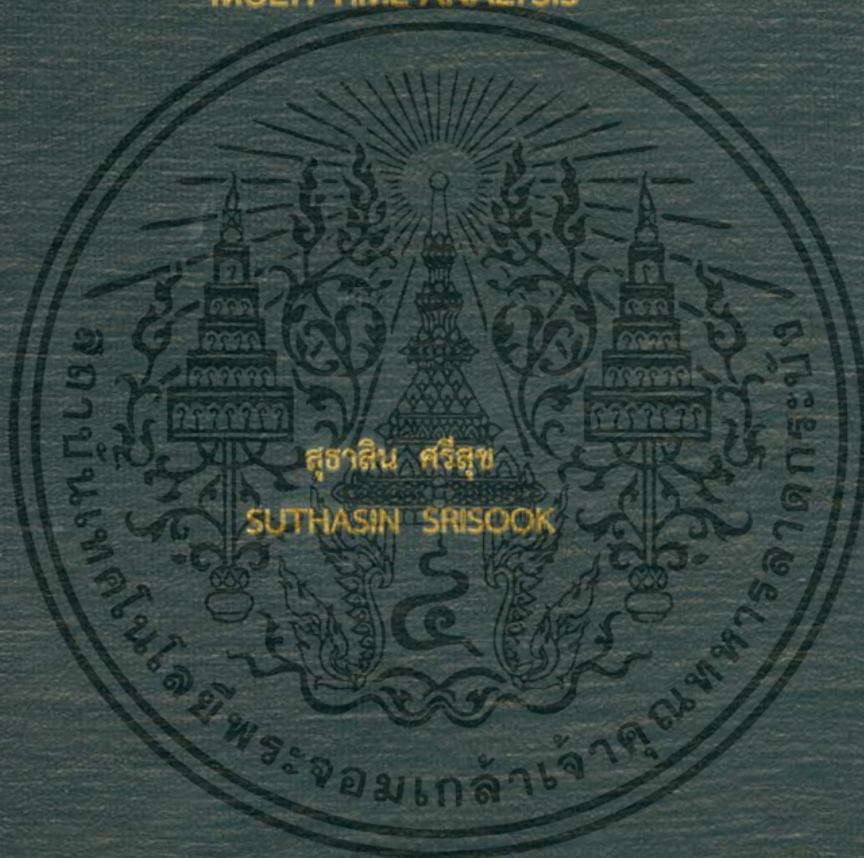


การตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรอโตะโคไคน์
แบบใหม่โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรเวลา

UNMODULATED DOPPLER SHIFTED SIGNAL DETECTION
FOR AUTODYNE SHORT-RANGE RADAR BASED ON
MULTI-TIME ANALYSIS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-010-055

การตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรออัตโนมัติ
แบบใหม่โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรเวลา

UNMODULATED DOPPLER SHIFTED SIGNAL DETECTION
FOR AUTODYNE SHORT-RANGE RADAR BASED ON
MULTI-TIME ANALYSIS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

139581

๒๑๐ ๒๒๑ ๒๕๕๘

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. ๒๕๕๘

KMITL 2015-EN-M-010-055

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UNMODULATED DOPPLER SHIFTED SIGNAL DETECTION
FOR AUTODYNE SHORT-RANGE RADAR BASED ON
MULTI-TIME ANALYSIS



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
2015

KMITL 2015-EN-M-010-055

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรอโตนแบบใหม่โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรทางเวลา

Thesis Title Unmodulated Doppler Shifted Signal Detection for Autodyne Short-range Radar Based on Multi-time Analysis

นักศึกษา นายสุธาสิน ศรีสุข

รหัสประจำตัว 55611959

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

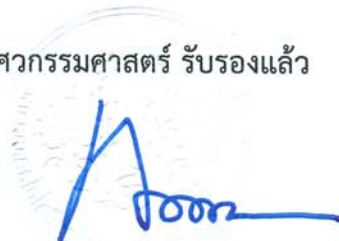
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-M-010-055

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี		
ผศ.ดร.สมเกียรติ ฤกษ์วีระบุญ		
รศ.ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์		
ผศ.ดร.สิรภาพ ตู้ประกาย		
รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน		

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 8 พฤษภาคม พ.ศ. 2558 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 5

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 8 พฤษภาคม พ.ศ. 2558

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรอโต้ไดน์แบบใหม่โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรเวลา
นักศึกษา	นายสุธาสิน ศรีสุข
รหัสนักศึกษา	55611959
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรอโต้ไดน์แบบใหม่ ซึ่งหลักการที่นำเสนอใช้นั้นอาศัยการวิเคราะห์วงจรรำเน็ดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่อยู่ภายใต้อิทธิพลของสัญญาณอินพุตที่เป็นฟังก์ชันบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา ด้วยหลักการการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาที่สามารถอธิบายได้ด้วยพื้นฐานของสมการอนุพันธ์อันดับที่สอง โดยผลของการป้อนอินพุตให้กับวงจรรำเน็ดสัญญาณ ทำให้วงจรรำเน็ดสัญญาณประพุดิตตัวเป็นวงจรรอโต้ไดน์ที่มีคุณสมบัติคือเป็นทั้งวงจรรำเน็ดสัญญาณและวงจรรำเน็ดสัญญาณในเวลาเดียวกัน ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวส่งผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของสมบูนธ์ของระบบที่เกิดจากการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไป (สัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์) นั้นจึงประกอบไปด้วยสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงและสัญญาณดอปเปลอร์เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ จากหลักการดังกล่าวข้างต้นทำให้สามารถตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรรอโต้ไดน์โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์ตัวแปรเวลาหลายตัวได้อย่างชัดเจน ซึ่งในการทดลองวงจรรำเน็ดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ ที่ผลิตความถี่ในย่าน UHF ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรรำเน็ดสัญญาณได้เป็นอย่างดีและให้สัญญาณเอาต์พุตสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Unmodulated Doppler Shifted Signal Detection for Autodyne Short-range Radar Based on Multi-time Analysis.
Student	Mr. Suthasin Srisook
Student ID.	55611959
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Paramote Wardkein

ABSTRACT

This thesis proposes an occurrence detection of a short-range Doppler radar signal using equivalent autodyne circuit. An oscillator is assumed to be under the influence of time-varying forced function. To detect the occurrence, the forced function is analyzed by multi-time variables in the form of a second order differential equation. From the analysis, it is found that the forced function fed to the oscillator makes the oscillator behave like an autodyne circuit namely it can be an oscillating circuit as well as multiplying circuit at the same time. Using the equivalently proposed circuit, the complete response gives rise to not only the amplitude modulated signal at high frequency term but also the Doppler signal term at low frequency. To verify the presented technique, a Modified Colpitts oscillator is experimented at UHF band. The result well conforms to be used to detect the occurrence of the short-range Doppler radar signal.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์, ผศ.ดร.จิรสุดา โกษียาภรณ์, รศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี และ รศ.ดร. พรชัย ทรัพย์นิธิ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จาก ท่านอาจารย์ทั้งสี่ท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับ ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ เป็นแรงผลักดัน และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณ จ.อ.คุณานนต์ กิตติพุมิ คุณพีระเมศร์ โชติกวิกิจญาดา และคุณกฤษณ์ ไชยวงศ์ สำหรับคำแนะนำที่ดีทั้งในด้านการงานวิจัย ตลอดจนมุมมองและแง่คิดในการพัฒนาความสามารถ ตลอดมา

ขอขอบคุณ คุณภากร ศิริโชติดำรงค์ คุณสินีนาถ สดมहाชลาสินธุ์ คุณสุรเชษฐ์ ภาณุพัฒนา คุณเลอสรรรค์ กิรสมุทธานนท์และคุณศักรินทร์ สินไชย สำหรับการช่วยเหลือในงานด้านเอกสารและความบันเทิงต่างๆ

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุธาสิน ศรีสุข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ระบบเรดาร์.....	5
2.2.1 พัลส์เรดาร์.....	6
2.2.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง.....	7
2.2.2.1 เอเอ็มเรดาร์.....	7
2.2.2.2 เอฟเอ็มเรดาร์.....	9
2.2.3 พารามิเตอร์ของเรดาร์.....	12
2.2.3.1 ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่าง.....	13
2.2.3.2 ภาคตัดขวางของเรดาร์.....	14
2.2.3.3 ระยะทางของเรดาร์.....	16
2.3 ระบบกำเนิดสัญญาณ.....	17
2.3.1 ระบบกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้น.....	17
2.4 การวิเคราะห์ระบบด้วยเทคนิคตัวแปรเวลาหลายตัว.....	25
2.4.1 การวิเคราะห์ระบบการกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการเดิม.....	25
2.4.2 การวิเคราะห์ระบบการกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการแยกตัวแปรทางเวลา.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 การวิเคราะห์วงจรอโตไดน์ด้วยหลักการเดิม.....	28
บทที่ 3 ระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์โดยใช้หลักการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ ภายใต้สภาวะอินพุตบังคับโดยอาศัยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลา.....	35
3.1 กล่าวนำ.....	35
3.2 การวิเคราะห์วงจรอโตไดน์ด้วยหลักการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทาง เวลา.....	35
3.3 การประยุกต์ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์โคลพิตต์แบบประยุกต์ในการ อธิบายผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์โดยอาศัย หลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรทางเวลา.....	35
3.3.1 วิเคราะห์ผลตอบสนองธรรมชาติ.....	37
3.3.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองบังคับ.....	43
3.3.3 วิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์.....	46
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	49
4.1 ผลตอบสนองสมบูรณ์ของวงจรอโตไดน์ในกรณีที่ป้อนสัญญาณอินพุตบังคับ เป็นสัญญาณตอบปลเลอร์ชีพต์.....	49
4.2 สรุป.....	67
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	68
เอกสารอ้างอิง.....	70
ภาคผนวก.....	72
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารของระบบพัลส์เรดาร์.....	6
2.2 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์.....	6
2.3 หลักการทำงานของเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง.....	7
2.4 สัญญาณเอเอ็มเรดาร์.....	8
(ก) สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโตไดน์ (รูปด้านบน)	
(ข) สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโตไดน์โดเมนเวลา(รูปด้านล่าง)	
2.5 สัญญาณดอปเปลอร์ในย่านความถี่ต่ำ.....	9
(ก) สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์(รูปด้านบน)	
ข) สัญญาณดอปเปลอร์ในโดเมนเวลา(รูปด้านล่าง)	
2.6 สัญญาณเอฟเอ็มเรดาร์.....	10
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางและความถี่บีท.....	10
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของเรดาร์กับความเร็วของวัตถุเป้าหมาย.....	11
2.9 ช่วงของความถี่บีทที่เกิดขึ้นเมื่อวัตถุมีความเร็ว.....	12
2.10 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวทรงกลมที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปวงกลม.....	15
2.11 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยม.....	15
2.12 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวแบนที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมทำมุม 90 องศา..	15
2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์.....	20
2.14 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง.....	20
2.15 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงที่ลดรูปแล้ว.....	21
2.16 แผนภาพบล็อกแสดงแบบจำลองของระบบกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนอินพุตบังคับแบบเดิม.....	25
2.17 แผนภาพบล็อกแสดงแบบจำลองของระบบกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนอินพุตบังคับแบบหลายตัวแปรเวลา.....	27
2.18 ความสัมพันธ์ทางเวลาของอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ.....	27
2.19 วงจรรอโตไดน์.....	28
2.20 วงจรพื้นฐานในการอธิบายสัญญาณออโตไดน์ด้วยหลักการปรับ 1 จุด.....	29
2.21 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ด้วยหลักการปรับ 1 จุด.....	30
3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์....	37
3.2 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง.....	37
3.3 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงที่ลดรูปแล้ว.....	38
3.4 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ชีพต์.....	43
4.1 สเปกตรัมสัญญาณผลตอบสนองธรรมชาติและสัญญาณอินพุตบังคับ.....	50
4.2 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ฮาร์โมนิคพื้นฐานของวงจรมกำเนิดสัญญาณ.....	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณที่ซุเปอร์ฮาร์โมนิคที่ 2 ของวงจรถักกำเนิดสัญญาณ.....	51
4.4 สเปกตรัมสัญญาณสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ.....	52
4.5 วงจรถักกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ที่ใช้ในการสร้างระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบ ออโตไดน์.....	53
4.6 สเปกตรัมสัญญาณผลตอบสนองธรรมชาติของวงจรถักกำเนิดสัญญาณ.....	53
4.7 สถานการณ์ที่กำหนดในการทดลอง.....	54
4.8 สเปกตรัมสัญญาณอินอินพุตบังคับ(ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์ กับเรดาร์เท่ากับ 1 มัค.....	55
4.9 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง.....	55
4.10 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ.....	56
4.11 สเปกตรัมสัญญาณอินอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็ว สัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 1.5 มัค.....	56
4.12 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง.....	57
4.13 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ.....	57
4.14 สเปกตรัมสัญญาณอินอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็ว สัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 2 มัค.....	58
4.15 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง.....	59
4.16 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ.....	59
4.17 สเปกตรัมสัญญาณอินอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็ว สัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 3 มัค.....	60
4.18 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง.....	60
4.19 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ.....	61
4.20 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 1 เมตร.....	62
4.21 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 5 เมตร.....	63
4.22 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 10 เมตร.....	63
4.23 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 15 เมตร.....	64
4.24 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 20 เมตร.....	64
4.25 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ ที่ระยะ 1 เมตร.....	65
4.26 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ ที่ระยะ 5 เมตร.....	65
4.27 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ ที่ระยะ 10 เมตร.....	66
4.28 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ ที่ระยะ 15 เมตร.....	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.29	
สเปกตรัมสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 20 เมตร.....	67



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างที่ระยะทางต่างๆ.....	62
5.1	สรุปผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างหลักการแบบเดิมกับหลักการที่นำเสนอ.....	68



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

งานเทคโนโลยีทางการทหารในปัจจุบันได้มีการนำระบบเรดาร์ระยะสั้นมาประยุกต์ใช้ในหลายงานเช่น ระบบวัดความเร็วต้นของกระสุน ระบบต่อต้านทางอากาศระยะสั้น การจุดชนวนหัวรบซีปนาวุธเป็นต้น [1-2] โดยเทคนิคในการออกแบบวิธีหนึ่งคือการใช้วงจรรอโอดไดน์ (ย่อมาจาก Auto-heterodyne : ออโตเฮเทอโรไดน์) ซึ่งวงจรรอโอดไดน์ค้นพบโดย เอ็ดวิน ไฮเวิร์ด อาร์มสตรอง ในขณะที่เขากำลังทดลองเพิ่มวงจรรอโอดไดน์ที่เขาเอาต์พุตของหลอดสูญญากาศขยายสัญญาณ [3] พฤติกรรมของวงจรรอโอดไดน์คือเป็นทั้งวงจรถูกกำเนิดสัญญาณและวงจรรอโอดไดน์ในเวลาเดียวกัน [4] ทำให้สามารถประยุกต์ใช้วงจรรอโอดไดน์สำหรับงานเรดาร์ระยะสั้นได้ ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของระบบเรดาร์ระยะสั้นในเบื้องต้นได้ดังต่อไปนี้ กล่าวคือ เมื่อวงจรถูกกำเนิดสัญญาณสร้างสัญญาณส่งไปสะท้อนกับวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์กับแหล่งกำเนิดสัญญาณ สัญญาณที่สะท้อนกลับมาจึงเกิดปรากฏการณ์การเลื่อนทางความถี่ ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วสัมพันธ์ของวัตถุ โดยเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ [5] และขณะที่สัญญาณสะท้อนกลับมาที่สายอากาศภาครับของวงจรรอโอดไดน์จึงมีการคูณกันของสัญญาณที่ถูกส่งไปกับสัญญาณสะท้อน ซึ่งได้มีการนำหลักการการสร้างเรดาร์ระยะสั้นด้วยวงจรรอโอดไดน์ในบทความ [6] โดยบทความดังกล่าวได้อธิบายว่าวงจรรอโอดไดน์ต้องทำงานร่วมกับสายอากาศที่สามารถรับและส่งสัญญาณภายในอันเดียวกันเท่านั้น ข้อเด่นสำคัญของวงจรรอโอดไดน์คือง่ายต่อการสร้าง มีขนาดเล็ก และมีราคาถูกกว่าเมื่อเทียบกับวิธีอื่น [1,6] ในขณะที่เทคนิคออโตไดน์มีการใช้อย่างแพร่หลายแต่หลักการที่ใช้ในการอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดที่เกิดขึ้นจริงกลับอธิบายได้ไม่ครอบคลุม เนื่องจากไม่สามารถอธิบายถึงการตรวจจับความถี่ดอปเปลอร์ที่เปลี่ยนแปลงไประหว่างแหล่งกำเนิดวัตถุเป้าหมายในย่านความถี่ต่ำได้โดยตรง แต่ต้องนำสัญญาณเอาต์พุตของระบบออโตไดน์นั้นไปผ่านวงจรตรวจจับรอบสัญญาณ เพื่อตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ดังกล่าว รวมทั้งการวิเคราะห์สัญญาณด้วยการใช้สมการทางคณิตศาสตร์ยังเป็นวิธีการที่เฉพาะและมีความซับซ้อน จึงทำให้ไม่มีวิธีการที่เป็นพื้นฐานในการระบุหรือวิเคราะห์ระบบออโตไดน์ได้อย่างแม่นยำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเน้นในเรื่องการประยุกต์ใช้หลักการอธิบายปรากฏการณ์ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่อยู่ภายใต้สภาวะอินพุตบังคับด้วยหลักการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลา [7] มาประยุกต์ใช้สำหรับสร้างระบบออโตไดน์ เพื่อใช้ในการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำและอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ของระบบเรดาร์ระยะสั้นชนิดเอเอ็มทีที่เกิดขึ้น ทำให้สามารถอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ได้ชัดเจนและครอบคลุมมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีเดิม [11] อีกทั้งสามารถใช้เป็นวงจรรอโอดไดน์ดอปเปลอร์คินมาได้ด้วย การนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโอดไดน์ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพียงวงจรรอโอดไดน์เท่านั้น โดยมีข้อดีกว่าวิธีการอื่นคือสามารถลดขั้นตอนที่มีอยู่โดยทั่วไปได้ จึงทำให้ระบบมีขนาดเล็กกระทัดรัดและมีโครงสร้างที่เรียบง่าย มีพื้นฐานที่ชัดเจน ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการออกแบบเพื่อสร้าง และพัฒนาระบบเรดาร์ต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายในการนำเสนอเทคนิคการตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นชนิดเอเอ็มแบบใหม่ที่ใช่วงจรอโต้ไดน์ โดยมุ่งเน้นให้ระบบมีโครงสร้างที่เรียบง่าย มีการวิเคราะห์ระบบที่เป็นพื้นฐานและมีขนาดเล็กลงในการสร้างมากกว่าเทคนิคการวิเคราะห์ระบบเรดาร์ระยะสั้นที่มีอยู่เดิม ทั้งยังสามารถอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ที่เกิดขึ้นทั้งหมดได้ครอบคลุมมากกว่า ทั้งในด้านวิธีการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ผลลัพธ์จากการวิเคราะห์ ตลอดจนผลการทดลองที่เกิดขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากการศึกษาและค้นคว้าทางด้านระบบเรดาร์ระยะสั้นที่ผ่านมาพบว่า หลักการวิเคราะห์ระบบเรดาร์ระยะสั้นด้วยวงจรถ่ายอโต้ไดน์ที่มีอยู่เดิมนั้น [6] มีความซับซ้อนและเป็นวิธีการที่เฉพาะ ทั้งยังไม่สามารถอธิบายหรือตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ในย่านความถี่ต่ำได้ ผนวกกับการประยุกต์ใช้การวิเคราะห์วงจรถ่ายอโต้ไดน์สัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่อยู่ภายใต้สถานการณ์ที่มีอินพุตเข้ามาด้วยหลักการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาที่ดูนำมาใช้ในหลายงานวิจัย เช่นการนำมาใช้เพื่อมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม [12] และการติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม [8] ซึ่งหลักการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการอธิบายวงจรถ่ายอโต้ไดน์และตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปในย่านความถี่ต่ำได้

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นการนำเสนอประยุกต์ใช้หลักการดังกล่าวที่มีมาในการตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโต้ไดน์ และอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูงด้วยวิธีการใหม่ เพื่อลดความซับซ้อนในการวิเคราะห์และสร้างระบบ และวิธีการวิเคราะห์นั้นเป็นพื้นฐานที่สามารถเข้าใจได้ง่าย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้การวิเคราะห์วงจรถ่ายอโต้ไดน์สัญญาณคลื่นรูปไซน์ภายใต้สถานการณ์ที่มีอินพุตที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาป้อนเข้ามาในระบบด้วยหลักการการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาเพื่อใช้สำหรับการตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโต้ไดน์

สำหรับการตรวจจับสัญญาณตอบปลเลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโต้ไดน์นั้น อาศัยคุณสมบัติของวงจรถ่ายอโต้ไดน์ที่ประพฤติตัวเป็นทั้งวงจรถ่ายอโต้ไดน์และวงจรถ่ายอโต้ไดน์ในเวลาเดียวกัน เมื่อพิจารณาในขณะที่สัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อยซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาถูกป้อนให้กับวงจรถ่ายอโต้ไดน์ ด้วยคุณสมบัติดังกล่าว ทำให้เกิดเป็นผลตอบสนองสมบูรณที่ประกอบด้วยสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงและสัญญาณตอบปลเลอร์เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ และเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นผลตอบสนองสมบูรณที่ได้ไปผ่านวงจรถ่ายอโต้ไดน์หรือวงจรถ่ายอโต้ไดน์กลับคืนมา จึงสามารถกู้สัญญาณตอบปลเลอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปกลับคืนมาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

สำหรับวิธีการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์เรดาร์ระยะสั้นของวงจรถอดโอดินที่นำเสนอนี้เป็นวิธีการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์แบบใหม่ที่มีรูปแบบหลักการวิเคราะห์ที่เป็นพื้นฐานมากกว่าเทคนิคการวิเคราะห์ที่มีอยู่เดิม เนื่องจากวิธีที่นำเสนอใช้วิธีการอธิบายวงจรถอดโอดินสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีวงจรถอดโอดินสัญญาณนั้นอยู่ภายใต้อิทธิพลของฟังก์ชันบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลา ที่ไม่ต้องใช้สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ในการลดรูปหรือกำหนดค่าให้กับสมการอนุพันธ์อันดับที่สองแต่อย่างใด ทำให้การวิเคราะห์ที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ทั้งยังให้ผลลัพธ์ที่ครอบคลุมมากกว่าในการอธิบายหรือตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งการวิเคราะห์ที่มีอยู่เดิมไม่ได้กล่าวไว้

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองสมบูรณของวงจรถอดโอดิน โดยอาศัยเทคนิคการวิเคราะห์วงจรถอดโอดินสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่อยู่ภายใต้อิทธิพลของอิพัตบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาที่ป้อนให้กับระบบด้วยหลักการการแบ่งแยกตัวแปรทางเวลา เพื่อตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบออดิโอดินแบบใหม่ โดยใช้วงจรถอดโอดินสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ในการสร้างเป็นวงจรถอดโอดิน ที่ผลิตความถี่ในย่าน UHF ซึ่งเป็นย่านความถี่ในการใช้งานของระบบเรดาร์ เพื่อใช้ทดสอบและยืนยันว่าหลักการนี้สามารถนำไปใช้ได้จริงในย่านความถี่สูง โดยในการอธิบายผลตอบสนองสมบูรณที่เกิดจากการทดลองนั้นประกอบด้วย สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเอเอ็มในย่านความถี่สูง สัญญาณดอปเปลอร์ในย่านความถี่ต่ำที่ตรวจจับได้ รวมทั้งผลตอบสนองสมบูรณที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงความเร็วและระยะทางระหว่างวัตถุกับแหล่งกำเนิด ซึ่งได้นำเสนอองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นดังที่กล่าวมาในโดเมนความถี่ทั้งหมด

1.7 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และโครงประกอบของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบด้วยพื้นฐานของระบบเรดาร์ การวิเคราะห์ระยะทางและความเร็วรวมทั้งพารามิเตอร์ที่มีผลต่อระบบเรดาร์ พื้นฐานของวงจรถอดโอดินสัญญาณและการวิเคราะห์วงจรถอดโอดินสัญญาณแบบเชิงเส้น พื้นฐานของการวิเคราะห์ระบบด้วยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลา และพื้นฐานของวงจรถอดโอดินและการวิเคราะห์วงจรถอดโอดินด้วยหลักการเดิม

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์ระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบออดิโอดินโดยใช้หลักการวิเคราะห์วงจรถอดโอดินสัญญาณภายใต้สภาวะอินพัตบังคับด้วยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลา โดยประยุกต์ใช้วงจรถอดโอดินสัญญาณคลื่นรูปไซน์แบบโคลพิตต์ประยุกต์ ในการอธิบายพฤติกรรมของวงจรถอดโอดิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อใช้ตรวจจับสัญญาณอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำและอธิบายองค์ประกอบของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงที่เกิดขึ้น

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลอง ซึ่งประกอบไปด้วยผลการทดลองที่เกิดจากการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็ว (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ซึ่งถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อย ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์เพื่อให้เกิดเป็นผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงด้วยคุณสมบัติของวงจรรอโอดไดน์ และผลการทดลองของสัญญาณดอปเปลอร์ที่สามารถตรวจจับได้ในย่านความถี่ต่ำ พร้อมแสดงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่มีผลต่อสัญญาณในระบบที่ระยะทางและความเร็วที่มีค่าแตกต่างกัน

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

2.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 2 นี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นโดยรวมทั้งหมดที่เป็นพื้นฐานสำหรับการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำรวมทั้งการอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ที่เกิดขึ้นทั้งหมดของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์แบบใหม่ ด้วยการใช้เทคนิคการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรเวลาร่วมกับการป้อนอินพุตที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยใช้พื้นฐานจากสมการอนุพันธ์อันดับที่สอง โดยหลักการพื้นฐานดังกล่าวสามารถแสดงถึงความแตกต่างของเทคนิคที่ใช้ ขั้นตอนในการวิเคราะห์และผลลัพธ์หรือผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ได้จากการวิเคราะห์ระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์วิธีเดิมที่ไม่มีการแยกตัวแปรทางเวลาออกจากกันได้เป็นอย่างดี ซึ่งในหัวข้อนี้ประกอบไปด้วยหัวข้อย่อย 4 หัวข้อคือ ระบบเรดาร์ ระบบกำเนิดสัญญาณ การวิเคราะห์ระบบด้วยเทคนิคตัวแปรเวลาหลายตัว และวงจรอโตไดน์ ตามลำดับ

2.2 ระบบเรดาร์ (RADAR)

เรดาร์เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์เชิงโทรคมนาคมชนิดหนึ่งที่ใช้สำหรับการหาระยะทางและความเร็ว โดยอาศัยหลักการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้รับจากการส่งคลื่นไปกระทบกับวัตถุ [1-2] การพัฒนาเทคโนโลยีเรดาร์ได้เริ่มต้นสมัยสงครามโลกครั้งที่สอง ซึ่งใช้สำหรับตรวจจับวัตถุของฝ่ายตรงข้ามเช่นเครื่องบินหรือวัตถุระเบิด เป็นต้น ต่อมาได้มีการนำเรดาร์ไปใช้ในงานหลากหลายด้านอาทิเช่นการสำรวจอวกาศ การพยากรณ์อากาศ และการตรวจสอบข้อมูลของผิวโลก เป็นต้น

โดยทั่วไปเรดาร์นั้นถูกออกแบบให้มีการทำงานที่แตกต่างกันในแต่ละประเภท ขึ้นอยู่กับเป้าหมายที่ต้องการใช้ภายใต้ข้อจำกัดที่แตกต่างกันไป เช่นการติดตั้งเรดาร์ในภาคพื้นหรือภาคอากาศต้องคำนึงถึงขนาดของสายอากาศและกำลังส่ง เป็นต้น ซึ่งระบบเรดาร์ที่มีอยู่ในปัจจุบันนั้นมีวิธีการแบ่งแยกประเภทเรดาร์ได้หลายแบบ เช่น หากแบ่งแยกตามหลักการทำงานของระบบ สามารถแบ่งเรดาร์ออกได้เป็นสองระบบหลักคือ ระบบแบบพัลส์ (Pulse RADAR) และระบบแบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous - Wave RADAR) ที่มีหลักการการทำงานที่แตกต่างกันออกไป และหากแบ่งประเภทเรดาร์ตามลักษณะการใช้งาน เช่นเรดาร์ทางการทหาร สามารถแบ่งได้เป็นหลายประเภท เช่น Acquisition RADAR, Tracking RADAR, Fusing RADAR, Moving-target indicator RADAR, และ Synthetic aperture RADAR เป็นต้น

เพื่อเข้าใจการทำงานของระบบเรดาร์อย่างง่าย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงทำการแบ่งแยกระบบเรดาร์ตามหลักการงานซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 พัลส์เรดาร์ (Pulse RADAR)

การสื่อสารของพัลส์เรดาร์สามารถทำได้โดยอาศัยการส่งสัญญาณเป็นช่วงเวลาสั้นๆเป็นชุดคล้ายกับสัญญาณอิมพัลส์เรียงกันจนเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมดังรูปที่ 2.1 ซึ่งระยะทางสามารถคำนวณได้จากการพิจารณาระยะเวลาที่หน่วงออกไปจากสัญญาณที่ส่งและสัญญาณสะท้อนจากวัตถุกลับมา โดยที่หลักการทำงานของเรดาร์ชนิดนี้อาศัยสายอากาศเพียงต้นเดียวในการรับส่งสัญญาณ และใช้วงจร Duplexer ในการแยกสัญญาณที่ส่งและรับออกจากกันดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารของระบบพัลส์เรดาร์

รูปที่ 2.2 หลักการทำงานของระบบพัลส์เรดาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 เรดาร์คลื่นต่อเนื่อง (Continuous-Wave RADAR)

โดยทั่วไปการสื่อสารของเรดาร์คลื่นต่อเนื่องนั้นต้องอาศัยสายอากาศสองต้นแยกกันระหว่างภาคส่งและภาครับ เนื่องจากภาคส่งต้องมีการส่งสัญญาณอย่างต่อเนื่องทำให้ไม่สามารถแยกสัญญาณภาคส่งออกจากภาครับได้อย่างชัดเจน ซึ่งการตรวจจับวัตถุเป้าหมายนั้นทำได้โดยอาศัยหลักการของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ โดยพิจารณาจากความถี่ของสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วสัมพันธ์กับแหล่งกำเนิด (ภาคส่ง) ซึ่งจะถูกเลื่อนความถี่ออกไป ทำให้สัญญาณสะท้อนที่รับได้ในภาครับมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มชนิดซิงเกิลไซด์แบนด์เดี่ยว (AM signal with Single sideband) ซึ่งสามารถกู้สัญญาณดอปเปลอร์คืนมาได้ด้วยการดีมอดูเลตแบบเอเอ็มดังรูปที่ 2.3



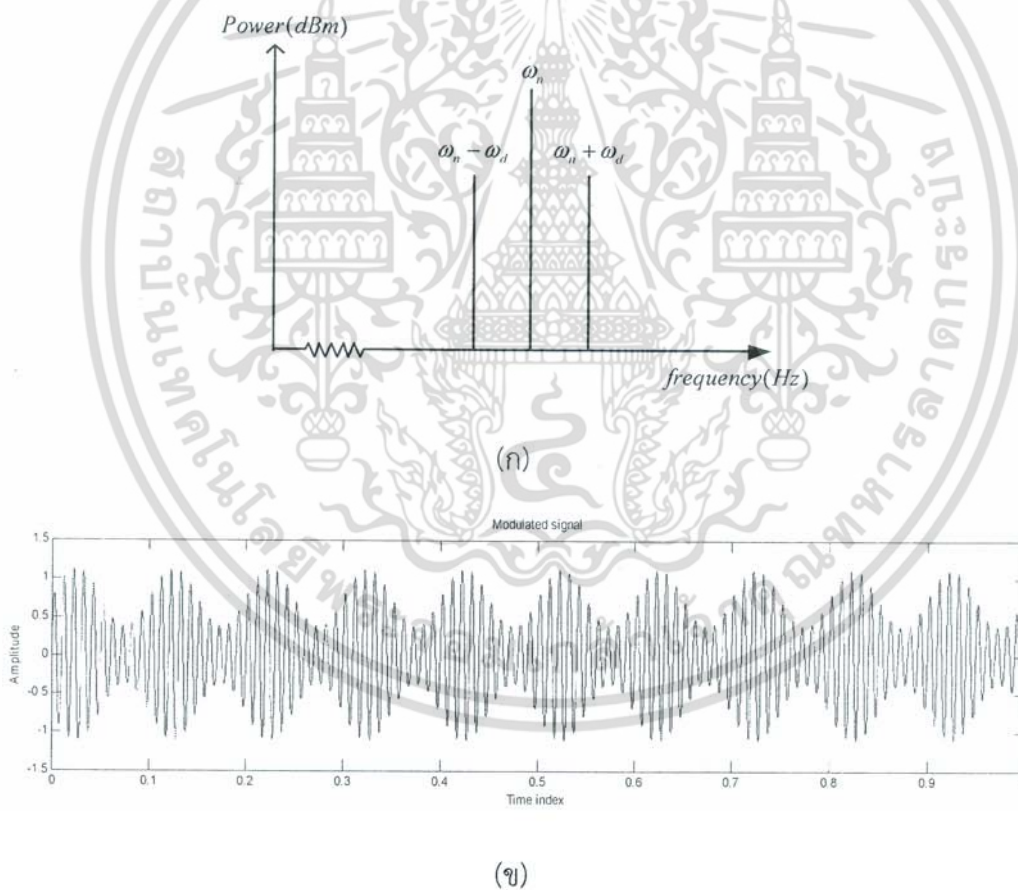
รูปที่ 2.3 หลักการทำงานของเรดาร์คลื่นต่อเนื่อง

สำหรับเรดาร์ประเภทนี้ยังสามารถแบ่งแยกย่อยได้เป็นอีกสองประเภทคือ AMCW-RADAR และ FMCW-RADAR โดยจะขอเรียกโดยย่อว่าเป็นเอเอ็มเรดาร์ (AM RADAR) และ เอฟเอ็มเรดาร์ (FM RADAR) โดยเริ่มจากการอธิบายหลักการทำงานของเอเอ็มเรดาร์ก่อน แล้วจึงอธิบายหลักการทำงานของเอฟเอ็มเรดาร์ในลำดับถัดมา

2.2.2.1 เอเอ็มเรดาร์ (AM RADAR)

ระบบเรดาร์ชนิดเอเอ็ม (AM RADAR) คือระบบเรดาร์ที่อาศัยผลลัพธ์จากการมอดูเลตเชิงขนาด (AM Modulation) ที่เกิดขึ้นทางสัญญาณภาครับ เพื่อใช้ในการระบุตำแหน่งหรือความเร็วสัมพันธ์ของวัตถุเป้าหมายที่มีการเคลื่อนที่ โดยในการทำงานจะใช้วงจรถ่ายสัญญาณส่งผ่านสายอากาศไปตักกระทบและสะท้อนกับวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วสัมพันธ์สัญญาณที่สะท้อนการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับมาจะเกิดปรากฏการณ์การเลื่อนทางความถี่ (Doppler shift) จากนั้นจะถูกมอดูเลตเชิงขนาด โดยอาศัยหลักการของวงจรรอโอดีนซึ่งจะประพัตต์ตัวเป็นทั้งวงจรถ้าเนดสัญญาณและวงจรถูกนภายในวงจรถเดียวกัน [3-4] และด้วยคุณสมบัติของการคูณ จึงได้ผลเป็นสัญญาณที่มอดูเลตแบบเอเอ็มที่มีความถี่คลื่นพาห้คือ ความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกไปกระทบกับวัตถุ มีความถี่แถบข้างคือความถี่ที่ถูกเลื่อนออกไปเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ และมีสัญญาณข่าวสารคือค่าผลต่างระหว่างความถี่ที่ถูกเลื่อนออกไปเปรียบเทียบกับความถี่ของวงจรถ้าเนดสัญญาณทางภาคส่ง โดยสามารถแสดงสเปกตรัมและรูปสัญญาณในโดเมนเวลาของสัญญาณเอเอ็มเรดาร์ได้ดังรูปที่ 2.4(ก),(ข) ซึ่งเมื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาตีมอดูเลตโดยใช้วงจรถองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) หรือวงจรถรวจับกรอบสัญญาณ (Envelope detector) จะสามารถสังเกตค่าความถี่ที่ถูกเลื่อนออกไปหรือความถี่ดอปเปลอร์ (มองเป็นความถี่ข่าวสารของการมอดูเลตเชิงขนาด) ได้ในย่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 2.5(ก),(ข) และความถี่ดอปเปลอร์นี้สามารถนำไปคำนวณหาค่าความเร็วสัมพัทธ์หรือระบุตำแหน่งของวัตถุเป้าหมายได้ [5]

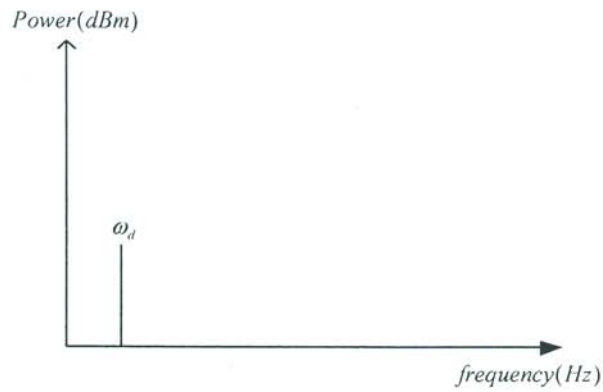


รูปที่ 2.4 สัญญาณเอเอ็มเรดาร์

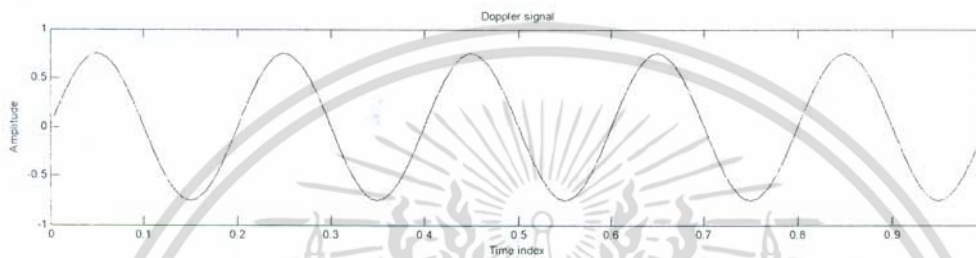
(ก) สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโอดีน

(ข) สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโอดีนโดเมนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.5 สัญญาณดอปเปลอร์ในย่านความถี่ต่ำ

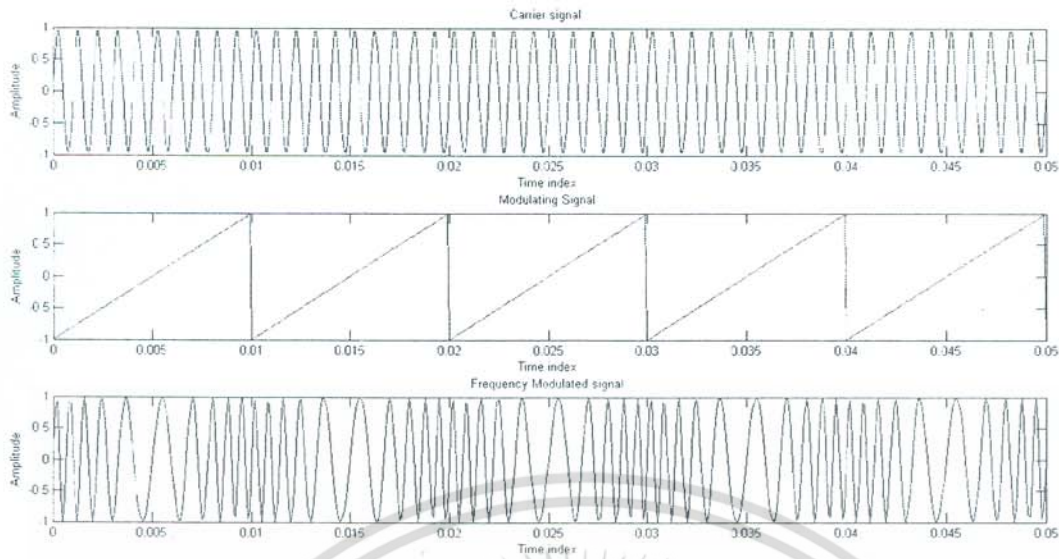
(ก) สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์

(ข) สัญญาณดอปเปลอร์ในโดเมนเวลา

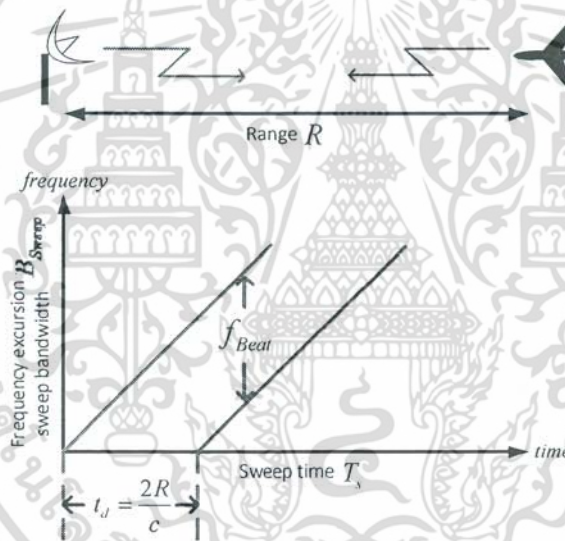
2.2.2.2 เอฟเอ็มเรดาร์ (FM Radar)

ระบบเรดาร์ชนิดเอฟเอ็ม (FM Radar) คือระบบเรดาร์ที่อาศัยเทคนิคการมอดูเลตเชิงความถี่ (FM Modulation) ในการรับส่งสัญญาณ [6] เพื่อใช้ในการระบุตำแหน่งหรือความเร็วสัมพัทธ์ของวัตถุเป้าหมายทั้งที่หยุดนิ่งและมีการเคลื่อนที่ซึ่งในการทำงานของระบบเรดาร์ชนิดนี้ สัญญาณภาคส่งที่ส่งออกไปกระทบวัตถุจะเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงความถี่ดังรูปที่ 2.6 (รูปด้านล่าง) ซึ่งจะประกอบด้วยสัญญาณคลื่นพาห้ (รูปด้านบน) และสัญญาณข่าวสารรูปฟันเลื่อย (รูปตรงกลาง) โดยในกรณีที่วัตถุเป้าหมายหยุดนิ่ง การตรวจวัดระยะห่างระหว่างเรดาร์กับวัตถุจะขึ้นอยู่กับระยะเวลาที่ระบบได้รับสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุโดยเปรียบเทียบกับเวลาที่เริ่มต้นส่งสัญญาณไป ได้ผลลัพธ์เป็นช่วงเวลา t_d และช่วงความถี่ f_b ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 สัญญาณเอฟเอ็มเรดาร์



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางและความถี่

ซึ่งผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังสมการ (2.1) เมื่อแทนค่า t_d ลงในสมการ (2.1) จึงสามารถคำนวณค่าระยะทางระหว่างเรดาร์กับวัตถุได้ดังสมการ (2.2)

$$\frac{t_d}{T_s} = \frac{f_{Beat}}{B_{sweep}} \tag{2.1}$$

$$R = \frac{cT_s f_{Beat}}{2B_{sweep}} \tag{2.2}$$

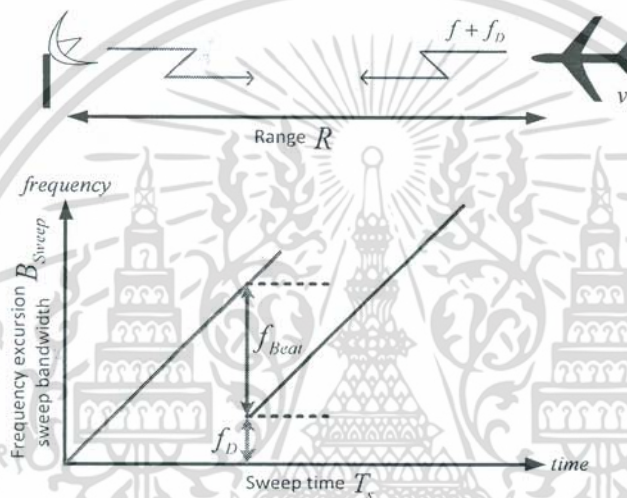
โดยที่ค่า c คือค่าความเร็วแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในกรณีที่วัตถุเป้าหมายมีการเคลื่อนที่การระบุตำแหน่งหรือหาระยะห่างระหว่างเรดาร์กับวัตถุเป้าหมายต้องคำนึงถึงความเร็วสัมพัทธ์ของวัตถุเป้าหมายกับตำแหน่งของเรดาร์ด้วย กล่าวคือ ช่วงความถี่บีทที่เกิดขึ้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุซึ่งจะถูกเลื่อนออกไป เป็นผลมาจากความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของเรดาร์กับความเร็วของวัตถุเป้าหมาย ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งความถี่ที่ถูกเลื่อนออกไปนี้เรียกว่า ความถี่ดอปเปลอร์ มีความสัมพันธ์ดังสมการ (2.3)

$$f_{Doppler} = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (2.3)$$

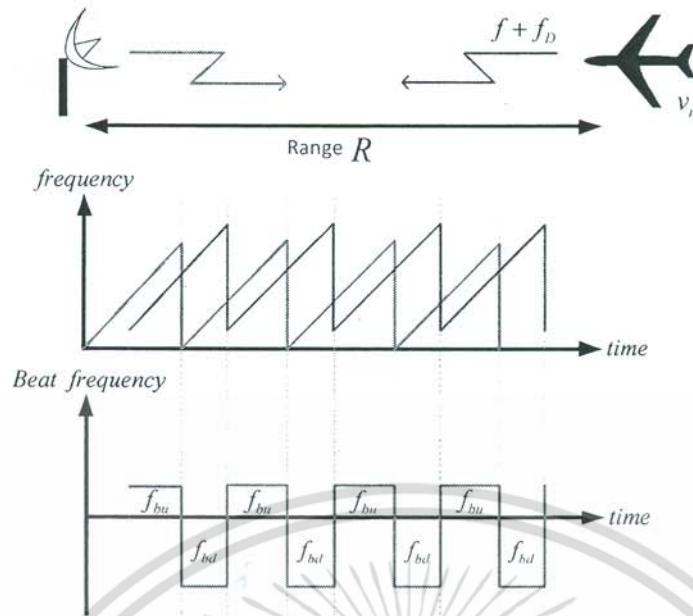
โดยที่ v_r คือความเร็วสัมพัทธ์ของวัตถุเป้าหมาย และ λ คือความยาวคลื่นของเรดาร์



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของเรดาร์กับความเร็วของวัตถุเป้าหมาย

เมื่อนำสัญญาณที่สะท้อนที่ความถี่ถูกเลื่อนออกไปมาทำการตีมอดูเลตโดยใช้วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector) ที่จะทำให้การเลื่อนเฟสของสัญญาณที่รับกลับมาไป 90° จากนั้นจะนำสัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟสไปคูณกับสัญญาณเดิมเพื่อทำการเปรียบเทียบเฟส ได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่มีความถี่ที่ถูกเลื่อนออกไปจากสัญญาณที่ส่งไปกระทบกับวัตถุเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ [5-6] และเมื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) จะได้สัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งสามารถสังเกตค่าการเปลี่ยนแปลงการเคลื่อนที่ หรือระบุตำแหน่งของวัตถุเป้าหมายได้

เมื่อนำความสัมพันธ์จากสมการ (2.1) และความถี่ดอปเปลอร์จากสมการ (2.3) มาวิเคราะห์ช่วงของความถี่บีทที่เกิดขึ้นเมื่อวัตถุมีความเร็วดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ช่วงของความถี่ที่เกิดขึ้นเมื่อวัตถุมีความเร็ว

โดยกำหนดให้

$$f_{bu} = f_b - f_D \quad (2.4)$$

และ

$$f_{bd} = f_b + f_D \quad (2.5)$$

จึงสามารถคำนวณหาค่าระยะทางระหว่างวัตถุกับตำแหน่งของเรดาร์ได้ดังสมการ (2.6)

$$R = \frac{cT_s}{4B_{sweep}} (f_{bd} + f_{bu}) \quad (2.6)$$

และสามารถหาความเร็วสัมพัทธ์ของวัตถุเปรียบเทียบกับตำแหน่งของเรดาร์ได้ดังสมการ (2.7)

$$v_r = \frac{\lambda}{4} (f_{bd} - f_{bu}) \quad (2.7)$$

2.2.3 พารามิเตอร์ของเรดาร์

ในการประมวลผลสัญญาณของระบบเรดาร์เพื่อคำนวณหาค่าความเร็วสัมพัทธ์หรือระบุตำแหน่งของวัตถุเป้าหมายนั้นจำเป็นต้องอาศัยพารามิเตอร์และความสัมพันธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดและวัตถุเป้าหมายซึ่งประกอบด้วย ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างเรียกว่า Free space path loss (FSPL) ภาคตัดขวางของเรดาร์เรียกว่า Radar cross section (RCS) และระยะทางของเรดาร์ตามลำดับ *

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3.1 ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่าง (Free Space Path Loss)

ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่าง (FSPL) นั้นคือ ค่ากำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกลดทอนลงซึ่งเป็นผลมาจากการส่งสัญญาณแบบไลน์ ออฟ ไซต์ (Line-of-sight) จากแหล่งกำเนิดผ่านพื้นที่ว่างที่ไม่มีสิ่งกีดขวางจนทำให้สัญญาณเกิดการสะท้อนหรือเลี้ยวเบน ซึ่งในทางอุดมคตินั้นค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างถูกพิจารณาในพื้นที่ว่างที่เป็นสุญญากาศ โดยสามารถนำไปใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างดาวเทียมและค่าการลดทอนนี้ยังเป็นหลักเกณฑ์ของการสร้างสมการเรดาร์ที่ใช้กันในปัจจุบันอีกด้วย

วิธีการคำนวณสามารถคำนวณได้โดย เมื่อพลังงานที่ความถี่สูงถูกส่งออกมาจากแหล่งกำเนิดแบบไอโซโทรปิกถูกแพร่กระจายออกไปรอบทิศทางเท่าๆกันเป็นพื้นที่ผิวทรงกลม ($A = 4\pi R^2$) ซึ่งเมื่อรัศมีในการแพร่กระจายคลื่นเพิ่มขึ้น ปริมาณของพลังงานที่เกิดขึ้นบนพื้นที่ผิวทรงกลมนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นส่วนกลับกับพื้นที่ผิวทรงกลม A ที่รัศมี R กล่าวคือ ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างจะถูกพิจารณาจาก 2 ปัจจัย โดยที่ปัจจัยแรกคือสัดส่วนการลดทอนของค่ากำลังงานเปรียบเทียบกับค่ากำลังสองของระยะทางระหว่างฝั่งส่งและฝั่งรับ และปัจจัยที่ 2 คือ สัดส่วนการลดทอนของค่ากำลังงานเปรียบเทียบกับค่ากำลังสองของความถี่วิทยุที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ

เมื่อทำการพิจารณาปัจจัยแรก ค่าการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในพื้นที่ว่างสามารถคำนวณได้จากกฎการผกผันกำลังสอง (Inverse square law) ดังสมการ (2.8)

$$S = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (2.8)$$

โดยที่ P_t คือค่ากำลังงานของสัญญาณฝั่งส่งในหน่วยวัตต์ S คือค่าความหนาแน่นของกำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อพื้นที่ในหน่วย W/m^2 และ R คือระยะห่างระหว่างฝั่งส่งและฝั่งรับในหน่วยเมตรตามลำดับ

และเมื่อพิจารณาปัจจัยที่ 2 สามารถบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศในการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังสมการ (2.9)

$$P_r = \frac{S\lambda^2}{4\pi} \quad (2.9)$$

โดยที่ P_r คือค่ากำลังงานของสัญญาณที่รับได้ในหน่วยวัตต์ S คือค่าความหนาแน่นของกำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อพื้นที่ในหน่วย W/m^2 และ λ คือความยาวคลื่นของสัญญาณที่ใช้ส่งในหน่วยเมตรตามลำดับ ซึ่งจากความสัมพันธ์ระหว่างปัจจัยทั้งสองสามารถคำนวณหา ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างได้ดังสมการ (2.10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$FSPL = \frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} = \frac{(4\pi Rf)^2}{c^2} \quad (2.10)$$

ซึ่งสามารถคิดเป็นค่ากำลังงานที่ถูกลดทอนในพื้นที่ว่างในหน่วยเดซิเบลได้ดังสมการ (2.11)

$$FSPL_{dB} = 20 \log \frac{(4\pi Rf)}{c} \text{ dB} \quad (2.11)$$

โดยที่ f คือความถี่ของสัญญาณที่ใช้ส่งในหน่วยเฮิรตซ์ และ c คือค่าความเร็วแสงในหน่วยเมตรต่อวินาทีตามลำดับ เพื่อให้การออกแบบระบบเรดาร์มีความแม่นยำมากขึ้นจึงต้องพิจารณาองค์ประกอบเชิงกายภาพของวัตถุเป้าหมายเพื่อบ่งบอกถึงความสามารถในการสะท้อนกลับของสัญญาณเพื่อใช้ในการสร้างเรดาร์ทางฝั่งรับให้เหมาะสมกับการใช้งานกับวัตถุเป้าหมายแต่ละชนิด

2.2.3.2 ภาคตัดขวางของเรดาร์ (RADAR Cross Section)

ค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ (RCS) คือค่าที่บ่งบอกถึงความสามารถของวัตถุเป้าหมายในการสะท้อนสัญญาณกลับมายังเรดาร์ทางฝั่งรับ โดยในทางอุดมคตินั้น หากสัญญาณที่สะท้อนจากวัตถุเป้าหมายนั้นสะท้อนกลับไปในทุกๆทิศทางของสัญญาณที่ส่งมาตกกระทบอย่างเท่าๆกัน ภาคตัดขวางของเรดาร์ เมื่อสังเกตที่ฝั่งส่งจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ผิวของวัตถุเป้าหมายนั้นๆ แต่ในทางปฏิบัติพลังงานของสัญญาณต้องถูกดูดกลืนหรือกระจายออกไปส่วนหนึ่ง ส่งผลให้สัญญาณสะท้อนนั้นไม่สามารถสะท้อนกลับได้เท่ากันในทุกๆทิศทาง จึงทำให้การคำนวณภาคตัดขวางของเรดาร์นั้นทำได้ยาก โดยมักจะระบุได้จากกรวัดจากเครื่องมือวัด ซึ่งปัจจัยที่มีผลต่อภาคตัดขวางของเรดาร์ประกอบด้วย ชนิดและลักษณะทางกายภาพของพื้นผิววัตถุเป้าหมาย ทิศทางหรือตำแหน่งในการส่งสัญญาณของเรดาร์ฝั่งส่ง และความถี่ของสัญญาณจากเรดาร์ฝั่งส่ง

ในการคำนวณค่าภาคตัดขวางของเรดาร์นั้นถูกพิจารณาจากสัดส่วนหรือความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายในทิศทางของเรดาร์ฝั่งรับเปรียบเทียบกับความหนาแน่นของกำลังงานที่ถูกดูดกลืนไปกับวัตถุเป้าหมาย โดยค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ของพื้นที่ผิวทรงกลมเล็กๆ ($A = 4\pi R^2$) สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.12)

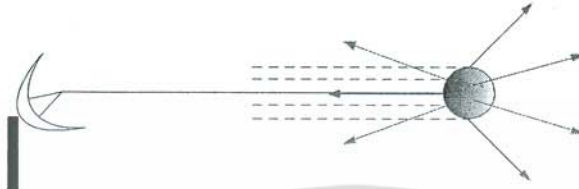
$$RCS = \sigma = \frac{4\pi R^2 S_r}{S_i} \quad (2.12)$$

โดยที่ σ คือค่าภาคตัดขวางของเรดาร์หรือความสามารถของวัตถุเป้าหมายในการสะท้อนสัญญาณกลับมาในทิศทางของเรดาร์ฝั่งรับ S_i คือความหนาแน่นของกำลังงานที่ถูกดูดกลืนจากวัตถุเป้าหมาย และ S_r คือความหนาแน่นของกำลังงานที่ถูกเบี่ยงเบนออกไปที่ระยะทาง r ตามลำดับ จึงสามารถกล่าวได้ว่าค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ของวัตถุเป้าหมายนั้นสามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ระหว่างความแรงของสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายเปรียบเทียบกับความแรงของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่สะท้อนจากทรงกลมที่มีพื้นที่ผิวเรียบขนาด 1 ตารางเมตร โดยที่ค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ที่เกิดจากพื้นผิวที่มีพื้นที่หน้าตัดรูปแบบต่างๆ สามารถคำนวณได้จากสูตรทางคณิตศาสตร์ดังนี้

พื้นที่ผิวแบบทรงกลมที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปวงกลมดังรูปที่ 2.10 สามารถหาได้จากสมการ (2.13)



รูปที่ 2.10 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวทรงกลมที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปวงกลม

$$\sigma_{\max} = \pi R^2 \quad (2.13)$$

โดยที่ R คือรัศมีของวงกลม

พื้นที่ผิวแบบทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมดังรูปที่ 2.11 สามารถหาได้จากสมการ (2.14)



รูปที่ 2.11 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยม

$$\sigma_{\max} = \frac{2\pi r h^2}{\lambda} \quad (2.14)$$

โดยที่ r และ h คือรัศมีและความสูงของพื้นที่หน้าตัดทรงกระบอก และ λ คือความยาวคลื่นของเรดาร์

พื้นที่ผิวแบบแผ่นที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมทำมุม 90 องศา ดังรูปที่ 2.12 สามารถหาได้จากสมการ (2.15)



รูปที่ 2.12 สัญญาณสะท้อนจากพื้นที่ผิวแบบแผ่นที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมทำมุม 90 องศา

$$\sigma_{\max} = \frac{4\pi b^2 h^2}{\lambda^2} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ b และ h คือความกว้างและความสูงของพื้นที่หน้าตัดที่เป็นรูปสี่เหลี่ยม และ λ คือความยาวคลื่นของเรดาร์

2.2.3.3 ระยะทางของเรดาร์ (The RADAR range)

เพื่อการสร้างระบบเรดาร์ให้เหมาะสมกับการใช้งานนั้น ค่าระยะทางสูงสุดและต่ำสุดที่ระบบเรดาร์นั้นสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งสำหรับการออกแบบเพื่อสร้าง โดยที่การคำนวณค่าระยะทางของเรดาร์นั้นสามารถพิจารณาได้โดยเริ่มจากความสัมพันธ์ของค่ากำลังงานของสัญญาณภาครับที่เกิดจากสัญญาณภาคส่งที่ส่งออกจากแหล่งกำเนิดแบบไอโซโทรปิกไปกระทบและสะท้อนกับวัตถุ ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นเป็นลักษณะทรงกลมที่มีรัศมีหรือระยะทางในการแพร่กระจายคลื่นเท่ากับ R ดังสมการ (2.16)

$$P_E = \frac{P_S G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.16)$$

โดยที่ P_E และ P_S คือค่ากำลังงานของสัญญาณสะท้อนและสัญญาณส่งตามลำดับ G คือค่ากำลังขยายของสายอากาศ σ คือค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ และ λ คือความยาวคลื่นของเรดาร์ ซึ่งจากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.16) เมื่อจัดรูปสมการใหม่จึงสามารถหาค่าระยะทางของเรดาร์ได้ดังสมการ (2.17)

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_S G^2 \lambda^2 \sigma}{P_E (4\pi)^3}} \quad (2.17)$$

โดยในการระบุว่าระบบเรดาร์เป็นเรดาร์ระยะไกลหรือระยะสั้นนั้น สามารถพิจารณาได้จากค่าระยะทางสูงสุดของสัญญาณแบบไลน์ ออฟ ไซต์ ที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายซึ่งเปรียบเทียบกับระหว่างลำ (beam) ของสัญญาณแบบไลน์ ออฟ ไซต์ต่อพื้นที่ผิววัตถุเป้าหมาย 1 ตารางเมตร หรือสามารถพิจารณาได้จากค่ากำลังงานที่ต่ำที่สุดของสัญญาณภาครับที่รับได้ในอีกทางหนึ่งดังสมการ (2.18)

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_S G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{E_{\min}} (4\pi)^3}} \quad (2.18)$$

ซึ่งถ้าระยะทางดังกล่าวนี้มีค่าไม่เกิน 150 ไมล์ หรือ 240 กิโลเมตร สามารถระบุได้ว่าระบบเรดาร์นั้นเป็นเรดาร์ระยะสั้น หากระยะทางมีค่าเกินกว่า 240 กิโลเมตรแสดงว่าเรดาร์นั้นเป็นเรดาร์ระยะไกลนั่นเอง โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอลำดับถึงการวิเคราะห์เรดาร์ระยะสั้นเพียงอย่างเดียว

2.3 ระบบกำเนิดสัญญาณ

วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) คือวงจรที่มีความสำคัญและมีการใช้งานอย่างแพร่หลายในอุปกรณ์สื่อสาร โทรคมนาคม เครื่องมือวัด และอุปกรณ์อื่นเกือบทุกชนิด เช่นในทางการแพทย์นั้น ได้นำไปใช้กับการตรวจวัดอัตราการเต้นของหัวใจของคนและสัตว์ ซึ่งจัดว่าเป็นอีกแขนงหนึ่งของวงจรกิจกำเนิดสัญญาณ (ที่อาศัยแรงกระตุ้นไฟฟ้าไปทำให้กล้ำเนื้อหัวใจหดตัวเป็นจังหวะเพื่อบีบฉีดโลหิต) อีกทั้งในทางกลศาสตร์ควอนตัมยังได้มีการนำหลักการของวงจรกิจกำเนิดสัญญาณที่มีซูเปอร์ฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนเท่าของฮาร์โมนิกพื้นฐานเพื่ออธิบายพฤติกรรมของฟังก์ชันคลื่น ดังนั้นความเข้าใจพื้นฐานในพฤติกรรมและการทำงานของวงจรกิจกำเนิดสัญญาณ จึงมีความจำเป็นต่อวิศวกรไฟฟ้าอย่างยิ่ง

เป็นที่รู้กันว่าวงจรกิจกำเนิดสัญญาณนั้นสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนอินพุตให้กับระบบ ซึ่งวงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบ่งได้ออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆคือ วงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้นที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ และวงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้หลักการวิเคราะห์ห้วงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้นในการอธิบาย จึงทำการอธิบายหลักการพื้นฐานของวงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้นเพียงอย่างเดียว

2.3.1 วงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้น (Linear oscillator)

ในการพิจารณาระบบกำเนิดสัญญาณใดๆ สามารถอธิบายได้ด้วยพื้นฐานของสมการอนุพันธ์สำหรับวงจรกิจกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้นนั้นสามารถอธิบายได้ด้วยสมการอนุพันธ์อันดับสองขึ้นไป เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงอธิบายด้วยสมการอนุพันธ์อันดับที่สอง ดังสมการ (2.19)

$$a_2 \frac{d^2}{dt^2} v(t) + a_1 \frac{d}{dt} v(t) + a_0 v(t) = 0 \quad (2.19)$$

โดยที่ $v(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของระบบ a_2, a_1 และ a_0 เป็นจำนวนจริงใดๆ สำหรับในสมการ (2.19) นั้นเป็นสมการอนุพันธ์ชนิดเอกพันธ์ ซึ่งในสมการเอกพันธ์นั้น การหาค่าคำตอบหรือผลลัพธ์ของสมการนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าเงื่อนไขเริ่มต้น ถ้าเงื่อนไขเริ่มต้นมีค่าเป็นศูนย์ ค่าเอาต์พุตหรือผลตอบสนองก็มีค่าเป็นศูนย์ไปด้วย

เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบนี้สามารถให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมาได้ จึงได้ทำการแก้สมการเอกพันธ์ (2.19) โดยการสมมุติค่าคำตอบเป็น

$$v(t) = v_n(t) = Ke^{mt} \quad (2.20)$$

จากนั้นทำการแทนค่า $v_n(t)$ ลงในสมการ (2.19) จึงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2 m^2 K e^{mt} + a_1 m K e^{mt} + a_0 K e^{mt} = 0 \quad (2.21)$$

$$a_2 m^2 + a_1 m + a_0 = 0 \quad (2.22)$$

จากสมการ (2.22) สามารถหาค่าคำตอบสมบูรณ์ได้โดยแก้สมการหาค่า m โดยที่

$$m_{1,2} = \frac{(-a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_0 a_2})}{2a_2} \quad (2.23)$$

ซึ่งสามารถจัดรูปใหม่ได้ดังสมการ (2.24)

$$m_{1,2} = \frac{(-a_1 \pm j\sqrt{4a_0 a_2 - a_1^2})}{2a_2} \quad (2.24)$$

จากสมการ (2.24) เพื่อให้สมการดูง่ายและกะทัดรัด จึงกำหนดให้ $\frac{a_1}{2a_2} = \alpha$ และ

$\frac{\sqrt{4a_0 a_2 - a_1^2}}{2a_2} = \omega_n$ ทำให้สามารถเขียนสมการ (2.24) ได้ใหม่ดังสมการ (2.25)

$$m_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_n \quad (2.25)$$

ดังนั้นคำตอบของสมการเอกพันธ์จึงเขียนได้เป็น

$$v_n(t) = K_1 e^{m_1 t} + K_2 e^{m_2 t} \quad (2.26)$$

โดยที่ K_1 และ K_2 เป็นค่าคงที่

ถ้าพิจารณาสมการ (2.25) สังเกตเห็นได้ว่า $m_2 = m_1^*$ โดยที่ m_2 คือคู่สังยุคของ m_1 และเมื่อแทนค่านี้ลงในสมการ (2.26) จึงสามารถเขียนสมการ (2.26) ได้ใหม่ดังสมการ (2.27)

$$v_n(t) = K_1 e^{m_1 t} + K_2 e^{m_1^* t} \quad (2.27)$$

ในกรณีที่ค่าคำตอบ $v_n(t)$ เป็นจำนวนจริง จึงสมมุติให้ค่าของ K_1 และ K_2 เป็นไปได้ทั้งในกรณีของจำนวนเชิงซ้อนและจำนวนจริง ในกรณีที่ค่า K_1 และ K_2 เป็นจำนวนเชิงซ้อนจึงสมมุติให้ $K_1 = a_1 + jb_1$ และ $K_2 = a_2 + jb_2$ จึงสามารถเขียนสมการ (2.27) ใหม่ได้ดังสมการ (2.28)

$$\begin{aligned} v_n(t) &= (a_1 + jb_1)e^{m_1 t} + (a_2 + jb_2)e^{m_1^* t} \\ &= (a_1 e^{m_1 t} + a_2 e^{m_1^* t}) + j(b_1 e^{m_1 t} + b_2 e^{m_1^* t}) \end{aligned} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.28) เมื่อพิจารณาในกรณีที่ $v_n(t)$ เป็นจำนวนจริง ค่าของ $a_1 = a_2$ และ $b_1 = -b_2$ และเมื่อประยุกต์ใช้ความสัมพันธ์ของออยเลอร์นั่นคือ $\cos(\theta) = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$ และ $\sin(\theta) = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$ จึงสามารถเขียน $v_n(t)$ ได้ใหม่ดังสมการ (2.29)

$$v_n(t) = 2a_1 e^{-\alpha t} \cos(\omega_n t) - 2b_1 e^{-\alpha t} \sin(\omega_n t) \quad (2.29)$$

สำหรับในกรณีที่ค่า K_1 และ K_2 เป็นจำนวนจริงที่มีค่าเท่ากัน เมื่อพิจารณาจากสมการ (2.27) เนื่องจากค่า $e^{m_1 t}$ และ $e^{m_2 t}$ เป็นจำนวนเชิงซ้อนที่เป็นคู่สังยุคกัน ซึ่งเมื่อนำมาบวกกันจึงได้ผลเป็นจำนวนจริง จึงทำให้ค่า $v_n(t)$ เป็นจำนวนจริงไปด้วย และเมื่อกำหนดให้ค่าคงที่ $K_1 = K_2 = K_x$ จึงสามารถจัดรูปสมการ (2.27) ได้ใหม่ดังสมการ (2.30)

$$v_n(t) = K_x (e^{m_1 t} + e^{m_2 t}) = 2K_x e^{-\alpha t} \cos(\omega_n t) \quad (2.30)$$

ซึ่งสังเกตเห็นได้ว่าค่า $v_n(t)$ ในสมการ (2.30) เป็นค่าจำนวนจริงที่เป็นฟังก์ชันคลื่นรูปไซน์ ที่มีค่าความถี่เท่ากับ ω_n เรเดียนต่อวินาที มีขนาดเท่ากับ $2K_x e^{-\alpha t}$ ในกรณีที่ $v_n(t)$ เป็นฟังก์ชันรูปไซน์ที่ขนาดคงที่ ค่าของ $e^{-\alpha t}$ ต้องเป็นค่าคงที่ โดยกรณีที่สมการทำให้ค่า $e^{-\alpha t}$ เป็นค่าคงที่ได้ นั่นคือ $e^{-\alpha t} = e^0 = 1$ เพียงกรณีเดียวเท่านั้น นั่นหมายความว่าค่า α ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ และเนื่องจาก $\alpha = \frac{a_1}{2a_2}$ ดังนั้นค่า a_1 จึงต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ (2.19) ได้ใหม่ดังสมการ (2.31)

$$a_2 \frac{d^2}{dt^2} v(t) + a_0 v(t) = 0 \quad (2.31)$$

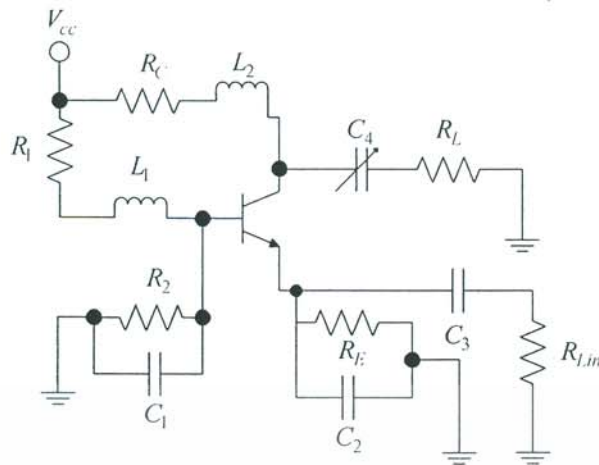
และจึงทำให้ได้คำตอบ $v_n(t)$ ของสมการ (2.31) ได้ดังนี้

$$v(t) = v_n(t) = 2K_x \cos(\omega_n t) \quad (2.32)$$

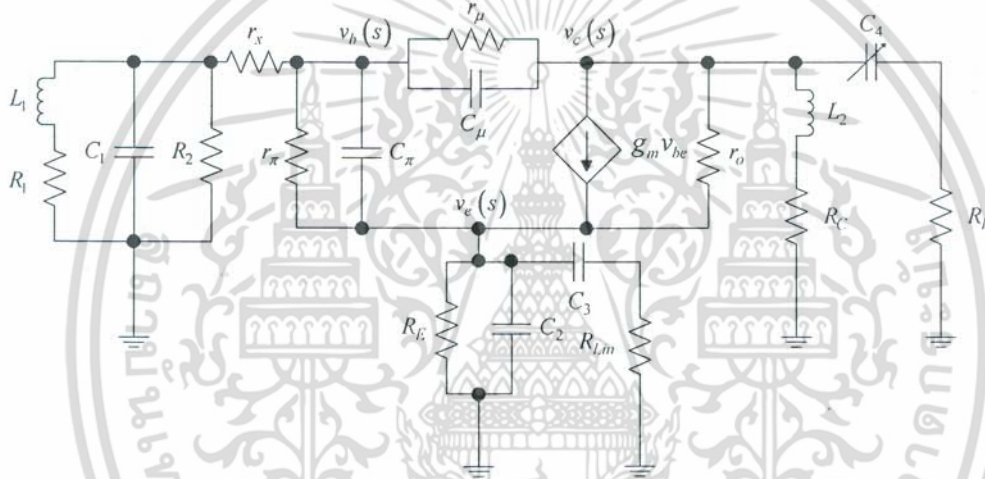
หากสังเกตจากสมการ (2.32) สามารถกล่าวได้ว่าผลตอบสนองสมบูรณที่ได้ในกรณีที่ไม่มีอินพุตภายนอกเข้ามาป้อนให้ระบบนั้น มีลักษณะเป็นฟังก์ชันรูปไซน์ที่มีขนาดคงที่ ณ เวลาใดๆ

สำหรับการยกตัวอย่างการวิเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเชิงเส้นที่มีการใช้งานจริง จึงได้ยกตัวอย่างวงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ดังรูปที่ 2.13 ในการอธิบาย และเมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรจากรูปที่ 2.13 ทำให้สามารถวิเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ด้วยวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง [9] ได้ดังรูปที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



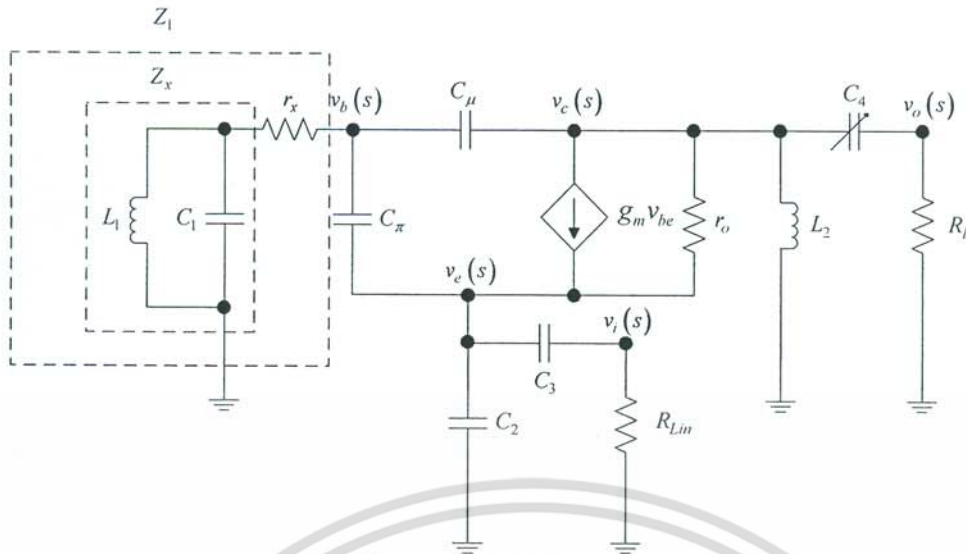
รูปที่ 2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง

โดยค่าอิมพีแดนซ์ของ $R_E // Z_{C_2}$ จะสามารถประมาณค่าได้เป็น Z_{C_2} เนื่องจากค่า Z_{C_2} มีค่าน้อยมากที่ความถี่สูง ด้วยสาเหตุนี้เองจึงสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ของ $r_\mu // Z_{C_\mu}$ ได้เท่ากับ Z_{C_μ} และ $r_\pi // Z_{C_\pi}$ ได้เท่ากับ Z_{C_π} และ $R_2 // Z_{C_1}$ ได้เท่ากับ Z_{C_1} ในส่วนของ L_1 และ L_2 ที่ต่ออนุกรมกับ R_1 และ R_C ตามลำดับ สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้เท่ากับ Z_{L_1} และ Z_{L_2} ตามลำดับ เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ Z_{L_1} และ Z_{L_2} นั้นมีค่ามากเมื่อความถี่สูงขึ้น ทำให้สามารถลดรูปวงจรในรูปที่ 2.14 ได้ดังรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงที่ลดรูปแล้ว

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.15 จึงให้ Z_x คือค่าอิมพีแดนซ์ของ $Z_{L1} // Z_{C1}$ และ Z_1 คือค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_x ที่ต่ออนุกรมกับ r_x ดังนั้นเมื่อใช้ KCL ที่โหนด $v_b(s)$ จึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.33)

$$\frac{v_b(s)}{Z_1} + \frac{v_b(s) - v_c(s)}{Z_{C\mu}} + \frac{v_b(s) - v_e(s)}{Z_{C\pi}} = 0 \quad (2.33)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2.33) จึงสามารถเขียนสมการโหนด $v_b(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (2.34)

$$v_b(s) = \left(\frac{Z_1 Z_{C\pi} Z_{C\mu}}{Z_1 Z_{C\mu} + Z_1 Z_{C\pi} + Z_{C\mu} Z_{C\pi}} \right) \left(\frac{v_c(s)}{Z_{C\mu}} + \frac{v_e(s)}{Z_{C\pi}} \right) \quad (2.34)$$

เมื่อวิเคราะห์ที่โหนด $v_i(s)$ โดยใช้ KCL จึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.35)

$$\frac{v_i(s)}{R_{Lin}} + \frac{v_i(s) - v_e(s)}{Z_{C3}} = 0 \quad (2.35)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2.35) จึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างโหนด $v_e(s)$ และ $v_i(s)$ ได้ดังสมการ (2.36)

$$v_e(s) = \left(\frac{R_{Lin} + Z_{C3}}{R_{Lin}} \right) v_i(s) \quad (2.36)$$

เมื่อวิเคราะห์ที่โหนด $v_c(s)$ โดยใช้ KCL จึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.37)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_c(s)}{Z_{C_2}} + \frac{v_e(s) - v_i(s)}{Z_{C_3}} + \frac{v_e(s) - v_b(s)}{Z_{C_\pi}} + \frac{v_e(s) - v_c(s)}{r_o} - g_m v_{be} = 0 \quad (2.37)$$

เมื่อวิเคราะห์ที่โหนด $v_c(s)$ โดยใช้ KCL จึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.38)

$$\frac{v_c(s)}{Z_{L_2}} + \frac{v_c(s) - v_o(s)}{Z_{C_4}} + \frac{v_c(s) - v_b(s)}{Z_{C_\mu}} + \frac{v_c(s) - v_e(s)}{r_o} + g_m v_{be} = 0 \quad (2.38)$$

เมื่อวิเคราะห์ที่โหนด $v_o(s)$ โดยใช้ KCL จึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.39)

$$\frac{v_o(s)}{R_L} + \frac{v_o(s) - v_c(s)}{Z_{C_4}} = 0 \quad (2.39)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2.39) จึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างโหนด $v_c(s)$ และ $v_o(s)$ ได้ดังสมการ

(2.40)

$$v_c(s) = \left(\frac{R_L + Z_{C_4}}{R_L} \right) v_o(s) \quad (2.40)$$

เมื่อนำสมการ (2.33) (2.35) (2.37) (2.38) และสมการ (2.39) มาบวกกันจึงได้ผลดังสมการ (2.41)

$$\frac{v_i(s)}{R_{Lin}} + \frac{v_e(s)}{Z_{C_2}} + \frac{v_b(s)}{Z_1} + \frac{v_c(s)}{Z_{L_2}} + \frac{v_o(s)}{R_L} = 0 \quad (2.41)$$

เมื่อแทนค่า $v_b(s)$ จากสมการ (2.34) ลงในสมการ (2.41) จึงได้

$$\left(\frac{Z_{C_\mu}}{Z_1 Z_{C_\mu} + Z_1 Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} Z_{C_\pi}} \right) v_e(s) + \left(\frac{Z_{C_\pi}}{Z_1 Z_{C_\mu} + Z_1 Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} Z_{C_\pi}} \right) v_c(s) + \frac{v_e(s)}{Z_{C_2}} + \frac{v_c(s)}{Z_{L_2}} + \frac{v_i(s)}{R_{Lin}} + \frac{v_o(s)}{R_L} = 0 \quad (2.42)$$

และเมื่อแทนค่า $v_e(s)$ ในสมการ (2.36) และ $v_c(s)$ ในสมการ (2.40) ลงในสมการ (2.42) จึงได้

$$\begin{aligned} & \frac{v_o(s)}{R_L} + \left(\frac{Z_{C_\pi} (R_L + Z_{C_4})}{R_L (Z_1 Z_{C_\mu} + Z_1 Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} Z_{C_\pi})} \right) v_o(s) + \left(\frac{R_L + Z_{C_4}}{Z_{L_2} R_L} \right) v_o(s) \\ & = - \frac{v_i(s)}{R_{Lin}} - \left(\frac{Z_{C_\mu} (R_{Lin} + Z_{C_3})}{R_{Lin} (Z_1 Z_{C_\mu} + Z_1 Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} Z_{C_\pi})} \right) v_i(s) - \left(\frac{R_{Lin} + Z_{C_3}}{Z_{C_2} R_{Lin}} \right) v_i(s) \end{aligned} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการแทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุด้วย $Z_C = \frac{1}{sC}$ และตัวเหนี่ยวนำด้วย $Z_L = sL$ ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 ที่เป็นการขนานระหว่าง C_1 และ L_1 ที่ต่ออนุกรมเข้ากับ r_x จึงได้ค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 ดังสมการ (2.44)

$$Z_1 = \frac{sL_1 r_x}{s^2 C_1 L_1 r_x + sL_1 + r_x} \quad (2.44)$$

และเมื่อทำการแทนค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 ดังสมการ (2.44) ลงในสมการ (2.43) พร้อมทั้งแทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในสมการ (2.43) โดยในการพิจารณาผลตอบสนองธรรมชาตินั้นคือการที่ไม่มีอินพุตป้อนเข้ามาในระบบ นั่นคือ $v_i(s) = 0$ จึงได้

$$s^3 K_1 v_o(s) + s^2 K_2 v_o(s) + s K_3 v_o(s) + K_4 v_o(s) = 0 \quad (2.45)$$

โดยที่

$$K_1 = C_1 C_4 (C_\pi + C_\mu) L_1 L_2 r_x + C_1 C_4 (C_\pi + C_\mu) L_1 R_L r_x$$

$$K_2 = C_4 (C_\pi + C_\mu) L_1 L_2 + C_4 (C_\pi + C_\mu) L_1 R_L + C_1 (C_\pi + C_\mu) L_1$$

$$K_3 = C_4 (C_\pi + C_\mu) L_2 r_x + C_4 (C_\pi + C_\mu) R_L r_x + C_4 C_\mu L_2 R_L + C_4 L_1 L_2 r_x + C_4 L_1 R_L r_x + (C_\pi + C_\mu) L_1 + C_\mu L_1 L_2 r_x$$

$$K_4 = (C_\pi + C_\mu) r_x + L_1 r_x$$

จากนั้นทำการแปลงอินเวอร์สลาปลาซ เพื่อทำการวิเคราะห์ระบบในโดเมนทางเวลา จึงได้

$$K_1 \frac{d^3 v_o(t)}{dt^3} + K_2 \frac{d^2 v_o(t)}{dt^2} + K_3 \frac{dv_o(t)}{dt} + K_4 v_o(t) = 0 \quad (2.46)$$

เพื่อหาผลเฉลยของสมการ จึงทำการแก้สมการอนุพันธ์ด้วยการแทนสมการคุณลักษณะ ดังสมการ (2.47)

$$K_1 m^3 + K_2 m^2 + K_3 m + K_4 = 0 \quad (2.47)$$

เมื่อนำ K_1 หารสมการ (2.47) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการ (2.48)

$$m^3 + \frac{K_2}{K_1} m^2 + \frac{K_3}{K_1} m + \frac{K_4}{K_1} = 0 \quad (2.48)$$

หากสมมุติสมการพหุนามกำลังสาม โดยให้มีคู่สังยุคคู่หนึ่งดังสมการ (2.49)

$$(m + aj)(m - aj)(m + b) = 0 \quad (2.49)$$

เมื่อทำการคูณกระจายพจน์ในสมการ (2.49) จึงได้ผลดังสมการ (2.50) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m^3 + bm^2 + a^2m + a^2b = 0 \quad (2.50)$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ในสมการ (2.48) กับสมการ (2.50) จึงสามารถเปรียบเทียบได้ว่า

$$\frac{K_2}{K_1} = b \frac{K_3}{K_1} = a^2 \text{ และ } \frac{K_4}{K_1} = a^2b \text{ ซึ่งเงื่อนไขที่จะทำให้การแทนสัมประสิทธิ์เหล่านี้เป็นจริงต้อง}$$

ทำให้ $\frac{K_4}{K_1} = \frac{K_2K_3}{K_1^2}$ โดยเมื่อทำการแก้สมการ (2.49) โดยนำ $(m+b)$ ทหารตลอดทั้งสมการจึงได้

$$(m+aj)(m-aj) = 0 \quad (2.51)$$

ดังนั้น m จึงมีค่าดังสมการ (2.52)

$$m = \pm aj = \pm \sqrt{\frac{K_3}{K_1}} j \quad (2.52)$$

จากสมการ (2.52) จึงได้คำตอบของสมการอนุพันธ์ที่เป็นผลตอบสนองธรรมชาติ $v_o(t)$ ดังสมการ

(2.53)

$$v_o(t) = C_1 e^{jat} + C_2 e^{-jat} = C_1 e^{j\sqrt{\frac{K_3}{K_1}}t} + C_2 e^{-j\sqrt{\frac{K_3}{K_1}}t} \quad (2.53)$$

โดยที่ C_1 และ C_2 เป็นค่าคงที่ ซึ่งสำหรับในกรณีนี้ $v_o(t)$ เป็นจำนวนจริง ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น จึงกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C_x$ ทำให้สามารถเขียนสมการ (2.53) ได้ใหม่ดังสมการ (2.54)

$$v_o(t) = C_x e^{j\sqrt{\frac{K_3}{K_1}}t} + C_x e^{-j\sqrt{\frac{K_3}{K_1}}t} = 2C_x \cos\left(\sqrt{\frac{K_3}{K_1}}t\right) \quad (2.54)$$

จากสมการ (2.54) สามารถสรุปได้ว่าผลตอบสนองธรรมชาติของระบบมีลักษณะเป็นฟังก์ชันรูปไซน์ที่มีขนาดคงที่ ณ เวลาใดๆ สามารถแสดงความถี่ที่ถูกผลิตออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการ

(2.55)

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_3}{K_1}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_4(C_\pi + C_\mu)L_2r_x + C_4(C_\pi + C_\mu)R_Lr_x + C_4C_\mu L_2R_L + C_4L_1L_2r_x + C_4L_1R_Lr_x + (C_\pi + C_\mu)L_1 + C_\mu L_1L_2r_x}{C_1C_4(C_\pi + C_\mu)L_1L_2r_x + C_1C_4(C_\pi + C_\mu)L_1R_Lr_x}} \quad (2.55)$$

เมื่อให้ f_n คือความถี่ที่ผลิตออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณในหน่วยเฮิรตซ์และเมื่อทำการประมาณค่าที่มีผลน้อยทิ้งไป จึงสามารถประมาณค่าความถี่ที่ผลิตออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการ

(2.56)

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_4R_Lr_x + C_\pi + C_\mu}{C_1C_4(C_\pi + C_\mu)L_1R_Lr_x}} \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การวิเคราะห์ระบบด้วยเทคนิคตัวแปรเวลาหลายตัว

การวิเคราะห์ระบบเพื่อศึกษาพฤติกรรมที่เกิดขึ้นในโดเมนทางเวลานั้น มักพิจารณาโดยอาศัยสมมติฐานของระบบเป็นแบบเชิงเส้นไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา (LTI: Linear Time Invariant) [3] ซึ่งสำหรับระบบทั่วไป ที่ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient Response) เกิดการลดทอนหายไปจนเหลือแค่ผลตอบสนองแบบคงตัว (Steady State) การวิเคราะห์ระบบด้วยตัวแปรเวลาเพียงตัวแปรเดียวสามารถอธิบายพฤติกรรมของระบบได้เป็นอย่างดี แต่สำหรับระบบที่ผลตอบสนองชั่วคราวไม่ลดทอนหายไปเช่นระบบที่มีการสั่นอย่างสม่ำเสมอในช่วงเวลาที่พิจารณาเช่น การสั่นของสปริง การแกว่งของลูกตุ้ม หรือแม้กระทั่งวงจรกำเนิดสัญญาณในทางวิศวกรรมไฟฟ้า โดยเมื่อมีการป้อนอินพุตให้กับระบบ ผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์ระบบด้วยตัวแปรทางเวลาเพียงตัวเดียวนั้นไม่สามารถอธิบายผลการทดลองที่เกิดขึ้นจริงได้อย่างครอบคลุม ซึ่งในปีค.ศ.2005 ได้มีการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้ในการอธิบายวงจรกำเนิดสัญญาณที่อยู่ภายใต้สภาวะที่ระบบถูกป้อนอินพุตบังคับด้วยเทคนิคตัวแปรเวลาหลายตัวโดย ธงชัยและคณะ [4,5,6] ซึ่งผลลัพธ์จากการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณด้วยเทคนิคดังกล่าวสามารถใช้อธิบายผลการทดลองที่เกิดขึ้นจริงได้ครอบคลุมมากกว่า จากนั้นในปีค.ศ. 2012 ได้มีการนำแบบจำลองดังกล่าวไปใช้อธิบายการแกว่งของลูกตุ้มในกรณีที่มีอินพุตบังคับป้อนเข้ามาในระบบ ซึ่งผลการทดลองที่ได้นั้นสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์เป็นอย่างดี [7] โดยเพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างการวิเคราะห์แบบเดิมและการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทางเวลา วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการเดิมก่อน [4] แล้วจึงนำเสนอการวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยเทคนิคตัวแปรเวลาหลายตัวตามลำดับ

2.4.1 การวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการเดิม

การอธิบายระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ด้วยสมการอนุพันธ์อันดับที่สองในกรณีที่มีการป้อนอินพุตให้กับระบบนั้น สามารถอธิบายความสัมพันธ์ของระบบได้ดังรูปที่ 2.16

$$x(t) \longrightarrow \boxed{a_2 \frac{d^2}{dt^2} v(t) + a_0 v(t) = 0} \longrightarrow v(t)$$

รูปที่ 2.16 แผนภาพบล็อกแสดงแบบจำลองของระบบกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนอินพุตบังคับแบบเดิม

โดยที่ $x(t)$ คือสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ และ $v(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของระบบ ซึ่งในกรณีที่มีอินพุต $x(t)$ เข้ามาในระบบ ผลตอบสนองสมบูรณ $v(t)$ จึงประกอบไปด้วยผลตอบสนองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ธรรมชาติ $v_n(t)$ และผลตอบสนองบังคับ $v_f(t)$ ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบได้ดังนี้

$$v(t) = v_n(t) + v_f(t) = 2K_x \cos(\omega_n t) + v_f(t) \quad (2.57)$$

โดยที่ K_x คือจำนวนจริงที่เป็นค่าคงที่ซึ่งเป็นส่วนประกอบของขนาดของผลตอบสนองธรรมชาติ ดังนั้นเมื่อแทนค่าสถานะเริ่มต้น $v(t_0) = X_0$ จึงสามารถหาค่า $2K_x$ ได้ดังสมการ (2.58)

$$2K_x = \frac{X_0 - v_f(t_0)}{\cos \omega_n t_0} \quad (2.58)$$

และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จึงกำหนดให้ค่า $t_0 = 0$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า $2K_x$ ลงในสมการ (2.57) จึงได้ผลตอบสนองสมบูรณ์ดังสมการ (2.59)

$$v(t) = (X_0 - v_f(0)) \cos(\omega_n t) + v_f(t) \quad (2.59)$$

จากสมการ (2.59) ทำให้สามารถสรุปได้ว่า ค่าขนาดของผลตอบสนองธรรมชาติมีขนาดคงที่ แม้ว่าผลตอบสนองบังคับนั้นเป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาก็ตาม เนื่องจากค่าของผลตอบสนองบังคับ ณ สถานะเริ่มต้น $v_f(0)$ เท่านั้นที่มีผลต่อขนาดของผลตอบสนองธรรมชาติ แต่ผลการทดลองที่ได้ในทางปฏิบัตินั้นไม่สอดคล้องกับการวิเคราะห์แบบนี้ จึงได้มีงานวิจัยในเรื่องนี้หลายงาน [7,8,11,12] ที่พยายามแสดงว่า ค่าขนาดของผลตอบสนองธรรมชาตินั้นมีขนาดไม่คงที่ เมื่ออยู่ภายใต้อิทธิพลของการป้อนอินพุตเป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเข้ามาในระบบหรือกล่าวได้นัยหนึ่งว่าผลตอบสนองบังคับเป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงได้มีการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบในกรณีที่มีอินพุตเข้ามาในระบบขึ้นใหม่ ซึ่งการวิเคราะห์แบบใหม่นี้ได้ใช้หลักการการแยกตัวแปรทางเวลาเข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ [7,8,11,12] และผลการทดลองที่ได้ในหลายงานวิจัยนั้นสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์ที่อาศัยหลักการการแยกตัวแปรทางเวลาเข้ามารวมด้วย เพื่อความเที่ยงตรงของผลการทดลองที่ได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการประยุกต์ใช้หลักการการแยกตัวแปรทางเวลาในการวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ด้วยเช่นกัน ซึ่งสามารถแสดงวิธีการวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีการป้อนอินพุตเข้ามาในระบบเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการการแยกตัวแปรทางเวลาได้ในหัวข้อถัดไป

2.4.2 การวิเคราะห์ระบบการกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการการแยกตัวแปรทางเวลา

ในการอธิบายหลักการของหัวข้อนี้ทำได้โดยอาศัยองค์ประกอบสองส่วนร่วมกันคือหลักการการแยกตัวแปรทางเวลา [7,8,11,12] ร่วมกับสมการอนุพันธ์อันดับที่สอง ซึ่งสามารถเขียนแยกแยะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์อันดับสองเชิงเส้นที่มีสัมประสิทธิ์เป็นค่าคงที่เชิงเส้นได้ โดยสมการเชิงอนุพันธ์อันดับสองเชิงเส้นที่มีสัมประสิทธิ์เป็นค่าคงที่เชิงเส้น มีลักษณะทั่วไปดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

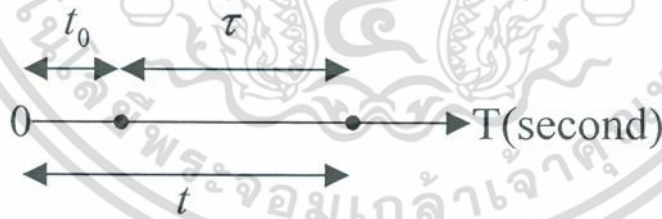
แบบจำลองของระบบได้ใหม่ดังรูปที่ 2.17 โดยในการวิเคราะห์สำหรับหัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์ระบบ การกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุต $x(\tau)$ เข้ามาในระบบ ดังนั้นผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบจึงประกอบไปด้วยผลตอบสนองธรรมชาติ $v_n(t)$ และผลตอบสนองบังคับ $v_f(\tau)$ ที่เกิดจากการป้อนอินพุต $x(\tau)$ จึงได้ผลตอบสนองสมบูรณ์ $v(t, \tau)$ ดังสมการ (2.60)

$$x(\tau) \longrightarrow \boxed{a_2 \frac{d^2}{dt^2} v(t) + a_0 v(t) = 0} \longrightarrow v(t, \tau)$$

รูปที่ 2.17 แผนภาพบล็อกแสดงแบบจำลองของระบบกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนอินพุตบังคับแบบหลายตัวแปรเวลา

$$v(t, \tau) = v_n(t) + v_f(\tau) = 2K_x \cos(\omega_n t) + v_f(\tau) \quad (2.60)$$

ในกรณีที่มีการแบ่งแยกตัวแปรเวลานั้นเป็นการบ่งบอกโดยนัยว่า เวลาของเอาต์พุตและอินพุตนั้นเป็นเวลาคั่นเวลาเดียวกัน โดยที่ขนาดของผลตอบสนองธรรมชาติของระบบเป็นฟังก์ชันของผลตอบสนองบังคับ ณ เวลาใดๆ ไม่ใช่แค่ ณ สภาวะเริ่มต้นของผลตอบสนองบังคับเท่านั้น หรือกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าการป้อนอินพุตให้กับระบบที่ทำให้เกิดผลตอบสนองบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น มีผลต่อผลตอบสนองธรรมชาติในเวลาใดๆ ของระบบ [7,8,11,12] โดยเวลาของอินพุตและเอาต์พุตมีความเป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นตัวแปรเวลาของอินพุตคือ $\tau = t + t_0$ เมื่อ τ คือเวลาของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ณ เวลาใดๆ และ t คือเวลาของผลตอบสนองธรรมชาติของระบบและ t_0 คือเวลาเริ่มต้นก่อนที่มีอินพุตป้อนเข้ามาในระบบ ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์นี้ได้ดังรูปที่ 2.18 ดังนี้



รูปที่ 2.18 ความสัมพันธ์ทางเวลาของอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ

โดยเมื่อแทนค่าสภาวะเริ่มต้น $v(t_0, \tau) = X_0$ จึงสามารถหาค่า $2K_x$ ได้ดังสมการ (2.61)

$$2K_x = \frac{X_0 - v_f(\tau)}{\cos \omega_n t_0} \quad (2.61)$$

และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จึงให้ค่า $t_0 = 0$ เมื่อแทนค่า $2K_x$ ลงในสมการ (2.59) จึงได้ผลตอบสนองสมบูรณ์ดังสมการ (2.62)

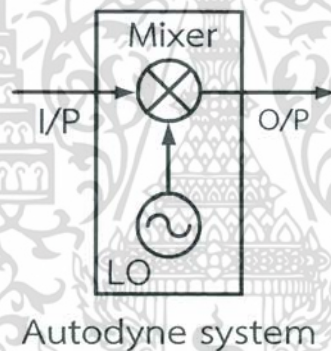
$$v(t, \tau) = (X_0 - v_f(\tau)) \cos(\omega_n t) + v_f(\tau) \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรออดโตไดน์ (Autodyne Circuit)

จากที่ได้กล่าวในหัวข้อ 2.2 คร่าวๆแล้วว่าการสร้างระบบเอเอ็มเรดาร์นั้นจำเป็นต้องอาศัยหลักการของวงจรออดโตไดน์ในการวิเคราะห์สัญญาณทางภาครับ เพื่อใช้ระบุค่าความเร็วสัมพัทธ์ และตำแหน่งของวัตถุเป้าหมาย ในส่วนนี้จึงทำการอธิบายที่มาและหลักการทำงานของวงจรออดโตไดน์ พร้อมการวิเคราะห์สัญญาณที่เกิดขึ้น

วงจรออดโตไดน์คือวงจรที่ประพุดิตัวเป็นทั้งวงจรถ่ายสัญญาณและวงจรคุณภาพในตัวเดียวกันดังรูปที่ 2.19 ซึ่งเกิดจากการทดลองของนาย เอ็ดวิน โอเวิร์ด อาร์มสตรอง ซึ่งต้องการเพิ่มอัตราขยายของหลอดสุญญากาศขยายสัญญาณด้วยการเพิ่มวงจรจนไปที่เอาต์พุตของหลอดสุญญากาศขยายสัญญาณเพื่อปรับปรุงฟังก์ชันส่งผ่านของหลอด ผลที่ได้คือ อัตราขยายของหลอดสุญญากาศขยายสัญญาณเพิ่มขึ้น นอกจากนั้นยังเกิดปรากฏการณ์การสั่น (Self-Oscillation) และการคูณ (Mixing or Heterodyne) ของสัญญาณด้วย ซึ่งหลักการทำงานของวงจรออดโตไดน์ที่กล่าวมาเป็นส่วนสำคัญในการสร้างเรดาร์ระยะสั้นชนิดเอเอ็ม [6]



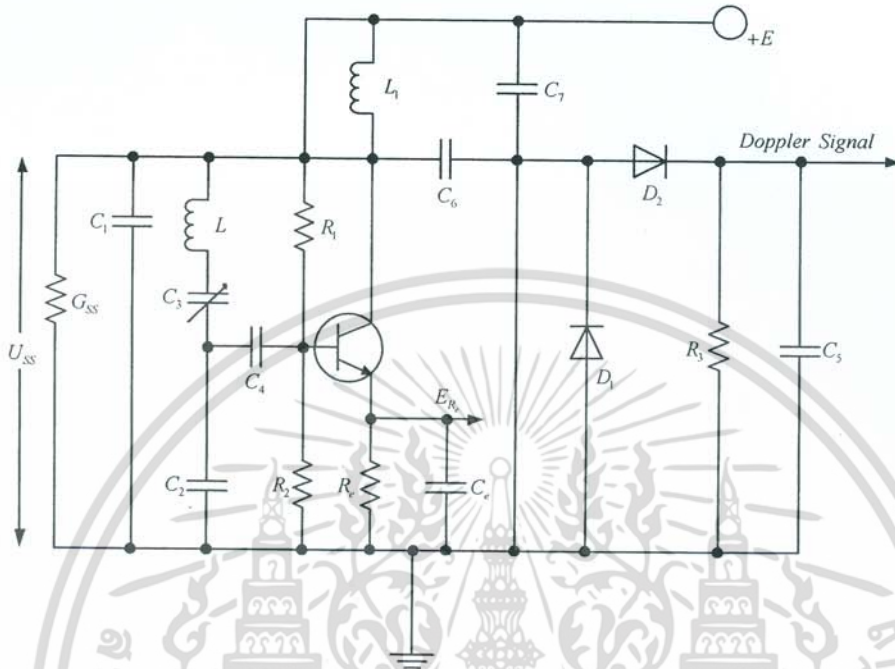
รูปที่ 2.19 วงจรออดโตไดน์

2.5.1 การวิเคราะห์ห้วงจรออดโตไดน์ด้วยหลักการเดิม

การอธิบายรูปแบบของแอมพลิจูดและความถี่ของการสั่นแบบออดโตไดน์ด้วยวิธีดั้งเดิมนั้น ทำได้โดยใช้หลักการของการปรับหนึ่งจุด (single tune) ซึ่งการวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นนั้นจะพิจารณาภายใต้ระบบที่ไม่มีสัญญาณรบกวน โดยใช้การกำหนดเงื่อนไขขอบเขตแบบ Van de pol ให้กับสมการเชิงอนุพันธ์ที่จะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและความถี่อย่างช้าๆ (หรือเล็กน้อยๆ) ของสัญญาณที่สะท้อนกลับเข้ามาให้กับวงจร ร่วมกับเทคนิคการประมาณค่าและลดรูปสมการด้วยการใช้สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์วงจรที่เรียกว่าสมการอนุพันธ์เชิงสัญลักษณ์แบบย่อ (symbolical abbreviated differential equation) [1,6]

จากวงจรพื้นฐานของการปรับ 1 จุดในรูปที่ 2.20 เมื่อพิจารณาในกรณีของการปรับหนึ่งจุด โดยกำหนดให้ $Y_{ss}(p) = G_{ss}(1 + pT)$ โดยที่ G_{ss} ค่าความไวในการนำไฟฟ้าของระบบ ณ จุดที่เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสั่นพ้อง (Resonance) $T = 2/\omega_0 \delta$ คือคาบเวลาของรูป G_{ss} และ δ คือค่าการลดทอนของระบบ จากการพิจารณาดังกล่าวสามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ในการพิจารณาการสั่นแบบอโตไดรน์ ได้ดังสมการ (2.63) - (2.65)



รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานในการอธิบายสัญญาณอโตไดรน์ด้วยหลักการปรับ 1 จุด

$$G_{ss} [1 + (p + j\lambda)T] U_{ss} \exp(j\phi) = Y(U, E) U_{ss} \exp(j\phi) + I_{refl} \exp(-j\omega_{fr}\tau + j\phi) \tag{2.63}$$

$$U_{ss} \exp(j\phi) = N(U, E) U \exp(j\phi) \tag{2.64}$$

$$T_e \frac{dE}{dt} = E_{mit} - E - J_e(U, E) R_e \tag{2.65}$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2. 63) - (2. 65) จึงได้

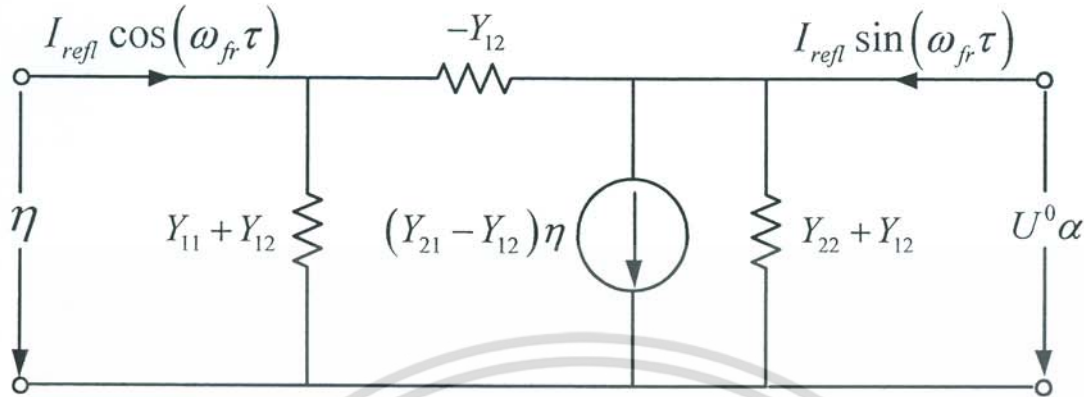
$$T \frac{dU_{ss}}{dt} + U_{ss} \left[1 - \frac{G(U, E)}{G_{ss}} \right] = \frac{I_{refl}}{G_{ss}} \cos(\omega_{fr}\tau), \quad U_{ss} = NU$$

$$TU_{ss} \frac{d\phi}{dt} + U_{ss} \left[\lambda T - \frac{B(U, E)}{G_{ss}} \right] = -\frac{I_{refl}}{G_{ss}} \sin(\omega_{fr}\tau) \tag{2.66}$$

$$T_e \frac{dE}{dt} = E_{mit} - E - J_e(U, E) R_e, \quad \phi = \phi_N(U, E) + \phi$$

โดยที่ ϕ_N และ N คือ ผลตอบสองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันเชิงซ้อน N ซึ่งจากสมการ (2.66) สามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณอโตไดรน์ที่เกิดขึ้นจากการที่สัญญาณสะท้อนที่แอมพลิจูดใดๆ ผ่านเข้ามาที่จุดที่ต้องการปรับจูน โดยในกรณีที่สัญญาณสะท้อนนั้นมีขนาดเล็กๆ สามารถอธิบายได้โดยใช้การแยกส่วนเป็นอนุกรมกำลังของเวลาซึ่งในพหุคูณเทย์เลอร์ เมื่ออยู่เทย์เลอร์เชิงอันดับแรก การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์วงจรสมมูลสัญญาณ และจากวงจรในรูปที่ 2.20 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 2.21 ซึ่งเขียนเป็นความสัมพันธ์ของสมการเชิงเส้นในสมการ (2.67)



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ด้วยหลักการปรับ 1 จุด

$$\begin{bmatrix} -U \frac{\partial G}{\partial U} & -U \frac{\partial G}{\partial E} & -[Y_{im}(p, \lambda) - B]U \\ -U \frac{\partial B}{\partial U} & -U \frac{\partial B}{\partial E} & -[Y_{re}(p, \lambda) - G]U \\ U \frac{\partial J_c}{\partial U} & U \frac{\partial G}{\partial E} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ \epsilon \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{refl} k \cos(\omega_{fr} \tau) \\ -I_{refl} k \sin(\omega_{fr} \tau) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

โดยที่ $G = \text{Re}Y$, $B = \text{Im}Y$, $Y_{re}(p, \lambda) = \text{Re}Y_{ss}(p + j\lambda)$ และ $Y_{im}(p, \lambda) = \text{Im}(p + j\lambda)$ ตามลำดับ เมื่อใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวจึงได้

$$\begin{aligned} Y_{11}(p) &= G_{ss} p T_c' - U^0 \frac{\partial G^0}{\partial U} \frac{1 - \gamma + p T_c'}{1 + p T_c'}; & Y_{12} &= 0 \\ Y_{21}(p) &= -U^0 \frac{\partial B^0}{\partial U} \frac{1 - \gamma + p T_c'}{1 + p T_c'}; & Y_{22} &= p T G_{ss} \end{aligned} \quad (2.68)$$

โดยที่ $T_c' = \frac{T_c'}{1 + R_c'(\partial J_c / \partial E)}$ คือ คาบเวลาของการไปแอสต์โนมิตที่ถูกลนอร์มอลไลซ์แล้ว และ

$$\gamma = \frac{\partial G / \partial E}{\partial G / \partial U} \frac{\partial J_c / \partial U}{\partial J_c / \partial E + 1 / R_c'} = \frac{1}{\cos \theta} \frac{\partial J_c / \partial U}{\partial J_c / \partial E + 1 / R_c'}$$

ของจุดคัทออฟและตารางการไปแอสต์โนมิตที่จุดคงที่

จากนั้นสมมติให้วัตถุที่เคลื่อนที่ผ่านสายอากาศอโตไดน์มีความเร็วคงที่ v เมื่อใช้ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งและเวลา $r = vt$ และ $\tau = 2r/c = 2vt/c$ จึงสามารถเขียนความถี่ของสัญญาณดอปเปลอร์ได้ดังนี้

$$\omega_{fr} \tau = \omega_{fr} (2vt/c) = \Omega_D t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Ω_D คือ ความถี่ดอปเปลอร์ และจากความสัมพันธ์ในสมการ (2.68) เมื่อใช้เทคนิคการประมาณค่าและลดรูปสมการด้วยการใช้สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์วงจรที่เรียกว่า สมการอนุพันธ์เชิงสัญลักษณ์แบบย่อ สามารถเขียนเป็นสมการเชิงเส้นที่มีการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อน η และค่าการเปลี่ยนแปลงเฟส α ได้ดังสมการ (2.69) และ (2.70)

$$T'T_e \frac{d^2\eta}{dt^2} + (T' + T_e) \frac{d\eta}{dt} + (1-\gamma)\eta = -\frac{I_{ref}k/G_{ss}}{U \frac{\partial G}{\partial U}} (\cos \Omega_D t - \Omega_D T_e \sin \Omega_D t) \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} T'T_e \frac{d^2\alpha}{dt^2} + T'U \frac{d\alpha}{dt} + \frac{\partial B/\partial U}{\partial G/\partial U} (1-\gamma)\eta + \frac{\partial B/\partial U}{\partial G/\partial U} T_e \frac{d\eta}{dt} \\ = -\frac{I_{ref}k/G_{ss}}{U \frac{\partial G}{\partial U}} (\sin \Omega_D t + \Omega_D T_e \cos \Omega_D t) \end{aligned} \quad (2.70)$$

เมื่อให้ $T' = T / \left(\frac{U \frac{\partial G}{\partial U}}{G_{ss}} \right)$ คือ คาบเวลาของระบบที่เลือกที่ถูกนอร์มอลไลซ์แล้ว

จากความสัมพันธ์ในสมการ (2.69) - (2.70) สามารถเขียนเป็นสมการของการสั่นแบบอโตไดน์ที่เกิดจากการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ได้ดังสมการ (2.71)

$$u(t) = [U^0 + \eta(t)] \cos[\omega_r t + \varphi^0 + \alpha(t)] \quad (2.71)$$

และเมื่อพิจารณาสมการ (2.69) เฉพาะฝั่งขวามือจึงได้เป็น

$$\frac{I_{ref}k/G_{ss}}{U \frac{\partial G}{\partial U}} \sqrt{1 + (\Omega_D T_e)^2} \cos(\Omega_D t - \psi_1)$$

เมื่อ $\psi_1 = \arctan(\Omega_D T_e)$ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ (2.69) ในรูปการบวกกันระหว่างองค์ประกอบของมุมกับฟังก์ชันบังคับได้เป็น

$$\eta(t) = C_1 e^{j\alpha_1 t} + C_2 e^{j\alpha_2 t} + \frac{\left(\frac{I_{ref}k/G_{ss}}{U \frac{\partial G}{\partial U}} \right) \sqrt{1 + (\Omega_D T_e)^2} \cos(\Omega_D t + \pi - \psi_1 - \psi_2)}{\left(\frac{U}{G_{ss}} \right) (\partial G/\partial U) \sqrt{[1 - \gamma - \Omega_D^2 T' T_e]^2 + \Omega_D^2 (T' + T_e)^2}}$$

โดยที่ α_1 และ α_2 คือ ค่าคำตอบของสมการคุณลักษณะที่จุดเสถียรภาพพื้นฐาน C_1 และ C_2 คือ

ค่าคงที่ของการอินทิเกรต และ $\psi_2 = \arctan \frac{\Omega_D (T_e + T')}{1 - \gamma - \Omega_D^2 T' T_e}$ ตามลำดับ ซึ่งถ้าอยู่ในอโตไดน์โหมด

องค์ประกอบของมุนั้นจะลดหายไป ทำให้สามารถเขียนฟังก์ชันบังคับ (สัญญาณอินพุต) ได้ใหม่ดังสมการ (2.72)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta(t) = \bar{\eta} \cos(\Omega_D t + \psi_\eta) \quad (2.72)$$

เมื่อเฟสทั้งหมดมีค่าเท่ากับ $\psi_\eta = \pi - \psi_1 - \psi_2$ และแอมพลิจูดสามารถหาได้จากสมการ (2.73)

$$\bar{\eta} = \frac{(I_{refl} k/G_{22}) \sqrt{1 + (\Omega_D T_e')^2}}{\frac{U}{G_{ss}} \frac{\partial G}{\partial U} \sqrt{(1 - \gamma - \Omega_D^2 T' T_e')^2 + \Omega_D^2 (T' + T_e')^2}} \quad (2.73)$$

จากทฤษฎีของสัญญาณออดิโอโตนที่มีเฟสเป็น $\alpha(t)$ เมื่อทำการพิจารณาสมการ (2.70)

เฉพาะด้านขวามือโดยการแทนค่า $\eta(t)$ ลงในสมการดังกล่าวเป็นดังสมการ (2.74)

$$A \cos(\Omega_D t + \psi_\eta) + B_1 \sin(\Omega_D t + \psi_\eta) + C \sin \Omega_D t + D \cos \Omega_D t \quad (2.74)$$

โดยกำหนดให้ $A = -\frac{\partial B/\partial U}{\partial G/\partial U} (1 - \gamma) \bar{\eta}$, $B_1 = \frac{\partial B/\partial U}{\partial G/\partial U} \Omega_D T_e' \bar{\eta}$, $C = -\frac{I_{refl} k/G_{ss}}{U \frac{\partial G}{\partial U}}$ และ

$D = C \Omega_D T_e'$ จึงสามารถเขียนทางฝั่งขวามือของสมการ (2.70) ได้ใหม่เป็น

โดยที่ $A_1 = A \cos \psi_\eta + B_1 \sin \psi_\eta + D$, $\tan \beta = A_2/A_1$, $A_2 = -A \sin \psi_\eta + B_1 \cos \psi_\eta + C$

เมื่อค่า $\alpha(t)$ ลดหายไป จึงสามารถเขียนสมการองค์ประกอบเชิงมุมของสัญญาณออดิโอโตนได้ใหม่ดังสมการ (2.75)

$$\alpha(t) = \bar{\alpha} \cos(\Omega_D t + \psi_\alpha) \quad (2.75)$$

โดยที่ $\psi_\alpha = \pi - \beta - \psi_1$, $\bar{\alpha} = \frac{A/U}{\Omega_D T' \sqrt{1 + (\Omega_D T_e')^2} \cos \beta}$ และความถี่ของการสั่นแบบออดิโอโตน

สามารถหาได้จากสมการ (2.76)

$$\omega(t) = \omega_{fr} + \frac{(A/U) \cos(\Omega_D t + \psi_\alpha)}{T' \sqrt{1 + (\Omega_D T_e')^2} \cos \beta} \quad (2.76)$$

ดังนั้นในกรณีที่วัตถุเป้าหมายเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ แอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณออดิโอโตนที่เป็นฟังก์ชันคลื่นรูปไซน์ที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าเท่ากับความถี่ดอปเปลอร์ จึงสามารถระบุค่าสเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ของสัญญาณออดิโอโตนได้จากความสัมพันธ์ของสมการ (2.72) และ (2.75) ดังสมการ (2.77)

$$u(t) = U^0 [1 + m_U \cos(\Omega_D t + \psi_\eta)] \cos[\omega_{fr} t + \varphi^0 + \bar{\alpha} \cos(\Omega_D t + \psi_\alpha)] \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อให้ $m_U = \bar{\eta}/U^0$ คือ ค่าดัชนีการมอดูเลตที่เกิดขึ้น ซึ่งจากสมการ (2.77) สังเกตเห็นว่าสัญญาณออดิโอไดโน้ที่ความถี่สูงบ่งบอกได้ถึงการสั่นที่เกิดขึ้น ซึ่งสัญญาณดังกล่าวประกอบไปด้วยการมอดูเลตเชิงขนาดและเชิงเฟสอยู่พร้อมๆกันและความถี่ของการมอดูเลตนั้นมีค่าเท่ากับความถี่ดอปเปลอร์ โดยเพื่อยืนยันสเปกตรัมของทฤษฎีดังกล่าวจึงกระจายพจน์ของสัญญาณ $u(t)$ ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จึงกำหนดให้ $\psi_\eta = \varphi_0 = 0$ และ $\psi_2 = \pi/2$ จึงสามารถเขียนสมการสัญญาณ $u(t)$ ได้ใหม่ดังสมการ (2.78)

$$u(t) = U^0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ J_n(\bar{\alpha}) \left[1 + \left(m_U / \bar{\alpha} \right) n \right] \cos(\omega_{fr} + n\Omega_D)t \right\} \quad (2.78)$$

เมื่อ $J_n(\bar{\alpha})$ คือ ค่าฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่ง (Bessel function of the first kind) จากสมการ (2.78) สามารถกล่าวได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณแถบข้างของสัญญาณออดิโอไดโน้นั้นจะไม่สมมาตรกัน เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห้ กล่าวคือสเปกตรัมของสัญญาณแถบข้างที่เกิดขึ้นจะมีขนาดไม่เท่ากัน (ขนาดของสัญญาณแถบข้างที่ความถี่ $\omega_{fr} + n\Omega_D$ จะมีค่าไม่เท่ากับขนาดของสัญญาณแถบข้างที่ความถี่ $\omega_{fr} - n\Omega_D$)

ถ้ากำหนดให้ค่าการเปลี่ยนแปลงเฟสสูงสุด $\bar{\alpha}$ มีค่าน้อยมากๆ ทำให้สามารถเขียนสมการ (2.78) ให้อยู่ในรูปองค์ประกอบของสัญญาณได้ง่ายขึ้น เนื่องจากสามารถละทิ้งค่าเบสเซลฟังก์ชันที่อันดับสูงทิ้งไปได้ จึงได้

$$\begin{aligned} u(t)/U^0 &= J_0(\bar{\alpha}) \cos \omega_{fr} t + \left[J_1(\bar{\alpha}) + m_U J_0(\bar{\alpha})/2 \right] \cos(\omega_{fr} + \Omega_D)t \\ &+ \left[m_U J_0(\bar{\alpha})/2 - J_1(\bar{\alpha}) \right] \cos(\omega_{fr} - \Omega_D)t \\ &+ \frac{m_U J_1(\bar{\alpha})}{2} \cos(\omega_{fr} + 2\Omega_D)t - \frac{m_U J_1(\bar{\alpha})}{2} \cos(\omega_{fr} - 2\Omega_D)t \end{aligned} \quad (2.79)$$

และถ้ากำหนดให้ค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าต่ำมากๆ ($\bar{\alpha} \ll 1, m_U \ll 1$) ทำให้สามารถละทิ้งความถี่ที่เกิดจากซูปเปอร์ฮาร์โมนิค ($\omega_{fr} \pm 2\Omega_D$) ไปได้ จึงสามารถเขียนสมการสัญญาณออดิโอไดโน้ที่มีรูปร่างเป็นสัญญาณเอเอ็มจากงานวิจัยชื่อ Autodyne System with a Single Antenna โดย Alidoost และคณะ [6] ได้ดังสมการ (2.80)

$$u(t)/U^0 = \cos \omega_{fr} t + \frac{m_U + \bar{\alpha}}{2} \cos(\omega_{fr} + \Omega_D)t + \frac{m_U - \bar{\alpha}}{2} \cos(\omega_{fr} - \Omega_D)t \quad (2.80)$$

จากสมการ (2.80) สังเกตเห็นว่าขนาดของสเปกตรัมของสัญญาณแถบข้างนั้นจะถูกลดทอนไปเท่ากับ $\frac{\bar{\alpha}}{\alpha}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าวิธีการวิเคราะห์โดยใช้การกำหนดเงื่อนไขขอบเขตแบบ Van de pol ให้กับสมการเชิงอนุพันธ์ซึ่งจะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและความถี่อย่างช้าๆ (หรือเล็กน้อยๆ) ของสัญญาณตอบป้อนเลอร์ชิตต์ที่สะท้อนกลับเข้ามาให้กับวงจร รวมทั้งเทคนิคการประมาณค่าและลดรูปสมการด้วยการใช้สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์วงจรที่เรียกว่า สมการอนุพันธ์เชิงสัญลักษณ์แบบย่อ (symbolical abbreviated differential equation) สามารถอธิบายสเปกตรัมของการเกิดสัญญาณออโตไดรฟ์ที่เป็นฟังก์ชันที่ความถี่ถูกเลื่อนออกไป $n\Omega_0$ และสามารถอธิบายถึงความไม่เท่ากันของสเปกตรัมของสัญญาณแถบข้างที่เกิดขึ้นได้ [1-6] รวมทั้งอธิบายถึงการมอดูเลตเชิงขนาดและเชิงเฟสที่เกิดขึ้นได้ด้วย เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างในด้านวิธีการและผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรออโตไดรฟ์ระหว่างวิธีเดิมและวิธีใหม่ที่น่าสนใจ จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรออโตไดรฟ์แบบใหม่ในการอธิบายองค์ประกอบทางความถี่และตรวจจับสัญญาณตอบป้อนที่ความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบเอเอ็มโดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรเวลา [11] พร้อมยกตัวอย่างวงจรประกอบการอธิบายเพื่อยืนยันทฤษฎีและหลักการที่ได้กล่าวมาในบทถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์โดยใช้หลักการวิเคราะห์ วงจรถ้าเนิดสัญญาณภายใต้สภาวะอินพุตบังคับ โดยอาศัยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลา

3.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 3 นี้ได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์วงจรถ้าเนิดอโตไดน์แบบใหม่โดยประยุกต์ใช้หลักการวิเคราะห์ระบบกำเนิดสัญญาณที่อยู่ภายใต้อิทธิพลของการบ่อนอินพุตบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาให้กับระบบด้วยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลา เพื่ออธิบายองค์ประกอบทางความถี่และตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่ความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบเอเอ็ม [8,11] โดยสามารถแสดงการวิเคราะห์พร้อมยกตัวอย่างวงจรถ้าเนิดสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์ และผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอ

3.2 การวิเคราะห์วงจรถ้าเนิดอโตไดน์ด้วยหลักการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทางเวลา

จากหลักการวิเคราะห์ระบบการกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการการแยกตัวแปรทางเวลาที่ได้แสดงในหัวข้อที่ 2.4.2 สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์วงจรถ้าเนิดอโตไดน์แบบใหม่เพื่อใช้อธิบายการตรวจจับพจน์ของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำได้โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปในระบบนั้น เป็นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปหรือเรียกว่าสัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์ ($v_r(\tau) = v_{tr}(\tau) = A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)\tau)$) [7-12] โดยที่ A_d และ ω_d คือ แอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณที่สะท้อนจากวัตถุเป้าหมายกลับเข้ามาเป็นอินพุตให้กับวงจรถ้าเนิดสัญญาณ เมื่อแทนอินพุตดังกล่าวนี้ลงในสมการผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบในสมการ (2.62) จึงสามารถเขียนผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบที่เกิดขึ้นจากการบ่อนอินพุตเป็นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็ว (สัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_o(t, \tau) &= v_o(t) \\ &= \frac{A_d \cos(\omega_d t)}{2} \\ &\quad \left[+X_0 \cos(\omega_n t) + A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)t) \right] - \frac{A_d \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t)}{2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

จากสมการ (3.1) สังเกตเห็นว่าพจน์แรกฝั่งขวามือของสมการนั้นเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ดอปเปลอร์เพียงความถี่เดียว ทำให้สามารถกู้คืนสัญญาณดอปเปลอร์ได้ด้วยการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน นอกจากนี้เมื่อสังเกตพจน์ที่สองในกรอบสี่เหลี่ยมทางฝั่งขวามือในสมการ (3.1) สามารถสังเกตเห็นได้ว่าเป็นผลตอบสนองสมบูรณที่เป็นสัญญาณเอเอ็ม [8,11] ซึ่งสามารถใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณในการกู้สัญญาณตอบปลเลอร์ออกมาได้ในอีกทางหนึ่งด้วย

แต่สำหรับในทางปฏิบัติวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์นั้นไม่เพียงผลิตสัญญาณที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานออกมาเท่านั้น แต่จะผลิตซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ฮาร์โมนิกพื้นฐานออกมาด้วย [14] เมื่อสังเกตพจน์สุดท้ายทางฝั่งขวามือของสมการ (3.1) สามารถอธิบายได้ว่าอินพุตที่ป้อนให้กับระบบกำเนิดสัญญาณใดๆนั้น จะมีอิทธิพลต่อทุกๆฮาร์โมนิกของระบบกำเนิดสัญญาณที่สามารถผลิตออกมาได้ [14] เมื่อวิเคราะห์ที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ของความถี่ที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณ จึงได้ผลตอบสนองสมบูรณเป็นดังสมการ (3.2)

$$v_{o,2}(t, \tau) = (X_1 - v_{of,2}(\tau)) \cos 2\omega_n t + v_{of,2}(\tau) \quad (3.2)$$

และเมื่อประมาณค่าให้อินพุตมีค่าเท่ากับผลตอบสนองบังคับเดิมตามข้างต้น จึงสามารถเขียนผลตอบสนองสมบูรณของซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 จากสมการ (3.2) ได้ใหม่ดังสมการ (3.3)

$$\begin{aligned} v_{o,2}(t, \tau) &= v_{o,2}(t) \\ &= -\frac{A_{d,2} \cos(\omega_n \pm \omega_d)t}{2} \\ &\quad \left[+X_1 \cos(2\omega_n t) + A_{d,2} \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t) \right] - \frac{A_{d,2} \cos((3\omega_n \pm \omega_d)t)}{2} \end{aligned} \quad (3.3)$$

ดังนั้นเพื่อเป็นการยืนยันหลักการที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงได้ยกตัวอย่างวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้จริงพร้อมทั้งการวิเคราะห์คุณลักษณะของสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณในลำดับถัดไป

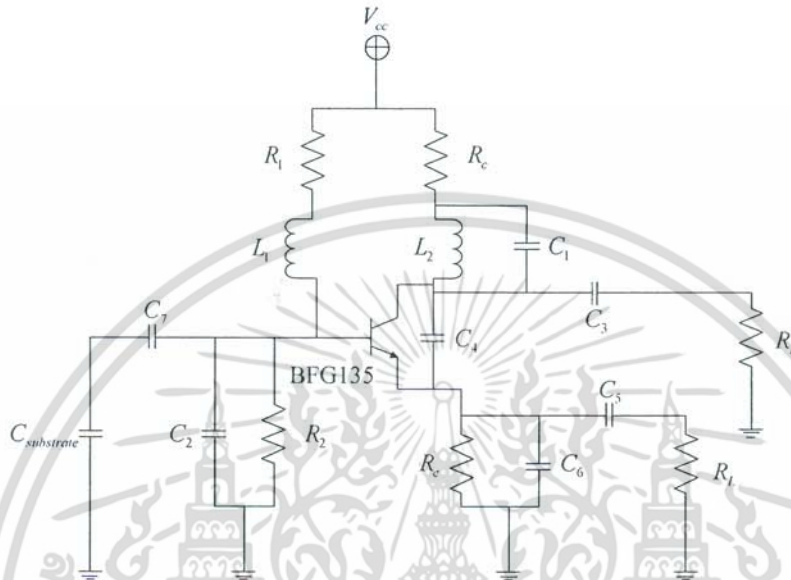
3.3 การประยุกต์ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์โคลพิตต์แบบประยุกต์ ในการอธิบายผลตอบสนองสมบูรณของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบออโตไดโน้โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแยกตัวแปรทางเวลา

ในหัวข้อนี้ได้ทำการแสดงการประยุกต์ใช้หลักการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตที่เป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาป้อนให้กับวงจรเพื่ออธิบายพจน์ของผลตอบสนองสมบูรณที่เกิดขึ้นของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบออโตไดโน้ โดยได้ทำการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณตอบปลเลอร์ชีพต์ ซึ่งเป็นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็ว โดยในหัวข้อนี้ได้แสดงทั้งผลตอบสนองธรรมชาติของวงจร ผลตอบสนองบังคับของวงจร และผลตอบสนองสมบูรณของวงจร ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

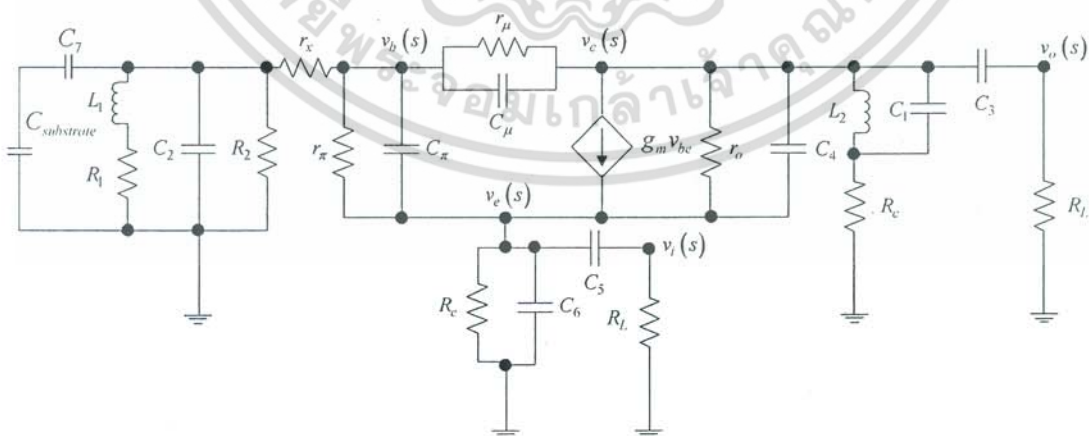
3.3.1 วิเคราะห์ผลตอบสนองของธรรมชาติ

ในงานวิจัยนี้ได้อาศัยวงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ที่เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ LC เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณแบบอื่น โดยสามารถแสดงรูปของวงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์

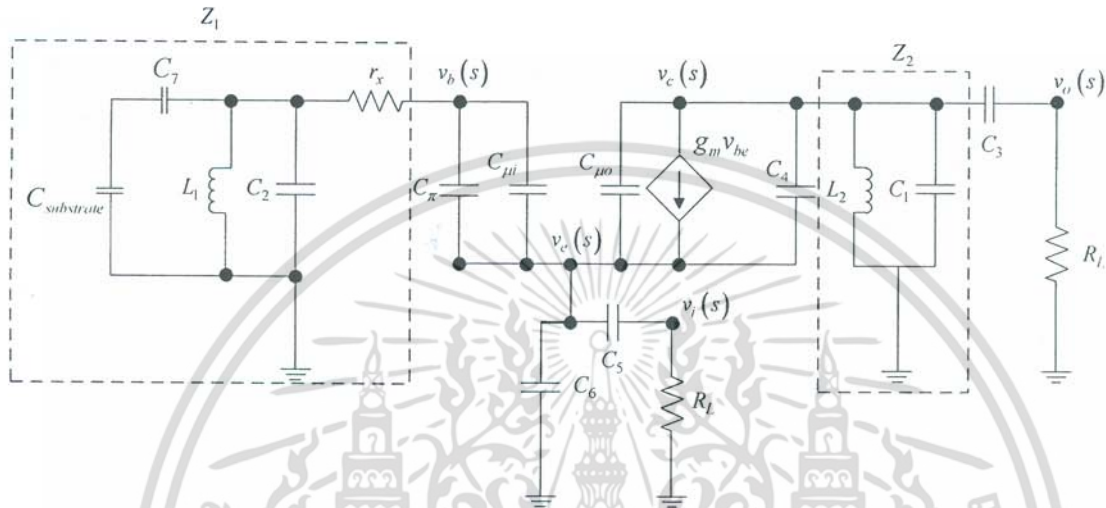
เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรจากรูปที่ 3.1 สามารถวิเคราะห์ระบบโดยเริ่มจากการพิจารณาวงจรขณะที่ยังไม่มีสัญญาณที่สะท้อนจากวัตถุลับเข้ามา เพื่อทำการหาผลตอบสนองธรรมชาติของวงจรก่อน (หรือความถี่ที่วงจรกำเนิดสัญญาณผลิตรายออกมาเพื่อส่งไปสะท้อนกับวัตถุเป้าหมาย) โดยใช้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง [9] ในการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวิเคราะห์ห้วงจรที่ความถี่สูง ค่าอิมพีแดนซ์ของ $R_2 // C_2$ จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น Z_{C_2} เนื่องจาก Z_{C_2} มีค่าน้อยมากที่ความถี่สูง ในส่วนของ L_1 ที่ต่ออนุกรมกับ R_1 สามารถประมาณค่าได้เท่ากับ Z_{L_1} เพราะค่าอิมพีแดนซ์ Z_{L_1} มีค่ามากเมื่อความถี่สูงขึ้น สำหรับตัวต้านทาน R_c, R_e และตัวต้านทานแฝงของทรานซิสเตอร์ r_π, r_o นั้น สามารถละทิ้งไปได้เนื่องจากมีค่าน้อยมากในย่านความถี่สูง ดังนั้นสามารถเขียนวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก (ที่ลดรูปแล้ว) ได้ใหม่ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงที่ลดรูปแล้ว

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 3.3 จึงกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่ต่อขนานกันซึ่งประกอบด้วยค่า $Z_{L_1} // Z_{C_2} // Z_{C_7} // Z_{C_{substrate}}$ และค่า $Z_{L_2} // Z_{C_1}$ มีค่าเท่ากับ Z_1 และ Z_2 ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อใช้วิธีการวิเคราะห์ที่โหนด (KCL) ที่โหนด $v_b(s)$, $v_c(s)$, $v_e(s)$ และ $v_o(s)$ จึงได้ความสัมพันธ์เป็นดังสมการ (3.4) - (3.8)

$$\frac{v_b(s)}{Z_1} + \frac{v_b(s) - v_e(s)}{Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu}} = 0 \quad (3.4)$$

$$\frac{v_e(s)}{Z_{C_6}} + \frac{v_e(s) - v_c(s)}{Z_{C_4} + Z_{C_\mu}} + \frac{v_e(s) - v_b(s)}{Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu}} + \frac{v_e(s) - v_i(s)}{Z_{C_5}} - g_m v_{be} = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{v_c(s)}{Z_2} + \frac{v_c(s) - v_e(s)}{Z_{C_4} + Z_{C_\mu}} + \frac{v_c(s) - v_o(s)}{Z_{C_3}} + g_m v_{be} = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{v_i(s)}{R_L} + \frac{v_i(s) - v_e(s)}{Z_{C_5}} = 0 \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_o(s)}{R_L} + \frac{v_o(s) - v_c(s)}{Z_{C_3}} = 0 \quad (3.8)$$

โดยที่ $v_b(s)$ $v_e(s)$ $v_c(s)$ $v_i(s)$ และ $v_o(s)$ คือค่าแรงดันที่ขาเบส ขาอิมิตเตอร์ ขาคอลเลคเตอร์ ขาอินพุตและขาเอาต์พุตของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณตามลำดับ จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.7) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_e(s)$ และ $v_i(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.9)

$$v_e(s) = \left(\frac{Z_{C_3} + R_L}{R_L} \right) v_i(s) \quad (3.9)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.8) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_c(s)$ และ $v_o(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.10)

$$v_c(s) = \left(\frac{R_L + Z_{C_3}}{R_L} \right) v_o(s) \quad (3.10)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.4) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_b(s)$ และ $v_e(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.11)

$$v_b(s) = v_e(s) \left(\frac{Z_1}{Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1} \right) \quad (3.11)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (3.9) ลงในสมการ (3.11) สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_b(s)$ และ $v_i(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.12)

$$v_b(s) = v_e(s) \left(\frac{Z_1}{Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1} \right) = \left(\frac{Z_{C_3} + R_L}{R_L} \right) \left(\frac{Z_1}{Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1} \right) v_i(s) \quad (3.12)$$

และเมื่อนำสมการ (3.4) - (3.8) มาบวกกันโดยแทนค่าความสัมพันธ์ในสมการ (3.9) - (3.11) จึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างโหนดอินพุต $v_i(s)$ และเอาต์พุต $v_o(s)$ ซึ่งเป็นเงื่อนไขในการหาค่าผลตอบแทนของธรรมชาติของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการ (3.13)

$$\begin{aligned} & \left(\frac{Z_{C_3} + Z_2 + R_L}{Z_2 R_L} \right) v_o(s) \\ &= - \left(\frac{Z_{C_6} (Z_{C_3} + R_L) + (Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1) (Z_{C_3} + R_L) + Z_{C_6} (Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1)}{Z_{C_6} (Z_{C_\pi} + Z_{C_\mu} + Z_1) R_L} \right) v_i(s) \end{aligned} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ระหว่างโหนด $v_i(s)$ และ $v_o(s)$ ในสมการ (3.13) เมื่อทำการแทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุด้วย $Z_C = \frac{1}{sC}$ และตัวเหนี่ยวนำด้วย $Z_L = sL$ ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 และ Z_2 ที่เป็นการขนานระหว่างอุปกรณ์ในรูปที่ 3.3 จึงได้ค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 และ Z_2 ดังสมการ (3.14)

$$Z_1 = \frac{s(C_7 + C_{\text{substrate}})L_1}{sL_1(sC_7C_{\text{substrate}}) + (C_7 + C_{\text{substrate}})(s^2L_1C_2 + 1)}$$

$$Z_2 = \frac{sL_2}{s^2L_2C_1 + 1} \quad (3.14)$$

และเมื่อทำการแทนค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_1 และ Z_2 ดังสมการ (3.14) ลงในสมการ (3.13) พร้อมทั้งแทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในสมการ (3.13) โดยในการพิจารณาผลตอบสนองธรรมชาตินั้นคือการที่ไม่มีอินพุตป้อนเข้ามาในระบบ หรือ $v_i(s) = 0$ จึงได้

$$s^5K_1v_o(s) + s^4K_2v_o(s) + s^3K_3v_o(s) + s^2K_4v_o(s) + sK_5v_o(s) + K_6v_o(s) = 0 \quad (3.15)$$

เมื่อให้

$$K_1 = L_2C_1C_3C_5 \left(\begin{array}{l} L_2C_1(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i}) \\ + 2L_1C_\pi((C_7 + C_{\text{substrate}})C_{\mu i} + C_7C_{\text{substrate}} + C_2(C_7 + C_{\text{substrate}})) \end{array} \right)$$

$$K_2 = L_2 \left(\begin{array}{l} C_5(L_2C_1^2 + L_2C_1C_3)(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i}) \\ + L_1C_\pi C_5(2C_1 + C_3)((C_7 + C_{\text{substrate}})C_{\mu i} + C_7C_{\text{substrate}} + C_2(C_7 + C_{\text{substrate}})) \end{array} \right)$$

$$K_3 = 2L_2C_1C_3C_5(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i})$$

$$K_4 = C_5 \left(\begin{array}{l} L_2(2C_1 + C_3)(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i}) \\ + L_1C_\pi \left(\begin{array}{l} C_3((C_7 + C_{\text{substrate}})C_{\mu i} + C_7C_{\text{substrate}} + (C_7 + C_{\text{substrate}})) \\ + C_{\mu i}(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_7C_{\text{substrate}} + C_2(C_7 + C_{\text{substrate}}) \end{array} \right) \end{array} \right)$$

$$K_5 = C_3C_5(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i})$$

$$K_6 = C_5(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_{\mu i})$$

จากนั้นทำการแปลงลาปลาซผกผัน เพื่อทำการวิเคราะห์ในรูปแบบของสมการอนุพันธ์เทียบกับเวลา

จึงสามารถเขียนสมการ (3.15) ได้ใหม่ดังสมการ (3.16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_1 \frac{d^5 v_o(t)}{dt^5} + K_2 \frac{d^4 v_o(t)}{dt^4} + K_3 \frac{d^3 v_o(t)}{dt^3} + K_4 \frac{d^2 v_o(t)}{dt^2} + K_5 \frac{dv_o(t)}{dt} + K_6 v_o(t) = 0 \quad (3.16)$$

เมื่อทำการแก้สมการอนุพันธ์ด้วยการแทนสมการคุณลักษณะ ได้ผลเป็นดังสมการ (3.17)

$$K_1 m^5 + K_2 m^4 + K_3 m^3 + K_4 m^2 + K_5 m + K_6 = 0 \quad (3.17)$$

จากนั้นนำ K_1 หารตลอดสมการ (3.17) ได้ผลเป็นสมการ (3.18)

$$m^5 + \frac{K_2}{K_1} m^4 + \frac{K_3}{K_1} m^3 + \frac{K_4}{K_1} m^2 + \frac{K_5}{K_1} m + \frac{K_6}{K_1} = 0 \quad (3.18)$$

เพื่อทำการหาผลเฉลยของสมการ หากสมมติสมการพหุนามกำลังห้า โดยให้มีคู่สังยุคคู่หนึ่งดังสมการ (3.19)

$$(m + Aj)(m - Aj)(m + B)(m + C)(m + D)(m + E) = 0 \quad (3.19)$$

เมื่อทำการคูณกระจายพจน์ในสมการ (3.19) จึงได้เป็นสมการ (3.20)

$$\left(m^5 + (B + C + D)m^4 + (CD + BD + BC + A^2)m^3 + (BCD + A^2(B + C + D))m^2 + A^2(BC + BD + CD)m + A^2BCD \right) = 0 \quad (3.20)$$

จากนั้น ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ในสมการ (3.18) กับสมการ (3.20) จึงสามารถเทียบได้ว่า

$$a = \frac{K_2}{K_1} = B + C + D, \quad b = \frac{K_3}{K_1} = CD + BD + BC + A^2, \quad c = \frac{K_4}{K_1} = BCD + A^2(B + C + D),$$

$$d = \frac{K_5}{K_1} = A^2(BC + BD + CD) \text{ และ } e = \frac{K_6}{K_1} = A^2BCD \text{ เพื่อหาเงื่อนไขที่ทำให้การแทนค่า}$$

สัมประสิทธิ์ต่างๆ ของสมการ (3.20) เป็นจริงจึงต้องคำนวณหาค่าองค์ประกอบของสัมประสิทธิ์แต่ละพจน์โดยเมื่อกำหนดให้

$$(b + c) - 2(a + 1)A^2 = CD + BD + BC + BCD = \frac{d + e}{A^2} \quad (3.21)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (3.21) จึงเขียนสมการได้ใหม่ดังสมการ (3.22)

$$(b + c) - 2(a + 1)A^2 - \frac{d + e}{A^2} = 0 \quad (3.22)$$

เมื่อนำ A^2 คูณตลอดทั้งสมการ จึงเขียนสมการ (3.22) ได้ใหม่ดังสมการ (3.23)

$$2(a + 1)A^4 - (b + c)A^2 + (d + e) = 0 \quad (3.23)$$

เพื่อทำการแก้สมการจึงกำหนดให้ $\omega^2 = A^2 = G$ จึงได้ศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2(a+1)G^2 - (b+c)G + (d+e) = 0 \quad (3.24)$$

ซึ่งเงื่อนไขที่จะทำให้การแทนสมประสิทธิ์เหล่านี้เป็นจริงจึงต้องทำให้ $G = \frac{K_4}{\frac{K_1}{4\frac{K_2}{K_1}}} = \frac{K_4}{4K_2}$ โดยเมื่อทำ

การแก้สมการ (3.24) จึงได้

$$G = \frac{(b+c) \pm \sqrt{(b+c)^2 - 8(a+1)(d+e)}}{4(a+1)} \quad (3.25)$$

โดยเมื่อกำหนดค่าให้ $\sqrt{(b+c)^2 - 8(a+1)(d+e)} = 0$ และ $(b+c) = c$ จึงหาค่าเงื่อนไขในการผลิตความถี่ธรรมชาติของวงจรกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการ (3.26)

$$\omega = \sqrt{\frac{c}{4a}} = \sqrt{\frac{\frac{K_4}{K_1}}{4\frac{K_2}{K_1}}} = \sqrt{\frac{K_4}{4K_2}} = \sqrt{\frac{L_2(2C_1 + C_3)(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_\mu)}{4 \left[L_2 \left(\begin{array}{l} C_5(L_2C_1^2 + L_2C_1C_3)(C_\pi(C_7 + C_{\text{substrate}}) + C_\mu) \\ + L_1C_\pi C_5(2C_1 + C_3) \left(\begin{array}{l} (C_7 + C_{\text{substrate}})C_\mu \\ + C_7C_{\text{substrate}} \\ + (C_7 + C_{\text{substrate}}) \\ + C_\mu(C_7 + C_{\text{substrate}}) \\ + C_7C_{\text{substrate}} \\ + C_2(C_7 + C_{\text{substrate}}) \end{array} \right) \right) \right]} \right]} \quad (3.26)$$

จากสมการ (3.26) เมื่อประมาณค่าอุปกรณ์ที่มีผลน้อยมากต่อการผลิตความถี่ทิ้งไป จึงสามารถแสดงค่าความถี่ที่ถูกผลิตออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานได้ดังสมการ (3.27)

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{4L_2(4C_1 + 2C_3)}} \quad (3.27)$$

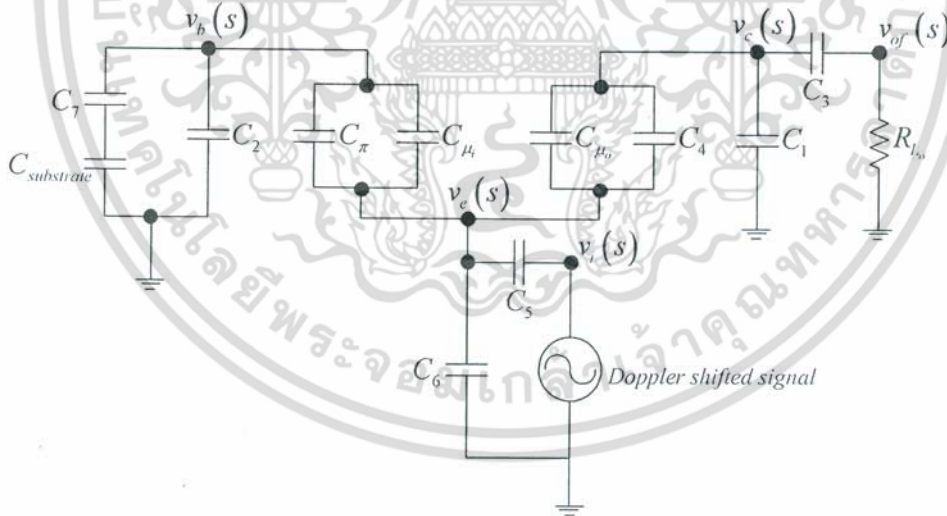
จากสมการ (3.27) สามารถสรุปได้ว่าผลตอบสนองธรรมชาติของระบบมีลักษณะเป็นฟังก์ชันคลื่นรูปไซน์ที่มีขนาดคงที่ ณ เวลาใดๆ เมื่อให้ f_n คือความถี่ที่ผลิตออกมาจากวงจรในหน่วยเฮิรตซ์ และจากพฤติกรรมของวงจรกำเนิดสัญญาณที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.1 จึงสามารถแสดงความถี่ที่ถูกผลิตออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณที่ซูเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ได้ดังสมการ (3.28)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_n = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{4L_2(4C_1 + 2C_3)}} \quad (3.28)$$

3.3.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองบังคับ

เพื่อยืนยันว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่กล่าวข้างต้นนั้นสามารถประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์ระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบเอเอ็มโดยใช้หลักการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณภายใต้สภาวะอินพุตบังคับ โดยอาศัยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลาได้ ในขณะที่สัญญาณสะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วสัมพันธ์กับวงจรกำเนิดสัญญาณ (สัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์) ถูกป้อนเป็นสัญญาณอินพุตเข้าทางสายอากาศภาครับที่ติดอยู่กับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในวงจร เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.3 เนื่องจากสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณเป็นสัญญาณในย่านความถี่สูงซึ่งส่งผลทำให้ค่า $g_m v_{be}$ ของอุปกรณ์ในวงจรมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมโหนด v_{be} จึงสามารถละทิ้งค่า $g_m v_{be}$ ไปได้ ผนวกกับการวิเคราะห์ตัวเก็บประจุแฝง C_μ ที่เป็นโครงสร้างภายในทรานซิสเตอร์ด้วยการประยุกต์ใช้ทฤษฎี Miller's effect [10] ทำให้สามารถแยกตัวเก็บประจุแฝง C_μ ออกได้เป็น C_μ ซึ่งติดอยู่กับขาเบส และ C_{μ_c} ซึ่งติดอยู่กับขาอิมิตเตอร์ จึงสามารถแสดงรูปวงจรสมมูลในขณะที่มีการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรได้ใหม่ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.4 โดยใช้วิธีการวิเคราะห์โหนด (KCL) ที่โหนด $v_b(s)$, $v_c(s)$, $v_i(s)$ และ $v_{of}(s)$ จึงได้ความสัมพันธ์เป็นดังสมการ (3.29) - (3.33)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(Z_{C_7} + Z_{C_{\text{substrate}}} + \frac{1}{Z_{C_2}} \right) v_b(s) + \left(\frac{Z_{C_\pi} + Z_{C_{\mu_i}}}{Z_{C_\pi} Z_{C_{\mu_i}}} \right) (v_b(s) - v_c(s)) = 0 \quad (3.29)$$

$$\left(\frac{Z_{C_\pi} + Z_{C_{\mu_i}}}{Z_{C_\pi} Z_{C_{\mu_i}}} \right) (v_e(s) - v_b(s)) + \frac{v_c(s)}{Z_{C_6}} + \frac{v_c(s) - v_i(s)}{Z_{C_5}} + \left(\frac{Z_{C_4} + Z_{C_{\mu_o}}}{Z_{C_4} Z_{C_{\mu_o}}} \right) (v_e(s) - v_c(s)) = 0 \quad (3.30)$$

$$\frac{v_c(s)}{Z_{C_1}} + \left(\frac{Z_{C_4} + Z_{C_{\mu_o}}}{Z_{C_4} Z_{C_{\mu_o}}} \right) (v_c(s) - v_e(s)) + \frac{v_c(s) - v_{of}(s)}{Z_{C_3}} = 0 \quad (3.31)$$

$$\frac{v_i(s) - v_e(s)}{Z_{C_5}} + \frac{v_i(s)}{R_{L_i}} = 0 \quad (3.32)$$

$$\frac{v_{of}(s) - v_c(s)}{Z_{C_3}} + \frac{v_{of}(s)}{R_{L_o}} = 0 \quad (3.33)$$

โดยที่ $v_b(s)$, $v_c(s)$, $v_e(s)$, $v_i(s)$ และ $v_{of}(s)$ คือค่าแรงดันที่ขาเบส อิมิตเตอร์ คอลเลคเตอร์ อินพุตและขาเอาต์พุตของวงจรถ่ายโอนสัญญาณตามลำดับ จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.29) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_b(s)$ และ $v_c(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.34)

$$v_b(s) = \left(\frac{Z_{C_2} (Z_{C_\pi} + Z_{C_{\mu_i}})}{Z_{C_\pi} Z_{C_{\mu_i}} (Z_{C_7} Z_{C_2} + Z_{C_2} Z_{C_{\text{substrate}}} + 1) + Z_{C_2} (Z_{C_\pi} + Z_{C_{\mu_i}})} \right) v_c(s) \quad (3.34)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.32) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_i(s)$ และ $v_c(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.35)

$$v_e(s) = \left(\frac{Z_{C_5} + R_{L_i}}{R_{L_i}} \right) v_i(s) \quad (3.35)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (3.33) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $v_{of}(s)$ และ $v_c(s)$ ได้ใหม่ดังสมการ (3.36)

$$v_c(s) = \left(\frac{Z_{C_3} + R_{L_o}}{R_{L_o}} \right) v_{of}(s) \quad (3.36)$$

เมื่อนำสมการ (3.29) - (3.33) มาบวกกัน จึงสามารถแสดงความสัมพันธ์ของแต่ละโหนดได้ดังสมการ (3.37)

$$\left(Z_{C_7} + Z_{C_{\text{substrate}}} + \frac{1}{Z_{C_2}} \right) v_b(s) + \frac{v_e(s)}{Z_{C_6}} + \frac{v_i(s)}{R_{L_i}} + \frac{v_c(s)}{Z_{C_1}} + \frac{v_{of}(s)}{R_{L_o}} = 0 \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อแทนค่าความสัมพันธ์ของโหนดในสมการ (3.34) - (3.36) ลงในสมการ (3.37) สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ระหว่างโหนดอินพุต $v_i(s)$ และเอาต์พุต $v_{of}(s)$ ซึ่งเป็นผลตอบสนองบังคับที่เกิดขึ้นเนื่องจากการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณตอบปเปอร์ซิฟต์ได้ดังสมการ (3.38)

$$\left(\frac{Z_{C_3} + R_{L_3} + Z_{C_1}}{R_{L_3} Z_{C_1}}\right) v_{of}(s) = - \left(\frac{Z_{C_3} + R_{L_3}}{R_{L_3}^2}\right) \left[\begin{array}{l} (R_{L_3} Z_{C_6} Z_{C_7} Z_{C_2} + R_{L_3} Z_{C_6} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} + R_{L_3} Z_{C_6}) (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \\ + R_{L_3} Z_{C_s} Z_{C_\mu} (Z_{C_7} Z_{C_2} + Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} + 1) \\ + R_{L_3} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_7} Z_{C_2} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} \\ + Z_{C_6} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \\ Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_7} Z_{C_2} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} \\ + Z_{C_6} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \end{array} \right] v_i(s) \quad (3.38)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (3.38) สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันส่งผ่านของระบบได้ดังสมการ (3.39)

$$\frac{v_{of}(s)}{v_i(s)} = - \left(\frac{R_{L_3} Z_{C_1}}{Z_{C_3} + R_{L_3} + Z_{C_1}}\right) \left[\begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_7} Z_{C_2} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} + Z_{C_6} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \end{array} \right] \\ (Z_{C_3} + R_{L_3}) (R_{L_3} Z_{C_6} Z_{C_7} Z_{C_2} + R_{L_3} Z_{C_6} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} + R_{L_3} Z_{C_6}) (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \\ + R_{L_3} Z_{C_s} Z_{C_\mu} (Z_{C_7} Z_{C_2} + Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} + 1) \\ + R_{L_3} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_7} Z_{C_2} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} Z_{C_2} Z_{C_{substrate}} \\ + Z_{C_6} Z_{C_s} Z_{C_\mu} + Z_{C_6} Z_{C_2} (Z_{C_s} + Z_{C_\mu}) \end{array} \right] \quad (3.39)$$

และเมื่อแทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุและประมาณค่าที่มีผลน้อยมากในสมการ (3.39) ทั้งไปจึงสามารถเขียนสมการฟังก์ชันส่งผ่านของระบบได้ใหม่ดังสมการ (3.40)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_{of}(s)}{v_i(s)} = - \frac{\left(\frac{C_2 R_{l_v} R_{l_s} C_5 (C_{substrate} + C_7 + s C_7 C_{substrate} (C_\pi + C_{\mu_i}))}{(C_\pi + C_{\mu_i}) (s (C_2 C_5 R_{l_s} + C_1 C_5 R_{l_v} + C_1 C_2 R_{l_v}) + C_2 + C_1)} \right)}{\left(\frac{C_5 (C_{substrate} + C_7 + s C_7 C_{substrate} (C_\pi + C_{\mu_i}))}{C_{substrate} + C_7 + s C_5 (C_{substrate} + C_7)} \right)} \quad (3.40)$$

จากสมการ (3.40) สามารถหาค่าผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของระบบนี้ได้ดังสมการ (3.41) และสมการ (3.42)

$$A_\psi \approx H|\omega| \approx \frac{C_2 R_{l_v} R_{l_s} C_5^2 (C_{substrate} + C_7)^2 (C_2 + C_1)}{(C_\pi + C_{\mu_i}) (C_{substrate} + C_7) \left[\omega^2 \left((C_2 C_5 R_{l_s} + C_1 C_5 R_{l_v} + C_1 C_2 R_{l_v})^2 + (C_5)(C_2 + C_1) \right) + ((C_2 + C_1))^2 \right]} \quad (3.41)$$

$$H\angle\omega \approx \tan^{-1}(0) \quad (3.42)$$

เมื่อกำหนดให้ $v_i(\tau)$ เป็นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วซึ่งความถี่ถูกเลื่อนออกไป (สัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์) ป้อนเป็นอินพุตโดยมองว่าเป็นฟังก์ชันบังคับดังสมการ (3.43)

$$v_{of}(\tau) = A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)\tau) \quad (3.43)$$

โดยที่ A_d คือขนาดของสัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์ที่สามารถรับมาได้ ซึ่งมีความถี่เท่ากับ $\omega_n \pm \omega_d$ และเมื่อรวมเข้ากับผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันส่งผ่านในสมการ (3.41) และ (3.42) สามารถเขียนผลตอบสนองบังคับได้ใหม่ดังสมการ (3.44)

$$v_{of}(\tau) = A_\psi A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)\tau) \quad (3.44)$$

3.3.3 วิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ

จากในบทที่ 2 ที่ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ในกรณีที่มีอินพุตเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยหลักการแยกตัวแปรทางเวลา (หัวข้อ 2.4) เมื่อนำสัญญาณอินพุตในสมการ (3.44) มาแทนเป็นผลตอบสนองบังคับในสมการ (2.62) เพื่อหาผลตอบสนองสมบูรณ์ของวงจรที่ฮาร์มอนิกพื้นฐาน และเพื่อให้ง่ายต่อการอธิบาย เราจะพิจารณา t_0 ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ทำให้ $\tau = t$ ดังนั้นผลตอบสนองสมบูรณ์ของวงจรที่ฮาร์มอนิกพื้นฐานจึงสามารถแสดงได้ดังสมการ (3.45)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
v_o(t, \tau) &= v_o(t) \\
&= \frac{A_p A_d \cos(\omega_d t)}{2} \\
&\quad \left[+X_0 \cos(\omega_n t) + A_p A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)t) \right] \\
&\quad \frac{A_p A_d \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t)}{2}
\end{aligned} \tag{3.45}$$

ซึ่งเห็นได้ชัดว่าพจน์แรกทางฝั่งขวามือของสมการ (3.45) เป็นสัญญาณคอสเพลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถตรวจจับหรือกู้สัญญาณคอสเพลอร์คืนมาได้ด้วยการนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ยิ่งไปกว่านั้นจากค่าผลตอบสนองสมบูรณ์ในสมการ (3.45) จะสังเกตเห็นว่า สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอโตได้นั้นที่พิจารณา ณ ฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรถ้าเกิดสัญญาณนั้น ประกอบไปด้วยสัญญาณที่เป็นผลมาจากการที่สัญญาณสะท้อนกลับมาจากวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วสัมพันธ์กับแหล่งกำเนิดสัญญาณ (สัญญาณอินพุตบังคับ) ไปมีผลต่อซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรถ้าเกิดสัญญาณด้วย ในพจน์สุดท้ายทางฝั่งขวามือของสมการ ซึ่งจากที่กล่าวในหัวข้อที่ 2 แล้วว่า วงจรรอโตได้นั้นเป็นวงจรที่ประพฤติตัวเป็นทั้งวงจรถ้าเกิดสัญญาณและวงจรรองสัญญาณอยู่ในตัวเดียวกัน [2-4] ซึ่งเมื่อผนวกเข้ากับพฤติกรรมการกำเนิดสัญญาณที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิกจำนวนเท่าของฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรถ้าเกิดสัญญาณ ทำให้ไม่สามารถพิจารณาองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโตได้นั้นได้ด้วยการพิจารณาที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรถ้าเกิดสัญญาณเพียงฮาร์โมนิกเดียว ดังนั้นผลตอบสนองสมบูรณ์ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอโตได้นั้นที่พิจารณาที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรถ้าเกิดสัญญาณจึงสามารถแสดงได้ดังสมการ (3.46)

$$\begin{aligned}
v_{o2}(t, \tau) &= v_{o2}(t) \\
&= \frac{A_{d2} A_{p2} \cos(\omega_n \pm \omega_d)t}{2} \\
&\quad \left[+X_1 \cos(2\omega_n t) + A_{d2} A_{p2} \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t) \right] \\
&\quad \frac{A_{d2} A_{p2} \cos((3\omega_n \pm \omega_d)t)}{2}
\end{aligned} \tag{3.46}$$

จากแนวความคิดที่ได้นำเสนอข้างต้นจึงกล่าวได้ว่าวงจรถ้าเกิดสัญญาณและหลักการการวิเคราะห์วงจรถ้าเกิดสัญญาณภายใต้สภาวะอินพุตบังคับโดยอาศัยเทคนิคการแยกตัวแปรทางเวลาที่ได้นำเสนอ สามารถนำมาอธิบายการตรวจจับสัญญาณคอสเพลอร์ในย่านความถี่ต่ำและอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบเอเอ็มได้ทั้งหมด ซึ่งแตกต่างจากผลการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์แบบเดิม ทั้งในด้านวิธีการวิเคราะห์ และผลลัพธ์ในทางทฤษฎี กล่าวคือวิธีการในการวิเคราะห์ผลตอบสนองสมบูรณ์แบบใหม่ที่นำเสนอใช้นั้นใช้ความเป็นเชิงเส้นของระบบในการอธิบายทั้งสัญญาณจากวงจรถ้าเกิดสัญญาณและการวิเคราะห์สัญญาณอินพุตบังคับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นรูปแบบที่เป็นพื้นฐานมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีเดิมที่ใช้การประมาณค่าและลดรูปสมการด้วยการใช้สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ซึ่งมีความซับซ้อนและเป็นวิธีการที่เฉพาะ รวมทั้งผลลัพธ์ของการกู้คืนหรืออธิบายการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เปลี่ยนแปลงไป ก็ไม่ได้มีการกล่าวถึงในวิธีการวิเคราะห์แบบเดิม ดังนั้นจึงได้แสดงผลการทดลองที่ได้จากการทดลองจริงเพื่อเป็นการยืนยันหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องและวิธีการวิเคราะห์ที่ได้นำเสนอในบทถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

เพื่อเป็นการยืนยันหลักการและการวิเคราะห์ดังที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 และบทที่ 3 จึงได้ทำการทดลองจริงและสามารถแสดงผลการทดลองได้ในบทที่ 4 นี้ โดยสามารถแสดงผลการทดลองผลตอบสนองสมบูรณ์ของวงจรออตโตไดน์ที่เกิดจากการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณตอบปเลอร์ซิฟต์ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ในหัวข้อ 4.1

4.1 ผลตอบสนองสมบูรณ์ของวงจรออตโตไดน์ในกรณีที่ป้อนสัญญาณอินพุตบังคับเป็นสัญญาณตอบปเลอร์ซิฟต์

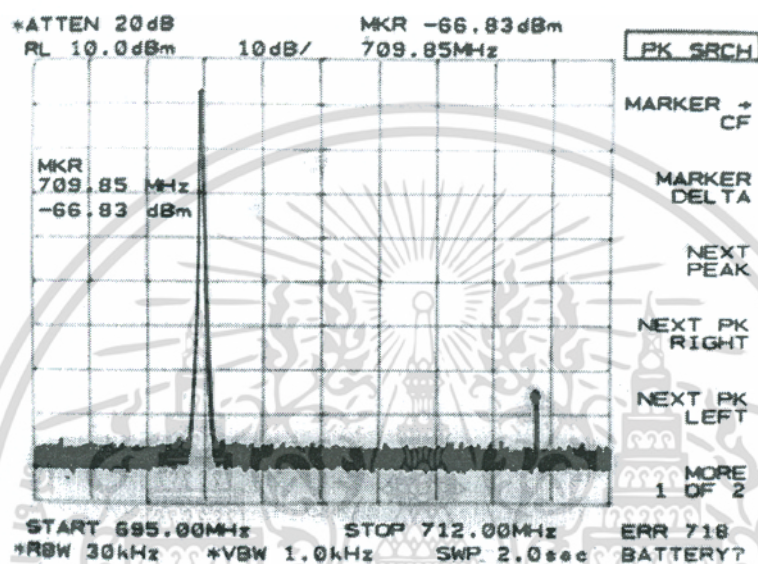
เนื่องจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่ใช้ในการทดลองจริงนั้นผลิตความถี่ที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานอยู่ในย่านความถี่ที่ใช้งานของระบบเรดาร์ ทำให้ไม่สามารถสังเกตสเปกตรัมของสัญญาณที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนเท่าของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณได้ ซึ่งเป็นผลมาจากข้อจำกัดของเครื่องมือวัด จึงได้ทำการทดลองเพื่ออธิบายผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เกิด ณ ฮาร์โมนิกต่างๆของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณขึ้นมาโดยลดความถี่ของฮาร์โมนิกพื้นฐานลงมาเพื่ออธิบายพฤติกรรมของผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เกิดขึ้นให้เกิดความเข้าใจก่อน และจากที่ได้วิเคราะห์วงจรในบทที่ 3 โดยอาศัยหลักการการแยกตัวแปรทางเวลา ทำให้ได้ผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เกิดจากการป้อนอินพุตที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานและซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณดังสมการ (3.45) - (3.46) เพื่อความชัดเจนจึงได้แสดงสมการ (3.45) - (3.46) อีกครั้งดังสมการ (4.1) - (4.2)

$$\begin{aligned} v_o(t, \tau) &= v_o(t) \\ &= -\frac{A_w A_d \cos(\omega_d t)}{2} + X_0 \cos(\omega_n t) \\ &\quad + \left[A_w A_d \cos((\omega_n \pm \omega_d)t) \right] \\ &\quad - \frac{A_w A_d \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t)}{2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} v_{o2}(t, \tau) &= v_{o2}(t) \\ &= -\frac{A_{d2} A_{w2} \cos(\omega_n \pm \omega_d)t}{2} \\ &\quad \left[+X_1 \cos(2\omega_n t) + A_{d2} A_{w2} \cos((2\omega_n \pm \omega_d)t) \right] \\ &\quad - \frac{A_{d2} A_{w2} \cos((3\omega_n \pm \omega_d)t)}{2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

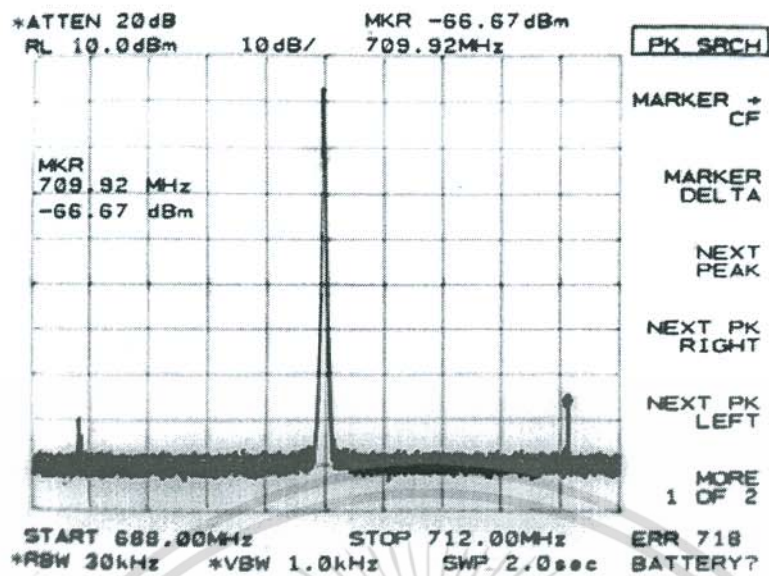
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความเข้าใจในการอธิบายสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลตอบสนองสมบูรณ์ในสมการ (4.1) และ (4.2) จึงแสดงสเปกตรัมความสัมพันธ์ของผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เกิดขึ้นที่ฮาร์โมนิคต่างๆ โดยในการทดลองกำหนดให้ผลตอบสนองธรรมชาติมีความถี่ที่ฮาร์โมนิคพื้นฐานเท่ากับ 700MHz ความถี่ของสัญญาณอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) มีค่าเท่ากับ 710MHz สร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูงแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งสเปกตรัมทางซ้ายและขวามือของรูปที่ 4.1 เป็นสเปกตรัมผลตอบสนองธรรมชาติและอินพุตตามลำดับ

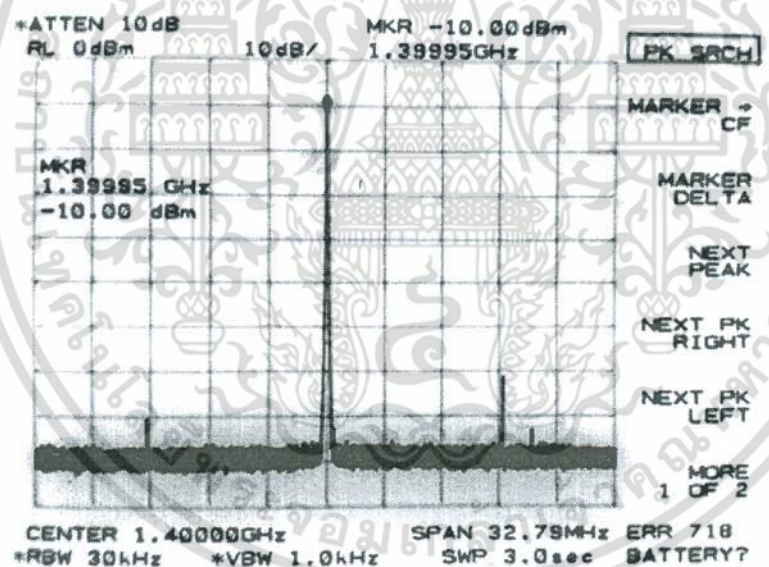


รูปที่ 4.1 สเปกตรัมสัญญาณผลตอบสนองธรรมชาติและสัญญาณอินพุตบังคับ

เมื่อทำการทดลองดังกล่าวสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสเปกตรัมของผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เป็นผลมาจากการป้อนอินพุตได้ดังรูปที่ 4.2 - 4.4 โดยเรียงลำดับจาก ผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ฮาร์โมนิคพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณ ผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิคที่ 2 ของวงจรกำเนิดสัญญาณ และสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำตามลำดับ

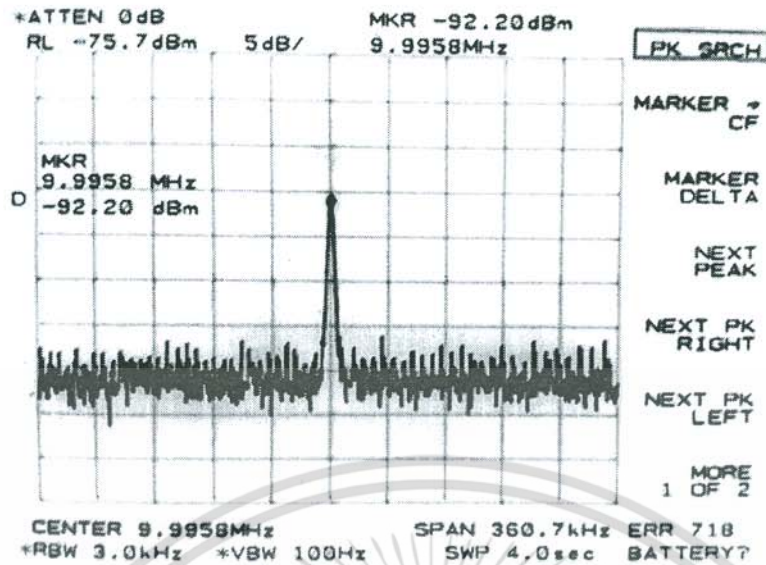


รูปที่ 4.2 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณที่ฮาร์โมนิคพื้นฐานของวงจรถ่ายสัญญาณ



รูปที่ 4.3 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิคที่ 2 ของวงจรถ่ายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



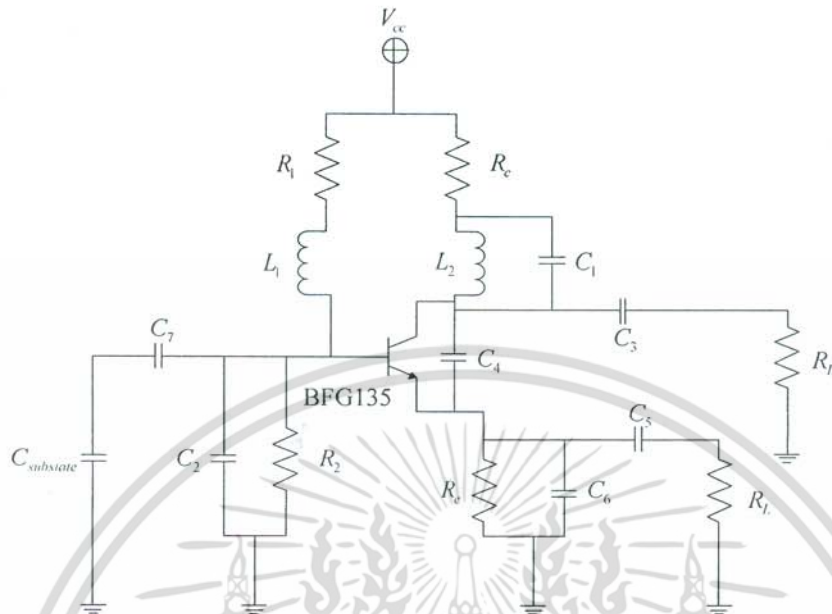
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมสัญญาณสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.2 - 4.4 สังเกตเห็นได้ว่าสเปกตรัมที่เกิดขึ้นจากเทคนิคที่นำเสนอสามารถอธิบายผลตอบสนองสมบูรณ์ในสมการ (4.1) และ (4.2) ได้ครอบคลุมทั้งหมด โดยในรูปที่ 4.2 สเปกตรัมตรงกลางและด้านขวามือนั้นคือสเปกตรัมของผลตอบสนองธรรมชาติ f_n ความถี่ 700MHz และสัญญาณอินพุตบังคับ $f_n + f_d$ ความถี่ 710 MHz ส่วนสเปกตรัมด้านซ้ายมือคือสเปกตรัมของสัญญาณที่เป็นผลมาจากอินพุตบังคับไปกระทำกับซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรถ่ายสัญญาณในรูปที่ 4.3 ได้ผลเป็นสัญญาณ $f_n - f_d$ ความถี่ 690MHz ซึ่งสามารถอธิบายสเปกตรัมแห่งนี้ได้ด้วยพฤติกรรมการกำเนิดสัญญาณที่ซูปเปอร์ฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนเท่าของวงจรถ่ายสัญญาณใดๆที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดเป็นสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มที่ฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรถ่ายสัญญาณตามสมการ (4.1) เช่นเดียวกับสเปกตรัมสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4 เกิดจากการที่อินพุตบังคับไปกระทำกับฮาร์โมนิกพื้นฐานของวงจรถ่ายสัญญาณดังรูปที่ 4.1 จึงได้ผลเป็นความถี่มีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่างความถี่ธรรมชาติของวงจรถ่ายสัญญาณกับความถี่ของอินพุตบังคับที่ป้อนให้กับระบบ f_d ความถี่ 10MHz โดยที่การกักเก็บสัญญาณคอปเปอร์นั้น สามารถทำได้โดยนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ

จากพฤติกรรมของสัญญาณดังที่กล่าวมา เพื่อยืนยันหลักการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 2.4.2 และ 3.3 จึงได้ทำการปรับวงจรถ่ายสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ของการทดลองก่อนหน้านี้นี้เพื่อให้กำเนิดสัญญาณในย่านความถี่ที่ใช้งานของระบบเรดาร์ดังรูปที่ 4.5 โดยกำหนดค่าอุปกรณ์ในวงจรได้ดังต่อไปนี้ $R_1 = 5.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_c = 10 \Omega$, $R_e = 10 \Omega$, $C_1 = 15 \text{ pF}$, $C_2 = 3 \text{ pF}$,

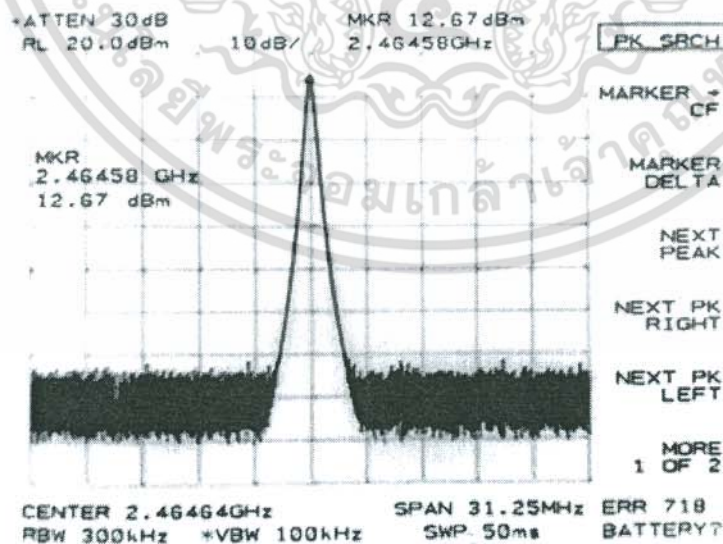
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C_3 = 3.3 \text{ pF}$, $C_4 = 3.3 \text{ pF}$, $C_5 = 3.3 \text{ pF}$, $C_6 = 27 \text{ pF}$, $C_7 = 3.3 \text{ pF}$, $C_8 = 55 \text{ pF}$,
 $L_1 = 15 \text{ } \mu\text{H}$, $L_2 = 15 \text{ } \mu\text{H}$, $R_l = 50 \text{ } \Omega$, $V_{cc} = 12\text{V}$.



รูปที่ 4.5 วงจรกำเนิดสัญญาณโคลพิตต์แบบประยุกต์ที่ใช้
ในการสร้างระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดเน่

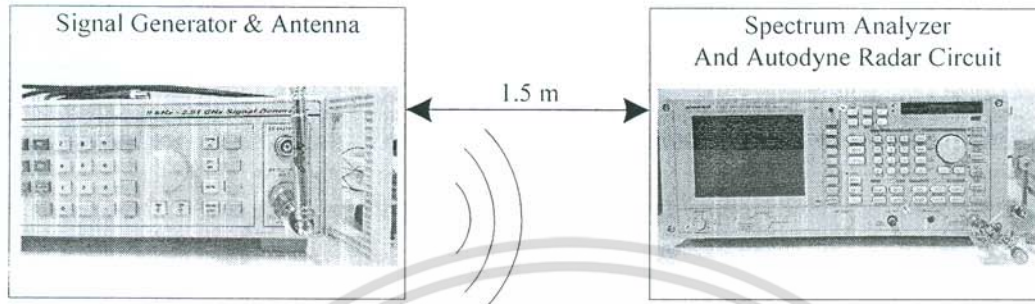
ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณอินพุตบังคับ สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณโดยวัดค่าจากเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์โดยนอมอลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์ที่ $50 \text{ } \Omega$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งผลที่ได้นั้นเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 2.4645GHz



รูปที่ 4.6 สเปกตรัมสัญญาณผลตอบสนองธรรมชาติของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการทดลองป้อนอินพุตเป็นสัญญาณคอปเปลอร์ซีฟต์ที่ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของวัตถุที่มีความเร็วแตกต่างกัน โดยสมมติให้ระยะทางระหว่างฝั่งส่งและรับคือ 1.5 เมตร สัญญาณฝั่งส่งถูกส่งจากเรดาร์ไปกระทบกับวัตถุเป้าหมายที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 1 มัค 1.5 มัค 2 มัค และ 3 มัค ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.7

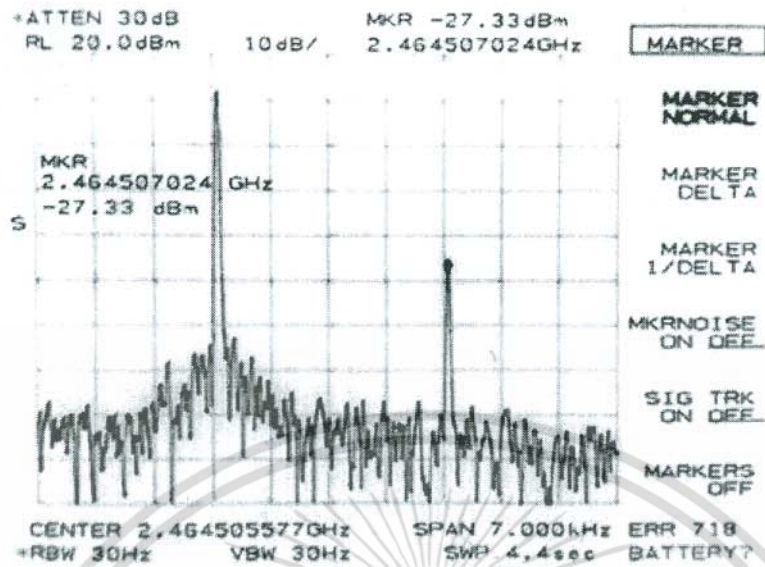


รูปที่ 4.7 สถานการณ์ที่กำหนดในการทดลอง

จากรูปที่ 4.7 รูปด้านขวามือแสดงการทดลองของฝั่งส่งซึ่งเป็นสัญญาณที่สร้างจากวงจรถ่ายสัญญาณ (วงจรรอโตะไดน์) ส่งและรับสัญญาณผ่านสายอากาศแบบโมโนโพล และรูปด้านซ้ายมือแสดงการทดลองของสัญญาณอินพุตบังคับ (คอปเปลอร์ซีฟต์) ที่สร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูงส่งสัญญาณผ่านสายอากาศแบบโมโนโพล ตามลำดับ ซึ่งในการคำนวณความถี่ของสัญญาณคอปเปลอร์ซีฟต์นั้นใช้ความสัมพันธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดกับวัตถุเป้าหมายดังสมการ (4.3)

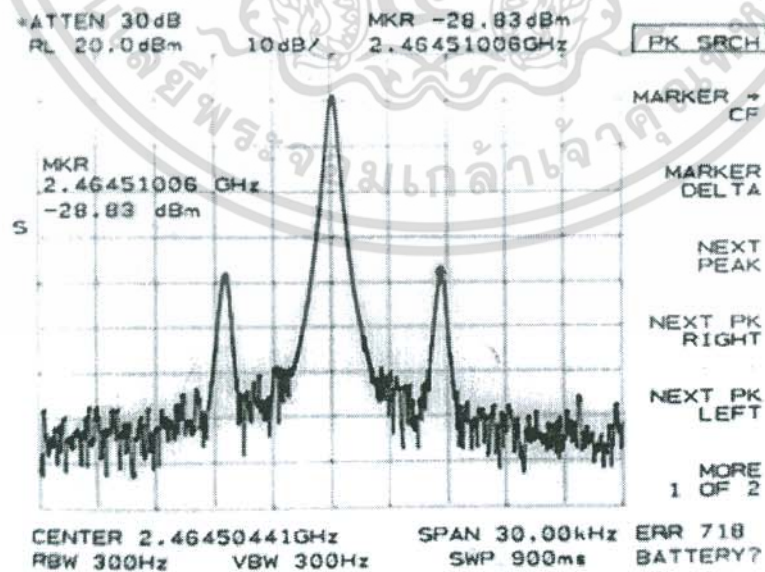
$$f_{\text{doppler shifted}} = \left(\frac{v_c - v_{\text{observe}}}{v_c \pm v_{\text{object}}} \right) f_{\text{observe}} \quad (4.3)$$

โดยในกรณีของวัตถุที่เคลื่อนที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์หรือวงจรรอโตะไดน์เท่ากับ 1 มัค หรือ 340.2778 เมตรต่อวินาที เมื่อใช้ความสัมพันธ์จากสมการ (4.3) สามารถคำนวณค่าความถี่ของสัญญาณคอปเปลอร์ซีฟต์ $f_n + f_d$ ซึ่งเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อย มีค่าเท่ากับ $2.46450\text{GHz} + 2.7954\text{kHz}$ สามารถแสดงได้ดังสเปกตรัมทางด้านขวามือดังรูปที่ 4.8



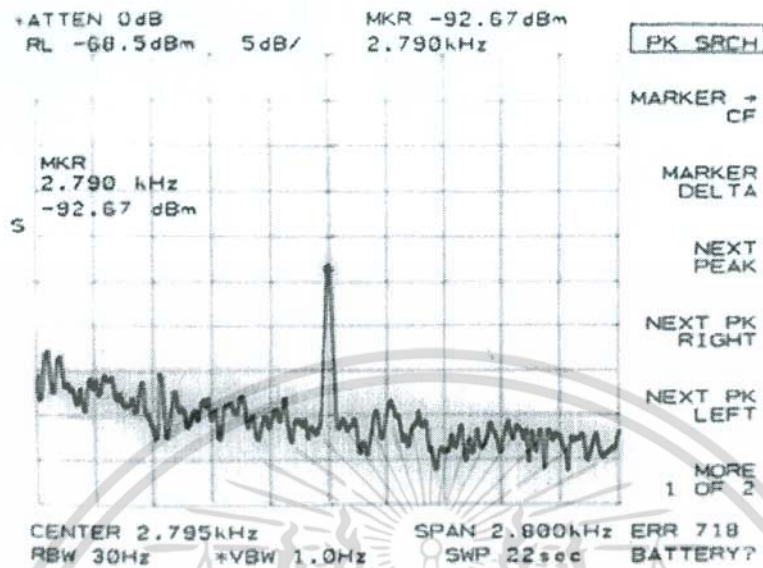
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมสัญญาณอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 1 มัค

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตดังกล่าวให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณจึงได้ผลเป็นสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงดังรูปที่ 4.9 และสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.10 โดยในรูปที่ 4.9 สเปกตรัมตรงกลางคือสเปกตรัมผลตอบสนองธรรมชาติ f_c ที่ความถี่ 2.4645GHz สเปกตรัมทางซ้ายและขวามือคือสเปกตรัมสัญญาณแถบข้าง $f_c \pm f_d$ ที่เกิดจากสมบัติการคูณของวงจรรอโต้ได้นที่ความถี่ $2.4645\text{GHz} \pm 2.7902\text{kHz}$



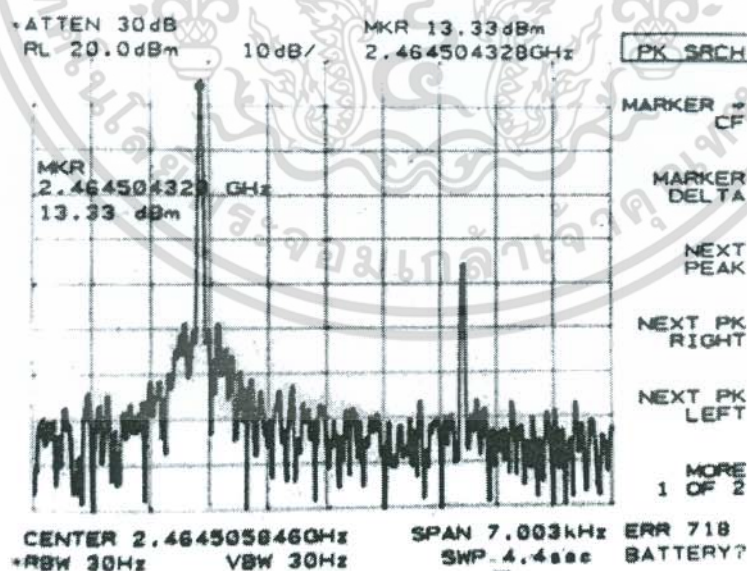
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในรูปที่ 4.10 เป็นสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ f_d ที่ความถี่ 2.7902kHz



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ

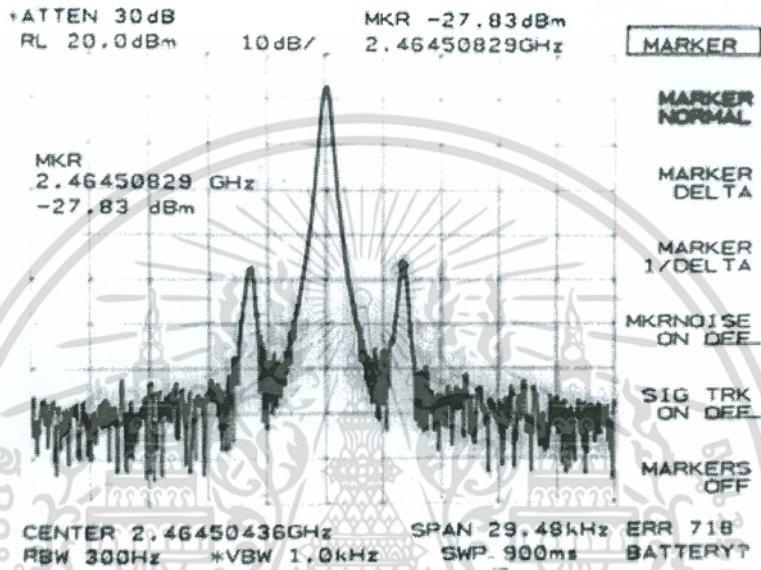
ในกรณีของวัตถุที่เคลื่อนที่นั้นมีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์หรือวงจรรอโต้ได้นท์เท่ากับ 1.5 มัค หรือ 510.4166 เมตรต่อวินาที เมื่อใช้ความสัมพันธ์จากสมการ (4.3) สามารถคำนวณค่าความถี่ของสัญญาณดอปเปลอร์ซิปต์ $f_n + f_d$ ซึ่งเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อย มีค่าเท่ากับ 2.46450GHz + 3.9130kHz สามารถแสดงได้ดังสเปกตรัมทางด้านขวามือดังรูปที่ 4.11



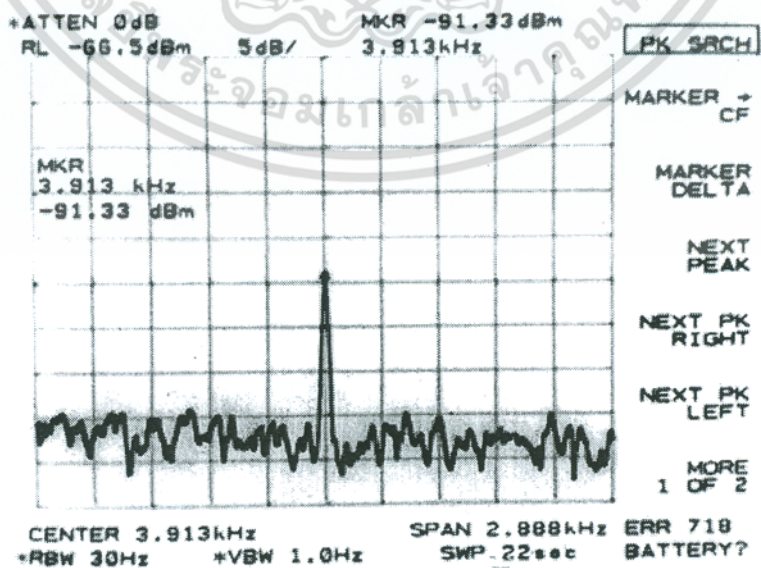
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมสัญญาณอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ซิปต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 1.5 มัค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตดังกล่าวให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณจึงได้ผลเป็นสเปกตรัมผลตอบสนอง สมบูรณ์ของระบบที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงดังรูปที่ 4.12 และ สัญญาณตอบป้อนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.13 โดยในรูปที่ 4.12 สเปกตรัมตรงกลางคือ สเปกตรัมผลตอบสนองธรรมชาติ f_c ที่ความถี่ 2.4645GHz สเปกตรัมทางซ้ายและขวามือคือ สเปกตรัมสัญญาณแถบข้าง $f_c \pm f_d$ ที่เกิดจากสมบัติการคูณของวงจรรอโตไดน์ที่ความถี่ 2.4645GHz \pm 3.913kHz

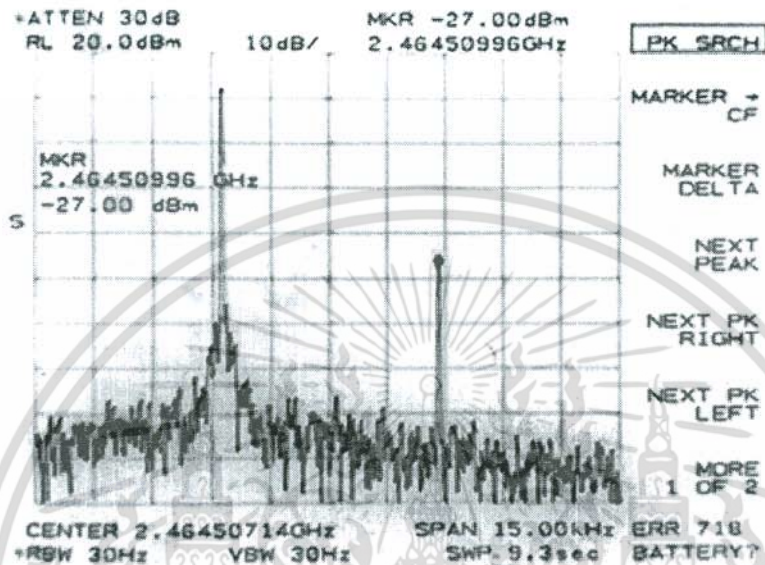


รูปที่ 4.12 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง และในรูปที่ 4.13 เป็นสัญญาณตอบป้อนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ f_d ที่ความถี่ 3.913kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

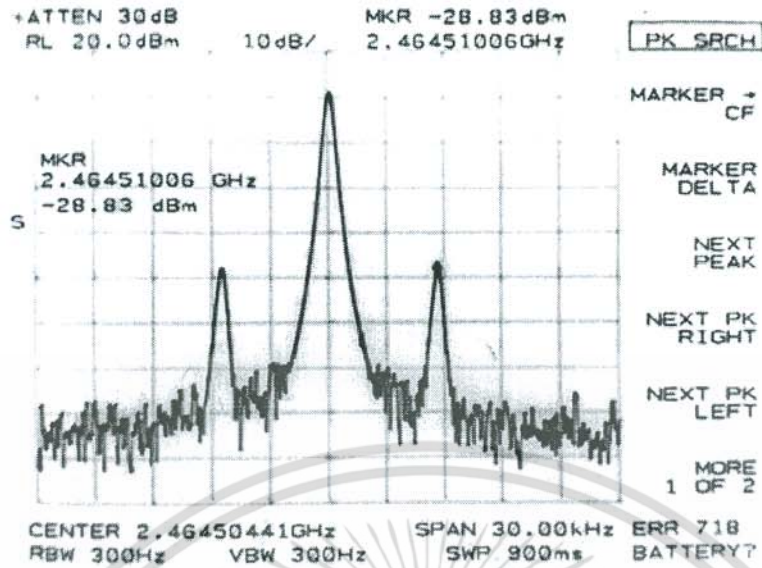
ในกรณีของวัตถุที่เคลื่อนที่นั้นมีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์หรือวงจรรอโตโดรนเท่ากับ 2 มัค หรือ 680.5556 เมตรต่อวินาที เมื่อใช้ความสัมพันธ์จากสมการ (4.3) สามารถคำนวณค่าความถี่ของสัญญาณดอปเปลอร์ชิฟต์ $f_n + f_d$ ซึ่งเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อย มีค่าเท่ากับ $2.46450\text{GHz} + 5.5907\text{kHz}$ สามารถแสดงได้ดังสเปกตรัมทางด้านขวามือดังรูปที่ 4.14



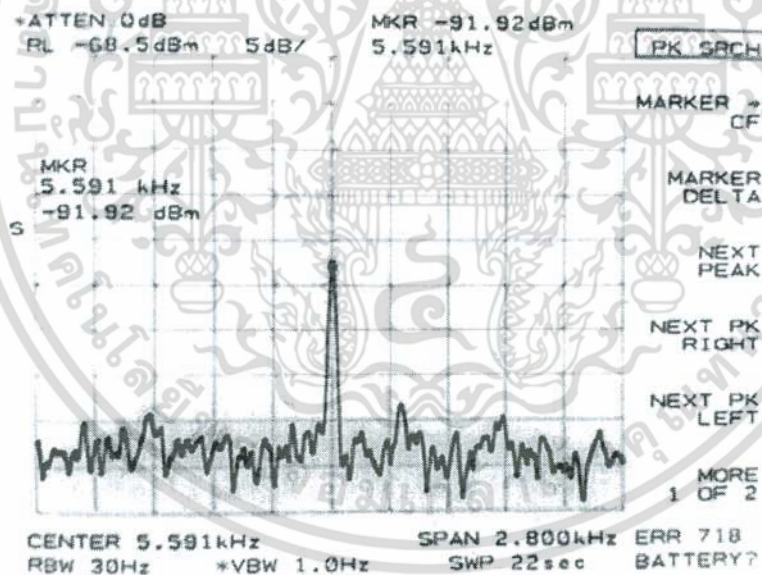
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมสัญญาณอินพุตบังคับ (ดอปเปลอร์ชิฟต์) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 2 มัค

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตดังกล่าวให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณจึงได้ผลเป็นสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงดังรูปที่ 4.15 และสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.16 โดยในรูปที่ 4.15 สเปกตรัมตรงกลางคือสเปกตรัมผลตอบสนองธรรมชาติ f_n ที่ความถี่ 2.4645GHz สเปกตรัมทางซ้ายและขวามือคือสเปกตรัมสัญญาณแถบข้าง $f_n \pm f_d$ ที่เกิดจากสมบัติการคูณของวงจรรอโตโดรนที่ความถี่ $2.4645\text{GHz} \pm 5.5907\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



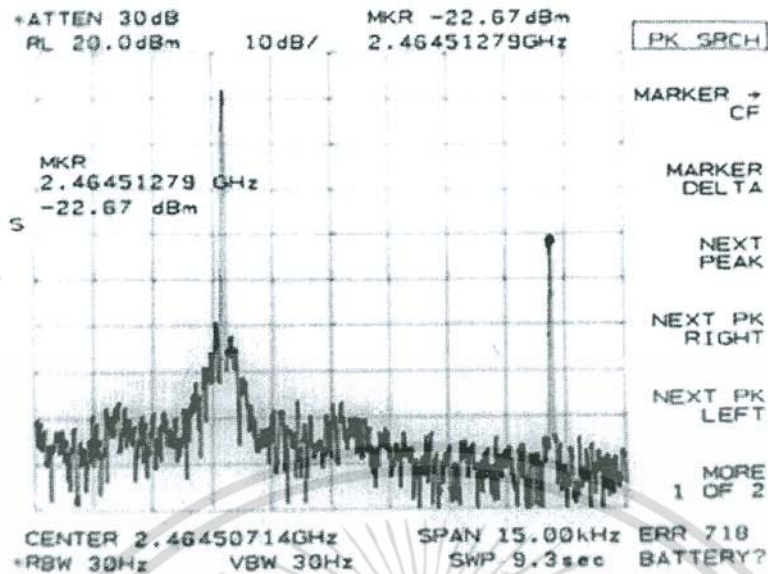
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมผลตอบสนองของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง และในรูปที่ 4.16 เป็นสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ f_d ที่ความถี่ 5.5907kHz



รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ

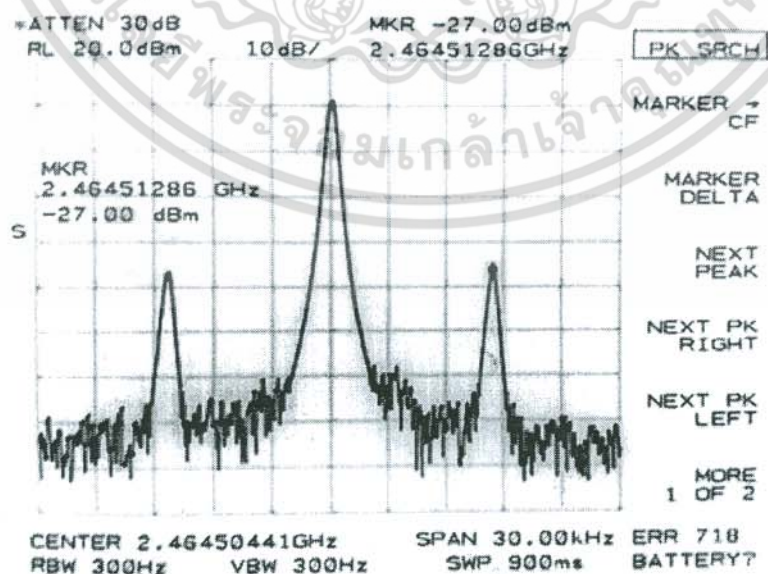
และในกรณีของวัตถุที่เคลื่อนที่นั้นมีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์หรือวงจรรอโตโดเน่เท่ากับ 3 มัค หรือ 1020.8300 เมตรต่อวินาที เมื่อใช้ความสัมพันธ์จากสมการ (4.3) สามารถคำนวณค่าความถี่ของสัญญาณดอปเปลอร์ซิปต์ $f_u + f_d$ ซึ่งเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อย มีค่าเท่ากับ $2.46450\text{GHz} + 8.3861\text{kHz}$ สามารถแสดงได้ดังสเปกตรัมทางด้านขวามือ ดังรูปที่ 4.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



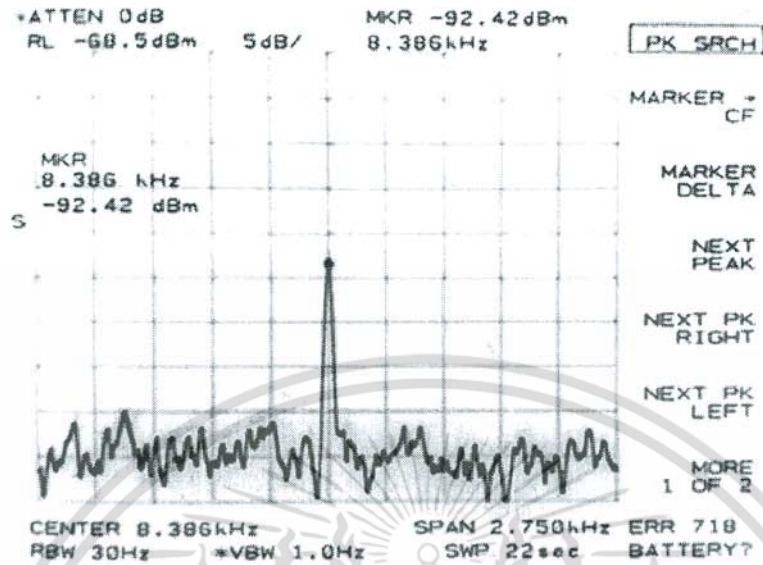
รูปที่ 4.17 สเปกตรัมสัญญาณอินพุตบังคับ (ตอบเลเซอร์ซีพีด) ที่เกิดจากวัตถุที่มีความเร็วสัมพันธ์กับเรดาร์เท่ากับ 3 มัค

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตดังกล่าวให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณจึงได้ผลเป็นสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบที่เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงดังรูปที่ 4.18 และสัญญาณตอบเลเซอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.19 โดยในรูปที่ 4.18 สเปกตรัมตรงกลางคือสเปกตรัมผลตอบสนองธรรมชาติ f_c ที่ความถี่ 2.4645GHz สเปกตรัมทางซ้ายและขวามือคือสเปกตรัมสัญญาณแถบข้าง $f_c \pm f_d$ ที่เกิดจากสมบัติการคูณของวงจรรอโตะไดน์ที่ความถี่ $2.4645\text{GHz} \pm 8.3861\text{kHz}$



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบแบบเอเอ็มที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในรูปที่ 4.19 เป็นสัญญาณตอบปลเลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ f_0 ที่ความถี่ 8.3861kHz



รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณตอบปลเลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ

และเพื่อตรวจสอบผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อค่ากำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่างกัน จึงได้แสดงผลการทดลอง ที่พิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 คือ ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่าง (FSPL) และค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ (RCS) ซึ่งเป็นค่าความสามารถในการสะท้อนสัญญาณของวัตถุเป้าหมาย โดยเมื่อพิจารณาที่วัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์เป็นระยะทาง 5 ฟุตหรือ 1.5 เมตร ค่ากำลังขยายของสายอากาศโมโนโพลมีค่าเท่ากับ 5.19 dBi ค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ (RCS) สามารถคำนวณได้จากสมการ (4.3)

$$RCS = \sigma = \frac{P_E (4\pi)^3 R^4 c^2}{P_S G^2 f^2} \quad (4.3)$$

จึงได้ค่าภาคตัดขวางของเรดาร์ เท่ากับ 0.302435 ตารางเมตร ซึ่งเมื่อคิดเป็นพื้นที่ผิวแบบแผ่นในการสะท้อนของวัตถุเป้าหมายสามารถคำนวณได้จากสมการ (4.4)

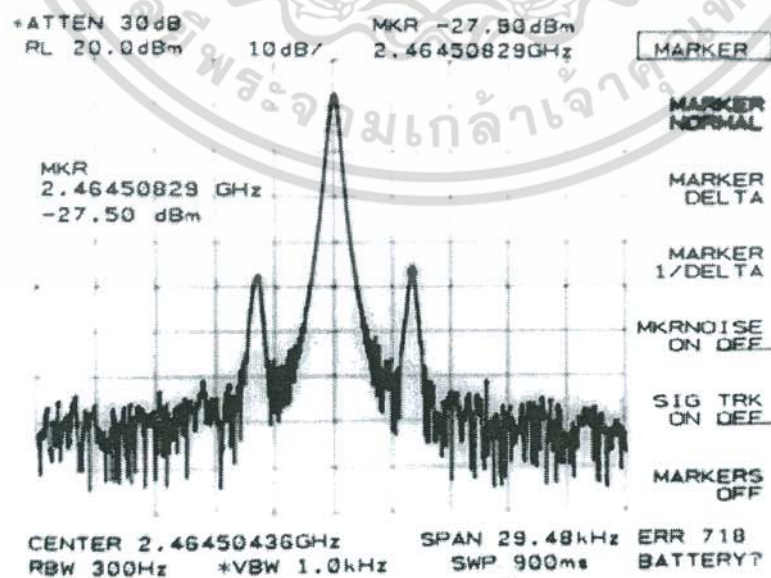
$$b^2 h^2 = \frac{\sigma c^2}{4\pi f^2} \quad (4.4)$$

จึงได้พื้นที่ในการสะท้อนสัญญาณของวัตถุ เท่ากับ 0.148992 ตารางเซนติเมตร ซึ่งจากค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวสามารถแสดงค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างและสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ในกรณีวัตถุอยู่ห่างจากเรดาร์ระยะทางตั้งแต่ 1 - 20 เมตร ได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.20 - 4.24

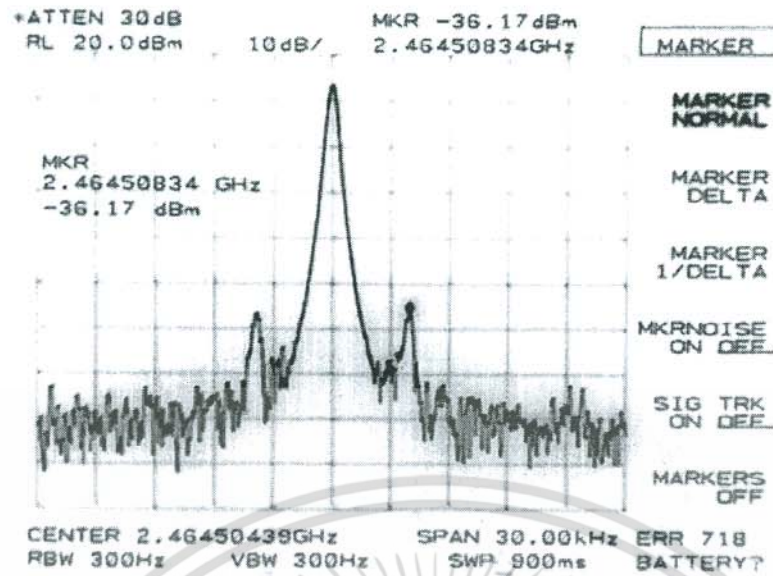
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่างที่ระยะทางต่างๆ

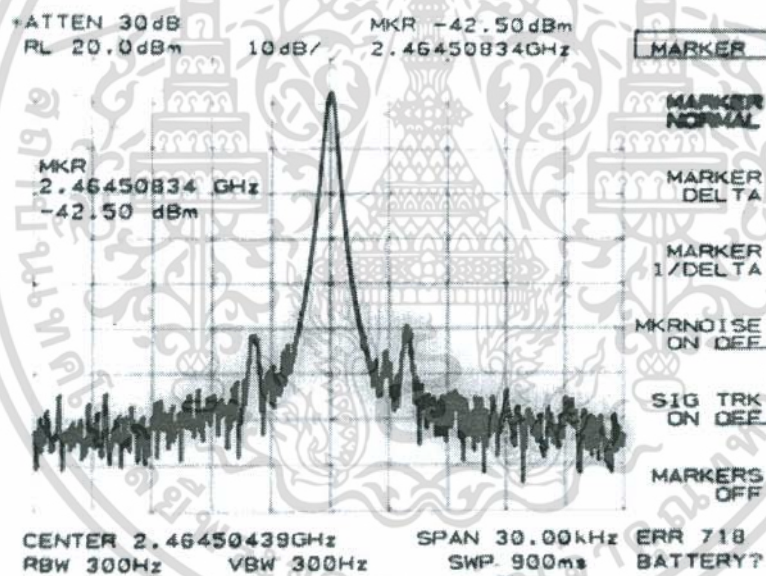
ระยะทาง (เมตร)	ค่าการลดทอนในพื้นที่ว่าง (dBm)
1	40.2760
2	46.2969
3	49.8187
4	52.3175
5	54.2557
6	55.8398
7	57.1783
8	58.3381
9	59.3611
10	60.2763
11	61.1042
12	61.8599
13	62.5550
14	63.1989
15	63.7981
16	64.3587
17	64.8853
18	65.3818
19	65.8514
20	66.2969



เอกสารรูปที่ 4.20 สเปกตรัมผลต่อขั้วสนองสมบูรณ์ในกรณีที่ว่าตั้งอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 1 กิโลเมตรขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

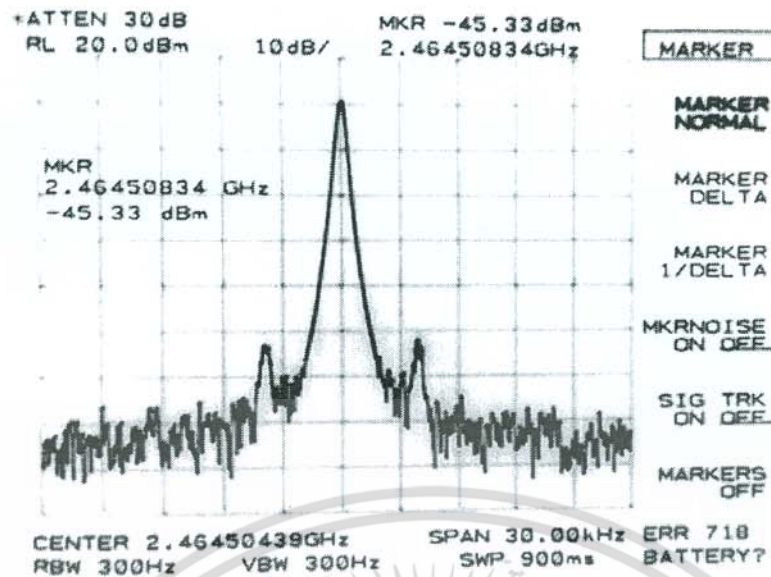


รูปที่ 4.21 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 5 เมตร

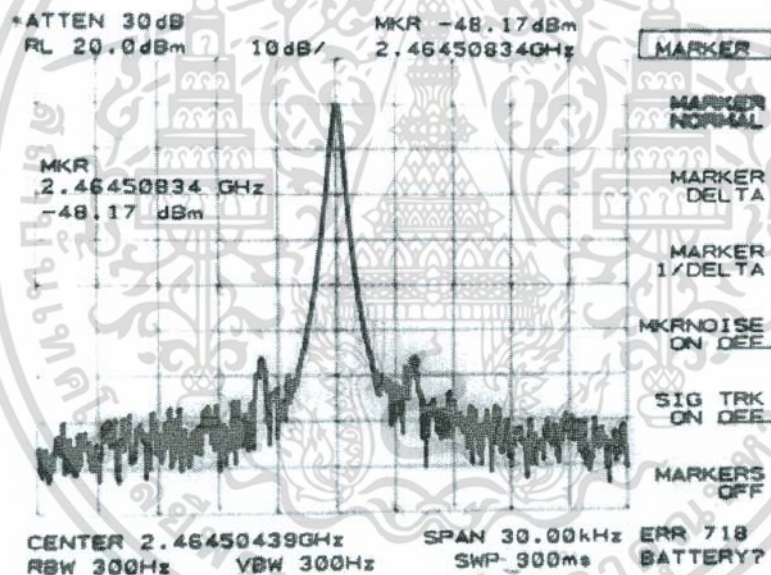


รูปที่ 4.22 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 10 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



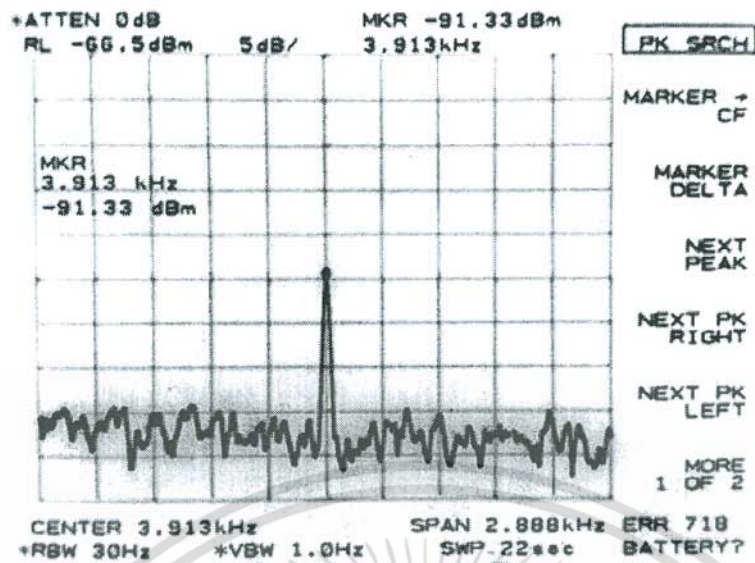
รูปที่ 4.23 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากรีดาร์ที่ระยะ 15 เมตร



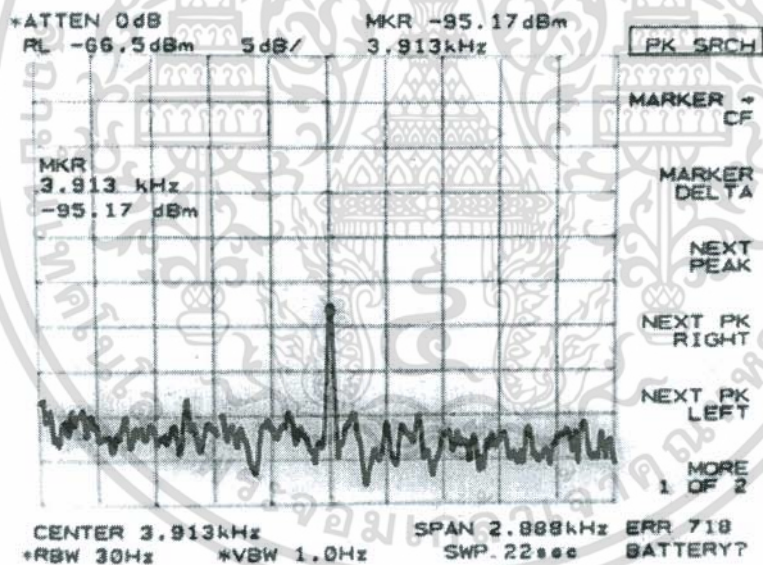
รูปที่ 4.24 สเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากรีดาร์ที่ระยะ 20 เมตร

ซึ่งจากค่าการลดทอนในตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.20 - 4.24 สามารถกล่าวได้ว่า ค่ากำลังงานของสัญญาณทางฝั่งรับนั้นจะถูกลดทอนลง เมื่อระยะทางระหว่างเรดาร์ทางฝั่งส่งกับวัตถุเป้าหมายเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ค่ากำลังงานของสัญญาณตอบเลออร์ในย่านความถี่ต่ำนั้นจะถูกลดทอนตามเงื่อนไขดังกล่าวด้วย เพื่อเป็นการยืนยันว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถทำนายสัญญาณตอบเลออร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำด้วยเงื่อนไขข้างต้นได้ จึงได้แสดงสเปกตรัมผลการทดลองของสัญญาณตอบเลออร์ในย่านความถี่ต่ำที่ระยะทางต่างๆดังรูปที่ 4.25 - 4.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

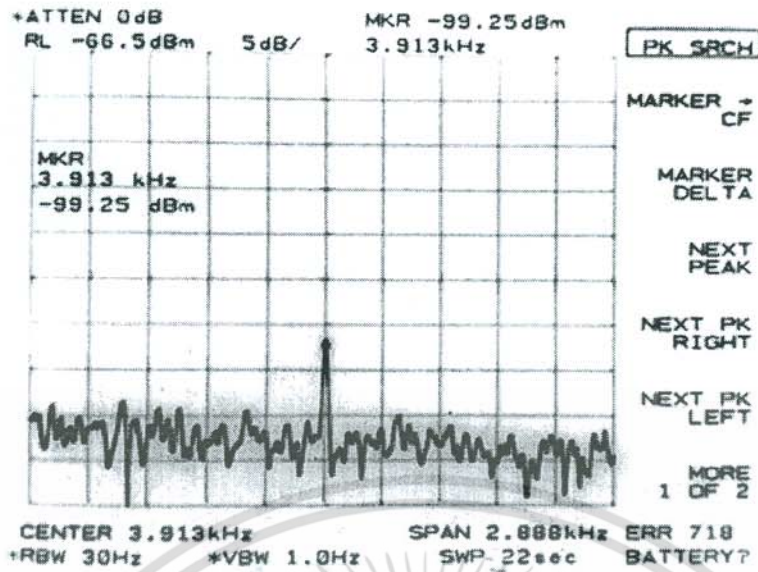


รูปที่ 4.25 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ
ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 1 เมตร

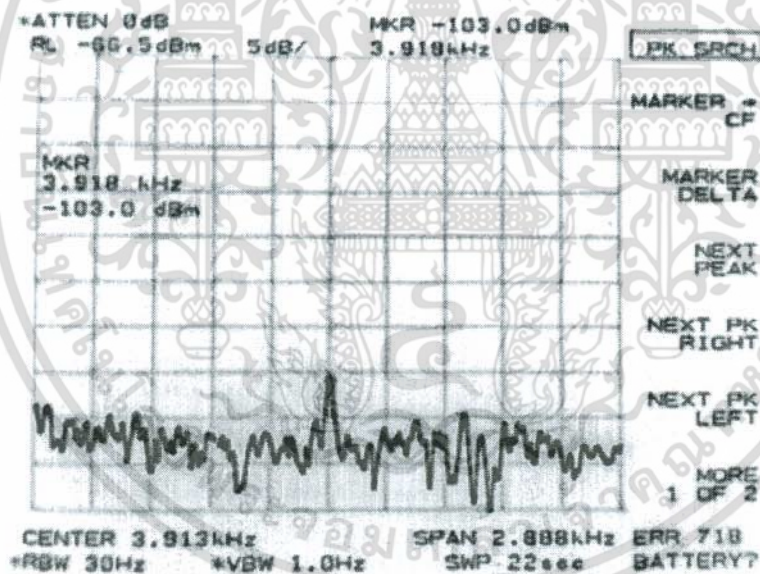


รูปที่ 4.26 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ
ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

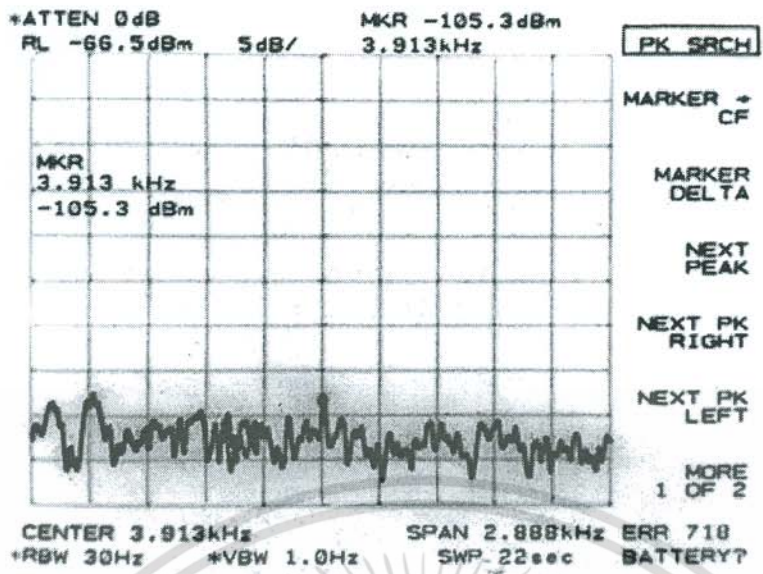


รูปที่ 4.27 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ
ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 10 เมตร



รูปที่ 4.28 สเปกตรัมสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ
ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 15 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 สเปกตรัมสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ในกรณีที่วัดอยู่ห่างจากเรดาร์ที่ระยะ 20 เมตร

จากรูปที่ 4.25 - 4.29 สามารถสังเกตเห็นได้ว่า เมื่อระยะทางระหว่างเรดาร์กับวัตถุเป้าหมายเพิ่มขึ้นสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำนั้นมีย่านกำลังงานลดลง เป็นผลมาจากค่ากำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุที่มีความเร็ว (คอปเปอร์ชิฟต์) ถูกลดทอนลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำนี้สามารถกู้คืนกลับมาได้โดยนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำหรือวงจรตรวจจับรอบสัญญาณ โดยในการทดลองค่าความไวของวงจรมีค่าเท่ากับ -53.89 dBm

4.2 สรุป

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 4.1 ทำให้สามารถยืนยันได้ว่าการใช้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ความถี่สูง และเทคนิคการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณคอปเปอร์ชิฟต์ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ สามารถนำมาสร้างเป็นระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบออดิโอไดน์และตรวจจับสัญญาณคอปเปอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำได้ กล่าวคือ ผลตอบสนองธรรมชาติที่วงจรกำเนิดสัญญาณผลิตขึ้น ดังรูปที่ 4.6 นั้น ผลิตความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ได้จากการคำนวณในสมการ (3.27) และสเปกตรัมผลตอบสนองสมบูรณ์ของระบบที่เกิดขึ้นทั้งหมดนั้นมีความสอดคล้องกับสมการผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ ในสมการ (4.1) - (4.2) เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการประยุกต์ใช้การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณในกรณีที่มีสัญญาณอินพุตบังคับที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาเข้ามาในวงจรโดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาสำหรับอธิบายการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์ โดยมุ่งเน้นทางด้านการประยุกต์ใช้หลักการการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาเป็นสำคัญ

ในการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไป ขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ได้มักขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสถานะเริ่มต้น ณ ที่เวลาในสถานะเริ่มต้นเท่านั้น แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้หลักการวิเคราะห์แบบแบ่งแยกตัวแปรทางเวลาในกรณีที่มีอินพุตบังคับเข้ามาในวงจรเพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาด ณ ที่เวลาใดๆ ไม่ใช่แค่ ณ ที่เวลาในสถานะเริ่มต้นเท่านั้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการทดลองกับวงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ประยุกต์ที่ผลิตความถี่ย่านในย่านยูเอชเอฟ ซึ่งในการประยุกต์ใช้ในการตรวจจับสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำของระบบเรดาร์ระยะสั้นแบบอโตไดน์นั้น อาศัยคุณสมบัติของวงจรอโตไดน์ที่ประพุดิตัวเป็นทั้งวงจรกำเนิดสัญญาณและวงจรคูณภายในเวลาเดียวกัน ด้วยคุณสมบัติดังกล่าว เมื่อพิจารณาในขณะที่สัญญาณสะท้อนที่ถูกเลื่อนความถี่ออกไปเล็กน้อยซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาถูกป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ จึงทำให้เกิดเป็นผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ประกอบด้วยสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอ็มในย่านความถี่สูงและสัญญาณดอปเปลอร์เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำและเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นผลตอบสนองสมบูรณ์ที่ได้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ จึงสามารถกู้สัญญาณดอปเปลอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปกลับคืนมาได้ ซึ่งผลการทดลองที่ได้นั้นสอดคล้องกับสมการผลตอบสนองสมบูรณ์ที่เป็นผลลัพธ์จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเป็นอย่างดี โดยสามารถแสดงบทสรุปภาพรวมของวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เปรียบเทียบกับวิธีการเดิมได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างหลักการแบบเดิมกับหลักการที่นำเสนอ

หัวข้อในการเปรียบเทียบ	หลักการแบบเดิม	หลักการการที่นำเสนอ
ขนาดของวงจร	ขนาดใหญ่	ขนาดเล็ก
ความซับซ้อนในการสร้าง	ซับซ้อนมาก	ซับซ้อนน้อย
เทคนิคในการวิเคราะห์ระบบ	ไม่เป็นเชิงเส้น (ซับซ้อน)	เชิงเส้น (พื้นฐาน)
ผลตอบสนองสมบูรณ์แบบ AM ในย่านความถี่สูง	ประมาณค่าจาก FM แบนด์แคบ	สัญญาณ AM
สัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ	-	สามารถตรวจจับและอธิบายได้

การกู้คืนสัญญาณดอปเปลอร์ วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือ วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังมีข้อจำกัดบางประการ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณจำเป็นต้องสร้างให้มีกำลังงานที่สูง มิฉะนั้นสัญญาณดอปเปลอร์ที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำนั้นจะไม่สามารถตรวจจับได้ เนื่องจากระยะทางในการรับส่งสัญญาณมีผลอย่างมากต่อค่าการลดทอนของสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] I.V. Komanov and S.M. Smolskiy, Fundamentals of Short-range FM RADAR, London, Atech House, 2003.
- [2] S.D. Votoropin and V. Ya. Noskov, "EHF AUTODYNE SIGNALS FOR TRACKING THE PARAMETERS OF MOVING OBJECTS," Russian Physics Journal, vol. 43(7), 2000.
- [3] S. D. Votoropin and V. Ya. Noskov, "Application of Autodyne Effect of UHF Oscillators for Studying Their Radio Physical Properties," Microwave and Telecommunication Technology, 2006.CriMiCO '06. 16th International Crimean Conference, vol. 1, pp.150 – 152, Sept 2006.
- [4] V. Ya. Noskov and Ignatkov, K.A., "Dynamic autodyne features of microwave generators," Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference, pp. 883 – 884, 10-14 Sept. 2012.
- [5] J.W. Jewett, Jr. and R.A. Serway, Physics for scientists and engineers with modern physics, 7th Edition, Cengage Learning EMEA, 2008
- [6] S.Alidoost, R.Sadeghzade, R.Fatemi, "Autodyne System with a Single Antenna," Radar Symposium (IRS), 2010 11th International, pp. 1 – 5, 16-18 June 2010.
- [7] T. Maneechukate, T. Tuwanut, P. Koseeyaporn, P.Wardkein, "New analytic solution of second-order oscillator using multi-time variables technique," Intelligent Signal Processing and Communication Systems, pp. 637-640, 13-16 December 2005.
- [8] K. Kittipute, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, "Amplitude Demodulation Based on Time-Varying Forced Input of Second-Order Oscillator Circuit," TENCON 2009 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4, 23-26 January 2009.
- [9] M.M. Radmanesh, Radio frequency and microwave electronics illustrated, California State University, Northridge, Prentice Hall PTR, 2000.
- [10] J.M. Miller. "Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit," Scientific Papers of the Bureau of Standards, vol. 15(351), pp. 367-385, 1920.
- [11] สุธาสิน ศรีสุข, คุณานนต์ กิตติพิบัติ, พีระเมษฐ์ โชติภักวีกิจญาดา, จีรสุดา โกษียาภรณ์ และ ปราโมทย์ วาดเขียน, "การศึกษาองค์ประกอบทางความถี่ของเรดาร์ระยะใกล้ที่ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์ตัวแปรเวลาหลายตัว," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36, หน้า 607-611, 11 – 13 ธ.ค. 2556
- [12] T. Maneechukate, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, P. Koseeyaporn, "Amplitude modulation based on time-varying forced function of second-order oscillator circuit," IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 21-24 May, 2006.
- [13] T. Maneechukate, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, P. Koseeyaporn, "Amplitude modulation based on time-varying forced function of second-order oscillator circuit," IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 21-24 May, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] T. Maneechukate, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, P. Koseeyaporn, "Amplitude modulation based on time-varying forced function of second-order oscillator circuit," IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 21-24 May, 2006.
- [14] นภัส รุ่งเรืองบางชั้น, จีรสุดา โกษียาภรณ์ และ ปราโมทย์ วาดเขียน, "การวิเคราะห์แบบจำลองฮาร์โมนิค n^{th} อินเจคชันล็อกด้วยระบบเชิงเส้นที่ไม่ขึ้นกับเวลาและการประยุกต์ใช้งาน , " การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 47, หน้า 223-230, 17 – 20 มี.ค. 2552
- [15] P. Wardkein, S. Srisook, K. Kittipute, "AM tranceiver based on forced oscillator by using multi-time analysis," IEEE int. Symp. 2015 Asian Conference on Defence Technology (ACDT), pp. 193 – 197, 23-25 April, 2015.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. สุธาสิน ศรีสุข, คุณานนต์ กิตติพุดมิ, พีระเมศร์ โชติกวีกิจญาดา, จีรสุดา โกษิยาภรณ์ และ ปราโมทย์ วาดเขียน, “การศึกษาของค้ประกอบทางความถี่ของเรดาร์ระยะใกล้ที่ใช้วงจรรอโตนโดยอาศัยหลักการวิเคราะห์ตัวแปรเวลาหลายตัว,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36, 11 – 13 ธ.ค. 2556

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36
The 36th Electrical Engineering Conference (EECON 36)
 11-13 ธันวาคม 2556
 ณ เฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท จ.กาญจนบุรี

Volume 2

(CM) ไฟฟ้าสื่อสาร
 (EL) อิเล็กทรอนิกส์
 (PH) ไฟฟ้ากำลัง
 (CT) ระบบควบคุม
 และการวัดคุม
 (DS) การประมวล
 สัญญาณดิจิทัล
 (CF) คอมพิวเตอร์
 และเทคโนโลยีสารสนเทศ
 (GN) งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
 กับวิศวกรรมไฟฟ้า
 (BE) วิศวกรรมกิจการแพทย์

Electrical Engineering Dept.
 Faculty of Engineering
 Kasetsart University
 50 Ngamwongwan Road, Lat Yao
 Chatuchak Bangkok 10500
 Tel: 02-797-0999 ext 1503, 1504
 Fax: 02-579-7566

L&E **Silicon craft** **ABB**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอปเปอร์ สังเกตได้ว่า r เป็นตัวแปรทางเวลาสำหรับสัญญาณคอปเปอร์ $v_c(r)$ ซึ่งรวมเอาเฟสให้กับระบบ ω เวลาใดๆถึงจากระบบที่รวมสมบูรณ์แล้ว ดังนั้น t และ r เป็นตัวแปรทางเวลาที่แยกกันโดย r เป็นดัชนีของ t หรือ $r = t + t_0$ สำหรับ t_0 ใดๆ สามารถแสดงผลของระบบรวมของระบบมาให้ดังมี[8]

$$v_o(t, r) = (X_0 - v_{oc}(r)) \cos \omega_c t + v_{oc}(r) \quad (1)$$

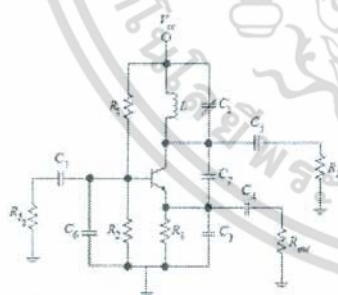
โดย X_0 คือค่าสถานะเงื่อนไขเริ่มต้นและ ω_c คือความถี่ถูกผลิตขึ้นที่ส่งออกไปสะท้อนกับวัตถุ โดยให้สัญญาณคอปเปอร์ที่ได้รับจากการสะท้อนวัตถุคือ $v_c(r) \approx v_{oc}(r) = A_c \cos((\omega_n + \omega_d)r)$ โดยที่ ω_d คือความถี่ของสัญญาณคอปเปอร์ที่สะท้อนกลับมา เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หาค่าพหุนาม t_0 มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น $r = t$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2)

$$\begin{aligned} v_o(t, r) &= v_o(t) \\ &= \frac{A_c \cos(\omega_d t)}{2} + X_0 \cos(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{A_c \cos((2\omega_n + \omega_d)t)}{2} + A_c \cos((\omega_n + \omega_d)t) \end{aligned} \quad (2)$$

ในพจน์แรกของขวามือของสมการที่ (2) คือพจน์ที่มีค่าความถี่ที่น้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับพจน์อื่นและพจน์นี้เองคือความถี่คอปเปอร์ เราสามารถดูขั้วของคอปเปอร์กลับคืนสู่ค่าความถี่สัญญาณดังกล่าว ไปที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

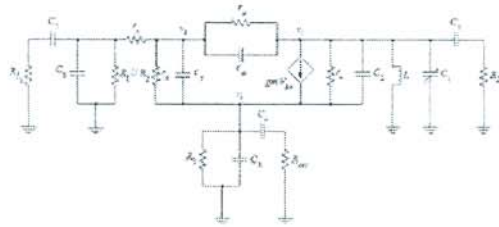
จากหลักการอธิบายข้างต้น เห็นได้ว่าวงจรที่มีคุณสมบัติสัญญาณอินพุตสองสามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรบูตความถี่คอปเปอร์ได้ ซึ่งในบทความนี้เราใช้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคสโมสคิวิตูรูปที่ 1 เพื่อเป็นวงจรวัดอย่างที่สูงที่มีผลการได้ค่าความถี่สูงดังนี้

จากรูปที่ 1 สามารถวิเคราะห์ระบบโดยเริ่มจากการพิจารณาวงจรขณะที่ยังไม่ให้สัญญาณคอปเปอร์สะท้อน วัตถุกลับเข้ามา เพื่อทำการหาค่าของสมการรวมของวงจรก่อน และเนื่องจากอินพุตของ C_6 มีค่าน้อยมาก เราสามารถเทียบค่ากับประจุที่เปลี่ยน C_5 และ C_7 ซึ่งในค่าความถี่สูงจะเปรียบเสมือนเป็นการลัดวงจร เมื่อใช้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดถี่ความถี่สูง[9]ในการวิเคราะห์จะเขียนได้ดังรูปที่ 2

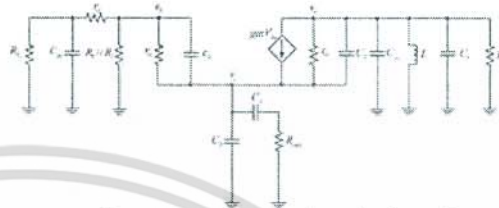


รูปที่ 1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคสโมสคิวิตูที่นำเสนองาน

สำหรับค่าเทอมที่เลขของ $R_2 // Z_{C_3}$ จะสามารถประมาณค่าให้เป็น Z_{C_3} เนื่องจากค่า Z_{C_3} มีค่าน้อยกว่ามากที่ความถี่สูง ในส่วนของ L สามารถประมาณค่าได้เท่ากับ Z_L เพราะค่าอินพุตที่เลข Z_L มีค่าน้อยกว่าความถี่สูง จึงทำให้สามารถลดรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 2 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดถี่ความถี่สูง



รูปที่ 3 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดถี่ความถี่สูงที่ลดรูปแล้ว

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3 ด้วยวิธีการวิเคราะห์โหนดจะได้รับความสัมพันธ์ในเชิงสมการต่อไปนี้

$$v_c \left(Z_{C_5}^{-1} + \left(-\beta \right) Z_{C_1}^{-1} + Z_x^{-1} + Z_1^{-1} \right) - v_b Z_x^{-1} - v_c Z_1^{-1} - gm v_{bc} = 0 \quad (3)$$

$$v_b \left(\frac{(1 - N)}{Z_x} + Z_x^{-1} + Z_x^{-1} \right) - v_c Z_x^{-1} = 0 \quad (4)$$

$$v_c \left(Z_1^{-1} + Z_x^{-1} + Z_x^{-1} \right) - \beta v_c Z_1^{-1} + gm v_{bc} = 0 \quad (5)$$

โดยที่ v_b , v_c และ v_c คือแรงดันที่ขั้วขาอินพุตของแต่ละคอปเปอร์

$$\text{ถ้า } Z_x = \left(\frac{R_2 Z_{C_1}}{R_2 + Z_{C_1}} \right), Z_1 = \left(\frac{R_1 Z_{C_2}}{R_1 + Z_{C_2}} \right), Z_o = \left(\frac{Z_1 Z_{C_1} R_1 I_o}{Z_1 + Z_{C_1} + R_1 I_o} \right)$$

$$P = \left(\frac{R_{out}}{Z_{C_5} + R_{out}} \right) \text{ และ } N = \left(\frac{R_{in} (R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) r_1 + R_1 r_2 + R_1 (R_1 // R_2)} \right)$$

เมื่อทำการแก้สมการแล้ว v_c จะให้เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ดังสมการ (6)

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2R_2 + 2\sqrt{2}R_2 C_{\mu}}{2R_1^2 C_{\nu}^2 L^2 + 4L^2 C_{\nu} C_1 + 2C_3^2 L^2}} \quad (6)$$

เพื่อที่มันมีวงจรนี้สามารถอธิบายองค์ประกอบทางความถี่ของวงจรระยะใกล้โดยใช้วงจรของโคไลน์ได้ ในขณะที่สัญญาณคอปเปอร์สะท้อนกลับมาจากอากาศกลับที่ติดอยู่กับขั้วขาอินพุต เนื่องจากค่านี้น้อยมากของ C_x ทำให้ v_{bc} ซึ่งเป็นแรงดันคอปเปอร์ C_x มีค่าบอดไปด้วย จึงสามารถละทิ้งค่า $gm v_{bc}$ ได้ และด้วยการประยุกต์ใช้ทฤษฎี Miller's effect [10] ในการวิเคราะห์ จะสามารถแสดงรูปวงจรมูลได้ใหม่ดังรูปที่ 4 โดยกำหนดให้ $v_{in} = v_{oc}$

และ $Z_x = \frac{1}{sC_{\mu}} // \frac{1}{sC_3} // \frac{1}{sC_{\nu}} // \frac{1}{sC_2} // \frac{1}{sC_1}$ ดังนั้น $v_{oc}(s)$ จึงเขียนได้ดังนี้

$$v_{oc}(s) = \left(\frac{Z_x R_{out}}{(R_1 // R_2)(R_{in} + Z_x)} \right) v_i(s) \quad (7)$$

$$\text{โดยที่ } Z_x = \frac{1}{sC_{\mu}} // \frac{1}{sC_3} // \frac{1}{sC_{\nu}} // \frac{1}{sC_2} // \frac{1}{sC_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{(C_2 + C_{\mu_n} + C_1)}{s \left[(C_2 + C_{\mu_n} + C_1)(C_{\mu_n} + C_3) + (C_2(C_{\mu_n} + C_1)) \right]}$$

และ $H = \left(\frac{1 + sC_4R_{out}}{sC_4R_{out}} \right)$ เมื่อแทนค่า Z และ H ลงในสมการ (7)

สามารถแทนค่า $M(\omega)$ และเฟส $\phi(\omega)$ ของฟังก์ชันส่งผ่าน $\frac{V_{out}(s)}{V_i(s)}$ ได้ดังสมการ (8) และ (9)

$$M(\omega) = \frac{KJA}{\sqrt{(A')^2}} \approx \frac{KJ}{A} = A \quad (8)$$

$$\phi(\omega) = 0 \quad (9)$$

โดยที่ค่า $K = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2} \right)$, $J = (C_2 + C_{\mu_n} + C_1)(C_4R_{out})$ และ

$A = \left[(C_2 + C_{\mu_n} + C_1)(C_{\mu_n} + C_3) + (C_2(C_{\mu_n} + C_1)) \right] + (C_2 + C_{\mu_n} + C_1)C_3$ เมื่อค่าแทนค่า $V_i(\tau)$ เป็นสัญญาณเคปเลอร์ป้อนมาเป็นอินพุตซึ่งมีของเป็นฟังก์ชันบังคับ $V_i(\tau) \approx V_{in}(\tau) = A_i \cos((\omega_n + \omega_d)\tau)$ (5) สามารถแสดงได้ดังสมการ (10)

$$V_{out}(\tau) = A_o A_i \cos((\omega_n + \omega_d)\tau) \quad (10)$$

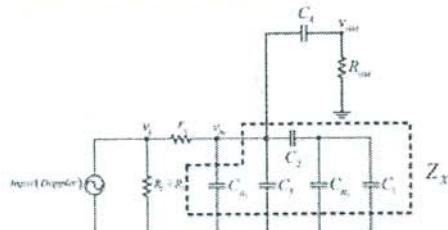
โดยที่ A_o และ ω_d คือขนาดและความถี่ของสัญญาณเคปเลอร์ที่สามารถรับมาได้ ส่วน ω_n คือความถี่ของสัญญาณคลื่นนิ่ง

เมื่อนำสัญญาณนี้มาแทนเป็นผลคูณของฟังก์ชันในสมการ (1) และเพื่อให้ง่ายต่อการอธิบาย เราจะให้จาวงจร I_0 ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ผลคูณของสมการข้างวางจึงเขียนได้เป็น

$$V_o(t, \tau) = V_o(t) = \frac{A_o A_i \cos(\omega_d t)}{2} + X_0 \cos(\omega_n t) + \frac{A_o A_i \cos((2\omega_n + \omega_d)t)}{2} + A_o A_i \cos((\omega_n + \omega_d)t) \quad (11)$$

หมายเหตุให้เห็นได้ชัดเจนได้ว่าฟังก์ชันของสมการ (11) เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไม่จากความถี่ตั้งเดิม อันเนื่องมาจากปรากฏการณ์เคปเลอร์ซึ่งสมการสัญญาณคลื่นนิ่งได้ให้ค่าความถี่สัญญาณดังกล่าวไปตามวงจรของวงจรที่สัมพันธ์กัน

จากแนวความคิดที่ได้เสนอข้างต้น จึงกล่าวได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปสามารถนำมาอธิบายองค์ประกอบของความถี่ของผลการวิเคราะห์โคไซน์ซิมพลีไดโอด โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์ที่คำนวณเวลาหลายตัวให้มีวงจรมีกรป้อนสัญญาณจาวงจรกำเนิดสัญญาณไปปะทะอันกับวัตถุที่มีความเร็วทำให้เกิดสัญญาณเคปเลอร์ สะท้อนกลับเข้ามาเป็นอินพุตโดยมองว่าเป็นฟังก์ชันบังคับที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยลำดับต่อไปจะเป็นผลการทดลองเพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ที่ได้เสนอนี้



รูปที่ 4 วงจรสมมูลสัญญาณขาออกเมื่อป้อนสัญญาณเคปเลอร์

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36 (EECON-36) 11 - 13 ธันวาคม 2556 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

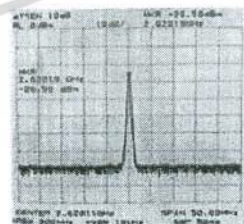
3. ผลการทดลอง

จากหลักการที่นำเสนอเราได้ทำการทดลองวงจรในรูปที่ 1 โดยทรานซิสเตอร์ที่ใช้คือ BEG135 และค่าอุปกรณ์ต่างๆกำหนดไว้เป็นดังนี้ $R_1 = 220\Omega$, $R_2 = 2.2k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_{out} = 50\Omega$, $C_1 = 470nF$, $C_2 = 3pF$, $C_3 = 22pF$, $C_4 = 3pF$, $C_5 = 3pF$, $C_6 = 3pF$, $C_7 = 3pF$, $L = 12nH$, $V_{cc} = 12V$.

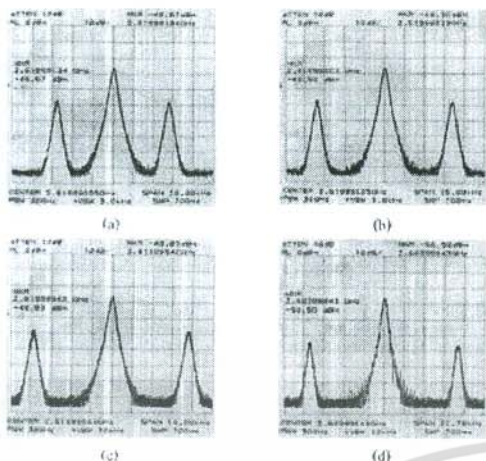
ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณเคปเลอร์สะท้อนวัตถุกลับเข้ามา สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแอมพลิจูดสัญญาณซึ่งวัดค่าจากเครื่อง Spectrum analyzer สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5 ได้ผลเป็นคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 2.62019 GHz หลังจากนั้นนำสัญญาณเคปเลอร์ที่เกิดขึ้นจากการสะท้อนจากวัตถุที่มีความเร็วโดยสมมติให้สัญญาณเคปเลอร์นี้เป็นสัญญาณจากหัวกระสุนปืน M-16 ที่มีความเร็ว 930 m/s เมื่อคำนวณเป็นความถี่เคปเลอร์จะให้ความถี่เท่ากับ 6.117kHz และใช้วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงในการสร้างความถี่ดังกล่าวออกมา ป้อนเป็นฟังก์ชันบังคับ (forced function) ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณโคไซน์คลื่น ได้สเปกตรัมความถี่ของคลื่นที่มีความถี่ 2.62019 GHz และสเปกตรัมของสัญญาณเคปเลอร์ที่ความถี่ 2.62019 GHz \pm 6.117 kHz เพื่อให้ผลการทดลองมีความชัดเจนยิ่งขึ้นจึงทำการทดลองที่สัญญาณเคปเลอร์ความถี่อื่น ซึ่งประกอบด้วยความถี่ 2.62019 GHz \pm 8 kHz, 2.62019 GHz \pm 7 kHz และ 2.62019 GHz \pm 8 kHz ดังรูปที่ 6(a-d) โดยที่สเปกตรัมแกว่งกลางคือสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ สเปกตรัมทางด้านซ้ายคือสเปกตรัมความถี่เคปเลอร์ที่ลบกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถ่ายสัญญาณและสเปกตรัมทางด้านขวาคือสเปกตรัมความถี่เคปเลอร์ที่บวกกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ

เมื่อนำสัญญาณเคปเลอร์นี้เป็นฟังก์ชันอินพุตกับอินพุตซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลาให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ จะเกิดสเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ความถี่ต่างๆ ที่ความถี่ต่ำ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7(a-d) โดยรูปที่ 7(a) - 7(d) จะประกอบไปด้วยสเปกตรัมสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่ความถี่ 8kHz, 6.117kHz, 7kHz และ 8kHz ตามลำดับ

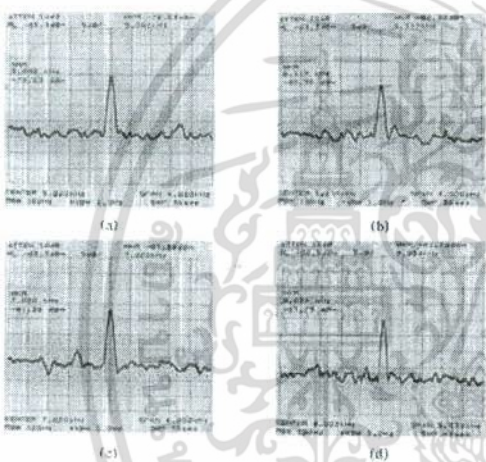
จากนั้นใช้สายอากาศแบบโบโบในในการทดลองส่งและรับสัญญาณจริง มีระยะทางของฝั่งส่งและรับคือ 5 ฟุต โดยกรณีที่ไม่มีสัญญาณเคปเลอร์สะท้อนวัตถุกลับเข้ามา สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถ่ายสัญญาณที่ต่อสายอากาศ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 8 จากนั้นทดลองป้อนสัญญาณเคปเลอร์ที่มีความถี่ต่างๆและนำการวัดค่าสเปกตรัมของทางความถี่ของผลการทดลองนี้ที่ความถี่ต่ำ จะให้สัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่ความถี่ต่างๆเกิดขึ้น ดังรูปที่ 9(a-d) โดยรูปที่ 9(a)-9(d) จะประกอบไปด้วยสเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่ความถี่ 8kHz, 6.117kHz, 7kHz และ 8kHz ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ปรากฏขึ้น แสดงว่าเราสามารถกู้สัญญาณเคปเลอร์กลับมาได้เมื่อนำสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ไปผ่านวงจรของความถี่ต่ำนั้น



รูปที่ 5 สัญญาณจาวงจรกำเนิดสัญญาณ



รูปที่ 6 สเปกตรัมของสัญญาณเอเคอร์ของวงจรกำเนิดสัญญาณและสัญญาณคอปเปอร์ โดยที่รูป a, b, c, d คือสเปกตรัมความถี่คอปเปอร์ 2.62019 GHz ± 5 kHz, 2.62019 GHz ± 6.117 kHz, 2.62019 GHz ± 7 kHz และ 2.62019 GHz ± 8 kHz ตามลำดับ



รูปที่ 7 สเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ เมื่อสังเกตที่ความถี่ต่าง โดยที่รูป a, b, c, d คือสเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่ความถี่ 5 kHz, 6.117 kHz, 7 kHz และ 8 kHz ตามลำดับ

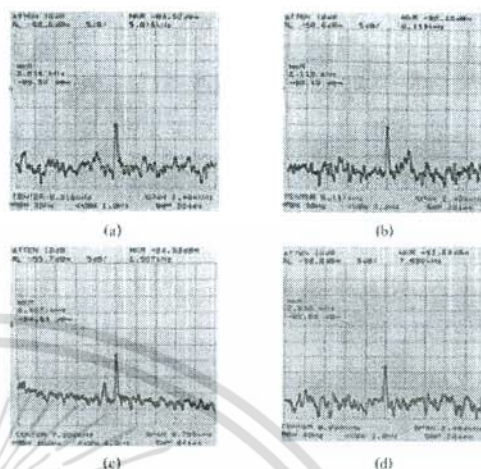


รูปที่ 8 สัญญาณเอเคอร์ที่ลดจากรางกำเนิดสัญญาณที่คอปกับเสาอากาศ

4. สรุปผลการทดลอง

บทความนี้ได้เน้นเสนอการศึกษาค่าประกอบทางความถี่ของเรดาร์ระยะใกล้ที่ใช้วงจรถอดโคโตนโดยอาศัยหลักทวิเรขาคณิตเวลาหลายตัว โดยใช้วงจรถักเกิดสัญญาณความถี่สูงในการอธิบาย ด้วยกรุป้อนสัญญาณคอปเปอร์เป็นอินพุตให้กับวงจรถักเกิดสัญญาณ ทำให้เกิดการคูณกันของสัญญาณ โดยที่เรดาร์สนใจคือองค์ประกอบทางความถี่ต่ำของสัญญาณเอเคอร์ของวงจรถักเกิดสัญญาณ นั่นคือสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปของความถี่เดิมซึ่งมีผลมาจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ดังนั้น

เราสามารถกู้คืนสัญญาณคลื่นรูปไซน์ด้วยค่าที่วัดออกมาได้ด้วยวิธีการที่สัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยความไวของวงจรมีใช้ในการทดลองนี้มีค่า -78.45 dBm



รูปที่ 9 สเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่รับจากเสาอากาศเมื่อสังเกตที่ความถี่ต่าง โดยที่รูป a, b, c, d คือสเปกตรัมของสัญญาณ $V_o(t, \tau)$ ที่รับจากเสาอากาศที่ความถี่ 5 kHz, 6.117 kHz, 7 kHz และ 8 kHz ตามลำดับ

เอกสารอ้างอิง

- [1] LV. Komonov and S.M. Smolnsky, Fundamentals of Short-range FM RADAR, London, Meth House, 2003.
- [2] S.D. Votoropin and V. Ya. Noskov, "EHF AUTODYNE SIGNALS FOR TRACKING THE PARAMETERS OF MOVING OBJECTS," Russian Physics Journal, vol. 43(7), 2000.
- [3] S. D. Votoropin and V. Ya. Noskov, "Application of Autodyne Effect of UHF Oscillators for Studying Their Radin Physical Properties," Microwave and Telecommunication Technology, 2006. CrMTCO '06. 16th International Chinese Conference, vol. 1, pp.150 – 152, Sept 2006.
- [4] V. Ya. Noskov and Ignatkov, K.A., "Dynamic autodyne features of microwave generators," Microwave and Telecommunication Technology (CrMTCO), 2012 22nd International Chinese Conference, pp. 883 - 884, 10-14 Sept. 2012.
- [5] J.W. Jewett, Jr. and R.A. Serway, Physics for scientists and engineers with modern physics, 7th Edition, Cengage Learning, EMUA, 2008.
- [6] S. Alidoost, R. Sadeghzade, R. Farahi, " Autodyne System with a Single Antenna," Radar Symposium (IRS), 2010 11th International, pp. 1 – 5, 16-18 June 2010.
- [7] F. Manoechulante, T. Tuwanut, P. Kosueyaporn, P. Wardkein, "New analytic solution of second-order oscillator using multi-time variables technique," Intelligent Signal Processing and Communication Systems, pp. 637-640, 13-16 December 2005.
- [8] K. Kittipate, J. Kosueyaporn, P. Wardkein, "Amplitude Demodulation Based on Time-Varying Forced Input of Second-Order Oscillator Circuit," TENCON 2009 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4, 23-26 January 2009.
- [9] M.M. Radmanesh, Radio frequency and microwave electronics illustrated, California State University, Northridge, Prentice Hall PTR, 2008.
- [10] J.M. Miller, "Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit," Scientific Papers of the Bureau of Standards, vol. 15(351), pp. 367-385, 1920.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36 (EECON-36) 11 - 13 ธันวาคม 2556 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายสุธาสิน ศรีสุข
วัน เดือน ปีเกิด	11 พฤษภาคม 2533
ที่อยู่	100/54 ม.1 หมู่บ้านร็อคคาร์เด็นฯ ซอยบางเขตรธรรมอยู่สุข 1 ถ.หลวงแพ่ง-เทพราช ต.ศรีษะจรเข้ชั้น้อย อ.บางเสาธง จ.สมุทรปราการ 10540
ประวัติการศึกษา	2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง 2.) ระบบเรดาร์ระยะสั้น 3.) การวิเคราะห์วงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วยทฤษฎีสัญญาณและระบบ
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ. 2554-2555	ตำแหน่ง วิศวกรตรวจงาน (Inspector) บริษัท บีบี เทคโนโลยี จำกัด ตรวจสอบการติดตั้งและซ่อมบำรุงอุปกรณ์ในโครงข่าย 3G ให้กับ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน)
พ.ศ. 2557-ปัจจุบัน	- ผู้ร่วมวิจัยโครงการเรดาร์ระยะสั้นเพื่อใช้ในงานด้านห้วงรบ - ผู้ร่วมวิจัยโครงการ Frequency hopping ในย่านความถี่สูงโดยใช้ SDR (Software Define Radio) ร่วมกับสถาบันเทคโนโลยีป้องกันประเทศ (องค์การมหาชน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง **139581** อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้