

วิทยุเอฟเอ็ม

FM Radio



กานต์ แซ่โซว  
Kan Saesow

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2566

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุเอฟเอ็ม

FM Radio



กานต์ แซ่โซว  
Kan Saesow

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2566

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2566  
ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะ วิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง วิทยุเอฟเอ็ม  
FM Radio  
ผู้จัดทำ นายกานต์ แซ่โซ้ว รหัสประจำตัว 63010072

ปริญญาานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



(ผศ.ดร.กสิน วิเชียรชม)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	วิทยุเอฟเอ็ม
นักศึกษา	นายกานต์ แซ่โซว รหัสประจำตัว 63010072
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ	ผศ.ดร.กสิน วิเชียรชม

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับระบบรับวิทยุเอฟเอ็มในย่าน 88 – 108 MHz ระบบดังกล่าวจะประกอบไปด้วย วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรคูณ วงจรเฟสล็อก วงจรขยายความถี่กลาง วงจรกรอง วงจรขยายคลาสิค และการถอดรหัสด้วยการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ในส่วนของวงจรจะเน้นให้สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์แบบแยกส่วน (กล่าวคือจะไม่ใช้วงจรรวมเลย เพื่อให้มีความใกล้เคียงกับการออกแบบวงจรรวมมากที่สุดคือสามารถปรับตัวแปรต่างๆ เช่น กระแส แรงดันไบอัส ให้เป็นไปตามต้องการ)

โครงการนี้ไม่ได้เป็นการแก้ปัญหาใดๆของวิทยุเอฟเอ็มที่มีอยู่แล้ว แต่เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบ และสร้างระบบ ซึ่งระบบที่เลือกใช้ก็เป็นระบบที่ทันสมัย ใช้ในเครื่องรับสัญญาณสมัยใหม่ โดยเน้นถึงมุมมองในทางปฏิบัติ แม้โครงการนี้จะไม่เสร็จสมบูรณ์ตามความคาดหวังเนื่องจากเวลาไม่เอื้ออำนวย แต่โครงการนี้ก็ได้ออกแบบเนื้อหาได้พอสมควรที่ผู้อ่านสามารถนำไปต่อยอดได้

Project Title	FM Radio
Student	Mr. Kan Saesow Student ID 63010072
Degree	Bachelor of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2023
Project Advisor	Asst. Prof. Kasin Vichienchom, Ph.D

### ABSTRACT

This project is a study of FM radio receiver system in the range of 88 – 108MHz. The system consists of an LNA, a mixer, a PLL, an IF-amplifier, filters, a class D amplifier, and a DSP for demodulation and PLL control using a microcontroller. The circuitry in this project will be built from discrete devices as much as possible (i.e., there will not be any integrated circuits). To be as similar as possible to an integrated circuit design; variables such as current, and bias voltage can be adjusted as wish).

This project does not solve any existing FM radio problems. But it is a study of designing and building systems. The system chosen is a modern one, used in modern receivers. The design concentrates on the practical perspective. Although this project was not completed as expected due to time constraints, it covers enough content that readers can experiment further by themselves.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการในครั้งนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน และโดยเฉพาะอย่างยิ่งอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้ความรู้ ประสิทธิ์ประสาทวิชาทั้งทางด้าน การประมวลผลสัญญาณ และด้านอิเล็กทรอนิกส์ความถี่วิทยุ และสำหรับสถานที่และเครื่องมือที่ได้ อนุเคราะห์ รวมไปถึงการช่วยเหลือในเรื่องอื่น ๆ ทั่ว ๆ ไป

ผู้จัดทำยังต้องขอขอบคุณเป็นกรณีพิเศษถึง อาจารย์ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และคณะที่ได้ ให้ความรู้ด้านเสาอากาศ ขอขอบคุณคุณคุณศุภชัย ไชยมนักร ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ และคอยช่วยเหลือใน ด้านต่าง ๆ ขอขอบคุณคุณฉัตรชนก ผลพุกษา ที่ได้ช่วยเหลือในการเขียนรายงาน และขอขอบคุณ เพื่อนสนิทมิตรสหายทั้งหลายที่ให้อกำลังใจอันน่าพาให้โครงการนี้สำเร็จเท่าที่จะเป็นไปได้

ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาผู้คอยช่วยชี้แนะและให้การสนับสนุนทางกายก็ดี ทางใจก็ดี ความรู้อันเป็นพื้นฐานทั้งหลายที่ผู้จัดทำได้จากการศึกษา เรียนรู้จากท่านต่างๆ ผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณผู้เมตตาอารีเหล่านั้นด้วย

กานต์ แซ่โซว

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูปภาพ.....	VI
บทที่ 1.....	1
1.1    ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2    ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3    สมมุติฐานของการศึกษา.....	1
1.4    ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษา.....	1
1.5    ขอบเขตการศึกษา.....	2
1.6    ขั้นตอนของการศึกษา.....	2
บทที่ 2.....	3
2.1    ระบบเครื่องรับวิทยุ FM.....	3
2.2    ขั้นตอนวิธีในการแยกสัญญาณเชิงความถี่ด้วยวิธีทางดิจิทัล <sup>[2]</sup> .....	4
2.2.1    การกล้ำสัญญาณเชิงความถี่ (Frequency Modulation).....	4
2.2.2    การสุ่มตัวอย่างย่อย (Subsampling).....	5
2.2.3    ตัวแยกสัญญาณแบบหน่วงแถบความถี่ฐาน (Baseband Delay Demodulator).....	7
2.2.4    ตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟส (Phase-Adapter Demodulator).....	11
2.2.5    เฟสล็อกคูลูป (Phase-Lock Loop, PLL).....	13
2.2.6    ตัวแยกสัญญาณแบบผสม (Mixed Demodulator).....	20
2.2.7    สรุป.....	22
2.3    วงจรแกว่งกวัดแบบโคลพิตต์ส (Colpitts Oscillator).....	23
2.4    ระบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control, AGC).....	25
2.5    วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier, LNA).....	25
2.6    วงจรมิกเซอร์ (mixer circuit).....	28
2.7    วงจรถ้าเนตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator, VCO).....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8	ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนก้นหอย (Spiral Inductor) .....	31
บทที่ 3	.....	33
บทที่ 4	.....	48
4.1	สัญญาณนาฬิกาประจำเครื่อง.....	48
4.2	ระบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	48
4.2.1	วงจรเรียงกระแส .....	49
4.2.2	วงจรปรับอัตราขยายได้.....	50
4.3	ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนก้นหอย.....	52
4.4	วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	54
4.5	วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน .....	54
4.6	มิกเซอร์ .....	55
บทที่ 5	.....	56
5.1	สรุปผล .....	56
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	56
เอกสารอ้างอิง	.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 แผนภาพบล็อกโดยคร่าวของเครื่องรับวิทยุ superheterodyne.....	4
รูปที่ 2.2 บล็อก Simulink ของ (ก) ตัวกล้ำ FM (ข) แบบจำลองของ (ก).....	5
รูปที่ 2.3 แบบจำลองการสุ่มตัวอย่างย่อยใน Simulink .....	6
รูปที่ 2.4 การสุ่มตัวอย่างย่อยที่ $k_{FM} = (ก) 10$ และ (ข) 18000.....	7
รูปที่ 2.5 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณเชิงซ้อน .....	8
รูปที่ 2.6 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณจริง .....	8
รูปที่ 2.7 แบบจำลองตัวแยกสัญญาณแบบหนึ่งแถบความถี่ฐานใน Simulink .....	9
รูปที่ 2.8 โครงสร้างการจำลอง.....	9
รูปที่ 2.9 ผลการจำลองตัวแยกสัญญาณแบบหนึ่งแถบความถี่ฐานแบบอุดมคติที่ $k_{FM} = 180$ .....	10
รูปที่ 2.10 ผลการจำลองตัวแยกสัญญาณแบบหนึ่งแถบความถี่ฐานแบบอุดมคติที่ $k_{FM} = 18000$ ..	10
รูปที่ 2.11 สเปกตรัมของสัญญาณเชิงรีจากตัวแยกสัญญาณแบบหนึ่งแถบความถี่ฐาน .....	11
รูปที่ 2.12: ตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟส .....	11
รูปที่ 2.13 แบบจำลอง Simulink ของตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟสที่เป็นอุดมคติ.....	11
รูปที่ 2.14 กราฟตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟส ด้วย $k_{FM} = 180$ .....	12
รูปที่ 2.15 กราฟตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟส ด้วย $k_{FM} = 18000$ .....	13
รูปที่ 2.16 แผนภาพบล็อกตัวแยกสัญญาณแบบ PLL ในทางปฏิบัติ .....	14
รูปที่ 2.17 กราฟตัวถอดจาก PLL ที่เป็นไอเดียด้วย $k_{FM} = 1800$ .....	17
รูปที่ 2.18 กราฟตัวถอดจาก PLL ที่เป็นไอเดียด้วย $k_{FM} = 18000$ .....	17
รูปที่ 2.19 สเปกตรัมของสัญญาณเชิงรีสำหรับ PLL ที่เป็นอุดมคติ .....	18
รูปที่ 2.20 PLL DSP $k_{FM} = 1800$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาส .....	18
รูปที่ 2.21 PLL DSP $k_{FM} = 18000$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาส.....	18
รูปที่ 2.22 PLL DSP $k_{FM} = 1800$ โดยไม่มีตัวกรองแบนด์พาส .....	19
รูปที่ 2.23 PLL DSP $k_{FM} = 18000$ โดยไม่มีตัวกรองแบนด์พาส .....	19
รูปที่ 2.24 PLL DSP $k_{FM} = 18000$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาสในรูป .....	19
รูปที่ 2.25 แบบจำลอง Simulink ของตัวถอดข้อมูลผสมที่เหมาะสม .....	20
รูปที่ 2.26 กราฟของตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติด้วย $k_{FM} = 180$ .....	20
รูปที่ 2.27 กราฟของตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติด้วย $k_{FM} = 18000$ .....	21
รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของสัญญาณเสียงเชิงรีสำหรับตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติ .....	21

รูปที่ 2.29	สเปกตรัมของสัญญาณซีรฟ์สำหรับตัวกรองผ่านจัดการดิจิทัล.....	21
รูปที่ 2.30	การเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสำหรับแบบจำลองที่เป็นอุดมคติของ อัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วยค่า $k_{FM}$ คงที่ที่ 18000 และความถี่ที่แปรผัน.....	22
รูปที่ 2.31	เปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนสำหรับแบบจำลองอุดมคติของอัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วย ความถี่คงที่ที่ 2000Hz และ $k_{FM}$ ที่เปลี่ยนแปลง.....	23
รูปที่ 2.32	เปรียบเทียบ SINAD สำหรับแบบจำลอง DSP ของอัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วย $k_{FM}$ คงที่ที่ 18000 และความถี่ที่เปลี่ยนแปลง.....	23
รูปที่ 2.33	วงจรโคลทิตตส์ออสซิลเลเตอร์แบบ (ก) เบสร่วมและ (ข) คอลเลคเตอร์ร่วมอย่างง่าย.....	24
รูปที่ 2.34	ระบบของ AGC พร้อมนิยามศัพท์ .....	25
รูปที่ 2.35	วงจร LNA ชนิด (ก) อิมิตเตอร์ร่วม และ (ข) เบสร่วม.....	25
รูปที่ 2.36	วงจรสำหรับพิจารณาอิมพีแดนซ์ขาเข้า .....	26
รูปที่ 2.37	วงจรมิกเซอร์ชนิดกัมมันต์ 3 ชนิด .....	28
รูปที่ 2.38	วงจรเทียบเคียงขณะ (ก) Q1 อยู่ในย่านตัดขาด และ (ข) Q1, Q2 ในย่านกัมมันต์พร้อมกัน .....	29
รูปที่ 2.39	วงจรถ้าเนิดสัญญาณคู่ควบแบบไขว้ .....	29
รูปที่ 2.40	วงจรถ้าเนิดสัญญาณคู่ควบแบบไขว้ควบคุมด้วยแรงดัน .....	30
รูปที่ 2.41	ตัวแปรต่างๆของตัวเหนี่ยวนำ [1].....	31
รูปที่ 2.42	การลด W ลง .....	32
รูปที่ 3.1	แผนภาพบล็อคอของวงจร และการทำงานทั้งหมด .....	33
รูปที่ 3.2	ผังงานขั้นตอนการออกแบบ .....	34
รูปที่ 3.3	ผังต้นไม้ค้นหาของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	35
รูปที่ 3.4	วงจรแหล่งกำเนิดประจำเครื่อง.....	36
รูปที่ 3.5	แผนภาพ Bode ของวงจรกรองที่ต้องการ .....	37
รูปที่ 3.6	แผนภาพโพล-ซีโร ของวงจรกรองที่ต้องการ .....	37
รูปที่ 3.7	วงจรกรองความถี่ที่สังเคราะห์ขึ้น .....	40
รูปที่ 3.8	วงจรขยายสัญญาณ IF.....	41
รูปที่ 3.9	วงจรเหมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายสัญญาณ IF.....	41
รูปที่ 3.10	ผลการจำลองวงจรขยายสัญญาณ IF .....	42
รูปที่ 3.11	วงจรขยายสัญญาณ IF ที่ได้รับการพัฒนาแล้ว.....	42
รูปที่ 3.12	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณ IF ทั้งสอง .....	43
รูปที่ 3.13	แผนภาพบล็อคอของวงจร AGC .....	43

รูปที่ 3.14 วงจรวัดทดสอบสัญญาณผลต่าง .....	43
รูปที่ 3.15 วงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 3.14 .....	44
รูปที่ 3.16 ตัวอย่างการจำลองตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอยบนแผ่นวงจรพิมพ์.....	44
รูปที่ 3.17 ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอยบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	45
รูปที่ 3.18 วงจร LNA ที่ใช้ในการทดลอง .....	46
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองวงจร LNA .....	46
รูปที่ 3.20 วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	47
รูปที่ 3.21 ผลการจำลองวงจรมิกเซอร์ .....	47
รูปที่ 3.22 วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	47
รูปที่ 4.1 ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณนาฬิกา .....	48
รูปที่ 4.2 สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ความถี่อินพุตต่างๆ.....	49
รูปที่ 4.3 สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ขนาดอินพุตต่างๆรับมาจาก VGA .....	50
รูปที่ 4.4 สัญญาณทางอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของ VGA .....	50
รูปที่ 4.5 สัญญาณทางเอาต์พุตของ VGA เทียบกับสัญญาณควบคุม .....	51
รูปที่ 4.6 การตอบสนองทางความถี่ของวงจร AGC .....	52
รูปที่ 4.7 ผลการวัดด้วย NanoVNA (ก) อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใช้งาน (ข) ความถี่ self-resonance ..	52
รูปที่ 4.8 ความเหนี่ยวนำในทางทฤษฎี และปฏิบัติ และความถี่ self-resonant ของตัวเหนี่ยวนำแบบ หน้าเดียว และ 2 หน้า.....	53
รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคู่ควบเมื่อความเหนี่ยวนำเปลี่ยนไป.....	53
รูปที่ 4.10 ผลการวัดวงจร LNA.....	54
รูปที่ 4.11 ผลการวัดวงจร VCO ที่เอาต์พุตฝั่งเดียว.....	54
รูปที่ 4.12 ผลการวัดวงจร VCO ที่แรงดันไบอัสกระแสทาง .....	55

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันแม้การฟังวิทยุ FM จะได้รับความนิยมน้อยลงแต่ก็หลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะกล่าวว่าวิทยุ FM นี้ก็เป็นพื้นฐานของการสื่อสารสมัยใหม่เช่น 3G 4G 5G ดังนั้นผู้จัดทำเล็งเห็นว่าหากต้องการเพิ่มความรู้อิเล็คทรอนิกส์ความถี่วิทยุ ก็ควรจะเริ่มจากระบบรับวิทยุ FM เนื่องจากไม่ยากจนเกินไป แต่ก็ไม่ง่ายคือมีความท้าทาย และสามารถทำได้โดยใช้อุปกรณ์แบบแยกส่วน ทำให้ออกแบบเองได้ และเห็นภาพเป็นรูปธรรมมากขึ้น ซึ่งเป็นการเพิ่มความรู้ความสามารถทั้งในทางทฤษฎีและปฏิบัติ

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. มีเสียงที่ฟังแล้วมาจากการกระจายเสียงวิทยุ FM ออกมาจากเครื่องรับ
2. สามารถปรับความถี่ได้
3. เพื่อศึกษาระบบเครื่องรับวิทยุ FM

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

คาดการณ์ว่าการเดินทางของสัญญาณเป็นไปตามที่ศึกษามาคือเมื่อสัญญาณจากเสาอากาศผ่านการแมทชิงที่วางจรรยาข่ายสัญญาณรบกวนต่ำจะให้ความถี่ออกมา 88 ถึง 108 MHz จากนั้นเมื่อนำไปคูณกับสัญญาณที่ได้มาจากเฟสล็อกคูลูป (Phase-Lock Loop, PLL) จะได้เป็น 10.7 MHz กับความถี่ที่บวกกันและเมื่อกรองจะเหลือแค่ 10.7 MHz จากนั้นสัญญาณนี้เมื่อนำไปขยายและ under sampling จะได้เป็น spectrum ที่เหมือนกับถูก direct conversion ลงมาที่ศูนย์เฮิร์ต จากนั้นเมื่อนำไปถอดรหัสก็จะให้เสียงออกมา การที่เฟสล็อกคูลูปคูณขึ้นโดยใช้วิธีการ fractional n จะให้ความถี่ออกมาได้ใกล้เคียงกับทฤษฎี

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษา

แนวคิดที่ใช้เป็นของเครื่องรับวิทยุ FM ชนิด superheterodyne โดยมีรูปแบบตามที่ได้กล่าวไว้ในสมมติฐานของการศึกษา

## 1.5 ขอบเขตการศึกษา

มีเสียงจากวิทยุ FM ออกมาจากเครื่องรับวิทยุ

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

การทดลองนี้จะสร้างจากง่ายไปยากคือจะสร้างจากความถี่เสียงไปยังความถี่วิทยุโดยการทดสอบว่าส่วนนั้นๆใช้งานได้หรือไม่ โดยใช้สัญญาณจากวิทยุ FM ที่มีอยู่และใช้งานได้อยู่แล้วมาใส่เป็นอินพุท



## บทที่ 2

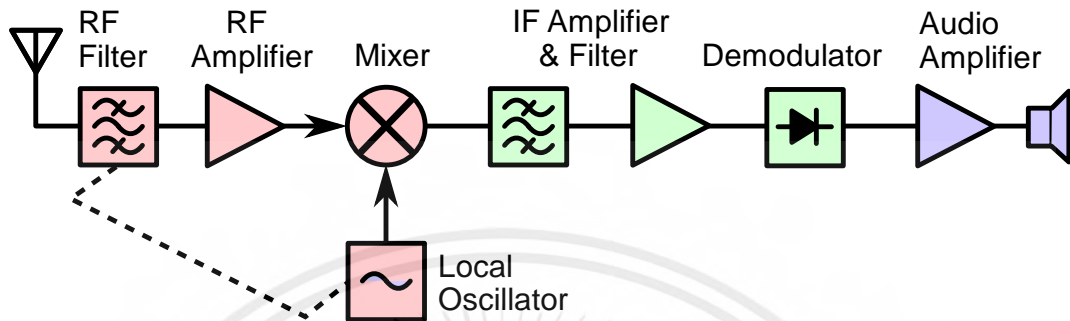
# ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ระบบเครื่องรับวิทยุ FM

ระบบเครื่องรับสัญญาณวิทยุมีหลากหลายประเภท แต่โดยหลักการแล้ว ทุกประเภทมีความต้องการเหมือนกันคือนำสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามา แปลงลงมาให้อยู่ในย่านความถี่ฐาน ไม่จำเป็นต้องเป็นตั้งแต่ 0Hz หรือไฟตรง อาจอยู่ในย่านความถี่สูงกว่านี้ก็ได้ จากนั้นนำไปถอดรหัสวิธีการก็ใช้หลักการของวงจรรวม หรือมิกเซอร์ในการคูณสัญญาณ การคูณกันของสัญญาณในทางโดเมนเวลาคือสังวัตนาการในทางโดเมนความถี่ และถ้าสัญญาณทั้งสองเป็นสัญญาณรูปไซน์แล้ว สัญญาณที่เป็นผลลัพธ์ก็จะเป็นรูปไซน์ด้วยโดยมีความถี่เกิดขึ้น 2 ค่า คือ ผลรวม และผลต่างของความถี่ของทั้งสองสัญญาณ ตัวอย่าง: สมมติว่าสัญญาณที่เข้ามาเป็น 1GHz ก็ใส่สัญญาณ 1GHz ก็สามารถได้ข้อมูลมาอยู่ที่ความถี่ฐานแล้ว และอาจจะได้สัญญาณอีกชุดหนึ่งที่ 2GHz แต่ไม่สนใจก็อาจกรองทิ้งด้วยวงจรต่ำผ่าน ลักษณะระบบที่ว่านี้เป็นชนิดแปลงผันตรง (direct conversion) หรือ homodyne คือแปลงจากความถี่วิทยุมาความถี่ฐานเลย ซึ่งง่ายมาก และการที่สัญญาณอีกชุดถูกทวีขึ้นไปสองเท่านี้ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องกรองออกเพราะวงจรส่วนใหญ่ไม่ตอบสนองต่อความถี่สูงมากอยู่แล้ว แต่มีข้อเสียอยู่บางประการ คือสัญญาณที่เข้าไปสู่มิกเซอร์อันมาจากความถี่ประจำเครื่อง (LO) อาจรั่วได้ และไปไหลในอีกอินพุทที่สัญญาณวิทยุเข้ามาทำให้เกิดปรากฏการณ์ self-mixing ทำให้ออกมาเป็นแรงดันไฟตรงบริสุทธิ์ซึ่งจะทำให้เกินพิสัยพลวัตของวงจรในภาคถัดไปกลายเป็นรับไม่ได้ การสร้างวงจรที่แก้ไขปัญหานี้มีแต่จะทำให้ข้อดีที่ง่ายไม่ซับซ้อนหายไป

จึงนิยมอีกประเภทหนึ่งซึ่งก็เป็นประเภทที่เครื่องรับวิทยุ FM ส่วนมากใช้ จะรู้จักในชื่อภาษาไทยว่า “ซูเปอร์เฮเทอ” (Superheterodyne) ระบบโครงสร้างนี้จะแปลงความถี่ลงมาที่ความถี่หนึ่งก่อน เรียกว่าความถี่กลาง (Intermediate Frequency, IF) แล้วจะลงไปที่ความถี่ฐานเลยก็ได้ หรือจะลงไปที่ความถี่กลางอีกค่าหนึ่งก่อน ระบบที่มีโครงสร้างเช่นนี้จะประกอบไปด้วยส่วนหลักดังรูปที่ 2.1 การเลือกความถี่ของ IF มีอยู่ 2 ประการ ได้แก่ การกำจัดความถี่จินตภาพ (image rejection) และสมรรถนะการเลือกความถี่ในย่าน (in-band selectivity) ถ้ายิ่ง IF ความถี่สูง การกำจัดความถี่จินตภาพยิ่งทำได้ง่าย เพราะช่วงระยะห่างของความถี่จินตภาพยิ่งห่างจากความถี่วิทยุที่ต้องการมากขึ้นทำให้วงจรกรองออกได้เยอะขึ้น แต่ก็จะทำให้ความถี่นั้นต่อช่วงความถี่ข้างเคียง (ค่า Q) สูงขึ้น ในทางวิทยุ FM แล้ว ปัญหาเกิดจาก IF มาก และค่า Q ไม่ได้เป็นปัญหามากนัก ทำให้ในการออกแบบในครั้งแรกที่ยังคงเป็นมาตรฐานจวบจนปัจจุบันพยายามเพิ่ม IF ให้ได้มากที่สุด สิ่งที่ดี และทำให้ไม่สามารถสูงไปต่อได้ในสมัยนั้นกลับเป็นเทคโนโลยีที่ไม่สามารถทำให้อุปกรณ์ตอบสนองความถี่สูงมากๆ

ในราคาถูกได้ จึงติดอยู่ที่ 10.7MHz ซึ่งเกิน 0.5 เท่าของแบนด์วิดธ์อยู่ระดับหนึ่ง อีกหนึ่งหลักสำคัญคือหาก IF ที่ใช้ไม่สูงกว่า 20kHz จะเรียกว่า heterodyne ธรรมดา คำว่า **superheterodyne** มาจาก supersonic + heterodyne ซึ่งก็คือการใช้ IF ที่สูงกว่ามนุษย์ได้ยินนั่นเอง



รูปที่ 2.1 แผนภาพบล็อกโดยคร่าวของเครื่องรับวิทยุ superheterodyne<sup>1</sup>

## 2.2 ขั้นตอนวิธีในการแยกสัญญาณเชิงความถี่ด้วยวิธีทางดิจิทัล<sup>[2]</sup>

### 2.2.1 การกล้ำสัญญาณเชิงความถี่ (Frequency Modulation)

การกล้ำสัญญาณเชิงความถี่ เป็นรูปแบบการผสมสัญญาณ (Modulation) โดยผสมกันโดยใช้การเปลี่ยนแปลงความถี่ ตามสมการ

$$s_{FM}(t) = A \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \phi_{FM}(t)) \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$\phi_{FM}(t) = k_{FM} \cdot \int s_N(t) \cdot dt \quad (2.2)$$

โดย  $\omega_T$  คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห้ในหน่วย rad/s และ  $k_{FM}$  คือดัชนีการกล้ำสัญญาณ สิ่งที่น่าสนใจคือจะไม่มีความสัมพันธ์ระหว่างสเปกตรัมของสัญญาณข้อความ  $s_N(t)$  กับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกกล้ำแล้ว พิจารณาตามตัวอย่างสัญญาณโคไซน์ขนาด  $K$  ความถี่เชิงมุม  $\omega_N$  จะมีสัญญาณที่ถูกกล้ำแล้วในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่เป็น

$$s_{FM}(t) = A \cdot \cos[\omega_T \cdot t + \mu \cdot \sin(\omega_N \cdot t)] \quad (2.3)$$

$$S_{FM}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\mu) \cdot \pi \cdot [\delta(\omega + \omega_T + n \cdot \omega_N) + \delta(\omega - \omega_T - n \cdot \omega_N)] \quad (2.4)$$

<sup>1</sup> Image from [https://en.wikipedia.org/wiki/Superheterodyne\\_receiver#/media/](https://en.wikipedia.org/wiki/Superheterodyne_receiver#/media/File:Superheterodyne_receiver_block_diagram_2.svg)

File:Superheterodyne\_receiver\_block\_diagram\_2.svg

จะเห็นว่า FM จะมีจำนวนแถบความถี่มากมายไม่สิ้นสุด ทำให้การส่งผ่านคลื่น FM จะต้องใช้แบนด์วิดท์มากตามไปด้วย แต่ขนาดจะลดลงเร็วมากเมื่อห่างจากความถี่พาห้ทำให้ในทางปฏิบัติสามารถจำกัดการส่งจำนวนแถบความถี่ข้าง (sideband) ลง ตามกฎของคาร์สัน (Carson's rule) ดังสมการ

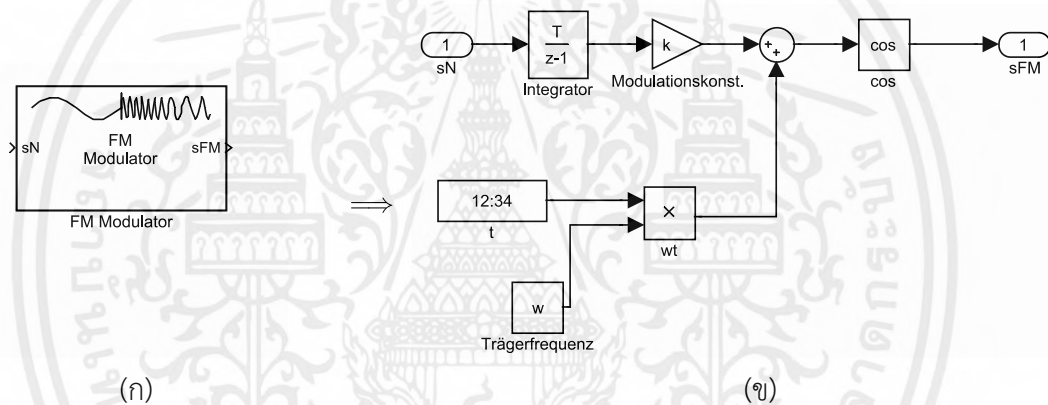
$$b_{FM} = 2 \cdot (\Delta F + f_g) \quad (2.5)$$

เมื่อ  $f_g$  เป็นความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่งและ

$$\Delta F = \mu \cdot f_g = \frac{k_{FM} \cdot K}{2 \cdot \pi} \quad (2.6)$$

$$\mu = \frac{k_{FM} \cdot K}{\omega_N} \quad (2.7)$$

เพื่อให้เข้าใจมากขึ้นจะมีตัวอย่างการจำลองโดยใช้ Simulink ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อก Simulink ของ (ก) ตัวกล้ำ FM (ข) แบบจำลองของ (ก)

### 2.2.2 การสุ่มตัวอย่างย่อย (Subsampling)

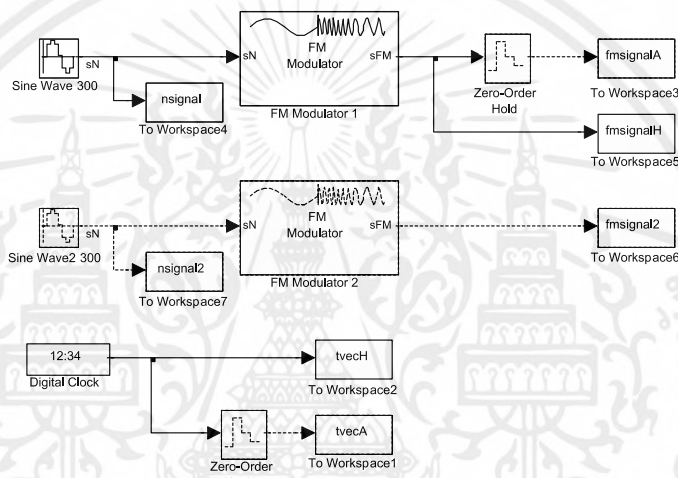
หลังจากกรองความถี่สัญญาณ FM ด้วยตัวกรองแถบความถี่ผ่านความถี่พาห้ที่ 10.7 MHz และความกว้างแถบ 150 kHz ซึ่งทำให้ความถี่สูงสุดเกินกว่า 10.7 MHz ดังนั้นจึงต้องการอัตราการสุ่มที่เกิน 21 MHz อัตราการส่งข้อมูลนี้สูงเกินไปสำหรับ DSP ในปัจจุบัน อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสัญญาณถูกจำกัดแถบความถี่  $b$  (150kHz) เราสามารถใช้เทคนิคสุ่มตัวอย่างย่อยได้ และสามารถคำนวณอัตราการสุ่มได้ตามสมการ

$$f_s = \frac{4f_c}{2\lambda + 1} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $f_s$  คือความถี่การสุ่มตัวอย่าง,  $f_c$  คือความถี่คลื่นพาห้ และ  $\lambda$  เป็นจำนวนเต็มบวกที่มากที่สุดที่น้อยกว่า  $\frac{f_c}{b} - 0.5$

ตัวอย่าง: รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของแบบจำลองการสุ่มตัวอย่างย่อย การจำลองนี้จำลองด้วยความถี่ 2 ค่าที่ต่างกัน ได้แก่  $f_H$  และ  $f_A$  ซึ่ง  $f_A$  คือความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง ( $=f_s$ ) และคำนวณได้ตามสมการข้างต้น ในที่นี้ ให้  $f_c = 10.7\text{MHz}$ ,  $b = 12.5\text{kHz}$  จะได้ว่า  $\lambda < 855.5$  เลือกให้  $\lambda = 854$  และ  $f_A = f_s = 25\,043.89\text{ Hz}$  ส่วนความถี่ที่สองเป็นความถี่ที่ใช้ในการจำลองสัญญาณแอนะล็อกที่ต่อเนื่องซึ่งจะถูกสุ่มตัวอย่างย่อย ซึ่งก็จะต้องมีคุณสมบัติตรงตามทฤษฎีการสุ่มสัญญาณอยู่ดีเพราะจำลองในคอมพิวเตอร์ดิจิทัล นอกจากนี้  $f_H$  ยังต้องเป็นจำนวนเต็มเท่าของ  $f_A$  เพื่อให้การจำลองทำงานได้ ทั้งหมดทั้งหมดนี้ได้ว่า

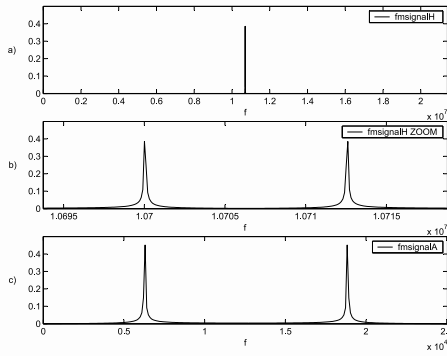
$$f_H = 855 \cdot f_A = 21\,412\,521.94\text{ Hz}$$



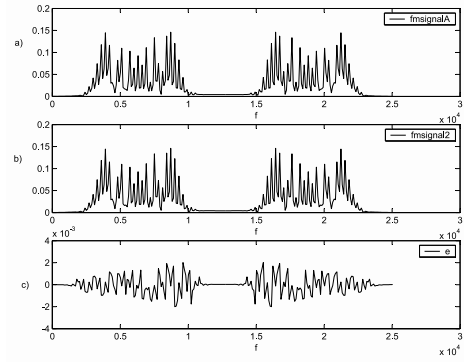
รูปที่ 2.3 แบบจำลองการสุ่มตัวอย่างย่อยใน Simulink

มอดูล *FM Modulator 1* กล้าสัญญาณข้อความไปยังความถี่พาห้  $10.7\text{MHz}$  สัญญาณที่ได้จะไปออกที่ *fmsignalH* โดยตรง และยังถูกสุ่มตัวอย่างย่อยต่อด้วยความถี่  $f_A$  และไปออกที่ *fmsignalA* สัญญาณข้อความเดียวกันนั้นยังถูกกล้าด้วย *FM Modulator 2* ไปยังความถี่พาห้  $f_A/4$  และออกไปยัง *fmsignal2*

รูปที่ 2.4 (ก) แสดงกราฟสเปกตรัมขนาดเล็กสำหรับสัญญาณ FM ที่  $k_{FM} = 10$  ผลลัพธ์แสดงให้เห็นสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างย่อย *fmsignalA* เปรียบเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณต้นฉบับ *fmsignalH* รูปที่ 2.4 (ก) (a) แสดงสเปกตรัมต้นฉบับในช่วงความถี่ทั้งหมดจาก DC ถึง  $f_H$  ส่วน (b) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเดียวกันเฉพาะจาก  $854 \cdot f_A$  ถึง  $855 \cdot f_A$  ซึ่งเป็นส่วนที่ถูกเลื่อนด้วยการสุ่มตัวอย่างย่อย และ (c) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างย่อย ซึ่งจะเห็นว่า เป็นเสมือนสัญญาณ FM ที่มีความถี่พาห้เป็น  $f_A/4$  นอกจากนี้จะเห็นว่า b) เลื่อนไปยัง c) เหมือนกับที่อธิบายไว้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 การซูมตัวอย่างย่อยที่  $k_{FM} =$  (ก) 10 และ (ข) 18000

รูปที่ 2.4 (ข) แสดงกราฟของการจำลองด้วย  $k_{FM} = 18000$  ซึ่งทำให้เกิดสเปกตรัมที่กว้างมาก สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกซูมตัวอย่างย่อย *fmsignalA* เปรียบเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกกล้ำไปยังความถี่พาหะ  $f_c/4$  โดยตรง โดยในรูปที่ 2.4 (ข) (a) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกซูมตัวอย่างย่อย ส่วน (b) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกกล้ำโดยตรงและ (c) เป็นสัญญาณความผิดพลาด  $e$  ที่กำหนดโดย:

$$e = \text{fft}(fmsignal2) - \text{fft}(fmsignalA) \quad (2.9)$$

ผลลัพธ์การจำลองแสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมทั้งสองเหมือนกันเกือบทุกประการ ดังนั้นในการต่อไป การซูมตัวอย่างย่อยจะถูกข้ามไป และจะมองว่าข้อความที่ถูกกล้ำนั้น กล้ำโดยใช้ความถี่เป็นหนึ่งในสี่ของอัตราการซูม

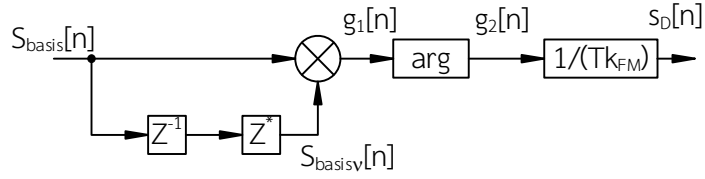
### 2.2.3 ตัวแยกสัญญาณแบบหน่วงแถบความถี่ฐาน (Baseband Delay

#### Demodulator)

ตัวแยกสัญญาณแบบหน่วงแถบความถี่ฐานจำเป็นต้องมีสัญญาณ FM ในช่วงความถี่ฐาน ด้วยเหตุผลนั้นจึงต้องผ่านมิกเซอร์แบบควอดเรเจอร์ก่อน รูปที่ 2.5 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณเชิงซ้อน แสดงแผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณเชิงซ้อน สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ FM เชิงซ้อนในช่วงความถี่ฐานกำหนดโดยสมการต่อไปนี้

$$s_{\text{basis}}[n] = \frac{A}{2} e^{j\Phi_{FM}[n]} = \frac{A}{2} \cos(\Phi_{FM}[n]) + j \frac{A}{2} \sin(\Phi_{FM}[n]) \quad (2.10)$$

เมื่อ  $s_{FM}[n] = A \cdot \cos(\omega_T n + \Phi_{FM}[n])$  และ  $\omega_T$  เป็นความถี่เชิงมุมของคลื่นพาหะ

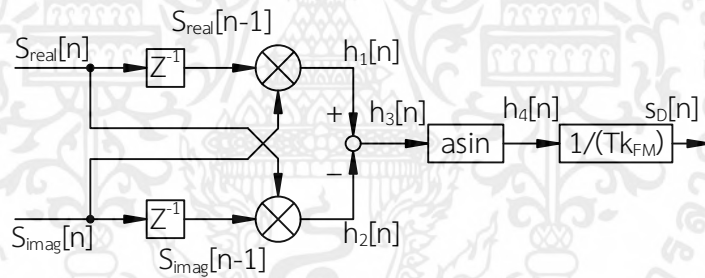


รูปที่ 2.5 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณเชิงซ้อน

โดยที่  $T$  คือเวลาในการสุ่มตัวอย่าง และ  $f_s = \frac{1}{T}$  คือความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง เราสามารถอธิบายระบบด้วยคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 g_1[n] &= s_{\text{basis}} \cdot s_{\text{basis}^*} = e^{j\Phi_{\text{FM}}[n]} e^{-j\Phi_{\text{FM}}[n-1]} = e^{j\Phi_{\text{FM}}[n] - j\Phi_{\text{FM}}[n-1]} \\
 g_2[n] &= \arg(g_1[n]) = \Phi_{\text{FM}}[n] - \Phi_{\text{FM}}[n-1] \\
 s_D[n] &= \frac{g_2[n]}{T \cdot k_{\text{FM}}} = \frac{\Phi_{\text{FM}}[n] - \Phi_{\text{FM}}[n-1]}{T \cdot k_{\text{FM}}} = \frac{\Phi'_{\text{FM}}[n]}{k_{\text{FM}}} = \frac{k_{\text{FM}} s_N[n]}{k_{\text{FM}}} = s_N[n] \quad (2.11)
 \end{aligned}$$

สัญญาณทางเอาต์พุต  $s_D$  เท่ากับสัญญาณต้นฉบับ  $s_N$  จึงได้ว่าระบบนี้ถือเป็นการกล้ำสัญญาณ FM เชิงซ้อนในแถบความถี่ฐาน  $s_{\text{basis}}$  นอกจากนี้สามารถเปลี่ยนให้ระบบอยู่ในรูปจริงได้ ก็จะช่วยต่อการคำนวณยิ่งขึ้นดังรูปที่ 2.6 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณจริง



รูปที่ 2.6 แผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณจริง

สัญญาณหลังจากฟังก์ชัน  $\text{asin}$  (arcsine)

$$h_4[n] = \Phi_{\text{FM}}[n] - \Phi_{\text{FM}}[n-1] = \Phi'_{\text{FM}}[n] \cdot T = \frac{k_{\text{FM}} s_N[n]}{f_s} \quad (2.12)$$

จะต้องถูกจำกัดไว้ในช่วง  $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$  เขียนเป็นนิยามทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

$$\max\left(\frac{k_{\text{FM}} s_N[n]}{f_s}\right) = \left|\frac{k_{\text{FM}} \hat{s}_N[n]}{f_s}\right| < \frac{\pi}{2} \quad (2.13)$$

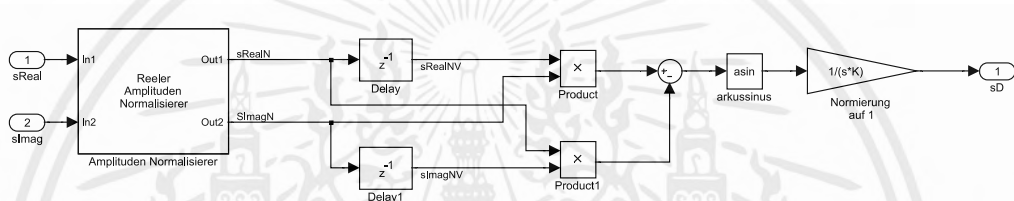
และจาก  $2\pi\Delta F = k_{\text{FM}} \hat{s}_N$  เราสามารถหาความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดที่ยังทำงานได้

$$\Delta F < \frac{f_s}{4} \quad (2.14)$$

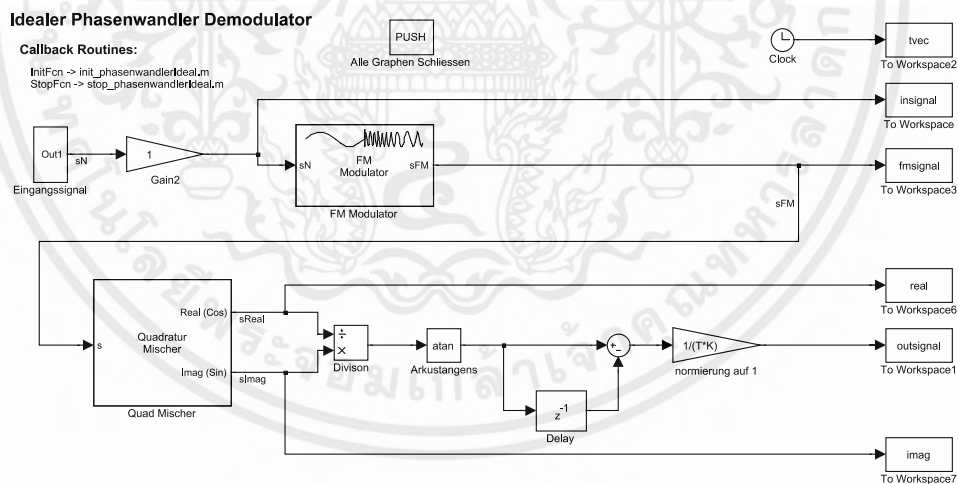
นั่นแสดงให้เห็นว่าค่าสูงสุดของ  $\Delta F$  ขึ้นอยู่กับอัตราการสุ่มตัวอย่าง ดังนั้นจึงไม่จำกัดทางทฤษฎี เพราะว่าเมื่อ  $\Delta F$  เพิ่มขึ้น แบนด์วิธของสัญญาณ FM ก็เพิ่มขึ้นเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องเพิ่มอัตราการสุ่มตัวอย่าง ตัวแยกสัญญาณแบบห้วงแถบความถี่ฐานต้องการสัญญาณที่ถูกกล้ำมีขนาดที่คงที่ ดังนั้นจะต้องทำให้ขนาดเป็นบรรทัดฐาน (normalize) ก่อนที่จะแยกสัญญาณ ซึ่งการทำให้เป็นบรรทัดฐานที่ขนาดเป็น 1 ทำได้โดยหารด้วยขนาดของสัญญาณที่เข้ามามัดสมการ

$$\text{out}[n] = \frac{s_{\text{real}} + js_{\text{imag}}}{|s_{\text{real}} + js_{\text{imag}}|} = \frac{s_{\text{real}}}{\sqrt{s_{\text{real}}^2 + s_{\text{imag}}^2}} + j \frac{s_{\text{imag}}}{\sqrt{s_{\text{real}}^2 + s_{\text{imag}}^2}} \quad (2.15)$$

ตัวอย่างการจำลอง: รูปที่ 2.7 แสดงแบบจำลองตัวแยกสัญญาณแบบห้วงแถบความถี่ฐานใน Simulink รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างของการจำลอง



รูปที่ 2.7 แบบจำลองตัวแยกสัญญาณแบบห้วงแถบความถี่ฐานใน Simulink



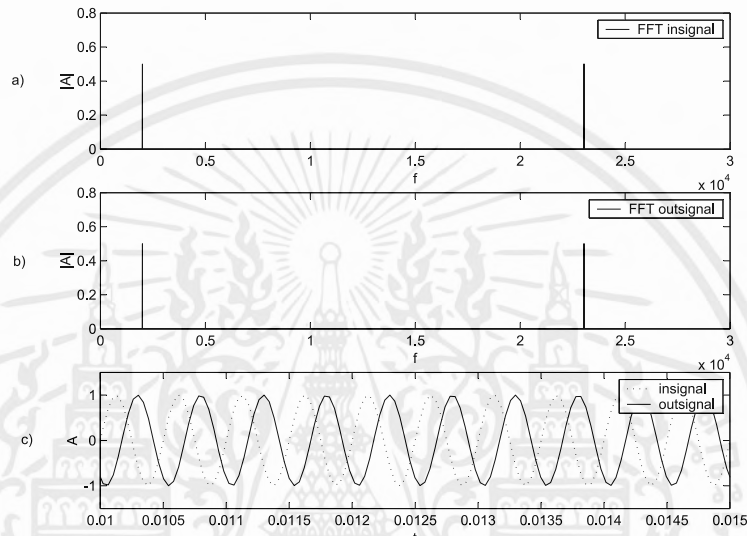
รูปที่ 2.8 โครงสร้างการการจำลอง

$k$  ถูกวัดโดยที่  $k_{FM}$  และความถี่ของสัญญาณข้อความที่เป็นรูปไซน์แบบมีฮาร์โมนิก ที่แตกต่างกัน จากทฤษฎีค่า  $\Delta F$  สูงสุดและค่า  $k_{FM}$  สูงสุดสามารถคำนวณได้

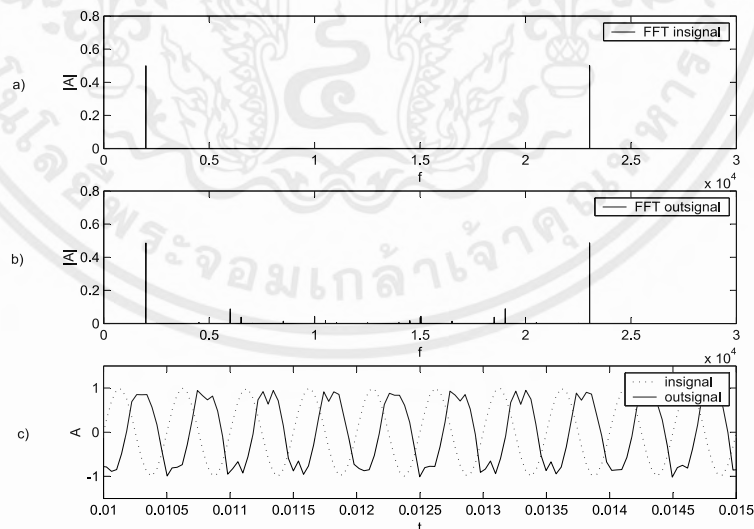
$$\Delta F < \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_A}{2 \cdot \pi} < \frac{f_A}{4} \quad (2.16)$$

$$k_{FM} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_A}{4\hat{s}} = \frac{\pi \cdot f_A}{2} = 39'270 \quad (2.17)$$

ค่า  $k_{FM}$  นี้สูงขึ้นไปเนื่องจากแบนด์วิดท์ที่จำกัด ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อ  $k_{FM}$  สูงขึ้น และความถี่ที่เพิ่มขึ้นมา (ฮาร์โมนิก) เกิดจากการเพิ่มแบนด์วิดท์ซึ่งทำให้เกิดปรากฏการณ์สมนาม (เอเลียส, aliasing) รูปที่ 2.9 และ รูปที่ 2.10 แสดง (a) สเปกตรัมของสัญญาณนำเข้า *insignal*, (b) สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต *outsignal* และ (c) ช่วงเวลาของสัญญาณนำเข้าและสัญญาณเอาต์พุต สัญญาณนำเข้าเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่ 2000 Hz ในรูปที่ 2.9 ค่า  $k_{FM}$  ถูกตั้งเป็น 180 และในรูปที่ 2.10 ถูกตั้งเป็น 18000 แสดงให้เห็นว่าการใช้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันมีอัตราการลดทอน 3dB ที่  $f_c \approx 4000\text{Hz}$  ทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้นสำหรับ  $k_{FM}$  ที่สูงขึ้น



รูปที่ 2.9 ผลการจำลองตัวแยกสัญญาณแบบหน้าต่างแถบความถี่ฐานแบบอุดมคติที่  $k_{FM} = 180$



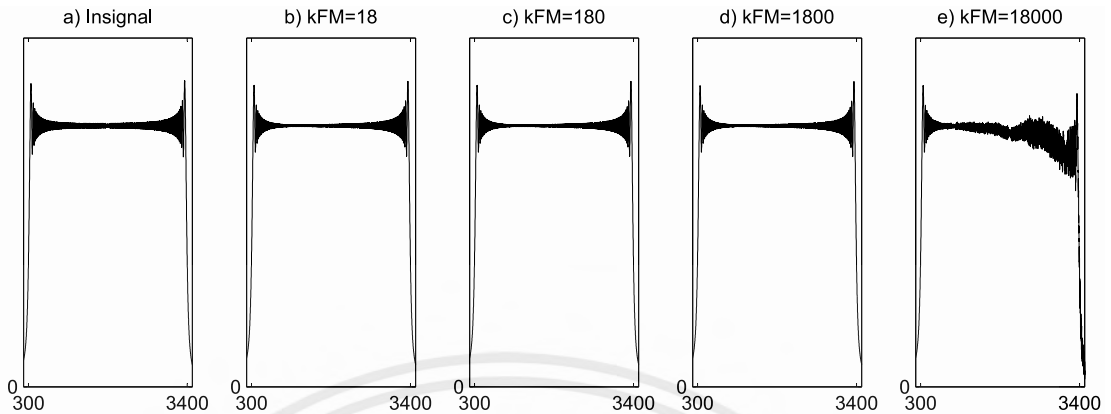
รูปที่ 2.10 ผลการจำลองตัวแยกสัญญาณแบบหน้าต่างแถบความถี่ฐานแบบอุดมคติที่  $k_{FM} = 18000$

เพื่อศึกษาการตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณ ก็ใช้สัญญาณเชิงรูปจาก 300 ถึง 3400 Hz

รูปที่ 2.11 แสดง (a) สเปกตรัมของสัญญาณข้อความอินพุต และ (b) ถึง (e) เป็นสเปกตรัมของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 10

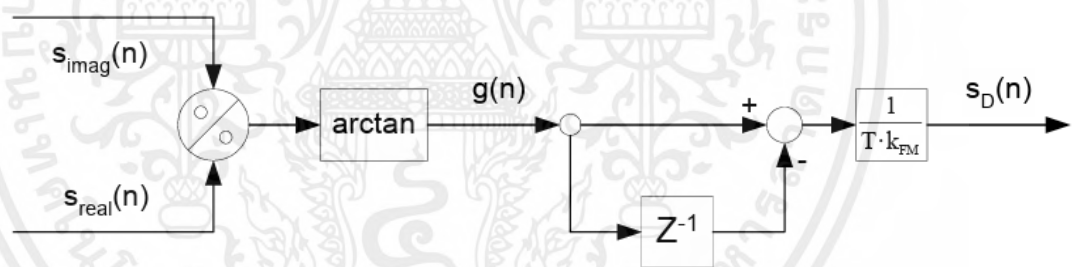
สัญญาณเอาร์ทพุตด้วยค่า  $k_{FM}$  ที่แตกต่างกัน ดังนั้นการใช้  $k_{FM}$  และความถี่ที่สูงขึ้นการตอบสนองจะลดลง ซึ่งก็เกิดจากปรากฏการณ์เอเลียสเช่นกัน



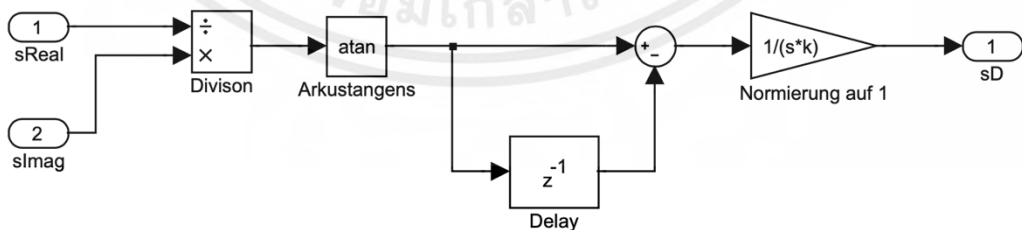
รูปที่ 2.11 สเปกตรัมของสัญญาณ chirp จากตัวแยกสัญญาณแบบห่วงแหวนแถบความถี่ฐาน

### 2.2.4 ตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟส (Phase-Adapter Demodulator)

ตัวแยกสัญญาณชนิดนี้ต้องการสัญญาณ FM ที่อยู่ในแถบความถี่ฐานเป็นสัญญาณอินพุต และเป็นสัญญาณจริง รูปที่ 2.12 แสดงแผนภาพบล็อกของตัวแยกสัญญาณแบบดังกล่าว



รูปที่ 2.12: ตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟส



รูปที่ 2.13 แบบจำลอง Simulink ของตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟสที่เป็นอุดมคติ

สมการสำหรับสัญญาณผลลัพธ์คือ:

$$s_D(n) = \frac{g(n) - g(n-1)}{T \cdot k_{FM}} = \frac{g'(n)}{k_{FM}} = s(n) \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 11

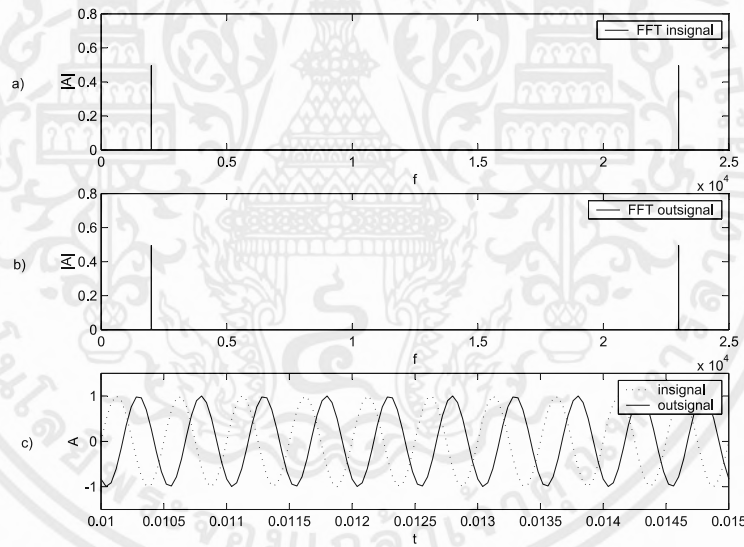
$$\Delta F < \frac{\pi \cdot f_N}{2} \quad (2.19)$$

$\Delta F$  สูงสุดขึ้นอยู่กับความถี่ของข้อความ และสามารถคำนวณหา  $\Delta F$  สูงสุดและ  $k_{FM}$  สูงสุดได้จากสมการ (2.19) ในกรณีที่แย่มากที่สุดที่ความถี่ข้อความที่ต่ำมาก ความต่างสูงสุดจะมีค่าต่ำมากและไม่เหมาะสมสำหรับการใช้งานโดยทั่วไป ดังนั้นตัวถอดรหัสนี้มีประโยชน์เฉพาะสำหรับ FM แบบแถบความถี่แคบรูปที่ 2.13 แสดงแบบจำลอง Simulink ของตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟสที่เป็นอุดมคติ

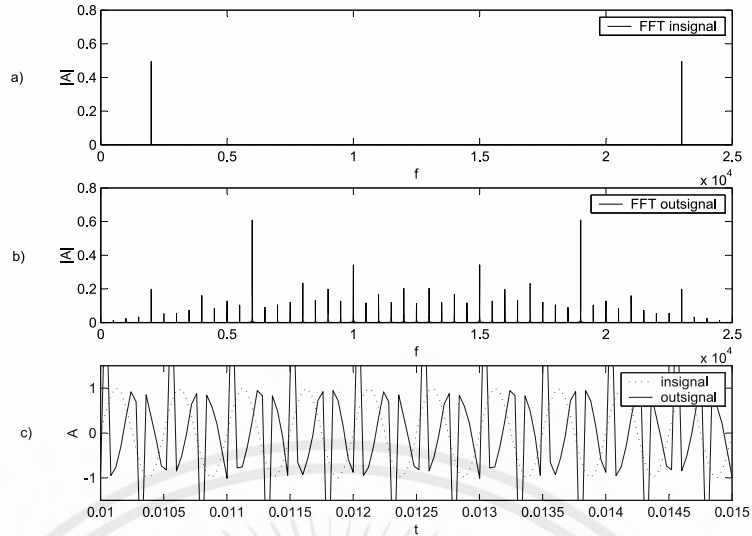
$$k_{FM} = \frac{\pi^2 \cdot f_N}{\xi} = \pi^2 \cdot f_N \quad (2.20)$$

สมการที่ (2.20) ใช้ได้เฉพาะสำหรับตัวบวกทางคณิตศาสตร์ที่เป็นอุดมคติเท่านั้น ในสัญญาณโคไซน์ที่เป็นผลลัพธ์ของสัญญาณไซน์จะเกิดออฟเซต เนื่องจากตัวหาปริพันธ์ที่ใช้ในตัวถอดรหัสชนิดนี้มีเงื่อนไขเริ่มต้นเป็นศูนย์ ดังนั้น  $k_{FM}$  จะต้องหารด้วยสองเพื่อให้ยังคงจำกัดอยู่ระหว่าง  $-\pi/2$  ถึง  $\pi/2$  หลังจากฟังก์ชัน arctangent ดังสมการที่ (2.21)

$$k_{FM} = \frac{\pi^2 \cdot f_N}{2} \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.14 กราฟตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟส ด้วย  $k_{FM} = 180$



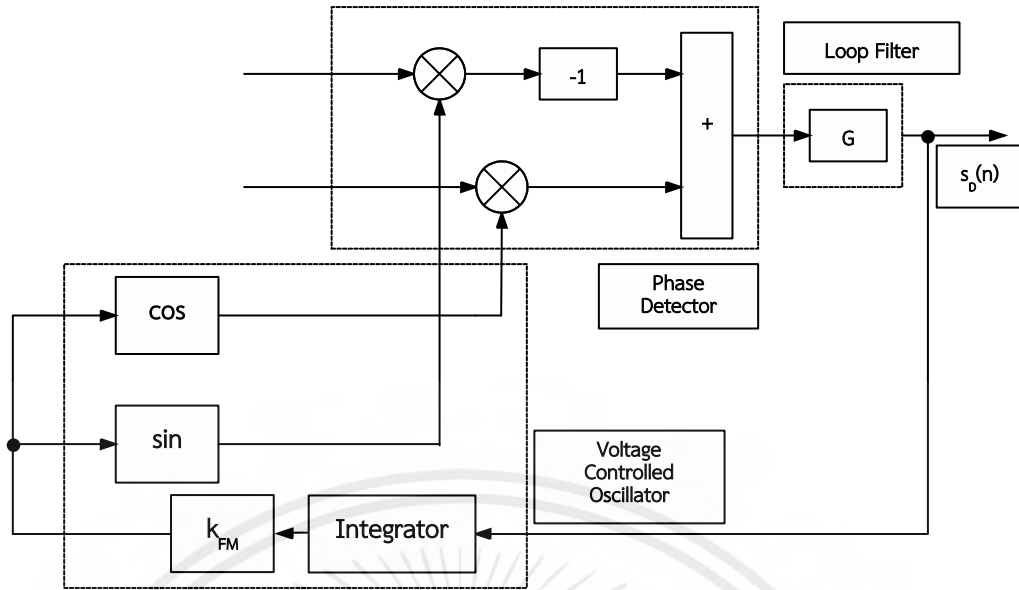
รูปที่ 2.15 กราฟตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟส ด้วย  $k_{FM} = 18000$

เมื่อค่า  $k_{FM}$  มากเกินไป ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกจะเพิ่มขึ้นมากกว่า 100% และตัวแยกสัญญาณจะไม่สามารถใช้งานได้อีก รูปที่ 2.14 และ รูปที่ 2.15 แสดงถึงปัญหานี้ ในทั้งสองรูป สัญญาณรูปไซน์ที่ 2kHz ถูกกล้ำและแยกสัญญาณด้วย  $k_{FM} = 180$  และอีกตัวแยกด้วย  $k_{FM} = 18000$  ในทั้งสองรูป (a) แสดงถึงสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต (b) แสดงสัญญาณเอาต์พุต และ (c) แสดงสัญญาณนำเข้าและสัญญาณเอาต์พุตในโดเมนเวลา ผลการจำลองนี้พิสูจน์ประพจน์ที่กล่าวไว้ข้างต้น

ตัวแยกสัญญาณด้วยการปรับเฟสเหมาะสำหรับการใช้กับ FM แบบแถบความถี่แคบเท่านั้น ดังนั้นมันไม่ตรงตามข้อกำหนดและจะไม่ได้รับการพิจารณาต่อไป

### 2.2.5 เฟสล็อกคูลูป (Phase-Lock Loop, PLL)

Phase-Locked Loop (PLL) เป็นลูปป้อนกลับแบบลบ นอกจากการการแยกสัญญาณแบบดิจิทัลแล้ว ยังใช้สำหรับการสร้างกลับสัญญาณพาห์และการกำหนดเวลา (timing) อีกด้วย การกล้ำ FM เก็บข้อมูลในรูปแบบความถี่ แนวคิดของ PLL มีดังนี้: ด้วยวงจรถูกป้อนกลับ ความถี่ที่ถูกควบคุมควรเป็นไปตามความถี่อ้างอิงอย่างใกล้เคียง ความถี่ที่ควบคุมในกรณีนี้คือข้อความเอาต์พุต  $s_o(n)$  ซึ่งควรสอดคล้องกับข้อความต้นฉบับ  $s_N(n)$  ความถี่อ้างอิงได้มาจากสัญญาณที่ถูกกล้ำ  $s_{FM}(n)$  ซึ่งเป็นข้อความ  $s_N(n)$  โดยอ้อม ตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector) จะตรวจจับความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณกล้ำและสัญญาณจากวงจรถูกป้อนกลับสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความแตกต่างของเฟสจะถูกกรองโดยวงจรถูกป้อนกลับ และจะให้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณข้อความที่ถูกแยกเรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 2.16 แผนภาพบล็อกตัวแยกสัญญาณแบบ PLL ในทางปฏิบัติ

PLL ในทางปฏิบัติแสดงในรูปที่ 2.16 ต่อไปจะเป็นการกล่าวถึงการทำงานของวงจรถ่วงกลับ เป้าหมายคือการอธิบายการเชื่อมโยงทางคณิตศาสตร์ระหว่างสัญญาณอ้างอิง  $s_{FM}(n)$  และสัญญาณควบคุม  $s_{FM}(n)$  โดยที่  $s_{FM}(n)$  เป็น:

$$s_{FM}(n) = A \cdot \cos(\omega_T \cdot n + k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i)) \quad (2.22)$$

PLL ดังแสดงในรูปที่ 2.16 เป็น PLL ที่แถบความถี่ฐาน ดังนั้นสัญญาณ FM  $s_{FM}(n)$  จะถูกผสมเข้ากับความถี่ฐานก่อนแยกสัญญาณ โดยสัญญาณอินพุตด้านบน และด้านล่างเป็น

$$\frac{A}{2} \cdot \cos(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i))$$

$$\frac{A}{2} \cdot \sin(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i))$$

สัญญาณที่ถูกแยกจะเขียนได้ว่า

$$s_D(n) = \left[ \frac{A}{2} \cdot \sin(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i)) \cdot \cos(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) - \frac{A}{2} \cdot \cos(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i)) \cdot \sin(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) \right] * g(n) \quad (2.23)$$

การสังวัตนาการสมการข้างต้นเป็นเรื่องที่ยาก ดังนั้นการแปลงเป็นโดเมน Z จะทำให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น แต่ก็เป็นไปได้เนื่องจากเป็นลูปที่ไม่เป็นเชิงเส้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง G จะลดลงเหลือค่า P ที่คงที่ เพื่อการจัดการสังวัตนาการ ขณะนี้การสังวัตนาการจะถูกแทนที่ด้วยการคูณ นอกจากนี้ยังสามารถทำให้สมการในวงเล็บง่ายขึ้นด้วยกฎไชน:

$$s_D(n) = \frac{A \cdot P}{2} \cdot \sin(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i) - k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) = \frac{A \cdot P}{2} \cdot \sin \left( k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i) - s_D(i) \right) \quad (2.24)$$

สามารถลดรูปได้ว่า

$$\sum_{i=0}^{n-1} s_N(i) - s_D(i) = \frac{\arcsin\left(\frac{s_D(n) \cdot 2}{A \cdot P}\right)}{k_{FM}} \quad (2.25)$$

และเพื่อให้  $s_D(n) = s_N(n)$  จะได้เงื่อนไขว่า

$$\sum_{i=0}^{n-1} k_{FM} \cdot s_N(i) - k_{FM} \cdot s_D(i) = 0 \quad (2.26)$$

อย่างที่อธิบายไว้ข้างต้น ตัวกรอง G จะลดลงเหลือ P คงที่เพื่อแยกสัญญาณ FM PLL เป็นระบบไม่เชิงเส้น ระบบไม่เชิงเส้นมีลักษณะเฉพาะในการสร้างความถี่ที่ไม่ฮาร์มอนิก ความถี่เหล่านี้ไม่เป็นที่พึงปรารถนาเนื่องจากทำให้เกิดการผิดเพี้ยน วิธีหนึ่งในการลดฮาร์มอนิกคือการเพิ่มตัวกรองให้กับลูปตามสเปคของสัญญาณข้อความ อย่างไรก็ตาม การจำลองจะแสดงให้เห็นว่ามันทำให้ผลลัพธ์แย่ลงไปอีก

ค่าอัตราขยายลูป (loop gain) P เป็นเพียงตัวแปรไม่ทราบค่าตัวแปรเดียวที่ต้องกำหนด จากที่ได้กล่าวไปแล้วว่าสำหรับ  $k_{FM}$  น้อย ๆ ค่าของ P ต้องถูกกำหนดให้มากที่สุด ดังนั้น  $k_{FM}$  ถูกกำหนดเป็น 18000 จากความกว้างของแถบความถี่ของคาร์สัน

$$e(n) = s_N(n) - s_D(n)$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} s_N(i) - s_D(i) = \frac{\arcsin\left(\frac{s_D(n) \cdot 2}{A \cdot P}\right)}{k_{FM}} \quad (2.27)$$

วิธีที่ดีที่สุดที่จะไม่ต้องบวกรวมด้านซ้ายคือการเปลี่ยนนิพจน์เป็นโดเมน Z และโดยทั่วไปแล้ว:

$$\begin{aligned} a(n) &= \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \leftrightarrow A(z) = \frac{z}{z-1} \cdot B(z) \\ B(z) &= \frac{z-1}{z} \cdot A(z) \leftrightarrow b(n) = a(n) - a(n-1) \end{aligned} \quad (2.28)$$

จะแทนที่ลงในสมการ (2.29) ต่อไป:

$$e(n) = s_N(n) - s_D(n) = \frac{\arcsin\left(\frac{s_D(n) \cdot 2}{A \cdot P}\right)}{k_{FM}} - \frac{\arcsin\left(\frac{s_D(n-1) \cdot 2}{A \cdot P}\right)}{k_{FM}} \quad (2.29)$$

ผลลัพธ์ของฟังก์ชัน arc tangent อยู่ระหว่าง  $-\pi/2$  และ  $\pi/2$  ดังนั้นค่าความผิดพลาดสูงสุด  $e(n)$  คือ:

$$|e(n)_{\max}| = \frac{\pi}{k_{FM}} = 1.7453 \cdot 10^{-4} \quad (2.30)$$

เนื่องจากการทำให้เป็นปรกติ (normalization) ความผิดพลาดคือ 0.017453 % ของขนาดของสัญญาณ แต่ก็ยังคงมีคำถามอยู่ว่าค่าที่เหมาะสมของ P คือเท่าไร? เท่าไรนั้นก็สามารรถคำนวณได้โดยใช้สมการ (2.24) เข้ามาช่วย:

$$s_D(n) = \frac{A \cdot P}{2} \cdot \sin(k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i) - k_{FM} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) = \frac{A \cdot P}{2} \cdot \sin(\sum_{i=0}^{n-1} k_{FM} \cdot s_N(i) - k_{FM} \cdot s_D(i))$$

$$|s_D(n)_{\max}| = \frac{A \cdot P}{2} = 1 \quad (2.31)$$

เนื่องจากการทำให้เป็นปรกติ และค่าสูงสุดของ  $s_D(n)$  มีค่าเท่ากับหนึ่ง ดังนั้น  $P = 2$  แต่ยังมีปัญหาอยู่ว่า ขนาดของสัญญาณไซน์ใน (2.24) เป็นหนึ่งเท่านั้น หากเงื่อนไขต่อไปนี้เป็นจริง:

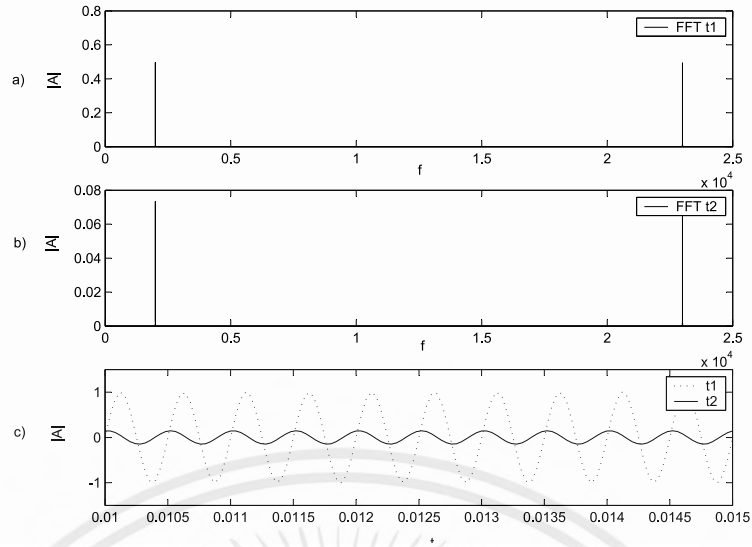
$$\Delta F = \frac{k_{FM}}{2 \cdot \pi} = \omega_N \quad (2.32)$$

สมการ (2.32) สามารถเขียนได้เป็น:

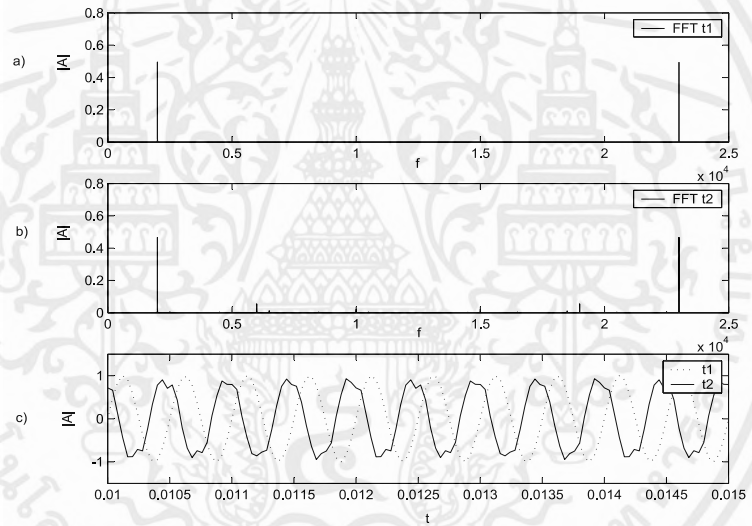
$$k_{FM} = 2 \cdot \pi \cdot \omega_N \quad (2.33)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในกรณีนี้อาร์กิวเมนต์ของไซน์ หรือโคไซน์อยู่ระหว่าง  $0 - 2\pi$  หากขอบเขตของอาร์กิวเมนต์เล็กกว่า ค่าของฟังก์ชันไซน์ในสมการ (2.24) จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งดังนั้นค่าการให้  $P = 2$  อาจไม่เพียงพอที่จะขยายสัญญาณที่ถูกแยกให้เป็นหนึ่งในกรณีนี้สัญญาณที่ถูกแยก มีความสัมพันธ์ขนาดแปรผันตาม แต่ไม่เท่ากับข้อความเดิม

รูปที่ 2.17 และ รูปที่ 2.18 ยืนยันการวัดค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิก (a) แสดงสเปกตรัมของข้อความ  $s_N(n)$  เป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่  $f_N = 2000\text{Hz}$  (b) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกแยก  $s_D(n)$  และ (c) แสดงช่วงเวลาของ  $s_N(n)$  และ  $s_D(n)$  ในรูปที่ 2.17 (b) ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกแย่งที่ความถี่เกิน 5000 Hz รูปที่ 2.18 แสดง (a) สเปกตรัมของสัญญาณข้อความและ (b) (c) และ (d) สเปกตรัมของสัญญาณที่ถอดเป็นต่าง ๆ สำหรับ  $k_{FM}$  ที่แตกต่างกัน สัญญาณข้อความเป็นสัญญาณเชิงพัลซจาก  $f_N = 300\text{Hz}$  ถึง  $f_N = 3400\text{Hz}$

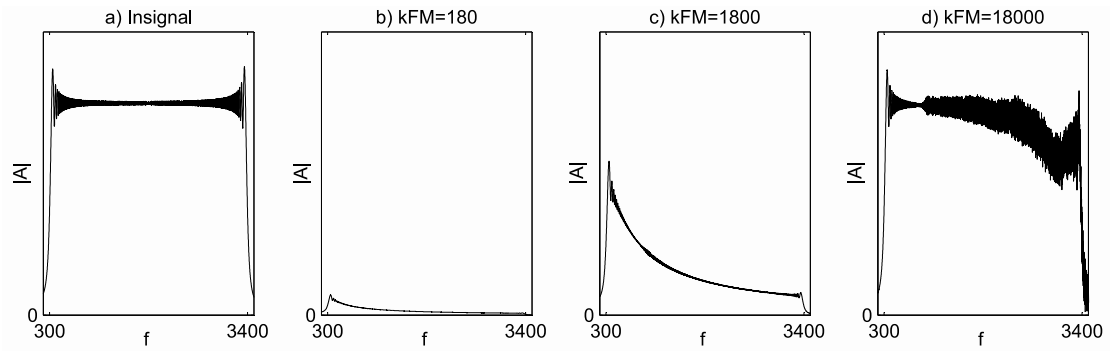


รูปที่ 2.17 กราฟตัวอย่างจาก PLL ที่เป็นไอเดียด้วย  $k_{FM} = 1800$

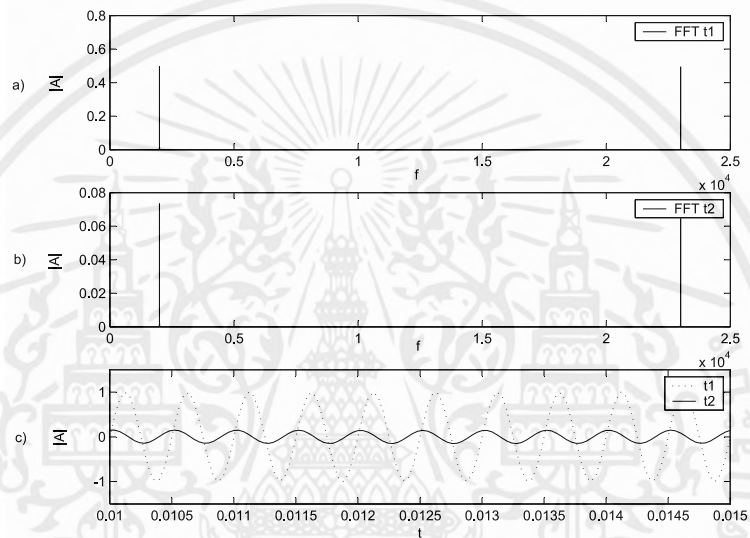


รูปที่ 2.18 กราฟตัวอย่างจาก PLL ที่เป็นไอเดียด้วย  $k_{FM} = 18000$

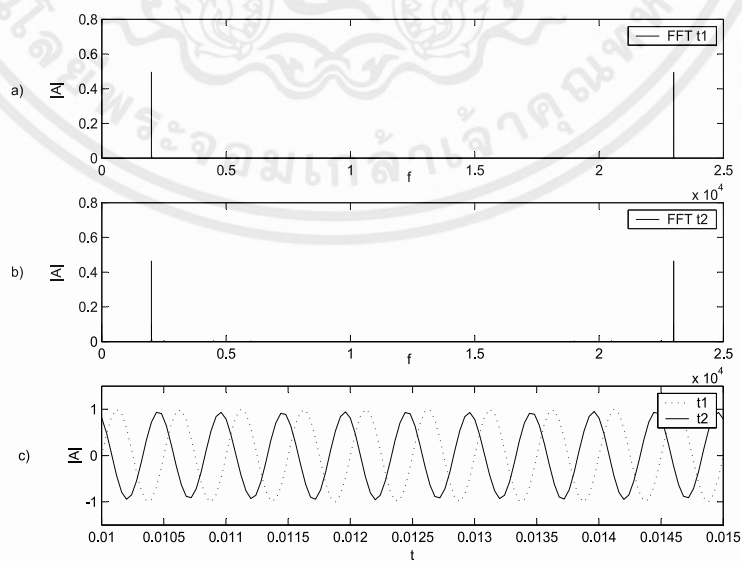
รูปที่ 2.20 ถึงรูปที่ 2.24 แสดงการวัดคุณภาพของสัญญาณ เกิดปัญหาเหมือนเดิมที่มีความถี่สูงเพิ่มขึ้นมาเมื่อ  $k_{FM}$  สูงขึ้น ปัญหานี้ทุเลาลงโดยการเพิ่มวงจรรอง รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณที่ถูกแยก  $s_D(n)$  ด้วยตัวกรองแถบความถี่ผ่านที่ในรูปย้อนกลับ รูปที่ 2.24 (b) แสดงความถี่เพิ่มเติมมากมาย ดังนั้นตัวกรองในรูปไม่สร้างประโยชน์ใด ๆ เลย ในทางกลับกันมันทำให้คุณภาพแยลง สัญญาณสามารถทำให้ดีขึ้นได้ด้วยการลด  $k_{FM}$  ลง แต่ทว่าด้วย  $k_{FM}$  ที่มากขึ้น สามารถพัฒนา SNR ได้ ค่า  $k_{FM} = 18000$  ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุด



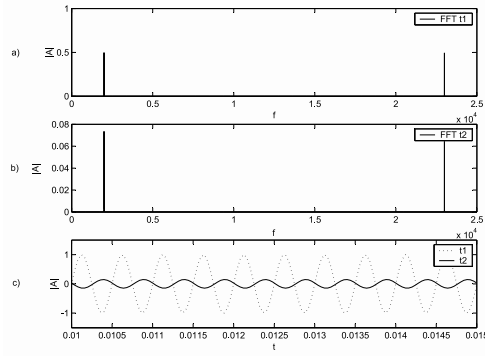
รูปที่ 2.19 สเปกตรัมของสัญญาณเชิงรีพสำหรับ PLL ที่เป็นอุดมคติ



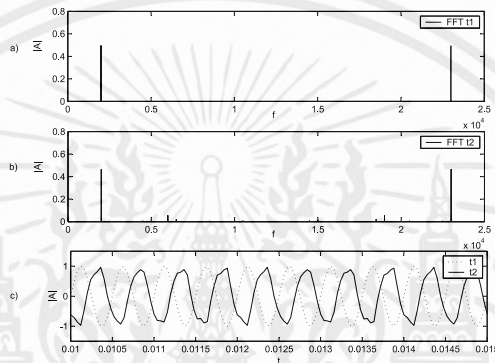
รูปที่ 2.20 PLL DSP  $k_{FM} = 1800$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาส



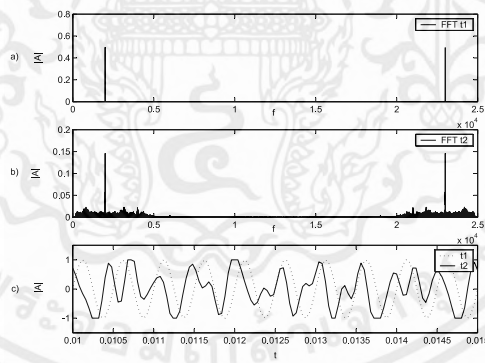
รูปที่ 2.21 PLL DSP  $k_{FM} = 18000$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาส



รูปที่ 2.22 PLL DSP  $k_{FM} = 1800$  โดยไม่มีตัวกรองแบนด์พาส

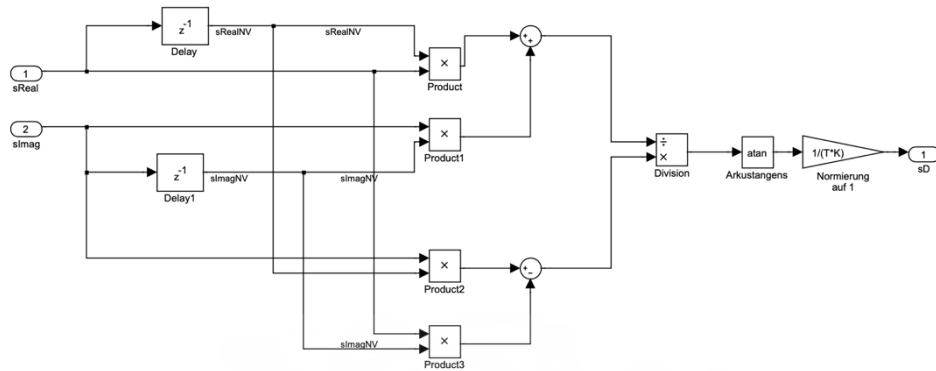


รูปที่ 2.23 PLL DSP  $k_{FM} = 18000$  โดยไม่มีตัวกรองแบนด์พาส



รูปที่ 2.24 PLL DSP  $k_{FM} = 18000$ , ด้วยตัวกรองแบนด์พาสในรูป

## 2.2.6 ตัวแยกสัญญาณแบบผสม (Mixed Demodulator)



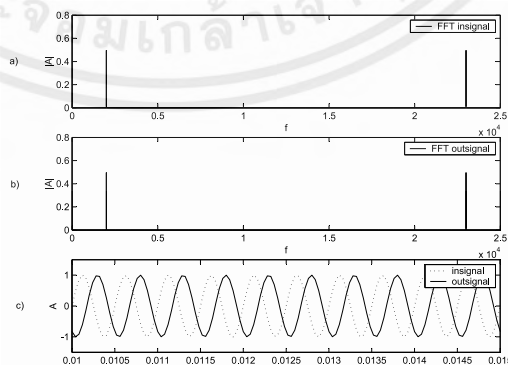
รูปที่ 2.25 แบบจำลอง Simulink ของตัวถอดข้อมูลผสมที่เหมาะสม

รูปที่ 2.25 แสดงแบบจำลอง Simulink ของตัวถอดข้อมูลผสมเช่นเดียวกับตัวถอดข้อมูลดีเลย์ ค่า  $\Delta F$  สูงสุดสามารถคำนวณได้จากสมการ (2.16) จากนั้น  $k_{FM}$  สูงสุดสามารถกำหนดได้

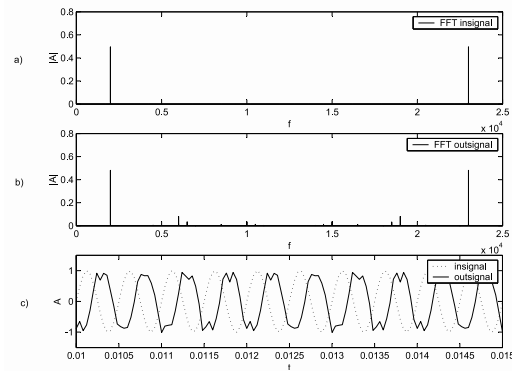
$$k_{FM} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_A}{4\delta} = \frac{\pi \cdot f_A}{2} = 39'270 \quad (2.34)$$

เนื่องจากความกว้างของแถบความถี่ที่จำกัด ค่า  $k_{FM}$  สูงเกินกว่าจะเป็นจริงได้ และการที่  $k_{FM}$  สูงขึ้น ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกก็จะสูงขึ้น และความถี่สูงที่เพิ่มมากขึ้นส่งผลให้เกิดการเอเลียส

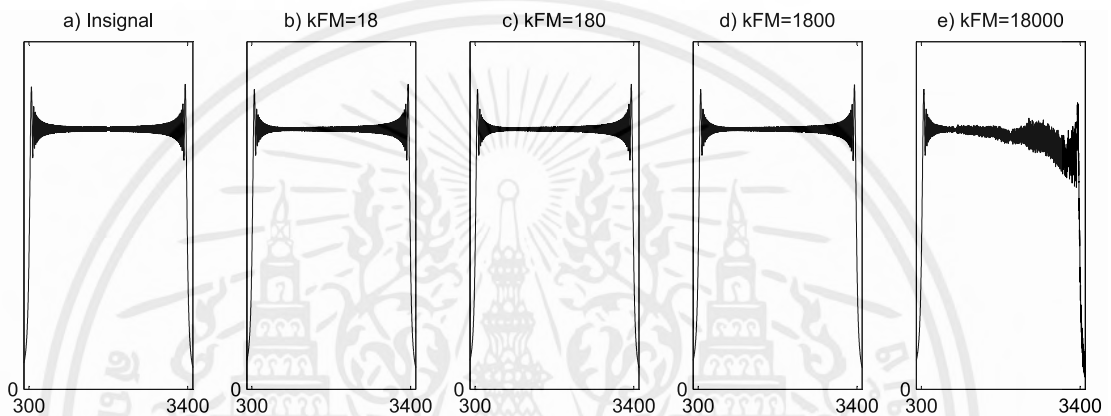
รูปที่ 2.26 และ รูปที่ 2.27 แสดง (a) สเปกตรัมของสัญญาณนำเข้า insignal, (b) สเปกตรัมของสัญญาณผลลัพธ์ outsignal และ (c) ช่วงเวลาของสัญญาณนำเข้าและสัญญาณผลลัพธ์ เข้าสู่ระบบ เส้นทางสัญญาณนำเข้าเป็นสัญญาณไซน์สอลความถี่ 2000 Hz ในรูปที่ 2.26 ปรับใช้  $k_{FM}$  เป็น 180 Hz ในรูปที่ 2.27  $k_{FM}$  เป็น 18000 Hz แสดงให้เห็นอีกว่าการใส่ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ค่า  $f_c \approx 4000\text{Hz}$  ที่เอาร์ทพุท จะสามารถปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณภายใต้  $k_{FM}$  ที่สูง



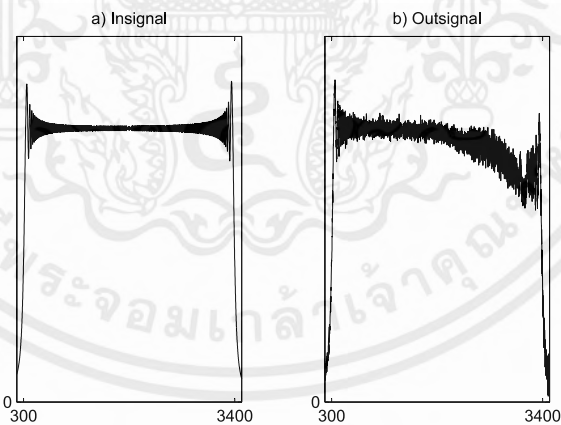
รูปที่ 2.26 กราฟของตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติด้วย  $k_{FM} = 180$



รูปที่ 2.27 กราฟของตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติด้วย  $k_{FM} = 18000$



รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของสัญญาณเสียงซีร์ปสำหรับตัวขยายสัญญาณผสมแบบอุดมคติ



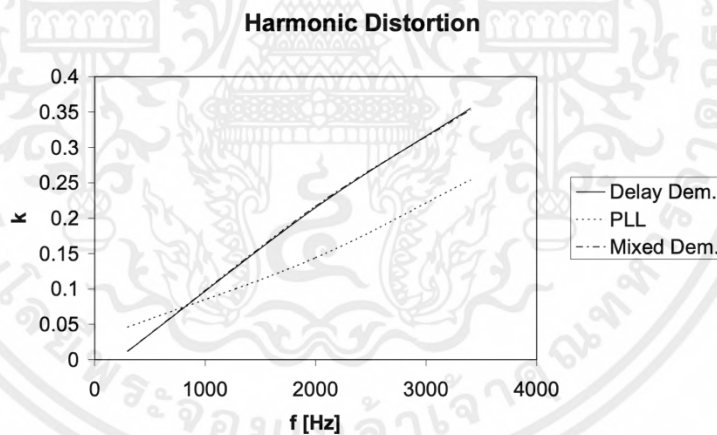
รูปที่ 2.29 สเปกตรัมของสัญญาณซีร์ปสำหรับตัวกรองผ่านจัดการดิจิทัล

เช่นกันกับ รูปที่ 2.26 และ รูปที่ 2.27 สัญญาณซีร์ปจาก 300 ถึง 3400 Hz ถูกป้อนเข้าสู่ระบบ แต่เป็นผลจำลองเมื่อเพิ่มบล็อกตัวแวงหน่วย และบล็อกอิมิตัว ผลเป็นดังแสดง รูปที่ 2.28 (a) สเปกตรัมของสัญญาณนำเข้าและ (b) ถึง (e) สเปกตรัมของสัญญาณผลลัพธ์กับ  $k_{FM}$  ต่าง ๆ สามารถมองเห็นได้ว่าการส่งสัญญาณแย่งลงเมื่อมีความถี่สูงขึ้นเช่นเคย เหตุผลหนึ่งเนื่องจากการเอเลียส

## 2.2.7 สรุป

ในส่วนนี้ เราจะทำการเปรียบเทียบอัลกอริทึมต่าง ๆ กันเพื่อดูถึงคุณภาพของสัญญาณ สภาพทนทาน (robustness) ประสิทธิภาพในการคำนวณ และการใช้พื้นที่เก็บข้อมูล โดยอัลกอริทึม ที่ใช้งานไม่ได้คือตัวแยกสัญญาณแบบปรับเฟส จะไม่รวมอยู่ในการเปรียบเทียบนี้ เนื่องจากไม่สามารถ ทำงานได้ตามข้อกำหนด

การเปรียบเทียบเกี่ยวกับคุณภาพของสัญญาณทำโดยใช้ค่า SNR และ ความผิดเพี้ยนทางฮาร์ มอนิก ทั้งสองมีวิธีการวัดรวมกันได้ เรียกว่า SINAD (Signal to Noise And Distortion) เริ่มต้น เปรียบเทียบระหว่าง ตัวแยกสัญญาณแบบหน่วง และแบบผสมจะเห็นว่าผลเกือบเท่ากันระหว่าง สำหรับแบบจำลองที่เป็นอุดมคติ และ DSP เนื่องจากความคล้ายคลึงกันของทั้งสอง ความผิดเพี้ยน ทางฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นหรือ  $k_{FM}$  เพิ่มขึ้น ซึ่งเกิดจากความกว้างแถบความถี่ และ เอลีส PLL ก็มีลักษณะคล้ายกันโดยมีความแตกต่างเล็กน้อยคือความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้น ที่  $k_{FM}$  น้อยมาก โดยทั่วไปแล้ว ค่า “k” (ดูรูปที่ 2.30) ของอัลกอริทึมทั้งหมดมีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกัน

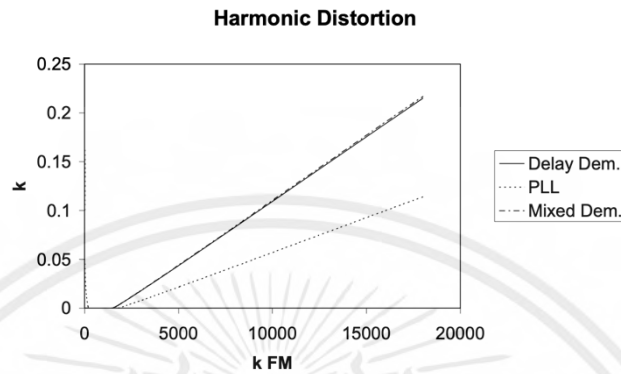


รูปที่ 2.30 การเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสำหรับแบบจำลองที่เป็นอุดมคติของ อัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วยค่า  $k_{FM}$  คงที่ที่ 18000 และความถี่ที่แปรผัน

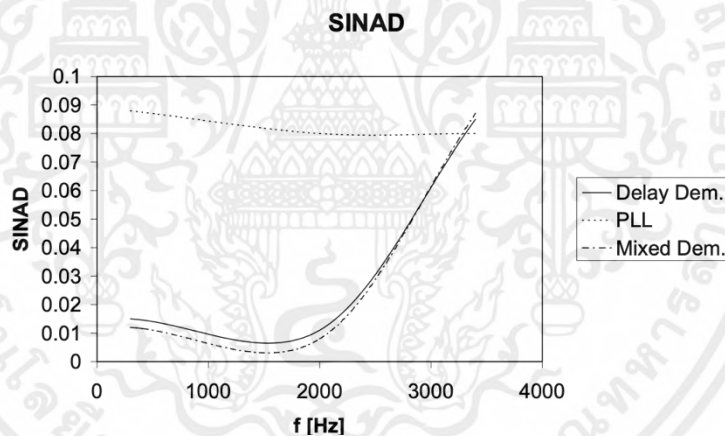
คุณลักษณะอื่น ๆ สามารถเปรียบเทียบโดยการใช้สัญญาณเซิร์ป เปรียบเทียบระหว่าง ตัว แยกสัญญาณแบบหน่วง และแบบผสม มีลักษณะเหมือนกันเกือบทั้งหมด ส่วนแบบ PLL มีการ ตอบสนองความถี่ที่แย่กว่าเล็กน้อย

การวัดสภาพทนทานจะให้ออกถึงการทำงานของตัวแยกสัญญาณเมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้า มาว่าทนทานต่อขนาดของสัญญาณรบกวนได้จนถึงขนาดเท่าไร อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณ

รบกวน (S/N, SNR) ของสัญญาณที่ถูกแยกให้ข้อมูลเบื้องต้นเกี่ยวกับสภาพหนทาง จึงทดลองโดยนำสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนเพิ่มเข้าไปในสัญญาณ FM ก่อนที่จะนำไปใช้กับตัวแยกสัญญาณ และวัด SNR ที่เอาท์พุท ในการวัดนี้ตัวแยกสัญญาณแบบหน่วง และแบบผสม มีลักษณะคล้ายกัน แต่แบบหน่วงดีกว่าเล็กน้อย และ SNR ของทั้งคู่จะตกลงเมื่อ  $k_{FM}$  น้อยลง



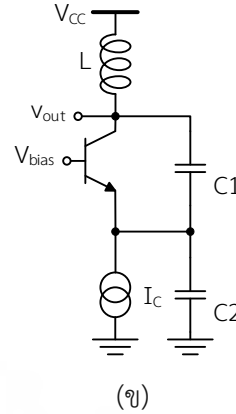
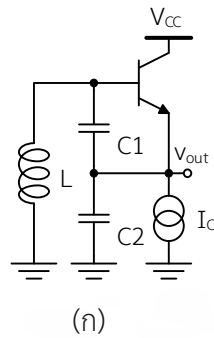
รูปที่ 2.31 เปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนสำหรับแบบจำลองอุดมคติของอัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วยความถี่ที่ 2000Hz และ  $k_{FM}$  ที่เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.32 เปรียบเทียบ SINAD สำหรับแบบจำลอง DSP ของอัลกอริทึมต่าง ๆ ด้วย  $k_{FM}$  คงที่ที่ 18000 และความถี่ที่เปลี่ยนแปลง

## 2.3 วงจรแกว่งกวัดแบบโคลพิตต์ส (Colpitts Oscillator)

เช่นเดียวกับออสซิลเลเตอร์ LC อื่นๆ วงจรโคลพิตต์สออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์ขยาย (เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ หรือหลอดสุญญากาศ) โดยมีเอาท์พุทเชื่อมต่อกับอินพุทในรูปป้อนกลับที่มีวงจรถ่าย LC แบบขนานซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกำหนดความถี่ของการแกว่งกวัด วงจรขยายจะมีอิมพีแดนซ์ทางอินพุทและเอาท์พุทที่ต่างกัน และจำเป็นต้องเข้าคู่กับวงจรถ่าย LC โดยไม่ทำให้ขนาดของสัญญาณที่ป้อนกลับลดลงจนเกินไป



รูปที่ 2.33 วงจรโคลพิตต์สออสซิลเลเตอร์แบบ (ก) เบสร่วมและ (ข) คอลเลคเตอร์ร่วมอย่างง่าย

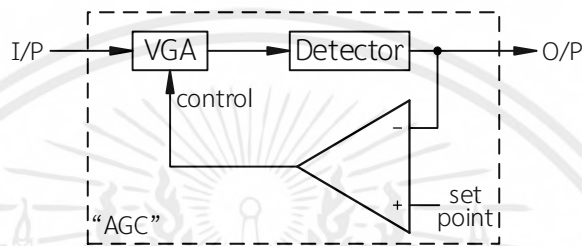
วงจรโคลพิตต์สออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุหนึ่งคู่เพื่อแบ่งแรงดันไฟฟ้าเพื่อนำพลังงานเข้าและส่งออกจากวงจรจูน (ถือได้ว่าเป็นคู่ทางไฟฟ้าของออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตลีย์ ที่สัญญาณถูกป้อนกลับมาจากตัววงจรแบ่งแรงดันที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยคอยล์สองตัวต่ออนุกรมกัน (หรือคอยล์แบบมีจุดต่อแยก)) รูปที่ 2.33 (ก) แสดงวงจรโคลพิตต์สออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ  $C_1, C_2$  ก่อให้เกิดวงจร “แทงค์” ซึ่งกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์ แรงดันไฟฟ้าคร่อม  $C_2$  ถูกจ่ายไปที่เบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อเป็นค่าป้อนกลับเพื่อสร้างการแกว่งกวัด รูปที่ 2.33 (ข) แสดงเวอร์ชันของคอลเลคเตอร์ร่วม (ซึ่งใช้ในโครงงานนี้) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม  $C_1$  เป็นตัวป้อนกลับ ความถี่ของการแกว่งกวัด (oscillate) อยู่ที่ประมาณความถี่เรโซแนนซ์ (resonance frequency) ของวงจร LC ซึ่งเป็นการรวมอนุกรมของตัวเก็บประจุสองตัวขนานกับตัวเหนี่ยวนำ ความถี่ที่แท้จริงของการแกว่งกวัดจะลดลงเล็กน้อยเนื่องจากความจุแฝงและภาระโหลดของวงจร

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (2.35)$$

เช่นเดียวกับออสซิลเลเตอร์ใดๆ การขยายส่วนประกอบที่ใช้งานควรมีมากกว่าการลดทอนทั้งจากการสูญเสียในตัวสั้นพ้อง (LC) และวงจรแรงดัน เพื่อให้การทำงานมีเสถียรภาพ ดังนั้นออสซิลเลเตอร์ Colpitts ที่ใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ความถี่แปรผัน (VFO) จะทำงานได้ดีที่สุดเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบแปรผันในการปรับแต่ง แทนที่จะปรับจูนตัวเก็บประจุตัวใดตัวหนึ่งจากสองตัว หากจำเป็นต้องปรับจูนด้วยตัวเก็บประจุปรับค่าได้ ควรทำโดยให้ตัวเก็บประจุตัวที่สามเชื่อมต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ (หรืออนุกรมแบบเดียวกับในวงจรแคลป์ปออสซิลเลเตอร์)

## 2.4 ระบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control, AGC)

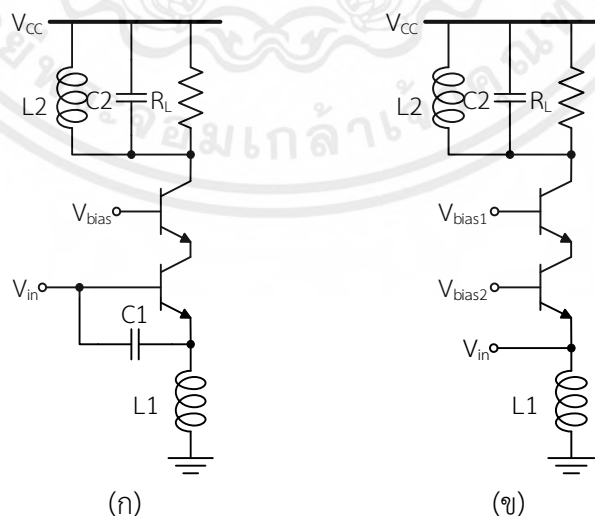
เป็นระบบที่ป้อนกลับขนาดของสัญญาณกลับมาเพื่อใช้ในการควบคุมอัตราขยาย (ระบบที่จะกล่าวถึงเป็นแบบป้อนกลับ ยังมีแบบป้อนไปข้างหน้า (feedforward) แต่ไม่ได้ใช้ และจะไม่กล่าวถึง) ทั้งตัวระบบจะเรียกว่า AGC ส่วนแปลงสัญญาณจากไฟฟ้ากระแสสลับมาเป็นขนาด (อาจจะเป็นปริมาณใดก็ได้แต่ต้องแปรผันตามขนาดของสัญญาณ เช่น  $V_p$ ,  $V_{RMS}$ ,  $V_{avg}$  หรือแม้แต่  $kV_p$  (k เป็นจำนวนจริงบวกใดๆ)) เรียกว่าวงจรตรวจจับ (detector) ผ่านมาเข้าส่วนควบคุม ซึ่งก็คือระบบควบคุมป้อนกลับแบบลบธรรมดา แล้วไปเข้าวงจรปรับอัตราขยายได้ (Variable Gain Amplifier, VGA) ดังรูปที่ 2.34 ที่นำมากล่าวเพื่อให้เข้าใจถึงระบบโดยคร่าวของ AGC และเข้าใจนิยามศัพท์เดียวกัน



รูปที่ 2.34 ระบบของ AGC พร้อมนิยามศัพท์

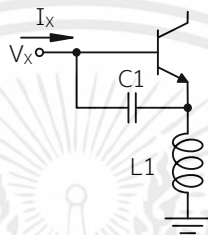
## 2.5 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier, LNA)

ในการออกแบบวงจรรวม ทอพอโลยีที่นิยมมีอยู่ 2 รูปแบบได้แก่ วงจรขยายซอร์ส(อิมิตเตอร์) รวมแบบถอดถอยด้วยตัวเหนี่ยวนำ และวงจรขยายเกท(เบส)รวม ซึ่งทั้ง 2 ทอพอโลยีนี้มีข้อดีข้อเสียในเรื่องของความสภาพของการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ทางอินพุท และตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure, NF) ที่น้อยที่สุดที่จะเกิดขึ้นได้ ในวงจรขยายอิมิตเตอร์รวมจะมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำกว่า ส่วนวงจรขยายเบสรวมจะมีความทนทานต่ออิมพีแดนซ์แฝงสูง ทำให้การเข้าคู่อิมพีแดนซ์ทำได้ดี แต่ NF อาจสูงได้ถึง 4dB



รูปที่ 2.35 วงจร LNA ชนิด (ก) อิมิตเตอร์รวม และ (ข) เบสรวม

ซึ่งหากพิจารณาโครงสร้างทอพอโลยีทั้งสอง ก็จะเห็นว่าในวงจรขยายเบสร่วมนั้น จะมีกระปิตหนึ่งที่เป็น 4 หารด้วยอัตราขยาย ซึ่งเป็นข้อจำกัด เนื่องจากหากอัตราขยายเช่น 20 เท่าว่าเยอะพอสมควรแล้ว กระปิตนี้จะมีค่า 0.2 ซึ่งนับว่ามาก หากแต่ในวงจรขยายซอร์สร่วม กระปิตนี้จะถูกคูณด้วยความถี่ที่ใช้งานหารด้วยความถี่เปลี่ยนผ่านทั้งหมดยกกำลังสอง ซึ่งหมายความว่าถ้าความถี่ใช้งานต่ำกว่าความถี่เปลี่ยนผ่านมาก เราจะสามารถละเลยสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากส่วนนี้ได้ ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ทอพอโลยีของวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม เนื่องจากวิทยุ FM อยู่ในย่านความถี่ไม่สูงมาก และอุปกรณ์ต่างๆ ก็มีค่าสูงตั้งนั้นผลของอุปกรณ์แฝงจึงเกิดน้อยก็ให้สัญญาณรบกวนต่ำลงย่อมดีกว่า



รูปที่ 2.36 วงจรสำหรับพิจารณาอิมพีแดนซ์ขาเข้า

ในวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแบบถอดด้วยตัวเหนี่ยวนำ พิจารณาตามรูปที่ 2.36 จะพบว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็น

$$V_{be} = \frac{I_x}{\frac{1}{r_{be}} + sC_1} \quad (2.36)$$

$$v_e = (g_m v_{be} + I_x) sL$$

$$V_x = v_b = v_{be} + v_e = \frac{I_x}{\frac{1}{r_{be}} + sC_1} (1 + g_m sL) + I_x sL$$

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{(1 + g_m sL)}{\frac{1}{r_{be}} + sC_1} + sL \quad (2.37)$$

ให้  $s = j\omega$

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{(1 + j\omega g_m L)(g_{be} - j\omega C_1)}{(g_{be} + j\omega C_1)(g_{be} - j\omega C_1)} + j\omega L$$

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{g_{be} + \omega^2 g_m L C_1 - j\omega(C_1 - g_m L)}{(g_{be}^2 + \omega^2 C_1^2)} + j\omega L \quad (2.38)$$

จากสมการข้างต้น ลองแทนค่าทั่วไปในสมการ  $I_C = 1\text{mA}$ ,  $\beta = 100$ ,  $C_1 = c_{be} = 10\text{pF}$  ใช้งานที่  $100\text{MHz}$  จะได้ว่า  $g_m = 38.61\text{mS}$ ,  $g_{be} = 0.3861\text{mS}$ ,  $\omega C_1 = 6.283\text{mS}$  จะเห็นว่าตัวส่วน

$g_{be} \ll \omega C$  และแน่นอนว่าเราเลือกตัวเหนี่ยวนำเพื่อให้ส่วนจริงหารแล้วเหลือ  $50\Omega$  จะได้ว่า  $g_{be} + \omega^2 g_m LC_1 \approx 50\omega^2 C_1^2$  ดังนั้น  $\omega^2 g_m LC_1 \gg g_{be}$  ทำให้เหลือ

$$\frac{V_x}{I_x} \approx \frac{\omega g_m L - j \left( 1 - \frac{g_m L}{C_1} \right)}{\omega C_1} + j\omega L$$

$$\frac{V_x}{I_x} \approx \frac{g_m L}{C_1} - \frac{\left( \frac{g_m L}{C_1} - 1 \right)}{j\omega C_1} + j\omega L \quad (2.39)$$

และเนื่องจาก  $R_{\text{matching}} = 50\Omega$  โดยทั่วไป จะได้ว่า  $L \approx \frac{50C_1}{g_m} = 12.95\text{nH}$  และเมื่อเทียบกัน

$$\frac{\left( \frac{g_m L}{C_1} - 1 \right)}{\omega C_1} < ? > \omega L$$

$$49 < ? > \omega^2 LC_1$$

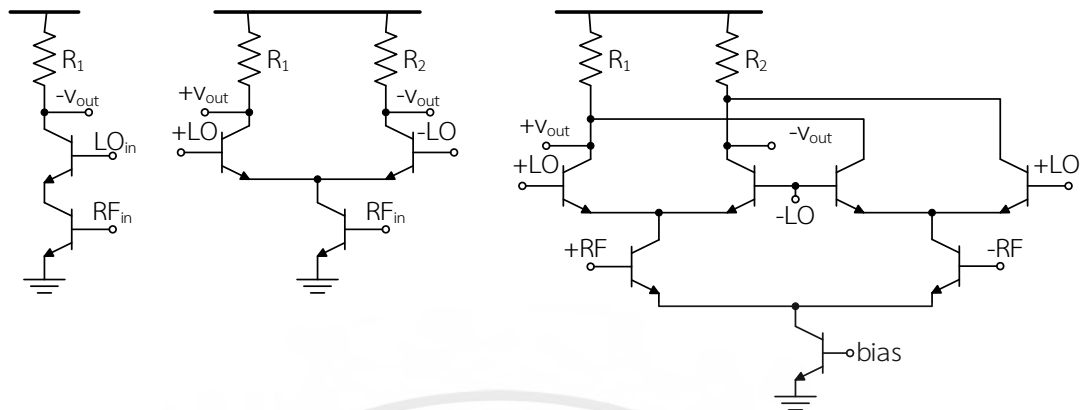
$$49 < ? > (100\text{M})^2 (12.95\text{n})(100\text{p})$$

$$49 > 1.295\text{m}$$

$$\therefore \frac{\left( \frac{g_m L}{C_1} - 1 \right)}{\omega C_1} > \omega L \quad (2.40)$$

จากทั้งหมด สามารถสรุปได้ว่า 1. อิมพีแดนซ์ขาเข้าถูกกำหนดโดย  $L_1$  และ  $C_1$  และ  $g_m$  ซึ่ง  $g_m/C_1 \approx \omega_T$  ดังนั้นกล่าวได้อีกอย่างว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าถูกกำหนดโดย  $L_1$  และ  $f_T$  2. ในกรณีวงจรรวม  $L_{\text{Typ}} = 12.95\text{nH}$  อาจมีค่ากลางๆถึงมาก แต่ในวงจรธรรมดาแม้เพียงเส้นทองแดงตรงยาวหลักสิบของมิลลิเมตร ก็สามารถสร้างตัวเหนี่ยวนำค่าดังกล่าวได้แล้ว อาจฟังดูเหมือนสายสั้นยาวมาก แต่หากพูดว่าแม้เพียงเส้นทองแดงยาวหลักหน่วยของมิลลิเมตรสามารถทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรวมมากกว่าที่คำนวณ 10% ก็ฟังดูวิฤติมากขึ้น ดังนั้นจึงมีวิธีแก้ไขคือเพิ่มทั้งตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุไปพร้อมๆกันเพื่อให้อัตราส่วนเท่าเดิม วิธีการนี้ไม่เพียงแต่จะทำให้ผลของความจุแฝงลดลงแล้ว แต่ยังทำให้การประมาณค่า  $g_{be} \ll \omega C$  ดียิ่งขึ้น แต่ก็ต้องอย่าลืมเรื่องของความถี่ส่งผ่าน และสัญญาณรบกวนด้วย 3. ที่ค่าเริ่มต้นแม้เพิ่มค่าตัวเก็บประจุพร้อมกับตัวเหนี่ยวนำไปอย่างละ 100 เท่าก็ยังมีผลของค่าตัวเก็บประจุเป็นส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์อยู่ที่ ส่วนนี้ไม่มีความจำเป็นต้องเพิ่มจนให้  $X_{L1} = X_{C1}$  ในวิธีที่ปฏิบัติกัน จะใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปก่อนเข้าวงจร

## 2.6 วงจรมิกเซอร์ (mixer circuit)

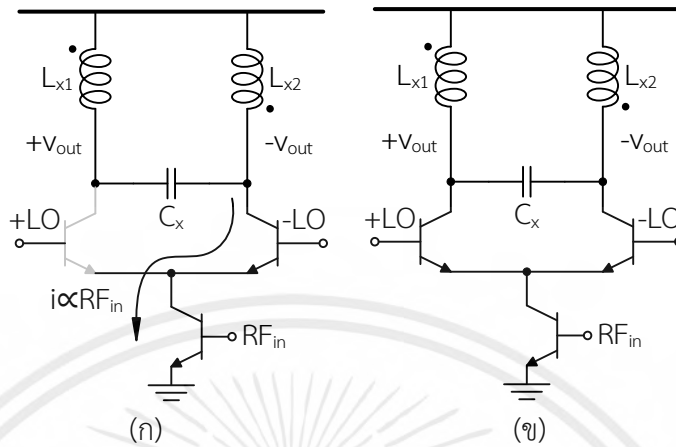


รูปที่ 2.37 วงจรมิกเซอร์ชนิดกัมมันต์ 3 ชนิด

ในวงจรนี้มีอยู่ 2 ชนิดหลัก ได้แก่ ชนิดกัมมันต์ (passive) และชนิดกัมมันต์ (active) ทั้งสองชนิด ทั้งสองชนิดยังมีรูปแบบการต่ออีก 3 รูปแบบ ได้แก่ แบบไม่ได้ดุล (unbalanced) แบบดุลเดี่ยว (single-balanced) และแบบดุลคู่ (double-balance) วงจรมิกเซอร์นี้มีตัวแปรหลักที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ได้แก่ สัญญาณรบกวน และอัตราขยาย ที่จะเลือกใช้ในโครงงานนี้เป็นชนิดกัมมันต์แบบดุลเดี่ยว เพราะให้อัตราขยายด้วยเลยในภาคเดียว ( $A_v \gg 1$ ) และอินพุตทั้ง 2 มีลักษณะตามต้องการ คือ ปลายเดี่ยวสำหรับ RF และปลายคู่สำหรับ LO การที่จะทำให้ RF เป็นปลายคู่จะเพิ่มผลของสัญญาณรบกวนเข้ามา ส่วนแบบไม่ได้ดุลที่ใช้ปลายเดี่ยวทั้งคู่เรียกอีกอย่างว่ามิกเซอร์แบบเกทคู่ให้ผลที่เลวร้ายนัก ในทางคณิตศาสตร์ที่มองอุปกรณ์เป็นเชิงเส้น (สัญญาณขนาดเล็ก) เผยให้เห็นว่าสัญญาณไม่ถูกคูณกันเลย แต่ในทางปฏิบัติที่อุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นยังพอจะมีการคูณกัน แต่ผล IF ที่ได้อาจไม่ดิ่ง คือขนาดเล็ก SNR ต่ำ ส่วนในเรื่องของสัญญาณรบกวน ทั้งหมดใกล้เคียงกัน และขึ้นกับจำนวนทรานซิสเตอร์ในแต่ละวงจร

แน่นอนว่าชนิดดุลคู่ย่อมดีกว่าดุลเดี่ยว ในชนิดดุลเดี่ยวนั้นแก้ปัญหาของชนิดไม่ได้ดุลโดยทำให้การรั่วของ LO (LO leakage, LO feedthrough) ที่ย้อนไปทาง RF หมดไป แต่ยังคงเหลือส่วนที่รั่วไปทาง IF ซึ่งชนิดดุลคู่แก้ปัญหาในส่วนนี้ ในหลักการการทำงานจะไม่ใช้หลักการทรานซิสลิเนียร์ แต่จะใช้หลักการสับเปิดปิดคู่ผลต่างด้วย LO ระหว่างย่านตัดขาด และย่านกัมมันต์ เนื่องจากในย่านตัดขาดไม่มีกระแสไหล แรงดันทางเอาท์พุทจะเป็น  $V_{CC}$  ส่วนในย่านกัมมันต์แรงดันจะเป็น  $g_m R_D V_{in}$  เนื่องจากประพัตต์เป็นวงจรขยายคาสโคด ถ้าเมื่อใดทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านอิมิตัว วงจรจะเกิดปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้โดยปกติแล้ว  $R_D$  จะมีปัญหาเรื่องการไปอัสเพราะถ้าต้องการอัตราขยายมาก แล้ว  $R_D$  มาก ทำให้ทรานซิสเตอร์ใกล้ย่านอิมิตัว แต่ในโครงงานนี้ใช้โหลตเป็นตัวเหนี่ยวนำทำให้ไม่มีปัญหานี้ และมิกเซอร์ชนิดนี้ยังทำงานในอีกย่านหนึ่งคือช่วงที่วงจรขยายคู่ผลต่างเกิดปริมุขนากระแสพร้อมกัน ก็มองเป็นเหมือนวงจรขยายคู่ผลต่าง คือ สัญญาณอินพุท RF ทำตัวเหมือนสัญญาณโหมตร่วม ดังนั้นจะไม่ถูกขยายออกไป หมายความว่าถ้ายิ่งช่วงเปลี่ยนผ่านนี้นาน อัตราขยายก็ลดลง จากความ

จริงข้อนี้ทำให้ได้ข้อสรุปว่า LO ในทางอุดมคติเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ไม่ใช่ไซน์ แต่ในทางปฏิบัติ VCO จะให้สัญญาณเป็นไซน์ และละทิ้งฮาร์มอนิกด้วยชุด LC วิธีแก้ปัญหาคือทำให้สัญญาณไซน์มีขนาดใหญ่ที่สุดที่เป็นไปได้ก็จะทำให้“ช่วงเวลาขาขึ้น-ลง”นั้นสั้นลง

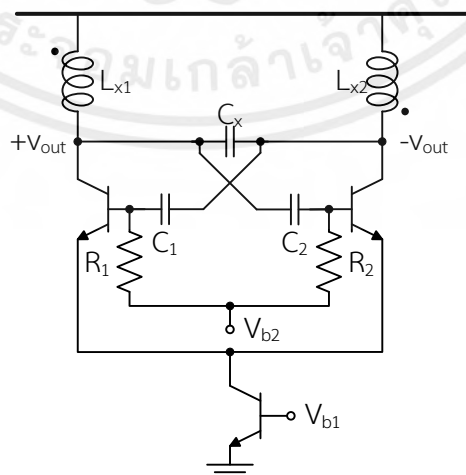


รูปที่ 2.38 วงจรเทียบเคียงขณะ (ก) Q1 อยู่ในย่านตัดขาด และ (ข) Q1, Q2 ในย่านกัมมันต์พร้อมกัน

อีกหนึ่งปรากฏการณ์ที่จะทำให้อัตราขยายลดลงคือตัวเก็บประจุแฝงที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q3 ตัวเก็บประจุนี้จะขโมยกระแสที่ควรส่งผ่าน Q1, Q2 ออกไป และเนื่องจากมีแรงดันเล็กน้อยที่ผ่านไปขาคอลเลคเตอร์ เป็นเหตุให้เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ได้ด้วย อย่างไรก็ตามวิธีแก้ปัญหาคือ  $C_c$  นี้จะมีผลน้อย เมื่อ  $g_{m1} \gg \omega C_c$  ซึ่งหาก Q2 อยู่ในย่านตัดขาด  $g_{m1} = g_{m3}$  ทำให้อสมการเงื่อนไขกลายเป็น  $g_{m3}/C_c \approx f_T \gg \omega$  ทำให้ได้วิธีการแก้ปัญหาคือเพิ่ม  $g_{m3}$  จนเงื่อนไขดังกล่าวเป็นจริง

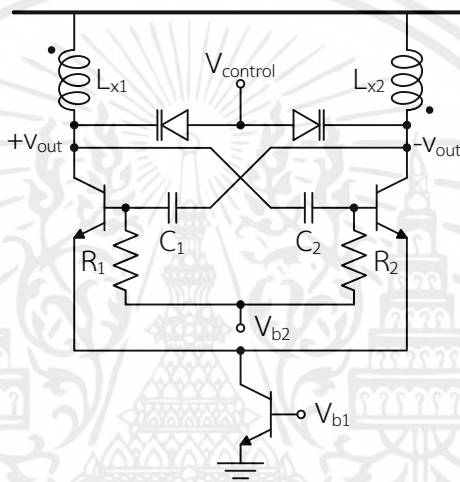
-noise

## 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator, VCO)



รูปที่ 2.39 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบไขว้

ทอพอโลยีที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในอิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงคือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณคู่ควบแบบไขว้ (cross-coupled oscillator) หลักการทำงานโดยคร่าวคือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณธรรมดาซึ่งหาอ่านได้ทั่วไป แต่ผู้จัดทำจะเขียนในมุมมองที่ผู้อ่านอาจไม่คุ้นชินเพื่อเพิ่มความเข้าใจดังนี้ สมมติให้สาขาซ้ายนำกระแส (แรงดันที่สาขาขวาสูง แน่ใจว่าสาขาขวาจะไม่มีกระแสไหล) ก็จะมีไหลเป็น  $I_{EE}$  ซึ่งสลับกับช่วงก่อนหน้าที่อยู่ในย่านตัดขาด กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเห็นก็จะมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม แต่จะถูกแปลงด้วย  $V = IZ_L$  ทำให้เหลือเพียงฮาร์มอนิกแรก และแน่นอนว่าวงจรมี 2 ตัวต่อกันมีเฟสเป็น 0 แต่ความถี่อื่นที่ไม่อยู่ในย่านจะมีอัตราขยายน้อยกว่า 1 จากสมรรถนะการเลือกความถี่ของวงจรถึงก็ ทำให้วงจรถูกกำเนิดเฉพาะที่ความถี่สั้นพียง ทั้งนี้ในการทำงานในความถี่สูงมีหลักการที่คล้ายกัน แต่อาจไม่เป็นไปตามดังที่กล่าวนี้เสียทีเดียว



รูปที่ 2.40 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณคู่ควบแบบไขว้ควบคุมด้วยแรงดัน

ในการควบคุมความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ จะใช้ตัวเก็บประจุปรับค่าได้ตามแรงดันซึ่งก็คือวาแรคเตอร์ ในเทคโนโลยีวงจรรวมจะใช้เป็นมอสเฟต แต่ในวงจบบนแผงจะใช้เป็นไดโอด ในการออกแบบ พิจารณาความถี่ตามสมการ

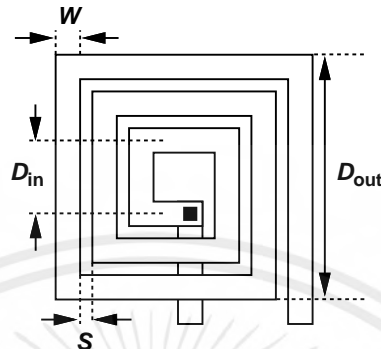
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{var})}} \quad (2.41)$$

$$\frac{f_{osc(max)}}{f_{osc(min)}} = \sqrt{\frac{C+C_{var(max)}}{C+C_{var(min)}}}$$

จะพบว่ากรณีที่เพิ่มตัวเก็บประจุค่าคงที่ไม่เพียงแต่ลดความถี่ แต่ยังลดช่วงความถี่ที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้ด้วย เพราะที่  $C \gg C_{var}$  สมการที่ 2 จะลู่เข้าสู่ 1 ดังนั้นวิธีที่ใช้ในการออกแบบคือเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเอา ให้ได้ช่วงความถี่อยู่ในย่าน เพราะตัวเหนี่ยวนำจะไม่มีผลต่อความกว้างช่วงความถี่เลย และจะไม่ใส่ตัวเก็บประจุค่าคงที่เลย ส่วนค่าตัวแปร  $C$  ที่เห็นเป็นความจุแฝงที่จุดนั้น ในการใช้งานย่านของวาแรคเตอร์จะไม่ใช้จนสุด  $0 - V_{CC}$  เพราะค่า  $Q$  ของวาแรคเตอร์ และพิสัยของภาคก่อนหน้าซึ่งก็คือวงจรถูกประจุ (charge-pump) ที่จะต้องมี  $V_{CE(on)}$  อยู่ค่าหนึ่ง

## 2.8 ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอย (Spiral Inductor)

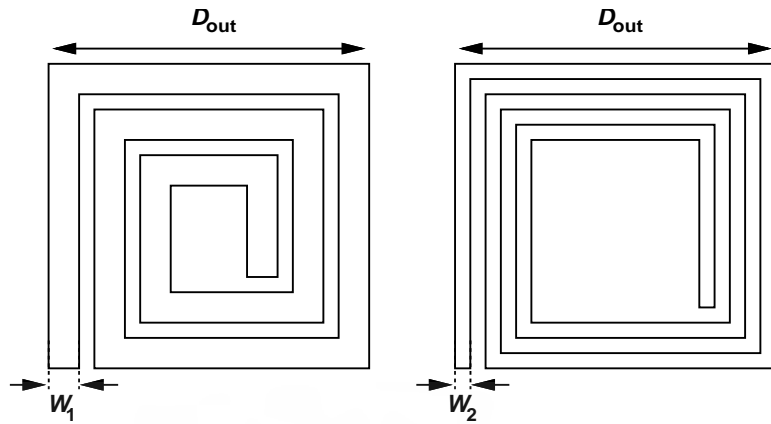
ในทาง RFIC จะรวมอุปกรณ์ภายใน เนื่องด้วยการเชื่อมลวด (wire bond) ออกมาจะทำให้เกิดการแทรกสัญญาณข้าม (crosstalk) ความเหนี่ยวนำแผง และการทำให้เป็นวงจรผลต่างแบบสมบูรณ์ (fully differential) ได้ยาก เนื่องจากควบคุมความยาวของลวดเชื่อมได้ยาก



รูปที่ 2.41 ตัวแปรต่างๆของตัวเหนี่ยวนำ [1]

เสมือนว่าในการสร้างตัวเหนี่ยวนำค่าความเหนี่ยวนำจะแปรตาม  $N^2$  ( $N$  คือจำนวนรอบ) แต่ (1) รอบด้านในๆจะสั้นลง ทำให้ความเหนี่ยวนำของรอบในก็น้อยลง (2) รอบใดๆที่ติดกัน มีค่าคู่ควบ  $M$  ที่มากที่สุดเป็นไปได้เพียง 0.7 และรอบที่ห่างไป  $M$  ก็ลดลงอีก ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำไม่เพียงแต่ขึ้นกับ  $N$  แต่ขึ้นกับขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแต่ละรอบด้วย ส่วนขนาดเส้น  $W$  และ ระยะห่างระหว่างเส้น  $S$  ส่งผลโดยอ้อมต่อตัวแปรข้างต้น

การเพิ่ม  $W$  โดยให้  $D_{out}$  คงที่จะยิ่งทำให้  $S$  ลดลง  $D_{in}$  เล็กลง การที่ขนาดความยาวของรอบในๆ  $D_{in}$  เล็กลงก็ส่งผลให้  $L$  น้อยลง และอาจไม่สามารถเพิ่ม  $N$  ได้อีก ยิ่งทำให้  $L$  น้อยลงอีกด้วย ซึ่งการกระทำนี้จะส่งผลตรงกันข้ามกับการลด  $W$  ลงทุกประการ ที่ยังมีที่เหลือในทางปฏิบัติ จะจำกัด  $D_{out}$  เพราะมีเข็มนั้นขนาดจะใหญ่เกินไป การเพิ่มความเหนี่ยวนำทำได้ 2 วิธี ซึ่งมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน (1) ลด  $W$  และ (2) เพิ่ม  $N$  ในแบบแรก ความต้านทานแผงจะเพิ่มขึ้นส่งผลให้  $Q$  ลดลง ส่วนแบบหลังไม่เพียงแต่การที่ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของรอบในๆเล็กลงจะทำให้  $L$  น้อยลงแล้ว  $M$  ของขดด้านใน จะยิ่งทำให้  $L$  ลดลงอีกด้วย เพราะสนามที่เสริมกันมีน้อยลง แต่สนามที่หักล้างกันเยอะขึ้น ดังนั้นจึงพยายามให้รอบในมีเส้นผ่านศูนย์กลางมากที่สุดที่จะทำได้ ก็พบว่า หาก  $S/W \approx 5\sim 6$  จะให้  $k$  ที่ต่ำพอแล้ว ดังนั้น  $D_{in}$  ที่เผื่อไว้จึงเป็น 5-6 เท่าของ  $W$  ค่านี้ก็จะ เป็นจุดที่จะจำกัดการเพิ่ม  $N$  (ของแบบที่ 2)



รูปที่ 2.42 การลด W ลง

ในการสร้างตัวเหนี่ยวนำมีโครงสร้างมากมาย ที่ทำให้ซับซ้อนขึ้นก็เพื่อแลกมาให้บางตัวแปรดีขึ้น ในการเพิ่มความซับซ้อน ก็มีตัวแปรที่เพิ่มมาในทางปฏิบัติจึงเลือกรูปเรขาคณิตบางแบบที่คิดว่าเหมาะสมแล้ว optimize สมการตัวอย่างของกันหอยแบบจัตรัสเป็นดังสมการ

$$L \approx 1.3 \times 10^{-7} \frac{A_m^{5/3}}{A_{tot}^{1/6} W^{1.75} (W + S)^{0.25}} \quad (2.42)$$

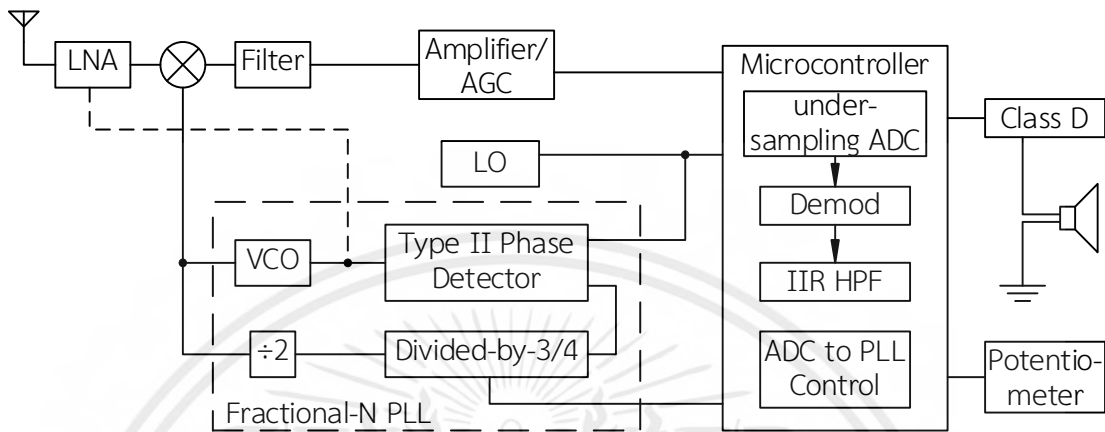
สมการดังกล่าวถูกทำให้เหมาะที่สุดมาให้ใช้ที่ความเหนี่ยวนำตั้งแต่ 5 – 50 nH และอยู่ในช่วงความคลาดเคลื่อน 10% เมื่อ  $A_{tot} = D_{out}^2$  และ  $A_m$  เป็นพื้นที่ที่เป็นโลหะ สมบัติอย่างหนึ่งของตัวเหนี่ยวนำชนิดนี้ คือเมื่อให้ความยาวเส้นรวม  $l_{tot}$ , ความกว้าง W และระยะห่าง S คงที่ แล้ว  $L \propto N$  อย่างอ่อน ดังสมการที่เขียนใหม่ให้ตัวแปรเป็นความยาวเส้นรวม  $l_{tot}$  ว่า

$$L \approx 1.3 \times 10^{-7} \frac{l_{tot}^{5/3}}{\left[ \frac{l_{tot}}{4N} + W + (N - 1)(W + S) \right]^{1/3} W^{0.083} (W + S)^{0.25}} \quad (2.43)$$

สมการนี้ใช้ไม่ได้จริงในทางปฏิบัติ เพราะต้องทราบความยาวเส้นตัวนำเป็นเท่าไร แต่จุดที่สำคัญที่ต้องการจะสื่อ คือในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ ก็ใช้เพียงความยาว  $l_{tot}$  ก็เพียงพอในการออกแบบ จะมีขนาดเล็ก (N เพิ่ม) หรือใหญ่ (N น้อย) ไม่สำคัญเท่าไร (แต่จะสำคัญในการประหยัดพื้นที่) โดยสรุปแล้ว การลด S เป็นเรื่องที่ดี ส่วนการลด W ก็ดีรองลงมา การลด S จะทำให้ตัวเก็บประจุแฝงเพิ่มขึ้น แต่ในขณะเดียวกัน การลด W ก็ทำให้ความจุแฝงลดลง แต่ส่งผลเสียคือเพิ่มความต้านทานแฝง ตัวแปรทั้ง 2 นี้ขนาดที่เล็กที่สุดเป็นไปตามตัวแปรของกระบวนการว่าเล็กที่สุดได้เท่าไร และ  $D_{in}$  ก็ได้ถูกกำหนดไว้แล้วว่าควรจะเป็น 5-6 เท่าของ W เพื่อประหยัดพื้นที่ จึงเหลือ  $D_{out}$  อันเป็นตัวแปรสุดท้ายตัวแปรเดียวที่จะเป็นตัวกำหนดค่าของตัวเหนี่ยวนำ

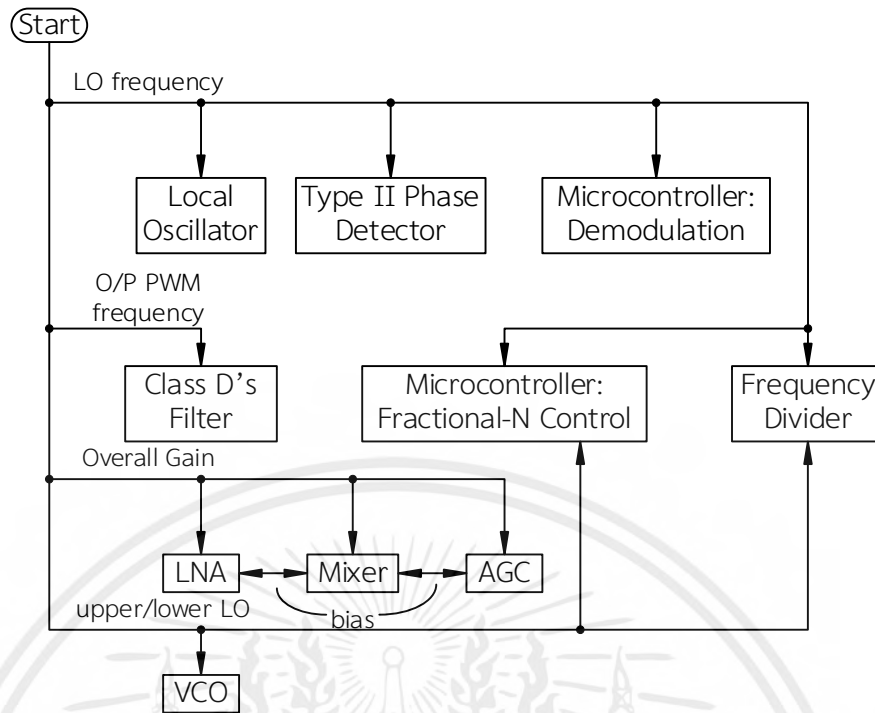
### บทที่ 3

## วิธีการดำเนินงาน



รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกของวงจร และการทำงานทั้งหมด

เมื่อพูดโดยภาพรวมระบบคร่าวๆเป็นดังรูปที่ 3.1 ขั้นตอนที่จะออกแบบจะพิจารณาตามตัวแปรที่ต้องทราบก่อนของแต่ละบล็อกดังรูปที่ 3.2 ผู้จัดทำต้องการที่จะเริ่มจากส่วนที่ง่ายไปส่วนที่ยาก ดังนั้นจึงเริ่มจากขวาไปซ้ายของรูปที่ 3.1 คือจากความถี่เสียงไปจนกระทั่งถึงความถี่วิทยุไล่เรียงตามความสำคัญจากมากไปหาน้อยดังนี้ ที่ความถี่เสียงมีตัวแปรที่สำคัญคือความถี่ที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณ รองลงมาคือการกำจัดสัญญาณนั้นออกจาก PWM ที่เอาท์พุท ส่วนของการประมวลผลมีตัวแปรคือความถี่ของสัญญาณนาฬิกา ส่วนของ PLL สำคัญที่ความเร็วและเทคนิคที่ใช้ในการสวิตช์ เนื่องจากส่วนใหญ่เป็นความถี่สูง จะมีเป็นความถี่กลางมีบางส่วน ที่ยากนั้นจะเป็นความถี่วิทยุ ทรานซิสเตอร์ส่วนใหญ่จะไม่สามารถตอบสนองได้แม้เพียงในบริเวณกัมมันต์ (active region) ดังนั้นไม่ต้องพูดถึงการเปลี่ยนย่านการทำงานซึ่งมีปัญหาแน่นอน ส่วนของความถี่กลางมีตัวแปรที่สำคัญคืออัตราขยายที่จำเป็นต้องปรับได้ตามขนาดของสัญญาณที่เข้ามาซึ่งมีช่วงพลวัต (dynamic range) ที่กว้าง (ประมาณ 60 dB) ส่วนของความถี่วิทยุตัวแปรที่สำคัญ ได้แก่ อัตราขยายที่ต้องการสูงมาก และการจับคู่อิมพีแดนซ์กับเสาอากาศ



รูปที่ 3.2 ฝั่งงานขั้นตอนการออกแบบ

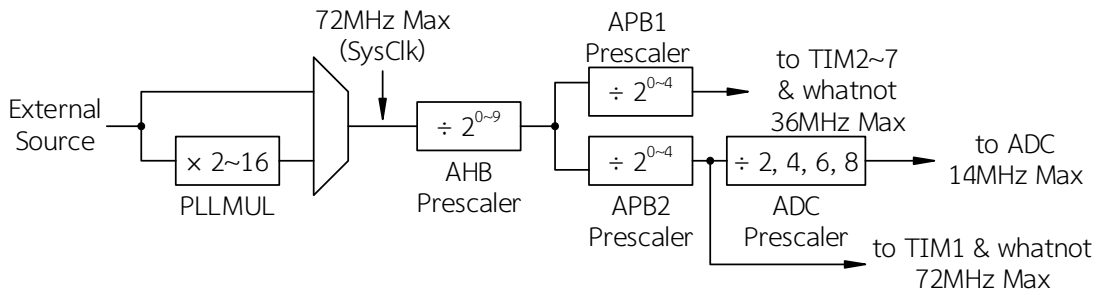
หลักการออกแบบการสุ่มความถี่ต่ำกว่าอัตราในควิสต์ (undersampling) มีอยู่ทำให้ความถี่ที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณเป็นไปตามเงื่อนไข 2 ประการ ได้แก่ ความถี่ที่ใช้สุ่มนั้นมากกว่า 2 เท่าของแบนด์วิดท์ เช่น คลื่นพาห์ 72 MHz มีแบนด์วิดท์  $\pm 1$  kHz ความถี่สุ่มต้องมากกว่า  $2 \times 2\text{kHz} = 4$  kHz และประการที่ 2 คือ  $2f_s = n \times f_c$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเต็มบวก เงื่อนไขที่กสทช.กำหนดคือ  $f_{\text{deviation}} = \pm 75\text{kHz}$  และใช้ IF 10.7 MHz ทหาว่า  $f_s$  ที่เหมาะสมที่สุดเป็นเท่าไร

$$\begin{cases} f_s > 2(150\text{kHz}) = 300\text{kHz} \\ f_s = \frac{10.7\text{M}}{n} \end{cases} ; n \in \mathbb{Z}^+$$

สมมติ  $f_s = 300\text{kHz}$  คือน้อยที่สุดไว้ก่อน จะได้ว่า

$$n = \frac{10.7\text{M}}{300\text{k}} = 35.67$$

ปัด  $n$  ลง เพื่อให้ได้  $f_s$  สูงขึ้น (กว่า 300kHz) จะได้  $n = 35$  และ  $f_s = 305.71429\text{kHz}$  อันความถี่ 305 kHz นี้จะนำไปใช้ 2 จุดคือ  $f_s$  ของ ADC และ ความถี่ PWM ของเอาต์พุตเนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายสะดวกเนื่องจากใช้ตัวจับเวลาเพียงตัวเดียว ความถี่ค่าดังกล่าวจะสามารถสร้างได้ด้วยต้นไม้นาฬิกา (clock tree) (ได้จริงหรือไม่ ต้องติดตาม) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ความถี่นั้นจะได้มาจากการคูณและหารความถี่ของออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีแผนภาพดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ผังต้นไม้นาฬิกาของไมโครคอนโทรลเลอร์

วิธีการคำนวณคือหาว่า 16 MHz ซึ่งเป็นค่าความถี่คริสตัลมาตรฐานคุณอะไรแล้วได้ 305 kHz ซึ่งก็คือ

$$16\text{MHz} \times n = 305.714285\text{kHz}$$

$$\frac{305.714285\text{kHz}}{16\text{MHz}} = n = \frac{107}{5600}$$

จะเห็นว่าทำไม่ได้เนื่องจากตัวคูณคือ 107 ซึ่งเป็นจำนวนเฉพาะจึงเปลี่ยนไปใช้คริสตัล 10.7 MHz แทน จะได้ว่า

$$10.7\text{MHz} \times n = 305.714285\text{kHz}$$

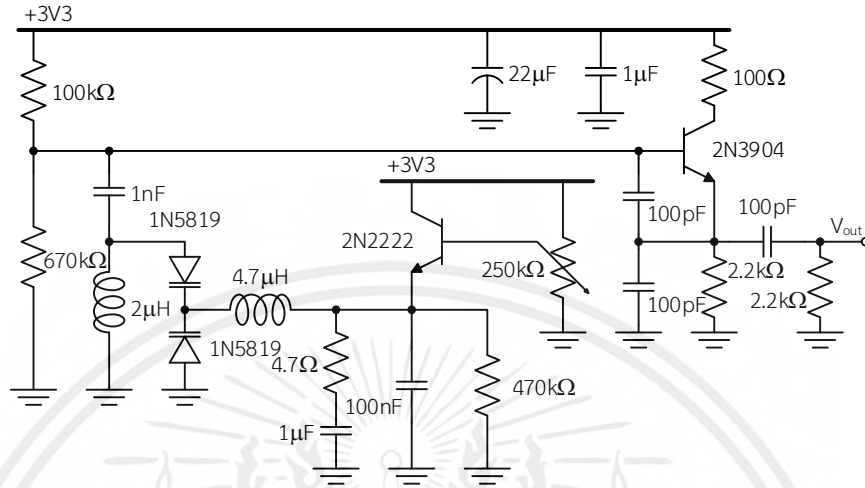
$$\frac{305.714285\text{kHz}}{10.7\text{MHz}} = n = \frac{1}{35}$$

เพื่อให้สัญญาณนาฬิกาของระบบ (system clock) ได้ความถี่ที่สูงที่สุดจึงเลือกให้คูณ 6 แล้วหารด้วย 210 โดยผ่านเข้า PLL เส้นทางการแล้วคูณขึ้นไป 6 ส่วนที่หารด้วย 210 คือจะใช้เป็นค่าในเรจิสเตอร์ Auto-Reload ของตัวจับเวลา (Timer 1)

แหล่งกำเนิดสำหรับ 10.7 MHz เมื่อจำลองดูแล้วพบว่าถ้าความถี่ที่เข้ามาและความถี่ของแหล่งกำเนิดประจำเครื่อง (local oscillator) ไม่เท่ากันสิ่งที่จะเกิดขึ้นคือขนาดไฟตรงหลังถอดรหัสจะถูกเลื่อนไปจากศูนย์แต่หากเลือกใช้ความถี่ 10.7 MHz ที่ได้จากความถี่กลางโดยตรงด้วยคิดว่าถ้าเกิดใช้ 10.7 MHz มาจากแหล่งเดียวกันก็ต้องตรงกันแน่ๆ แต่กระนั้นก่อนการจำลองก็มีสมมติฐานอยู่ก่อนว่าอาจจะมีปัญหาเนื่องจากความถี่ที่เข้ามาไม่ใช่ 10.7 MHz บริสุทธิ์แต่มีการเบี่ยงเบนร่วมด้วยซึ่งถ้าเกิดตัวการรบกวนความถี่ต่ำกว่าอัตรานาควิสต์ มีการเบี่ยงเบนที่เหมือนกับอินพุตแล้วก็คงไม่สามารถรับค่าได้อย่างถูกต้อง ซึ่งเมื่อจำลองแล้วพบว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณหลังถอดรหัส โดยสรุปแล้วแบบแรกคือสร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีการเบี่ยงเบนต่ำๆ ดีกว่าที่จะไปเอาสัญญาณที่เราจะถอดรหัสอยู่แล้วมาใช้เป็นแหล่งสัญญาณนาฬิกาแม้ว่าจะเกิดการเลื่อนไปไม่ตรงกับ IF แต่ปัญหาเดียวที่จะเกิดคือ DC ซึ่งสามารถแก้ได้โดยใส่การกรองความถี่สูงผ่านแบบดิจิตอล

ที่มาของความถี่ 10.7 MHz นี้ผู้จัดทำต้องการใช้คริสตัล 10.7MHz แต่ความถี่นี้หายาก จึงเหลือ 2 ทางเลือก คือวงจรโคลพิทท์ส (Colpitts oscillator) หรือตัวสั่นพ้องเซรามิก (ceramic resonator) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช.ให้การช่างงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 35

แต่ตัวสั้นพ้องเซรามิกขึ้นชื่อว่า Q ต่ำ แต่ก็อาจเป็นไปได้ว่าสูงกว่า LC และมีความถี่ error ได้สูง โดยทั่วไป บวกลบ 0.5 เปอร์เซ็นต์ซึ่งหากจะปรับละเอียดแล้ว ณ จุดนี้ก็ทำให้คิดว่าใช้ LC ไปเลยดีกว่า แล้วปรับด้วยวาวร์แคเตอร์ วงจรที่ใช้เป็นดังรูป



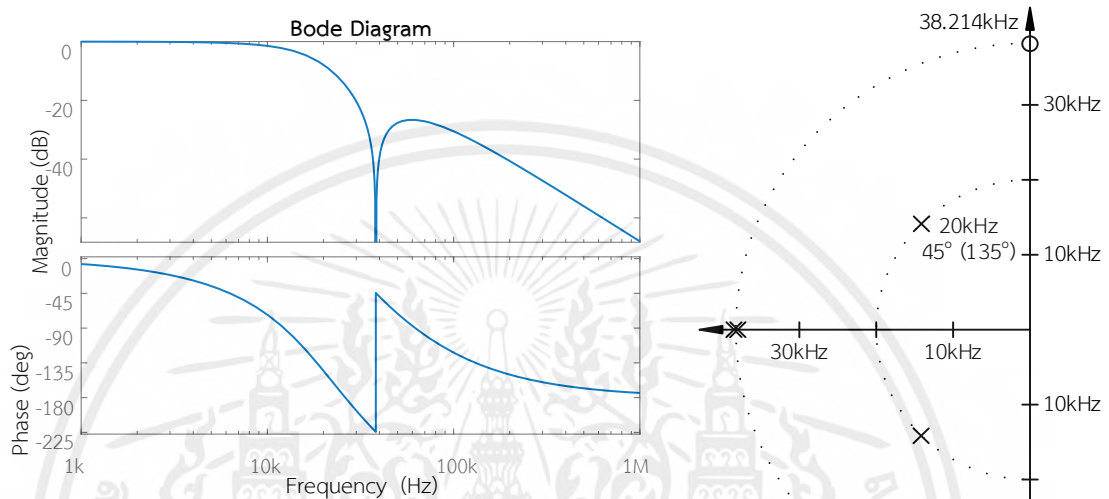
รูปที่ 3.4 วงจรแหล่งกำเนิดประจำเครื่อง

วิธีการจูนคือปรับแรงดันไบอัสให้อยู่ตรงกลางของแรงดันไฟเลี้ยงในที่นี้คือ 1.65V จาก 3.3V จากนั้น พันตัวเหนี่ยวนำ 2μH มาใส่แล้ววัดคร่าวๆ ให้ความถี่ใกล้เคียง 10.7 MHz เมื่อพันตัวเหนี่ยวนำเรียบร้อยก็นำไปวัดความถี่อย่างละเอียดแล้วปรับแก้ด้วยแรงดันไบอัส ออสซิลเลเตอร์นี้จำเป็นต้องมีความถี่ที่แม่นยำเพราะจะต้องถูกนำไปใช้ใน PLL เพื่อให้การคำนวณทวีความถี่ขึ้นไปให้ได้ 98.7 ถึง 118.7 MHz อย่างถูกต้อง ซึ่งจะต้องสูงกว่าความถี่ FM อยู่ 10.7 MHz พอดี

จากการทดลองต่อจริง แม้ไม่ได้ทำตามวงจรในรูปที่ 3.4 วงจรแหล่งกำเนิดประจำเครื่อง ทุกประการ แต่ผลที่ได้คือไม่สามารถปรับความถี่ได้กว้างมาก เนื่องจาก 0~3.3V แคบเกินไป การพันตัวเหนี่ยวนำขาดหรือเกินไปครึ่งรอบ จะไม่สามารถชดเชยด้วยการปรับแรงดันไบอัส ผู้จัดทำเลยเลือกที่จะเปลี่ยนค่าความจุแทน เนื่องจากถ้าเพิ่มค่าตัวเก็บประจุจะง่ายกว่า จึงพันให้ตัวเหนี่ยวนำขาดไปเล็กน้อยแล้วคำนวณค่าตัวเก็บประจุเอา

ยกตัวอย่างความจำเป็นที่ต้องได้ 10.7MHz พอดี หากพิจารณาว่าถ้าเกิดเพี้ยนไปเป็น 10.8MHz (<1%) สมมุติเดิมรับ 88 MHz ตัวคูณจะเป็น 9.2243 เพื่อสร้าง 98.7MHz เมื่อความถี่อ้างอิงเพี้ยนไป แต่ตัวคูณเท่าเดิมความถี่ใหม่จะกลายเป็น 99.62 MHz ซึ่งเมื่อลบกับ 88MHz แล้วจะได้ 11.62MHz ซึ่งไม่ได้ใกล้เคียงกับ 10.8MHz เลย จะกลายเป็นว่ารับ 88.82MHz มาแทน และเพื่อให้เป็นมาตรฐานเดียวกัน จึงกำหนดทั้งระบบว่า IF เป็น 10.7MHz หากเกิดการคลาดเคลื่อนจะได้มีค่าไว้ยึดเพื่อเปรียบเทียบ

หลังจากส่งออกมาเป็น PWM 305 kHz แล้ว ต้องการกรองความถี่ต่ำผ่าน 20 kHz และกรองความถี่ PWM ออก (จริงๆไม่ต้องทำก็ได้ถ้าโพงไม่ตอบสนองอยู่แล้ว) เมื่อพิจารณาความละเอียดที่ 210 ก็อาจจะต่ำไปเมื่อเทียบกับโดยทั่วไปที่มีความละเอียดอยู่ที่ 16 บิต 210 ก็จะสามารถประมาณได้ว่าเป็น 7~8 บิต สามารถเพิ่มโดยลด  $\omega_s$  ซึ่งจากที่เห็นก็คือควรที่จะเพิ่มขึ้นอีก 8 บิตก็จะได้เป็นประมาณ 16 บิต ก็ต้องลด  $\omega_s$  ลง 8 เท่าจะได้ 38.21 kHz ออกแบบ pole-zero จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนว่า



รูปที่ 3.5 แผนภาพ Bode ของวงจรกรองที่ต้องการ

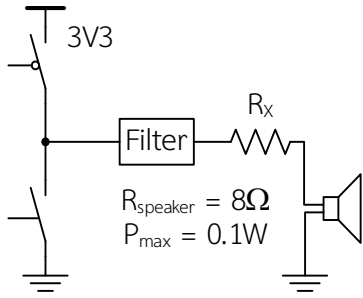
$$T(s) = \frac{\omega_a^2 (s^2 + \omega_s^2)}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_s s + \omega_a^2)(s + \omega_s)^2} \quad (3.1)$$

$$\omega_a = 2\pi(20k)$$

$$\omega_s = 2\pi(38.214k)$$

รูปที่ 3.6 แผนภาพโพล-ซีโร  
ของวงจรกรองที่ต้องการ

เพื่อให้ PWM ทำงานได้เต็มย่านความละเอียด ลำโพงโหลด 8 $\Omega$  จึงต้องต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน ค่าของตัวต้านทานนี้คิดได้ดังนี้ คิดที่ภาพเหตุการณ์เลวร้ายที่สุด แรงดันที่เอาท์พุทเป็น 3.3V และกราวด์เสมือน ทำงานผิดพลาดออกแรงดันมา 0V



$$\frac{V_{speaker}^2}{R_{speaker}} < P_{max}, V_{speaker} = \frac{V_T R_{speaker}}{R_T}$$

$$R_T^2 > \frac{V_T^2 R_{speaker}}{P_{max}}$$

$$R_T > \sqrt{\frac{3.3^2 \cdot 8}{0.1}} = 29.516\Omega$$

$$R_x > R_T - R_{speaker} = 21.516\Omega$$

ความต้านทานที่ได้นี้เป็นเพียงความต้านทานที่จำกัดกำลังไม่ให้เกิน 0.1W ดังนั้นจะใช้ค่ามากกว่าก็ได้แค่เสียงจะลดลงเพียงเล็กน้อยก็ไม่ใช่ไรก็เลือกเพื่อเป็น 50Ω จะได้ว่าความต้านทานรวมที่เป็นโหลดคือ 58Ω พิจารณาสั่งเคราะห์โครงข่ายบันไดแบบต่อปลายด้วยความต้านทานด้านเดียว

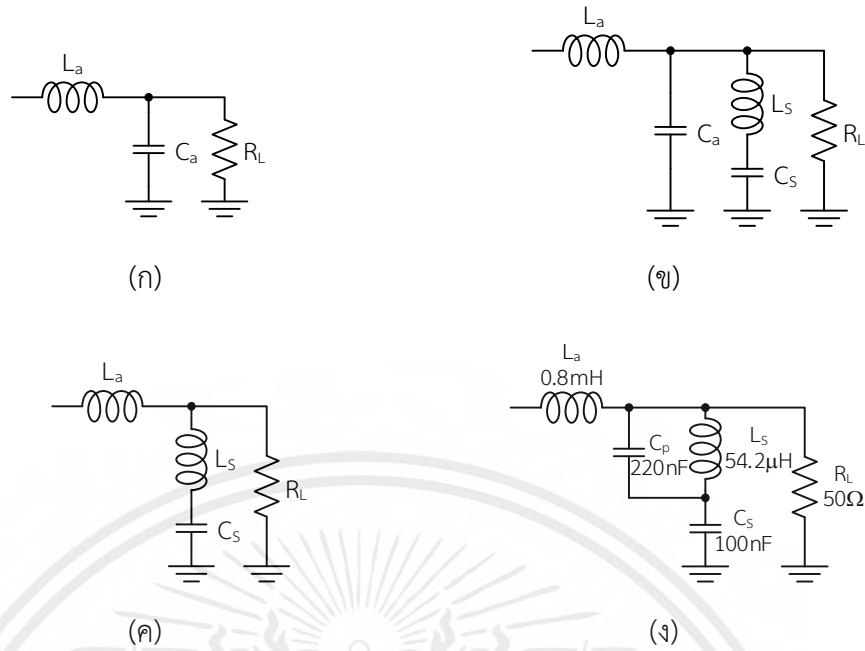
$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{\omega_a^2 (s^2 + \omega_s^2)}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_a s + \omega_a^2)(s^2 + 2\omega_s s + \omega_s^2)} \\ &= \frac{\omega_a^2 (s^2 + \omega_s^2)}{s^4 + 2\omega_s s^3 + \omega_s^2 s^2 + \sqrt{2}\omega_a s^3 + 2\sqrt{2}\omega_a \omega_s s^2 + \sqrt{2}\omega_a \omega_s^2 s + \omega_a^2 s^2 + 2\omega_a^2 \omega_s s + \omega_a^2 \omega_s^2} \\ &= \frac{\omega_a^2 (s^2 + \omega_s^2)}{s^4 + (\omega_s^2 + 2\sqrt{2}\omega_a \omega_s + \omega_a^2)s^2 + \omega_a^2 \omega_s^2 + (2\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s^3 + \sqrt{2}\omega_a \omega_s (\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s} \end{aligned}$$

Normalize R = 1Ω และแทนค่า ω

$$\begin{aligned} y_{21} &= \frac{\omega_a^2 (s^2 + \omega_s^2)}{(2\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s^3 + \sqrt{2}\omega_a \omega_s (\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s} \\ y_{22} &= \frac{s^4 + (\omega_s^2 + 2\sqrt{2}\omega_a \omega_s + \omega_a^2)s^2 + \omega_a^2 \omega_s^2}{(2\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s^3 + \sqrt{2}\omega_a \omega_s (\omega_s + \sqrt{2}\omega_a)s} \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned}
y_{22} &= \frac{s^4 + 158.783 \times 10^9 s^2 + 910.384 \times 10^{18}}{657.927 \times 10^3 s^3 + 17.8286 \times 10^{15} s} \\
&= 1.52 \mu s + Y_1 \\
Y_1 &= \frac{131.685 \times 10^9 s^2 + 910.384 \times 10^{18}}{657.927 \times 10^3 s^3 + 17.8286 \times 10^{15} s} \\
Z_1 &= \frac{657.927 \times 10^3 s^3 + 17.8286 \times 10^{15} s}{131.685 \times 10^9 s^2 + 910.384 \times 10^{18}} \\
L_1 &= \frac{657.927 \times 10^3 s^2 + 17.8286 \times 10^{15}}{131.685 \times 10^9 s^2 + 910.384 \times 10^{18}} \Big|_{s^2 = -2\pi(38.214k)} \\
L_1 &= 19.584 \mu \\
Z_1 &= sL_1 + Z_2 \\
Z_2 &= -\frac{1.921 \times 10^3 s^3 + 360.256 \times 10^9 s}{131.685 \times 10^9 s^2 + 910.384 \times 10^{18}} \tag{3.3}
\end{aligned}$$

จะเห็นว่าโครงข่ายไม่สามารถสังเคราะห์เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนตามที่ต้องการได้แต่สามารถสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทอพอโลยีการตอบสนองและสังเคราะห์ตามดังนี้ ขั้นแรกต้องการวงจรความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ก็ใส่ LC เป็นวงจรต่ำผ่านแบบปกติก็คำนวณให้ L และ C นี้เมื่อรวมกับความต้านทานโหลดแล้วมีการหน่วงตามที่ต้องการ(รูปที่ 3.7 (ก)) จากนั้นใส่ LC อนุกรมขนานไปกับโหลดเพื่อให้เกิดซีโร(รูปที่ 3.7 (ข)) แต่เนื่องจากว่าจะเกิดการเรโซแนนซ์ข้ามชุดคือ L ของชุดซีโรที่ต่อขึ้นใหม่นี้จะเรโซแนนซ์กับ C ของวงจรความถี่ต่ำผ่าน ก็สามารถแก้ได้โดยตัด C ที่เป็นของวงจรความถี่ต่ำผ่านแล้วใช้ร่วมกันกับ C ที่ใช้ในวงจร LC อนุกรม(รูปที่ 3.7 (ค)) แต่จะเกิดปัญหาหนึ่ง คือถ้าหากที่ความถี่สูง C จะประพฤติตัวเหมือนลัดวงจรซึ่งจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 ตัวเสมือนวงจรแบ่งแรงดันกลายเป็นว่าที่ความถี่สูง จะลดลง 0 dB/dec ซึ่งไม่ต้องการแต่ที่ต้องการคือให้ L ที่ต่อเพื่อเพิ่มซีโรขึ้นมานั้นหายไป ดังนั้นการตอบสนองที่ความถี่สูงจะเหลือเพียงตัวเหนี่ยวนำของวงจรความถี่ต่ำผ่านและตัวเก็บประจุเท่านั้น วิธีการแก้ก็คือเพิ่มตัวเก็บประจุนานไปกับตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการเพิ่มซีโรและใช้ค่าที่สูงกว่าตัวเก็บประจุเดิม เมื่อจำลองแล้วปรับค่าตามก็ได้ค่าดัง(รูปที่ 3.7 (ง))



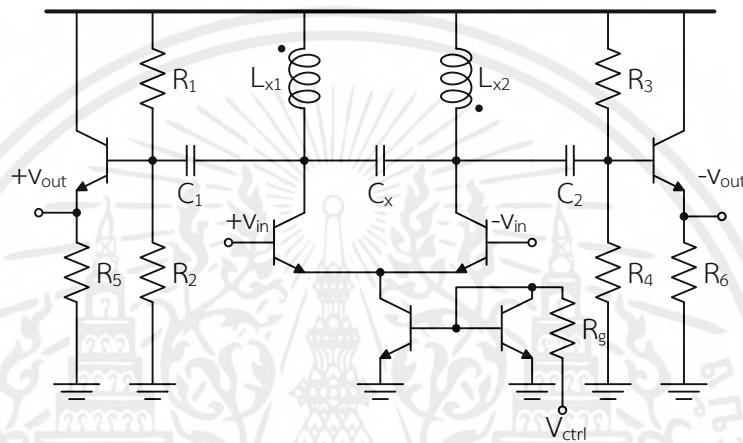
รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ที่สังเคราะห์ขึ้น

เนื่องจากกำลังของโหลดสูงจึงใช้สวิตช์คือมอสเฟตหลักดึงเป็นตัวขยาย เบอร์ที่ใช้คือ SSM6L09FU เบอร์นี้มีความจุที่ขาเกต 1.2 nF โดยประมาณ คำนวณว่าที่ความถี่ 38.2 kHz มี 1,680 จุด แปรออกเป็นจุดละ 15.5 nano second ก็ออกแบบให้เสีย 1 จุด สำหรับช่วงเวลาขาขึ้น-ลง นั่นคือ  $RC \approx 15.5n$  จะได้ว่าความต้านทานประมาณ 10 โอห์ม และเนื่องจากว่าต้องการตัดความถี่ศูนย์ทิ้งไป ก็ใช้กราวด์เสมือนเนื่องจากความต้านทานโหลดต่ำมากทำให้ถ้าหากต้องการกรองความถี่สูงผ่านที่ความถี่ที่ตัดต่ำจริงๆจะต้องใช้ตัวเก็บประจุค่าที่สูงมาก

ในการถอดรหัสสัญญาณ ใช้ตัวแยกสัญญาณแบบห่วงแถบความถี่ฐาน หากทำได้จะเห็นว่า ต้องใช้ quadrature mixer เพื่อให้สัญญาณเป็น real และ imaginary ก่อนซึ่งในส่วนนี้อาจทำให้ ฮาร์ดแวร์ออกเป็น quadrature แทนเพราะการสร้าง mixer ด้วย software สั้นเปลือง เมื่อคำนึงถึง เวลาที่ใช้ในการคำนวณที่มีเพียง 210 cycle ในการทำส่วน quadrature เลือกที่จะเลื่อนเฟสด้วย โครจข่าย RC ตัวหนึ่งเป็นต่ำผ่าน อีกตัวเป็นสูงผ่าน และให้ที่ความถี่ที่ต้องการ คือ IF มีการเลื่อนเฟส ไปชุดละ  $45^\circ$  นั่นเท่ากับว่าสัญญาณที่ออกจากโครงข่ายนี้จะมีเฟสต่างจากอินพุตอยู่  $45^\circ$  ตัวหนึ่ง นำหน้า ตัวหนึ่งล่าหลัง แต่ถ้าเทียบกันเองแล้วเฟสจะต่างกันอยู่  $90^\circ$

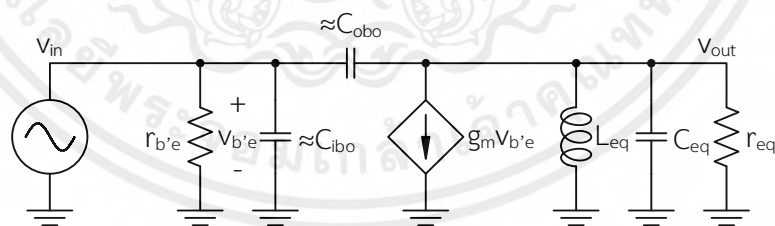
## IF Amp

ในการขยาย IF สัญญาณที่มาจากมิกเซอร์จะถูกกรองมาก่อนส่วนหนึ่งแล้วตั้งนั้นระบบในส่วนนี้จะสร้าง IF ก่อนไปเข้าวงจรกรอง อีกเหตุผลหนึ่งที่ต้องวงจรกรองภายหลังก็เพื่อลดผลจากความเพี้ยนของวงจรขยายด้วยเพื่อให้วงจร IF amp ที่จะสร้างนี้ช่วยให้การประมวลผลรับค่า ADC มีความเที่ยงตรงจึงตัดสินใจที่จะสร้างวงจรขยาย IF เป็น AGC ที่ไม่ให้ LNA เป็น AGC เพราะสัญญาณรบกวนสูงและการสร้างวงจรที่ RF เป็นไปได้ยาก VGA นี้ก็เป็นมิกเซอร์ชนิดหนึ่งซึ่งชนิดที่จะสร้างเป็นไปตามรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรขยายสัญญาณ IF

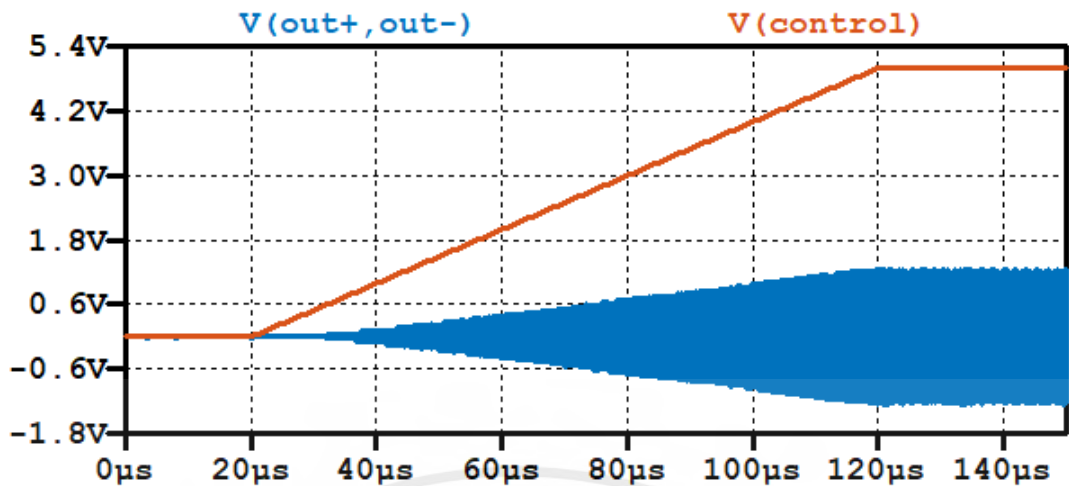
สัญญาณ IF (AC) จะเห็นเป็น



รูปที่ 3.9 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายสัญญาณ IF

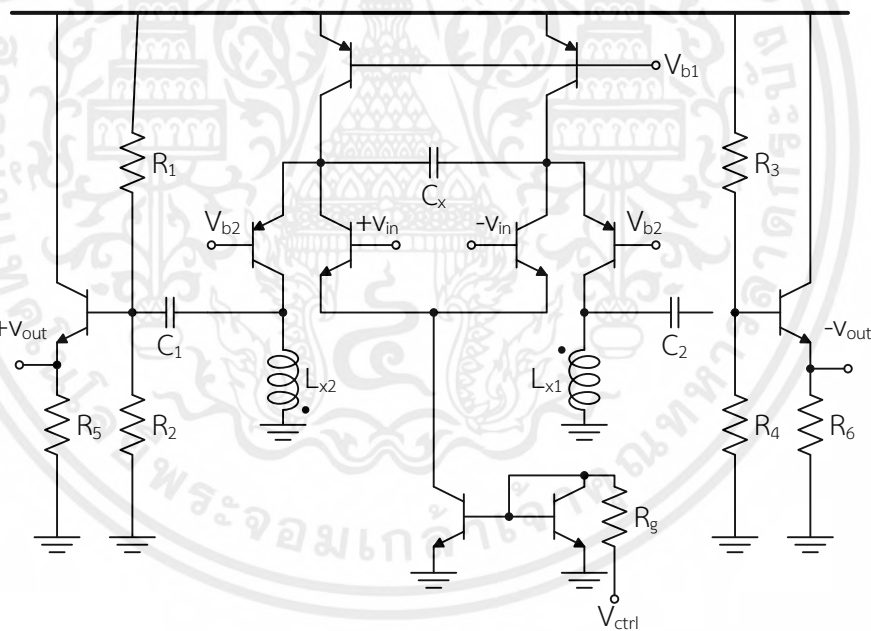
$$\begin{aligned}
 R_{eq} &= 0.5R_x \\
 L_{eq} &= 2L_x \\
 C_{eq} &= 2C_x \\
 A_v &= \frac{(sC_{obo} - g_m)sL_{eq}R}{s^2RL_{eq}(C_{eq} + C_{obo}) + sL_{eq} + R} \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

ส่วนต่อมาที่จะทำการออกแบบคือวงจรเรียงกระแสเพื่อใช้ในการป้อนกลับเพื่อปรับขนาดของสัญญาณให้ได้ขนาดตามต้องการ

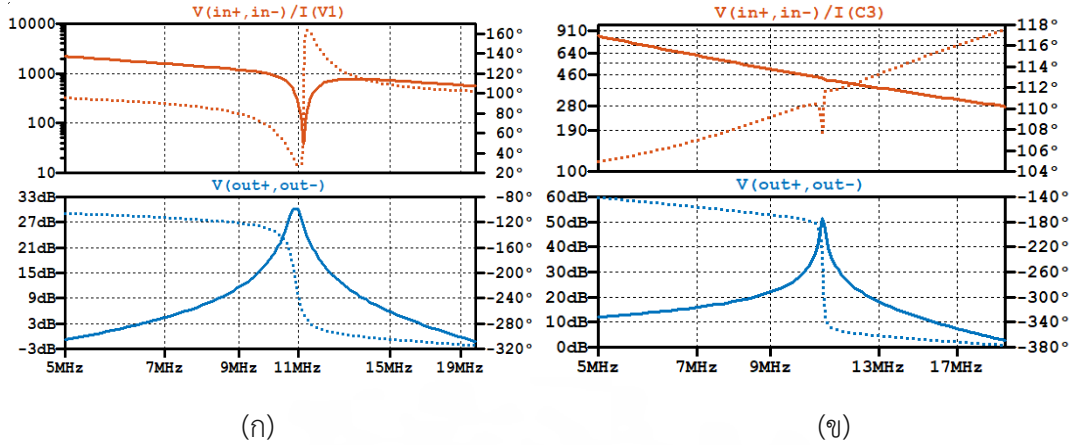


รูปที่ 3.10 ผลการจำลองวงจรขยายสัญญาณ IF

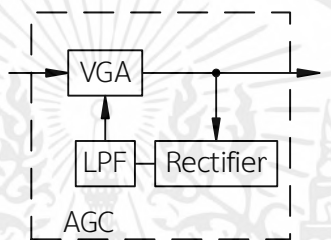
แต่อย่างไรก็ดี วงจรที่สร้างนี้มีข้อเสียอย่างหนึ่งซึ่งเป็นที่ยอมรับไม่ได้เลย คืออิมพีแดนซ์ขาเข้ามีค่าต่ำมาก ทำให้ไปโหลดภาคก่อนหน้าซึ่งก็คือมิกเซอร์ จึงออกแบบให้เป็นชนิดคาสโคดแบบพับ แต่ยังไม่ได้นำไปประยุกต์ใช้จริงเนื่องจากเวลาไม่เอื้ออำนวย



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณ IF ที่ได้รับการพัฒนาแล้ว



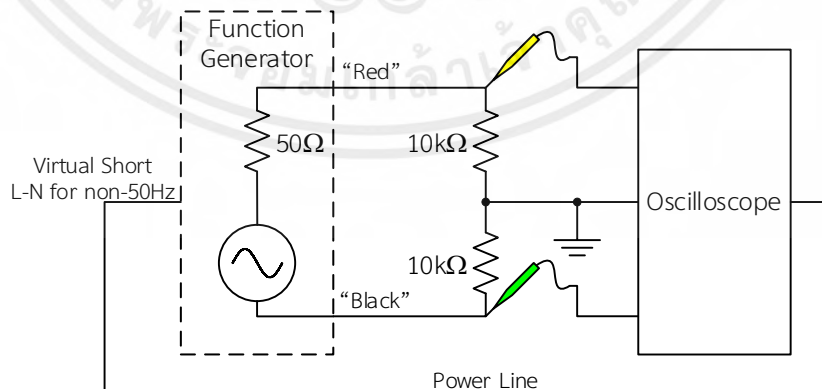
รูปที่ 3.12 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณ IF ทั้งสอง



รูปที่ 3.13 แผนภาพบล็อกของวงจร AGC

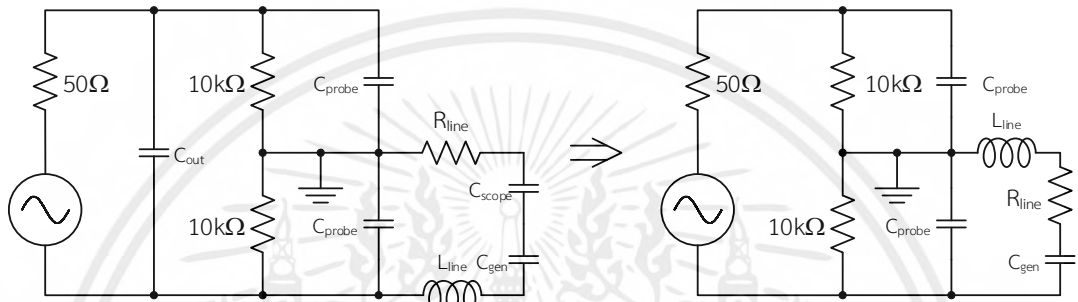
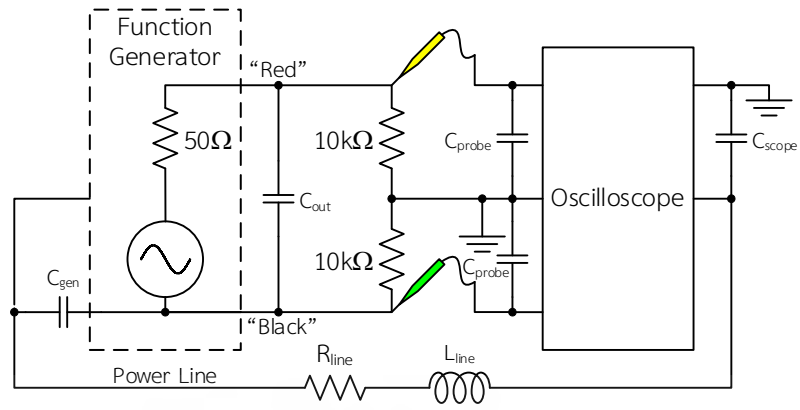
วงจรเรียงกระแสที่จะสร้างนี้เป็นชนิดกานต์ เพราะชนิดกัมมันต์ได้จำลองดูแล้วใช้งานไม่ได้ แต่กานต์ที่ว่าอาจมีวงจรกันชนก่อน ซึ่งเมื่อรวมวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกันได้ตั้งรูปและจำลองแล้วใช้ได้

ในการทดลองมีปัญหาที่พบเจอที่น่าสนใจอีกหนึ่งประการคือสัญญาณผลต่างที่ได้จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ มีสัญญาณโหมคร่วมเข้ามาร่วมด้วย วงจรที่ใช้ในการทดลองเป็นดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรวัดทดสอบสัญญาณผลต่าง

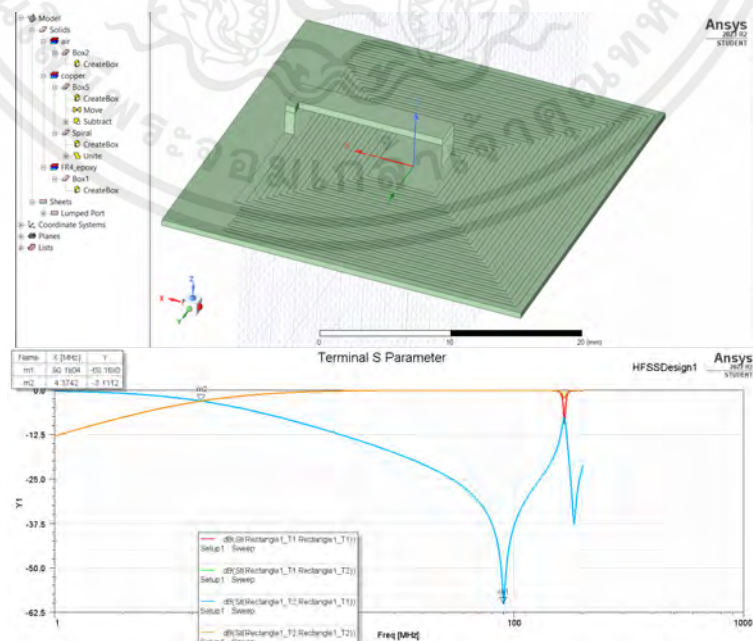
เมื่อนำผลจากปรสิติที่ได้จากการทดลองประกอบกับจากการวิเคราะห์มาเขียนเป็นวงจร และทำให้อยู่ในรูปอย่างง่าย จะได้ว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 43



รูปที่ 3.15 วงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 3.14

### ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอย

จากการทดลองบนโปรแกรมจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และใช้รูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมเพราะเป็นรูปร่างที่ประหยัดพื้นที่มากที่สุด ได้ผลดังนี้



รูปที่ 3.16 ตัวอย่างการจำลองตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอยบนแผ่นวงจรพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 44

dout (mm)	turns	50Ω freq (MHz)	L (nH)	Theory L (nH)	Self-resonate
20	11.5	12	662.2075	1390.471116	174.54MHz
30	14.5	4.37	1819.329	3058.940896	90.18MHz

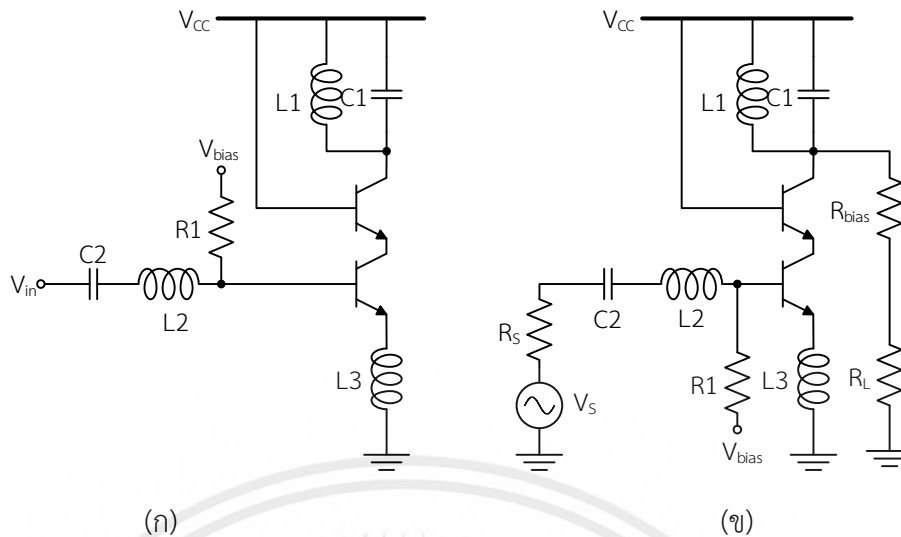
ในการทดลองใช้  $D_{in}$  เป็น 5 มม. และใช้เพียงหน้าเดียว ข้อมูลจากตารางต้องการเพียงแต่ความถี่คร่าวๆ self-resonant ของตัวเหนี่ยวนำเท่านั้น ทั้งนี้ก็เพื่อศึกษาถึงความเป็นไปได้ที่จะสร้างตัวเหนี่ยวนำบนแผ่นวงจรพิมพ์ ส่วนค่าที่แท้จริงจะทำการทดลองจริงอีกที ซึ่งลักษณะของวงจรพิมพ์ที่สร้างเป็นดังรูปที่ 3.17 เมื่อทราบความสัมพันธ์ว่าเป็นไปตามทฤษฎีแล้ว (ซึ่งในทางทฤษฎีให้ค่าน้อยกว่าความเป็นจริง และสามารถปรับตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าน้อยลงได้ด้วยการลัดรอบ (short turn)) จึงใช้สมการทางทฤษฎีนั้นแลผนวกกับค่าคู่ควบ (coupling coefficient, K) ที่ประมาณมาได้ มาหาย้อนกลับด้วยวิธีการหารากเชิงเลข เพื่อให้ได้ตัวเหนี่ยวนำค่าที่ต้องการ



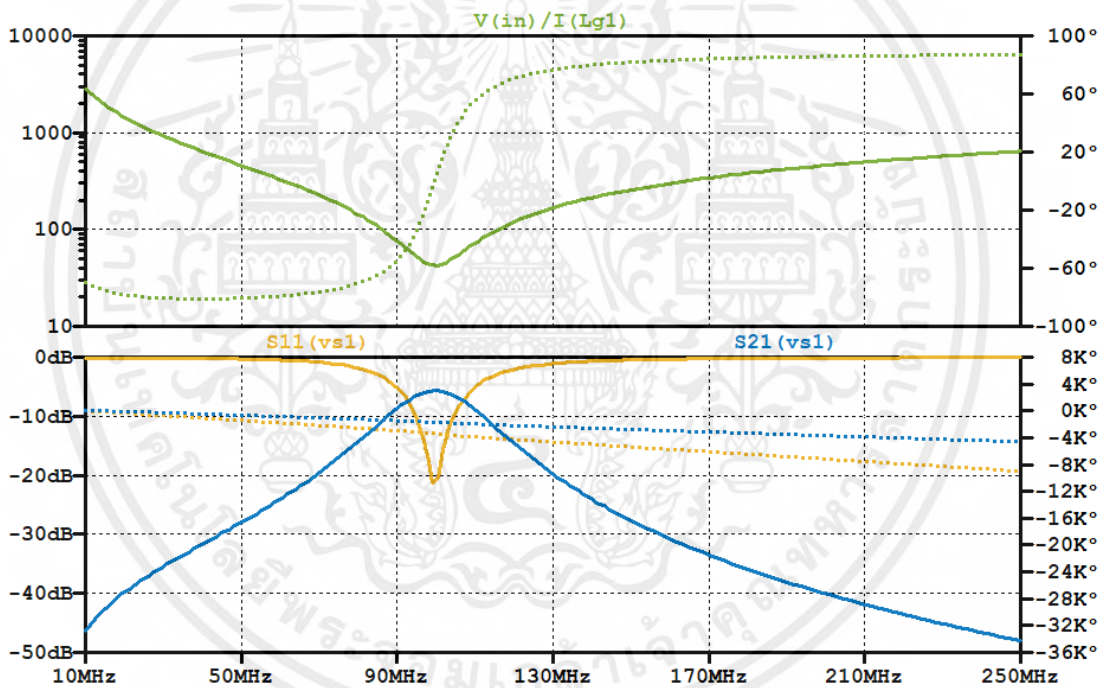
รูปที่ 3.17 ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอยบนแผ่นวงจรพิมพ์

## LNA

ในการสร้างวงจร LNA ก็สร้างตามที่ได้เขียนไว้ในบทที่ 2 วงจรเป็นดังรูปที่ 3.18 (ก) และเนื่องจากวงจรจะถูกวัดด้วย VNA (Vector Network Analyzer) จึงมีการแบ่งแรงดันต่างๆ ซึ่งรูปวงจรแบบสมบูรณ์เป็นดังรูปที่ 3.18 (ข) และทำให้ได้ผลลัพธ์ตามรูปที่ 3.19



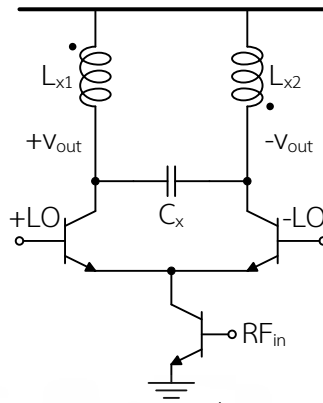
รูปที่ 3.18 วงจร LNA ที่ใช้ในการทดลอง



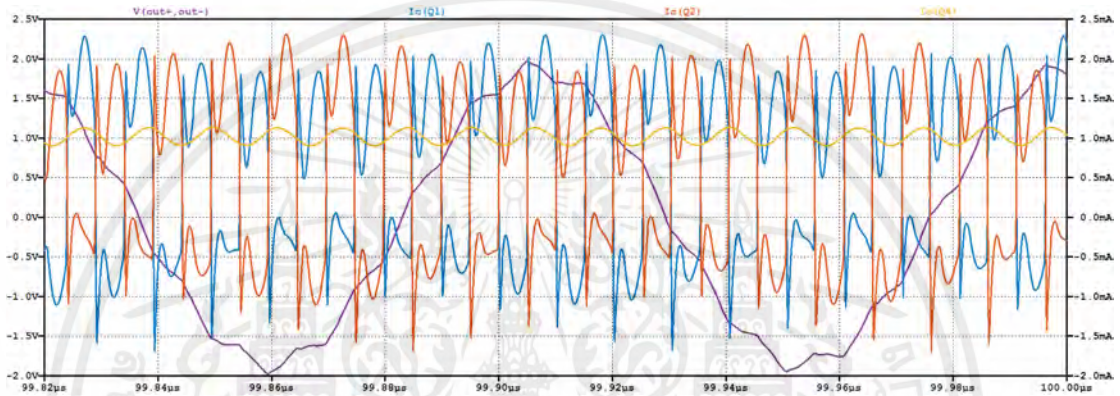
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองวงจร LNA

### Mixer

ในการสร้างมิกเซอร์ก็นำวงจรมาต่อได้โดยตรง นับเป็นวงจรที่มีโครงสร้างง่ายที่สุด เลือกใช้ตามที่ยืนยันไว้ในบทที่ 2 และให้โหลดเป็น LC เพื่อเพิ่มความเป็นวงจรกรองความถี่ผ่าน ผลการจำลองเป็นดังรูปที่ 3.21



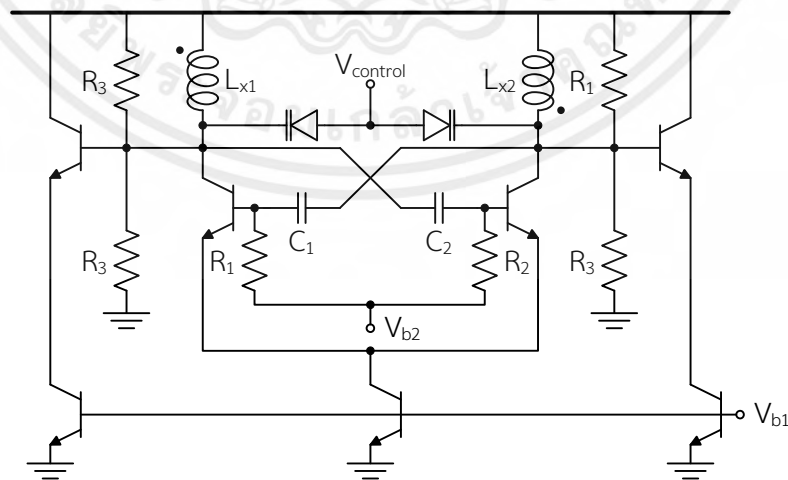
รูปที่ 3.20 วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 3.21 ผลการจำลองวงจรมิกเซอร์

### VCO

ในส่วนของ VCO อาจจะไม่สามารถนำไปขับมิกเซอร์ได้โดยตรงจึงต้องมีวงจรกันชนก่อน วงจรที่ใช้ก็จะเป็นดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง

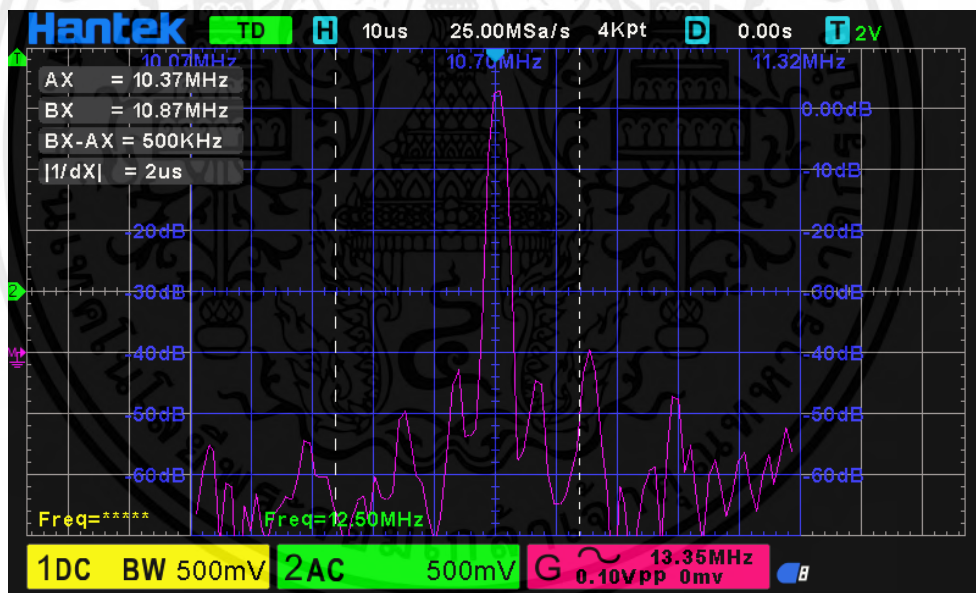
## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

ในส่วนของการทดลองจะแบ่งเป็น 2 ส่วนในภาคการศึกษาแรก ได้แก่ สัญญาณนาฬิกาประจำเครื่อง และ AGC

#### 4.1 สัญญาณนาฬิกาประจำเครื่อง

จากผลการทดลองวัดเอาท์พุทของวงจรสังเกตว่ามีความถี่ที่ค่อนข้างใกล้เคียงดังรูปที่ 4.1 แต่จะค่อยๆเลื่อนไปเมื่อเวลาผ่านไป จึงตั้งสมมติฐานว่าเป็นที่อุณหภูมิมีผลต่อค่าความจุของไดโอด จึงลองทดสอบในห้องติดเครื่องปรับอากาศ แล้วเพิ่มอุณหภูมิโดยใช้นิ้วจับไปที่ตัวถังของไดโอดก็พบว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่เร็วขึ้น และเป็นไปในทิศทางเดียว เมื่อนำมือออก อุณหภูมิค่อยๆกลับมาความถี่ก็เปลี่ยนแปลงในทิศตรงกันข้าม และการทดลองที่ว่ำนี้น่าทำได้ทุกครั้ง



รูปที่ 4.1 ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณนาฬิกา

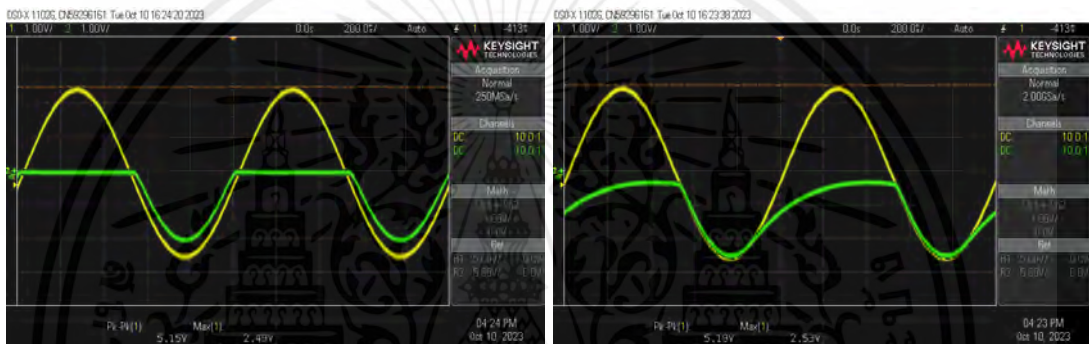
#### 4.2 ระบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ในส่วนนี้จะแบ่งเป็น 2 ส่วน ได้แก่ วงจรเรียงกระแส และวงจรขยาย VGA

#### 4.2.1 วงจรเรียงกระแส

ในส่วนนี้จะทดลองให้ความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ โดยอินพุตมาจากทั้งฟังก์ชันเจน โดยตรง(รูปที่ 4.2) และผ่านวงจรขยายมาก่อน(รูปที่ 4.3) แต่สัญญาณอินพุตนี้จะมีค่าที่เดียว เนื่องจากความถี่ตอบสนองของวงจรขยายมีความถี่เดียว แต่ให้ขนาดต่างกัน (สี่เหลี่ยมเป็นอินพุต สีเขียวเป็นเอาต์พุต)

โดยในรูปที่ 4.2 จะจ่ายแรงดันขนาด  $5V_{p-p}$  ทางอินพุต ที่ความถี่ (ก) 1kHz, (ข) 1MHz และ (ค) 10MHz ส่วนในรูปที่ 4.3 จ่ายความถี่ 10MHz โดยที่ AGC ยังไม่ปิดลูป VGA ทำงานที่อัตราขยายสูงที่สุด โดยที่ไม่สนใจอัตราขยายของ VGA และขนาดทางอินพุต ปรับขนาดทางอินพุตให้ทางเอาต์พุตเป็นตามต้องการ ก็ปรับเป็น (ก) 1.5V, (ข) 3.4V และ (ค) 3.7V



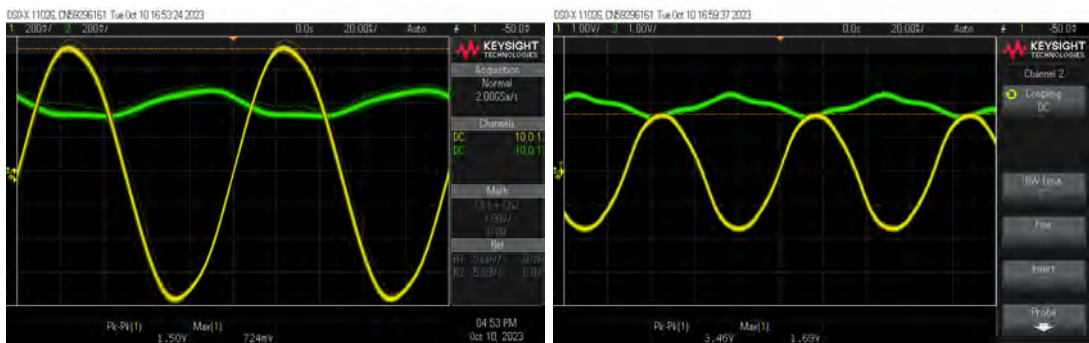
(ก)

(ข)



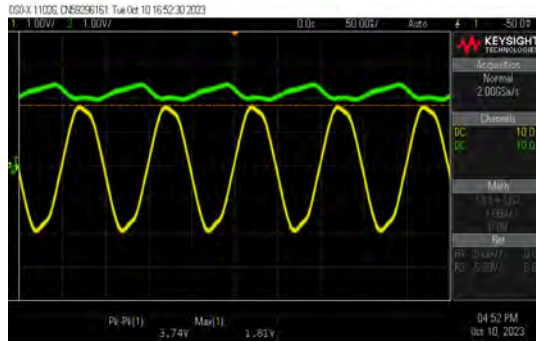
(ค)

รูปที่ 4.2 สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ความถี่อินพุตต่างๆ



(ก)

(ข)



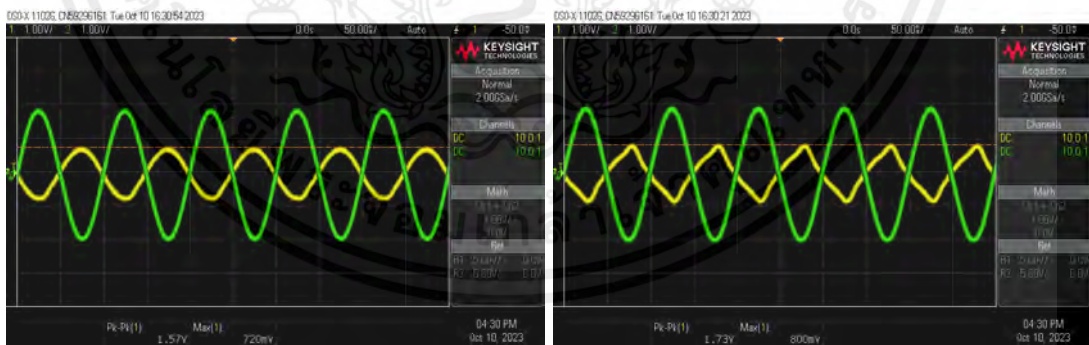
(ค)

รูปที่ 4.3 สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ขนาดอินพุตต่างๆรับมาจาก VGA

จากลักษณะของสัญญาณในรูปที่ 4.2 ที่ความถี่สูงขึ้นจะเริ่มเห็นการหน่วงของวงจรกรองที่อยู่หลังจากวงจรเรียงกระแส แต่เมื่อถึงความถี่ที่ใช้งานอาจทำงานได้ไม่ตึง คือ มีการนำกระแสในช่วงที่เป็นยอดออกมาได้ไม่มาก ทำให้เห็นว่าแรงดันต่ำกว่ายอดอยู่เล็กน้อย ส่วนในรูปที่ 4.3 ที่ใช้งานกับวงจรขยายจริงก็จะเห็นว่า การนำกระแสช่วงยอดมีค่าสูง ทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปเล็กน้อย และความไม่สมมาตรของวงจรทำให้แรงดันที่เอาท์พุทช่วงยอดบวกและยอดลบออกมาขนาดไม่เท่ากัน

#### 4.2.2 วงจรปรับอัตราขยายได้

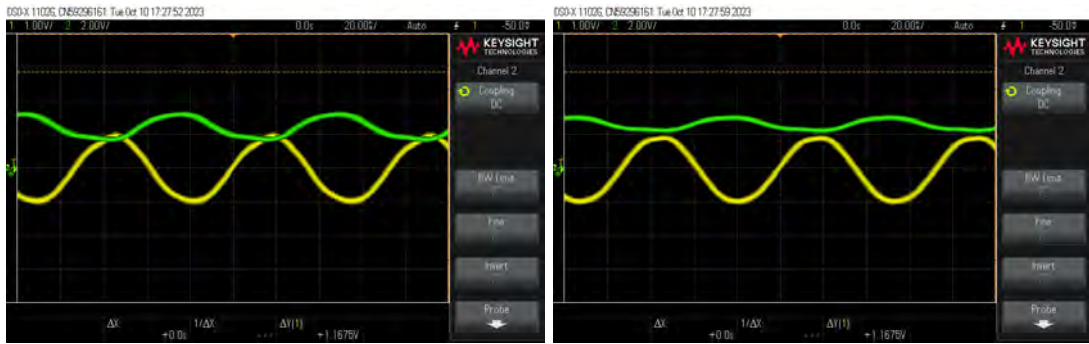
ทดลองใส่สัญญาณให้ VGA แบบปิดรูป โดยวัดที่อินพุท (สีเขียว) เทียบกับเอาท์พุท (สีเหลือง) (รูปที่ 4.4) และเอาท์พุท (สีเขียว) เทียบกับแรงดันควบคุมอัตราขยาย (สีเหลือง) (รูปที่ 4.5) ที่แรงดันอินพุทค่าต่างๆ



(ก)

(ข)

รูปที่ 4.4 สัญญาณทางอินพุทเทียบกับเอาท์พุทของ VGA



(ก)

(ง)



(ค)

(ง)



(จ)

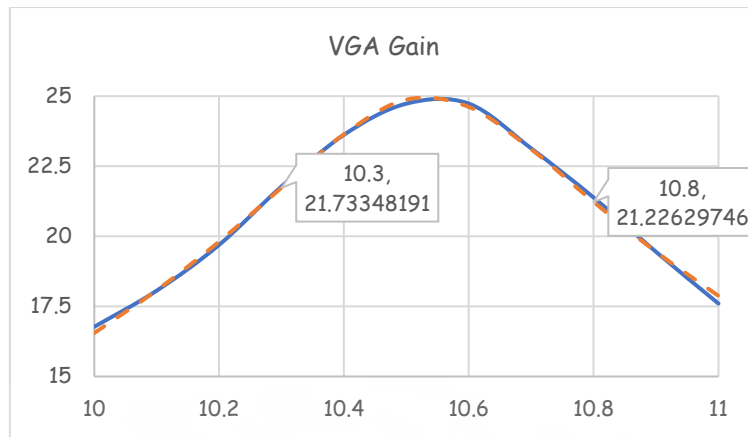
(ฉ)



(ช)

(ซ)

รูปที่ 4.5 สัญญาณทางเอาต์พุตของ VGA เทียบกับสัญญาณควบคุม

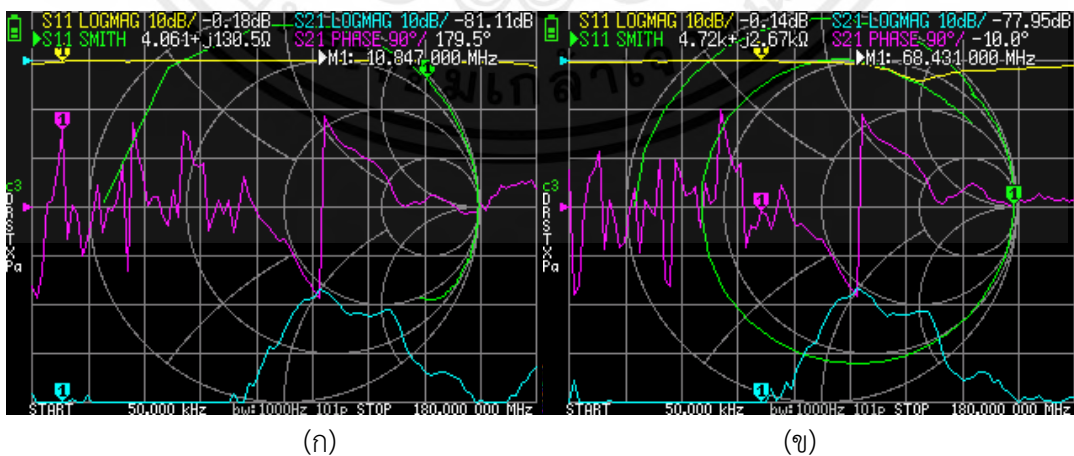


รูปที่ 4.6 การตอบสนองทางความถี่ของวงจร AGC

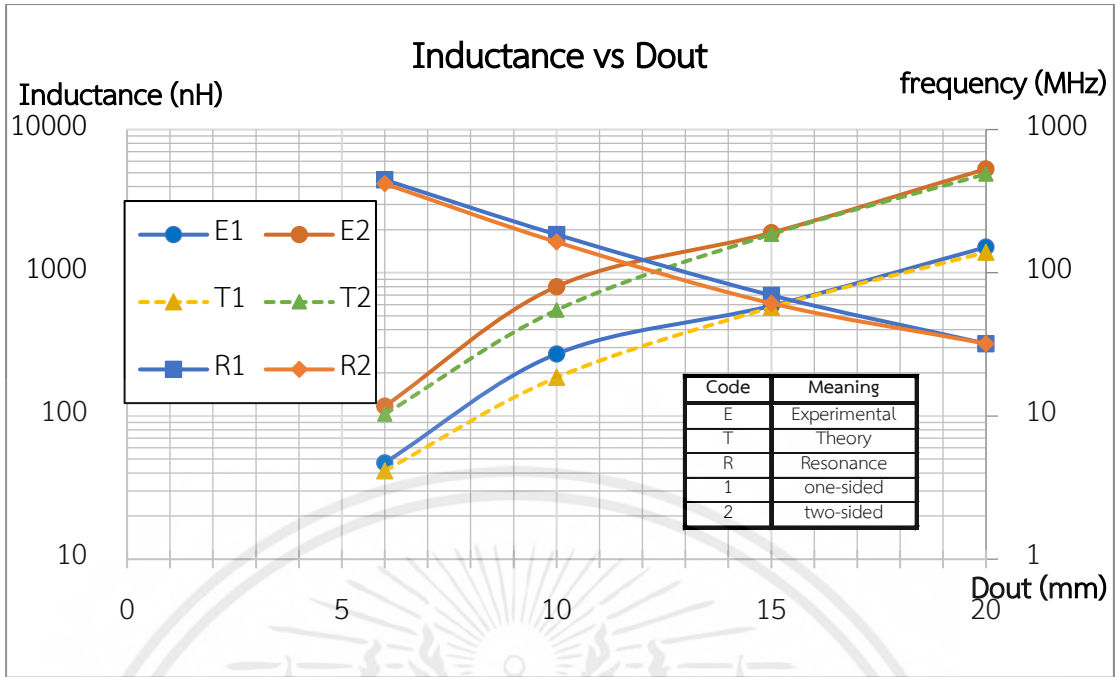
จากลักษณะของสัญญาณในรูปที่ 4.4 แสดงถึงการเกิดความผิดเพี้ยนที่สัญญาณทางอินพุตเมื่ออินพุตมีขนาดสูงขึ้น แต่อย่างไรก็ดี จะเห็นว่าขนาดทางเอาต์พุตยังคงค่าคงที่ แสดงให้เห็นว่า AGC ทำงานได้ดีอยู่ ส่วนในรูปที่ 4.5 ขนาดของสัญญาณทางอินพุตเล็กลงเรื่อยๆ จากขนาดสูงสุดคืออินพุตมีขนาดเท่ากับที่ต้องการให้เอาต์พุตเป็น จากนั้นจะเห็นถึงขนาดของแรงดันควบคุม ซึ่งแปรผันตามอัตราขยายมีขนาดสูงขึ้นเรื่อยๆ สู่ถึงว่าขนาดแรงดันอินพุตที่ต่ำลง วงจรต้องการอัตราขยายที่สูงขึ้นเพื่อชดเชยให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตเท่าเดิม ส่วนในรูปที่ 4.5 (ข) แรงดันควบคุมสูงสุด (อิมิตัว) แล้ว แต่เนื่องจากสัญญาณอินพุตเล็กเกินไป จึงทำให้แรงดันเอาต์พุตลดลง

### 4.3 ตัวเหนี่ยวนำแบบเวียนกันหอย

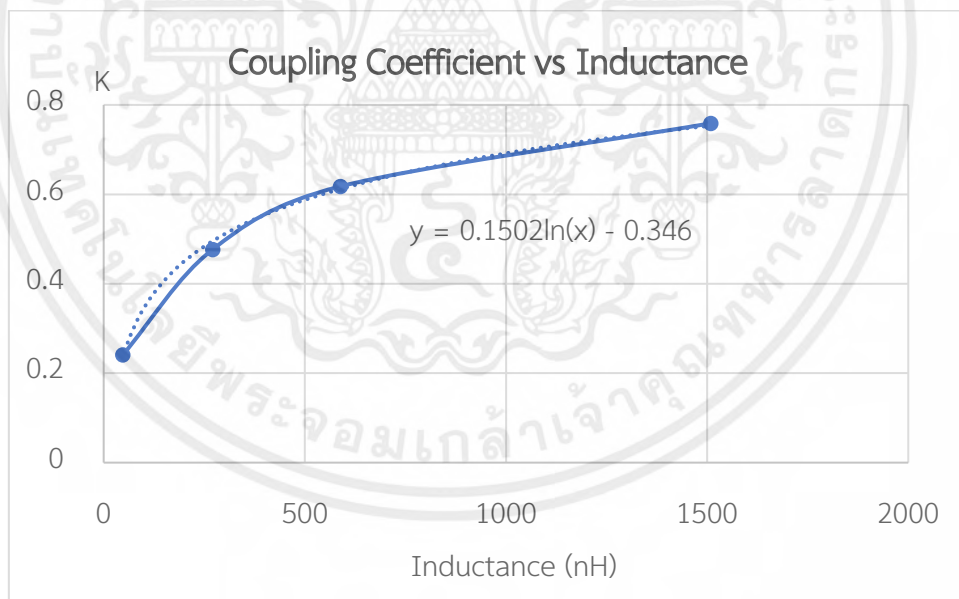
การทดลองจะให้ขนาดภายนอกของกันหอยเป็นตัวแปรต้น แล้วให้ความเหนี่ยวนำ และความถี่ self-resonant เป็นตัวแปรตาม โดยรูปที่ 4.7 เป็นตัวอย่างการวัด



รูปที่ 4.7 ผลการวัดด้วย NanoVNA (ก) อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใช้งาน (ข) ความถี่ self-resonance



รูปที่ 4.8 ความเหนี่ยวนำในทางทฤษฎี และปฏิบัติ และความถี่ self-resonant ของตัวเหนี่ยวนำแบบหน้าเดียว และ 2 หน้า

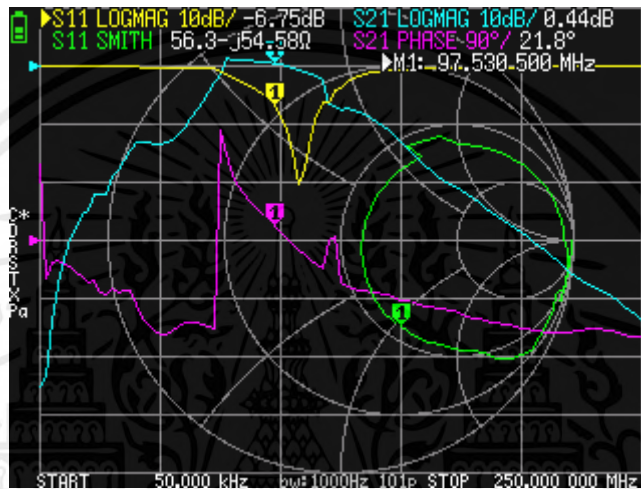


รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคู่ควบเมื่อความเหนี่ยวนำเปลี่ยนไป

#### 4.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

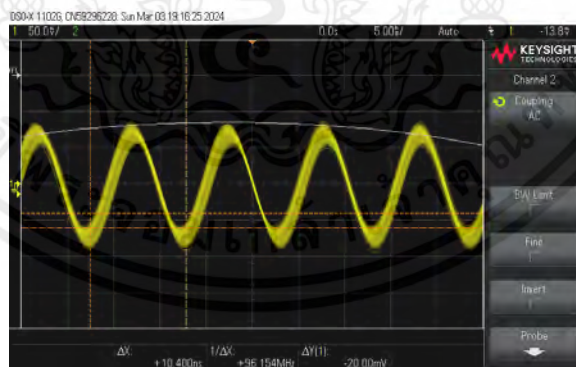
ในย่านที่ใช้มีผลดังตาราง

Frequency (MHz)	input impedance ( $\Omega$ )	S11 (dB)	S21 (dB)
88	64.4-j23.37	-12.58	0.52
97.5	56.3-j54.58	-6.75	0.44
108	58.94-j5.719	-20.24	-0.62

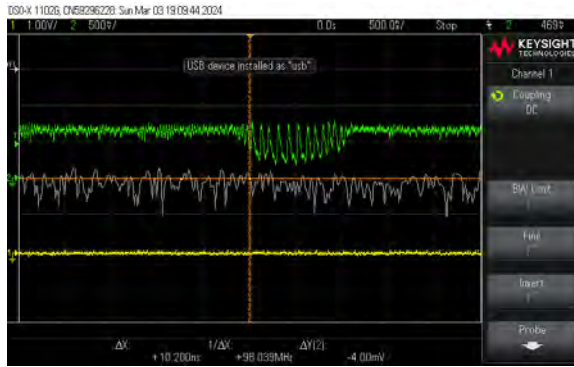


รูปที่ 4.10 ผลการวัดวงจร LNA

#### 4.5 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 4.11 ผลการวัดวงจร VCO ที่เอาท์พุทฝั่งเดียว



รูปที่ 4.12 ผลการวัดวงจร VCO ที่แรงดันไบอัสกระแสเสถียร

#### 4.6 มิกเซอร์

เนื่องจากวงจร VCO ยังมีปัญหาจึงยังไม่สามารถวัดทดสอบวงจรมิกเซอร์ได้



## บทที่ 5

# สรุปผลการศึกษาและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผล

ผลเป็นไปตามที่คาดหวังโดยส่วนมาก อาจมีบางอย่างที่ไม่เป็นตามทฤษฎี แต่ก็ไม่ถึงกับทำให้ผลใช้ไม่ได้เลย ส่วนในส่วนที่มีปัญหาที่ยังไม่สามารถแก้ปัญหาได้ เกิดจากผู้จัดทำมีความรู้ยังไม่เพียงพอจะแก้ปัญหา

### 5.2 ข้อเสนอแนะ

ในการทดลองยังมีปัญหาที่คาดว่าสามารถแก้ไขให้ดีกว่านี้ได้ ได้แก่ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาประจำเครื่องมีการเลื่อนไปอันเนื่องมาจากผลต่างๆของวาแรคเตอร์ เฉพาะอย่างยิ่งอุณหภูมิ ซึ่งอาจทดลองใช้ตัวสั่นพ้องเซรามิค หรือวิธีที่ยากกว่าคือใช้ตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้ VGA ยังมีแบนด์วิดท์ที่กว้างเกินไปอาจเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ และลดตัวเก็บประจุลง อาจให้ระบบมีความถี่กลาง 16MHz เนื่องจากคริสตัลค่านี้หาได้ง่ายกว่า และมีการเลือกความถี่ และความแม่นยำที่ดีกว่าวงจร LC หรือตัวสั่นพ้องเซรามิค

ส่วนของวงจร VCO ที่มีปัญหานั้นเกิดจากการออสซิลเลทของวงจรไบอัสซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีตัวเก็บประจุที่ขาเบสมากถึงค่าหนึ่ง ทั้งนี้หากมีการเผื่อที่ต่ำแม้เพียงปรากฏการณ์โพรบโหลตดิงก็เพียงพอจะทำให้วงจรออสซิลเลท แต่จะไม่เริ่มออสซิลเลทจนกว่าจะมีการกระตุ้นที่มากพอ หรือก็คือการที่ VCO เริ่มออสซิลเลท ซึ่งก็ค่อนข้างจะเป็นการสุ่มเช่นกัน คาบเวลาที่เราเห็นของการออสซิลเลทจึงเป็นไปอย่างไม่คงที่ วิธีการแก้ที่นำเสนอคือการสร้างวงจรสะท้อนกระแส และวงจรกระแสอ้างอิงเป็นคนละวงจร แยกจากกัน คือสะท้อนออกไปก่อนก่อนที่จะนำไปใช้ เพื่อป้องกันไม่ให้ค่าความจุแฝงตามแนวเส้นที่ไปไบอัสมีผลต่อวงจรป้อนกลับของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] B. Razavi, **RF Microelectronics (2<sup>nd</sup> ed.)**, Prentice Hall, April 2013.
- [2] Chetvorno. (February 2013) **Colpitts Oscillator**. Retrieved November 8, 2023, from [https://en.wikipedia.org/wiki/Colpitts\\_oscillator](https://en.wikipedia.org/wiki/Colpitts_oscillator)
- [3] F. Schnyder and C. Haller, **Implementation of FM Demodulator Algorithms on a High Performance Digital Signal Processor**, Texas Instrument, January 2002.
- [4] STMicroelectronics. (2021). **RM0008 Reference manual**. Retrieved January 27, 2023, from [https://www.st.com/resource/en/reference\\_manual/rm0008-stm32f101xx-stm32f102xx-stm32f103xx-stm32f105xx-and-stm32f107xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0008-stm32f101xx-stm32f102xx-stm32f103xx-stm32f105xx-and-stm32f107xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf)