

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHZ

WCDMA 2.1 GHZ SMALL RF REPEATER



T117527



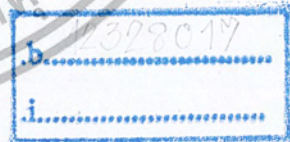
โดย

นายวิฑูรย์ ทองสุข

นางสาวธัญญ์ลิตา จำชาติขวัญรัตน์

นางสาวศิริลักษณ์ หมอกใส

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 117527
วัน,เดือน,ปี..... - 5 ต.ค. 2554



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHz

WCDMA 2.1 GHz SMALL RF REPEATER

โดย

นายวิฑูรย์	ทองสุข	50011457
นางสาวฉันทิศา	จำชาติขวันรัตน์	50011555
นางสาวศิริลักษณ์	หมอกใส	50011568



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. ทองทศ วานิชศรี

ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันฯ ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ประโยชน์อื่นใด
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

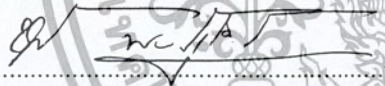
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHZ
WCDMA 2.1 GHz SMALL RF REPEATER

ผู้จัดทำ

1. นายวิฑูรย์ ทงสุข 50011457
2. นางสาวรัชชัชฎา จำชาติขันธ์ 50011555
3. นางสาวศิริลักษณ์ หมอกใส 50011568


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. ทองทนต์ วานิชศรี)


..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม
(ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ต้องขอขอบคุณบิดา มารดาของข้าพเจ้าที่ได้สนับสนุน ให้กำลังใจ ที่ดี ขอขอบคุณอาจารย์ทองทศ วาณิชศรี และอาจารย์ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ที่คอยให้คำปรึกษา ให้คำแนะนำตลอดการทำปริญญานิพนธ์นี้ ขอขอบคุณพี่คนย์ภาพ และพี่ณภัทร คอยช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ ในการทำปริญญานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ เพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้คำแนะนำ และเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

สุดท้ายต้องขอขอบคุณคุณณาจารย์ในภาควิชาทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้จนสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับโครงการครั้งนี้ได้ ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ซึ่งเป็นสถานที่ศึกษา และที่พักพิงมาตลอดสี่ปี

นายวิฑูรย์ หองสุข

นางสาวธันย์ลิตา จำชาติชนวันรัตน์

นางสาวสิริลักษณ์ หมอกใส

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHz
WCDMA 2.1 GHz SMALL RF REPEATER

โดย นายวิฑูรย์ ทงสุข	50011467
นางสาวรัชต์ดา จำชาติขันธ์	50011555
นางสาวศิริลักษณ์ หมอกใส	50011568

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทศ วานิชศรี
ผศ.ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษา การออกแบบ และสร้างเครื่องทวนสัญญาณสำหรับเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ WCDMA ในช่วงความถี่ 2.1 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ของระบบ 3G โดยที่ความถี่ขาขึ้นอยู่ในช่วง 1920 – 1980 MHz และความถี่ขาลงอยู่ในช่วง 2110 – 2170 MHz กำลังส่งมีค่าประมาณ 1 วัตต์ และอัตราขยายสามารถปรับค่าได้ ครึ่งละ 1 เดซิเบล ตั้งแต่ 30 – 60 เดซิเบล สามารถทำงานครอบคลุมพื้นที่ภายในอาคาร ซึ่งเครื่องทวนสัญญาณที่ออกแบบให้มีขนาดเล็กเพื่อสะดวกในการติดตั้ง

ABSTRACT

This project presents the design and implementation of the repeater for 3G WCDMA 2.1 GHz. The repeater has uplink frequency from 1920 to 1980 MHz and downlink frequency from 2110 to 2170 MHz, the maximum output power is 1 watt and the gain can be adjusted from 30 to 60 dB by 1 dB step. The repeater will be used to increase the coverage area for inbuilding application. It has small size for conveniently installation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1	
บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์	2
1.4 ผลลัพธ์สุดท้ายที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2	
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 ระบบ WCDMA	5
2.2 ดูเพล็กซ์เจอร์	5
2.2.1 ความหมายและลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เจอร์	5
2.2.2 คุณลักษณะพื้นฐานที่สำคัญของดูเพล็กซ์เจอร์	5
2.2.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตี	6
2.2.4 ทฤษฎีวงจรงกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตี	7
2.2.5 วงจรงกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ	12
2.2.6 วงจรผกผันแอดมิตแดนซ์	14
2.2.7 วงจรงกรองความถี่ต่ำผ่าน	17
2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป	19
2.3.1 วงจรเฟสล็อกกลูป	20
2.3.2 การหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลูป	28

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลุ่มแบบพริสเกลสองโมดูลัส	32
2.3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่แรงดัน	34
2.3.5 การออกแบบวงจรลูฟเฟิลเตอร์	36
2.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	44
2.4.1 นอยส์ฟีกเกอร์	45
2.4.2 การแมตช์อิมพีแดนซ์	45
2.5 วงจรมิกเซอร์	49
2.5.1 ทฤษฎีไอ โอคิมิกเซอร์	49
2.5.2 ค่าการสูญเสียแปลงผัน	50
2.5.3 นอยส์ฟีกเกอร์	51
2.5.4 ค่าไอ โวลเลจันระหว่างพอร์ต	51
2.6 วงจรขยายกำลัง	53
2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	53
2.6.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น	53
2.6.3 วงจรขยายแบบคลาสบี	55
2.6.4 วงจรขยายแบบคลาสซี	55
2.6.5 วงจรขับกำลังและการแมตช์หลายสเตจ	56
2.6.6 การแมตช์ของสายโคแอกเซียล	57
2.7 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	60
2.7.1 วงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน	61
2.7.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	62
2.7.3 วงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน	62
2.8 วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3	
3.1 การออกแบบวงจรภาคส่งและภาครับ	64
3.1.1 การออกแบบวงจรคูเพิลลิ่งเซอร์	67
3.1.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่	70
3.1.2.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ ด้วยแรงดันที่ความถี่ 2.1 GHz	71
3.1.2.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์	71
3.1.2.3 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่	72
3.1.2.4 การออกแบบวงจรลูปีลเตอร์	73
3.1.3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	73
3.1.4 การออกแบบวงจรขยายกำลัง	76
3.1.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณ	77
3.1.6 การออกแบบวงจรดีเทคเตอร์	78
3.1.7 การออกแบบวงจรสตอปทอน	78
3.1.8 การออกแบบวงจรมิกเซอร์	79
3.1.9 การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	80
3.1.10 การออกแบบสายวงจร (PCB)	81
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	83
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	84
3.3.1 การวัดผลวงจรรคูเพิลลิ่งเซอร์	84
3.3.2 การวัดผลวงจรรสังเคราะห์ความถี่	84
3.3.3 การวัดผลวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรรขยายสัญญาณ และวงจรรมิกเซอร์	84
3.3.4 การวัดผลวงจรรสตอปทอน วงจรรขยายสัญญาณและวงจรรมิกเซอร์	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.5 การวัดผลวงจรวางขุมอัตรายายอัติโนมัติวงจรถอนและ วงจรรายสัญญาณ	85
3.3.6 การวัดผลวงจรรายกำลังและวงจรถีเทคเตอร์	85
3.3.7 การวัดผลของเครื่องทวนสัญญาณ	86
บทที่ 4	
4.1 ผลการทดลองวงจรถูเพลิงเซอร์	88
4.2 ผลการทดลองวงจรถึงเคราะห์ค่าวมถึ	93
4.3 ผลการทดลองวงจรรายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรรายสัญญาณและ วงจรมิกเซอร์	99
4.4 ผลการทดลองวงจรถอน วงจรรายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์	100
4.5 ผลการทดลองวงจรวางขุมอัตรายายอัติโนมัติ วงจรถอน และวงจรรายสัญญาณ	103
4.6 ผลการทดลองวงจรรายกำลังและวงจรถีเทคเตอร์	104
4.7 ผลการทดลองของเครื่องทวนสัญญาณ	109
บทที่ 5	
สรุปผลและข้อเสนอแนะ	111
5.1 สรุปผล	111
5.2 ข้อเสนอแนะ	111
บรรณานุกรม	112
ภาคผนวก	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่	
รูปที่ 2.1	วงจรรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตี 7
รูปที่ 2.2	คาวิตีเรโซเนเตอร์ 9
รูปที่ 2.3	แท่งเรโซเนเตอร์ภายในคาวิตี 11
รูปที่ 2.4	ก) วงจรรองผ่านความถี่ ข) วงจรรองผ่านแถบความถี่ ค) วงจรผกผันแอดมิตแดนซ์ 12
รูปที่ 2.5	วงจรมุมระหว่างวงจรมิตแดนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนที่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น 14
รูปที่ 2.6	วงจรมุมระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรผกผันแอดมิตแดนซ์ 15
รูปที่ 2.7	วงจรรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรมุม 15
รูปที่ 2.8	บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกดูป 19
รูปที่ 2.9	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกดูป 21
รูปที่ 2.10	ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน 22
รูปที่ 2.11	ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อื่นพูดไม่เท่ากัน 22
รูปที่ 2.12	บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกดูป 28
รูปที่ 2.13	วงจรมิตแดนซ์อย่างง่าย 30
รูปที่ 2.14	วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกดูปแบบพริสเกลเดอร์สอง โมดูลัส 33
รูปที่ 2.15	บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก 34
รูปที่ 2.16	วงจรมิตแดนซ์แบบอนุกรม 35
รูปที่ 2.17	วงจรมิตแดนซ์แบบขนาน 36
รูปที่ 2.18	วงจรมิตแดนซ์ชนิดที่ 1 รูปอันดับที่ 2 36
รูปที่ 2.19	วงจรมิตแดนซ์ชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 2 38
รูปที่ 2.20	วงจรมิตแดนซ์ชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 3 42

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า	
รูปที่		
รูปที่ 2.21	โครงสร้างการป้อนกลับ (ก) เทอร์มิเนตด้วยความต้านทาน (ข) การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาน (ค) การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม	47
รูปที่ 2.22	โมเดลสมมูลของเฟดกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส	47
รูปที่ 2.23	ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์	56
รูปที่ 2.24	การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิงเนตเวิร์ก	57
รูปที่ 2.25	ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์	58
รูปที่ 2.26	การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศเหนือความถี่เรโซแนนซ์	59
รูปที่ 2.27	การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศใต้ความถี่เรโซแนนซ์	59
รูปที่ 2.28	การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิงเนตเวิร์กเนตเวิร์กแบบที่	59
รูปที่ 2.29	การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิงเนตเวิร์กเนตเวิร์กแบบพาย	59
รูปที่ 2.30	บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	60
รูปที่ 2.31	วงจรสมมูลของวงจรลดทอน โดยใช้พินไดโอด	61
รูปที่ 2.32	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสัญญาณแบบความถี่ผ่านแบบออคมคติ	63
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็ก	64
รูปที่ 3.2	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กโดยละเอียด	66
รูปที่ 3.3	ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตีความถี่กลางเท่ากับ 1950 MHz	67
รูปที่ 3.4	ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตีความถี่กลางเท่ากับ 2140 MHz	68
รูปที่ 3.5	การสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตี	69
รูปที่ 3.6	วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตีที่เสร็จสมบูรณ์	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่	
รูปที่ 3.7	วงจรรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตีที่สร้างขึ้นจริง 70
รูปที่ 3.8	วงจรรีเสกเลเตอร์โดยใช้ไอซี HMC433 71
รูปที่ 3.9	วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่โดยใช้ไอซี PE3336 72
รูปที่ 3.10	วงจรรูปฟิลเตอร์โดยใช้ไอซี AD797 73
รูปที่ 3.11	วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ 76
รูปที่ 3.12	วงจรถ่ายกำลังโดยใช้ ALM32220 77
รูปที่ 3.13	วงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ ECG 040 77
รูปที่ 3.14	วงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ IC AD8314 78
รูปที่ 3.15	วงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ IC HMC4 78
รูปที่ 3.16	วงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ IC HSMP3866 79
รูปที่ 3.17	วงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ WJZ1020 79
รูปที่ 3.18	วงจรถ่ายสัญญาณอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) 80
รูปที่ 3.19	ลายวงจร (PCB) วงจรถ่ายสัญญาณความถี่ 81
รูปที่ 3.20	ลายวงจร (PCB) วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรถ่ายสัญญาณและวงจรถ่ายสัญญาณมิกเซอร์ 81
รูปที่ 3.21	ลายวงจร(PCB)วงจรถ่ายสัญญาณ และวงจรถ่ายสัญญาณมิกเซอร์ 82
รูปที่ 3.22	ลายวงจร (PCB)วงจรถ่ายสัญญาณอัตโนมัติ วงจรถ่ายสัญญาณ และวงจรถ่ายสัญญาณ 82
รูปที่ 3.23	ลายวงจร (PCB) วงจรถ่ายกำลัง และวงจรถ่ายสัญญาณ 83
รูปที่ 4.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็ก 87
รูปที่ 4.2	ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss และ ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz 88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
รูปที่ 4.3	ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz	88
รูปที่ 4.4	ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz	89
รูปที่ 4.5	ค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์ ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz	89
รูปที่ 4.6	ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss และ ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz	90
รูปที่ 4.7	ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz	90
รูปที่ 4.8	ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz	91
รูปที่ 4.9	ค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz	91
รูปที่ 4.10	กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่ากำลังและความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่	93
รูปที่ 4.11	ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz และ Span 20 kHz	95
รูปที่ 4.12	ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz และ Span 200 kHz	95
รูปที่ 4.13	ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz และ Span 1 MHz	96
รูปที่ 4.14	กราฟแสดงค่าออฟเซต (Offset) เปรียบเทียบกับค่า Phase Noise	98
รูปที่ 4.15	แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 1920-1980 MHz	99

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.16	99
รูปที่ 4.17	100
รูปที่ 4.18	101
รูปที่ 4.19	101
รูปที่ 4.20	102
รูปที่ 4.21	103
รูปที่ 4.22	103
รูปที่ 4.23	104
รูปที่ 4.24	105
รูปที่ 4.25	105

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
รูปที่ 4.26	ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz เมื่อค่า Output Power 26.9 dBm	106
รูปที่ 4.27	ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz เมื่อค่า Output Power 25.8 dBm	106
รูปที่ 4.28	ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 29.7 dBm	107
รูปที่ 4.29	ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 26.9 dBm	107
รูปที่ 4.30	ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 25.9 dBm	108
รูปที่ 4.31	ค่าอัตราขยายของเครื่องทวนสัญญาณที่ความถี่ฝั่งส่ง (Uplink)	109
รูปที่ 4.32	ค่าอัตราขยายของเครื่องทวนสัญญาณที่ความถี่ฝั่งรับ (Downlink)	109

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
ตารางที่ 2.1	ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของควาวิตีเรโซเนเตอร์	10
ตารางที่ 2.2	ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของแท่งเรโซเนเตอร์	11
ตารางที่ 2.3	ค่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคั่นแบบแบบเซฟไฟเฟลสำหรับคลื่นกระเพื่อม 0.01 dB	18
ตารางที่ 2.4	ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ	52
ตารางที่ 4.1	คุณสมบัติต่างๆของคูเพิลลิ่งเซอร์ ในช่วงความถี่ 1920 – 2170 MHz	92
ตารางที่ 4.2	แสดงค่ากำลังและความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่	94
ตารางที่ 4.3	แสดงค่า Offset เปรียบเทียบกับค่า Phase Noise	97



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก ช่วยทำให้ผู้ใช้บริการสามารถพูดคุยสนทนากันได้เมื่อเทคโนโลยีมีการพัฒนามากขึ้น โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เริ่มมีบทบาทสำหรับการสื่อสารข้อมูล ถึงแม้ว่าจะสามารถทำได้ด้วยอัตราเร็วที่ไม่สูงมากนัก แต่ก็ถือเป็นแรงกระตุ้นให้เกิดความต้องการใช้งานของผู้บริโภคมากขึ้น

สหพันธ์โทรคมนาคมนานาชาติ (International Telecommunications Union หรือ ITU) เป็นผู้ริเริ่มวางข้อกำหนดทางเทคนิคสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคใหม่ โดยมีการประกาศแผนการศึกษาวิจัยและพัฒนาภายใต้ชื่อโครงการว่าระบบสื่อสารโทรคมนาคมนานาชาติผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคปี 2000 (International Mobile Telecommunications – 2000 หรือ IMT – 2000) กำหนดระยะเวลาในการวิจัยและพัฒนาเป็น 10 ปี มาตรฐานโทรศัพท์ระบบเคลื่อนที่ UMTS หรือ Universal Mobile Telecommunications System เป็นผลของความพยายามในการกำหนดมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ IMT – 2000 ซึ่งปัจจุบันได้รับการนำไปใช้เป็นมาตรฐานในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายผ่านเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้กับประเทศต่างๆทั่วโลก ทั้งนี้ ITU มีบทบาทสำคัญในการกำหนดย่านความถี่วิทยุสำหรับใช้งานกับมาตรฐาน UMTS ร่วมกันทั่วโลก แต่เนื่องจากข้อจำกัดในเรื่องของย่านความถี่ซึ่งบางประเทศก็มีการนำไปใช้งานในกิจการอื่นๆ จึงทำให้ต้องมีการแยกกลุ่มทำงานเพื่อปรับเปลี่ยนข้อกำหนดดังกล่าวให้เหมาะสมกับการจัดสรรคลื่นความถี่ใช้งานในแต่ละภูมิภาคทั่วโลก ซึ่งระบบ WCDMA เป็นการพัฒนาระบบใหม่ขึ้นมาแทนที่การพัฒนาจากระบบ IS-95 CDMA ของเดิม ระบบ IS-95 ถูกออกแบบมาโดยคำนึงถึงเฉพาะความต้องการใช้งานในการส่งข้อมูลเสียงและพูด ทำให้ความสามารถในการส่งข้อมูลถูกจำกัด แต่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation Mobile Phone) หรือที่นิยมเรียกว่า 3G ต้องให้บริการมัลติมีเดีย ความเร็วสูงได้ ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบอินเทอร์เน็ตความเร็วสูง การส่งข้อมูลคุณภาพสูง และการประชุมผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จอภาพ มาตรฐานของระบบ IS-95 ไม่สามารถรองรับอัตราการส่งข้อมูลตามความต้องการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G ได้ ขณะที่ระบบ CDMA 2000 ซึ่งเป็นระบบ CDMA แบบค้ำกว้างยังคงรองรับระบบ IS-95 เดิม

ในปัจจุบันบริษัทต่างๆ มีความสนใจในการพัฒนาระบบ WCDMA เนื่องจากเป็นระบบที่นำมาใช้แทนที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ในอนาคตเนื่องจากความต้องการใช้งานแบนด์วิดท์ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มขึ้นสูงมาก เพื่อรองรับการให้บริการมัลติมีเดียความเร็วสูงได้ดังที่กล่าวมาเมื่อมีผู้ต้องการใช้บริการมาก ปัญหาในการส่งข้อมูลก็จะมีมาก เช่น การใช้บริการอาจจะขัดข้องไม่สามารถให้บริการได้ตลอดเวลา อาจจะเป็นเนื่องจากเมื่อสัญญาณมีความแรงไม่เพียงพอ

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวทางในการแก้ปัญหา คือการสร้างเครื่องเครื่องทวนสัญญาณที่มีคุณสมบัติเพื่อให้สามารถรับส่งสัญญาณได้ไกลขึ้นเมื่อความเข้มของสัญญาณไม่เพียงพอที่จะสามารถรับส่งสัญญาณกันได้

1.2 วัตถุประสงค์

ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นกรออกแบบและสร้างเครื่องทวนสัญญาณที่มีคุณสมบัติเพื่อให้สามารถรับส่งสัญญาณได้ไกลขึ้นเมื่อความเข้มของสัญญาณไม่เพียงพอที่จะสามารถรับส่งสัญญาณกันได้ โดยทำงานที่ความถี่ 2.1 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ของระบบ 3G โดยเครื่องทวนสัญญาณที่ออกแบบมีขนาดเล็กเพื่อความสะดวกในการติดตั้งและเคลื่อนย้ายขณะปฏิบัติงาน

1.3 ขอบเขตของปฏิญานิพนธ์

เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องทวนสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ทำงานย่านความถี่วิทยุในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHz ซึ่งสามารถเพิ่มระยะการรับส่งสัญญาณให้ได้ไกลขึ้น โดยที่ความถี่ข้างขึ้นอยู่ในช่วง 1920 – 1980 MHz และความถี่ข้างลงอยู่ในช่วง 2110 – 2170 MHz ค่ากำลังงานที่ส่งออกมามีค่าไม่เกิน 1 วัตต์ และมีค่าอัตราขยาย 30 – 60 เดซิเบล

1.4 ผลลัพธ์สุดท้ายที่คาดว่าจะได้รับ

เครื่องทวนสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้งานย่านความถี่วิทยุในระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2.1 GHz ซึ่งสะดวกในการติดตั้งและเคลื่อนย้ายขณะปฏิบัติงาน มีค่ากำลังงานที่ส่งออกมาไม่เกิน 1 วัตต์ และมีค่าอัตราขยาย 30 – 60 เดซิเบล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 ระบบ WCDMA

ระบบ WCDMA เป็นระบบการสื่อสารไร้สายซึ่งถูกออกแบบมาให้ผู้ใช้หลายคนสามารถใช้ความถี่แบนด์เดียวกันได้ โดยระบบจะมีอัตราการส่งข้อมูลต่างกันตามความต้องการของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ซึ่งสามารถให้บริการแบบเสียงพูด ไปจนถึงการให้บริการส่งข้อมูลความเร็วสูง ระบบ WCDMA เป็นการพัฒนามาจากระบบ CDMA แบบแบนด์แคบ (IS-95 CDMA) ใช้การมอดูเลชันสัญญาณแบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) แบบแบนด์กว้างโดยทำการกระจายแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปที่แบนด์วิดท์ทั้งหมด จากการคูณสัญญาณข่าวสารกับรหัส PN (Pseudo-noise) ผลการกระจายแถบความถี่ด้วยรหัส PN สัญญาณข่าวสารของผู้ใช้ก็จะเหมือนสัญญาณรบกวน ซึ่งจะไปเพิ่มระดับสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นในช่องสัญญาณเดียวกันให้สูงขึ้น ทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับแย่งสัญญาณของสัญญาณที่เพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณนี้จะเป็นตัวกำหนดความจุของระบบ ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่สำคัญที่สุดของระบบ WCDMA ค่ากำลังจะกลายเป็นทรัพยากรร่วมกันสำหรับผู้ใช้ กำลังงานของสัญญาณถูกใช้ร่วมกันระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่โมเซลล์ซึ่ง โทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละเครื่องก็จะเพิ่มสัญญาณรบกวนระบบสามารถเพิ่มผู้ใช้ในสเปกตรัมจนกระทั่งสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้นจนยอมรับไม่ได้ทำให้ระบบ WCDMA มีความยืดหยุ่นในการจัดการกับความจุของเซลล์มากกว่าระบบแบบ FDMA และ TDMA ซึ่งได้กำหนดจำนวนผู้ใช้ที่แน่นอนไว้บนช่องความถี่แต่ละช่วงเวลาตามลำดับ ในระบบ WCDMA จะยอมให้ใช้ความถี่เดียวกันในเซลล์ข้างเคียงดังนั้นจึงไม่ต้องมีการวางแผนความถี่ให้กับเซลล์แต่ละเซลล์ กล่าวคือทุกๆเซลล์ในเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เป็นระบบ WCDMA จะสามารถใช้ความถี่ในการรับส่งข้อมูลค่าเดียวกัน โดยผู้ให้บริการไม่จำเป็นต้องกังวลถึงปัญหาของการเกิดสัญญาณรบกวนระหว่างเซลล์แต่อย่างใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ดูเพล็กซ์เซอร์ (Duplexer)

2.2.1 ความหมายและลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์

ดูเพล็กซ์เซอร์ คือตัวกรองช่วงความถี่ผ่านเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขั้วต่อ (3 port) ที่มีทั้งตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านส่ง (Tx) และตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านรับ (Rx) อยู่ในตัวเดียวกัน โดยใช้สายอากาศรวมกัน

ลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์นั้นจะสามารถประยุกต์ใช้กับงานทางการสื่อสารได้หลายแบบเช่น การสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยต่อเข้ากับสายอากาศและภาค Tx และ Rx ของเครื่องรับเพื่อป้องกันย่านความถี่ที่ไม่ต้องการที่เข้ามาในสายอากาศ

ลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์ ที่ใช้ในการสื่อสารภาคพื้นดิน เพื่อป้องกันย่านความถี่จากสถานีข้างเคียงที่เข้ามารบกวนทางสายอากาศ โดยมีการใช้งานดูเพล็กซ์เซอร์ติดตั้งเข้ากับระบบที่เราต้องการใช้งานเพื่อลดความผิดพลาดของการสื่อสาร

2.2.2 คุณลักษณะพื้นฐานที่สำคัญของดูเพล็กซ์เซอร์

2.2.2.1 อัตราการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion Loss) L_A

ค่าการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion) นี้ได้มาจากตัวแปร $S_{21}(j\omega)$ (Transfer Function) ของระบบใช้ตัวย่อว่า $L_A = -20 \log_{10} |S_{21}(j\omega)|$ dB การลดทอนการส่งผ่านนี้จะเป็นการวัดค่าการลดทอนการส่งผ่านของระบบซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของความถี่หรือผลตอบสนองทางความถี่นั่นเอง (Frequency Response) จะได้ $L_A = 0$ dB ซึ่งจะทำให้การส่งผ่านได้สมบูรณ์

2.2.2.2 อัตราการลดทอนย้อนกลับ (Return Loss) L_R

ค่าการลดทอนย้อนกลับ (Return Loss) นี้ได้มาจากตัวแปร $S_{11}(j\omega)$ จะเป็นการวัดค่าการลดทอนของสัญญาณสะท้อนใช้ตัวย่อว่า $L_R = -20 \log_{10} |S_{11}(j\omega)|$ dB จะบอกถึงการแมตช์ (Match) ของระบบการแมตช์ ของระบบที่สมบูรณ์เราจะได้ $L_R = \infty$ แต่ในความเป็นจริงไม่สามารถทำได้แต่ค่าที่ยอมรับได้คือ L_R ควรจะอยู่ที่ -10 dB หรือ -15 dB ขึ้นไปแล้วแต่การใช้งาน

2.2.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควิตี

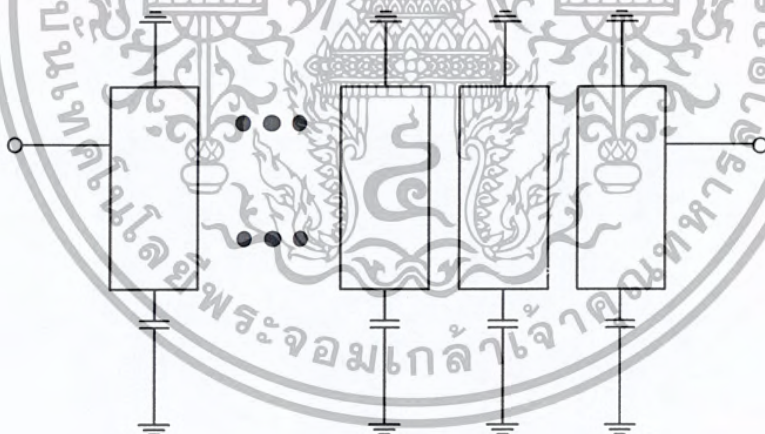
วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญในอุปกรณ์ไมโครเวฟที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย เนื่องจากการเติบโตอย่างรวดเร็วของระบบการสื่อสารไร้สาย ทำให้ความต้องการใช้สเปกตรัมความถี่มีมากขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องใช้แถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประสิทธิภาพ ซึ่งเมื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นก็จะเกิดการรบกวนกันของระบบต่างๆมากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ WCDMA แถบความถี่แถบความถี่ของระบบแบบ TDD (Time Domain Duplex) อยู่ติดกับแถบความถี่ของระบบแบบ FDD (Frequency Domain Duplex) ซึ่งระบบ FDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) จากโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานและระบบเชื่อมโยงขาลง (Downlink) จากสถานีฐานไปโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำงานอยู่ในแถบความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ในระบบ TDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้นและระบบเชื่อมโยงขาลงมีแถบความถี่อยู่ในช่วงเดียวกัน ถ้าตำแหน่งของสถานีฐานของระบบ FDD อยู่ใกล้กับสถานีฐานของระบบ TDD ดังนั้นเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันในวงจรส่วนหน้าของสถานีฐาน วงจรกรองผ่านแถบความถี่จึงต้องมีความคม (Selectivity) หรือมีค่าการตัดทิ้ง (Rejection) ของสัญญาณนอกแถบสูงมาก เพื่อป้องกันการรบกวนจากระบบอื่นๆ รวมทั้งการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียงจากภาคส่งในระบบ FDD

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่นำไปใช้งานสำหรับสถานีฐานเพื่อใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ ต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ต่ำ เนื่องจากการนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่ใช้งานในส่วนของวงจรส่วนหน้าของระบบภาครับจะเป็นตัวลดทอน ค่าออสซิลเลเตอร์ของระบบเครื่องรับให้แย่ลง และในส่วนระบบภาคส่งก็ทำให้วงจรขยายกำลังสูญเสียกำลังขยาย ดังนั้นเป้าหมายของการออกแบบคือต้องการวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ มีขนาดเล็ก สามารถรองรับระดับกำลังงานได้สูงมาก สำหรับการนำไปใช้งานในวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับและเครื่องส่งในสถานีฐาน เนื่องจากแบนด์วิดท์ของภาครับและแบนด์วิดท์ของภาคส่งอยู่ใกล้กันมาก ซึ่งวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปหรือแบบสตริปไลน์ไม่สามารถให้ค่าความคมที่สูงมากได้ รวมทั้งไม่สามารถรองรับระดับกำลังงานที่มีค่าสูงมากได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นแบบท่อนำคลื่น (Waveguide Band Pass Filter) เนื่องจากมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำและมีความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานสูง

ในแบนด์ความถี่ย่านยูเอชเอฟ ที่ความถี่กึ่งกลาง 2.1 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป มีขนาดทางกายภาพใหญ่มาก ไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งาน ส่วนโครงสร้างแบบโคแอกเซียลควาวิตีเรโซเนเตอร์ (Coaxial Cavity Resonator) ซึ่งมีขนาดทางกายภาพที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ ดังนั้นในการวิจัยนี้จึงเลือกโครงสร้างวงจรกรองความถี่แบบควาวิตี

2.2.4 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควาวิตี

วงจรกรองความถี่ผ่านแถบความถี่แบบควาวิตี ใช้ท่อนำคลื่นที่ทำงานในโหมดเอวเนสเซนท (Evanescent Mode) ซึ่งเป็นการใช้งานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดของท่อนำคลื่น ทำให้ขนาดของวงจรกรองความถี่มีขนาดเล็กลง โดยทั่วไปแล้ววงจรกรองความถี่แบบควาวิตี ประกอบด้วยชุดของแท่งโลหะเรียงต่อกัน โดยมีระยะห่างระหว่างแท่งที่เหมาะสม ปลายด้านหนึ่งของโลหะต่อกับกราวด์ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งต่อกับคาปาซิเตอร์ หรือทำการเปิดวงจร (Open Circuit) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควาวิตี

เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ต้องการออกแบบเพื่อใช้งานสำหรับสถานีฐาน ดังนั้นเรโซเนเตอร์แต่ละชุดต้องการค่าการคับปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันน้อยจะทำให้ระยะห่างของเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันมีค่ามากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

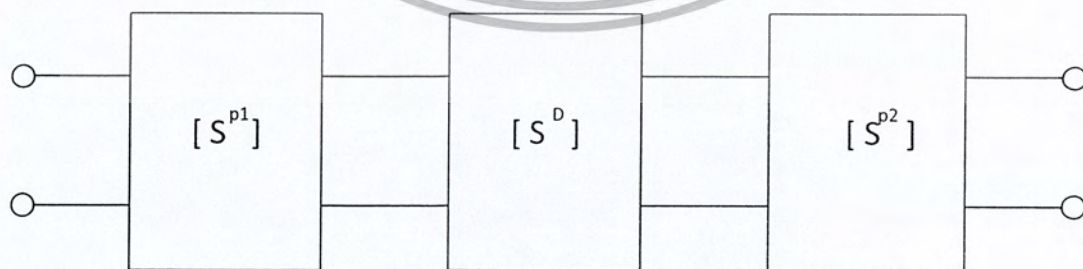
ในการวิเคราะห์ห้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบคาวิตี ใช้การโมเดลแท่งโลหะและความไม่ต่อเนื่องของท่อนำคลื่นแบบไอริสสามารถออกแบบได้

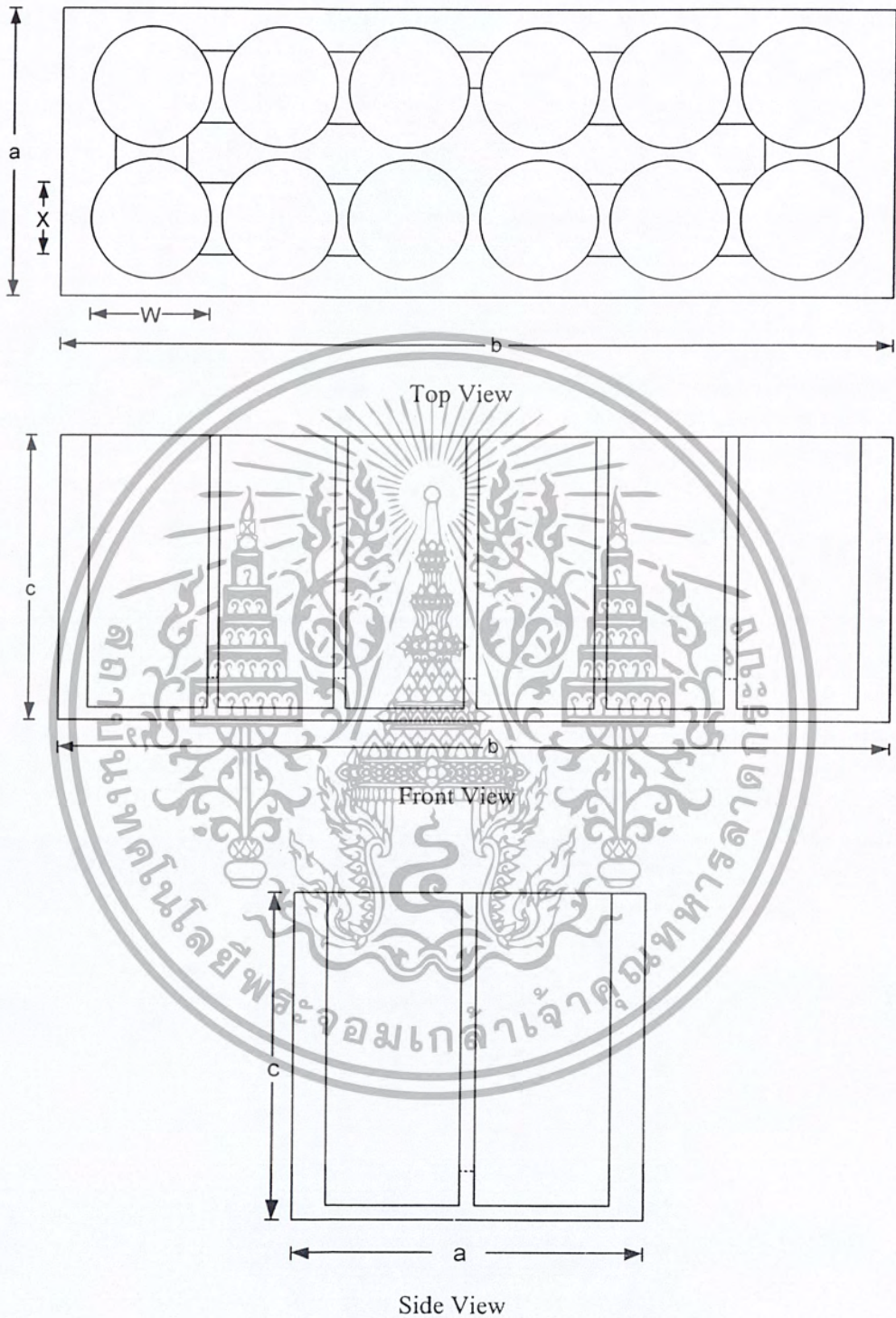
คาวิตีเรโซเนเตอร์ที่มีช่องการคับปลิงระหว่างกันสามารถพิจารณาเป็นโครงสร้างแบบคาสเคด ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เมื่อ $[S^{p1}]$ และ $[S^{p2}]$ เป็น S เมตริกซ์ของเรโซเนเตอร์ตัวแรกและตัวที่สองตามลำดับ ซึ่งสามารถหาค่า S เมตริกซ์ของแท่งโลหะได้หลายวิธี ยกตัวอย่างเช่นวิธี MMT (Mode Matching Technique) ส่วน $[S^D]$ แทน S เมตริกซ์ของไอริส ซึ่งสามารถหาได้จากวิธี MMT ค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่ a เป็นขนาดความกว้างของท่อนำคลื่น c เป็นขนาดความสูงของท่อนำคลื่น และ b เป็นความยาวของช่องเปิด สามารถหาค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{j \left[\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} \right] \sinh(\alpha b)}{\cosh(\alpha b) + j \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \sinh(\alpha b)} \quad (2.1)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b}{\cosh(\alpha b) + j \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \sinh(\alpha b)} \quad (2.2)$$

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



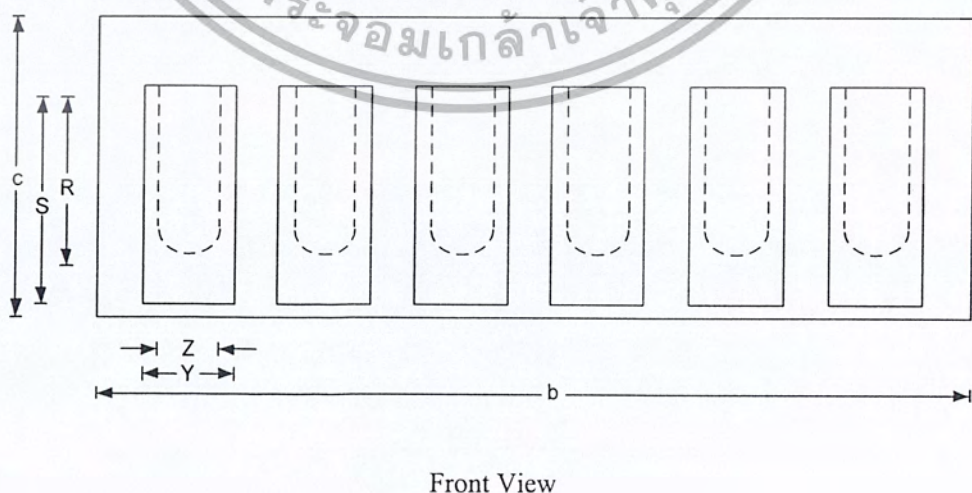
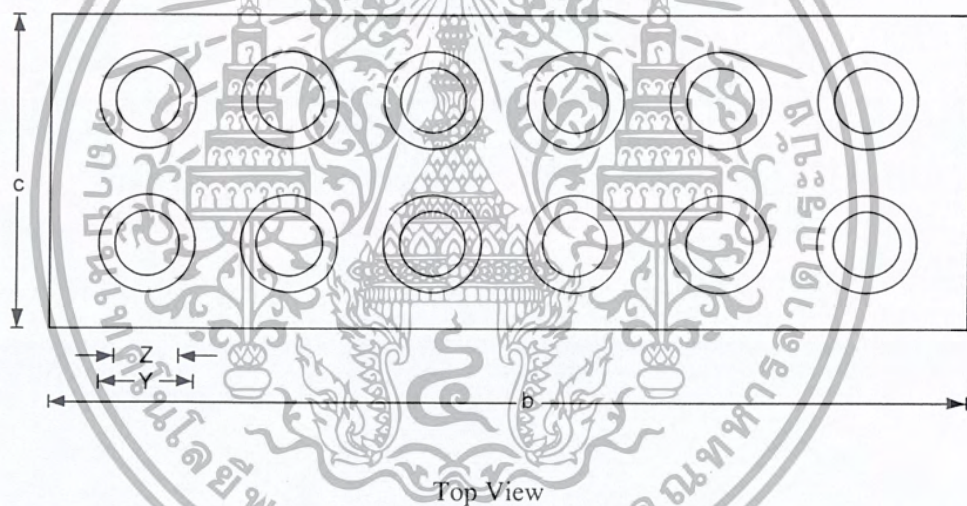


รูปที่ 2.2 คาวิติ เรโซเนเตอร์

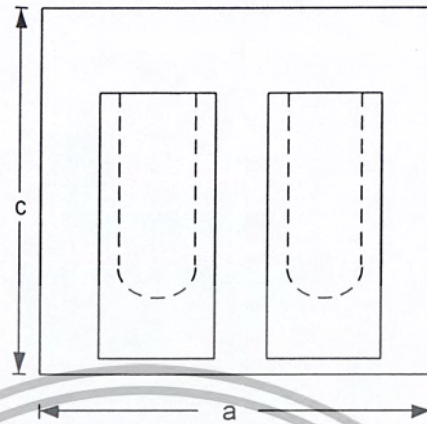
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของควาวิตเร โซเนเตอร์

ตัวแปร	ความหมาย
a	ความกว้างของคูเพล็กเซอร์
b	ความยาวของคูเพล็กเซอร์
c	ความสูงของคูเพล็กเซอร์
X	ความกว้างของโพรบส่วนที่แคบที่สุด
W	ความกว้างของโพรบส่วนที่กว้างที่สุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Side View

รูปที่ 2.3 แท่งเรโซเนเตอร์ภายในควาวิตี

จากรูปที่ 2.3 ความสูงของหลอดเรโซเนเตอร์ (S) จะแปรผกผันกับความถี่ $S \propto \frac{1}{f}$ ถ้า
ความสูงของหลอดเรโซเนเตอร์ (S) ลดลง ค่าความถี่จะเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของแท่งเรโซเนเตอร์

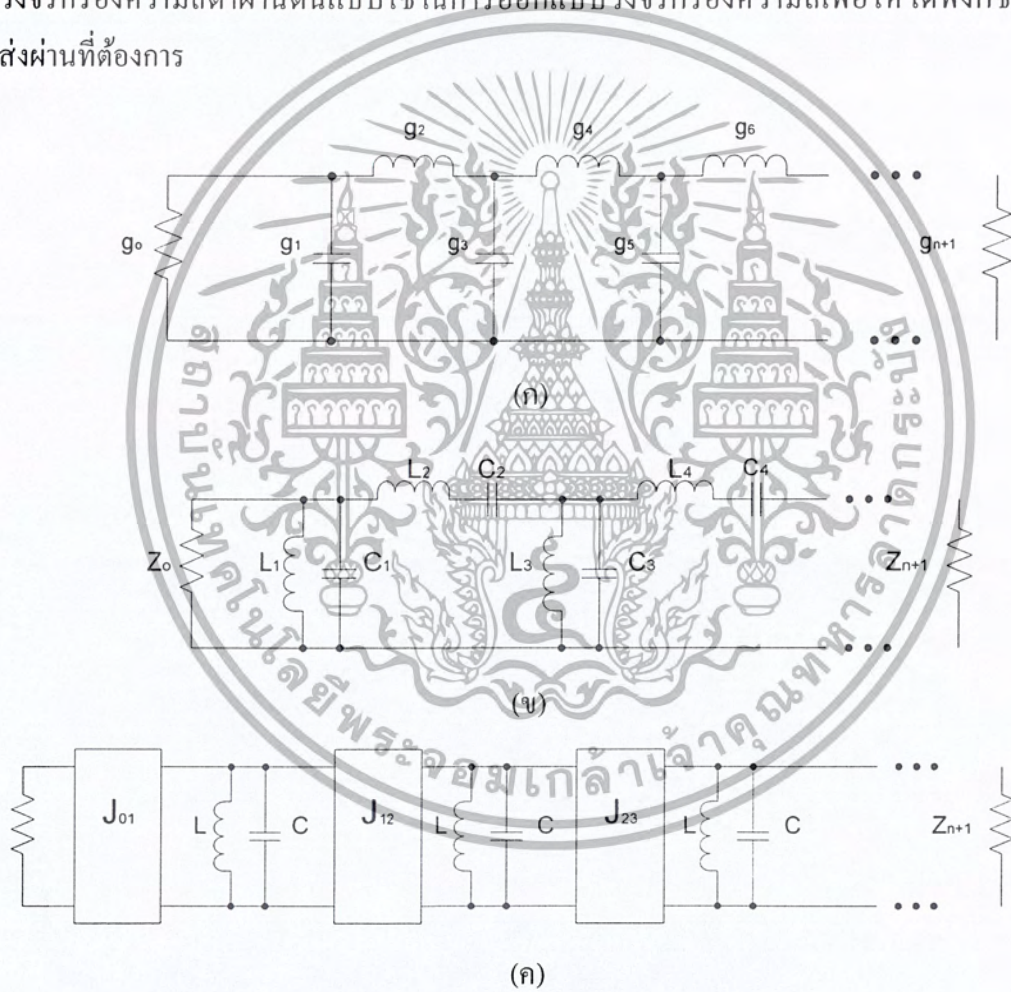
ตัวแปร	ความหมาย
c	ความสูงของคูเพล็กซ์เซอร์
S	ความสูงของหลอดเรโซเนเตอร์
R	ความสูงของช่องว่างภายในหลอดเรโซเนเตอร์
Z	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของช่องว่างภายในหลอดเรโซเนเตอร์
Y	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของหลอดเรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแบนด์วิดท์แคบใช้วิธีคำนวณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Low Pass Prototype) ---> วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ---> วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance Inverter)

2.2.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนี้มาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งถูกนอร์มัลไลซ์เพื่อให้ค่าความต้องทานเซอร์สมิค่าเท่ากับ 1 ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 1 เรเดียน ซึ่งแทนด้วย $g_0 = 1$ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการส่งผ่านที่ต้องการ



รูปที่ 2.4 ก) วงจรกรองผ่านความถี่ ข) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ค) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบความถี่จะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทสามารถหาได้จาก

$$g_0 = g_{k+1} = 1 \quad (2.3)$$

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{2k-1}{2\pi}\right)\pi \quad (2.4)$$

โดยที่ $k = 1, 2, \dots, n$ และสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟหาได้จาก โดยที่ A_c เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

$$g_0 = 1 \quad (2.5)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.6)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.7)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคู่} \quad (2.8)$$

$$g_{n+1} = \coth^2(\beta/4) \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคี่} \quad (2.9)$$

และ

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

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

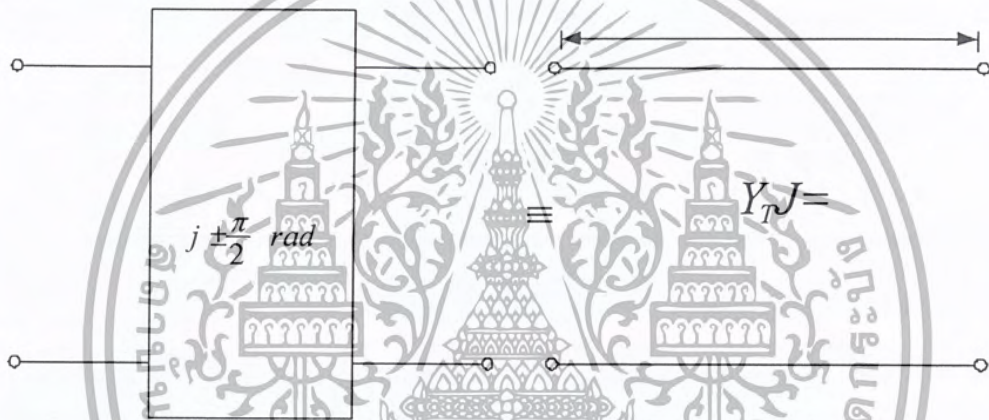
$$\beta = \ln\left(\coth\frac{A_c}{17.37}\right)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6 วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์เป็นการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติโดยวิธีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter wave transform) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่อที่ปลายด้านใดด้านหนึ่งจะมองเป็นส่วนกลับอิมพีแดนซ์เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะยกกำลังสองที่อินพุตโดยการใช้วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์นี้ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ผ่านจะถูกแปลงเป็นโครงข่ายที่ใช้วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน ซึ่งวงจรเรโซแนนท์เหล่านี้ต่อเข้าด้วยกันโดยคุณสมบัติของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ ซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในทางอุดมคติสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5

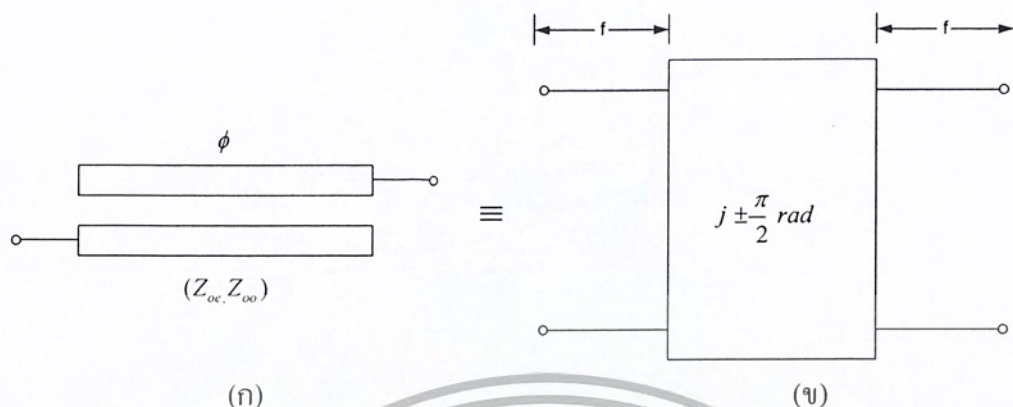


รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น

ค่าแอดมิตแตนซ์อินเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติเขียนเป็น J ซึ่งจะเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่ง และความยาวที่เป็นจำนวนคี่เท่าของความยาว $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์แบบ $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงจากโหลดมาสู่อินพุตดังสมการ (2.10) การเปลี่ยนเฟสของคลื่นตกกระทบเมื่อผ่านการแปลงจะเป็น $\pi/2$ เรเดียน

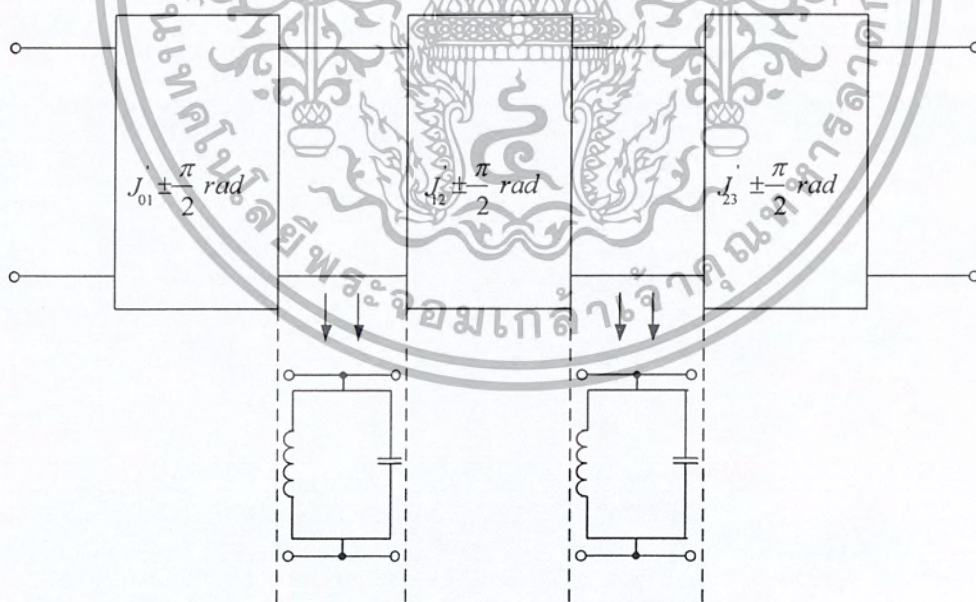
$$Z_m = \frac{1}{J^2} Y_L \quad \text{หรือ} \quad Y_m = J^2 Z_L \quad (2.10)$$

ในวงจรไมโครสตริปแบบที่มีการเชื่อมต่อโดยสายส่งขนานซึ่งเป็นวงจร 4 พอร์ต โดยมี 2 พอร์ตเปิดวงจรเอาไว้ดังรูปที่ 2.6 (ก) และวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ ในทางอุดมคติและค่าความยาวสาย ϕ แสดงในรูปที่ 2.6 (ข)



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

ซึ่งค่า J นี้จะนำไปใช้หาค่า Z_{oc} และ Z_{oo} ซึ่งจะประมาณค่า $\phi \approx \pi/2$ และใช้สำหรับ วงจรรองความถี่แบนด์วิดท์น้อยกว่า 15% ตัวอย่างของวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบแสดงใน รูปที่ 2.7 ซึ่งแทนการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์ด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ซึ่งเปรียบเสมือน วงจรเรโซแนนซ์ขนาน



รูปที่ 2.7 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถหาค่าวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในเทอมของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้ดังสมการ

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A b_1 \psi}{g_0 g_1}} \quad (2.11)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_B b_n \psi}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.12)$$

$$J_{j,j+1} = \psi \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (2.13)$$

เมื่อ $\psi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (k คือ Coupling Coefficient) ของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ได้จากสมการที่ (2.13) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในเทอมของค่าพารามิเตอร์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ g_k และค่าแบนด์วิดท์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นค่าที่ใช้ในการคำนวณการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่

$$k_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{\psi}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2.14)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสามารถหาได้จากทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติเช่นการประมาณค่าจากสมการโดยใช้วิธี GSM การใช้โปรแกรมจำลองแบบวงจร หรือจากการทดลองกับชุดทดสอบ ซึ่งการทดลองกับชุดทดสอบเป็นวิธีที่นิยมใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางปฏิบัติ เมื่อโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีความซับซ้อนมาก หรือยังไม่มีโมเดลสมมูลของวงจรที่สมบูรณ์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อนิยมมาจากความถี่โหมดคู่ (Even Mode) ω_e และความถี่โหมดคี่ (odd mode) ω_o ของวงจรเรโซเนเตอร์ที่คัปปลิงกันสองวงจรดังสมการที่ (2.15)

$$k = \frac{\omega_e - \omega_o}{\sqrt{\omega_e \omega_o}} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณี $\omega_c > \omega_0$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นบวก และในกรณี $\omega_c < \omega_0$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งเครื่องหมายของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขึ้นอยู่กับลักษณะการคับปลิง (สนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็ก)

วงจรควิตรีโซเนเตอร์แบบช่องเปิด ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.1 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของ S เมตริกซ์ได้โดยการใช้เงื่อนไขของ PEC (Perfect Electric Conductor) และ PMC (Perfect Magnetic Conductor) ที่ระนาบสมมาตรของวงจรสามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์จาก S เมตริกซ์ได้ค่า f_c และ f_m ตามลำดับ สามารถนำความถี่เรโซแนนซ์ของเงื่อนไข PEC และ PMC ไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อได้ดังสมการที่ (2.16)

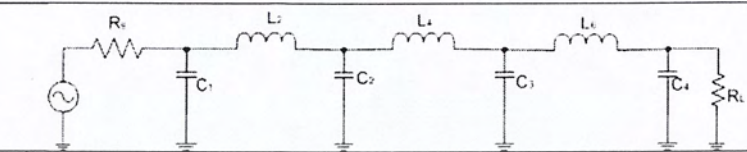
$$k = \frac{f_c^2 - f_m^2}{f_c^2 + f_m^2} \quad (2.16)$$

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบขึ้น โดยมีค่าความถี่กลาง 2.1 GHz และแบนด์วิดท์เท่ากับ 60 MHz คิดเป็น $\psi = 1$ จำนวนเรโซเนเตอร์ที่ใช้ทั้งหมดมี 6 วงจรเลือกใช้ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟเนื่องจากเป็นผลตอบสนองที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟสำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้งานเป็นวงจรส่วนหน้าของสถานีฐานและวงจรมีการลดทอนที่ดี สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟลำดับที่ 6

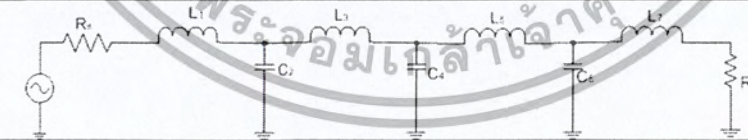
2.2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคล้ายๆกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบความถี่แบบควิตรีโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบความถี่ตัดผ่าน 1 Hz เป็นต้นแบบดังตารางที่ 2.3 จากนั้นทำการขยายความถี่ตัดผ่านที่เราต้องการ 20 MHz จำนวน 6 เรโซเนเตอร์

ตาราง 2.3 ค่าวงจรองค์ความถี่ต่ำผ่านต้นแบบแบบเชฟบีเชฟสำหรับคลื่นกระเพื่อม 0.01 dB



n	R_s / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6
6	1.101	0.851	1.796	1.841	2.027	1.631	0.937
	1.111	0.760	1.782	1.775	2.094	1.638	1.053
	1.250	0.545	1.864	1.489	2.403	1.507	1.504
	1.429	0.436	2.038	1.266	2.735	1.332	1.899
	1.677	0.351	2.298	1.061	3.167	1.145	2.357
	2.000	0.279	2.678	0.867	3.768	0.954	2.948
	2.500	0.214	3.261	0.682	4.667	0.761	3.790
	3.333	0.155	4.245	0.503	6.163	0.568	5.143
	5.000	0.100	6.223	0.333	9.151	0.376	7.785
	10.000	0.048	12.171	0.162	18.105	0.187	15.595
	∞	1.551	1.847	1.790	1.598	1.190	0.469
n	R_s / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6

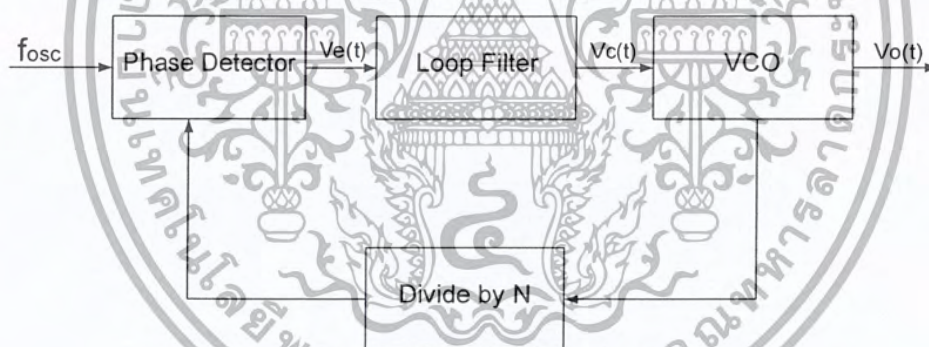


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ (Phase Lock Loop Synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้ความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูบ ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ แสดงดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูบ

การทำงานของรูปที่ 2.8 สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบแรงดันควบคุม (Control Voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างระหว่างสัญญาณทั้งสอง เนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_c(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับ VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่ลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_0 ถ้าความถี่ f_R ใกล้เคียงกับความถี่ f_0 จากการ

ป้อนกลับของเฟสล็อกลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาท์พุทของ VCO ที่ถูกหารโดย N จะทำให้ VCO ซิงโครไนซ์ หรือ ล็อก (Lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_D \quad (2.17)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \quad (2.18)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \quad (2.19)$$

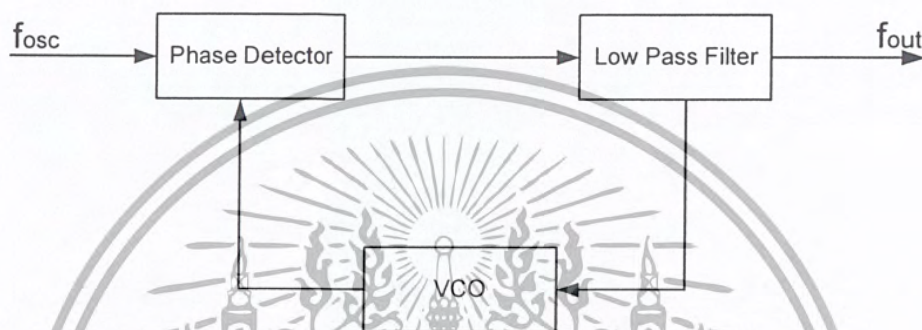
แต่ในสภาวะล็อกความถี่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะคงต่างกันอยู่ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (Free Running) ให้เท่าตัวได้เอง ทำให้เฟสล็อกลูปสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture Range) จะขึ้นอยู่กับแบนด์ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมดเฟสล็อกลูปที่มีระบบการหารความถี่ชนิด โปรแกรมได้ภายในลูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียวคุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรองความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เราต้องการกำหนด ช่วงค่าใช้งานของวงจรรองความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละชั้นซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (Resolution)

2.3.1 วงจรเฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop : PLL)

วงจรรเฟสล็อกลูปเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่สามารถนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) การคูณความถี่ (Frequency Multiplication) และเอฟเอ็ม เอเอ็ม มอดูเลชัน (FM/AM Modulation) เป็นต้น

วงจรรเฟสล็อกลูป จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนได้แก่

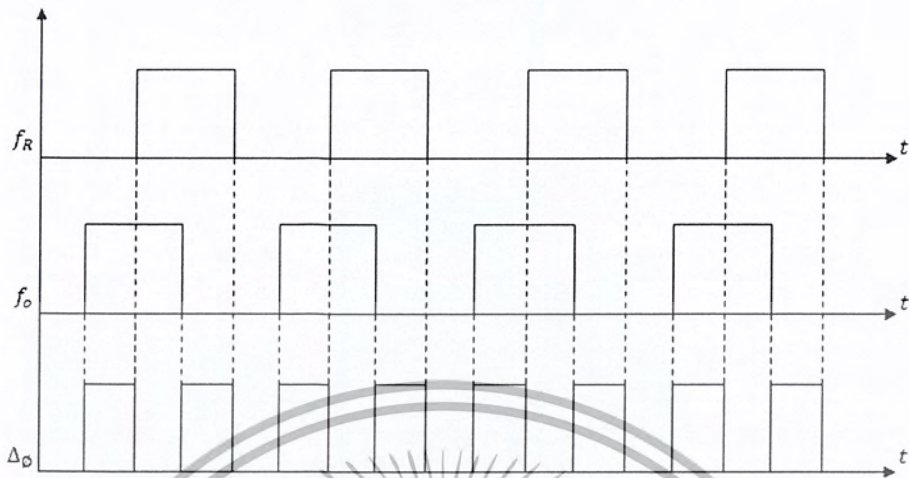
1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO)



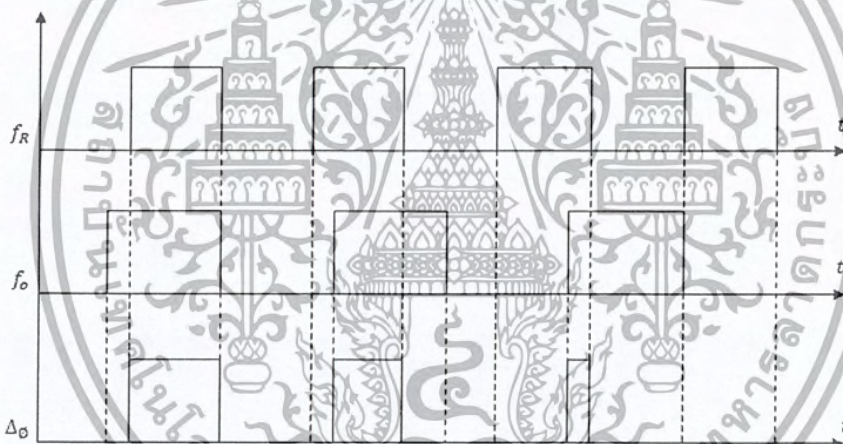
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกลูป

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

1. เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector : PD) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่าความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับความแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกนลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.11 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน

เฟสดีเทคเตอร์ใช้กัน 2 แบบ คือ

แบบที่ 1 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) ต่างๆ ทั้งอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0 - \pi$

แบบที่ 2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะของสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (Lead) หรือตามหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Lag) ของสัญญาณวงจร VCO เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้ VCO ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือนในกรณีของเฟสดีเทค-เตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรวมมาด้วยสัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาคาร์ล็อกไว้ได้อีกด้วย

- วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรงเพื่อให้การควบคุมดีขึ้นเอาต์พุตของวงจรนี้ป้อนให้แก่วงจร VCO

- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจร VCO ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล๊อคมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจร VCO เปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟส ล็อกลูป วงจร VCO ไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจร VCO และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจร VCO รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจร VCO ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูป ความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูปฟิลเตอร์ $V_e(t)$ ในฟิลแบ็คลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจร VCO จะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลางซึ่งเราเรียกว่าความถี่ ฟรีรันนิ่งของ VCO ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียงการฟิลแบ็คลูปมีเอาต์พุตล๊อคกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามลักษณะของรูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ($\omega_i \neq \omega_o$)

เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.20)$$

$$V_o = E_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.21)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกเป็นมัลติพลายเออร์จะได้รับสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] - K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.22)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.23)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และมีความแตกต่างกันมากดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะสามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ทำให้ได้ค่า V_d และค่าพีดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจร VCO จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ ϕ_i จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกแต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการพีดแบ็คจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่ระบบล็อก ($\omega_i = \omega_o$)

ในกรณีสัญญาณเอาต์พุตวงจร VCO มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.24)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t - \psi_o \quad (2.25)$$

และสัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.26)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.27)$$

วงจรร VCO จะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรง (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็น

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t - \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_o \quad (2.28)$$

$$\frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_o \quad (2.29)$$

เมื่อ K_o คือ ความไวในการมอดูเลตของวงจรร VCO แทนค่าสมการ

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t - \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_o \quad (2.30)$$

ลงในสมการ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.31)$$

จะได้

$$(\omega_i - \omega_o) = K_d K_i \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.32)$$

$$\psi_o = \theta_i \cos^{-1}[(\theta - \omega_o) / K_d V_d] \quad (2.33)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.34)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสลับของเฟสดีเทคเตอร์เอาท์พุท V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุทของ VCO

จากสมการ

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.35)$$

สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจร VCO มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจร VCO คือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท ω_i นั่นคือ

$$\omega_{msr} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o \pm (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.36)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $(\omega_i - \omega_o)$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_o V_d$ อย่างมากสมการ

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.37)$$

จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.38)$$

จากสมการข้างต้นถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุทและสัญญาณวงจร VCO จะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสถานะล็อกและสัญญาณวงจร VCO จะเฟสต่างกับสัญญาณอินพุท 90° เมื่อลูบอยู่ในสถานะล็อกหรือเฟสล็อคดร่าเจอร์จะสอดคล้องกับ $(\omega_i - \omega_o)$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า

ด้วยค่าเฟสเอาท์พุท θ_o ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (2.39)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจร VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุทคือ $[\theta_i - (\theta - \pi / 2)]$ ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทที่เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างระหว่าง

เฟสสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจร VCO คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$V_d = K_d[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \quad (2.40)$$

$$V_d = K_d[(\theta - \pi/2)] \quad (2.41)$$

สัญญาณเฟส V_d ที่จะผ่านรูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจร VCO เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจร VCO เปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.42)$$

$$\omega_i = \omega_o + K_o V_d \quad (2.43)$$

จากสมการ $\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t - \psi_o$ และ $V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o)$ จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_c = \pi/2 + (\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.44)$$

จากสมการ $\omega_{ms} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i$ จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i - \omega_o$ แรงดันไฟฟ้าของวงจร VCO จะมีเฟสควอดราเจอร์คือมีเฟสต่างไป 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนที่สูงกว่า ω_o มุมของเฟสขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิกัดการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ล่างสุดของพิกัดการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะ สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปให้ความถี่ของวงจร VCO เคลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_o ของวงจร VCO แต่จะสามารถแทรกคิง (Tracking) ได้ นั่นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกถูปรับอินพุตเปลี่ยนแปลงไปเป็นสลับเท่ากับ $\Delta\omega = (\omega_i - \omega_o)$ ต้องการควบคุมแรงดันเพื่อให้วงจร VCO มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.45)$$

เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่

$$V_c = V_d F(s) \quad (2.46)$$

เมื่อ $F(s)$ คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์ สัญญาณ V_c จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

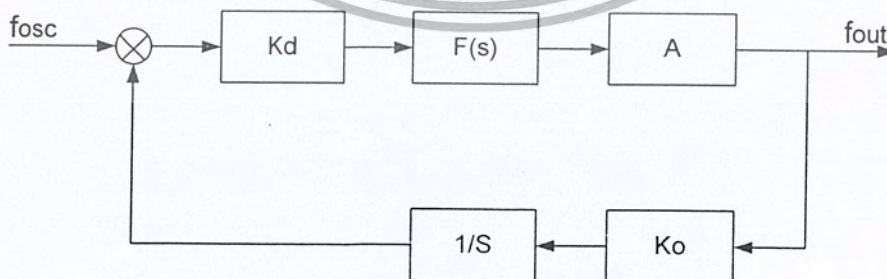
$$\theta - \pi/2 = V_d K_d \quad (2.47)$$

$$\theta - \pi/2 = \Delta\omega - K_o K_d F(s) \quad (2.48)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราจะสามารถวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกลูปได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคระบบการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล

2.3.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_d คือ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์ (volt / radian)

$F(s)$ คือ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A คือ อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

K_o คือ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยความถี่
แรงดัน (radian / sec · volt)

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.49)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.50)$$

จาก

$$\omega = S\theta \quad (2.51)$$

และ

$$\theta = \omega / s \quad (2.52)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรร VCO จะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณ
ไฟตรงแต่เราต้องการค่าเฟส θ_{osc} ฉะนั้นต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น θ

จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน $\frac{A}{1+AF}$

เมื่อ A คือ อัตราขยายไปข้าง

F คือ อัตราขยายป้อนกลับ

จากรูป 2.13 ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ

$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.53)$$

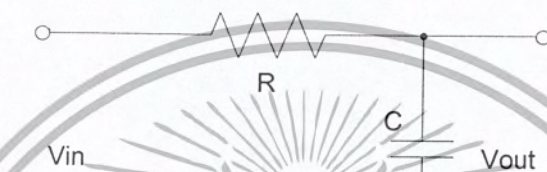
$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \quad (2.54)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟสจากสมการ
จะได้ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} \quad (2.55)$$

$$H(s) = \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)AK_o} \quad (2.56)$$

ถ่วงจกรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.13

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.57)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC} \quad (2.58)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \quad (2.59)$$

เมื่อแทนค่าสมการ $F(s) = \frac{1}{1 + sRC}$ ลงในสมการ $H(s) = \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)AK_o}$ จะได้

$$H(s) = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{2\xi s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right] \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \quad (2.61)$$

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} \quad (2.62)$$

$$\xi = 1/2 \sqrt{\omega_1 / K_v} \quad (2.63)$$

เมื่อ $K_v = K_o K_d A$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

เราจะสังเกตว่าหากแบนด์วิดธ์ของลูปฟิลเตอร์ ω ลดลงหรือค่า k เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูป ลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปฟิลเตอร์จะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสเต็ปของลูป ในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตและเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เลว เมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะการออกแบบระบบเฟสล็อกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงการกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.64)$$

และความถี่ที่คัทออฟที่ระดับสัญญาณ 3 dB แบนด์วิดธ์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega = \sqrt{K_v} \omega_1 = \sqrt{2} K_v \quad (2.65)$$

วงจรเฟสล็อกลูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้างเพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดธ์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์พิกัดความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟสซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$

เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_oK_dF(s) \quad (2.66)$$

เมื่อ $\theta_{e\max} = \theta_{e\min} = \pi$

$$\Delta\omega = (\pm\pi/2)K_oK_dF(s) \quad (2.67)$$

$$2\Delta\omega_L = (\pm\pi)K_oK_dF(s) \quad (2.68)$$

เมื่อ $\Delta\omega_L$ คือ พิสัยการลือก

เราสังเกตได้ว่า ถ้า $\Delta\omega_L$ เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับ $\theta = \omega/s$ สถานะสมดุลของการชิงโครนัสไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการลือกกับความถี่ของสัญญาณอินพุตการวิเคราะห์ถึงพิสัยการลือกระบบจะต้องมีสถานะเดิมลือกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ลือกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟส ลือกกลบสามารถลือกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoffของลูบฟิลเตอร์ ω_c และพิสัยการลือก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

กรณีทั่วไป $\Delta\omega_L \gg \omega_c$

$$\Delta\omega_e = \pm\sqrt{\omega_c\Delta\omega_L} \quad (2.69)$$

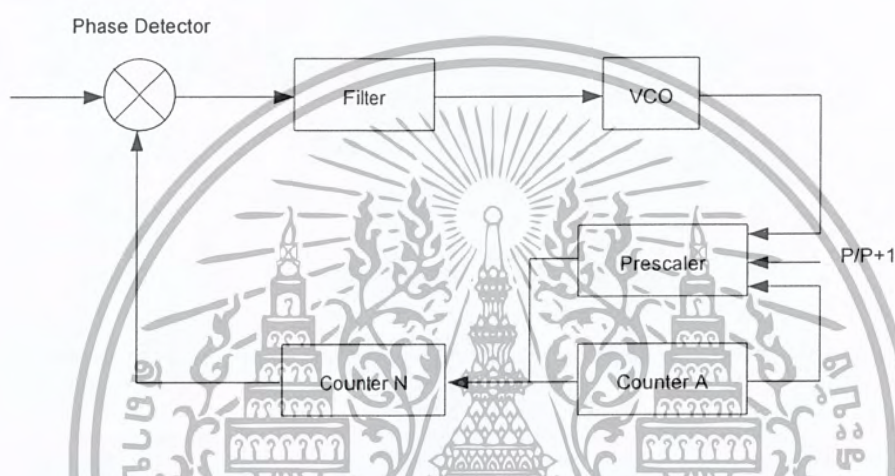
$$2\Delta\omega_e = \pm 2\sqrt{\omega_c\Delta\omega_L} \quad (2.70)$$

2.3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสลือกกลบแบบพริสเกลสองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่กล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสลือกกลบแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละเท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสลือกกลบในรูปที่ 2.14 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรนับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P และ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส”

เหตุผลที่พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลงและให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูลที่ทีแอลและซีมอสได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่านวีเอชเอฟ(VHF) และยูเอชเอฟ(UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือเฟรียสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็น ไอซีตระกูลอีซีแอล (ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงจะทำการหารล่วงหน้า (Prescale) ก่อนและทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาที่พุดของเฟรียสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาท์เตอร์ที่ทีแอล 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาท์เตอร์หลัก (Main Counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาท์เตอร์เสริม



รูปที่ 2.14 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบเฟรียสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาท์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้เฟรียสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือเฟรียเซตตัวเลขให้เคาท์เตอร์เสริมและในขณะนั้นเฟรียสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหารเคาท์เตอร์เสริมจะนับก่อนหลังลงไปเรื่อยๆ เคาท์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมกับเคาท์เตอร์เสริม เมื่อเคาท์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้เฟรียสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และเคาท์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนถึงศูนย์ เมื่อเคาท์เตอร์หลักและเคาท์เตอร์เสริมถึงศูนย์เมื่อใดทั้งคู่จะถูกเฟรียเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่เฟรียเซตให้เคาท์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่เฟรียเซตให้เคาท์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่เฟรียสเกลให้เคาท์เตอร์หลักเป็น N และเคาท์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้เฟรียสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร P+1 ซึ่งยังคงหารด้วย P+1 ไปจนเคาท์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาท์เตอร์เสริมศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปที่เท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นฟรีสเกลจะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเกาท์เตอร์ A ในขณะที่เกาท์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเกาท์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปกับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$N_t = (P+1) + P(N-A) \quad (2.71)$$

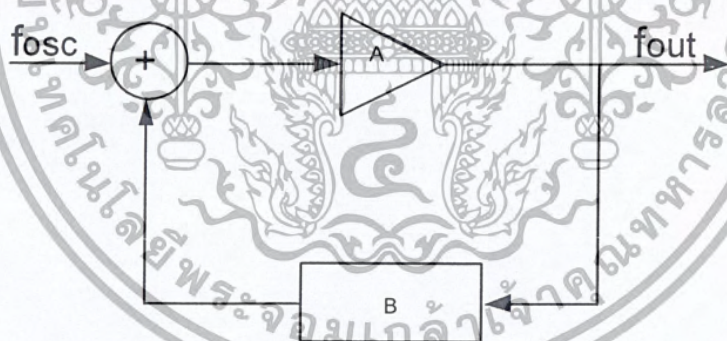
$$N_t = PN + A \quad (2.72)$$

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ $PN+A$ เท่าของความถี่อ้างอิง

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN + A) \quad (2.73)$$

2.3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่แรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

B คือ อัตราขยายในส่วนของส่วนป้อนกลับ

วงจรรออสซิลเลทได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

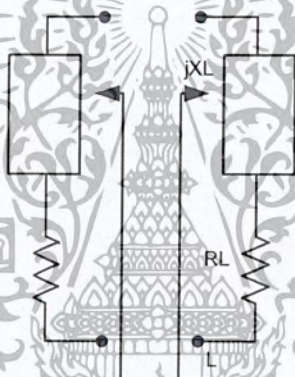
1. $|AB| = 1$

2. $\angle AB = 360^\circ$

ดังนั้น $A_{total} = \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อมีการออสซิลเลท

วงจรรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้เกิดวงจรรออสซิลเลท หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลทจะถูกเลือกโดยวงจรรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบคือ

- เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)



รูปที่ 2.16 วงจรรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

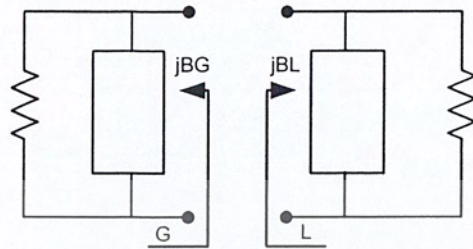
สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.17 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ R_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

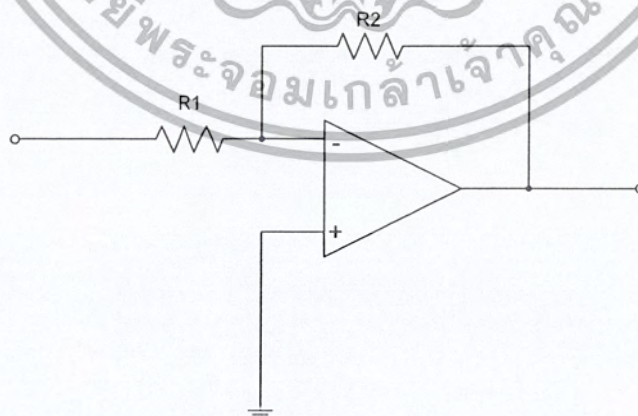
สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

2.3.5 การออกแบบวงจรฟีดแบ็ค

ระบบชนิดที่ 1 ลูปอันดับที่ 2 คือ วงจรกรองความถี่ลูปที่ไม่มี zero และมีเพียง pole เดียว



รูปที่ 2.18 วงจรระบบชนิดที่ 1 ลูปอันดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{1}{ST+1}, \tau = RC \quad (2.74)$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

$$T(s) = \frac{K_v(1/S_r + 1)}{S + K_v(1/S_r + 1)} \quad (2.75)$$

$$T(s) = \frac{K_v}{S(1/S_r + 1) + K_v} \quad (2.76)$$

$$T(s) = \frac{K_v/\tau}{S^2 + S/\tau + K_v/\tau} \quad (2.77)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.78)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_v}{\tau} \quad (2.79)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau} \quad (2.80)$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \quad (2.81)$$

$$F(s) = \frac{1}{1+SRC} \quad (2.82)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{NRC}} \quad (2.83)$$

$$\xi = \frac{N\omega_n}{2K_\phi K_{VCO}} \quad (2.84)$$

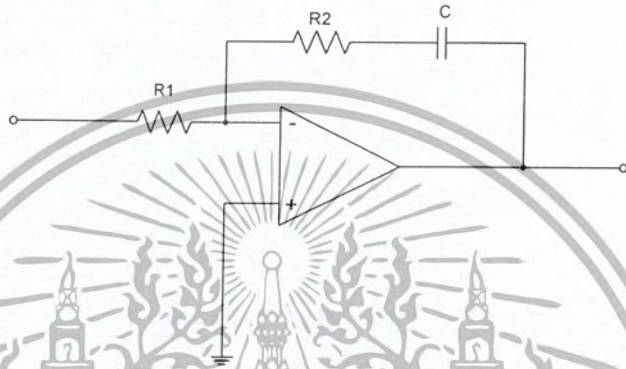
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ω_n คือ Natural Angular Frequency

ζ คือ Damping Factor

โดยทั่วไปจะเลือก $\zeta = 0.5$ ถึง 1 วงจรรูปฟิลเตอร์มีข้อเสียคือไม่สามารถปรับแต่งค่า ζ และ ω_n อีสระได้

ระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.19 วงจรระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 2

$$F(s) = \frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} \quad (2.85)$$

$$F(s) = \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \quad (2.86)$$

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \quad (2.87)$$

จาก

$$T(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S + K_V \cdot F(s)} \quad (2.88)$$

$$T(s) = \frac{K_V \cdot (S\tau_2 + 1) / S\tau_1}{S + (S\tau_2 + 1) / S\tau_1} \quad (2.89)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{K_V \cdot (S\tau_2 + 1) / \tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}} \quad (2.90)$$

เทียบกับสมการมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.91)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_V}{\tau_1} \quad (2.92)$$

$$2\xi\omega_n = K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (2.93)$$

$$\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V \tau_2}{\tau_1}} = \frac{\tau_2}{2} \omega_n \quad (2.94)$$

สามารถรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระกันได้

Open-loop Transfer Function

$$T'(s) = K_V \cdot \frac{F(s)}{S} \quad (2.95)$$

$$T'(s) = K_V \cdot \frac{(S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1} \quad (2.96)$$

$$F(s) = \frac{1 + S R_2 C}{S R_1 C} \quad (2.97)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{N R_1 C}} \quad (2.98)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_n R_2 C}{2} \quad (2.99)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาเสถียรภาพโดยวิธีของ BODE

$$T'(j\omega) = K_V \cdot \frac{(S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1}, \tau_1 = \frac{K_V}{\omega_n^2} \quad (2.100)$$

$$T'(j\omega) = \frac{(2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1)}{(\frac{S}{\omega_n})^2}, \tau_2 = \frac{2}{\omega_n} \quad (2.101)$$

$$|T'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.102)$$

$$\left| T' \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) \right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2.103)$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.104)$$

กำหนดให้ $X = \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)$

$$|T'(j\omega)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.105)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1} (2\xi X) - 180^\circ \quad (2.106)$$

คำนวณหาค่า X ในกรณีที่

$$\left| T' \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) \right| = 1 \quad (2.107)$$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.108)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.109)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.110)$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}(2\xi) \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} - 180^\circ \quad (2.111)$$

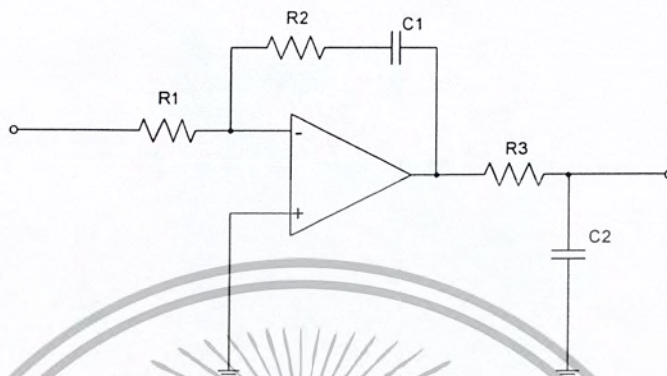
ได้ Phase Margin

$$\theta_M(jX) = \theta(jX) + 180^\circ \quad (2.112)$$

$$\theta_M(jX) = \tan^{-1}(2\xi) \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.113)$$



ระบบชนิดที่ 2 ลูปอันดับที่ 3



รูปที่ 2.20 วงจรระบบชนิดที่ 2 ลูปอันดับที่ 3

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1)} \quad (2.114)$$

$$\tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_1, \tau_3 = R_3 C_2$$

Closed – Loop Transfer Function

$$T(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S + K_V \cdot F(s)} \quad (2.115)$$

$$T(s) = \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1) + K_V (S\tau_2 + 1)} \quad (2.116)$$

$$T(s) = \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)} \quad (2.117)$$

$$T(s) = \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + S K_V \tau_2 + K_V} \quad (2.118)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_1 \tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_V \tau_2}{\tau_1 \tau_3} S + \frac{K_V}{\tau_1 \tau_3}} \right) \quad (2.119)$$

Open – Loop Transfer Function

$$T'(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S} \quad (2.120)$$

$$T'(s) = \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S + S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \quad (2.121)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \cdot \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \cdot \omega) - 180^\circ \quad (2.122)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธีของ BODE จะได้ Phase Margin

$$\phi_M(j\omega) = \phi(j\omega) + 180^\circ \quad (2.123)$$

$$\phi_M(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \quad (2.124)$$



2.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier : LNA)

วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากวงจรหนึ่งของวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับวิทยุ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้ขยายสัญญาณโดยไม่ทำให้ค่า noise figure ของระบบแย่มาก ในการใช้งานส่วนใหญ่ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นภาคอุปกรณ์แรกที่ฟีดแรกในระบบเครื่องรับ ดังนั้นมันจะมีผลกระทบต่อค่า noise figure รวมของระบบอย่างมาก วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงต้องการค่า noise figure ต่ำและมีค่าอัตราขยายสูง นอกจากนี้ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำยังต้องการค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดีเพื่อลดผลของการสะท้อนกลับของสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุต รวมทั้งวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำควรมีค่าไอโอซี (noise figure) สูงเพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการไหลย้อนกลับผ่านวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเข้าไปที่สายอากาศหรือส่วนของระบบภาคส่ง

วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ใช้ในปริยญาณิพนธ์นี้ใช้โครงสร้างวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบวกลานซ์ เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบวกลานซ์มีข้อดีคือ มีค่า noise figure และเสถียรภาพที่ดีมีความสามารถในการต่อเข้ากับวงจรอื่นได้ดี และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและทางเอาต์พุตที่ต่ำ ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้วงจรขยายสองภาคโดยเลือกอุปกรณ์แรกที่เฟเป็น PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) เนื่องจากสามารถให้ค่า noise figure ต่ำ และมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและใช้เทคนิคการป้องกันแบบที่ไว้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม ข้อดีของเทคนิคนี้คือเนื่องจากโดยทั่วไปการออกแบบ เพื่อให้ได้ค่า noise figure น้อยที่สุดและเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายมากที่สุดจะเกิดขึ้นที่อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างกัน ดังนั้นด้วยเทคนิคการป้องกันแบบนี้จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ของจุดที่ noise figure น้อยที่สุดและค่าอัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้นด้วยเหตุนี้จึงทำให้สามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่า noise figure และอัตราขยายที่ดีพร้อมกันได้

2.4.1 นอยส์ฟิกเกอร์

ค่านอยส์ฟิกเกอร์เป็นหนึ่งในตัวเลขคุณค่า (Figure of Merit) ที่สำคัญที่สุดสำหรับ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ค่านอยส์ฟิกเกอร์เป็นตัวบอกระดับของอัตราส่วนสัญญาณต่อ สัญญาณรบกวน (SNR : Signal to Noise Ratio) จากอินพุตไปสู่เอาต์พุตของวงจร นอยส์ฟิกเกอร์รวมของระบบที่คาสเคดกันสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.125) โดย NF_n เป็นค่านอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรลำดับที่ n และ G_{pn} เป็นค่าอัตราขยายของวงจรลำดับที่ n

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{p1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{p1}G_{p2}} \dots \quad (2.125)$$

จากสมการ (2.125) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นวงจรภาคแรกของระบบมีผลกระทบอย่างมากต่อนอยส์ฟิกเกอร์ต่อนอยส์ฟิกเกอร์ของระบบทั้งหมด ดังนั้นในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงควรออกแบบให้มีค่านอยส์ฟิกเกอร์ต่ำที่สุด

2.4.2 การแมตซ์อิมพีแดนซ์

วงจรกรองความถี่ผ่านแถบความถี่ที่มีมักจะใช้อยู่ส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำในระบบเครื่องรับ ปกติแล้วจะถูกออกแบบมาสำหรับระบบอิมพีแดนซ์แบบ 50 โอห์ม คุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อาจจะเปลี่ยนแปลงเมื่อค่าอินพุตหรือเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างออกไป ดังนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญที่วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะต้องมีการเทอร์มินเนตที่เหมาะสมตลอดช่วงความถี่ นอกจากนี้อิมพีแดนซ์วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตก็ควรจะมีแมตซ์เข้ากับอิมพีแดนซ์ของระบบเพื่อให้มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

รูปแบบของวงจรหลายชนิดถูกใช้ในวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเพื่อที่จะแมตซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ตามต้องการ รูปที่ 2.21 แสดงโครงสร้างการป้อนกลับสำหรับการแมตซ์อินพุตอิมพีแดนซ์โดยรูปแบบแรกใช้ความต้านทาน 50 โอห์มต่อขานานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟเป็น

การเทอร์มิเนตพอร์ตอินพุตด้วยความต้านทานดังแสดงในรูปที่ 2.21 (ก) ข้อเสียของการแมตช์โดยใช้ความต้านทานนี้คือจะเกิดสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) จากตัวต้านทาน ซึ่งจะเข้าไปรวมกับค่า noise ฟิกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณต่ำโดยตรง กำหนดให้ G_a เป็นอัตราขยายกำลังงานและ P_{na} เป็นกำลังงานสัญญาณรบกวนต่ำที่ใช้การเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานได้ ดังสมการที่ (2.126)

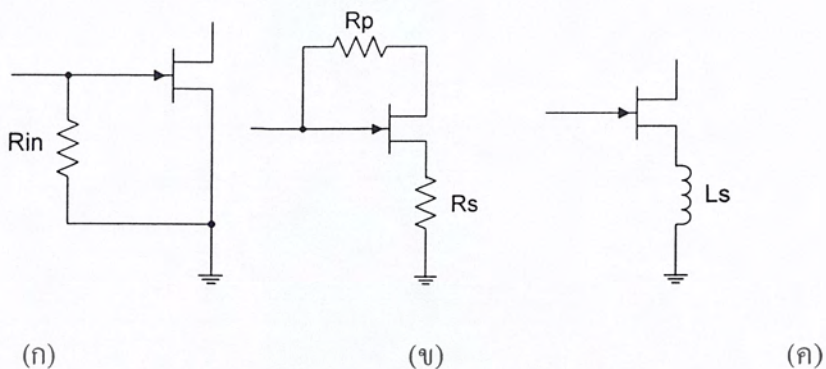
$$F = 1 + \frac{P_{na} + kTBG_a}{kTBG_a} = 2 + \frac{P_{na}}{kTBG_a} \quad (2.126)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ของ Boltzman (1.38×10^{-23} วัตต์ต่อเคลวิน), T เป็นค่าอุณหภูมิ (เคลวิน) และ B เป็นแบนวิดท์ (เฮิรตซ์) ของสัญญาณรบกวนที่วัด เมื่อนำส่วนเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานออกจากวงจรขยาย ค่า noise ฟิกเกอร์จะมีประมาณ

$$F = 1 + \frac{P_{na}}{4kTBG_a} \quad (2.127)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (2.126) และ (2.127) จะเห็นว่าค่า noise ฟิกเกอร์มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างมากยกตัวอย่างเช่น ถ้าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ไม่มีเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานมีค่า noise ฟิกเกอร์ 6 dB เมื่อมีการเทอร์มิเนตค่า noise ฟิกเกอร์จะเพิ่มขึ้นเป็น 11.5 dB

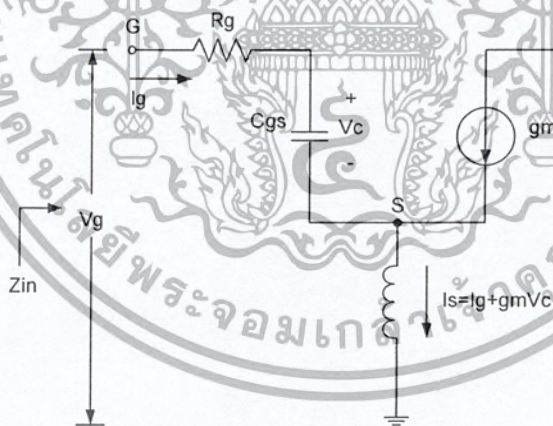
รูปแบบที่สองคือใช้การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนานดังแสดงในรูปที่ 2.21 (ข) วิธีนี้เกิดการสูญเสียกำลังสูงมากเนื่องจากผลตอบสนองที่กว้างของวงจรและยังเพิ่มค่า noise ฟิกเกอร์ให้กับวงจรเนื่องจากการใช้ความต้านทานในการป้อนกลับ ซึ่งวิธีนี้มันนำไปใช้กับภาคหลังของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบหลายภาค แต่ไม่เหมาะสำหรับการนำมาใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำภาคแรก รูปแบบที่สามคือการใช้การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรมที่ขาสอร์สดังแสดงในรูปที่ 2.21 (ค) อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ใส่เข้าไปที่ขาสอร์สของเฟสจะเป็นการป้อนกลับแบบอนุกรม



รูปที่ 2.21 โครงสร้างการป้อนกลับ (ก) เทอร์มินัลด้วยความต้านทาน

(ข) การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาน (ค) การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของเฟตกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์สดัง
แสดงในรูปที่ 2.22 โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อม C_{gs} เป็น $V_c = I_g / S C_{gs}$ เมื่อ S เป็นความถี่
เชิงซ้อน



รูปที่ 2.22 โมเดลสมมูลของเฟตกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_m = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g R_g + V_c + I_s S L_s}{I_g} \quad (2.128)$$

แทนค่า V_c และ $I_s = I_g + g_m V_c$

$$Z_m = \frac{I_g R_g + \frac{I_g}{S C_{gs}} + (I_g + g_m V_c) S L_s}{I_g} \quad (2.129)$$

แทนค่า V_c และจัดรูปได้

$$Z_m = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + S \left[L_s + \frac{1}{S^2 C_{gs}} \right] \quad (2.130)$$

แทนค่า $S = j\omega$ จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ในฟังก์ชันความถี่

$$Z_m = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left[\omega L_s + \frac{1}{\omega C_{gs}} \right] \quad (2.131)$$

จากสมการที่ (2.131) จะเห็นว่ค่าอิมพีแดนซ์ที่เพิ่มเข้ามาเนื่องจากการป้อนกลับแบบเหนี่ยวนำคือ $g_m L_s / C_{gs} + j\omega L_s$ ประกอบด้วยทั้งส่วนประกอบที่เป็นค่าจริงและบวก ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ที่ต่ำที่สุดและค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้อัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น แต่เนื่องจากใช้การป้อนกลับแบบลบดังนั้นจะทำให้ได้อัตราขยายลดลงขณะที่มีการป้อนกลับมากขึ้น

2.5 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในระบบสื่อสารโดยทำการแปลงความถี่สัญญาณวิทยุลงมาที่สัญญาณความถี่กลางหรือที่สัญญาณเบสแบนด์ ในส่วนของภาครับโดยทั่วไปต้องการมิกเซอร์ที่มีค่าการสูญเสียแปลงผัน (conversion loss) ต่ำ มีความเป็นเชิงเส้นสูง และต้องการค่าไอโซเลชันที่ดี ซึ่งโครงสร้างของมิกเซอร์แบบดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดีเมื่อเทียบกับ โครงสร้างแบบซิงเกิลบาลานซ์ เนื่องจากโครงสร้างแบบบาลานซ์จะกำจัดฮาร์โมนิก ลำดับคู่ของทั้งสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลกอลทำให้วงจรมิกเซอร์ไม่ต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อแยกพอร์ตความถี่กลางออกจากสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลกอล นอกจากนี้เมื่อเทียบกับวงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์แล้ววงจรมิกเซอร์แบบดับเบิลบาลานซ์มีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่ามาก การออกแบบวงจรมิกเซอร์สามารถใช้ได้ทั้งอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟ อุปกรณ์แอกทีฟเช่นทรานซิสเตอร์หรือเฟต จะมีข้อดีที่สามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วยแต่วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟที่ใช้ไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากรวมวงจรจะเป็นความถี่แบบครอสโปรดัคต์ ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิต่อสัญญาณหรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่กลางก็จะต่ำกว่าสัญญาณความถี่วิทยุ

2.5.1 ทฤษฎีไดโอดมิกเซอร์

การแปลงความถี่ของวงจรมิกเซอร์จะใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งกระบวนการวิเคราะห์วงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำได้ยากมาก พิจารณาความนำที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสัญญาณ $g(t)$

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) \quad (2.132)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t) \quad (2.133)$$

สามารถหากระแสได้ดังสมการ

$$i(t) = g(t)v_s(t) \quad (2.134)$$

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

ซึ่งจะได้เทอมของความถี่ผลต่าง $\omega_s - \omega_p$ และเทอมของความถี่ผลบวก $\omega_s + \omega_p$ ซึ่งปกติแล้วมักจะใช้เทอมของความถี่ผลต่างเป็นเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วรูปคลื่นสัญญาณของความนำจะไม่ใช้สัญญาณรูปคลื่นไซน์เพียงอย่างเดียว ดังนั้นในวงจรไดโอดมิกเซอร์จะประกอบด้วยฮาร์โมนิกจำนวนมาก ดังนั้นสมการที่ (2.133) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) + G_2 \cos(2\omega_p t) + G_3 \cos(3\omega_p t) + \dots \quad (2.135)$$

ซึ่งจะได้ผลการคูณระหว่างสัญญาณความถี่วิทยุและฮาร์โมนิกทั้งหมดของ ω_p ดังนั้นผลของการคูณจะเป็น

$$\omega_n = |\omega_0 + n\omega_p| \quad (2.136)$$

2.5.2 ค่าการสูญเสียแปลงผัน

โดยทั่วไปการสูญเสียแปลงผันมักจะอ้างอิงถึงค่าการสูญเสียแปลงผันแถบข้างเดียว (Signal Sideband:SSB) สมมติให้ไม่มีการสูญเสียและไม่มีผลที่เกิดจากอินเตอร์มอดูเลชัน สามารถคำนวณค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำที่สุดในทางทฤษฎีได้ดังนี้

$$L_c = \frac{RF_{inputpower}}{IF_{inputpower}} \quad (2.137)$$

สำหรับวงจรมิกเซอร์ในอุดมคติ กระจายอนุกรมฟูริเยร์สำหรับ $n = 1$ (ไม่มีผลจากอินเตอร์มอดูเลชัน) ได้ดังนี้

$$V_{out} = V_{RF} \sin(\omega_{RF} t) \frac{4}{\pi} \sin(\omega_{LO} t) \quad (2.138)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = V_{RF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} [\cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) - \cos((\omega_{LO} + \omega_{RF})t)] \quad (2.139)$$

แรงดัน IF (ขนาดของสัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการ) จะเป็น

$$V_{IF} = V_{RF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \quad (2.140)$$

และค่าการสูญเสียแปลงผันจาก RF ไป IF จะมีค่าเป็น

$$L_c = 20 \log \frac{V_{RF}}{V_{IF}} = 20 \log \frac{\pi}{2} = 3.92 \text{ dB} \quad (2.141)$$

ค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรจริงจะรวมผลของการสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในตัวไอโอด การสูญเสียเนื่องจากการไม่แมตซ์ที่ RF และ IF วงจรมิกเซอร์ที่ดีจะมีค่าการสูญเสียแปลงผัน 5 ถึง 8 dB

2.5.3 นอยส์ฟีกเกอร์

วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟจะมีค่าอัตราขยายในสมการนอยส์ฟีกเกอร์เท่ากับ 1 ซึ่งทำให้นอยส์ฟีกเกอร์มีค่าเท่ากับค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์

2.5.4 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต

ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตเป็นการวัดการรั่วของสัญญาณจากพอร์ตหนึ่งไปสู่อีกพอร์ตหนึ่ง สัญญาณที่มีกำลังงานมากที่สุดที่ปรากฏอยู่ในสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์คือสัญญาณ LO เนื่องจากต้องใช้เป็นตัวขับไดโอดให้ทำงาน ซึ่งมักจะมีค่ามากกว่าสัญญาณ RF มาก ซึ่งถ้าวงจรมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชันไม่ดีก็จะทำให้สัญญาณ LO รั่วออกไปทางสายอากาศได้

โดยทั่วไปวงจรมิกเซอร์จะแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ แบบซิงเกิลไดโอดมิกเซอร์และอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ โดยวงจรบาลานซ์มิกเซอร์จะมีข้อได้เปรียบกว่าคือค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดี สามารถลดทอน

สัญญาณรบกวนและกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ ทั้งยังสามารถรองรับกำลังงานที่สูงขึ้นได้ดีกว่า แต่ข้อจำกัดของวงจรแบบบาลานซ์มิกเซอร์คือมีความซับซ้อนมากกว่าและให้ค่าความสูญเสียแปลงผันที่ไม่ค่อยดีมากนัก ซึ่งในวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ยังแบ่งประเภทย่อยๆ ได้อีก 2 ประเภทคือ วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์และวงจรดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของ วงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆแสดงในตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ

	ซิงเกิลไดโอด	ซิงเกิลบาลานซ์	ดับเบิลบาลานซ์
ความสูญเสียคอนเวอร์ชัน	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
คุณสมบัติของสปีวรีเส	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
ไดนามิกเรนจ์	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ไอโซเลชัน	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
กำลังงานที่รองรับได้	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ความซับซ้อน	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
แบนด์วิธ	แคบ	กว้าง	กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วงจรขยายกำลัง

2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

ชนิดของการไบอัสได้นำมาประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์ขยายกำลังและถูกกำหนดโดยชนิดของแอมพลิฟายเออร์ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบ วงขยายมีคลาสต่างๆมากมายให้ผู้ออกแบบเลือกและการเจาะจงคลาสสำหรับการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับนำไปใช้งาน

2.6.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น

คลาสเอเป็นวงจรขยายที่ให้ค่าจำกัดความได้ว่าเป็นวงจรขยายที่ถูกไบอัสเพื่อให้กระแสเอาต์พุตไหลได้ตลอดเวลา ดังนั้นการขับระดับสัญญาณอินพุตเพื่อขยายสัญญาณโดยที่ทรานซิสเตอร์ยังไม่ถึงทอพอคือการทำให้ทรานซิสเตอร์นำสัญญาณได้เต็มรูปคลื่น วงจรขยายคลาสเอเป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นที่สุดในชนิดของวงจรขยายทั้งหมด ความเป็นเชิงเส้นจะทำให้การวัดง่ายขึ้นและทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณอินพุต วงจรขยายเชิงเส้นเป็นวงจรหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตเป็นอัตราส่วนกับสัญญาณอินพุต

ไม่มีทรานซิสเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสมบูรณ์ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายจึงไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตทุกประการ โดยองค์ประกอบที่ผิดพลาดนั้นจะอยู่ในรูปของ ฮาร์โมนิกอยู่เสมอหรือที่เรียกว่าความผิดเพี้ยนชนิดอินเตอร์มอดูเลชัน (Intermodulation Distortion : IMD) ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ และช่วงที่ราบเรียบที่สุดของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกที่ 2 ที่ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรขยายซึ่งความผิดเพี้ยนชนิดนี้ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกดิสทอร์ชัน (Harmonic Distortion) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots \quad (2.142)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทอมที่ 2 ของสมการที่ (2.142) รู้จักกันดีว่าเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 ส่วนทอมที่ 3 ถูกเรียกว่า ฮาร์โมนิกที่ 3 แน่แน่นอนว่าวงจรรขยายเชิงเส้นที่สมบูรณ์แบบนั้น จะไม่ผลิตสัญญาณที่ผิดเพี้ยนอันดับที่ 2,3 หรือลำดับที่สูงๆออกมา ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรขยายจะได้ว่า

$$V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2 \quad (2.143)$$

ซึ่งองค์ประกอบของความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 เพิ่มขึ้นเป็นกำลัง 2 ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอินพุต องค์ประกอบอันดับที่ 2 จะเพิ่มขึ้นเร็วมากและเร็วกว่าองค์ประกอบพื้นฐานในสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในที่สุดขนาดขององค์ประกอบอันดับที่ 2 ในสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับขนาดของสัญญาณพื้นฐาน

องค์ประกอบอันดับที่ 3 ของวงจรรขยายถูกใช้ในฐานะที่เป็นฟิกเกอร์ออฟเมริท (Figure of Merit) ซึ่งจุดตัดที่สูงกว่าจะเป็นวงจรรขยายที่ดีกว่า คือสามารถขยายสัญญาณได้ขนาดใหญ่กว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป องค์ประกอบของอินเตอร์มอดูเลชันอันดับที่ 2,3 หรือสูงกว่า เป็นสาเหตุทำให้เกิดการรวมผลลัพธ์หรือความแตกต่างของผลลัพธ์ของแต่ละสัญญาณอินพุตพื้นฐานหรือฮาร์โมนิกที่เกี่ยวข้องของมัน ตัวอย่างเช่น เมื่อสัญญาณ ไซนัสชวยคอสที่สมบูรณ์แบบความถี่ f_1 และ f_2 คืออินพุตของวงจรรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น ตามองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลดังนี้

ความถี่พื้นฐาน	:	f_1, f_2
อันดับที่ 2	:	$2f_1, 2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2$
อันดับที่ 3	:	$3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$
+ ทอมอันดับที่สูงขึ้น		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใต้การปฏิบัติงานทั่วไปของวงจร เทอมในอันดับที่ 2,3 หรืออันดับที่สูงกว่าจะมีระดับสัญญาณเล็กมากกว่าองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐาน และในแกนของเวลาจะถูกพบในรูปของความผิดเพี้ยน

ข้อสังเกต ถ้า f_1 และ f_2 เป็นความถี่ที่ใกล้กันมาก จะเห็นได้ว่าเทอมของ $2f_1 \pm f_2$ และ $2f_2 \pm f_1$ จะยังมีค่าเข้าใกล้เทอมของความถี่พื้นฐานทั้งสองตัว นอกจากนี้ผลของความผิดเพี้ยนจากฮาร์โมนิกที่ 3 จะมีผลด้วย ดังนั้นเป็นการยากยิ่งขึ้นในการจะกำจัดโดยผ่านการกรองเพียงครั้งเดียว โดยที่มันจะสร้างความผิดเพี้ยนขึ้นภายในวงจรขยายนั่นเอง ความต้องการของการไบอัสสำหรับวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก โดยความแตกต่างระหว่างวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กแทบจะไม่มีเลย ซึ่งวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติทั้งสองแบบมีผลลัพธ์ที่เท่ากันยกเว้นระดับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

2.6.3 วงจรขยายแบบคลาสบี

วงจรขยายคลาสบีคือ วงจรทรานซิสเตอร์ที่มุนนำสัญญาณประมาณ 180° ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะนำสัญญาณเพียงแค่ครึ่งคาบเท่านั้น ทั้งครึ่งซีกบวกและครึ่งซีกลบและนี่ก็คือรูปแบบการนำดีซีมาไบอัสเพื่อนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์ให้ทำงานแบบคลาสบี วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรขยายคลาสเอ (70% และ 50%) อย่างไรก็ตามวงจรขยายคลาสบีมีความเป็นเชิงเส้นน้อยมากดังนั้นวงจรขยายคลาสบีจะผลิตฮาร์โมนิกดิสทอร์ชันเพียงเล็กน้อยและจะถูกกรองจากสัญญาณที่ถูกขยาย

2.6.4 วงจรขยายแบบคลาสซี

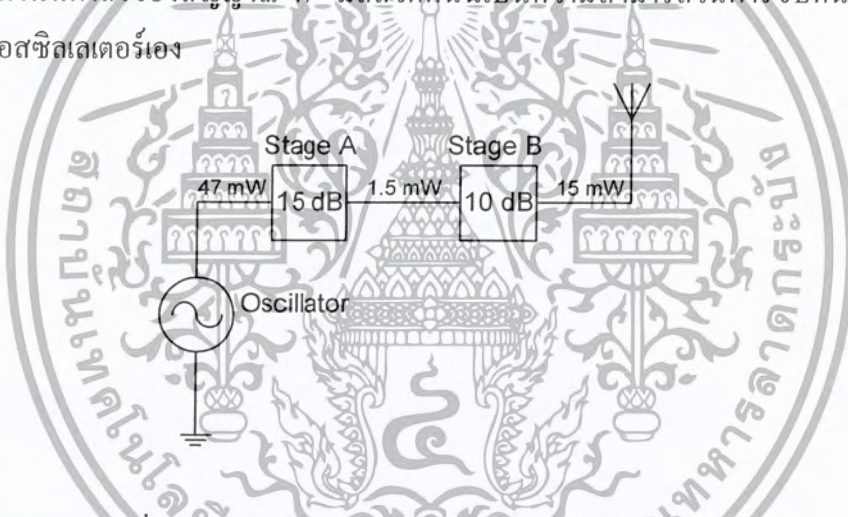
วงจรขยายแบบคลาสซี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุนนำสัญญาณน้อยกว่า 180° ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกไบอัสภายใต้ภาวะคงที่ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งคัทออฟที่แน่นอน ความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายคลาสซีคือจุดที่ด้อยที่สุดของวงจรชนิดต่างๆ โดยประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสซีสามารถทำได้ถึง 85% ซึ่งดีกว่าทั้งวงจรขยายคลาสเอ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลาสบี เพื่อที่จะไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของคลาสซี รีเวอร์สไบอัส (Reverse Bias) คือสิ่งที่จำเป็น

2.6.5 วงจรขับกำลังและการแมตชิงหลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstage Matching)

รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถแสดงได้ดังรูป 2.23 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของพาวเวอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายอันดับสุดท้ายคือ 15 มิลลิวัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราขยาย 10 dB และสเตจก่อนหน้านี้นี้ทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 มิลลิวัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 dB สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์นั้นเป็นความสามารถในการขับเคลื่อนกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง

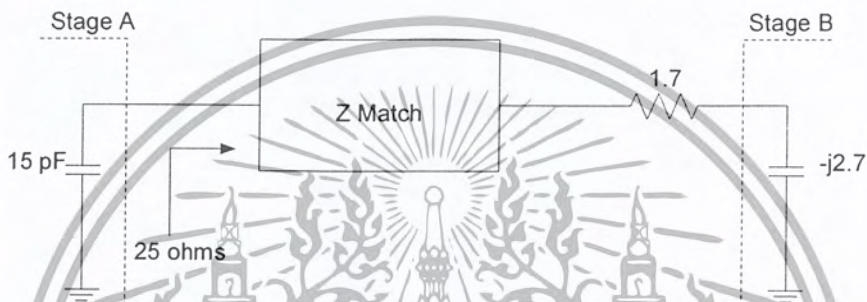


รูปที่ 2.23 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์

การตรวจสอบการแมตซ์กันระหว่างสเตจของสเตจเอและสเตจบี บ่อยครั้งที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั้นคือความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตซ์กันซึ่งเกิดขึ้นระหว่างวงจรขยายกำลังและโหลดของวงจร อิมพีแดนซ์แมตซ์ซึ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรขยายสัญญาณซึ่งเกี่ยวกับโหลดของทรานซิสเตอร์โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ การออกแบบวงจรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดรีซีสแตนซ์ของทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะกระจายอัตราขยายกำลังของแต่ละสเตจ นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.24 จะอธิบายตรงจุดนี้โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบีมีอินพุตอิมพีแดนซ์คือ $Z = 1.7 - j2.7\Omega$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการสมมติสแดงได้ด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ซึ่งเป็นความต้องการของโหลด รีซิสแตนซ์ 25 โอห์ม บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเน็ตเวิร์ก (Impedance matching network) นั่นคือการถ่ายโอนจากอินพุตอิมพีแดนซ์ระดับต่ำ (Low Input Impedance) จากสแดงบีขึ้นไปยัง ระดับ 25 โอห์ม ที่สแดงเอต้องการ นอกจากนี้การแมตชิ่งเน็ตเวิร์กต้องทำการเรโซแนนซ์กับ เอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ที่ 15 pF ของสแดงเอ

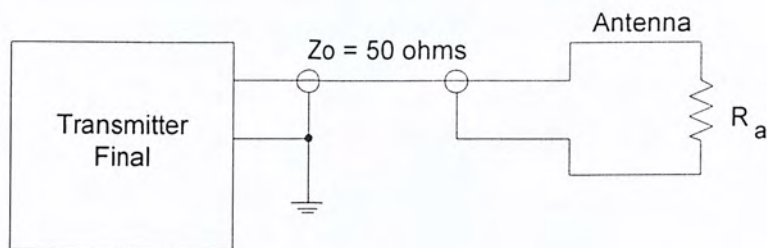


รูปที่ 2.24 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเน็ตเวิร์ก

2.6.6 การแมตชิ่งของสายโคแอกเซียล (Matching to coaxial feedlines)

เนื่องจากวงจร T และ π ใช้สำหรับการแมตชิ่งในสายโคแอกเซียลของวงจรขยายกำลัง ส่วนมากวงจรที่เป็นเช่นนี้จะมีจุดประสงค์ 2 ประการ โดยเฉพาะการประพจน์เป็นตัวเป็นวงจรกรอง ความถี่ต่ำเพื่อทำการกดยาร์โมนิกของทางด้านภาคส่ง รูปที่ 2.25 แสดงไดอะแกรมของการ ส่งผ่านสายโคแอกเซียลไปยังสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความต้านทาน R_0 คือความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยที่ความยาวตามแนวตั้งของ สายอากาศที่ความยาว $\lambda/4$ จะมีการทำงานที่ตรงข้ามกับกราวด์เพลนที่ดีมากซึ่งมีความต้านทาน การแพร่กระจายคลื่นประมาณ 35Ω ขณะที่ความยาว $\lambda/2$ ของไดโพลมีความต้านทานการ แพร่กระจายคลื่นประมาณ 72Ω ที่ความถี่เรโซแนนซ์คือความต้านทานอย่างง่ายที่สายโคแอกเซียลสามารถมองเห็นปลายสายอากาศได้

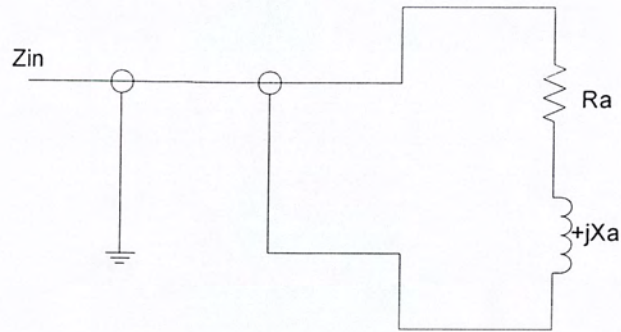
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



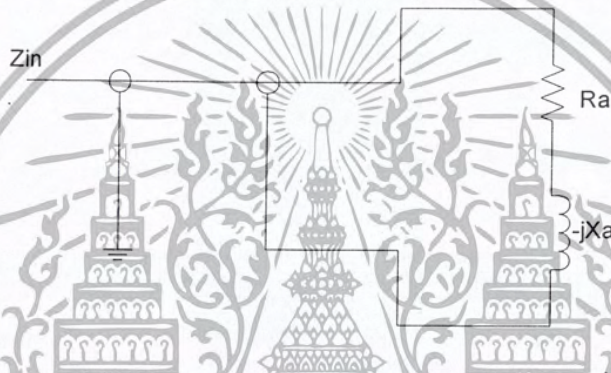
รูปที่ 2.25 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์

ณ ความถี่ที่เหนือและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของมันเริ่มที่จะแสดงตัวเป็นอุปกรณ์แอคทีฟแสดงได้ดังรูป 2.25 ความถี่เหนือความถี่เรโซแนนซ์ (รูปที่ 2.26) โดยสายอากาศประพฤติตัวเป็นอินดักทีฟ และความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปที่ 2.27) สายอากาศประพฤติตัวเป็นตัวเก็บประจุที่ปลายด้านส่งของสายโคแอกเซียลิมพีแดนซ์ซึ่งคือเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่สามารถพบได้อย่างแน่นอนซึ่งไม่เพียงแต่เป็นฟังก์ชันของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แต่ยังเป็นฟังก์ชันของความยาวของสายโคแอกเซียลิมพีแดนซ์ที่ยาวยาวไปตามสายซึ่งเป็นชิ้นๆของดอลที่หลากหลายซึ่งสามารถกำจัดออกไปจากสายอากาศได้ ดังนั้นที่ระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นวัดกลับมาจากสายอากาศิมพีแดนซ์จะประพฤติตัวเป็นโคแอกเซียลซึ่งเสมือนเป็นความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะทางอื่นๆวัดจากสายอากาศอย่างไรก็ตามสายโคแอกเซียลจะทำให้มีความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์มากเพียงไรขึ้นอยู่กับระดับของความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายอากาศและสายเคเบิล ดังนั้นเป็นการยากยิ่งในการประเมินค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายส่งโดยปราศจากการรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ กล่าวได้ว่าสายโคแอกเซียล 50Ω จะไม่เป็น 50Ω ที่อินพุตของมันถ้าไม่มีโหลดค่า 50Ω ที่ปลายสายเคเบิล ด้วยเหตุนี้จึงแทบจะไม่มีกรณีที่เกิดการขั้ระบบสายอากาศในทางปฏิบัติ จึงไม่สะดวกมากนักในการออกแบบแมตชิ่งเนตเวิร์กโดยปราศจากการปรับเปลี่ยนค่า นอกจากนี้การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากจะสามารถทำงานได้มากช่วงความถี่ ด้วยเหตุนี้เองความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมิได้หลายค่าซึ่งแปรตามความถี่อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลต้องมีหลายค่าด้วยและการแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องสามารถทดแทนค่าที่หลากหลายนี้ได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



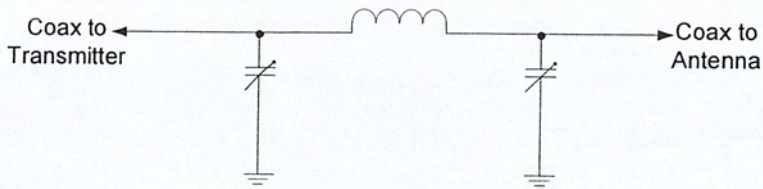
รูปที่ 2.26 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศเหนือความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.27 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศใต้ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.28 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเซียลของแมตซ์ชิงเนตเวิร์กเนตเวิร์กแบบที่



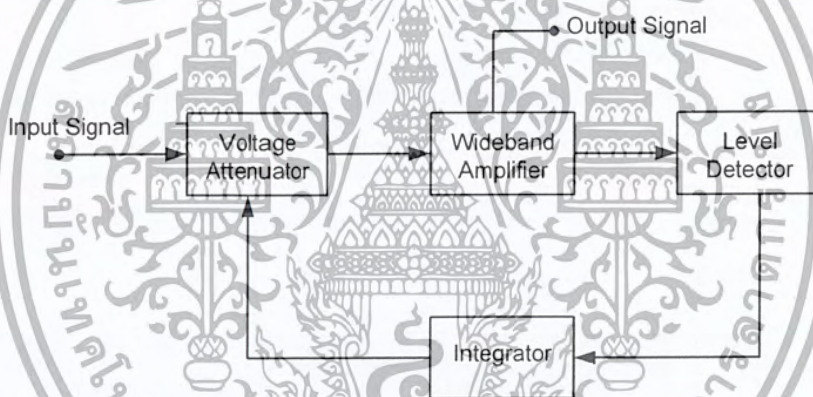
รูปที่ 2.29 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเซียลของแมตซ์ชิงเนตเวิร์กเนตเวิร์กแบบพาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงถึง 2 วิธีที่สามารถเป็นไปได้ของการปรับค่าอิมพีแดนซ์แมตซ์เนตเวิร์กสำหรับสายส่ง T เนตเวิร์กของรูปที่ 2.28 ใช้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำแบบแท็บและตัวเก็บประจุที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน π เนตเวิร์กในรูปที่ 2.29 ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบปรับค่าเท่านั้นสังเกตได้ว่าในทั้ง 2 กรณี วงจรกรองความถี่ถูกใช้เพื่อช่วยกดฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งและออกแบบเพื่อให้ฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งต้องการให้มีระดับต่ำกว่าสัญญาณพื้นฐานประมาณ 50 dB และการออกแบบวงจรกรองความถี่จะมีส่วนช่วยทำให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด

2.7 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC)

วงจรวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติประกอบด้วยบล็อกไดอะแกรมที่สำคัญดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.30 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

หลักการการทำงานของระบบคือสัญญาณอินพุตที่ได้มาจากวงจรส่วนหน้านั้นมีขนาดไม่เท่ากันจะถูกปรับขนาดของแอมพลิจูดด้วยวงจรลดทอนสัญญาณ ซึ่งจะทำการลดทอนสัญญาณในอัตราที่ไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับแรงดันที่มาควบคุม แรงดันที่มาควบคุมนั้น ได้มาจากการดิเทคขนาดของสัญญาณอินพุตนั่นเอง แต่สัญญาณที่เข้าวงจรดิเทคเตอร์ระดับแรงดันจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะดิเทคสัญญาณออกเป็นไฟตรงได้ จึงต้องขยายสัญญาณก่อนเข้าวงจรดิเทคเตอร์ด้วยวงจขยายสัญญาณที่ช่วงกว้างแรงดันไฟตรงที่ดีเทคออกมาได้จะถูกกรองให้เรียบสม่ำเสมอและ

ปรับระดับแรงดันด้วยวงจรถอนที่เกเรเตอร์อีกครั้งหนึ่ง การทำงานของระบบจะเป็นดั่งบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.30

2.7.1 วงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน

วงจรถอนสัญญาณที่นำมาใช้ จะใช้คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด โดยการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงที่ไบอัสให้ ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมความต้านทานของพินไดโอดได้โดยการปรับกระแสจรสมมูลของพินไดโอด ดังรูปที่ 2.31 จะเห็นว่ามัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับวงจรถอนสัญญาณซึ่งต่อกันแบบพาย (π -Network) ซึ่งการทำงานของวงจรถอนสัญญาณ พินไดโอดจะทำหน้าที่เสมือนตัวต้านทานที่แปรค่าได้ เมื่อป้อนกระแสไบอัสแก่ไดโอดความต้านทานของวงจรถอนจะเปลี่ยนแปลงและทำให้ปริมาณการลดทอนเปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นเราจึงสามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ RF ที่ป้อนเข้าที่อินพุตได้ โดยการปรับกระแสไบอัสตรง



รูปที่ 2.31 วงจรสมมูลของวงจรถอนโดยใช้พินไดโอด

เนื่องจากประสิทธิภาพของวงจรถอนแบบนี้จะให้ระดับเอาต์พุตที่มีกำลังต่ำๆ แต่สามารถตอบสนองการทำงานในช่วงความถี่ VHF หรือ UHF ได้ดีขนาดของสัญญาณไม่ถูกลดทอนไปตามความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง

เราสามารถนำวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างที่ออกแบบไว้แล้วในภาคขยายสัญญาณ IF มาใช้งานได้ โดยใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง 2 ชุด ต่อเข้าด้วยกัน เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีขนาดสูงพอที่จะนำไปตีเทคได้ การเกิดการรบกวนกับวงจร AGC ในการดึงสัญญาณออกไปใช้งาน ลักษณะการต่อเป็นดังรูปที่ 2.30

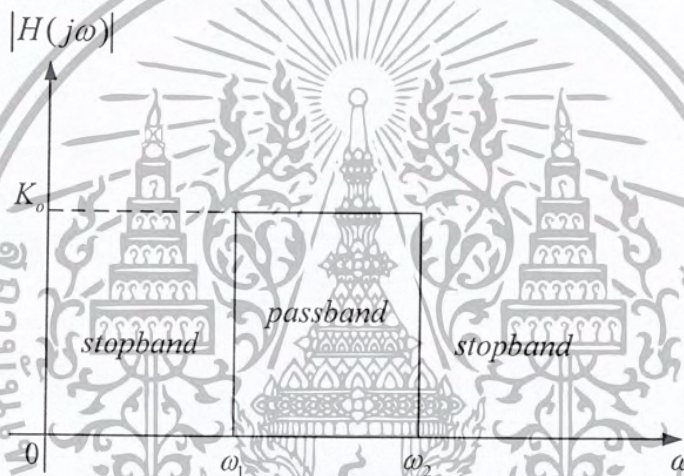
2.7.3 วงจรตีเทคเตอร์ระดับแรงดัน

วงจรตีเทคเตอร์ระดับแรงดันจะทำหน้าที่ตีเทคแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อใช้เป็นแรงดันไบอัส ส่งกลับ ไปควบคุมวงจรลดทอนสัญญาณ การตีเทคไฟตรงสัญญาณอินพุตที่จะเข้ามายังวงจรตีเทคเตอร์ ควรมีขนาดสัญญาณมากกว่า 0 dBm วงจรตีเทคเตอร์จึงจะทำงานได้ ดังนั้นสัญญาณที่มาจากวงจรขยายความถี่ช่วงกว้างควรมีค่ามากกว่า 0 dBm ขึ้นไป

วงจรตีเทคเตอร์ที่ใช้ในวงจรนี้ จะใช้ช็อคกี้แบร์เรียร์ไดโอด (Schottky-Barrier Diode) เป็นตัวตีเทคสัญญาณเนื่องจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี เมื่อสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีขนาดน้อยๆ ขนาดสัญญาณไฟตรงที่ตีเทคได้จะถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณ แล้วจึงส่งไปวงจรอินทิเกรเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิง แล้วกรองผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งเป็นเหมือนวงจรความถี่ต่ำผ่านได้เป็นแรงดันไฟ AGC ส่งไปไบอัสให้วงจรลดทอนสัญญาณ ให้ปรับขนาดสัญญาณอินพุตที่เข้ามาให้เหมาะสม เอาต์พุตที่ออกที่ตำแหน่งเอาต์พุตของวงจรขยายความถี่ช่วงกว้างแสดงแรกจึงมีขนาดเท่ากัน ไม่ว่าสัญญาณที่เข้าที่วงจรลดทอนจะมีขนาดใหญ่หรือเล็กก็ตาม ที่แสดงอยู่ในรูป 2.31

2.8 วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Band-pass Filter)

วงจรกรองสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่าน เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟ 2 ความถี่ คือ ω_1 และ ω_2 ในขณะที่แถบหยุดของวงจรมีอยู่ 2 แถบ คือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_1 และในช่วงระหว่างความถี่สูงกว่าคัทออฟ ω_2 เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.34



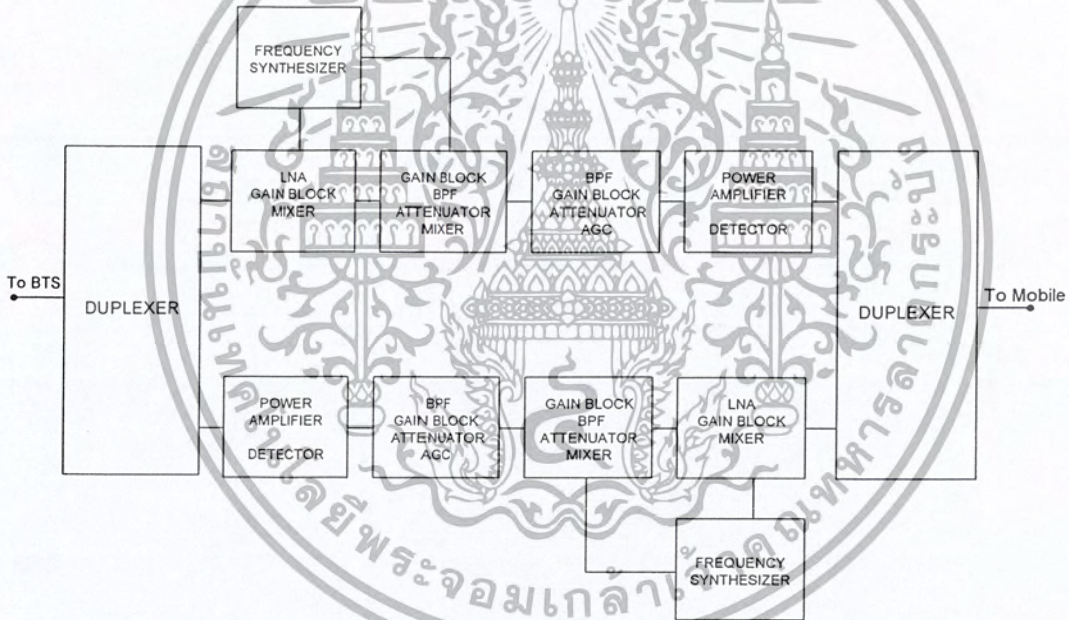
รูปที่ 2.32 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสัญญาณแบบความถี่ผ่านแบบอุดมคติ

บทที่ 3

การออกแบบและการจัดทำปริยญาณิพนธ์

3.1 การออกแบบวงจรภาคส่งและภาครับ

หลักการการทำงานของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กสามารถอธิบายพอสังเขปได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็ก

จากรูปที่ 3.1 โดยที่ฝั่งส่ง (Uplink) ทำงานที่ความถี่ 1920 – 1980 MHz และ ฝั่งรับ (Downlink) ทำงานที่ความถี่ 2100 – 2170 MHz โดยประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ดูเพล็กซ์เซอร์ (Duplexer) ทำหน้าที่เป็นตัวกรองช่วงความถี่ผ่านเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขั้วต่อ (3 port) ที่มีทั้งตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านส่ง (Tx) และตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านรับ (Rx) อยู่ในตัวเดียวกัน โดยใช้สายอากาศรวมกัน

2) วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด

3) วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier : LNA) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้แรงขึ้นและกำจัดสัญญาณรบกวนให้เหลือน้อยลงเพื่อส่งสัญญาณไปยังวงจรขยายกำลังสัญญาณต่อไป

4) วงจรขยายสัญญาณ (Gain Block) ทำหน้าที่ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น

5) วงจรมิกเซอร์ (Mixer) วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในระบบสื่อสาร โดยทำการแปลงความถี่สัญญาณวิทยุส่งมาที่สัญญาณความถี่กลางหรือที่สัญญาณเบสแบนด์ ในส่วนของภาครับ

6) วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter : BPF) วงจรกรองสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่าน เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟ 2 ความถี่ โดยเป็นวงจรที่เลือกเฉพาะบางความถี่ให้ผ่าน

7) วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator) วงจรลดทอนสัญญาณที่นำมาใช้ จะใช้คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด โดยการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงที่ไบอัสให้

8) วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC)

9) วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีสัญญาณที่แรงขึ้นเพื่อที่จะส่งไปยังดูเพล็กซ์เซอร์ต่อไป

10) วงจรดีเทกเตอร์ (Detector) วงจรดีเทกเตอร์ระดับแรงดันจะทำหน้าที่ดีเทกแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อใช้เป็นแรงดันไบอัส ส่งกลับไปควบคุมวงจรถอดทอนสัญญาณ



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็ก โดยละเอียด

3.1.1 การออกแบบวงจรดูเพล็กซ์ (Duplexer)

ในการทดสอบจะทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Ansoft Designer มาช่วย ออกแบบ ความถี่กลางเท่ากับ 1950 เมกกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วย 6 เรโซเนเตอร์

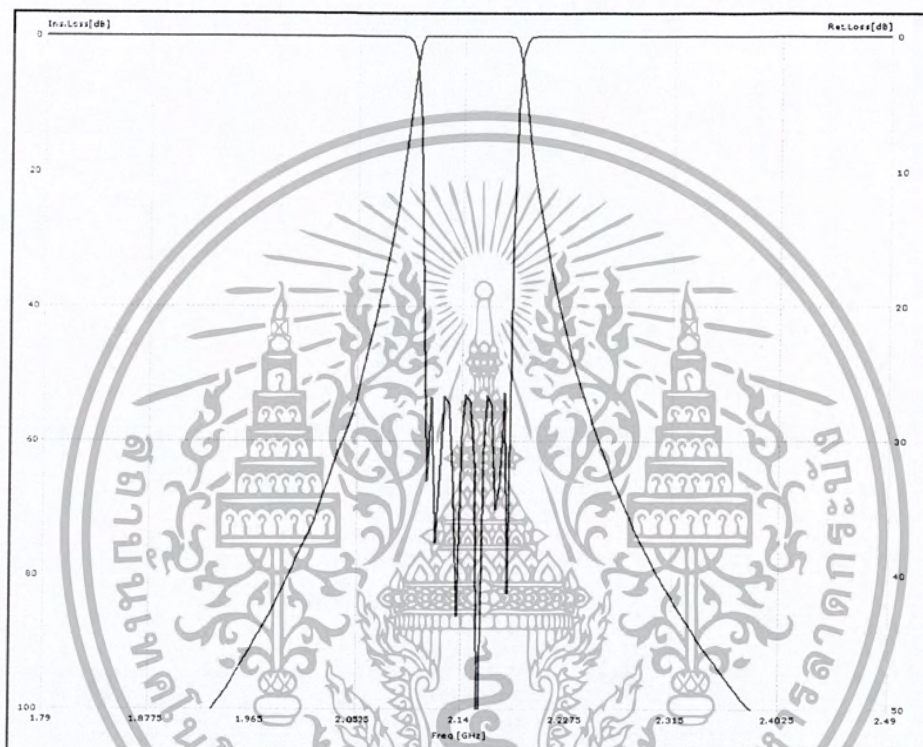
ผลจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Ansoft Designer มาช่วยออกแบบ ความถี่กลาง เท่ากับ 2140 เมกกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วย 6 เรโซเนเตอร์ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควิตี ความถี่กลางเท่ากับ 1950 MHz

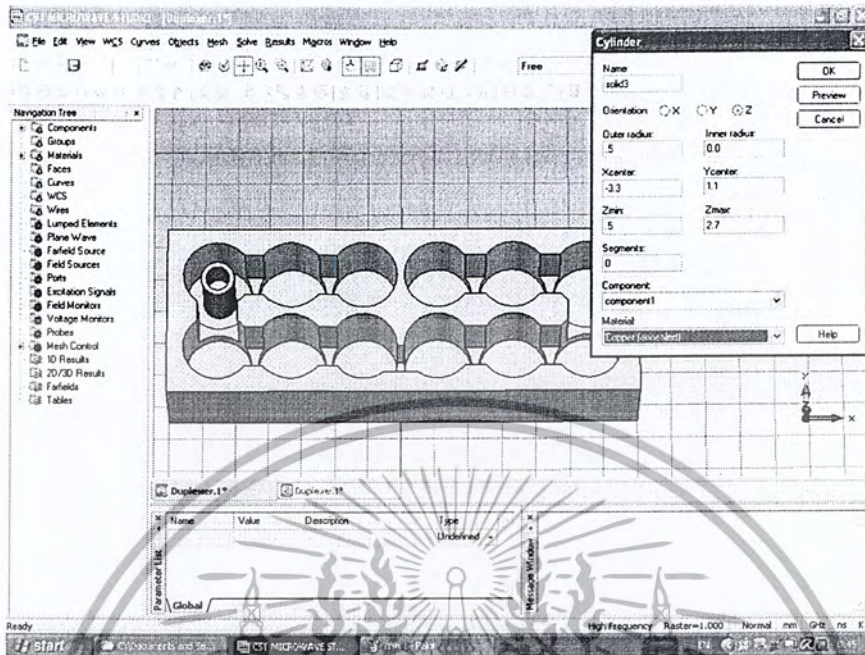
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองภาพจากโปรแกรม CST โดยกำหนดค่าความกว้าง 17 เซนติเมตร ความสูง 3 เซนติเมตร ความหนา 5 เซนติเมตร รัศมีช่องควาวิตี 1 เซนติเมตร ลึก 2.5 เซนติเมตร ความห่างระหว่างช่องควาวิตี 0.2 เซนติเมตร หลอดเรโซเนเตอร์ สูง 2.2 เซนติเมตร ลึก 1.5 เซนติเมตร หนา 0.14 เซนติเมตร ดังรูปที่ 3.4

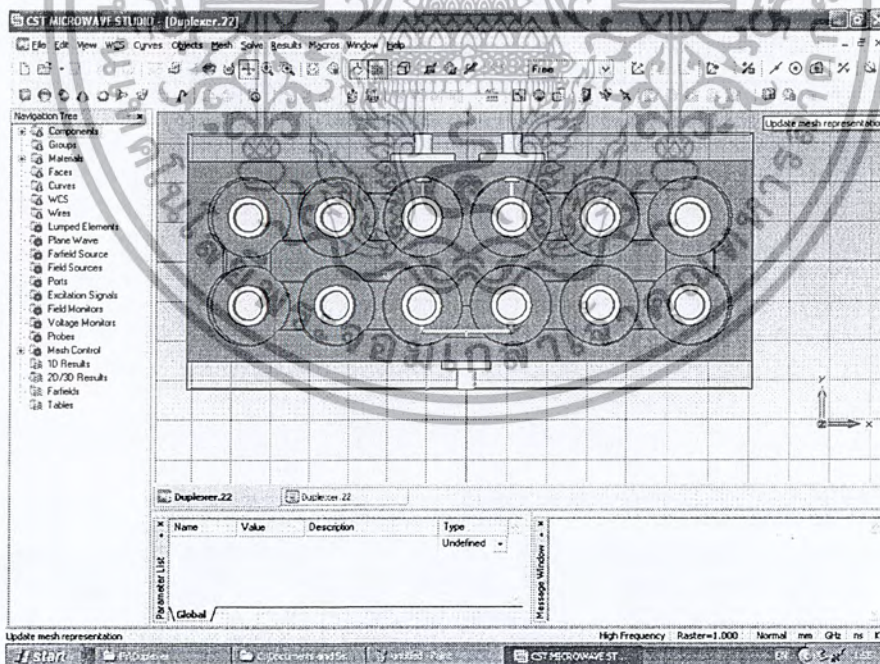


รูปที่ 3.4 ผลจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควาวิตี
ความถี่กลางเท่ากับ 2140 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

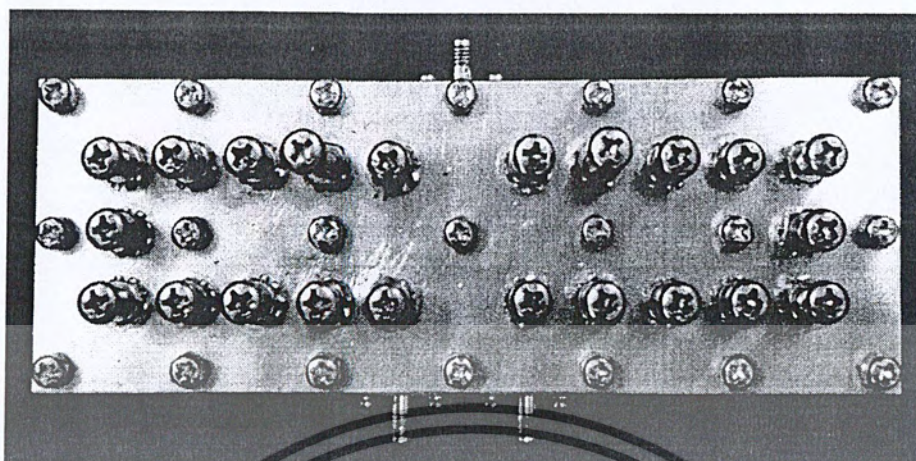


รูปที่ 3.5 การสร้างวงจรรองผ่านแถบความถี่แบบควาวิตี



รูปที่ 3.6 วงจรรองผ่านแถบความถี่แบบควาวิตีที่เสร็จสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบควิตีที่สร้างขึ้นจริง

ก่อนที่ Duplexer จะสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ขั้นตอนสุดท้าย ที่ถือว่าสำคัญมาก คือ การปรับจูน ความถี่ของเนื้อที่อยู่ที่ด้านบน ฝาปิด ซึ่งจะช่วยให้ประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้นตามที่ต้องการ

3.1.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 2.1 GHz

ในส่วนของการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้นสามารถจะเปลี่ยนความถี่ได้โดยการเปลี่ยนแปลงในส่วนของโปรแกรมหารความถี่ซึ่งในส่วนการคำนวณนี้จะทำการแสดงความถี่ที่ความถี่ 2.1GHz เท่านั้น

การสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อก ออกแบบโดยมีส่วนประกอบของวงจรดังต่อไปนี้

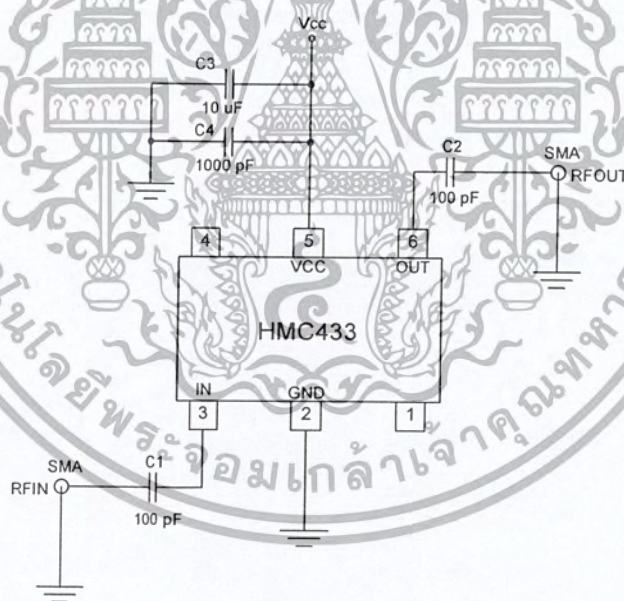
1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรฟรีสเกิลเลอร์
3. วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่
4. วงจรลูปฟิลเตอร์

3.1.2.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO) ที่ความถี่ 2.1 GHz

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 2.1 GHz ในโครงงานนี้ใช้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) ที่สำเร็จรูป ซึ่งทำหน้าที่ผลิตคลื่นความถี่ โดยค่าคลื่นความถี่ที่ผลิตได้ จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนมาควบคุม โดยใช้ไอซีเบอร์ CVC055BE

3.1.2.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์

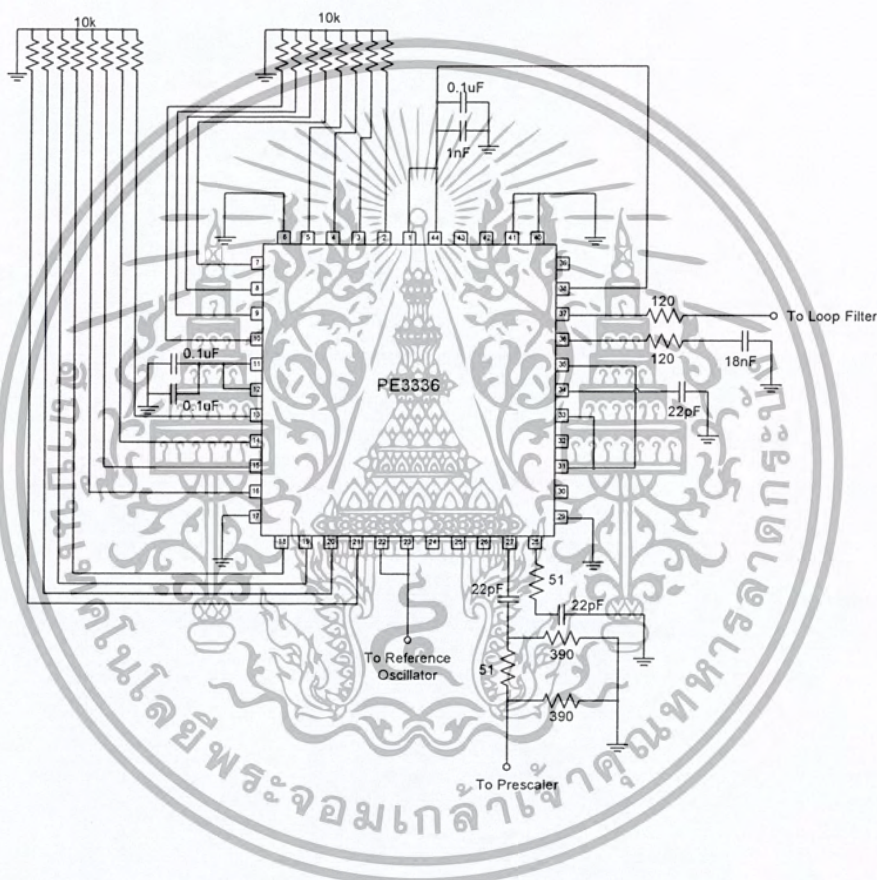
ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ ไอซีเบอร์ PE3336 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 3 กิกะเฮิรตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบหาร 4 ได้โดยใช้ไอซีเบอร์ HMC-433



รูปที่ 3.8 วงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซี HMC433

3.1.2.3 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่

ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณ โดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมไฟฟ้า โดยใช้ไอซีเบอร์ PE3336

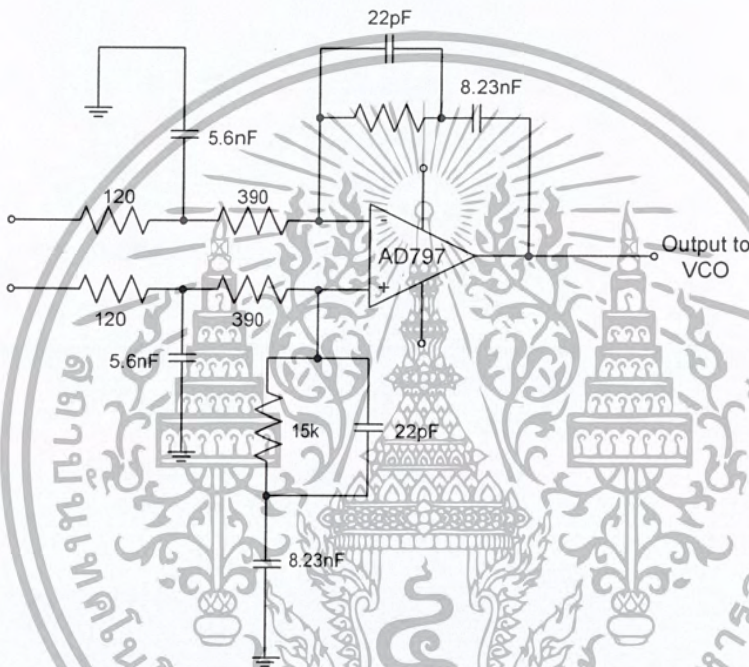


รูปที่ 3.9 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่โดยใช้ไอซี PE3336

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ซึ่งรับค่าอินพุตมาจากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางไฟตรงและไฟสลับ โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางไฟตรง เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟควบคุม ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ AD797



รูปที่ 3.10 วงจรรูปฟิลเตอร์โดยใช้ไอซี AD797

3.1.3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติต่างๆของวงจรดังนี้
อัตราขยายและเสถียรภาพ

- นอยส์ฟีกเกอร์
- ความเป็นเชิงเส้น

การออกแบบวงจรใช้ค่า S พารามิเตอร์ในการคำนวณ ในการออกแบบวงจรต้องการทำให้วงจรเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (Unconditional Stable) ซึ่งหมายความว่าเมื่อมีโหลดค่าใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่ออยู่ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจร วงจรยังคงความมีเสถียรภาพเอาไว้ได้ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่เรียกว่า Rollett stability factor (K) และค่าเดลตา (Δ)

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

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

จากสมการที่ 1 เมื่อ $K > 1$ วงจรจะมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข และเมื่อ $K < 1$ วงจรมีโอกาสที่จะไม่เสถียรภาพ (potentially unstable) ซึ่งหมายความว่าวงจรอาจเกิดการออสซิลเลตได้ การเกิดการออสซิลเลตสำหรับ โครงข่าย 2 พอร์ต สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อพอร์ตอินพุตหรือพอร์ตเอาต์พุตเกิดความต้านทานเป็นลบขึ้น (negative resistance) หรือเกิดขึ้นเมื่อสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตมากกว่า 1 ($S_{11} > 1, S_{22} > 1$)

3.1.3.1 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

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

$$\Gamma_s = \Gamma_{in}^* \text{ และ } \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

สามารถหาค่าวงจร G_{max} ได้จากสมการ

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

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุตและเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการ

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

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

ขอบเขตของเงื่อนไขเสถียรภาพสามารถหาได้จาก

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแทนค่าส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ S พารามิเตอร์ ลงในสมการข้างต้นจะได้

$$r_s \text{ (รัศมีของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.9)$$

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

$$r_L \text{ (รัศมีของวงกลม } \Gamma_L) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.11)$$

$$c_L \text{ (จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_L) = \frac{C_s^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.12)$$

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

โดยค่า Γ_s ของแหล่งจ่ายที่ทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบสังยุคกับอินพุตของวงจรขยายเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_{Sm} = C_s^* \left[\frac{B_s \pm \sqrt{(B_s)^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \right] \quad (3.13)$$

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

และค่า Γ_L ของโหลดที่ทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบสังยุคกับเอาต์พุตของวงจรขยายเพื่อให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

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

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

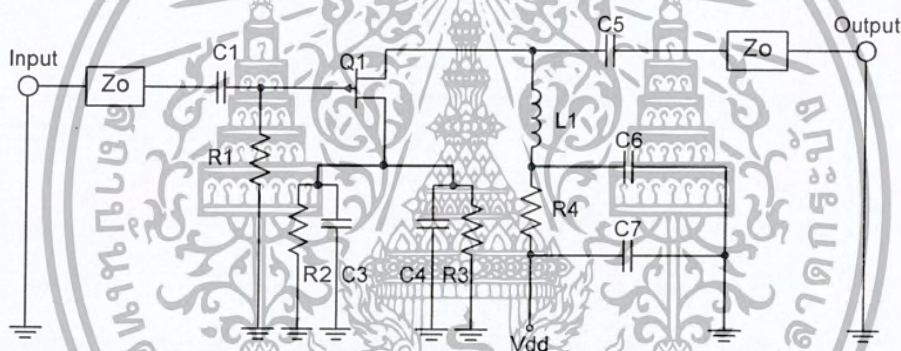
ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือก S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากค่าตัวชี้ท
2. คำนวณค่า K และ G_{\max} ในฟังก์ชันของความถี่
3. สำหรับ $K > 1$ เลือกโครงสร้างการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่สูงสุดที่ต้องการออกแบบ
4. สำหรับ $K < 1$ วาดวงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุต Γ_G และ Γ_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. เมื่อได้ค่าเริ่มต้นของ โครงข่ายการแมตซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตแล้ว วิศวกรพารามิเตอร์ของวงจรขยายในฟังก์ชันของความถี่ทำการปรับค่าจนได้อัตราขยาย ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุต ตามที่ต้องการ
6. ออกแบบวงจรไบแอสดีซี

วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ได้ออกแบบในปริภูมิตวินนี้แสดงดังรูปที่ 3.11 ค่าอิมพีแดนซ์ฟีดแบ็คของวงจรขยายสัญญาณจะขึ้นอยู่กับวงจรขยายสัญญาณจะขึ้นอยู่กับวงจรขยายภาคแรกมากดังนั้นจึงต้องเลือกแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ฟีดแบ็คที่ต่ำที่สุด ร่วมกับการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

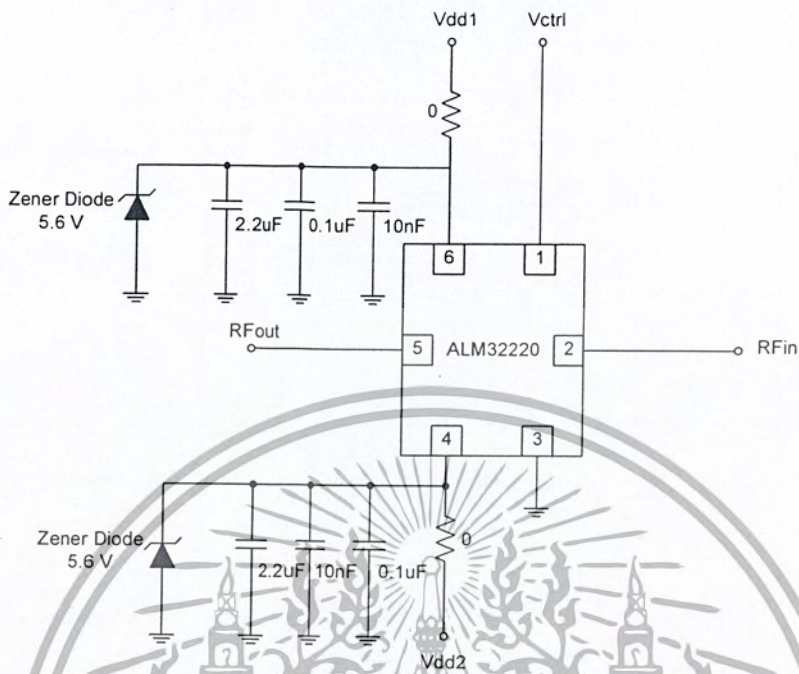


รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

3.1.4 การออกแบบวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

การออกแบบวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) โดยใช้ไอซีเบอร์ ALM32220 ซึ่งไอซีจะทำงานในช่วง 1.7 GHz – 2.7 GHz และมีความเป็นเชิงเส้นสูง

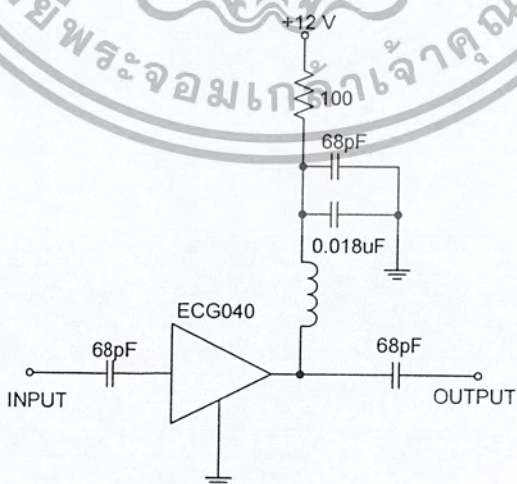
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรขยายกำลังโดยใช้ ALM32220

3.1.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณ

การออกแบบวงจร โดยใช้ไอซีเบอร์ ECG 040 ซึ่งเป็น ไอซีที่ทำหน้าที่เป็น Amplifier โดยเฉพาะโดยสามารถต่อวงจรได้ดังรูป

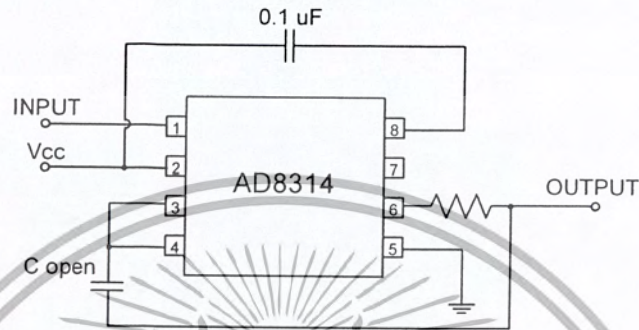


รูปที่ 3.13 วงจรเกนบด็อกโดยใช้ ECG 040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.6 การออกแบบวงจรดีเทคเตอร์ (Detector)

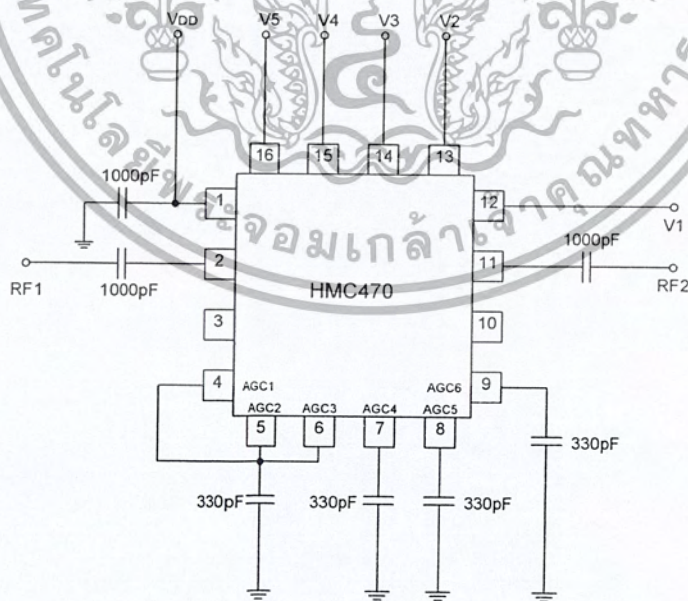
การออกแบบวงจร Detector ในโครงงานนี้ได้ใช้ IC AD8314 ในการสร้างวงจร ซึ่งเป็น IC ที่ทำงานในช่วงความถี่ 100 MHz – 2.7 GHz ซึ่งเป็น IC ที่ทำหน้าที่ดีเทคสัญญาณ โดยเฉพาะ



รูปที่ 3.14 วงจรดีเทคเตอร์ โดยใช้ IC AD8314

3.1.7 การออกแบบวงจรลดทอน (Attenuator)

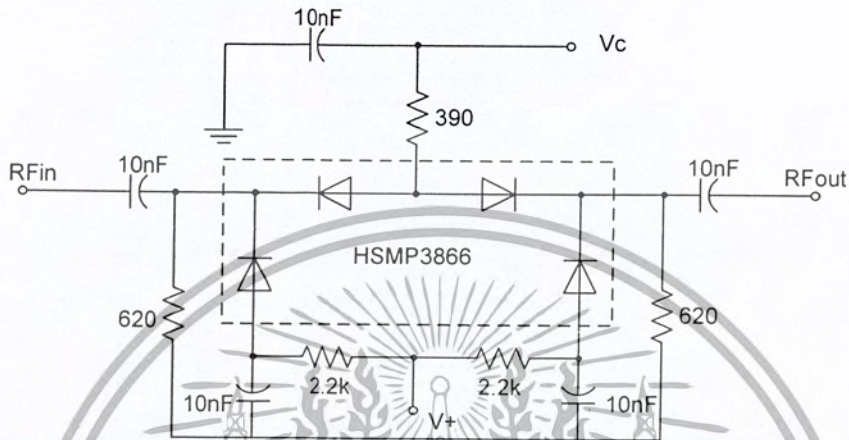
การออกแบบวงจร Digital Attenuation โดยจะเลือกใช้ไอซีเบอร์ HMC470LP3E ซึ่งทำหน้าที่เป็น Digital Attenuation โดยเฉพาะ



รูปที่ 3.15 วงจร Digital Attenuation โดยใช้ IC HMC4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

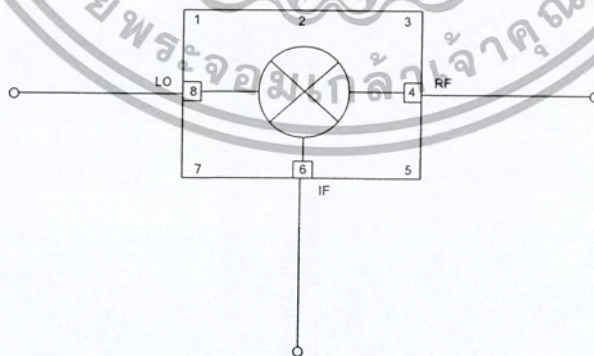
การออกแบบวงจร Analog Attenuation หรือ Pin Diode โดยจะเลือกใช้ไอซีเบอร์ HSMP3866 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็น Analog Attenuation



รูปที่ 3.16 วงจร Analog Attenuation โดยใช้ IC HSMP3866

3.1.8 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

การออกแบบวงจร โดยใช้ไอซีสำเร็จเบอร์ WJZ1020 ซึ่งเป็นไอซีสำเร็จรูป ซึ่งทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์ โดยเฉพาะ เป็นมิกเซอร์ที่มีสมรรถนะสูง เป็นแบบดับเบิล บาลานซ์ (Double Balance) โดยมีการออกแบบวงจรดังรูป

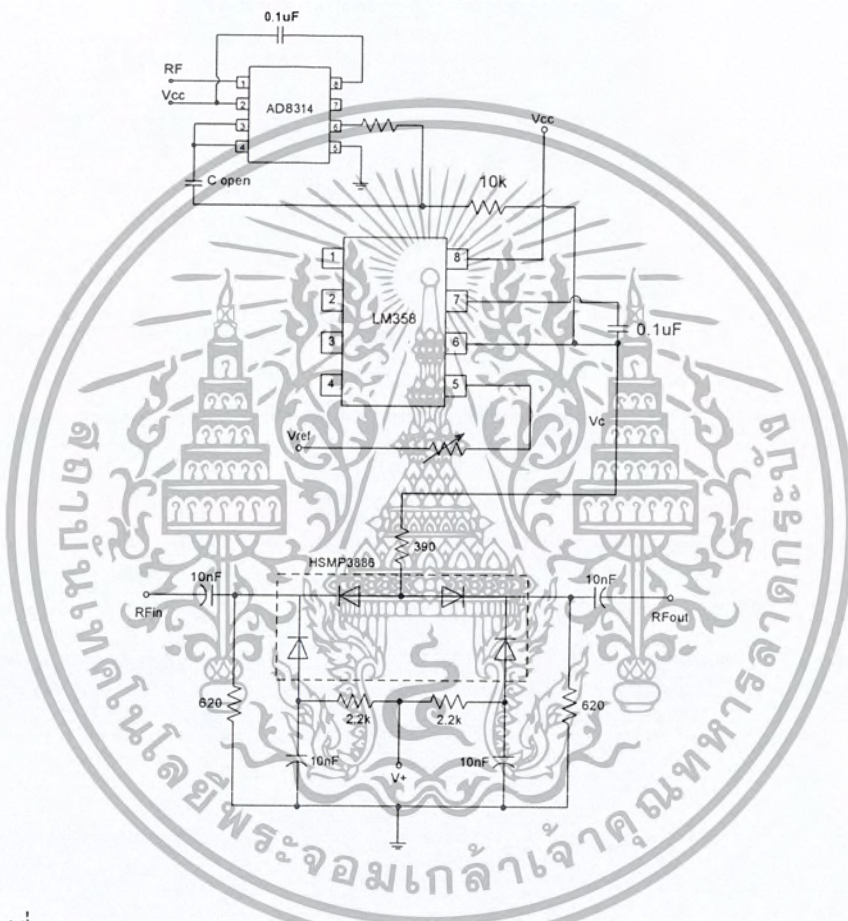


รูปที่ 3.17 วงจรมิกเซอร์โดยใช้ WJZ1020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.9 การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control:AGC)

การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติประกอบด้วยวงจรลดทอน (Attenuator) ซึ่งใช้เป็นวงจร วงจร Analog Attenuation โดยใช้ไอซี HSMP3866 วงจรดีเทคเตอร์ โดยใช้ไอซี AD8314 ในการสร้างวงจร และวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) โดยใช้ไอซี LM358



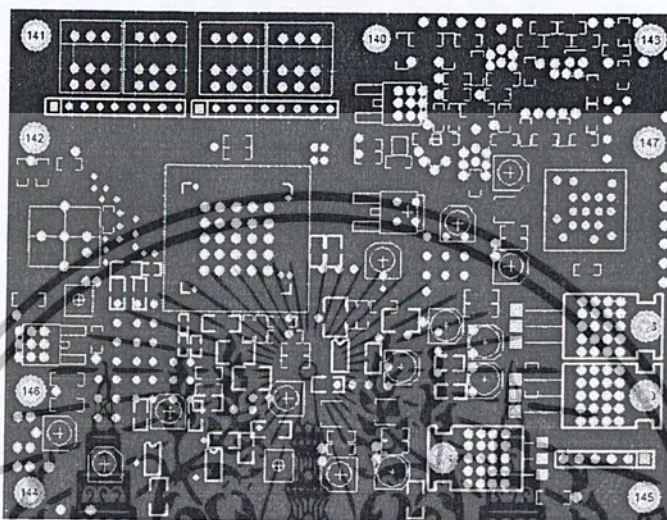
รูปที่ 3.18 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.10 การออกแบบลายวงจร (PCB)

การออกแบบลายวงจรตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1

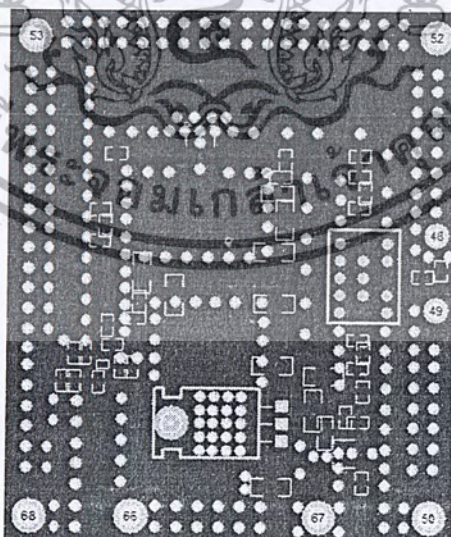
3.1.11.1 ลายวงจร (PCB) วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)



รูปที่ 3.19 ลายวงจร (PCB) วงจรสังเคราะห์ความถี่

3.1.11.2 ลายวงจร (PCB) วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

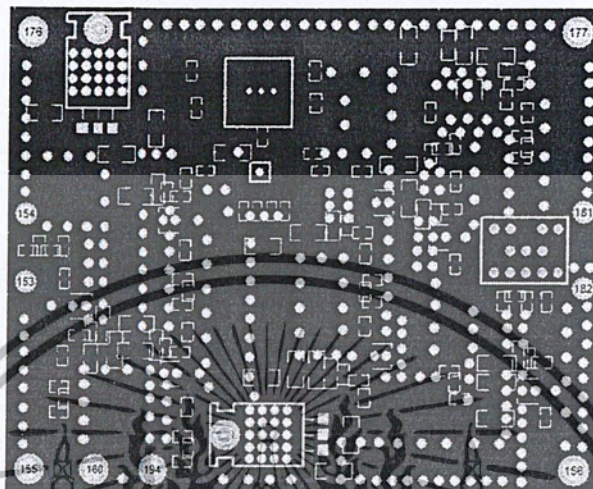
วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer)



รูปที่ 3.20 ลายวงจร (PCB) วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์

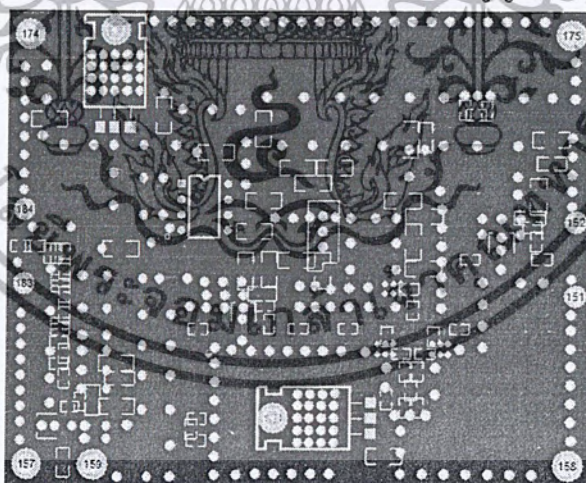
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.11.3 ลายวงจร (PCB) วงจรลดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและ วงจรมิกเซอร์ (Mixer)



รูปที่ 3.21 ลายวงจร(PCB)วงจรลดทอนวงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์

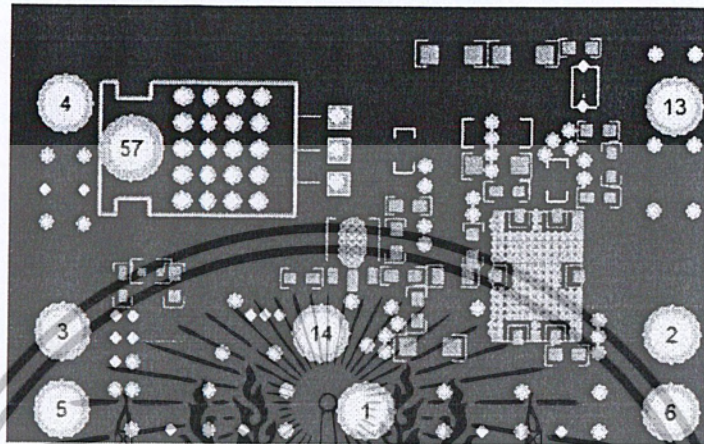
3.1.11.4 ลายวงจร (PCB) วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) วงจรลดทอน (Attenuator) และวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.22 ลายวงจร (PCB) วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ วงจรลดทอน
และวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.11.5 ลายวงจร (PCB) วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรดีเทคเตอร์ (Detector)



รูปที่ 3.23 ลายวงจร (PCB) วงจรขยายกำลัง และวงจรดีเทคเตอร์

3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- 3.2.1 Network Analyzer
- 3.2.2 Spectrum Analyzer
- 3.2.3 Signal Generator
- 3.2.4 Power Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1 สามารถเก็บผลการทดลองได้ดังนี้

3.3.1 การวัดผลวงจรถูเพิลิกเซอร์ (Duplexer)

- 1) ต่อคูเพิลิกเซอร์เข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)
- 2) วัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss และค่าอิมพีแดนซ์ ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz
- 3) วัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss และค่าอิมพีแดนซ์ ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz

3.3.2 การวัดผลวงจรถูสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

- 1) ต่อวงจรถูสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer ทางด้านเอาต์พุต กำหนดค่า Attenuation 30 dB และป้อนไฟให้กับวงจร +15 โวลต์ เพื่อวัดค่าแอมพลิจูดเทียบกับความถี่ของวงจรถูสังเคราะห์ความถี่ เพื่อดูว่าวงจรสามารถทำงานได้ในความถี่เท่าไร
- 2) ต่อวงจรถูสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer ทางด้านเอาต์พุต กำหนดค่า Attenuation 30 dB และป้อนไฟให้กับวงจร +15 โวลต์ เพื่อวัดค่า Phase Noise ของวงจรถูสังเคราะห์ความถี่ โดยทำการปรับค่า Span ของ Spectrum Analyzer และตั้งเกตค่า Phase Noise ที่เกิดขึ้น และทำการเปลี่ยนแปลงการ Span ค่าของ Spectrum Analyzer ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะพบว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงของ Phase Noise

3.3.3 การวัดผลวงจรถูขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรถูขยายสัญญาณและวงจรถูมิกเซอร์ (Mixer)

- 1) ต่อวงจรรวมของวงจรถูขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรถูขยายสัญญาณและวงจรถูมิกเซอร์ (Mixer) ฝั่ง downlink (1920 – 1980 MHz) ให้ทางด้านอินพุตต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 1940 MHz และทางด้าน LO ของวงจรถูมิกเซอร์ต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณอีกตัว เพื่อสร้างสัญญาณแทนสัญญาณจากวงจร

Frequency Synthesizer โดยตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 1800 MHz และทางด้านเอาต์พุตต่อเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuation 30 dB และจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร +5V เพื่อวัดอัตราขยายของวงจรรวมและฝั่ง Uplink (2110 -2170 MHz) ทางด้านอินพุตต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 2150 MHz และทางด้าน LO ของวงจรมิกเซอร์ตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 2010 MHz และทำการทดลองเช่นเดียวกับฝั่ง Downlink (1920 – 1980 MHz)

3.3.4 การวัดผลวงจรถดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

1) ด้านอินพุตของวงจรรวมของวงจรถดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ตั้งค่าความถี่ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ไว้ที่ 160 MHz และทางด้าน LO ของวงจรมิกเซอร์ต่อกับเครื่องกำเนิดสัญญาณอีกตัว เพื่อสร้างสัญญาณแทนสัญญาณจากวงจร Frequency Synthesizer โดยวงจรฝั่ง Downlink (1920 – 1980 MHz) จะตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 1920 MHz และทางด้านเอาต์พุตต่อเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuation 30 dB และจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร +5V เพื่อวัดอัตราขยายของวงจรรวม ทำการทดลองฝั่ง Uplink (2110 – 2170 MHz) เช่นเดียวกับฝั่ง Downlink โดยทางด้าน LO ของวงจรมิกเซอร์ตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 2120 MHz

3.3.5 การวัดผลวงจรรวมควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) วงจรถดทอน (Attenuator) และ วงจรขยายสัญญาณ

1) ต่ วงจรรวมของวงจรถดทอน (Analog Attenuator หรือ Pin Diode) และวงจรขยายสัญญาณ ฝั่ง downlink (1920 – 1980 MHz) ทางด้านอินพุตต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 1940 MHz และทางด้านเอาต์พุตต่อเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuation 30 dBm และจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร +5V เพื่อวัดอัตราขยายของวงจรรวม และฝั่ง uplink (2110 – 2170 MHz) ด้านอินพุตตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 2110 MHz

3.3.6 การวัดผลวงจขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถดทอน (Detector)

1) ต่ วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถดทอน (Detector) ทางอินพุตเข้ากับ Signal Generator และกำหนดค่า Attenuation ที่ฝั่งอินพุต 10 dB ป้อนสัญญาณที่ความถี่ 1950

MHz เพื่อวัดค่าอัตราขยาย (Gain) ที่ฝั่ง Uplink และที่ฝั่งเอาต์พุต ต่อดวงจรเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer กำหนดค่า Attenuation 30 dB และป้อนไฟเลี้ยงให้แก่วงจร +8 โวลต์ หลังจากวัดค่าอัตราขยาย (Gain) ที่ฝั่ง Uplink แล้วก็ทำการเปลี่ยนอินพุตที่ Signal Generator ให้จ่ายความถี่ที่ 2150 MHz เพื่อวัดอัตราขยายทางฝั่ง Downlink

2) ต่อดวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) เพื่อวัดค่า Output Power และค่า ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ทางอินพุตเข้ากับ Signal Generator และกำหนดค่า Attenuation ที่ฝั่งอินพุต 10 dB ป้อนสัญญาณที่มีความถี่ 1950 MHz เพื่อวัดค่า Output Power และค่า ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ที่ฝั่ง Uplink และที่ฝั่งเอาต์พุต ต่อดวงจรเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer กำหนดค่า Attenuation 30 dB และป้อนไฟเลี้ยงให้แก่วงจร +8 โวลต์ หลังจากวัดค่า Output Power และค่า ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ที่ฝั่ง Uplink แล้วก็ทำการเปลี่ยนอินพุตที่ Signal Generator ให้จ่ายความถี่ที่ 2150 MHz เพื่อวัดค่า Output Power และค่า ACPR ฝั่ง Downlink

3.3.7 การวัดผลของเครื่องทวนสัญญาณ

1) วัดเครื่องทวนสัญญาณทางด้านฝั่งรับ (Downlink) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2140 MHz โดยที่ฝั่งอินพุตของวงจรถีเทคเตอร์ป้อนสัญญาณขนาด 2140 MHz จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) และทางด้านเอาต์พุตของวงจรถีเทคเตอร์เข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuator 30 dB และป้อนไฟเลี้ยงจาก Supply voltage +5 โวลต์ เพื่อวัดค่าอัตราขยายของวงจรถีเทคเตอร์

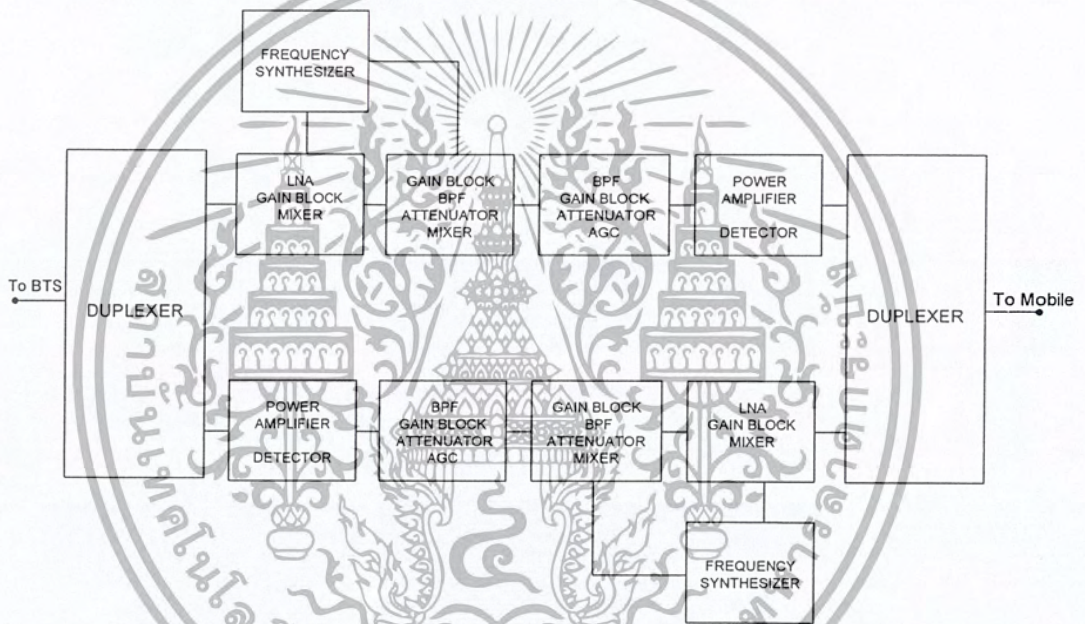
2) วัดเครื่องทวนสัญญาณทางด้านฝั่งส่ง (Uplink) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz โดยที่ฝั่งอินพุตของวงจรถีเทคเตอร์ป้อนสัญญาณขนาด 2140 MHz จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) และทางด้านเอาต์พุตของวงจรถีเทคเตอร์เข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuator 30 dB และป้อนไฟเลี้ยงจาก Supply voltage +5 โวลต์ เพื่อวัดค่าอัตราขยายของวงจรถีเทคเตอร์

3) ต่อดวงจรรวมตามบล็อกไดแกรม โดยที่ฝั่งอินพุตของวงจรถีเทคเตอร์ป้อนสัญญาณ จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) และทางด้านเอาต์พุตของวงจรถีเทคเตอร์เข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer และกำหนดค่า Attenuator 30 dB และป้อนไฟเลี้ยงจาก Supply voltage +5 โวลต์ เพื่อวัดค่าอัตราขยายของวงจรถีเทคเตอร์

บทที่ 4

ผลการทดลอง

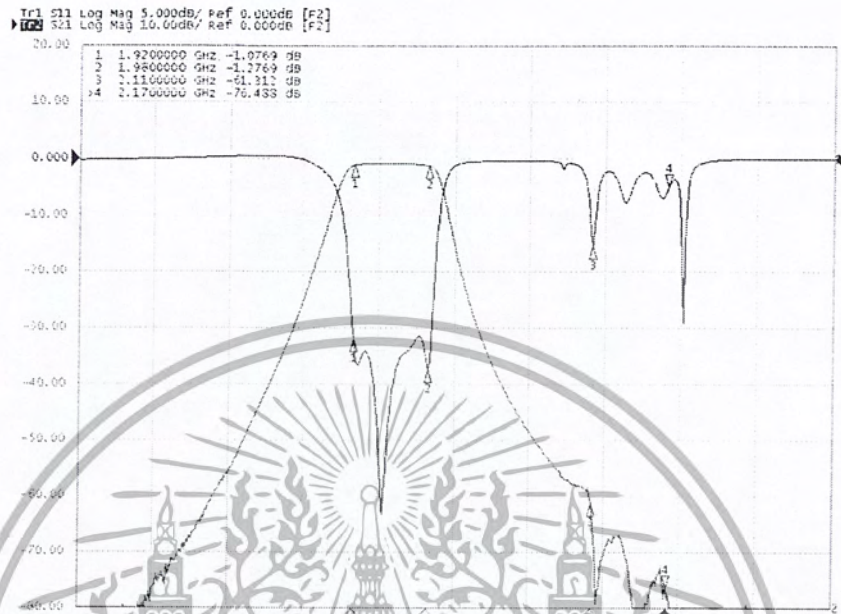
จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็กสามารถสามารถวัดผลการทดลองแบ่งเป็นบล็อกได้ตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.1



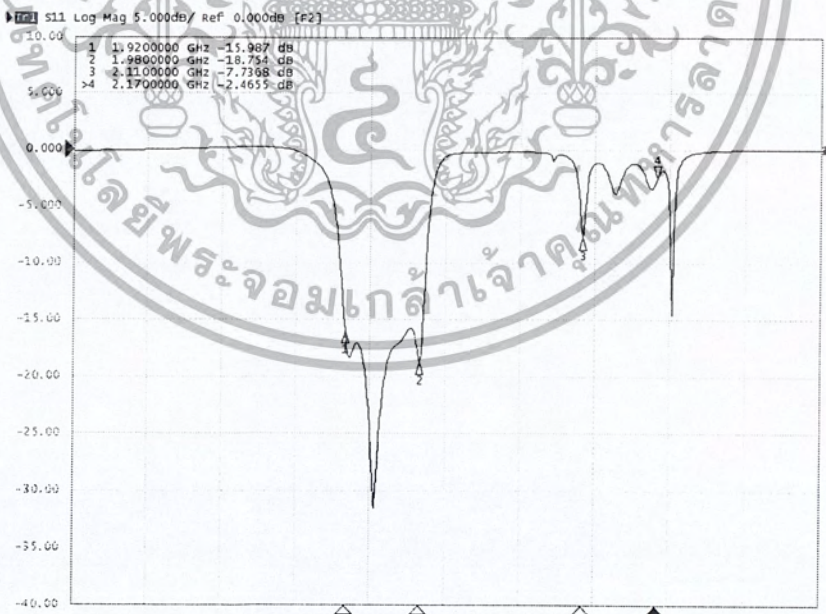
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 ผลการทดลองวงจรดูเพล็กซ์เซอร์ (Duplexer)

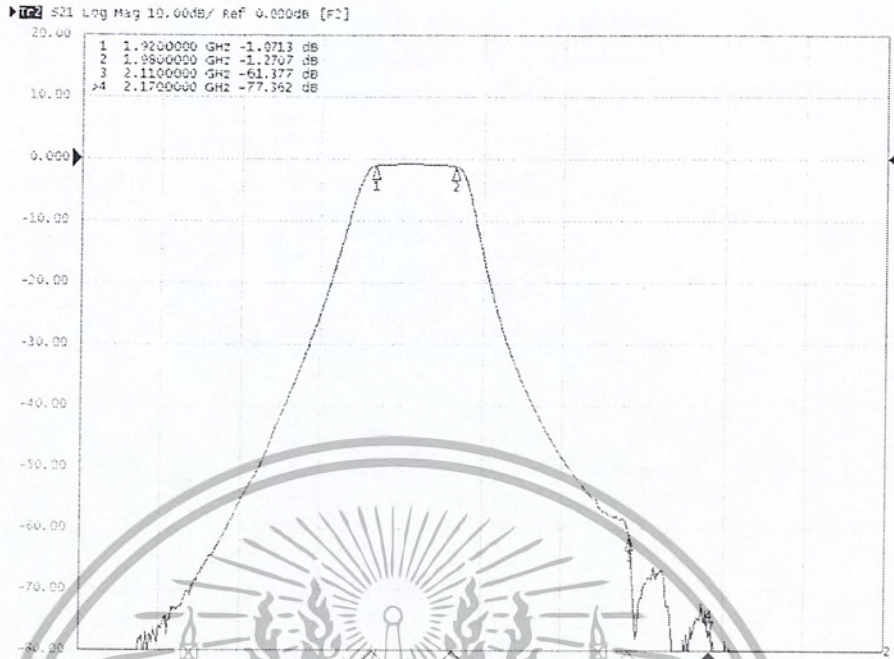


รูปที่ 4.2 ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss และ ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz

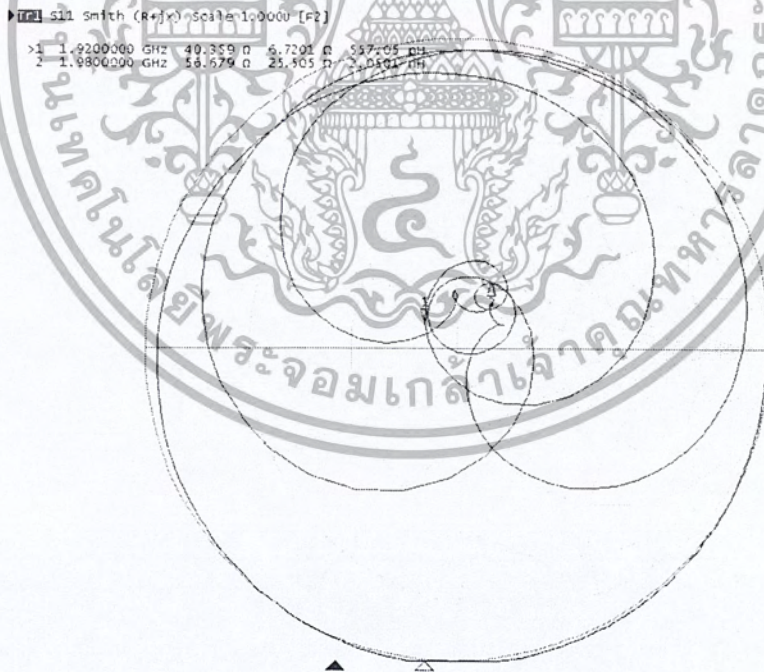


รูปที่ 4.3 ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

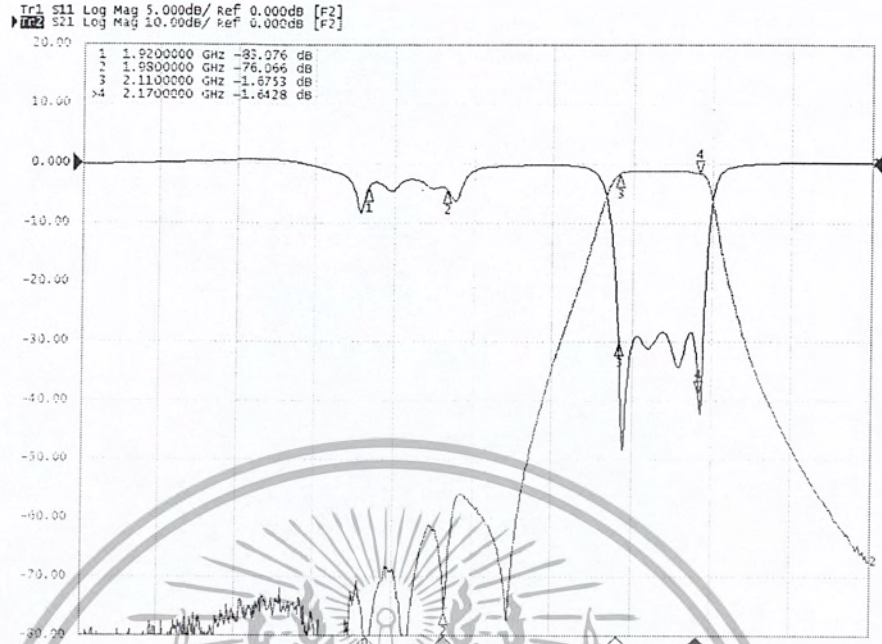


รูปที่ 4.4 ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz

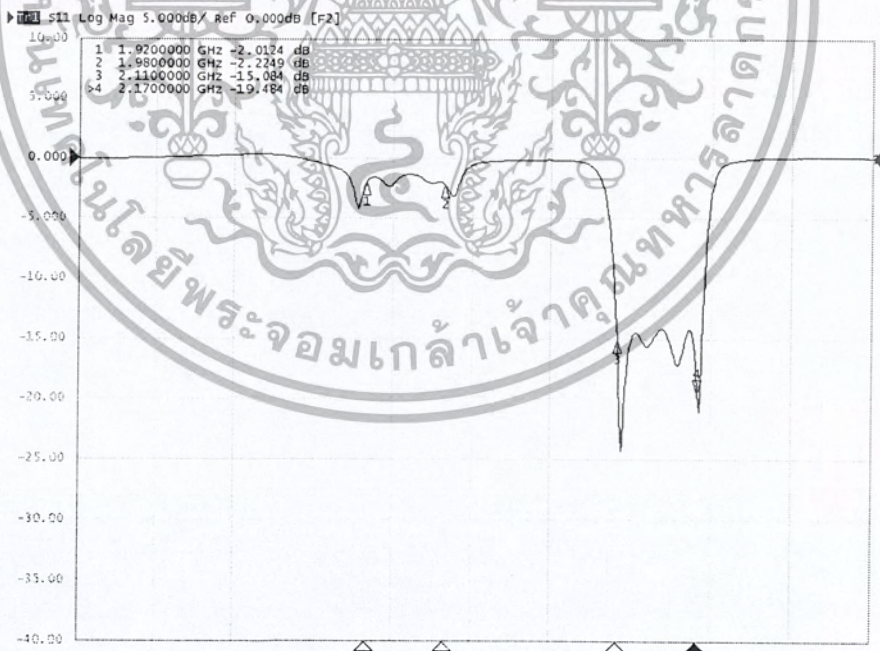


รูปที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์ ในช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

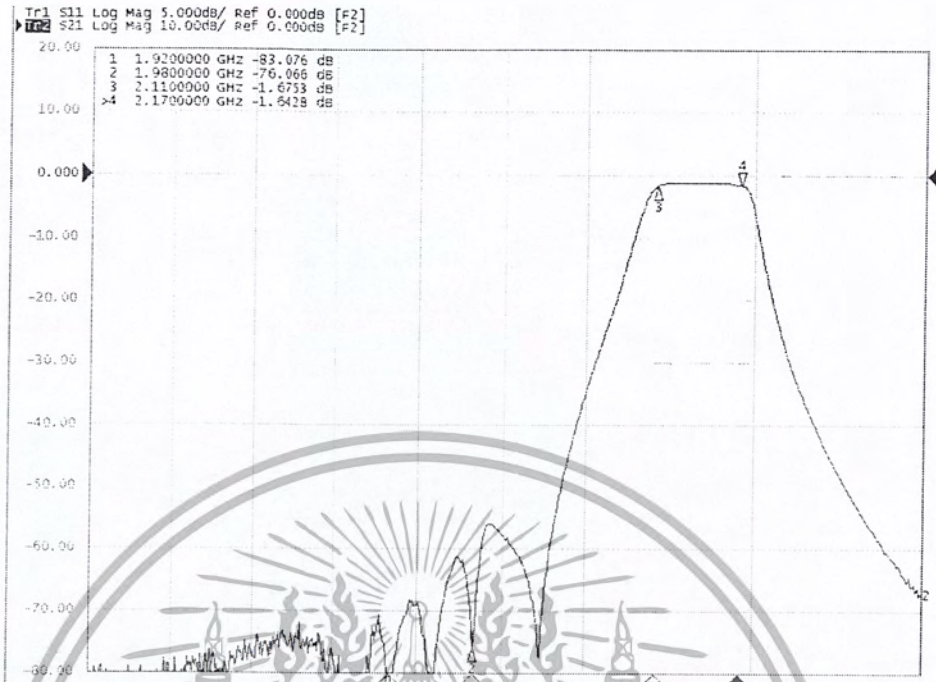


รูปที่ 4.6 ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss และ ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz



รูปที่ 4.7 ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz



รูปที่ 4.9 ค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์ในช่วงความถี่ 2110 – 2170 MHz

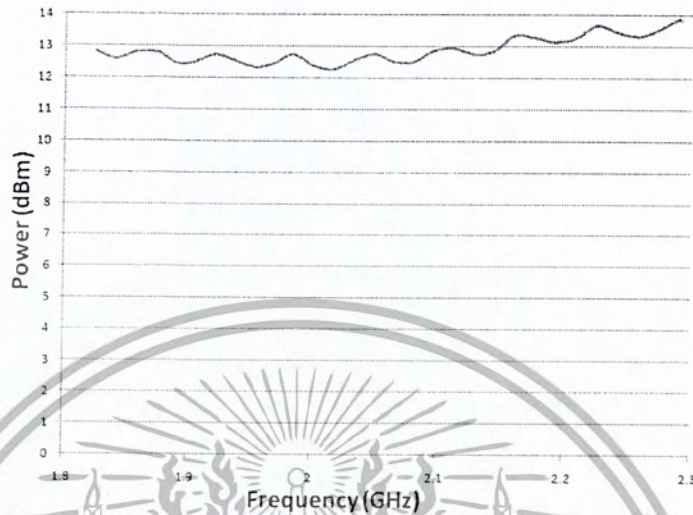
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติต่างๆของคูเพล็กเซอร์ ในช่วงความถี่ 1920 – 2170 MHz

ความถี่ (MHz)	ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ (dB)	อัตราการสูญเสียการส่งผ่าน (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (โอห์ม)
1920	-15.987	-1.0768	40.359 ± j
1980	-18.754	-1.2769	56.679 ± j
2110	-15.084	-1.6753	50.994 ± j
2170	-19.484	-1.6428	46.988 ± j

จากการทดลองด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลที่ได้จากการทดสอบนั้น พบว่ามีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยจากการทดสอบด้วยโปรแกรม Ansoft Designer จากการวัดค่าด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ช่วงความถี่ 1920 – 1980 MHz (Bandwidth 60 MHz (Rx)) อัตราการสูญเสียการย้อนกลับ -17.370 dB อัตราการสูญเสียการส่งผ่าน -1.177 dB ค่าอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่กลาง 1950 MHz ประมาณ 47.014 โอห์ม ช่วงความถี่ผ่าน 2110 -2170 MHz (Bandwidth 60 MHz (Tx)) อัตราการสูญเสียย้อนกลับ -17.284 dB อัตราการสูญเสียการส่งผ่าน -1.659 dB ค่าอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่กลาง 2140 MHz ประมาณ 49.012 โอห์ม ซึ่งในทางทฤษฎีค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับควรมีค่าน้อยกว่า -15 dB ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่านควรมีค่าเข้าใกล้ 0 dB และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ควรมีใกล้เคียง 50 โอห์ม จะเห็นได้ว่าผลจากการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

4.2 ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)



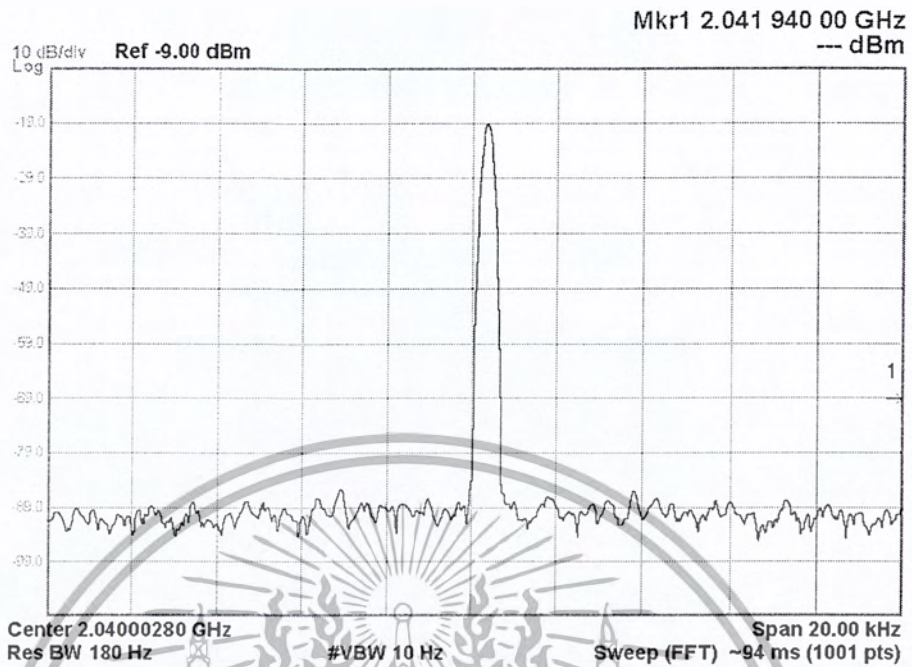
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่ากำลังและความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่

จากกราฟรูปที่ 4.9 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่ากำลังและความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) สามารถแจกแจงค่าออกมาได้ดังตารางที่ 4.2

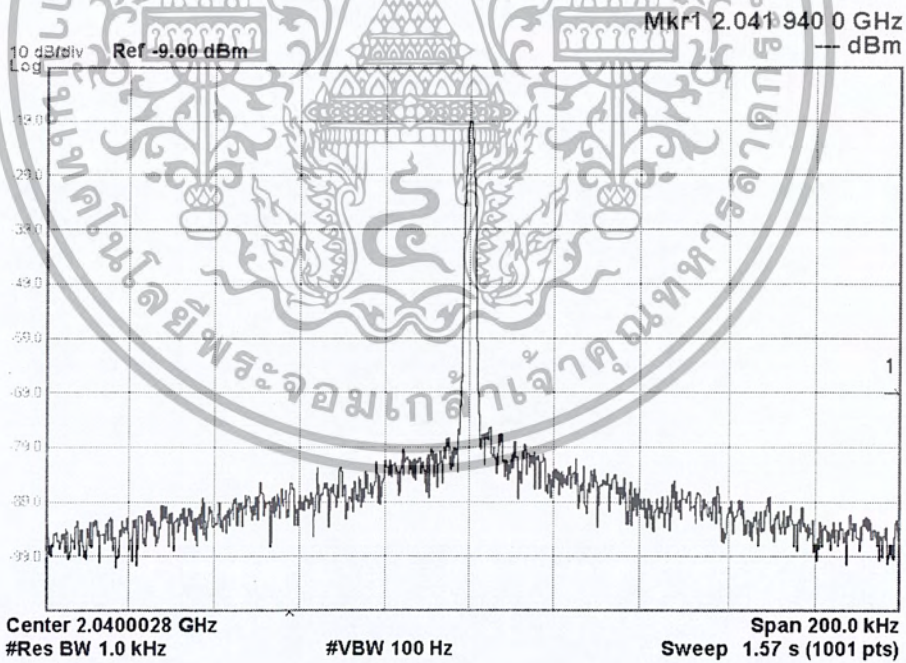
ตารางที่ 4.2 แสดงค่ากำลังและความถี่ของวงจรถ่ายความถี่ (Frequency Synthesizer)

ความถี่ (GHz)	กำลังงาน (dBm)	ความถี่ (GHz)	กำลังงาน (dBm)
1.824	12.84	2.064	12.53
1.840	12.59	2.080	12.52
1.856	12.80	2.096	12.86
1.872	12.79	2.112	12.95
1.888	12.48	2.128	12.75
1.904	12.49	2.144	12.86
1.920	12.74	2.160	13.34
1.936	12.57	2.176	13.28
1.952	12.34	2.192	13.15
1.968	12.47	2.208	13.27
1.984	12.74	2.224	13.68
2.000	12.40	2.240	13.44
2.016	12.28	2.256	13.32
2.032	12.55	2.272	13.54
2.048	12.76	2.288	13.88

จากตารางที่ 4.2 และกราฟสามารถสรุปได้ว่าวงจรถ่ายความถี่สามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.824 GHz ไปจนถึง 2.288 GHz ซึ่งครอบคลุมช่วงความถี่ที่เราต้องการใช้งานและมีกำลังงานเอาต์พุตอยู่ที่ประมาณ 12.90 dBm จะสังเกตได้ว่าในช่วงความถี่ที่วงจรถ่ายความถี่สามารถทำงานได้ มีค่ากำลังงานที่ค่อนข้างจะเท่ากันทุกๆความถี่ แสดงว่าวงจรมีประสิทธิภาพในการทำงานในช่วงความถี่ดังกล่าว

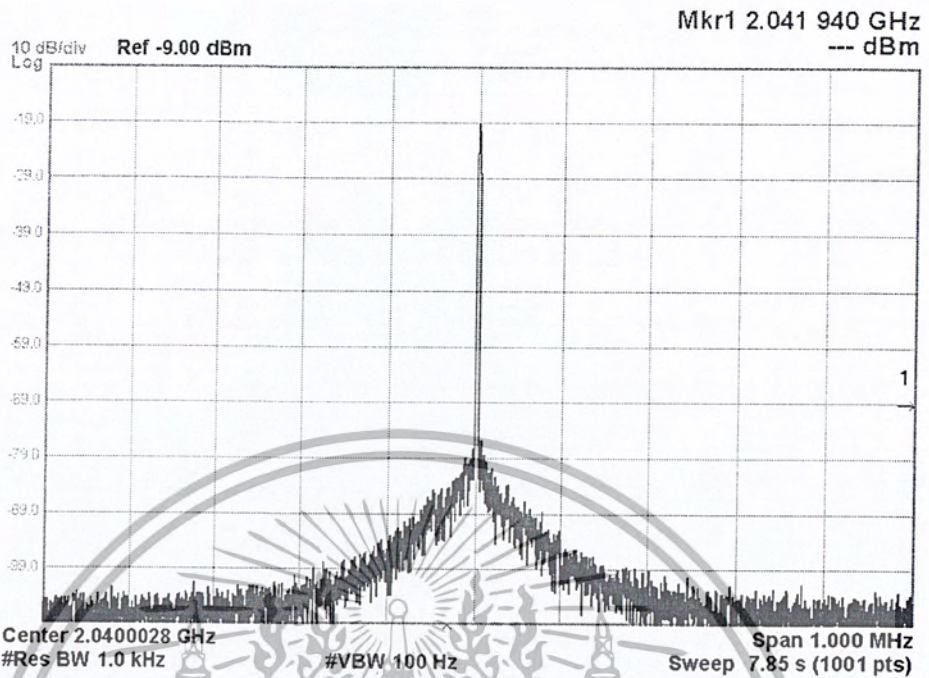


รูปที่ 4.11 ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz และ Span 20 kHz



รูปที่ 4.12 ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz และ Span 200 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



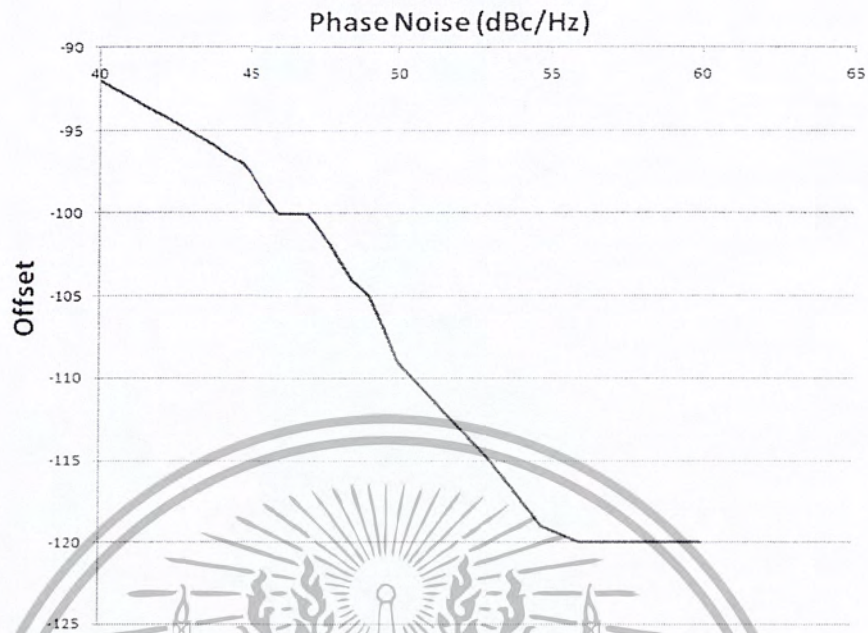
รูปที่ 4.13 ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เมื่อค่าออฟเซต (Offset) 20 kHz
และ Span 1 MHz

จากรูปการวัดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) สามารถแจกแจงออกมาได้ค่าต่างๆ ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงค่า Offset เปรียบเทียบกับค่า Phase Noise

Offset (log) kHz	Phase Noise (dBc/Hz)
10	-92
20	-95
30	-97
40	-100
50	-100
60	-102
70	-104
80	-105
90	-107
100	-109
200	-115
300	-119
400	-120
500	-120
600	-120
700	-120
800	-120
900	-120
1000	-120

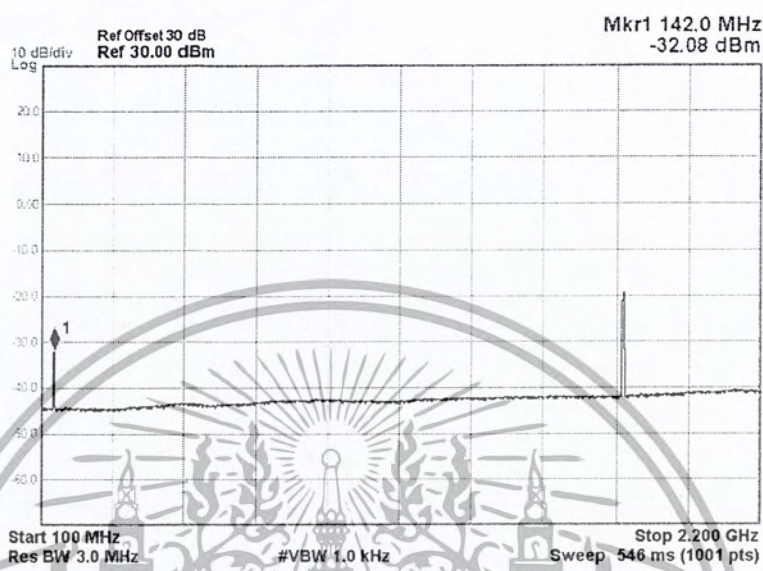
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



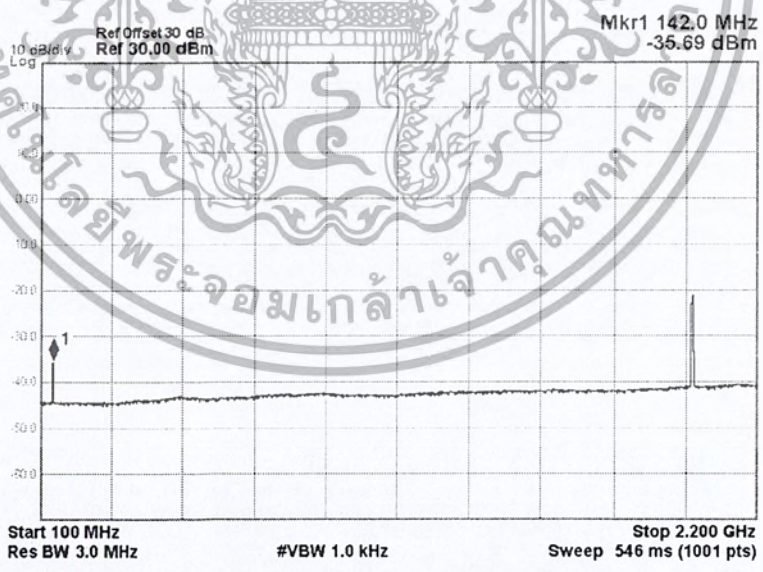
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงค่าออฟเซต (Offset) เปรียบเทียบกับค่า Phase Noise

จากกราฟกำหนดให้แกน x คือค่าออฟเซต (Offset) และแกน y คือค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) จะพบว่าเมื่อเพิ่มค่าออฟเซต (Offset) มากขึ้นเรื่อยๆ จะพบว่าค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) ของวงจรเริ่มมีค่าคงที่ และค่าเริ่มน้อยลงเรื่อยๆ และเมื่อค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) ยิ่งน้อย ประสิทธิภาพของวงจรจะยิ่งดีมากขึ้น

4.3 ผลการทดลองวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer)



รูปที่ 4.15 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 1920-1980 MHz

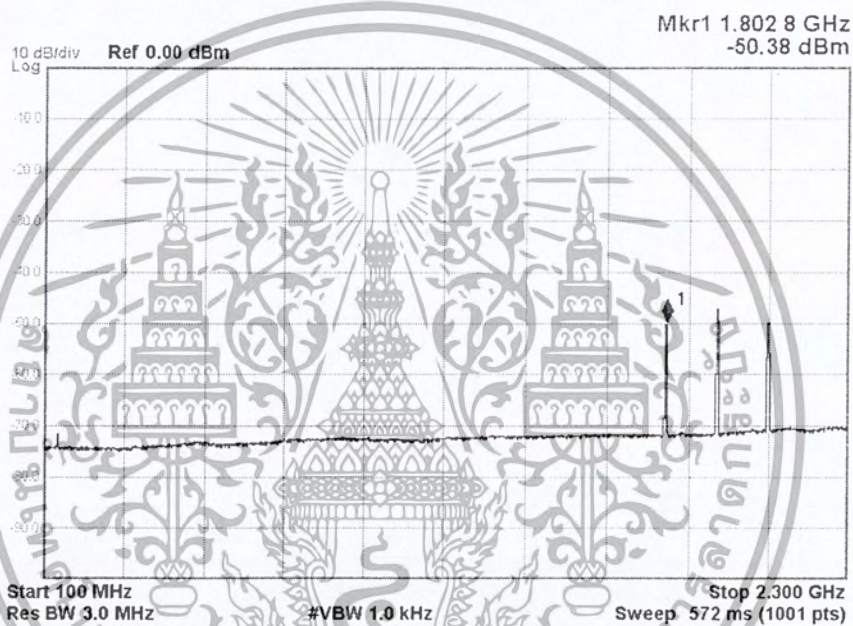


รูปที่ 4.16 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 2110 -2170 MHz

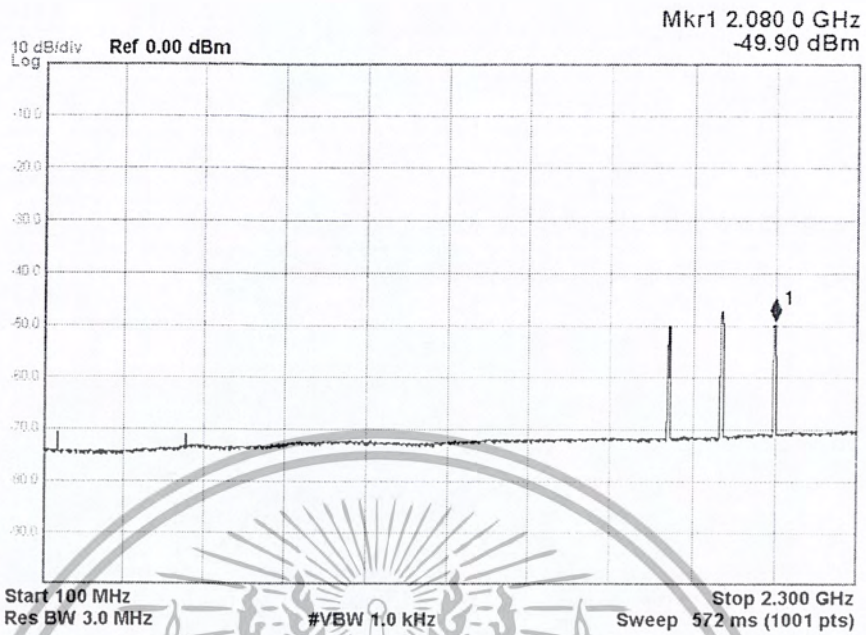
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรรวมของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) วงจรถ่ายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) จะได้ความถี่เอาต์พุตที่ฝั่ง Uplink (ความถี่ 1940 MHz) และที่ฝั่งความถี่ Downlink (ความถี่ 2150 MHz) ได้ความถี่เอาต์พุต 160 MHz ตามสมการที่คำนวณ

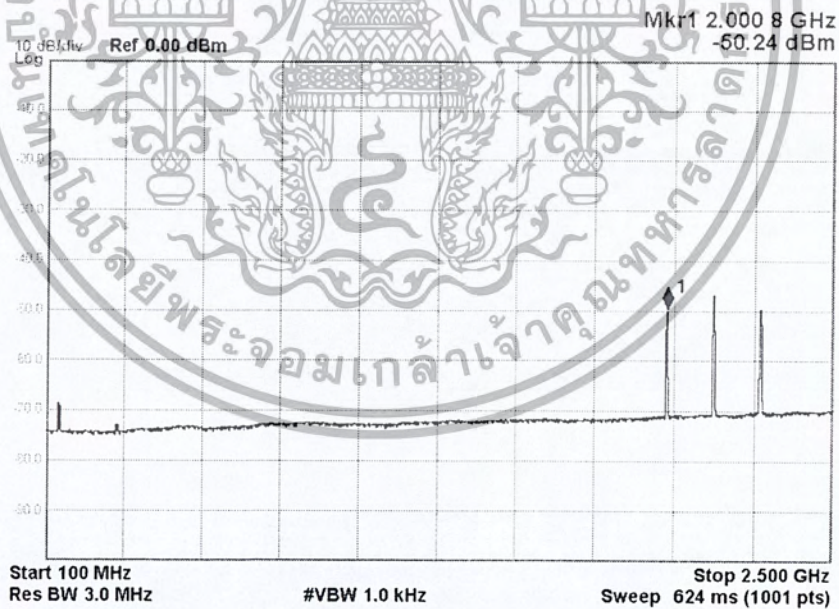
4.4 ผลการทดลองวงจรถดทอน (Attenuator) วงจรถ่ายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer)



รูปที่ 4.17 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรถดทอน (Attenuator) วงจรถ่ายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 1920-1980 MHz ได้ความถี่เอาต์พุต 1802 MHz

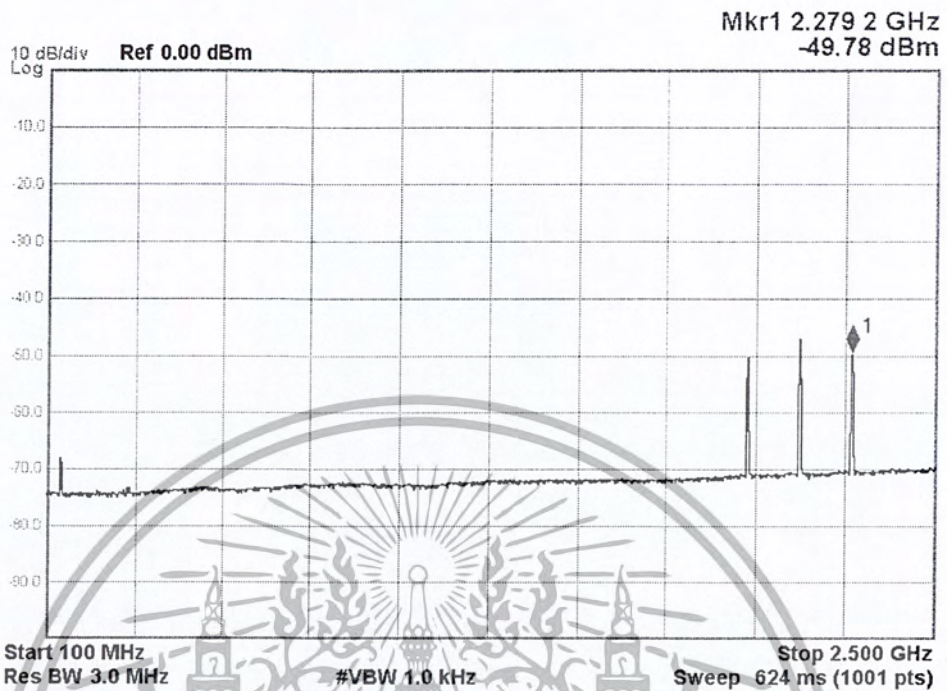


รูปที่ 4.18 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรลดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 1920-1980 MHz ได้ความถี่เอาต์พุต 2080 MHz



รูปที่ 4.19 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรลดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 2110-2170 MHz ได้ความถี่เอาต์พุต 2000 MHz

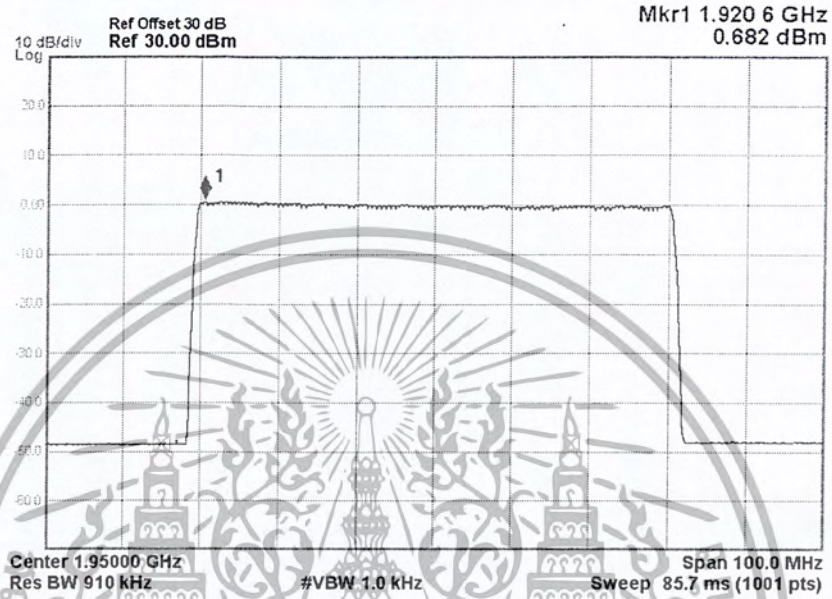
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



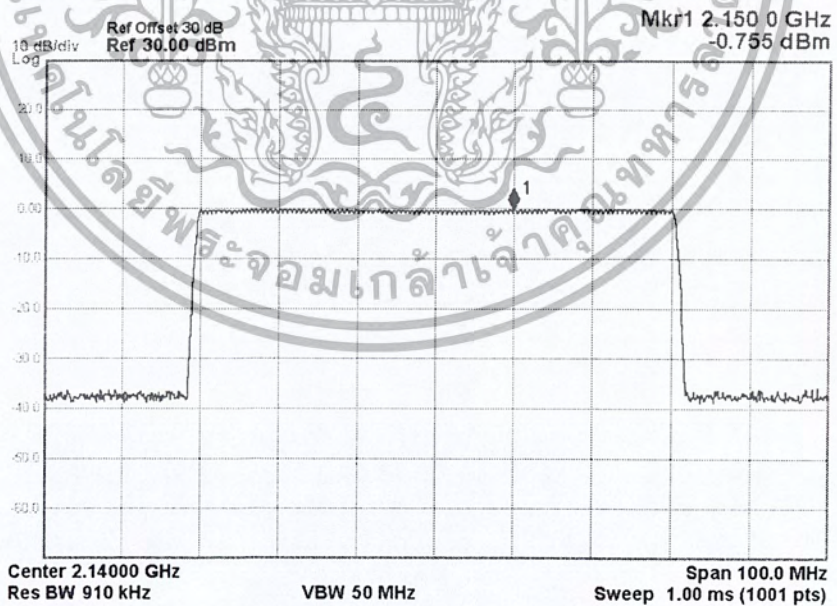
รูปที่ 4.20 แสดงความถี่เอาต์พุตของวงจรลดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ในช่วงความถี่ 2110-2170 MHz ได้ความถี่เอาต์พุต 2279 MHz

จากรูปวงจรรวมของวงจรลดทอน (Attenuator) วงจรขยายสัญญาณและวงจรมิกเซอร์ (Mixer) จะได้ความถี่เอาต์พุตที่ฝั่ง Uplink (1920-1980 MHz) 1802 MHz และ 2080 MHz และที่ฝั่งความถี่ Downlink (2110-2170 MHz) ได้ความถี่เอาต์พุต 2000 MHz และ 2279 MHz ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีทั้งสองฝั่ง

4.5 ผลการทดลองวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) วงจรลดทอน (Attenuator) และวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 4.21 ค่าอัตราขยายของวงจรในช่วงความถี่ 1920 - 1980 MHz

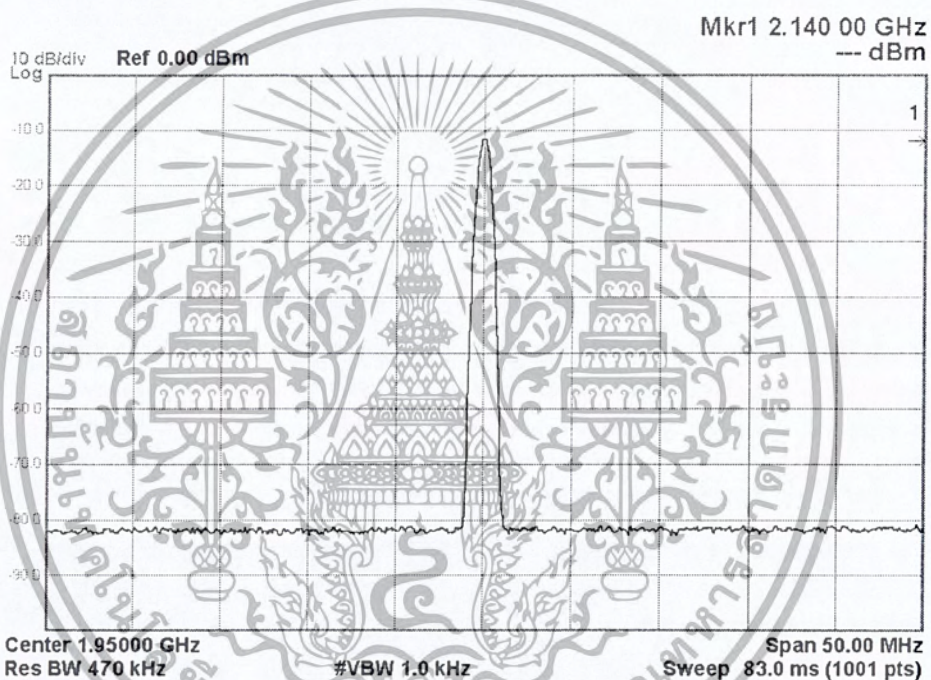


รูปที่ 4.22 ค่าอัตราขยายของวงจรในช่วงความถี่ 2110-2170 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะสามารถหาค่าอัตราขยายของวงจรลดทอน (Analog Attenuator หรือ Pin Diode) และวงจรขยายสัญญาณ โดยที่ฝั่งความถี่ Uplink (1920 - 1980 MHz) มีค่าอัตราขยายที่ 18.5 dBm และที่ฝั่งความถี่ Downlink (2110 - 2170 MHz) มีค่าอัตราขยายของวงจรที่ 18 dBm เช่นเดียวกันกับฝั่ง Uplink

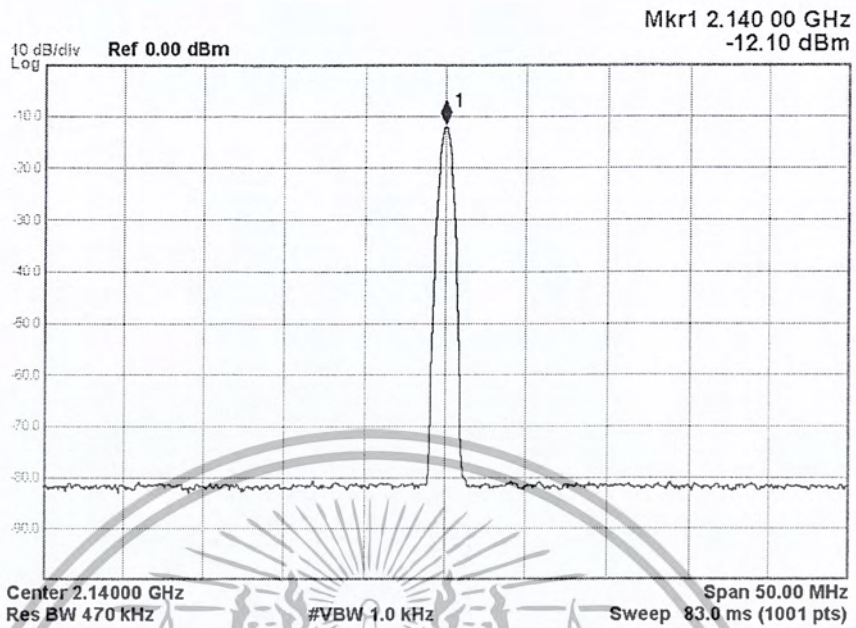
4.6 ผลการทดลองวงจรขยายกำลัง(Power Amplifier) และวงจรดีเทคเตอร์(Detector)



รูปที่ 4.23 อัตราขยายของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรดีเทคเตอร์ (Detector)

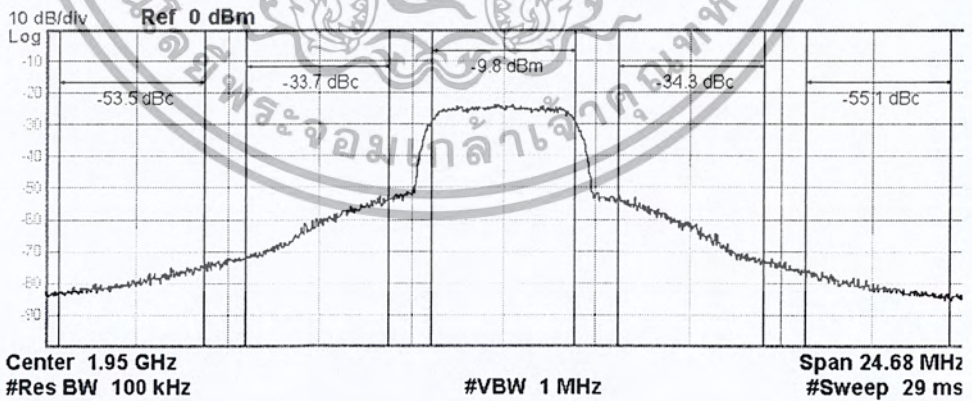
ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



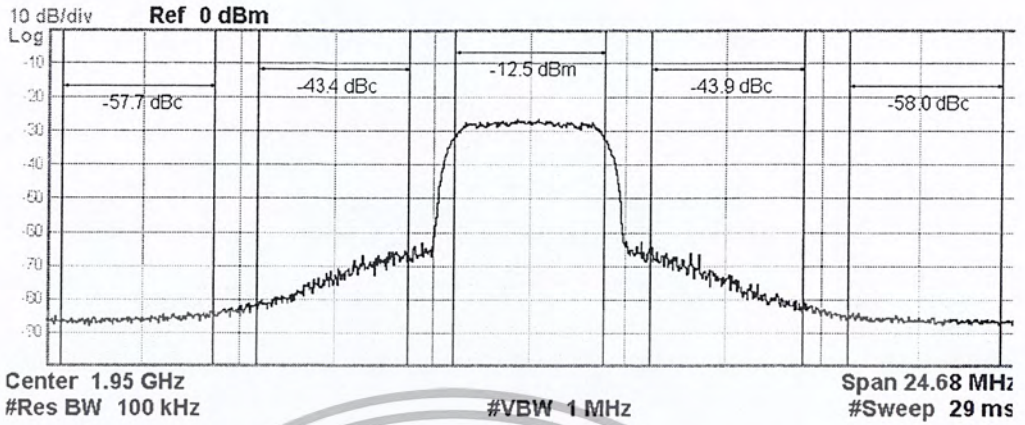
รูปที่ 4.24 อัตราขยายของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2140 MHz

จากรูปจะสามารถหาค่าอัตราขยายของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) โดยที่ฝั่งความถี่ Uplink (ความถี่ 1950 MHz) วงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) มีค่าอัตราขยายที่ 27.3 dBm และที่ฝั่งความถี่ Downlink (ความถี่ 2140 MHz) มีค่าอัตราขยายของวงจรถี 27.4 dBm เช่นเดียวกันกับฝั่ง Uplink

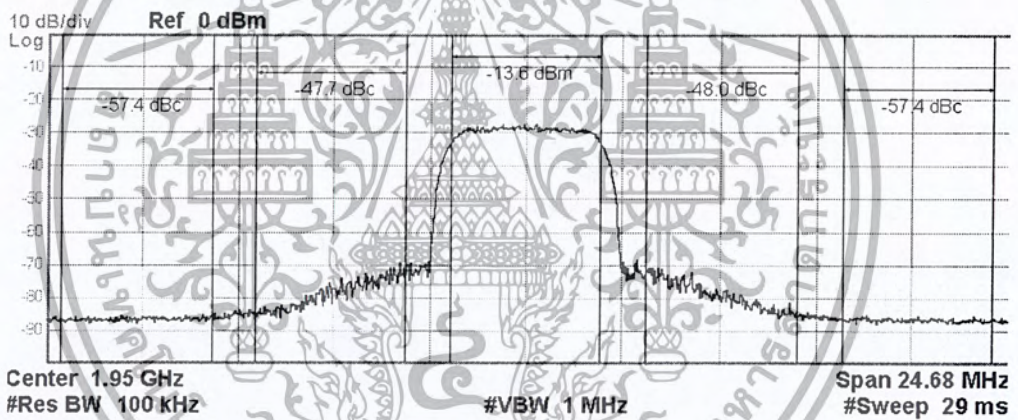


รูปที่ 4.25 ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz เมื่อค่า Output Power 22.7 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



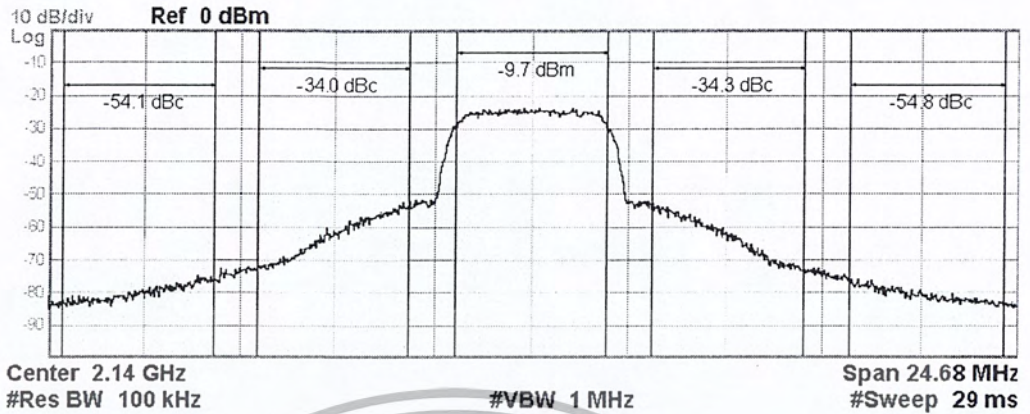
รูปที่ 4.26 ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz เมื่อค่า Output Power 19.9 dBm



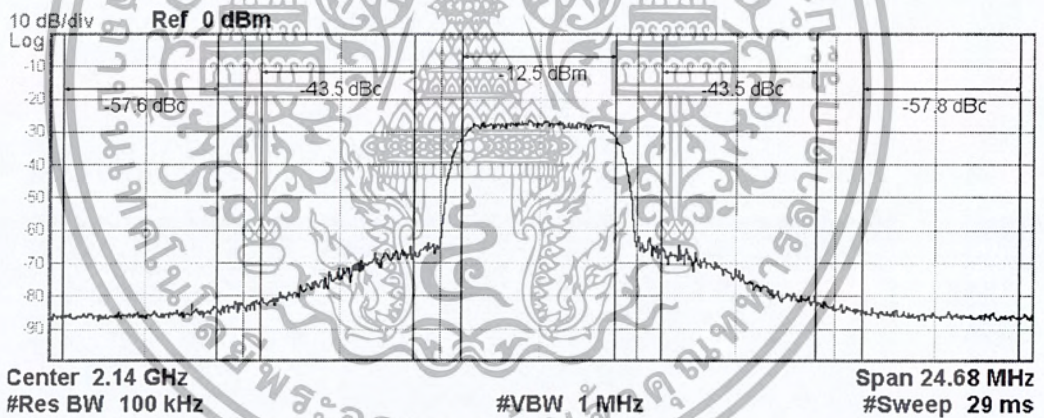
รูปที่ 4.27 ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz เมื่อค่า Output Power 18.8 dBm

จากรูปการวัดค่า Output Power ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1950 MHz จะได้ค่า Output Power ที่มากที่สุดที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ 22.7 dBm จะสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มค่า Power ที่ฝั่งอินพุต ค่า Output Power ของวงจรถีจะเพิ่มมากขึ้นเช่นเดียวกัน แต่สิ่งที่เกิดขึ้นมาพร้อมกับค่ากำลังที่สูงขึ้นนั่นคือ ค่า ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ซึ่งเป็นเสมือนสัญญาณรบกวนต่อช่องสัญญาณที่เราต้องใช้งาน ถ้า ACPR มีค่ามาก ก็จะหมายถึงว่ามีสัญญาณรบกวนต่อช่องสัญญาณมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

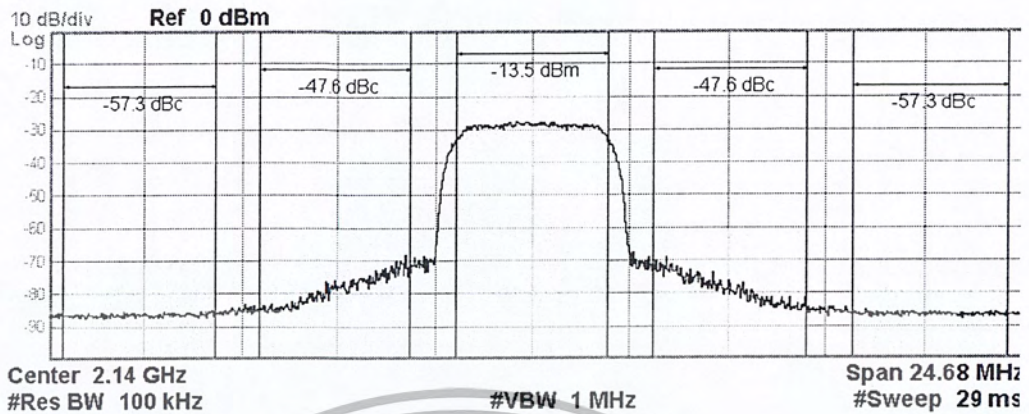


รูปที่ 4.28 ค่า ACPR ของวงขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรรีทีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 22.8 dBm



รูปที่ 4.29 ค่า ACPR ของวงขยายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรรีทีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 19.9 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

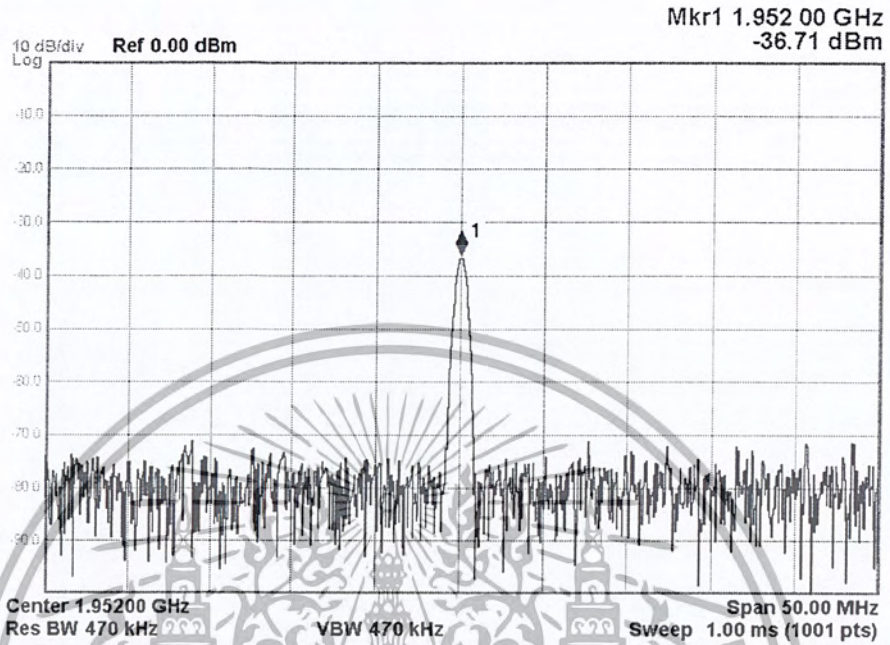


รูปที่ 4.30 ค่า ACPR ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.14 MHz เมื่อค่า Output Power 18.9 dBm

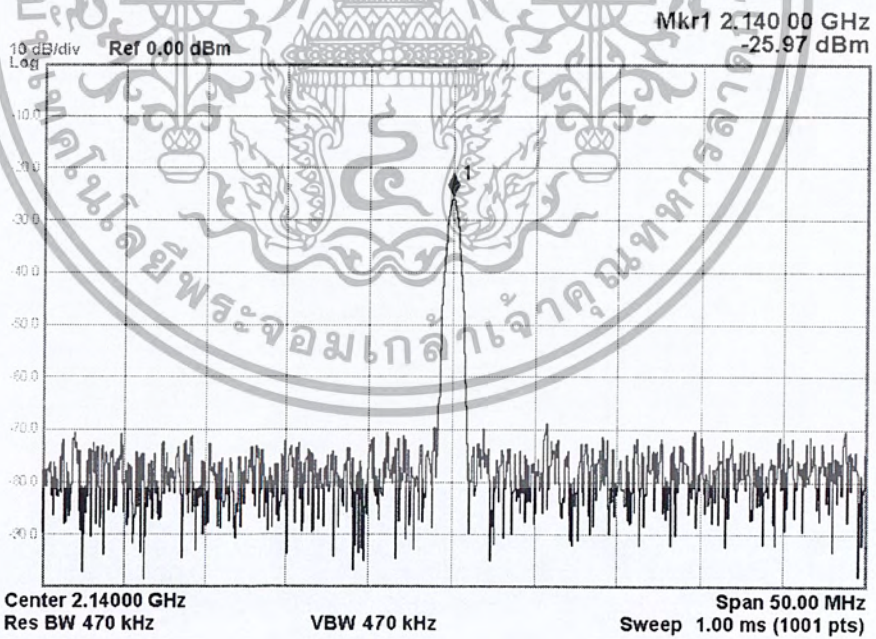
จากรูปการวัดค่า Output Power ของวงจรถายกำลัง (Power Amplifier) และวงจรถีเทคเตอร์ (Detector) ที่ความถี่ศูนย์กลาง 2140 MHz จะได้ค่า Output Power ที่มากที่สุดที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ 22.8 dBm จะสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มค่า Power ที่ฝั่งอินพุต ค่า Output Power ของวงจรถีจะเพิ่มมากขึ้นเช่นเดียวกัน แต่สิ่งที่เกิดขึ้นมาพร้อมกับค่ากำลังที่สูงขึ้นนั่นคือ ค่า ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ซึ่งเป็นเสมือนสัญญาณรบกวนต่อช่องสัญญาณที่เราต้องใช้งาน ถ้า ACPR มีค่ามาก ก็จะหมายถึงว่ามีสัญญาณรบกวนต่อช่องสัญญาณมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ผลการทดสอบของเครื่องทวนสัญญาณ



รูปที่ 4.31 ค่าอัตราการขยายของเครื่องทวนสัญญาณที่ความถี่ฝั่งส่ง (Uplink)



รูปที่ 4.32 ค่าอัตราการขยายของเครื่องทวนสัญญาณที่ความถี่ฝั่งส่ง (Downlink)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปพบว่าที่ฝั่งรับ (Downlink) ความถี่ 2110 – 2170 MHz มีค่าอัตราการขยายของวงจรร
ที่ 47.5 dBm และที่ฝั่งส่ง (Uplink) ความถี่ 1920 – 1980 MHz มีค่าอัตราการขยายของวงจรรที่ 48
dBm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

ปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบเครื่องทวนสัญญาณขนาดเล็กเพื่อประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบ WCDMA ฟังส่ง (Uplink) ที่ความถี่ 1920 – 1980 MHz และฟังรับ (Downlink) ที่ความถี่ 2110 – 2170 MHz

จากการทดสอบพบว่าที่ฟังรับ (Downlink) ความถี่ 2110 – 2170 MHz มีค่าอัตราการขยายของวงจรที่ 47.5 dBm และที่ฟังส่ง (Uplink) ความถี่ 1920 – 1980 MHz มีค่าอัตราการขยายของวงจรที่ 48 dBm ซึ่งเมื่อเทียบกับค่าอัตราขยายของวงจรที่ตั้งเป้าหมายไว้คือ 30 – 60 เดซิเบล พบว่าค่าอัตราขยายของสัญญาณคลาดเคลื่อนไปประมาณ 12 เดซิเบล ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้และยังสามารถนำไปใช้งานได้จริง แต่เนื่องจากเครื่องทวนสัญญาณที่ความถี่สูง ขณะที่เราทำการทดลองบางส่วนไม่มีการป้องกันวงจรจากสัญญาณรบกวนภายนอก หรืออาจจะป้องกันไม่มิดชิด จึงทำให้ผลการทดลองผิดพลาด และเครื่องทวนสัญญาณยังไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ที่ละ 1 เดซิเบลตามที่คาดหวัง เพราะการออกแบบลายวงจรผิดพลาด

5.2 ข้อเสนอแนะ

- ในการออกแบบลายวงจรควรรีเช็คอุปกรณ์แต่ละตัวให้เข้าใจก่อน แล้วจึงทำการตัดสินใจในการออกแบบลายวงจร เพื่อที่จะได้ลายวงจรที่ถูกต้องแม่นยำ
- ควรรีเช็คการทำงานของวงจรและหน้าที่ต่างๆของตัวอุปกรณ์ให้เข้าใจ และมั่นใจว่าอุปกรณ์แต่ละตัวสามารถหาซื้อได้ง่าย เพราะอุปกรณ์ความถี่สูงแต่ละตัวเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เฉพาะ หาซื้อได้ยาก และค่อนข้างราคาสูง

บรรณานุกรม

- [1] Chris Bowick, *RF Circuit Design*. 1st. Carmel,IN: Howard W.Sams&company ,1990.
- [2] Michal Odyniec, *RF And Microwave Oscillator Design*. Norwood ,MA: ARTECH HOUSE
INC,2002



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้