

วงจรรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำสำหรับระบบ WCDMA

LOW NOISE OSCILLATORS FOR WCDMA



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

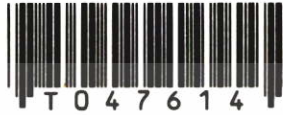
พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-T23-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำสำหรับระบบ WCDMA

LOW NOISE OSCILLATORS FOR WCDMA



เลขหม่.....
เลขทะเบียน 47614
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-723-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW NOISE OSCILLATORS FOR WCDMA



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

2003

ISBN 974-324-723-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรอสซิงเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำสำหรับระบบ WCDMA
นักศึกษา	นางสาวมิ่งขวัญ ธนะชัยพันธ์
รหัสประจำตัว	42061010
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวิธีการออกแบบและสร้างวงจรรอสซิงเลเตอร์สัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำที่ใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ WCDMA โดยมีย่านความถี่อัปลิงค์ (Up Link) ระหว่าง 1.92-1.98 GHz และย่านความถี่ดาวนลิงค์ (Down Link) 2.11-2.17 GHz วงจรนี้ประกอบด้วยเรโซเนเตอร์ 2 ชนิด ชนิดแรกคือ วาแรกเตอร์ไดโอดซึ่งมีข้อดี คือ มีขนาดเล็กและมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ได้เร็ว ในส่วนนี้วงจรที่สร้างมีลักษณะเป็นเซอร์เฟสเมตซ์ขนาดเล็กจึงเหมาะกับการใช้งานในเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ อีกชนิดหนึ่งคือ เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดี คือ สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้กว้าง และสามารถผลิตสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ จึงเหมาะกับการใช้งานในสถานีฐาน สำหรับอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ประกอบด้วย ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ ในวงจรรอสซิงเลเตอร์ทั้งสองได้มีการใช้เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางเฟสให้มีค่าน้อยลง

จากผลการทดลองพบว่า วงจรวาแรกเตอร์ไดโอดออกสซิงเลเตอร์ที่ย่านความถี่ 1.9-2.2 GHz มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสน้อยกว่า -102 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz สำหรับวงจร YIG ออกสซิงเลเตอร์ที่ย่านความถี่ 1.9-2.2 GHz มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสน้อยกว่า -120 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz สามารถสรุปได้ว่า วงจรทั้งสองนี้มีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เหมาะสมกับการใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ WCDMA

Thesis Title	Low Noise Oscillators for WCDMA
Student	Miss Mingkwan Thanachaikan
Student ID.	42061010
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assist. Prof. Dr. Tongtod Vanisri

ABSTRACT

In this thesis, the design and implementation of the low phase noise oscillators for the WCDMA are presented. Its operating frequency is in the range between 1.92-1.98 GHz uplink and 2.11-2.17 GHz down link. Two types of resonators have been used in the circuit architectures. The first type is the varactor diode whose advantages are that its compact size and the fast response of the frequency. In this part, the small surface mount is used so that the circuit is suitable for the mobile phone handset application. Another is called the YIG resonator. The advantages of YIG resonator are its wide band frequency tuning and low phase noise performance. Hence, the circuit is fitted for being used in the base station. The selected active devices are the silicon-bipolar transistor and the silicon-germanium-bipolar transistor. In both oscillator circuits, the noise feedback technique is employed in order to improve the phase noise performance.

The experimental results show that for the varactor diode oscillator circuit at the operating frequency of 1.9-2.2 GHz, the phase noise is less than -102 dBc/Hz at the offset frequency of 100 kHz. Also, for the YIG oscillator at the operating frequency of 1.9-2.2 GHz, the phase noise is less than -120 dBc/Hz at the offset frequency of 100 kHz. Finally, it is concluded that the low phase noise performance obtained by the oscillators for the WCDMA application is achieved.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยการสนับสนุนจากบุคคลต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทศ วานิชศรี ที่ให้ความช่วยเหลือ แนะนำ แก้ไขปัญหา และให้คำปรึกษาที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.หทัยชนก วานิชศรี สำหรับการดูแล สนับสนุนและให้ความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณณฤทธิ ญิงธนิตรา และ คุณจตุพร เชียงดี ที่เป็นที่ปรึกษา คอยให้คำแนะนำ และให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีตลอดระยะเวลาที่ทำงานร่วมกัน และคุณจิตติวุฒิ เพชรมณี สำหรับการทำอุปกรณ์ต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง

ขอขอบคุณ คุณจิตติพงษ์ เลิศวิริยะประภา สำหรับความหวังดี ข้อเสนอแนะและความรู้สึที่ดี ๆ รวมถึงกำลังใจที่มีให้ในช่วงเวลาที่ผ่านมา

ขอขอบคุณ คุณเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ คุณรัชณี ฝ่ายหมื่นไวย และคุณปภาวศา แก้วสวัสดิ์ สำหรับความเป็นเพื่อน กำลังใจ ความห่วงใย ความเอาใจใส่และความจริงใจที่มีให้กัน

ขอขอบคุณ สถาบันราชภัฏเชียงรายที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษาตลอดระยะเวลาในการศึกษา

และสุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและทุก ๆ คนในครอบครัว สำหรับความรัก ความเข้าใจ คอยสนับสนุนในทุก ๆ ด้านอย่างใกล้ชิดตลอดมา

มิ่งขวัญ ธนะชัยพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีของวงจรรออสซิลเลเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 เงื่อนไขของการออสซิลเลต.....	4
2.2.1 ความต้านทานลบจากทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.2 ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์.....	7
2.3 วงจรเรโซเนเตอร์.....	8
2.3.1 วาแรกเตอร์โคโอค.....	9
2.3.2 เรโซเนเตอร์ชนิด YIG.....	11
2.4 สัญญาณรบกวนทางเฟส.....	14
2.5 เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	18
2.6 สรุป.....	19
บทที่ 3 วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมต.....	21
3.1 บทนำ.....	21
3.2 การออกแบบวงจรรออสซิลเลเตอร์.....	21
3.2.1 วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	21
3.2.2 วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับ สัญญาณรบกวน.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 การจำลองแบบการทำงานและการออกแบบ PCB.....	26
3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	26
3.3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับ สัญญาณรบกวน.....	28
3.4 ผลการทดลอง.....	31
3.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	31
3.4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับ สัญญาณรบกวน.....	37
3.5 สรุป.....	44
บทที่ 4 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	47
4.1 บทนำ.....	47
4.2 การออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	47
4.2.1 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	47
4.2.2 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	53
4.3 การจำลองแบบการทำงานและการออกแบบ PCB.....	54
4.4 การออกแบบวงจรแม่เหล็ก.....	57
4.5 ผลการทดลอง.....	59
4.5.1 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	59
4.5.2 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	65
4.6 สรุป.....	72
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์.....	75
เอกสารอ้างอิง.....	78
ภาคผนวก ก. การวัดความถี่หักมุม (Corner frequency) ของสัญญาณรบกวน	83
ภาคผนวก ข. การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่.....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก ค. เทคโนโลยีของซิลิกอน ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) และ ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (SiGe Transistor).....	89
ภาคผนวก ง. การคำนวณวงจรแม่เหล็ก.....	94
ประวัติผู้เขียน.....	97



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 คุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมตต์.....	45
4.1 S พารามิเตอร์ของ BFP620 ชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์ ($V_{CE}=2$ โวลต์, $I_C=20$ มิลลิแอมป์).....	50
4.2 S พารามิเตอร์ของ BFP620 ชนิดคอมมอนเบส.....	51
4.3 S พารามิเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์เมื่อต่อตัวเหนี่ยวนำป้อนกลับ 3 nH.....	52
4.4 คุณสมบัติของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	73
5.1 คุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	77



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....	4
2.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ.....	5
2.3 วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบ 2 พอร์ต.....	7
2.4 วงจรรอสซิลเลเตอร์.....	8
(ก) วงจรคอมมอนเบส	8
(ข) วงจรคอมมอนซอร์ส.....	8
2.5 วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไค โอค.....	10
2.6 โครงสร้างของ YIG ออสซิลเลเตอร์.....	11
2.7 วงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG.....	12
2.8 โครงสร้างของวงจรมแม่เหล็ก (ก) แบบไม่สมมาตร (ข) แบบสมมาตรรูปตัว E.....	13
2.9 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์.....	16
2.10 โมเดลสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	19
2.11 วงจรป้อนกลับแบบลดผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวน $1/f$...	19
3.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	22
3.2 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของ ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และแกเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟด.....	23
3.3 ค่าความต้านทานลบของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่คำนวณได้.....	24
3.4 วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ที่ได้จากการออกแบบ.....	25
3.5 วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	25
3.6 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	27
3.7 ลาย PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	28
3.8 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	28
3.9 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	29
3.10 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	29
3.11 ลาย PCBของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	30
3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....	31
3.14 ความไวการจูนของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	31
3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณความถี่หลักมูล และฮาร์โมนิกต่าง ๆ ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....	32
3.16 การผลัดความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	33
3.17 การดึงความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	33
3.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.95 GHz.....	34
3.19 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.92 – 1.98 GHz.....	34
3.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.14 GHz.....	35
3.21 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz.....	35
3.22 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ 1.6 – 2.5 GHz.....	36
3.23 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	36
3.24 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไป ของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	37
3.25 ความไวการจูนของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	37
3.26 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณความถี่หลักมูล และฮาร์โมนิกต่าง ๆ ของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	38
3.27 การผลัดความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	39
3.28 การดึงความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	39
3.29 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.95 GHz.....	40
3.30 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.92 – 1.95 GHz.....	40
3.31 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.14 GHz.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.32 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz.....	41
3.33 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนตลอดช่วงความถี่ 1.7 – 2.5 GHz.....	42
3.34 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.8 GHz.....	42
3.35 เปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองที่ความถี่ต่าง ๆ.....	43
3.36 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 2.17 GHz จากวงจรรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบ.....	43
3.37 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสเมื่อปรับอัตราขยาย ของวงจรรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.0 GHz.....	44
4.1 โครงสร้างการป้อนกลับในวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ชนิด.....	48
(ก) คอมมอนเกตสำหรับเฟด.....	48
(ข) คอมมอนเบสสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	48
(ค) คอมมอนซอร์สสำหรับเฟด.....	48
4.2 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โครงสร้างและอุปกรณ์แยกที่ฟแบบต่าง ๆ	49
4.3 โครงสร้างของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	51
4.4 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	53
4.5 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	54
4.6 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	55
4.7 PCB ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	56
(ก) ลาย PCB	56
(ข) การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB.....	56
4.8 PCB ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน	57
(ก) ลาย PCB	57
(ข) การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB.....	57
4.9 โครงสร้างของวงจรแม่เหล็ก	58
(ก) ภาพตัดขวางของวงจรแม่เหล็ก	58
(ข) วงจรแม่เหล็ก.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ประกอบเข้ากับส่วนของวงจรแม่เหล็ก.....	59
4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไป ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	60
4.12 ความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	60
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	61
4.14 การผลึกความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	62
4.15 การดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์.....	62
4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.95 GHz.....	63
4.17 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.92 – 1.95 GHz.....	63
4.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.14 GHz.....	64
4.19 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz.....	64
4.20 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ 1.9 – 3.0 GHz.....	65
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไป ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	66
4.22 ความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	66
4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุต ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	67
4.24 การผลึกความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	68
4.25 การดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน.....	68
4.26 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.95 GHz.....	69
4.27 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.92 – 1.98 GHz.....	69
4.28 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.14 GHz.....	70
4.29 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 สัญญารบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้การป้อนกลับสัญญารบกวนตลอดช่วงความถี่ 1.9 – 3.0 GHz.....	71
4.31 เปรียบเทียบค่าสัญญารบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ.....	72
4.32 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 1.98 GHz จากวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบ.....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

ในปัจจุบันเครื่องมือสื่อสารชนิดต่าง ๆ ได้เข้ามามีบทบาทที่สำคัญในชีวิตประจำวันของเรา โดยเฉพาะการสื่อสารแบบไร้สายซึ่งมีการคิดค้นและพัฒนาขึ้นมาอย่างต่อเนื่อง จากเดิมที่เคยใช้การรับส่งแบบอนาล็อก ได้พัฒนามาเป็นการรับส่งแบบดิจิทัล จนในขณะนี้ระบบการสื่อสารไร้สายกำลังก้าวเข้าสู่ยุคที่ 3 หรือ 3G (Third-Generation) ซึ่งใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบ WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) มีข้อดีคือสามารถให้บริการมัลติมีเดียความเร็วสูงได้ เช่น เสียง การเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบอินเทอร์เน็ต และการประชุมผ่านจอภาพ นอกจากนี้ยังเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้นและมีการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่ที่มีประสิทธิภาพมาก และใช้การมอดูเลตแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบดิจิทัล

วงจรประกอบหลักอันหนึ่งที่สำคัญของระบบการสื่อสารไร้สายคือวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมักใช้วิธีการของเฟสล็อกคูล โดยที่วงจรสังเคราะห์ความถี่เป็นส่วนที่มีอิทธิพลต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสาร และส่วนสำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ สัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase noise) ของวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างมากเนื่องจากเป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบการสื่อสารในการแยกช่องสัญญาณประชิดออกจากกัน นอกจากนี้ยังมีผลต่ออัตราการผิดพลาดบิต (Bit Error Rate) และเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ในระบบจะต้องผลิตสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำโดยตัวแปรที่กำหนดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่สำคัญคือ ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ (Q_L) ความถี่หักมุม (corner frequency) ของสัญญาณรบกวน $1/f$ และกำลังเอาต์พุตของสัญญาณ [1] ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ทั้งสาม โดยส่วนใหญ่แล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้มักนิยมใช้วาทเรกเตอร์ไดโอดเป็นตัวปรับความถี่ของ LC เรโซเนเตอร์ แต่เนื่องจากค่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ชนิดนี้ยังไม่สูงมากนัก จึงมีผู้วิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดในการปรับปรุงสัญญาณรบกวนทางเฟสให้ดีขึ้น [2-4] โดยการทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพและกำลังเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น จากวิธีการดังกล่าวสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับวงจรเดิมอยู่ประมาณ 3-10 dB ซึ่งยังให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่สูงกว่าวงจรที่ใช้ไดอิเล็กทริกเรโซเนเตอร์ (Dielectric Resonator) [5-6] ถึงแม้ว่าวงจรไดอิเล็กทริกเรโซเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์จะให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำมากเนื่องจากเรโซเนเตอร์ชนิดนี้มีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก แต่เรโซเนเตอร์ชนิดนี้มีโครงสร้างเป็น 3 มิติ การปรับความถี่ต้องอาศัยการปรับเชิงกล มีการปรับจูน

ความถี่ได้น้อยมากจึงยากต่อการสร้างเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ (MMIC) และการนำไปประยุกต์ใช้งาน นอกจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น การใช้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ [7-10] ก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่ทำให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำมากและยังสามารถปรับจูนความถี่ได้ด้วยการปรับทางอิเล็กทรอนิกส์เช่นเดียวกับวาแรกเตอร์ไดโอด นอกจากวิธีการปรับปรุงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่กล่าวมาแล้ว Ulrich L. Rohde ยังได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนทางเฟสโดยใช้เทคนิคของการป้อนกลับสัญญาณรบกวน [11-12] สามารถให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลงถึง 15 dB เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้โครงสร้างเดียวกันและยังเหมาะกับการนำไปใช้งานในวงจรรวมไมโครเวฟอีกด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบและปรับปรุงวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ คุณภาพของสัญญาณและราคาที่ดีขึ้น เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบ WCDMA และได้นำเทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนมาใช้เพื่อเป็นการปรับปรุงค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรให้ดีขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอถึงหลักการและการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้หลักการของความต้านทานลบ และสัญญาณที่ได้มีความถี่อยู่ในช่วง 1.9 – 2.2 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ใช้ในระบบ WCDMA โดยได้เลือกใช้เรโซเนเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดความถี่ 2 แบบคือ วาแรกเตอร์ไดโอดซึ่งมีข้อดีคือมีขนาดเล็กและปรับเปลี่ยนความถี่ได้เร็ว วงจรที่สร้างมีลักษณะเป็นแบบเซอร์เฟซเมาต์ (Surface mount) ขนาดเล็ก เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในแฮนด์เซต (Handset) ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เพราะต้องการวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีขนาดเล็กและบาง ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่สองใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG (Yttrium Iron Garnet) ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่สูง ๆ และปรับความถี่ได้ช่วงกว้าง แต่เนื่องจากการปรับความถี่ของเรโซเนเตอร์ชนิดนี้จะต้องอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็กควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จึงต้องมีส่วนของวงจรกำเนิดแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้มีขนาดใหญ่จึงเหมาะกับการนำไปใช้งานในสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณรบกวนทางเฟส พารามิเตอร์ที่สำคัญคือค่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ เนื่องจากว่าถ้าเรโซเนเตอร์มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงจะส่งผลให้สัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์มีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำ จึงเป็นเหตุผลหนึ่งในการเลือกใช้เรโซเนเตอร์ทั้ง 2 ชนิดซึ่งมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงโดยเฉพาะ YIG มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงมาก (มากกว่า 1,000) และในการออกแบบจะใช้อุปกรณ์แอกทิฟที่เป็นซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (Silicon Germanium Transistor) เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมกับงานที่ต้องการสัญญาณรบกวนต่ำและใช้งานที่ความถี่สูง และนอกจากนั้นยังได้ใช้เทคนิคการป้อนกลับ

สัญญาณรบกวนเพิ่มเข้าไปในวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณรบกวนทางเฟสให้มีค่าดีขึ้นอีกด้วย

1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดเป็น 5 บท โดยแต่ละบทมีรายละเอียดของเนื้อหา ดังนี้
 บทที่ 1 ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของการทำวิทยานิพนธ์ รายละเอียดโดยย่อของเนื้อหาในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้หลักการความต้านทานลบ (Negative resistance) และเงื่อนไขของการออสซิลเลต อธิบายถึงเรโซเนเตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่ใช้เป็นตัวกำหนดความถี่ของการออสซิลเลต สัญญาณรบกวนทางเฟสและเทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมตต์ โดยจะได้อธิบายถึงการออกแบบ การจำลองแบบการทำงานและการออกแบบลายวงจร PCB ผลการทดลองและสรุปผล

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยมีรายละเอียดของการออกแบบ การจำลองแบบการทำงาน การออกแบบลายวงจร PCB การออกแบบวงจรแม่เหล็ก ผลการทดลองและสรุปผล

บทที่ 5 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานและข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

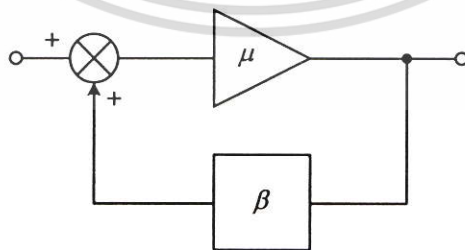
ทฤษฎีของวงจรรอสซิลเลเตอร์

2.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์โดยใช้หลักการความต้านทานลบ (Negative resistance) หัวข้อแรกเป็นการกล่าวถึงเงื่อนไขของการอสซิลเลตองค์ประกอบของวงจรรอสซิลเลเตอร์ การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยการพิจารณาค่าความต้านทานลบจากโมเดลของทรานซิสเตอร์และการใช้ S พารามิเตอร์ในการออกแบบ ส่วนหัวข้อถัดไปอธิบายถึงเรโซเนเตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่ใช้เป็นตัวกำหนดความถี่ของการอสซิลเลต โดยพิจารณาถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญของเรโซเนเตอร์ 2 ชนิด คือ วาแรกเตอร์ไดโอดและเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ซึ่งเป็นเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ในวิทยานิวเคลียร์ฉบับนี้ นอกจากนี้แล้วยังได้กล่าวถึงสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase noise) ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเนื่องจากเป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบการสื่อสารในการแยกช่องสัญญาณประชิดออกจากกันและเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ และจะกล่าวถึงการใช้เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนเพื่อปรับปรุงสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ให้มีค่าที่ดีขึ้นเป็นหัวข้อสุดท้าย

2.2 เงื่อนไขของการอสซิลเลต

วงจรรอสซิลเลเตอร์คือวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกดังรูปที่ 2.1 เมื่อ μ คืออัตราขยายของวงจรขยายและ β คือทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของตัวป้อนกลับ โดยมีอัตราขยายวงปิด (closed-loop gain) เท่ากับ



รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์

$$A = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

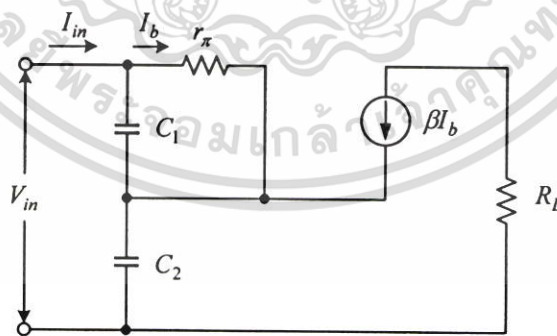
และจะมีค่าเป็นอนันต์เมื่ออัตราขยายวงรอบเปิด (open loop gain) $\mu\beta$ มีค่าเป็น 1 และมีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 360° เมื่อเกิดเงื่อนไขนี้วงจรขยายที่มีการป้อนกลับจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์

ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกกำหนดด้วยวงจรป้อนกลับซึ่งปกติแล้วจะใช้วงจรเรโซเนเตอร์ในส่วนของวงจรป้อนกลับ โดยที่อาจจะเป็นโมเดลวงจรแพนจ์ LCR หรือโมเดลอื่น ๆ ในกรณีนี้ถ้าค่า L หรือ C ในวงจรเรโซเนเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซเนเตอร์เปลี่ยนไป ส่งผลให้ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงและเป็นหลักการพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถใช้หลักการของการออกแบบวงจรขยายได้เช่นเดียวกัน วิธีในการออกแบบสามารถทำได้หลายวิธี เช่น พิจารณาความต้านทานลบจากโมเดลของทรานซิสเตอร์ ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์ เรโซแนนซ์อนุกรมหรือขนาน หรือการวิเคราะห์แบบไม่เชิงเส้น เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีการออกแบบ 2 วิธีคือ พิจารณาความต้านทานลบและการใช้ S พารามิเตอร์

2.2.1 ความต้านทานลบจากทรานซิสเตอร์

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลตข้างต้น การป้อนกลับจากเอาต์พุตไปยังอินพุตทำให้เกิดความต้านทานลบระหว่างขั้วและถ้ามีเรโซเนเตอร์ต่อเข้าไป วงจรขยายจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรที่ง่ายต่อการเกิดออสซิลเลตที่มีความถี่สูงคือวงจรอิมิตเตอร์ตาม (Emitter follower) [13-14] ดังรูปที่ 2.2 ทรานซิสเตอร์และตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองตัวจะทำให้เกิดความต้านทานลบที่หักล้างกับเรโซเนเตอร์และกำลังสูญเสียขณะมีโหลด ทำให้เกิดการออสซิลเลต อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรถ้าได้จาก



รูปที่ 2.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ

$$V_{in} = I_{in}(X_{C1} + X_{C2}) - I_b(X_{C1} - \beta X_{C2}) \quad (2.2)$$

$$0 = -I_{in}(X_{C1}) + I_b(X_{C1} + r_\pi) \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ 2.3 ในสมการที่ 2.2 จะได้

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{(1 + \beta)X_{C1}X_{C2} + r_{\pi}(X_{C1} + X_{C2})}{X_{C1} + r_{\pi}} \quad (2.4)$$

ถ้า $X_{C1} \ll r_{\pi}$ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเท่ากับ

$$Z_{in} \approx -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (2.5)$$

นั่นคืออินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 2.2 มีความต้านทานลบเท่ากับ

$$R = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.6)$$

ต่ออนุกรมเข้ากับตัวเก็บประจุที่มีค่า

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \quad (2.7)$$

ซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ถ้ามีตัวเหนี่ยวนำ L ที่มีความต้านทานภายใน R_s ต่ออนุกรมอยู่ ต่อเข้ากับอินพุตที่ขาเบส เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลตคือ

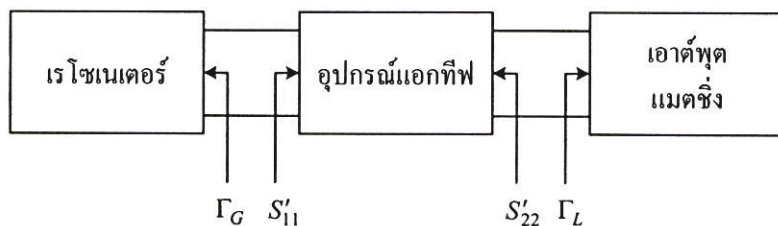
$$R_s = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.8)$$

และความถี่ของการออสซิลเลตจะเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 C_2 / (C_1 + C_2))}} \quad (2.9)$$

2.2.2 ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์

เราสามารถพิจารณาวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปแบบของวงจร 2 พอร์ตได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ 2 พอร์ต

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 2.3 วงจรประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำให้เกิดความต้านทานลบ เรโซเนเตอร์และโหลด ซึ่งเงื่อนไขสำคัญของการออสซิลเลตคือ [13-14]

$$k < 1 \quad (2.10)$$

$$\Gamma_G S'_{11} = 1 \quad (2.11)$$

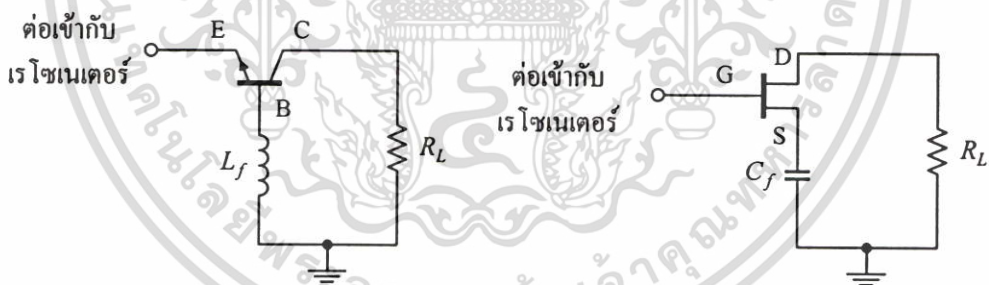
$$\Gamma_L S'_{22} = 1 \quad (2.12)$$

เมื่อ k คือตัวประกอบเสถียรภาพ (Stability factor) Γ_G คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย Γ_L คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด และ S'_{11}, S'_{22} คือค่า S พารามิเตอร์เมื่อมีโหลด Γ_L และ Γ_G ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์ นั่นคือเมื่อต้องการให้เกิดการออสซิลเลตตัวประกอบเสถียรภาพจะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 ถ้าอุปกรณ์แอกทีฟที่เลือกใช้มีค่าตัวประกอบเสถียรภาพมากกว่า 1 ในช่วงความถี่ที่ต้องการให้เกิดการออสซิลเลต สามารถทำให้สมการที่ 2.10 เป็นจริงได้โดยการเปลี่ยนขาคอมมอนของอุปกรณ์แอกทีฟ (เช่น เปลี่ยนจากคอมมอนอิมิตเตอร์เป็นคอมมอนเบสหรือคอมมอนคอลเลกเตอร์) หรือเพิ่มการป้อนกลับทางบวกเข้าไปในวงจร โดยที่อินพุตและเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟจะต่อเข้ากับอุปกรณ์พาสซีฟ Γ_G และ Γ_L เพื่อกำหนดความถี่ของการออสซิลเลต โดยที่ถ้าสมการที่ 2.11 เป็นจริงเงื่อนไขในสมการที่ 2.12 จะเป็นจริงด้วย นั่นหมายความว่าเกิดการออสซิลเลตทั้งสองพอร์ตพร้อมกัน การอธิบายการออสซิลเลตทั้งสองพอร์ตอธิบายได้ด้วย [13-14] ดังนั้นเมื่อเกิดการออสซิลเลตขึ้นที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งอีกพอร์ตจะเกิดการออสซิลเลตด้วย เนื่องจากว่า $|\Gamma_G|$ และ $|\Gamma_L|$ มีค่าน้อยกว่า 1 จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 จะได้ว่า $|S'_{11}| > 1$ และ $|S'_{22}| > 1$

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ S พารามิเตอร์สามารถสรุปได้คือ

1. เลือกทรานซิสเตอร์ที่สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ
2. ใช้โครงสร้างที่ทำให้ได้ค่า k น้อยกว่า 1 ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน และเพิ่มการป้อนกลับเข้าไปในกรณีที่ k มีค่าไม่น้อยกว่า 1
3. เลือกวงจรแมตซ์ชิงโหลดด้านเอาต์พุตที่ทำให้ $|S'_{11}|$ มีค่ามากกว่า 1 ตลอดช่วงความถี่
4. ต่อวงจรเรโซแนนซ์ที่พอร์คอินพุต โดย $\Gamma_G S'_{11} = 1$

สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) โครงสร้างที่นิยมใช้ในการออกแบบคือโครงสร้างแบบคอมมอนเบส [15-16] ดังแสดงในรูปที่ 2.4(ก) ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการจูน โดยที่ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวป้อนกลับเพื่อเพิ่มค่าของ $|S'_{11}|$ และ $|S'_{22}|$ ทำให้เกิดความต้านทานลบที่พอร์คของทรานซิสเตอร์ ส่วนอุปกรณ์แอกทีฟชนิดแกเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (GaAs MESFET) มักนิยมใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวป้อนกลับดังรูปที่ 2.4(ข) และใช้โครงสร้างชนิดคอมมอนซอร์ส วิธีการที่ใช้ในการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของตัวป้อนกลับ คือการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เช่น โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) หรือ ทัชสโตน (Touchstone) นอกจากนั้นการเพิ่มค่าความต้านทานลบและแบนด์วิดท์ของวงจรสามารถทำได้โดยเพิ่มวงจรแมตซ์ชิงระหว่างเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์และโหลด



รูปที่ 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ (ก) วงจรคอมมอนเบส (ข) วงจรคอมมอนซอร์ส

2.3 วงจรเรโซเนเตอร์

ชื่อของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกเรียกตามชนิดของเรโซเนเตอร์ที่ต่อเข้ากับวงจร เรโซเนเตอร์ที่นิยมใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์มีหลายชนิด เช่น องค์ประกอบแบบก้อน (Lumped element) สายส่งแบบกระจาย (Distributed transmission line) โพรง (Cavity) ไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ (Dielectric) วาเรกเตอร์ไดโอด (Varactor diode) และ YIG (Yttrium Iron Garnet)

เรโซเนเตอร์องค์ประกอบแบบก้อนคือตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่มีตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงโดยสามารถต่อแบบอนุกรมหรือขนาน ส่วนเรโซเนเตอร์สายส่งแบบกระจายซึ่งเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครสตริป มีโครงสร้างเป็นแบบสายส่งปลายเปิดหรือสายปิดมีความยาวที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต้องการ เรโซเนเตอร์ชนิดนี้สามารถสร้างให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงได้โดยใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำ

เรโซเนเตอร์แบบโพรงสร้างได้จากสายส่งโคแอกเซียลการสูญเสียต่ำหรือท่อนำคลื่น โครงสร้างที่ง่ายที่สุดของโพรงโคแอกเซียลคือท่อสายสั้นปิดวงจรมีความยาว $\lambda/4$ (Short stub) ส่วนไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์สร้างมาจากวัสดุที่เป็นเซรามิกมีการสูญเสียต่ำ มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิและตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูง โดยมีลักษณะเป็นรูปทรงเรขาคณิต เช่น ทรงกระบอก ความถี่ในการเรโซแนนซ์กำหนดโดยขนาดของเรโซเนเตอร์และเงื่อนไขในการชิลด์ มีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แบบโพรงเมื่อใช้งานที่ความถี่เรโซแนนซ์เดียวกัน

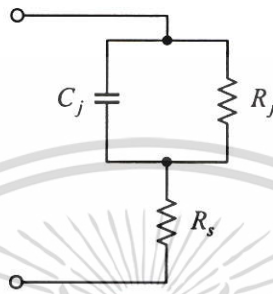
สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ด้วยไฟฟ้าโดยปกติจะใช้วาแรกเตอร์ไดโอดหรือเรโซเนเตอร์ชนิด YIG และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้เรโซเนเตอร์ทั้งสองชนิดนี้ในการออกแบบและสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีและข้อเสียที่เหมาะสมกับการใช้งานต่างกัน โดยคุณสมบัติและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเรโซเนเตอร์ทั้งสองชนิดมีดังนี้

2.3.1 วาแรกเตอร์ไดโอด

วาแรกเตอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในงานย่านความถี่สูง เช่น วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ วงจรขยายพารามตริกและตัวคูณความถี่ ค่าความจุของวาแรกเตอร์ไดโอดสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยมีค่าเป็นสัดส่วนกับแรงดันไบแอสแบบกลับที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น (PN junction) แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ วาแรกเตอร์ไดโอดแบบแอบรัพต์ (Abrupt) และไฮเปอร์แอบรัพต์ (Hyperabrupt) ซึ่งวาแรกเตอร์ไดโอดแบบแอบรัพต์ถูกสร้างขึ้นด้วยการโคปรอยต่อพีเอ็นแบบเชิงเส้น มีค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความจุต่อแรงดันป้อนกลับโดยเฉลี่ยประมาณ 4:1 ส่วนวาแรกเตอร์ไดโอดแบบไฮเปอร์แอบรัพต์ถูกโคปรอยต่อพีเอ็นแบบไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงความจุต่อแรงดันป้อนกลับสูงขึ้นและอาจสูงได้ถึง 10:1 แต่มีข้อเสียคือมีค่าความต้านทานอนุกรมสูงทำให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพต่ำ ดังนั้นในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่สูงและต้องการสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ ๆ จะเลือกใช้วาแรกเตอร์ไดโอดแบบแอบรัพต์มากกว่า

การสร้างวาแรกเตอร์ไดโอดสามารถสร้างได้จากซิลิกอนหรือแกลเลียมอาร์เซไนด์ ซึ่งวาแรกเตอร์ชนิดแกลเลียมอาร์เซไนด์จะมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงกว่าอุปกรณ์ชนิดซิลิกอน มักนิยมใช้งานในย่านความถี่สูง แต่ไม่เหมาะกับการใช้งานที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ เนื่องจากมีค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ สูง ซึ่งเป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ แต่อุปกรณ์ชนิดซิลิกอนจะมีค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำกว่า ดังนั้นจึงนิยมใช้วาแรกเตอร์ไดโอดชนิดซิลิกอนในวงจรที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำโดยเฉพาะวงจรรอสซิลเลเตอร์ และนอกจากนั้นยังสามารถปรับความถี่ได้เร็ว เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูกและมีขนาดเล็ก [17]

วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.5 เนื่องจากว่าวาแรกเตอร์ไดโอดต้องการไบอัสแบบกลับ วงจรสมมูลจึงประกอบด้วยค่าความจุของบริเวณปลอดพาหะ (C_j) ต่อขนานกับความต้านทานรอยต่อ (R_j) แต่โดยปกติแล้วความต้านทานรอยต่อมีค่าสูงมากจึงสามารถตัดทิ้งไปได้ ซึ่งค่าความจุของรอยต่อและค่าความต้านทานอนุกรม (R_s) จะเป็นฟังก์ชันของการไบอัส ค่าความจุของรอยต่อสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.13



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{\phi_0}\right)^M} \quad (2.13)$$

เมื่อ C_{j0} คือความจุรอยต่อเมื่อไบอัสเป็นศูนย์ V_R คือแรงดันไบอัสแบบกลับ ϕ_0 คือศักย์ภายในของรอยต่อ (มีค่าประมาณ 0.7 V สำหรับวาแรกเตอร์ไดโอดชนิดซิลิกอน) และ M คือสัมประสิทธิ์เกรดดิ้ง (grading coefficient) เท่ากับ 0.5 สำหรับวาแรกเตอร์แบบแอมป์ท์ และมีค่าระหว่าง 0.5 - 2 สำหรับวาแรกเตอร์แบบไฮเปอร์แอมป์ท์ สำหรับตัวประกอบคุณภาพของวาแรกเตอร์ไดโอดจะเท่ากับ

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s C_j} \quad (2.14)$$

ความถี่คัทออฟ f_c เมื่อตัวประกอบคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1 หาได้จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \quad (2.15)$$

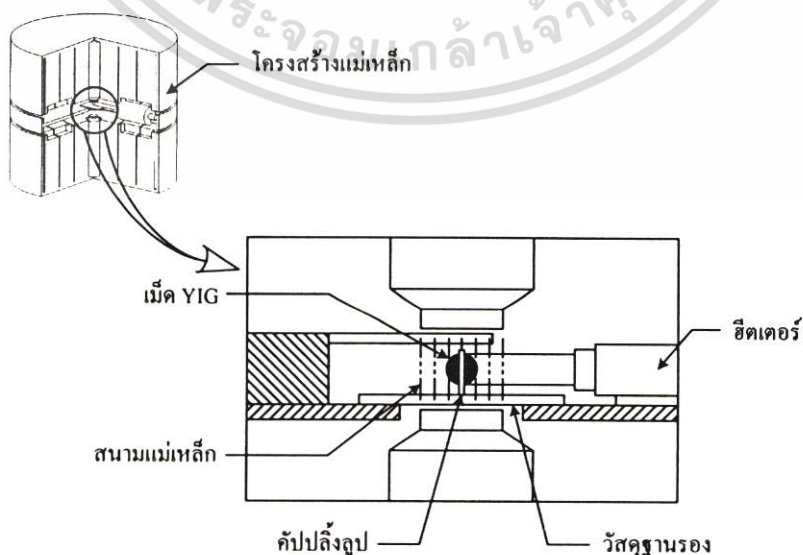
โดยปกติแล้วบริษัทผู้ผลิตมักจะให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวาแรกเตอร์ไดโอดที่ความถี่ 1 MHz เมื่อใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่งสูงกว่า 1 MHz สามารถหาค่าตัวประกอบคุณภาพได้ โดยอาศัยความสัมพันธ์

$$Q(f_1) = Q(f_2) \frac{f_2}{f_1} \quad (2.16)$$

2.3.2 เรโซเนเตอร์ชนิด YIG

เรโซเนเตอร์ย่านความถี่ไมโครเวฟที่สามารถปรับความถี่ได้ด้วยสนามแม่เหล็ก สามารถสร้างได้จากวัสดุที่เรียกว่า YIG หรือ Yttrium Iron Garnet โดยมีคุณสมบัติที่ดีคือเป็นเรโซเนเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงอยู่ในช่วง 500 - 2000 ซึ่งอาจสูงได้ถึง 10,000 เมื่อเม็ด YIG มีการขัดเงาละเอียด [18] และสามารถปรับความถี่ได้ในช่วงกว้าง ๆ โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก จากคุณสมบัติที่ดีดังกล่าวจึงมักนิยมใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ทั้งในงานเชิงพาณิชย์หรืองานทางทหาร เช่น วงจรกรองความถี่และวงจรรอสซิชัลเลเตอร์ ความถี่ในการเรโซแนนซ์จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบของวัสดุ ขนาดของเม็ด YIG และสนามแม่เหล็ก สามารถกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 500 MHz ไปจนถึง 50 GHz

YIG มีสูตรทางเคมีคือ $Y_2Fe_2(FeO_3)_3$ มีลักษณะเป็นผลึก ผลึก YIG บริสุทธิ์และ YIG ที่โคปด้วยแกเลเลียม (GaYIG) เป็นวัสดุที่อยู่ในตระกูลของเฟอร์ไรต์ ความถี่ของการเรโซแนนซ์เป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็กที่จ่ายให้ ดังนั้นเมื่อต้องการเปลี่ยนความถี่สามารถทำได้โดยเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กด้วยการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า การใช้งาน YIG ให้เป็นเรโซเนเตอร์จึงประกอบด้วย เม็ด YIG สนามแม่เหล็กไฟฟ้าและคัปปลิงรูป ตัวอย่างของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ที่ประกอบอยู่ในวงจรรอสซิชัลเลเตอร์แสดงในรูปที่ 2.6



เอกสารรูปที่ 2.6 โครงสร้างของ YIG ออสซิลเลเตอร์ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ที่เหมาะกับการนำไปใช้งานจริงคือลักษณะเป็นทรงกลม เพราะง่ายต่อการวางในสนามแม่เหล็กและลักษณะการวางเม็ด YIG มีผลต่อความถี่ในการเรโซแนนซ์น้อย นอกจากนั้นทรงกลมยังเป็นรูปร่างที่สามารถสร้างให้มีความถูกต้องแม่นยำได้ง่าย

วงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ประกอบด้วยวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนานต่ออนุกรมเข้ากับค่าความเหนี่ยวนำของคัปปลิงรูป ดังรูปที่ 2.7 โดยอินพุตแอดมิตแตนซ์ของเรโซเนเตอร์จะเท่ากับ [19]

$$Y_r = \frac{1}{Z_r} \tag{2.17}$$

เมื่อ

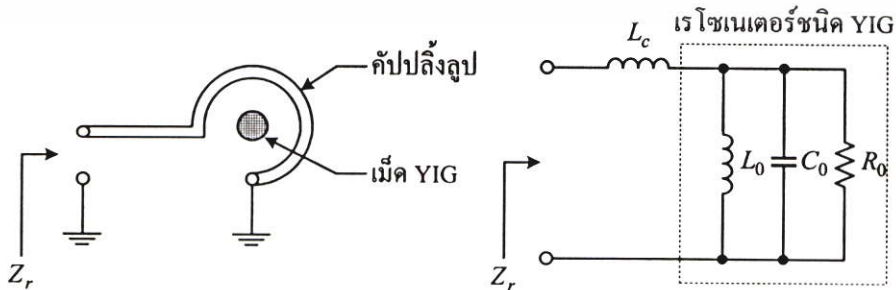
$$G_0 = \frac{1}{\mu_0 V K^2 \omega_M Q_u} \tag{2.18}$$

$$L_0 = \frac{1}{G_0 \omega_0 Q_u} \tag{2.19}$$

$$C_0 = \frac{1}{L_0 \omega_0^2} \tag{2.20}$$

$$\omega_M = \gamma 4\pi M_S \tag{2.21}$$

โดยที่ γ คืออัตราส่วนไจโรแมกเนติก (gyromagnetic ratio) มีค่าเท่ากับ 2.8 MHz/Oe (หรือ 2.21×10^5 (rad/s)/(A/m)) V คือปริมาตรของเม็ด YIG และ K คือสัดส่วนกลับของเส้นผ่านศูนย์กลางรูป $4\pi M_S$ คือ อำนาจแม่เหล็กอิ่มตัว และ Q_u คือค่าตัวประกอบคุณภาพขณะไม่มีโหลดของ YIG



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

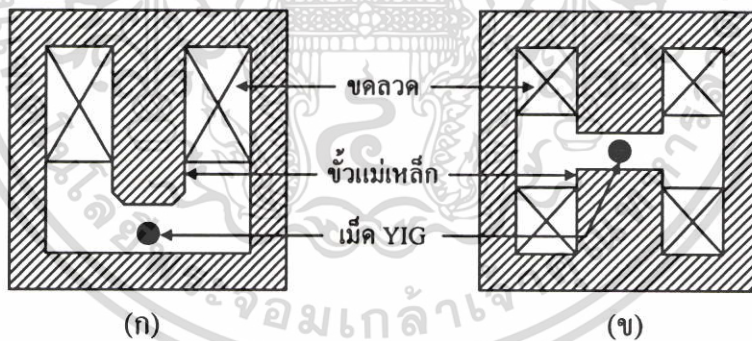
ผลของสนามแม่เหล็กที่ป้อนให้กับเรโซเนเตอร์ชนิด YIG จะทำให้ความถี่ในการเรโซแนนซ์มีค่าเปลี่ยนไป นั่นหมายถึงความถี่ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ขึ้นอยู่กับสนามแม่เหล็กที่ป้อนให้ สำหรับเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ที่มีรูปร่างเป็นทรงกลม ความถี่ของการเรโซแนนซ์จะเท่ากับ

$$f_0 = \gamma(H_0 + H_d) \quad (2.22)$$

เมื่อ H_0 คือสนามแม่เหล็กกระแสตรงจากภายนอกมีหน่วยเป็นเออร์สเตด (Oersteds:0e หรือ A/m) H_d คือสนามภายในผลึกที่เรียกว่าสนามแอนไอโซโทรปี สำหรับวัสดุ YIG แล้วค่า H_d โดยปกติมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ H_0 ดังนั้นความถี่ของการเรโซแนนซ์จะประมาณได้เท่ากับ

$$f_0 = \gamma H_0 \quad (2.23)$$

ซึ่งหมายความว่าความถี่ของเรโซเนเตอร์สามารถเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็ก H_0 เนื่องจากว่าสนามแม่เหล็กเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ดังนั้นสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรร YIG ออสซิลเลเตอร์คือการออกแบบวงจรมแม่เหล็ก โดยที่ส่วนวงจริเล็กทรอนิกส์ของออสซิลเลเตอร์จะถูกประกอบเข้ากับโครงสร้างแม่เหล็กดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของวงจรมแม่เหล็ก (ก) แบบไม่สมมาตร (ข) แบบสมมาตรรูปตัว E

การออกแบบแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นมาตรฐานและนิยมใช้ในวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ด้วย YIG มี 2 รูปแบบคือ โครงสร้างแบบไม่สมมาตรที่เรียกว่า cup-end-cup และ โครงสร้างแบบสมมาตรรูปตัว E หรือ โครงสร้างแม่เหล็กแบบวนกลับ (reentrant magnetic structure) ดังในรูปที่ 2.8(ก) และ 2.8(ข) ตามลำดับ โครงสร้างทั้งสองแบบเหมาะสมต่อการใช้งานและสามารถทำงานได้ดี แต่มักนิยมใช้โครงสร้างแบบไม่สมมาตรมากกว่าเนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการประกอบและผลิต

นอกจากโครงสร้างมาตรฐานทั้งสองแบบแล้วยังมีโครงสร้างของแม่เหล็กอีกรูปแบบหนึ่งคือโครงสร้างที่ใช้แม่เหล็กถาวร ซึ่งมีข้อดีคือลดกำลังที่ต้องการในการปรับเรโซเนเตอร์ การปรับทางไฟฟ้าเพื่อเพิ่มหรือลดสนามแม่เหล็กสามารถทำได้ตลอดช่วงความถี่ของเรโซเนเตอร์ และสามารถปรับความถี่ได้เร็วขึ้น เนื่องจากโครงสร้างชนิดนี้เกิดความสูญเสียเป็นความร้อนที่ขดลวดต่ำ จึงทำให้ง่ายต่อการควบคุมเสถียรภาพของอุณหภูมิจุดสมบัตินของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ที่แตกต่างจากวาแรกเตอร์ไดโอด คือ ปรับความถี่ด้วยสนามแม่เหล็ก อัตราการปรับมีความเป็นเชิงเส้นสูง ค่าตัวประกอบคุณภาพของ YIG มีค่ามากกว่าวาแรกเตอร์ไดโอด 10 ถึง 100 เท่า ทำให้ได้วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำและมีเสถียรภาพทางความถี่ของการออสซิลเลตสูง

2.4 สัญญาณรบกวนทางฟอส

อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด และทรานซิสเตอร์ สามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นได้ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรรออสซิลเลเตอร์เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนแบบช็อต (Shot noise) สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise) และสัญญาณรบกวน $1/f$ หรือสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำ

สัญญาณรบกวนแบบช็อตเกิดจากการไหลของกระแสผ่านกำแพงศักย์ (potential barrier) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสรอบ ๆ ค่ากระแสเฉลี่ย ซึ่งเป็นผลมาจากการปล่อยอิเล็กตรอนหรือโฮลแบบสุ่ม ผลของสัญญาณรบกวนแบบช็อตถูกวิเคราะห์โดย Schottky ในปี ค.ศ. 1918 แสดงด้วยสมการ

$$i_{n,rms}^2 = 2qI\Delta B \quad (2.24)$$

เมื่อ q คือประจุอิเล็กตรอน (เท่ากับ 1.6×10^{-19} คูโลมบ์) I คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสารกึ่งตัวนำ (A) และ ΔB คือแบนด์วิดท์ (Hz)

สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผลของอุณหภูมิทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเกิดขึ้นในตัวนำและมีขนาดที่มีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิ Johnson และ Nyquist ได้แสดงให้เห็นค่าของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนอันเนื่องมาจากความต้านทานคือ

$$e_{n,rms}^2 = 4kTR\Delta B \quad (2.25)$$

เมื่อ k คือค่าคงที่ของ Boltzmann (เท่ากับ 1.3805×10^{-23} J/K) T คืออุณหภูมิ (°K) R คือค่าความต้านทานของตัวนำ (Ω) และ ΔB คือแบนด์วิดท์ (Hz) สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนอาจจะเรียกได้ว่า สัญญาณรบกวนจอห์นสัน (Johnson noise) หรือสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความต้านทาน (Resistance noise)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวน $1/f$ หรือสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำหรือบางครั้งเรียกว่าสัญญาณรบกวนคอนแทค (Contact noise) ฟลิคเกอร์นอยส์ (Flicker noise) หรือเอ็กซัสนอยส์ (Excess noise) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่หน้าสัมผัส เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความนำอันเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์ของหน้าสัมผัสระหว่างวัสดุ 2 ชนิด เกิดขึ้นทุกครั้งที่มีความนำมาต่อกัน เช่น หน้าสัมผัสของสวิตช์และรีเลย์ และยังสามารถเกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์หรือไดโอดอีกด้วย สัญญาณรบกวนชนิดนี้ค้นพบครั้งแรกโดย Schottky ซึ่งพบในหลอดสุญญากาศ สัญญาณรบกวนชนิดนี้ยังเกิดขึ้นในตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ การลดผลของสัญญาณรบกวนชนิดนี้ขึ้นอยู่กับขั้นตอนของการผลิตสารกึ่งตัวนำ

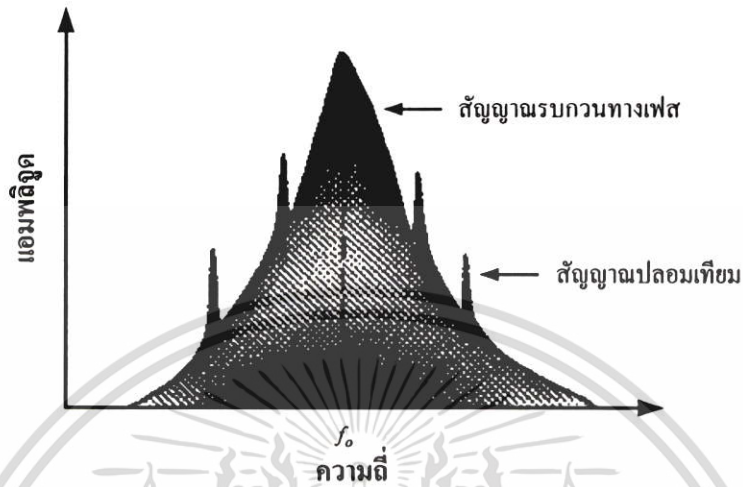
สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์เป็นผลที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนทั้ง 3 ชนิดที่กล่าวมาข้างต้น สัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นสิ่งที่ใช้อธิบายถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบสุ่มระยะสั้นของสัญญาณหรือเสถียรภาพระยะสั้นของสัญญาณ เสถียรภาพทางความถี่คือประสิทธิภาพของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สามารถผลิตสัญญาณที่มีความถี่ที่ตลอดช่วงเวลาที่ต้องการ การอธิบายถึงเสถียรภาพทางความถี่สามารถพิจารณาได้จากสัญญาณเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ ($S(t)$) ซึ่งแสดงด้วยสมการ

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (2.26)$$

เมื่อ $A(t)$ และ $\theta(t)$ แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณตามลำดับ พจน์ของเฟสจะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มหรือแบบไม่ต่อเนื่องซึ่งสามารถดูการเปลี่ยนแปลงทางเฟสได้โดยใช้สเปกตรัมอนาไลเซอร์ รูปที่ 2.9 แสดงถึงผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณเอาต์พุตทั้งการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มและแบบไม่ต่อเนื่อง การเปลี่ยนแปลงทางเฟสแบบไม่ต่อเนื่องทำให้เกิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องที่เรียกว่าสัญญาณปลอมเทียม (Spurious signal) ซึ่งเห็นได้ชัดเจนในสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ และการเปลี่ยนแปลงทางเฟสอีกลักษณะหนึ่งคือการเปลี่ยนแปลงทางเฟสแบบสุ่มส่งผลให้เกิดการกระเพื่อมของเฟสแบบสุ่มหรือที่เรียกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสนั่นเอง

สาเหตุที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางเฟสแบบสุ่มหรือสัญญาณรบกวนทางเฟสนี้เนื่องมาจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน, สัญญาณรบกวนแบบช็อคและสัญญาณรบกวน $1/f$ [20-21] โดยที่สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ แบนด์วิดท์และความต้านทาน ส่วนสัญญาณรบกวนแบบช็อคเป็นฟังก์ชันของกระแสไบแอส และสัญญาณรบกวน $1/f$ เป็นฟังก์ชันของคุณสมบัติของอุปกรณ์แอกทีฟ การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณหรือ $A(t)$ ในสมการที่ 2.26 ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเอเอ็ม (AM noise) ซึ่งจะมีค่าต่ำกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงทางเฟสหรือ $\theta(t)$ มาก $A(t)$ จึงสามารถพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ได้

ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นหลัก



รูปที่ 2.9 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสเปกตรัมอนุโลเซอร์

สัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นคุณสมบัติพื้นฐานที่มีความสำคัญต่อระบบการสื่อสารเป็นอย่างมาก เนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสจะส่งผลกระทบต่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio) อัตราความผิดพลาดบิต (BER) และการรบกวนกันของช่องสัญญาณประชิดในระบบการสื่อสารไร้สาย [22-24] สัญญาณรบกวนทางเฟสจะเกิดขึ้นในอุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบ เช่น ตัวคูณความถี่และวงจรถ่ายความถี่ ซึ่งสัญญาณรบกวนทางเฟสจะเป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบ ในระบบการสื่อสารดาวเทียมสัญญาณรบกวนทางเฟสจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบในอุปกรณ์ปลายทางดาวเทียมขนาดเล็ก เช่น วีแซต (VSAT) หรือสถานีภาคพื้นดินขนาดเล็ก [25] ในกรณีของระบบการสื่อสารที่ใช้การมอดูเลตความถี่ (FM) หรือเฟส (PM) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะถูกจำกัดโดยสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ หรือในกรณีที่เครื่องรับใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (FSK) หรือพีเอสเค (PSK) ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าพีเอสเคเป็นเทคนิคการมอดูเลตที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล สัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องจะทำให้เกิดการรบกวนในการตีเทคต์สัญญาณเป็นผลให้อัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น เห็นได้ว่าผลกระทบทั้งหลายที่เกิดขึ้นในระบบล้วนแต่มีสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และมีเพียงวิธีเดียวที่จะแก้ไขได้คือการทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลง ดังนั้นเครื่องรับหรือเครื่องส่งในระบบการสื่อสารจึงต้องการวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเพื่อให้ระบบการสื่อสารมีประสิทธิภาพที่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนทางเฟสอธิบายได้ด้วยอัตราส่วนของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density) ของการเปลี่ยนแปลงเฟสใน 1 ไซค์แบนด์ต่อหน่วยแบนด์วิดท์ ที่เรียกว่า สัญญาณรบกวนทางเฟสแถบข้างเดียว (Single Sideband Phase noise) มีหน่วยเป็น dBc/Hz ณ ความถี่ออฟเซตจากความถี่กลาง แสดงได้ด้วยสัญลักษณ์ $L(f)$ (เรียกว่า สคริปต์ L) ซึ่งเป็นการวัดในโดเมนความถี่

โมเดลที่ใช้อธิบายสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ถูกเสนอขึ้นครั้งแรกโดย Leeson [26] ซึ่งโมเดลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลจากการทดลอง จึงถูกนำไปใช้ในการอธิบายถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสอย่างแพร่หลาย และต่อมาได้มีการพัฒนาและวิจัยอย่างต่อเนื่อง โดยที่สัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสมการ [1,27-28]

$$L(f) = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P_{avs}} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right\} \quad (2.27)$$

- เมื่อ
- f_m คือ ความถี่ออฟเซตจากความถี่กลาง
 - f_0 คือ ความถี่กลาง
 - f_c คือ ความถี่หักมุม (corner frequency) ของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของอุปกรณ์แอกทีฟ
 - Q_L คือ ตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์
 - F คือ ตัวเลขสัญญาณรบกวน (noise figure) ของอุปกรณ์แอกทีฟ
 - k คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann
 - T คือ อุณหภูมิ (°K)
 - P_{avs} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณ

จากสมการสัญญาณรบกวนทางเฟสข้างต้นจะเห็นว่าพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรคือ

1. ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญและส่งผลกระทบต่อสัญญาณรบกวนทางเฟส ในการออกแบบที่ต้องการให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าต่ำต้องเลือกใช้เรโซเนเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง ๆ
2. ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แอกทีฟแต่ละชนิด โดยปกติแล้วการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำจะเลือกใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) มากกว่าแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (GaAs MESFET) เนื่องจากอุปกรณ์ที่สร้างจากแกลเลียมอาร์เซไนด์มีความถี่หักมุมสูงกว่าซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 2 – 3 เท่า [29]

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสำนักหอสมุดกลางพระจอมเกล้าลาดกระบัง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

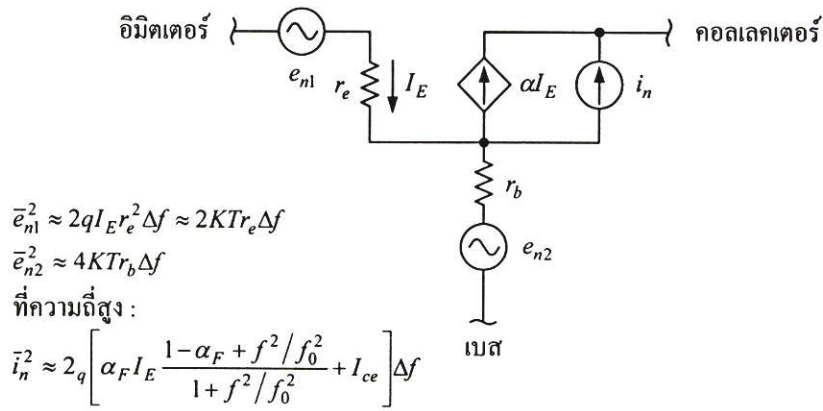
นอกจากนั้นยังมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งซึ่งไม่ได้กล่าวถึงในสมการที่ 2.28 คือ แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร การกระเพื่อมของไฟเลี้ยงที่ใช้ในการไบแอสวงจรออสซิลเลเตอร์ทำให้เกิดการมอดูเลตไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการขึ้น สามารถลดผลของพารามิเตอร์ตัวนี้ได้โดยใช้เบตเตอรีแทนแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงหรือการใช้วงจรไบแอสแบบแอกทิฟ [30] ในการจ่ายไฟให้วงจรออสซิลเลเตอร์

2.5 เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวน

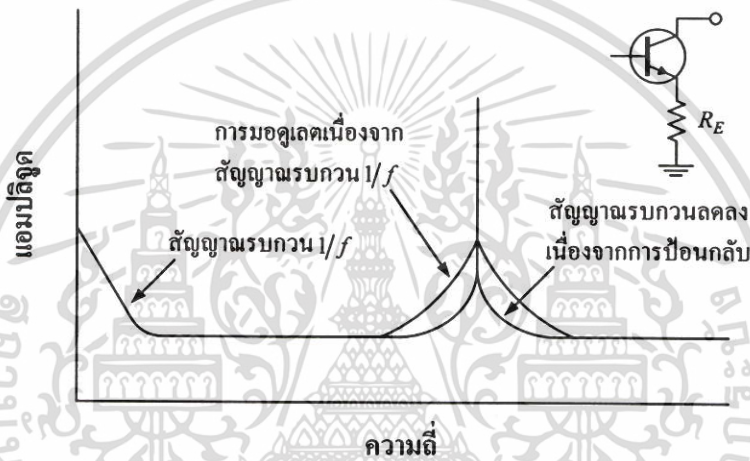
จากหัวข้อที่ 2.4 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ 3 ตัว ได้แก่ ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในทรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ และกำลังเอาต์พุตของสัญญาณ เป็นที่ทราบดีว่าการใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ในวงจรออสซิลเลเตอร์จะให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำมาก แต่วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ไม่ค่อยเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ เนื่องจากวงจรมีขนาดใหญ่และมีราคาแพงเมื่อเทียบกับเรโซเนเตอร์ชนิดอื่น ๆ จึงมีการศึกษาและวิจัยเพื่อหาวิธีการที่เหมาะสมในการออกแบบวงจรเพื่อลดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสอย่างต่อเนื่อง [2-10] ต่อมา Ulrich L. Rohde [11-12,31-33] ได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนทางเฟสในวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจรป้อนกลับแบบใหม่ที่น่าสัญญาณรบกวนภายในไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนของวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรนี้สามารถทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ลดลงมากกว่า 15 dB เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้โครงสร้างเดียวกัน เทคนิคนี้สามารถใช้ได้ตลอดช่วงความถี่ช่วงกว้าง ๆ และทำงานได้ดีตั้งแต่ช่วงความถี่ VHF/UHF ไปจนถึงช่วงคลื่นมิลลิเมตร

เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนมีคุณสมบัติในการลดผลของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนทางเฟส วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบและมีโมเดลของสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 2.10

การเพิ่มวงจรป้อนกลับแบบลบหรือวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนเข้าไปในวงจรออสซิลเลเตอร์ส่งผลให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลงดังรูปที่ 2.11 ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนมาใช้เพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วาเรกเตอร์ไดโอดและ YIG เป็นเรโซเนเตอร์ โดยจะได้กล่าวถึงต่อไปในบทที่ 3 และบทที่ 4



รูปที่ 2.10 โมเดลสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.11 วงจรป้อนกลับแบบลบลดผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวน 1/f

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงหลักการความต้านทานลบที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ รวมไปถึงเรโซเนเตอร์ชนิดควาแรกเตอร์ไดโอด และ YIG ซึ่งได้อธิบายถึงพารามิเตอร์ต่าง ๆ และข้อดีข้อเสียของเรโซเนเตอร์แต่ละชนิดที่เหมาะสมกับการใช้งานต่างกัน ซึ่งเรโซเนเตอร์ทั้ง 2 ชนิดสามารถปรับความถี่ได้ด้วยไฟฟ้า ความหมายและความสำคัญของสัญญาณรบกวนในวงจรออสซิลเลเตอร์โดยเฉพาะสัญญาณรบกวนทางเฟส ซึ่งเป็นตัวกำหนดสมรรถนะและประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร ในระบบการสื่อสารที่ใช้การมอดูเลตแบบคิจิตอลสัญญาณรบกวนทางเฟสจะส่งผลกระทบต่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน อัตราความผิดพลาดบิตและการรบกวนกันของช่องสัญญาณประชิด โดยพารามิเตอร์ 3 ตัวที่มีผลต่อค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน 1/f และกำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณ ดังนั้นในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบสำคัญในระบบการสื่อสารต้องออกแบบให้วงจรมีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำที่สุด เพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพดีที่สุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบ เซอร์เฟซเมาต์

3.1 บทนำ

ในระบบการสื่อสารหนึ่งในองค์ประกอบหลักที่สำคัญของระบบคือวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เร็ว เรโซเนเตอร์ที่นิยมใช้ในวงจรรอสซิลเลเตอร์เพื่อปรับค่าความถี่มีหลายชนิด เช่น วาแรกเตอร์ไดโอด ไดอิเล็กทริกเรโซเนเตอร์ หรือ YIG เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้ต้องการวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีขนาดเล็กเพื่อการประยุกต์ใช้งานในเครื่องโทรศัพท์ไร้สาย จึงเลือกใช้วาแรกเตอร์ไดโอดเป็นเรโซเนเตอร์ของวงจรรอสซิลเลเตอร์เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และเปลี่ยนความถี่ได้เร็ว

เนื้อหาในบทนี้จะได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้โดยมีลักษณะเป็นเซอร์เฟซเมาต์ (Surface Mount) และมีขนาดเล็กเพื่อให้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยทำการสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ 2 แบบคือ วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้และวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบมีการป้อนกลับสัญญาณรบกวน โดยจะได้อธิบายถึงโครงสร้าง การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ การจำลองแบบการทำงาน การออกแบบลายวงจร PCB ผลการทดลองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ทั้งสองชนิด และผลสรุปของวงจรรอสซิลเลเตอร์ทั้งสองจะได้กล่าวถึงเป็นหัวข้อสุดท้าย

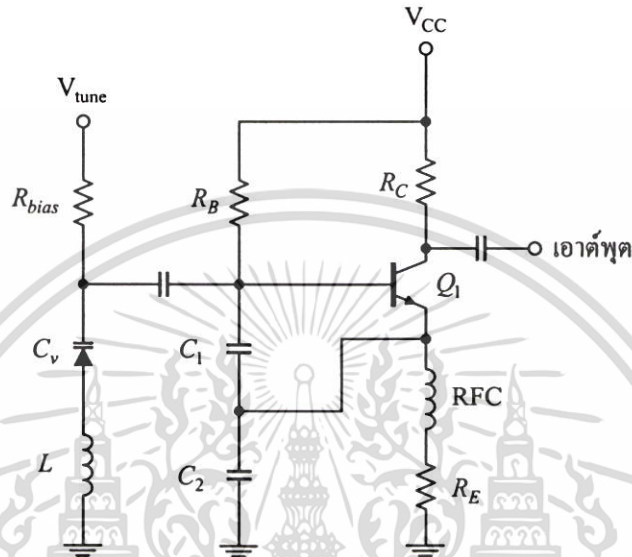
3.2 การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์

3.2.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์สามารถทำได้โดยการพิจารณาค่าความต้านทานลบบที่พอร์ตของอุปกรณ์แอกทิฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ โดยใช้วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ในการสร้างความต้านทานลบ ซึ่งวงจรรอสซิลเลเตอร์สามารถพิจารณาเป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกจากเอาต์พุตไปยังอินพุต โดยปกติแล้วโครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ทำได้หลายรูปแบบ เช่น โคลพิตต์ (Colpitts), ฮาร์ตเลย์ (Hartley), อาร์มสตรอง (Armstrong) หรือ แคลปปี้ (Clapp) ออสซิลเลเตอร์ แต่โครงสร้างที่มักนิยมใช้สำหรับการออกแบบในช่วงความถี่สูงคือโครงสร้างแบบแคลปปี้ [12,31,34] เป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปใช้งานจริงและสามารถปรับจูนความถี่ได้กว้าง ถ้าเลือกอุปกรณ์แอกทิฟเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) สามารถทำการป้อนกลับจากขาคอลเลคเตอร์หรืออิมิตเตอร์ได้ แต่ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 10 GHz มักเลือกใช้

อุปกรณ์แอกทิฟที่เป็นแกแลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์คืออุปกรณ์ป้อนกลับจะทำให้เกิดความต้านทานลบเพื่อชดเชยการสูญเสียในวงจรและเมื่อต่อ
ร่วมกับวงจรเรโซเนเตอร์แล้ว วงจรขยายจะกลายเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์ โดยผลรวมของความต้าน
ทานทั้งหมดต้องมีค่าเป็นลบ แต่ถ้าผลรวมของค่าความต้านทานเป็นบวกจะไม่ทำให้เกิดการออสซิล
เลต วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แสดงในรูปที่ 3.1 โดยใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวป้อนกลับ



รูปที่ 3.1 วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

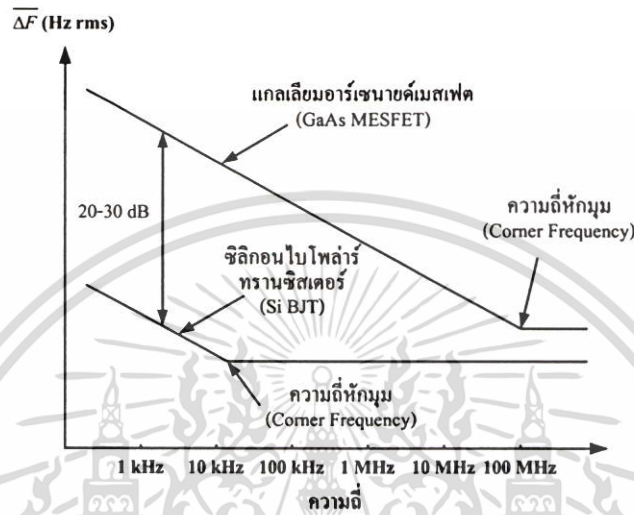
พิจารณาวงจรในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นวงจรแคลปป์ออสซิลเลเตอร์โดยมีวงจรสมมูลเป็นไปตาม
รูปที่ 2.2 โดยที่ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เป็นตัวป้อนกลับเพื่อให้เกิดความต้านทานลบดังสมการ
ที่ 2.5 และ C_v คือค่าความจุของวาร์แคปเตอร์ไดโอดซึ่งสามารถปรับให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้
ดังนั้นเงื่อนไขของการออสซิลเลตจะได้จาก

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_v} - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0 \quad (3.1)$$

ในการออกแบบเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT)
เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่น้อยกว่าอุปกรณ์แอกทีฟแบบแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟด
อุปกรณ์แอกทีฟที่มีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำจะส่งผลให้วงจรรออสซิลเลเตอร์มีค่าสัญญาณรบกวน
ทางเฟสที่ต่ำเช่นกัน [20] โดยทั่วไปแล้วค่าความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ จะขึ้นอยู่กับ
ชนิดของอุปกรณ์แอกทีฟคือ ซิลิกอนเฟด (FET) มีค่าตั้งแต่ 50 - 100 Hz สำหรับซิลิกอนไบโพลาร์
ทรานซิสเตอร์ความถี่ไมโครเวฟมีค่าอยู่ในช่วง 1 - 10 kHz ส่วนมอสเฟด (MOSFETs) จะเท่ากับ
10 - 100 kHz และแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟดจะมีค่าสูงถึง 10 - 100 MHz นั่นคือในการใช้งานที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือมีข้อสงสัย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สูงมากขึ้นจะต้องใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยน (Transition frequency: f_T) สูงพอที่จะสามารถใช้งานได้แต่จะส่งผลให้ความถี่ $1/f$ มีค่าสูงด้วย [1] การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต แสดงดังรูปที่ 3.2

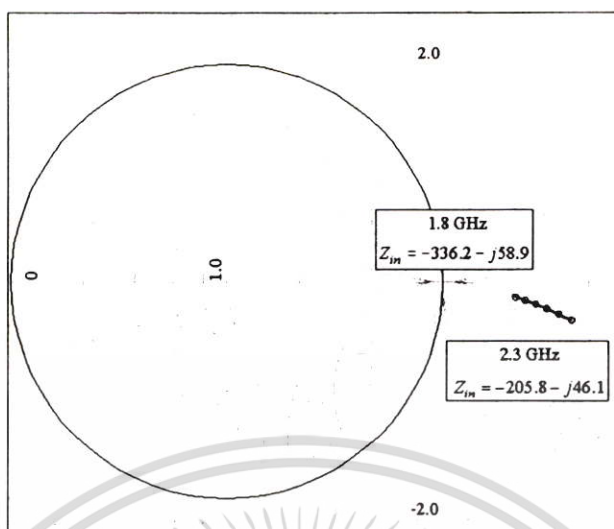


รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น Q_1 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรรออสซิลเลเตอร์จึงเลือกใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540W ของบริษัท Philips เพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ ซึ่งมีความถี่ที่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 9 GHz ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 8 kHz (จากการวัดในภาคผนวก ก.) วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการมีความถี่ในช่วง 2 GHz ทำการไบแอสทรานซิสเตอร์ด้วย R_B , R_C และ R_E ที่มีค่าเท่ากับ 24 k Ω , 120 Ω และ 100 Ω ตามลำดับ ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานโดยมีกระแส I_C เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์โดยที่ g_m เท่ากับ 0.387 S

ส่วนตัวเก็บประจุป้อนกลับ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 3 pF จากสมการที่ 2.5 สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เมื่อมีเงื่อนไขของการป้อนกลับได้ เมื่อพิจารณาที่ความถี่ 2 GHz อินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ $-272.3 - j53.1 \Omega$ นั่นคือค่าความต้านทานลบ (R) เท่ากับ -272.3Ω ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุที่มี X_C เท่ากับ -53.1Ω เมื่อทำการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับ $-336.2 - j58.9 \Omega$ และ $-205.8 - j46.1 \Omega$ ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 2.3 GHz ตามลำดับ ดังรูปที่ 3.3 จากรูปจะเห็นว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรรออสซิลเลเตอร์มีค่าความต้านทานเป็นลบและต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุในช่วงความถี่ 1.8 GHz จน

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อการค้าหรือการโฆษณาใดๆ ได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์



รูปที่ 3.3 ค่าความต้านทานลบของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่คำนวณได้

เมื่อต่อตัวเหนี่ยวนำและวาร์แคเตอร์ไดโอดเข้ากับวงจรทำให้เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่เรโซแนนซ์และสามารถปรับค่าความถี่ได้โดยการเปลี่ยนค่าความจุของวาร์แคเตอร์ไดโอด ซึ่งเลือกใช้วาร์แคเตอร์ไดโอดเบอร์ BB833 มีค่าความจุอยู่ระหว่าง $9.3 - 0.75$ pF เมื่อปรับแรงดันไบแอสป้อนกลับ (V_R) ให้กับวาร์แคเตอร์ไดโอดตั้งแต่ 1 – 28 โวลต์ ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์นี้ต้องการให้แรงดันไบแอสป้อนกลับของวาร์แคเตอร์ไดโอดอยู่ในช่วง 1 – 8 โวลต์ นั่นคือค่าความจุของวาร์แคเตอร์ไดโอดมีค่าอยู่ในช่วง $9.3 - 1.7$ pF และเลือกใช้ค่าความจุเท่ากับ 3.7 pF ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการจากสมการที่ 3.1 โดยที่ค่าความจุรวมทั้งหมดจะเท่ากับ 1.067 pF และค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_t} = 5.93 \text{ nH} \quad (3.2)$$

ช่วงของความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตสามารถพิจารณาได้จากค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุของวาร์แคเตอร์ไดโอดนั่นคือ เมื่อ $C_{v(\max)} = 9.3$ pF

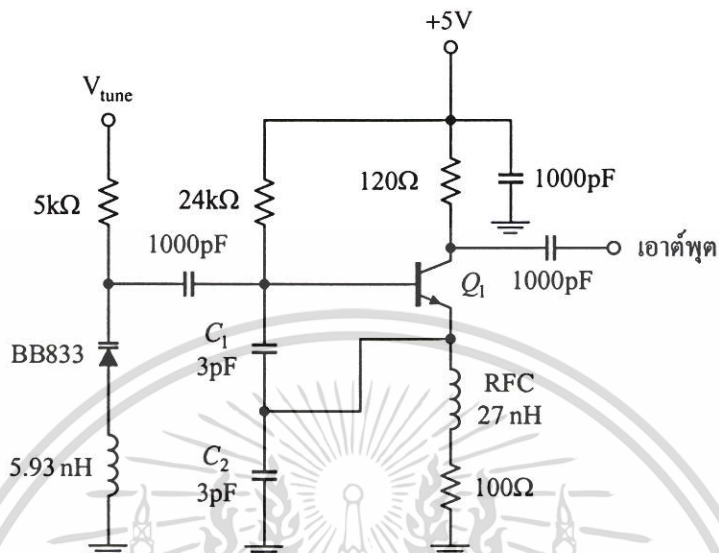
$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{t(\max)}}} = 1.81 \text{ GHz} \quad (3.3)$$

และเมื่อ $C_{v(\min)} = 1.7$ pF

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{t(\min)}}} = 2.32 \text{ GHz} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

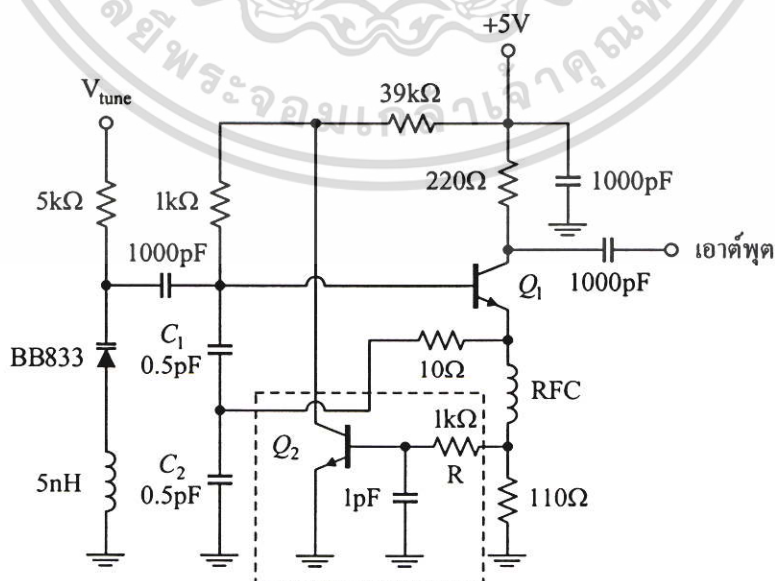
แสดงว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณที่มีความถี่ 1.81 – 2.32 GHz ได้ ซึ่งเป็นความถี่ในช่วงที่ต้องการของการสื่อสารระบบ WCDMA วงจรออสซิลเลเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ที่ได้จากการออกแบบ

3.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน [35]

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน จะใช้ขั้นตอนการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ดังในหัวข้อที่ 3.2.1 โดยทำการเพิ่มส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนเข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์หลัก ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้แสดงดังในรูปที่ 3.5



วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวน

รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เฉพาะงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้นิพนธ์งานวิจัย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

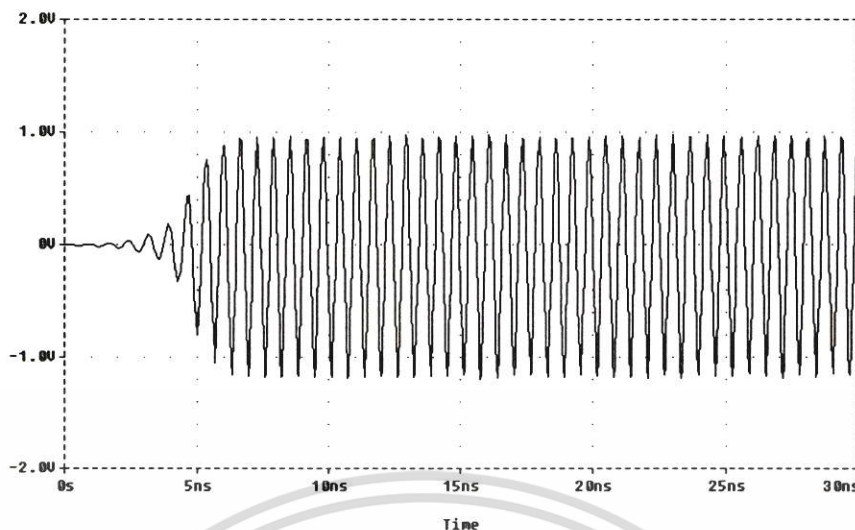
โครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์หลักจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี โดยที่ Q_1 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรออสซิลเลเตอร์หลักจะใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540W เช่นเดียวกัน ตัวต้านทาน 120 Ω , 100 Ω และ 24 k Ω เป็นตัวต้านทานไบแอส เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานโดยมีกระแส I_C เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ วงจรจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งมีค่า 3 pF ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อให้เกิดความต้านทานลบ และใช้ตัวเหนี่ยวนำ 5.93 nH ร่วมกับตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองรวมเป็นวงจรเรโซเนเตอร์เพื่อกำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ การใช้ตัวต้านทาน 10 Ω เป็น RF Feedback สามารถลด AM to PM conversion ที่เกิดขึ้นจากความไม่เชิงเส้นของค่าคาปาซิแตนซ์และทรานส์คอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ได้ และตัวต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ที่ไม่ถูกบายพาสจะลดผลของสัญญาณรบกวน $1/f$ ลงได้ [13-14,36] การปรับความถี่ของวงจรเรโซเนเตอร์ใช้วาเรกเตอร์ไคโอคเบอร์ BB833 เช่นเดียวกัน และ RFC มีค่าเท่ากับ 27 nH ส่วนของสัญญาณเอาต์พุตจะนำออกจากขาคอลเลกเตอร์

ในส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่เพิ่มให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์จะถูกต่อรวมเข้ากับวงจรไบแอสของวงจรออสซิลเลเตอร์หลัก โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ Q_2 ในการสร้างวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ความถี่ต่ำเบอร์ BC847 ของบริษัท Philips มีความถี่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 100 MHz ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 5 kHz (จากการวัดในภาคผนวก ก.) ตัวต้านทาน 1 k Ω และตัวเก็บประจุ 1 pF จะทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำซึ่งทำให้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนไม่มีที่ความถี่สูง ๆ โดยที่สัญญาณรบกวนจากตัวต้านทาน 100 Ω ที่ขาอิมิตเตอร์จะถูกป้อนกลับผ่านวงจรขยายสัญญาณที่มีเฟสชิฟเท่ากับ 180 องศาและถูกป้อนกลับเข้าไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์หลักเข้าที่ขาเบสของ Q_1 โดยผ่านตัวต้านทาน 1 k Ω เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณรบกวนภายในวงจรออสซิลเลเตอร์และส่งผลให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลง นอกจากนี้ส่วนของวงจรป้อนกลับยังทำให้กระแสคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หลักมีเสถียรภาพมากขึ้น [12]

3.3 การจำลองแบบการทำงานและการออกแบบ PCB

3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

เมื่อทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ในรูปที่ 3.4 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการทดสอบพร้อมกับค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ BFG540W ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 โดยแสดงการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร จากกราฟสามารถบอกได้ว่าวงจรสามารถเกิดการออสซิลเลตได้

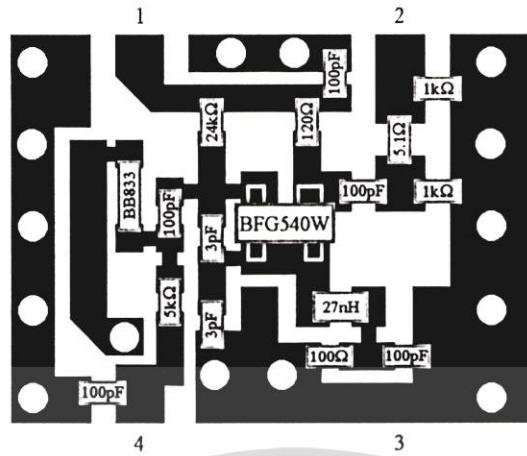


รูปที่ 3.6 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้โปรแกรม PSPICE

จากวงจรข้างต้นสามารถประมาณค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากการคำนวณโดยใช้สมการที่ 2.27 เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

ความถี่กลาง (f_0) เท่ากับ 1.95 GHz, ความถี่ออฟเซต 100 kHz, ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ซึ่งคำนวณได้จากค่าซีทของ BB833 เท่ากับ 4.87, ตัวเลขสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์ เท่ากับ 2.1 dB หรือ 1.62, kT เท่ากับ 4.1×10^{-21} ที่อุณหภูมิ 300°K, ให้กำลังงานเอาต์พุตเท่ากับ 0 dBm หรือ 1 mW และความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540W เท่ากับ 8 kHz จากการคำนวณพบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -108.4 dBc/Hz ซึ่งเป็นค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เพียงพอต่อการประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบ WCDMA

เมื่อนำวงจรที่ได้จากการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.4 มาออกแบบลายวงจร PCB โดยเลือกใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแบบ Glass Epoxy FR4 เนื่องจากเป็นวัสดุที่หาได้ง่ายและมีราคาถูก แต่มีข้อเสียคือมีค่าความสูญเสียสูงกว่าวัสดุฐานรองความถี่สูงชนิดอื่น ๆ เช่น เทฟลอน เป็นต้น มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (Relative Permittivity: ϵ_r) เท่ากับ 4.6 ความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตรและความหนาของแผ่นตัวนำเท่ากับ 35 ไมครอน สำหรับตัวเหนี่ยวนำ 5.93 nH ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรโซเนเตอร์จะใช้โครงสร้างของไมโครสตริปในการสร้างการวางอุปกรณ์ต่าง ๆ ต้องวางให้อยู่ในตำแหน่งที่ชิดติดกันมากที่สุดเพื่อไม่ให้เกิดความเหนี่ยวนำปรสิต (Parasitic inductance) และพื้นที่ลายทองแดง (Pad area) ก็ให้มีขนาดเล็กที่สุดเพื่อลดค่าความจุปรสิต (Parasitic capacitance) โดยวงจรที่ได้มีขนาดเท่ากับ 17×12.5 มิลลิเมตร ขาของสัญญาณควบคุมต่าง ๆ ที่ใช้ถูกแสดงไว้ดังรูปที่ 3.7



พอร์ต 1 ไฟเลี้ยง (5 โวลต์)
 พอร์ต 2 สัญญาณเอาต์พุต
 พอร์ต 3 กราวด์
 พอร์ต 4 แรงดันควบคุมความถี่

รูปที่ 3.7 ลาย PCB ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

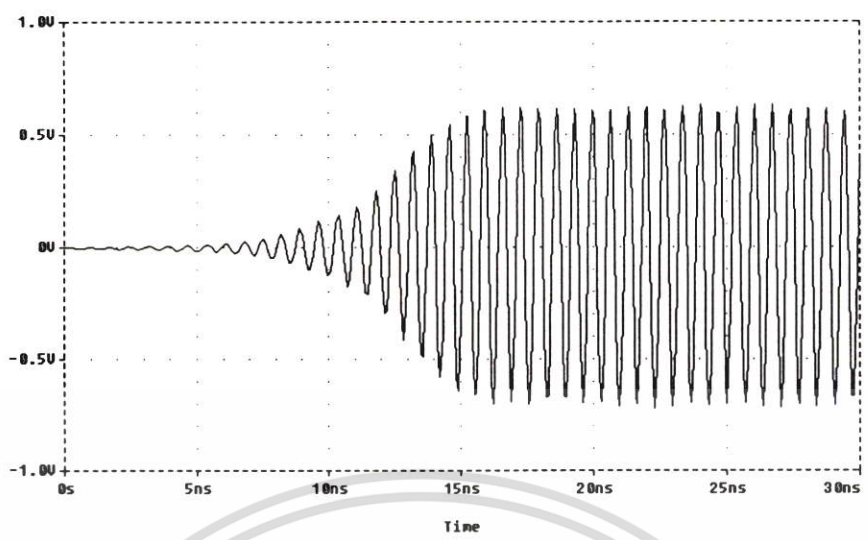
อุปกรณ์ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแบบชิปที่ใช้ในวงจรจะมีขนาดมาตรฐาน SMT 0603 และ 0805 วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ทำการวางอุปกรณ์ต่าง ๆ ลงบน PCB เรียบร้อยแล้วแสดงดังรูปที่ 3.8 พร้อมทั้งชิลด์ด้วยแผ่นทองแดงเพื่อป้องกันการรบกวนจากภายนอก



รูปที่ 3.8 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

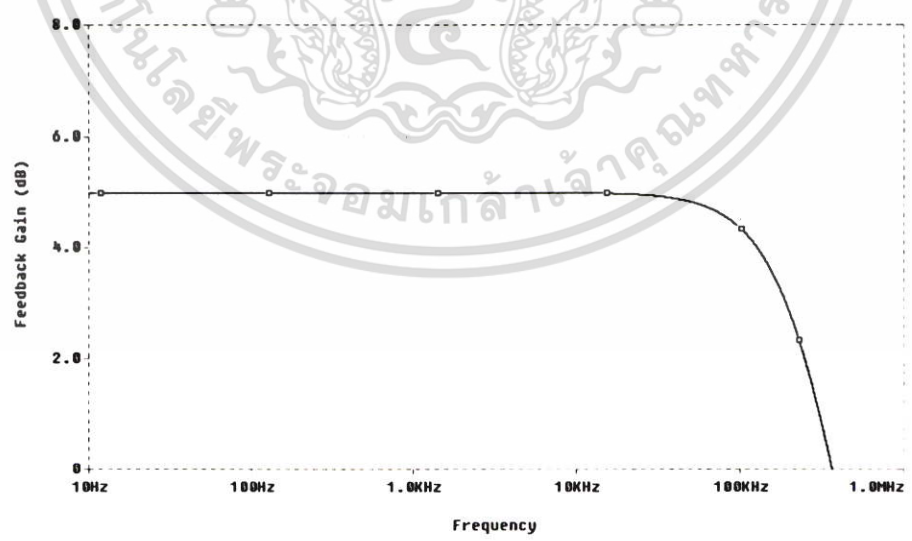
3.3.2 วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ในรูปที่ 3.5 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการทดสอบพร้อมกับค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ BFG540W ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 โดยแสดงการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร จากรูปสามารถบอกได้ว่าวงจรสามารถเกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน โดยใช้โปรแกรม PSPICE

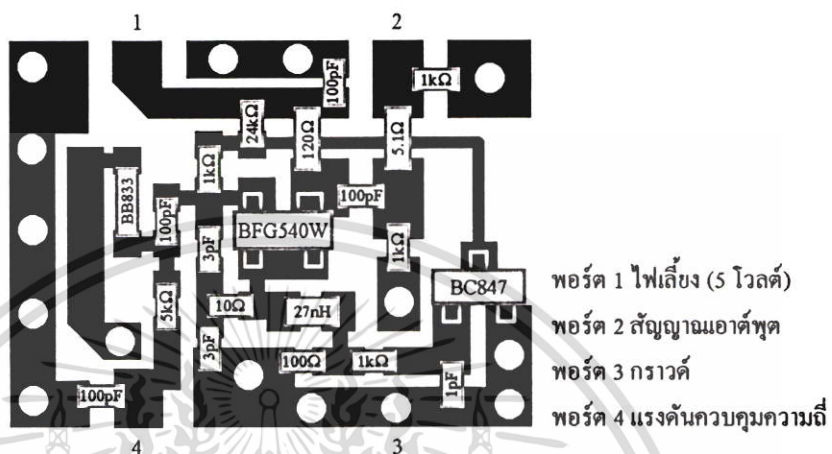
เมื่อพิจารณาในส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้าไปในวงจรออสซิลเลเตอร์หลักซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC847 ดังในรูปที่ 3.5 ทำการจำลองแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE พร้อมทั้งค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ พบว่าค่าอัตราขยายของวงจรป้อนกลับมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับตัวต้านทาน R ที่ต่อเข้ากับขาเบส เมื่อตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ $1\text{ k}\Omega$ วงจรจะให้อัตราขยาย 1.77 เท่า หรือ 5 dB ดังในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการออกแบบลายวงจร PCB ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนโดยใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแบบ Glass Epoxy FR4 เช่นเดียวกัน วงจรมีขนาดเท่ากับ 17×12.5 มิลลิเมตร ตำแหน่งของอุปกรณ์ต่าง ๆ และพอร์ตของสัญญาณแสดงตามรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ลาย PCBของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

และรูปที่ 3.12 แสดงวงจรจริงที่วางอุปกรณ์ต่าง ๆ ลงบน PCB แล้ว อุปกรณ์ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแบบชิปที่ใช้ในวงจรจะมีขนาดมาตรฐาน SMT 0603 และ 0805

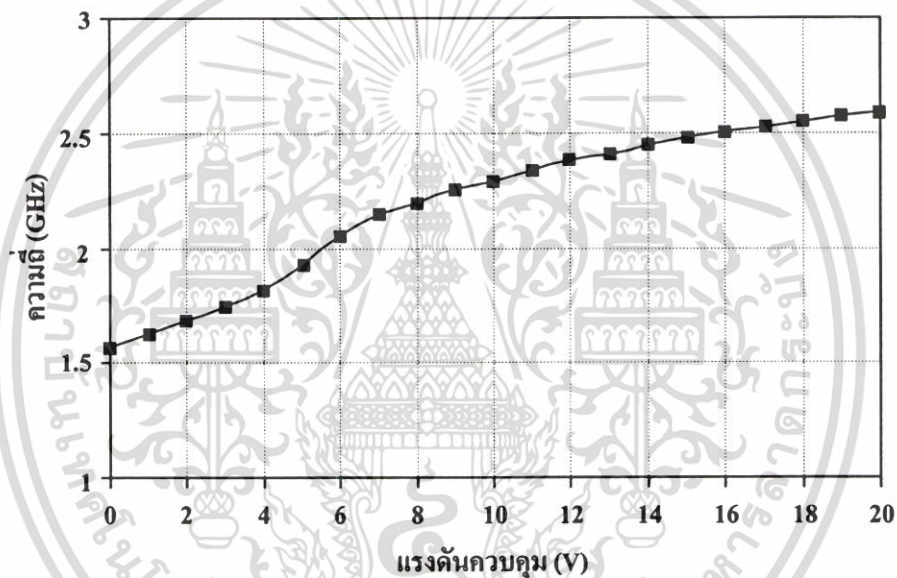


รูปที่ 3.12 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

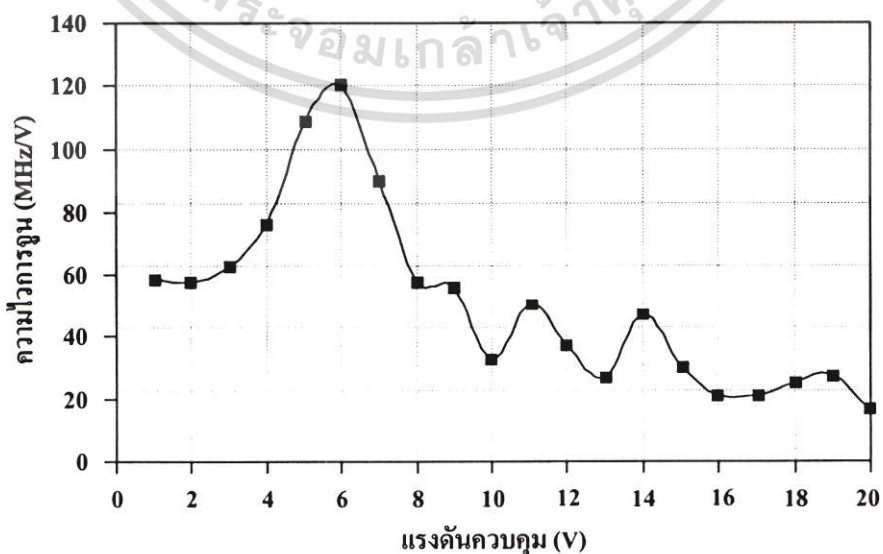
3.4 ผลการทดลอง

3.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.4 ด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์ HP8596E โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่หัวแร็กเตอร์ไดโอดแสดงดังในรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าพอร์ตที่ 4 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-20 V ให้กับหัวแร็กเตอร์ไดโอด วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถปรับความถี่ได้กว้าง 900 MHz โดยกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 1.6 GHz จนถึง 2.5 GHz แบนด์วิดท์การจูน (Tuning bandwidth) เท่ากับ 1.56:1 และความไวการจูน (Tuning sensitivity) ของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.14 มีค่าอยู่ในช่วง 16.2 – 120 MHz/V โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 51 MHz/V



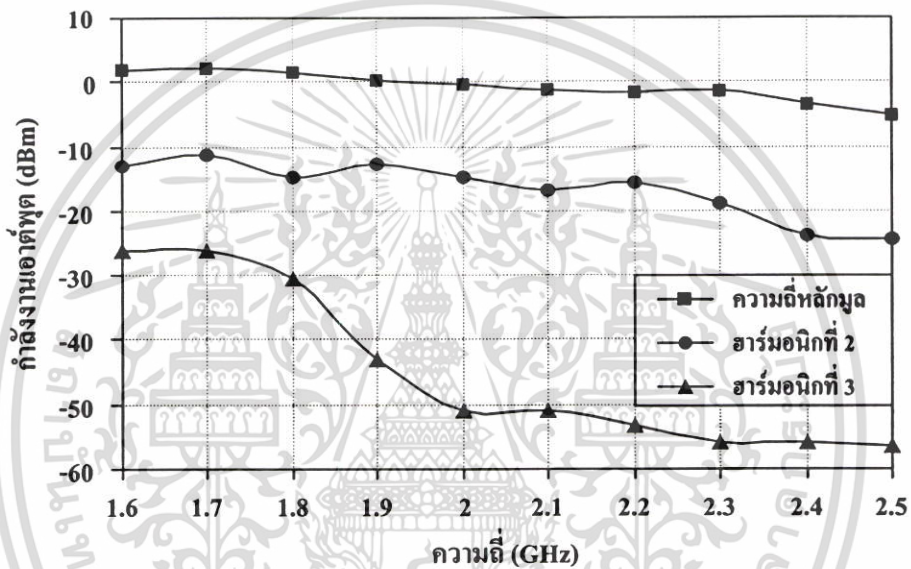
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.14 ความไวการจูนของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

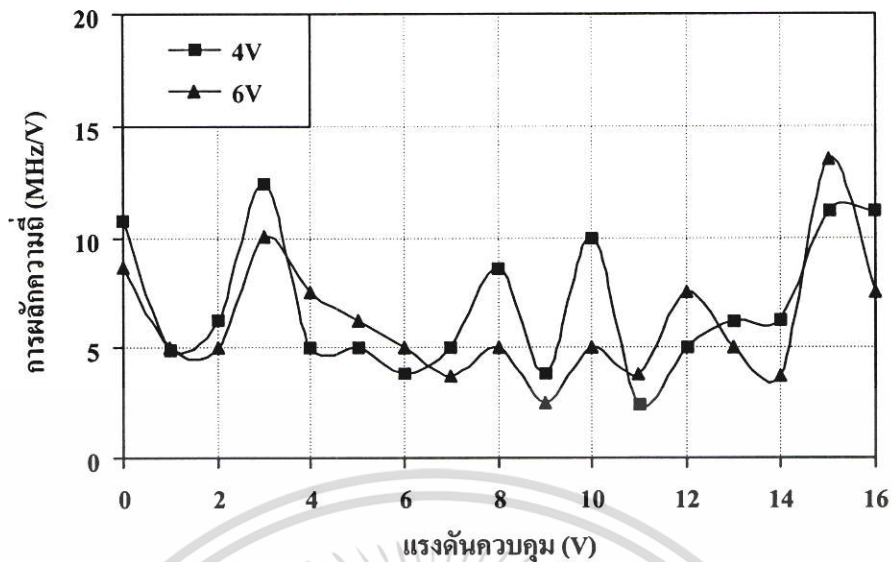
เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อวัดกำลังสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอซซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่พบว่า กำลังของความถี่หลักมูล (Fundamental Frequency) มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $0 \text{ dBm} \pm 2 \text{ dB}$ ดังรูปที่ 3.15 วงจรรอซซิลเลเตอร์ให้ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ตลอดช่วงความถี่ต่ำกว่า -13 dBc และ -28 dBc ตามลำดับ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -15.8 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 ต่ำที่สุดเท่ากับ -20.5 dBc ที่ความถี่ 2.4 GHz และระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -44.2 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 ต่ำที่สุดเท่ากับ -54.5 dBc ที่ความถี่ 2.3 GHz



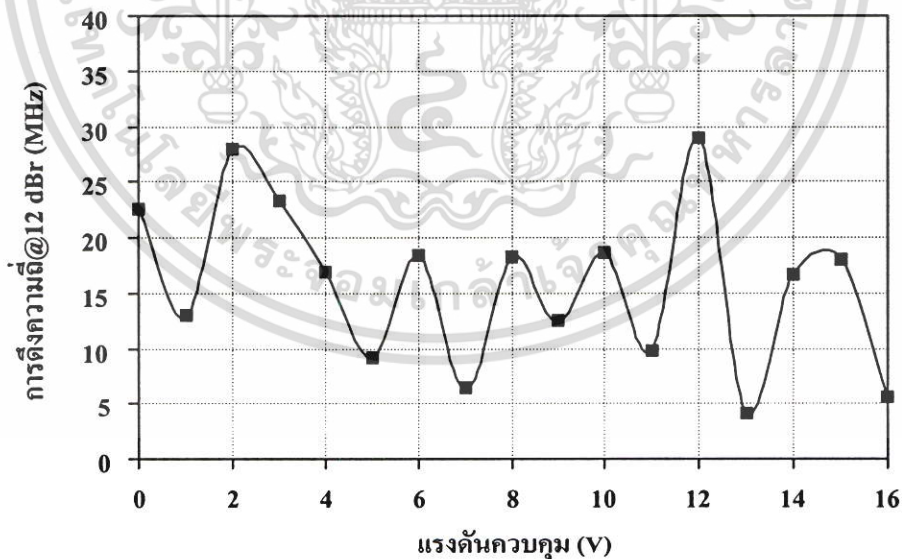
รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณความถี่หลักมูลและฮาร์โมนิกต่าง ๆ ของวงจรรอซซิลเลเตอร์

ทำการวัดการผลักความถี่ (Frequency Pushing) ของวงจรรอซซิลเลเตอร์ โดยการวัดค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปเมื่อปรับค่าของแรงดันไฟเลี้ยงให้มีค่าน้อยกว่าและมากกว่า 5 โวลต์ (4 และ 6 โวลต์) ผลการทดลองแสดงในกราฟที่ 3.16 ผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 4 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 2.5 และ 12.5 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 6.95 MHz/V คิดเป็น 13.6 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจรรอซซิลเลเตอร์ และผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 6 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 2.5 และ 13.5 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 6.15 MHz/V คิดเป็น 12.1 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจรรอซซิลเลเตอร์ ค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแรงดันทั้งสองช่วงเท่ากับ 13.1 MHz/V



รูปที่ 3.16 การผลัดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

รูปที่ 3.17 แสดงผลการวัดการดึงความถี่ (Frequency Pulling) ของวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยวัดการเปลี่ยนแปลงของความถี่เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยปกติจะวัดค่าเมื่อโหลดมีความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเท่ากับ 12 dB จากกราฟค่าของการดึงความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 4.2 MHz สูงสุดเท่ากับ 29 MHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 15.8 MHz

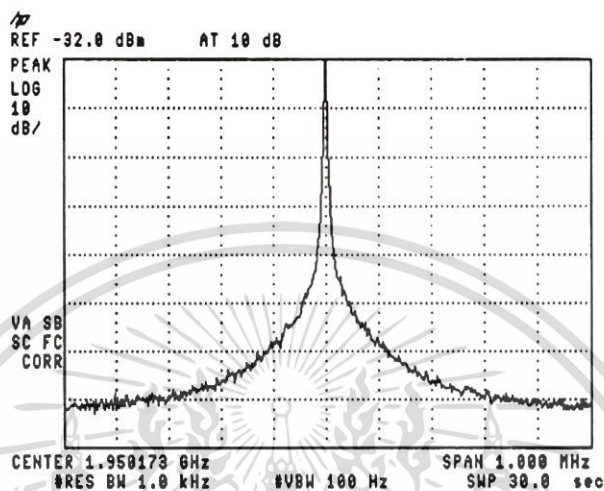


รูปที่ 3.17 การดึงความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยพิจารณาในช่วงความถี่อัลติคัลของระบบ WCDMA ตั้งแต่ 1.92 – 1.98 GHz ทำการวัดสัญญาณโดยต่อวงจรออสซิลเลเตอร์เข้ากับวงจรสังเคราะห์ความถี่ (การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่อธิบายในภาคผนวก ข.) เพื่อกำหนด

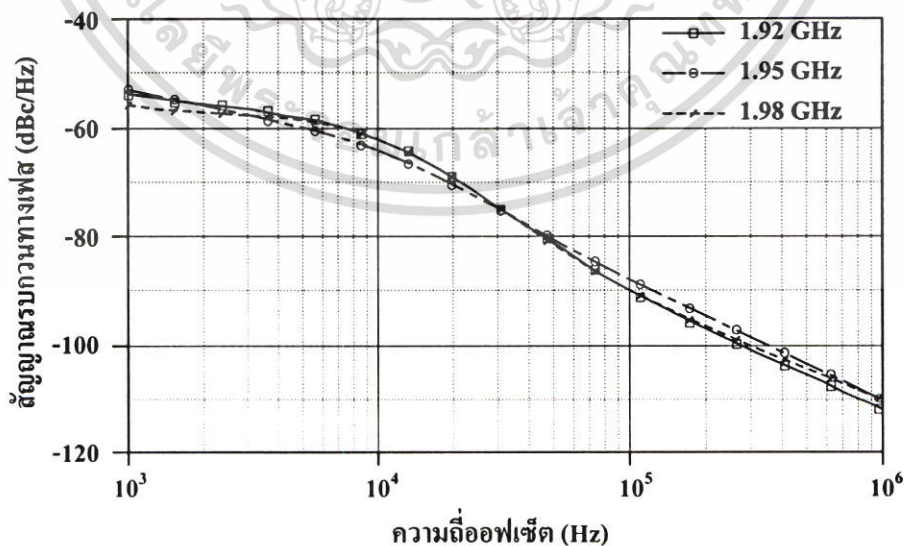
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำข้อมูลนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 3.18 โดยวัดที่ความถี่ 1.95 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -53, -64, -88 และ -110 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ



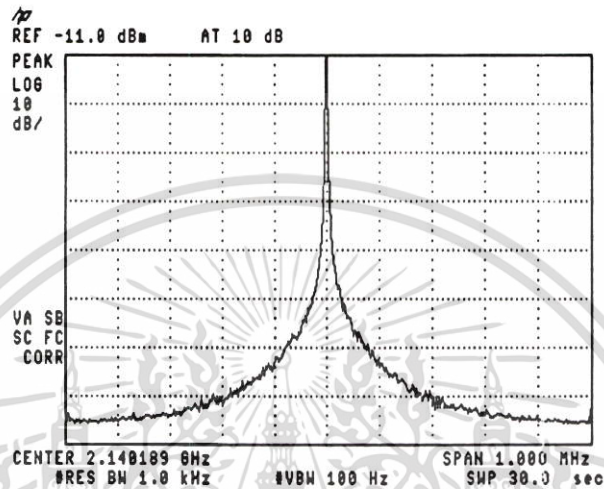
รูปที่ 3.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.95 GHz

จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 1.92 – 1.98 GHz มีค่าต่ำกว่า -54, -62, -88 และ -110 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.19



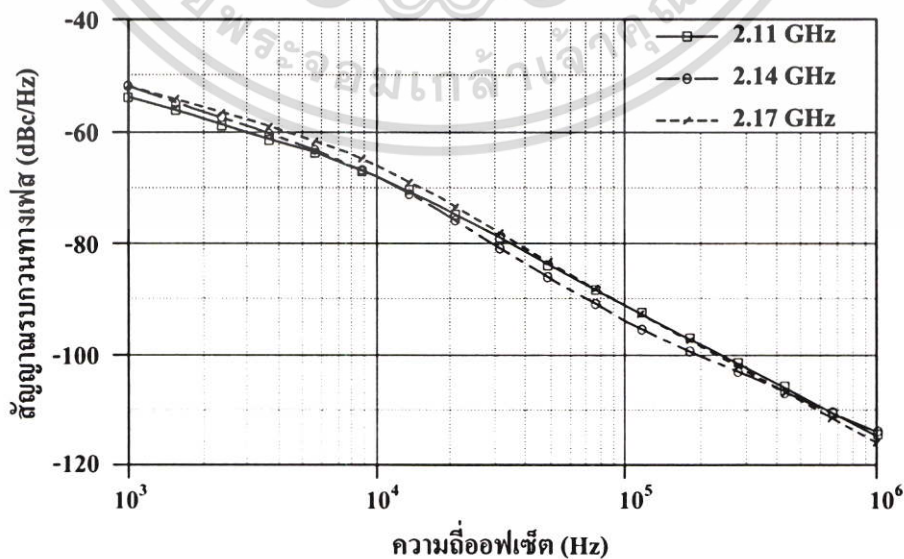
รูปที่ 3.19 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.92 – 1.98 GHz

เมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ความถี่ของระบบ WCDMA ตั้งแต่ 2.11 – 2.17 GHz สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 3.20 โดยวัดที่ความถี่ 2.14 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -52, -68, -94 และ -114 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ



รูปที่ 3.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.14 GHz

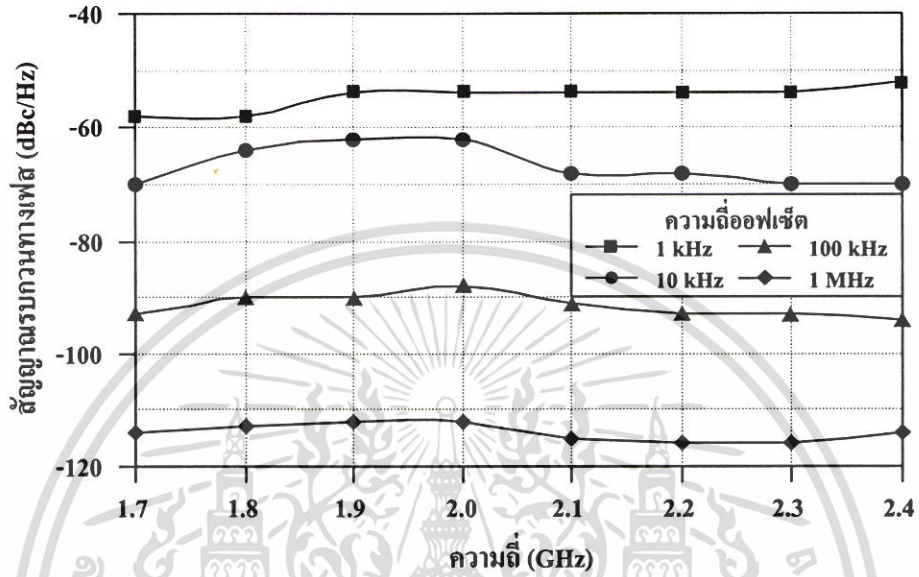
จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถอสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 2.11 – 2.17 GHz มีค่าต่ำกว่า -52, -66, -91 และ -114 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz

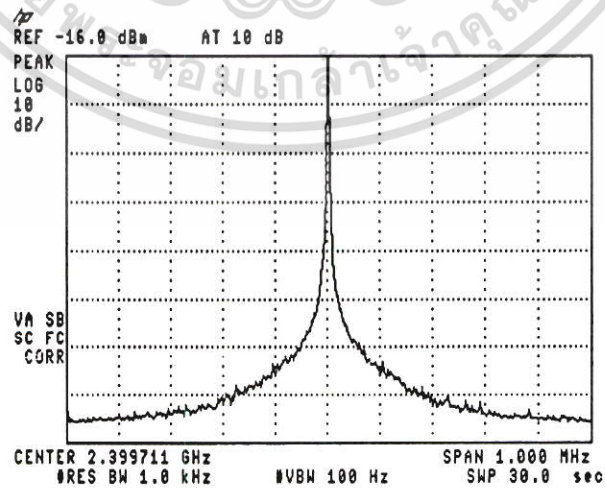
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตลอดช่วงความถี่ที่วงจรสามารถทำงานได้ คือ 1.6 – 2.5 GHz ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ 1.6 – 2.5 GHz

โดยมีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำที่สุดเท่ากับ -94 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 2.4 GHz และรูปที่ 3.23 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.4 GHz

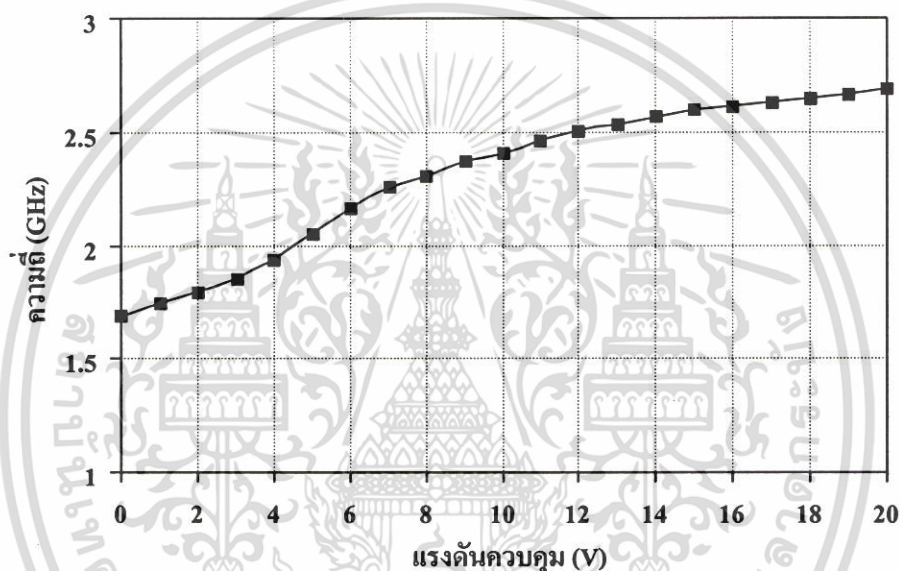


รูปที่ 3.23 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.4 GHz

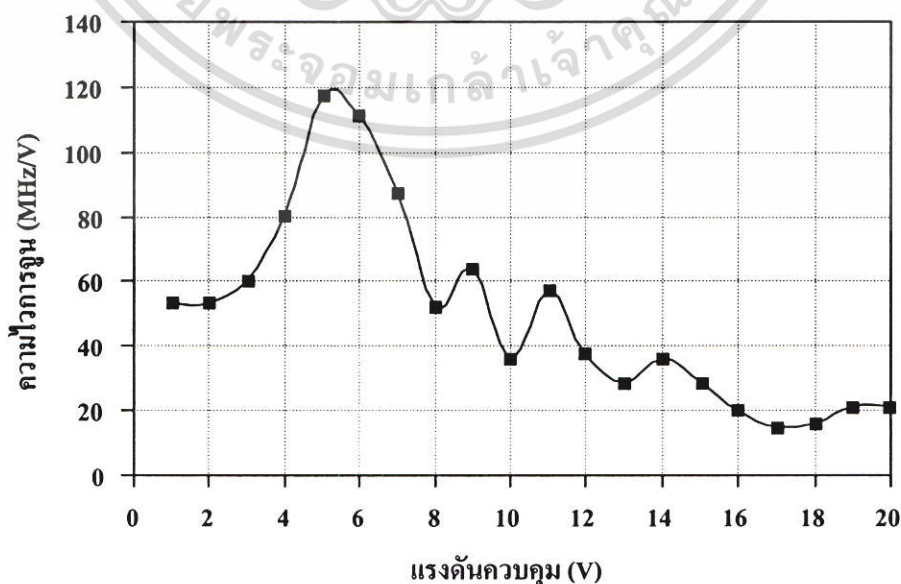
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนในรูปแบบที่ 3.5 โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ให้วแรกเตอร์ไดโอดแสดงดังในรูปที่ 3.24 เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าที่พอร์ตที่ 4 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-20 V ให้กับวแรกเตอร์ไดโอด วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถปรับความถี่ได้กว้าง 1 GHz โดยกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 1.7 GHz จนถึง 2.7 GHz แบนด์วิดท์การจูนเท่ากับ 1.59:1 และความไวการจูนของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.25 มีค่าอยู่ในช่วง 15 – 118 MHz/V โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 50 MHz/V

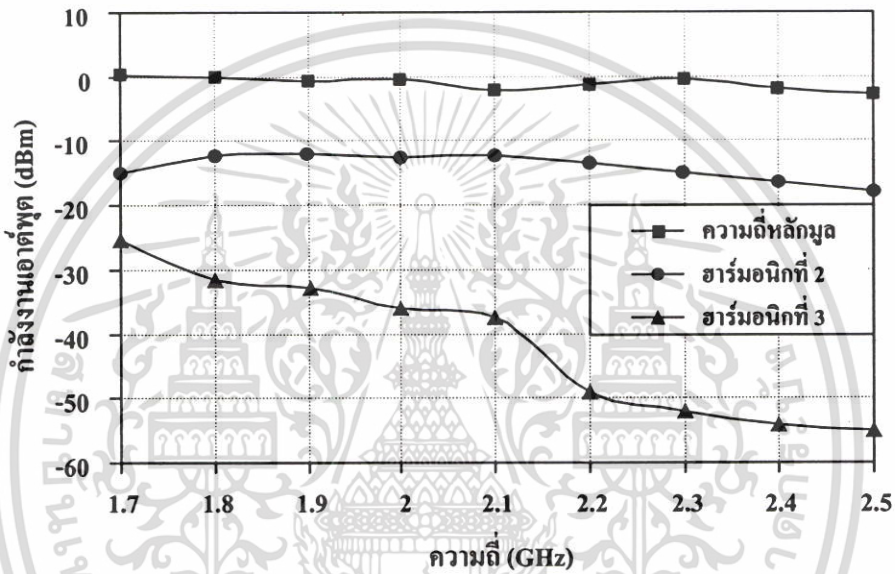


รูปที่ 3.24 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน



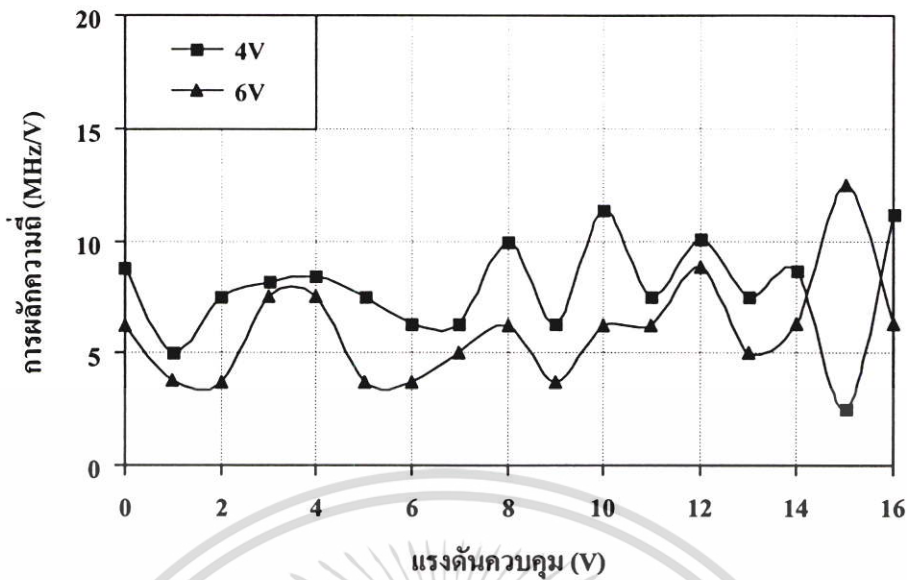
รูปที่ 3.25 ความไวการจูนของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อวัดกำลังสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนตลอดช่วงความถี่พบว่า กำลังของความถี่หลักมูลมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $0 \text{ dBm} \pm 2 \text{ dB}$ ดังรูปที่ 3.26 วงจรรอสซิติเลเตอร์ให้ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ตลอดช่วงความถี่ต่ำกว่า -12 dBc และ -25 dBc ตามลำดับ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -13.1 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 ต่ำที่สุดเท่ากับ -15.34 dBc ที่ความถี่ 1.7 GHz และระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -40.4 dBc โดยระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 ต่ำที่สุดเท่ากับ -52 dBc ที่ความถี่ 2.5 GHz



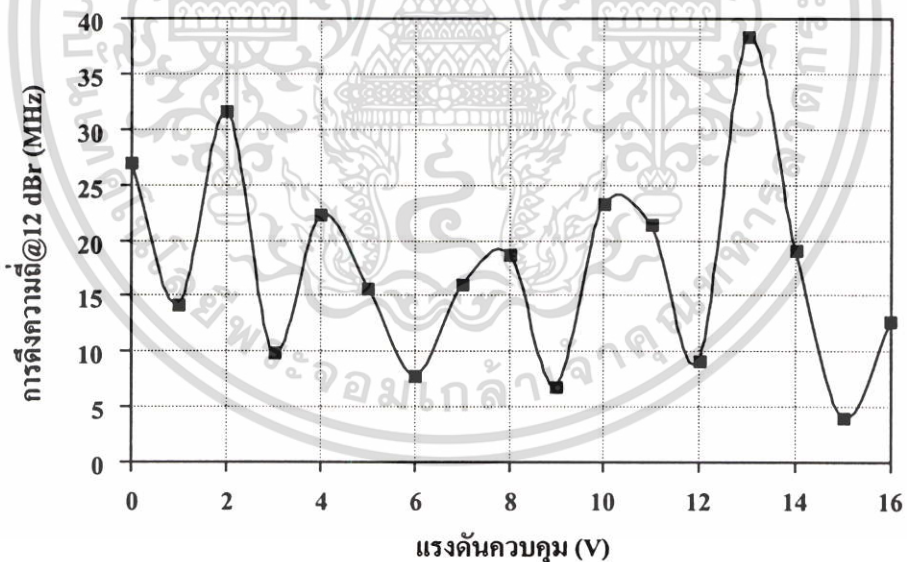
รูปที่ 3.26 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณความถี่หลักมูลและฮาร์โมนิกต่าง ๆ ของวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

ทำการวัดการผลัดความถี่ของวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน ผลการทดลองแสดงในกราฟที่ 3.27 ผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 4 โวลต์ มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 2.5 และ 11.2 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 7.8 MHz/V คิดเป็น 15.6 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจรรอสซิติเลเตอร์ และผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 6 โวลต์ มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 3.7 และ 12.5 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 6 MHz/V คิดเป็น 12 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจรรอสซิติเลเตอร์ ค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแรงดันทั้งสองช่วงเท่ากับ 13.8 MHz/V



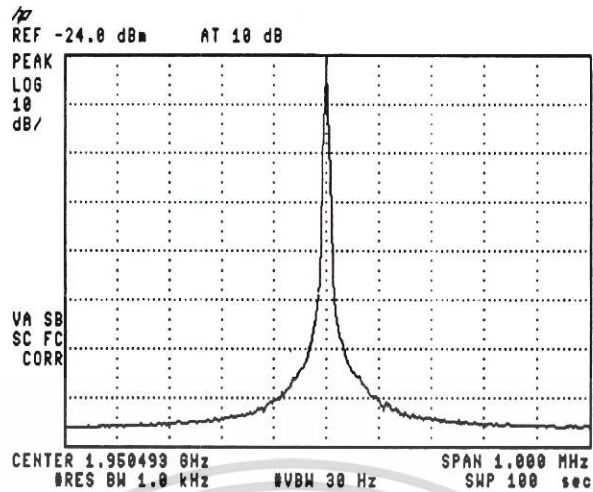
รูปที่ 3.27 การผลัดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

รูปที่ 3.28 แสดงผลการวัดการคั้งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ จากกราฟค่าของการคั้งความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 4 MHz สูงสุดเท่ากับ 38.4 MHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 17.5 MHz



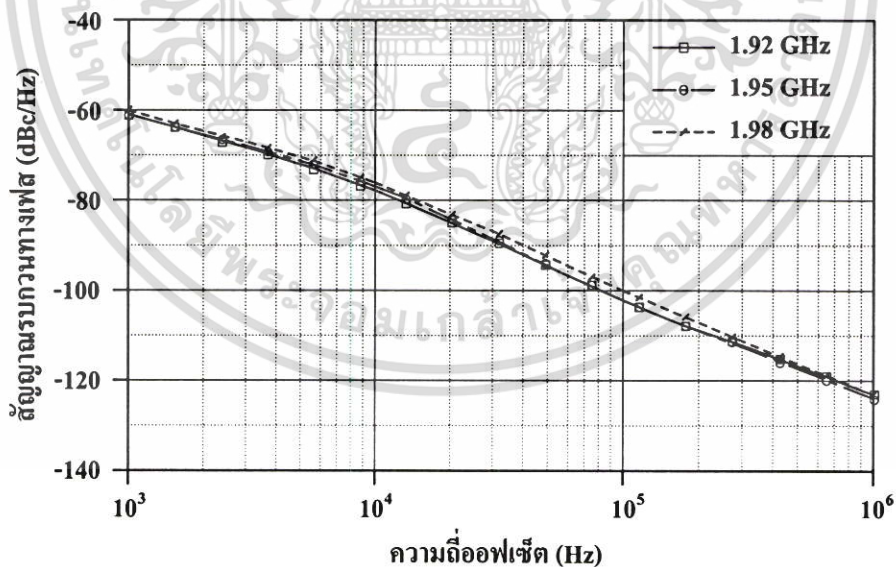
รูปที่ 3.28 การคั้งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ ในช่วงความถี่อพลิงค์ตั้งแต่ 1.92 – 1.98 GHz ทำการวัดสัญญาณโดยต่อวงจรออสซิลเลเตอร์เข้ากับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 3.29 ซึ่งทำการวัดที่ความถี่ 1.95 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -61, -77, -102 และ -124 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ



รูปที่ 3.29 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ 1.95 GHz

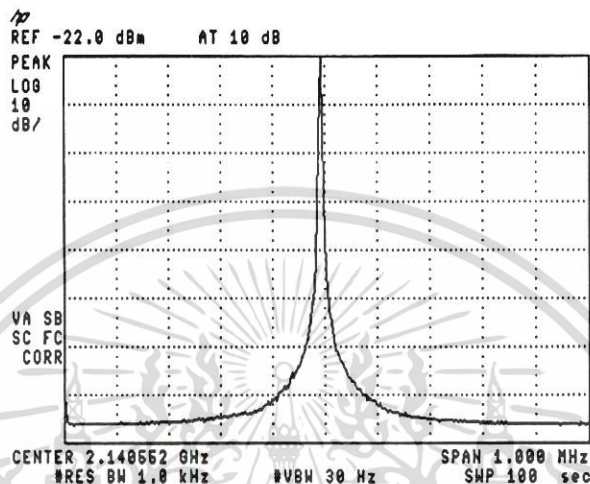
จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 1.92 – 1.95 GHz มีค่าต่ำกว่า -60, -76, -100 และ -123 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน ที่ความถี่ 1.92 – 1.95 GHz

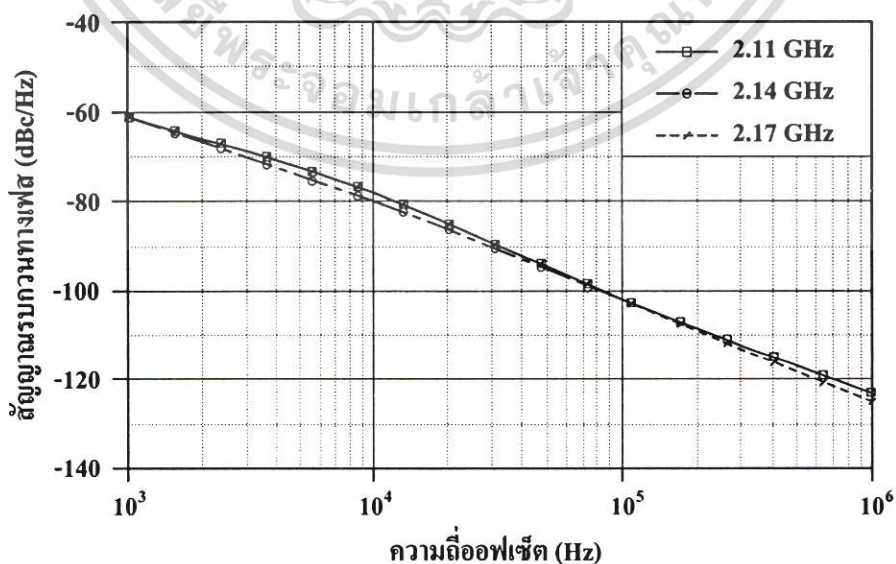
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ความถี่ตั้งแต่ 2.11 – 2.17 GHz สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 3.31 โดยวัดที่ความถี่ 2.14 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -61, -80, -102 และ -123 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ



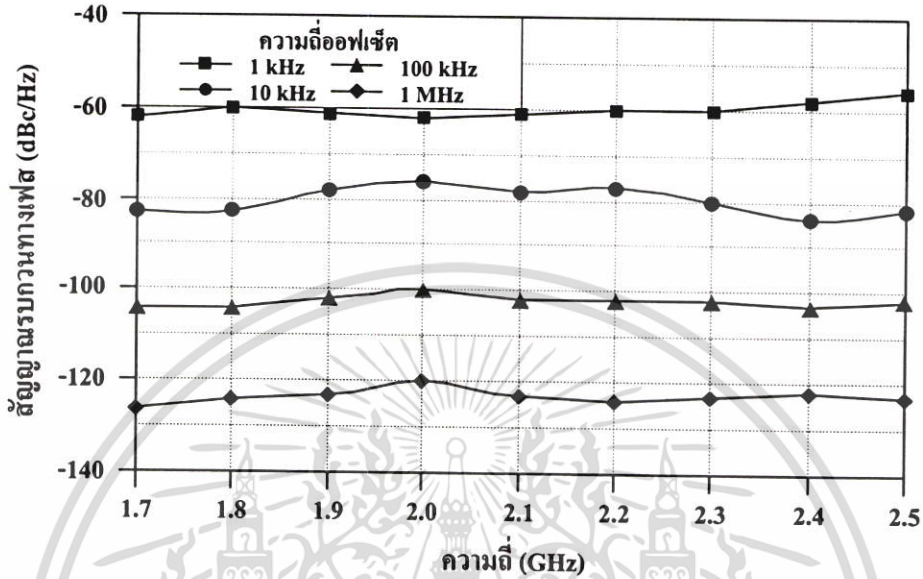
รูปที่ 3.31 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.14 GHz

จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 2.11 – 2.17 GHz มีค่าต่ำกว่า -61, -78, -102 และ -123 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.32



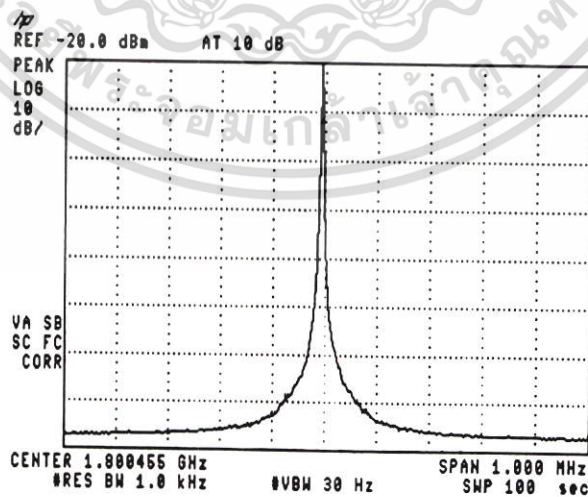
รูปที่ 3.32 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz

ทำการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ที่วงจรสามารถทำงานได้ คือ 1.7 – 2.7 GHz ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนตลอดช่วงความถี่ 1.7 – 2.5 GHz

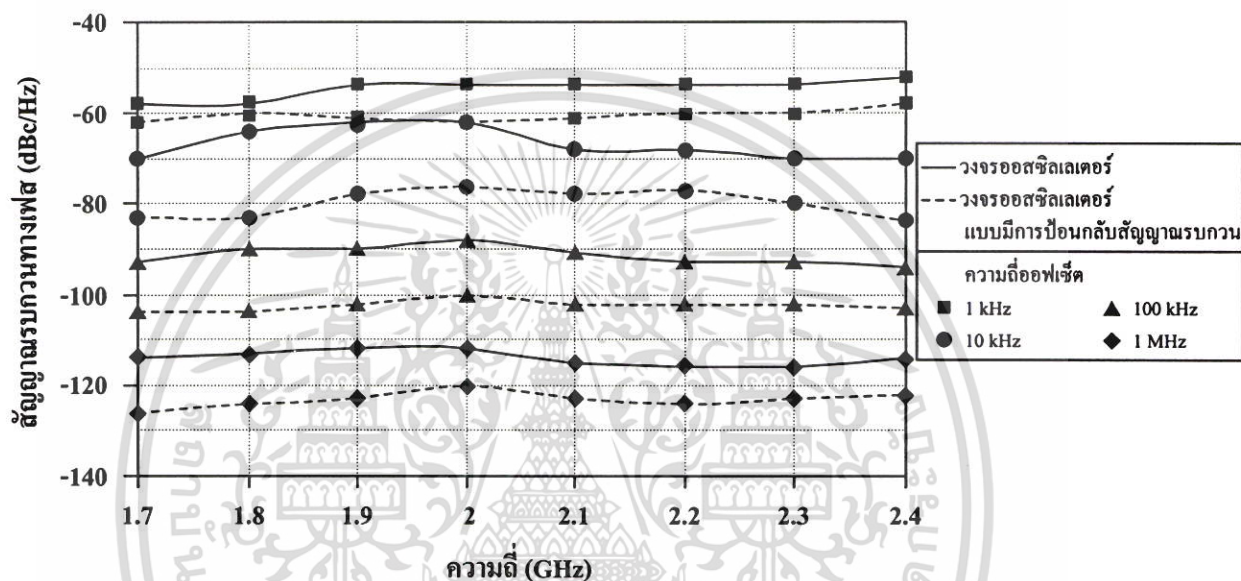
โดยมีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -104 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 1.7 – 1.8 GHz รูปที่ 3.34 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ความถี่ 1.8 GHz



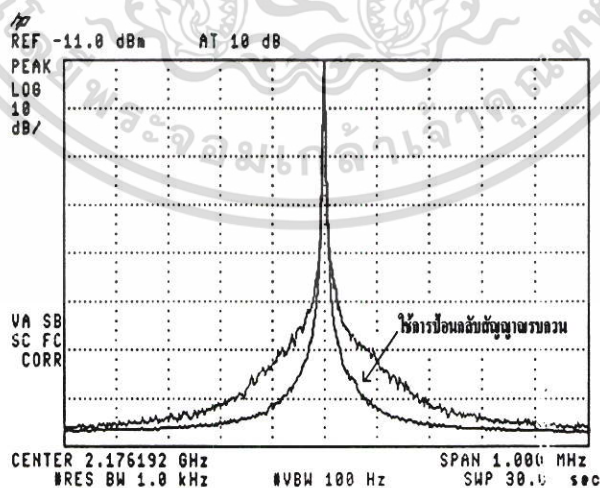
รูปที่ 3.34 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำผลการทดลองของวงจรรอสซึลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้และวงจรรอสซึลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบมีการป้อนกลับสัญญาณรบกวนมาเปรียบเทียบกันแสดงผลดังรูปที่ 3.35 จากกราฟพบว่าการใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนทำให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลงมากกว่า 9 dB ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz และสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลงมากที่สุดเท่ากับ 14 dB ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 1.8 GHz รูปที่ 3.36 แสดงผลการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซึลเลเตอร์ทั้งสองแบบที่ความถี่ 2.17 GHz



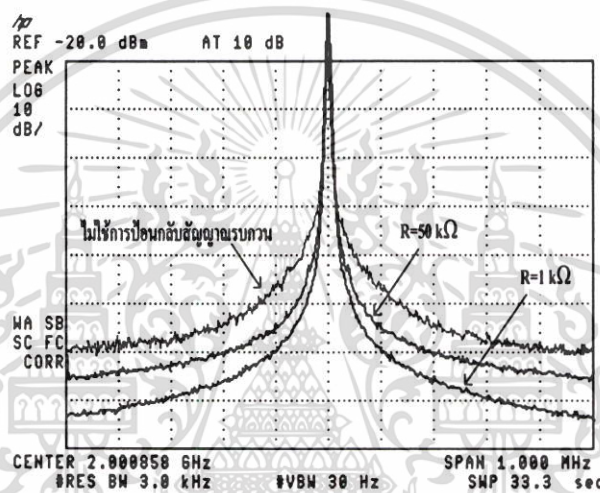
รูปที่ 3.35 เปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซึลเลเตอร์ทั้งสองที่ความถี่ต่าง ๆ



รูปที่ 3.36 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 2.17 GHz จากวงจรรอสซึลเลเตอร์ทั้งสองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดสอบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนเลือกใช้วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่มีอัตราขยาย 5 dB (ค่าความต้านทานที่ขาเบสของ BC847 เท่ากับ 1 k Ω) และจากการจำลองแบบการทำงานพบว่าค่าอัตราขยายของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนจะมีค่าขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ BC847 นั่นคือค่าความต้านทานเพิ่มขึ้นอัตราขยายจะลดลง เมื่อทำการเปลี่ยนค่าความต้านทานเป็น 50 k Ω วงจรป้อนกลับจะมีอัตราขยายประมาณ -4 dB ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงดังรูปที่ 3.37 โดยวัดที่ความถี่ 2.0 GHz



รูปที่ 3.37 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสเมื่อปรับอัตราขยายของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 2.0 GHz

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบและทดสอบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมตต์โดยใช้วาระกเตอร์โคโอดร่วมกับตัวเหนี่ยวนำเป็นเรโซเนเตอร์ 2 แบบคือวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้และวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน วงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองมีคุณสมบัติสำคัญต่าง ๆ ดังตารางที่ 3.1

ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ (ไม่ใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน) สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 1.6 – 2.5 GHz โดยใช้แรงดันไบแอสให้กับวาระกเตอร์โคโอดตั้งแต่ 0 – 20 V กำลังของสัญญาณความถี่หลักมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0 dBm \pm 2 dB เมื่อพิจารณาค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรพบว่าวงจรให้ค่าสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -94 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -66.8 และ -91.5 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสแมต

โมเดล	ไม่ใช้การ ป้อนกลับ สัญญาณ รบกวน	ใช้การป้อน กลับ สัญญาณร บกวน	VLB2200 [37] Temex	ROS-2500 [38] Minicircuits	VCO190- 1925T [39] Varil	หน่วย
ช่วงความถี่	1.6-2.5	1.7-2.7	2.2-2.7	1.6-2.5	1.65-2.2	GHz
กำลังเอาต์พุต	0	0	+5	+6	0	dBm
ค่าเปลี่ยนแปลงกำลัง เอาต์พุต	± 2	± 2			± 3	dB
การผลัดความถี่	13.1	13.8	-	5	3	MHz/V
การดึงความถี่	15.8	17.5	-	18	9	MHz
ฮาร์มอนิกที่ 2	-15.8	-13.1	-8	-14	-10	dBc
ฮาร์มอนิกที่ 3	-44.2	-40.4	-		-18	dBc
สัญญาณรบกวนทางเฟส						
@ ออฟเซต 10 kHz	-66.8	-80.1	-80	-90	-90	dBc/Hz
@ ออฟเซต 100 kHz	-91.5	-102.3	-100	-113	-110	dBc/Hz
ความไวการจูน	51	50	-	30-180	60	MHz/V
ไฟเลี้ยงวงจร	+5	+5	9	+12	+5	Vdc
กระแสในวงจร	10	10	25	25	20	mA

ส่วนอีกวงจรหนึ่งคือวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้เช่นเดียวกันแต่ใช้วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่อร่วมเข้ากับวงจรรอสซิลเลเตอร์หลักเพื่อให้วงจรมีค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีขึ้น จากผลการทดสอบพบว่าวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ $1.7 - 2.7$ GHz โดยใช้แรงดันไบแอสให้กับวาแรกเตอร์ไดโอดตั้งแต่ $0 - 20$ V กำลังของสัญญาณความถี่หลักมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0 dBm ± 2 dB เมื่อพิจารณาค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรพบว่าวงจรให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -104 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -80.1 และ -102.3 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงให้เห็นว่า การใช้วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่อร่วมกับวงจรรอสซิลเลเตอร์หลักทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์มีค่าลดลง เมื่อพิจารณาที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิล

บทที่ 4

วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้ศึกษาและออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG (Yttrium Iron Garnet) แทนการใช้วาทเรเตอร์ไดโอด ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก นอกจากนี้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG มีคุณสมบัติที่ดีคือ สามารถปรับความถี่ได้ในช่วงกว้าง ๆ โดยมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและมีเสถียรภาพทางความถี่สูง และยังสามารถให้ค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำเนื่องจากมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก โดยปกติจะมีค่ามากกว่า 1000 [13] ซึ่งมากกว่าค่าตัวประกอบคุณภาพของวาทเรเตอร์ไดโอด 10 ถึง 100 เท่า และใช้เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนร่วมกับวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร โดยอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ การออกแบบวงจร การจำลองแบบการทำงาน การออกแบบลายวงจร PCB การออกแบบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ผลการทดลอง และสรุปผลการทดลองเป็นหัวข้อสุดท้าย

4.2 การออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

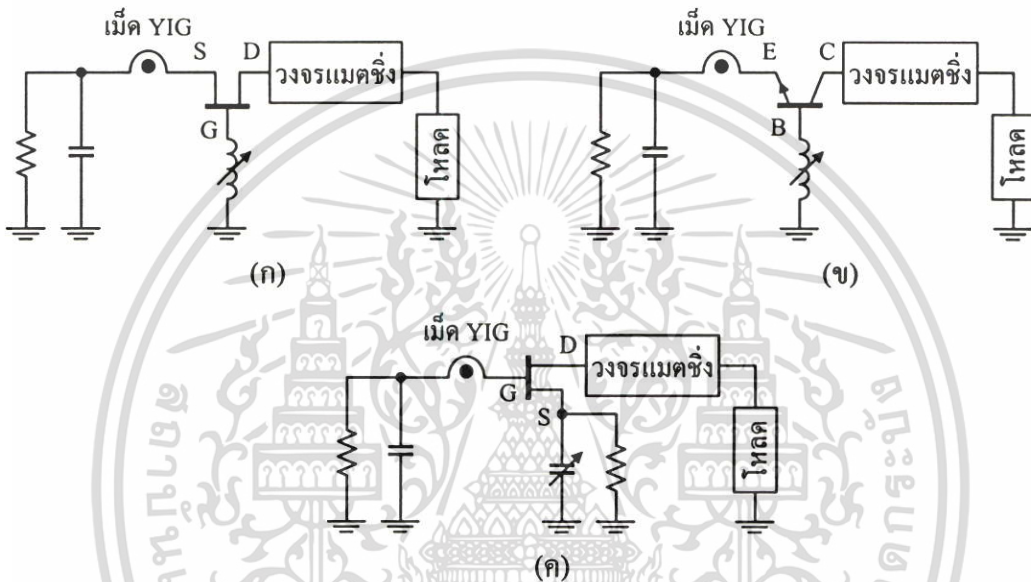
4.2.1 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

YIG เป็นวัสดุเฟอร์ไรต์ที่สามารถเรโซแนนซ์ที่ความถี่ย่านไมโครเวฟเมื่ออยู่ในสถานะที่มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่ความถี่ของการเรโซแนนซ์ของ YIG เป็นสัดส่วนกับความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ป้อนให้และคุณสมบัติเด่นอีกข้อหนึ่งคือการปรับจูนความถี่ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงตลอดช่วงความถี่ช่วงกว้าง การสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระแสตรงทำได้โดยใช้แม่เหล็กไฟฟ้า แม่เหล็กถาวร หรือใช้ทั้งสองแบบร่วมกัน โดยที่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถปรับจูนได้โดยการปรับกระแส เม็ด YIG ถูกเชื่อมต่อเข้ากับวงจรได้โดยผ่านคัปปลิงลูป

การเลือกอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่ง เนื่องจากสมรรถนะของระบบการสื่อสารจะขึ้นอยู่กับความสามารถในการสร้างออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local Oscillator) ให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ ๆ โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตมากกว่า 100 kHz ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพสูง ๆ เช่น YIG ออสซิลเลเตอร์ ไดโอดเล็คทริกเรโซเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์ หรือ ควาตีออสซิลเลเตอร์ จะเป็นผลมาจากค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ แต่ในขณะที่สัญญาณรบกวนของอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ในวงจรจะมีผลอย่างมากต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในช่วงความถี่ออฟเซตต่ำ ๆ โดยส่วนใหญ่แล้วในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ไมโครเวฟจะใช้ซิลิกอน

นอกจากนี้ยังมีการศึกษาและออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ซิลิกอนไดโอดเป็นวัสดุหลัก ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก นอกจากนี้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG มีคุณสมบัติที่ดีคือ สามารถปรับความถี่ได้ในช่วงกว้าง ๆ โดยมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและมีเสถียรภาพทางความถี่สูง และยังสามารถให้ค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำเนื่องจากมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก โดยปกติจะมีค่ามากกว่า 1000 [13] ซึ่งมากกว่าค่าตัวประกอบคุณภาพของวาทเรเตอร์ไดโอด 10 ถึง 100 เท่า และใช้เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนร่วมกับวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร โดยอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ การออกแบบวงจร การจำลองแบบการทำงาน การออกแบบลายวงจร PCB การออกแบบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ผลการทดลอง และสรุปผลการทดลองเป็นหัวข้อสุดท้าย

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แกลเลียมอาเซนไนด์เมสเฟด หรือกันนิกไดโอดเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ แต่ในงานที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสดำรงเลือกใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากมีความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำกว่าแกลเลียมอาเซนไนด์เมสเฟดที่มีข้อดีคือใช้งานได้ที่ความถี่สูงกว่าซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ นอกเหนือจากการเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่เหมาะสมแล้ว โครงสร้างของวงจรที่ใช้ก็เป็นสิ่งสำคัญ ในการใช้ YIG เป็นเรโซเนเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์จะใช้ตัวป้อนกลับเพื่อทำให้เกิดความต้านทานลบ ซึ่งโครงสร้างของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 4.1 เป็นโครงสร้างที่นิยมใช้สำหรับอุปกรณ์แอกทีฟแต่ละชนิด



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการป้อนกลับในวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ชนิด

- (ก) คอมมอนเอมิตเตอร์สำหรับเฟด (ข) คอมมอนเบสสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
(ค) คอมมอนคอลเลกเตอร์สำหรับเฟด

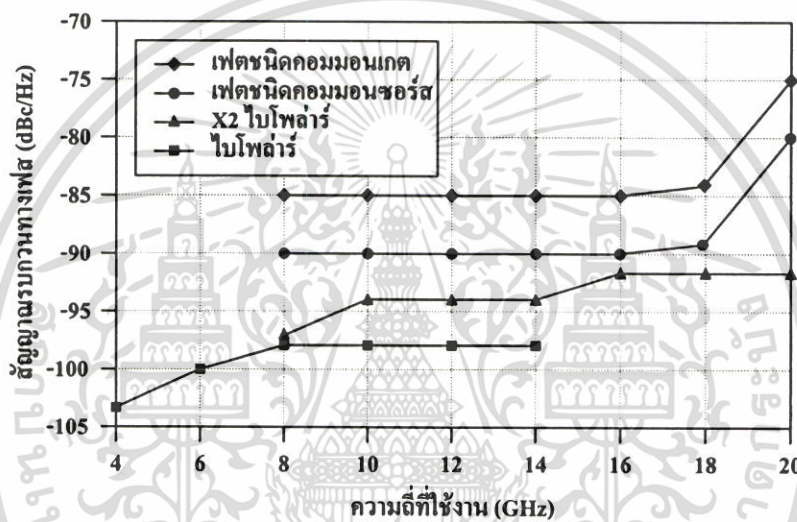
จากรูปที่ 4.1 เราสามารถใช้โครงสร้างทั้งสามแบบในการออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ได้ โดยที่วงจรทั้งสามแบบมีข้อดีแตกต่างกันไปคือ

- วงจรเฟดออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนเอมิตเตอร์เป็นรูปแบบที่นิยมใช้ในการสร้างวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากให้แบนด์วิดท์ในการจูนที่กว้าง (เช่น 2 – 8 GHz , 6 – 18 GHz และ 20 – 40 GHz) และสามารถเกิดการออสซิลเลตได้ที่ความถี่มากกว่า 50 GHz แต่ถึงแม้ว่าวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนเอมิตเตอร์จะให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่น เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้โดยใช้วาเรกเตอร์ไดโอด หรือวงจรไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์ แต่ยังคงให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่สูงกว่าวงจรไบโพลาร์ออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนเบสถึง 12 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.2 [43]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรไบโพลาร์ออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนเบส เป็นวงจรที่ให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ไมโครเวฟหรือมิลลิเมตรเวฟที่ต่ำที่สุด (ดีที่สุด) และนอกจากนั้นยังปรับจูนความถี่ได้กว้าง (เช่น 2 – 8 GHz) สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่สูงได้ถึงประมาณ 14 GHz [43]

- วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนซอร์ส มักใช้ในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 14 GHz โดยที่คุณภาพของสัญญาณรบกวนทางเฟสดีน้อยกว่าวงจรไบโพลาร์ออสซิลเลเตอร์ชนิดคอมมอนเบสประมาณ 8 dB และมีแบนด์วิดท์ในการปรับความถี่จำกัดประมาณ 5 GHz [43]



รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โครงสร้างและอุปกรณ์แอกทีฟแบบต่าง ๆ [43]

จากคุณสมบัติข้างต้นจึงได้ทำการออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยเลือกใช้โครงสร้างแบบคอมมอนเบสเนื่องจากให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แอกทีฟนั้นในปัจจุบันอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้เทคโนโลยีซิลิกอนเจอร์มาเนียม (Silicon Germanium) ได้เข้ามามีบทบาทมากขึ้น เนื่องจากเป็นเทคโนโลยีที่รวมคุณสมบัติเด่นของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และแกเลียมอาเซนไนด์เมสเฟดเข้าด้วยกัน [44] และจากการวิจัยของบริษัท IBM สามารถสร้างซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ที่มีความถี่จุดเปลี่ยน (f_T) อยู่ในช่วง 30 – 48 GHz โดยที่มีความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เพียง 373 Hz และยังสามารถทำให้มีความถี่จุดเปลี่ยนสูงได้ถึง 120 GHz [45] เหมาะแก่การใ้ใช้งานที่ต้องการสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ การเปรียบเทียบเทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์อธิบายในภาคผนวก ค. ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้เทคโนโลยีซิลิกอนเจอร์มาเนียมในการออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ ถึงแม้ว่าซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์จะมีค่า

ความถี่ที่จุดเปลี่ยนที่สูงมากแต่ก็ให้ค่าสัญญาณรบกวนที่น้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์แอกทีฟแบบแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟด ส่งผลให้วงจรรออสซิลเลเตอร์มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำกว่า สามารถนำไปใช้ที่ความถี่สูง ๆ และตอบสนองต่อความต้องการของวงจรที่มีความเร็วสูงได้ โดยทำการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFP620 ของบริษัท Infineon ซึ่งใช้เทคโนโลยีซิลิกอนเจอร์มาเนียม มีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 65 GHz และมีความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 6 kHz (จากการวัดในภาคผนวก ก.) ค่า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์จากผู้ผลิตแสดงดังตารางที่ 4.1 ซึ่งเป็นค่า S พารามิเตอร์ชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์

ตารางที่ 4.1 S พารามิเตอร์ของ BFP620 ชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์ ($V_{CE}=2$ โวลต์, $I_C=20$ มิลลิแอมป์)

f (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.8	0.334	-166.3	0.074	52.1	9.519	81.1	0.213	-111.7
1.9	0.333	-169.4	0.078	51.2	9.027	79.2	0.202	-114.7
2.0	0.333	-173.3	0.080	51.0	8.601	77.4	0.191	-118.8
2.1	0.332	-176.6	0.083	50.4	8.219	75.7	0.180	-122.2
2.2	0.336	-179.9	0.087	49.8	7.844	73.9	0.170	-126.0
2.3	0.336	-176.9	0.090	49.3	7.517	72.3	0.163	-130.9

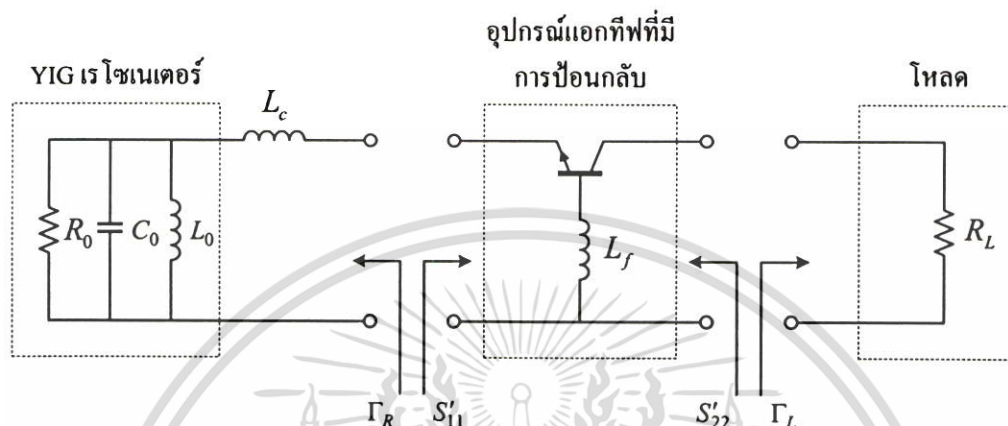
รูปแบบของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ จะประกอบด้วยเรโซเนเตอร์ชนิด YIG, โหลด และอุปกรณ์แอกทีฟดังในรูปที่ 4.3 เมื่อ Γ_R และ Γ_L คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG และโหลดตามลำดับ เมื่อต่ออุปกรณ์แอกทีฟเข้ากับโหลดจะอธิบายด้วยสัมประสิทธิ์การสะท้อน S'_{11}

โดยที่เงื่อนไขของการเกิดการออสซิลเลตคือตัวประกอบเสถียรภาพ (k) จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 และ $|S'_{11}|$, $|S'_{22}|$ มีค่ามากกว่า 1 นั้นหมายความว่าเกิดความต้านทานลบตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการให้เกิดการออสซิลเลต ถ้าการคำนวณโดยใช้ S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทีฟไม่สามารถทำให้เงื่อนไขทั้งสามเป็นจริงได้ จะต้องใช้อุปกรณ์ป้อนกลับทางบวกช่วย ซึ่งรูปแบบของการป้อนกลับสามารถใช้ได้ทั้งการป้อนกลับด้วยตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 4.3 เม็ด YIG จะถูกเชื่อมต่อเข้ากับวงจรรออสซิลเลเตอร์โดยผ่านคัปปลิงรูป วงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์ชนิด YIG จึงประกอบด้วยวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานซึ่งต่ออนุกรมเข้ากับคัปปลิงรูป ดังนั้นในการออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์สิ่งที่ต้องการคือให้อิมพีแดนซ์ (S'_{11}) ของวงจรรออสซิลเลเตอร์เป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลตปลอม

เอกสเทียมี (Spurious Oscillation) กับตัวเหนี่ยวนำของคัปปลิงรูปเมื่อต่อเข้ากับเรโซเนเตอร์ชนิด YIG ค่าไม่วาร์ณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรจึงเลือกใช้โครงสร้างแบบคอมมอนเบสที่มีตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวป้อนกลับ [16,19,46-47] เพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลตปปลอมเท็มและทำให้เกิดความต้านทานลบตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ นอกจากนั้นเมื่อสร้างตัวเหนี่ยวนำในรูปแบบของไมโครสตริปแล้ว จะสามารถปรับจูนได้ง่ายกว่าโครงสร้างของตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

ในการออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ เนื่องจาก S พารามิเตอร์ในตารางที่ 4.1 เป็นชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์ แต่โครงสร้างที่ใช้ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นชนิดคอมมอนเบส จึงต้องทำการแปลง S พารามิเตอร์ให้เป็นชนิดคอมมอนเบสโดยใช้หลักการแปลงใน [48] จะได้ค่า S พารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 S พารามิเตอร์ของ BFP620 ชนิดคอมมอนเบส

f (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.8	0.984	171.5	0.052	155.3	2.004	-12.2	1.054	-12.9
1.9	0.991	171.0	0.059	155.7	2.016	-12.9	1.061	-13.8
2.0	0.999	170.6	0.065	155.0	2.028	-13.6	1.068	-14.6
2.1	1.008	170.1	0.072	155.2	2.041	-14.3	1.075	-15.4
2.2	1.018	169.6	0.079	155.3	2.056	-15.1	1.083	-16.2
2.3	1.028	169.2	0.087	155.3	2.071	-15.8	1.091	-17.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.2 ค่าของ $|S_{11}|$ มีค่ามากกว่า 1 ตั้งแต่ความถี่มากกว่า 2.1 GHz ซึ่งยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ คือ ตั้งแต่ 1.8 – 2.3 GHz เมื่อต่อตัวเหนี่ยวนำป้อนกลับ (L_f) ค่า 3 nH เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์เพื่อให้ค่าของ $|S_{11}|$ มีค่ามากขึ้น จะได้ค่า S พารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 S พารามิเตอร์ของวงจรรออสซิลเลเตอร์เมื่อต่อตัวเหนี่ยวนำป้อนกลับ 3 nH

f (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.8	1.213	171.5	0.229	166.1	2.238	-13.2	1.235	-14.7
1.9	1.257	171.1	0.264	165.6	2.288	-14.1	1.271	-15.8
2.0	1.307	170.6	0.301	164.9	2.344	-15.0	1.311	-17.0
2.1	1.362	170.2	0.344	164.3	2.405	-16.0	1.354	-18.2
2.2	1.427	169.7	0.393	163.6	2.480	-17.0	1.406	-19.6
2.3	1.500	169.3	0.450	162.9	2.561	-18.1	1.465	-21.1

ตารางที่ 4.3 เห็นว่าค่า S_{11} มีค่ามากกว่า 1 ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการและสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของอุปกรณ์แอกทิฟเมื่อต่อเข้ากับโหลด (S'_{11}) ได้จาก

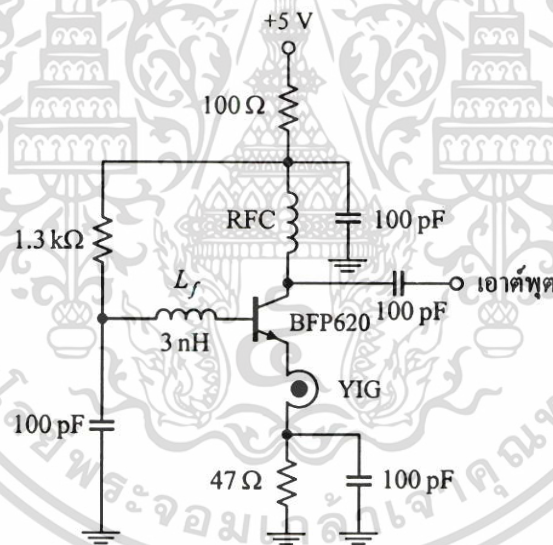
$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4.1)$$

วิธีการที่ง่ายที่สุดคือการเลือกใช้โหลดขนาด 50 Ω ทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Γ_L) เท่ากับศูนย์ นั่นคือ $S'_{11} = S_{11}$ ดังนั้นค่า $|S'_{11}|$ จึงมีค่ามากกว่า 1 ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการดังในตารางที่ 4.3 โดยไม่ต้องมีวงจรมัดซึ่งทางด้านเอาต์พุต ทำให้ค่ากำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมีความคงที่ที่ดีและสร้างวงจรได้สะดวกขึ้น เมื่อพิจารณาจากตารางจะเห็นว่าเฟสของ S_{11} ไม่มีการกลับเครื่องหมายซึ่งเป็นผลดีต่อวงจรเพราะหากเฟสของ S_{11} มีการกลับเครื่องหมายจะหมายความว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเปลี่ยนค่าจากค่าความเหนี่ยวนำไปเป็นค่าความจุในขณะที่วงจรยังให้ค่าความต้านทานลบบ่อย ส่งผลให้เกิดการออสซิลเลตปลอมเทียบกับคัปปลิงรูปดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นอกจากนั้นการกำจัดความถี่ปลอมเทียมสามารถทำได้โดยใช้คัปปลิงรูปที่มีค่าความเหนี่ยวนำน้อยเพื่อให้ความถี่ปลอมเทียมอยู่นอกช่วงความถี่ที่ให้ค่าความต้านทานลบที่ต้องการ [19] และเนื่องจากวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการมีช่วงความถี่ที่ไม่กว้างมากนัก การใช้การป้อนกลับด้วยตัวเหนี่ยวนำและเลือกโหลดขนาด 50 Ω ก็สามารถทำให้ได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตตลอดช่วง

ความถี่ได้ แต่ในกรณีที่ต้องการให้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มีช่วงความถี่กว้าง ๆ การเลือกโหลดขนาด 50Ω โดยไม่มีวงจรแมตซ์ทางด้านเอาต์พุตอาจไม่สามารถทำให้เกิดการออสซิลเลตตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการทั้งหมดได้ จึงจำเป็นต้องมีส่วนวงจรแมตซ์ทางด้านเอาต์พุตหรืออาจใช้รูปแบบของการป้อนกลับแบบ Composite [8] หรือใส่ตัวป้อนกลับ (Compound Feedback) เพิ่มเข้าไปในวงจร [49]

จากการคำนวณข้างต้นเมื่อใส่ตัวเหนี่ยวนำป้อนกลับค่า 3 nH เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ทำให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ขาอิมิตเตอร์ของวงจรเป็นลบบลอคช่วงความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ได้ จะแสดงดังรูปที่ 4.4

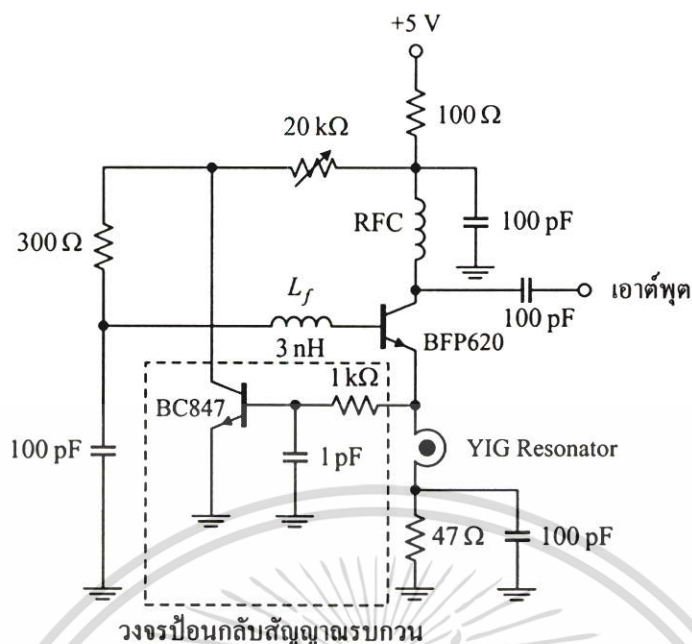
ตัวต้านทานขนาด 100Ω , $1.3 \text{ k}\Omega$ และ 47Ω เป็นตัวไบแอสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน มีกระแส I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมป์ V_{CE} เท่ากับ 2 โวลต์ โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ซึ่งมีลักษณะเป็นทรงกลม ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 1 มิลลิเมตร ถูกคัปปลิงเข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์โดยผ่านคัปปลิงลูบเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 4.4 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

4.2.2 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน [50]

การออกแบบวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนจะใช้ขั้นตอนการออกแบบเช่นเดียวกับวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ในหัวข้อที่ 4.2.1 และใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์เบอร์ BFP620 เช่นเดียวกัน การใช้ S พารามิเตอร์ในการออกแบบจะได้ผลการคำนวณดังตารางที่ 4.1-4.3 และวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

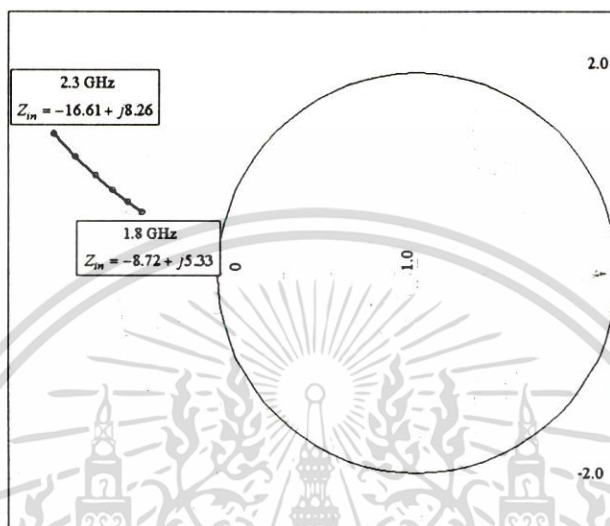
ตัวต้านทาน $100\ \Omega$, $47\ \Omega$ และ $20\ \text{k}\Omega$ เป็นตัวต้านทานไบแอสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน โดยมีกระแส I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมป์ V_{CE} เท่ากับ 2 โวลต์ ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ และตัวเหนี่ยวนำค่า $3\ \text{nH}$ เป็นตัวป้อนกลับเพื่อให้อิมพีแดนซ์ที่ขาอิมิตเตอร์เป็นลบตามเงื่อนไขของการออสซิลเลตตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ

ในส่วนของวงจรถ้อนกลับสัญญาณรบกวนที่เพิ่มให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์จะถูกต่อรวมเข้ากับวงจรไบแอสของวงจรทรานซิสเตอร์หลัก โดยใช้โครงสร้างเช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบเซอร์เฟสแมตโนบัทที่ 3 วงจรถ้อนกลับสัญญาณรบกวนจะใช้ทรานซิสเตอร์ความถี่ต่ำเบอร์ BC847 ที่มีความถี่จุดเปลี่ยนเท่ากับ $100\ \text{MHz}$ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ $5\ \text{kHz}$ โดยตัวต้านทาน $1\ \text{k}\Omega$ และตัวเก็บประจุ $1\ \text{pF}$ จะทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำซึ่งทำให้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนไม่มีที่ความถี่สูง ๆ โดยที่สัญญาณรบกวนจากขาอิมิตเตอร์จะถูกป้อนกลับเข้าไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์หลักที่ขาเบสของ BFP620 โดยผ่านตัวต้านทาน $300\ \Omega$ เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณรบกวนภายในวงจรออสซิลเลเตอร์และส่งผลให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลง

4.3 การจำลองแบบการทำงานและการออกแบบ PCB

เมื่อจำลองแบบการทำงานของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศเพื่อพิจารณาค่าความต้านทานลบของวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งพบว่าที่ความถี่ $1.8\ \text{GHz}$ อิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ $-8.72+j5.33\ \Omega$ และเท่ากับ $-16.61+j8.26\ \Omega$ ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ 2.3 GHz นั้นหมายความว่าวงจรเกิดการออสซิลเลตได้ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการเนื่องจากค่าความต้านทานเป็นลบตลอดช่วงและจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ในรูปจะเห็นว่าประกอบด้วยค่าความต้านทานลบต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำโดยไม่เปลี่ยนเป็นความจุ ส่งผลให้วงจรไม่เกิดการออสซิลเลตกับคัปปลิงรูป

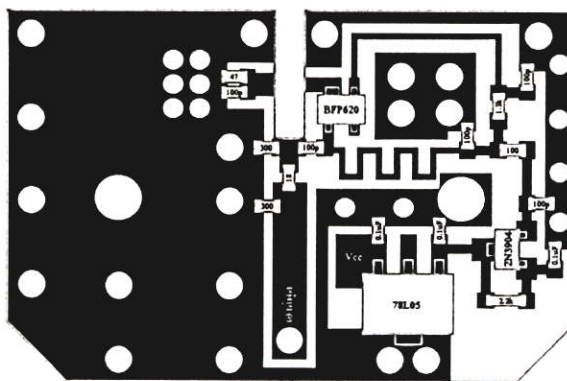


รูปที่ 4.6 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

จากวงจรข้างต้นสามารถประมาณค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากการคำนวณโดยใช้สมการที่ 2.27 เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

ความถี่กลาง (f_0) เท่ากับ 1.95 GHz, ความถี่ออฟเซต 100 kHz, ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ที่ได้จากการวัดเท่ากับ 1108, ตัวเลขสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์ BFP620 เท่ากับ 0.9 dB หรือ 1.23, kT เท่ากับ 4.1×10^{-21} ที่อุณหภูมิ 300°K, ให้กำลังงานเอาต์พุตเท่ากับ 0 dBm หรือ 1 mW และความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์เท่ากับ 6 kHz จากการคำนวณพบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -156.8 dBc/Hz

ในการออกแบบวงจรจริงสามารถสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์บนวัสดุฐานรองมาตรฐานและใช้ทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กแทนการใช้ชิปทรานซิสเตอร์เพื่อลดค่าใช้จ่ายในการสร้าง [9] ทำการออกแบบลายวงจร PCB ดังในรูปที่ 4.7(ก) โดยวัสดุฐานรองใช้ชนิด PTFE มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) เท่ากับ 3.48 มีความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร และความหนาของแผ่นตัวนำเท่ากับ 70 ไมครอน สำหรับตัวเหนี่ยวนำขนาด 3 nH ที่ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับจะใช้โครงสร้างของไมโครสตริป โดยแผ่นวงจรมีขนาด 18×28 มิลลิเมตร



(ก)

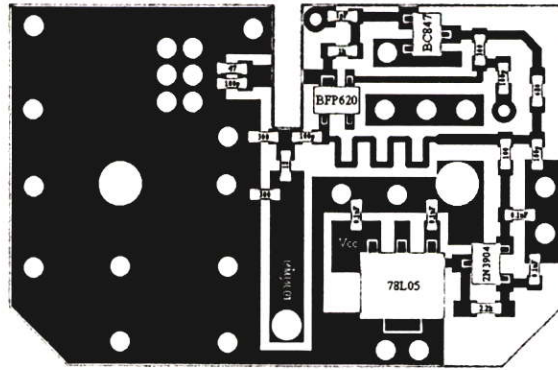


(ข)

รูปที่ 4.7 PCB ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ (ก) ลาย PCB (ข) การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแบบชิปขนาด 0603 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่วางอุปกรณ์ต่าง ๆ ลงบน PCB เรียบร้อยแล้วแสดงดังรูปที่ 4.7(ข) โดยที่แผ่นวงจรจะถูกประกอบยึดเข้ากับฐานที่ทำด้วยเหล็กซึ่งจะนำไปประกอบเข้ากับส่วนสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรมุ่งจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

และรูปที่ 4.8(ก) แสดงลาย PCB ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน วงจรใช้วัสดุฐานรองชนิด PTFE เช่นเดียวกัน ขนาดของวงจรถ้ากับ 18×28 มิลลิเมตร และรูปที่ 4.8(ข) คือวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่วางอุปกรณ์ต่าง ๆ ลงบนแผ่น PCB เรียบร้อยแล้วเพื่อนำไปประกอบเข้ากับส่วนสร้างสนามแม่เหล็ก



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.8 PCB ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

(ก) ลาย PCB

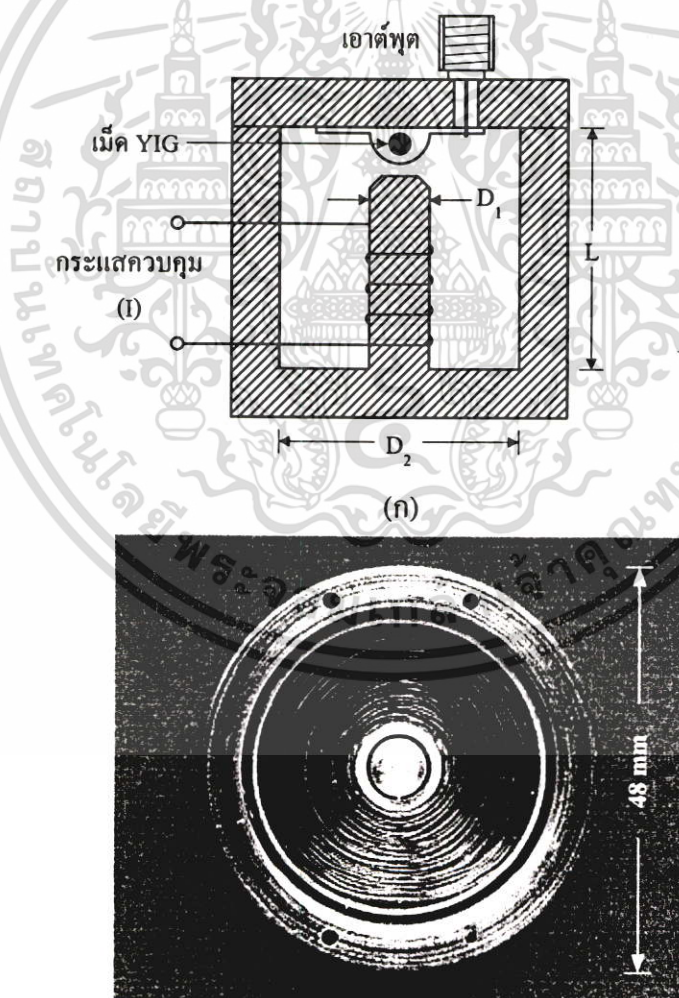
(ข) การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB

4.4 การออกแบบวงจรแม่เหล็ก

เนื่องจากการจูนความถี่เรโซแนนซ์ของวัสดุ YIG สามารถทำได้โดยการใช้สนามแม่เหล็ก ดังนั้นส่วนที่สำคัญอย่างหนึ่งของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์คือวงจรแม่เหล็กที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก โดยส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์จะถูกยึดเข้ากับส่วนของวงจรแม่เหล็กเพื่อให้สามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG ได้ โครงสร้างของวงจรถูกกำหนดสนามแม่เหล็กที่นิยมใช้ในการสร้างวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มี 2 แบบ คือ โครงสร้างแบบสมมาตรรูปตัว E และโครงสร้างแบบไม่สมมาตรหรือที่เรียกว่า Cup-End-Cup ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้โครงสร้างแบบที่ 2 เนื่องจากง่ายต่อการสร้างและง่ายต่อการประกอบเข้ากับส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ รูปที่ 4.9(ก) คือภาพตัดขวางของวงจรแม่เหล็กที่สร้างจากเหล็กอ่อน (Mild Steel) โครงสร้างของวงจรประกอบด้วย

ขดลวดที่พันอยู่รอบแกนของขั้วแม่เหล็ก โดยมีเม็ด YIG วางอยู่ตำแหน่งตรงกลางระหว่างช่องว่างอากาศและผนังเหล็ก

จากการที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG มีความสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็ก เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มมากขึ้นความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่ามากขึ้นด้วย ที่ความถี่สูง ๆ ซึ่งต้องใช้ความเข้มสนามแม่เหล็กสูงอาจทำให้เหล็กที่เป็นโครงสร้างของวงจรมแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว ส่งผลให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นในการจูนความถี่ การป้องกันสภาวะอิ่มตัวของแม่เหล็กที่ความถี่สูง ๆ สามารถทำได้โดยเพิ่มขนาดของขั้วแม่เหล็ก [47] หรือใช้วัสดุแม่เหล็กที่ดีขึ้นเช่น เหล็กซิลิกอน (Silicon steel) โดยขนาดของขั้วแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับความถี่สูงสุดที่ทำงานได้ เมื่อความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการอยู่ในช่วง 2.0 GHz จึงใช้ขนาดของขั้วแม่เหล็ก (D_1) เท่ากับ 7 มิลลิเมตร, D_2 และ L เท่ากับ 38 มิลลิเมตรดังแสดงในรูปที่ 4.9(ก) ในส่วนของขดลวดที่ใช้พันแกนกลางของขั้วแม่เหล็กจะใช้ลวดทองแดง AWG เบอร์ 26 พันทั้งหมด 1308 รอบ ซึ่งวิธีการคำนวณจำนวนรอบแสดงไว้ในภาคผนวก ง.



(ก)

รูปที่ 4.9 โครงสร้างของวงจรมแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอ (ก) ภาพตัดขวางของวงจรมแม่เหล็ก (ข) วงจรมแม่เหล็ก ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 แสดงวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ซึ่งประกอบด้วยส่วนวงจรสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีลักษณะเป็นทรงกระบอก เส้นผ่านศูนย์กลาง 48 มิลลิเมตร และสูง 52 มิลลิเมตร

จากวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์และวงจรแม่เหล็กที่ออกแบบได้ เมื่อต้องการให้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 1.8 GHz ต้องทำการคำนวณค่าของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่ทำให้ YIG เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่นั้น ๆ และค่ากระแสที่ใช้ป้อนให้กับขดลวดเพื่อให้เกิดสนามแม่เหล็กที่ต้องการ โดยการคำนวณจะแสดงไว้ในภาคผนวก ง. ซึ่งที่ความถี่ 1.8 GHz วงจรต้องการสนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากับ 0.072 T และใช้กระแสป้อนให้กับขดลวดเท่ากับ 220.025 mA และที่ความถี่ 2.5 GHz วงจรต้องการสนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากับ 0.108 T และใช้กระแสป้อนให้กับขดลวดเท่ากับ 330.038 mA ดังนั้นเมื่อป้อนกระแสให้กับขดลวดมากขึ้นจะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่ามากขึ้นและส่งผลให้ความถี่ของวงจรมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 4.10 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ประกอบเข้ากับส่วนของวงจรแม่เหล็ก

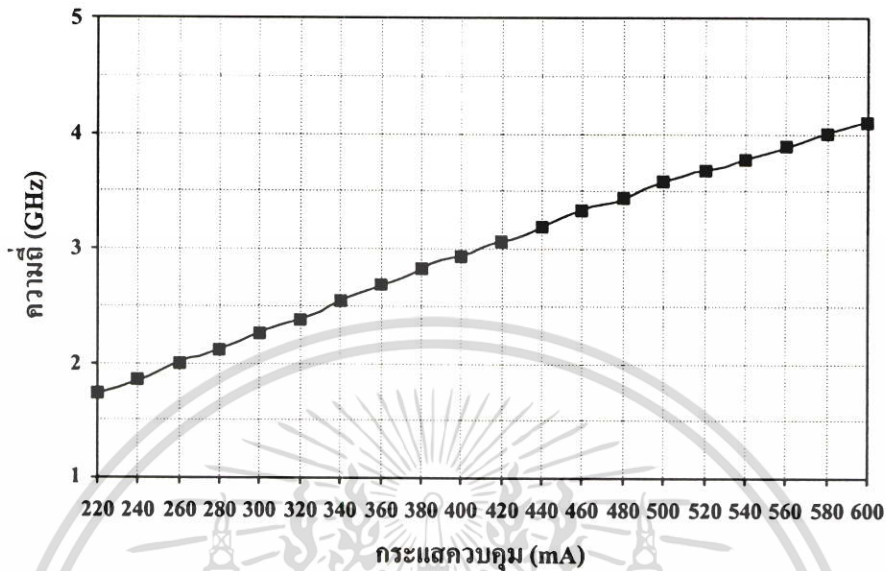
4.5 ผลการทดลอง

4.5.1 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

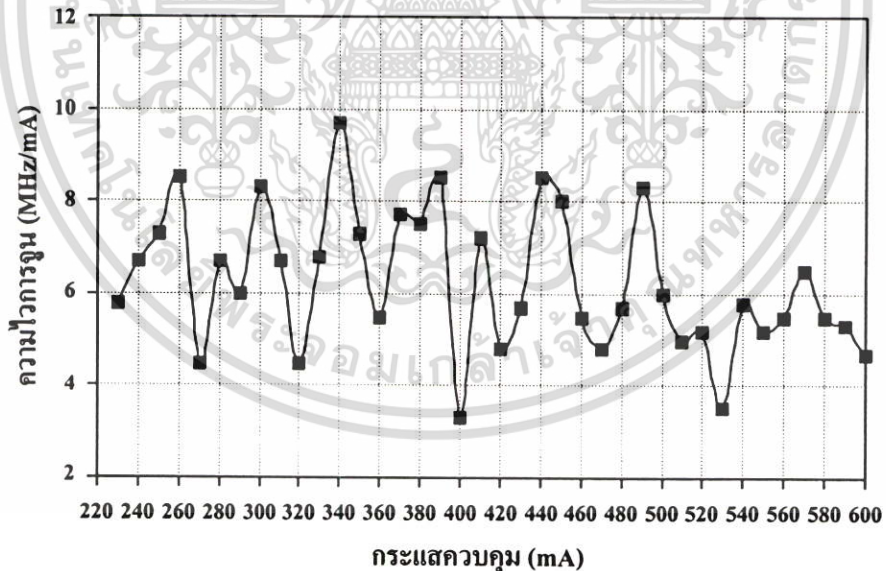
เมื่อทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.4 ด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์ HP8596E ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับวงจรแม่เหล็กเพื่อปรับความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG แสดงดังในรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าเมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าให้ตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กในช่วง 220 – 600 mA วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์สามารถให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 1.7 – 4.1 GHz ปรับความถี่ได้กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 GHz มีแบนด์วิดท์การจูนเท่ากับ 2.41:1 และความไวการจูนของวงจรมอดูเลเตอร์แสดงดังรูปที่ 4.12 มีค่าอยู่ในช่วง 3.3 – 9.7 MHz/mA โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 6.26 MHz/mA



รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรมอดูเลเตอร์

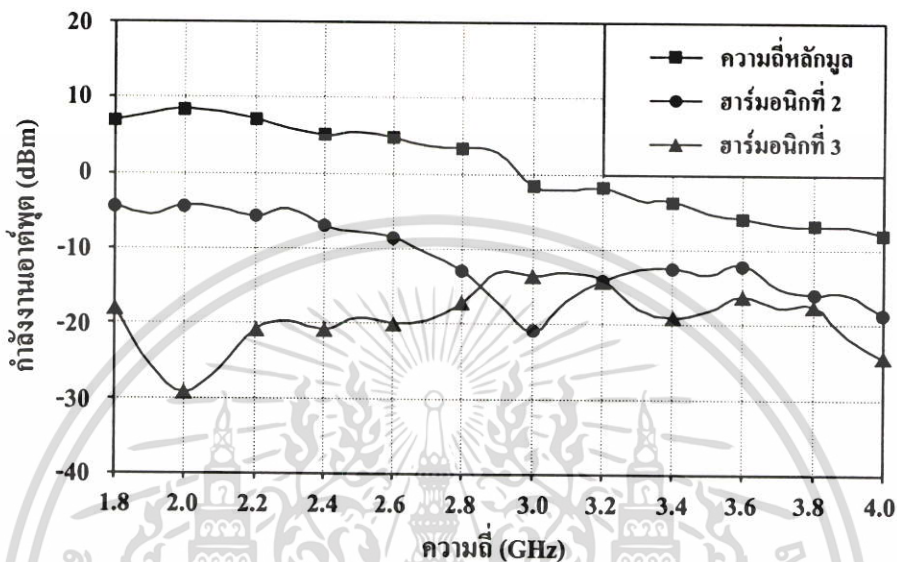


รูปที่ 4.12 ความไวการจูนของวงจรมอดูเลเตอร์

เมื่อวัดกำลังสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่พบว่า ในช่วงความถี่ระหว่าง 2 – 3 GHz กำลังของความถี่หลักมอดูเลชันมีค่าเปลี่ยนอยู่ระหว่าง $5 \text{ dBm} \pm 2 \text{ dB}$ ดังรูปที่ 4.13 และช่วงความถี่ 3 – 4 GHz กำลังของความถี่หลักมอดูเลชันมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $-5 \text{ dBm} \pm 2 \text{ dB}$ วงจรมอดูเลเตอร์ให้ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ตลอดช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

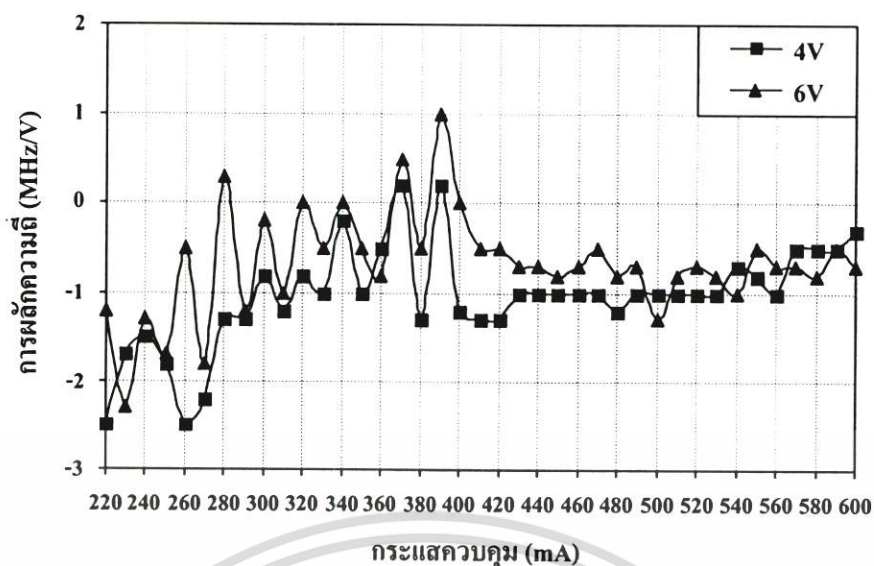
ความถี่ต่ำกว่า -6 dBc และ -10 dBc ตามลำดับ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -12 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 2 ต่ำที่สุดเท่ากับ -20 dBc ที่ความถี่ 2.9 GHz และระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -20 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 ต่ำที่สุดเท่ากับ -37.8 dBc ที่ความถี่ 2.0 GHz



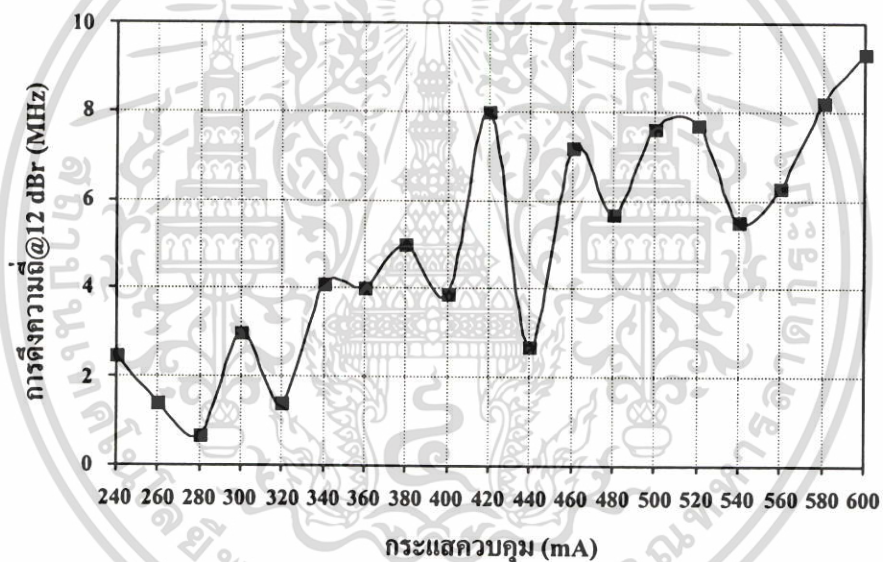
รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

วัดการผลัดความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยวัดค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปเมื่อปรับค่าของแรงดันไฟเลี้ยงวงจรให้มีค่าน้อยกว่าและมากกว่า 5 โวลต์ (4 และ 6 โวลต์) ผลการทดลองแสดงในกราฟที่ 4.14 ผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 4 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ -0.2 และ -2.5 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -1.04 MHz/V คิดเป็น 16.6 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ และผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 6 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 0 และ -2.3 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -0.67 MHz/V คิดเป็น 10.7 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ และค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแรงดันทั้งสองช่วงเท่ากับ 0.9 MHz/V

รูปที่ 4.15 แสดงผลการวัดการดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยวัดการเปลี่ยนแปลงของความถี่เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง จากกราฟค่าของการดึงความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 0.7 MHz สูงสุดเท่ากับ 9.3 MHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 4.96 MHz

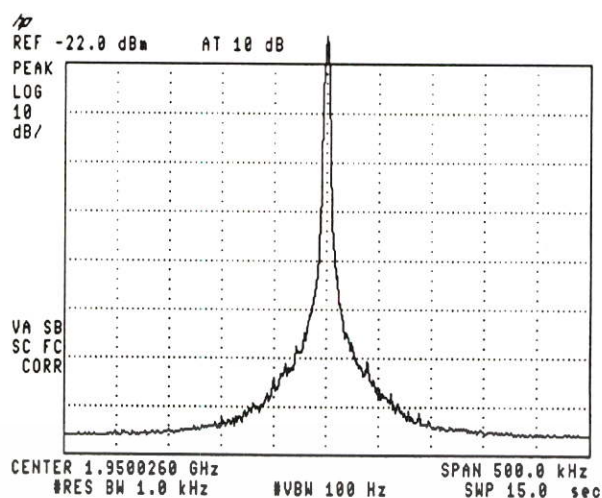


รูปที่ 4.14 การผลัดความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์



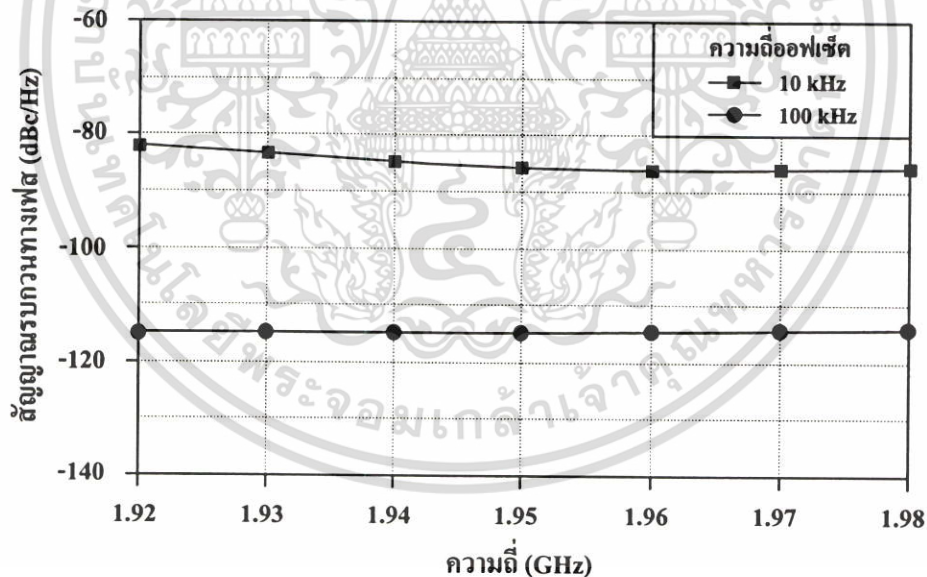
รูปที่ 4.15 การดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ โดยพิจารณาในช่วงความถี่อพัลซิงค์ของระบบ WCDMA ตั้งแต่ 1.92 – 1.98 GHz โดยต่อวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เข้ากับวงจรสังเคราะห์ความถี่ตั้งในภาคผนวก ก. เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.16 โดยวัดที่ความถี่ 1.95 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟรมมีค่าเท่ากับ -86 และ -115 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ



รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.95 GHz

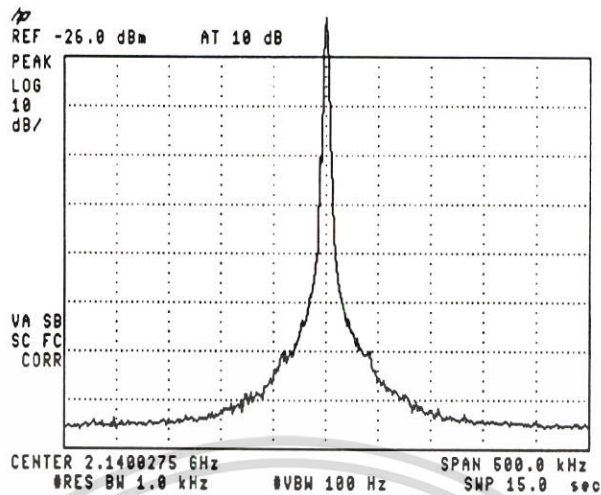
จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตในช่วงความถี่ 1.92 – 1.98 GHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มีค่าต่ำกว่า -82 และ -114 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1.92 – 1.95 GHz

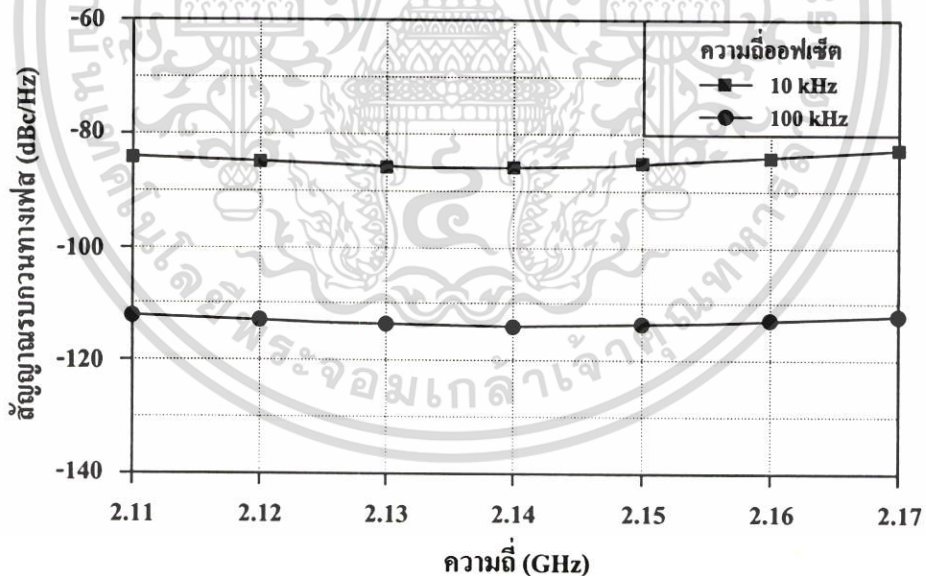
เมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ความถี่ของระบบ WCDMA คือตั้งแต่ 2.11 – 2.17 GHz สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.18 โดยวัดที่ความถี่ 2.14 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -86 และ -114 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.14 GHz

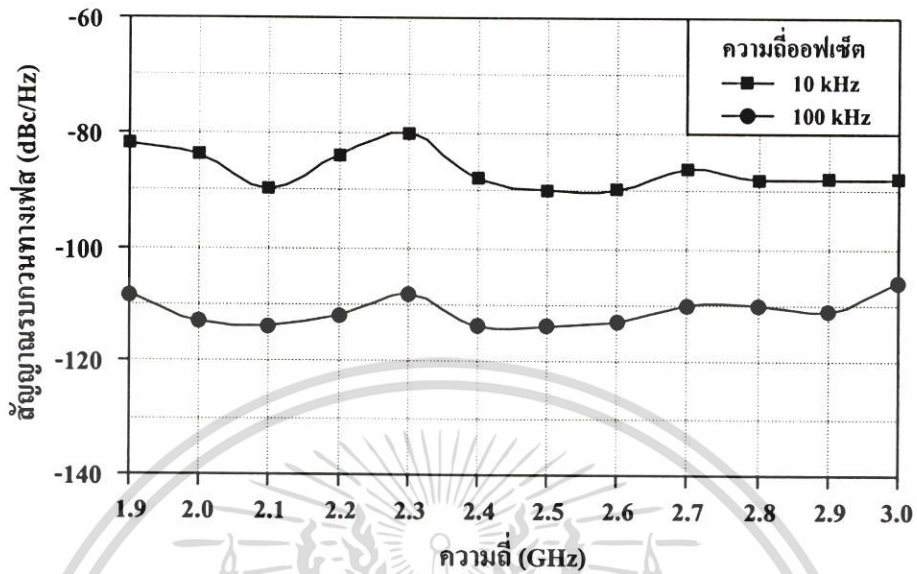
จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตในช่วงความถี่ 2.11 – 2.17 GHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มีค่าต่ำกว่า -83 และ -112 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.11 – 2.17 GHz

เนื่องจากวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ให้กำเนิดสัญญาณตั้งแต่ 1.7 – 4.1 GHz เมื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.9 – 3.0 GHz ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 4.20 โดยมีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดี

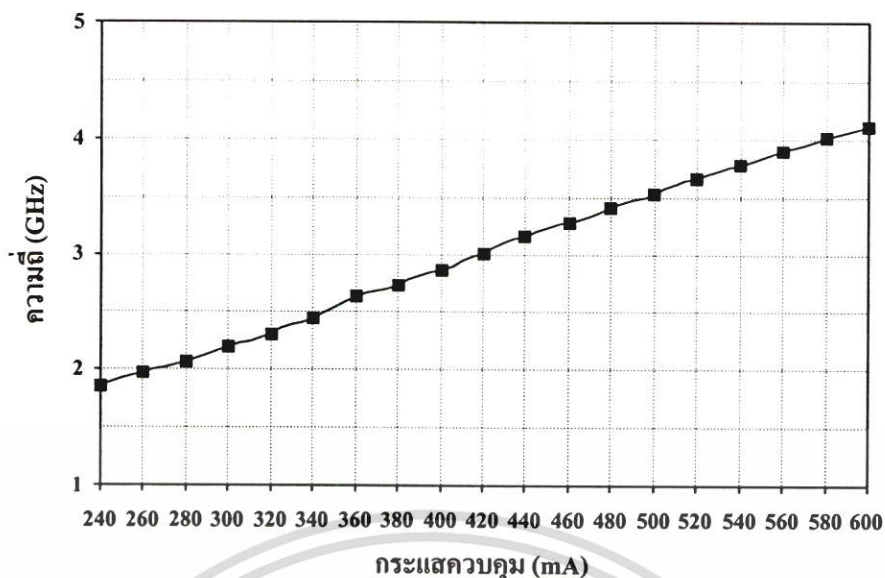
ที่สุดเท่ากับ -115 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง $1.92 - 1.95$ GHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -86.5 และ -110 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ



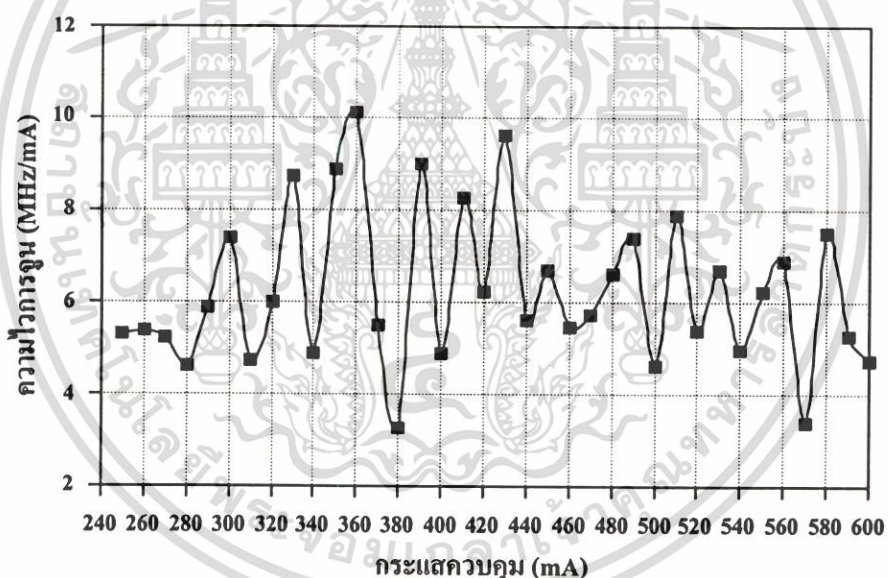
รูปที่ 4.20 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ $1.9 - 3.0$ GHz

4.5.2 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนในรูปที่ 4.5 โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับวงจรแม่เหล็กเพื่อปรับความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG แสดงดังในรูปที่ 4.21 จะเห็นว่าเมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าให้ตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กในช่วง $240 - 600$ mA วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์สามารถให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ $1.85 - 4.1$ GHz ปรับความถี่ได้กว้าง 2.25 GHz มีแบนด์วิดท์การจูนเท่ากับ $2.22:1$ และความไวการจูนของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.22 มีค่าอยู่ในช่วง $3.25 - 10.13$ MHz/mA โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 6.25 MHz/mA



รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

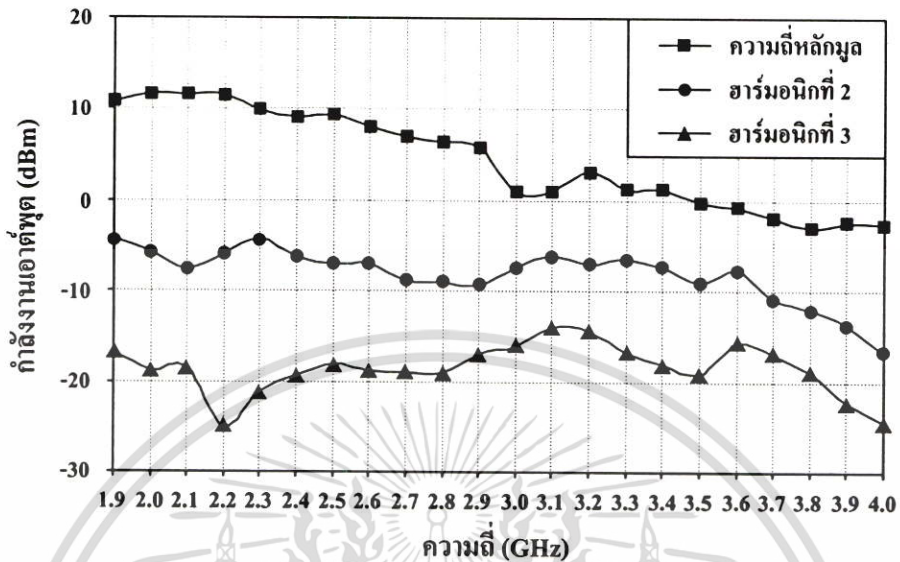


รูปที่ 4.22 ความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อวัดกำลังสัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนตลอดช่วงความถี่พบว่า ในช่วงความถี่ระหว่าง 2 – 3 GHz กำลังของความถี่หลักมีค่าเปลี่ยนอยู่ระหว่าง $7 \text{ dBm} \pm 3 \text{ dB}$ ดังรูปที่ 4.23 และช่วงความถี่ 3 – 4 GHz กำลังของความถี่หลักมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $0 \text{ dBm} \pm 2 \text{ dB}$ วงจรออสซิลเลเตอร์ให้ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์มอนิกที่ 2 และ 3 ตลอดช่วงความถี่ต่ำกว่า -7 dBc และ -15.1 dBc ตามลำดับ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์มอนิกที่ 2 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -12.6 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์มอนิกที่ 2 ต่ำที่สุดเท่ากับ -19.1 dBc ที่ความถี่ 2.1 GHz และระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์มอนิกที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

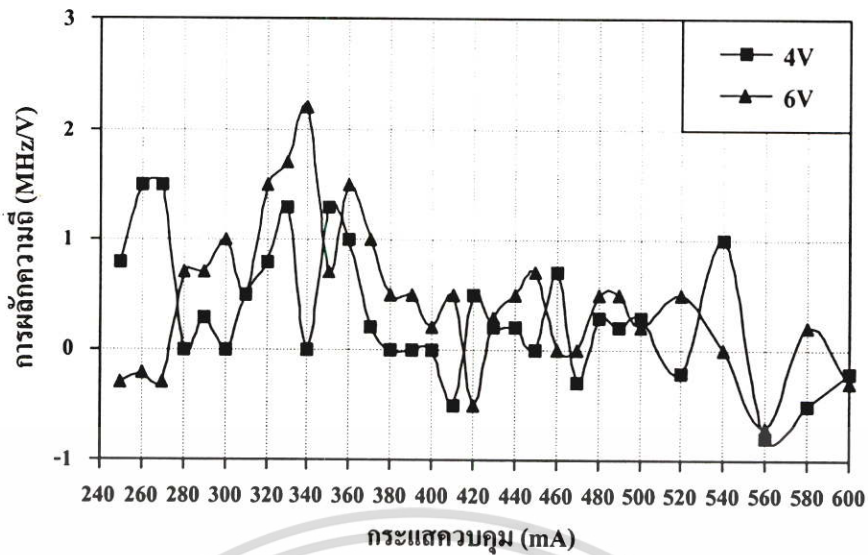
นิกที่ 3 มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -23 dBc โดยมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่ 3 ต่ำที่สุดเท่ากับ -36.6 dBc ที่ความถี่ 2.2 GHz



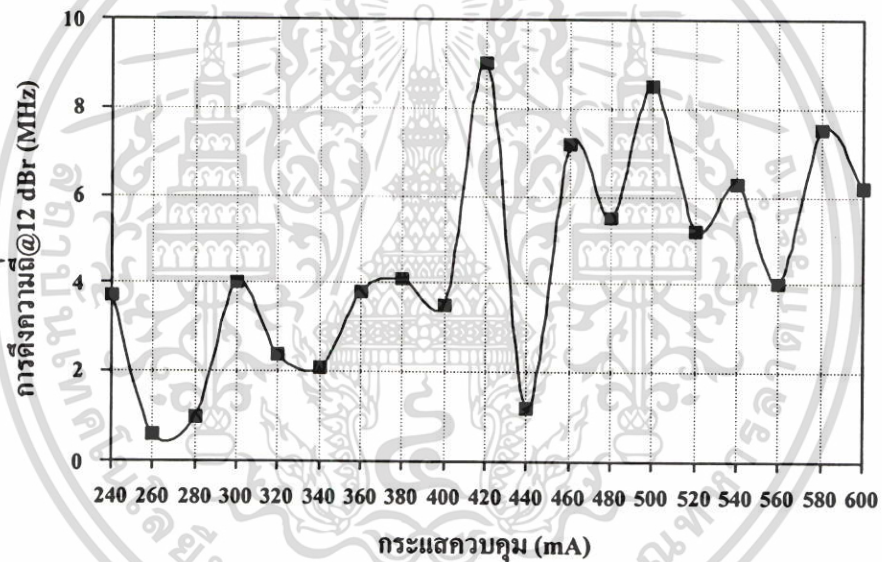
รูปที่ 4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อวัดการวัดค่าความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน โดยการวัดค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปเมื่อปรับค่าของแรงดันไฟเลี้ยงวงจรให้มีค่าน้อยกว่าและมากกว่า 5 โวลต์ (4 และ 6 โวลต์) ผลการทดลองแสดงในกราฟที่ 4.24 ผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 4 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ -0.8 และ 1.5 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0.33 MHz/V คิดเป็น 5.21 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน และผลต่างของความถี่สัญญาณเอาต์พุตเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 6 โวลต์มีค่าต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ -0.7 และ 2.2 MHz/V ตามลำดับ และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0.46 MHz/V คิดเป็น 7.36 เปอร์เซ็นต์ของความไวการจูนของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ และค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแรงดันทั้งสองช่วงเท่ากับ 0.55 MHz/V

รูปที่ 4.25 แสดงผลการวัดการดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน จากกราฟค่าของการดึงความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 0.6 MHz สูงสุดเท่ากับ 9.0 MHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 4.52 MHz

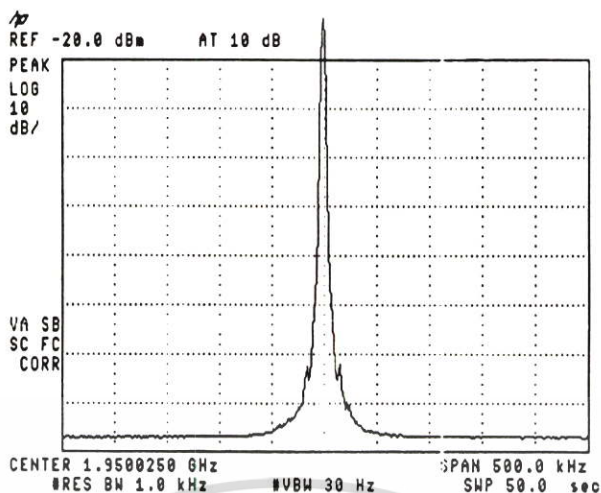


รูปที่ 4.24 การผลัดความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน



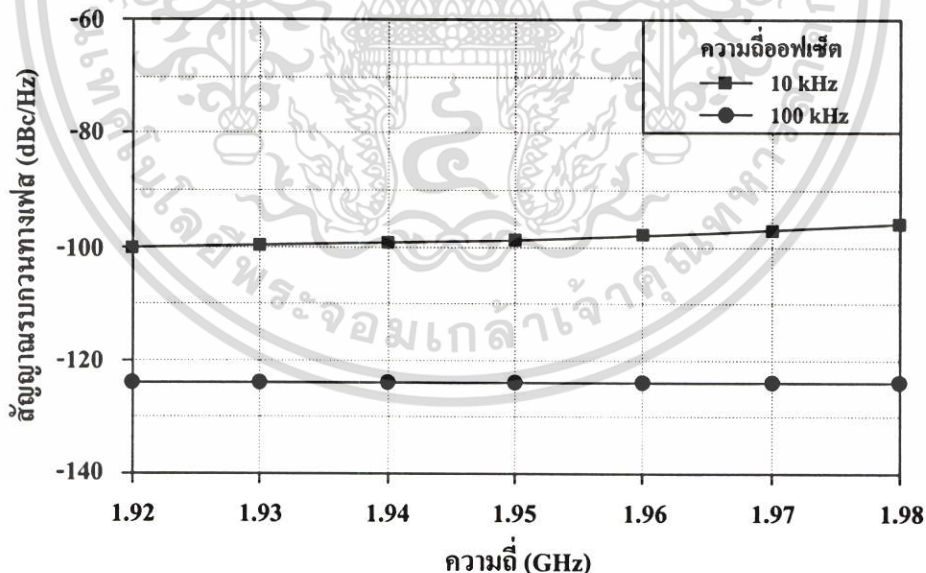
รูปที่ 4.25 การดึงความถี่ของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน

เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน โดยพิจารณาในช่วงความถี่พลิงค์ของระบบ WCDMA ตั้งแต่ 1.92 – 1.98 GHz โดยต่อวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์เข้ากับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.26 วัดที่ความถี่ 1.95 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟรมมีค่าเท่ากับ -99 และ -124 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ



รูปที่ 4.26 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน ที่ความถี่ 1.95 GHz

จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตในช่วงความถี่ 1.92 – 1.98 GHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มีค่าต่ำกว่า -96 และ -124 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังรูปที่ 4.27

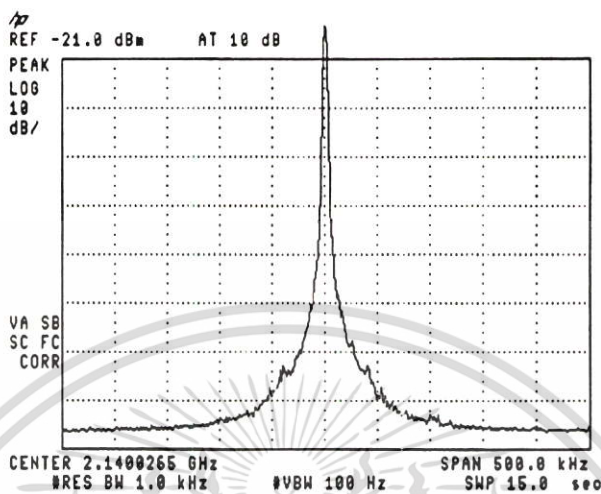


รูปที่ 4.27 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 1.92 – 1.98 GHz

เมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ดาว์นลิงค์ของระบบ WCDMA คือตั้งแต่ 2.11 – 2.17 GHz

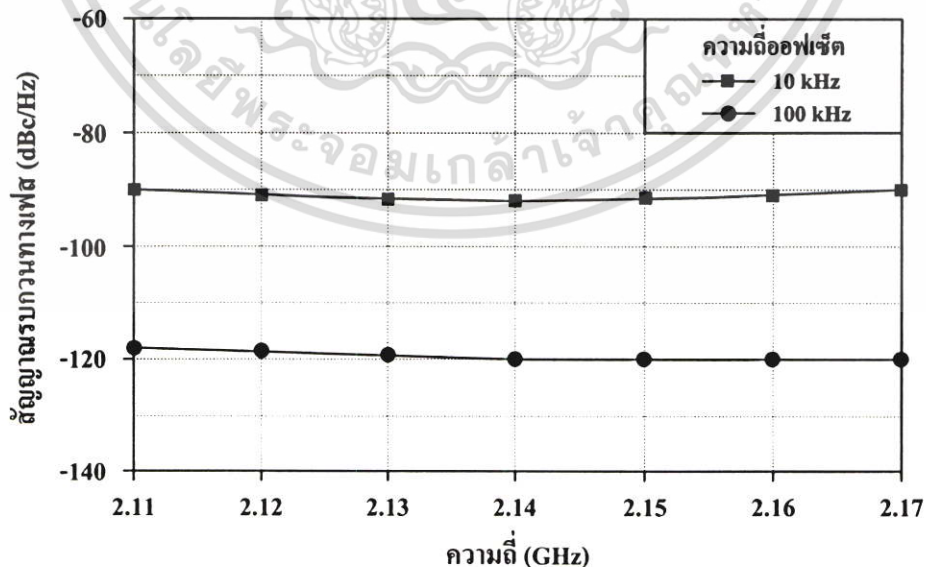
สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.28 โดยวัดที่ความถี่ 2.14 GHz จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -92 และ -120 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ



รูปที่ 4.28 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน ที่ความถี่ 2.14 GHz

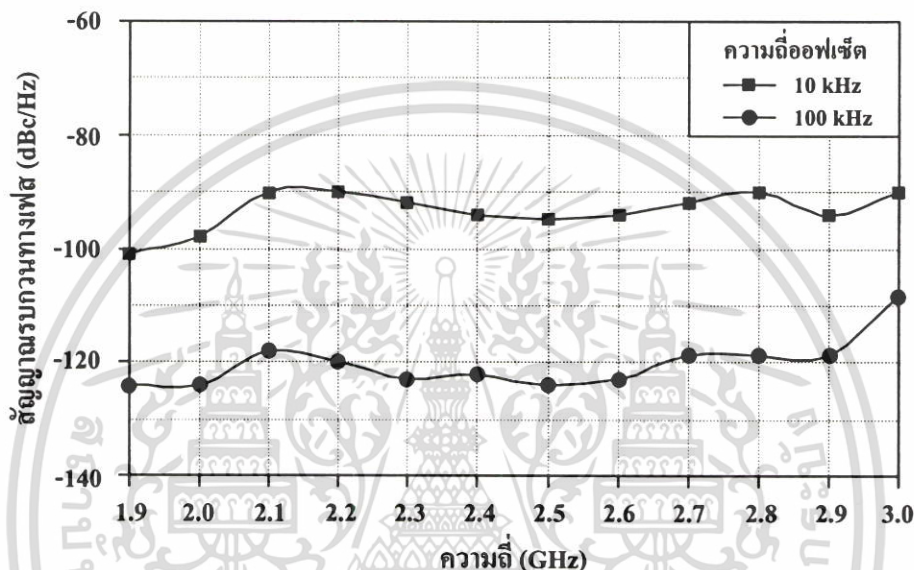
จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตในช่วงความถี่ $2.11 - 2.17$ GHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์มีค่าต่ำกว่า -90 และ -118 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่ความถี่ $2.11 - 2.17$ GHz

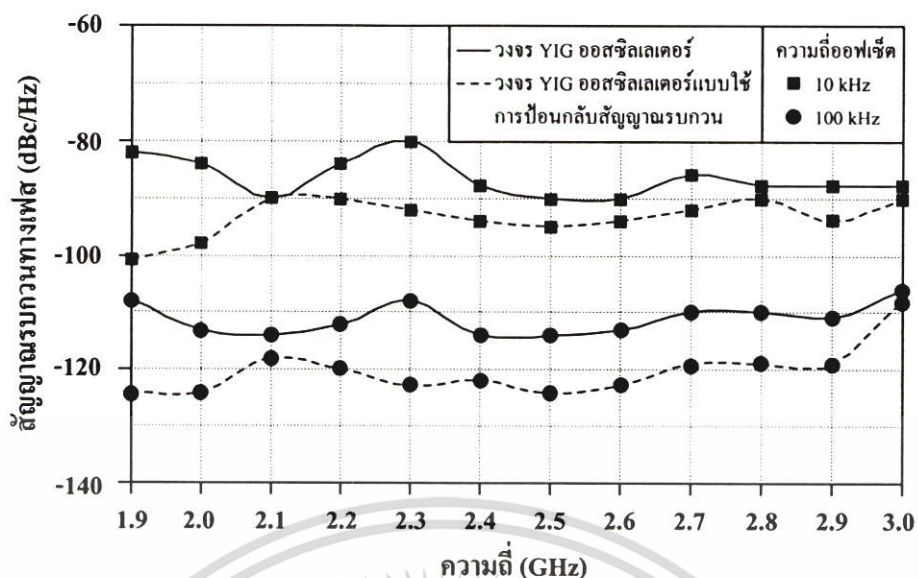
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนให้กำเนิดสัญญาณตั้งแต่ 1.85 – 4.1 GHz เมื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.9 – 3.0 GHz ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 4.30 โดยมีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -124 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 1.9 – 2.0 GHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -93.3 และ -120 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

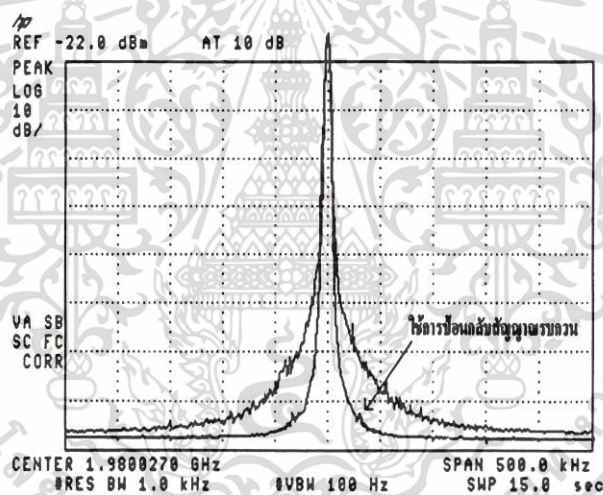


รูปที่ 4.30 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนตลอดช่วงความถี่ 1.9 – 3.0 GHz

เมื่อนำผลการทดลองของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์และวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนมาเปรียบเทียบกันแสดงผลดังรูปที่ 4.31 จากกราฟพบว่าการใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนทำให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลงมากกว่า 8 dB ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz และสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลงมากที่สุดเท่ากับ 16 dB ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 1.9 GHz รูปที่ 4.32 แสดงผลการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบที่ความถี่ 1.98 GHz



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 4.32 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 1.98 GHz จากวงจรวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบ

4.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบและทดสอบการทำงานของวงจรวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ 2 แบบคือวงจรวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์และวงจรวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน วงจรวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองมีคุณสมบัติต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของวงจรถ่าย YIG ออสซิลเลเตอร์

โมเดล	ไม่ใช้การป้อนกลับสัญญาณ รบกวน	ใช้การป้อนกลับสัญญาณ รบกวน	MCO-0207-01 [51] Microsource	MLMB-0204 [52] Microlambda	หน่วย
ช่วงความถี่	1.7-4.1	1.85-4.1	2-7.6	2-4	GHz
กำลังเอาต์พุต	0	+5	+15	+15	dBm
ค่าเปลี่ยนแปลงกำลังเอาต์พุต	± 8	± 5	± 3	± 2	dB
การผลึกความถี่	0.9	0.55	0.5	0.1	MHz/V
การดึงความถี่	4.96	4.52	0.5	1	MHz
ฮาร์มอนิกที่ 2	-12	-12.6	-10	-12	dBc
ฮาร์มอนิกที่ 3	-20	-19.1	-	-20	dBc
สัญญาณรบกวนทางเฟส					
@ ออฟเซต 10 kHz	-86.5	-93.3	-95	-103	dBc/Hz
@ ออฟเซต 100 kHz	-110	-120	-120	-125	dBc/Hz
ความไวของขดลวด	6.26	6.25	20	20	MHz/mA
ไฟเลี้ยงวงจรถ่าย	+5	+5	+15	+12	Vdc
กระแสในวงจรถ่าย	20	20	150	100	mA

ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่าวงจรถ่าย YIG ออสซิลเลเตอร์ (ไม่ใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวน) สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 1.7 – 4.1 GHz โดยใช้กระแสไฟฟ้าในการปรับความถี่ตั้งแต่ 220 – 600 mA เมื่อพิจารณาค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสในช่วงความถี่ 2 – 3 GHz พบว่าวงจรถ่ายให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -115 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลางและมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -86.5 และ -110 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

จากวงจรถ่าย YIG ออสซิลเลเตอร์ดังกล่าว ได้นำส่วนของวงจรถ่ายป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่อร่วมกับวงจรถ่าย YIG ออสซิลเลเตอร์หลักเพื่อให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าต่ำลง จากผลการทดสอบพบว่าวงจรถ่ายสามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 1.85 – 4.1 GHz โดยใช้กระแสไฟฟ้าในการปรับความถี่ตั้งแต่ 240 – 600 mA เมื่อพิจารณาค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถ่ายพบว่าวงจรถ่ายให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีที่สุดเท่ากับ -124 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง 1.9 – 2.0 GHz และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ -93.3 และ -120 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

จากผลการวัดสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงให้เห็นว่า การใช้วงจรถ่ายป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่อร่วมกับวงจรถ่าย YIG ออสซิลเลเตอร์หลักทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถ่ายออสซิลเลเตอร์มีค่าลดลง เมื่อพิจารณาที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถ่าย

YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลง จากเดิมมากกว่า 8 dB และลดลงมากที่สุดเท่ากับ 16 dB

และจากค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ได้เห็นว่าวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์แบบใช้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วาร์เพนเตอร์ ไดโอดในบทที่ 3 และเมื่อเปรียบเทียบกับวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ MCO-0210-1 ของบริษัท MICROSOURCE พบว่าวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ใกล้เคียงกัน แต่ยังคงดีกว่าออสซิลเลเตอร์ MLMB-0204 ของบริษัท Microlambda และจากผลที่ได้พบว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบมีค่าการดึงความถี่ที่สูง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มวงจรบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ และปรับกระแสไบแอสในวงจรให้กำลังของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นเพื่อทำให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสลดลง

ในช่วงความถี่ 3 GHz กำลังของสัญญาณเอาต์พุตลดลงอย่างรวดเร็วเป็นสาเหตุมาจากการเกิดเรโซแนนซ์ปรสิต (Parasitic self resonance) ภายในวงจร การลดผลที่เกิดขึ้นอาจทำได้โดยการออกแบบวงจรใหม่โดยใช้โครงสร้างของไมโครสตริปแทนอุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในวงจร หรือลดขนาดของพื้นที่ลายทองแดงและระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ให้เล็กลง และในบางช่วงความถี่สัญญาณฮาร์โมนิกที่ 3 มีกำลังสูงขึ้นมากกว่าสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 2 เป็นผลมาจากจุดที่ใช้ในการไบแอสวงจรทำให้วงจรทำงานได้ดีเหมาะสมกับสัญญาณที่ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 3 ที่ความถี่นั้น ๆ การแก้ไขทำได้โดยการเลือกจุดไบแอสการทำงานของวงจรใหม่แต่ต้องไม่ให้เกิดผลกระทบกับสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจร

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบ และการสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ เพื่อการประยุกต์ใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สายในระบบ WCDMA และเนื่องจากวงจรรอสซิลเลเตอร์เป็นองค์ประกอบหลักที่สำคัญของวงจรต่าง ๆ ในระบบสื่อสารไร้สาย การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สามารถสร้างสัญญาณที่ให้ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำ จึงเป็นสิ่งสำคัญ เพราะสัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นคุณสมบัติที่สำคัญในการกำหนดคุณภาพของวงจรรังเคราะห์ความถี่ และยังกำหนดสมรรถนะของระบบสื่อสารอีกด้วย หากวงจรรอสซิลเลเตอร์มีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ไม่เพียงพอแล้ว จะส่งผลกระทบต่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน อัตราความผิดพลาดบิต เป็นต้น จากการศึกษาวิจัยที่ผ่านมาพบว่า พารามิเตอร์ที่สำคัญและเป็นตัวกำหนดระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้นในวงจร ได้แก่ ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซเนเตอร์ขณะมีโหลด ค่าความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในทรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้งาน และกำลังงานเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ จากผลงานวิจัยที่ผ่านมาได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ โดยเลือกใช้วงจรเรโซเนเตอร์สำหรับปรับเปลี่ยนความถี่ 2 ชนิดด้วยกันคือ 1. วาเรกเตอร์ไดโอด ซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดเล็ก ปรับเปลี่ยนความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ได้รวดเร็ว และ 2. เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้กว้าง และมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงกว่าวาเรกเตอร์ไดโอด 10 ถึง 100 เท่า นอกจากนี้วงจรออสซิลเลเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังอาศัยเทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนร่วมกับวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรเรโซเนเตอร์ทั้ง 2 ชนิด เพื่อปรับปรุงคุณภาพของระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ให้ดียิ่งขึ้น

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 3 วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบเซอร์เฟสแมตที่สร้างขึ้น สามารถออกแบบและสร้างให้มีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา จึงสามารถนำไปใช้งานในเครื่องโทรศัพท์ไร้สายได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ใช้งานได้ดี และยังมีระดับของสัญญาณรบกวนทางเฟสสอดคล้องกับความต้องการของระบบ WCDMA อีกด้วย แต่วงจรที่สร้างขึ้นยังมีข้อบกพร่องในหลายด้าน เช่น วงจรยังคงให้ระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ต่ำ วงจรยังมีขนาดใหญ่หากเปรียบเทียบกับตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (ซึ่งมีแนวโน้มที่จะมีขนาดเล็กลงเรื่อย ๆ) และวงจรยังต้องการไฟเลี้ยงในระดับสูง ดังนั้นการนำไปประยุกต์ใช้งานในเครื่องโทรศัพท์ไร้สาย จึงจำเป็นที่จะต้องมีการพัฒนาทั้งคุณสมบัติและโครงสร้างความเป็นไปได้ในการพัฒนาในอนาคต ตัวอย่างเช่น 1. วงจรสามารถออกแบบให้มีขนาดเล็กลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบและสร้างโดยใช้อุปกรณ์ขนาดมาตรฐาน SMT 0402 ได้ 2. การเปลี่ยนวัสดุฐานรองโดยใช้วัสดุฐานรองชนิดอื่นที่มีค่าความสูญเสียต่ำ อาจส่งผลให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของไมโครสตริปมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นวงจรเรโซเนเตอร์ที่สร้างจากไมโครสตริปจึงมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงขึ้นตามไปด้วย 3. วงจรออสซิลเลเตอร์ยังสามารถออกแบบให้ทำงานที่ระดับไฟเลี้ยงต่ำ ทำงานโดยใช้กระแสต่ำเพื่อเพิ่มระยะเวลาในการใช้งานกับแบตเตอรี่ให้ยาวนานขึ้น 4. การเพิ่มส่วนของวงจรบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เพื่อปรับปรุงค่าการดึงความถี่ให้ดีขึ้น 5. การเปลี่ยนอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้จากซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาเป็นซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ เพื่อให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวน $1/f$ มีค่าลดลง เนื่องจากความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำกว่าซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 4 วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์สามารถกำเนิดสัญญาณได้ในช่วงกว้างถึง 2 GHz และยังให้สัญญาณที่มีค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำกว่าออสซิลเลเตอร์แบบเซอรัฟเฟสแมตในบทที่ 3 มากกว่า 15 dB อีกด้วย แต่เนื่องจากวงจรที่สร้างขึ้นมีขนาดใหญ่จึงเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในส่วนของสถานีฐานของระบบ WCDMA ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ทดลองวัดได้ พบว่าให้ผลดีกว่าระดับความต้องการ แนวทางการพัฒนาในอนาคตนั้นสามารถกระทำได้ เช่น 1. เพื่อให้ค่าการดึงความถี่ของวงจรดีขึ้นควรเพิ่มส่วนของวงจรบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ 2. ขนาดของวงจรสามารถปรับลงได้โดยการใช้แม่เหล็กถาวรควบคู่กับแม่เหล็กไฟฟ้า 3. การเพิ่มฮีตเตอร์ให้กับ YIG และรักษาอุณหภูมิของเม็ด YIG ให้คงที่จะทำให้เสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์ดีขึ้น 4. การปรับปรุงค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสอาจทำได้โดยการเพิ่มกำลังงานเอาต์พุตของวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ให้สูงขึ้น เนื่องจากกำลังเอาต์พุตของสัญญาณเป็นตัวแปรที่สำคัญตัวหนึ่งที่มีผลต่อระดับสัญญาณรบกวนทางเฟส 5. จากการทดลองที่ผ่านมาพบว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิด YIG สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ช้า อันเนื่องมาจากขดลวดภายในที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กมีค่ามาก ส่งผลให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ทดสอบใช้เวลาเข้าถึงความถี่ได้ช้า ซึ่งกรณีนี้อาจเพิ่มขดลวดขนาดเล็กเพื่อใช้ปรับเปลี่ยนความถี่ในช่วงแคบ ๆ ดังนั้นการปรับเปลี่ยนความถี่ที่ไม่มากนักอาจใช้ขดลวดขนาดเล็กในการทำงาน ส่งผลให้เวลาในการล็อกความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่มีค่าลดลง

สรุปและเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งหมดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติของวงจรรออสซิลเลเตอร์

โมเดล	วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่า ความถี่ได้แบบเซอร์เฟสเมต		วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์		หน่วย
	ไม่ใช้การป้อน กลับสัญญาณ รบกวน	ใช้การป้อน กลับสัญญาณ รบกวน	ไม่ใช้การป้อน กลับสัญญาณ รบกวน	ใช้การป้อน กลับสัญญาณ รบกวน	
ช่วงความถี่	1.6-2.5	1.7-2.7	1.7-4.1	1.85-4.1	GHz
กำลังเอาต์พุต	0	0	0	+5	dBm,
ค่าเปลี่ยนแปลงกำลังเอาต์พุต	± 2	± 2	± 8	± 5	dB
การผลึกความถี่	13.1	13.8	0.9	0.55	MHz/V
การดึงความถี่	15.8	17.5	4.96	4.52	MHz
ฮาร์มอนิกที่ 2	-15.8	-13.1	-12	-12.6	dBc
ฮาร์มอนิกที่ 3	-44.2	-40.4	-20	-19.1	dBc
สัญญาณรบกวนทางเฟส					
@ ออฟเซต 10 kHz	-66.8	-80.1	-86.5	-93.3	dBc/Hz
@ ออฟเซต 100 kHz	-91.5	-102.3	-110	-120	dBc/Hz
ความไวของการจูน	51	50	6.26	6.25	MHz/V,mA
ไฟเลี้ยงวงจร	+5	+5	+5	+5	Vdc
กระแสในวงจร	10	10	20	20	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Baberg “Low-Noise VCOs: Key Components for Base Stations.” *Microwave&RF*, Jun. 2000, pp. 100-108.
- [2] V. M. T. Lam and P. C. L. Yip “Microwave Oscillator Phase Noise Reduction Using Negative Resistance Compensation.” *Electronics Letters*, vol. 29, no. 4, Feb. 1993, pp. 379-381.
- [3] J. K. A. Everard and J. Bitterling “Low Phase Noise Highly Power Efficient Oscillators.” *IEEE International Frequency Control Symposium*, 1997, pp. 919-924.
- [4] J. Lee, Y. T. Lee and S. Nam “A Phase Noise Reduction Technique in Microwave Oscillator Using High-Q Active Filter.” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 11, Nov. 2002, pp. 426-428.
- [5] M. Prigent, M. Camiade, J. C. Nallatamby, J. Guittard and J. Obregon “An Efficient Design Method of Microwave Oscillator Circuits for Minimum Phase Noise.” *IEEE Tran. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, Jul. 1999, pp. 1122-1128.
- [6] R. Jones and V. Estrick “Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillator.” *IEEE Symposium on Frequency Control*, 1990, pp. 549-554.
- [7] A. P. S. Khanna and John Hauptman “18-40 GHz 13 dBm Low Noise GaAs FET YIG Tuned Oscillator.” *IEEE MTT-S Digest*, 1991, pp. 209-212.
- [8] A. P. S. Khanna and J. Buenrostro “2-22 GHz Phase Noise Silicon Bipolar YIG Tuned Oscillator Using Composite Feedback.” *IEEE MTT-S Digest*, 1992, pp. 1297-1299.
- [9] T. Musch “A Low Noise and Low Cost YIG-Oscillator in the Frequency Range from 2.2 GHz to 6.4 GHz for Use in A High End Microwave Synthesizer.” *Precision Electromagnetic Measurement Digest*, 1996, pp. 297-298.
- [10] E. Fenton and A. Goddard “Design A Low-Noise Synthesizer Using YRO Technology.” *Microwave&RF*, Aug. 2001, pp. 133-145.
- [11] U. L. Rohde “Feedback Technique Improves Oscillator Phase Noise.” *Microwave&RF*, Nov. 1998, pp. 60-70.
- [12] U. L. Rohde “Oscillator Basics and Low-Noise Techniques for Microwave Oscillators and VCOs” *The European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium [GAAS99]*, Oct. 1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde. **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Technique**. New York : John Wiley. 1990.
- [14] G. D. Vendelin. **Design of amplifier and oscillators by the S-parameter method**. New York : John Wiley. 1982.
- [15] G. Gonzalez. **Microwave transistor amplifiers : analysis and design**. Prentice-Hall. 1997.
- [16] G. R. Basawapatna and R. B. Stancliff “A Unified Approach to the Design of Wide-Band Microwave Solid-State Oscillators.” IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. 27, no.5, May. 1979, pp. 379-385.
- [17] J. Breitbarth, “Octave Tuning, High Frequency Varactor Oscillator Design,” Master Thesis of University of Colorado. 2001.
- [18] J. Helszajn. **YIG Resonators and Filters**. John Wiley&Sons. 1985.
- [19] R. J. Trew “Design Theory for Broad-Band YIG-Tuned FET Oscillators.” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no. 1, Jan. 1979. pp. 8-14.
- [20] “ $1/f$ Noise Characteristics Influencing Phase Noise.” Application Note AN1026, California Eastern Laboratories, <http://www.cel.com>
- [21] “VCO Phase Noise.” Application Note, Mini-circuits, <http://www.minicircuits.com>
- [22] B. G. Goldberg “Phase Noise Theory and Measurements: A Short Review.” Microwave Journal, Jan. 2000, pp. 112-122.
- [23] C. J. Grebenkemper “Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance.” WJ Communication, Inc., <http://www.wj.com>
- [24] “Synthesizers and Phase Noise.” <http://www.radio-electronics.com>
- [25] J. Y. Kim “Performance of a CDMA-based Satellite Communication System with Phase Noise.” IEEE Military Communications Conference Proceedings, vol. 1, 1999, pp. 616-620.
- [26] D. B. Leeson “A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum.” Proceedings Letters, Feb. 1966, pp. 329-330.
- [27] G. A. Breed “A Brief Review of Noise Measurements and Parameters.” Microwave&RF, vol. 12, no. 9, 2000, pp. 72-74.
- [28] U. L. Rohde. **Microwave and Wireless Synthesizer**. John Wiley&Son, Inc. 1997.
- [29] “Silicon-Bipolar IC Facilitates VCO Design.” Application Note, Maxim, [http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote number698](http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote%20number698)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [30] “Reducing power supply noise in VCO’s.” Application Note, Minicircuits, <http://www.minicircuits.com>
- [31] U. L. Rohde “Designing Low-Phase-Noise Oscillators.” QEX, Oct. 1994, pp. 3-12.
- [32] U. L. Rohde “Nonlinear Effects In Oscillators and Synthesizers.” IEEE MTT-S, May 2001.
- [33] U. L. Rohde and D. P. Newkirk. **RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications**. John Wiley&Sons, Inc. 2000.
- [34] “Voltage Controlled Oscillator.” Company Publications (Tutorial), Synergy Microwave Corporation, pp. 16-22, <http://www.synergymwave.com>
- [35] มิ่งขวัญ ณะชัยพันธ์ และ ทองทศ วานิชศรี “วงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบ Surface Mount” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ (สาขาวิศวกรรมศาสตร์) ครั้งที่ 39, หน้า 272-278.
- [36] U.L.Rohde, C.R.Change and J.Gerber “Design and Optimization of Low-Noise Oscillator Using Nonlinear CAD Tools.” IEEE International Frequency Control Symposium, 1994, pp.548-554.
- [37] “VLB2200” Temex Components, <http://www.temex.com/cn/temex/product/microwave/modules/index.html>
- [38] “ROS-2500”, Minicircuits, <http://www.minicircuits.com/dg03-228.pdf>
- [39] “VCO190-1925T, Varil, <http://www.vari-l.com/products/productdetail.asp?model=VCO190-1925T>
- [40] “Specifications and Measurement of Local Oscillator Noise in Integrated Circuit Base Station Mixers.” Application Note, Maxim Integrated Products, <http://www.maxim-ic.com>
- [41] I. Rosu “Phase Noise in Oscillators.” <http://www.qsl.net/va3iul>
- [42] “Explanation of TCXOs.” Siward, <http://www.siward.com>
- [43] “YIG Tuned Oscillators.” Technology Description, Micro Lambda, Inc., <http://www.microlambdawireless.com/>
- [44] M. A. Khatibzadeh and B. Bayraktaroglu “Low Phase Noise Heterojunction Bipolar Transistor Oscillator.” Electronics Letters, Aug. 1990, vol.26, no.16, pp. 1246-1247.
- [45] “Silicon-Germanium Performance”, <http://www.research.ibm.com/sigetech/index.html>
- [46] J.C. Papp and Y.Y. Koyano “An 8-18 GHz YIG-Tuned FET Oscillator.” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 28, no.7, Jul. 1980, pp.762-767.
- [47] A. A. Sweet. **MIC&MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design**. Artech House, 1990.

- [48] M.W. Medley. **Microwave and RF Circuits : Analysis, Synthesis and Design**. Artech House. 1992.
- [49] R. J. Trew “Octave-Band GaAs FET YIG-Tuned Oscillators.” *Electronics Letters*, vol.13, no.21, Oct. 1977.
- [50] มิ่งขวัญ ธนะชัยพันธ์ และ ทองทศ วานิชศรี “YIG ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 2 GHz สำหรับระบบ WCDMA” การประชุมทางวิชาการมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ (สาขาวิศวกรรมศาสตร์) ครั้งที่ 40, หน้าที่ 115-122.
- [51] “Microsource Microcube™ Series YIG Tuned Oscillators-Model MCO-0207-1” Microsource, Inc. , <http://www.microsource-inc.com/mco0207-01.pdf>
- [52] “MLMB Series YIG Tuned Oscillators PC Board Mount” Micro Lambda Wireless, Inc. , <http://www.microlambdawireless.com/pcbmount1.htm>
- [53] “MC145152-2” Motorola Semiconductor Technical Data.
- [54] G. Nash “Phase-Locked Loop Design Fundamentals.” Application Note AN535, Motorola.
- [55] “Definition of VCO Terms.” Application Note, Mini-Circuits, Inc. , <http://www.minicircuits.com>
- [56] “The strength of silicon germanium.” SiGe Semiconductor, <http://www.sige.com/super/index.html>
- [57] “Silicon Germanium HBT Technology.” Northrop Grumman Corporation, <http://sensor.northgrum.com/essd/atc/pdf/sige-hbt.pdf>
- [58] R. Gotzfried, F. Beisswanger and S. Gerlach “Design of RF Integrated Circuit Using SiGe Bipolar Technology.” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.33, no.9, Sept. 1998, pp.1417-1422.
- [59] H. Schumacher, V. Erben and A. Gruble “Low Noise Performance of SiGe Heterojunction Bipolar Transistors.” *IEEE MTT-S Digest*, 1994, pp. 1167-1170.
- [60] A. Schuppen, H. Dletrich, S. Gerlach, and H. Hohnermann “SiGe-Technology and Components for Mobile Communication Systems.” *IEEE Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technol. Meeting*, 1996, pp. 130-133.
- [61] E. de Foucauld, J.M. Paillot, C.Duvalaud, H. Mokrani, J.C. Nallatamby, M. Prigent and K. Worner “Fully Monolithic SiGe Voltage-Controlled-Oscillators for Wireless Phone Application.” *IEEE MTT-S Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Apr. 2000, pp. 29-32.

- [62] U. Konig "SiGe & GaAs as Competitive Technologies for RF-Applications." IEEE Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technol. Meeting, 1998, pp. 87-92.

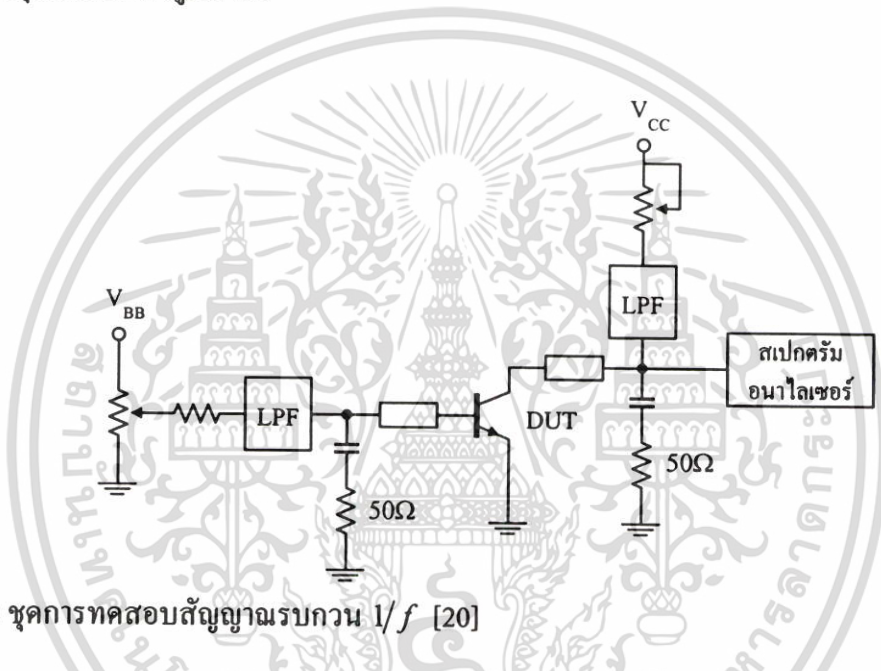


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

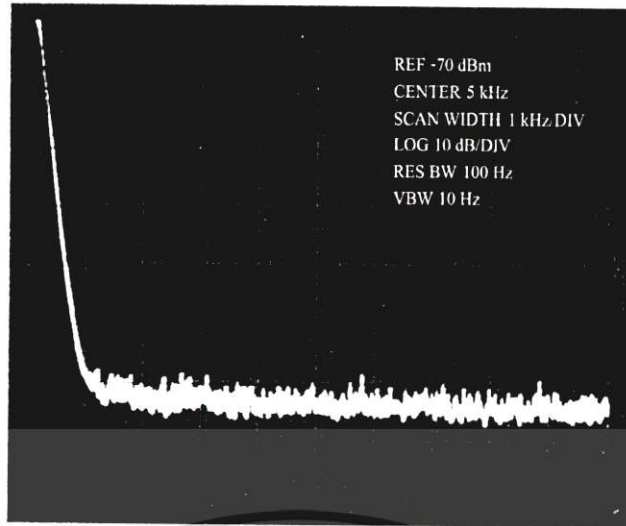
การวัดความถี่หักมุม (Corner frequency) ของสัญญาณรบกวน $1/f$

ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่มีผลต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ มีค่าขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 3 ตัวคือ BFG540W, BC847 และ BFP620 แต่จากคาค่าชี้ทของ บริษัทผู้ผลิตไม่ได้บ่งบอกค่าความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ จึงต้องทำการวัดโดยใช้โครงสร้างของชุดทดสอบดังรูปที่ ก.1

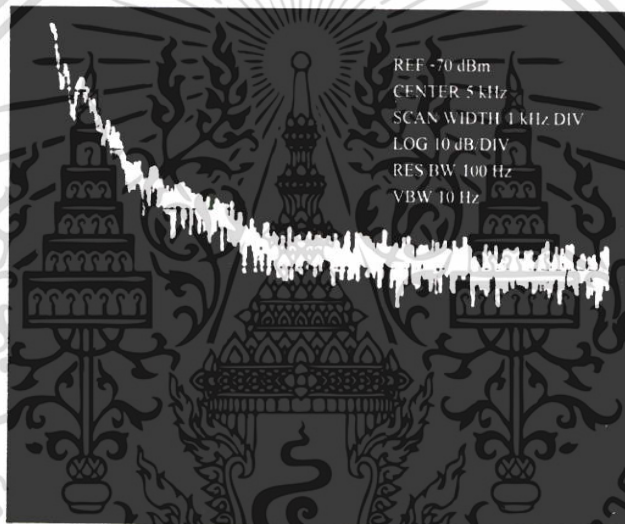


รูปที่ ก.1 ชุดการทดสอบสัญญาณรบกวน $1/f$ [20]

ทำการวัดโดยใช้สเปกตรัมอนาลิเซอร์ความถี่ต่ำ HP8556A เมื่อทำการวัดสเปกตรัมสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540W ที่ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์และ I_C เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ โดยการเปรียบเทียบสเปกตรัมขณะที่ยังไม่ป้อนสัญญาณให้กับสเปกตรัมอนาลิเซอร์ดังในรูปที่ ก.2 ผลการวัดความถี่หักมุมของ BFG540W ได้ผลดังรูปที่ ก.3 โดยมีค่าความถี่หักมุมเท่ากับ 8 kHz



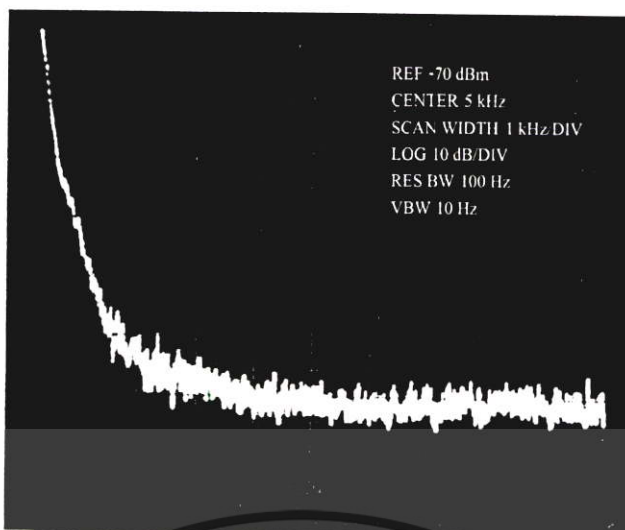
รูปที่ ก.2 สเปกตรัมอ้างอิงขณะที่ยังไม่ป้อนสัญญาณ



รูปที่ ก.3 ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์ BFG540W เท่ากับ 8 kHz

ส่วนรูปที่ ก.4 คือผลการวัดความถี่หักมุมของทรานซิสเตอร์เบอร์ BC847 ที่ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์และ I_C เท่ากับ 1 มิลลิแอมป์ จากรูปความถี่หักมุมมีค่าเท่ากับ 5 kHz และมีระดับของสัญญาณรบกวนที่ต่ำมาก

และเมื่อทำการวัดความถี่หักมุมของทรานซิสเตอร์เบอร์ BFP620 ที่ V_{CE} เท่ากับ 2 โวลต์และ I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมป์ ผลการวัดแสดงในรูปที่ ก.5 พบว่าความถี่หักมุมมีค่าเท่ากับ 6 kHz จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ BFP620 มีความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ต่ำถึงแม้ว่าจะมีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยนสูงถึง 65 GHz



รูปที่ ก.4 ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์ BC847 เท่ากับ 5 kHz



รูปที่ ก.5 ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของทรานซิสเตอร์ BFP620 เท่ากับ 6 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้หลักการของเฟสล็อกลูป (Phase-Locked Loops: PLL) จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ ข.1

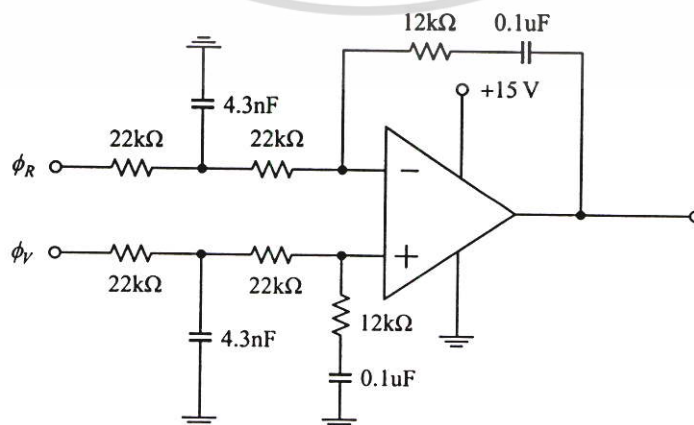


รูปที่ ข.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่

โดยที่เฟสล็อกเตอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ของบริษัทโมโตโรล่า ส่วนวงจรหารใช้ ไอซีเบอร์ MC12054A ของบริษัทเดียวกัน ส่วนที่สำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือการออกแบบ วงจรกรองความถี่หรือลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) โดยการใช้องค์ประกอบใน [53-54] เมื่อกำหนด พารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

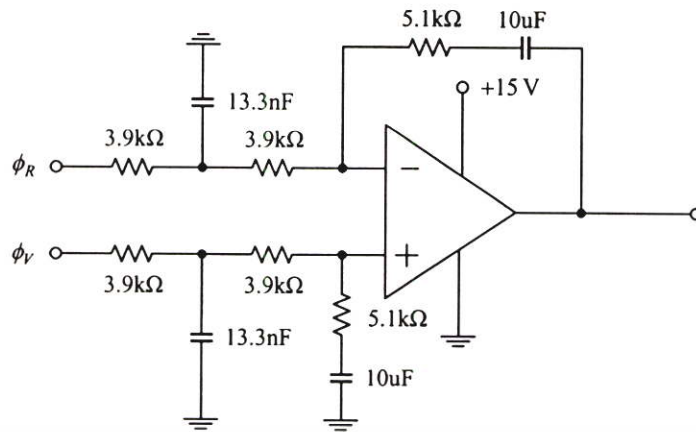
สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมต ให้ $f_s = 50 \text{ kHz}$, $\zeta = 0.8$, $K_p = 0.796$ และ $\omega_n = 1438.5 \text{ rad/s}$ ส่วนวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ กำหนดให้ $f_s = 100 \text{ kHz}$, $\zeta = 0.8$, $K_p = 0.796$ และ $\omega_n = 2876.975 \text{ rad/s}$

จะได้ลูปฟิลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ ข.2 ซึ่งรูปที่ ข.2(ก) คือลูปฟิลเตอร์ที่ใช้ในวงจร สังเคราะห์ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมตในบทที่ 3 และรูปที่ ข.2(ข) คือลูปฟิลเตอร์สำหรับวงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ในบทที่ 4 และใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 และใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 15 โวลต์



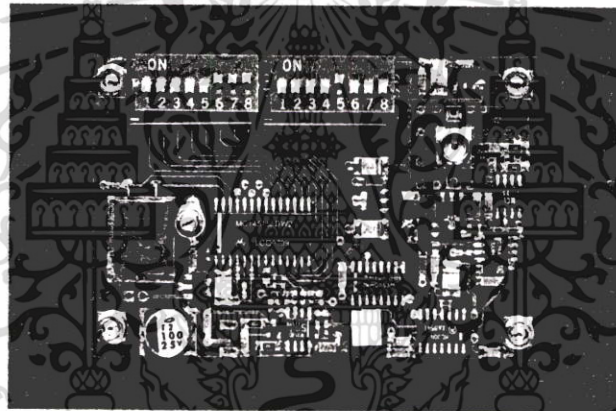
รูปที่ ข.2 ลูปฟิลเตอร์สำหรับ (ก) วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำมาใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการฝ่าฝืน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

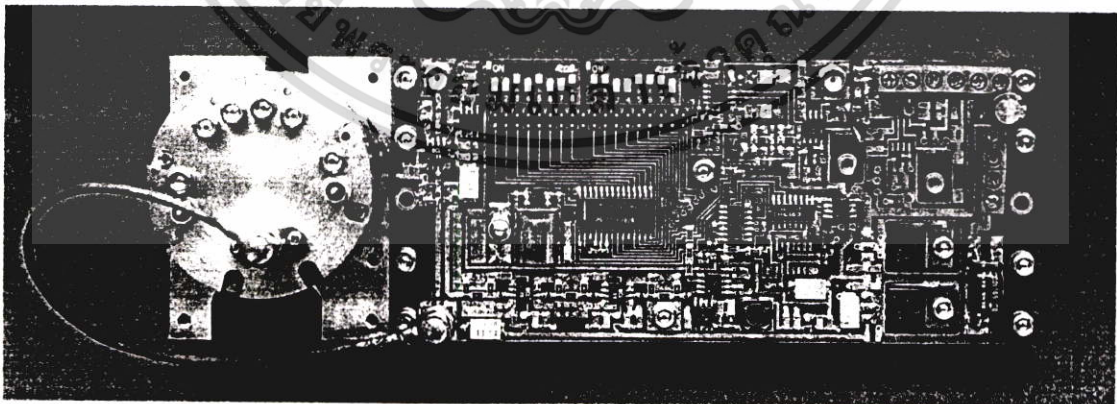


รูปที่ ข.2 กรุปฟิลเตอร์สำหรับ (ข) วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ (ต่อ)

และรูปที่ ข.3 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ประกอบลงบนบอร์ดและวางอุปกรณ์ต่าง ๆ เรียบร้อยแล้ว



(ก)



(ข)

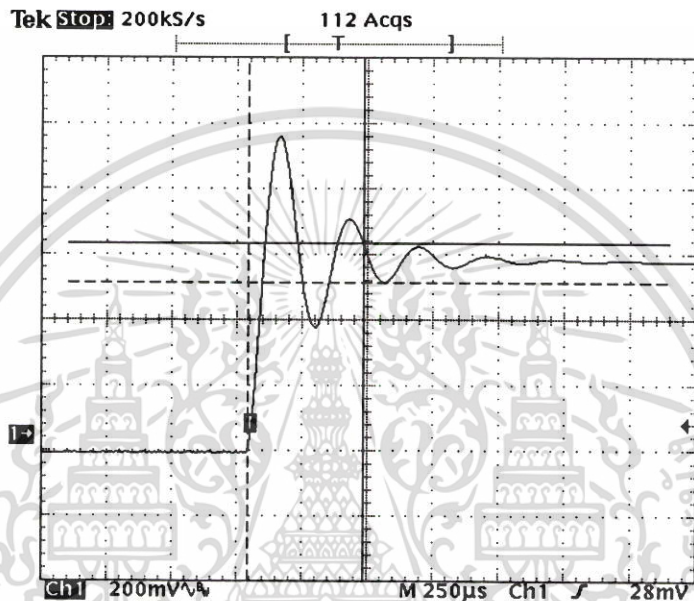
รูปที่ ข.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่สำหรับ

(ก) วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสเมตต์

(ข) วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวัดคุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยการวัดช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time) ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะเข้าที่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนช่วงความถี่ โดยพิจารณาในช่วง 90 เปอร์เซ็นต์ของการเข้าสู่สภาวะเข้าที่ [55] โดยพิจารณาวงจรสังเคราะห์ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบเซอร์เฟสแมต เมื่อเปลี่ยนความถี่ในช่วง 1.92 -1.98 GHz ของระบบ WCDMA ช่วงเวลาเข้าที่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่แสดงในรูปที่ ข.4 จากกราฟเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะเข้าที่เท่ากับ 442 μs



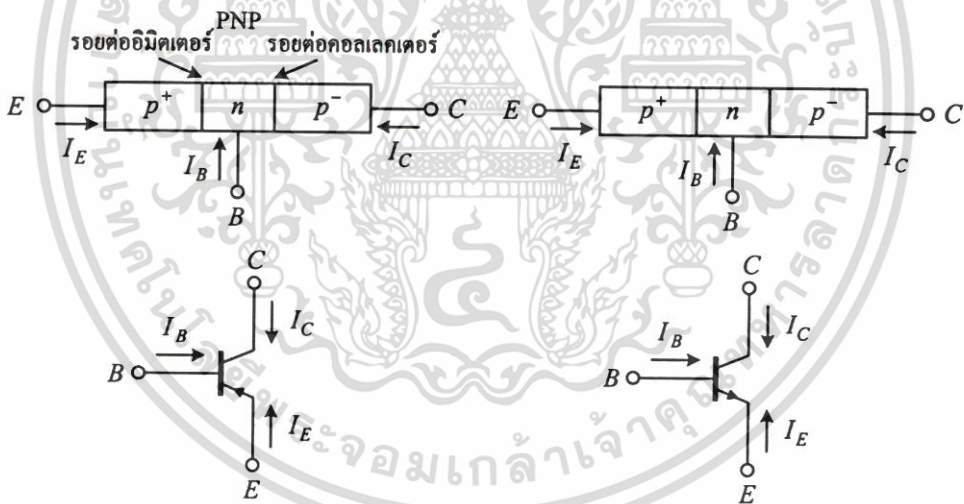
รูปที่ ข.4 ช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time)

ภาคผนวก ค.

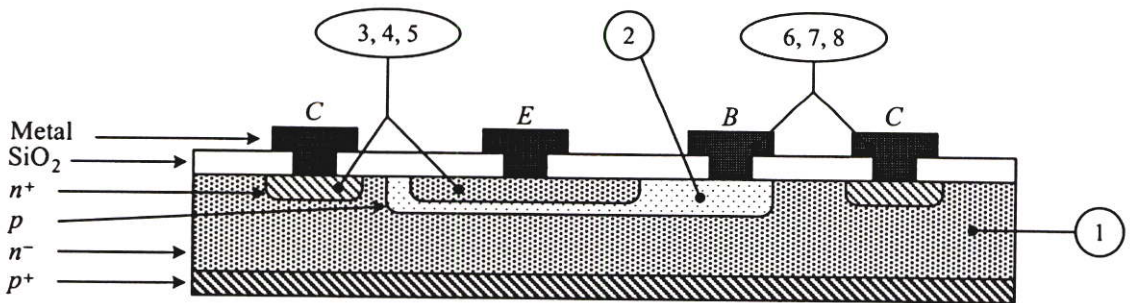
เทคโนโลยีของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (SiGe Transistor)

ค.1 เทคโนโลยีของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

โครงสร้างของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor: BJT) ประกอบด้วยรอยต่อ PN สองตัวต่อหลังกัน มีโครงสร้างได้ 2 แบบคือ แบบ PNP ซึ่งสารกึ่งตัวนำชนิด N ถูกประกบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด P และแบบ NPN โดยสารกึ่งตัวนำชนิด P อยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด N ดังรูปที่ ค.1 ในทางปฏิบัติการสร้างทรานซิสเตอร์สามารถทำได้หลายวิธีเพื่อปรับปรุงคุณลักษณะและเงื่อนไขการสร้างที่ดีที่สุด วิธีการสร้างทรานซิสเตอร์วิธีหนึ่งที่นิยมใช้คือใช้พลาสมาเทคโนโลยี รูปที่ ค.2 แสดงถึงภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ โดยหมายเลขต่าง ๆ ในวงกลมจะหมายถึงลำดับของขั้นตอนในการสร้างทรานซิสเตอร์ และรูปที่ ค.3 แสดงภาพตัดขวางของอุปกรณ์ที่ได้จากขั้นตอนต่าง ๆ

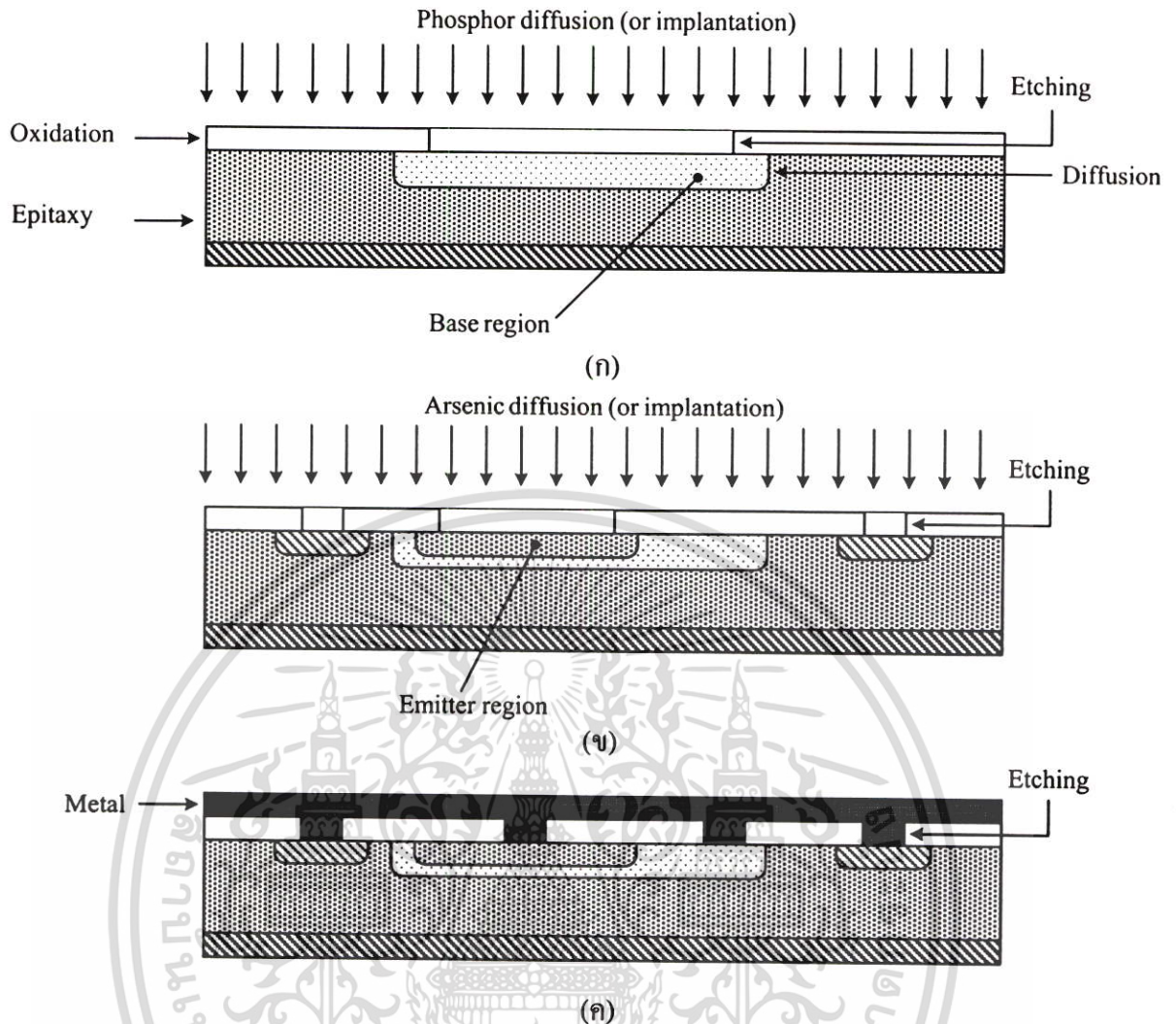


รูปที่ ค.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN



รูปที่ ค.2 ภาพตัดขวางของโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.3 ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ในแต่ละขั้นตอนของการสร้าง

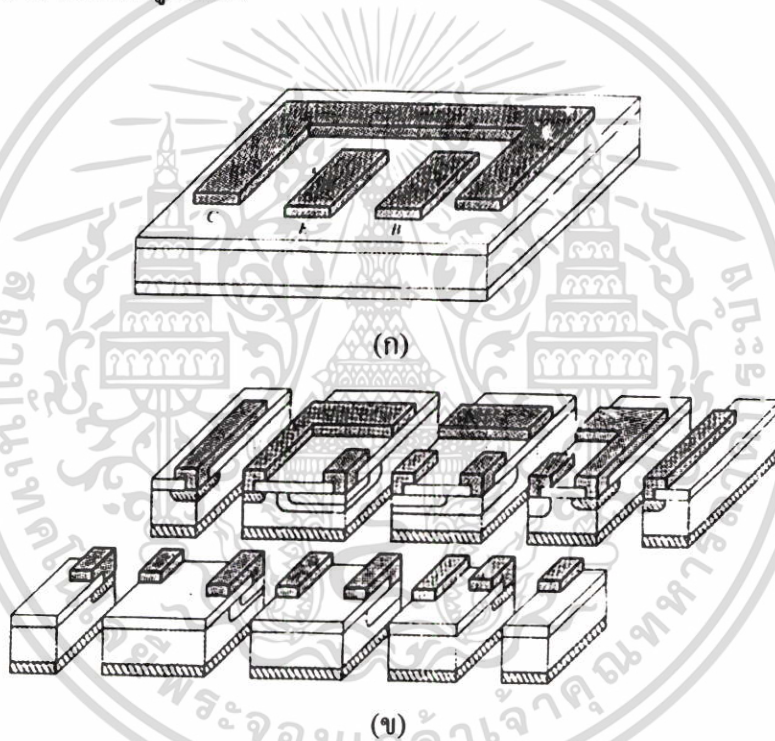
- (ก) หลังจากแพร่ชั้นเบส
- (ข) หลังจากแพร่ชั้นอิมิตเตอร์
- (ค) ผ่านกระบวนการเมทัลไลเซชัน

การสร้างซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ซึ่งเป็นชนิดที่นิยมใช้กันมากเนื่องจากมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าชนิด PNP โดยมีขั้นตอนการสร้างเรียงลำดับดังหมายเลขในรูปที่ ค.2 คือ

1. ชั้นอิพิแทกเซียลของวัสดุชนิด N (โดยปกติจะมีความหนาประมาณ $10 \mu\text{m}$) จะถูกสร้างขึ้นบนเวเฟอร์ p^+ โดยที่ชั้นของสารกึ่งตัวนำชนิด n^- จะใช้เป็นบริเวณคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์
2. ชั้นของฉนวนที่ทำจากสาร SiO_2 จะถูกสร้างขึ้นบนแผ่นเวเฟอร์ ทำการเปิดช่องที่ชั้นของ SiO_2 เพื่อให้สารกึ่งตัวนำชนิด p แพร่เข้าไปยังชั้น n^- ซึ่งชั้นของสารกึ่งตัวนำชนิด p นี้คือบริเวณเบสของทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ ค.3 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ชั้นของ SiO_2 จะถูกสร้างขึ้นมาใหม่อีกครั้ง
4. กำจัดชั้นของ SiO_2 เพื่อให้เกิดช่องที่จะแพร่สารเจือ ทำให้เกิดชั้นของอิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์
5. ชั้นของ n และ $n+$ จะถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่สาร ซึ่งจะกลายเป็นส่วนของอิมิตเตอร์และพื้นที่สัมผัสของคอลเลกเตอร์ ดังในรูปที่ ค.3 (ข)
6. ฉาบด้วยชั้นของ SiO_2 ใหม่อีกครั้ง
7. ชั้นของ SiO_2 ถูกเปิดออกเพื่อเป็นจุดเชื่อมต่อพื้นที่ต่าง ๆ ของโครงสร้าง
8. พื้นที่ผิวทั้งหมดของเวเฟอร์จะผ่านขบวนการเมทัลไลเซชัน (metallization) ดังในรูปที่ ค.3 (ค) และเปิดช่องเพื่อให้ได้โครงสร้างของอิลีกโทรดดังในรูปที่ ค.2 โดยที่โครงสร้าง 3 มิติของทรานซิสเตอร์ที่ได้ แสดงดังรูปที่ ค.4



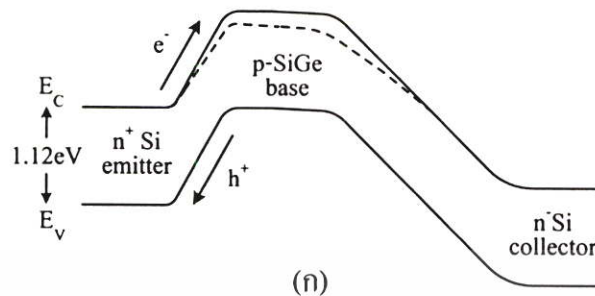
รูปที่ ค.4 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบ 3 มิติ (ก) โครงสร้างภายนอก (ข) โครงสร้างภายใน

ค.2 เทคโนโลยีของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์

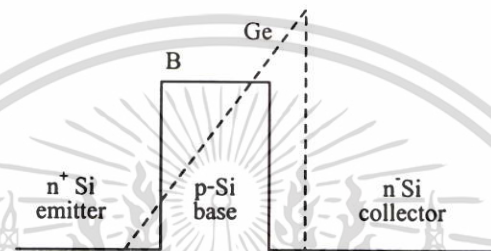
ข้อแตกต่างของทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ คือ มีการเปลี่ยนแปลงช่องว่างแถบพลังงาน (band gap) ของสารกึ่งตัวนำซิลิกอนเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของอุปกรณ์ให้ดีขึ้น ซึ่งโดยปกติแล้วอุปกรณ์ซิลิกอนจะมีช่องว่างแถบพลังงานที่คงที่เท่ากับ 1.12 eV ซึ่งทำให้จำกัดความเร็วของอุปกรณ์เมื่อเปรียบเทียบกับสารกึ่งตัวนำ III-V เช่น แกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) ดังนั้นโดยการเพิ่มเจอร์มาเนียมเข้าไปในชั้นเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงช่องว่างแถบพลังงานเพื่อเพิ่มสมรรถนะของซิลิกอนทรานซิสเตอร์ให้สูงขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องว่างแถบพลังงานที่ถูกแก้ไขแสดงในแผนภาพพลังงานคังรูปที่ ค.5(ก) และรูปที่ ค.5(ข) แสดง การโคปสารเจอร์มาเนียม



(ก)



(ข)

รูปที่ ค.5 ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์

- (ก) แผนภาพแถบพลังงานของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (เส้นทึบ) และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (เส้นประ) ที่ทำการแก้ไขช่องว่างแถบพลังงานให้แคบลง
(ข) การโคปสารเจอร์มาเนียม แสดงโดยเส้นประ

การแก้ไขช่องว่างแถบพลังงานทำให้ได้ซูเปอร์ซาร์จทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานได้ถึงช่วงความถี่ 100 GHz ซึ่งโดยปกติแล้วซิลิกอนทรานซิสเตอร์ทั่วไปจะทำงานได้แค่ 15-25 GHz นอกจากนี้แล้วซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ยังมีอัตราขยายกระแสที่สูง และมีค่าความนำเอาต์พุตที่ดีขึ้นเพื่อใช้งานในด้านอนาล็อก อุปกรณ์ชนิดนี้จึงเหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรอนาล็อกความเร็วสูงสำหรับช่วงความถี่วิทยุและไมโครเวฟ และยังสามารถทำงานได้ดีในขณะที่ใช้กำลังงานต่ำ ซึ่งเป็นข้อดีที่เหมาะสมอย่างมากในงาน โทรศัพท์เคลื่อนที่เนื่องจากสามารถใช้แบตเตอรี่ได้ยาวนานขึ้น อีกทั้งมีคุณลักษณะของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำ และยังมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ชนิดแกลเลียมอาร์เซไนด์หรือซิลิกอนทรานซิสเตอร์ทั่วไป [56-57]

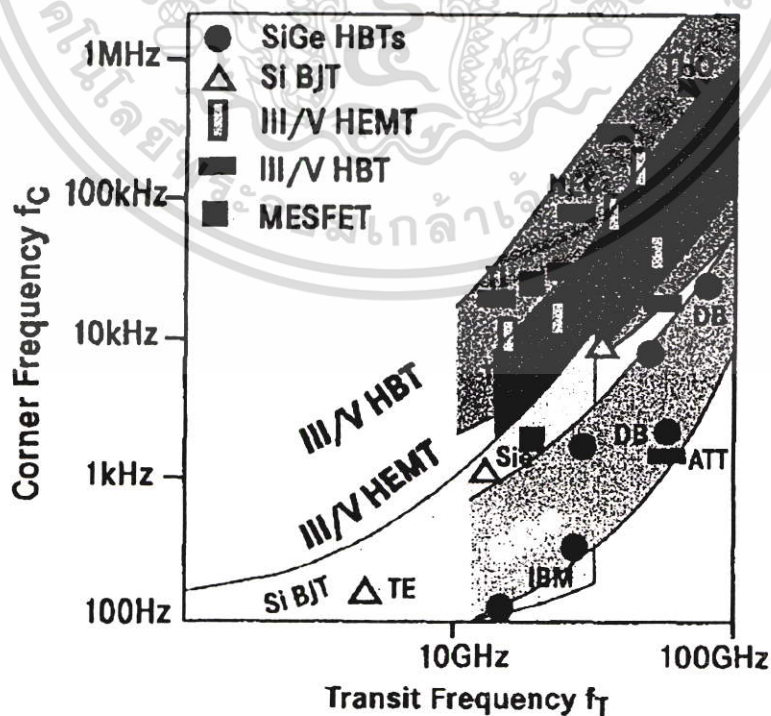
การใช้งานของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์จะเหมือนกับซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั่นคือ ในการออกแบบวงจรต่าง ๆ สามารถใช้วิธีการออกแบบเดียวกันได้ แต่ข้อดีของเทคโนโลยีซิลิกอนเจอร์มาเนียมที่เหนือกว่าซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือ [58-61]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันอินพุต V_{BE} ที่น้อยกว่า ในขณะที่ให้ความหนาแน่นกระแสคอลเลกเตอร์เท่ากัน เนื่องจากความหนาแน่นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามระยะห่างของช่องว่างแถบพลังงานระหว่างอิมิตเตอร์และเบส ซึ่งจะเป็นสัดส่วนตามปริมาณของเจอร์มาเนียมในชั้นเบส เมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แล้วซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์จะใช้แรงดันอินพุต V_{BE} ต่ำกว่าประมาณ 80 mV ซึ่งจะเหมาะสมกับการใช้งานในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่

- ค่าความจุเบส-อิมิตเตอร์ C_{JE} มีค่าลดลง ดังนั้นแม้ในสถานะที่ความหนาแน่นกระแสต่ำ ๆ ก็ยังสามารถใช้งานที่ความเร็วสูงและให้อัตราการขยายที่สูงได้ จึงเหมาะกับการออกแบบที่ต้องการกำลังต่ำ

- สามารถสร้างให้ความถี่ทอพอมีค่าสูงมากกว่า 100 GHz ได้
- ทรานส์คอนดักแตนซ์และความต้านทานเอาต์พุตมีค่าสูง ทำให้ได้อัตราขยายแรงดันที่สูง
- ข้อเสียที่สำคัญของซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือมีแรงดันเบรกควานต่ำ ในขณะที่ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์มีค่าแรงดันเบรกควานสูง
- เนื่องจากมีค่าความถี่หักมุม (Corner frequency) ของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำ จึงเหมาะกับการนำไปสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำ ดังแสดงในรูปที่ ค.6 ซึ่งจะเห็นว่าความถี่หักมุมของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์มีความถี่หักมุมต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบอื่น ๆ ถึงแม้จะมีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยน (f_T) สูงก็ตาม



เอกสารรูปที่ ค.6 การเปรียบเทียบความถี่หักมุมของทรานซิสเตอร์แต่ละชนิด [62] ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

การคำนวณวงจรมแม่เหล็ก

จากวงจรมแม่เหล็กที่ได้ในรูปที่ 4.9 ทำการพันขดลวดเข้ากับขั้วแม่เหล็กทำได้โดยการพันขดลวดเข้ากับแกนดังรูปที่ ง.1 โดยใช้ลวดทองแดง AWG เบอร์ 26 ซึ่งมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง (d) เท่ากับ 0.41 มิลลิเมตร จาก [47] จะได้ว่า

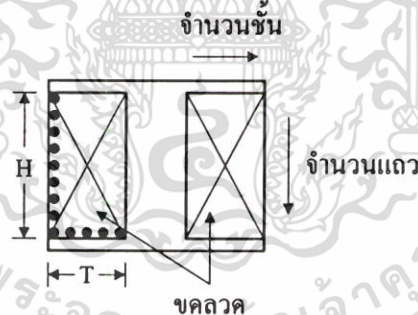
$$\text{จำนวนแถว} = \frac{H}{d} \quad (\text{ง.1})$$

$$\text{จำนวนชั้นของขดลวด} = \frac{T}{d} \quad (\text{ง.2})$$

และ

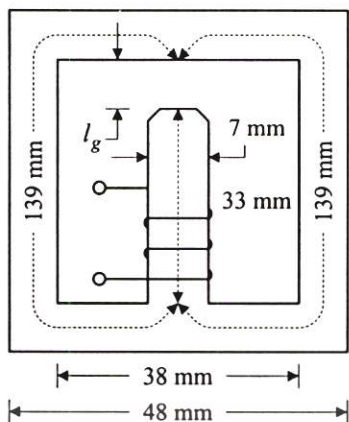
$$\text{จำนวนขดลวด} = \text{จำนวนแถว} \times \text{จำนวนชั้นของขดลวด} \quad (\text{ง.3})$$

เมื่อ H และ T เท่ากับ 20 และ 11 มิลลิเมตร ดังนั้นจะได้ว่าจำนวนขดลวดที่ใช้พันรอบแกนของขั้วแม่เหล็กจะเท่ากับ 1308 รอบ



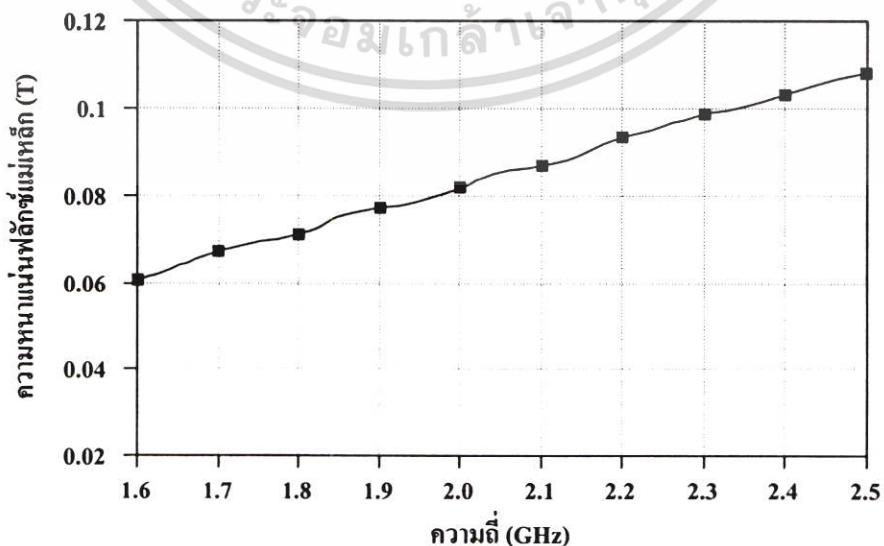
รูปที่ ง.1 แกนขดลวดที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็ก

ทำการคำนวณหากระแสที่ต้องการเพื่อให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ทำให้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์สร้างสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ โดยพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรมแม่เหล็กที่สร้างจากเหล็กอ่อน (Mild Steel) แสดงดังรูปที่ ง.2



รูปที่ ๓.2 โครงสร้างของวงจรแม่เหล็ก

- เมื่อ N คือ จำนวนขดลวด เท่ากับ 1308 รอบ
- l_c คือ ความยาวของแกนกลาง(ขั้วแม่เหล็ก) เท่ากับ 33×10^{-3} m
- A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนกลาง เท่ากับ 3.848×10^{-5} m²
- l_g คือ ความยาวของช่องว่างอากาศ เท่ากับ 5×10^{-3} m
- A_g คือ พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศ
- l_o คือ ความยาวผนังรอบนอก เท่ากับ 139×10^{-3} m
- A_o คือ พื้นที่หน้าตัดของผนังรอบนอก เท่ากับ 675.442×10^{-6} m²
- B คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (Tesla : T)
- H คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (A/m)
- μ_r คือ relative permeability ของเหล็กอ่อน เท่ากับ 2,000
- m.m.f. คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็ก (A)



เอกสารรูปที่ ๓.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG กับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟในรูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของ YIG และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก พบว่าถ้าต้องการให้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 1.8 GHz จะต้องสร้างสนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากับ 0.072 T ให้กับเม็ด YIG ซึ่งวางอยู่ในช่องว่างอากาศระหว่างแกนกลางกับผนังด้านบน

พิจารณาที่ช่องว่างอากาศ

$$B_g = 0.072 \quad \text{T} \quad \text{ดังนั้น} \quad \phi_g = \frac{B_g}{A_g} = \frac{0.072}{3.848 \times 10^{-5}} = 2.772 \times 10^{-6} \quad \text{Wb}$$

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0 \mu_r} = \frac{0.072}{4\pi \times 10^{-7} \times 1} = 57.324 \times 10^3 \quad \text{A/m}$$

$$\text{m.m.f. ของช่องว่างอากาศ} = H_g l_g = (57.324 \times 10^3) \times (5 \times 10^{-3}) = 286.62 \quad \text{A}$$

พิจารณาที่แกนกลาง

$$B_c = 0.072 \quad \text{T}$$

$$H_c = \frac{B_c}{\mu_0 \mu_r} = \frac{0.072}{4\pi \times 10^{-7} \times 2,000} = 28.66 \quad \text{A/m}$$

$$\text{m.m.f. ของแกนกลาง} = H_c l_c = 28.66 \times (33 \times 10^{-3}) = 0.946 \quad \text{A}$$

พิจารณาที่ผนังรอบนอก

$$B_o = \frac{\phi}{A_o} = \frac{2.772 \times 10^{-6}}{675.442 \times 10^{-6}} = 0.004 \quad \text{T}$$

$$H_o = \frac{B_o}{\mu_0 \mu_r} = \frac{0.004}{4\pi \times 10^{-7} \times 2,000} = 1.633 \quad \text{A/m}$$

$$\text{m.m.f. ของผนังรอบนอก} = H_o l_o = 1.633 \times (139 \times 10^{-3}) = 0.227 \quad \text{A}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \text{m.m.f. รวมของวงจร} = 286.62 + 0.946 + 0.227 = 287.793 \quad \text{A}$$

$$\text{และ} \quad \text{กระแสที่ใช้ป้อนให้กับขดลวด} = \frac{\text{m.m.f. รวม}}{N} = 220.025 \quad \text{mA}$$

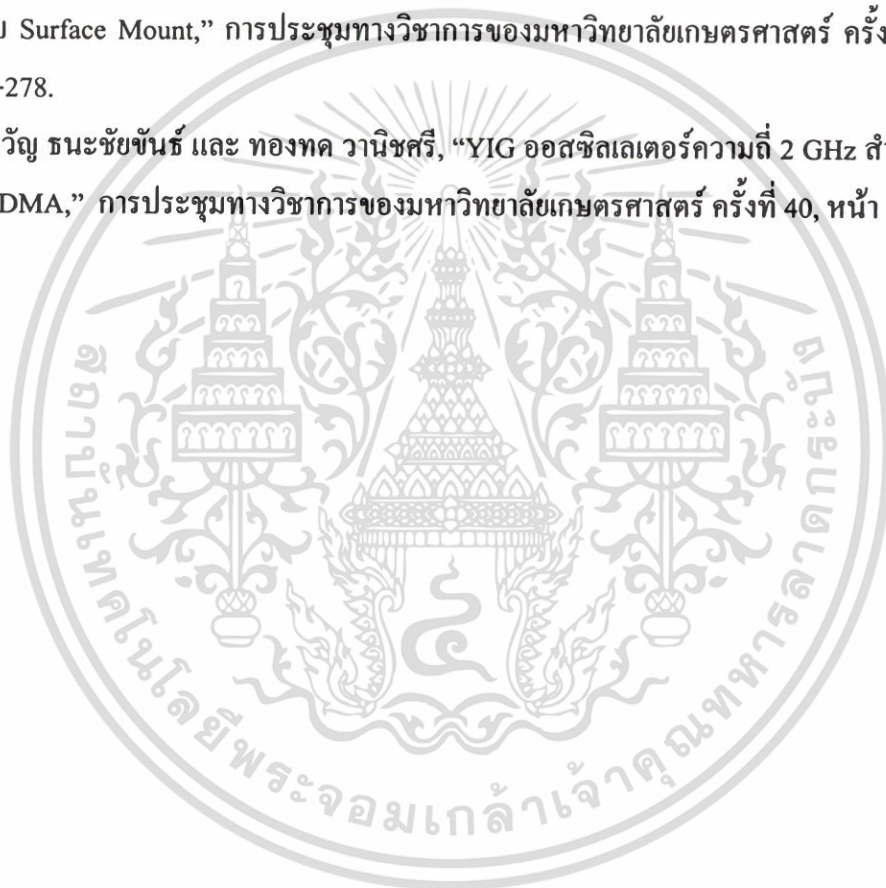
ดังนั้นเมื่อต้องการให้วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 1.8 GHz จะต้องป้อนกระแสให้กับขดลวดเท่ากับ 220.025 mA เพื่อให้มีความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากับ 0.072 T และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ 2.5 GHz พบว่าวงจรต้องการความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากับ 0.108 T และโดยใช้การคำนวณข้างต้นพบว่าต้องป้อนกระแสให้กับขดลวดของวงจรแม่เหล็กเท่ากับ 330.038 mA วงจรจึงจะสามารถให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการได้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวมิ่งขวัญ ณะชัยขันธุ์ เกิดเมื่อวันที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2519 ที่จังหวัดเชียงราย สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปีการศึกษา 2540

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

1. มิ่งขวัญ ณะชัยขันธุ์ และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบ Surface Mount,” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39, หน้า 272-278.
2. มิ่งขวัญ ณะชัยขันธุ์ และ ทองทศ วานิชศรี, “YIG ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 2 GHz สำหรับระบบ WCDMA,” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 40, หน้า 115-122.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้