{y}(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ (ANF)

$$x_s(k) = A \cos(\theta_d k + \varphi) + v(k) \quad (2.39)$$

เมื่อ  $A$  คือค่าทางขนาดของสัญญาณ,  $\varphi$  คือเฟสของสัญญาณซึ่งมีการกระจายแบบปกติ  $[0, 2\pi]$ ,  $\theta_d$  คือความถี่ของอินพุตหรือความถี่นอตช์ และ  $v(k)$  คือสัญญาณรบกวน และตัวกรองที่ใช้คือตัวกรองปรับตัวได้แบบนอตช์ชนิด FIR ซึ่งมีฟังก์ชันส่งผ่านดังสมการที่ 2.40

$$H(z) = 1 + az^{-1} + z^{-2} \quad (2.40)$$

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรองและมีค่าเท่ากับ  $-2 \cos \theta_d$  โดย  $-2 < a < 2$

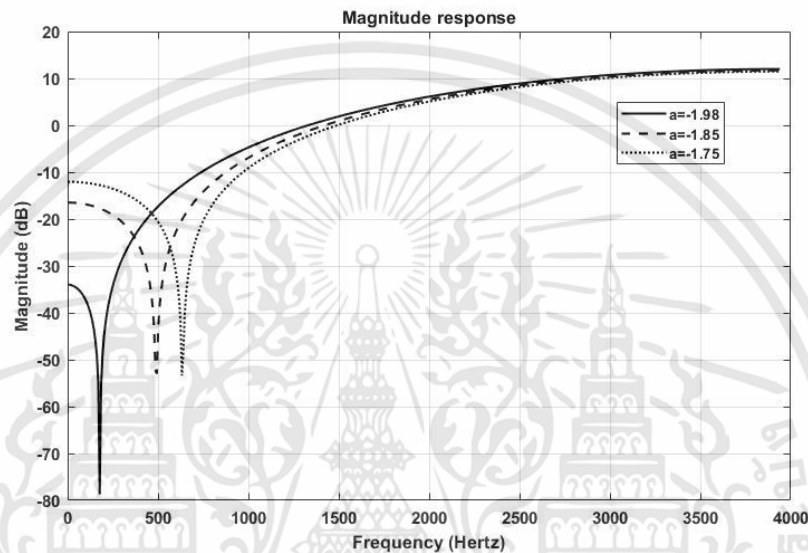
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ความถี่นอตช์หรือความถี่อินพุตจะกำหนดได้ตามสมการคือ

$$\theta_d = \cos^{-1}(-a/2) \quad (2.41)$$

โดย  $|H(e^{j\theta})|$  คือผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของฟังก์ชันส่งผ่านในสมการที่ 2.40

ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่  $|H(e^{j\theta})|$  เมื่อเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์  $a$

จากรูปจะเห็นได้ว่า ค่า  $a$  ที่ต่างกันก็จะให้ค่าความถี่ที่ต่างกันด้วย โดยมีความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ 2.41 ส่วนค่าเอาต์พุตหรือสัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองปรับตัวแสดงได้ในสมการที่ 2.42 ซึ่งค่า  $a$  ถูกปรับเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด

$$\varepsilon(k) = x(k) + ax(k-1) + x(k-2) \quad (2.42)$$

ในการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมจะการใช้การปรับตัวของ  $a$  ซึ่งคือสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง โดยฟังก์ชันความผิดพลาดแสดงในสมการที่ 2.43

$$J(a) = E[\varepsilon^2(k)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})|^2 S_x(e^{j\theta}) d\theta \quad (2.43)$$

เมื่อ  $E[\cdot]$ ,  $|H(e^{j\theta})|^2$  และ  $S_x(e^{j\theta})$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ค่าขนาดของผลการตอบสนองทางความถี่ของระบบยกกำลังสอง และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ

$$|H(e^{j\theta})|^2 = (a + 2 \cos \theta)^2 \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_x(e^{j\theta}) = \frac{A^2}{4} \{ \delta(\theta - \theta_0) + \delta(\theta + \theta_0) \} + \sigma_v^2 \quad (2.45)$$

โดย  $\delta(\bullet)$  คือฟังก์ชันไดเรคต์เดลต้า และ  $\sigma_v^2$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จากนั้นแทนสมการที่ 2.44 และ 2.45 ลงในสมการที่ 2.43 จะได้ผลลัพธ์แสดงในสมการที่ 2.46

$$J(a) = \frac{A^2}{2} (a + 2 \cos \theta_0)^2 + \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.46)$$

จากที่เห็นในสมการที่ 2.46 เทอมที่สองทางฝั่งขวา ซึ่งคือเทอมของสัญญาณรบกวน และเป็นฟังก์ชันของ  $a$  โดยค่าต่ำสุดของ  $J(a)$  นั้นควรจะอยู่ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  แต่เกิดค่าต่ำสุดที่  $a = -\left( \frac{A^2}{A^2 + 2\sigma_v^2} \right) 2 \cos \theta_0$  ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นค่าไบอัส (Bias) ขึ้น เพื่อแก้ปัญหาขึ้น ทั้งสองข้างของสมการที่ 2.46 จะถูกแทนด้วย  $\sigma_v^2 (2 + a^2)$  [10] ซึ่งทำได้

$$J_1(a) = J(a) - \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (2.47)$$

จากวิธีการนี้ ที่  $a = -2 \cos \theta_0$  คือค่าต่ำสุด ดังนั้น อัลกอริทึมปรับตัวเองได้ในการปรับตัวแปร  $a$  ถูกกำหนดได้ดังสมการที่ 2.48

$$a(k+1) = a(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_1(a(k))}{\partial a(k)} \quad (2.48)$$

เมื่อ  $\mu$  คือตัวแปรสแต็ปไซส์ควบคุมความเร็วของการลู่เข้าและมีค่าเป็นบวก  $a(k)$  เป็นค่าของตัวแปร  $a$  ที่เวลา  $k$  และการประมาณค่า  $J_1(a(k))$  แสดงได้ดังสมการที่ 2.49

$$J_1(a(k)) \approx e^2(k) - \sigma_v^2(k)(2 + a^2(k)) \quad (2.49)$$

เมื่อ  $\sigma_v^2$  คือค่าประมาณของ variance ของสัญญาณรบกวนที่เวลา  $k$  จากนั้นแทนสมการที่ 2.49 ลงในสมการที่ 2.48 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$a(k+1) = a(k) - \mu \{ \varepsilon(k)g(k) - \sigma_v^2(k)a(k) \} \quad (2.50)$$

โดย  $g(k)$  คือสัญญาณเกรเดียนต์ (gradient signal) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 2.51

$$g(k) = \frac{\partial \varepsilon(k)}{\partial a(k)} = x(k-1) \quad (2.51)$$

$g(k)$  ถูกสร้างจากตัวกรองเกรเดียนต์ (gradient filter)  $G(z)$  ซึ่งถูกป้อนโดย  $x(k)$  ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองเกรเดียนต์แสดงได้ในสมการที่ 2.52

$$G(z) = z^{-1} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน (noise variance) แสดงได้ดังสมการที่ 2.53

$$\sigma_v^2(k) \approx x(k)e(k) \quad (2.53)$$

จากนั้นแทนสมการ 2.53 ลงในสมการที่ 2.50 จะได้

$$a(k+1) = a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x(k-1) - a(k)x(k)\} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ 2.54 จะเห็นได้ว่าตัวแปร  $a$  จะถูกปรับเพื่อให้มีค่าความผิดพลาดเอาต์พุตต่ำที่สุด การนำตัวแปร  $a$  ที่ได้ไปใช้ ทำให้สามารถประเมินค่าความถี่ได้แม่นยำ โดยคำนวณความถี่ได้จากสมการที่ 2.41 และสมการที่ 2.54 และ 2.41 จะถูกนำไปใช้ในขั้นตอนการประมาณค่าความถี่ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์และคำนวณหาค่าความเร็วในบิตถัดไป

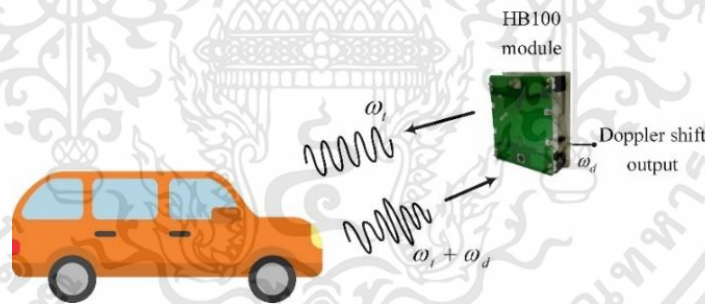


### บทที่ 3

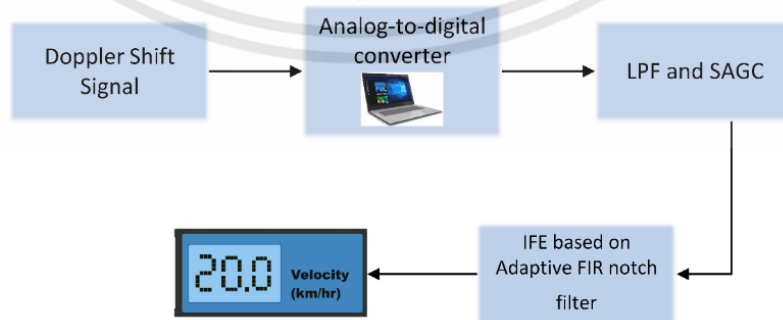
## การออกแบบและการจัดทำวิทยานิพนธ์

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบวิธีการวัดความเร็วรถยนต์โดยใช้เรดาร์คลื่นต่อเนื่องระยะสั้น โมดูล HB 100 จะใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ โดยส่งสัญญาณส่งไปยังวัตถุและรับสัญญาณสะท้อนกลับจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่ เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนที่ได้สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) จะถูกสร้างขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 แต่เนื่องจากสัญญาณดอปเปลอร์ที่เลื่อนนั้นมีขนาดเล็กมาก อยู่ในช่วงไมโครโวลต์ ที่ขา IF เอาต์พุตของโมดูล HB 100 จึงถูกรวมเข้ากับตัวขยายขนาด 200 เท่า เพื่อให้สัญญาณอยู่ในระดับที่ประมวลผลได้ สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์จะถูกบันทึกผ่านทางช่องการ์ดเสียงของแล็ปท็อปเพื่อไปประมวลผลบนโปรแกรมแมทแลป ซึ่งขั้นตอนการทำงานการประมวลผลของระบบที่นำเสนอจะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนหลักคือขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติและขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับค่าได้ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 การตรวจจับการเคลื่อนที่ด้วยโมดูล HB 100



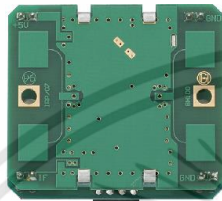
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

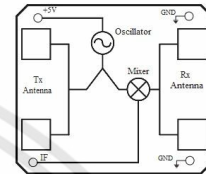
## 3.2 การออกแบบการเก็บสัญญาณ

### 3.2.1 การใช้โมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย

X-band microwave motion sensor module (HB 100) เป็นโมดูลแบบ mono-static DRO Doppler transceiver front-end module โดยโมดูลนี้ออกแบบมาเพื่อการตรวจจับการเคลื่อนไหวซึ่งประกอบไปด้วย Dielectric Resonator Oscillator (DRO), microwave mixer และ patch antenna แสดงในรูปที่ 3.3



(ก) โมดูล HB 100



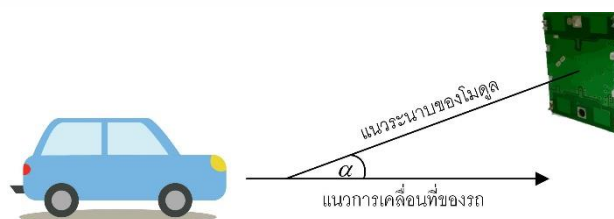
(ข) บล็อกไดอะแกรม

รูปที่ 3.3 โมดูล HB 100

โมดูล HB 100 ทำงานที่ไฟเลี้ยง 5 โวลต์เพื่อสร้างคลื่นต่อเนื่อง ความถี่และกำลังส่งสัญญาณของโมดูลจะถูกตั้งค่าจากโรงงาน โดยผู้ใช้ไม่สามารถปรับค่าได้ เมื่อมีการตรวจจับการเคลื่อนไหวได้โมดูลจะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณการเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) ที่ขา IF ขนาดของสัญญาณการเลื่อนดอปเปลอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับพลังงานการสะท้อนและมีค่าอยู่ในช่วงไมโครโวลต์ และความถี่การเลื่อนดอปเปลอร์จะมีสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วของการเคลื่อนที่ ความถี่ดอปเปลอร์สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.1 [5]

$$F_d = 2V \left( \frac{F_t}{c} \right) \cos \alpha \quad (3.1)$$

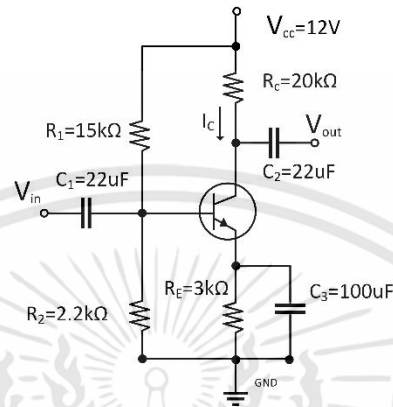
เมื่อ  $F_d$  คือความถี่ดอปเปลอร์  $F_t$  คือ ความถี่ที่ถูกส่งออก (10.525 เมกะเฮิรตซ์),  $V$  คือ ความเร็วของวัตถุ (เมตรต่อวินาที),  $c$  คือความเร็วแสง ( $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที) และ  $\alpha$  คือมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล โดยการหามุมระหว่างโมดูลกับการเคลื่อนที่ของรถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 มุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของวัตถุกับแนวระนาบของโมดูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการตรวจจับการเคลื่อนไหวโมดูล HB 100 จะให้ค่าเอาต์พุตเป็นสัญญาณเลียนดอปเปลอร์มีขนาดเล็กมากอยู่ในช่วงไมโครโวลต์ จึงถูกเชื่อมต่อกับวงจรขยายขนาด 200 เท่า เพื่อให้ระดับสัญญาณอยู่ในระดับที่ประมวลผลได้ในช่วง 6 โวลต์ โดยวงจรขยายที่ได้ทำการออกแบบเป็นวงจรทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอิมิตเตอร์ซึ่งแสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรขยายคอมมอนอิมิตเตอร์

การคำนวณอัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong g_m R_c \quad (3.2)$$

เมื่อ  $A_v$  คืออัตราขยาย,  $V_{out}$  คือค่าขนาดสัญญาณเอาต์พุต,  $V_{in}$  คือค่าขนาดสัญญาณอินพุต และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  มีค่าเท่ากับ  $g_m = \frac{I_c}{V_T}$  โดยที่  $V_T = 25 mV$

จาก  $I_c = \beta I_B$  โดยที่  $\beta = 100$  ทำการคำนวณหาค่า  $I_B$  เมื่อ

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + \beta R_E}$$

$$I_B = \frac{\left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{cc} - V_{BE}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \beta R_E}$$

$$I_B = \frac{\left( \frac{2.2k}{15k + 2.2k} \right) \times 12 - 0.7}{\frac{15k \times 2.2k}{15k + 2.2k} + (110 \times 3k)}$$

$$I_B = \frac{1.535 - 0.7}{1919 + 330000}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_B = 2.516 \mu A$$

แทนค่า  $I_B$  และ  $\beta$  ใน  $I_c = \beta I_B$  จะได้

$$I_c = 100 \times 2.515 \mu A$$

$$I_c = 0.2515 mA$$

ดังนั้นจะได้ค่าอัตราขยาย  $A_v$  คือ

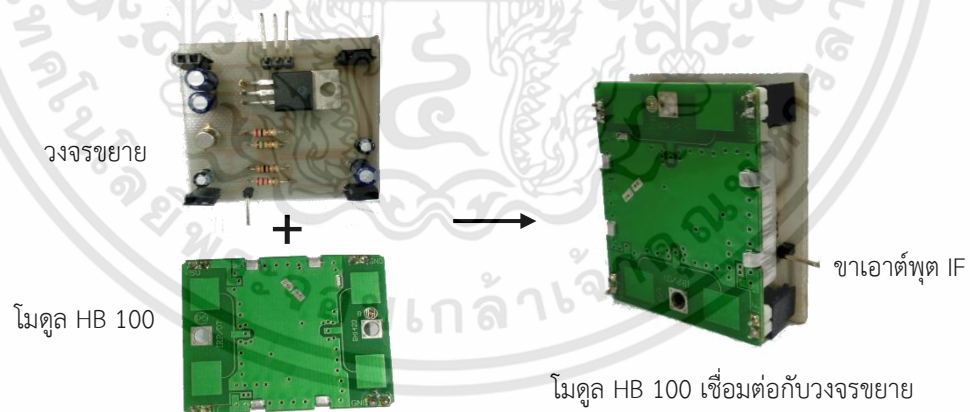
$$A_v = g_m R_c = \frac{I_c}{V_T} R_c$$

$$A_v = \frac{0.2515 m}{25 m} \times 20 k$$

$$A_v = \frac{0.2515 m}{25 m} \times 20 k$$

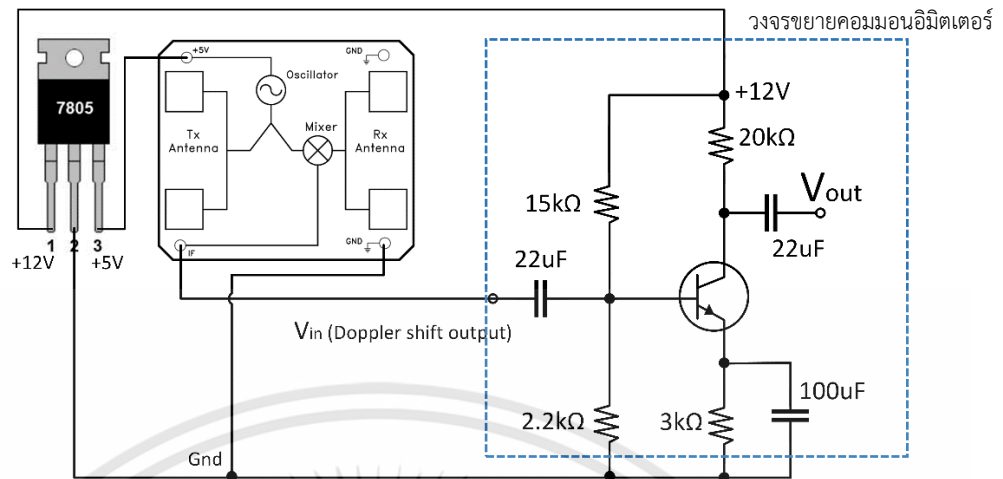
$$A_v = 201.2$$

จากการคำนวณจะได้ว่าอัตราขยายของวงจรขยายที่ทำการออกแบบที่ค่าประมาณ 200 เท่านั้นเอง โดยวงจรขยายที่ใช้ร่วมกับโมดูล HB 100 แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 และการอธิบายการเชื่อมต่อแสดงได้ในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 โมดูล HB 100 เชื่อมต่อกับวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 การเชื่อมต่อโมดูล HB 100 ร่วมกับวงจรขยาย

จากวงจรในรูปที่ 3.7 โวลต์เตจเรกูเลเตอร์ (IC Voltage Regulator) เบอร์ 7805 เป็นตัวแปลงแรงดัน 12 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟ 5 โวลต์ ป้อนเป็นไฟเลี้ยงให้กับโมดูล HB 100 ขาเอาต์พุต IF ของโมดูล HB 100 จะถูกเชื่อมต่อกับวงจรขยาย โดยวงจรขยายทำงานด้วยไฟเลี้ยง 12 โวลต์และให้สัญญาณเอาต์พุตขยาย 200 เท่า

### 3.2.2 การเก็บสัญญาณตอบเพลอร์ผ่านการดเสียง

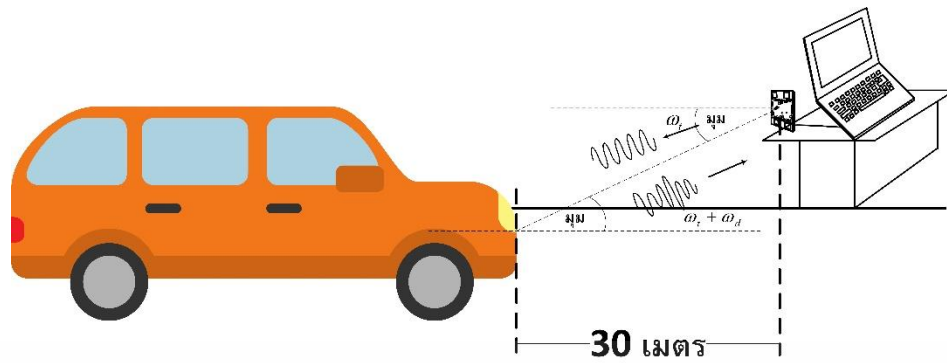
สัญญาณตอบเพลอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายจะถูกบันทึกผ่านโปรแกรมแมทแลป ผ่านทางช่องการ์ดเสียงของแล็ปท็อป การเก็บสัญญาณตอบเพลอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 จากรูปที่ 3.8 ให้  $x(t)$  เป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกจากโมดูล HB 100

$$x(t) = A \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $A$  และ  $\omega$ , คือค่าทางขนาดและความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ส่งตามลำดับ ส่วนสัญญาณสะท้อนที่ได้จากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่หรือสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ขาเอาต์พุต IF คือ

$$x_d(t) = A(t) \sin(\omega_d t) \quad (3.4)$$

โดยที่  $A(t)$  และ  $\omega_d$  คือค่าขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ตามลำดับ จากนั้นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์จะถูกบันทึกและนำไปผ่านการประมวลผลเพื่อหาความเร็วด้วยวิธีที่นำเสนอบนโปรแกรมแมทแลป โพล်ซาร์ทสำหรับการบันทึกสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ผ่านการดเสียงของแล็ปท็อปด้วยโปรแกรมแมทแลป แสดงในรูปที่ 3.9



(a)



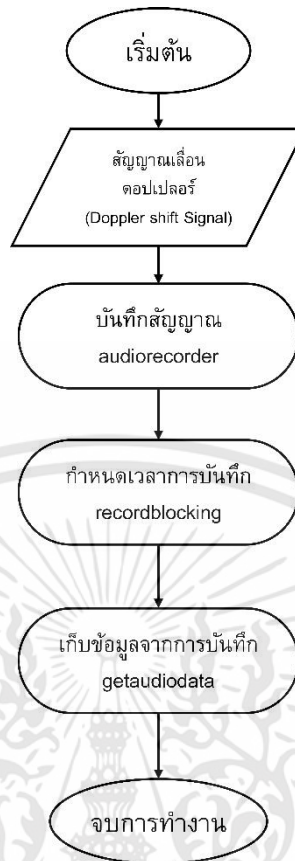
(b)

รูปที่ 3.8 การเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเปลอร์ผ่านการ์ดเสียงของแล็ปท็อป

(a) บล็อกไดอะแกรมการเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเปลอร์ผ่านการ์ดเสียง

(b) การทดลองการเก็บสัญญาณเล็นอนตอปเปลอร์ผ่านการ์ดเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

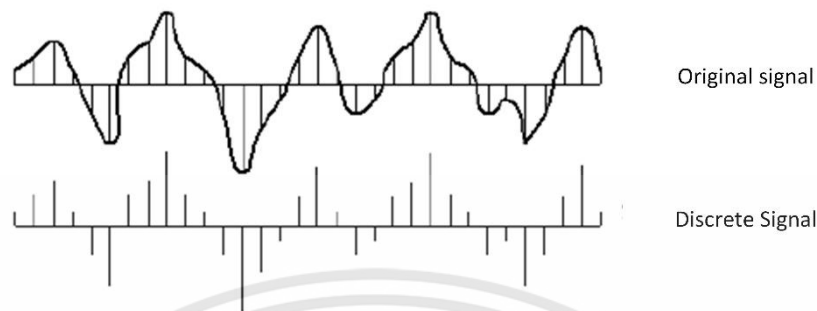


รูปที่ 3.9 โฟลว์ชาร์ตสำหรับการเก็บสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์

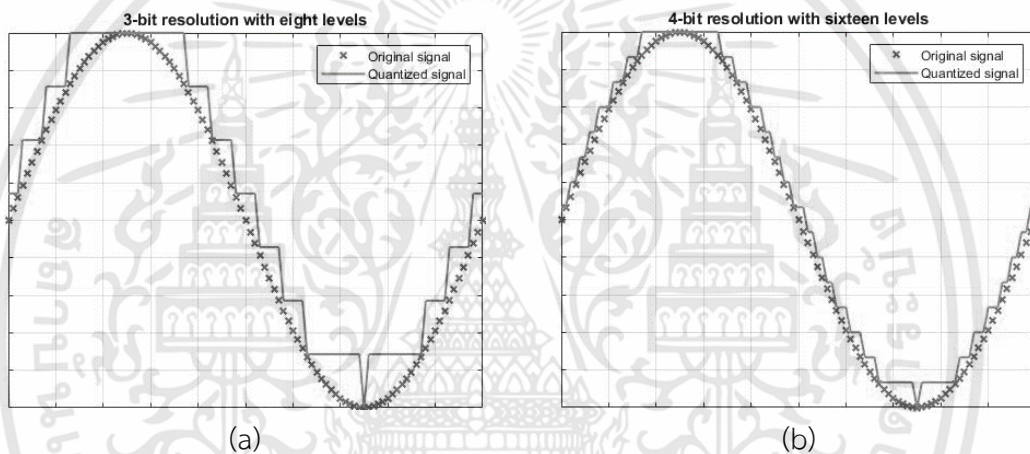
การเก็บสัญญาณเสียงจะมีการกำหนดระยะเวลาของรถยนต์ที่จะบันทึกในระยะ 30 เมตรและวางไมโครตรวจจับทำมุม 36 องศากับแนวการเคลื่อนที่ของรถยนต์ เมื่อรถยนต์มาถึงระยะที่กำหนดจะเริ่มทำการกดปุ่มบันทึกสัญญาณ โดยการ์ดเสียงทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นข้อมูลดิจิทัล ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับสัญญาณจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลัก 2 ประการคือ อัตราการสุ่มตัวอย่าง และความแม่นยำของตัวอย่างที่ได้ ความแม่นยำของตัวอย่างนั้นถูกกำหนดโดยการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D converter) ซึ่งความละเอียดของ A/D Converter นั้นถูกกำหนดจากจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุต การแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลสามารถแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนคือการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) และการควอนไทซ์ (quantization) การสุ่มตัวอย่างจะทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 ความถี่สุ่ม ( $f_s$ ) ที่เหมาะสมหรืออัตราสุ่มไนซ์ควิซในการสุ่มสัญญาณจะต้องมีค่าไม่น้อยกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณ ( $f_m$ ) นั้น ( $f_s \geq 2f_m$ ) แต่ถ้าหากใช้ความถี่สุ่มที่ต่ำกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุดแล้ว จะทำให้เกิดการซ้อนทับของสเปกตรัมของสัญญาณ (Aliasing) ซึ่งส่งผลให้ไม่สามารถกู้สัญญาณเดิมคืนได้อย่างสมบูรณ์ หลังจากนั้นขั้นตอนการสุ่มสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลาจะถูกทำควอนไทซ์เซชันเพื่อกำหนดค่าของสัญญาณเป็นระดับค่าดิจิทัล ซึ่งการกำหนดจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น 3 บิต (8 ระดับ) หรือ 4 บิต (16 ระดับ) แสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 การสุ่มตัวอย่าง



รูปที่ 3.11 จำนวนระดับสัญญาณทั้งหมดของการควอนไทซ์

(a) การควอนไทซ์ที่ 3 บิต

(b) การควอนไทซ์ที่ 4 บิต

สัญญาณดอปเปลอร์ที่มีความถี่เชิงมุม  $\omega_d$  ( $\omega_d = 2\pi f_d$ ) ที่ได้จากการตรวจจับของเรดาร์ที่ความถี่ส่ง  $\omega_t$  ( $\omega_t = 2\pi f_t$ ) จะถูกเก็บผ่านการดัดเสียงด้วยอัตราการสุ่มตัวอย่างหรือความถี่สุ่ม ( $f_s$ ) 8000 เฮิรตซ์ A/D Converter 16 บิต เป็นเวลา 1 วินาที ซึ่งจะได้ความถี่ดิจิทัลของสัญญาณดอปเปลอร์ คือ  $\theta_d$  เมื่อ  $\theta_d = \frac{\omega_d}{f_s}$

### 3.3 การออกแบบระบบการประมวลผลสัญญาณ

ขั้นตอนการทำงานของระบบประมวลผลสัญญาณของระบบที่นำเสนอแบ่งออกได้เป็นสามส่วนคือการเลือกช่วงสัญญาณ ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติและขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับค่าได้

### 3.3.1 การเลือกช่วงสัญญาณ

สัญญาณที่ได้จากการบันทึก ในขั้นตอนก่อนหน้านั้น จะเป็นสัญญาณที่ประกอบด้วยส่วนที่เป็นสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ ที่ได้จากการสะท้อนจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่ และส่วนที่ไม่มีสัญญาณดอปเปลอร์ เนื่องจากระยะที่เริ่มเก็บบันทึกสัญญาณนั้น มีผลต่อขนาดสัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้ คือถ้าเริ่มกذبบันทึกสัญญาณเมื่อรถยนต์อยู่ห่างจากเรดาร์ ขนาดสัญญาณที่สะท้อนกลับจะมีขนาดเล็ก ถ้าเริ่มกذبบันทึกสัญญาณเมื่อรถยนต์อยู่ใกล้กับเรดาร์ ขนาดสัญญาณที่สะท้อนกลับก็จะมีขนาดใหญ่ ในการทดลองนี้มีการเริ่มกذبบันทึกสัญญาณที่ระยะเดียวคือ 30 เมตร ดังนั้นขนาดสัญญาณดอปเปลอร์ที่ได้ก็จะมีขนาดอยู่ในช่วงเดียวกันคือช่วง 0.01 โวลต์ ค่าขนาดสัญญาณนี้จึงถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้น (Threshold) ในการเลือกช่วงสัญญาณ และการกำหนดช่วงสัญญาณจะเลือกช่วง 1000 จุดจากจุดข้อมูลของค่าเริ่มต้น เพราะเมื่อทำการบันทึกความเร็วรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น สัญญาณดอปเปลอร์ก็จะมีช่วงที่สั้นลง โดยช่วงที่สั้นที่สุดของความเร็วสูงสุด (110 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) ที่ได้จากการบันทึกสัญญาณมีประมาณ 2,000 จุดข้อมูล จึงเลือกช่วงสัญญาณให้น้อยลงเพื่อคำนึงถึงกรณีของรถยนต์มีความเร็วเพิ่มมากขึ้น

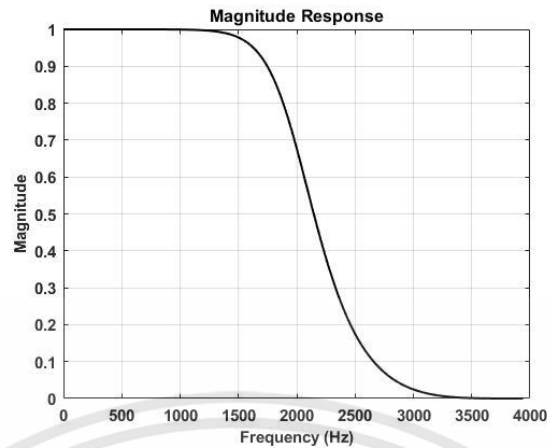
### 3.3.2 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล

สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) ที่บันทึกจากการเคลื่อนที่ของรถยนต์ด้วยความเร็ว 10-110 กิโลเมตรต่อชั่วโมง (เพิ่มขึ้นทีละ 10 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดไม่คงที่ ให้สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) มีแบบรูปแสดงในสมการที่ 3.5 จะถูกผ่านขั้นตอนการเตรียมสัญญาณซึ่งประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่ที่สูงกว่า 1800 เฮิรตซ์ เนื่องจากเป็นความถี่ที่สูงที่สุดของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ของความเร็วที่สูงที่สุดที่ระบบได้ออกแบบไว้ โดยการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านใช้ฟังก์ชัน filter ในโปรแกรมแมทแลปและใช้ตัวกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth) อันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) เท่ากับ 2000 เฮิรตซ์ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองแสดงได้ดังสมการที่ 3.6 และผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองแสดงในรูปที่ 3.12

$$x_d(t) = A(t)\sin(\omega_d t) \quad (3.5)$$

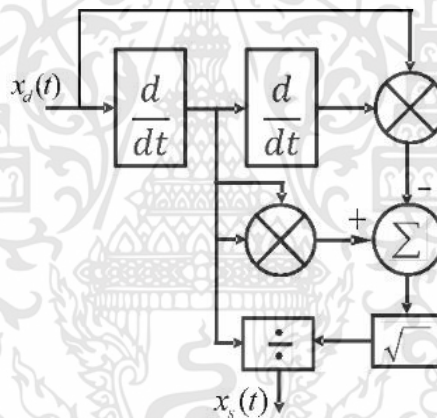
$$H_{LPF}(z) = \frac{0.0940 + 0.3759z^{-1} + 0.5639z^{-2} + 0.3759z^{-3} + 0.0940z^{-4}}{1 + 7.9103 \times 10^{-16}z^{-1} + 0.4860z^{-2} + 2.6282 \times 10^{-16}z^{-3} + 0.0177z^{-4}} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากนั้นสัญญาณจะถูกผ่านตัวควบคุมอัตราขนาดสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) แสดงได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของ SAGC

จากบล็อกไดอะแกรม สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ถูกป้อนเป็นเป็นสัญญาณอินพุต แสดงดังสมการที่ 3.7 ผลของการทำอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งและสองของ  $x_d(t)$  ถูกแสดงตามลำดับโดย

$$x_d'(t) = \frac{dx_d(t)}{dt} = A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + \sin(\omega_d t)A'(t) \quad (3.7)$$

$$x_d''(t) = \frac{d^2x_d(t)}{dt^2} = -A(t)\omega_d^2 \sin(\omega_d t) + \omega_d \cos(\omega_d t)A'(t) + \sin(\omega_d t)A''(t) + \omega_d A'(t) \cos(\omega_d t) \quad (3.8)$$

$$x_d''(t) = \frac{d^2x_d(t)}{dt^2} = -A(t)\omega_d^2 \sin(\omega_d t) + 2A'(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + A''(t) \sin(\omega_d t) \quad (3.9)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 &= (A(t)\omega_d)^2 \cos^2(\omega_d t) + 2A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) \sin(\omega_d t) A'(t) \\ &\quad + \sin^2(\omega_d t) (A'(t))^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ 3.8 ด้วย  $x_d(t)$  ได้ผลลัพธ์คือ

$$\begin{aligned} x_d(t)x_d''(t) &= -(A(t))^2 \omega_d^2 \sin^2(\omega_d t) + 2A(t)A'(t)\omega_d \sin(\omega_d t) \cos(\omega_d t) \\ &\quad + A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

นำสมการที่ 3.10 ลบออกด้วยสมการที่ 3.11 พบว่า

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t) &= (A(t)\omega_d)^2 + (A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t) \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} (x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t) &= A^2(t)\omega_d^2 \left[ 1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{(A(t)\omega_d)^2} \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

ทำการหารากที่สองของสมการที่ 3.13

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| \sqrt{1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{(A(t)\omega_d)^2}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

จาก Taylor's series ได้ว่า  $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \dots$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| \left( 1 + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2(A(t)\omega_d)^2} \right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_d'(t))^2 - x_d(t)x_d''(t)} &= |A(t)\omega_d| + \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2A(t)\omega_d} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ให้  $\varepsilon = \frac{(A'(t))^2 \sin^2(\omega_d t) - A(t)A''(t) \sin^2(\omega_d t)}{2A(t)\omega_d}$  คือค่าความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะได้ค่าความผิดพลาดสูงสุด  $\varepsilon_{\max}$  เมื่อ  $\sin(\omega_d t) = 1$  ดังนั้น  $\varepsilon_{\max} = \frac{(A'(t))^2 - A(t)A''(t)}{2A(t)\omega_d}$

หลังจากทำการหารสมการที่ 3.7 ด้วยสมการที่ 3.16 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$x_s(t) = [A(t)\omega_d \cos(\omega_d t) + \sin(\omega_d t)A'(t)] / [|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}] \quad (3.17)$$

$$x_s(t) = \frac{A(t)\omega_d \cos(\omega_d t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} + \frac{\sin(\omega_d t)A'(t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} \quad (3.18)$$

เมื่อ  $A(t)$  มีการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ จะได้ ค่า  $A'(t)$  มีค่าน้อยตามไปด้วย ดังนั้นเทอมที่สองทางขวาของสมการที่ (3.18) จึงถูกละทิ้งไป ได้เป็นสมการที่ (3.19)

$$x_s(t) = \frac{A(t)\omega_d \cos(\omega_d t)}{|A(t)\omega_d| + \varepsilon_{\max}} \quad (3.19)$$

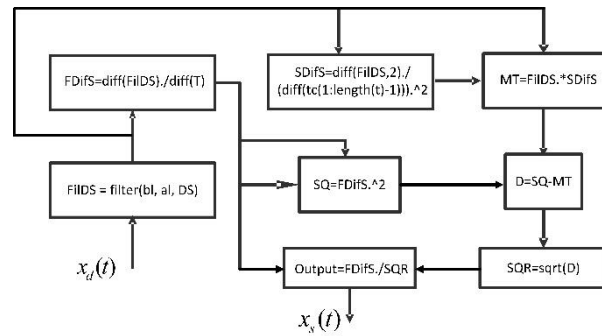
ทำการจัดรูปสมการที่ (3.19) ได้เป็นสมการที่ (3.20)

$$x_s(t) = \frac{\cos(\omega_d t)}{1 + \frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}} \quad (3.20)$$

จากการพิจารณาค่า  $A'(t)$  ที่มีค่าน้อยมากนั้นจะส่งผลให้ค่าความผิดพลาดมากที่สุด  $\frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}$  นั้นมีค่าน้อยมากตามไปด้วย และถ้าค่า  $\omega_d$  มีค่ามากก็จะทำให้เทอม  $\frac{\varepsilon_{\max}}{A(t)\omega_d}$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่งมากๆ สามารถละทิ้งออกไปได้ จึงเขียนสมการที่ (3.20) ใหม่ได้เป็น

$$x_s(t) = \cos(\omega_d t) = \sin\left(\omega_d t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.21)$$

สัญญาณเอาต์พุตจากขั้นตอนนี้เป็นสัญญาณอินพุตต่อปเปอร์ขนาดไม่คงที่ที่ถูกปรับให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยและเฟสเลื่อนไป 90 องศา แสดงในสมการที่ 3.21 และจะถูกนำไปประมวลผลในขั้นตอนต่อไป สำหรับขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแล็บ แสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณด้วยโปรแกรมแมทแลป

### 3.3.3 การประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่คอปเปอเรอร์ในการวัดความเร็ว

ในขั้นตอนนี้สัญญาณคอปเปอเรอร์จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณจะถูกประมวลผลผ่านวิธีการประมาณค่าความถี่โดยใช้ตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับค่าตัวเองได้ วิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอนี้ใช้ตัวกรองหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดอันดับที่สองโดยมีฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองแสดงดังสมการที่ 3.22

$$H(z) = 1 + az^{-1} + z^{-2} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ของตัวกรองและมีค่าเท่ากับ  $-2\cos\theta_d$  ซึ่ง  $\theta_d$  คือความถี่ของสัญญาณอินพุต ซึ่งในขั้นตอนนี้สัญญาณคอปเปอเรอร์เอาต์พุตจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณแสดงในสมการที่ 3.23 ถูกใช้เป็นอินพุตสำหรับขั้นตอนนี้ จึงแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปร  $a$  และความถี่อินพุตได้ดังสมการที่ 3.24

$$x_s(k) = \cos(\theta_d k + \varphi) \quad (3.23)$$

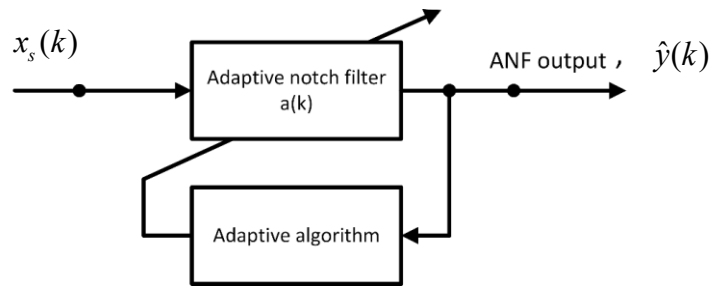
$$a = -2\cos\theta_d \quad (3.24)$$

จากสมการที่ 3.22 เอาต์พุตหรือสัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองปรับตัวแสดงได้ในสมการที่ 3.25

$$\varepsilon(k) = x_s(k) + ax_s(k-1) + x_s(k-2) \quad (3.25)$$

ซึ่งตัวแปร  $a$  จะถูกปรับเพื่อลดค่าความผิดพลาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดในสมการที่ 3.25

ในส่วนของการประมาณค่าความถี่ บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมสำหรับประมาณค่าความถี่

จากรูป  $x_s(k)$  คือสัญญาณอินพุต  $\hat{y}(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของ ANF การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมจะใช้การปรับตัวของ  $a$  และฟังก์ชันความผิดพลาดของตัวกรอง คือ

$$J(a) = E[\varepsilon^2(k)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})|^2 S_x(e^{j\theta}) d\theta \quad (3.26)$$

$$J(a) = \frac{A^2}{2} (a + 2 \cos \theta_d)^2 + \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (3.27)$$

$$J_1(a) = J(a) - \sigma_v^2 (2 + a^2) \quad (3.28)$$

เมื่อ  $E[\cdot]$ ,  $|H(e^{j\theta})|^2$  และ  $S_x(e^{j\theta})$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ค่าขนาดของผลการตอบสนองทางความถี่ของระบบยกกำลังสอง และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ( $a$ ) ที่ใช้การประมาณค่าความถี่ทางอ้อมแสดงได้ดังนี้

$$a(k+1) = a(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J_1(a(k))}{\partial a(k)} \quad (3.29)$$

$$a(k+1) = a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ 3.30 ค่า  $a$  ที่ถูกปรับจนทำให้ค่าความผิดพลาดของสัญญาณค่าผิดพลาดน้อยที่สุดแล้วนั้น ค่า  $a$  จะถูกปรับเข้าสู่สภาวะคงตัวหรือมีการลู่อู่เข้าสู่สภาวะคงตัว หรือสามารถอธิบายได้คือ เมื่อ  $k$  ที่ค่ามากหรือเข้าใกล้  $\infty$  จะได้  $E[a(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(\infty)] = a$

จากการทดลอง ค่า  $k$  ที่ใช้ในการทดลองเท่ากับ 1000 ซึ่งเป็นความยาวของสัญญาณที่ได้จากการเลือกช่วงสัญญาณ โดยกำหนดให้ที่  $k=0$  นั้น  $a(0)=0$  นั้นหมายความว่าค่าตัวแปรจะถูกปรับจากค่าเท่ากับศูนย์จนลู่อู่เข้าสู่สถานะคงตัวที่ค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นไปตามค่าความถี่อินพุต ดังนั้น จะทำการหาค่าเฉลี่ยของช่วงที่ค่า  $a$  ลู่อู่เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยการคำนวณความชันของกราฟค่าตัวแปร  $a$  ในช่วง

การลู่เข้าที่มีความชันน้อยกว่า 0.0001 ในช่วง 100 จุดข้อมูลที่ติดกัน จากนั้นจะทำการเฉลี่ยค่า  $a$  ในช่วงที่ได้ ได้เป็นค่าเอาต์พุต  $a$  เฉลี่ยออกมา

ในขั้นตอนนี้จะได้ค่าเอาต์พุต  $a$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความถี่ดอปเปลอร์  $\theta_d$  ทำให้สามารถหาค่าความเร็วของรถยนต์ได้ดังนี้ จากสมการความถี่ดอปเปลอร์ในสมการที่ 3.31 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\theta_d = 2V \left( \frac{\omega_t}{cf_s} \right) \cos \alpha \quad (3.31)$$

$$\theta_d = kV \quad ; \quad k = \frac{2\omega_t \cos \alpha}{cf_s} \quad (3.32)$$

เมื่อ  $V$  คือ ความเร็วของวัตถุ (เมตรต่อวินาที) ,  $\omega_t$  คือ ความถี่ที่ถูกส่งออก ( $2\pi \times 10.525 \times 10^9 = 66.097$  เรเดียนต่อวินาที) ,  $\alpha$  คือมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของรถยนต์กับแนวระนาบของโมดูล (36 องศา) ,  $c$  คือความเร็วของแสงในอากาศ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที และ  $f_s$  คือความถี่ส้อม 8000 เฮิรตซ์ จะได้

$$V = \frac{\theta_d}{k} \quad (3.33)$$

แทนค่าตัวแปร  $k$  ลงในสมการที่ 3.33 จะได้

$$V = \frac{\theta_d}{\left( \frac{2 \times 2 \times 3.14 \times 10.525 \times 10^9 \times \cos(36)}{3 \times 10^8 \times 8000} \right)} \quad (3.34)$$

$$V = \frac{\theta_d}{0.0444} \quad (3.35)$$

$$V = 22.52 \theta_d \quad (3.36)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ 3.24 ความถี่ดอปเปลอร์สามารถคำนวณได้โดย

$$\theta_d = \cos^{-1} \left( -\frac{a}{2} \right) \quad (3.37)$$

แทนสมการที่ 3.37 ลงในสมการที่ 3.36 จะได้ค่าความเร็วเป็น

$$V = 22.52 \cos^{-1} \left( -\frac{a}{2} \right) \quad (3.38)$$

สมการที่ 3.38 จะถูกนำไปใช้คำนวณหาค่าความเร็วซึ่งถูกแสดงผลไว้ในบทที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด (Error Analysis)

จากอัลกอริทึมการปรับตัวในสมการที่ 3.30 การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (MSE analysis) ของการปรับตัวนี้ทำได้โดยการลบทั้งสองข้างของสมการที่ 3.19 ด้วยค่า  $a$  เมื่อ  $a$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $a(k)$  เมื่อ  $k$  เข้าใกล้  $\infty$   $E[a(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[a(\infty)] = a$  จะได้

$$a(k+1) - a = a(k) - a - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.39)$$

ให้  $\delta_a(k) = a(k) - a$  คือความผิดพลาดในการประมาณค่า สามารถเขียนสมการที่ 3.39 ใหม่ได้เป็น

$$\delta_a(k+1) = \delta_a(k) - \mu \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \quad (3.40)$$

จากนั้นทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ 3.40 และจัดรูป

$$\begin{aligned} \delta_a^2(k+1) &= \delta_a^2(k) - 2\mu \delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} \\ &\quad + \mu^2 \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \end{aligned} \quad (3.41)$$

จากค่าการลู่เข้าของ  $a(k)$  จะได้ว่า  $\delta_a^2(k+1) = \delta_a^2(k)$  ดังนั้น

$$2\mu \delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} = \mu^2 \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \quad (3.42)$$

$$2\delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\} = \mu \varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - a(k)x_s(k)\}^2 \quad (3.43)$$

แทนค่าตัวแปร  $a(k)$  ด้วยค่า  $a$  ลงในสมการที่ 3.43 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และทำการหาค่าเฉลี่ยของสมการที่ 3.43 จะได้

$$2E[\delta_a(k) \varepsilon(k) \{x_s(k-1) - ax_s(k)\}] = \mu E[\varepsilon^2(k) \{x_s(k-1) - ax_s(k)\}^2] \quad (3.44)$$

จากวิธีการที่ใช้ในเอกสารอ้างอิง [9] สามารถจัดรูปสมการที่ 3.44 เมื่อ  $k$  เข้าใกล้  $\infty$  ได้ดังสมการที่ 3.45

$$E[\delta_a^2(\infty)] = \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.45)$$

$$\tau = \sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}} \quad (3.46)$$

กำหนดให้  $\tau = -2\cos \Delta\theta$  คือ RMSE แทนค่า  $\tau$  ที่กำหนดลงในฝั่งซ้ายสมการที่ 3.46 จะได้

$$-2 \cos \Delta\theta = \sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}} \quad (3.47)$$

$$\Delta\theta = \cos^{-1} \left( -\frac{\sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}}}{2} \right) \quad (3.48)$$

จาก Taylor's series  $\arccos(x) = \frac{\pi}{2} - x - \frac{x^3}{6} - \frac{3x^5}{40} + \dots$  จะได้

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} + \frac{\sqrt{\frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}}}{2} \quad (3.49)$$

จาก Taylor's series ได้ว่า  $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \dots$

กำหนดให้

$$1+x = \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.50)$$

จัดรูปสมการหาค่า  $x$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} x &= \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} - 1 \\ x &= \frac{\mu(\eta_2 + 2\eta_4) - 2\eta_0 + \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \\ x &= \frac{-2\eta_0 + \mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5)}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \\ x &= \frac{\mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5) - 2\eta_0}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \end{aligned} \quad (3.51)$$

ดังนั้น จะได้ค่าความผิดพลาดรากที่สองของค่ากำลังเฉลี่ย (root mean square error : RMSE) เป็น

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} + \frac{\mu(\eta_1 + \eta_2 + 2\eta_3 + 2\eta_4 + 2\eta_5) - 2\eta_0}{2\eta_0 - \mu(\eta_1 + 2\eta_3 + 2\eta_5)} \quad (3.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ [9]

$$\eta_0 = \frac{1}{2} A^2 (1 - a \cos \theta_d) \quad (3.53)$$

$$\eta_1 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{3}{2} - 3a \cos \theta_d + \frac{1}{2} a^2 [2 + \cos 2\theta_d] \right) \quad (3.54)$$

$$\eta_2 = 2\sigma_v^4 (1 + a^2) (2 \cos^2 \theta_d + 1) \quad (3.55)$$

$$\eta_3 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{1}{2} [2 + \cos 2\theta_d] - \frac{3}{2} a \cos \theta_d \right. \\ \left. - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 3\theta_d \right] + a^2 \left[ \frac{1}{2} + \cos 2\theta_d \right] \right) \quad (3.56)$$

$$\eta_4 = (1 - 3a^2) \sigma_v^4 \quad (3.57)$$

$$\eta_5 = \frac{A^4}{4} \left( \frac{1}{2} [2 + \cos 2\theta_d] - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 3\theta_d \right] \right. \\ \left. - a \left[ \cos \theta_d + \frac{1}{2} \cos 5\theta_d \right] + a^2 \left[ \cos^2 2\theta_d + \frac{1}{2} \cos 2\theta_d \right] \right) \quad (3.58)$$

สมการที่ 3.52 คือค่า root mean square error : RMSE ของการประมาณค่าความถี่สำหรับตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตซ์ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าขึ้นอยู่กับตัวแปรสแตติสติกส์  $\mu$  และค่าความแปรปรวนสัญญาณรบกวนของสัญญาณอินพุต  $\sigma_v^2$  เมื่อ  $\mu$  หรือ  $\sigma_v^2$  มีค่ามากค่า RMSE ก็จะสูงตามไปด้วย

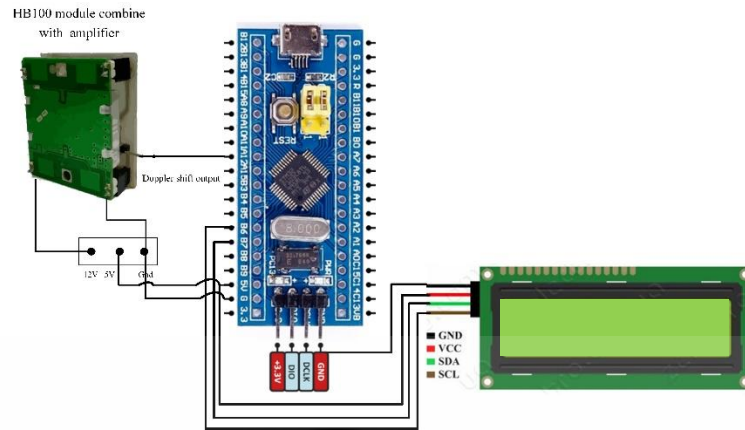
### 3.5 การทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

นำวิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานโดยใช้บอร์ด STM32F103C8T6 และแสดงผลการวัดค่าความเร็วบนจอ LCD โดยมีขั้นตอนการดำเนินการดังนี้

1. เขียนคำสั่งตามขั้นตอนของวิธีการที่นำเสนอบน arduino-ide
2. เชื่อมต่อ USB to Serial ระหว่างบอร์ด STM32F103C8T6 กับแลปท็อปเพื่อ Run คำสั่ง

จาก arduino-ide ลงบนบอร์ด STM32F103C8T6

3. เมื่อ Arduino คอมไพล์คำสั่งผ่านแล้ว นำโมดูล HB 100 ที่รวมกับวงจรขยาย และจอ LCD เชื่อมต่อเข้ากับบอร์ด STM32F103C8T6 โดยแสดงภาพการเชื่อมต่อได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดความเร็ว

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดความเร็วประกอบด้วยโมดูล HB 100 ที่รวมกับวงจรขยายที่ออกแบบใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ เชื่อมต่อเข้ากับบอร์ด STM32F103C8T6 ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกที่ได้อุปกรณ์วัดความเร็วที่ได้จากการประมวลผลจะถูกแสดงผลผ่านจอ LCD ส่วนการนำอุปกรณ์วัดความเร็วไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน แสดงได้ในรูปที่ 3.17 จากรูปที่ 3.17 เป็นการนำอุปกรณ์ไปวัดความเร็ว โดยใช้แถบที่อบในการคอมไพล์คำสั่งลงบนบอร์ด STM32F103C8T6 ที่เชื่อมต่อกับโมดูล HB 100 และจอ LCD สำหรับแสดงผลการวัดความเร็ว ซึ่งผลการวัดความเร็วในการใช้งานอุปกรณ์จะถูกแสดงไว้ในบทที่ 4



รูปที่ 3.17 การตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

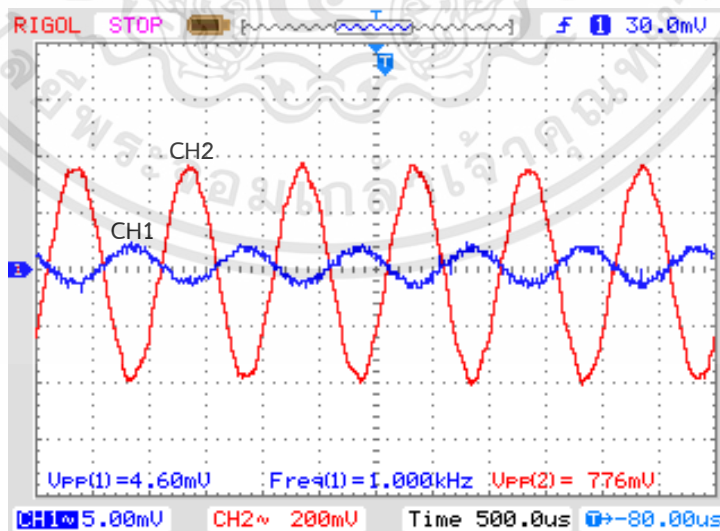
#### 4.1 กล่าวนำ

ในหัวข้อนี้เป็นการแสดงถึงผลการทดลองของระบบที่นำเสนอ โดยเก็บผลการทดลองในส่วนของฮาร์ดแวร์ที่ได้จากวงจรถ่าย และผลการทดลองในส่วนซอฟต์แวร์จากการประมวลผลด้วยโปรแกรมแมทแลป ซึ่งแสดงผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์เพื่อหาความเร็ว ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation และผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด

#### 4.2 ผลการวัดสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler shift) จากวงจรถ่าย

สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่สร้างจากโมดูล HB 100 จะถูกทำการขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วยวงจรถ่ายทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอิมิตเตอร์อัตราขยายเท่ากับ 200 เท่า (แสดงในรูปที่ 3.6)

เพื่อความง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของวงจรถ่ายที่ออกแบบ สัญญาณคลื่นรูปไซน์ขนาด  $4.6\text{ mV}_{pp}$  ที่ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีค่าขนาดอยู่ช่วงเดียวกับเอาต์พุตที่ได้จากโมดูล HB 100 สัญญาณนี้ถูกป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรถ่าย โดยรูปสัญญาณคลื่นรูปไซน์ก่อนและหลังทำการขยายด้วยวงจรถ่ายขนาด 200 เท่า แสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ผลของวงจรถ่ายของสัญญาณคลื่นรูปไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

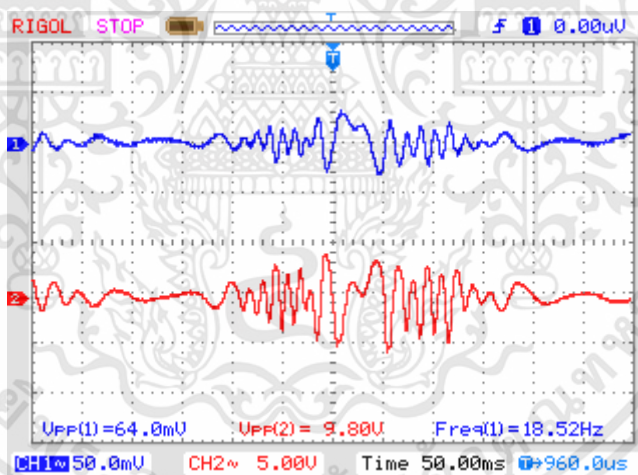
จากรูปที่ 4.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตรูปไซน์  $V_i$  ขนาด  $4.6 \text{ mV}_{pp}$  และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์  $V_o$  ขนาด  $776 \text{ mV}_{pp}$  ซึ่งเป็นสัญญาณแบบกลับเฟสเมื่อนำมาคำนวณหาค่าอัตราขยาย  $A_v$  ได้ดังสมการที่ 4.1

$$|A_v| = \frac{V_o}{V_i} \quad (4.1)$$

จะได้

$$|A_v| = \frac{0.776}{0.0046} = 168.89 \quad (4.2)$$

ซึ่งค่าอัตราขยายที่คำนวณได้นั้นมีค่าใกล้เคียงตามทีออกแบบไว้และการกลับเฟสของสัญญาณที่ได้ไม่มีนัยยะสำคัญกับการประมวลผลสัญญาณของวิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จากนั้นรูปสัญญาณเลื่อนคอปเพลอร์จากโมดูล HB 100 ที่ผ่านวงจรขยายสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปที่ 4.2 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณตรวจจับการโบกมือที่ได้จากขา IF ของโมดูล HB 100 และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณตรวจจับการโบกมือเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยาย



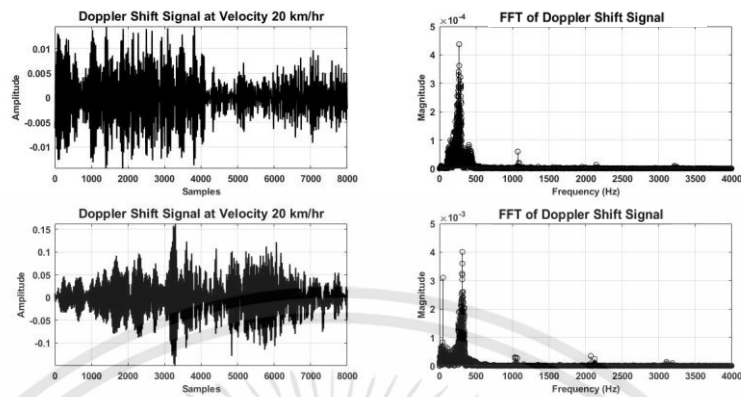
รูปที่ 4.2 ผลของวงจรขยายของสัญญาณเลื่อนคอปเพลอร์

### 4.3 ผลการทดลองการบันทึกสัญญาณเลื่อนคอปเพลอร์

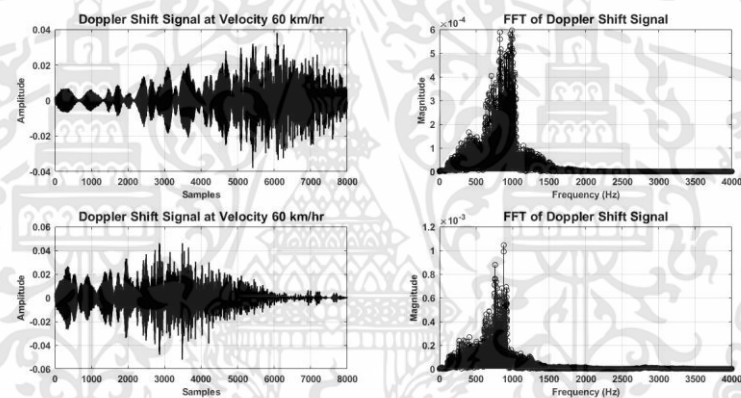
สัญญาณเลื่อนคอปเพลอร์ (Doppler shift) จะถูกบันทึกผ่านโปรแกรมแมทแลป ด้วยความถี่สุ่ม 8000 เฮิรตซ์เป็นเวลา 1 วินาที ซึ่งจะได้สัญญาณที่มีความยาว 8,000 จุดข้อมูล โดยทำการเก็บสัญญาณคอปเพลอร์ของรถยนต์ที่วิ่งด้วยความเร็วตั้งแต่ 10-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง (เพิ่มขึ้นทีละ 10 กิโลเมตร/ชั่วโมง) เพียงเท่านั้น เนื่องจากข้อจำกัดของความยาวถนนไม่มากเพียงพอในการเพิ่มความเร็วมากกว่านี้ได้ โดยการบันทึกสัญญาณเลื่อนคอปเพลอร์ที่ความเร็วต่างๆ จะถูกบันทึก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

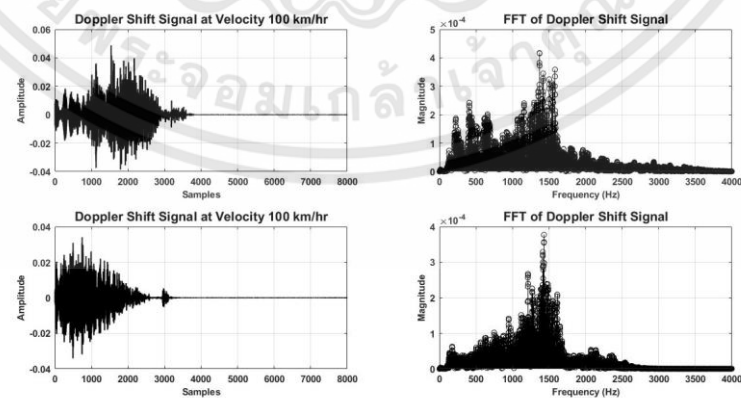
ค่าละ 2 ครั้ง โดยตัวอย่างสัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ที่บันทึกได้ขนาด 8,000 จุดข้อมูลของความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 – 4.5 ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.4 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.5 สัญญาณเลื่อนคอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

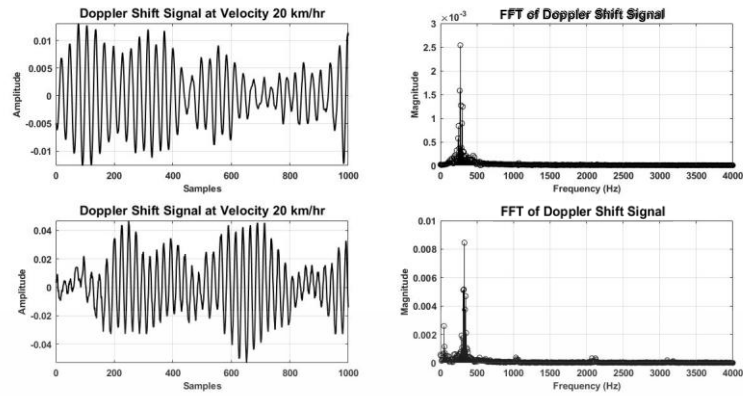
จากรูปที่ 4.3 - 4.5 สัญญาณตอบเพลอร์ที่บันทึกถูกแสดงได้ในโดเมนเวลาที่รูปฝั่งซ้ายและฝั่งขวาเป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ โดยแต่ละรูปแสดงสัญญาณที่ความเร็วเดียวกันสองสัญญาณ จากการแสดงผลในโดเมนความถี่จะเห็นได้ชัดเจนว่าเมื่อรถยนต์มีความเร็วเพิ่มขึ้นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ก็จะมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งเป็นไปตามสมการการคำนวณที่ได้กล่าวไว้ในบทที่สอง ผลของสัญญาณในโดเมนเวลาแสดงให้เห็นว่าเมื่อเริ่มกดบันทึกสัญญาณขณะที่รถยนต์เคลื่อนที่อยู่ห่างจากรถยนต์เป็นระยะ 30 เมตร ที่ความเร็วความเร็ว 20 และ 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์ซึ่งเป็นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ได้จากการเคลื่อนที่ของรถยนต์โดยมีขนาดในช่วง 8000 จุดข้อมูล แต่เมื่อความเร็วที่เพิ่มขึ้นเป็น 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง นั้น สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์ที่เคลื่อนที่มีขนาดอยู่ในช่วงประมาณ 2000 จุดเท่านั้น และหลังจากนั้นเป็นส่วนที่ไม่ใช่สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ และผลในโดเมนความถี่แสดงให้เห็นว่าช่วงที่เป็นสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์นั้นก็มีสัญญาณรบกวนปนอยู่ด้วย เพื่อให้สามารถประมาณค่าความถี่สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่แม่นยำขึ้นสัญญาณที่ถูกบันทึกจะถูกเลือกช่วงของสัญญาณตอบเพลอร์ที่เหมาะสมไปใช้ในการประมวลผล

#### 4.4 ผลการทดลองในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์เพื่อหาความเร็ว

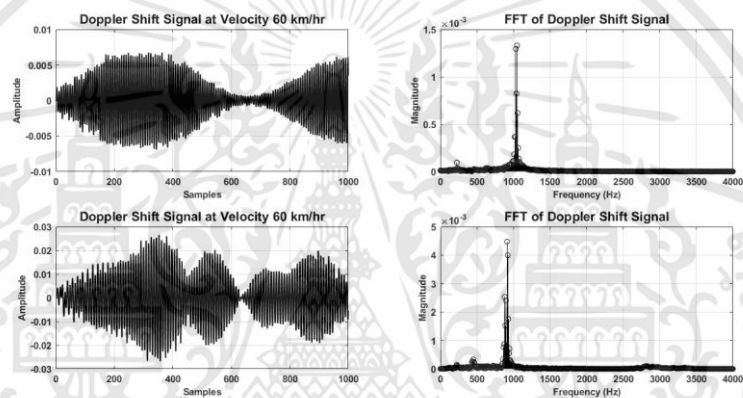
ผลการทดลองในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยผลการทดลองจากการเลือกช่วงสัญญาณ ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผลซึ่งประกอบด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) และผลการทดลองจากขั้นตอนการวัดความเร็วโดยใช้วิธีการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยตัวกรองแบบปรับตัวได้

##### 4.4.1 ผลการทดลองการเลือกช่วงสัญญาณ

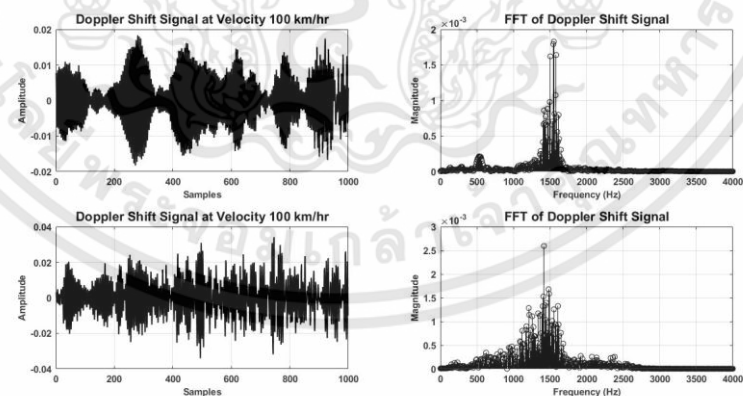
สัญญาณที่สะท้อนกลับจากรถยนต์มายังเรดาร์ที่แต่ละความเร็วมีช่วงของสัญญาณไม่เท่ากัน โดยส่วนต้นของสัญญาณที่บันทึกได้คือสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ จากสัญญาณตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณในช่วง 8000 จุดข้อมูลคือช่วงที่ตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ได้ และเมื่อตรวจจับรถยนต์ที่ความเร็วเพิ่มขึ้น สัญญาณตอบเพลอร์ที่ได้ก็จะมีช่วงสั้นลง ดังนั้นจึงเลือกสัญญาณในช่วง 1000 จุดข้อมูลมาใช้ประมวลผล เนื่องจากที่ความเร็วต่ำที่สุดจำนวนจุดข้อมูลเท่านี้ก็เพียงพอต่อการนำไปประมวลผลหาความเร็ว สัญญาณตอบเพลอร์ในช่วง 1000 จุดข้อมูลที่ถูกเลือกจากสัญญาณที่บันทึกได้ที่ความเร็ว 20, 60, และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ในรูปที่ 4.6 - 4.8 ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล



รูปที่ 4.7 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล



รูปที่ 4.8 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ช่วง 1,000 จุดข้อมูล

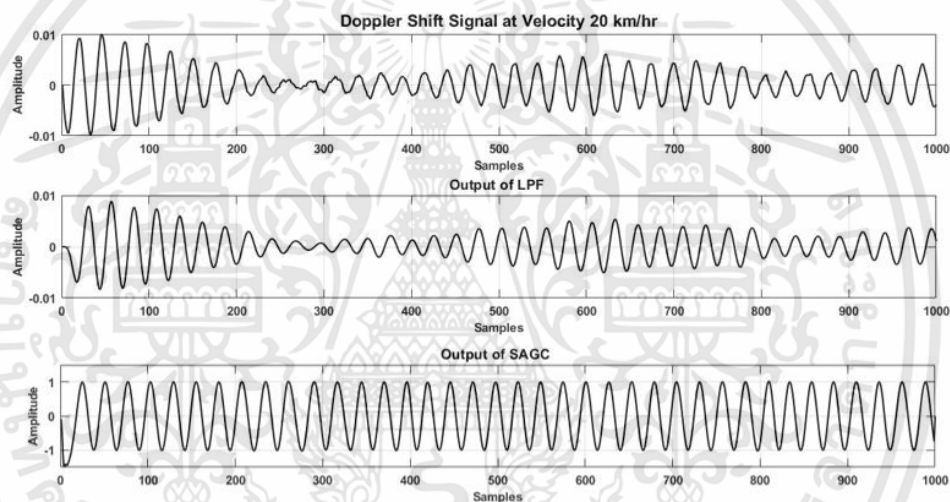
จากรูปที่ 4.6 – 4.8 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ในโดเมนเวลาฝั่งด้านซ้ายและโดเมนความถี่ในฝั่งด้านขวา ซึ่งเห็นได้ว่าเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้นความถี่ดอปเปลอร์ที่ได้ก็จะมากขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่แสดงผลในโดเมนความถี่ ความถี่ดอปเปลอร์ของสัญญาณที่ถูกเลือกช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีความชัดเจนมากกว่ากรณีที่ใช้ความยาวข้อมูลของสัญญาณที่บันทึกได้ทั้งหมด นอกจากช่วงข้อมูลที่เลือกมาจะเป็นช่วงของสัญญาณตอบเพลอร์ที่ได้จากการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์แล้วยังช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นออกไปได้ด้วย

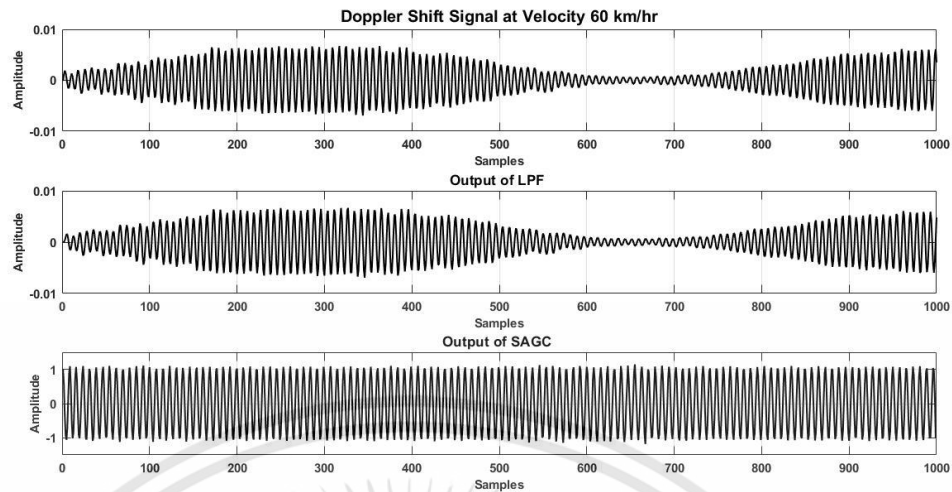
#### 4.4.2 ผลการทดลองจากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผล

สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ได้จากการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่บันทึกได้ซึ่งมีขนาดสัญญาณไม่คงที่จะถูกกรองผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูง และทำการปรับขนาดสัญญาณให้มีขนาดคงที่หนึ่งหน่วยด้วยวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์ (SAGC) โดยตัวอย่างสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ผ่านขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9

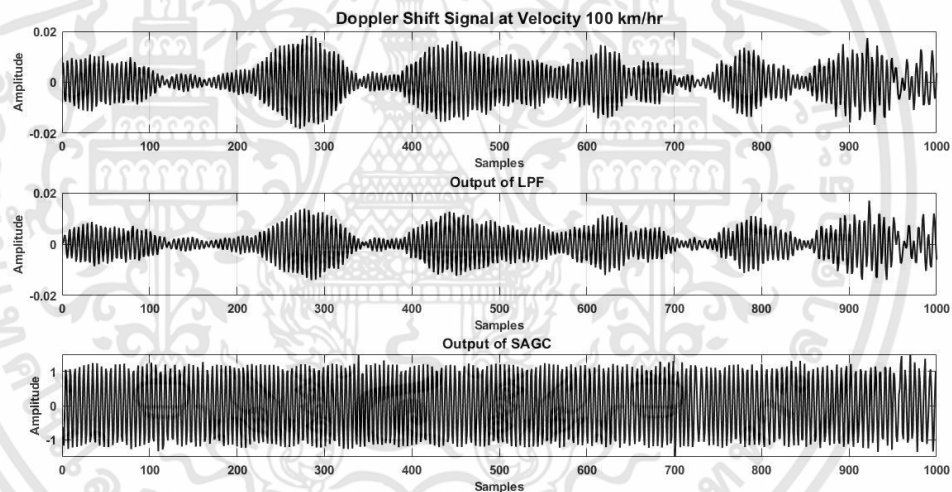


รูปที่ 4.9 สัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ

จากรูปที่ 4.9 แถบสัญญาณด้านบนแสดงสัญญาณตอบเพลอร์ที่ตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่ความเร็ว 20 กิโลเมตร/ชั่วโมง สัญญาณตอบเพลอร์ที่ผ่านการกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงถูกแสดงไว้ในแถบสัญญาณเส้นที่สอง และสัญญาณตอบเพลอร์ที่ถูกปรับขนาดด้วยวงจร SAGC แสดงได้ในแถบสัญญาณด้านล่าง ผลการทดลองสัญญาณเลื่อนตอบเพลอร์ที่ความเร็ว 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ผ่านการทำขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ



รูปที่ 4.11 สัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง  
ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ

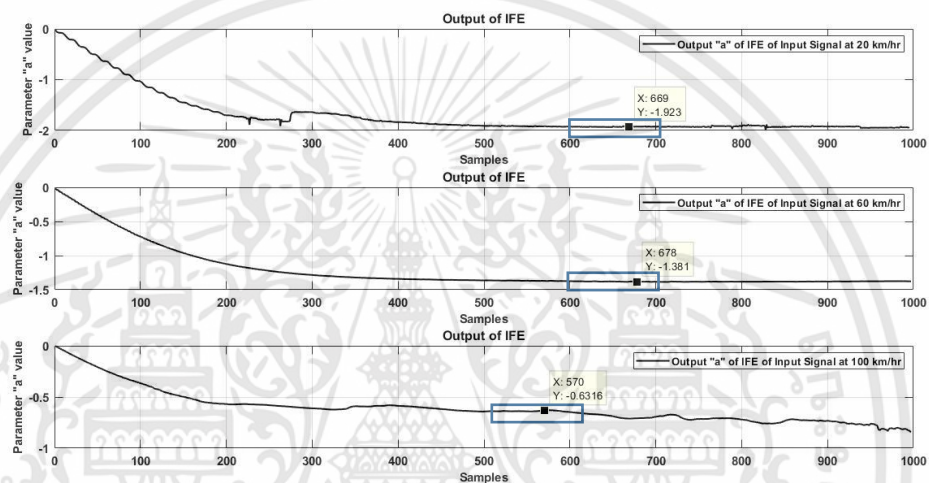
จากรูปที่ 4.9 – 4.11 จะเห็นได้ว่าสัญญาณดอปเปลอร์นั้นจะมีขนาดไม่คงที่เล็กหรือใหญ่ สลับกันไปซึ่งจะถูกกรองด้วยตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและถูกขยายให้มีขนาดหนึ่งหน่วยด้วย SAGC ผลลัพธ์แสดงไว้ในแถบรูปด้านล่างสุด โดยการปรับขนาดของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ให้มีขนาดคงที่นี้จะช่วยให้การเข้าสู่ของตัวกรองปรับค่าได้นั้นเร็วขึ้น ซึ่งสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณก่อนการประมวลผลจะถูกใช้เป็นสัญญาณอินพุตในขั้นตอนการประมาณค่าความถี่เพื่อหาค่าความเร็วต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.3 ผลการทดลองการประมวลผลสัญญาณเพื่อประมาณค่าความถี่ดอปเปลอร์ในการวัดความเร็ว

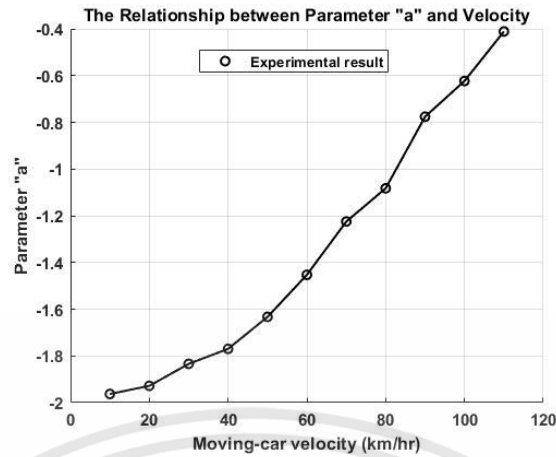
สัญญาณดอปเปลอร์จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณจะถูกผ่านการประมวลผลในการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ FIR แบบนอตช์ โดยผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง  $a$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความถี่ดังแสดงในสมการที่ 3.24

จากการทดลองการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมของสัญญาณดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ความเร็ว 10-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ แสดงได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ค่าเอาต์พุต  $a$  ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง

จากการอธิบายการลู่เข้าของค่าตัวแปร  $a$  ในบทที่สาม จากค่า  $a$  ที่เงื่อนไขเริ่มต้นเท่ากับศูนย์ เมื่อมีการปรับค่า  $a$  ในการประมาณค่าความถี่ ค่า  $a$  จะลู่เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยในรูปที่ 4.12 แสดงการปรับค่าของตัวแปร  $a$  ของสัญญาณเลื่อนดอปเปลอร์ที่ความเร็ว 20, 60 และ 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง โดยค่าเฉลี่ยของช่วงที่ลู่เข้า ได้ยกตัวอย่างในกรอบสี่เหลี่ยมซึ่งแสดงว่าช่วงนั้นมีความชันเข้าเงื่อนไขตามการคำนวณในบทที่สาม สำหรับช่วง 100 จุดข้อมูลที่ติดกัน จึงทำการหาค่าเฉลี่ยของการลู่เข้าได้เป็นค่าตัวแปร  $a$  ของความเร็วนั้นออกมา ความสัมพันธ์ของค่าตัวแปร  $a$  ที่ได้จากการทดลองและความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่สามารแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่

เพื่อทำการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการทดลองและค่าทางทฤษฎี ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการทดลองและค่าทางทฤษฎีแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

จากสมการที่ 3.24 และ 3.31 ค่าเอาต์พุต  $a$  สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 4.1

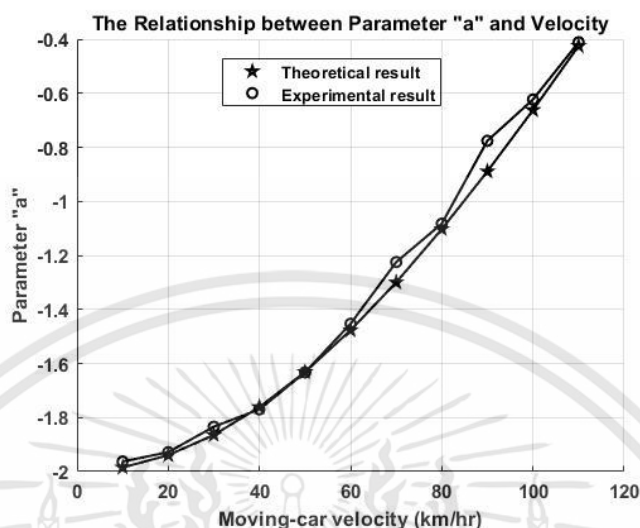
$$a = -2 \cos \left( 2V \left( \frac{\omega_t}{cf_s} \right) \cos \theta \right) \quad 4.1$$

ตารางที่ 4.1 ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต  $a$

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ค่าเอาต์พุต $a$			
	ค่าทางทฤษฎี	ค่าจากการทดลอง		
		ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	เฉลี่ย
10	-1.9848	-1.9655	-1.9604	-1.9630
20	-1.9395	-1.9250	-1.9315	-1.9283
30	-1.8647	-1.8404	-1.8276	-1.8340
40	-1.7615	-1.7592	-1.7804	-1.7698
50	-1.6316	-1.6239	-1.6421	-1.6330
60	-1.4769	-1.3829	-1.5229	-1.4529
70	-1.2998	-1.2432	-1.2067	-1.2250
80	-1.1029	-1.1195	-1.0456	-1.0826
90	-0.8893	-0.8110	-0.7410	-0.7760
100	-0.6622	-0.6314	-0.6149	-0.6232
110	-0.4250	-0.3687	-0.4538	-0.4113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าเอาต์พุต  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ที่ได้จากการทดลองและทางทฤษฎีดังแสดงในตารางที่ 4.1 สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของรถยนต์ที่เคลื่อนที่กรณีการทดลองกับผลทางทฤษฎี

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลองส่วนใหญ่มีค่าใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี โดยสามารถแสดงค่าผิดพลาดเฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลองได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลอง

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย ค่าเอาต์พุต $a$ จากการทดลอง (%)
10	1.10
20	0.57
30	1.64
40	0.60
50	0.56
60	4.74
70	5.76
80	3.35
90	12.74
100	5.90
110	10.01

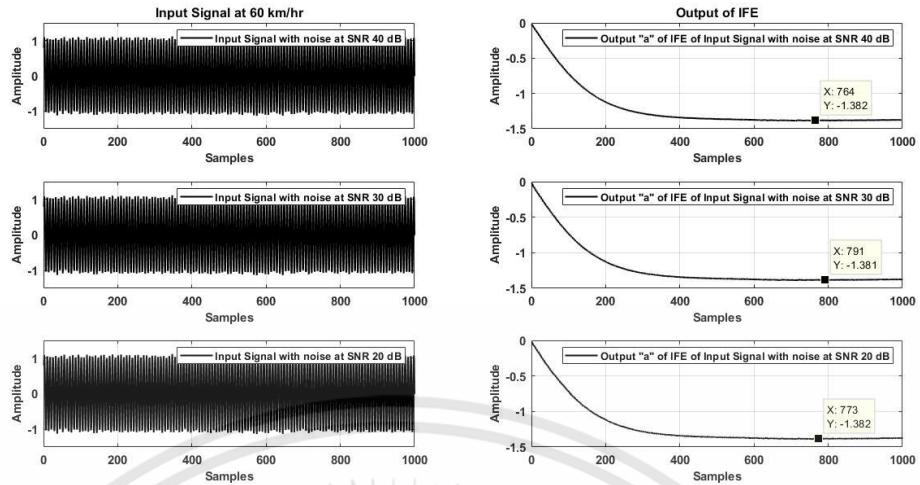
จากตารางค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของค่าเอาต์พุต  $a$  จากการทดลอง จะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดส่วนมากมีค่าน้อย ยกเว้นที่ค่าความเร็ว 70 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมงเท่านั้น ซึ่งอาจเป็นผลมาจากขั้นตอนของการบันทึกสัญญาณโดยเป็นความผิดพลาดมากจากการควบคุมความเร็วของรถยนต์ให้ตรงกับความเร็วที่ต้องการบันทึก ทั้งนี้เนื่องจากค่าผิดพลาดเฉลี่ยส่วนใหญ่มีค่าน้อยก็จะส่งผลให้การนำค่า  $a$  ที่ได้จากการทดลองไปคำนวณหาค่าความเร็วนั้น ได้ค่าความเร็วที่ใกล้เคียงกับความเร็วจริง

#### 4.5 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอ

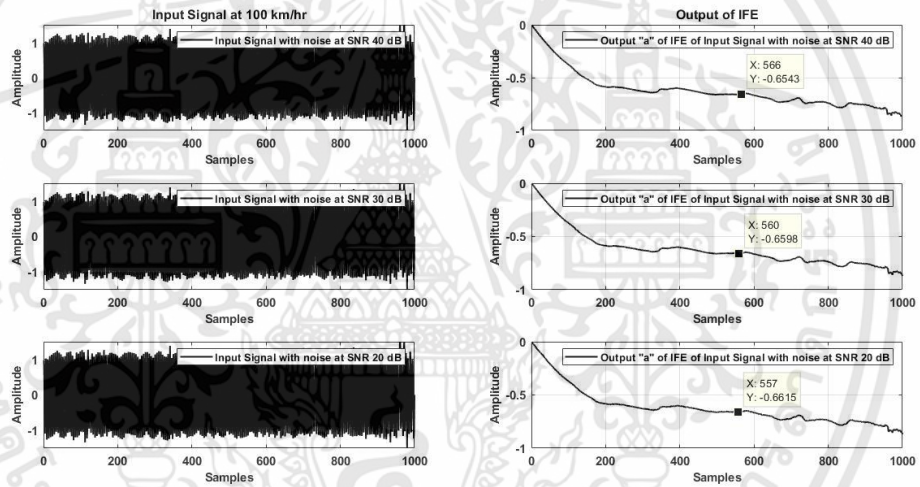
จากที่กล่าวถึงการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบหยุดแถบความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR notch) มีความสามารถในการประมาณค่าความถี่นอตช์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองได้ ถึงแม้สัญญาณอินพุตจะมีการปนของสัญญาณรบกวน

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอโดยป้อนสัญญาณอินพุตของขั้นตอนการประมาณค่าความถี่เป็นสัญญาณตอบเพลอร์ขนาดคงที่ที่ปนกับสัญญาณรบกวน และทำการเปรียบเทียบค่าเอาต์พุตตัวแปร  $a$  ที่ได้จากการประมาณค่าความถี่

สัญญาณตอบเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.15 จากรูปที่ 4.15 แลบริปูด้านซ้ายเป็นการแสดงสัญญาณอินพุตตอบเพลอร์ที่ปนกับสัญญาณรบกวนและแลบริปูด้านขวาคือค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมมีสัญญาณด้านซ้ายมือเป็นสัญญาณอินพุตโดยสัญญาณอินพุตทางด้านซ้ายมือคือสัญญาณที่ถูกปนด้วยสัญญาณรบกวนที่ SNR ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ตามลำดับ ซึ่งจากผลลัพธ์ทางด้านขวาจะเห็นได้ว่าถึงแม้สัญญาณอินพุตจะถูกปนด้วยสัญญาณรบกวน ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกันและการแสดงผลในรูปแบบเดียวกัน สัญญาณตอบเพลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.16



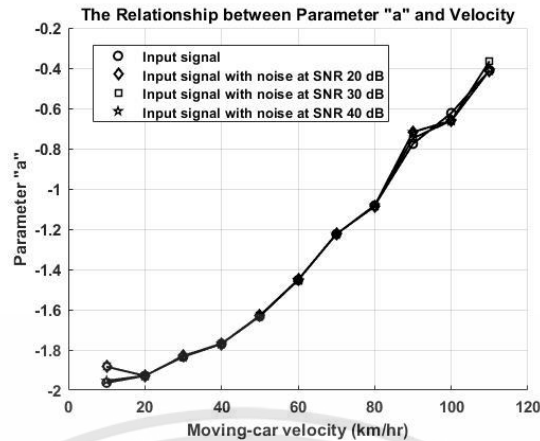
รูปที่ 4.15 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต  $a$



รูปที่ 4.16 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุต  $a$

จากรูป 4.15 และ 4.16 ถึงแม้สัญญาณอินพุตดอปเปลอร์จะถูกปนด้วยสัญญาณรบกวนที่ความแรงต่างๆ ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกันและใกล้เคียงกับค่าเอาต์พุต  $a$  ของสัญญาณอินพุตที่ไม่มีสัญญาณรบกวนซึ่งจะทำให้คำนวณค่าความเร็วได้ตรงกับค่าความที่แท้จริง และผลลัพธ์ที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวน

จากการทดสอบประสิทธิภาพของระบบด้วยสัญญาณรบกวน สามารถแสดงผลการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  กับค่าความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเปลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน แสดงได้ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร  $a$  และความเร็วของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากการใช้สัญญาณดอปเปลอร์ที่ไม่ปนและปนสัญญาณรบกวน

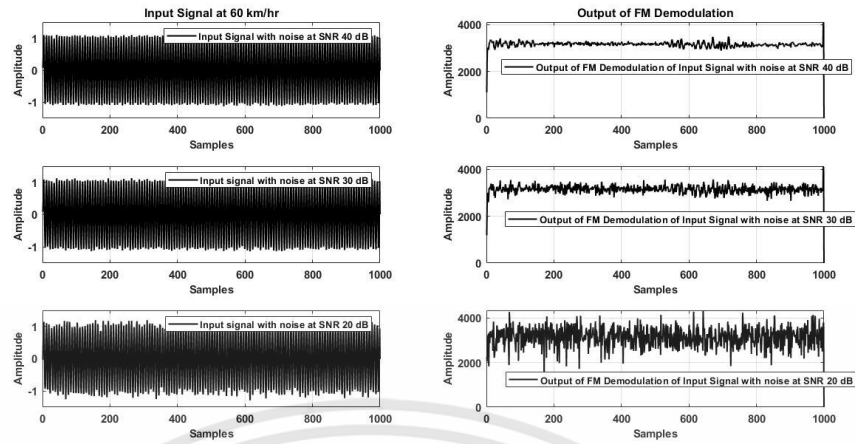
จากรูปที่ 4.17 ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ได้จากการใช้สัญญาณอินพุตปนกับสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ที่แต่ละค่าความเร็วนั้นให้ค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ใกล้เคียงกับค่าเอาต์พุต  $a$  ที่ใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนกับสัญญาณรบกวน ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ชัดว่าเส้นกราฟที่พล็อตนั้นมีค่าต่างกันน้อยมากจนจะเป็นเส้นเดียวกัน ซึ่งจากค่าที่ได้จากการทดลองนี้สามารถสรุปได้ว่าสัญญาณรบกวนที่ปนเข้ามาในสัญญาณอินพุตนั้นมีผลกระทบต่อระบบการประมาณค่าความถี่น้อยมาก ทำให้วิธีการที่นำเสนอสามารถคำนวณค่าความเร็วของรถยนต์ได้ใกล้เคียงกับค่าจริงถึงแม้จะมีสัญญาณรบกวนก็ตาม

#### 4.6 ผลการทดลองการทดสอบประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างวิธีวัดความเร็วที่นำเสนอกับวิธีการวัดความเร็วโดยใช้ SAGC และ FM Demodulation [5]

ในหัวข้อนี้วิธีการที่นำเสนอจะถูกเปรียบเทียบกับวิธีการ FM Demodulation [5] ซึ่งประสิทธิภาพของวิธีทั้งสองจะถูกทดสอบในเรื่องความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนที่มีของระบบที่ใช้ในการวัดความเร็ว โดยใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ที่ปนกับสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล สำหรับวิธีการที่นำเสนอ สัญญาณอินพุตจะถูกใช้ในขั้นตอนการประเมินค่าความถี่ทางอ้อมเพื่อหาค่าความเร็ว แสดงในหัวข้อที่ 4.4 และสำหรับวิธีการใน [5] สัญญาณอินพุตจะถูกใช้ในขั้นตอนการตีמודูเลตทางความถี่ด้วยโครงสร้างของ SAGC โดยค่าเอาต์พุตการตีמודูเลตจะถูกนำไปใช้ในการหาค่าความเร็ว

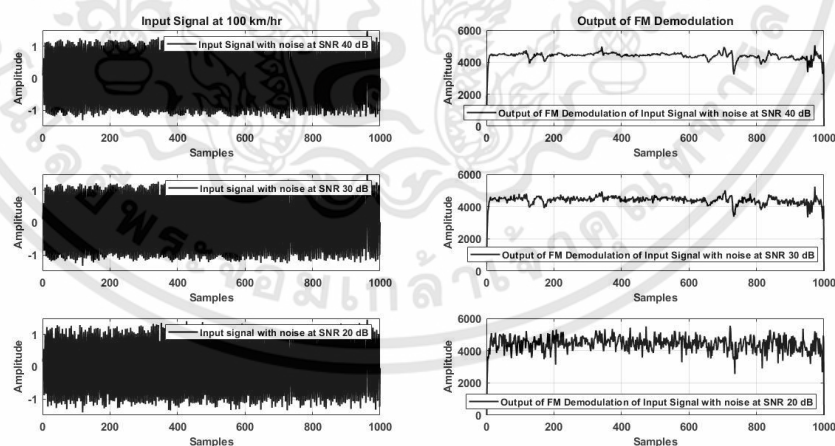
ผลการทดสอบวิธีการวัดค่าความเร็วของ [5] ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ขนาดคงที่ที่ปนสัญญาณรบกวนในขั้นตอนการตีמודูเลตทางความถี่ด้วยโครงสร้างของ SAGC สัญญาณดอปเปลอร์ที่ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการตีמודูเลต แสดงได้ดังรูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลต

จากรูปที่ 4.18 แลบริปูด้านซ้ายจากบนลงล่างแสดงสัญญาณอินพุตดอปเปลอร์ความเร็ว 60 กิโลเมตร/ชั่วโมงที่ปนกับสัญญาณรบกวนที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ตามลำดับ และผลลัพธ์จากขั้นตอนการดีมอดูเลตทางความถี่ ค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลตจากสัญญาณอินพุตทางแลบริปูด้านซ้ายมือ ถูกแสดงในแลบริปูด้านขวามือจากบนลงล่าง ตามลำดับเช่นกัน และผลการทดลองที่ใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ของรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ที่ปนสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตและค่าเอาต์พุต  $a$  ถูกแสดงโดยมีรูปแบบเดียวกับรูปที่ 4.18 ในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สัญญาณดอปเปลอร์รถยนต์ความเร็ว 100 กิโลเมตร/ชั่วโมง ปนสัญญาณรบกวนและค่าเอาต์พุตการดีมอดูเลต

จากรูปที่ 4.18 และ 4.19 จะเห็นได้ว่าค่าเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลตถูกปนด้วยสัญญาณรบกวน นั้นหมายความว่าสัญญาณรบกวนมีผลต่อวิธีการวัดความเร็วของ [5] ซึ่งทำให้ทราบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการนี้ไม่มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งวิธีการนี้ต้องนำค่าเอาต์พุตการตีมอดูเลตไปเปรียบเทียบหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและความถี่ของเพลอร์ ซึ่งการที่สัญญาณรบกวนปนออกมากับค่าตีมอดูเลตนั้นจะส่งผลถึงความแม่นยำของค่าเอาต์พุตที่ได้ไปใช้ในการหาค่าความเร็วด้วยเช่นกัน

#### 4.7 ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด

##### 4.7.1 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะเป็นการแสดงผลค่าความผิดพลาดของการวัดความเร็วด้วยวิธีที่นำเสนอที่คำนวณจากค่าเอาต์พุต  $a$  จากขั้นตอนการประมาณความถี่ทางอ้อมแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งค่าความเร็วคำนวณได้จากสมการที่ 3.38 และค่าความเร็วจากวิธีการในเอกสาร [5] โดยผลลัพธ์ความเร็วจากทั้งสองวิธีแสดงในตารางที่ 4.3 ส่วนการหาความผิดพลาดโดยใช้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย จะได้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยแสดงได้ดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.3 ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความเร็วที่วัดได้ด้วยวิธีการที่นำเสนอ (กิโลเมตร/ชั่วโมง)		ความเร็วที่วัดได้ด้วย วิธีการในเอกสาร [5] (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2
10	15.08	16.16	17.18	16.78
20	22.27	21.28	22.01	20.58
30	32.61	33.91	34.21	34.09
40	40.20	38.35	40.78	39.65
50	50.54	49.26	51.45	50.73
60	65.46	57.18	69.07	59.66
70	72.97	74.85	78.39	76.96
80	79.19	82.76	83.06	84.63
90	93.51	96.59	91.28	98.32
100	101.32	102.02	99.97	101.49
110	112.33	108.80	101.76	100.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ค่าความเร็วที่วัดได้ของวิธีการที่นำเสนอและวิธีการใน [5] โดยใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ได้ปนด้วยสัญญาณรบกวน จะเห็นได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถวัดความเร็วได้ใกล้เคียงกับค่าจริงมากกว่าวิธีในเอกสาร [5] และจากค่าความเร็วที่ได้จากการทดลองนี้สามารถแสดงค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของทั้งสองวิธีได้ในตารางที่ 4.4 จากตารางที่ 4.4 เป็นการเฉลี่ยจากค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สองค่าที่ได้จากการทดลองด้วยสัญญาณสองสัญญาณ ซึ่งส่วนใหญ่ค่าผิดพลาดเฉลี่ยที่ได้ของวิธีการที่นำเสนอจะมีค่าน้อยกว่าวิธีการในเอกสาร [5] ซึ่งมีเพียงบางค่าความเร็วเท่านั้นที่วิธีการในเอกสารมีค่าผิดพลาดน้อยกว่า ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอมีความแม่นยำมากกว่าวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อคำนวณค่าเฉลี่ยผิดพลาดในช่วงความเร็ว 20-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง วิธีการที่นำเสนอมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 4.70 % และวิธีการในเอกสาร [5] มีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 6.17 %

ตารางที่ 4.4 ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ไม่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย (%)	
	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการใน [5]
10	56.22	69.80
20	8.89	6.48
30	10.87	13.83
40	2.31	1.41
50	1.28	2.18
60	6.90	7.84
70	5.59	10.96
80	2.23	4.81
90	5.61	5.33
100	1.67	0.76
110	1.60	8.12

#### 4.7.2 ผลการวัดเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน

ผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะเป็นการแสดงผลค่าความผิดพลาดของการวัดความเร็วเมื่อใช้สัญญาณอินพุตปนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล โดยวิธีที่นำเสนอจะคำนวณค่าความเร็วจากค่าเอาต์พุต  $a$  เฉลี่ยที่ได้จากการทดลอง ส่วนวิธีการใน

เอกสาร [5] จะคำนวณค่าความเร็วจากค่าเอาต์พุตที่มอดูเลตทางความถี่เฉลี่ยจากการทดลอง โดยผลลัพธ์ความเร็วจากทั้งสองวิธีแสดงในตารางที่ 4.5 ส่วนการหาความผิดพลาดโดยใช้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ย จะได้ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยแสดงได้ดังตารางที่ 4.6

**ตารางที่ 4.5** ค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอและวิธีการในเอกสาร [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ปนสัญญาณรบกวน

ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40 เดซิเบล		สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 30 เดซิเบล		สัญญาณอินพุตที่ปน สัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 20 เดซิเบล	
	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการที่ นำเสนอ	ความเร็วที่ วัดได้ด้วย วิธีการใน เอกสาร [5]
10	17.52	18.30	27.79	14.22	27.88	16.80
20	21.79	20.84	21.81	20.60	21.64	21.63
30	33.26	34.55	33.22	35.24	33.74	35.32
40	39.29	41.01	39.29	41.96	39.35	37.84
50	50.10	52.03	50.11	51.48	50.13	52.96
60	61.43	63.41	61.44	64.12	61.53	62.48
70	73.92	74.39	73.90	75.71	73.98	74.86
80	80.99	82.25	80.90	78.95	80.77	83.45
90	97.61	95.59	96.28	92.87	97.62	96.16
100	100.02	95.88	100.04	92.45	100.05	98.03
110	110.58	98.49	112.48	105.45	110.57	97.29

จากตารางที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าถึงแม้จะใช้สัญญาณอินพุตปนกับสัญญาณรบกวนที่ค่า SNR ทั้งสามระดับ ค่าความเร็วที่วัดได้จากวิธีที่นำเสนอยังคงมีค่าใกล้เคียงกับค่าความเร็วจริง ส่วนค่าความเร็วที่ได้จากวิธีการในเอกสาร [5] นั้นมีความแปรปรวนจากค่าความเร็วจริง ซึ่งค่าความเร็วที่ได้จากการทดลองนี้สามารถแสดงค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของทั้งสองวิธีได้ในตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 ค่าผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการใน [5] เมื่อใช้สัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวน

ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 40 เดซิเบล (%)		ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 30 เดซิเบล (%)		ความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวนที่มี SNR ที่ระดับ 20 เดซิเบล (%)	
วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]	วิธีการที่นำเสนอ	วิธีการในเอกสาร [5]
4.00	6.15	4.01	5.95	4.08	7.30

ตารางที่ 4.6 แสดงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์เฉลี่ยสัญญาณอินพุตที่ป้อนสัญญาณรบกวน ที่มี SNR ที่ระดับ 40, 30 และ 20 เดซิเบล ในช่วงความเร็ว 20-110 กิโลเมตร/ชั่วโมง จะเห็นได้ว่าที่สัญญาณรบกวนระดับต่างๆ ค่าความผิดพลาดของวิธีการที่นำเสนอมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดอยู่ที่ 4.03 % ซึ่งค่าน้อยกว่าค่าความผิดพลาดของวิธีการในเอกสาร [5] ที่มีค่าอยู่ที่ 6.67 %

#### 4.8 ผลการทดลองนำวิธีการที่นำเสนอไปใช้งานตรวจจับความเร็วรถยนต์บนท้องถนน

จากการนำวิธีการที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้บนบอร์ด STM32F103C8T6 ควบคู่กับจอ LCD ตรวจวัดความเร็วจริงบนท้องถนน โดยการทดลองกำหนดความเร็วของรถยนต์ไว้ที่สามระดับคือ 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง ความเร็วละสามครั้ง จะมีผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ย แสดงได้ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ผลลัพธ์และค่าความผิดพลาดเฉลี่ยจากการนำวิธีการที่นำเสนอไปตรวจวัดความเร็วจริงบนท้องถนน

ความเร็วจริง (กิโลเมตร/ชั่วโมง)	วัดครั้งที่ 1		วัดครั้งที่ 2		ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย
	ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	ค่าความผิดพลาด (%)	ความเร็ว (กิโลเมตร/ ชั่วโมง)	ค่าความผิดพลาด (%)	
30	32	6.67%	34	13.33%	10.00%
60	63	5.00%	65	8.33%	6.94%
90	86	4.44%	95	5.55%	5.00%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเร็วที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าความเร็วจริงโดยมีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าอยู่ในช่วง 5 – 10 % ซึ่งตัวอย่างผลลัพธ์ค่าความเร็วที่ได้จากการวัดความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30, 60 และ 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง แสดงได้ดังรูปที่ 4.20 – 4.22 ตามลำดับ จากรูปที่ได้ 4.20 – 4.22 ค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 32 และ 34 กิโลเมตร/ชั่วโมง ค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 63 และ 65 กิโลเมตร/ชั่วโมง และค่าความเร็วที่วัดได้จากความเร็วจริง 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง คือ 86 และ 95 กิโลเมตร/ชั่วโมง ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 30 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 32 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 34 กิโลเมตร/ชั่วโมง



รูปที่ 4.21 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 60 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 63 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 65 กิโลเมตร/ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 ผลลัพธ์การวัดค่าความเร็วรถยนต์ที่ความเร็วจริง 90 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(a) ค่าความเร็วที่วัดได้ 86 กิโลเมตร/ชั่วโมง

(b) ค่าความเร็วที่วัดได้ 95 กิโลเมตร/ชั่วโมง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวัดความเร็วรถยนต์ด้วยเรดาร์ระยะสั้นด้วยการประมาณค่าความถี่ทางอ้อมโดยอาศัยการทำงานของตัวกรองปรับตัวได้แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบนอตช์ โดยโมดูล HB 100 ถูกใช้ในการตรวจจับการเคลื่อนที่ของรถยนต์ซึ่งให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณเลียนดอปเพลอร์ สัญญาณ ดอปเพลอร์ที่ถูกบันทึกที่การตรวจจับรถยนต์ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่างๆ ซึ่งมีขนาดไม่คงที่จะถูกกรองผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูง จากนั้นสัญญาณดอปเพลอร์ถูกป้อนผ่านวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ทำให้ได้สัญญาณรูปไซน์ขนาดคงที่หนึ่งหน่วย สัญญาณดอปเพลอร์ที่ถูกปรับขนาดจะถูกประมาณค่าความถี่ดอปเพลอร์ด้วยการประมาณค่าความถี่ทางอ้อม ซึ่งค่าเอาต์พุตจากการประมาณค่าความถี่ที่ได้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการคำนวณค่าความเร็ว โดยค่าความเร็วจะถูกคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์ของความถี่ดอปเพลอร์และความเร็ว

เมื่อนำวิธีที่นำเสนอไปเปรียบเทียบกับวิธีการวัดความเร็วของเรดาร์ระยะสั้นที่นำเสนอโดย สุขรักษ์ แซ่เจี๋ย [5] แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองวัดความเร็วที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงกว่าในด้านความแม่นยำ อีกทั้งผลการทดสอบประสิทธิภาพความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนของทั้งสองระบบก็แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีประสิทธิภาพในการค้นหาความเร็วมากกว่าวิธีการในเอกสาร [5]

### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลอง ในวิทยานิพนธ์ทำการเลือกช่วงสัญญาณด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้น (Threshold) ของทุกความถี่ที่ค่าเดียวกันเนื่องจากสัญญาณที่บันทึกนั้นเริ่มต้นเก็บในระยะเวลาที่เท่ากัน ทำให้ช่วงขนาดสัญญาณเริ่มต้นของสัญญาณดอปเพลอร์มีขนาดใกล้เคียงกัน จึงทำให้ใช้ค่า Threshold เดียวกันได้ แต่ถ้าในกรณีทำไปวัดที่ระยะต่างกันก็อาจต้องกำหนดค่า Threshold ใหม่เพื่อใช้ในการเลือกสัญญาณ ซึ่งอาจแก้ปัญหาได้ด้วยการเก็บสัญญาณรอบข้างมาพิจารณาถึงสัญญาณที่อยู่แวดล้อมกับตอนบันทึกสัญญาณด้วย เมื่อเลือกช่วงที่เป็นสัญญาณได้ถูกต้องก็ได้คำนวณค่าความเร็วที่แม่นยำตามไปด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] [Online]. Available : <http://service.nso.go.th/nso/web/statseries/statseries21.html>
- [2] L. Fengliang, L. Ling, L. Yuxing, G. Junxiang, “A new doppler radar of Velocity measuring at millimeter waves,” **Proc. Int. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technology**, 1998.
- [3] H. Eugin, O. Woojin, L. Jong-Hun, “Multi-target detection algorithm for FMCW radar,” **IEEE Radar Conf.**, pp.338-341, 2012.
- [4] S. Minki, L. Jinsoo, Sh. Dong-Joon, “The velocity and range detection using the 2D- FFT scheme for automotive radars,” **IEEE Int. Conf. Network Infrastructure and Digital Content**, pp.507-510, 2014.
- [5] S. Saechia, P. Chinakaew, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, “A New Instantaneous-Velocity Measurement Method for CW Short Range Radar System,” **Int. Symp. Multimedia and Communication Technology**, pp.137-143, August 31 – September 2, 2016.
- [6] G. Richard, **Radar System Performance Modeling**, Artech House, USA, 2005.
- [7] S. Saechia, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, “A new FM demodulation based on SAGC scheme,” **Int. Symp. Multimedia and Communication Technology**, pp. 53-56, September 2015.
- [8] ราชู พันธุ์ฉลาด. “อะแดปทีฟอัลกอริทึมสำหรับ IIR นอตช์ฟิลเตอร์ด้วยวิธีเกรเดียนต์และการประยุกต์ใช้งาน” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543.
- [9] R. Punalard, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, “Indirect frequency estimation based on second-order adaptive FIR notch filter,” **Signal Processing**, vol. 89, Issue 7, pp.1428-1435, July 2009.
- [10] H.C. So, Adaptive algorithm for direct estimation of sinusoidal frequency, **Electron. Lett.** 36 (8) (2000) 759–760.
- [11] D. M. Badger, “Stability of AGC circuits containing peak detectors,” **IEEE Trans. Consum. Electron.**, vol. 38, pp. 377–383, Aug. 1992.
- [12] J. P. Alegre, B. Calvo, “A Fast Compact CMOS Feedforward Automatic Gain Control Circuit”, **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, 2008.

- [13] F. A. Mughal, F. Sultan, M. Imran, “Wide Dynamic Range Automatic Gain Control Using Feed Forward and Backward Technique”, **International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology**, 2013.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โค้ดของวิธีการวัดความเร็วที่นำเสนอด้วยโปรแกรมแมทแลป

```

close all
clear all
Fs=8000;
mew=0.1;
n=1000/8000;
name='NF60_1.mat';
load(name)
y=y-mean(y);
t=linspace(0,n,n*8000);
yst=find(abs(y)>=0.01);
data1=(y(yst(1):yst(1)+1000-1));

subplot(3,1,1);plot(data1);
lp_cutoff =1800;
[bl,a] = butter(4, lp_cutoff/(Fs/2), 'low');
pre = filter(bl, a, data1);

tc=t;
fdsig=diff(pre)./diff(tc);
fdsig=[fdsig 0];
sdsig=diff(pre,2)./(diff(tc(1:length(tc)-1))).^2;
sdsig=[sdsig 0 0];
xsqfd=fdsig.^2;
xmul=pre.*sdsig;
y=xsqfd-xmul;
sq=sqrt(y);
sagc=fdsig./sq;

output =real(sagc);

```

```
output(end)=0;
```

```
a(3)=0;
```

```
x=output;
```

```
subplot(3,1,2);plot(x);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
for k=3:length(x)-1
```

```
    e(k) = x(k)+a(k)*x(k-1)+x(k-2);
```

```
    a(k+1) = a(k)-mew*e(k)*(x(k-1)-a(k)*x(k));
```

```
end
```

```
ran=100;
```

```
for nn=1:length(a)-ran
```

```
    m(nn) = (a(nn+ran)-a(nn))/ran;
```

```
end
```

```
stm=find(abs(m)<0.00001);
```

```
ro=round(stm,-2);
```

```
mo=mode(ro);
```

```
ps=find(ro==mo);
```

```
firt=(stm(ps(1)));
```

```
avalue=mean(a(firt:firt+ran))
```

```
v=(1/0.0444)*(acos(-avalue/2))*18/5
```

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	พรรณิภา จินะแก้ว
วัน เดือน ปีเกิด	31 สิงหาคม 2537
ประวัติการศึกษา	2560 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความสนใจเฉพาะด้าน	Signal Processing Circuit Design Data Analysis



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้