3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WIMAX

3.5 GHz WIMAX BASE STATION RF FRONT END

ดนัลภาพย์ พูลทรัพย์

DANAPAB PULLSAB

ลิขสิทธิ์เป็นของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-255

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WiMAX

3.5 GHz WiMAX BASE STATION RF FRONT END

ดนัยภาพย์ พูลทรัพย์

DANAIPAB PULLSAB

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 82850
วัน,เดือน,ปี 25 ก.ค. 2551

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 GHz WiMAX BASE STATION RF FRONT END

DANAIPAB PULLSAB

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-010-255

เอกสารนี้สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ 3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WiMAX

3.5 GHz WiMAX Base Station RF Front End

นักศึกษา นายดนัยภาพย์ พูลทรัพย์

รหัสประจำตัว 47061013

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.ทองทด วานิชศรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	
รศ.ดร.ประยุทธ	อัครเอกฒาลิน	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	
ผศ.ดร.ทองทด	วานิชศรี	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ 13 พฤษภาคม 2551 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 4 ชั้น 5 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 26 **เดือน** พฤษภาคม **พ.ศ.** 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WiMAX
นักศึกษา	นาย ดนัยภาพย์ พูลทรัพย์
รหัสประจำตัว	47061013
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. ทองทด วานิชศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอถึงวิธีการออกแบบและสร้างวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) สำหรับสถานีฐานในย่านความถี่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ใช้เทคนิคการมอดูเลชั่นแบบ OFDM 256 คลื่นพาห์ (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) วงจรส่วนหน้าของภาครับประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ วงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรมิกเซอร์ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ระบบของภาครับเป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรดายน์

จากผลการทดลองสามารถคำนวณค่านอยส์ฟลิกเกอร์ของระบบเครื่องรับน้อยกว่า 3.71 dB อัตราขยายมากกว่า 58 dB ไดนามิกเรนจ์มากกว่า 46 dB ความไวของสัญญาณน้อยกว่า -118 dBm แรงดันไฟฟ้า 12 โวลต์ กระแส 1.3 แอมป์ ที่อุณหภูมิ 45 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	3.5 GHz WiMAX BASE STATION RF FRONT END
Student	Mr. Danaipab Pullsab
Student ID.	47061013
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assistant Prof.Dr. Tongtod Vanisri

ABSTRACT

This thesis proposes a design and implementation of an RF front-end for the receiver of WiMAX base station which operated in 3.4 to 3.6 GHz frequency range. The WiMAX receiver uses OFDM technique which is based on 256 carriers and modulated from BPSK to 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation). The proposed receiver part will compose of the RF front-end incorporated with a balanced low noise amplifier, frequency synthesizer, mixer, bandpass filter and lowpass filter. The receiver part employs superheterodyne architecture.

From the measured results, the noise figure of the RF front-end can be calculated. The results show that Noise Figure less than 3.71 dB, Gain more than 58 dB, Dynamic Range more than 46 dB and Sensitivity less than -118 dBm have been achieved using 12 V Supply Voltage, 1.3 A Supply Current and at the temperature stability of 45 Degree Celsius.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและการช่วยเหลือทางด้านการออกแบบและการสร้างวงจร 3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WiMAX จากท่าน ผศ.ดร.ทองทด วานิชศรี ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ของวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกทราบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ พี่ชาย น้องชายของข้าพเจ้า และท่านเหล่านี้คือ พี่แจ็ค พี่นะ ปุ๊ก เก๋ และ อาจารย์หทัยชนก วานิชศรี สำหรับการดูแล สนับสนุน ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์ และสิ่งที่สำคัญที่สุดคือขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เลี้ยงดูข้าพเจ้ามาจนถึงบัดนี้ บุญคุณนี้ข้าพเจ้าจะไม่มีวันลืมตลอดชีวิต

ดนัยภาพย์ พูลทรัพย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ V

สารบัญตาราง VIII

สารบัญรูป IX

เอกสารอ้างอิง 101

ภาคผนวก 106

ประวัติผู้เขียน 119

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 กล่าวนำ 1

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ 3

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ 3

บทที่ 2 เครื่องรับระบบ WiMAX 5

2.1 กล่าวนำ 5

2.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ WiMAX 5

2.2.1 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 6

2.2.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 6

2.2.2.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 6

2.2.2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 7

2.2.2.3 วงจรพรีสเกลเลอร์ 7

2.2.2.4 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ 7

2.2.2.5 วงจรลูปฟิลเตอร์ 7

2.2.3 วงจรมิกเซอร์ 7

2.2.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 8

2.3 ระบบเครื่องรับ 10

2.4 ความถี่เงา 11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5 ระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่น 12

2.6 ฟลิกเกอร์นอยส์ 13

2.7 นอยส์ฟลิกเกอร์ 14

2.8 จุด 1 dB เกนคอมเพรสชั่น 14

2.9 จุดอินเตอร์มอดูเลชั่นลำดับที่ 3 (IP3: third-order intercept point) 15

2.10 ความไวของเครื่องรับ 16

2.11 ไดนามิคเรนจ์ 17

บทที่ 3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 18

3.1 บทนำ 18

3.2 นอยส์ฟลิกเกอร์ (Noise Figure) 18

3.3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 19

3.4 การออกแบบวงจร 20

3.4.1 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles) 21

3.5 การทดลองและผลการทดลอง 30

3.6 สรุป 33

บทที่ 4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 34

4.1 กล่าวนำ 34

4.2 เงื่อนไขของการออสซิลเลต 34

4.2.1 ความต้านทานลบจากทรานซิสเตอร์ 35

4.2.2 ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์ 37

4.3 วงจรเรโซเนเตอร์ 38

4.4 วาแรกเตอร์ไดโอด 39

4.5 สัญญาณรบกวนทางเฟส 40

4.6 เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวน 45

4.7 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ 48

4.7.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ 48

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ... ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.8 ผลจำลองการทำงาน 51

4.9 ผลการทดลอง 57

4.9.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 57

4.9.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 59

4.9.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 60

4.9.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 63

4.10 สรุป 66

บทที่ 5 วงจรมิกเซอร์ 67

5.1 บทนำ 67

5.2 ทฤษฎีไดโอดมิกเซอร์ 67

5.3 ค่าการสูญเสียแปลงผัน 68

5.4 นอยส์ฟลิกเกอร์ 69

5.5 ค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต 69

5.6 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรควอเดรเจอร์ไฮบริดคัปเปลอร์ 70

5.7 การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์ 71

5.8 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ 73

5.9 สรุป 77

บทที่ 6 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 78

6.1 กล่าวนำ 78

6.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ 78

6.2.1 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ 80

6.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ 83

6.2.3 วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ 84

6.2.4 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง 88

6.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 90

6.3.1 การออกแบบวงจร 90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.3.2 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง 93

6.4 สรุป 95

บทที่ 7 คุณสมบัติของวงจรส่วนหน้าและสรุปผลการทดลอง 96

7.1 กล่าวนำ 96

7.2 นอยส์แฟกเตอร์ (Noise Factor) 97

7.3 วงจร IF Amplifier 98

7.4 สรุปผลการทดลอง 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ หน้า

2.1 พารามิเตอร์โครงข่ายไร้สายแบบต่างๆ 8

2.2 มาตรฐาน IEEE 802.16 8

2.3 Sample link budgets for a WiMAX system 9

2.4 ข้อมูลเครื่องรับระบบ WiMAX 10

4.1 ผลจำลองการทำงานวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 54

4.2 ผลจำลองการทำงานวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 56

4.3 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 66

5.1 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ 69

5.2 อิมพิแดนซ์ของสายส่งของวงจรไฮบริดคัปเปลอร์แบบกรอบบรานช์ไลน์ 1 ชุด 72

6.1 ค่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ แบบเชฟบีเชฟ สำหรับคลื่นกระเพื่อม 0.01 dB 91

6.2 ผลการวัดวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 95

7.1 คุณสมบัติของวงจรทั้งหมดที่สร้างขึ้นจริงในวิทยานิพนธ์นี้ 98

7.2 คุณสมบัติของวงจรรวม 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องรับระบบ WiMAX 6

2.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสัญญาณอินพุตทางอุดมคติ 10

2.3 สัญญาณอินพุตที่มีกำลังอ่อนและสัญญาณรบกวนข้างเคียงกำลังสูง 11

2.4 ปัญหาความถี่เงา 11

2.5 ผลของความถี่เงาสำหรับความถี่กลางค่าสูงและต่ำ 12

2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่น 13

2.7 ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชั่นของความถี่ 14

2.8 การหาค่าจุด 1 dB compression 15

2.9 การหาค่า IIP3 จากการทดสอบ two-tone 16

2.10 นิยามค่าไดนามิคเรนจ์พารามิเตอร์ 17

3.1 โครงสร้างของวงจรขยายแบบบาลานซ์ 19

3.2 ไบอัสทรานซิสเตอร์ระหว่าง I_C กับ V_{BE} 23

3.3 ผลการป้อนกลับต่อ S_{11}^* และ Γ_{OPT} 24

3.4 ผลจำลองการทำงาน S-Parameters ของวงจรชุดเดียว 24

3.5 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 25

3.6 ผลจำลองการทำงาน S Parameters ของวงจรขยายสองชุด 26

3.7 ผลจำลองการทำงานนอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรขยายสองชุด 26

3.8 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 27

3.9 ผลจำลองการทำงาน S Parameters ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 28

3.10 ผลจำลองการทำงานนอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 28

3.11 ผลการวัดวงจรคัปเปลอร์ทางขนาด 29

3.12 ผลการวัดวงจรคัปเปลอร์ทางเฟส 29

3.13 ลายวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 30

3.14 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 30

3.15 ผลการวัดS Parameters ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 31

3.16 ผลการวัด two-tone IMD ที่กำลังเอาต์พุตเป็น 0 dB_m 31

3.17 ผลการวัด two-tone IMD ที่กำลังเอาต์พุตเป็น +3 dB_m 32

เอกสารนี้เป็นกรรมสิทธิ์ของผู้เขียน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ทั้งนี้ ต้องได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.18 ผลการวัด two-tone IMD ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ 33

4.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์ 34

4.2 อินพุตอิมพิแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ 35

4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ 2 พอร์ต 37

4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ (ก) วงจรคอมมอนเบส (ข) วงจรคอมมอนซอร์ส 38

4.5 วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด 40

4.6 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ 43

4.7 โมเดลสัญญาณรบกวนของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ 45

4.8 วงจรป้อนกลับแบบลบลดผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวน 46

4.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูป 47

4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ 49

4.11 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ และ แกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต 50

4.12 อินพุตอิมพิแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 51

4.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 52

4.14 จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนเวลาที่ความถี่ 393.5 MHz 53

4.15 จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนความถี่ที่ความถี่ 393.5 MHz 53

4.16 ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 MHz 54

4.17 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 55

4.18 จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนเวลาที่ความถี่ 3.83 GHz 55

4.19 จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนความถี่ที่ความถี่ 3.83 GHz 56

4.20 ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.83 GHz 57

4.21 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 57

4.22 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 58

4.23 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 58

4.24 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 57

เอกสารนี้ ... ไม่ว่ากรณีใดๆ ... ทั้งหมดหรือแก้ไขดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.25 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 58

4.26 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 60

4.27 ลายทองแดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 60

4.28 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 61

4.29 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -130 dBc/Hz @ 100 kHz 61

4.31 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 62

4.32 ผลการวัดเฟสนอยส์วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ 63

4.33 ลายวงจรพิมพ์สังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 63

4.34 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 64

4.35 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -108 dBc/Hz @ 100 kHz 64

4.36 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -128 dBc/Hz @ 1 MHz 65

4.37 ผลการวัดเฟสนอยส์วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ 65

5.1 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรเชื่อมต่อไฮบริดชนิดควอเดรเจอร์ 70

5.2 วงจรเชื่อมต่อไฮบริด 70

5.3 วงจรเชื่อมต่อไฮบริดโครงสร้างแบบกรอบบรานซ์ไลน์ 71

5.4 ผลจำลองการทำงานวงจรไฮบริดจ์คัปเปลอร์แบบ 90 องศา 72

5.5 ลายทองแดงของวงจรมิกเซอร์ 73

5.6 วงจรมิกเซอร์ 73

5.7 ผลการวัด S-Parameters วงจรคัปเปลอร์ 74

5.8 ผลการวัดค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 380 เมกกะเฮิรตซ์ ของวงจรมิกเซอร์ 74

5.9 ผลการวัดไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF และ RF กับ IF ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ 75

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.10 ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF ของวงจรมิกเซอร์ความถี่ 3.5 กิกะเฮริตซ์ 75

5.11 ผลการวัดค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ 76

5.12 ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF ที่ความถี่กลาง 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ 76

5.13 ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF ที่ความถี่กลาง 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ 77

6.1 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ 79

6.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมสูงมาก 79

6.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ 80

6.4 คอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด 82

6.5 โครงข่าย S เมตริกซ์ของคอมไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด 82

6.6 ส่วนของช่องเปิดในท่อนำคลื่น 82

6.7 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ค) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ 83

6.8 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น 85

6.9 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ 85

6.10 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล 86

6.11 ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ 88

6.12 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ 88

6.13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ 89

6.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ที่สร้างขึ้นจริง 89

6.15 ผลการวัดวงจรกรองความผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ 90

6.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ 93

6.18 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ 93

6.19 ผลการวัดS Parameters วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ มีค่า Insertion Loss < 1.1 dB ค่า Return Loss > 15 dB 94

เอกสารนี้ ... ไม่ว่ากรณี ... การนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

6.19 ผลการวัดS Parameters วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ มีค่า Insertion Loss < 1.1 dB ค่า Return Loss > 15 dB 94

6.20 วงจร SAW Filter ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ 94

6.21 ผลการวัดวงจร SAW Filter ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ 95

7.1 วงจรเครื่องรับทั้งหมดที่ประกอบเข้าด้วยกัน 97

7.2 วงจร IF Amplifier 99

7.3 การคำนวณนอยส์ฟลิกเกอร์และอัตราขยายของเครื่องรับ 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 กล่าวนำ

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) หรือมาตรฐาน IEEE 802.16 คือเทคโนโลยีไร้สายความเร็วสูงล่าสุด ที่คาดว่าจะถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในอนาคตอันใกล้ ต่อมามีการออกมาตราฐานเป็น IEEE 802.16a ซึ่งได้รับอนุมัติออกมาเมื่อเดือนมกราคม 2004 โดยสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ หรือ IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) มีรัศมีทำการ 30 ไมล์ (ประมาณ 48 กิโลเมตร) และมีความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุด 75 เมกะบิตต่อวินาที (Mbps) กว้างกว่า 10 เท่าและเร็วกว่า 30 เท่าเทียบกับ 3G

คุณสมบัติเด่นของ IEEE 802.16a คือความสามารถในการส่งสัญญาณจากจุดเดียวไปยังหลายจุด (Point-to-Multipoint) ได้พร้อมกัน, รองรับการทำงานแบบ Non-Line-of-Sight คือทำงานได้แม้มีสิ่งกีดขวาง เช่น ต้นไม้หรืออาคาร และเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อผู้ให้บริการบรอดแบนด์ในการขยายพื้นที่ให้บริการ มาตรฐาน IEEE 802.16a จะทำงานบนความถี่ย่าน 2-11 กิกะเฮิรตซ์ (GHz) และสามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์มาตรฐานชนิดอื่นๆ ที่ออกมาก่อนหน้านี้ได้

WiMAX คือการนำมาตรฐานใหม่ที่เป็น IEEE 802.16 มาใช้มาตรฐานดังกล่าวนี้ใช้ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ในการทำให้การบริการข้อมูลไร้สายให้มีความสามารถสูงสุด หลักการของเทคโนโลยี OFDM นี้ก็คือการนำคลื่นความถี่วิทยุเล็กๆ (sub-carrier) มาใช้ให้เกิดประโยชน์สูงสุด โดยการนำคลื่นความถี่วิทยุต่ำๆ (ระดับ kHz) มาจัดสรรให้แก่ผู้ใช้ตามข้อกำหนดคลื่นความถี่วิทยุ การที่เราสามารถนำคลื่นความถี่วิทยุที่มีอยู่ทั้งหมดมาใช้ประโยชน์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นเช่นนี้ทำให้เครือข่าย OFDM มีประโยชน์มหาศาล และมีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่งสำหรับการเชื่อมต่อข้อมูลความเร็วสูงสำหรับผู้ใช้ทั้งที่อยู่ภายในสถานที่และนอกสถานที่ ปัจจุบันเครือข่ายไร้สาย Wireless Wide Area Network หรือ WWAN ที่อิงเทคโนโลยี OFDM ล้วนแต่เป็นมาตรฐานชนิด IEEE 802.16 ทั้งสิ้น

IEEE 802.16 เป็นมาตรฐานสำหรับการใช้งานแบบโครงข่ายไร้สายในเมืองหรือ Wireless Metropolitan Area Network (Wireless MAN) ซึ่งได้รับการปรับปรุงจากมาตรฐาน IEEE 802.11 ทั้งในรายละเอียดของชั้นกายภาพ (Physical Layer: PHY-Layer) และชั้นควบคุมการเข้าใช้ตัวกลาง (Medium Access Control Layer: MAC-Layer) โดยมาตรฐานนี้จะสามารถทำการเชื่อมต่อกับโครงข่ายเดิม เช่น Ethernet หรือ WLAN และยังสามารถส่งถ่ายข้อมูลแบบอินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงจากสถานีฐานไปยังย่านธุรกิจ ที่พักอาศัย หรือจุดชุมชนได้

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IEEE 802.16 นั้น ได้เริ่มมีการพัฒนามาตั้งแต่ปี 2001 ซึ่งมีการใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 กิกะเฮิรตซ์ ต่อมา IEEE 802.16a ก็ได้รับการรับรองมาตรฐานในเดือนมกราคม 2003 สำหรับการใช้งานที่ความถี่ 2-11 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีคุณสมบัติเด่นที่ได้รับการแก้ไขจากมาตรฐาน 802.16 เดิม คือคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบที่ไม่อยู่ในระดับสายตา (Non-Line-of-Sight: NLOS) รวมทั้งคุณสมบัติการทำงานเมื่อมีสิ่งกีดขวาง อาทิเช่น ต้นไม้ อาคาร ฯลฯ นอกจากนี้ IEEE 802.16a ยังช่วยให้เราสามารถขยายเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงได้อย่างกว้างขวางด้วยรัศมีทำการที่ไกลถึง 31 ไมล์ (ประมาณ 49.6 กิโลเมตร) และอัตราการความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 Mbps ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวทำให้ 802.16a สามารถรองรับการเชื่อมต่อของบริษัทที่ใช้สายประเภท ทีl (T1-type) กว่า 60 ราย และการเชื่อมต่อแบบ DSL ตามบ้านอีกหลายร้อยครัวเรือนได้พร้อมกันโดยไม่เกิดปัญหาในการใช้งานทั้งนี้ประโยชน์ที่เด่นชัดที่สุดอย่างหนึ่งของ WiMAX ก็เห็นจะเป็นความสามารถในการเข้าถึงพื้นที่ที่เข้าถึงได้ยาก นอกจากนั้นแล้วสถานีฐาน (Base Station) ยังสามารถพิจารณาความเหมาะสมในระหว่าง ความเร็ว และระยะทางได้อีกการใช้เทคนิคในแบบ 64 QAM (Quadarature Amplitude Modulation) ไม่สามารถรองรับการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพได้ การเปลี่ยนไปใช้ 16 QAM หรือ QPSK (Quadarature Phase Shift Keying) ซึ่งจะช่วยเพิ่มระยะทางการในการสื่อสาร ให้มากขึ้นได้โดย WiMAX จะเป็นหนึ่งในเทคโนโลยีที่เข้ามาช่วยขยายเครือข่ายอินเทอร์เน็ตสู่พื้นที่ห่างไกลที่บริการดีเอสแอล (DSL) และบริการเชื่อมต่อผ่านสายเคเบิลที่ไม่สามารถเข้าถึงได้ อีกทั้งยังใช้งบประมาณในการลงทุนที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับการติดตั้งระบบบรอดแบนด์แบบใช้สายอย่างโครงข่ายใยแก้วนำแสงที่ต้องมีการลากสาย และติดตั้งท่อร้อยสายใต้ดินด้วยเหตุนี้ WiMAX จึงถือเป็นทางเลือกใหม่ในการใช้แถบความถี่กว้างความเร็วสูงในราคาประหยัดขึ้น

ในส่วนของประเทศไทยนั้น การนำเทคโนโลยี WiMAX มาใช้งานอาจจะต้องประสบกับปัญหาเรื่องของข้อกฎหมายที่เกี่ยวกับคลื่นความถี่ที่ต้องมีการขออนุญาตใช้งานจากคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กทช) ในขณะที่ปัจจุบันกระบวนการคัดสรร กทช. ยังไม่สามารถหาข้อสรุปได้ อย่างไรก็ดี การที่เทคโนโลยี WiMAX สามารถใช้งานได้หลายคลื่นความถี่ ก็อาจช่วยให้เราสามารถนำเทคโนโลยีนี้มาให้บริการบนคลื่นความถี่ที่ได้รับอนุญาตแล้ว ได้แก่ ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นคลื่นความถี่สาธารณะ แต่การใช้งานดังกล่าวจะต้องไม่ไปรบกวนอุปกรณ์อื่นที่ใช้คลื่นความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกันจนก่อให้เกิดปัญหาได้

แม้ในวันนี้ WiMAX จะเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่คนทั่วไปยังไม่รู้จักอย่างแพร่หลาย แต่คงไม่เสียหายอะไรหากผู้ที่เกี่ยวข้องจะเริ่มหันมาศึกษารายละเอียดของเทคโนโลยีนี้อย่างจริงจัง ทั้งนี้ WiMAX ถือว่าเป็นทางเลือกหนึ่งที่จะเข้ามาช่วยตอบสนองความต้องการใช้งานอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงซึ่งมีแนวโน้มเติบโตอย่างรวดเร็วได้เป็นอย่างดี และหากเรามองถึงประโยชน์ของการขยายเครือข่ายแถบความถี่กว้างให้เข้าถึงพื้นที่ที่ห่างไกลแล้ว ผลประโยชน์ก็จะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ทุกคน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จะมีโอกาสได้ใช้เครือข่ายสื่อสารความเร็วสูงอย่างเท่าเทียมกัน และเชื่อได้ว่าในอนาคตอันใกล้นี้เราจะได้สัมผัสกับเทคโนโลยี WiMAX อย่างแพร่หลายเช่นเดียวกับที่ Wi-Fi ประสบความสำเร็จอยู่ในปัจจุบัน [1]

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำขึ้นโดยมีจุดประสงค์ เพื่อนำเสนอขั้นตอนการออกแบบและการสร้างวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานในระบบ WiMAX ช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งระบบของเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ คือ ระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรดายน์ วงจรเครื่องรับสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยวงจรหลักทั้งสิ้น 4 วงจร ได้แก่ ก) วงจรขยายสัญญารบกวนต่ำแบบบาลานซ์ ข) วงจรสังเคราะห์ความถี่ ค) วงจรมิกเซอร์ ง) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ วงจรเครื่องรับสำหรับสถานีฐานที่สร้างขึ้นแม้มีขนาดใหญ่ แต่มีความสามารถในการทำงานที่ดี และยังสามารถผลิตขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีภายในประเทศทั้งสิ้น ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์หวังเป็นอย่างยิ่งว่าผลงานอันเกิดจากการค้นคว้าวิจัย และพัฒนานี้จะเป็นจุดเริ่มต้นสำหรับนักวิจัยท่านอื่นต่อการค้นคว้าและพัฒนาเครื่องรับสำหรับสถานีฐานให้มีคุณภาพที่ดียิ่งๆขึ้นไปในอนาคต

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

เพื่อความเข้าใจที่ดีและเป็นระบบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบทรวมทั้งสิ้นจำนวน 8 บท โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึง ความสำคัญ ประวัติความเป็นมาของระบบไร้สาย WiMAX วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์และรายละเอียดภายในวิทยานิพนธ์ ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจและแสดงให้เห็นถึงภาพรวมของวงจรเครื่องรับที่ต้องการนำเสนอในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง โครงสร้าง มาตรฐาน ข้อกำหนดต่างๆ และบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานในระบบ WiMAX วงจรเครื่องรับสำหรับสถานีฐาน นี้ถูกออกแบบขึ้นโดยใช้โครงสร้างของเครื่องรับ ในระบบระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรดายน์

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎี หลักการทำงาน การออกแบบ การสร้าง และผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ ซึ่งสามารถให้อัตราขยายสูง การสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตสูง และสัญญาณรบกวนต่ำ เพื่อให้สัญญาณรบกวนทั้งระบบต่ำ

บทที่ 4 กล่าวถึง ทฤษฎี หลักการทำงาน การออกแบบ การสร้าง และผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปซึ่งสามารถตั้งค่าความถี่ด้วยวิธีการทางดิจิตอล นอกจากนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้นยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีคุณสมบัติของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนทางเฟสต่ำเพื่อการประยุกต์ใช้เป็นเครื่องกำเนิดความถี่หรือใช้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องได้

บทที่ 5 กล่าวถึง วงจรมิกเซอร์ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์ การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์ และผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์

บทที่ 6 กล่าวถึง ทฤษฎี การออกแบบ การสร้าง และผลการทดลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งสามารถเกิดการสูญเสียต่ำกว่า 0.7 dB การสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า 24 dB ทำให้วงจรทนกำลังงานได้สูง และได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ดี

บทที่ 7 กล่าวถึง คุณสมบัติรวมของวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX ความถี่ 3.4-3.6 กิกะเฮิรตซ์ ที่ออกแบบและสร้างขึ้นได้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 8 กล่าวถึง การสรุปผลการดำเนินงานต่างๆที่ผ่านมา รวมทั้งปัญหาที่พบของวงจรต่างๆที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้น นอกจากนั้นยังให้ข้อเสนอแนะในการพัฒนาวงจรเครื่องรับสำหรับสถานีฐานในลำดับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
เครื่องรับระบบ WiMAX

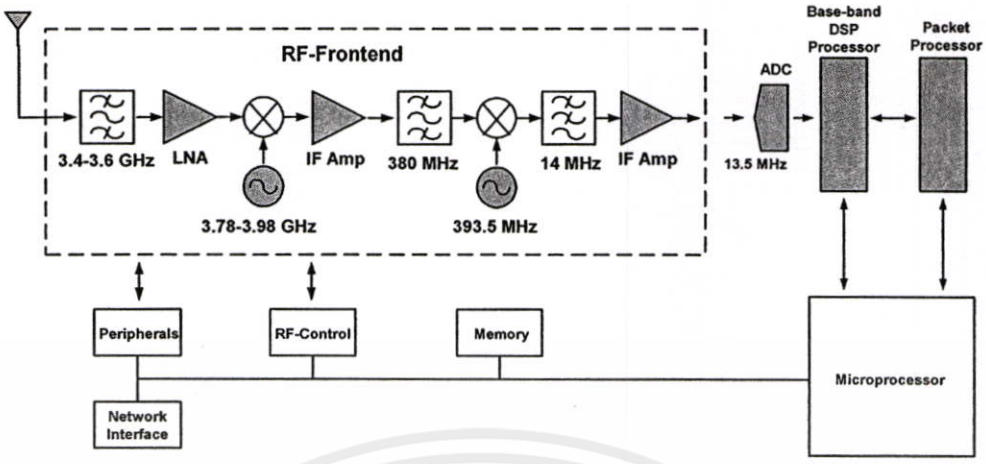
2.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายเข้ามามีบทบาทต่อการดำเนินชีวิตของผู้บริโภคเป็นอย่างมาก ซึ่งส่งผลให้การสื่อสารในรูปแบบเดิมๆ ที่ใช้สายสัญญาณเริ่มถูกแทนที่ด้วยเทคโนโลยีไร้สายรูปแบบใหม่ๆ ไม่ว่าจะเป็นโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งเข้ามาแทนที่โทรศัพท์พื้นฐานด้วยอัตราการเติบโตอย่างรวดเร็วตลอด 2-3 ปี ที่ผ่านมา ขณะเดียวกันเทคโนโลยีการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์ในระบบเครือข่ายท้องถิ่น (Local Area Network: LAN) ซึ่งใช้กันอยู่ทั่วไปในองค์กรหรือสถาบันต่างๆ ก็ถูกท้าทายด้วยเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายที่กำลังได้รับความนิยมในปัจจุบันอย่าง Wireless LAN ไม่ว่าจะเป็นในมาตรฐาน IEEE 802.11a 802.11b หรือ 802.11g อย่างไรก็ดีหากเราได้ทำการศึกษารายละเอียดของเทคโนโลยี Wireless LAN อย่างจริงจังแล้วก็จะพบว่า Wireless LAN นั้นยังมีข้อจำกัดในการใช้งานอยู่หลายประการ ทั้งในแง่ของประสิทธิภาพการใช้งานในที่โล่งจำนวนผู้ใช้งาน แบนด์วิดธ์ รวมถึงข้อจำกัดในเรื่องของระยะทาง ด้วยเหตุนี้บริษัทเทคโนโลยีชั้นนำอย่าง Nokia, Intel, Proxim, Airspan Networks, Agilent, Intracom, Huges Network, Fujitsu Microelectronics และ Alvairon ฯลฯ จึงได้ทำการจัดตั้งกลุ่ม WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ขึ้น เพื่อร่วมกันพัฒนาและกำหนดมาตรฐานกลางของเทคโนโลยีไร้สายความเร็วสูงหรือไวร์เลสบรอดแบนด์ใหม่ "IEEE 802.16" รวมถึงการทำหน้าที่ทดสอบและออกใบรับรองให้แก่อุปกรณ์ที่ใช้มาตรฐานไร้สายระบบใหม่ ทั้งนี้มาตรฐาน IEEE 802.16 จะถูกเรียกกันโดยทั่วไปว่า WiMAX เช่นเดียวกับที่ IEEE 802.11 เคยได้รับการรู้จักในชื่อ Wi-Fi มาแล้ว พารามิเตอร์เปรียบเทียบโครงข่ายไร้สายแบบต่างๆดังตารางที่ 2.1

2.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ WiMAX

ในระบบเครื่องรับ WiMAX ประกอบไปด้วยการทำงานในส่วนของเบสแบนด์และการทำงานในภาคความถี่วิทยุ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรเฉพาะในส่วนของภาคความถี่วิทยุเท่านั้น โดยแสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องรับระบบ WiMAX

2.2.1 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ ปกติแล้วสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศมีขนาดของสัญญาณต่ำมาก จึงต้องใช้วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นโดยไม่ทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแย่ลง ใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบบาลานซ์ร่วมกับการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม ซึ่งวงจรที่ออกแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น Silicon Germanium (SiGe) วงจรมีอัตราการขยาย 21 ± 1 dB ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ 1.5 dB ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตดีกว่า 25 dB และ 15 dB ตามลำดับ, ค่า P_{1dB} มีค่าประมาณ 3 dBm และค่าเอาต์พุต IP3 มีค่า 8 dBm ที่ช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์

2.2.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอลโดยผลิตความถี่ช่วง 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจรมิกเซอร์ พบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 393.6 เมกกะเฮิรตซ์ วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -93 dBc/Hz –116 dBc/Hz และ –130dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 10 kHz 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ และที่ความถี่เอาต์พุต 3.83 กิกะเฮิรตซ์ วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -85 dBc/Hz –108 dBc/Hz และ –128 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 10 kHz 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ ซึ่งวงจรสังเคราะห์ความถี่มีองค์ประกอบภายในดังนี้

2.2.2.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่ 12.8 เมกะเฮิรตซ์ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมโดยใช้คริสตอลเป็นตัวเรโซแนนซ์ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต่ำวงจรออสซิลเลเตอร์จะอยู่ภายในไอซีเบอร์ PE3336 ทำงานได้โดยต่อ คริสตอลจากภายนอก

2.2.2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุมเพื่อใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปโดยต้องการล็อคความถี่ช่วง 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ วงจรที่ออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพล่าร์เบอร์ BFP-420

2.2.2.3 วงจรพรีสเกลเลอร์ ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ PE3336 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 3 กิกะเฮิรตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบหาร 4 ได้ โดยใช้พรีสเกลเลอร์ใช้เบอร์ HMC-433

2.2.2.4 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณโดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมไฟฟ้า

2.2.2.5 วงจรลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟสามารถกำหนดค่า ξ (damping factor) และ ω_n (natural frequency) ได้จากค่าองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางดีซีและเอซี โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางดีซี เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม

2.2.3 วงจรมิกเซอร์ กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาเป็น f_{RF} ซึ่งสัญญาณความถี่วิทยุนี้จะถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์ซึ่งปกติการแปลงความถี่นี้มักจะมีมากกว่า 1 ภาค เนื่องจากถ้าสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาซึ่งมีความถี่ประมาณ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งถ้าแปลงความถี่โดยตรงไปที่สัญญาณเบสแบนด์เลย เครื่องรับจะมีราคาสูงมากเนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติสูง สัญญาณวิทยุที่ถูกคูณเข้ากับสัญญาณโลคอลความถี่ f_{LO} จะได้ผลคูณเป็นสัญญาณความถี่กลาง f_{IF} เมื่อ $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ ซึ่งที่ความถี่นี้สามารถใช้วงจรกรองเลือกช่องสัญญาณที่มีค่า Q สูงมากได้ และส่วนของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติก็จะมีราคาถูกลง วงจรมิกเซอร์ทำหน้าแปลงความถี่สัญญาณวิทยุมาที่สัญญาณความถี่กลาง โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วง 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ เป็นสัญญาณความถี่กลาง 13.5 เมกะเฮิรตซ์ ใช้โครงสร้างวงจรมิกเซอร์แบบแบบบรานซ์ไลน์ชอต์ตกีไดโอดเบอร์ HSMS-282C ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์ โดยป้อนค่าความถี่ RF อินพุต ตั้งแต่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ด้วยขนาดสัญญาณ -

เอกสารนี้ ... ไม่ว่ากรณี ...

10 dBm และทำการปรับค่าความถี่โลคอล ขนาดสัญญาณ +10 dBm โดยความถี่โลคอลเท่ากับ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ IF ที่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่ามีค่าความสูญเสียแปลงผันประมาณ 9 dB ในย่านความถี่ที่ใช้งาน ค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF และ RF กับ IF -19 dB และพอร์ต RF กับ IF -28 dB และค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF เท่ากับ -12 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

2.2.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนนอกแบนด์ไม่ให้เข้ามาในระบบเครื่องรับ ใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบคอมบ์ไลน์ มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 ตัว การใส่แทรก (Insertion Loss) ดีกว่า 0.7 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 24 dB ตลอดช่วงความถี่ ผลการวัดวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านความถี่ตัดผ่าน 14 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกดีกว่า 1.1 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 15 dB ตลอดช่วงความถี่

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์โครงข่ายไร้สายแบบต่างๆ [2]

ชื่อ	มาตราฐาน	อัตราการรับ-ส่งข้อมูล	ระยะทางสูงสุด	ความถี่ (กิกะเฮิรตซ์)
RFID	EPC 1.0 –ISO 10536 และ ISO 14443	106 Kbps	3 m	-
Bluetooth	IEEE 802.15.1	2 Mbps	100 m	2.4
UWB	IEEE 802.15.3	Up to 50 Mbps	10 m	-
Zigbee	IEEE 802.15.4	250 kbps	10 m	2.4
Zigbee	IEEE 802.15.4a	20 kbps	75 m	0.9
Wi-Fi	IEEE 802.11b	11 Mbps	100 m	2.4
Wi-Fi	IEEE 802.11a	54 Mbps	30 m	5.5
Wi-Fi	IEEE 802.11g	54 Mbps	100 m	2.4
Wi-Fi	IEEE 802.11n	320 Mbps	30 m	2.4, 5.5
WiMAX	IEEE 802.16d	70 Mbps	50 km	2.5, 3.5, 5.8
MBWA	IEEE 802.20	1 Mbps	100 m	น้อยกว่า 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 มาตรฐาน IEEE 802.16 [1]

	802.16	802.16a/HiperMAN	802.16e
แถบความถี่	10-66 GHz	< 11 GHz	< 6 GHz
เงื่อนไขช่องสัญญาณ	Line of Sight only	Non line of Sight	Non line of Sight
อัตราเร็ว	32-134 Mbps เมื่อแบนวิดธ์เท่ากับ 28 MHz	75 Mbps เมื่อแบนวิดธ์เท่ากับ 20 MHz	15 Mbps เมื่อแบนวิดธ์เท่ากับ 5 MHz
มอดูเลชั่น	QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM 256 carriers, QPSK, 16QAM,64QAM	OFDM 256 carriers, QPSK, 16QAM,64QAM
ช่องสัญญาณแบนวิดธ์	20, 25, 28 MHz	1.25, 1.75, 3.5, 5, 7, 10, 14, 20 MHz	1.25, 1.75, 3.5, 5, 7, 10, 14, 20 MHz
ระยะทาง	2-5 km.	7-10 km. สูงสุด 50 km.	2-5 km.

ตารางที่ 2.3 Sample link budgets for a WiMAX system [1]

Parameter	Mobile Handheld in Outdoor Scenario		Fix Destop in Indoor Scenario	
	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink
Power amplifier output power	43 dB_m	27 dB_m	43 dB_m	27 dB_m
Number of tx antennas	2	1	2	1
Power amplifier backoff	0 dB_m	0 dB_m	0 dB_m	0 dB_m
Tx antenna gain	18 dB_i	0 dB_i	18 dB_i	0 dB_i
Transmitter losses	3 dB	0 dB	3 dB	0 dB
Effective isotropic radiated power	61 dB_m	27 dB_m	61 dB_m	33 dB_m
Channel bandwidth	10 MHz	10 MHz	10 MHz	10 MHz
Number of subchannels	16	16	16	16
Receiver noise level	-104 dB_m	-104 dB_m	-104 dB_m	-104 dB_m
Receiver noise figure	8 dB	4 dB	8 dB	4 dB
Required SNR	0.8 dB	1.8 dB	0.8 dB	1.8 dB
Macro diversity gain	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB

เอกสารนี้ สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของผลงานทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 Sample link budgets for a WiMAX system (ต่อ)

Subchannelization gain	0 dB	12 dB	0 dB	12 dB
Data rate per subchannel (kbps)	151.2	34.6	151.2	34.6
Receiver sensitivity (dB_m)	-95.2	-110.2	-95.2	-110.2
Receiver antenna gain	0 dB_i	18 dB_i	6 dB_i	18 dB_i
System gain	156.2 dB	155.2 dB	162.2 dB	161.2 dB
Shadow-fade margin	10 dB	10 dB	10 dB	10 dB
Link margin	146.2 dB	145.2 dB	142.2 dB	141.2 dB
Coverage range	1.06 km	1.06 km	0.81 km	0.81 km

ตารางที่ 2.4 ข้อมูลเครื่องรับระบบ WiMAX [3-5]

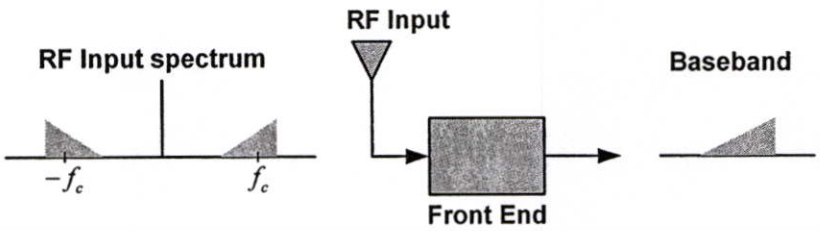
RX Frequency band	3399-3431 MHz
TX Frequency band	3499-3531 MHz
RX Noise Figure	< 5 dB
Frequency Synthesizer Phase Noise @ 10 kHz Phase Noise @ 100 kHz	 < -95 dBc/Hz < -115 dBc/Hz
Frequency Stability	<1 ppm
Low Noise Amplifier S_{21} S_{11} S_{22} NF	 > 17 dB < -14 dB < -14 dB < 1.5 dB
RF Filter Insertion Loss	 <1.5 dB

2.3 ระบบเครื่องรับ

อุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารไร้สายคือเครื่องรับ ซึ่งใช้รับสัญญาณขาเข้าและส่งข้อมูลที่ต้องการออกมา เนื่องจาก FCC (Federal Communication Commission) กำหนดให้สัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่งใช้แถบความถี่ที่กำหนดซึ่งมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่

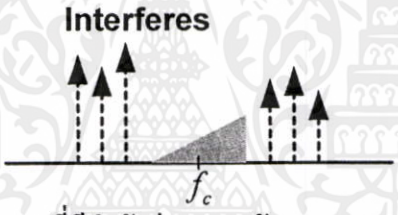
เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่ว่ากรณี...

ต้องการ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็นรูปแบบการรับสัญญาณทางอุดมคติ วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับจะแปลงสัญญาณขาเข้าจากความถี่คลื่นพาห์ (f_c) ไปเป็นสัญญาณเบสแบนด์



รูปที่ 2.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสัญญาณอินพุตทางอุดมคติ

ในสภาพแวดล้อมจริงของระบบการสื่อสารไร้สาย สัญญาณที่รับมาได้จะแตกต่างจากสัญญาณในอุดมคติ สัญญาณที่มาถึงเครื่องรับจะมีกำลังอ่อนมากเนื่องจากถูกลดทอนโดยสิ่งกีดขวางระหว่างเส้นทางของการส่งสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ นอกจากนี้สัญญาณที่รับเข้ามายังรวมไปถึงสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือสัญญาณรบกวนซึ่งมักจะมีระดับกำลังงานมากกว่าสัญญาณที่ต้องการดังแสดงในรูปที่ 2.3

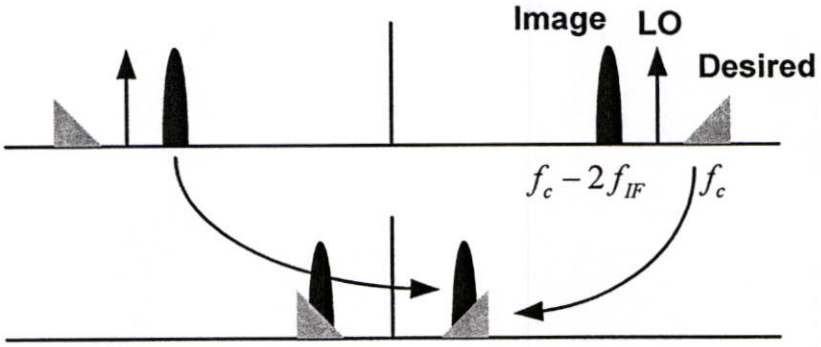


รูปที่ 2.3 สัญญาณอินพุตที่มีกำลังอ่อนและสัญญาณรบกวนข้างเคียงกำลังสูง

2.4 ความถี่เงา

การเลือกค่าความถี่กลางของระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรดายน์จะส่งผลโดยตรงต่อปัญหาความถี่เงา ในรูปที่ 2.4 สัญญาณข่าวสารที่ต้องการอยู่กึ่งกลางของความถี่คลื่นพาห์ f_c ซึ่งจะถูกแปลงไปที่ความถี่กลาง f_{IF} โดยสัญญาณโลคอลที่อยู่ที่ความถี่ $f_c - f_{IF}$ แต่สัญญาณที่อยู่กึ่งกลางของความถี่เงา $f_c - 2f_{IF}$ ก็เป็นความถี่ที่จะถูกแปลงไปที่ f_{IF} ด้วยเหมือนกัน และสัญญาณความถี่เงามักจะมีกำลังงานแรงกว่าสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นสัญญาณความถี่เงาจะต้องถูกลดทอนก่อนที่จะผ่านกระบวนการแปลงความถี่

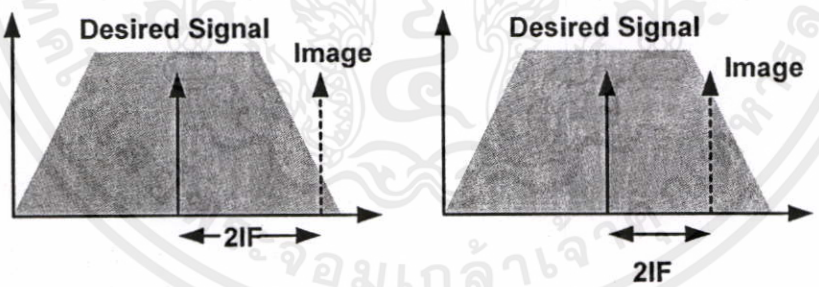
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 ปัญหาความถี่เงา

การเลือก f_{IF} ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเซรามิคโดยทั่วไป ค่าการลดทอนของมันจะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่อยู่ห่างจากความถี่กึ่งกลาง f_0 มากขึ้น ดังนั้นในการที่จะให้สัญญาณความถี่เงามีค่าลดลงก็ควรจะเลือกค่าความถี่กลางที่มีค่าสูงซึ่งจะทำให้สัญญาณความถี่เงาอยู่ห่างจากความถี่กึ่งกลางของวงจร กรองผ่านแถบความถี่มากขึ้น แต่ความถี่กลางที่มีค่าสูงก็จะทำให้การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กลางและวงจรขยายที่ความถี่กลางมีความยุ่งยากมากขึ้นดังที่แสดงในรูปที่ 2.5 ดังนั้นในการที่จะเลือกความถี่กลางจึงควรพิจารณาจาก

1. ความถี่กลางที่มีค่าสูง จะได้การลดทอนของความถี่เงาจาก IR ฟิลเตอร์สูงสุด
2. ความถี่กลางที่มีค่าต่ำ ความต้องการคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรขยายที่ความถี่กลางลดลง



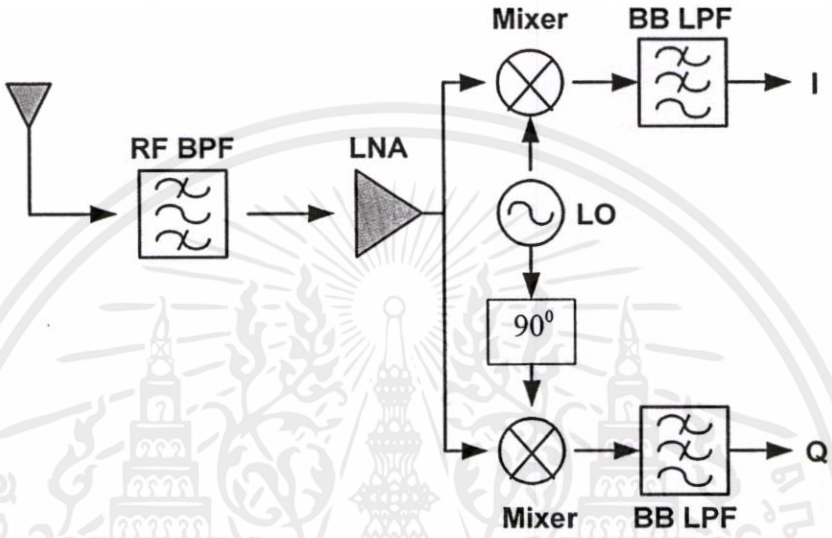
รูปที่ 2.5 ผลของความถี่เงาสำหรับความถี่กลางค่าสูงและต่ำ

2.5 ระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่น

ระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่นจะแปลงสัญญาณที่รับเข้ามาไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรง (ความถี่กลางเท่ากับศูนย์) ดังนั้นไม่จำเป็นต้องใช้วงจร IR ฟิลเตอร์ บล็อกไดอะแกรมของระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่นแสดงดังรูปที่ 2.6 สัญญาณความถี่วิทยุที่ปรากฏอยู่ที่สายอากาศจะถูกกรองและถูกขยายก่อนที่จะถูกแปลงความถี่ไปที่สัญญาณเบสแบนด์ การแปลงความถี่ทำได้โดยใช้วงจรมิกเซอร์ 2 วงจรและโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่คลื่นพาห์ สัญญาณเบสแบนด์ I และ Q จะถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายและถูกกรองด้วยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำก่อนที่จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล เนื่องจากสัญญาณความถี่วิทยุถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรงดังนั้นโครงสร้างระบบแบบนี้จึงไม่ต้องมีวงจรที่ความถี่กลางและไม่เกิดปัญหาความถี่เงาขึ้น นอกจากนี้วงจรทั้งหมดยกเว้นสายอากาศและวงจร กรองผ่านแถบความถี่วิทยุสามารถทำเป็นวงจรรวมได้ [7-8] แต่โครงสร้างระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่นจะมีปัญหาดีซีออฟเซตและฟลิกเกอร์นอยส์เกิดขึ้น



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่น

2.6 ฟลิกเกอร์นอยส์

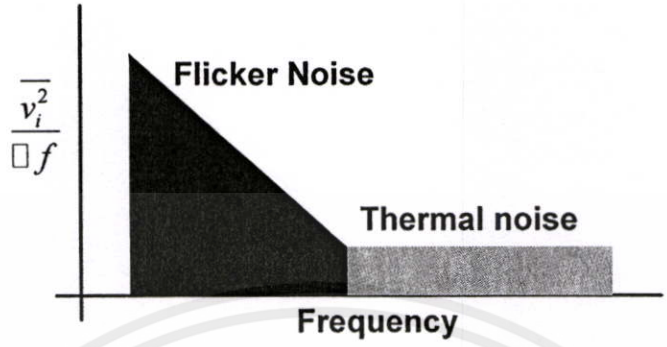
ฟลิกเกอร์นอยส์หรือ 1/f นอยส์จะทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับระบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่นมีคุณสมบัติแย่ลง ความหนาแน่นกำลังงานของโวลต์เตจนอยส์ทางอินพุตของทรานซิสเตอร์แบบ MOS ประกอบด้วยส่วนของฟลิกเกอร์นอยส์ซึ่งเป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน [10]

$$\frac{v_i^2}{\Delta f} = \frac{K_f}{WLC_{ox}f} + 4kT\frac{2}{3g_m} \tag{2.5}$$

ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชั่นของความถี่แสดงดังรูปที่ 2.8 สำหรับความถี่สูง องค์ประกอบสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะมีค่ามาก แต่ที่ความถี่ต่ำองค์ประกอบฟลิกเกอร์นอยส์จะมีค่ามากกว่า ในความเป็นจริงแล้วเนื่องจากความหนาแน่นกำลังงานของฟลิกเกอร์นอยส์เป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่ ฟลิกเกอร์นอยส์จะมีค่ามากเมื่อความถี่ใกล้ดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณที่ต้องการคือสัญญาณที่ถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรงดังนั้น ฟลิกเกอร์นอยส์จึงเป็นปัญหาเฉพาะระบบแบบไดเร็กคอนเวอร์ชั่น



รูปที่ 2.7 ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชั่นของความถี่

2.7 นอยส์ฟลิกเกอร์

ตามนิยามของ IEEE นอยส์แฟกเตอร์ (F) เป็นค่าอัตราส่วนของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทั้งหมดต่อกำลังงานสัญญาณรบกวนที่อินพุต เมื่อค่านอยส์แฟกเตอร์อยู่ในหน่วย dB จะเรียกเป็นค่านอยส์ฟลิกเกอร์ ค่านอยส์ฟลิกเกอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ลดลงเมื่อผ่านวงจรต่างๆ เนื่องจากได้รวมค่าสัญญาณรบกวนของวงจรต่างๆเข้าไปด้วยดังสมการที่ (2.6)

$$NF = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \tag{2.6}$$

เมื่อ S และ N แทนกำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ส่วน i และ o แทนอินพุตและเอาต์พุตของวงจร

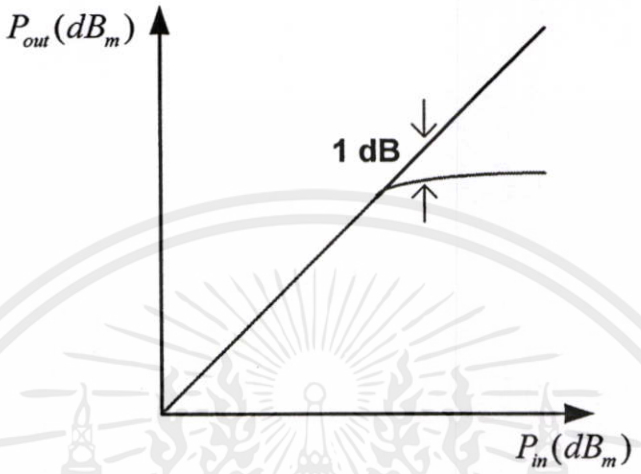
2.8 จุด 1 dB เกนคอมเพรสชั่น

จุด 1 dB เกนคอมเพรสชั่น เป็นจุดที่ระดับสัญญาณอินพุตมีค่าอัตราขยายลดลงเท่ากับ 1 dB ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ให้ค่า $A_2 = 0$ ในสมการที่ (2.8) และคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (2.8) ที่มีค่าลดลง 1 dB เมื่อเทียบกับอัตราขยาย a_1

$$20\log a_1 - 1\text{dB} = 20\log\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3 A_{-1\text{dB}}^2\right) \tag{2.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A^2_{-1\text{dB}} = \sqrt{0.145\frac{|a_1|}{|a_3|}} \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.8 การหาค่าจุด 1 dB compression

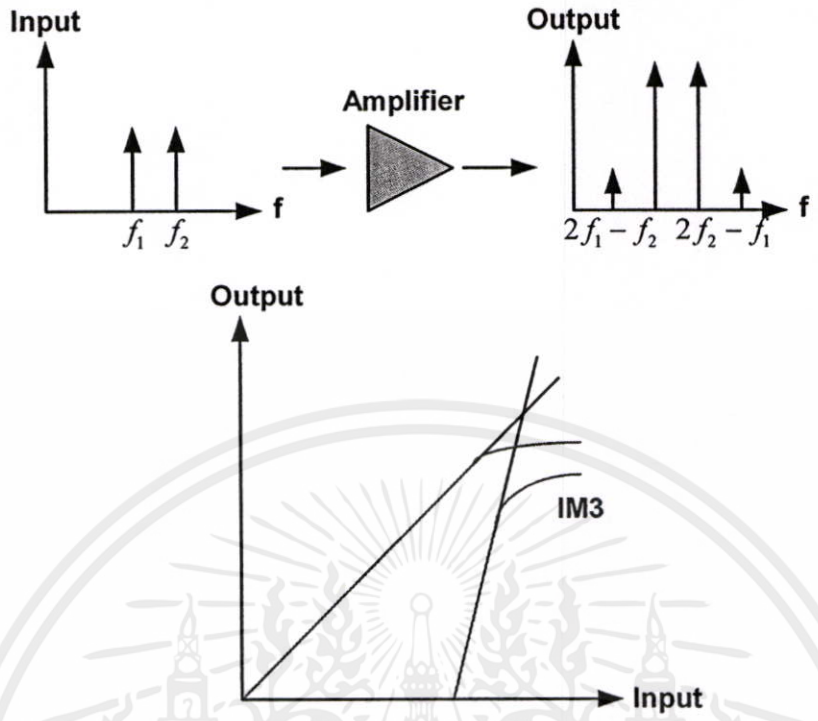
2.9 จุดอินเตอร์มอดูเลชั่นลำดับที่ 3 (IP3: third-order intercept point)

จุด IP3 สามารถหาได้โดยการทดสอบแบบ two-tone โดยที่ใช้สัญญาณทดสอบแบบคลื่นไซน์ 2 สัญญาณที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากันที่ความถี่ f_1 และ f_2 ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชั่นลำดับที่สามขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางความถี่ที่ $2f_1 - f_2$ และ $2f_2 - f_1$ ผลความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชั่นลำดับที่สามมีค่าเพิ่มขึ้นที่อัตรา A^3 ดังที่แสดงในสมการที่ (2.15) และ (2.16) จุด IP3 เป็นจุดที่แอมพลิจูดของผลความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชั่นลำดับที่สามมีค่าเท่ากับสัญญาณหลักมูล ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ให้ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (2.15) เท่ากับค่าอัตราการขยาย $a_1 A$

$$a_1 A_{IIP3} = \frac{3}{4} a_3 A^3_{IIP3} \tag{2.19}$$

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4|a_1|}{3|a_3|}} \tag{2.20}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การหาค่า IIP3 จากการทดสอบ two-tone

2.10 ความไวของเครื่องรับ

ความไวของเครื่องรับเป็นระดับกำลังงานอินพุตต่ำสุดโดยที่ยังมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าอัตราความผิดพลาดบิตตามที่กำหนด

ค่าพารามิเตอร์อย่างหนึ่งที่ใช้อธิบายค่าความไวของเครื่องรับคือ ค่าเอ็มดีเอส (Minimum Detectable Signal) หรือ ค่าสัญญาณต่ำสุดที่ตรวจจับได้ที่สายอากาศ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนของเครื่องรับและค่าแบนด์วิดท์ของระบบ [12]

$$MDS(dBm) = -174\ dBm/Hz + 10 \log BW + NF + SNR \qquad (2.21)$$

เมื่อค่า BW เป็นแบนด์วิดท์ของระบบทั้งหมด, ค่า NF เป็นค่านอยส์ฟลิกเกอร์ของระบบก่อนการมอดูเลต และค่า SNR เป็นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต้องการที่ตัวดีมอดูเลเตอร์โดยที่ยังมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้ โดยทั่วไปอัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ 10^{-3} [13]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

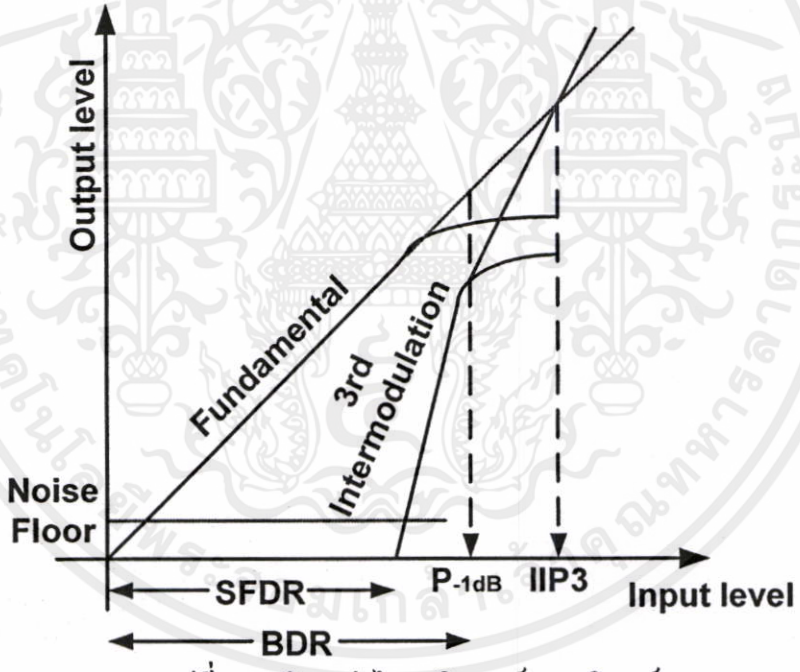
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.11 ไดนามิคเรนจ์

ค่าไดนามิคเรนจ์เป็นช่วงกำลังงานอินพุตที่เครื่องรับยังคงทำงานได้สมรรถนะดีอยู่ สามารถวัดได้จากคุณภาพของสัญญาณเบสแบนด์ (สัญญาณเสียง, สัญญาณภาพ หรือสัญญาณอื่นๆ) หรือได้จากการวิเคราะห์ระบบผ่านค่าอัตราความผิดพลาดบิตหรือค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ค่าไดนามิคเรนจ์พิจารณาได้จากระดับของสัญญาณต่ำที่สุดที่เครื่องรับยังคงรับสัญญาณได้อยู่หรือเรียกว่าค่าความไวของเครื่องรับซึ่งเป็นขีดจำกัดล่างของค่าไดนามิคเรนจ์ ส่วนสัญญาณที่มีกำลังงานมากที่สุดที่เครื่องรับยังทำงานได้อยู่เป็นขีดจำกัดบนของค่าไดนามิคเรนจ์

SFDR (Spurious-free Dynamic Range) เป็นช่วงสัญญาณอินพุตจากระดับสัญญาณรบกวนถึงระดับกำลังงานอินพุตที่ทำให้เกิดผลของอินเตอร์มอดูเลชั่นเท่ากับระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวน และค่า BDR (Blocking Dynamic Range) เป็นช่วงสัญญาณอินพุตจากระดับสัญญาณรบกวนถึงจุด 1 dB เกนคอมเพรสชั่น ผลของการเกิดอินเตอร์มอดูเลชั่นเป็นฮาร์โมนิคที่ไม่ต้องการซึ่งเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ในเครื่องรับ [20]



รูปที่ 2.10 นิยามค่าไดนามิคเรนจ์พารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

82850

บทที่ 3
วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

3.1 บทนำ

วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากวงจรหนึ่งของวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับวิทยุ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้ขยายสัญญาณโดยไม่ทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแย่ลง ในการใช้งานส่วนใหญ่วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นภาคอุปกรณ์แอกทีฟภาคแรกในระบบเครื่องรับ ดังนั้นมันจะมีผลกระทบต่อค่านอยส์ฟิกเกอร์รวมของระบบอย่างมาก วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงต้องการค่านอยส์ฟิกเกอร์ต่ำและมีค่าอัตราการขยายสูง นอกจากนี้วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำยังต้องการค่าการสูญเสียย้อนกลับ (return loss) ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดีเพื่อลดผลของการสะท้อนกลับของสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุต รวมทั้งวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำควรมีค่าไอโซเลชั่นย้อนกลับสูงเพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการไหลย้อนกลับผ่านวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเข้าไปที่สายอากาศหรือส่วนของระบบภาคส่ง เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์มีข้อดีคือ มีค่านอยส์ฟิกเกอร์และเสถียรภาพที่ดีมีความสามารถในการต่อเข้ากับวงจรอื่นได้ดี และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำ [14] รูปแบบของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นแบบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 วงจรที่เหมือนกันวางอยู่ระหว่างคัปเปอร์แบบ 90 องศา ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้วงจรขยาย 2 ภาค โดยเลือกอุปกรณ์แอกทีฟเป็น BJT (Bipolar junction Transistor) ซึ่งเป็นแบบ Silicon Germanium (SiGe) โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (inductive series feedback) ข้อดีของเทคนิคนี้คือเนื่องจากโดยทั่วไปการออกแบบวงจรขยายเพื่อให้ได้ค่านอยส์ฟิกเกอร์น้อยที่สุดและเพื่อให้ได้ค่าอัตราการขยายมากที่สุดจะเกิดขึ้นที่อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างกัน ดังนั้นด้วยเทคนิคการป้อนกลับนี้จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ของจุดที่นอยส์ฟิกเกอร์น้อยที่สุดและค่าอัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น [15] ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่านอยส์ฟิกเกอร์และอัตราขยายที่ดีพร้อมกันได้

3.2 นอยส์ฟลิกเกอร์ (Noise Figure)

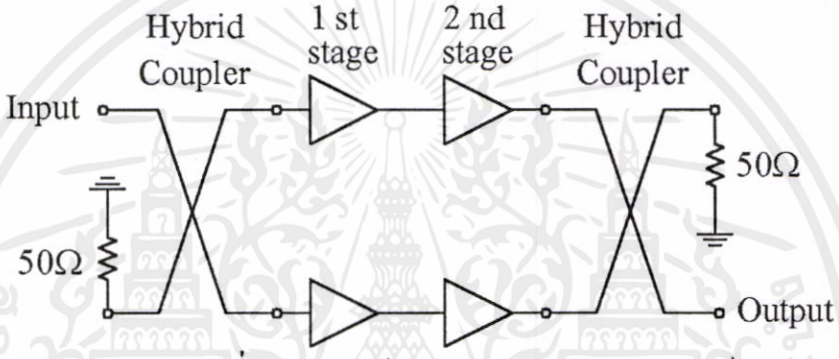
ค่านอยส์ฟลิกเกอร์เป็นค่าที่สำคัญที่สุดสำหรับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ค่านอยส์ฟลิกเกอร์นี้เป็นตัวบอกถึงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: Signal to Noise Ratio) จากอินพุตไปสู่เอาต์พุตของวงจร นอยส์ฟลิกเกอร์รวมสามารถคำนวณได้โดยที่ระบบมาต่อแบบคาสเคด

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่ว่ากรณี...

กันดังสมการที่ (3.1) โดย NF_n เป็นค่านอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรลำดับที่ n และ G_n เป็นอัตราขยายของวงจรลำดับที่ n

$$NF_n = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} \cdots \tag{3.1}$$

จากสมการ (3.1) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นวงจรภาคแรกของระบบมีผลกระทบอย่างมากต่อนอยส์ฟลิกเกอร์ของระบบทั้งหมด ดังนั้นในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงควรออกแบบให้นอยส์ฟลิกเกอร์ต่ำที่สุด



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรขยายแบบบาลานซ์

3.3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

รูปแบบของวงจรขยายแบบบาลานซ์แสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยาย 2 วงจรที่เหมือนกันวางอยู่ระหว่างวงจร 3 dB คัปเปลอร์แบบ 90 องศา ในการทำงานกำลังงานทางอินพุตถูกแบ่งออกโดยคัปเปลอร์ทางอินพุตแล้วเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่เหมือนกัน 2 วงจร ส่วนกำลังงานทางเอาต์พุต ในทางทฤษฎีวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์มีค่าอัตราขยายและค่านอยส์ฟลิกเกอร์เหมือนกับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำชุดเดียว แต่เนื่องจากมีวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 ชุด ซึ่งเพิ่มกำลังงานเอาต์พุต 2 เท่า และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับของวงจรขยายให้ดีขึ้นได้ ดังนั้นสามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยาย ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ ดีขึ้น แต่วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ก็มีข้อด้อยคือต้องอุปกรณ์เหมือนกันมาต่อ 2 ชุด โดยคุณสมบัติส่วนใหญ่ของวงจรจะใช้อุปกรณ์ชุดเดียว [16] แต่เนื่องจากมีวงจรขยาย 2 ชุด ซึ่งเพิ่มกำลังงานเอาต์พุตเป็น 2 เท่า และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำ ทำให้การออกแบบนี้สามารถนำไปใช้ปรับปรุงค่าการสูญเสียย้อนกลับของวงจรขยายให้ดีขึ้นได้ ดังนั้นจึงสามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำเพื่อให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ค่าอัตราขยาย, ค่านอยส์ฟลิกเกอร์และความมีเสถียรภาพดีขึ้น แต่วงจรขยายแบบบาลานซ์มีข้อเสียคือต้องใช้อุปกรณ์รวม 2 ชุด

การออกแบบใช้ค่า S พารามิเตอร์ในการคำนวณในการออกแบบวงจรต้องการทำให้วงจรมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (unconditional stable) ซึ่งหมายความว่าเมื่อมีโหลดค่าใดต่ออยู่ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจร วงจรยังคงความมีเสถียรภาพได้ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ เรียกว่า Rollett stability factor (K) เมื่อ K > 1 วงจรจะเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข และเมื่อ K < 1 วงจรจะมีโอกาสที่จะไม่มีเสถียรภาพ (potentially unstable) ซึ่งหมายความว่าวงจรอาจเกิดการออสซิลเลตได้ [17] วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณจะขึ้นกับวงจรขยายภาคแรกมาก ดังนั้นจึงต้องเลือกแมตช์อิมพีแดนซ์ให้ได้ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ที่ต่ำที่สุดร่วมกับการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม ซึ่งจะทำให้ได้ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ที่ต่ำโดยมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตที่ดี วงจรรวมประกอบด้วยวงจรขยายทั้งหมด 2 ภาค ดังรูปที่ 3.1 เพื่อเพิ่มค่าอัตราการขยายให้สูงขึ้น

3.4 การออกแบบวงจร

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติต่างๆของวงจรดังนี้

- อัตราขยายและเสถียรภาพ
- นอยส์ฟลิกเกอร์
- ความเป็นเชิงเส้น

การออกแบบวงจรใช้ค่า S พารามิเตอร์ในการคำนวณ ในการออกแบบวงจรต้องการทำให้วงจรมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (unconditional stable) ซึ่งหมายความว่าเมื่อมีโหลดค่าใดๆต่ออยู่ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจร วงจรยังคงความมีเสถียรภาพเอาไว้ได้ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่เรียกว่า Rollett stability factor (K) และค่าเดลตา (Δ)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{21}| \times |S_{12}|} \tag{3.2}$$

$$\Delta = (S_{11}S_{22}) - (S_{21}S_{12}) \tag{3.3}$$

จากสมการที่ 3.2 เมื่อ K มากกว่า 1 วงจรจะเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข และเมื่อ K น้อยกว่า 1 วงจรมีโอกาสที่จะไม่มีเสถียรภาพ (potentially unstable) ซึ่งหมายความว่าวงจรอาจเกิดการออสซิลเลตได้ การเกิดการออสซิลเลตสำหรับโครงข่าย 2 พอร์ต สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อพอร์ตอินพุตหรือพอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตเกิดความต้านทานเป็นลบขึ้น (negative resistance) หรือเกิดขึ้นเมื่อสัมประสิทธิการสะท้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตมากกว่า 1 ($S_{11}>1, S_{22}>1$)

3.4.1 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ค่าอัตราขยายกำลังสูงสุด (Maximum Power Gain : G_{max}) ของวงจรขยายไมโครเวฟที่ไม่มีการป้อนกลับจากภายนอก นิยามเป็นค่าอัตราขยายกำลังงานไปข้างหน้า (Forward Power Gain) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่ออินพุตและเอาต์พุตพอร์ตเกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสังยุค (Conjugate Matching) ขึ้นพร้อมกันคือ

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* \text{ และ } \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

สามารถหาค่า G_{max} ได้จากสมการ

$$G_{\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}(K - \sqrt{K^2 - 1}) \tag{3.4}$$

ค่าสัมประสิทธิการสะท้อนกลับที่อินพุตและเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 + S_{22}\Gamma_L} \tag{3.5}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 + S_{11}\Gamma_S} \tag{3.6}$$

ขอบเขตเงื่อนไขเสถียรภาพสามารถหาได้จาก

$$|\Gamma_{in}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \tag{3.7}$$

$$|\Gamma_{out}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| \tag{3.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแทนค่าส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ S พารามิเตอร์ลงในสมการข้างบนจะได้

$$r_s(\text{รัศมีของวงกลม}\,\Gamma_s) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|} \tag{3.9}$$

$$c_s(\text{จุดศูนย์กลางของวงกลม}\,\Gamma_s) = \frac{C_s^*}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|} \tag{3.10}$$

$$r_L(\text{รัศมีของวงกลม}\,\Gamma_L) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|} \tag{3.11}$$

$$c_L(\text{จุดศูนย์กลางของวงกลม}\,\Gamma_L) = \frac{C_L^*}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|} \tag{3.12}$$

เมื่อ $\Delta = (S_{11}S_{22}) - (S_{21}S_{12}), C_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$ และ $C_L = S_{22} - \Delta S_{11}^*$

โดยค่า Γ_{Sm} ของแหล่งจ่ายที่ทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสังยุคกับอินพุตของวงจรขยายเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_{Sm} = C_S^*\left[\frac{B_S \pm \sqrt{(B_S)^2 - 4|C_S|^2}}{2|C_S|^2}\right] \tag{3.13}$$

เมื่อ $B_S = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$

และค่า Γ_L ของโหลดที่ทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสังยุคกับเอาต์พุตของวงจรขยายเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_{Lm} = C_L^*\left[\frac{B_L \pm \sqrt{(B_L)^2 - 4|C_L|^2}}{2|C_L|^2}\right] \tag{3.14}$$

เมื่อ $B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการออกแบบวงจร

1. เลือกค่า S พารามิเตอร์จากดาตาชีท

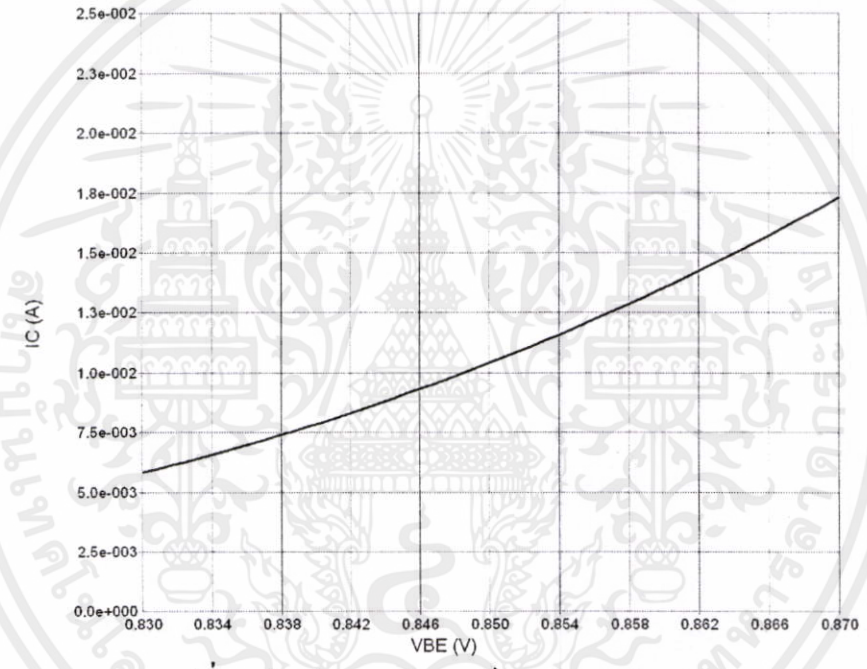
2. คำนวณค่า K และ G_{max} ในฟังก์ชั่นของความถี่

3. สำหรับ $K>1$ เลือกโครงสร้างการแมตช์อิมพีแดนซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่สูงสุดที่ต้องการออกแบบ

4. สำหรับ $K<1$ วาดวงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุต Γ_S และ Γ_L

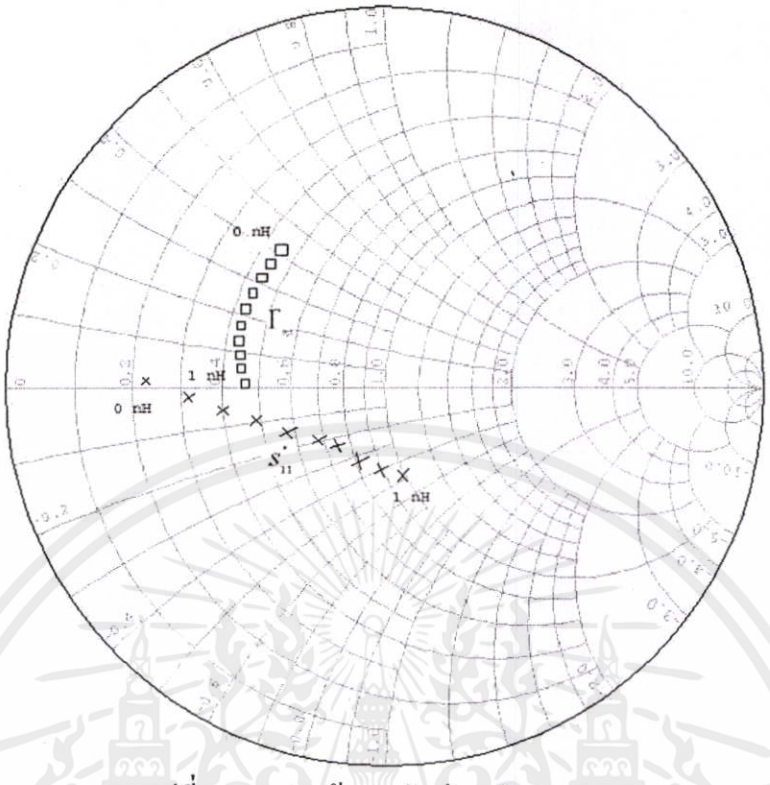
5. เมื่อได้ค่าเริ่มต้นของโครงข่ายการแมตช์ทางอินพุตและเอาต์พุตแล้ว วาด S พารามิเตอร์ของวงจรขยายในฟังชันของความถี่ทำการปรับค่าจนได้อัตราขยาย ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุต ตามต้องการ

6. ออกแบบวงจรไบอัส

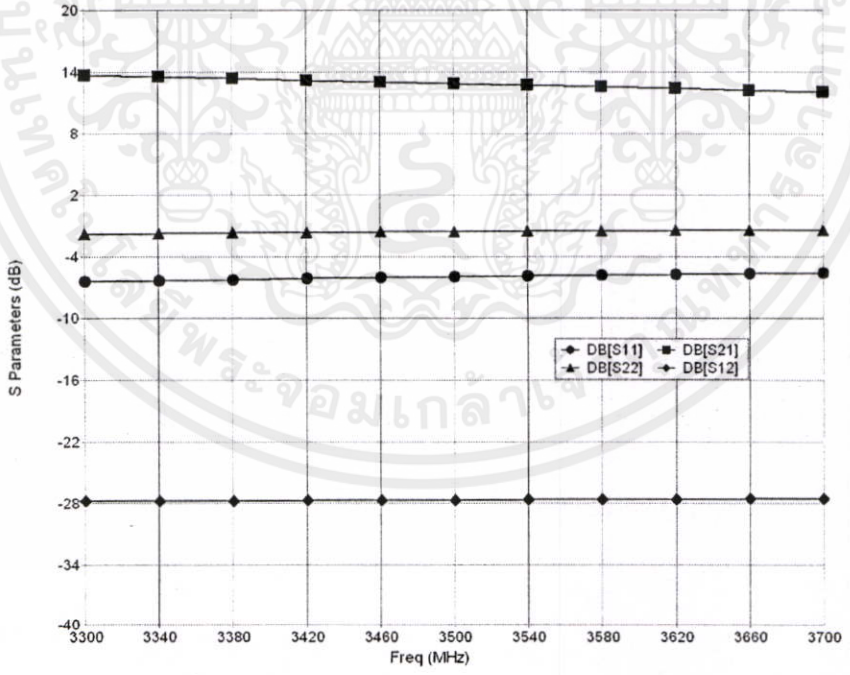


รูปที่ 3.2 ไบอัสทรานซิสเตอร์ระหว่าง I_C กับ V_{BE}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ผลการป้อนกลับต่อ S_{11}^{*} และ Γ_{OPT}



รูปที่ 3.4 ผลจำลองการทำงาน S-Parameters ของวงจรชุดเดียว

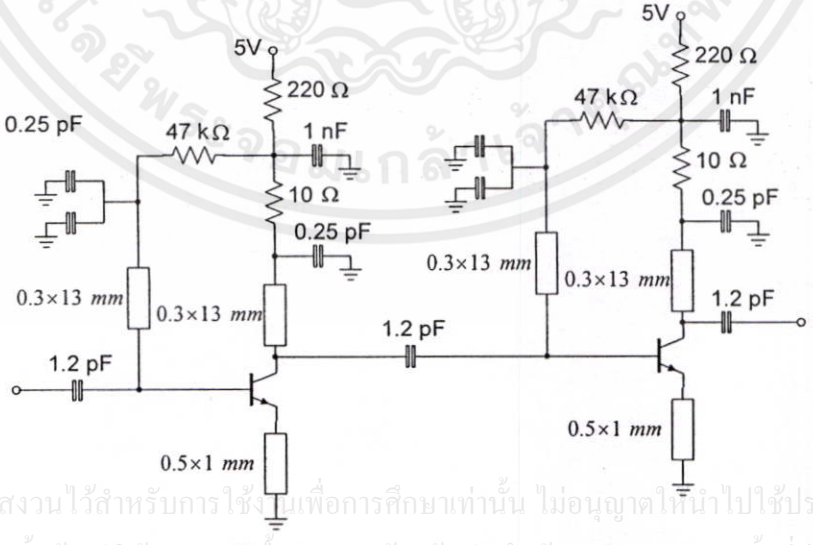
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามพบว่าเมื่อใช้ค่าความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราการขยายมีค่าลดลงและทำให้วงจรขยายไม่มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงจึงอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้

ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับ L_S มีค่าเท่ากับ 0.5 นาโนเฮนรี โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริป การจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 ภาคที่ได้ออกแบบที่ความถี่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.5

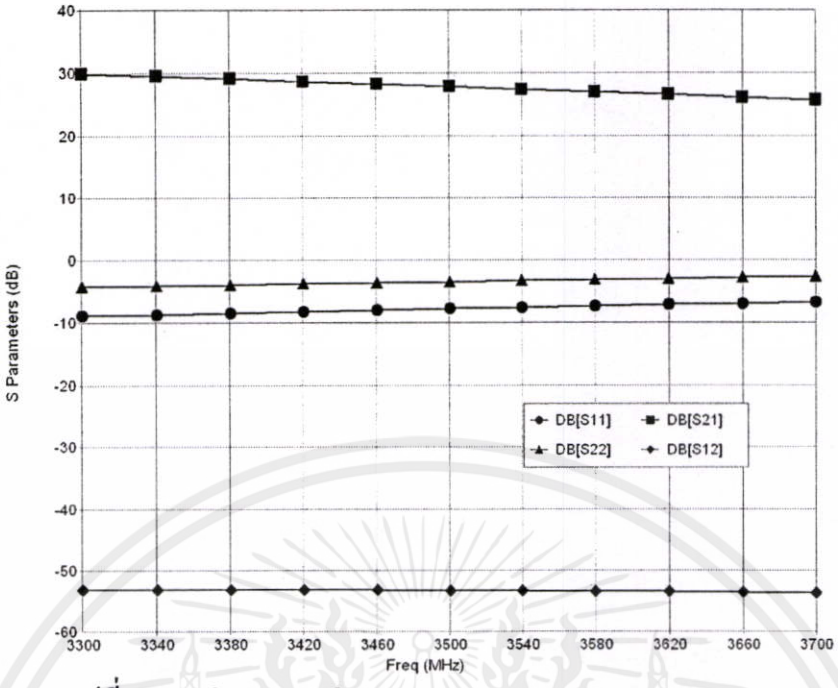
วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ดีจะต้องมีค่านอยส์ฟิกเกอร์น้อยที่สุดในขณะที่มีอัตราขยายที่มากที่สุดสำหรับวัตถุประสงค์เพื่อทำให้ค่านอยส์ฟิกเกอร์ของภาครับทั้งหมดมีค่าต่ำ ในงานวิจัยนี้เลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น BJT เบอร์ BFP-640f ของบริษัท Infineon ที่มีค่านอยส์ฟิกเกอร์ต่ำสุดเท่ากับ 0.65 dB ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้นจะส่งผลซึ่งจะทำให้ได้ค่าไบแอสดังนี้ I_{CE} เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์, V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ และค่า V_{BE} เท่ากับ 0.85 โวลต์ดังรูปที่ 3.2 จากค่า S พารามิเตอร์และนอยส์พารามิเตอร์ พบว่าที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ ค่า Γ_{OPT} มีค่าเท่ากับ $0.66\angle 68^{\circ}$ โดยมีค่านอยส์ฟิกเกอร์น้อยที่สุด (F_{min}) ที่ 0.65 dB และค่า S_{11}^{*} มีค่า $0.74\angle 131^{\circ}$ ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้ค่า S_{11}^{*} มีค่าเข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นจะใช้ความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับแบบอนุกรม พบว่าค่า S_{11}^{*} เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นเมื่อเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำที่มีการป้อนกลับที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

เมื่อใช้ค่าความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราขยายมีค่าลดลงและทำให้วงจรขยายไม่มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงจึงอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับ L_B มีค่าเท่ากับ 0.5 นาโนเฮนรี โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริป สำหรับการคำนวณค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับแบบอนุกรมมีการวิเคราะห์ในบทความ [18,19] และสามารถคำนวณค่านอยส์ฟิกเกอร์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับได้ในบทความ [19] ผลจำลองการทำงานของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำชุดเดียว ดังรูปที่ 3.4 อัตราขยายมีค่าดีกว่า 13 dB การสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า 6 dB การสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีกว่า 3 dB ค่าไอโซเลชั่นดีกว่า 28 dB

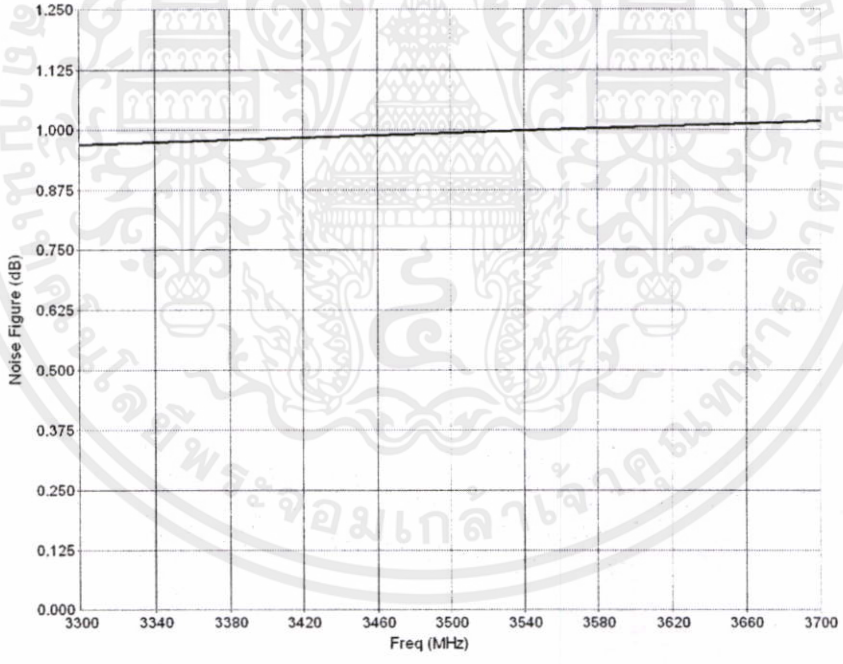


รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ผลจำลองการทำงาน S Parameters ของวงจรขยายสองชุด



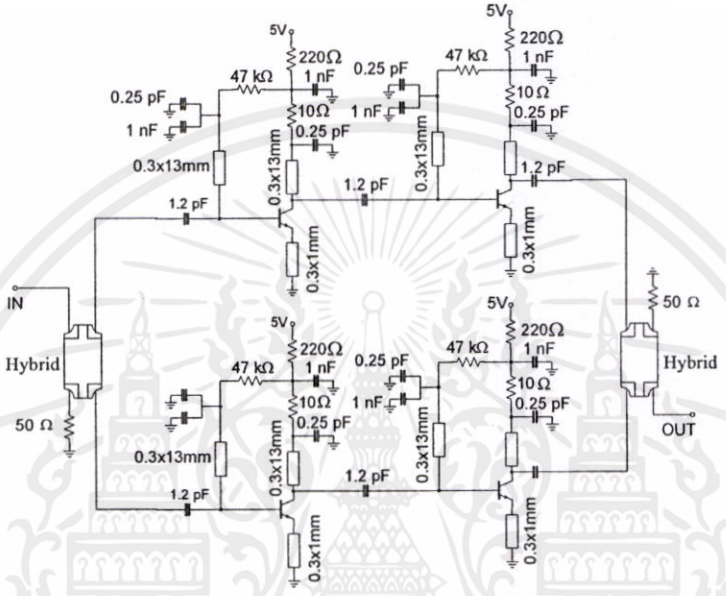
รูปที่ 3.7 ผลจำลองการทำงานนอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรขยายสองชุด

การจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำดังรูปที่ 3.5 ที่ความถี่ 3.3 ถึง 3.7 กิกะเฮิรตซ์ โดยใช้โปรแกรม Genesys 2003 ในการจำลองแบบวงจรพบว่าวงจรจะมีค่าอัตราขยาย (S_{21}) ประมาณ 25 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (S_{11}) ดีกว่า 8 dB และค่าการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุต (S_{22}) ดีกว่า 10 dB ตลอดช่วงความถี่ และได้ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำดีกว่า 1.1 dB ตลอดช่วงความถี่ ดังรูปที่ 3.6 -3.7

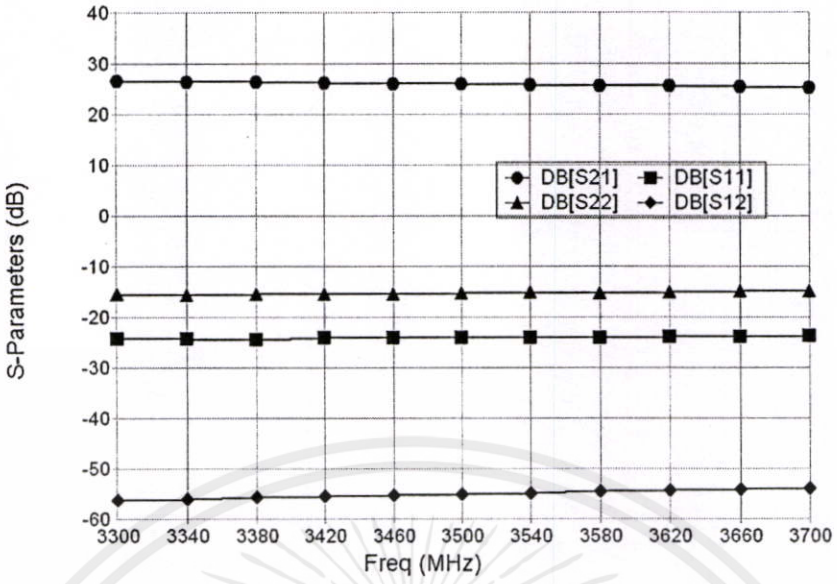
เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจำเป็นต้องมีค่า S_{11} ที่ดีแต่เนื่องจากผลที่ได้จากการจำลองการทำงานมีค่าไม่ดีพอ ดังนั้นจึงใช้วงจรไฮบริจด์คัปเปอร์ 3 dB แบบ 90 องศา ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรคัปเปลอร์ของบริษัท ANAREN Model 1X703 ความถี่ 3.3-3.7 กิกะเฮิรตซ์ มาใช้ในการออกแบบวงจรให้ดีขึ้นดังรูปที่ 3.8



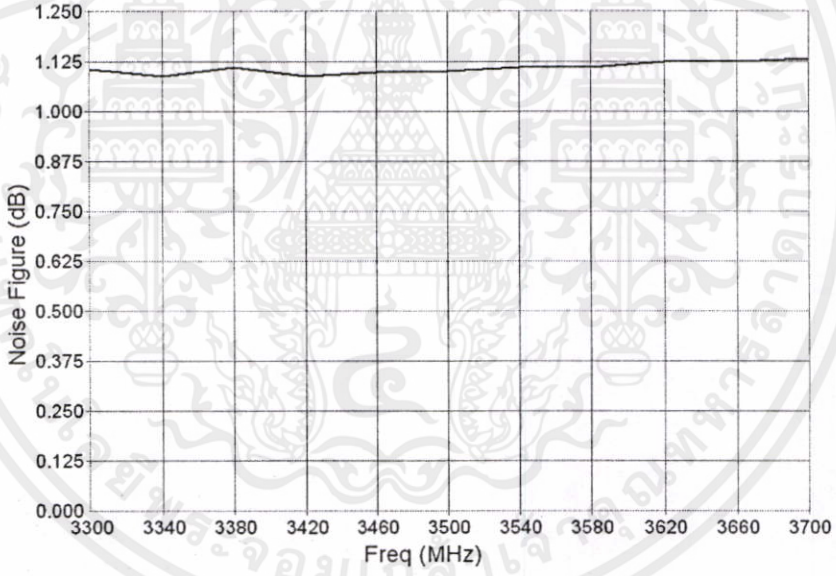
รูปที่ 3.8 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

ผลจำลองการทำงานดังรูปที่ 3.9 และ 3.10 ได้ค่า อัตราขยายเท่ากับ 25 dB ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตมีค่าดีกว่า 25 dB และ 15 dB ตามลำดับ และค่าไอโซเลชั่นมีค่าดีกว่า -50 dB ส่วนค่านอยส์ฟลิกเกอร์ดีกว่า 1.125 dB ตลอดช่วงความถี่ ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ และเฟสของวงจรคัปเปลอร์ แสดงดังรูปที่ 3.11-3.12 ผลการวัดค่า S_{41} และ S_{31} มีค่าประมาณ -3 dB และความต่างเฟสประมาณ 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

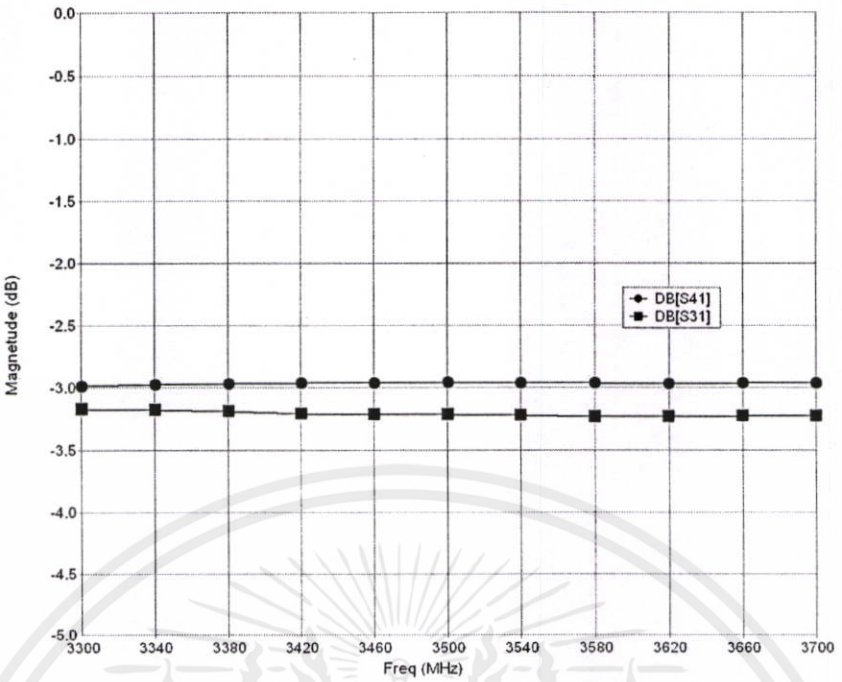


รูปที่ 3.9 ผลจำลองการทำงาน S Parameters ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

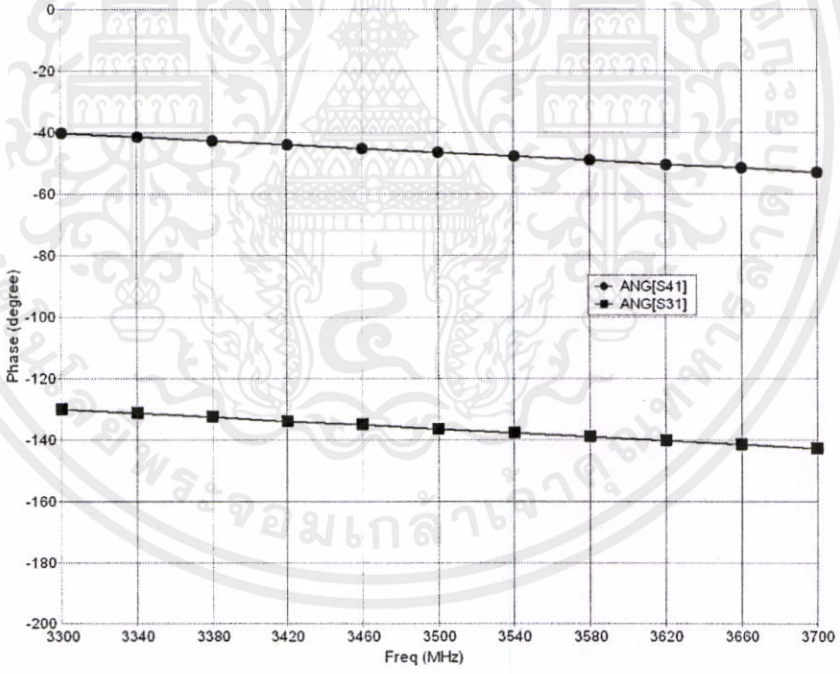


รูปที่ 3.10 ผลจำลองการทำงานนอยส์ฟลิกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

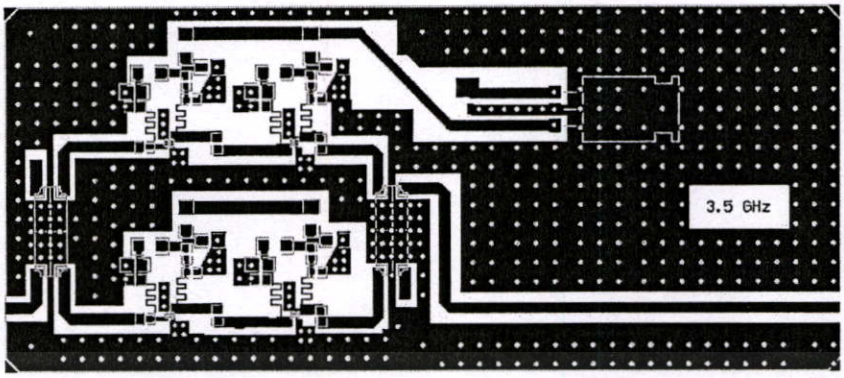


รูปที่ 3.11 ผลการวัดวงจรคัปเปลอร์ทางขนาด



รูปที่ 3.12 ผลการวัดวงจรคัปเปลอร์ทางเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

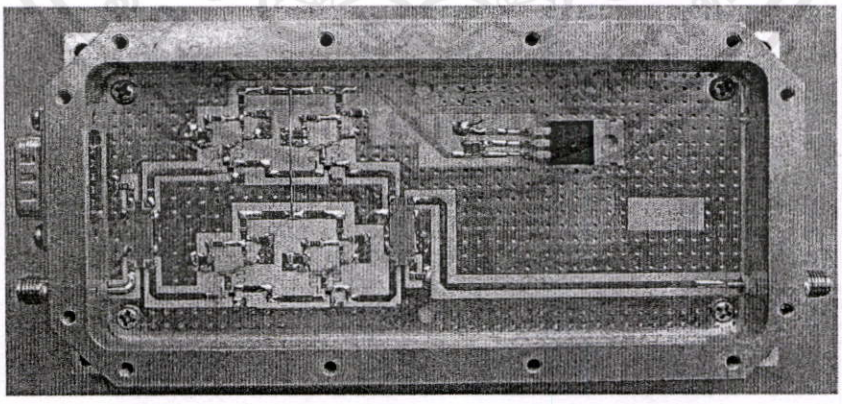


รูปที่ 3.13 ลายวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

3.5 การทดลองและผลการทดลอง

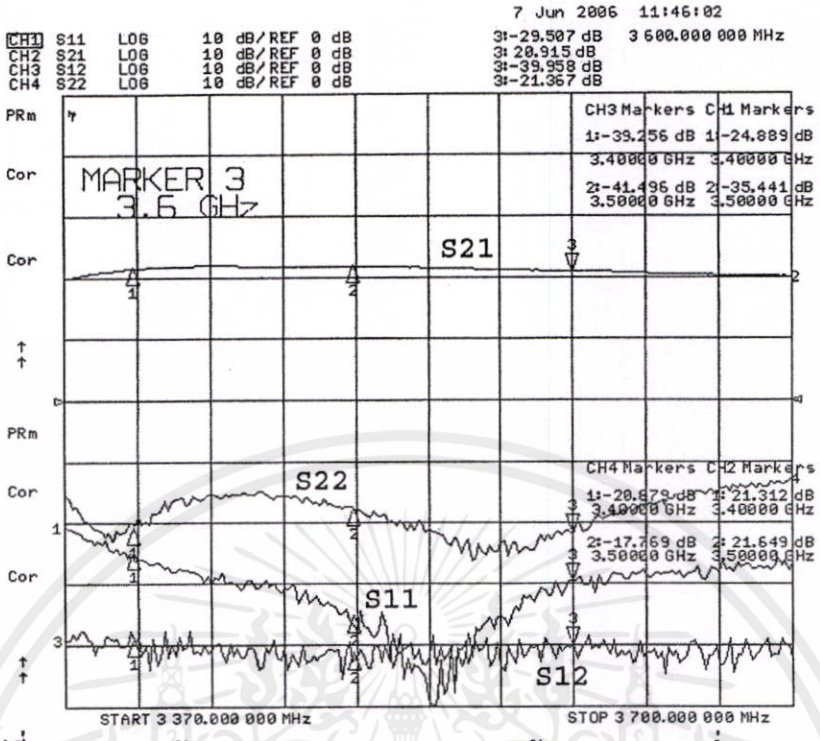
ลายวงจรและรูปของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.13 และ รูปที่ 3.14 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้วัสดุฐานรองเป็น Glass-epoxy-ceramic composite RO4350 ของบริษัท Roger แบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.48 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร และมีความหนาทองแดงเท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร มีขนาด 71 X 157 มิลลิเมตร

ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 3.15 ผลการวัดให้ค่าอัตราขยายประมาณ 21 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า 25 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีกว่า 15 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตดีขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแต่ละชุด

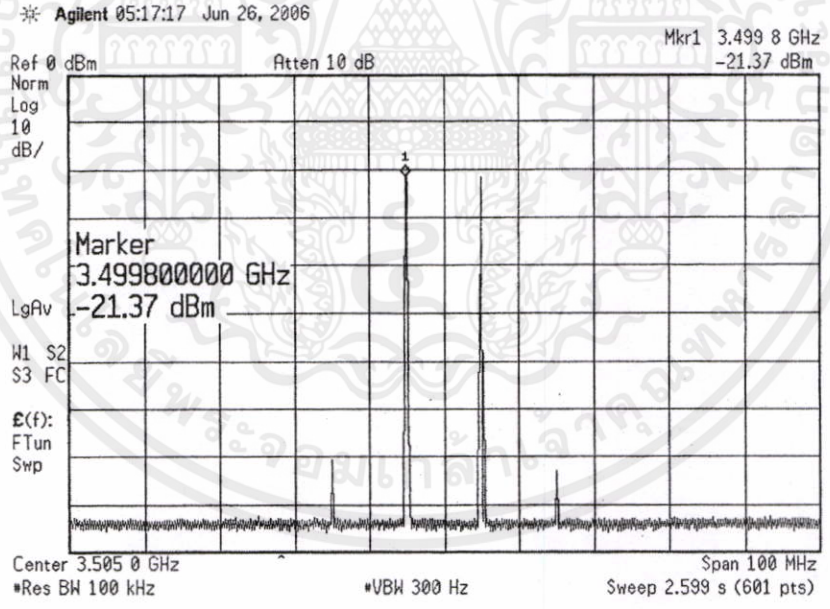


รูปที่ 3.14 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

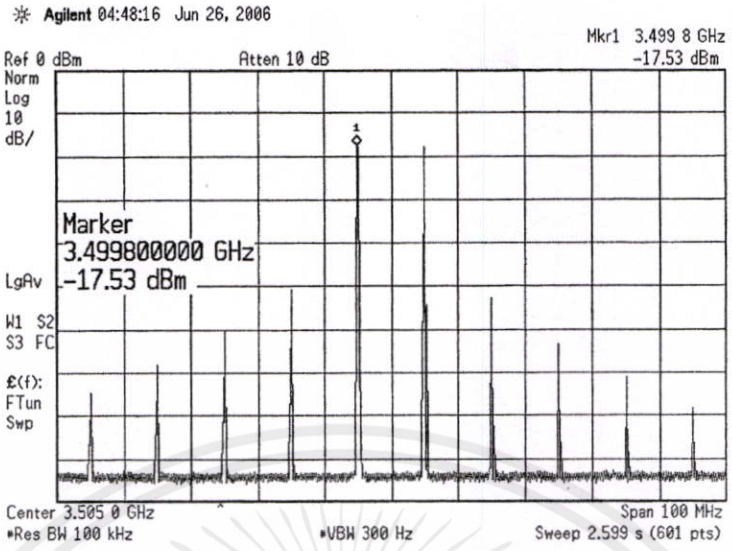


รูปที่ 3.15 ผลการวัดS Parameters ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์



รูปที่ 3.16 ผลการวัด two-tone IMD ที่กำลังเอาต์พุตเป็น 0 dB_m

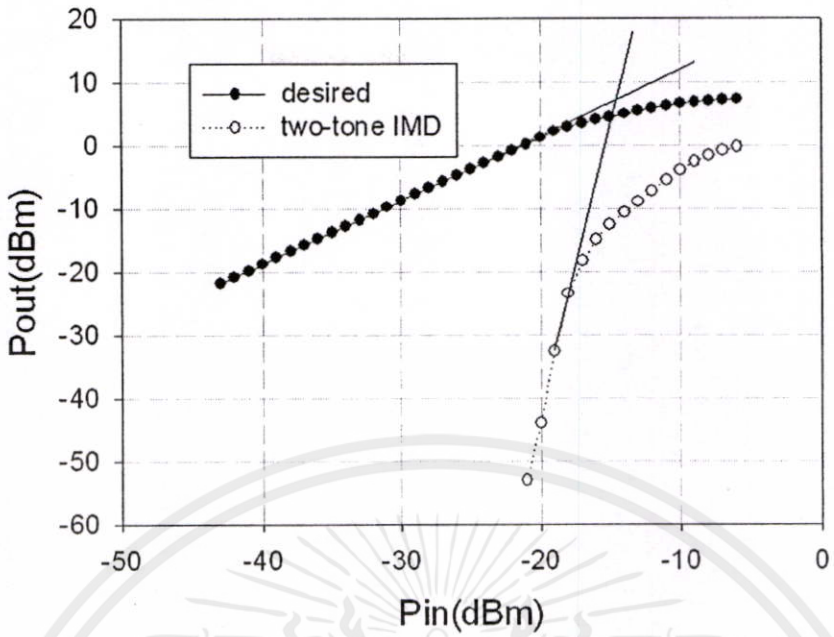
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 ผลการวัด two-tone IMD ที่กำลังเอาต์พุตเป็น +3 dB_m

การวัดค่า two-tone IP3 (third order intercept point) ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ HP8753ES กับ HPE4438C, ตัวรวมกำลังงาน (power combiner) และสเปกตรัมอนาไลเซอร์ HPE4440A แสดงผลการวัดในรูปที่ 3.18 ซึ่งเป็นกราฟระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่ต้องการและผลความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (intermodulation distortion) ลำดับที่ 3 ที่เอาต์พุตของวงจรขยาย โดยใช้สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ และ 3.51 กิกะเฮิรตซ์ ที่มีระดับกำลังงานเท่ากัน ผลการวัดวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ซึ่งจะได้ค่า P_{1dB} (output power at 1 dB gain compression) มีค่าประมาณ 3 dBm (2 มิลลิวัตต์),อินพุต IP3 มีค่า -15 dBm และค่าเอาต์พุต IP3 มีค่า 8 dBm (6.3 มิลลิวัตต์) ส่วนในรูปที่ 3.16-3.17 ค่าที่ได้นำไปบวกอีก 20 dB เนื่องจากที่เครื่องสเปกตรัมมีตัวลดทอนกำลังงานอยู่ 20 dB , นอยส์ฟลิกเกอร์ต่ำกว่า 1.5 dB (จำลองการทำงาน) เนื่องจากในประเทศไทยไม่มีเครื่องมือวัดนอยส์ฟลิกเกอร์ที่ความถี่สูงถึง 3.5 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 ผลการวัด two-tone IMD ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

3.6 สรุป

บทความนี้เสนอวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ ในระบบสื่อสารไร้สายแบบ WiMAX ซึ่งวงจรที่ได้มีอัตราขยายเท่ากับ 21 ± 1 dB และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตดีกว่า 25 dB , 15 dB ตามลำดับ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องรับ WiMAX ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

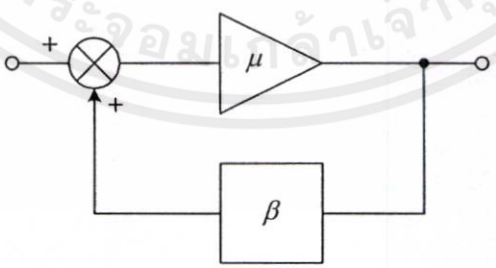
บทที่ 4
วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้หลักการความต้านทานลบ (Negative resistance) หัวข้อแรกเป็นการกล่าวถึงเงื่อนไขของการออสซิลเลต องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยการพิจารณาค่าความต้านทานลบจากโมเดลของทรานซิสเตอร์และการใช้ S พารามิเตอร์ในการออกแบบ ส่วนหัวข้อถัดไปอธิบายถึงเรโซเนเตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่ใช้เป็นตัวกำหนดความถี่ของการออสซิลเลต โดยพิจารณาถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญของเรโซเนเตอร์ คือ วาแรกเตอร์ไดโอด และเรโซเนเตอร์ ซึ่งเป็นเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นอกจากนี้แล้วยังได้กล่าวถึงสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase noise) ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเนื่องจากเป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบการสื่อสารในการแยกช่องสัญญาณประชิดออกจากกันและเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ และจะกล่าวถึงการใช้เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวน เพื่อปรับปรุงสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าที่ดีขึ้น

4.2 เงื่อนไขของการออสซิลเลต

วงจรออสซิลเลเตอร์คือวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกดังรูปที่ 4.1 เมื่อ μ คือ อัตราขยายของวงจรขยายและ β คือทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของตัวป้อนกลับ โดยมีอัตราขยายวงปิด (closed-loop gain) เท่ากับ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = \frac{\mu}{1-\mu\beta} \tag{4.1}$$

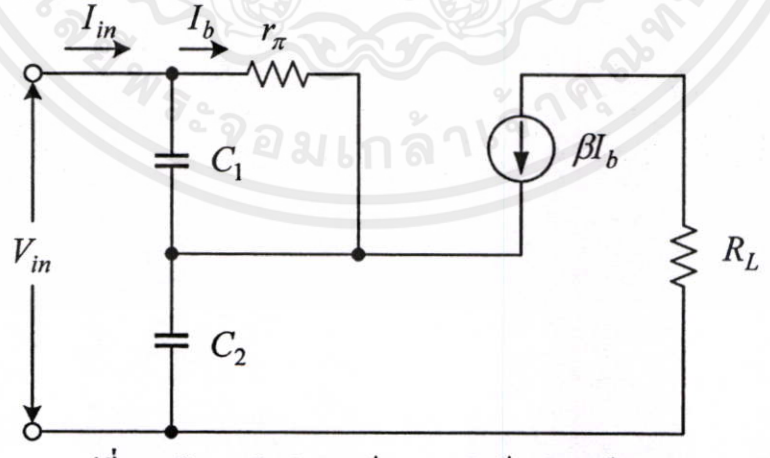
และจะมีค่าเป็นอนันต์เมื่ออัตราขยายวงรอบเปิด (open loop gain) $\mu\beta$ มีค่าเป็น 1 และมีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 360^{o} เมื่อเกิดเงื่อนไขนี้วงจรขยายที่มีการป้อนกลับจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์

ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกกำหนดด้วยวงจรป้อนกลับซึ่งปกติแล้วจะใช้วงจรเรโซเนเตอร์ในส่วนของวงจรป้อนกลับ โดยที่อาจจะเป็นโมเดลวงจรแทงก์ 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

4.2.1 ความต้านทานลบจากทรานซิสเตอร์

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลตข้างต้น การป้อนกลับจากเอาต์พุตไปยังอินพุตทำให้เกิดความต้านทานลบระหว่างขั้วและถ้ามีเรโซเนเตอร์ต่อเข้าไป วงจรขยายจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรที่ง่ายต่อการเกิดออสซิลเลตที่ความถี่สูงคือวงจรอิมิตเตอร์ตาม (Emitter follower) [20-21] ดังรูปที่ 4.2 ทรานซิสเตอร์และตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองตัวจะทำให้เกิดความต้านทานลบที่หักล้างกับเรโซเนเตอร์และกำลังสูญเสียขณะมีโหลด ทำให้เกิดการออสซิลเลต อินพุตอิมพิแดนซ์ของวงจรหาได้จาก



รูปที่ 4.2 อินพุตอิมพิแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = I_{in}\left(X_{C1} + X_{C2}\right) - I_b\left(X_{C1} - \beta X_{C2}\right) \tag{4.2}$$

$$0 = -I_{in}(X_{C1}) + I_b(X_{C1} + r_\pi) \tag{4.3}$$

แทนสมการที่ 4.3 ในสมการที่ 4.2 จะได้

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{(1+\beta)X_{C1}X_{C2} + r_\pi(X_{C1} + X_{C2})}{X_{C1} + r_\pi} \tag{4.4}$$

ถ้า $X_{C1} << r_\pi$ ค่าอินพุตอิมพิแดนซ์จะเท่ากับ

$$Z_{in} \approx -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1C_2/(C_1 + C_2)]} \tag{4.5}$$

นั่นคืออินพุตอิมพิแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 4.2 มีความต้านทานลบเท่ากับ

$$R = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{4.6}$$

ต่ออนุกรมเข้ากับตัวเก็บประจุที่มีค่า

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \tag{4.7}$$

ซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ถ้ามีตัวเหนี่ยวนำ L ที่มีความต้านทานภายใน R_S ต่ออนุกรมอยู่ ต่อเข้ากับอินพุตที่ขาเบส เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลตคือ

$$R_S = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{4.8}$$

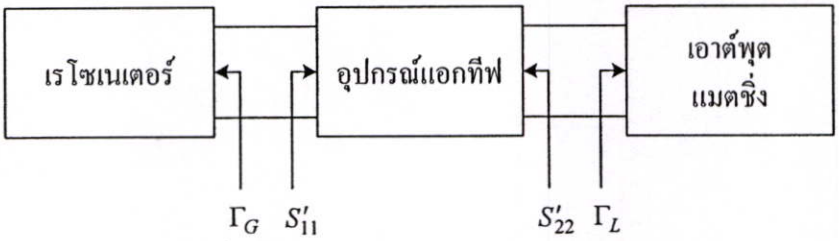
และความถี่ของการออสซิลเลตจะเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1C_2/(C_1 + C_2))}} \tag{4.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์

เราสามารถพิจารณาวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปแบบของวงจร 2 พอร์ตได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ 2 พอร์ต

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 4.3 วงจรประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำให้เกิดความต้านทานลบ เรโซเนเตอร์และโหลด ซึ่งเงื่อนไขสำคัญของการออสซิลเลตคือ [20-21]

$$k < 1 \tag{4.10}$$

$$\Gamma_G S'_{11} = 1 \tag{4.11}$$

$$\Gamma_L S'_{22} = 1 \tag{4.12}$$

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 4.10 เป็นจริงได้โดยการเปลี่ยนขาคอมมอนของอุปกรณ์แอกทีฟ (เช่น เปลี่ยนจากคอมมอนอิมิตเตอร์เป็นคอมมอนเบสหรือคอมมอนคอลเลกเตอร์) หรือเพิ่มการป้อนกลับทางบวกเข้าไปในวงจร โดยที่อินพุตและเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟจะต่อเข้ากับอุปกรณ์พาสซีฟ Γ_G และ Γ_L เพื่อกำหนดความถี่ของการออสซิลเลต โดยที่ถ้าสมการที่ 4.11 เป็นจริงเงื่อนไขในสมการที่ 4.12 จะเป็นจริงด้วย นั่นหมายความว่าเกิดการออสซิลเลตทั้งสองพอร์ตพร้อมกัน การอธิบายการออสซิลเลตทั้งสองพอร์ตอธิบายได้ด้วย [20-21] ดังนั้นเมื่อเกิดการออสซิลเลตขึ้นที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งอีกพอร์ตจะเกิดการออสซิลเลตด้วย เนื่องจากว่า $|\Gamma_G|$ และ $|\Gamma_L|$ มีค่าน้อยกว่า 1 จากสมการที่ 4.11 และ 4.12 จะได้ว่า $|S'_{11}| > 1$ และ $|S'_{22}| > 1$

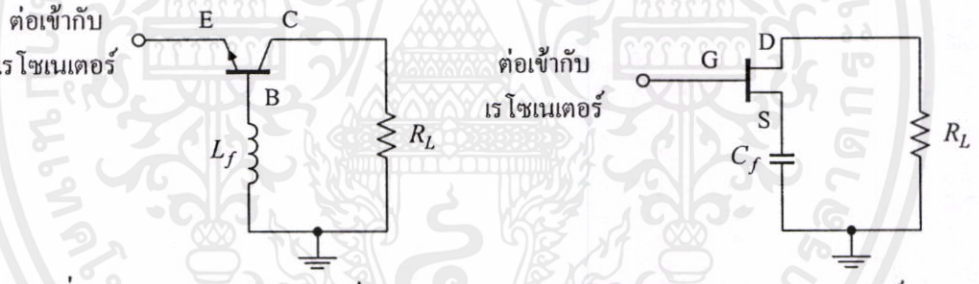
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ S พารามิเตอร์สามารถสรุปได้คือ

1. เลือกทรานซิสเตอร์ที่สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

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

สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) โครงสร้างที่นิยมใช้ในการออกแบบคือโครงสร้างแบบคอมมอนเบส [22-23] ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ก) ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการจูน โดยที่ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวป้อนกลับเพื่อเพิ่มค่าของ $|S'_{11}|$ และ $|S'_{22}|$ ทำให้เกิดความต้านทานลบที่พอร์ตของทรานซิสเตอร์ ส่วนอุปกรณ์แอกทีฟชนิดแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต (GaAs MESFET) มักนิยมใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวป้อนกลับดังรูปที่ 4.4(ข) และใช้โครงสร้างชนิดคอมมอนซอร์ส วิธีการที่ใช้ในการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของตัวป้อนกลับ คือการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เช่น โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) หรือ ทัชสโตน (Touchstone) นอกจากนั้นการเพิ่มค่าความต้านทานลบและแบนด์วิดท์ของวงจรสามารถทำได้โดยเพิ่มวงจรแมตชิ่งระหว่างเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์และโหลด



รูปที่ 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ (ก) วงจรคอมมอนเบส (ข) วงจรคอมมอนซอร์ส

4.3 วงจรเรโซเนเตอร์

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

เรโซเนเตอร์องค์ประกอบแบบก้อนคือตัวเก็บประจุและ ตัวเหนี่ยวนำที่มีตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงโดยสามารถต่อแบบอนุกรมหรือขนาน ส่วนเรโซเนเตอร์สายส่งแบบกระจายซึ่งเป็นไมโครสตริป มีโครงสร้างเป็นแบบสายส่งปลายเปิดหรือสายปิดมีความยาวที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต้องการ เรโซเนเตอร์ชนิดนี้สามารถสร้างให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงได้โดยใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ทั้งนี้ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรโซเนเตอร์แบบโพรงสร้างได้จากสายส่งโคแอกเชียลการสูญเสียต่ำหรือท่อนำคลื่น โครงสร้างที่ง่ายที่สุดของโพรงโคแอกเชียลคือท่อนสายสั้นปิดวงจรความยาว $\lambda/4$ (Short stub) ส่วนไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์สร้างมาจากวัสดุที่เป็นเซรามิกมีการสูญเสียต่ำ มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิและตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูง โดยมีลักษณะเป็นรูปทรงเรขาคณิต เช่น ทรงกระบอก ความถี่ในการเรโซแนนซ์กำหนดโดยขนาดของเรโซเนเตอร์และเงื่อนไขในการชีลด์ มีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แบบโพรงเมื่อใช้งานที่ความถี่เรโซแนนซ์เดียวกัน

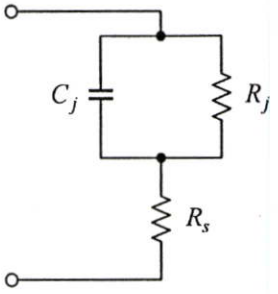
4.4 วาแรกเตอร์ไดโอด

วาแรกเตอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในงานย่านความถี่สูง เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ วงจรขยายพาราเมตริกและตัวคูณความถี่ ค่าความจุของวาแรกเตอร์ไดโอดสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยมีค่าเป็นสัดส่วนกับแรงดันไบแอสแบบกลับที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น (PN junction) แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ วาแรกเตอร์ไดโอดแบบแอบรัพต์ (Abrupt) และไฮเปอร์แอบรัพต์ (Hyperabrupt) ซึ่งวาแรกเตอร์ไดโอดแบบแอบรัพต์ถูกสร้างขึ้นด้วยการโดปรอยต่อพีเอ็นแบบเชิงเส้น มีค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความจุต่อแรงดันป้อนกลับโดยเฉลี่ยประมาณ 4:1 ส่วนวาแรกเตอร์ไดโอดแบบไฮเปอร์แอบรัพต์ถูกโดปรอยต่อพีเอ็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้เพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงความจุต่อแรงดันป้อนกลับสูงขึ้นและอาจสูงได้ถึง 10:1 แต่มีข้อเสียคือมีค่าความต้านทานอนุกรมสูงทำให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพต่ำ

การสร้างวาแรกเตอร์ไดโอดสามารถสร้างได้จากซิลิกอนหรือแกลเลียมอาร์เซนายด์ ซึ่งวาแรกเตอร์ชนิดแกลเลียมอาร์เซนายด์จะมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงกว่าอุปกรณ์ชนิดซิลิกอน มักนิยมใช้งานในย่านความถี่สูง แต่ไม่เหมาะกับการใช้งานที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ เนื่องจากมีค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ สูง ซึ่งเป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ แต่อุปกรณ์ชนิดซิลิกอนจะมีค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำกว่า ดังนั้นจึงนิยมใช้วาแรกเตอร์ไดโอดชนิดซิลิกอนในวงจรที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำโดยเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์ และนอกจากนั้นยังสามารถปรับความถี่ได้เร็ว เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูกและมีขนาดเล็ก [24]

วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 4.5 เนื่องจากว่าวาแรกเตอร์ไดโอดต้องการไบอัสแบบกลับ วงจรสมมูลจึงประกอบด้วยค่าความจุของบริเวณปลอดพาหะ (C_j) ต่อขนานกับความต้านทานรอยต่อ (R_j) แต่โดยปกติแล้วความต้านทานรอยต่อมีค่าสูงมากจึงสามารถตัดทิ้งไปได้ ซึ่งค่าความจุของรอยต่อและค่าความต้านทานอนุกรม (R_s) จะเป็นฟังก์ชันของการไบอัส ค่าความจุของรอยต่อสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1+\frac{V_R}{\phi_0}\right)^M} \tag{4.13}$$

เมื่อ C_{j0} คือความจุรอยต่อเมื่อไบแอสเป็นศูนย์ V_R คือแรงดันไบแอสแบบกลับ ϕ_0 คือศักย์ภายในของรอยต่อ (มีค่าประมาณ 0.7 V สำหรับวาแรกเตอร์ไดโอดชนิดซิลิกอน) และ M คือสัมประสิทธิ์แกรดดิง (grading coefficient) เท่ากับ 0.5 สำหรับวาแรกเตอร์แบบแอบรัพต์ และมีค่าระหว่าง 0.5 – 2 สำหรับวาแรกเตอร์แบบไฮเปอร์แอบรัพต์ สำหรับตัวประกอบคุณภาพของวาแรกเตอร์ไดโอดจะเท่ากับ

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_S C_j} \tag{4.14}$$

ความถี่คัทออฟ f_c เมื่อตัวประกอบคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1 หาได้จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C_j} \tag{4.15}$$

โดยปกติแล้วบริษัทผู้ผลิตมักจะให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวาแรกเตอร์ไดโอดที่ความถี่ 1 MHz เมื่อใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่งสูงกว่า 1 MHz สามารถหาค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยอาศัยความสัมพันธ์

$$Q(f_1) = Q(f_2)\frac{f_2}{f_1} \tag{4.16}$$

4.4 สัญญาณรบกวนทางเฟส

เอกสารนี้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด และทรานซิสเตอร์ สามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นได้ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นผลมาจาก

สัญญาณรบกวนแบบช็อต (Shot noise) สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise) และสัญญาณรบกวน $1/f$ หรือสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำ

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

$$i_{n,rms}^2 = 2qI\Delta B \tag{4.17}$$

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

สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผลของอุณหภูมิทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเกิดขึ้นในตัวนำและมีขนาดที่มีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิ Johnson และ Nyquist ได้แสดงให้เห็นค่าของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนอันเนื่องมาจากความต้านทานคือ

$$e_{n,rms}^2 = 4kTR\Delta B \tag{4.18}$$

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)

สัญญาณรบกวน $1/f$ หรือสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำหรือบางครั้งเรียกว่าสัญญาณรบกวนคอนแท็ค (Contact noise) ฟลิกเกอร์น้อยส์ (Flicker noise) หรือเอ็กเซสน้อยส์ (Excess noise) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่หน้าสัมผัส เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความนำอันเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์ของหน้าสัมผัสระหว่างวัสดุ 2 ชนิด เกิดขึ้นทุกที่ที่มีตัวนำมาต่อถึงกัน เช่น หน้าสัมผัสของสวิตช์และรีเลย์ และยังสามารถเกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์หรือไดโอดอีกด้วย สัญญาณรบกวนชนิดนี้ค้นพบครั้งแรกโดย Schottky ซึ่งพบในหลอดสูญญากาศ สัญญาณรบกวนชนิดนี้ยังเกิดขึ้นในตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ การลดผลของสัญญาณรบกวนชนิดนี้ขึ้นอยู่กับขั้นตอนของการผลิตสารกึ่งตัวนำ

สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นผลที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนทั้ง 3 ชนิดที่กล่าวมาข้างต้น สัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นสิ่งที่ใช้อธิบายถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบสุ่มระยะสั้นของสัญญาณหรือเสถียรภาพระยะสั้นของสัญญาณ เสถียรภาพทางความถี่คือประสิทธิภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถผลิตสัญญาณที่มีความถี่คงที่ตลอดช่วงเวลาที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

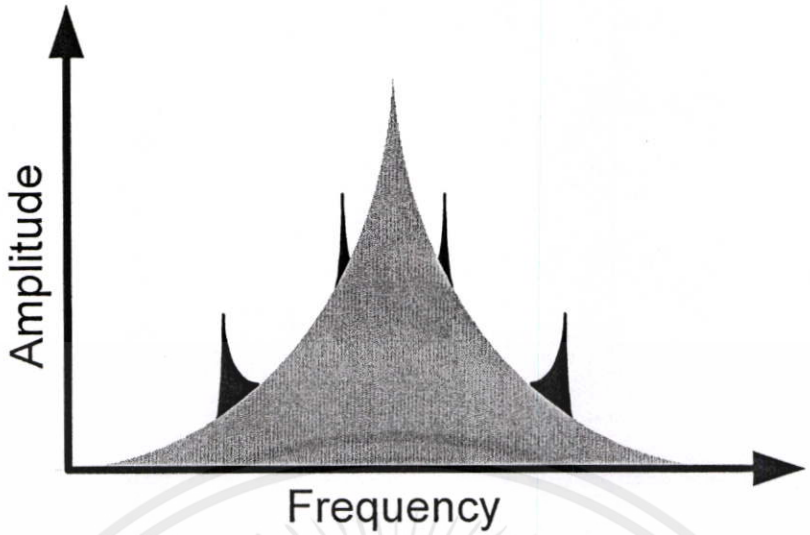
ต้องการ การอธิบายถึงเสถียรภาพทางความถี่สามารถพิจารณาได้จากสัญญาณเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ ($S(t)$) ซึ่งแสดงด้วยสมการ

$$S(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] \tag{4.19}$$

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

สาเหตุที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางเฟสแบบสุ่มหรือสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน, สัญญาณรบกวนแบบช็อตและสัญญาณรบกวน $1/f$ [25-26] โดยที่สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ แบนด์วิดท์และความต้านทาน ส่วนสัญญาณรบกวนแบบช็อตเป็นฟังก์ชันของกระแสไบแอส และสัญญาณรบกวน $1/f$ เป็นฟังก์ชันของคุณสมบัติของอุปกรณ์แอกทีฟ การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณหรือ $A(t)$ ในสมการที่ 4.6 ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเอเอ็ม (AM noise) ซึ่งจะมีค่าต่ำกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงทางเฟสหรือ $\theta(t)$ มาก $A(t)$ จึงสามารถพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ได้ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์

สัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นคุณสมบัติพื้นฐานที่มีความสำคัญต่อระบบการสื่อสารเป็นอย่างมาก เนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสจะส่งผลกระทบต่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio) อัตราความผิดพลาดบิต (BER) และการรบกวนกันของช่องสัญญาณประชิดในระบบการสื่อสารไร้สาย [27-29] สัญญาณรบกวนทางเฟสจะเกิดขึ้นในอุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบ เช่น ตัวคูณความถี่และวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสัญญาณรบกวนทางเฟสจะเป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบ ในระบบการสื่อสารดาวเทียมสัญญาณรบกวนทางเฟสจะส่งผลกระทบอย่างมากต่อสมรรถนะของระบบในอุปกรณ์ปลายทางดาวเทียมขนาดเล็ก เช่น วีแซต (VSAT) หรือสถานีภาคพื้นดินขนาดเล็ก [30] ในกรณีของระบบการสื่อสารที่ใช้การมอดูเลตความถี่ (FM) หรือเฟส (PM) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะถูกจำกัดโดยสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ หรือในกรณีที่เครื่องรับใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (FSK) หรือพีเอสเค (PSK) ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าพีเอสเคเป็นเทคนิคการมอดูเลตที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบการสื่อสารแบบดิจิตอล สัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องจะทำให้เกิดการรบกวนในการดีเทกต์สัญญาณเป็นผลให้อัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น เห็นได้ว่าผลกระทบทั้งหลายที่เกิดขึ้นในระบบล้วนแต่มีสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และมีเพียงวิธีเดียวที่จะแก้ไขได้คือการทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลง ดังนั้นเครื่องรับหรือเครื่องส่งในระบบการสื่อสารจึงต้องการวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเพื่อให้ระบบการสื่อสารมีประสิทธิภาพที่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

สัญญาณรบกวนทางเฟสอธิบายได้ด้วยอัตราส่วนของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density) ของการเปลี่ยนแปลงเฟสใน 1 ไซด์แบนด์ต่อหน่วยแบนด์วิดท์ ที่เรียกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสแถบข้างเดียว (Single Sideband Phase noise) มีหน่วยเป็น dBc/Hz

ณ ที่ความถี่ออฟเซ็ตจากความถี่กลาง แสดงได้ด้วยสัญลักษณ์ $L(f)$ (เรียกว่า สคริปต์ L) ซึ่งเป็นการวัดในโดเมนความถี่

โมเดลที่ใช้อธิบายสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ถูกเสนอขึ้นครั้งแรกโดย Leeson [31] ซึ่งโมเดลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลจากการทดลอง จึงถูกนำไปใช้ในการอธิบายถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสอย่างแพร่หลาย และต่อมาได้มีการพัฒนาและวิจัยอย่างต่อเนื่อง โดยที่สัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสมการ (4.20)

$$L(f) = 10\log\left\{\frac{1}{2}\left[1+\frac{1}{f_m^2}\left(\frac{f_0}{2Q_L}\right)^2\right]\frac{FkT}{P_{avs}}\left(1+\frac{f_c}{f_m}\right)\right\} \tag{4.20}$$

เมื่อ f_m คือ ความถี่ออฟเซ็ตจากความถี่กลาง

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 ($^\circ$K)

P_{avs} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณ

จากสมการสัญญาณรบกวนทางเฟสข้างต้นจะเห็นว่าพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรคือ

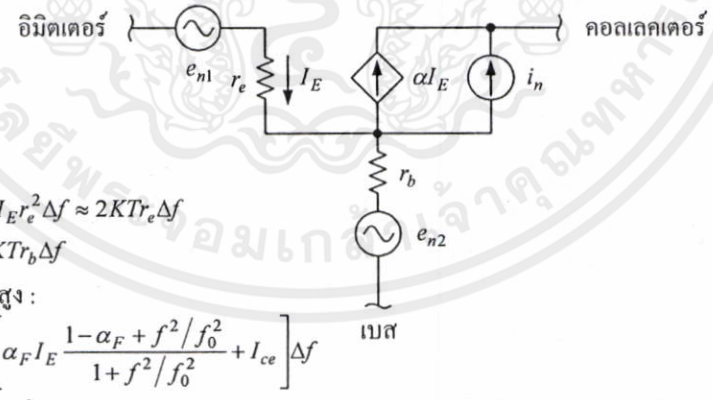
1. ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญและส่งผลกระทบอย่างมากต่อสัญญาณรบกวนทางเฟส ในการออกแบบที่ต้องการให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าต่ำต้องเลือกใช้เรโซเนเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง ๆ
2. ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แอกทีฟแต่ละชนิด โดยปกติแล้วการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำจะเลือกใช้ซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) มากกว่าแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต (GaAs MESFET) เนื่องจากอุปกรณ์ที่สร้างจากแกลเลียมอาร์เซนายด์มีค่าความถี่หักมุมสูงกว่าซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ 2 – 3 เท่า [32]
3. กำลังงานเอาต์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวน

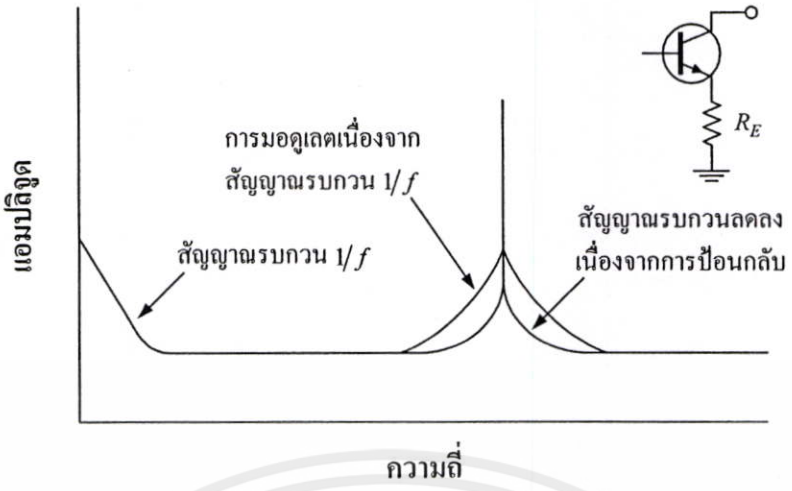
การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ 3 ตัว ได้แก่ ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในทรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ และกำลังเอาต์พุตของสัญญาณ เป็นที่ทราบดีว่าการใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG ในวงจรออสซิลเลเตอร์จะให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีมาก แต่วงจร YIG ออสซิลเลเตอร์ไม่ค่อยเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ เนื่องจากวงจรมีขนาดใหญ่และมีราคาแพงเมื่อเทียบกับเรโซเนเตอร์ชนิดอื่น ๆ จึงมีการศึกษาและวิจัยเพื่อหาวิธีการที่เหมาะสมในการออกแบบวงจรเพื่อลดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสอย่างต่อเนื่อง [32-40] ต่อมา Ulrich L. Rohde [41-42,43-45] ได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนทางเฟสในวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจรป้อนกลับแบบใหม่ที่นำสัญญาณรบกวนภายในไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนของวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรนี้สามารถทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ลดลงมากกว่า 15 dB เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้โครงสร้างเดียวกัน เทคนิคนี้สามารถใช้ได้ตลอดช่วงความถี่ช่วงกว้าง ๆ และทำงานได้ดีตั้งแต่ช่วงความถี่ VHF/UHF ไปจนถึงช่วงคลื่นมิลลิเมตร

เทคนิคการป้อนกลับสัญญาณรบกวนมีคุณสมบัติในการลดผลของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนทางเฟส วงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบและมีโมเดลของสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 โมเดลสัญญาณรบกวนของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 วงจรป้อนกลับแบบลบลดผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวน $1/f$

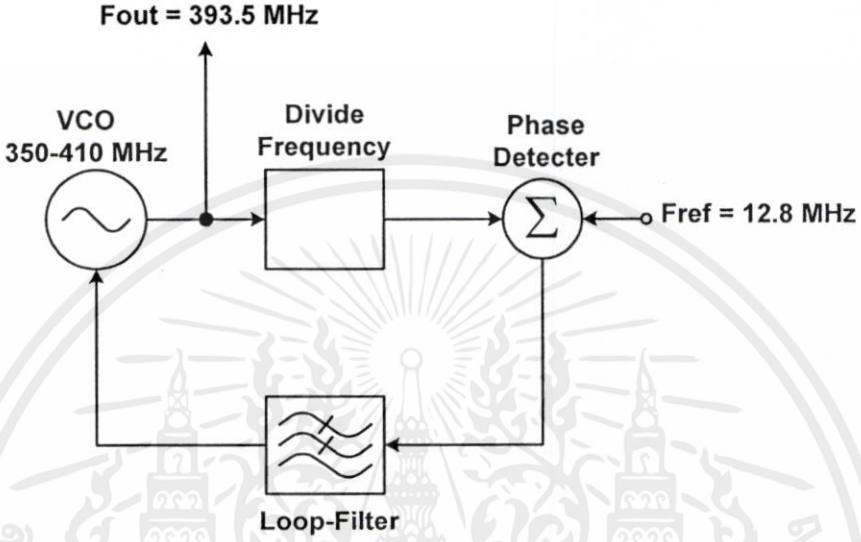
การสังเคราะห์ความถี่คือการสร้างสัญญาณความถี่ขึ้นโดยอาศัยสัญญาณจากแหล่งกำเนิดความถี่ค่าอื่นที่มีเสถียรภาพสูงเป็นสัญญาณอ้างอิง การสังเคราะห์ความถี่โดยทั่วไปแบ่งวิธีการสังเคราะห์ออกได้ 2 แบบ คือ

การสังเคราะห์แบบไม่ร่วมนัย (Incoherent Synthesis) การสังเคราะห์ความถี่แบบนี้อาศัยพื้นฐานด้านการผสมความถี่เป็นหลัก อุปกรณ์ในวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบไม่ร่วมนัยประกอบด้วยวงจรหลักคือ วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิงที่มีเสถียรภาพสูง วงจรผสมความถี่ วงจรหารความถี่ และวงจรกรองความถี่ การสังเคราะห์ความถี่แบบไม่ร่วมนัยอาศัยวงจรกำเนิดความถี่ที่มีเสถียรภาพสูงเช่น คริสตัล จำนวนหลายวงจร ซึ่งแต่ละตัวทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โดยเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดความถี่ด้วยคริสตัลแต่ละตัวจะถูกนำมาผสมความถี่ด้วยวงจรผสมความถี่ เอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมความถี่ประกอบด้วยผลบวกและผลต่างของความถี่อินพุต ซึ่งจะถูกเลือกโดยวงจร กรองแบบแถบผ่านที่เอาต์พุตของวงจรผสมความถี่เพื่อเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการ ส่วนของความละเอียดในการปรับความถี่ของวิธีการสังเคราะห์ความถี่แบบไม่ร่วมนัยนี้ขึ้นอยู่กับการเลือกความถี่และจำนวนวงจรกำเนิดความถี่ด้วยคริสตัล [46]

การสังเคราะห์แบบร่วมนัย (Coherent Synthesis) การสังเคราะห์ความถี่ในรูปแบบนี้อาศัยวงจรกำเนิดความถี่อ้างอิงที่มีเสถียรภาพสูงเพียงวงจรเดียว การสังเคราะห์ความถี่แบบร่วมนัยนี้ยังแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ก) การสังเคราะห์ตรงแบบร่วมนัย (Coherent Direct Synthesis) การสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ อาศัยการคูณและหารความถี่ของสัญญาณอ้างอิงเพื่อให้ได้สัญญาณความถี่หลายค่า โดยความถี่ที่ได้จากการคูณและหารความถี่นี้จะถูกนำไปผสมความถี่ด้วยวงจรผสมความถี่อีกทีหนึ่ง ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมความถี่คือผลบวกและผลต่างของความถี่ของสัญญาณอินพุต ความถี่ของเอาต์พุตจากวงจรผสมความถี่จะถูกเลือกโดยวงจรกรองความถี่ และ ข) การสังเคราะห์อ้อมแบบร่วมนัย (Coherent Indirect Synthesis) การสังเคราะห์ความถี่รูปแบบนี้

เอกสารนี้ ... ไม่ว่ากรณี ... การค้า

อาศัยคุณสมบัติของสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณอ้างอิงที่มีเสถียรภาพสูงเป็นตัวอ้างอิงให้กับสัญญาณที่กำเนิดได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรที่อาศัยหลักการสังเคราะห์นี้เช่น วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูป เป็นต้น หากเปรียบเทียบกับการสังเคราะห์แบบไม่ร่วมนัยแล้วข้อดีของการสังเคราะห์แบบร่วมนัยคือเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะตรงกับเฟสของสัญญาณอ้างอิงเสมอ [43]



รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูป

ตัวอย่างของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปแบบลูปเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 4.9 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูปในรูปที่ 4.9 อาศัยหลักการทำงานพื้นฐานของการหารแบบเศษส่วน N (Fractional-N-Division) ซึ่งขนาดการเปลี่ยนความถี่หรือช่วงห่างระหว่างช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

หลักการทำงานของระบบดังกล่าวอธิบายได้โดย หากกำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator: VCO) กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ในช่วง 350 ถึง 410 MHz สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวจะถูกหารความถี่ลง ด้วยวงจรหารความถี่ที่สามารถตั้งค่าการหารได้ จากนั้นเอาต์พุตจากวงจรหารความถี่จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตด้านหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ เพื่อเปรียบเทียบกับอินพุตอีกด้านหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ อินพุตอีกด้านหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่จะถูกป้อนด้วยสัญญาณอ้างอิงที่มีเสถียรภาพสูง เช่น วงจรกำเนิดความถี่ด้วยคริสตัล เป็นต้น วงจรกรองลูปที่เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ทำหน้าที่กดองค์ประกอบของความถี่ที่ใช้เปรียบเทียบลง โดยสร้างขึ้นจากวงจรอินทิเกรต เป็นต้น แรงดันไฟตรงที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองลูปทำหน้าที่ในการปรับแต่งความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า จนกระทั่งความถี่ที่หาร

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้นำไปใช้

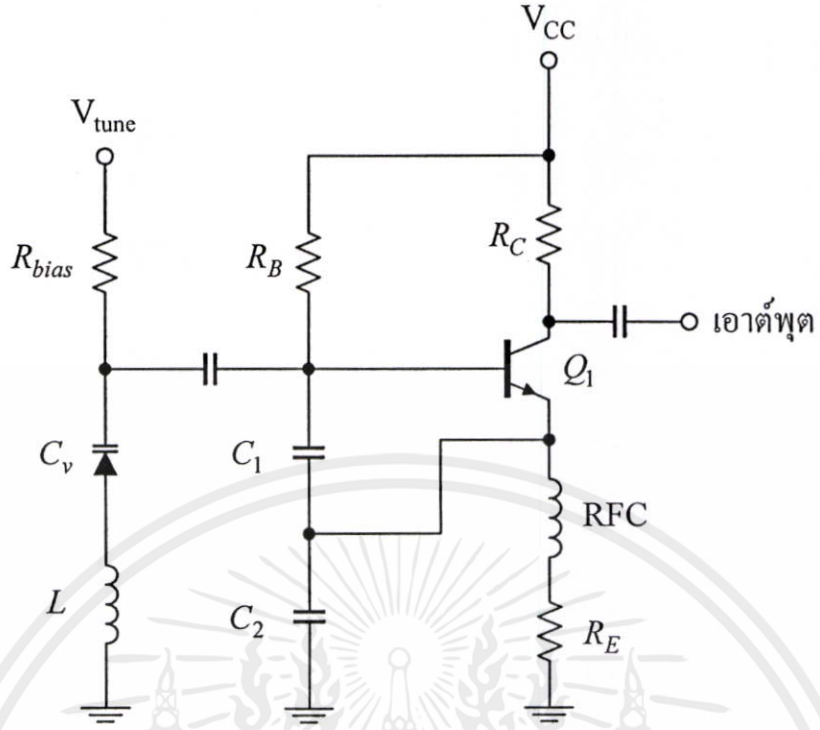
ได้จากวงจรหารความถี่มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณอ้างอิง ตัวอย่างเช่นจากรูปที่ 4.9 หากค่าการหารของวงจรหารความถี่ และความถี่ของสัญญาณอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 12.8 MHz แล้วความถี่ที่ได้จากการสังเคราะห์ความถี่จะมีค่าเท่ากับ 393.5 MHz โดยสามารถปรับค่าความถี่ที่เอาต์พุตของวงจรวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าได้จากการเปลี่ยนค่าการหารของวงจรหารความถี่ ซึ่งขนาดการเปลี่ยนความถี่มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณอ้างอิงคือ 12.8 MHz นั้นเอง ปัจจุบันการสังเคราะห์ความถี่อาศัยหลักการของระบบเฟสล็อกลูป โดยส่วนใหญ่สร้างขึ้นในรูปแบบของวงจรรวมที่มีขนาดเล็กและมีราคาถูก ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบวงจรสังเคราะห์ 2 ความถี่คือ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้เป็นวงจรกำเนิดความถี่

4.6 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

4.6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถทำได้โดยการพิจารณาค่าความต้านทานลบที่พอร์ตของอุปกรณ์แอกทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ โดยใช้วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ในการสร้างความต้านทานลบ ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถพิจารณาเป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกจากเอาต์พุตไปยังอินพุต โดยปกติแล้วโครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ทำได้หลายรูปแบบ เช่น โคลพิตต์ (Colpitts), ฮาร์ตเล่ย์ (Hartley), อาร์มสตรอง (Armstrong) หรือแคลปป์ (Clapp) ออสซิลเลเตอร์ แต่โครงสร้างที่มักนิยมใช้สำหรับการออกแบบในช่วงความถี่สูงคือโครงสร้างแบบแคลปป์ [42-44] เป็นโครงสร้างที่เหมาะกับการนำไปใช้งานจริงและสามารถปรับจูนความถี่ได้กว้าง วงจรออสซิลเลเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกโครงสร้างแบบแคลปป์ เนื่องจากสามารถอธิบายในรูปของความต้านทานลบง่าย วงจรมีความซับซ้อนน้อย และใช้งานที่ความถี่สูงได้ดี เป็นต้น [47] ถ้าเลือกอุปกรณ์แอกทีฟเป็นไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) สามารถทำการป้อนกลับจากขาคอลเลคเตอร์หรืออิมิตเตอร์ได้ แต่ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 10 GHz มักเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่เป็นแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์คือลูปการป้อนกลับจะทำให้เกิดความต้านทานลบเพื่อชดเชยการสูญเสียในวงจรและเมื่อต่อร่วมกับวงจรเรโซเนเตอร์แล้ว วงจรขยายจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยผลรวมของความต้านทานทั้งหมดต้องมีค่าเป็นลบ แต่ถ้าผลรวมของค่าความต้านทานเป็นบวกจะไม่ทำให้เกิดการออสซิลเลต วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แสดงในรูปที่ 4.10 โดยใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

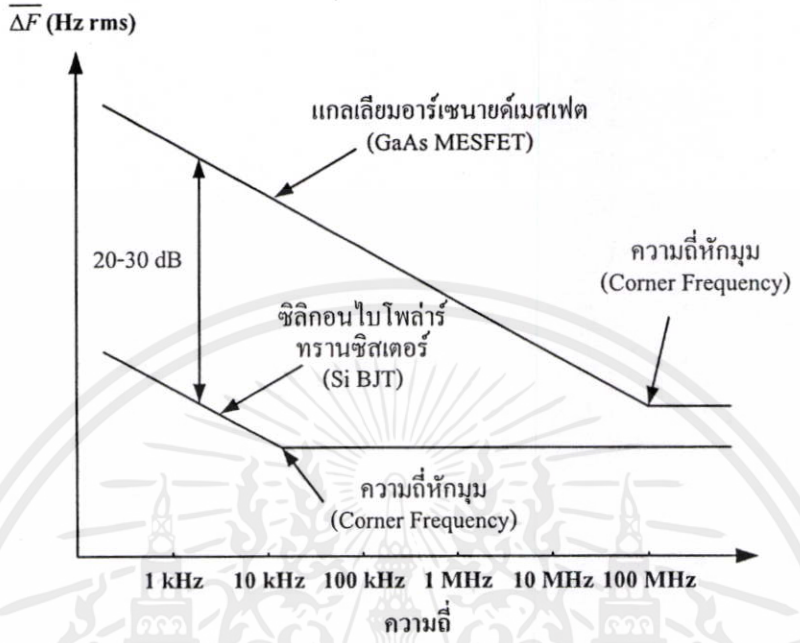
พิจารณาวงจรในรูปที่ 4.10 ซึ่งเป็นวงจรแคลปป์ออสซิลเลเตอร์โดยมีวงจรสมมูลเป็นไปตามรูปที่ 4.2 โดยที่ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เป็นตัวป้อนกลับเพื่อให้เกิดความต้านทานลบดังสมการที่ 4.5 และ C_v คือค่าความจุของวาแรกเตอร์ไดโอดซึ่งสามารถปรับให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้ ดังนั้นเงื่อนไขของการออสซิลเลตจะได้จาก

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_v} - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0 \tag{4.21}$$

ในการออกแบบเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่น้อยกว่าอุปกรณ์แอกทีฟแบบแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต อุปกรณ์แอกทีฟที่มีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำจะส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเช่นกัน [25] โดยทั่วไปแล้วค่าความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ จะขึ้นอยู่กับชนิดของอุปกรณ์แอกทีฟคือ ซิลิกอนเฟต (FET) มีค่าตั้งแต่ 50 – 100 Hz สำหรับซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ความถี่ไมโครเวฟมีค่าอยู่ในช่วง 1 - 10 kHz ส่วนมอสเฟต (MOSFETs) จะเท่ากับ 10 – 100 kHz และแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟตจะมีค่าสูงถึง 10 – 100 MHz นั่นคือในการใช้งานที่ความถี่สูงมากขึ้นจะต้องใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยน (Transition frequency: f_T) สูงพอที่จะสามารถใช้งานได้แต่จะส่งผลให้ความถี่ $1/f$ มีค่าสูงด้วย [48] การเปรียบเทียบสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

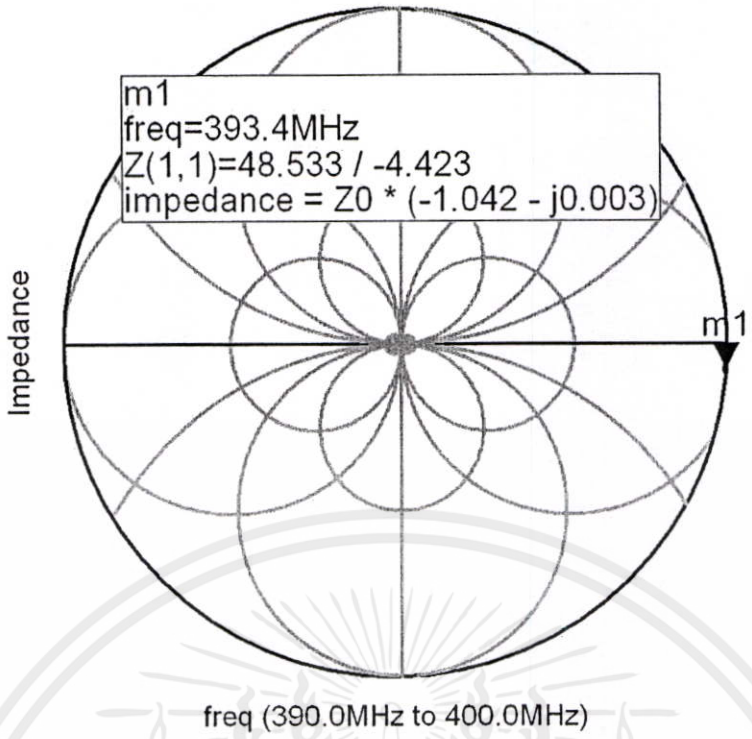
ของสัญญาณรบกวน $1/f$ ในซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์และแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต แสดงดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ และแกลเลียมอาร์เซนายด์เมสเฟต

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น Q_1 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเลือกใช้ซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFP 420 ของบริษัท Philips เพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ ซึ่งมีความถี่ที่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 9 GHz ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 8 kHz วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการมีความถี่ในช่วง 393.5 MHz ทำการไบแอสทรานซิสเตอร์ด้วย R_B, R_C และ R_E ที่มีค่าเท่ากับ 6.8 $k\Omega$, 47 Ω และ 22 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 10 pF จากสมการที่ 4.5 สามารถหาค่าอินพุตอิมพิแดนซ์เมื่อมีเงื่อนไขของการป้อนกลับ เมื่อทำการคำนวณค่าอินพุตอิมพิแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับ –52.1- j 0.15 Ω ที่ความถี่ 393.5 MHz ดังรูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลจำลองอินพุตอิมพิแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

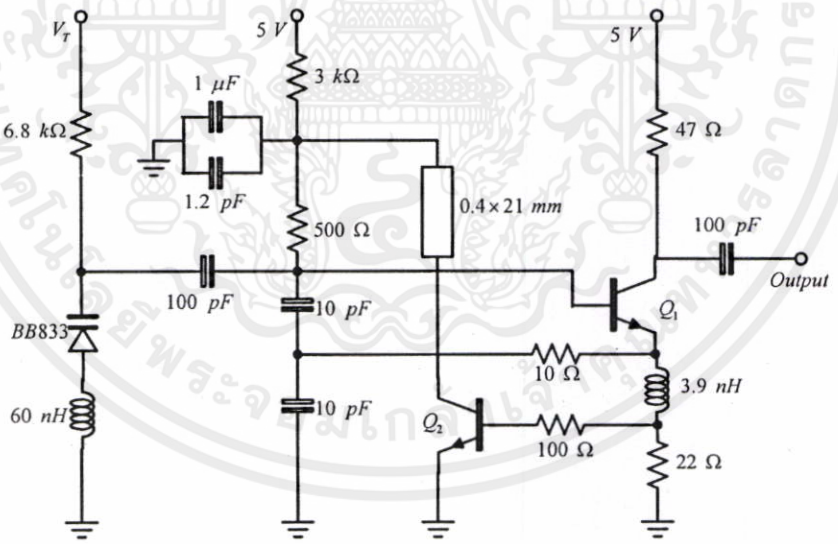
4.7 ผลจำลองการทำงาน

จากผลการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม Advanced Design System ในรูปที่ 4.12 เพื่อดูค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ทำการป้อนกลับแบบบวกด้วยตัวเก็บประจุ 10 pF จำนวน 2 ตัว ซึ่งจากผลการจำลองแบบการทำงาน พบว่า ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ขาเบสของวงจรมีค่า–52.1- j 0.15 Ω ที่ความถี่ 393.5 MHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นลบตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งานนอกจากนั้นยังครอบคลุมทั้งด้านความถี่สูงและทั้งด้านความถี่ด้านต่ำอีกด้วย ดังนั้นวงจรในรูปที่ 4.10 หากประกอบไปด้วยวาแรกเตอร์ไดโอดและตัวเหนี่ยวนำจะสามารถใช้งานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าในช่วงความถี่ 393.5 MHz ของระบบสังเคราะห์ความถี่ได้ การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้เป็นวงจรเรโซเนเตอร์ พิจารณาได้จากค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ 10 pF จำนวน 2 ตัวอนุกรมกันดังตามสมการที่ 4.7 วาแรกเตอร์ไดโอดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วาแรกเตอร์ไดโอดชนิดซิลิคอน เนื่องจากอุปกรณ์แอกทีฟหรืออุปกรณ์ดิสครีต เช่น ทรานซิสเตอร์หรือวาแรกเตอร์ไดโอด ที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำชนิดซิลิคอนจะให้ค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ ต่ำกว่าอุปกรณ์ชนิดอื่น [49] วาแรกเตอร์ไดโอด BB833 ถูกนำมาใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อปรับค่าความถี่ของวงจรเรโซเนเตอร์ ค่าความจุไฟฟ้าภายในของวาแรกเตอร์ไดโอด BB833 มีค่าระหว่าง 0.75 ถึง 9.3 pF ซึ่งมีค่าแปรตามแรงดันปรับแต่งความถี่แบบย้อนกลับที่ไบแอสให้กับวาแรกเตอร์ไดโอด (V_T) หากเลือกใช้ค่าความจุไฟฟ้าของวาแรกเตอร์ไดโอดในช่วงเริ่มต้นหรือที่ประมาณ 2 pF แล้วสามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ได้โดยเริ่มต้นจากการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุรวม (C_T) ซึ่งมีค่าเท่ากับตัวเก็บประจุ 10 pF (C_1) อนุกรมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

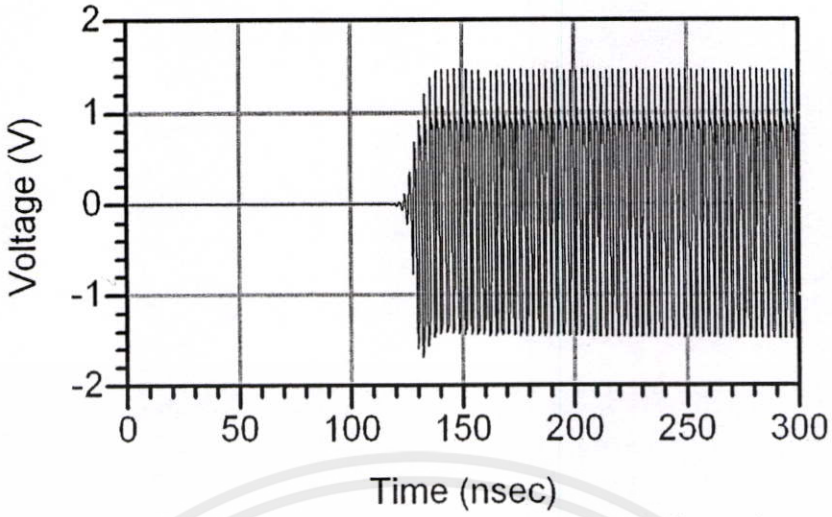
ตัวเก็บประจุ 10 pF (C_2) และอนุกรมกับค่าตัวเก็บประจุภายในวาแรกเตอร์ไดโอด (C_V) ที่ 2 pF ดังนั้นผลรวมของค่าตัวเก็บประจุจึงมีค่าประมาณ 1.1 pF หากต้องการให้วงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่ที่ 393.5 MHz ค่าตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณหาได้จาก $f = 1/2\pi\sqrt{LC_T}$ ซึ่งพบว่ามีค่าเท่ากับ 68 nH รูปที่ 4.13 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าที่สมบูรณ์

ในส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนที่เพิ่มให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์จะถูกต่อรวมเข้ากับวงจรไบแอสของวงจรออสซิลเลเตอร์หลัก โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ Q_2 ในการสร้างวงจรป้อนกลับสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ความถี่ต่ำเบอร์ BC847 ของบริษัท Philips มีความถี่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 100 MHz ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 5 kHz ตัวต้านทาน 100 Ω และตัวเก็บประจุ 1.2 pF จะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งทำให้การป้อนกลับสัญญาณรบกวนไม่มีที่ความถี่สูง ๆ โดยที่สัญญาณรวบกวนจากตัวต้านทาน 22 Ω ที่ขาอิมิตเตอร์จะถูกป้อนกลับผ่านวงจรขยายสัญญาณที่มีเฟสชิพเท่ากับ 180 องศา และถูกป้อนกลับเข้าไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์หลักเข้าที่ขาเบสของ Q_1 โดยผ่านตัวต้านทาน 100 Ω เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณรบกวนภายในวงจรออสซิลเลเตอร์และส่งผลให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าลดลง นอกจากนั้นส่วนของวงจรป้อนกลับยังทำให้กระแสคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หลักมีเสถียรภาพมากขึ้น [47]

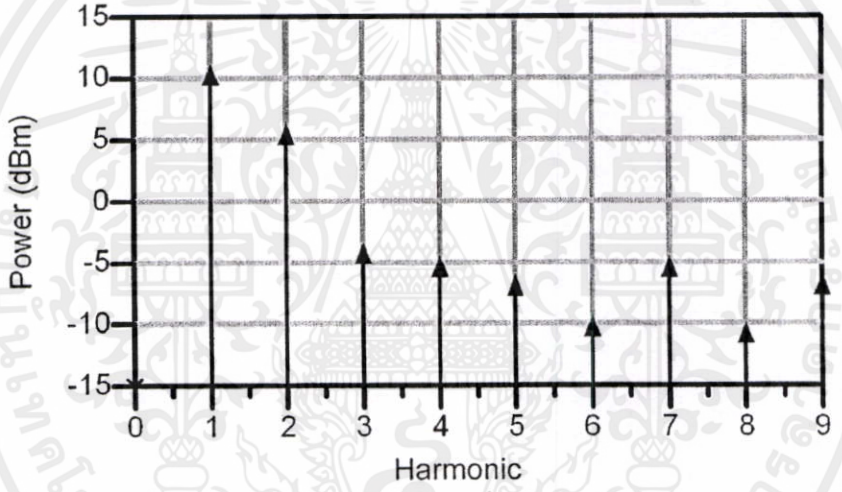


รูปที่ 4.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ผลจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนเวลาที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์



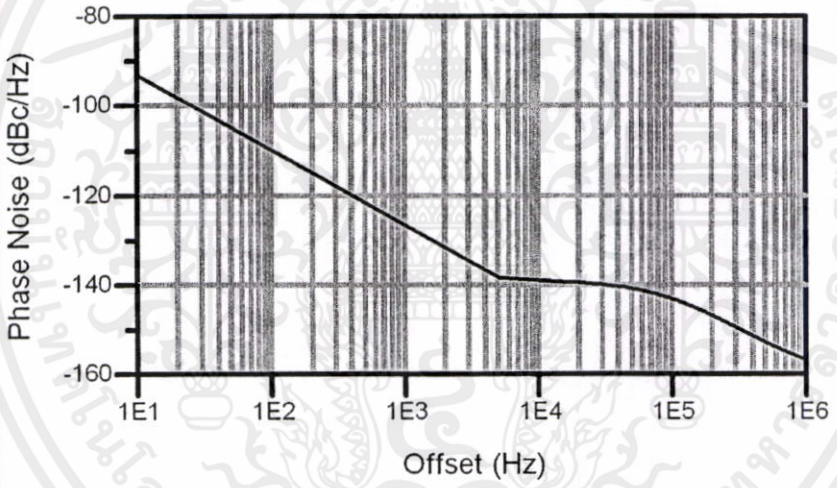
รูปที่ 4.15 จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนความถี่ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

เมื่อทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ในรูปที่ 4.13 โดยใช้โปรแกรม Advanced Design System ในการทดสอบพร้อมกับค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ BFP 420 ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.14 โดยแสดงการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร จากกราฟสามารถบอกได้ว่าวงจรสามารถเกิดการออสซิลเลตได้ จากรูปที่ 4.15 จำลองการทำงานในโดเมนความถี่ กำลังงานที่ได้จากการจำลองการทำงานในฮาร์โมนิกที่ 1 มีค่าเท่ากับ 10.87 dBm กำลังงานที่ฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าเท่ากับ 6.05 dBm ฮาร์โมนิกอื่นๆ ดูได้จากตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ผลจำลองการทำงานวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

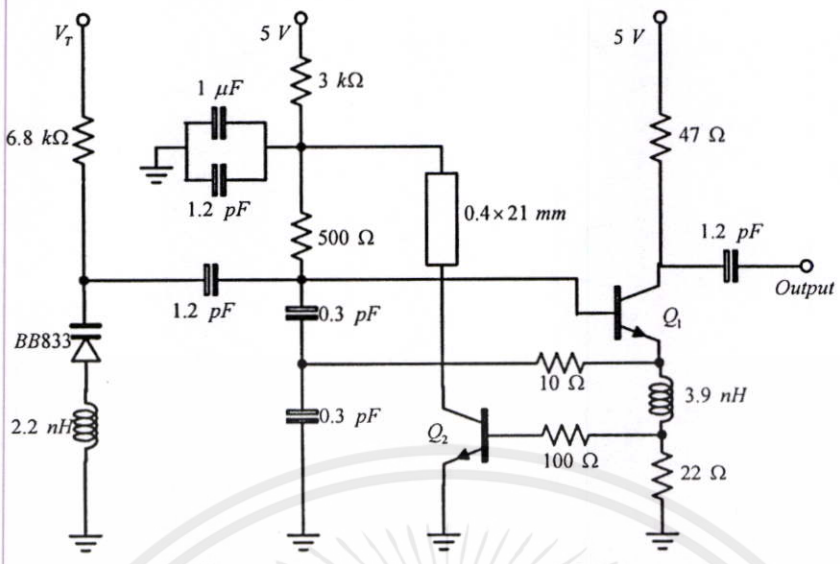
ฮาร์โมนิก	ความถี่ (เมกกะเฮิรตซ์)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
1	393.2	10.87
2	786.4	6.05
3	1.18	-3.65
4	1.57	-4.72
5	1.96	-6.29
6	2.35	-9.64
7	2.75	-4.78
8	3.14	-10.16
9	3.53	-6.22



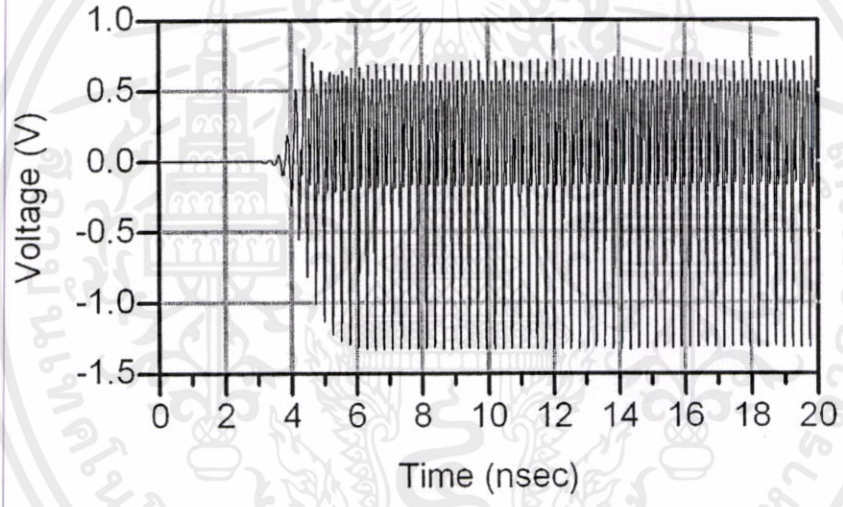
รูปที่ 4.16 ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุต จากผลการทดลอง พบว่า ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ มีค่า -139 dBc/Hz, -143 dBc/Hz, -157 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, 100 kHz, 1MHz ดังรูปที่ 4.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



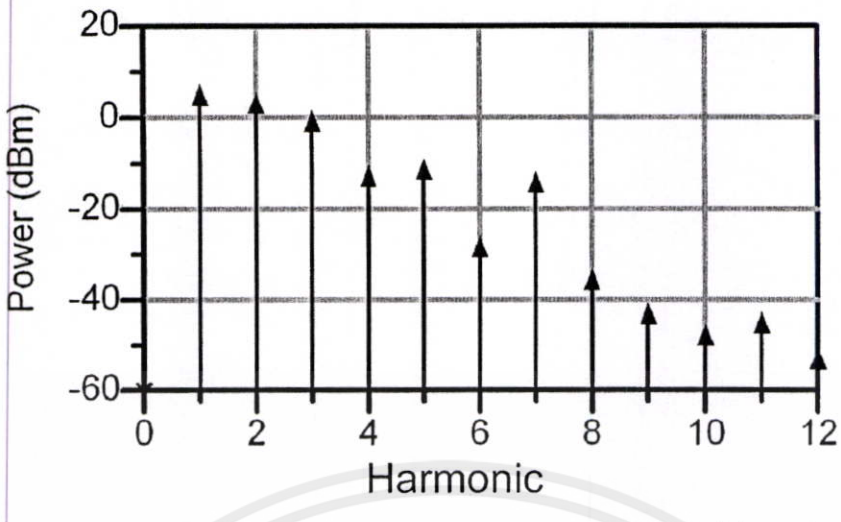
รูปที่ 4.17 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.18 ผลจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนเวลาที่ความถี่ 3.83กิกะเฮิรตซ์

วิธีการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ ดังรูปที่ 4.17ได้กล่าวมาข้างต้นแล้ว ดังนั้น ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.18 โดยแสดงการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร จากกราฟสามารถบอกได้ว่าวงจรสามารถเกิดการออสซิลเลตได้ จากรูปที่ 4.19 จำลองการทำงานในโดเมนความถี่ กำลังงานที่ได้จากการจำลองการทำงานในฮาร์โมนิกที่ 1 มีค่าเท่ากับ 6.555 dBm กำลังงานที่ฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าเท่ากับ 4.75dBm ฮาร์โมนิกอื่นๆ ดูได้จากตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



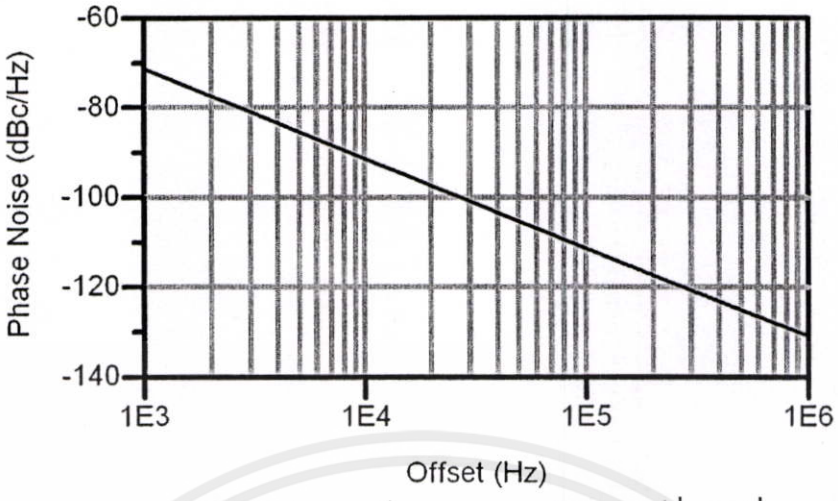
รูปที่ 4.19 ผลจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในโดเมนความถี่ที่ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

ตารางที่ 4.2 ผลจำลองการทำงานวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

ฮาร์โมนิก	ความถี่ (กิกะเฮิรตซ์)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
1	3.86	6.55
2	7.73	4.75
3	11.61	0.75
4	15.48	-11.17
5	19.35	-9.75
6	23.22	-26.82
7	27.09	-12.61
8	30.96	-34.07
9	34.83	-41.55

ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุต จากผลการทดลอง พบว่า ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มีค่า -90 dBc/Hz, -111 dBc/Hz, -129 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, 100 kHz, 1MHz ดังรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

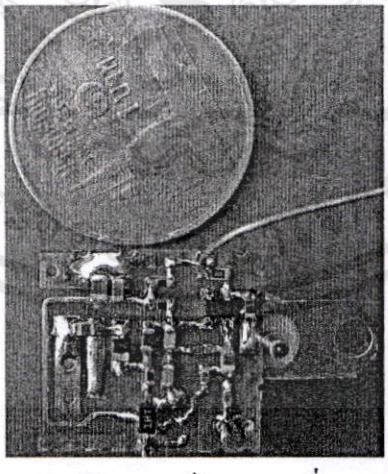


รูปที่ 4.20 ผลจำลองการทำงานเฟสนอยส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

4.8 ผลการทดลอง

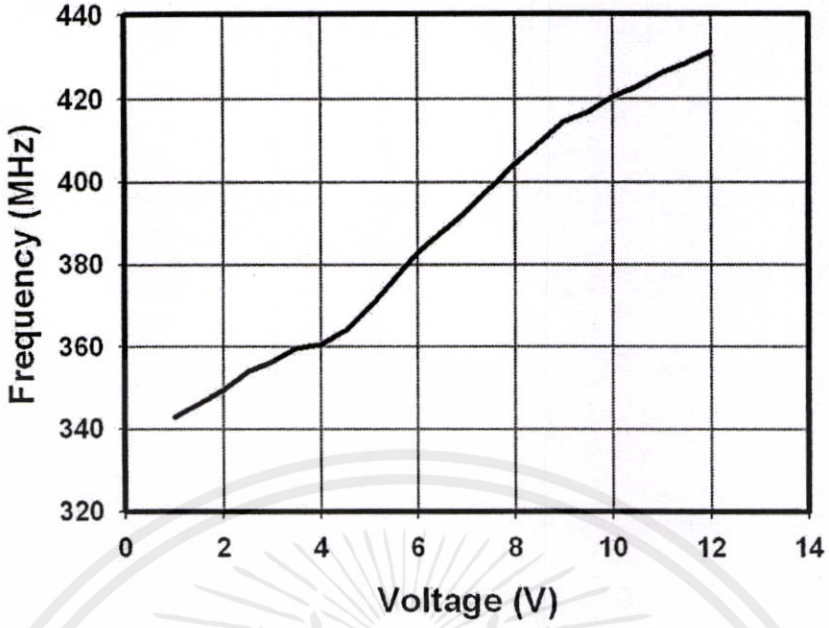
4.8.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.21 ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ให้วาแรกเตอร์ไดโอดแสดงดังในรูปที่ 4.22 จะเห็นว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-12 V ให้กับวาแรกเตอร์ไดโอดวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 343 เมกกะเฮิรตซ์ จนถึง 432 เมกกะเฮิรตซ์ โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 8.18 MHz/V

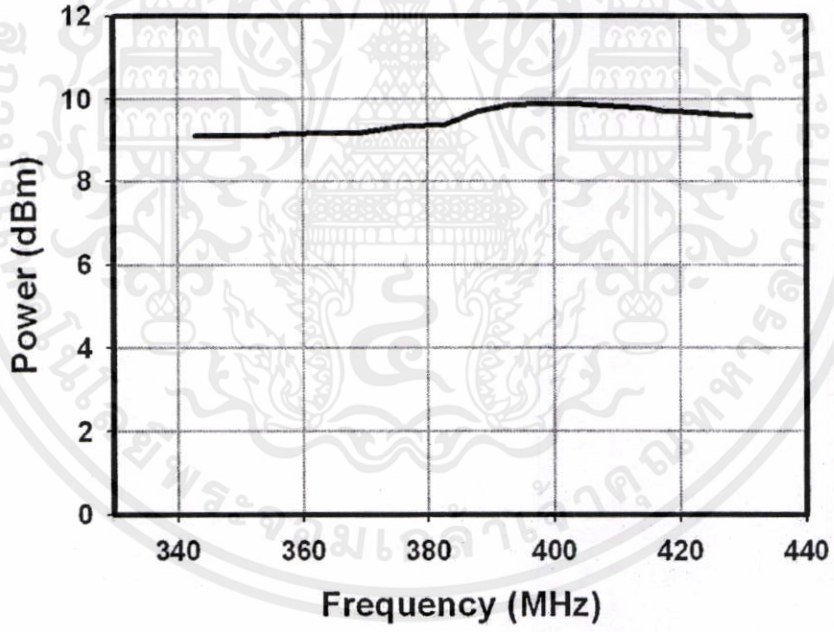


รูปที่ 4.21 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์



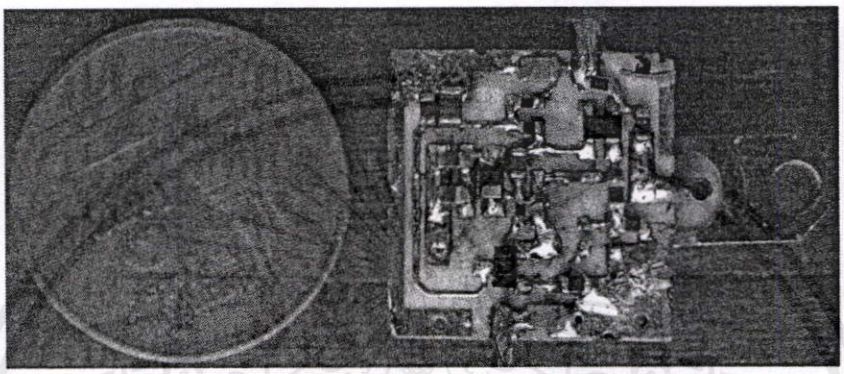
รูปที่ 4.23 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่า กำลังงานเอาต์พุตมีค่า 9 ± 1 dB_m ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 343 เมกกะเฮิรตซ์ จนถึง 432 เมกกะเฮิรตซ์ ดังรูปที่ 4.23

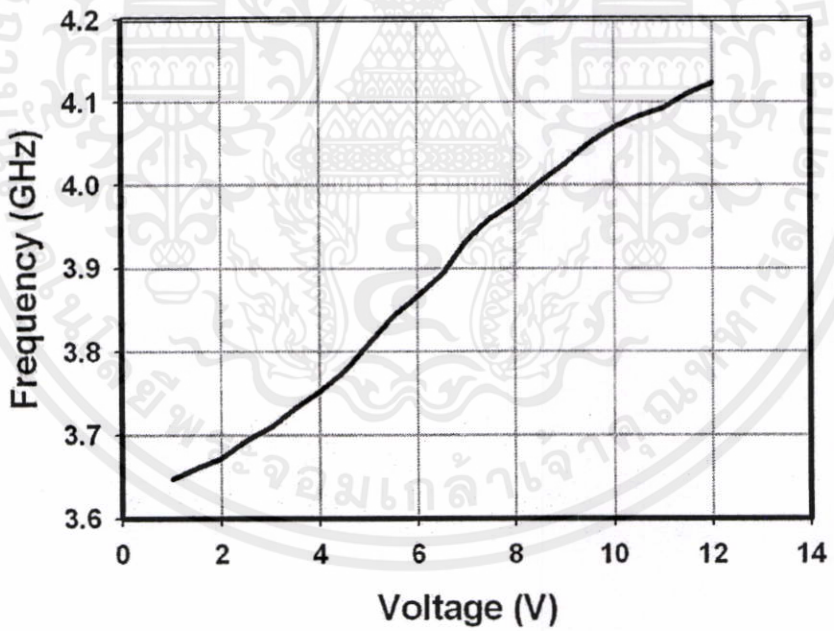
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.24 ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ให้วาแรกเตอร์ไดโอดแสดงดังในรูปที่ 4.25 จะเห็นว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-12 V ให้กับวาแรกเตอร์ไดโอดวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 3.65 กิกะเฮิรตซ์ จนถึง 4.12 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 42.7 MHz/V



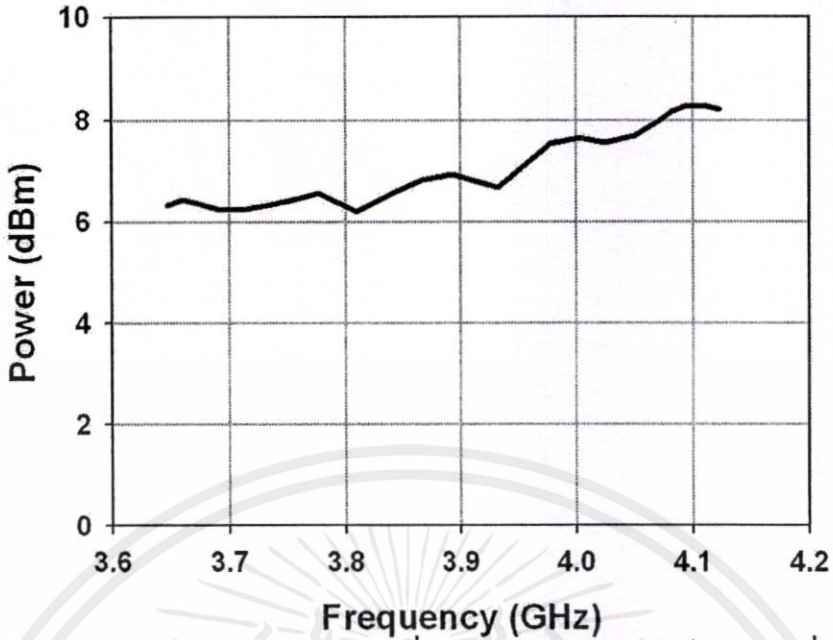
รูปที่ 4.24 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.25 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

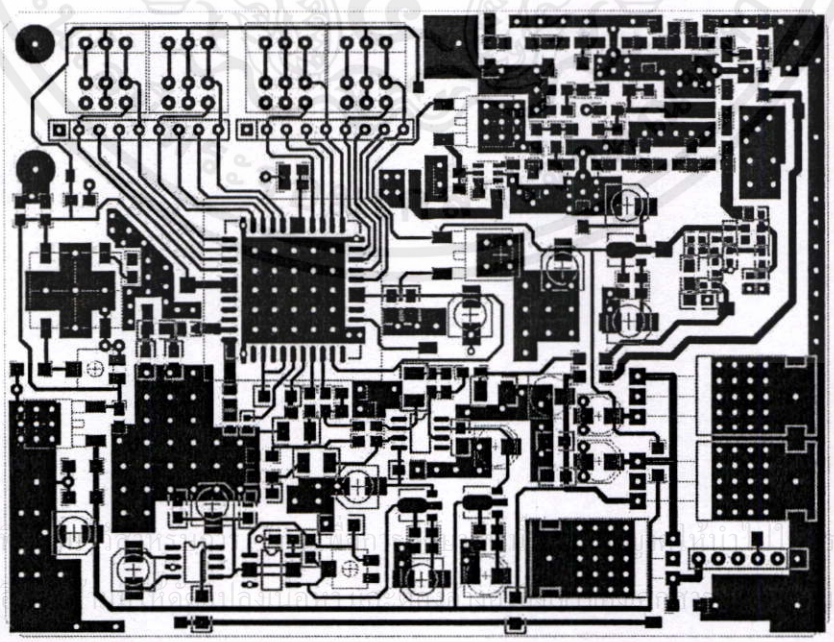
ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ พบว่า กำลังงานเอาต์พุตมีค่า 7 ± 1.5 dB_m ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 3.65 กิกะเฮิรตซ์ จนถึง 4.12 กิกะเฮิรตซ์ ดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

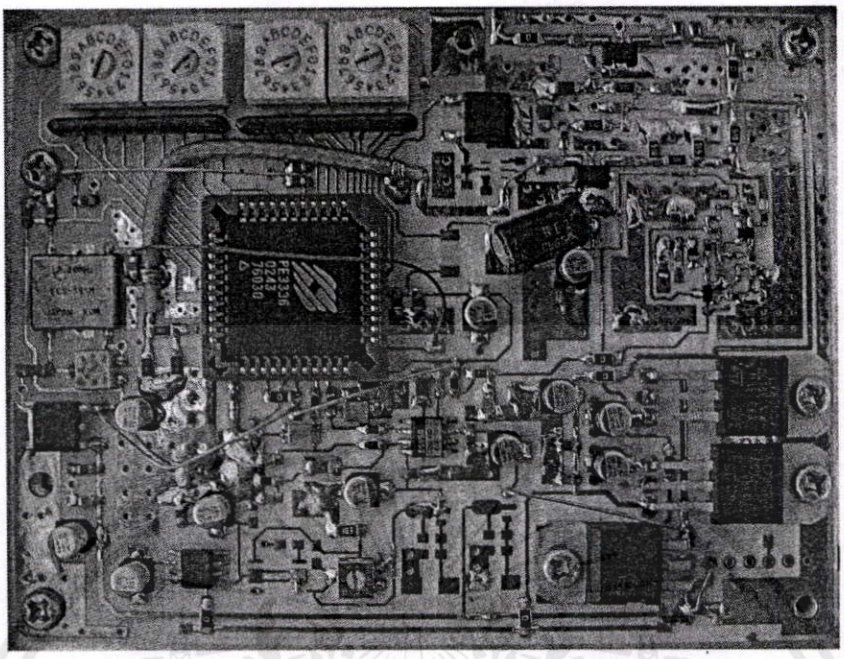
4.9.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปที่ออกแบบได้ถูกสร้างขึ้นบนวัสดุฐานรองชนิด Roger ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ε_r) เท่ากับ 3.48 ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 0.762 mm และมีความหนาของแผ่นตัวนำเคลือบผิว (t) ซึ่งทำจากทองแดงเท่ากับ 35 μm วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปที่ออกแบบและสร้างขึ้น แสดงไว้ในรูปที่ 4.27 กับ 4.28

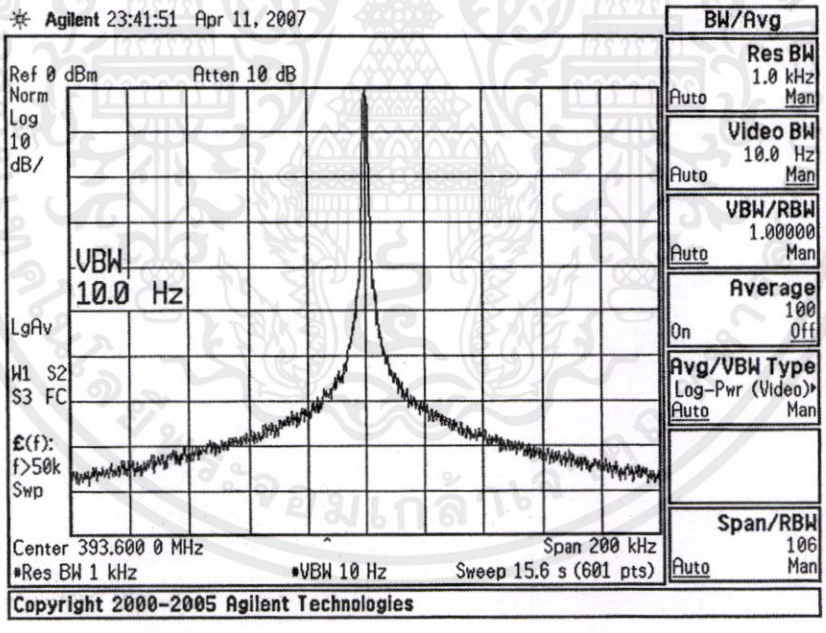


รูปที่ 4.27 ลายวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ...ะโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ... ...การนำไปใช้

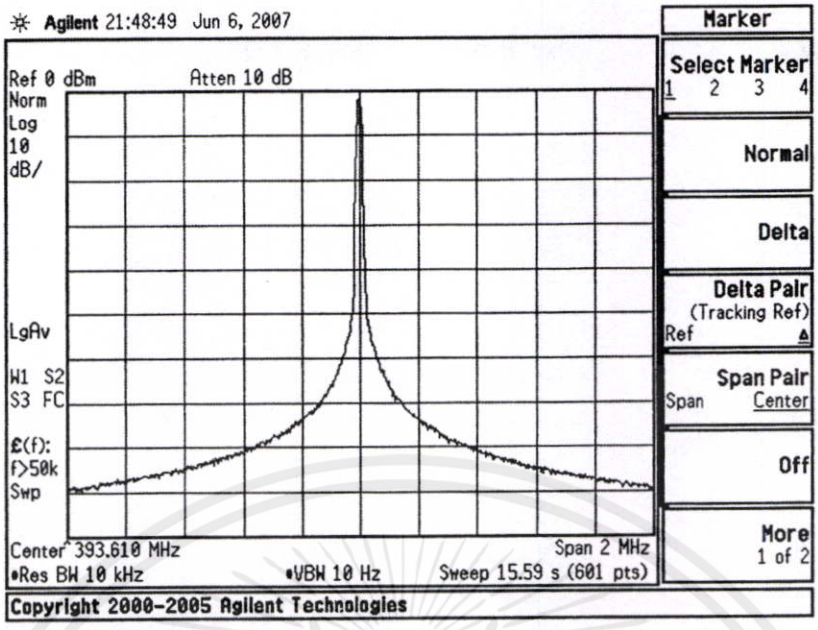


รูปที่ 4.28 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์



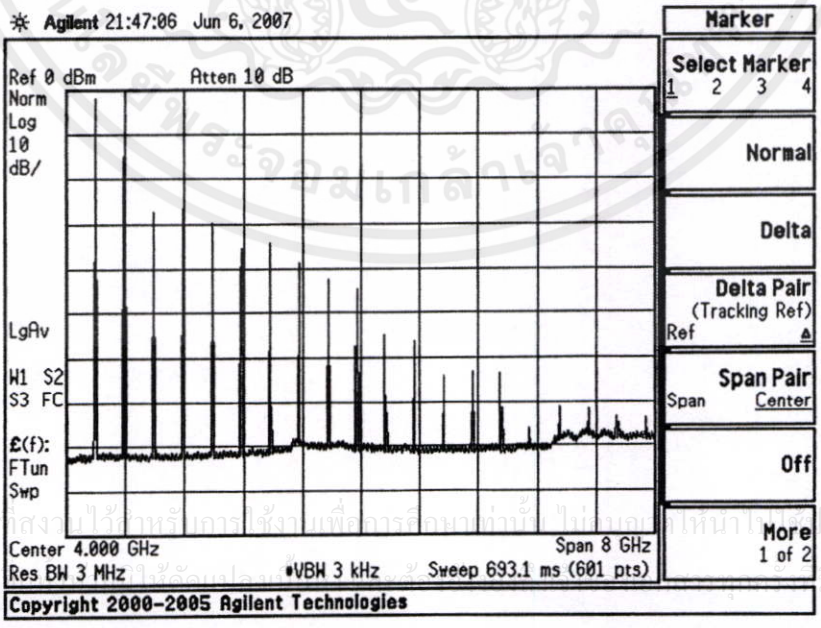
รูปที่ 4.29 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -116 dBc/Hz @ 100 kHz offset

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



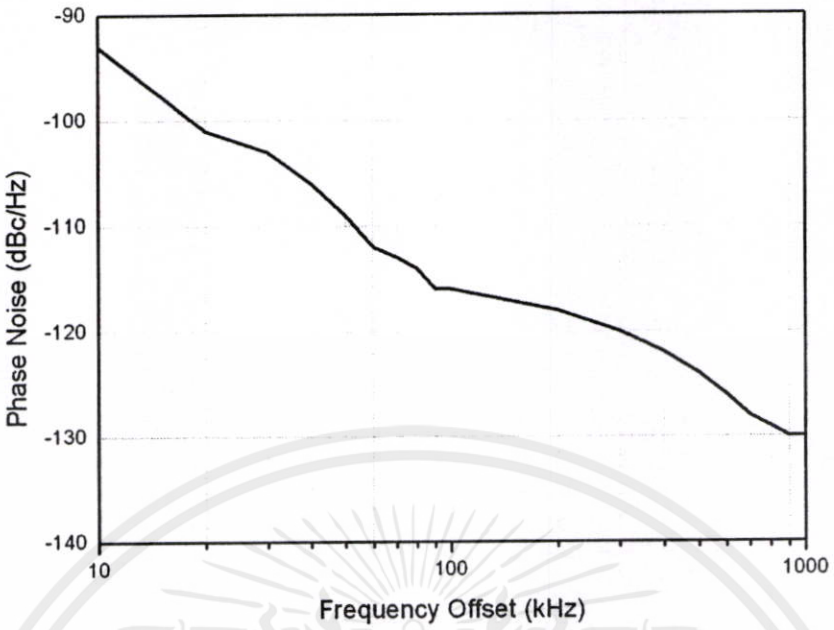
รูปที่ 4.30 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -130 dBc/Hz @ 1 MHz offset

รูปที่ 4.29-4.30 และรูปที่ 4.32 แสดงระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูป จากผลการทดลองพบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 393.6 เมกกะเฮิรตซ์ วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -93 dBc/Hz –116 dBc/Hz และ –130dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 10 kHz 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ จากรูปที่ 4.31 จะเห็นได้ว่าความถี่หลักมูลเท่ากับ 393.6 เมกกะเฮิรตซ์ มีความถี่ฮาร์โมนิกลำดับที่ 2 ลำดับที่ 3 ไปเรื่อยๆ ซึ่งระดับกำลังงานมีค่าลดน้อยลงตามลำดับ



รูปที่ 4.31 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

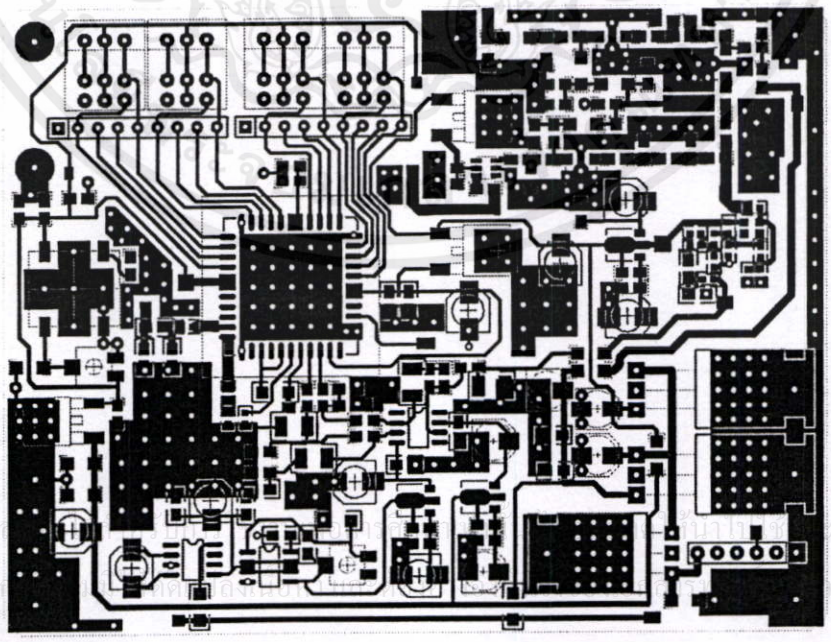
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 ผลการวัดเฟสนอยส์วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์

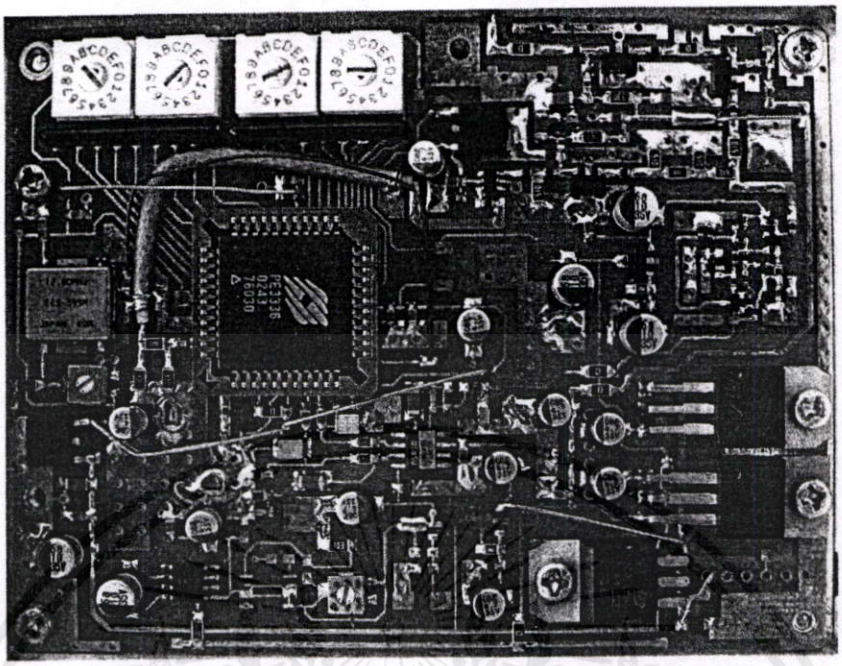
4.9.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปที่ออกแบบได้ถูกสร้างขึ้นบนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ε_r) เท่ากับ 4.4 ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 0.762 mm และมีความหนาของแผ่นตัวนำเคลือบผิว (t) ซึ่งทำจากทองแดงเท่ากับ 18 μm วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปที่ออกแบบและสร้างขึ้น แสดงไว้ในรูปที่ 4.33 กับ 4.34

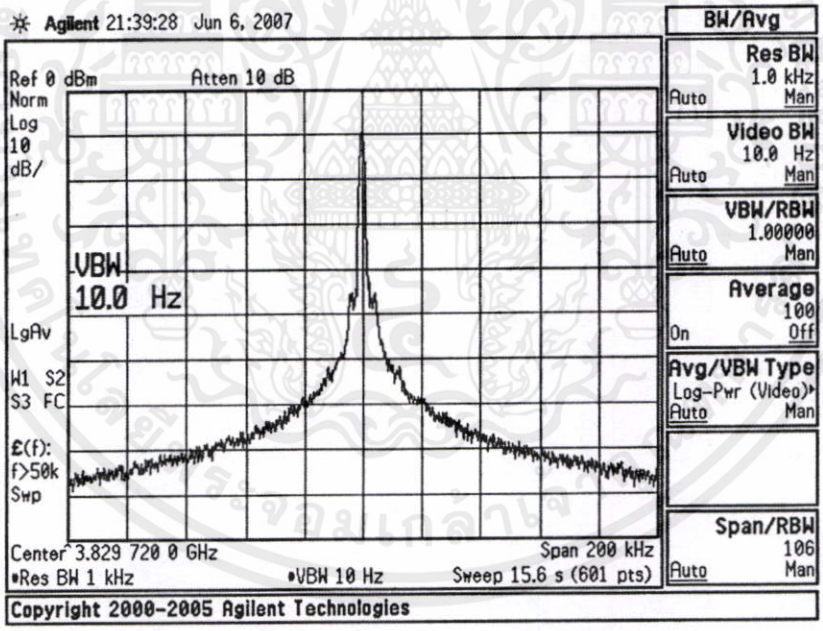


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อี ารนำไปใช้

รูปที่ 4.33 ลายวงจรพิมพ์สังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์

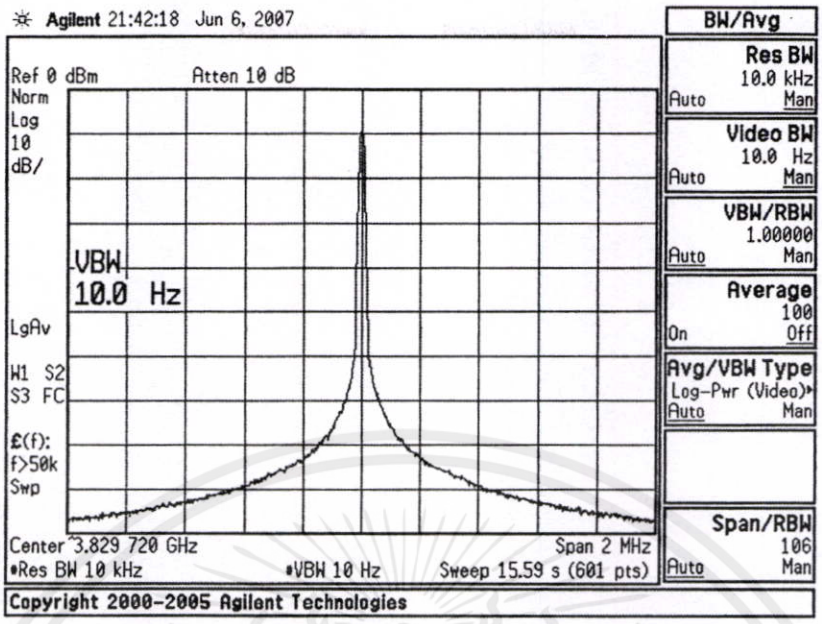


รูปที่ 4.34 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์



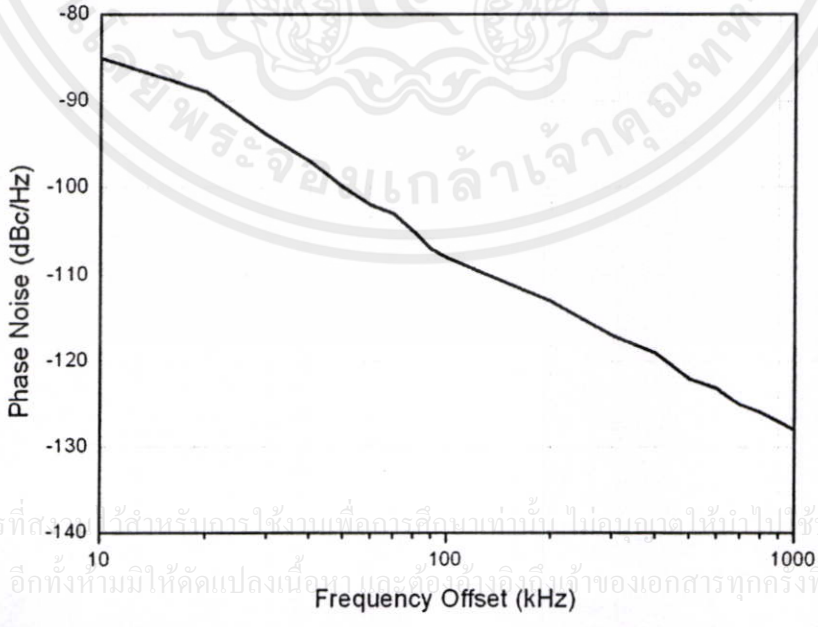
รูปที่ 4.35 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -108 dBc/Hz @ 100 kHz offset

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มี Phase Noise = -128 dBc/Hz @ 1 MHz offset

รูปที่ 4.35-4.37 แสดงระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูป จากผลการทดลองพบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 3.83 กิกะเฮิรตซ์ วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -85 dBc/Hz –108 dBc/Hz และ –128 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซ็ตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 10 kHz 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.37 ผลการวัดเฟสนอยส์วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์

4.9 สรุป

ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกลูปขึ้น โดยประกอบด้วยวงจรหลักภายใน 2 ส่วน คือ วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า และวงจรเฟสล็อกลูป วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้นสรุปคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ และ 3.83 กิกะเฮิรตซ์

	ความถี่ใช้งาน	
	393.5 MHz	3.83 GHz
กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	19	10
เฟสนอยส์ @ 10 kHz	-93 dBc/Hz	-85 dBc/Hz
เฟสนอยส์ @ 100 kHz	-116 dBc/Hz	-108 dBc/Hz
เฟสนอยส์ @ 1 MHz	-130 dB/Hz	-128 dBc/Hz
ไฟเลี้ยง (V)	12	12
กระแส (mA)	350	350

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
วงจรมิกเซอร์

5.1 บทนำ

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในระบบสื่อสาร โดยทำการแปลงความถี่สัญญาณวิทยุลงมาที่สัญญาณความถี่กลางหรือที่สัญญาณเบสแบนด์ ในส่วนของภาครับโดยทั่วไปต้องการวงจรมิกเซอร์ ที่มีค่าการสูญเสียแปลงผัน (conversion loss) ต่ำ มีความเป็นเชิงเส้นสูงและต้องการค่าไอโซเลชั่นที่ดี ซึ่งโครงสร้างของมิกเซอร์แบบดับเบิ้ลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดีเมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบซิงเกิ้ลบาลานซ์ เนื่องจากโครงสร้างแบบบาลานซ์จะกำจัดฮาร์โมนิค ลำดับคู่ของทั้งสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอล ทำให้วงจรมิกเซอร์ไม่ต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อแยกพอร์ตความถี่กลางออกจากสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอล นอกจากนี้เมื่อเทียบกับวงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิ้ลบาลานซ์แล้ววงจรมิกเซอร์แบบดับเบิ้ลบาลานซ์มีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่ามาก การออกแบบวงจรมิกเซอร์สามารถใช้ได้ทั้งอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟ อุปกรณ์แอกทีฟเช่น ทรานซิสเตอร์หรือเฟต จะมีข้อดีที่สามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วยแต่วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟที่ใช้ไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะเป็นความถี่แบบครอสโปรดักต์ ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิต่อสัญญาณหรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่และในขณะเดียวกันแอมปลิจูดของสัญญาณความถี่กลางก็จะต่ำกว่าสัญญาณความถี่วิทยุ

5.2 ทฤษฎีไดโอดมิกเซอร์

การแปลงความถี่ของวงจรมิกเซอร์จะใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งกระบวนการวิเคราะห์วงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำได้ยากมาก พิจารณาความนำที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสัญญาณ $g(t)$

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) \tag{5.1}$$

โดยที่ค่าองค์ประกอบของความนำ G_0 จะต้องมีค่ามากกว่า G_1 เมื่อใส่แรงดัน $v_s(t)$ เข้าไป โดยที่

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t) \tag{5.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่ากระแสได้ดังสมการ

$$i(t) = g(t)v_s(t) \tag{5.3}$$

$$= G_0 V_s \cos(\omega_s t) + \frac{G_1 V_s}{2}\left[\cos\left((\omega_s - \omega_p)t\right) + \cos\left((\omega_s + \omega_p)t\right)\right]$$

ซึ่งจะได้เทอมของความถี่ผลต่าง $\omega_s - \omega_p$ และเทอมความถี่ผลบวก $\omega_s + \omega_p$ ซึ่งปกติแล้วมักจะใช้เทอมความถี่ผลต่างเป็นเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ แต่ในทางปฏิบัติแล้ว รูปคลื่นสัญญาณของความนำ จะไม่ใช้สัญญาณรูปคลื่นไซน์เพียงอย่างเดียว ดังนั้นในวงจรไดโอดมิกเซอร์จะประกอบด้วยฮาร์โมนิคจำนวนมาก ดังนั้นสมการที่ (5.3) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) + G_2 \cos(2\omega_p t) + G_3 \cos(3\omega_p t) + \ldots \tag{5.4}$$

ซึ่งจะได้ผลการคูณระหว่างสัญญาณความถี่วิทยุและฮาร์โมนิคทั้งหมดของ ω_p ดังนั้นผลของการคูณจะเป็น

$$\omega_n = \left|\omega_0 + n\omega_p\right| \tag{5.5}$$

5.3 ค่าการสูญเสียแปลงผัน

โดยทั่วไปค่าการสูญเสียแปลงผันมักจะอ้างอิงถึงค่าการสูญเสียแปลงผันแถบข้างเดียว (Single Sideband: SSB) สมมุติให้ไม่มีการสูญเสียและไม่มีผลที่เกิดจากอินเตอร์มอดูเลชัน สามารถคำนวณค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำที่สุดในทางทฤษฎีได้ดังนิยาม

$$L_C = \frac{\text{RF input power}}{\text{IF output power}} \tag{5.6}$$

สำหรับวงจรมิกเซอร์ในอุดมคติ กระจายอนุกรมฟูริเยร์สำหรับ n=1 (ไม่มีผลจากอินเตอร์มอดูเลชัน) ได้ดังนี้

$$V_{out} = V_{RF}\sin(\omega_{RFt})\frac{4}{\pi}\sin(\omega_{LOt}) \tag{5.7}$$

$$V_{out} = V_{RF}\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{4}{\pi}\left[\cos\left((\omega_{LO} - \omega_{RF})t\right) - \cos\left((\omega_{LO} + \omega_{RF})t\right)\right] \tag{5.8}$$

แรงดัน IF (ขนาดของสัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการ) จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ ดัดแปลง โฆษณาหาการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้นำไฟล์ไปเผยแพร่ต่อ ไม่ว่าจะคิดค่าตอบแทนหรือไม่ก็ตาม ขอสงวนสิทธิ์ในการฟ้องร้องดำเนินคดีตามกฎหมายกับผู้ที่นำไปใช้ในทางที่ผิดกฎหมายทุกกรณี

$$V_{IF} = V_{RF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \tag{5.9}$$

และค่าการสูญเสียแปลงผันจาก RF ไป IF จะมีค่าเป็น

$$L_C = 20 \log \frac{V_{RF}}{V_{IF}} = 20 \log \frac{\pi}{2} = 3.92 \text{ dB} \tag{5.10}$$

ค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรจริงจะรวมผลของการสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในตัวไดโอด การสูญเสียเนื่องจากผลของการอินเตอร์มอดูเลชัน และการสูญเสียเนื่องจากการไม่แมตช์ที่ RF และ IF วงจรมิกเซอร์ที่ดีจะมีค่าการสูญเสียแปลงผัน 5 ถึง 8 dB [50]

5.4 นอยส์ฟิกเกอร์

วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟจะมีค่าอัตราขยายในสมการนอยส์ฟิกเกอร์เท่ากับ 1 ซึ่งทำให้ค่านอยฟิกเกอร์มีค่าเท่ากับค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์

5.5 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต

ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตเป็นการวัดการรั่วของสัญญาณจากพอร์ตหนึ่งไปสู่อีกพอร์ตหนึ่ง สัญญาณที่มีกำลังงานมากที่สุดที่ปรากฏอยู่ในสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์คือสัญญาณ LO เนื่องจากต้องใช้เป็นตัวขับไดโอดให้ทำงาน ซึ่งมักจะมีค่ามากกว่าสัญญาณ RF มาก ซึ่งถ้าวงจรมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชันไม่ดีก็จะทำให้สัญญาณ LO รั่วออกทางสายอากาศได้

ตารางที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ [51]

	ซิงเกิลไดโอด	ซิงเกิลบาลานซ์	ดับเบิลบาลานซ์
ความสูญเสียคอนเวอร์ชั่น	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
คุณสมบัติของสปิวเรียส	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
ไดนามิคเรนจ์	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ไอโซเลชั่น	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
กำลังงานที่รองรับได้	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ความซับซ้อน	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
แบนด์วิดธ์	แคบ	กว้าง	กว้าง

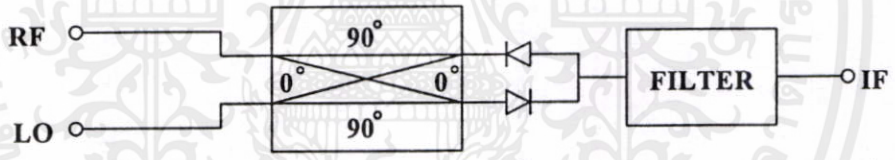
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปวงจรมิกเซอร์จะแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆคือแบบซิงเกิลไดโอดมิกเซอร์และอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ โดยวงจรบาลานซ์มิกเซอร์จะมีข้อ

ได้เปรียบกว่าคือมีค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดี สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน และกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ ทั้งยังสามารถรองรับกำลังงานที่สูงขึ้นได้ดีกว่า แต่ข้อจำกัดของวงจรแบบบาลานซ์มิกเซอร์คือมีความซับซ้อนมากกว่าและให้ค่าความสูญเสียแปลงผันที่ไม่ค่อยดีมากนัก ซึ่งในวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ยังแบ่งประเภทย่อยๆได้อีก 2 ประเภทคือวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์และวงจรดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ แสดงในตารางที่ 5.1 สำหรับวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้ควอเดรเจอร์ไฮบริดคัปเปลอร์แบบกรอบบรานซ์ไลน์ (Branch Line Hybrid Coupler) ซึ่งโครงสร้างนี้สามารถจัดทำได้ง่าย และมีราคาถูก

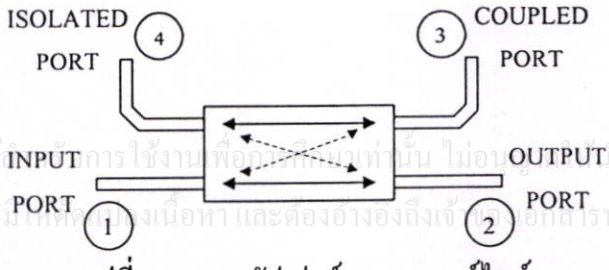
5.6 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรควอเดรเจอร์ไฮบริดคัปเปลอร์

วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์สามารถแบ่งออกได้อีก 2 รูปแบบตามชนิดของวงจรไฮบริด นั่นคือวงจรไฮบริด 180 องศาและวงจรไฮบริด 90 องศาหรือควาเดรเจอร์ไฮบริด ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรมิกเซอร์โดยใช้ควอเดรเจอร์ไฮบริด โครงสร้างอย่างง่ายของวงจรมิกเซอร์แสดงในรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยไดโอดมิกเซอร์ 2 ตัวเชื่อมต่อด้วยวงจรไฮบริด ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรเชื่อมต่อไฮบริดชนิดควอเดรเจอร์

จากรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าไดโอดทั้ง 2 ตัวจะต่อเข้ากับพอร์ตแยก 2 พอร์ตส่วนสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลจะต่อเข้ากับพอร์ตที่เหลือ วงจรมิกเซอร์ดังกล่าวจะมีลักษณะที่สมดุลกัน ดังนั้นพอร์ตของสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลสามารถสลับกันได้โดยไม่มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์



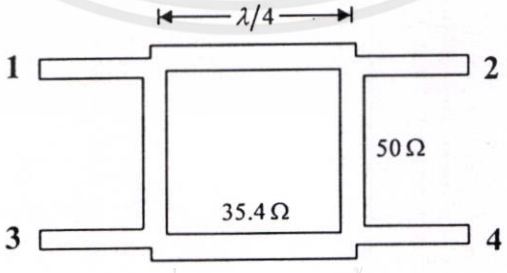
รูปที่ 5.2 วงจรคัปเปอร์แบบบรานซ์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงานของวงจรไฮบริดเมื่อพิจารณาเฉพาะในส่วนของวงจรไฮบริดหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะมีเพียงพอร์ตที่ 2 และ3 เท่านั้นที่จะได้รับส่วนแบ่งของกำลังงานของสัญญาณที่ส่งออกมาจากพอร์ต 1 โดยจะได้รับกำลังงานพอร์ตละเท่าๆกัน ส่วนพอร์ตที่ 4 จะไม่ได้รับกำลังงานของสัญญาณเลย ในทางกลับกันหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต 4 ก็จะมีเพียงแต่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 เท่านั้นที่ได้รับกำลังงานเช่นเดิม และหากป้อนสัญญาณที่เท่ากันทุกประการก็จะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีขนาดของสัญญาณเท่ากับขนาดของสัญญาณในกรณีแรก ยกเว้นเพียงแต่ว่าเฟสจะกลับกันเท่านั้น ส่วนพอร์ต 1 จะไม่ได้รับกำลังสัญญาณอะไรเลยเช่นเดียวกัน ในส่วนของวงจรมิกเซอร์ สัญญาณคลื่นความถี่วิทยุหรือสัญญาณอาร์เอฟจะเข้ามาที่พอร์ต 1 และสัญญาณโลคอลเข้ามาที่พอร์ต 4

5.7 การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์

โครงสร้างของวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรควอเดรเจอร์ไฮบริดคัปเปลอร์แบบกรอบบรานซ์ไลน์ แสดงในรูปที่ 5.3 จะเห็นว่าโครงสร้างนี้มีขนาดของสตริปไม่เท่ากันซึ่งหมายถึงมีค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะไม่เท่ากันและมีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ โครงสร้างในลักษณะนี้เป็นที่นิยมใช้มากกว่าวงจรไฮบริดชนิดคัปเปลอร์ไลน์ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีการเชื่อมต่อใดๆและไม่ต้องการความถูกต้องแม่นยำมากนัก และยังสามารถสร้างได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ก็มีข้อจำกัดในการออกแบบบนไมโครสตริปที่ความถี่ต่ำ ในวงจรไฮบริดคัปเปลอร์แบบบรานซ์ไลน์นี้การคัปปลิ้งเกิดขึ้นระหว่างสายส่ง 2 เส้นที่เชื่อมต่อเข้าด้วยกันเป็นช่วงๆ มีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ และมีระยะห่างเท่ากับ $\lambda/4$ สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ได้โดยใช้สายส่งหลายๆเส้นต่อกัน แต่ก็มีข้อจำกัดเนื่องจากอิมพิแดนซ์ของสายส่งไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ การออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปลอร์แบบกรอบบรานซ์ไลน์นี้สามารถทำได้หลายวิธี [52] การวิเคราะห์ของโหมดคู่และโหมดคี่จะนำมาใช้ในการหาคุณลักษณะเบื้องต้นของวงจร [53] โดยค่าอิมพิแดนซ์ของวงจรคัปเปลอร์แบบกรอบบรานซ์ไลน์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.2



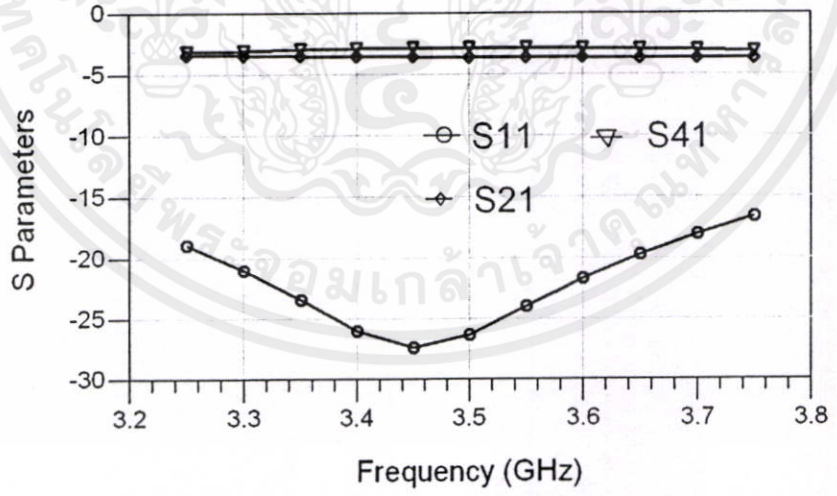
รูปที่ 5.3 วงจรเชื่อมต่อไฮบริดโครงสร้างแบบกรอบบรานซ์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 อิมพิแดนซ์ของสายส่งของวงจรไฮบริดคัปเปลอร์แบบกรอบบรานซ์ไลน์ 1 ชุด

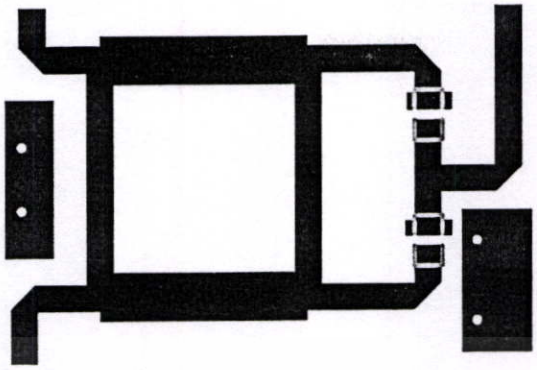
คัปปลิ้ง (dB)	Y_B	Y_A	$Z_{Shunt}(\Omega)$	$Z_{Series}(\Omega)$
2	1.308	1.646	38.24	30.37
3	1.002	1.416	49.88	35.31
3.01	1.000	1.414	50	35.36
4	0.813	1.289	61.48	38.79
5	0.680	1.209	73.52	41.35
6	0.579	1.156	86.33	43.27
7	0.499	1.118	100.15	44.73
8	0.434	1.090	115.21	45.87
9	0.380	1.070	131.75	46.75
10	0.333	1.054	150.00	47.43

จากตารางที่ 5.2 เมื่อกำหนดค่าการคัปปลิ้งเท่ากับ 3.01 dB จะได้ค่าอิมพิแดนซ์ของสายที่ต่อแบบอนุกรมจะเท่ากับ $35.4\,\Omega$ และค่าอิมพิแดนซ์ของสายที่ต่อแบบขนานเท่ากับ $50\,\Omega$ ผลตอบสนองทางแอมปลิจูด (amplitude response) จากการจำลองแบบการทำงานของวงจรคัปเปลอร์แบบที่มีโครงสร้างแบบกรอบบรานซ์ไลน์ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.4



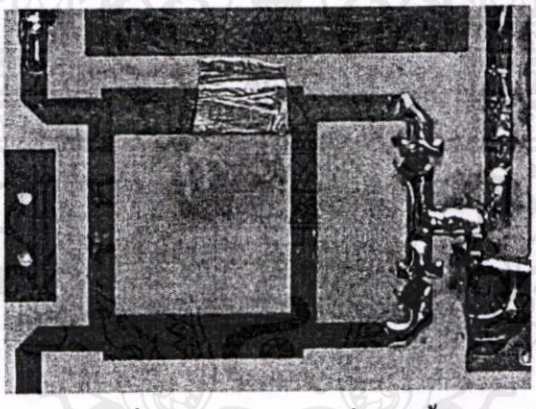
รูปที่ 5.4 ผลจำลองทางขนาด S-Parameters ของวงจรไฮบริดจ์คัปเปอร์แบบ 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ลายวงจรของวงจรมิกเซอร์

ลายวงจรและ รูปของมิกเซอร์ที่สร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.6 วงจรมิกเซอร์ใช้วัสดุฐานรองเป็น Glass-epoxy-ceramic composite RO4350 ของบริษัท Roger แบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.48 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร และมีความหนาทองแดงเท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร มีขนาด 30 X 35 มิลลิเมตร และ Schottlky Didoe เบอร์ HSMS 282C



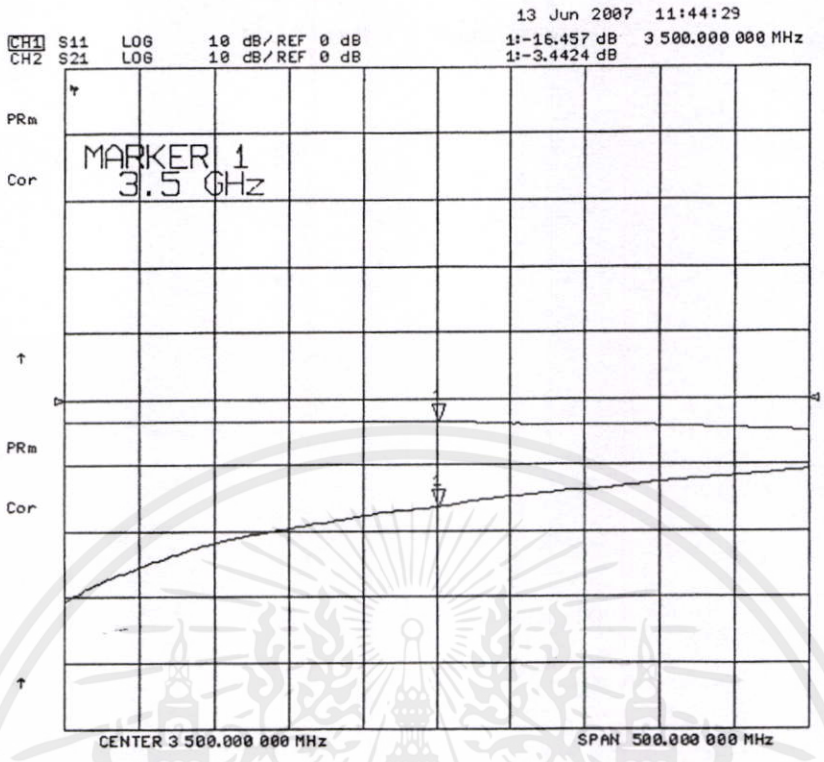
รูปที่ 5.6 วงจรมิกเซอร์ที่สร้างขึ้นจริง

5.8 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์

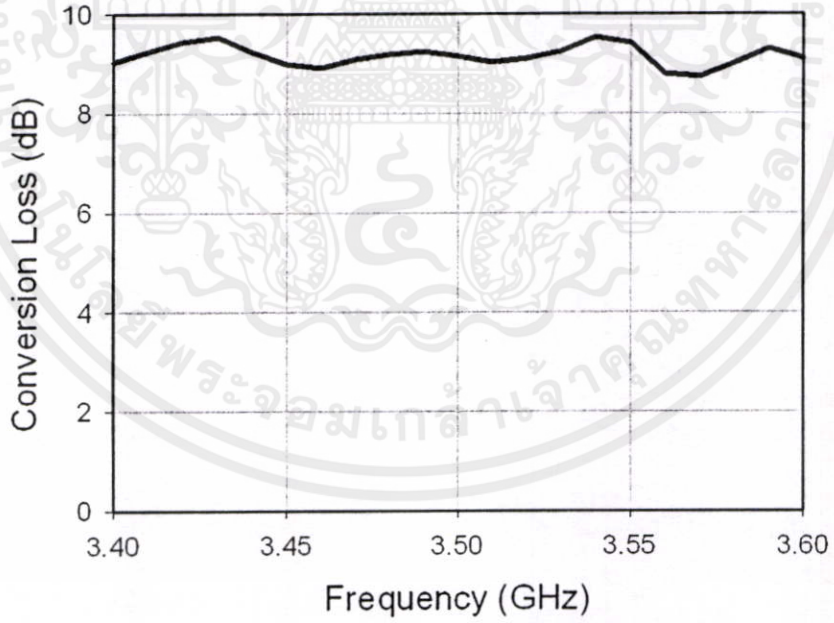
เมื่อทำการวัดผลเฉพาะส่วนของวงจรไฮบริดคัปเปลอร์แบบที่มีโครงสร้างแบบกรอบบรานช์ไลน์จะได้ผลตอบสนองทางแอมปลิจูด แสดงดังรูปที่ 5.7 โดยมีค่า S_{21} เท่ากับ –3.4 dB และค่า S_{11} เท่ากับ -16 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์แสดงดังรูปที่ 5.8 โดยป้อนค่าความถี่ RF อินพุต ตั้งแต่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ด้วยขนาดสัญญาณ -10 dBm และทำการปรับค่าความถี่โลคอล ขนาดสัญญาณ +10 dBm โดยความถี่โลคอลเท่ากับ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ IF ที่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่ามีค่าความสูญเสียแปลงผันประมาณ 9 dB ในย่านความถี่ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

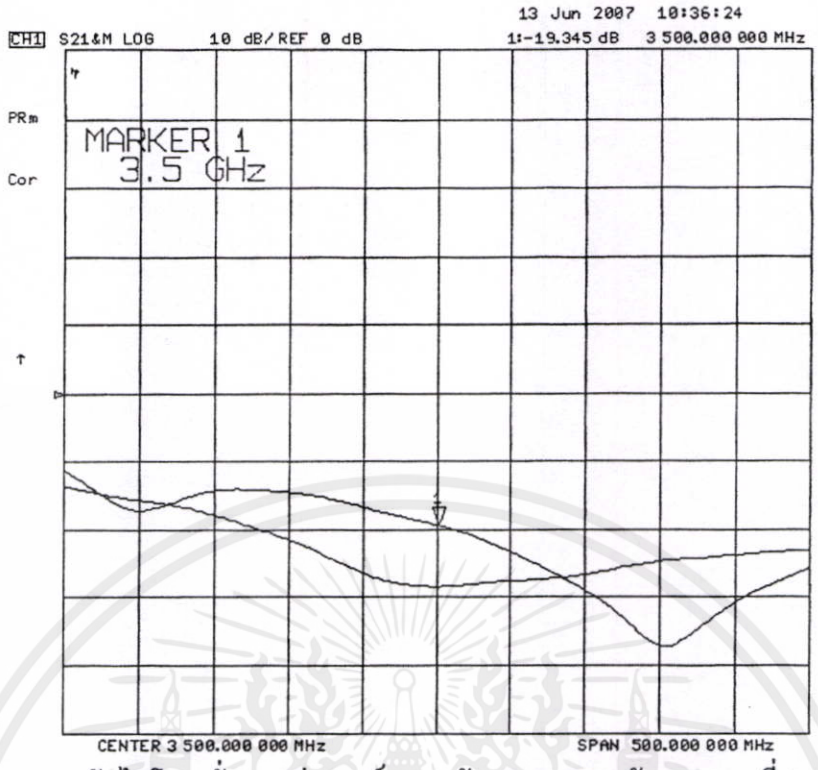


รูปที่ 5.7 ผลการวัด S- Parameters ของวงจรคัปเปอร์

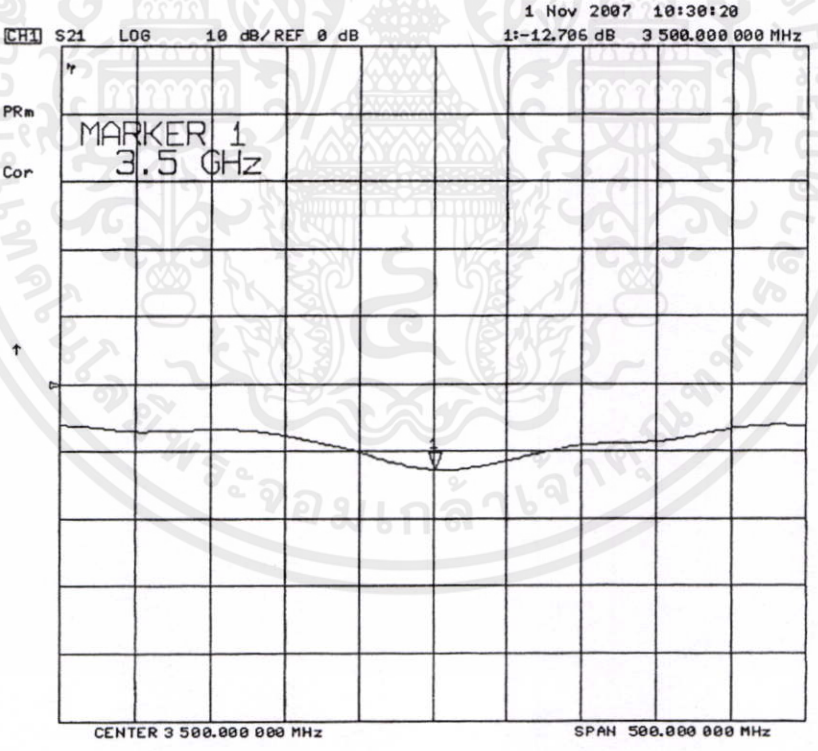


รูปที่ 5.8 ผลการวัดค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 380 เมกกะเฮิรตซ์ ของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 ผลการวัดไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF และ RF กับ IF ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์



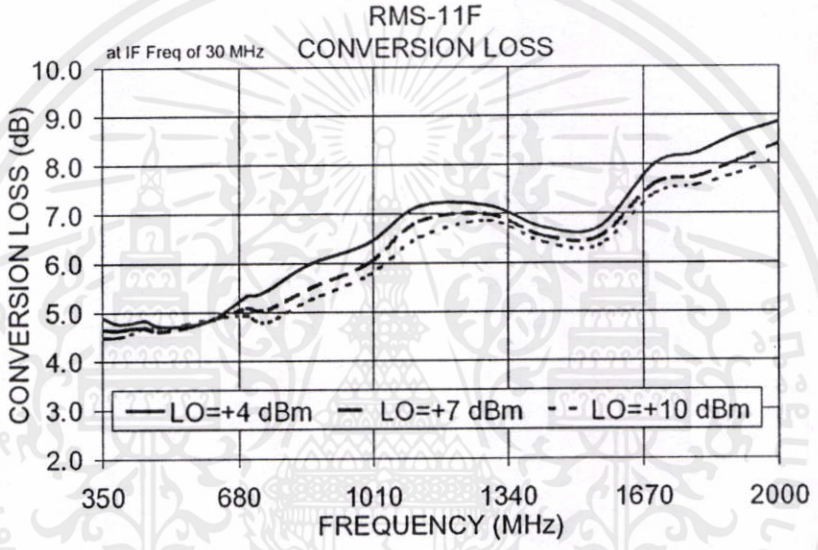
รูปที่ 5.10 ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF ของวงจรมิกเซอร์ ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

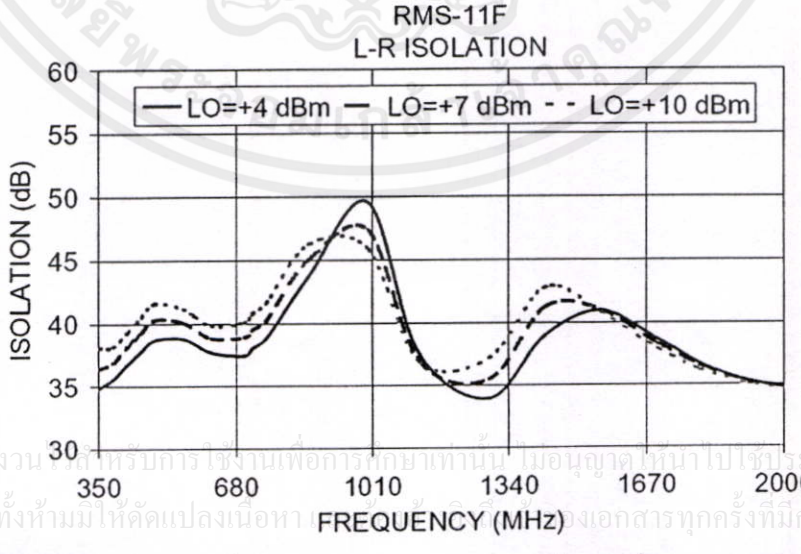
ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF และ RF กับ IF ดังรูปที่ 5.9 พบว่าค่าไอโซเลชั่นของพอร์ต LO กับ IF -19 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ และ พอร์ต RF กับ IF -28 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

ผลการวัดค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF ของวงจรมิกเซอร์ ดังรูปที่ 5.10 มีค่า -12 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรมิกเซอร์ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ ได้ใช้วงจรมิกเซอร์สำเร็จรูปแบบ Double Balanced Diode Mixer ของบริษัท Mini – Circuits เบอร์ RMF - 11F แบบ Surface – Mount มีค่า Conversion Loss ประมาณ 5 dB_m ค่าไอโซเลชั่นระหว่าง LO กับ RF มีค่าประมาณ -40 dB_m ค่าไอโซเลชั่นระหว่าง LO กับ IF มีค่าประมาณ -20 dB_m ดังรูปที่ 5.11-5.13 ตามลำดับ



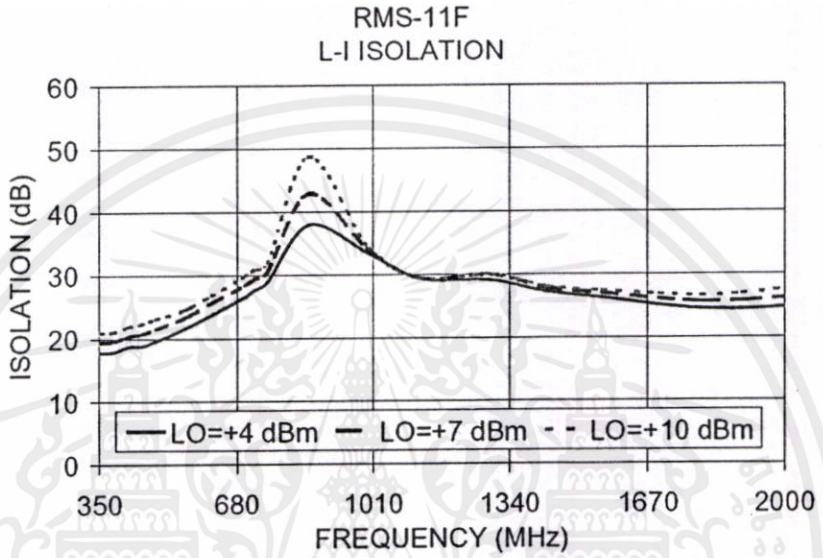
รูปที่ 5.11 ผลการวัดค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ ของวงจรมิกเซอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.12 ผลการวัดไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF ที่ความถี่ 13.5 เมกกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรมิกเซอร์ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ ได้ใช้วงจรมิกเซอร์สำเร็จรูปแบบ Double Balanced Diode Mixer ของบริษัท Mini – Circuits เบอร์ RMF - 11F แบบ Surface – Mount มีค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ ประมาณ 5 dB_m ค่าไอโซเลชั่นระหว่าง LO กับ RF มีค่าประมาณ -40 dB_m ค่าไอโซเลชั่นระหว่าง LO กับ IF มีค่าประมาณ -20 dB_m ดังรูปที่ 5.11-5.13 ตามลำดับ



รูปที่ 5.13 ผลการวัดไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF ที่ความถี่ 13.5 เมกกะเฮิรตซ์

5.9 สรุป

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรไดโอดมิกเซอร์ โดยใช้โครงสร้างมิกเซอร์แบบบรานช์ไลน์ ชอต์ตกีไดโอดเบอร์ HSMS-282C ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์ โดยป้อนค่าความถี่ RF อินพุต ตั้งแต่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ ด้วยขนาดสัญญาณ -10 dBm และทำการปรับค่าความถี่โลคอล ขนาดสัญญาณ +10 dBm โดยความถี่โลคอลเท่ากับ 3.83 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ IF ที่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่ามีค่าความสูญเสียแปลงผันประมาณ 9 dB ในย่านความถี่ที่ใช้งาน ค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ IF และ RF กับ IF -19 dB และ พอร์ต RF กับ IF -28 dB และค่าไอโซเลชั่นระหว่างพอร์ต LO กับ RF เท่ากับ -12 dB ที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
วงจรกรองความถี่

6.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนไม่ให้เข้ามาในระบบเครื่องรับ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

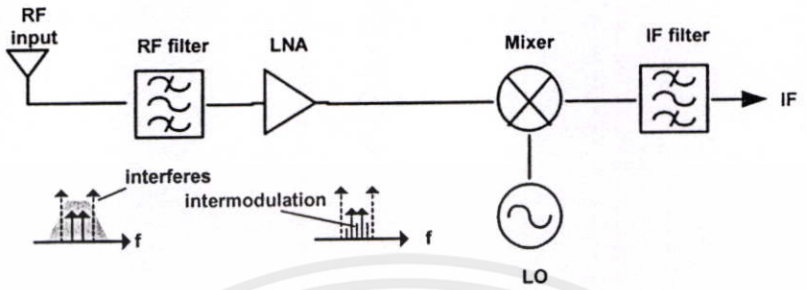
6.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญในอุปกรณ์ไมโครเวฟที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย เนื่องจากการเติบโตอย่างรวดเร็วของระบบการสื่อสารไร้สาย ทำให้ความต้องการใช้สเปกตรัมความถี่มีมากขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องใช้แถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประสิทธิภาพ ซึ่งเมื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นก็จะเกิดการรบกวนกันของระบบต่างๆมากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ WCDMA แถบความถี่ของระบบแบบ TDD (time domain duplex) อยู่ติดกับแถบความถี่ของระบบแบบ FDD (frequency domain duplex) ซึ่งระบบ FDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (up link) จากโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานและระบบเชื่อมโยงขาลง (down link) จากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำงานอยู่ในแถบความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ในระบบ TDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้นและระบบเชื่อมโยงขาลงมีแถบความถี่อยู่ในช่วงเดียวกัน ถ้าตำแหน่งของสถานีฐานของระบบ FDD อยู่ใกล้กับสถานีฐานของระบบ TDD สัญญาณของระบบเชื่อมโยงขาขึ้นที่มีกำลังอ่อนจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ของระบบ FDD จะถูกรบกวนโดยสัญญาณของระบบเชื่อมโยงขาลงที่มีกำลังสูงจากสถานีฐานของระบบ TDD ดังนั้นเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันในวงจรส่วนหน้าของสถานีฐาน วงจรกรองผ่านแถบความถี่จึงต้องมีค่าความคม (selectivity) หรือมีค่าการตัดทิ้ง (rejection) ของสัญญาณนอกแถบสูงมาก เพื่อป้องกันการรบกวนจากสัญญาณรบกวนจากระบบอื่นๆ รวมทั้งการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียงจากภาคส่งในระบบ FDD

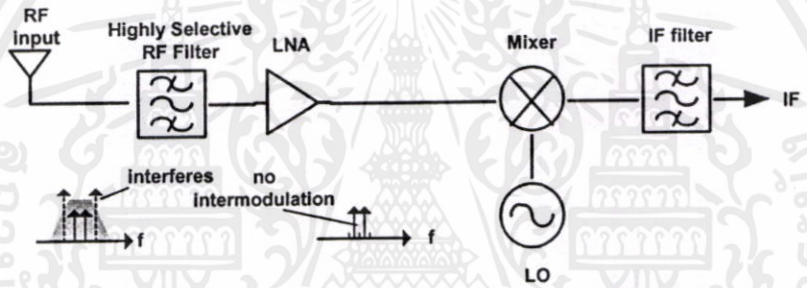
รูปที่ 6.1 และ 6.2 แสดงวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานในกรณีที่เกิดการรบกวนของสัญญาณนอกแถบ โดยในรูปที่ 6.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ ความแรงของสัญญาณรบกวนยังคงมีค่าสูงที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำให้เกิดผลของการอินเตอร์มอดูเลชันที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งบางความถี่ของผลจากการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันอยู่ในแบนด์วิดท์เดียวกันกับระบบ ซึ่งจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดทางบิตของสัญญาณระบบเชื่อมโยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาขึ้นมีค่าสูงขึ้น สามารถแก้ไขปัญหาได้โดยใช้ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมสูงมาก ดังแสดงในรูปที่ 6.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะลดระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนลง ทำให้เกิดผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ รบกวนต่ำมีค่าลดลง



รูปที่ 6.1 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ



รูปที่ 6.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมสูงมาก

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่นำไปใช้งานสำหรับสถานีฐานเพื่อใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ ต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ต่ำ เนื่องจากการนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่ใช้งานในส่วนของวงจรส่วนหน้าของระบบภาครับจะเป็นตัวลดทอนค่านอยส์ฟิกเกอร์ของของระบบเครื่องรับให้แย่ลง และในส่วนระบบภาคส่งก็ทำให้วงจรขยายกำลังสูญเสียค่ากำลังขยาย ดังนั้นเป้าหมายของการออกแบบคือต้องการวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ มีขนาดเล็ก สามารถรองรับระดับกำลังงานได้สูง ผลิตได้ง่าย และ ราคาถูก จากที่กล่าวมาแล้ววงจรกรองผ่านแถบความถี่ต้องการค่าความคมสูงมาก สำหรับการนำไปใช้งานในวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับและเครื่องส่งในสถานีฐาน เนื่องจากแบนด์วิดท์ของภาครับและแบนด์วิดท์ของภาคส่งอยู่ใกล้กันมาก ซึ่งวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปหรือแบบสตริปไลน์ไม่สามารถให้ค่าความคมที่สูงมากได้รวมทั้งไม่สามารถรองรับระดับกำลังงานที่มีค่าสูงมากได้ [54] ดังนั้นจึงเลือกใช้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบ

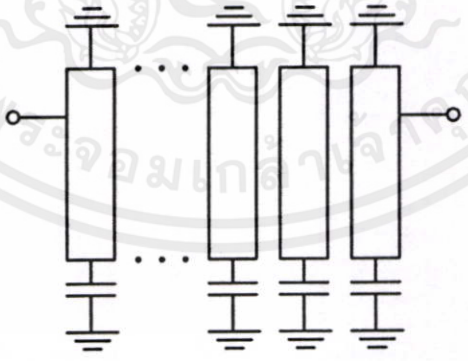
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เป็นแบบท่อนำคลื่น (waveguide band pass filter) เนื่องจากมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำและมีความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานสูง

ในแบนด์ความถี่ย่านยูเอชเอฟ ที่ความถี่กึ่งกลาง 2 กิกะเฮิรตซ์ วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป มีขนาดทางกายภาพใหญ่มาก ไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลาง ต่ำกว่า 2 กิกะเฮิรตซ์ ส่วนโครงสร้างแบบโคแอกเชียลคาวิตี้เรโซเนเตอร์ (coaxial cavity resonator) ซึ่งมีขนาดทางกายภาพที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลางต่ำกว่า 2 กิกะเฮิรตซ์ แต่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ยาก ดังนั้นในการวิจัยนี้จึงเลือกโครงสร้างวงจรกรองความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีขนาดเล็ก (เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป) มีความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานสูง ผลิตได้ง่าย ราคาถูก และมีคุณสมบัติที่ดี รวมทั้งมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกและความผิดเพี้ยนต่ำในขณะที่มีค่าการตัดทิ้งทางด้านแถบหยุดสูง

6.2.1 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ใช้ท่อนำคลื่นที่ทำงานในโหมดเลือนหาย (evanescent mode) ซึ่งเป็นการใช้งานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดของท่อนำคลื่น ทำให้ขนาดของวงจรกรองความถี่มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป โดยทั่วไปแล้ววงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ประกอบด้วยชุดของแท่งโลหะเรียงต่อกันโดยมีระยะห่างระหว่างแท่งโลหะที่เหมาะสม ปลายด้านหนึ่งของแท่งโลหะต่อกับกราวด์ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับคาปาซิเตอร์ หรือทำการเปิดวงจร (open circuit) ดังที่แสดงในรูปที่ 6.3 ซึ่งขั้นตอนการออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ชนิดนี้อยู่ในบทความ [55]



รูปที่ 6.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

ดังนั้น เรโซเนเตอร์แต่ละชุดต้องการค่าการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันน้อยจะทำให้ระยะห่างของเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันมีค่ามากขึ้น วงจรที่สร้างขึ้นจริงมีขนาดความยาวเพิ่มขึ้น

ดังนั้นแก้ปัญหานี้โดยจึงใช้ไอริสใส่อยู่ระหว่างเรโซเนเตอร์เพื่อเพิ่มค่าความคมของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้ดีขึ้น และทำให้ขนาดของวงจร กรองผ่านแถบความถี่มีขนาดเล็กลง

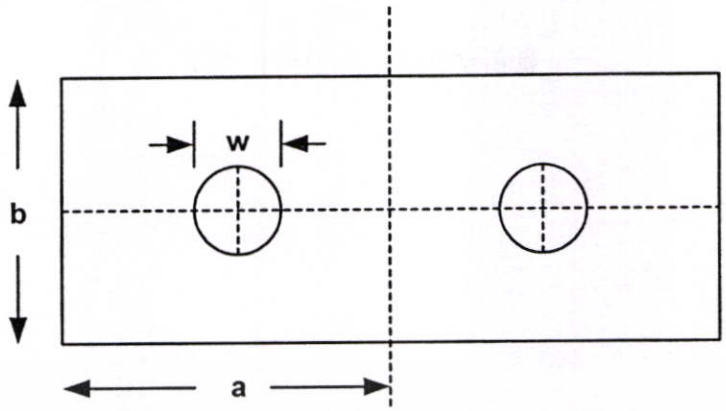
ในการวิเคราะห์วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบคอมบ์ไลน์ ใช้การโมเดลแท่งโลหะและความไม่ต่อเนื่องของท่อนำคลื่นแบบไอริสแต่ละส่วนเป็น S เมตริกซ์ (scattering matrix) และนำ S เมตริกซ์มาคาสเคดกันโดยใช้หลักการของ GSM (generalized scattering matrix) [56] จากรูปที่ 6.4 คอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์ที่มีช่องการคัปปลิงระหว่างกันสามารถพิจารณาเป็นโครงสร้างแบบคาสเคด ดังแสดงในรูปที่ 6.5 เมื่อ $[S^{P1}]$ และ $[S^{P2}]$ เป็น S เมตริกซ์ของเรโซเนเตอร์ตัวแรกและ เรโซเนเตอร์ตัวที่สองตามลำดับซึ่งสามารถหาค่า S เมตริกซ์ของแท่งโลหะได้หลายวิธี ยกตัวอย่างเช่นวิธี MMT (mode matching technique) [57] วิธี FEM (finite element method) หรือวิธี ANN (artificial neural network) [58] ส่วน $[S^{D}]$ แทน S เมตริกซ์ของไอริสซึ่งสามารถหาได้จากวิธี MMT ค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 6.6 โดยที่ a เป็นขนาดความกว้างของท่อนำคลื่น, b เป็นขนาดความสูงของท่อนำคลื่น และ l เป็นความยาวของช่องเปิด สามารถหาค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\frac{j}{2}\left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta}\right)\sinh(\alpha l)}{\cosh(\alpha l) + \frac{j}{2}\left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta}\right)\sinh(\alpha l)} \tag{6.1}$$

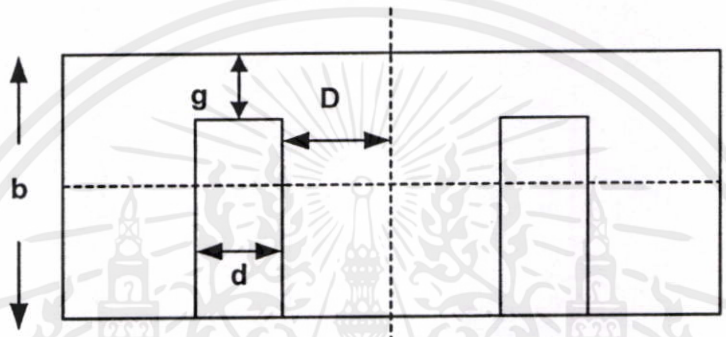
$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{\cosh(\alpha l) + \frac{j}{2}\left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta}\right)\sinh(\alpha l)} \tag{6.2}$$

โดยที่ $\alpha^2 = \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2$ และ $\beta^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

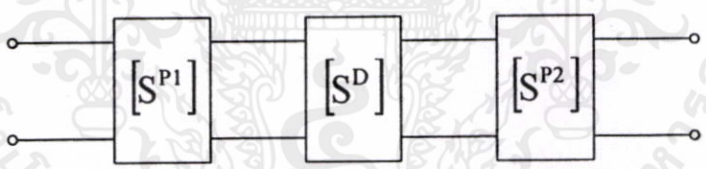


Top View

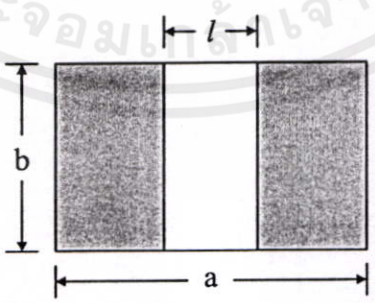


Front View

รูปที่ 6.4 คอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด



รูปที่ 6.5 โครงข่าย S เมตริกซ์ของคอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด



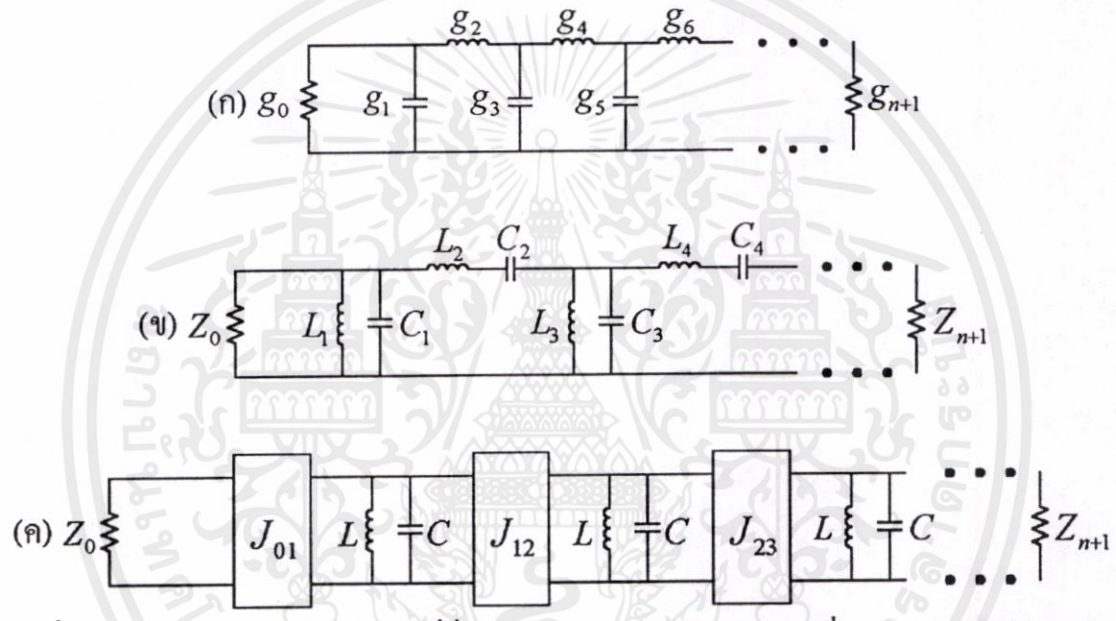
รูปที่ 6.6 ส่วนของช่องเปิดในท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแบนด์วิดท์แคบใช้วิธีคำนวณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (low pass prototype) → วงจรกรองผ่านแถบความถี่ → วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (admittance inverter) ดังแสดงในรูปที่ 6.7

6.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนิยามจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งถูกนอร์แมลไลซ์เพื่อให้ค่าความต้านทานซอร์สมีค่าเท่ากับ 1 ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 1 เรเดียน ซึ่งแทนด้วย $g_0 = 1$ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการส่งผ่านที่ต้องการ



รูปที่ 6.7 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ค) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิทธ์สามารถหาได้จาก

$$g_0 = g_{k+1} = 1 \tag{6.3}$$

$$g_k = 2\sin\left(\frac{2k-1}{2\pi}\right)\pi, \qquad k = 1, 2, \ldots, \text{n} \tag{6.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟหาได้จาก โดยที่ A_c เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

$$g_0 = 1 \tag{6.5}$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \tag{6.6}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \qquad k = 2, 3, \ldots, \text{n} \tag{6.7}$$

$$g_{n+1} = 1 \qquad \text{เมื่อ n เป็นเลขคี่} \tag{6.8}$$

$$g_{n+1} = \coth^2(\beta/4) \qquad \text{เมื่อ n เป็นเลขคู่} \tag{6.9}$$

และ

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \qquad k = 1, 2, \ldots, \text{n}$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \qquad k = 1, 2, \ldots, \text{n}$$

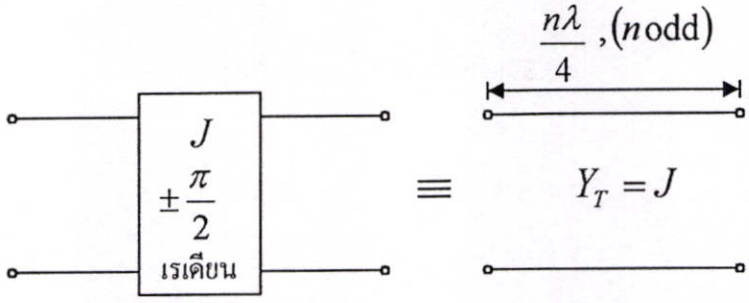
$$\beta = \ln\left(\coth\frac{A_c}{17.37}\right)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

6.2.3 วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์เป็นการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติโดยวิธีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter wave transform) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่อที่ปลายด้านใดด้านหนึ่งจะมองเป็นส่วนกลับของอิมพิแดนซ์เมื่อเทียบกับอิมพิแดนซ์คุณลักษณะยกกำลังสองที่อินพุต โดยการใช้วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์นี้ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ผ่านจะถูกแปลงเป็นโครงข่ายที่ใช้วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน ซึ่งวงจรเรโซแนนท์เหล่านี้ต่อเข้าด้วยกันโดยคุณสมบัติของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ ซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในทางอุดมคติสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

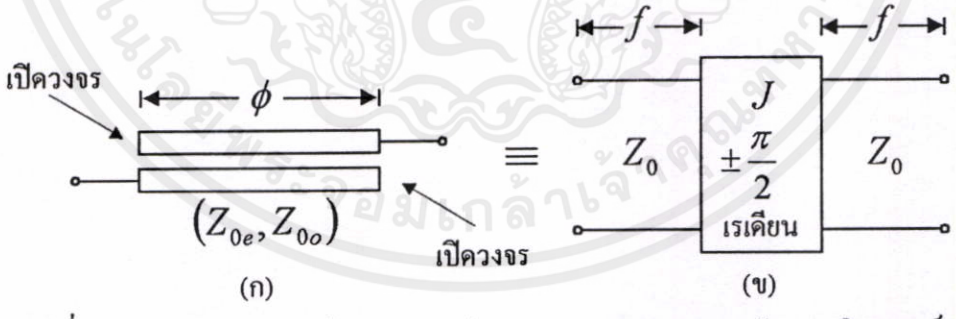


รูปที่ 6.9 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น

ค่าแอดมิตแตนซ์อินเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติเขียนเป็น J ซึ่งจะเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่ง และความยาวที่เป็นจำนวนคี่เท่าของความยาว $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงอิมพิแดนซ์แบบ $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงจากโหลดมาสู่อินพุตดังสมการ (6.10) การเปลี่ยนเฟสของคลื่นตกกระทบเมื่อผ่านการแปลงจะเป็น $\pi/2$ เรเดียน

$$Z_{in} = \frac{1}{J^2} Y_L \quad \text{หรือ} \quad Y_{in} = J^2 Z_L \tag{6.10}$$

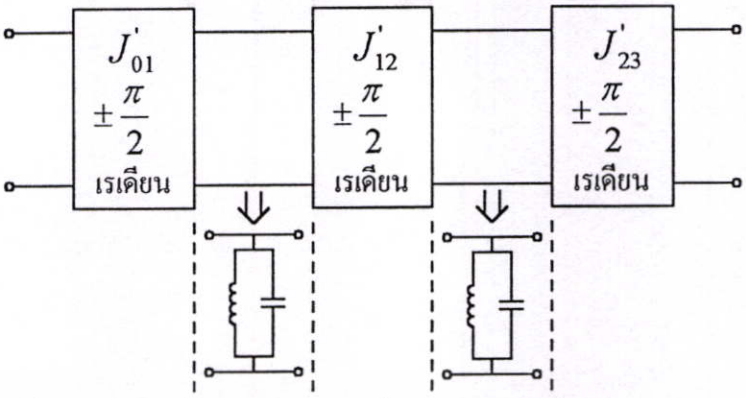
ในวงจรไมโครสตริปแบบที่มีการเชื่อมต่อโดยสายส่งขนานซึ่งเป็นวงจร 4 พอร์ตโดยมี 2 พอร์ตเปิดวงจรเอาไว้ดังรูปที่ 6.10 (ก) และวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ ในทางอุดมคติและค่าความยาวสาย ϕ แสดงในรูป 6.10 (ข)



รูปที่ 6.10 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

ซึ่งค่า J นี้จะนำไปใช้หาค่า Z_{0e} และ Z_{0o} ซึ่งจะประมาณค่า $\phi \approx \pi/2$ และใช้สำหรับวงจรกรองความถี่แบนด์วิดธ์น้อยกว่า 15% ตัวอย่างของวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 6.11 ซึ่งแทนการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์ด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ซึ่งเปรียบเสมือนวงจรเรโซแนนท์ขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล

ซึ่งสามารถหาค่าวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในเทอมของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้ดังสมการ

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A b_1 \psi}{g_0 g_1}} \tag{6.11}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_B b_n \psi}{g_n g_{n+1}}} \tag{6.12}$$

$$J_{j,j+1} = \psi\sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \tag{6.13}$$

เมื่อ $\psi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (k : coupling coefficient) ของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ได้จากสมการที่ (6.14) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในเทอมของค่าพารามิเตอร์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ g_k และค่าแบนด์วิดท์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นค่าที่ใช้ในการคำนวณการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่

$$k_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{\psi}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \tag{6.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสามารถหาได้จากทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ เช่นการประมาณค่าจากสมการโดยใช้วิธี GSM การใช้โปรแกรมจำลองแบบวงจร หรือจากการทดลองกับ

ชุดทดสอบ ซึ่งการทดลองกับชุดทดสอบเป็นวิธีที่นิยมใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางปฏิบัติ เมื่อโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีความซับซ้อนมาก หรือยังไม่มีโมเดลสมมูลของวงจรที่สมบูรณ์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อนิยามจากความถี่โหมดคู่ (even mode) ω_e และความถี่โหมดคี่ (odd mode) ω_o ของวงจรเรโซเนเตอร์ที่คัปปลิงกัน 2 วงจรดังสมการ 6.15

$$k = \frac{\omega_e - \omega_o}{\sqrt{\omega_e \omega_0}} \tag{6.15}$$

ในกรณี $\omega_e > \omega_o$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นบวก และในกรณี $\omega_e < \omega_o$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งเครื่องหมายของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขึ้นอยู่กับลักษณะการคัปปลิง (สนามไฟฟ้า หรือ สนามแม่เหล็ก)

วงจรคอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิดดังที่แสดงในรูปที่ 6.3 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของ S เมตริกซ์ได้โดยการใช้เงื่อนไขของ PEC (perfect electric conductor) และ PMC (perfect magnetic conductor) ที่ระนาบสมมาตรของวงจรสามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนท์จาก S เมตริกซ์ได้ค่า f_e และ f_m ตามลำดับ สามารถนำความถี่เรโซแนนท์ของเงื่อนไข PEC และ PMC ไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อได้ดังสมการ 6.16

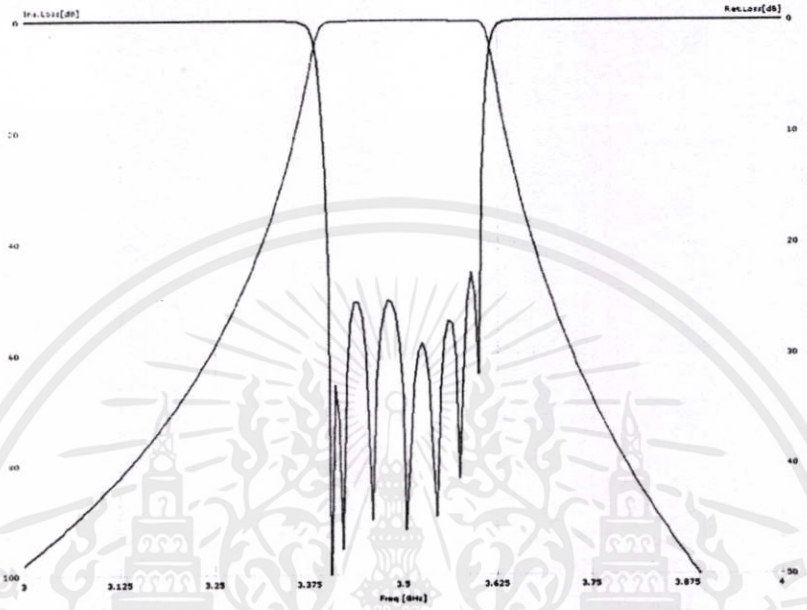
$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \tag{6.16}$$

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบขึ้นโดยมีค่าความถี่กึ่งกลาง 3.5 กิกะเฮิรตซ์ และแบนด์วิดท์เท่ากับ 200 เมกกะเฮิรตซ์ คิดเป็น $\psi =$ 1 จำนวนเรโซเนเตอร์ที่ใช้มีทั้งหมด 7 วงจร เลือกใช้ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟเนื่องจากเป็นผลตอบสนองที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ สำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้งานเป็นวงจรส่วนหน้าของสถานีฐานและวงจรมีการลดทอนที่ดี สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟลำดับที่ 7 โดยมีค่าการกระเพื่อมเท่ากับ 0.01 dB $g_0=g_8=1$, $g_1=g_7=0.8$, $g_2=g_6=1.39$, $g_3=g_5=1.75$, $g_4=1.63$ สำหรับการคำนวณหาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ดังนั้นจะได้ $k_{0->1}=k_{7->8}=$ -4.18 dB, $k_{1->2}=k_{1->7}=$ -12.79 dB, $k_{2->3}=k_{5->6}=$ -14.38 dB, $k_{3->4}=k_{4->5}=$ -14.72 dB และค่าตัวเก็บประจุที่วงจรเรโซเนเตอร์มีค่า $C_1=C_7=$ 0.84 pF, $C_2=C_6=$ 0.74 pF, $C_3=C_5=$ 0.72 pF, $C_4=$0.713 pF

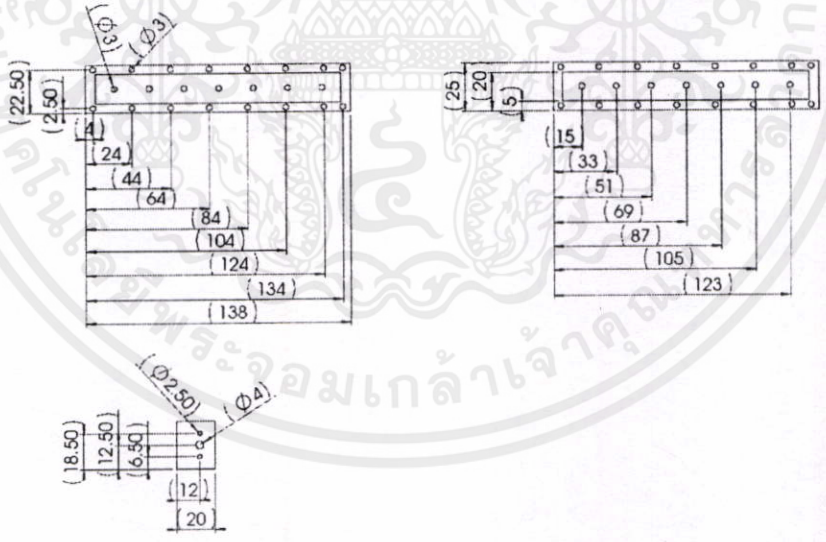
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.4 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

ผลจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Ansoft Designer มาช่วยออกแบบ ความถี่กลางเท่ากับ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ แบนด์วิธเท่ากับ 200 เมกกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วย 7 เรโซเนเตอร์ ดังรูปที่ 6.12

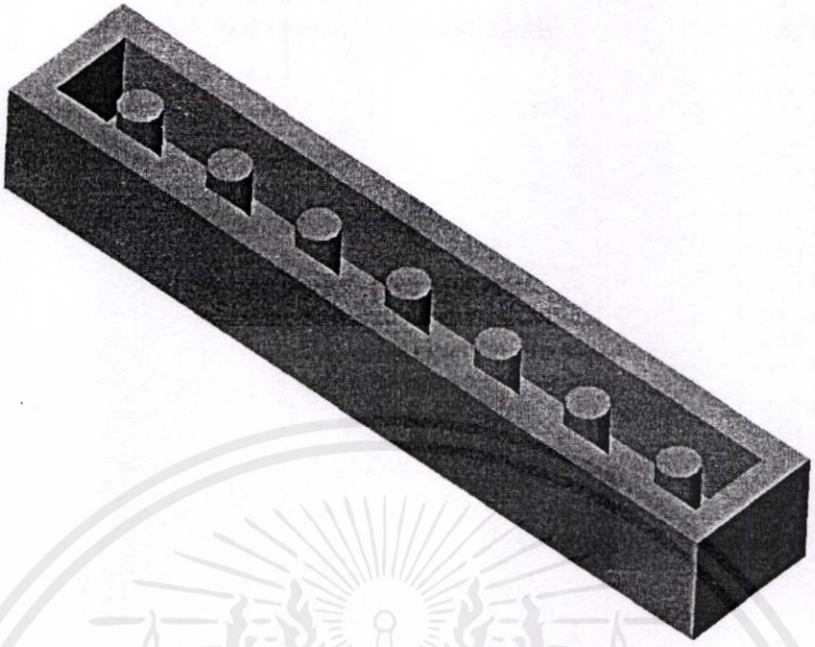


รูปที่ 6.12 ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์

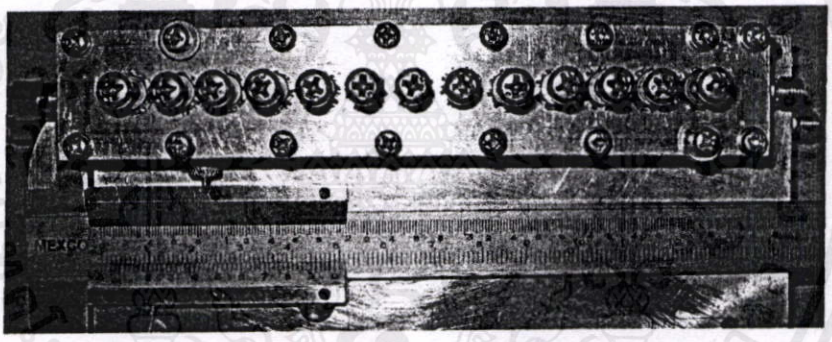


รูปที่ 6.13 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



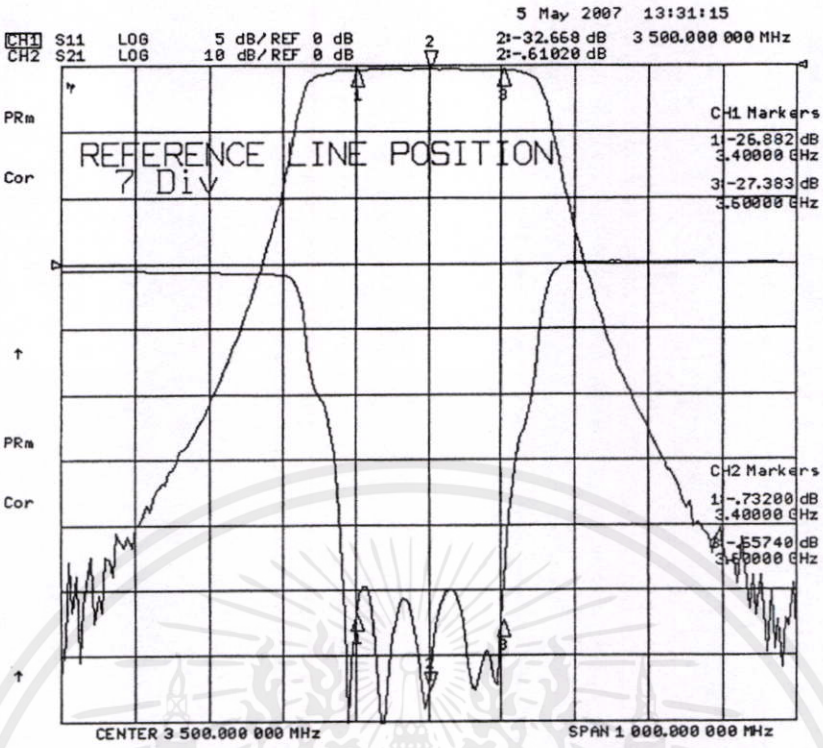
รูปที่ 6.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์



รูปที่ 6.15 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ที่สร้างขึ้นจริง

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ดังแสดงในรูปที่ 6.15 ผลการทดลองพบว่า การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ดีกว่า 0.7 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 24 dB ตลอดช่วงความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 6.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 ผลการวัด S-Parameters วงจรกรองความผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์มีค่า Insertion Loss < 0.7 dB ค่า Return Loss > 24 dB

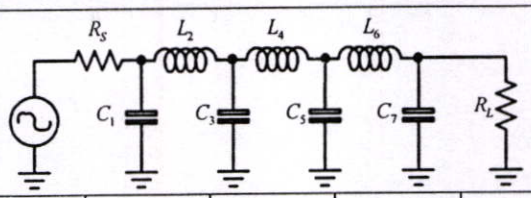
6.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

6.3.1 การออกแบบวงจร

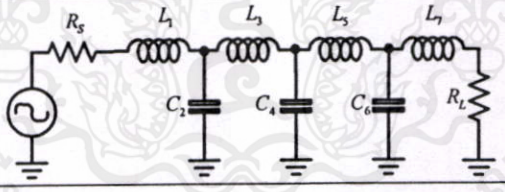
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคล้ายๆกับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบความถี่ตัดผ่าน 1 เฮิรตซ์ เป็นต้นแบบดังตารางที่ 6.1 จากนั้นทำการย้ายความถี่ตัดผ่านที่เราต้องการ 20 เมกกะเฮิรตซ์ จำนวน 7 เรโซเนเตอร์ โดยอาศัยสมการที่ 6.17 และ 6.18 ดังนั้นเราจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีค่า $C_1=C_7=$ 145.31 pF , $L_2=L_6=$ 634.63 nH , $C_5=C_3=$ 318.63 pF , $L_4=$ 774.05 nH ดังรูปที่ 6.17 จากผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Ansoft Designer เราจะได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกดีกว่า 0.1 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า 25 dB ตลอดช่วงความถี่ ดังรูปที่ 6.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ค่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ แบบเชฟบีเชฟ สำหรับคลื่นกระเพื่อม 0.01 dB



n	$\frac{R_S}{R_L}$	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
7	1.000	0.913	1.595	2.002	1.870	2.002	1.595	0.913
	0.900	0.816	1.362	2.089	1.722	2.202	1.581	1.206
	0.800	0.811	1.150	2.262	1.525	2.465	1.464	1.538
	0.700	0.857	0.967	2.516	1.323	2.802	1.307	1.910
	0.600	0.943	0.803	2.872	1.124	3.250	1.131	2.359
	0.500	1.080	0.650	3.382	0.928	3.875	0.947	2.948
	0.400	1.297	0.507	4.156	0.735	4.812	0.758	3.790
	0.300	1.669	0.372	5.454	0.546	6.370	0.568	5.148
	0.200	2.242	0.242	8.057	0.360	9.484	0.378	7.802
	0.100	4.701	0.119	15.872	0.178	18.818	0.188	15.652
	∞	1.559	1.867	1.866	1.765	1.563	1.161	0.456
n	$\frac{R_S}{R_L}$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



การเปลี่ยนแปลงค่าเป็นไปตามสมการที่ 6.17-6.18

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R} \tag{6.17}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_c} \tag{6.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C = ค่าตัวเก็บประจุที่ความถี่ใช้งาน (F)

L = ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ใช้งาน (H)

C_n = ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (F)

L_n = ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (H)

R = ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ใช้งาน (50 Ω)

f_c = ความถี่คัดออฟ (Hz)

ต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัดออฟ 14 เมกกะเฮิรตซ์ จำนวน 7 ออเดอร์ โดยอาศัยตารางที่ 6.1 และสมการที่ 6.1-6.2 เราจะได้ค่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ต้องการ

$$C_1 = \frac{0.913}{2\pi \times 14 \times 10^6 \times 50} = 207.58 \ pF$$

$$L_2 = \frac{50 \times 1.595}{2 \times \pi \times 14 \times 10^6} = 906.61 \ nH$$

$$C_3 = \frac{2.002}{2\pi \times 14 \times 10^6 \times 50} = 455.18 \ pF$$

$$L_4 = \frac{50 \times 1.870}{2 \times \pi \times 14 \times 10^6} = 1062.93 \ nH$$

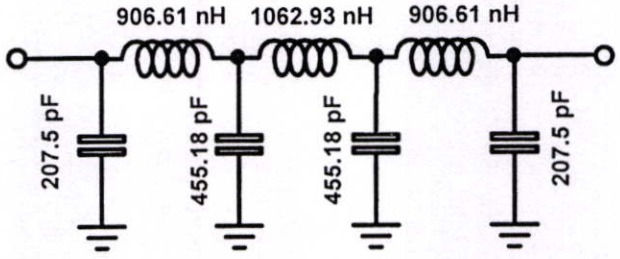
$$C_5 = \frac{2.002}{2\pi \times 14 \times 10^6 \times 50} = 455.18 \ pF$$

$$L_6 = \frac{50 \times 1.595}{2 \times \pi \times 14 \times 10^6} = 906.61 \ nH$$

$$C_7 = \frac{0.913}{2\pi \times 14 \times 10^6 \times 50} = 207.58 \ pF$$

ดังนั้นเราจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ โดย C_1=C_7= 207.58 pF , L_2=L_6= 906.61 nH , C_5=C_3= 455.18 pF , L_4= 1062.93 nH ดังรูปที่ 6.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



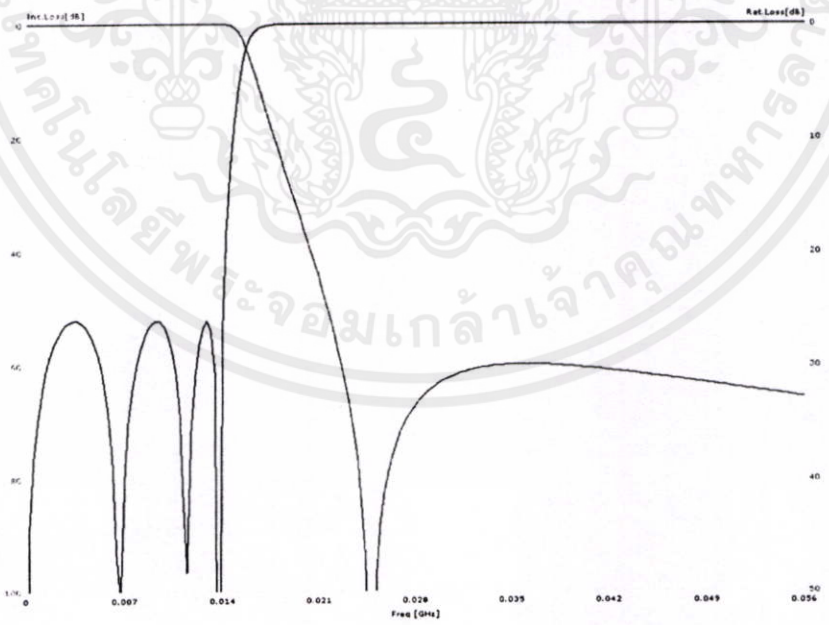
รูปที่ 6.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์

6.3.2 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

ผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Ansoft Designer เราจะได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกดีกว่า 0.1 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า 25 dB ตลอดช่วงความถี่ ดังรูปที่ 6.18

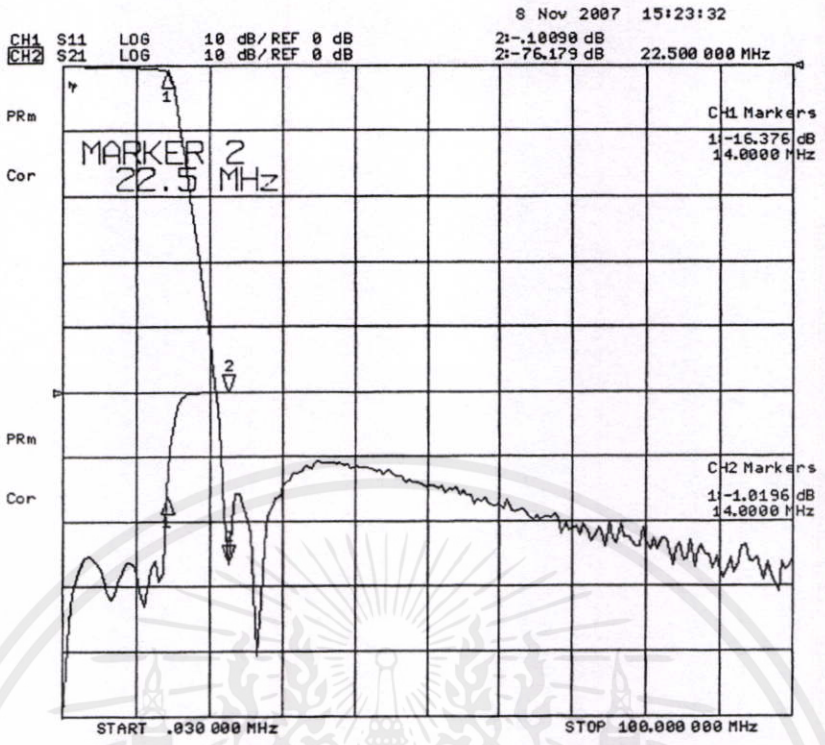
จากรูปที่ 6.19 ผลการวัดวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่า การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกดีกว่า 1.1 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 15 dB ตลอดช่วงความถี่

วงจร SAW Filter เป็นของบริษัท RF Monolithics เบอร์ 512816 ดังรูปที่ 6.20 ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ แบนด์วิธ 5 เมกกะเฮิรตซ์ มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 15 dB ดังรูปที่ 6.21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

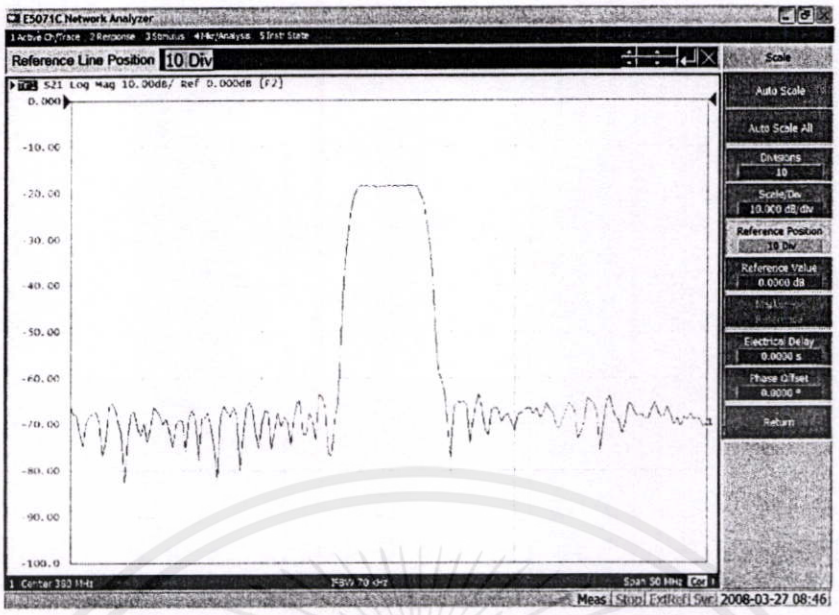
รูปที่ 6.18 ผลการจำลองการทำงาน S-Parameters วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.19 ผลการวัด S-Parameters วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ มีค่า Insertion Loss < 1.1 dB ค่า Return Loss > 15 dB

รูปที่ 6.20 วงจร SAW Filter ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.21 ผลการวัดวงจร SAW Filter ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์

6.4 สรุป

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์จากผลการทดลองพบว่า การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ดีกว่า 0.7 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 24 dB ตลอดช่วงความถี่ และผลการวัดวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกดีกว่า 1.1 dB ตลอดช่วงความถี่ และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (Input Return Loss) มีค่าดีกว่า 15 dB ตลอดช่วงความถี่

ตารางที่ 6.2 ผลการวัดวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

	วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
แบนด์วิธ	200 เมกกะเฮิรตซ์	14 เมกกะเฮิรตซ์
Insertion loss	< 0.7 dB	< 1.1 dB
Return loss	> 24 dB	> 15 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7
คุณสมบัติของวงจรส่วนหน้าและสรุปผลการทดลอง

7.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WiMAX สำหรับสถานีฐาน โดยทำการออกแบบและสร้างวงจรเฉพาะในส่วนของภาคความถี่วิทยุเท่านั้น เลือกใช้ระบบเครื่องรับแบบซุปเปอร์เฮเทอโรดายน์ เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของเครื่องรับโดยรวมทั้งหมด โดยนำส่วนของวงจรต่างๆในบทที่ผ่านมาประกอบรวมกัน ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ วงจรไดโอดมิกเซอร์ วงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยสัญญาณข้ามาที่ความถี่ 3.4-3.6 กิกะเฮิรตซ์ วงจรมีความถี่เบสแบนด์ 13.5 เมกกะเฮิรตซ์

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 3 วงจรวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือมีค่าอัตราขยายและค่านอยส์ฟิกเกอร์ที่ดีเพียงพอนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WiMAX ได้

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์ ทีสร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการโดยสามารถกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ใช้งานได้ดี และมีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ เพียงพอต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเครื่องรับระบบ WiMAX สำหรับสถานีฐานได้ ส่วนวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการโดยวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ใช้งานได้ดี แต่วงจรที่สร้างขึ้นยังมีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่เพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐาน ซึ่งที่ต้องการโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำกว่านี้ แนวทางแก้ไขหาเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ที่มีค่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 สูงกว่านี้ หรือใช้เรโซเนเตอร์แบบ YIG

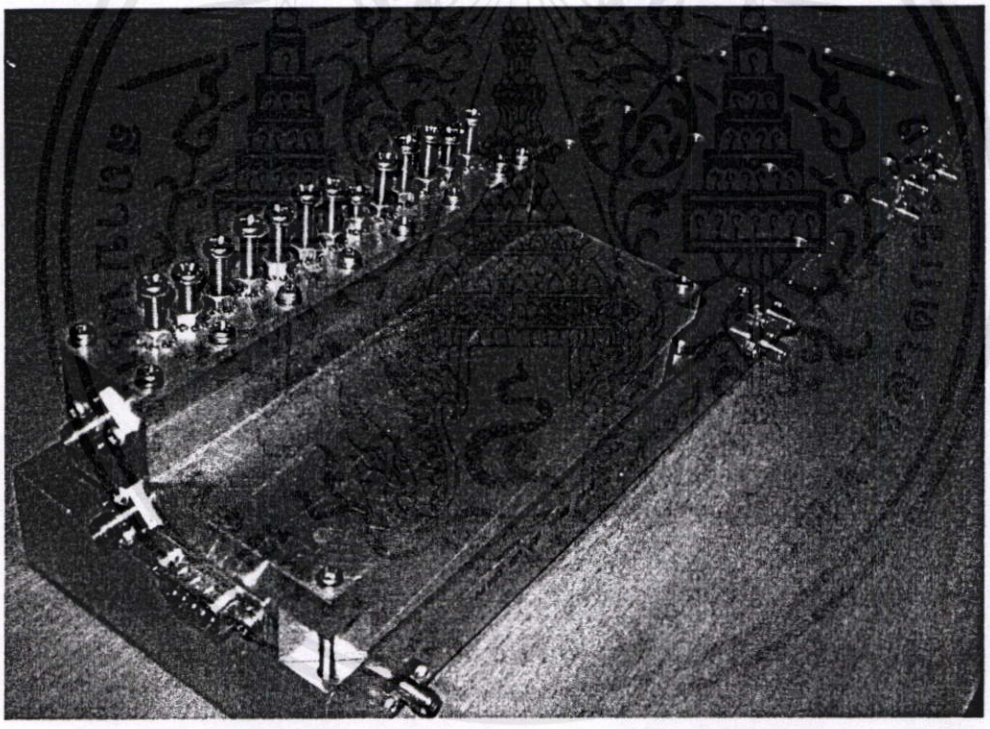
จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 5 วงจรไดโอดมิกเซอร์ที่สร้างขึ้นมีข้อดีคือ วงจรมีขนาดเล็ก และ ออกแบบง่าย ข้อเสียคือ มีค่าไม่ดีเท่าที่ควร คือ ค่าการสูญเสียแปรผันสูง และค่าไอโซเลชั่นต่ำ แนวทางการแก้ไขใช้โครงสร้างวงจรไดโอดมิกเซอร์ชนิดอื่น เช่น วงจรดับเบิ้ลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 6 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมไลน์ที่สร้างขึ้นมีคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือ มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีในช่วงความถี่ใช้งาน รวมถึงมีค่าการตัดทิ้งของความถี่ที่ไม่ใช้งานสูง เหมาะสมสำหรับการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับ WiMAX สำหรับสถานีฐานได้ แต่วงจรยังมีข้อบกพร่องอยู่คือแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริงมีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ เนื่องจากเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคับปลิงกันระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ไม่ได้อยู่ติดกันเพิ่มเข้ามาซึ่งไม่ได้รวมอยู่ในการคำนวณ ทำให้ค่าการตัดทิ้งของความถี่ไม่ใช้งานมีค่าน้อยกว่าที่ควรจะเป็น แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการออกแบบเผื่อให้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีค่าน้อยลงกว่าที่ต้องการ เพื่อลดค่าแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริง

จากตารางที่ 7.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของส่วนต่างๆ ของวงจรเครื่องรับโดยเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ใช้ในการออกแบบและผลที่ได้จากการวัดจริง จากผลการทดลองค่าที่วัดได้มีความสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ ยกเว้นวงจรไดโอดมิกเซอร์ซึ่งมีค่าการสูญเสียสูง และส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์ ยังมีสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่ดีพอดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่า วงจรต่างๆในวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับส่วนใหญ่ที่สร้างขึ้น มีคุณสมบัติเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งาน และตารางที่ 7.2 แสดงคุณสมบัติรวมของเครื่องรับ



รูปที่ 7.1 วงจรเครื่องรับทั้งหมดที่ประกอบเข้าด้วยกัน

7.2 นอยส์แฟกเตอร์ (Noise Factor)

ค่านอยส์แฟกเตอร์ของเครื่องรับสามารถหาได้จากการนำค่านอยส์แฟกเตอร์ของแต่ละภาคมาคาสเคดกันดังสมการที่ 7.1 โดย $F_{cascade}$ เป็นค่านอยส์แฟกเตอร์ของวงจรทั้งหมด รูปที่ 7.3 แสดงการคำนวณนอยส์แฟกเตอร์ของเครื่องรับทั้งหมด โดยคำนวณค่านอยส์ฟลิกเกอร์ได้ 3.71 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{cascade} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_i - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{i-1}} + \cdots \qquad (7.1)$$

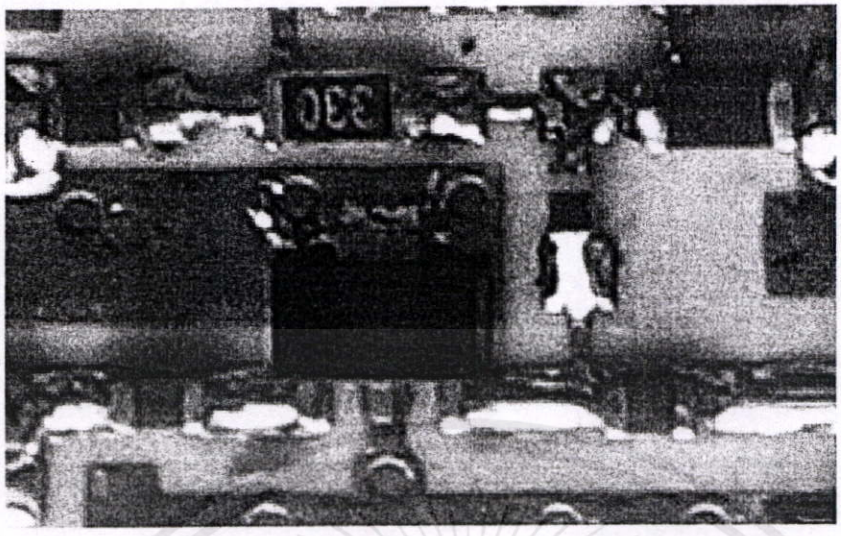
ตารางที่ 7.1 คุณสมบัติของวงจรทั้งหมดที่สร้างขึ้นจริงในวิทยานิพนธ์นี้

วงจร	คุณสมบัติ	ค่าที่วัดได้
วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ แบบบาลานซ์	ความถี่	3.4-3.6 กิกะเฮิรตซ์
	S_{21}	21 ± 1 dB
	S_{11}	< -25 dB
	S_{22}	< -15 dB
	S_{12}	< -38 dB
วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์	Power Output	> 10 dB_m
	Phase Noise offset @ 100 kHz	< -108 dBc/Hz
วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์	Power Output	> 19 dB_m
	Phase Noise offset @ 100 kHz	< -116 dBc/Hz
วงจรมิกเซอร์	Convertion loss	< 9 dB
	Isolation LO-RF	< -12 dB
วงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบคอมไลน์	ความถี่	3.4-3.6 กิกะเฮิรตซ์
	Bandwidth	200 เมกกะเฮิรตซ์
	Insertion loss	< 0.7 dB
	Return loss	> 24 dB
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	ความถี่	14 เมกกะเฮิรตซ์
	Insertion loss	< 1.1 dB
	Return loss	> 15 dB

7.3 วงจร IF Amplifier

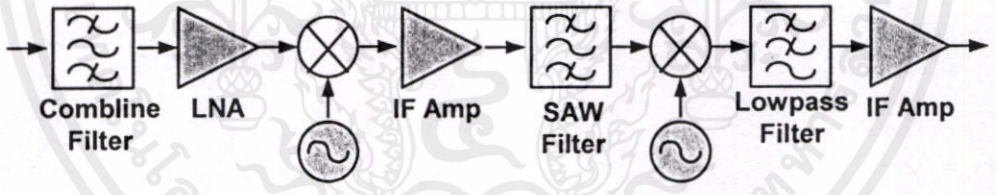
ในวงจร IF Amplifer เป็นของบริษัท Celeritek แบบ Gain Block Amplifier เบอร์ CGB-7012 Package SOT-89 ดังรูปที่ 7.2 พบว่าที่ความถี่ 380 เมกกะเฮิรตซ์ มีอัตราขยายประมาณ 20 dB และที่ความถี่ 13.5 เมกกะเฮิรตซ์ พบว่ามีอัตราขยายประมาณ 28 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.2 วงจร IF Amplifier

NF(dB)	0.7	1.3	9	4.3	15	5	1.1	3
F	1.17	1.34	7.94	2.7	31.6	3.16	1.29	2
Gain (dB)	-0.7	21	-9	15	-15	-5	-1.1	53
Gain	0.85	125.89	0.13	31.6	0.03	0.32	0.78	199526
$F_{cascade}$	1.17	1.57	1.63	1.75	1.82	1.98	2.05	2.35



รูปที่ 7.3 การคำนวณนอยส์ฟลิกเกอร์ของเครื่องรับ

7.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มว่าสามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้ โดยจำเป็นต้องใช้เวลาและเงินทุนในการวิจัยพัฒนาให้ดีขึ้นอีกต่อไป ดังนั้นผู้วิจัยจึงหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวงจรต้นแบบของวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WiMAX นี้จะเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาเทคโนโลยีขึ้นมาใช้เองภายในประเทศในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 คุณสมบัติของวงจรรวม

ความถี่	3.4-3.6 กิกะเฮิรตซ์
อัตราขยาย	58 dB
NF	3.71 dB
Temperature Stability	45 C°
Dynamic Range	46 dB
Sensitivity	-118 dB
Supply Voltage	12 V
Supply Current	1.3 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] effrey G. Andrews, Ph.D. ,Arunabha Ghosh, Ph.D., Rias Muhamed, "**Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking**", PRENTICE HALL 2007.

[2] Nicolas Fourty, Thierry Val, Philippe Fraisse, Jean-Jacques Mercier, "Comparative analysis of new high data rate wireless communication technologies From Wi-Fi to WiMAX", **ICAS/ICNS IEEE May 2005**.

[3] Bahar Jalali Farahani,Mohammed Ismail , "WiMAX/WLAN Radio Receiver Architecture for Convergence in WMANS", **IEEE Journal July 2005**., pp. 1621-1624.

[4] P. Cortese, S. David, T. Le Toux, J. Mayock, I. Pilcher, J. Sanham, "Ultra Linear 3.5GHz RF Front-End for OFDM System", **IEEE Journal July 2006**., pp. 161-164.

[5] Jianyi Zhou, Jianhong Chen, Jianing Zhao, Jianjun Wang, and Wei Kang, "Design of a High Performance RF Transceiver for WiMax Basestation", **IEEE June 2005**.

[6] H. Sato, et al. "A 1.9 GHz Single-Chip IF Transceiver for Digital Cordless Phones", Int. **Solid-state Circuits Conference**, pp. 342-343, Feb. 1997.

[7] A bidi, "Direct-conversion Radio Transceiver for Digital Communication", **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.

[8] C. Hull, J.Tham, and R. Chu, "A Direct-Conversion Receiver for 900 MHz (ISM band) Spread-Spectrum Digital Cordless Telephone", **IEEE journal of Solid-State Circuits**, vol.31, pp. 1955-1963, Dec. 1996.

[9] P.R. Gray and R.G. Meyer, **Analysys and Design of analog Integrated Circuits**, John Wiley, New York, 1993.

[10] T. H. Lee, **The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits**, Cambridge University Press, 1998.

[11] S. A. Mass, **Nonlinear Microwave Circuits**, Artech House, Inc., 1988.

[12] D. M. Pozar, **Microwave Engineering**, John Wiley & Sons, Second Edition, 1998.

[13] A. Rofogaran et al., "A Single-Chip 90 MHz Spread-Spectrum Wireless Transceiver in 1-um CMOS – Part II : Receiver Design", **IEEE journal of Solid-State Circuits**, vol. 33, pp. 535-547, Apr. 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[14] V. M. T. Lam, C. R. Poole and P. C. L. Yip, "Exact Noise Figure of a Noisy Two-port with Feedback", **IEEE Proceedings Circuits Devices and Systems**, vol. 139, Aug. 1992, pp. 473-476.

[15] D. D. Henkes, **LNA Design uses Series-feedback to Achive Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise**, Applied Microwave & Wireless, Oct. 1998, pp. 79-81.

[16] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques**, A Wiley Interscience Publication, 1990.

[17] Chris Bowick, **Rf Circuit Design**, Howard W.Sams&Company, pp. 67-149.

[18] G. Gonzalez and O. J. Sosa, "On The Design of Series-feedback Network in a Transistor Negative-resistance Oscillator", **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 47, Jan. 1999, pp. 42-47.

[19] Xiao Lu, "Building a 3.3 to 3.8 GHz 802.16a WiMAX LNA on FR-4 board material",**Microwave Journal**, Vol 49 No 2 February 2006, pp.84.

[20] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde. **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Technique**. New York : John Wiley. 1990.

[21] G. D. Vendelin, **Design of amplifier and oscillators by the S-parameter method**. New York : John Wiley. 1982.

[22] G. Gonzalez. Microwave transistor amplifiers : analysis and design. Prentice-Hall. 1997.

[23] 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.

[24] J. Breitbarth, "Octave Tuning, High Frequency Varactor Oscillator Design," Master Thesis of University of Colorado. 2001.

[25] $1/f$ Noise Characteristics Influencing Phase Noise." Application Note AN1026, **California Eastern Laboratories**, http://www.cel.com

[26] "VCO Phase Noise." Application Note,**Minicircuits**,http://www.minicircuits.com

[27] B. G. Goldberg "Phase Noise Theory and Measurements: A Short Review." **Microwave Journal**, Jan. 2000, pp. 112-122.

[28] C. J. Grebenkemper "Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance." **WJ Communication**, Inc., http://www.wj.com

[29] "Synthesizers and Phase Noise." http://www.radio-electronics.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[30] 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.

[31] D. B. Leeson "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum." **Proceedings Letters**, Feb. 1966, pp. 329-330.

[32] 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.

[33] J. K. A. Everard and J. Bitterling "Low Phase Noise Highly Power Efficient Oscillators." **IEEE International Frequency Control Symposium**, 1997, pp. 919-924.

[34] J. Lee, Y. T. Lee and S. Nam "A Phase Noise Reduction Tecnique in Microwave Oscillator Using High-Q Active Filter." **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 12, no. 11, Nov. 2002, pp. 426-428.

[35] 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.

[36] R. Jones and V. Estrick "Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillator." **IEEE Symposium on Frequency Control**, 1990, pp. 549-554.

[37] 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.

[38] 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.

[39] 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.

[40] E. Fenton and A. Goddard "Design A Low-Noise Synthesizer Using YRO Technology." **Microwave&RF**, Aug. 2001, pp. 133-145.

[41] U. L. Rohde "Feedback Technique Improves Oscillator Phase Noise." **Microwave&RF**, Nov. 1998, pp. 60-70.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[42] 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.

[43] U. L. Rohde "**Designing Low-Phase-Noise Oscillators**." QEX, Oct. 1994, pp. 3-12.

[44] U. L. Rohde "Nonlinear Effects In Oscilltors and Synthesizers." **IEEE MTT-S**, May 2001.

[45] U. L. Rohde and D. P. Newkirk. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications. **John Wiley&Sons**, Inc. 2000.

[46] V. Manassewitsch., **Frequency Synthesizers: Theory and Design. 3rd edition**. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1987.

[47] 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.

[48] F. Baberg "Low-Noise VCOs: Key Components for Base Stations." **Microwave&RF**, Jun. 2000, pp. 100-108.

[49] B.G. Goldberg "Phase Noise Theory and Measurment: A Short Review." **Microwave Journal**. Jan. 2000. pp. 112-222.

[50] S.A. Mass and K.W. Chang, "A Broadband Planar, Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer", **IEEE Trans** Microwave Theory Tech., vol 41, Dec 1993, pp 2330-2335.

[51] Stephen A. Maas, "Microwave Mixer" , **Artech House**, 1992.

[52] E.H.Frooks and R.A. Zakarevicius, "Microwave Engineering Using Microstrip Circuits", **Prentice Hall**, Australia, 1990.

[53] R. Collin, **Foundation for Microwave Engineering**, McGraw-Hill, New York, 1996.

[54] Rong and K.A. Zaki, "Full-wave Analysys of Couplings Between Cylindrical Comline Resonators", **IEEE Trans. Microwave Theory Tech**., vol. 47, pp. 1721-1729, Sep. 1999.

[55] G. L. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "**Microwave Filters Impedance-Matching Networks and Coupling Structures**." Artech House, Norwood, MA,1980.

[56] R. Levy, "Determination of Simple Equivalent Circuits of Interacting Discontinuities in Waveguides or Transmission Lines," **IEEE Trans. Microwave Theory Tech**., vol. 48, pp. 1712-1716. Oct. 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[57] J. Rubio, A Garia and J. Zapata, "A 3-D FEM Based Segmentation Method for the Full-Wave Analysys of Passive Microwaves Circuits," **Antennas and Propagation Society Int.** Symp, vol. 1, pp.480-482, 1999.

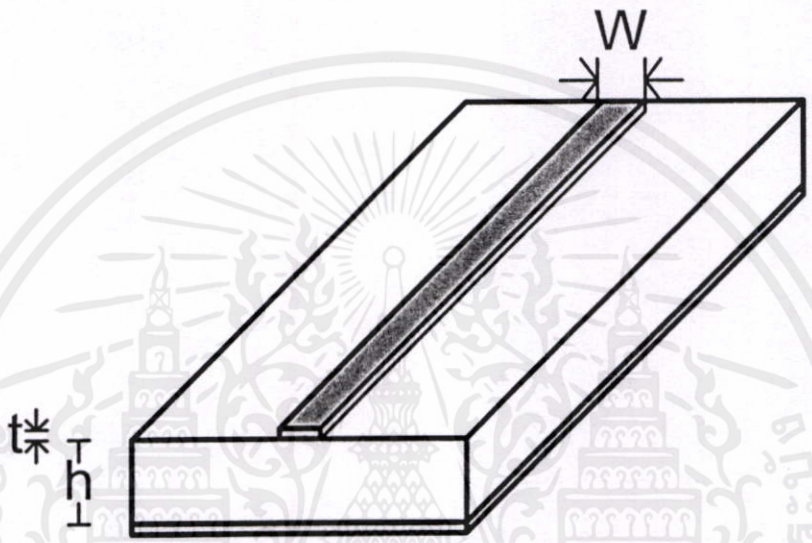
[58] G. Fedi, S Manetti, G. Pelosi and S.Selleri, "Design of Cylindrical Posts in Rectangular Waveguide by Neural Network Approach," **Antennas and Propagation Society Int.**, vol 3, pp. 1054-1057, 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

สายส่งไมโครสตริป

โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ ก.1 ขนาดของตัวนำมีความกว้าง W และมีความหนา t อยู่ด้านบนของวัสดุฐานรองที่มีค่าไดอิเล็กตริก ε_r และความหนา h ส่วนด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกรานด์



รูปที่ ก.1 โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริป

ก.1 อิมพิแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป

คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริป สามารถอธิบายได้โดยพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ ค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 โดยกำหนดให้โหมดการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริปเป็นแบบ TEM สามารถประมาณค่าอัตราส่วน $\frac{W}{h}$ (ไม่รวมผลของความหนาของไมโครสตริป) ในเทอมของ Z_0 และ ε_r ได้จากวิธีของ Wheeler และ Hammerstad ได้ดังสมการ

สำหรับ $\frac{W}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \qquad \text{(ก.1)}$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}\left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right]} \quad \text{(ก.2)}$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \le 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad \text{(ก.3)}$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \ge 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] \quad \text{(ก.4)}$$

โดยที่

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \quad \text{(ก.5)}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{(ก.6)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

รูปที่ ข.1 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ในการทำงานกำลังงานทางอินพุตถูกแบ่งออกโดยคัปเปอร์ทางอินพุตแล้วเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่เหมือนกัน 2 วงจร ส่วนกำลังงานทางเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 วงจรจะถูกรวมเข้าด้วยกันโดยคัปเปอร์ทางเอาต์พุต ในการวิเคราะห์นี้กำหนดให้วงจรคัปเปอร์ทางอินพุตและเอาต์พุตเหมือนกันทุกประการ โดยให้วงจรคัปเปอร์แมชช์ และมีการแบ่งกำลังงานที่เอาต์พุตพอร์ตเท่ากันพอดี และมีความต่างเฟสระหว่างพอร์ตเอาต์พุตเท่ากับ 90 องศา การแบ่งกำลังงานอินพุตแทนด้วย S เมตริกซ์

รูปที่ ค.1 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (ข.1)$$

พอร์ต 2 และ 3 ต่ออยู่กับอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย A_1 และ A_2 ค่า S เมตริกซ์ของวงจรขยายตัวบนและตัวล่างคือ

$$[S_t]=\begin{bmatrix} S_{11t} & S_{12t} \\ S_{21t} & S_{22t} \end{bmatrix} \qquad [S_b]=\begin{bmatrix} S_{11b} & S_{12b} \\ S_{21b} & S_{22b} \end{bmatrix} \qquad (ข.2)$$

สำหรับวงจรขยายบนตัว A_1

$$a_2 = S_{11t}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{12t}b_4 \qquad (ข.3)$$

$$a_4 = S_{21t}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22t}b_4 \qquad (ข.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรขยายตัวล่าง A_2

$$a_3 = -jS_{11b}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{12b}b_5 \quad \text{(ข.5)}$$

$$a_5 = -jS_{21b}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22b}b_5 \quad \text{(ข.6)}$$

เอาต์พุตของวงจรขยายแบบบาลานซ์คือ

$$b_6 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2}a_5 \quad \text{(ข.7)}$$

$$a_6 = \Gamma_L b_6 \quad \text{(ข.8)}$$

และ

$$b_4 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L b_6 \quad \text{(ข.9)}$$

$$b_5 = \frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L b_6 = jb_4 \quad \text{(ข.10)}$$

แทนค่าสมการที่ 7-8 ลงใน 9-10 จะได้

$$b_4 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L b_6 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(-j\frac{\sqrt{2}}{2}a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2}a_5\right) \quad \text{(ข.11)}$$

$$= -j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left[-j\frac{\sqrt{2}}{2}\left(S_{21f}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22f}b_4\right) + \frac{\sqrt{2}}{2}\left(-jS_{21b}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22b}b_5\right)\right]$$

$$b_5 = \frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L b_6 = \frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(-j\frac{\sqrt{2}}{2}a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2}a_5\right) \quad \text{(ข.12)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L \left[-j\frac{\sqrt{2}}{2}\left(S_{21t}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22t}b_4 \right) + \frac{\sqrt{2}}{2}\left(-jS_{21b}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{22b}b_5 \right) \right] \quad \text{(ข.13)}$$

$$b_4 = \frac{-\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(S_{21t} + S_{21b}\right)}{2 + S_{22t} - S_{22b}} \quad \text{(ข.14)}$$

$$b_5 = \frac{-j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(S_{21t} + S_{21b}\right)}{2 + S_{22t} - S_{22b}} \quad \text{(ข.15)}$$

ซึ่งสามารถแทนค่ากลับลงในสมการ a_4 และ a_5 เมื่อกำหนดให้วงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$b_4 = -\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L S_{21} a_1 \quad \text{(ข.16)}$$

$$b_5 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L S_{21} a_1 \quad \text{(ข.17)}$$

$$a_4 = \frac{\sqrt{2}}{2}S_{21}a_1 - S_{22}\frac{\sqrt{2}}{2}S_{21}a_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}S_{21}a_1\left(1 - \Gamma_L S_{22}\right) \quad \text{(ข.18)}$$

$$a_5 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}S_{21}a_1 - jS_{22}\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L S_{21}a_1 = -j\frac{\sqrt{2}}{2}S_{21}a_1\left(1 - \Gamma_L S_{22}\right) \quad \text{(ข.19)}$$

ซึ่งสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเอาต์พุตของวงจรขยายได้

$$\Gamma_4 = \frac{b_4}{a_4} = \frac{-\Gamma_L}{\left(1 - S_{22}\Gamma_L\right)} \quad \text{(ข.20)}$$

$$\Gamma_5 = \frac{b_4}{a_4} = \frac{\Gamma_L}{\left(1 + S_{22}\Gamma_L\right)} \quad \text{(ข.21)}$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุตของวงจรคัปเปอร์คือ

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\sqrt{2}}{2}\left(\frac{a_2 - ja_3}{a_1}\right) \tag{ข.22}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2}\left(\frac{S_{11t}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{12t}\frac{-\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(S_{21t}+S_{21b}\right)}{2+S_{22t}-S_{22b}}a_1}{a_1}\right)$$

$$-j\frac{\sqrt{2}}{2}\left(\frac{-jS_{11b}\frac{\sqrt{2}}{2}a_1 + S_{12b}\frac{-j\frac{\sqrt{2}}{2}\Gamma_L\left(S_{21t}+S_{21b}\right)}{2+S_{22t}-S_{22b}}a_1}{a_1}\right) \tag{ข.23}$$

$$= \frac{1}{2}\left[S_{11t} + S_{12t}\frac{-\Gamma_L\left(S_{21t}+S_{21b}\right)}{2+S_{22t}-S_{22b}}\right] + \frac{1}{2}\left[S_{11b} + S_{12b}\frac{-\Gamma_L\left(S_{21t}+S_{21b}\right)}{2+S_{22t}-S_{22b}}\right] \tag{ข.24}$$

เมื่อวงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$\Gamma_{in} = -S_{12}S_{21}\Gamma_L \tag{ข.25}$$

โดยวิธีการเดียวกันสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุตของวงจรขยายได้

$$\Gamma_{out} = -S_{12}S_{21}\Gamma_s \tag{ข.26}$$

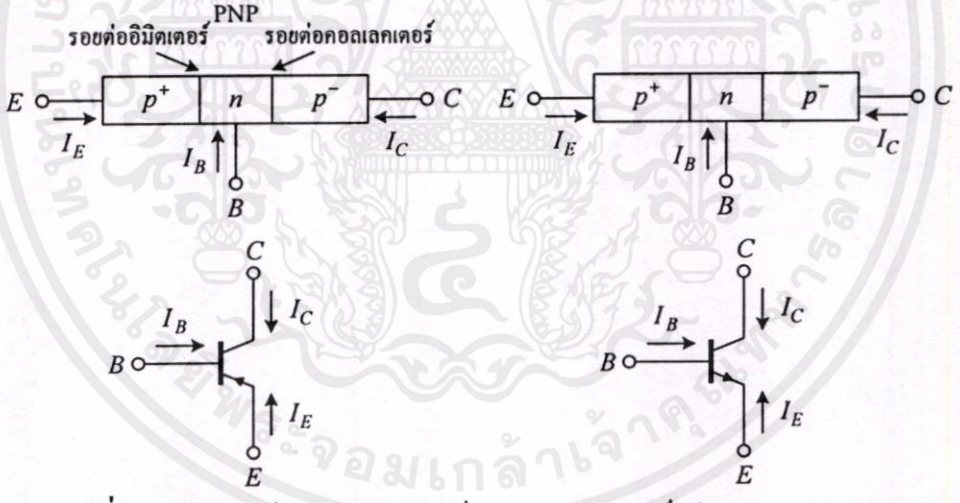
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

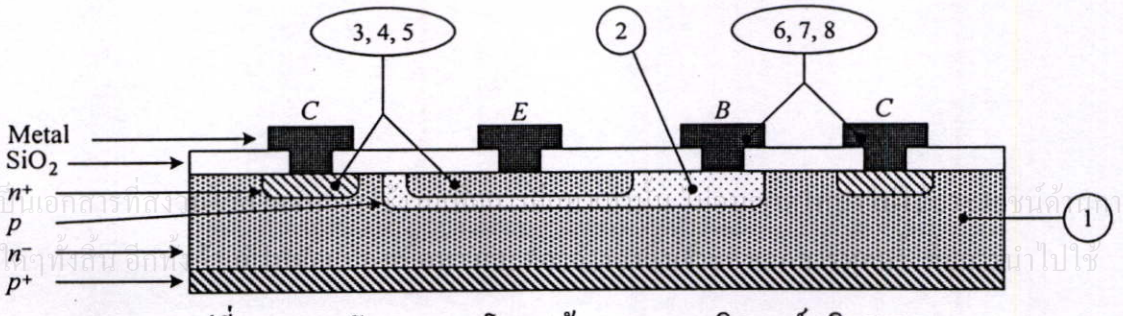
เทคโนโลยีของซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (Si BJT) และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (SiGe Transistor)

ค.1 เทคโนโลยีของซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

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

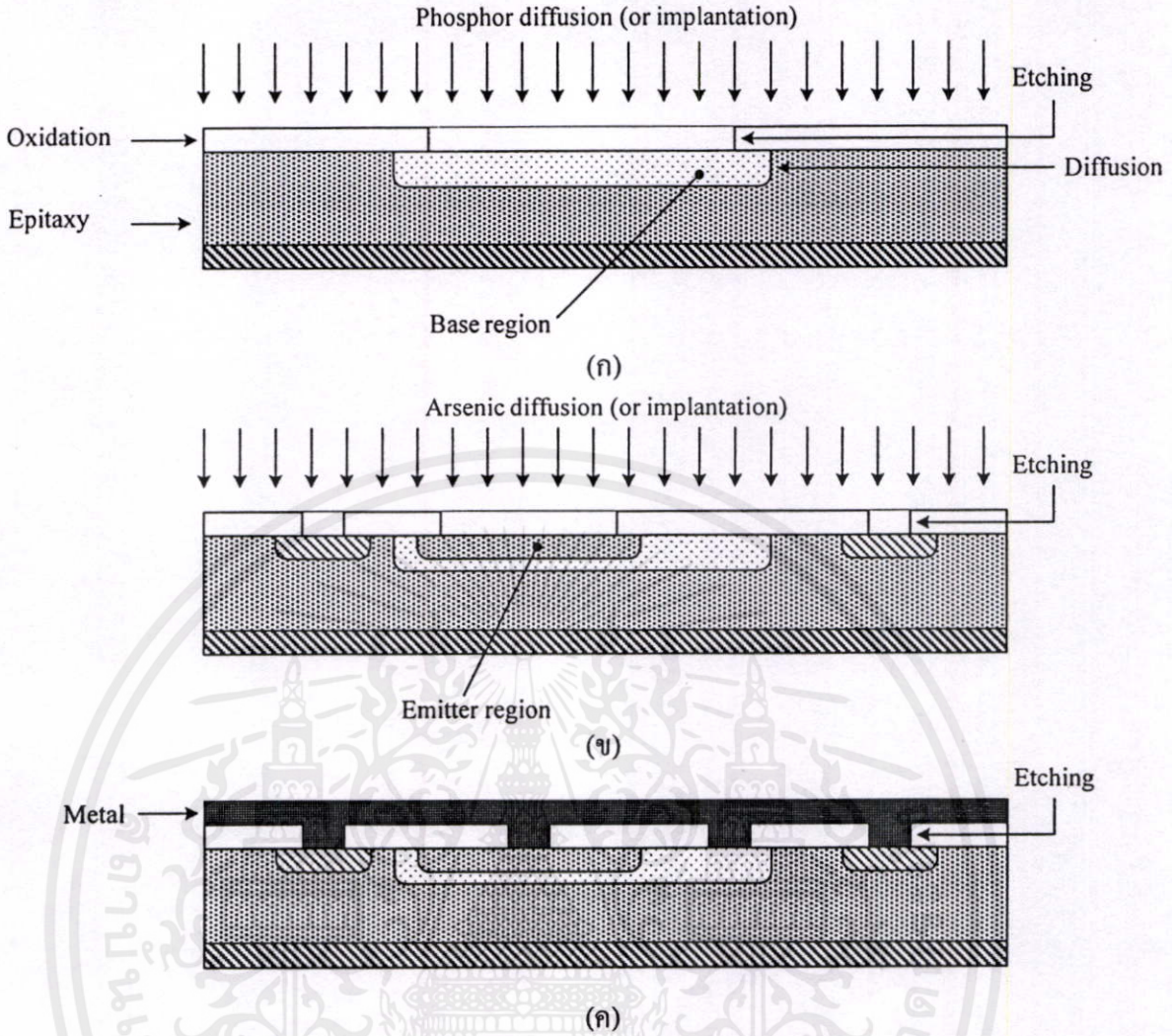


รูปที่ ค.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN



รูปที่ ค.2 ภาพตัดขวางของโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของผลงานเมื่อมีการนำไปใช้



รูปที่ ค.3 ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ในแต่ละขั้นตอนของการสร้าง

(ก) หลังจากแพร่ชั้นเบส

(ข) หลังจากแพร่ชั้นอิมิตเตอร์

(ค) ผ่านกระบวนการเมตัลไลเซชัน

การสร้างซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ซึ่งเป็นชนิดที่นิยมใช้กันมากเนื่องจากมีสมรรถนะที่ดีกว่าชนิด PNP โดยมีขั้นตอนการสร้างเรียงลำดับดังหมายเลขในรูปที่ ค.2 คือ

1. ชั้นอิพิแทกเชียลของวัสดุชนิด N (โดยปกติจะมีความหนาประมาณ 10 μm) 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 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ชั้นของ SiO_2 จะถูกสร้างขึ้นมาใหม่อีกครั้ง

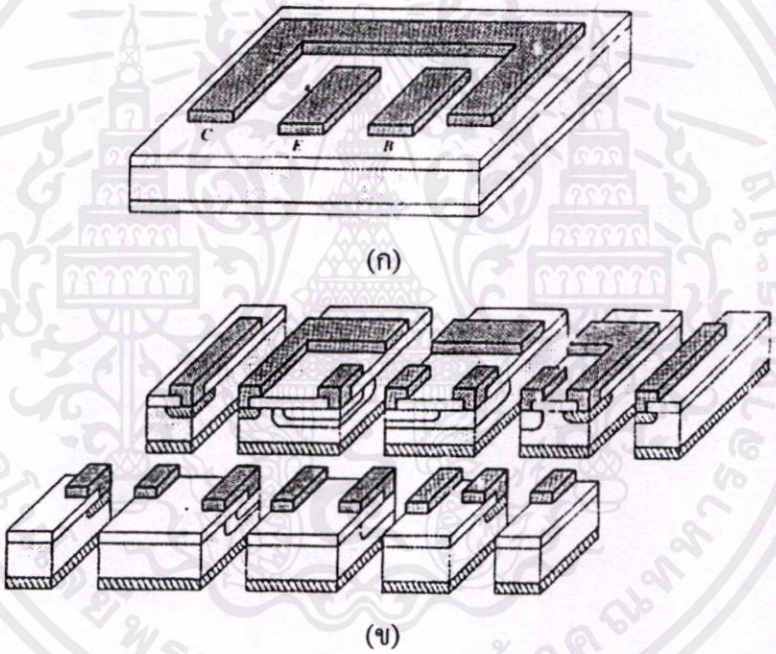
4. กำจัดชั้นของ SiO_2 เพื่อให้เกิดช่องที่จะแพร่สารเจือ ทำให้เกิดชั้นของอิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์

5. ชั้นของ n และ n+ จะถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่สาร ซึ่งจะกลายเป็นส่วนของอิมิตเตอร์และพื้นที่สัมผัสของคอลเลกเตอร์ ดังในรูปที่ ค.3 (ข)

6. ฉาบด้วยชั้นของ SiO_2 ใหม่อีกครั้ง

7. ชั้นของ SiO_2 ถูกเปิดออกเพื่อเป็นจุดเชื่อมต่อพื้นที่ต่าง ๆ ของโครงสร้าง

8. พื้นที่ผิวทั้งหมดของเวเฟอร์จะผ่านขบวนการเมตัลไลเซชัน (metallization) ดังในรูปที่ ค.3 (ค) และเปิดช่องเพื่อให้ได้โครงสร้างของอิเล็กโทรดดังในรูปที่ ค.2 โดยที่โครงสร้าง 3 มิติของทรานซิสเตอร์ที่ได้ แสดงดังรูปที่ ค.4



(ก)

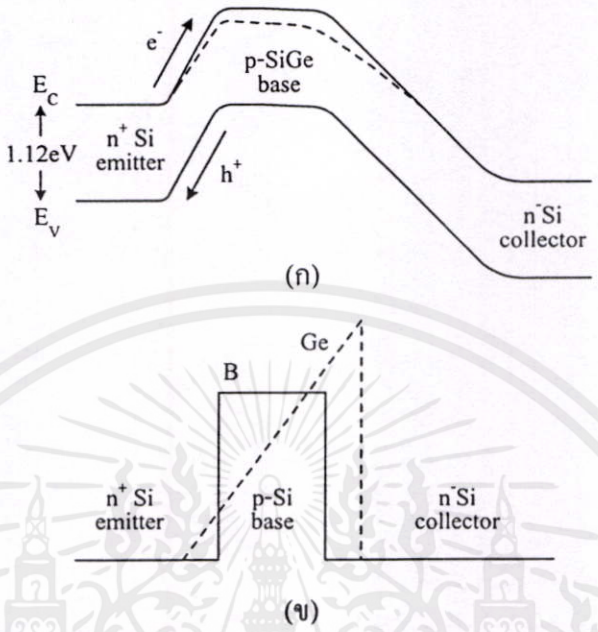
(ข)

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 แกลเลียมอาร์เซนายด์ (GaAs) ดังนั้นโดยการเพิ่มเจอร์มาเนียมเข้าไปในชั้นเบสของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงช่องว่างแถบพลังงานเพื่อเพิ่มสมรรถนะของซิลิกอนทรานซิสเตอร์ให้สูงขึ้นได้

ช่องว่างแถบพลังงานที่ถูกแก้ไขแสดงในแผนภาพพลังงานดังรูปที่ ค.5(ก) และรูปที่ ค.5(ข) แสดงการโดปสารเจอร์มาเนียม



รูปที่ ค.5 ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์

(ก) แผนภาพแถบพลังงานของซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (เส้นทึบ) และซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ (เส้นประ) ที่ทำการแก้ไขช่องว่างแถบพลังงานให้แคบลง

(ข) การโดปสารเจอร์มาเนียม แสดงโดยเส้นประ

การแก้ไขช่องว่างแถบพลังงานทำให้ได้ซุปเปอร์ชาร์จทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานได้ถึงช่วงความถี่ 100 GHz ซึ่งโดยปกติแล้วซิลิกอนทรานซิสเตอร์ทั่วไปจะทำงานได้แค่ 15-25 GHz นอกจากนี้แล้วซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์ยังมีอัตราขยายกระแสที่สูง และมีค่าความนำเอาต์พุตที่ดีขึ้นเพื่อใช้งานในด้านอนาลอก อุปกรณ์ชนิดนี้จึงเหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรอนาลอกความเร็วสูงสำหรับช่วงความถี่วิทยุและไมโครเวฟ และยังสามารถทำงานได้ดีในขณะที่ใช้กำลังงานต่ำ ซึ่งเป็นข้อดีที่เหมาะสมอย่างมากในงานโทรศัพท์เคลื่อนที่เนื่องจากสามารถใช้แบตเตอรีได้ยาวนานขึ้น อีกทั้งมีคุณลักษณะของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำ และยังมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ชนิดแกลเลียมอาร์เซนายด์หรือซิลิกอนทรานซิสเตอร์ทั่วไป

การใช้งานของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์จะเหมือนกับซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์นั่นคือ ในการออกแบบวงจรต่าง ๆ สามารถใช้วิธีการออกแบบเดียวกันได้ แต่ข้อดีของเทคโนโลยีซิลิกอนเจอร์มาเนียมที่เหนือกว่าซิลิกอนไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

- สามารถสร้างให้ความถี่คัทออฟมีค่าสูงมากกว่า 100 GHz ได้

- ทรานส์คอนดักแตนซ์และความต้านทานเอาต์พุตมีค่าสูง ทำให้ได้อัตราขยายแรงดันที่สูง

- ข้อเสียที่สำคัญของซิลิกอนไปโพล่าร์ทรานซิสเตอร์คือมีแรงดันเบรกดาวน์ต่ำ ในขณะที่ซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์มีค่าแรงดันเบรกดาวน์สูง

- เนื่องจากมีค่าความถี่หักมุม (Corner frequency) ของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำ จึงเหมาะกับการนำไปสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งจะเห็นว่าความถี่หักมุมของซิลิกอนเจอร์มาเนียมทรานซิสเตอร์มีความถี่หักมุมต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบอื่น ๆ ถึงแม้จะมีค่าความถี่ที่จุดเปลี่ยน (f_T) สูงก็ตาม

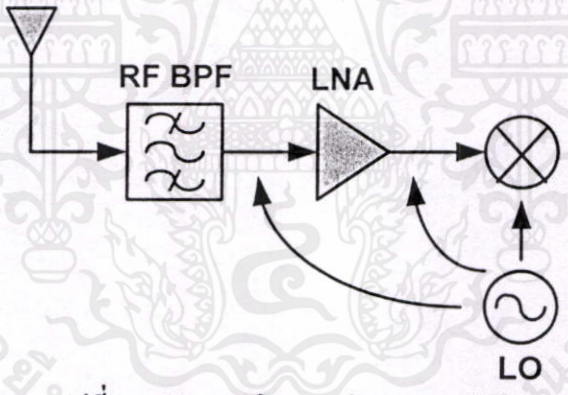
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

ดีซีออฟเซต

การสร้างวงจรโดยใช้โครงสร้างระบบแบบไดเร็กคอนเวอร์ชันจะเกิดผลกระทบจากดีซีออฟเซตเนื่องจากสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาจะถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรง ดีซีออฟเซตทำให้เกิดปัญหาขึ้น 2 อย่าง อย่างแรกดีซีออฟเซตจะทำให้วงจรเบสแบนด์เช่นวงจรขยายและวงจรกรองความถี่เกิดการอิ่มตัว และอย่างที่สองถึงแม้ว่าวงจรเบสแบนด์จะไม่อิ่มตัวแต่ดีซีออฟเซตก็จะทำให้ข้อมูลเกิดความผิดพลาดมากขึ้นซึ่งจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดทางบิตของระบบแย่ลง

ดีซีออฟเซตเกิดขึ้นมาจาก สัญญาณโลคอลเกิดการคูณกับตัวเอง ผลของความเพี้ยนลำดับที่สอง และความไม่เข้ากันของวงจรเบสแบนด์ รูปที่ ง.1 แสดงสัญญาณโลคอลเกิดการคูณกับตัวเองซึ่งสัญญาณโลคอลสามารถผ่านไปที่สัญญาณความถี่วิทยุได้โดยการเชื่อมต่อไปที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำหรือผ่านพอร์ตความถี่วิทยุของวงจรมิกเซอร์ ดังนั้นสัญญาณโลคอลก็จะเกิดการคูณกับตัวมันเองซึ่งจะทำให้เกิดดีซีออฟเซตขึ้น สัญญาณโลคอลเกิดการคูณกับตัวเองนั้นสามารถแทนด้วยผลคูณของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่เดียวกัน f_c ดังสมการที่ (ง.1)



รูปที่ ง.1 สัญญาณโลคอลเกิดการคูณกับตัวเอง

$$S_1\cos(2\pi f_c t)\times S_2\cos(2\pi f_c t)=\frac{S_1S_2}{2}\left\{1+\cos\left[2\pi(2f_c)t\right]\right\} \qquad (ง.1)$$

จะได้ผลองค์ประกอบทางดีซีและองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ $2f_c$ ส่วนแหล่งกำเนิดของดีซีออฟเซตอันที่สองคือความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับที่สอง ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรส่วนหน้าสามารถแทนได้โดยสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_o=a_1s_i+a_2s_i^2+a_3s_i^3+\ldots \qquad (2.2)$$

โดยเทอมแรกแทนค่าอัตราขยายส่วนเทอมหลังที่เหลือแทนความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ในกรณีของความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับที่สองสำหรับอินพุตคลื่นไซน์ $s_i = S_1 \cos(2\pi f_1 t)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$s_o = \frac{a_2 S_1^2}{2}\{1 + \cos[2\pi(2f_1)t]\} \tag{2.3}$$

ซึ่งสัญญาณที่ได้ก็ประกอบด้วยองค์ประกอบทางดีซีและองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ $2f_1$ และยังประกอบด้วยเทอมของความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ทั้งหมด นอกจากนี้จำนวนของดีซีออฟเซตจากสมการที่ (2.3) ที่เกิดจากความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต S_1 ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาซึ่งทำให้การกำจัดค่าดีซีออฟเซตมีความยุ่งยากมากขึ้น เนื่องจากค่าดีซีออฟเซตจะมีค่าไม่คงที่

นอกจากดีซีออฟเซตแล้วความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ก็จะทำให้เกิดองค์ประกอบทางความถี่ต่ำอื่นๆ ซึ่งจะทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับระบบไดเร็กคอนเวอร์ชันมีคุณสมบัติแย่ลง เช่น ในกรณีของความเพี้ยนอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สอง สำหรับสัญญาณอินพุต $s_i = S_1 \cos(2\pi f_1 t) + S_2 \cos(2\pi f_2 t)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$s_o = a_2 S_1 S_2 \{\cos[2\pi(f_1 - f_2)t] + \cos[2\pi(f_1 + f_2)t]\} \tag{2.4}$$

ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ $f_1 - f_2$ และ $f_1 + f_2$ ถ้าระยะห่างระหว่างความถี่อินพุตสัญญาณคลื่นไซน์ 2 อันมีค่าน้อย ความเพี้ยนอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สองก็จะเกิดเป็นองค์ประกอบทางความถี่ต่ำ $f_1 - f_2$ ซึ่งมีโอกาสทำให้สัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการแย่ลง เนื่องจากความเพี้ยนอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สองขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต S_1 และ S_2 ซึ่งจะทำให้องค์ประกอบทางความถี่ต่ำเปลี่ยนแปลงตามเวลาเช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นาย ดนัยภาพย์ พูลทรัพย์ เกิดเมื่อวันที่ 3 พฤศจิกายน พุทธศักราช 2524 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร จบการศึกษาระดับปริญญาตรีคณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขา วิศวกรรมไฟฟ้าโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศกรรมไฟฟ้าโทรคมนาคม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้