

การออกแบบสายอากาศอาร์เรย์เพื่อประยุกต์ใช้

ทำสายอากาศชนิดปรับตัว

DESIGN OF PHASED ARRAY FOR THE APPLICATION
OF ADAPTIVE ANTENNA



โดย

นายศรัณย์ เมืองไทย

นายสรศักดิ์ จักรธีรังกูร

816177
2543

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42346
วัน, เดือน, ปี 17 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสายอากาศอาร์เรย์เพื่อประยุกต์ใช้

ทำสายอากาศชนิดปรับตัว

DESIGN OF PHASED ARRAY FOR THE APPLICATION
OF ADAPTIVE ANTENNA

โดย

นายศรัณย์ เมืองไทย 40010761

นายสรศักดิ์ จักรธีรังกูร 40010822

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

อ. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6/1203A12

การออกแบบสายอากาศอาร์เรย์เพื่อประยุกต์ใช้ทำสายอากาศชนิดปรับตัว
DESIGN OF PHASED ARRAY FOR THE APPLICATION OF
ADAPTIVE ANTENNA

โดย นายศรัณย์ เมืองไทย 40010761
นายสรศักดิ์ จักรธีรังกูร 40010822

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์
อ.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาหลักการของสายอากาศชนิดปรับตัว โดยมีคุณสมบัติในการรับสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งในขณะเดียวกันสามารถที่จะลดความไวต่อสัญญาณรบกวนได้ จากนั้นได้ออกแบบระบบสายอากาศอาร์เรย์ เพื่อใช้เป็นส่วนฮาร์ดแวร์ของสายอากาศชนิดปรับตัว ซึ่งเป็นสายอากาศภาครับแบบแอคทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่มีความสามารถในการผสมสัญญาณในตัวเอง โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยสายอากาศแอคทีฟจำนวน 4 องค์ประกอบ โดยเป็นท่อนำคลื่นปลายเปิด แต่ละองค์ประกอบมีกั้นไดโอดทำหน้าที่ผลิตความถี่ท้องถิ่นที่ 10.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้รับสัญญาณเบสแบนด์ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ที่มอดูเลตมาที่คลื่นพาหะ 10.6 กิกะเฮิร์ตซ์ และส่วนวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม 4 วงจรที่ทำการดีเทคสัญญาณเบสแบนด์ เพื่อใช้เป็นอินพุทของส่วนซอฟต์แวร์ของสายอากาศชนิดปรับตัว

ABSTRACT

This project is concerned with the principle of an adaptive antenna which can extract desired signal from the noise. Then the antenna array system for using as the hardware of adaptive antenna has been designed. This antenna is an active receiving linear array antenna, which has capability to mix signals internally. The antenna structure is composed of four array elements which is an open-ended waveguide. Each element has a Gunn oscillator to generate the local frequency of 10.5 GHz and to receive baseband signal 1 kHz with carrier 10.6 GHz. And four FM receivers used for detection the baseband signal which is used as input of the software of adaptive antenna.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบสายอากาศอาร์เรย์เพื่อประยุกต์ใช้ทำสายอากาศชนิดปรับตัว

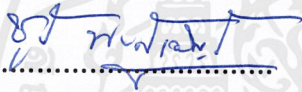
DESIGN OF PHASED ARRAY FOR THE APPLICATION OF ADAPTIVE ANTENNA

ผู้จัดทำ

1. นายศรัณย์ เมืองไทย 40010761
2. นายสรศักดิ์ จักรธีรังกูร 40010822



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. ชுவค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 การกรองตำแหน่งและทิศทาง	3
2.2 การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักเพื่อรับสัญญาณ และกำจัดสัญญาณรบกวน	6
2.3 สายอากาศอินทีเกรตและอินทีเกรตแอกทีฟ	7
2.4 สายอากาศอาร์เรย์	8
2.5 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ 1 องค์ประกอบ	8
2.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	9
2.7 สมการการแพร่กระจายคลื่น	10
2.8 สมการการส่งคลื่นของฟรีส	14
2.9 คุณลักษณะของสายอากาศแอกทีฟ	14
2.9.1 ค่าการสูญเสียของการแปลงผันและอัตราการขยายของการแปลงผัน	14
2.9.2 แบนด์วิดท์ของอินเจ็กชันล็อกกิ้ง	15
2.10 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก	16
2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	16
2.10.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์	17
2.10.2.1 เสถียรภาพ	17
2.10.2.2 เกนสูงสุดที่สามารถขยายได้	18
2.10.2.3 การเข้าคู่แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน	18
2.10.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส	18
2.10.2.5 การคำนวณ โดยกำหนดค่าเกนใดๆ	19
2.10.2.6 วงกลมเสถียรภาพ	19
2.10.3 อิมพีแดนซ์แมชชิง	20
2.11 หลักการทั่วไปของเครื่องรับเอฟเอ็ม	21
2.12 วงจรออสซิลเลเตอร์	22
2.12.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป	22
2.12.1.1 วงจรเฟสล็อกกลูป	23
2.12.1.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลูป	29
2.12.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	32
2.12.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน	34
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	39
3.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเอง	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.1.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกที่ฟองค์ประกอบเดี่ยว	39
3.1.2 ขนาดของท่อนำคลื่น	39
3.1.3 ตำแหน่งของก้านนำไดโอด สกรูจูน และวาแรกเตอร์ไดโอด	40
3.1.4 สายอากาศแอกที่ฟาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเอง	41
3.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟ	41
3.3 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม	44
3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์	45
3.4.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดัน	46
3.4.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	47
3.4.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์	47
3.4.4 วงจรลูปฟิลเตอร์	48
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	51
4.1 การวัดอัตราขยายของสายอากาศอ้างอิง	51
4.2 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกที่ฟเดี่ยว	53
4.3 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกที่ฟาร์เรย์เชิงเส้น	58
4.4 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกที่ฟาร์เรย์	59
4.5 การวัดแบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้ง	61
4.6 วงจรขยายสัญญาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์	62
4.7 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปความถี่ 99.91 MHz	64
4.7.1 วงจรวีซีโอ	64
4.7.2 วงจรพรีสเกลเลอร์	65
4.7.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์	66
4.8 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม	67
4.8.1 วัดเอาต์พุทของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มทั้ง 4 วงจร	68
4.9 การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้	73
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	80
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของสายอากาศชนิดปรับตัว	2
รูปที่ 2.2 องค์ประกอบของตัวประมวลสัญญาณแบบปรับตัว	2
รูปที่ 2.3 แบบรูปเจาะจงทิศทางสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น	4
รูปที่ 2.4 แบบรูปเจาะจงทิศทางสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น	5
รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของแถวลำดับสำหรับตัวอย่างการกำจัดสัญญาณรบกวน	6
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ 1 องค์ประกอบ	8
รูปที่ 2.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำคลื่นปลายเปิด 1 องค์ประกอบ	11
รูปที่ 2.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำคลื่นปลายเปิด 4 องค์ประกอบ	13
รูปที่ 2.9 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	15
รูปที่ 2.10 การวัดค่าอัตราขยายอินเทกซ์ชั่นล็อกกิ้งและค่าอินเทกซ์ชั่นล็อกกิ้งแบนด์วิดท์ของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	16
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	17
รูปที่ 2.12 การแมชชิงอิมพีแดนซ์	20
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม	21
รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	22
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป	24
รูปที่ 2.16 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	24
รูปที่ 2.17 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน	24
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูป	29
รูปที่ 2.19 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	30
รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป	31
รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น Step Function	31
รูปที่ 2.22 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส	33
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	34
รูปที่ 2.24 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม	34
รูปที่ 2.25 วงจรเรโซแนนซ์ขนาน	35
รูปที่ 2.26 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรขยายผลต่าง(Differential Amplifier)	36
รูปที่ 2.27 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	36
รูปที่ 2.28 วงจร FET Oscillator	37
รูปที่ 2.29 วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	37
รูปที่ 2.30 โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ปรับค่าได้ตามแรงดัน	38
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบเดี่ยว	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.2 ตำแหน่งที่เกิดค่าสนามไฟฟ้าสูงสุดในท่อนำคลื่น	40
รูปที่ 3.3 สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	41
รูปที่ 3.4 วงจรรวมของวงจรถยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟ	43
รูปที่ 3.5 วงจรถยายสัญญาณความถี่ 100 MHz ที่ทำการออกแบบ	44
รูปที่ 3.6 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม	44
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่	45
รูปที่ 3.8 วงรณำเนัดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีความถี่ที่ต้องการ 99.91 เมกะเฮิรตซ์	46
รูปที่ 3.9 การต่อวงจรของไอซี MC12017	47
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่	47
รูปที่ 3.11 วงจรลูปฟิลเตอร์	49
รูปที่ 3.12 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91 MHz	50
รูปที่ 4.1 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิงตัวที่ 1	51
รูปที่ 4.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิงตัวที่ 2	51
รูปที่ 4.3 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่าน	52
รูปที่ 4.4 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟเดี่ยว	53
รูปที่ 4.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบที่ 1	54
รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบที่ 2	55
รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบที่ 3	56
รูปที่ 4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบที่ 4	57
รูปที่ 4.9 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์	58
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	59
รูปที่ 4.11 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	59
รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ย่านกลางกับค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์	60
รูปที่ 4.13 การวัดค่าอัตราขยายอินเจ็ทชันลือกกิ่งและค่าอินเจ็ทชันลือกกิ่งแบนด์วิดท์ของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น	61
รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าลือกกิ่งแบนด์วิดท์กับค่าอัตราขยายลือกกิ่ง	61
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุทกับกำลังงานเอาต์พุท	62
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถยายสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์	63
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรวีซีโอ	65
รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุทของวงจรวีซีโอ	65
รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุทจากวงจรพรีสเกลเลอร์ MC12017	66
รูปที่ 4.20 รูปสัญญาณแสดงสถานะเมื่อสัญญาณอินพุทมีเฟสตรงกับสัญญาณอ้างอิง	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91 เมกะเฮิรตซ์	67
รูปที่ 4.22 บล็อกไดอะแกรมการวัดเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม	68
รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1	68
รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2	69
รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 3	69
รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 4	70
รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 2	70
รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 3	71
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 4	71
รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2 กับวงจรที่ 3	72
รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2 กับวงจรที่ 4	72
รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 3 กับวงจรที่ 4	73
รูปที่ 4.33 การจัดวางอุปกรณ์การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้	73
รูปที่ 4.34 การจัดวางอุปกรณ์การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้	74
รูปที่ 4.35 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้สัญญาณที่ 1	74
รูปที่ 4.36 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้สัญญาณที่ 2	75
รูปที่ 4.37 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้สัญญาณที่ 3	75
รูปที่ 4.38 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้สัญญาณที่ 4	76
รูปที่ 4.39 สายอากาศส่งทำมุม 0 องศา กับสายอากาศรับ	76
รูปที่ 4.40 สายอากาศส่งทำมุม 0 องศา กับสายอากาศรับ	77
รูปที่ 4.41 สายอากาศส่งทำมุม 30 องศา กับสายอากาศรับ	77
รูปที่ 4.42 สายอากาศส่งทำมุม 30 องศา กับสายอากาศรับ	78
รูปที่ 4.43 สายอากาศส่งทำมุม -30 องศา กับสายอากาศรับ	78
รูปที่ 4.44 สายอากาศส่งทำมุม -30 องศา กับสายอากาศรับ	79

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ 100 เมกะเฮิรตซ์	62
ตารางที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์	63
ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

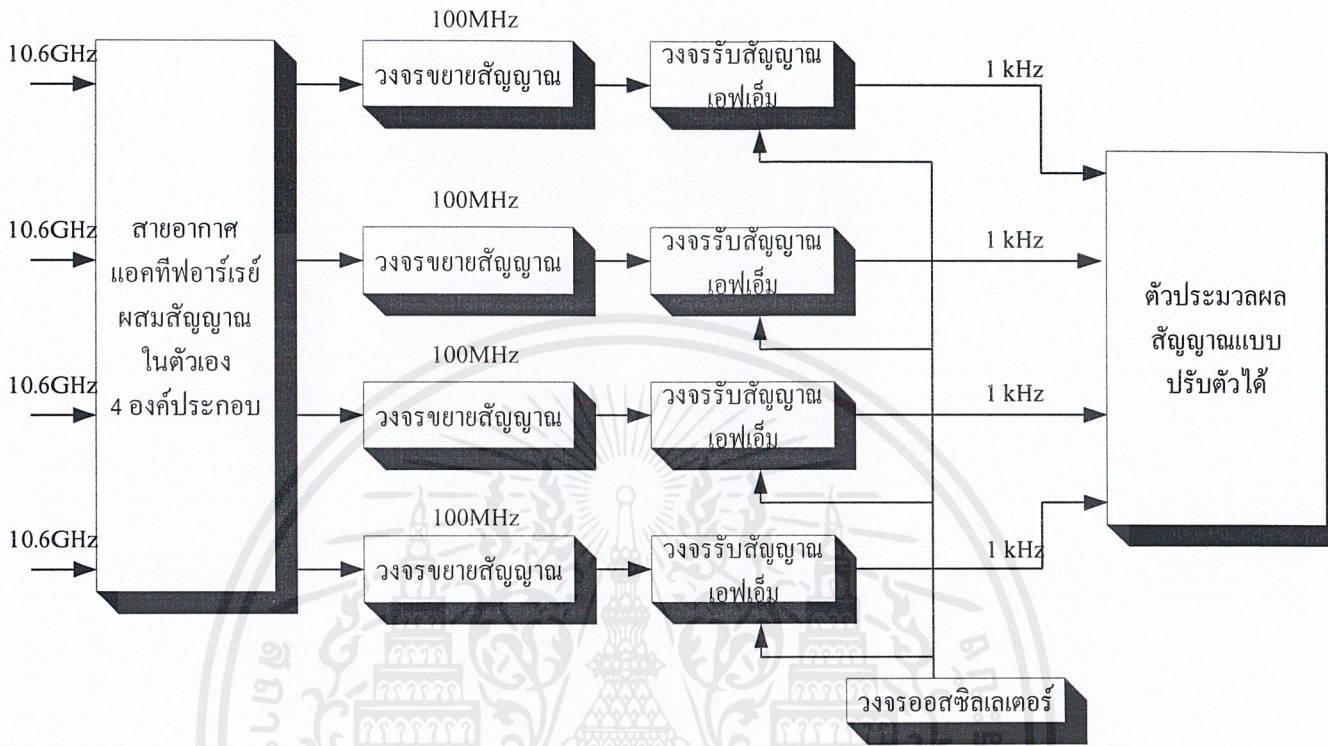
สายอากาศชนิดปรับตัว (adaptive antenna) มีคุณสมบัติในการรับสัญญาณที่ต้องการ โดยในขณะเดียวกันสามารถที่จะลดความไวต่อสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งในการทำงานจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นส่วนของฮาร์ดแวร์ คือ สายอากาศแอคทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น (active linear array antenna) และวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม โดยจะทำงานร่วมกับอีกส่วน ซึ่งเป็นการควบคุมสัญญาณที่รับเข้ามาได้ โดยใช้ซอฟต์แวร์เข้าช่วย สายอากาศแอคทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นนี้มีความสามารถในการผสมสัญญาณในตัวเอง โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยสายอากาศแอคทีฟจำนวน 4 องค์ประกอบ โดยแต่ละองค์ประกอบเป็นท่อนำคลื่นปลายเปิดตัดตรงเสมอกัน แต่ละองค์ประกอบมีกัมมันต์ไดโอด (gunn diode) ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (local oscillator) 10.5 กิกะเฮิร์ตซ์ และมิกเซอร์ที่ผสมสัญญาณในตัวเอง และมีวาแรกเตอร์ไดโอดเพื่อใช้ในการปรับความถี่โดยละเอียด มีสกรูจูนและตัวลัดวงจรปรับตำแหน่งได้ ทำหน้าที่ปรับจูนอย่างหยาบ ใช้งานรับสัญญาณเบสแบนด์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ที่มอดูเลตมา กับคลื่นพาหะความถี่ 10.6 กิกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะได้ความถี่ย่านกลาง (intermediate frequency) 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่มีระดับสัญญาณต่ำ จึงต้องนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณ จากนั้นเมื่อผ่านส่วนวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม (FM receiver) แล้วจะได้เป็นสัญญาณเบสแบนด์ (baseband)

สายอากาศแอคทีฟ (active array) และออสซิลเลเตอร์แบบผสมสัญญาณในตัวเอง ได้รับความสนใจเนื่องจากมีขนาดเล็ก กะทัดรัด น้ำหนักเบา และ ราคาถูก ซึ่งเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารไมโครเวฟ (microwave communication) โดยมีกัมมันต์ไดโอดเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ สามารถทำงานเป็นออสซิลเลเตอร์โดยการไบอัสสัญญาณกระแสตรง (DC bias) ในขณะเดียวกันทำงานเป็นออสซิลเลเตอร์ที่ผสมสัญญาณในตัวเอง (self-mixing oscillator) ได้เมื่อมีสัญญาณจากภายนอกเข้ามารวมกัน

ในส่วนของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มทั้ง 4 วงจร จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์วงจรเดียวกัน เพื่อให้ได้เอาท์พุทเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ซิงโครไนซ์กัน

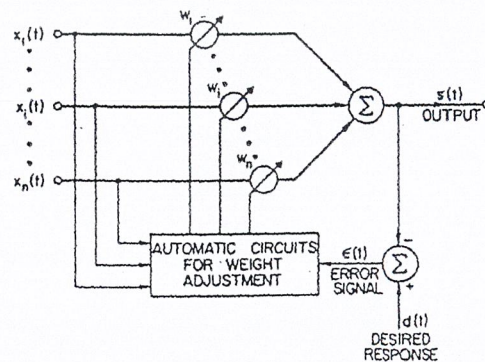
ในภาคการศึกษาแรก ได้ทำการศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศแอคทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น โดยต้องทดสอบทุกองค์ประกอบให้มั่นใจว่าทุกองค์ประกอบออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 10.5 กิกะเฮิร์ตซ์ และได้ทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (radiation pattern) การสูญเสียการแปลงผัน (conversion loss) และการอินเจกชันล็อกกิ้งของสัญญาณ ในส่วนของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มได้ทำการวัดเอาท์พุทของแต่ละวงจร แล้วนำมาเปรียบเทียบกัน และในภาคการศึกษาที่ 2 ได้ทำการปรับปรุงการทำงานของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มโดยทำการเปลี่ยนจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้การปรับจูนความถี่มาเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป (Phase locked loop synthesizer) และนำไปทดสอบร่วมกับส่วนสายอากาศอาร์เรย์เชิงเส้น เพื่อใช้เป็นส่วนฮาร์ดแวร์ของสายอากาศชนิดปรับตัว

บทที่ 2
ทฤษฎีหรือหลักการ



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของสายอากาศชนิดปรับตัว

สายอากาศชนิดปรับตัวนี้ เป็นสายอากาศรับที่มีจุดประสงค์เพื่อช่วยทำให้สัญญาณที่รับได้ มีค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) ที่ดีขึ้น กระบวนการปรับสัญญาณที่รับเข้ามาได้นี้ จะอยู่บนพื้นฐานของ ค่าเฉลี่ยยกกำลังสองที่น้อยที่สุด (least-mean-squares : LMS) ของค่าความผิดพลาด หรือค่าความแตกต่างระหว่าง สัญญาณเอาท์พุทกับสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) ซึ่งค่าเฉลี่ยยกกำลังสองที่น้อยที่สุดนี้จะใช้เป็นตัวปรับและควบคุมน้ำหนักของสัญญาณที่รับเข้ามา



รูปที่ 2.2 องค์ประกอบของตัวประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.2 จะได้ว่า สัญญาณที่สายอากาศรับเข้ามาทุก ๆ องค์ประกอบจะรวมกันได้สัญญาณเอาท์พุท ซึ่งสัญญาณที่รวมกันนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ต้องการอีกที โดยค่าที่แตกต่างกันนี้จะเป็นค่าความผิดพลาด (error signal) ซึ่งจะนำค่าความผิดพลาดนี้ไปเข้าวงจรที่ใช้ในการปรับน้ำหนักของสัญญาณ (weight adjustment circuit) ที่เข้ามาในแต่ละองค์ประกอบอีกทีหนึ่ง เพื่อให้สัญญาณที่รวมกันทางเอาท์พุทมีความแรงที่สุด

2.1 การกรองตำแหน่งและทิศทาง (Directional and spatial filtering)

ตัวอย่างของสายอากาศรับแถวลำดับเชิงเส้น แสดงดังรูปที่ 2.3(a) และ 2.3(b) สายอากาศดังรูปที่ 2.3(a) ประกอบด้วยสายอากาศไอโซทรอปิก 7 องค์ประกอบวางห่างกันเป็นระยะ $\lambda_0/2$ ในแนวเส้นตรง โดยที่ λ_0 เป็นความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง f_0 ของแถวลำดับ สัญญาณที่รับได้จะถูกรวมกันเป็นสัญญาณเอาท์พุทของแถวลำดับ แบบรูปเจาะจงทิศทาง (directivity pattern) เช่น ความไวการตอบสนองสัมพัทธ์ต่อสัญญาณจากหลายทิศทาง จะถูกพล็อตบนระนาบในช่วงมุม $-\pi/2 < \theta < \pi/2$ สำหรับความถี่ f_0 แบบรูปนี้จะสมมาตรในแนวแกนตั้งที่ $\theta = 0$ ลำคลื่นหลัก (main lobe) จะอยู่ตรงกลางที่ $\theta = 0$ แอมพลิจูดของลำคลื่นย่อยทางด้านข้าง (side lobe) ที่มากที่สุดที่ $\theta = 24^\circ$ ถ้าความถี่กลางไม่ใช่ f_0 แบบรูปที่ได้จะต่างจากแบบรูปนี้

แถวลำดับที่เหมือนกันดังรูปที่ 2.3(b) แสดงให้เห็นว่ามีกรหน่วงเวลาของสัญญาณเอาท์พุทในแต่ละองค์ประกอบของแถวลำดับก่อนที่จะนำไปรวมกัน แบบรูปเจาะจงทิศทางลัพธ์มีทิศทางของลำคลื่นหลักมุม ψ โดยที่

$$\psi = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_0 \delta f_0}{d} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{c \delta}{d} \right) \quad (2.1)$$

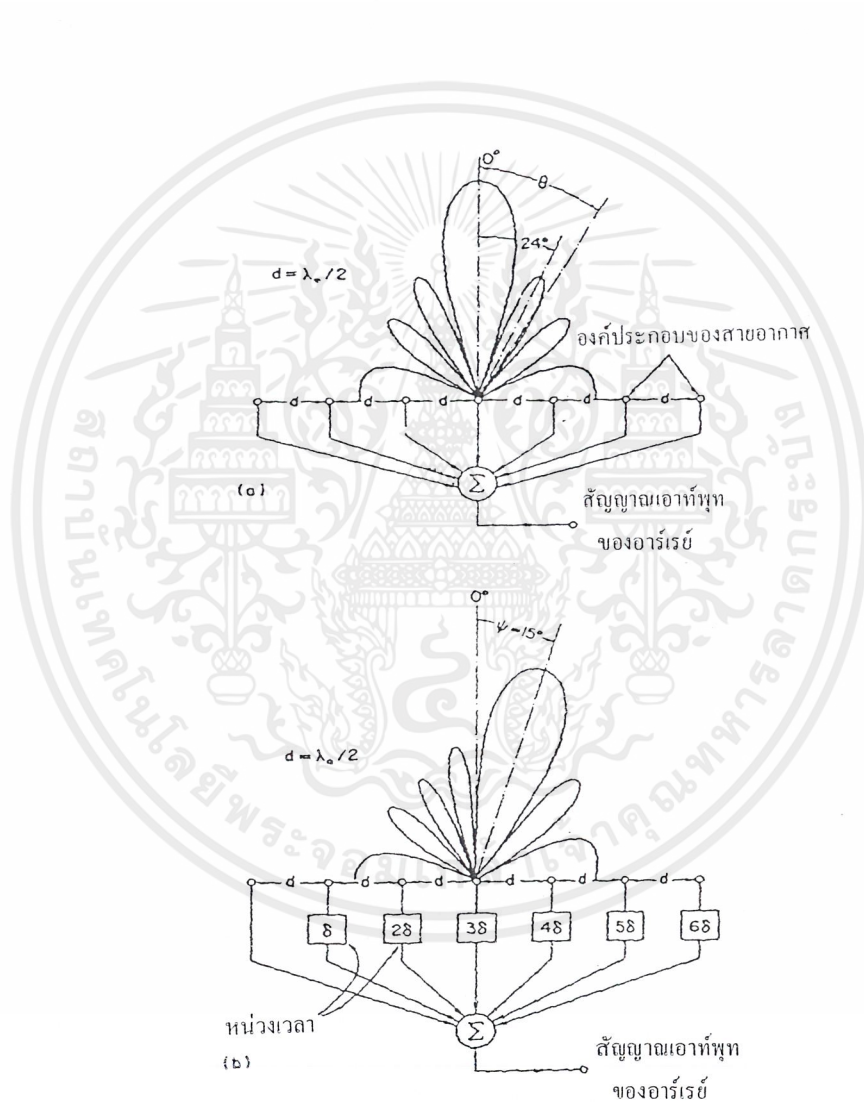
โดยที่

f_0	คือความถี่ของสัญญาณที่รับได้
λ_0	คือความยาวคลื่นที่ความถี่ f_0
δ	คือความแตกต่างของเวลาที่หน่วงระหว่างเอาท์พุทขององค์ประกอบข้างเคียง
d	คือระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ
c	คือความเร็วของการแพร่กระจายสัญญาณ เท่ากับ $\lambda_0 f_0$

ความไวที่มากที่สุดอยู่ที่มุม ψ เพราะสัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดคลื่นระนาบจะตกกระทบที่มุมนี้และถูกหน่วงดังในรูปที่ 2.3(b) เพื่อทำให้ได้สัญญาณเอาท์พุทแรงที่สุด

รูปที่ 2.4(a) แสดงให้เห็นว่ามีกรถ่วงน้ำหนักให้เอาท์พุทขององค์ประกอบของสายอากาศแต่ละตัวโดยแยกสัญญาณในแต่ละองค์ประกอบออกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งเฟสยังคงเดิม อีกส่วนหนึ่งมีการเลื่อนเฟสไป 90° สัญญาณเอาท์พุทได้จากการรวมสัญญาณที่ถ่วงน้ำหนักแล้วเข้าด้วยกัน ถ้าน้ำหนักที่ถ่วงมีค่าเท่ากันหมด จะได้แบบรูปเจาะจงทิศทางที่สมมาตรกันเช่นเดียวกับในรูปที่ 2.3(a)

สมมติให้มีสัญญาณรบกวน (interference) แบบไซน์ซอยด์ (sinusoidal) ที่มีความถี่เท่ากับ f_0 ตกกระทบบนสายอากาศแถวลำดับดังรูปที่ 2.4(a) มุมที่สัญญาณรบกวนตกกระทบบนสายอากาศนี้ ตกอยู่บนลำคลื่นย่อยทางด้านข้างของสายอากาศพอดี ถ้าเปลี่ยนค่าถ่วงน้ำหนักมาเป็นดังในรูปที่ 2.4(b) จะทำให้แบบรูปเงาของทิศทางที่ความถี่ f_0 ดังในรูปที่ 2.4(b) จะเห็นว่าลำคลื่นหลักเกือบจะไม่เปลี่ยนแปลงแบบรูปจากในรูปที่ 2.3(a) และรูปที่ 2.4(b) เลย แต่ลำคลื่นย่อยทางด้านข้างมีการเปลี่ยนแปลงแบบรูปเพื่อการจัดการรับสัญญาณรบกวนในรูปที่ 2.4(a) โดยมีการเปลี่ยนจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์(null)ให้อยู่ในทิศทางที่สัญญาณรบกวนเข้ามา

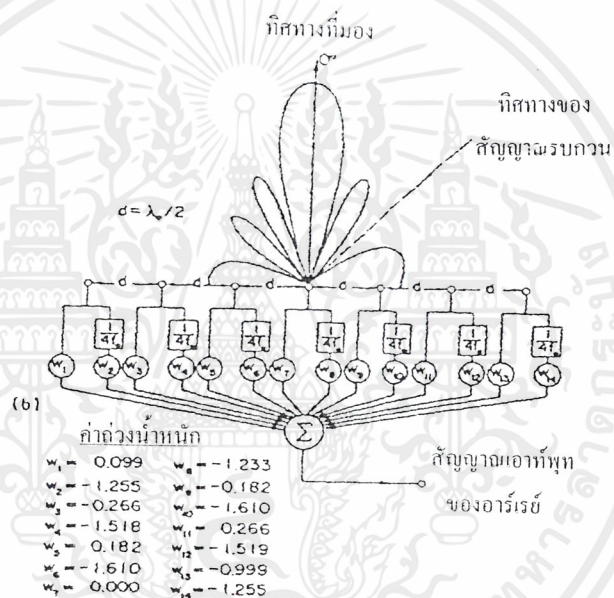
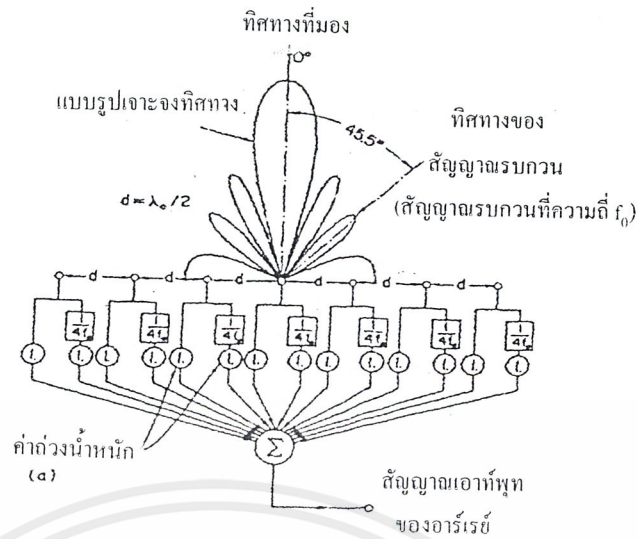


รูปที่ 2.3 แบบรูปเงาของทิศทางสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น

(a) แถวลำดับอย่างง่าย

(b) มีวงจรหน่วงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แบบรูปเจาะจงทิศทางสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น

(a) การถ่วงน้ำหนักเท่ากัน

(b) การถ่วงน้ำหนักสำหรับวิธีการกำจัดสัญญาณรบกวน

สมมติว่ามีสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้นที่มีองค์ประกอบเป็นสายอากาศไอโซทรอปิก 2 องค์ประกอบที่วางองค์ประกอบห่างกันครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่สายอากาศรับ ให้สัญญาณเข้ามาในทิศทางที่ต้องการ (desired direction) ที่ $\theta = 0^\circ$ เรียกสัญญาณนี้ว่าสัญญาณนำร่อง (pilot signal) $p(t)$

$$p(t) = P \sin \omega_0 t \quad (2.2)$$

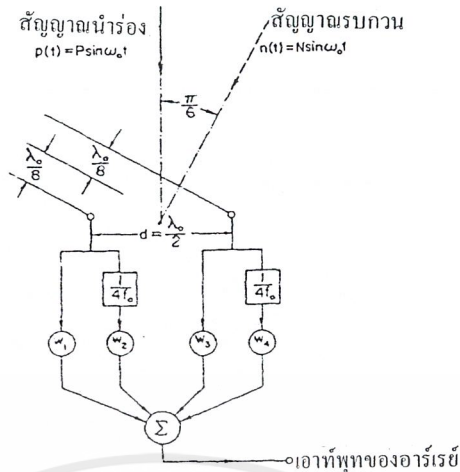
โดยที่

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (2.3)$$

และให้สัญญาณอื่นที่เรียกว่าสัญญาณรบกวน $n(t)$ เข้ามาที่มุม $\theta = \pi/6$ เรเดียน

$$n(t) = N \sin \omega_0 t \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของแถวลำดับสำหรับตัวอย่างการกำจัดสัญญาณรบกวน

สัญญาณนำร่องและสัญญาณรบกวนมีความถี่เดียวกันคือ f_0 สมมติให้สัญญาณนำร่องและสัญญาณรบกวนมีเฟสตรงกัน ณ จุดตรงกลางระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ สัญญาณที่แต่ละองค์ประกอบรับได้จะแบ่งเป็น 2 ส่วนเพื่อถ่วงน้ำหนัก ส่วนแรกจะไม่หน่วงเวลาสัญญาณ อีกส่วนหนึ่งมีการหน่วงเวลาของสัญญาณไป $1/(4f_0)$ สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับจะได้จากการรวมสัญญาณที่ถ่วงน้ำหนักทั้ง 4 สัญญาณรวมกัน

2.2 การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักเพื่อรับสัญญาณ $p(t)$ และกำจัดสัญญาณรบกวน $n(t)$

กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักไม่เป็นศูนย์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปของ $A \sin(\omega_0 t + \phi)$ แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับจะต้องมีแอมพลิจูดและเฟสเป็นอิสระเพื่อที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนได้

สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับอันเนื่องมาจากสัญญาณนำร่องคือ

$$P \left[(w_1 + w_3) \sin \omega_0 t + (w_2 + w_4) \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) \right] \quad (2.5)$$

การที่จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตเท่ากับกับสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ $p(t)$ ดังสมการ(2.2) ได้นั้นจะต้องให้

$$w_1 + w_3 = 1 \quad \text{และ} \quad w_2 + w_4 = 0 \quad (2.6)$$

เวลาหน่วงสัมพัทธ์ของสัญญาณรบกวนที่องค์ประกอบทั้งสองของสายอากาศหาได้จาก

$$\pm \left[\frac{1}{4f_0} \right] \sin \frac{\pi}{6} = \pm \left[\frac{1}{8f_0} \right] = \pm \frac{\lambda_0}{8c} \quad (2.7)$$

สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนคือ

$$N \left[w_1 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) + w_2 \sin(\omega_0 t - \frac{3\pi}{4}) + w_3 \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) + w_4 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) \right] \quad (2.8)$$

การทำให้สัญญาณรบกวนมีขนาดเป็นศูนย์จะต้องทำให้

$$w_1 + w_4 = 0 \quad \text{และ} \quad w_2 - w_3 = 0 \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแก้สมการ (2.6) และสมการ (2.9) จะได้คำตอบเป็น

$$w_1 = \frac{1}{2}, w_2 = \frac{1}{2}, w_3 = \frac{1}{2}, w_4 = -\frac{1}{2} \quad (2.10)$$

ค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้ดังสมการ (2.10) ทำให้สายอากาศสามารถรับสัญญาณในทิศทางที่ต้องการได้ โดยสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้ด้วยแม้ว่าสัญญาณรบกวนนั้นจะมีความถี่เดียวกันกับสัญญาณที่ต้องการแต่ว่าสัญญาณรบกวนเดินทางมาคนละทิศกับสัญญาณที่ต้องการ

วิธีการดังกล่าวเหมาะสำหรับเมื่อมีจำนวนทิศทางของสัญญาณรบกวนน้อย เมื่อมีลักษณะของสัญญาณรบกวนรูปแบบเดียว (monochromatic) ในทางปฏิบัติไม่ต้องการทราบคุณสมบัติของสัญญาณรบกวน ดังนั้นเราจะใช้การประมวลผลแบบปรับตัว (adaptive processing) แทนซึ่งสามารถหาคำตอบของสมการซ้ำไปเรื่อยๆจนกว่าจะได้คำตอบที่มีค่าผิดพลาดระหว่างสัญญาณนำร่องกับสัญญาณเอาท์พุทน้อยที่สุด

2.3 สายอากาศอินทิเกรตและอินทิเกรตแอกทีฟ (integrated and active integrated antenna)

สายอากาศแบบแอกทีฟกล่าวได้ว่า เป็นสายอากาศที่มีแหล่งจ่ายพลังงานใด ๆ หรืออัตรการขยาย มีความเกี่ยวเนื่องอย่างใกล้ชิดเกี่ยวกับการรับหรือการแพร่กระจายคลื่นขององค์ประกอบในกรณีทีอุปกรณ์แอกทีฟถูกขับปลิง โดยขึ้นอยู่กับองค์ประกอบและความเหมาะสมของสายส่งชนิดใด ๆ อย่งไรก็ตามขึ้นอยู่กับอุปกรณ์โซลิดสเตท (solid-state) ด้วย

หรือกล่าวได้ว่าสายอากาศแอกทีฟ คือ สายอากาศที่มีอุปกรณ์พวกแอกทีฟโซลิดสเตทรวมอยู่ด้วยซึ่งอุปกรณ์แอกทีฟได้แก่ อุปกรณ์ที่มีอัตรการขยายหรือแหล่งจ่ายในตัว เช่น อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ ไดโอด ฯลฯ สำหรับสายอากาศแอกทีฟที่ทำหน้าที่ทั้งเป็นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และผสมสัญญาณได้ในตัวนี้ เป็นการลดการสูญเสียที่เสียไปในระบบสายส่ง ทำให้ระบบการส่งสัญญาณเล็กกลงและประหยัดราคา ทั้งนี้เนื่องจากลดวงจรผสมสัญญาณ วงจรออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และสายส่งบางส่วนของระบบลง

สายอากาศอินทิเกรต คือบรรดาดาวแปรคลื่นที่ถูกรวมกับอุปกรณ์โซลิดสเตท เช่น พิน (pin) วา แรกเตอร์ เพื่อทำหน้าที่สวิตช์ ปรับจูน หรือผสมสัญญาณ การประยุกต์ใช้งานของสายอากาศอินทิเกรตนั้นต้องการชั้นเซตรท (substrate) และโครงสร้างของสายอากาศจะต้องให้การแพร่กระจายคลื่นมีประสิทธิภาพ แพคเก็ตของอุปกรณ์ที่สร้างในซิลิกอน (Si) หรือแกเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) จะรวมไว้กับสายอากาศได้อย่างสะดวกบนชั้นเซตรทที่ซึ่งจะให้การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศดีที่สุด

สายอากาศอินทิเกรตแอกทีฟ หรือเรียกสั้น ๆ ว่าสายอากาศแอกทีฟ คือ สายอากาศอินทิเกรตที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟ เช่น กั้นไดโอด เฟท (FET) ฯลฯ เพื่อทำการเปลี่ยนพลังงานกระแสตรงหรือกำลังงานความถี่วิทยุ ได้แก่ ออสซิลเลเตอร์ แอมพลิไฟเออร์ เป็นต้น สายอากาศอินทิเกรตและสายอากาศแอกทีฟมีข้อดี คือ สามารถลดขนาด น้ำหนัก และราคาได้ในการออกแบบเครื่องส่ง (transmitter) เครื่องรับ (receiver) และเครื่องส่งรับ (transceiver) ธรรมดาได้โดยการรวมฟังก์ชันองค์ประกอบวงจร (circuit component) เข้าไว้ที่สายอากาศ

ในระบบเครื่องรับเครื่องส่งทั่ว ๆ ไปจะใช้องค์ประกอบวงจรที่ต่างกันต่อกับสายอากาศ โดยผ่านสายส่งที่จุดต่อระหว่างวงจรและสายส่งจะต้องพยายามให้สัญญาณส่งผ่านไปได้อย่างไม่สะดุด ในทำนอง

เดียวกับการเปลี่ยนแปลงจากสายส่งไปยังสายอากาศเปลี่ยนจากคลื่นในสายส่งไปยังตัวแพร่กระจายคลื่น ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะยอมให้มีการแยกคุณสมบัติที่ดีที่สุดของสายอากาศ สายส่ง และองค์ประกอบวงจร แต่ก็มีข้อกำหนดองค์ประกอบที่สำคัญ ๆ ด้วย การเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบและสายอากาศโดยผ่านสายส่งจะเป็นการเพิ่มขนาด น้ำหนัก และราคาของระบบทั้งหมด การเปลี่ยนแปลง (transition) ยังเพิ่มความซับซ้อนของวงจร และทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่อง (discontinuity) ซึ่งเป็นเหตุทำให้เกิดการสูญเสียและจำกัดความถี่ที่ใช้งาน การสูญเสียเหล่านี้เพิ่มเข้ากับการสูญเสียที่เกิดในสายส่งซึ่งจะเลวร้ายตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น การประยุกต์ใช้งานทั่ว ๆ ไปของเอ็มไอซี (MIC : microwave integrated circuit) และ เอ็มเอ็มไอซี (MMIC : monolithic microwave integrated circuit) เพื่อลดขนาดขององค์ประกอบวงจร สายส่ง และสายอากาศ เพื่อให้ลดการสูญเสียเหล่านี้ ในทางตรงกันข้ามสายอากาศอินทีเกรตพยายามที่จะจำกัดการสูญเสียทั้งหมด โดยการรวมอุปกรณ์โซลิดสเตทไว้ที่สายอากาศ อย่างไรก็ตาม การรวมนี้จะมีผลต่อการทำงานของสายอากาศและฟังก์ชันขององค์ประกอบ

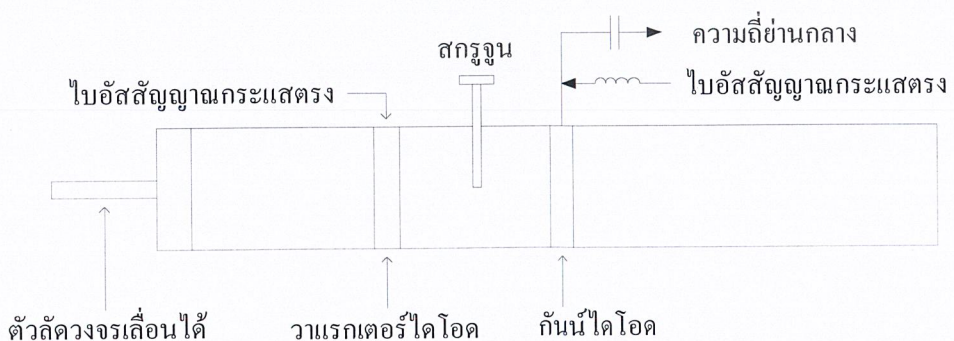
2.4 สายอากาศอาร์เรย์ (array antennas)

แม้ว่าการเพิ่มขนาดของสายอากาศเดียวจะทำให้คุณสมบัติในการชี้ทิศทางหรือค่าอัตราขยายดีขึ้นก็ตาม แต่ก็มีวิธีอื่นในการเพิ่มขนาดของสายอากาศ โดยไม่ต้องเพิ่มขนาดของสายอากาศที่นำมาทำแต่ละองค์ประกอบซึ่งทำได้โดยจัดองค์ประกอบที่แพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสมทั้งทางไฟฟ้าและรูปทรง ซึ่งเรียกว่าอาร์เรย์ ปกติจะเลือกให้แต่ละองค์ประกอบของอาร์เรย์มีลักษณะเหมือนกัน

มีอยู่ 5 วิธีด้วยกันที่จะควบคุมแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งทำได้โดยควบคุมสิ่งต่าง ๆ ต่อไปนี้

- 1) การจัดเรียงองค์ประกอบของสายอากาศ
- 2) ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ
- 3) ขนาดกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
- 4) เฟสกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
- 5) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของแต่ละองค์ประกอบ

2.5 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ 1 องค์ประกอบ



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ 1 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.6 จะมีส่วนประกอบต่างๆ ของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ ประกอบด้วยกันนำ ไดโอด สกรูจูน วาเรกเตอร์ไดโอด และตัวลัดวงจร ซึ่งตำแหน่งที่จะแห่โพรบ (probe) เข้าไปในท่อนำคลื่น ควรอยู่ในตำแหน่งที่มีสนามไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

1) กันนำไดโอด

ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และผสมสัญญาณในตัวเอง กันนำออสซิลเลเตอร์ได้นำมาสร้างในท่อนำคลื่น สายโคแอกเซียล และไมโครสตริป สำหรับความถี่ตั้งแต่ 9 ถึง 94 กิกะเฮิร์ตซ์ โครงสร้างของควาตีแบบง่ายแสดงดังรูปที่ 2.6 กันนำไดโอดจะวางได้โพสต์ (post) ในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม ยอดของโพสต์จะถูกป้องกันจากท่อนำคลื่น คาปาซิเตอร์จะแสดงตรงที่ใช้ที่โพสต์ทางด้านเอาท์พุทจะให้ความถี่ย่านกลาง ซึ่งจะมีตัวเก็บประจุ (capacitor) และตัวเหนี่ยวนำ (inductor) อยู่เพื่อให้ได้สัญญาณเอาท์พุทเป็นความถี่ย่านกลางที่แรงที่สุด

2) สกรูจูน [1]

เป็นการใช้สกรูหรือเสาทำเป็นหลักปัก สอดเข้าไปในตำแหน่งกึ่งกลางด้านบนของท่อนำคลื่น ตรงจุดที่ต้องการปรับเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) หรือค่าตัวเก็บประจุ (capacitance) ค่าของความเหนี่ยวนำ หรือ/และ ตัวเก็บประจุ ขึ้นอยู่กับความยาวของสกรูหรือเสาที่สอดลงในท่อนำคลื่น และระยะห่างจากจุดกึ่งกลางของท่อ ถ้าความยาวของสกรูน้อยกว่า $\frac{\lambda}{4}$ จะแสดงตัวเป็นตัวเก็บประจุ และความยาวของสกรูมากกว่า $\frac{\lambda}{4}$ จะแสดงตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำ เราสามารถใช้สกรูหลายๆ ตัวขนลงผนังด้านบนของท่อนำคลื่นเป็นแนวโดยมีระยะห่างกันอยู่ระหว่าง $\frac{3}{8}\lambda$ และ $\frac{\lambda}{2}$ เพื่อปรับค่าความเหนี่ยวนำ และค่าตัวเก็บประจุได้ละเอียดขึ้น ถ้าใช้สกรู 2 ตัว วิธีนี้ก็เปรียบเหมือนการใช้สลับจูนแบบคู่

3) วาเรกเตอร์ไดโอด

วาเรกเตอร์ไดโอด เป็นหนึ่งในอุปกรณ์โซลิดสเตทไมโครเวฟ เป็นอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นและให้ค่าตัวเก็บประจุปรับค่าได้โดยขึ้นอยู่กับแรงดัน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ปรับค่านี้ก็จะมีความถี่เปลี่ยนไป ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าการปรับแรงดันให้กับวาเรกเตอร์ไดโอด ก็คือการปรับความถี่นั่นเอง วาเรกเตอร์ไดโอดเป็นสารกึ่งตัวนำรอยต่อ พี-เอ็น (P-N junction) จุดสัมผัสไดโอดทำจาก GaAs

4) ตัวลัดวงจร

ตัวลัดวงจรจะเลื่อนระยะได้ มีหน้าที่ในการปรับจูนความถี่และกำลังงานสูงสุด

2.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น [2]

แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่น คือ ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์หรือรูปภาพที่แสดงคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนท (space coordinate) ส่วนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใหญ่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดบริเวณสนามระยะไกล (far field) ซึ่งบริเวณการกระจายสนามของสายอากาศระยะไกลเป็นบริเวณที่สายอากาศมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ไม่ขึ้นกับระยะทาง ถ้าสายอากาศมีมิติที่ใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ จากสายอากาศ

2.7 สมการการแพร่กระจายคลื่น

การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่นำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบปลายเปิดหนึ่งด้าน ท่อนำคลื่นมีหน้าตัดเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า การพิจารณาจะใช้วงพิกัดตามแกน (x, y, z) มาพิจารณาโดยจะมีพื้นที่หน้าตัด $a \times b$ ซึ่ง a จะเป็นความยาวในด้านกว้างและ b จะเป็นความยาวในด้านสูง ส่วน d จะเป็นความยาวของท่อ ซึ่งสมการการแพร่กระจายคลื่นที่หลุดจากปากท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบปลายเปิดหนึ่งด้าน สมการหาได้จาก

E_θ คือ สมการการแพร่กระจายคลื่นของระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)

E_ϕ คือ สมการการแพร่กระจายคลื่นของระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)

$$\text{เมื่อ } k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

ท่อนำคลื่นที่นำมาสร้างเป็นส่วนประกอบของสายอากาศมีความกว้างของท่อนำคลื่นเท่ากับ 1.65 เซนติเมตร และมีความสูงเท่ากับ 0.67 เซนติเมตร เนื่องจากคลื่นอยู่ในแนวระนาบ $Z = 0$ เราสามารถแสดงแบบรูปของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

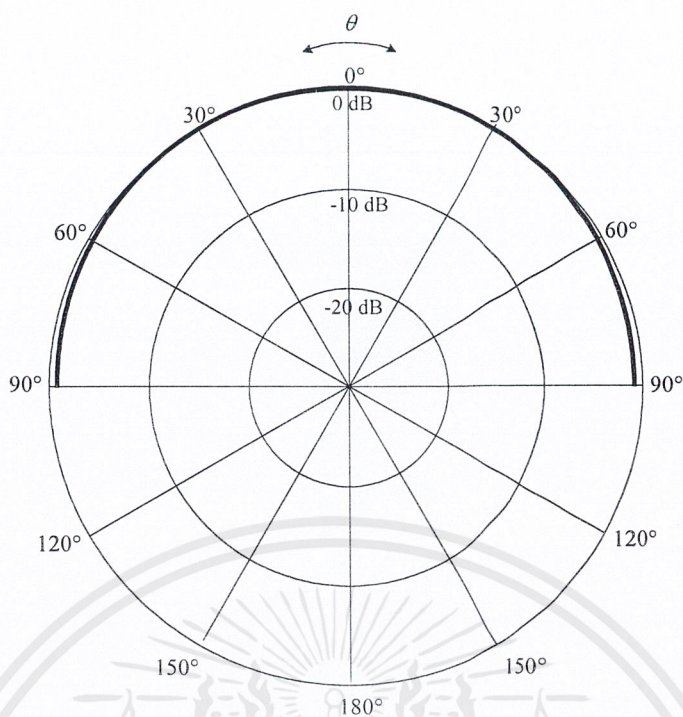
ระนาบสนามไฟฟ้า ($\phi = \frac{\pi}{2}$)

$$E_\theta = \frac{jkabE_0e^{-jkr}}{2\pi r} \times \frac{\sin\left(\frac{kb}{2}\sin\theta\right)}{\frac{kb}{2}\sin\theta} \quad (2.11)$$

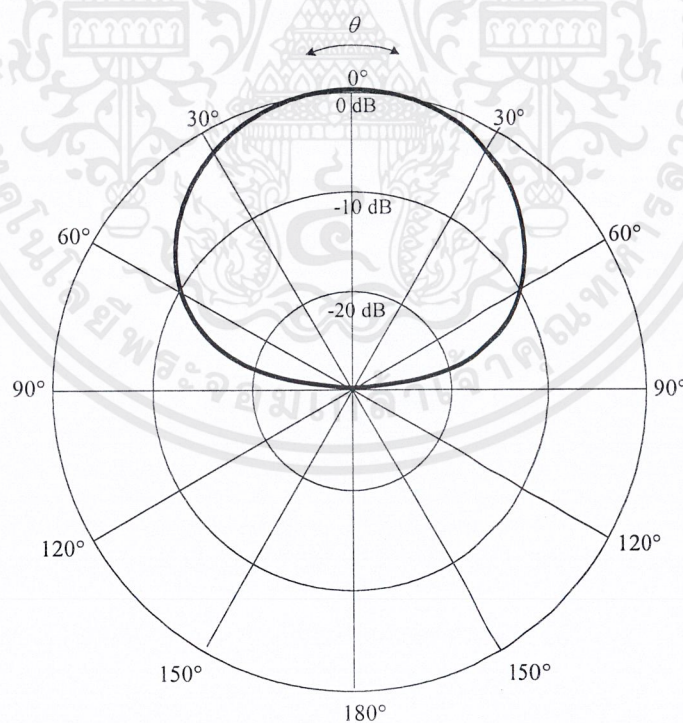
ระนาบสนามแม่เหล็ก ($\phi = 0$)

$$E_\phi = \frac{jabkE_0e^{-jkr}}{2\pi r} \left\{ \cos\theta \left[\frac{\sin\left(\frac{ka}{2}\sin\theta\right)}{\frac{ka}{2}\sin\theta} \right] \right\} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(จ) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 2.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำคลื่นปลายเปิด 1 องค์ประกอบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$\bar{E} \text{ (ลัพท์)} = \bar{E} \text{ (องค์ประกอบเดี่ยวที่อยู่ตำแหน่งอ้างอิง)} \times \text{อาร์เรย์แฟคเตอร์} \quad (2.13)$$

โดย

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (2.14)$$

$$\psi = kd \cos(\gamma) + \beta \quad (2.15)$$

โดย N คือจำนวนองค์ประกอบ

เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์แล้วจะได้ค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์เป็น

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (2.16)$$

เนื่องจากการจัดวางอาร์เรย์ของแต่ละองค์ประกอบไปตามแนวแกน x เราจะได้ว่า

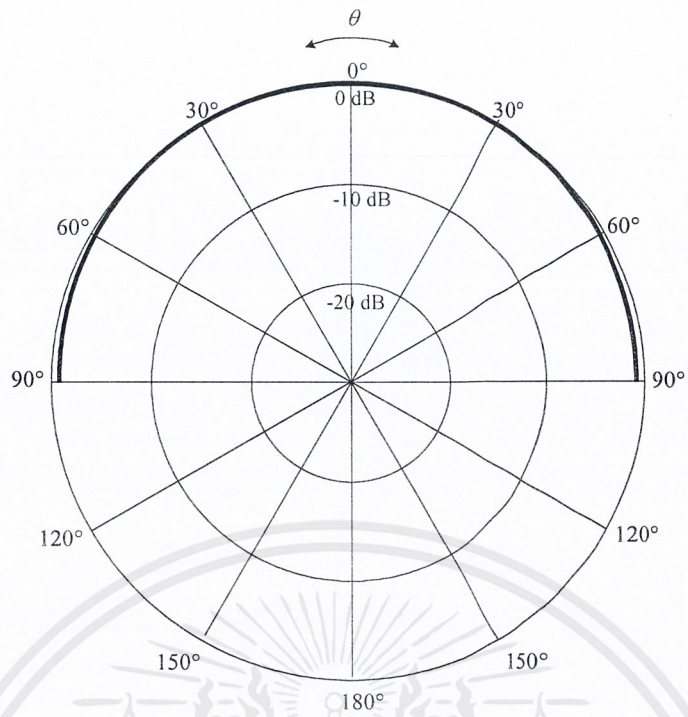
$$\cos(\gamma) = \sin(\theta) \cos(\phi) \quad (2.17)$$

เนื่องจากเป็นสายอากาศ 4 องค์ประกอบ ดังนั้น N=4 และให้ $\beta = 0$ จะได้

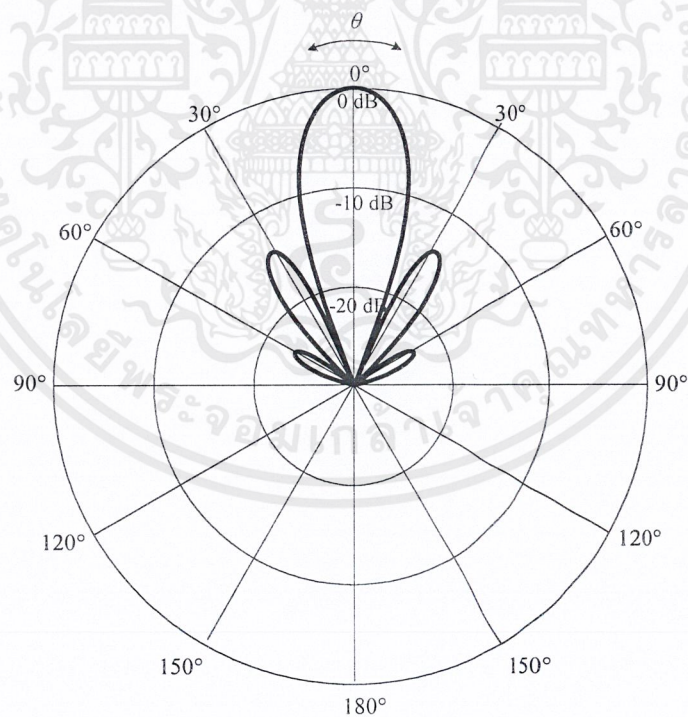
$$E_\theta = \frac{jkabE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \times \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb}{2} \sin \theta} \times \frac{1}{4} \left[\frac{\sin(2kd \sin \theta \cos \phi)}{\sin\left(\frac{kd \sin \theta \cos \phi}{2}\right)} \right] \quad (2.18)$$

$$E_\phi = \frac{jabkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left\{ \cos \theta \left[\frac{\sin\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{\frac{ka}{2} \sin \theta} \right] \right\} \times \frac{1}{4} \left[\frac{\sin(2kd \sin \theta \cos \phi)}{\sin\left(\frac{kd \sin \theta \cos \phi}{2}\right)} \right] \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 2.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์เชิงเส้นท่อนำคลื่นปลายเปิด 4 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 สมการการส่งคลื่นของฟรีส (Friis transmission equation) [2]

สมการการส่งคลื่นของฟรีส แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานของสายอากาศ 2 ตัว คือ กำลังงานที่สายอากาศรับได้ ต่อ กำลังงานที่สายอากาศส่งออกมา ซึ่งสมการนี้สามารถใช้หาค่าอัตราการขยายของสายอากาศได้ ในกรณีที่ไม่มีสายอากาศมาตรฐาน (standard antenna) โดยจะต้องให้คุณสมบัติของสายอากาศทั้ง 2 เหมือนกันให้มากที่สุด หรือคิดให้มีค่าอัตราการขยายเท่ากันนั่นเอง สมการแสดงได้ดังนี้

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.20)$$

โดย P_r คือ กำลังงานรับของสายอากาศรับ (วัตต์)
 P_t คือ กำลังงานส่งของสายอากาศส่ง (วัตต์)
 λ คือ ความยาวคลื่น (เมตร)
 d คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง – รับ (เมตร)
 G_r คือ ค่าอัตราการขยายของสายอากาศรับ
 G_t คือ ค่าอัตราการขยายของสายอากาศส่ง

2.9 คุณลักษณะของสายอากาศแอกทีฟ

คุณลักษณะของสายอากาศจะเป็นตัวชี้บอกคุณภาพของสายอากาศว่าดีมกน้อยเพียงใด จะเกิดการสูญเสีย หรือ อัตราการขยายเท่าใด และสามารถบอกได้ถึงช่วงความถี่ที่ทำงานได้

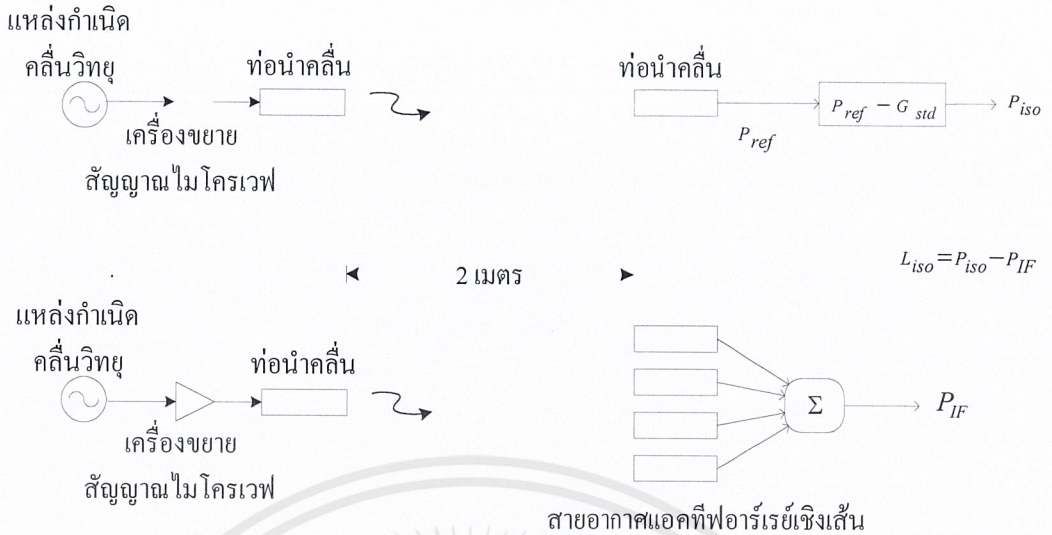
2.9.1 ค่าการสูญเสียของการแปลงผัน และอัตราการขยายของการแปลงผัน (conversion loss and conversion gain)

ในการทำงานที่ผสมสัญญาณในตัวเองนั้น กันนี่ไดโอดจะทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และมิกเซอร์ ซึ่งการวัดคุณลักษณะการผสมสัญญาณในตัวเองของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ นี้แสดงดังรูปที่ 2.9 การสูญเสียของการแปลงผันในกรณีไอโซโทรปิกแสดงเป็นอัตราส่วนดังนี้

$$L_{iso} = P_{iso} - P_{IF} \quad (2.21)$$

โดย P_{IF} คือ กำลังงานที่ความถี่ย่านกลาง (เดซิเบล)
 P_{iso} คือ กำลังงานที่รับได้ของสายอากาศรับในกรณีที่เป็นไอโซโทรปิก (เดซิเบล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

เนื่องจากสายอากาศไอโซโทรปิกไม่สามารถสร้างได้จริง จึงมีการสร้างสายอากาศอ้างอิงขึ้น ซึ่งสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศรับในกรณีไอโซโทรปิกดังนี้

$$P_{iso} = P_{ref} - G_{std} \tag{2.22}$$

โดย P_{ref} คือ กำลังงานที่รับได้ของสายอากาศอ้างอิง (เดซิเบล)

G_{std} คือ อัตราการขยายของสายอากาศอ้างอิง (เดซิเบล)

ดังนั้นสามารถหาค่าการสูญเสียของการแปลงผันในกรณีไอโซโทรปิกได้จากสมการ

$$L_c = L_{iso} + G_{aa} \tag{2.23}$$

โดย G_{aa} คือ อัตราการขยายของสายอากาศแอกทีฟ (เดซิเบล)

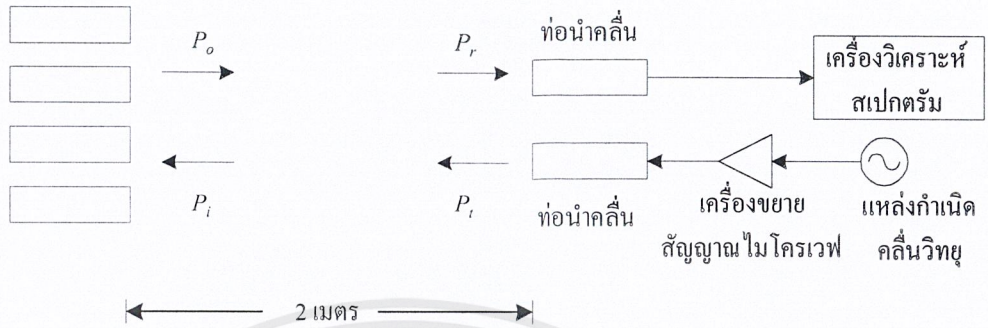
2.9.2 แบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้ง (injection locking bandwidth)

เนื่องจากสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ที่ผสมสัญญาณในตัวเอง มีความสามารถในการออสซิลเลตตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นจึงเป็นไปได้ว่าสัญญาณอินพุตจากภายนอกจะอินเจกชันล็อก (injection - lock) เข้ากับออสซิลเลเตอร์ได้ ซึ่งการอินเจกชันล็อกนี้ไม่เป็นที่ต้องการในการใช้งานที่ต้องมีการผสมสัญญาณในตัวเอง เนื่องจากอินเจกชันล็อกจะไปทำให้คุณสมบัติในการผสมสัญญาณในตัวเองเสียไป ในสายอากาศอาร์เรย์ ออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวต้องมีการซิงโครไนซ์กันเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการรวมกำลังงาน ซึ่งล็อกกิ้งแบนด์วิดท์ (locking bandwidth) และอัตราการขยายล็อกกิ้ง (locking gain) มีความสำคัญเป็นอย่างมากในการซิงโครไนซ์ อัตราการขยายล็อกกิ้งเป็นปริมาณของกำลังงานภายนอกที่จำเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการล็อกเข้ากับออสซิลเลเตอร์ ล็อกกิ้งเบนดิวคท์เป็นช่วงความถี่ที่ล็อกกิ้งซึ่งสัมพันธ์กับกำลังงานของออสซิลเลเตอร์

สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น



รูปที่ 2.10 การวัดค่าอัตราขยายอินเจกชันล็อกกิ้งและค่าอินเจกชันล็อกกิ้งเบนดิวคท์ของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

เมื่อสัญญาณภายนอกที่ความถี่ f_i และมีกำลังงาน P_i ถูกส่งมาที่ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานอย่างอิสระ (free – running oscillator) ที่ความถี่ f_o และมีกำลังงานเอาต์พุต P_o เมื่อ f_i เข้าใกล้ f_o ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานอย่างอิสระจะอินเจกชันล็อกเข้ากับสัญญาณภายนอกและกำลังงานเอาต์พุตทั้งหมดจะอยู่ที่ความถี่ f_i อัตราส่วน $\frac{P_o}{P_i}$ เรียกว่า อัตราการขยายล็อกกิ้ง ผลต่างของความถี่ระหว่าง f_o และ f_i คือเบนดิวคท์ของการอินเจกชันล็อกกิ้งด้านเดียว

2.10 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป

เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ $2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 V และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) นี่คือนสิ่งที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลต์เตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E

การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส – อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \tag{2.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่ ΔI_C คือ การเปลวยนเปลงของกระแสคอลเลคเตอร์
- I_C คือ กระแสคอลเลคเตอร์ที่ม่ม่มีการเปลวยนเปลง
- ΔV_{BE} คือ การเปลวยนเปลงของโวลท์เตจเบส - อมิตเตอร์
- V_E คือ โวลท์เตจอมิตเตอร์ที่ม่ม่มีการเปลวยนเปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลคเตอร์จะเปลวยนเปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบม่ม่ต้องคำนงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสยกำลังงานมาก และยงทำให้เกนของสัญญาณเอซลลดลงเพื่อไม่ให้เกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสยกำลังงานก็ยงคงมออยู่

โดยทั่วไปสมมุติให้วงจระขยทำงานในที่อุณหภูมิเปลวยนเปลงไม่เกิน $\pm 50^\circ\text{C}$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้ I_C เปลวยนเปลงเพียง $\pm 5\%$



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างวงจระขยไบอัสทรานซิสเตอร์

2.10.2 การคำนวณวงจระขยโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

2.10.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ

D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.25}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \tag{2.26}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนขั่นแนลส์เตเบิล (uncontionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอันสแตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลท แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้ เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

2.10.2.2 เกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ (Maximum Available Gain : MAG)

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$\text{MAG} = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.27)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

2.10.2.3 การเข้าคู่แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-ซอร์สของวงจรถ่าย (load-source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1) หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.28)$$

2) หาค่า B_2 :

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.29)$$

3) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \quad (2.30)$$

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2

- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจะใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกัน

ข้าม

2.10.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \quad (2.31)$$

นำค่า Γ_S ที่ได้ไปหาอินพุทอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุทอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์

โดยอินพุทอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \quad (2.32)$$

โดย

$$Z_S = \left[\frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right] \quad (2.33)$$

และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.34)$$

โดย

$$Z_L = \left[\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right] \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกณฑ์ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกณฑ์ γ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกณฑ์คงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.36)$$

2. หาค่า D_2 :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.37)$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.38)$$

4. หาค่า G :

$$G = \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.39)$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกณฑ์คงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2G} \quad (2.40)$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีเกณฑ์คงที่คือ

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2G} \quad (2.41)$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกณฑ์ตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_S ซึ่งนำค่าต่างที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์ต่อไป

2.10.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสถานะโพเทนเชียล อินสแตบิลิตี้ (ค่า K น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาว่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_S

2. หาค่า C_1 :

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \quad (2.42)$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.43)$$

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \tag{2.44}$$

5. หาร์ศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุท

$$p_{s1} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \tag{2.45}$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุท

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \tag{2.46}$$

7. หาร์ศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุท

$$p_{s2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| \tag{2.47}$$

2.10.3 อิมพีแดนซ์ แมชชิง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จาก

สมการ
$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \tag{2.48}$$

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} \tag{2.49}$$

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} \tag{2.50}$$

โดยที่ Q_s คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

Q_p คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

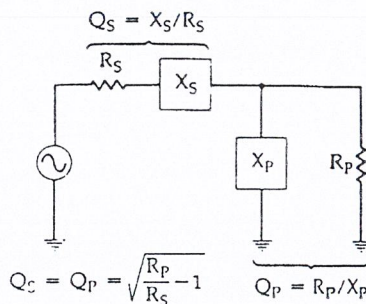
R_p คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_p คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_s คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_s คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ X_p และ X_s อาจเป็นได้ทั้งแคปาซิทีฟและอินดักทีฟ

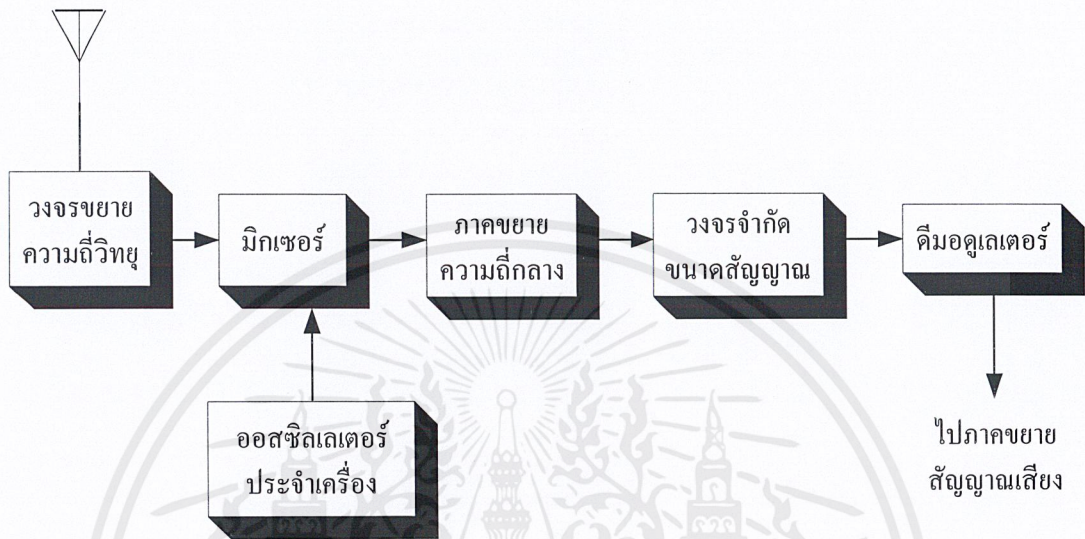


รูปที่ 2.12 การแมชชิงอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 หลักการทั่วไปของเครื่องรับเอฟเอ็ม [3]

บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับเอฟเอ็มแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.13 โดยทั่วไปแล้วเครื่องรับเอฟเอ็มมักจะมีวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุอย่างน้อยหนึ่งภาค เพื่อเพิ่มความไวในการรับสัญญาณและแบนทอนสัญญาณเงา (image frequency) ที่จะไปปรากฏที่ภาคความถี่ย่านกลางด้วย



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

ข้อดีของการที่มีวงจรขยายภาคสัญญาณความถี่วิทยุอีกประการหนึ่งก็คือมันสามารถให้การแยกหรือที่เรียกว่า ไอโซเลชัน (isolation) ระหว่างภาคออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสายอากาศได้ดี ทั้งนี้เพราะความถี่ที่ภาคออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องสร้างขึ้นมานั้นก็อยู่ในย่านความถี่วิทยุ ซึ่งสามารถป้อนกลับออกมาทางสายอากาศเครื่องรับ แล้วส่งออกอากาศ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการกวนเครื่องรับวิทยุเครื่องอื่นได้ ดังนั้นการมีภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุจึงเป็นการลดสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่จะกลับเข้าไปทางสายอากาศ

ความถี่ของสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมักจะมีค่าสูงกว่าความถี่สัญญาณวิทยุที่รับเข้ามา ทั้งนี้เพราะต้องการให้มีผลต่อการแบนทอนสัญญาณเงาได้ง่าย สัญญาณเงาก็คือสัญญาณที่มาจากที่ใดๆ ก็ตามซึ่งมารวมกับสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาแล้วให้ความถี่เป็นสัญญาณความถี่กลางเหมือนกัน โดยปกติ สัญญาณความถี่กลางที่ใช้จะมีความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เราจะพบว่าตัววงจรออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องจึงสร้างความถี่ได้ตั้งแต่ 98.7 ถึง 118.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

ส่วนในภาคขยายความถี่กลางก็มีลักษณะคล้ายกับเครื่องรับเอฟเอ็มนั่นเอง การมีภาคขยายความถี่ย่านกลางก็เพื่อที่จะขยายสัญญาณได้เท่ากันทุกความถี่ที่รับ ภาคความถี่กลางของวงจรเครื่องรับเอฟเอ็มจะอยู่ ก่อนภาคจำกัดขนาดสัญญาณ (limiter) การที่ต้องมีภาคจำกัดขนาดก็เพื่อที่จะลดการมีขนาดไม่เท่ากันของสัญญาณเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนอื่นๆสอดแทรก เช่น สัญญาณที่มาจากระบบจุดระเบิดของรถยนต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเครื่องย่นต์ สัญญาณรบกวนจากฟ้าแลบ เป็นต้น เมื่อสัญญาณความถี่กลางผ่านวงจรจำกัดขนาดแล้ว ก็จะผ่านเข้าไปยังวงจรถีเทคสัญญาณเสียงหรือที่เรียกว่า ดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) เพื่อให้ได้ สัญญาณความถี่เสียงกลับคืนมา โดยการตีเทคสัญญาณเอฟเอ็มเอ็มาศัยหลักการของค้ำรีแอกแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงกับความถี่หรืออาจใช้หลักการของวงจรรุ่นความถี่ หรือรีโซแนนซ์นั่นเอง

2.12 วงจรออสซิลเลเตอร์ [3]

วงจรรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะให้สัญญาณรูปไซน์ ดังนั้นวงจรรออสซิลเลเตอร์จึงถูกนำมาใช้งานในวงจรเครื่องส่ง วงจรสร้างสัญญาณเสียงดนตรี วงจรในเครื่องมือพวกสร้างสัญญาณเสียงและเป็น วงจรต้นกำเนิดสัญญาณความถี่ต่างๆ นอกจากนี้วงจรรออสซิลเลเตอร์ยังเป็นวงจรในส่วนประกอบย่อยของวงจรอื่นๆ อีกเป็นจำนวนมาก

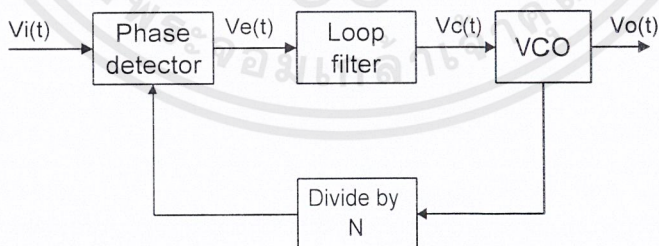
วงจรรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปสามารถออสซิลเลตได้ที่ความถี่ไม่สูงมากนัก แต่ถ้าเราเลือกค่าอุปกรณั และวงจรรออสซิลเลเตอร์ให้ถูกต้องแล้ววงจรสามารถออสซิลเลตได้ถึงย่านความถี่วิทยุ

2.12.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูบ ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ แสดงดังรูปที่

2.14 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูบฟิลเตอร์ (Loop Filter : LF)
3. วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูบ

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_o กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง f_o กับเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_c(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกรองผ่านลูบฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับ VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุมเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_o กับความถี่ f_R ถ้าความถี่ f_R ใกล้เคียงกับความถี่ f_o จากการป้อนกลับของเฟสล็อกลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปลิตเตอร์จะเป็นความถี่เอาท์พุทของ VCO ที่ถูกรับโดย N จะทำให้ VCO ชิงโครไนส์ หรือ ล็อก(lock) กับสัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \quad (2.51)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o/N \quad (2.52)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \quad (2.53)$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (free-running) ให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกลูปสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายลูปลิตเตอร์ของระบบทั้งหมด เฟสล็อกลูปที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูปลิตเตอร์เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรองความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรรองความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (resolution)

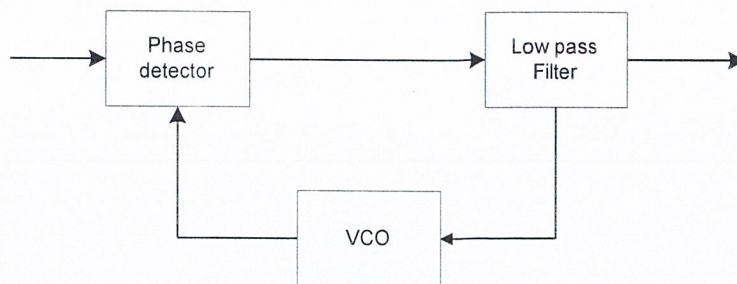
2.12.1.1 วงจรเฟสล็อกลูป (PLL : Phase Locked Loop)

วงจรรเฟสล็อกลูปเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจและนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesis) , การคูณความถี่ (Frequency multiplication) และ เอฟเอ็ม/เอเอ็มดีมอดูเลชัน (FM/AM demodulation) เนื่องจากว่าในปัจจุบันวงจรรเฟสล็อกลูปจะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ในตลาดทั่วไป

วงจรรเฟสล็อกลูป จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD : Phase Detector)
2. ลูปลิตเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (Voltage Controlled Oscillator)

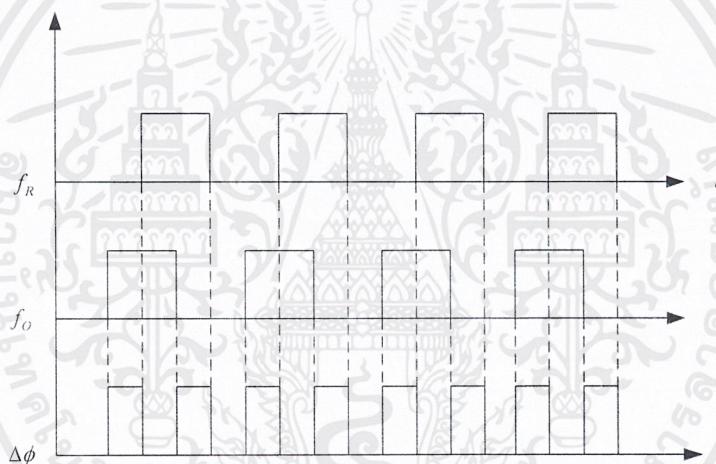
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



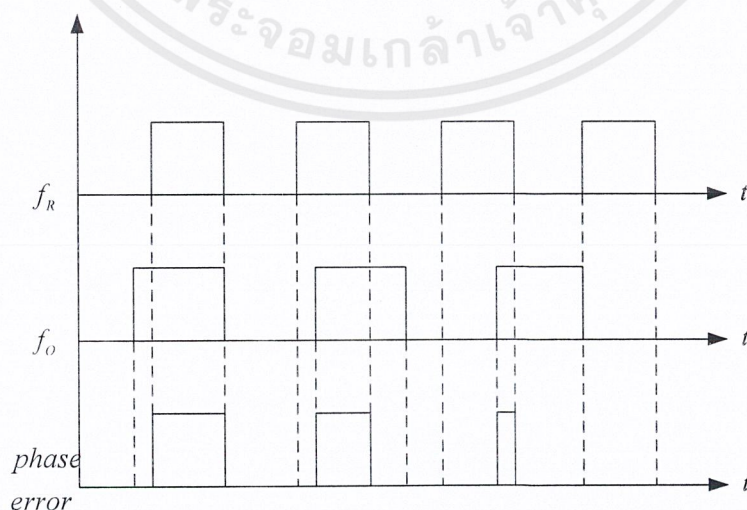
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลชันเฟสล็อก

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบาย ดังนี้

1. เฟสดีเทคเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.17 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสดีเทคเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1.1 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) ต่างๆทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุทในช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0 - \pi$

1.2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุททั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาท์พุทที่ไม่ขึ้นกับคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุทและการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาท์พุทเหมือน ในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้นเอาท์พุทของวงจรมีจะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาท์พุทของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล่อออกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาท์พุทของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกกลุ๊ปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุทของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทป้อนให้กับระบบเฟสล็อกกลุ๊ปความผิดพลาดของแรงดันจะผ่าน ลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในฟีดแบ็กกลุ๊ปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุทเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกกลุ๊ปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุทใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การฟีดแบ็กของเฟสล็อกกลุ๊ปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซิงโครไนส์กับความถี่อินพุท ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกกลุ๊ปมีความถี่เอาท์พุทล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

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

เราสมมุติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.54)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (2.55)$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.56)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.57)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และ ω_o มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และค่าฟีดแบ็กของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุทของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่รีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็กจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

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

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุททางจอร์วีซีโอ มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุท V_i กับสัญญาณเอาต์พุท V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.58)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุทจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.59)$$

และสัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟกระแสดตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.60)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสดตรง V_i ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.61)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุท V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t + \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_d \quad (a)$$

เมื่อ K_o เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.59) และ (2.61) ลงใน ด้านซ้าย ด้านขวาของ (a) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.63)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o)/K_d K_o] \quad (2.64)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o)/K_o \quad (2.65)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ ผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.65) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุม ของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{mst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.66)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_o$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_o$ อย่างมาก สมการ(2.63) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.67)$$

จากสมการ (2.67) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ วงจรวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_o ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_o ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi/2 \quad (2.68)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.69)$$

และจากสมการ (2.62) และ (2.66) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o)/K_d K_o \quad (2.70)$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_o$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_c \quad (2.71)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต 90° คือ $[\theta_i - (\theta_o + \pi/2)]$ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.72)$$

สัญญาณเฟส V_d นี้จะผ่านลูปลิเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_o) / K_o \\ \omega_i &= \omega_o + K_o V_d \end{aligned} \quad (2.73)$$

จากสมการ (2.66) และ(2.67) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_i = \pi/2 + [(\omega_i + \omega_o)] / K_d K_o \quad (2.74)$$

จากสมการ (2.72) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_o = \omega_i$ แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟส ควอดราเจอร์คือ มีเฟสต่างไปจาก 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนไปทางสูงกว่า ω_o มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะ ลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตาม การเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยน ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไป เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณ อินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_o ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกกิ่งได้นั้นจะต้องมีความผิด พลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกจะมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นสเตปเท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$ ลูปลิ ต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.75)$$

เมื่อลูปลิเข้าสู่สภาวะคงที่ $V_c = V_d F(s)$ เมื่อ $F(s)$ คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ของลูปลิเตอร์สัญญาณ V_c จะทำให้ลูปลิเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

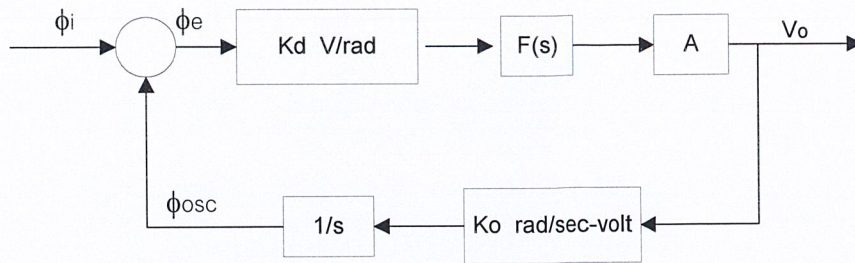
$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.76)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปลิจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาท์พุทแทรกตามการ เปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ในลักษณะระบบป้อน กลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซ ทรานส์ฟอร์ม และสมการดิฟเฟอเรนเชียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.1.2 การหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลุ่



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ่

จากรูปที่ 2.18

K_d = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

$F(s)$ = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A = อัตราการขยายของวงจขยายสัญญาณ

K_o = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

จาก
$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.77)$$

ดังนั้น
$$\theta = \int \omega dt \quad (2.78)$$

จาก
$$\omega = s\theta \quad (2.79)$$

ดังนั้น
$$\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.80)$$

เนื่องจากเอาต์พุทของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุทที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส ϕ_{osc} ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน
$$= \frac{A}{1 + AF} \quad (2.81)$$

เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้างหน้า

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.18 ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.82)$$

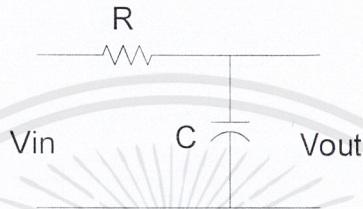
$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) s K_o} \quad (2.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.77) และ (2.79) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2.84)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.19

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1}{1 + sRC} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_1} \end{aligned} \quad (2.85)$$

เมื่อ $\omega_1 = 1/RC$ แทนค่าสมการ (2.85) ลงในสมการ (2.84)

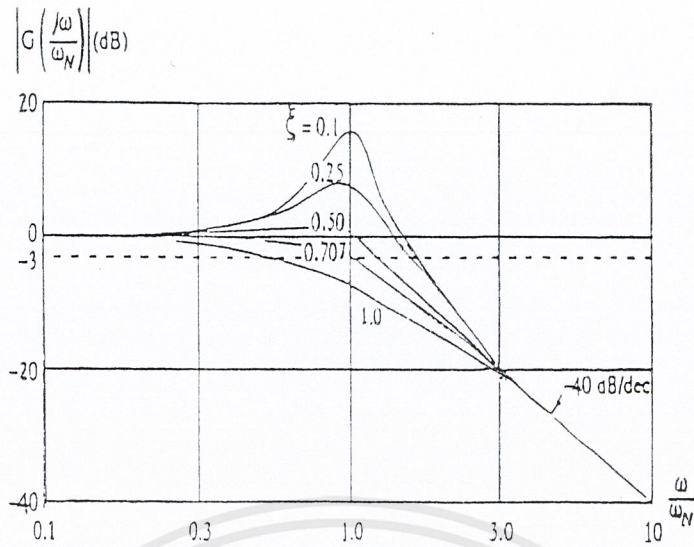
$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \\ &= \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right] \end{aligned} \quad (2.86)$$

$$\omega_n = \sqrt{K_v} \omega_1$$

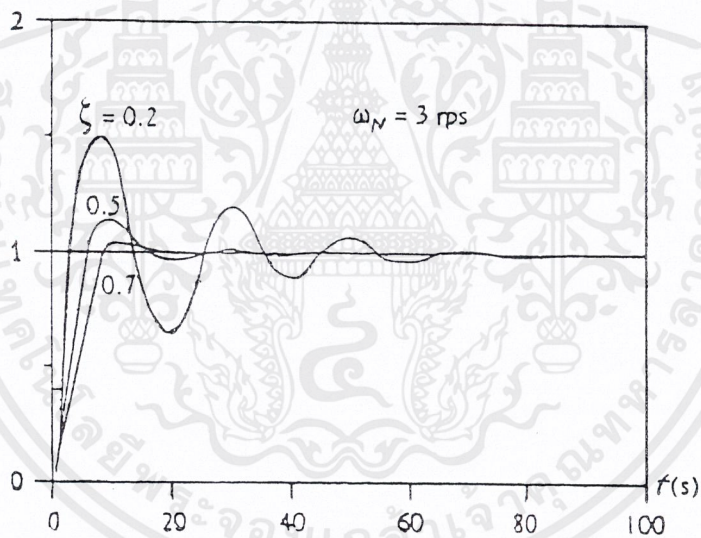
$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \quad \text{เมื่อ } K_v = K_o K_d A$$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสลีดอกลูป



รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น Step Function

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปฟิลเตอร์ ω ลดลงหรือค่า K เพิ่มขึ้น ค่า ζ ของลูปลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปจะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสเตปของลูปในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ การออกแบบระบบเฟสลีดอกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้ ζ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \tag{2.87}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และความถี่ที่คัทออฟ -3 dB แบนด์วิดท์ของลูบจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_V \omega_1} = \sqrt{2K_V} \quad (2.88)$$

วงจรเฟสล็อกลูบที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูบแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูบสามารถค้างการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “ พิสัยการล็อก ” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.89)$$

$$\text{แทนค่า } \theta_{e\max} = \pi \text{ และ } \theta_{e\min} = 0$$

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.90)$$

$$2\Delta\omega_L = \pm \pi K_0K_dF(s)$$

เมื่อ $\Delta\omega_i$ คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_i เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_0 มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.90) สภาวะสมดุลของการซิงโครไนซ์จะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกลูบสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัทออฟของลูบฟิลเตอร์ ω_f และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

$$\text{ในกรณีทั่วไป } \Delta\omega_L \gg \omega_f$$

$$\Delta\omega_c = \pm \sqrt{\omega_f \Delta\omega_L} \quad (2.91)$$

$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_f \Delta\omega_L} \quad (2.92)$$

2.12.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูบแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

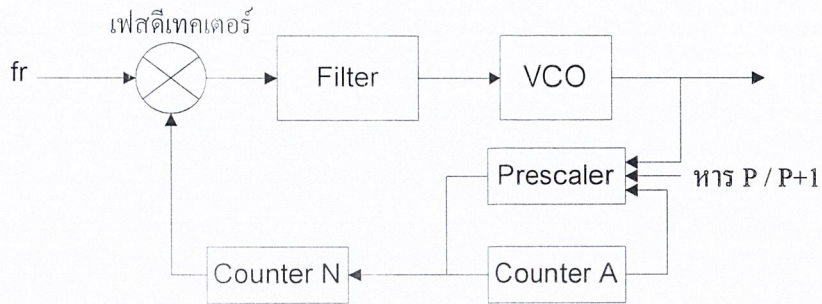
วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูบแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นการตั้งความถี่ขึ้นละ f_R เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกลูบในรูปที่ 2.22 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรันที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “ พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ” วงจรนับหาร N_i ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และ ให้ใช้กับวงจรรหาร N ตระกูล TTL และ CMOS ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน VHF , UHF ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล ECL มีความสามารถ

ในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาที่พุทของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม



รูปที่ 2.22 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพริเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนั้นพริสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นตัวหารด้วย P และ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพริเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร P+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} N_f &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \quad (2.93)$$

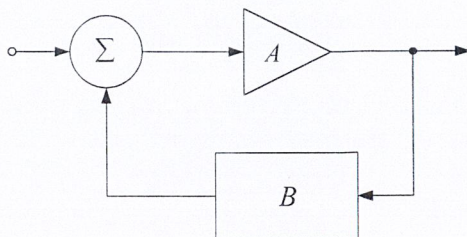
ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ $PN+A$ เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN+A) \quad (2.94)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO: Voltage Controlled Oscillator)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ Gain ของวงจรขยายในส่วนของ Forward Path

B คือ Feedback Ratio ในส่วนของ Feedback

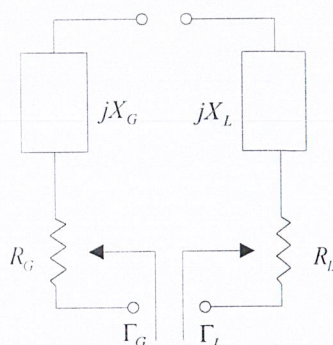
วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

1. $|AB| = 1$ และ
2. $\angle AB = 360^\circ$

ดังนั้น $A_{รวม} = \frac{A}{1 - AB}$ จะมีค่า = 1 เมื่อเกิดการออสซิลเลต

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonant)



รูปที่ 2.24 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีเริ่มต้นการออสซิลเลต

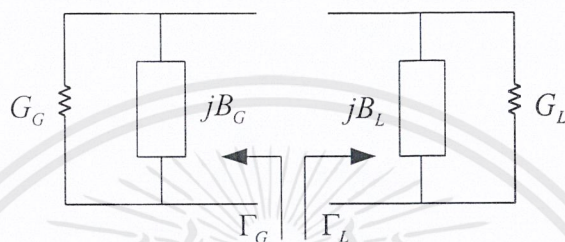
$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็นความนำลบ (Negative Conductance)}$$

กรณีเรโซแนนซ์ (สถานะอยู่ตัว: Steady State)

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

วงจรเรโซแนนซ์ขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.25 วงจรเรโซแนนซ์ขนาน

กรณีเริ่มต้นการออสซิลเลต

$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็นความนำลบ}$$

กรณีเรโซแนนซ์ (สถานะอยู่ตัว)

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของความต้านทานลบ (Negative Resistance) มาอธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิง Negative Resistance เช่นเดียวกัน เริ่มต้นจากหาความต้านทานอินพุท (Input Resistance)

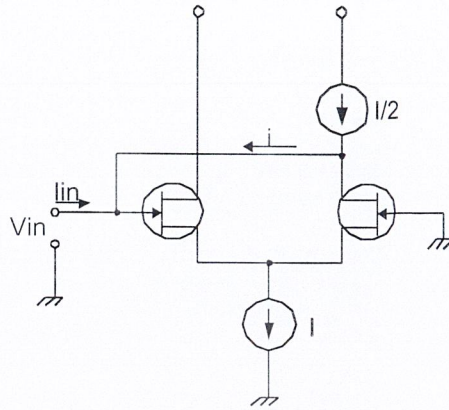
$$i = g_m \frac{V_i}{2} \quad (2.95)$$

เมื่อสมมติให้ ความต้านทานอินพุทของเฟต (FET) และ กระแสแสดงตัว (Constant Current) มีค่ามากๆ ดังนั้น V ที่ตกคร่อม $V_{gs} \approx V_{in}/2$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m} \quad (2.96)$$

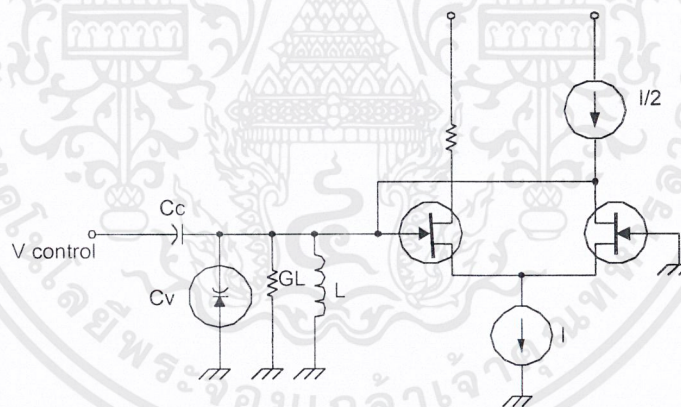
$$R_{in} = \frac{-2}{g_m} \quad (2.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรขยายผลต่าง(Differential Amplifier)

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุทของออสซิลเลเตอร์ (V_{in}) เพื่อเลือกความถี่ และ ใช้ วาริแคป(Varicap) แทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน (VCO) ตามรูปที่ 2.27 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC 1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.27 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

$$|G_G| > G_L$$

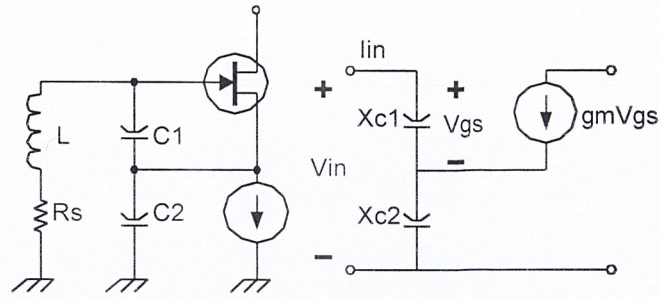
$$\frac{g_m}{2} > G_L$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{R_L}{j\omega L} = R_L j\omega C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟต

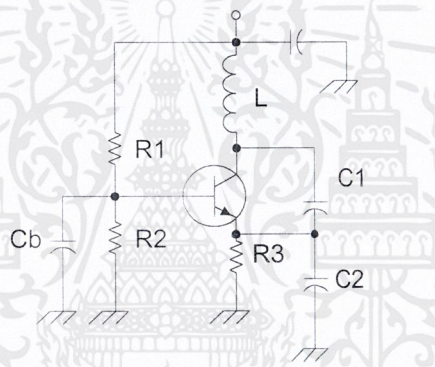


รูปที่ 2.28 วงจร FET Oscillator

$$V_{in} = i_{in}(X_{C1} + X_{C2}) + g_m V_{gs} X_{C2}$$

$$V_{gs} = V_{X_{C1}} = i_{in} X_{C1}$$

วงจรถอดพิทท์ที่ออสซิลเลเตอร์ (Collpitts Oscillator)



รูปที่ 2.29 วงจรถอดพิทท์ที่ออสซิลเลเตอร์

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \tag{2.98}$$

เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C2} มากๆ

และ

$$R_m = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

เมื่อ

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad ; \quad V_T \approx 25 \text{ mV} \quad \text{ที่ } 25^\circ\text{C}$$

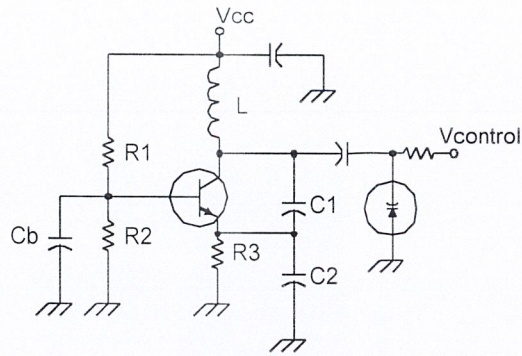
ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \tag{2.99}$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้วารีแคป ในการทำงานโดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.30 โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บล็อกไฟตรง(DC)

ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากๆ ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า 0.1 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ปรับค่าได้ตามแรงดัน

ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \parallel C_v \right]}} \quad (2.100)$$

เอาที่พูดสามารถเห็นยวนากระแสที่ขดลวดเห็นยวนาไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่าความต้านทานลบน้อยกว่าความต้านทานบวก(Positive Resistance:Load) และที่สำคัญ Q และ L ควรมีค่ามาก ๆ เพื่อไม่ให้การสูญเสีย (Loss) ของวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

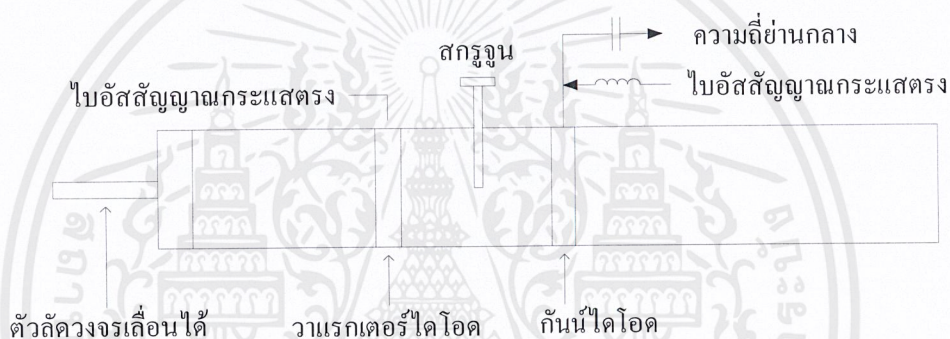
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเอง

สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเองนี้เป็นการนำสายอากาศแอกทีฟที่เป็นท่อนำคลื่นที่มีอุปกรณ์แอกทีฟคือกัมมันต์ไดโอดและอุปกรณ์โซลิตสเตทที่ใช้ในการปรับความถี่ทางอิเล็กทรอนิกส์ คือวาระกเตอร์ไดโอดอยู่ภายใน โดยมีสกรูจูนช่วยในการปรับเปลี่ยนอิมพีแดนซ์อย่างหยาบ จำนวน 4 องค์ประกอบรวมกันเป็นสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเอง

3.1.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบเดียว



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบเดียว

สายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบเดียว มีส่วนประกอบ ดังนี้

1. อุปกรณ์แอกทีฟทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ผสมสัญญาณในตัวเอง (กัมมันต์ไดโอด)
2. อุปกรณ์ปรับเปลี่ยนอิมพีแดนซ์อย่างหยาบ (สกรูจูน)
3. อุปกรณ์ปรับเปลี่ยนอิมพีแดนซ์อย่างละเอียด (วาระกเตอร์ไดโอด)
4. ตัวลัดวงจรที่เลื่อนได้
5. ท่อนำคลื่นปากเปิดหนึ่งข้าง

3.1.2 ขนาดของท่อนำคลื่น [1]

ในการกำหนดขนาดของท่อนำคลื่นที่จะนำมาใช้ ต้องคำนึงถึงความถี่คัทออฟ (cut off frequency) ของท่อนำคลื่นนั้น ๆ ด้วย โดยที่ความถี่คัทออฟนั้นหาได้จาก

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดย $f_{c, mn}$ คือ ความถี่คัทออฟของคลื่นโหมด TE_{mn}
 μ คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กได้ของตัวกลาง (permeability of medium)
 ϵ คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (permittivity of medium)
 a คือ ความกว้างของท่อนำคลื่น
 b คือ ความสูงของท่อนำคลื่น ($a > b$)

โหมดที่มีความถี่คัทออฟน้อยที่สุดจะหมายถึง โดมิแนนต์โหมด (dominant mode) ดังนั้น สำหรับท่อนำคลื่นที่มี $a > b$ โดมิแนนต์โหมดก็คือโหมด TE_{10} นั่นเอง และให้คลื่นเดินทางในฟรีสเปซ (free space) จะทำให้ได้สมการข้างต้นเป็น

$$f_{c, 10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (3.2)$$

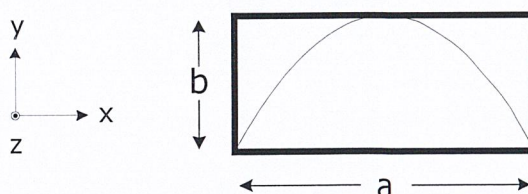
โดย $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรีต่อเมตร

$\epsilon_0 = 8.842 \times 10^{-12}$ ฟารัดต่อเมตร

ท่อนำคลื่นที่นำมาสร้างเป็นส่วนประกอบของสายอากาศมีความกว้างของท่อนำคลื่นเท่ากับ 1.65 เซนติเมตร และมีความสูงเท่ากับ 0.67 เซนติเมตร ดังนั้นจะมีความถี่คัทออฟสำหรับท่อนำคลื่นนี้ คือ 9.09 กิกะเฮิร์ตซ์ จึงสรุปได้ว่าท่อนำคลื่นนี้สามารถใช้ได้สำหรับสายอากาศที่รับความถี่ 10.6 กิกะเฮิร์ตซ์

3.1.3 ตำแหน่งของก้านนำไดโอด สกรูจูน และวาร์เรเตอร์ไดโอด

ในการวางตำแหน่งของก้านนำไดโอด สกรูจูน และวาร์เรเตอร์ไดโอด จะเลือกตำแหน่งที่เกิดค่าสนามไฟฟ้าสูงสุดในท่อนำคลื่น คลื่นที่เดินทางในท่อนำคลื่นคือ TE_{10} ดังนั้นตำแหน่งที่จะเกิดสนามไฟฟ้าสูงสุดจะอยู่ห่างจากปลายเปิดเป็นจำนวนเท่าของ $\lambda_g/4$ และตำแหน่งก็กึ่งกลางตามความกว้างของท่อนำคลื่น ดังรูปที่ 3.2

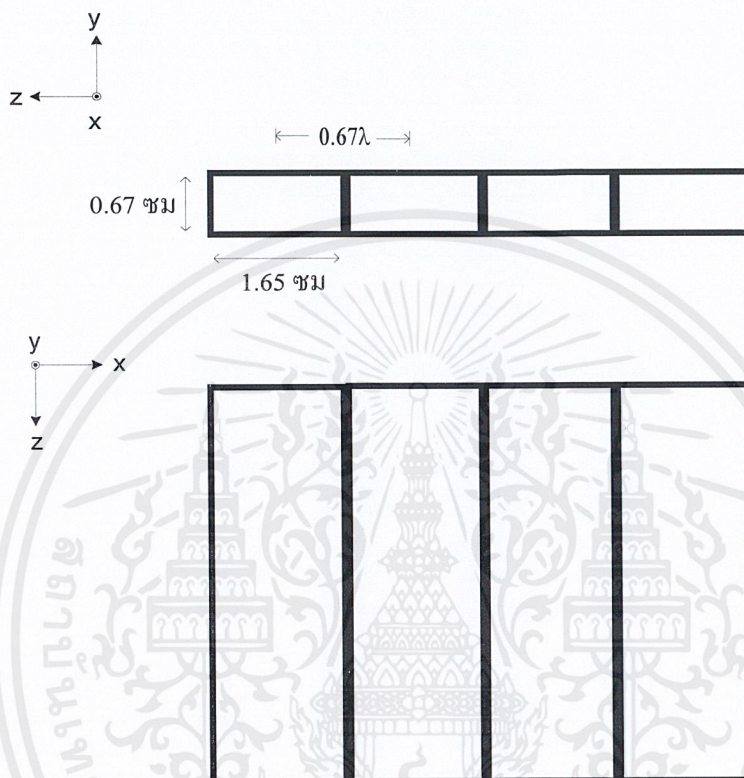


รูปที่ 3.2 ตำแหน่งที่เกิดค่าสนามไฟฟ้าสูงสุดในท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเอง

สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นที่ผสมสัญญาณในตัวเองเป็นการนำสายอากาศแอกทีฟที่เป็นท่อนำคลื่นปลายเปิดด้านหนึ่งดังที่ได้กล่าวไว้เบื้องต้นทั้ง 4 องค์ประกอบมาประกอบรวมกันเป็นแถวลำดับเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และเนื่องจากข้อจำกัดทางโครงสร้างของท่อนำคลื่น ทำให้ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบมีค่าประมาณ 0.67λ



รูปที่ 3.3 สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

3.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟ (RF Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟที่ใช้ไอซี 2N3866

(2N3866 Design for RF-Small signal amplifier)

จากค่าตัวชี้ของ 2N3866 จะได้ค่าต่างๆ ดังนี้

$$I_c(DC) = 50mA_{dc}$$

$$V_{CE} = 15V_{dc}$$

$$S_{11} = 0.563 \angle -187.446^\circ$$

$$S_{12} = 0.05 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 6 \angle 80^\circ$$

$$S_{22} = 0.418 \angle -38^\circ$$

คำนวณหาค่าความเสถียรภาพ (Stability: K) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$= 0.064 \angle -28.54^\circ |\Delta| = 0.064$$

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

$$= 0.854$$

จากการคำนวณได้ค่า $K < 1$ เพราะฉะนั้นต้องคำนวณหาค่าวงกลมเสถียรภาพดังนี้

$$D_S = 0.064 \angle -28.54^\circ$$

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^*$$

$$= 0.589 \angle -187.41^\circ$$

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$$

$$= 0.453 \angle -37.75^\circ$$

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$$

$$= 1.882 \angle -187.41^\circ$$

$$\rho_{S1} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right|$$

$$= 0.958$$

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$$

$$= 2.654 \angle -37.75^\circ$$

$$\rho_{S2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| = 1.758$$

คำนวณหาค่า MAG(maximum available gain) ได้ดังนี้

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} = \frac{6}{0.05} = 120 (20.79 \text{ dB})$$

การออกแบบหาค่าอัตราขยายที่ต้องการ(Specific Gain)

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 = 0.17$$

$$G = \frac{\text{Gain desired}}{|S_{21}|^2} = \frac{100}{6^2} = 2.78$$

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} = \frac{2.78(0.453 \angle -37.75^\circ)}{1 + 0.17(2.78)} = 0.855 \angle -37.75^\circ$$

$$\rho_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}||S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} = 0.353$$

และนำค่าที่ได้ไปพล็อตลงสมิตซ์ชาร์ท (Smith chart) เลือก $Z_L = 2 + j1.4$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_1 = \frac{2 + j1.4 - 1}{2 + j1.4 + 1} = \frac{1 + j1.4}{3 + j1.4} = \frac{1.72 \angle 54.46^\circ}{3.31 \angle 25.01^\circ} = 0.52 \angle 29.45^\circ$$

$$\Gamma_s = \left(\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_1}{1 + S_{22} \Gamma_1} \right)^* = 0.757 \angle -184.71^\circ$$

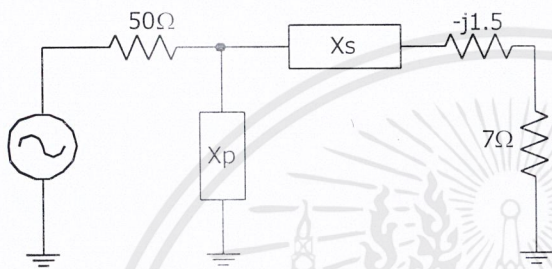
$$Z_m = 0.14 + j0.03$$

ดังนั้นจะได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ดังนี้

$$Z_m = 7 + j1.5$$

$$Z_{out} = 100 - j70$$

คำนวณการอินพุทแมทซิ่ง (Input Matching)



$$Q = 2.47$$

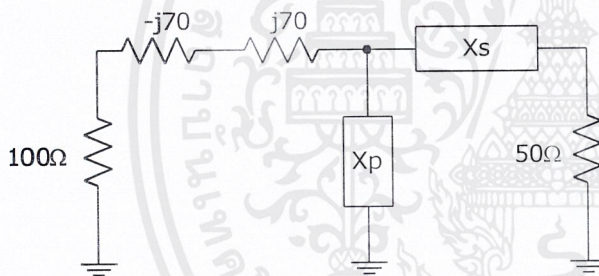
$$X_s = QR = 17.29$$

$$X_p = \frac{R}{Q} = 20.24$$

$$X_s = L = 21.36nH$$

$$X_p = C = 56.167pF$$

คำนวณการเอาต์พุทแมทซิ่ง (Output Matching)



$$Q = 1$$

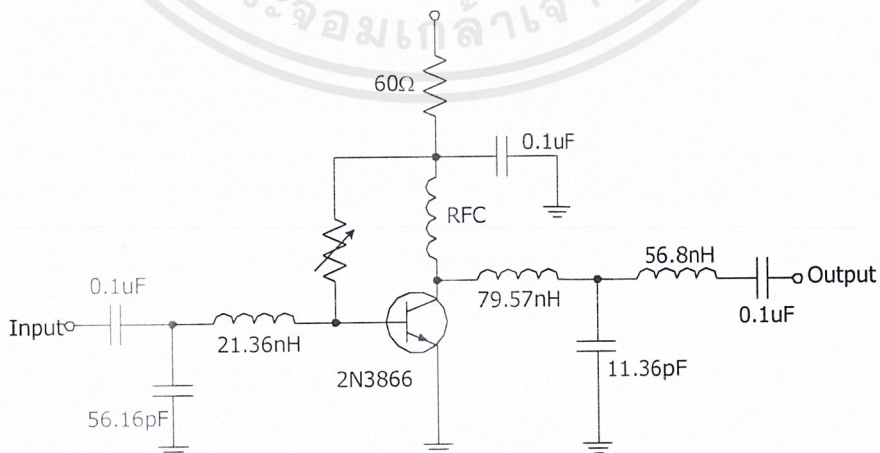
$$X_s = 50 \times 1 = 50$$

$$X_p = \frac{100}{1} = 100$$

$$X_s = L = 56.84nH$$

$$X_p = C = 11.368pF$$

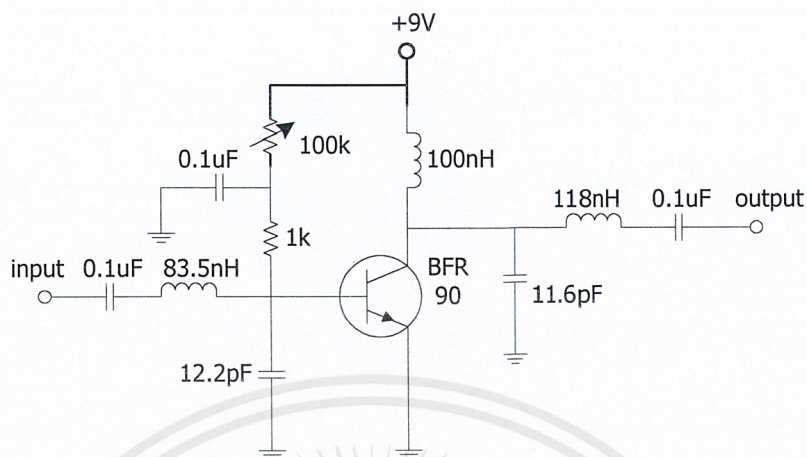
ดังนั้นจะได้รูปวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก (RF-Amplifier) ได้ดังนี้



รูปที่ 3.4 วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟ

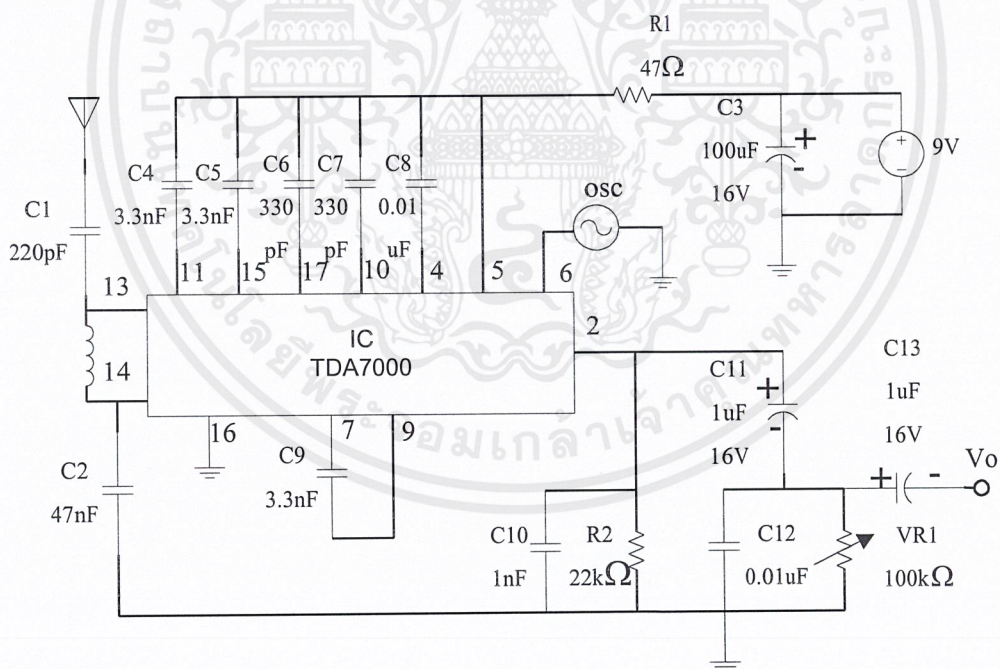
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณโดยใช้วิธีการเดียวกันกับหัวข้อ 3.2 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFR90 ทำงานที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้วงจรรขยายสัญญาณดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรรขยายสัญญาณความถี่ 100 MHz ที่ทำการออกแบบ

3.3 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม [4]



รูปที่ 3.6 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม

วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มดังรูปที่ 3.6 ใช้ไอซีเบอร์ TDA7000 ทำหน้าที่เป็นภาครับวิทยุเอฟเอ็มที่มีขนาดเล็ก แต่ก็ได้รวมเอาภาคต่างๆ ของจูนเนอร์เอฟเอ็มไว้ภายในไอซีเพียงตัวเดียวตั้งแต่ภาคความถี่ย่านกลาง, ภาคมิกเซอร์, ภาคกำเนิดความถี่, ภาคดีเทคเตอร์

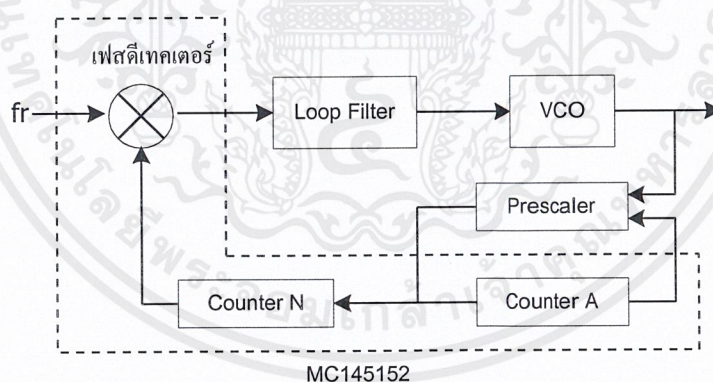
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร เริ่มจากเสาอากาศรับสัญญาณเข้ามาที่ C_1 และ L_1 ซึ่งเป็นจูนเนอร์ของเสาอากาศก่อนเข้าที่ขา 13 และ 14 ของไอซี ซึ่งเป็นภาคมิกเซอร์อยู่ภายใน สำหรับ C_2 จะทำหน้าที่คัปปลิ่งสัญญาณที่ไม่ต้องการลงกราวด์ สัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ป้อนเข้าที่ขา 6 ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลป์ที่สร้างขึ้น เมื่อคิมอดูเลตได้สัญญาณที่ต้องการแล้วจะถูกกรองความถี่โดย C_3 ถึง C_9 (ภาคความถี่ย่านกลาง) และส่งผ่านไปที่ภาคดีเทคเตอร์ จากนั้นสัญญาณเสียงที่ต้องการจะออกมาทางขา 2 ของไอซี โดยมี R_2 และ C_{10} ทำหน้าที่ชดเชยสัญญาณ (ดีเอ็มฟาซิส) สัญญาณที่ได้ผ่าน C_{11} และ C_{13} เข้า VR_1 ที่ควบคุมความแรงของสัญญาณ (โวลุ่ม) สำหรับภาคจ่ายไฟจะมี R_1 , C_3 และ C_{11} ทำหน้าที่กรองแรงดันก่อนจ่ายให้แก่ไอซี

เนื่องจากไอซี TDA7000 ที่ใช้ในวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มมีความถี่ย่านกลาง 70 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นเมื่อป้อนสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้กับวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม ตามทฤษฎีควรจะต้องสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้ได้เท่ากับ 99.93 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่จากการทดลองจะพบว่าวงจรสัญญาณเอฟเอ็มจะคิมอดูเลตสัญญาณออกมาได้ดีกว่า เมื่อความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่เท่ากับ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่เท่ากับ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์

3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลป์ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์

ในการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลป์ โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่

มีส่วนที่สำคัญดังนี้คือ

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรเฟรียควเอนเซอร์แบบสองโมดูลัส
3. วงจรเปรียบเทียบเฟส
4. วงจรลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน

ออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันแบบคอลพิทออสซิลเลเตอร์ โดยใช้เจฟेट J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต หรือ I_D กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลงหรือ V_{GS} เป็นไปตามสมการกฎกำลังสอง

$$I_{DS} = I_{DSS} [1 - (V_{GS}/V_P)]^2$$

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน จะใช้สมการกฎกำลังสอง และสมการโหลดไลน์ (Load Line) ของไบอัสตัวเอง (self-bias) คือ

$$V_{GS} = -I_D * R_S$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของเจฟेट J310 จากคาต้าชีท ดังนี้

$$I_{DSS} = 40 \text{ mA}$$

$$V_P = -4 \text{ V}$$

$$R_S = 100 \ \Omega$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่างๆดังนี้

$$I_{DQ} = 15.278 \text{ mA}$$

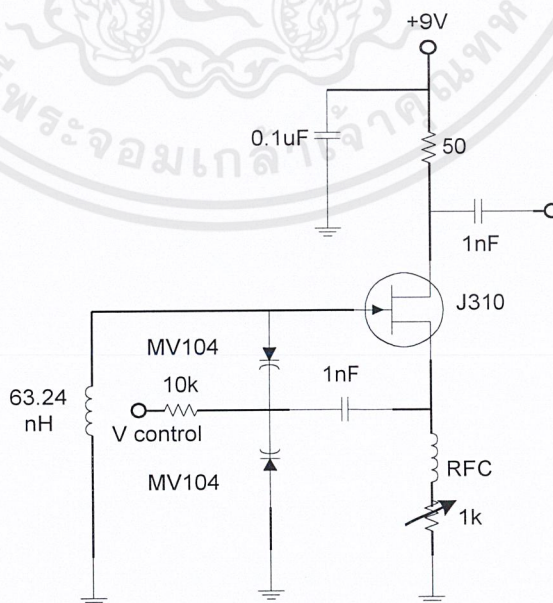
$$V_{GSQ} = -1.5278 \text{ V}$$

และคำนวณหาค่า L , C_1 และ C_2 ได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

โดย f คือความถี่ที่ต้องการ (99.91 เมกะเฮิร์ตซ์)

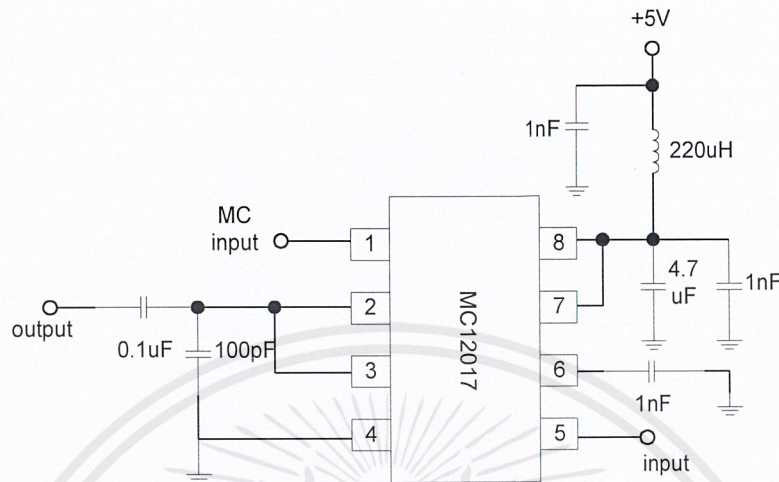


รูปที่ 3.8 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีความถี่ที่ต้องการ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 วงจรพีริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

พีริสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ ใช้ไอซี MC12017 ซึ่งจะถูกรับค่าเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.9

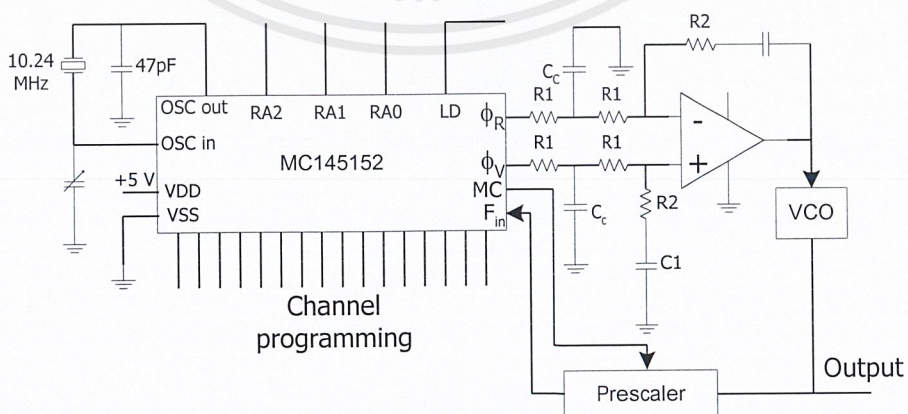


รูปที่ 3.9 การต่อวงจรของไอซี MC12017

3.4.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์

เป็นวงจรที่ใช้เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันกับความถี่อ้างอิง โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถผลิตความถี่ได้ตรงความถี่ที่เราต้องการก็ต่อเมื่อเฟสของทั้งสองส่วนนี้เท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซี MC145152 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถโปรแกรมได้ 16 บิต ซึ่ง 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคา์เตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคา์เตอร์

การออกแบบเรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนความถี่อ้างอิงนี้จะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นสัญญาณอ้างอิง โดยเราสามารถหารความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่เราต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยการกำหนดค่า RA0, RA1, RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4, 5, 6 ของตัวไอซีเป็นค่า 1, 0, 1 ก็จะทำให้ได้ค่าความถี่อ้างอิงออกที่ขา OSC_{out} (ขา 26) มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามที่เรากำหนดไว้



รูปที่ 3.10 บล็อกโคแอดเจอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่เราจะโปรแกรมให้วงจรสามารถผลิตความถี่ที่ต้องการนั้น สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$N_t = NP + A$$

โดยที่ N_t คือ ความถี่ที่เราต้องการ หารด้วยค่าความถี่อ้างอิง

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 63 - 1023

A คือ ตัวโปรแกรม $A_0 - A_5 = 6$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 0 - 63

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์

ยกตัวอย่างการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ค่าต่างๆดังนี้

$$N_t = 99.91 \text{ MHz} / 10 \text{ kHz} = 9991$$

$$P = 64$$

$$N = 156 = 0010011100$$

$$A = 7 = 000111$$

สัญญาณอินพุตจากพรีสเกลเลอร์จะถูกคัปปลิ่งเข้ามาทางขา f_{in} (ขา 1) สัญญาณอินพุตนี้จะเป็นเสมือนสัญญาณนาฬิกาเข้าไปทริกให้หารด้วย N และ A ขา ϕ_R (ขา 7) และ ϕ_V (ขา 8) นั้นจะต่อเข้าเป็นอินพุตของวงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งถ้าความถี่ f_v มากกว่า f_R หรือถ้าเฟสของ f_v น้อยกว่าทำให้ ϕ_V เป็นสัญญาณระดับสูงตลอดแต่ก็จะมีช่วงหนึ่งที่เป็นสัญญาณระดับต่ำ คือช่วงที่ทั้งสองเป็นสัญญาณระดับต่ำพร้อมกัน ซึ่งความต่างเฟสของ ขา ϕ_R และ ขา ϕ_V จะถูกเปลี่ยนเป็นค่าไฟตรงเพื่อส่งไปชดเชยที่วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน ให้ผลิตความถี่ได้ตรงตามที่เราต้องการ

ส่วนขา MC (ขา 9) นั้นจะต่อไปยังวงจรถ่ายพรีสเกลเลอร์เพื่อกำหนดว่าขณะนั้นพรีสเกลเลอร์จะต้องการด้วยค่าอะไร โดยสัญญาณที่ออกจากขา MC จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม และเริ่มต้นจะมีระดับสัญญาณต่ำกว่าแกนเตอร์ A จะนับลดลงไปด้วย เพราะฉะนั้นเมื่อ A นับลดลงจนเป็น 0 แล้ว N จะต้องนับอีก ($N - A$) ครั้งจึงเท่ากับ 0 และ MC จะกลับไปเป็นสัญญาณระดับต่ำอีกครั้ง เมื่อแกนเตอร์ถูกรีเซ็ตด้วยค่าที่โปรแกรมไว้อีกครั้ง

ขา LD (Lock Detector Output) ขา 28 จะเป็นขาที่ใช้ในการตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่เราต้องการหรือไม่ โดยถ้าสัญญาณที่ขานี้เป็นสัญญาณระดับสูงก็แสดงว่า f_R และ f_v เฟสและความถี่ตรงกันแล้ว นั่นคือวงจรนี้สามารถผลิตความถี่ที่ต้องการได้

3.4.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์นั้นใช้ออปแอมป์ LM358 ซึ่งวงจรนี้จะนำเอาสัญญาณ ϕ_V และ ϕ_R จากวงจรเปรียบเทียบเฟสต่อเข้ามาเป็นอินพุต โดย ϕ_V ต่อเข้าขา 3 และ ϕ_R ต่อเข้าขา 2 เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสและแปลงค่าความแตกต่างออกมาเป็นไฟตรงเพื่อต่อ ไปชดเชยให้แก่วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน เพื่อให้วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันสามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่เราต้องการ และวงจรนี้ยังทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าต่างๆที่ต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{vco}}{NCR_1}}$$

$$K_{vco} = 36.86135 \text{ Mrad/V}$$

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01 \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{((2\xi^2 + 1)^2 + 1)}}} = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}}}$$

$$= 287.698$$

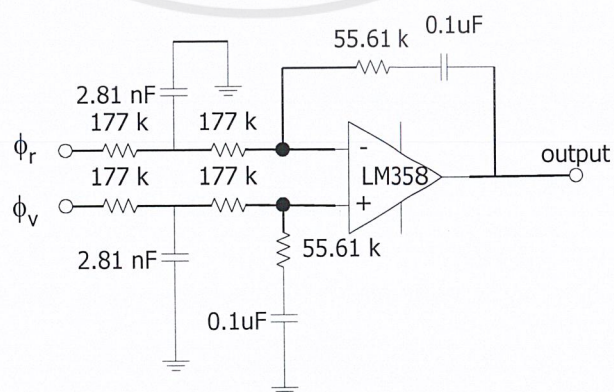
$$N_t = \frac{99.91 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 9991$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} = 354.743 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

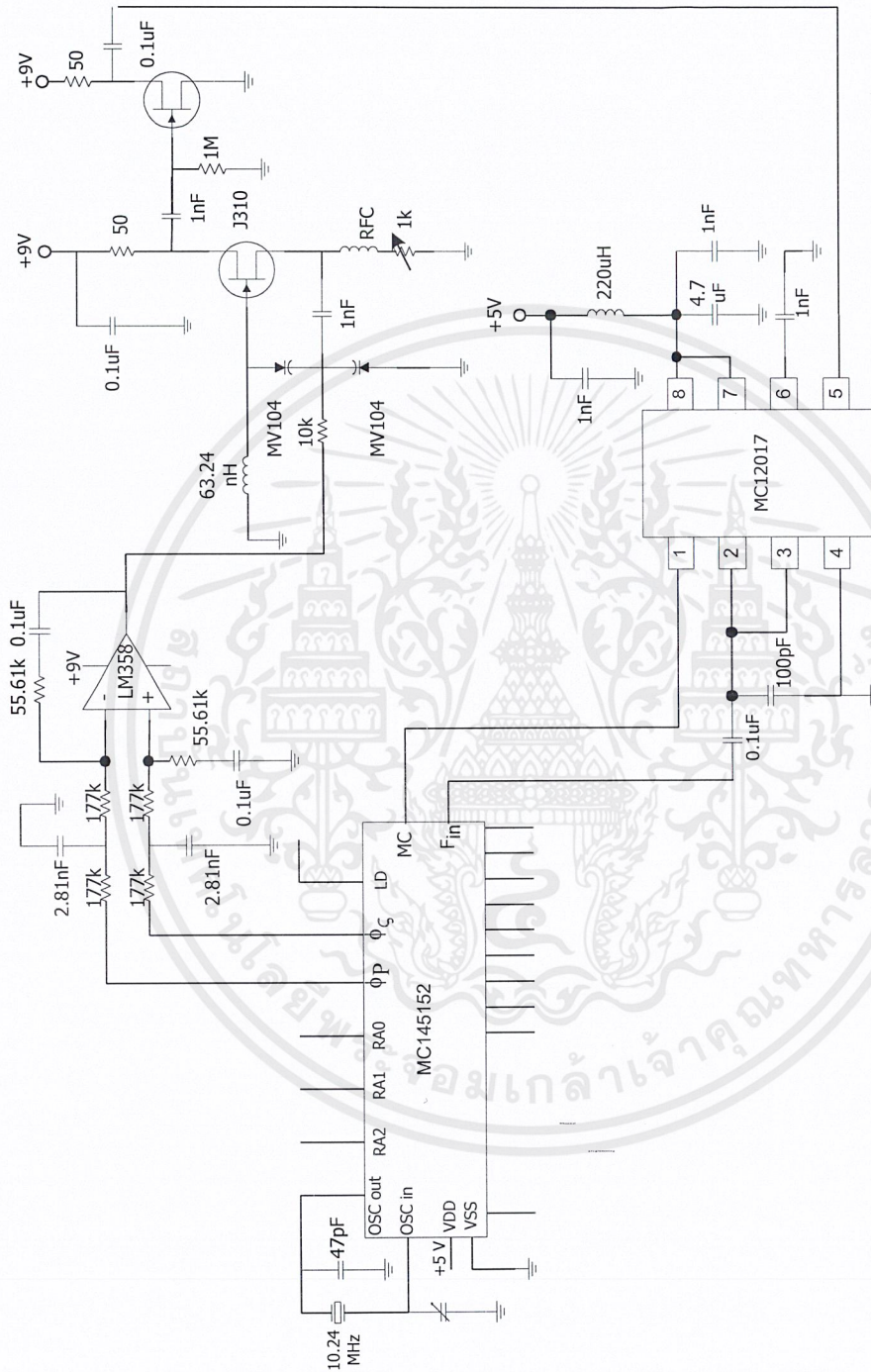
$$C_c = \frac{1}{10R_1 f_b} = 2.81 \text{ nF}$$

เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูป



รูปที่ 3.11 วงจรรูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

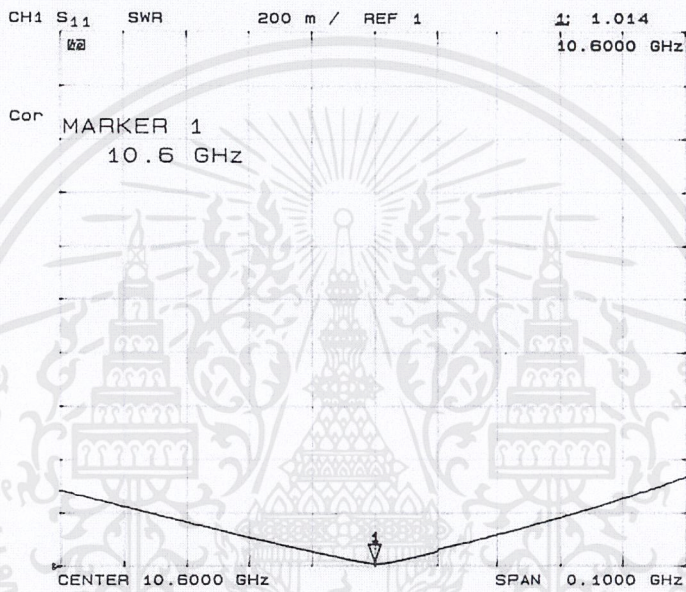
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

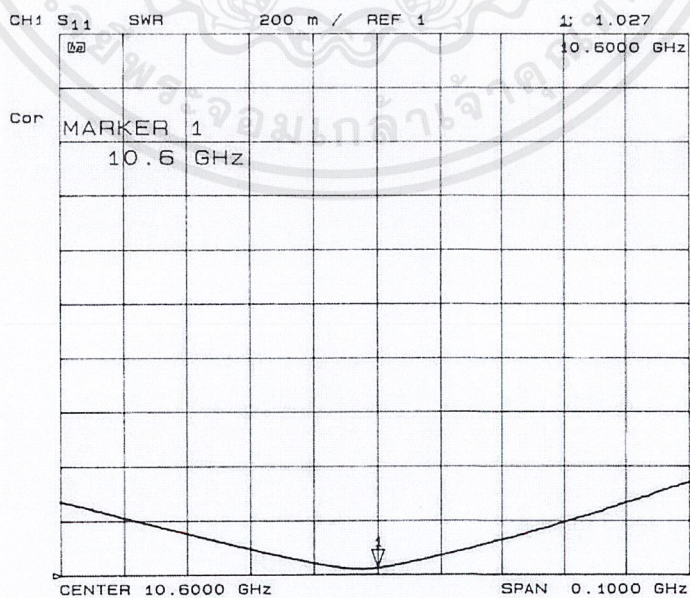
4.1 การวัดอัตราขยายของสายอากาศอ้างอิง

ก. ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับให้สายอากาศอ้างอิงมีอิมพีแดนซ์แมทซ์กันมากที่สุด โดยจากการวัดสายอากาศอ้างอิงทั้งสองจะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (standing wave ratio : SWR) เท่ากับ 1.014 : 1 และ 1.027 : 1 ตามลำดับดังรูปที่ 4.1 และ 4.2



รูปที่ 4.1 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิงตัวที่ 1

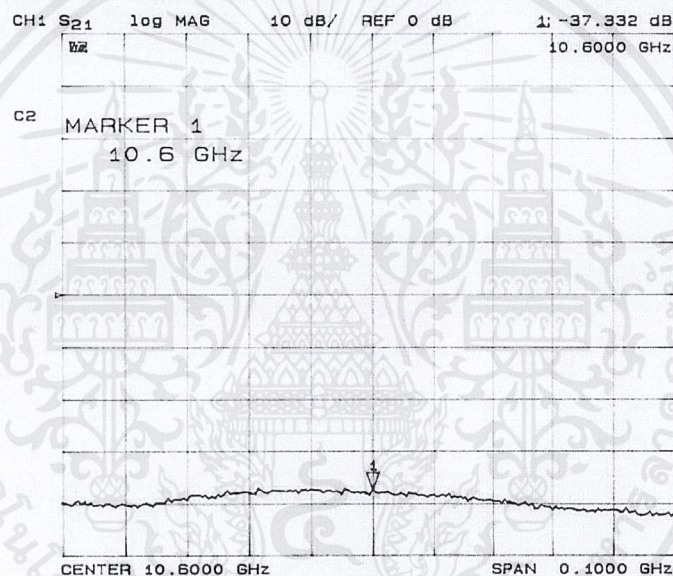


รูปที่ 4.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิงตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. จัดอุปกรณ์ในการวัดโดยให้ระยะห่างของสายอากาศอ้างอิงทั้งสอง เท่ากับ 95 เซนติเมตร
3. กำหนดคุณสมบัติของเครื่องวิเคราะห์โคจรข่าย (8720C Hewlett Packard) ดังนี้
 - เลือกวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ที่ 1 ไปยังพอร์ที่ 2 (S_{21})
 - กำหนดความถี่ศูนย์กลางที่ 10.6 กิกะเฮิรตซ์ ช่วงความถี่ที่แสดงผล 100 เมกะเฮิรตซ์
 - กำลังงานที่พอร์ที่ส่ง 10 ดีบีเอ็ม (dBm)
4. อ่านค่ากำลังงานที่รับได้ ณ สายอากาศรับเทียบกับกำลังงานที่ส่ง ณ สายอากาศส่ง (ค่าการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่าน) ค่าที่อ่านได้อยู่ในหน่วยเดซิเบล
5. นำค่าที่อ่านได้มาคำนวณหาค่าอัตราการขยายโดยใช้สมการการส่งคลื่นของฟรีส

ข. ผลการทดลอง



รูปที่ 4.3 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่าน

จากสมการการส่งคลื่นของฟรีส ในกรณีที่ เป็นสายอากาศที่โพลาไรเซชันแมตซ์ (polarization matching) และหันสายอากาศให้ส่งและรับได้แรงที่สุด แสดงได้ดังสมการที่ 4.1

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (4.1)$$

โดย P_r คือ กำลังงานรับของสายอากาศรับ (วัตต์)

P_t คือ กำลังงานส่งของสายอากาศส่ง (วัตต์)

λ คือ ความยาวคลื่น (เมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- d คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง – รับ (เมตร)
 G_r คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศรับ
 G_t คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่ง

ทำให้อยู่ในรูปของเดซิเบลได้ดังสมการที่ 4.2

$$[P_r]_{dB} - [P_t]_{dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) + [G_t]_{dB} + [G_r]_{dB} \quad (4.2)$$

ให้สายอากาศอ้างอิงทั้งสองตัวมีความเหมือนกับทุกประการจะได้ว่า

$$2[G]_{dB} = [P_r]_{dB} - [P_t]_{dB} - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (4.3)$$

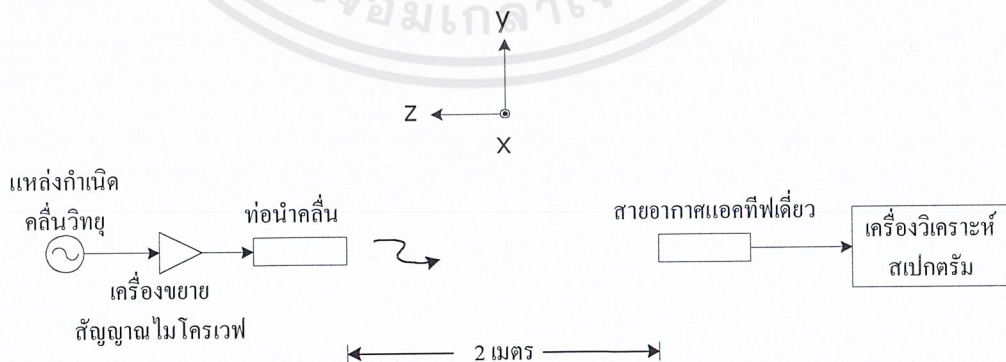
จากผลการทดลอง สามารถแทนค่าในสมการได้ดังนี้

$$[P_r]_{dB} - [P_t]_{dB} = -37.332 \text{ เดซิเบล}$$

λ ที่ความถี่ 10.6 GHz เท่ากับ 2.83 เซนติเมตร
 d ระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสอง เท่ากับ 95 เซนติเมตร

จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศอ้างอิงเท่ากับ 7.585 เดซิเบล

4.2 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเอกทีฟเดี่ยว



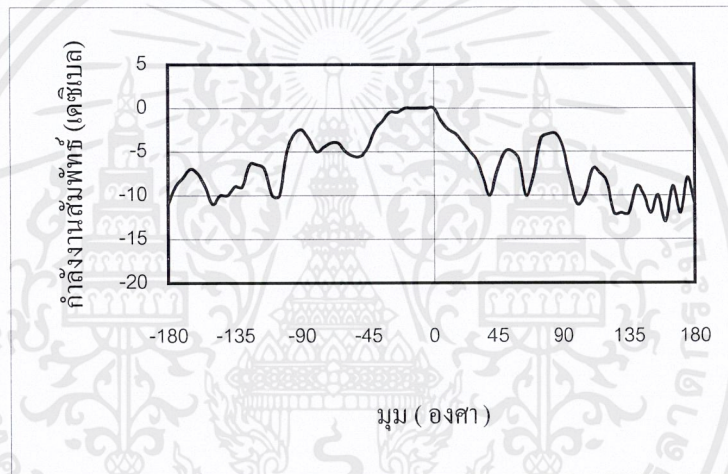
รูปที่ 4.4 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเอกทีฟเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

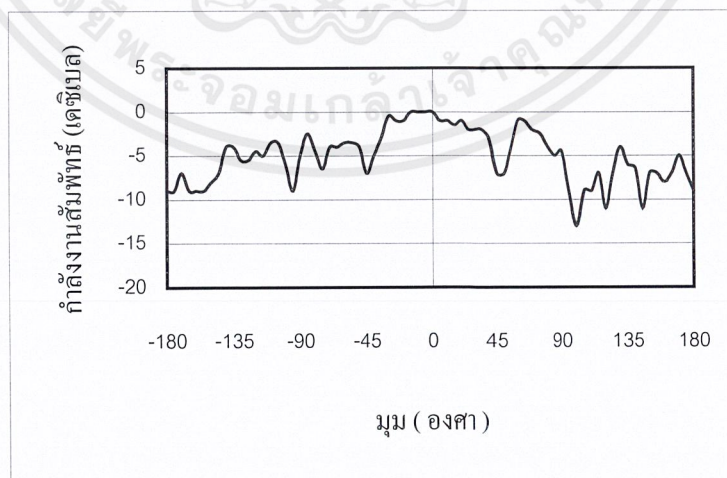
ก. ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดอุปกรณ์ดังรูปที่ 4.4 โดยให้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุเท่ากับ 10.6 กิกะเฮิรตซ์ ผ่านเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ และสายอากาศส่งซึ่งเป็นท่อนำคลื่นปลายเปิดหนึ่งข้าง โดยด้านรับและด้านส่งห่างกัน 2 เมตร
2. จ่ายแรงดันกระแสตรงให้แก่กันนำไดโอดผลิตความถี่ที่ 10.5 กิกะเฮิรตซ์
3. อ่านและบันทึกค่ากำลังงานทางด้านรับที่ความถี่กลาง 100 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อสายอากาศแอดทีฟหมุนไปที่ละ 5 องศา ในระนาบ xz
4. อ่านและบันทึกค่ากำลังงานทางด้านรับที่ความถี่กลาง 100 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อสายอากาศแอดทีฟหมุนไปที่ละ 5 องศา ในระนาบ yz

ข. ผลการทดลอง



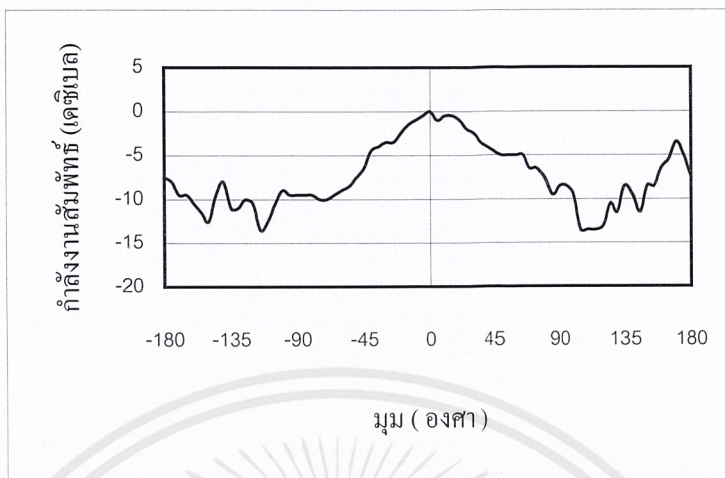
(ก) ระยะเวลา xz



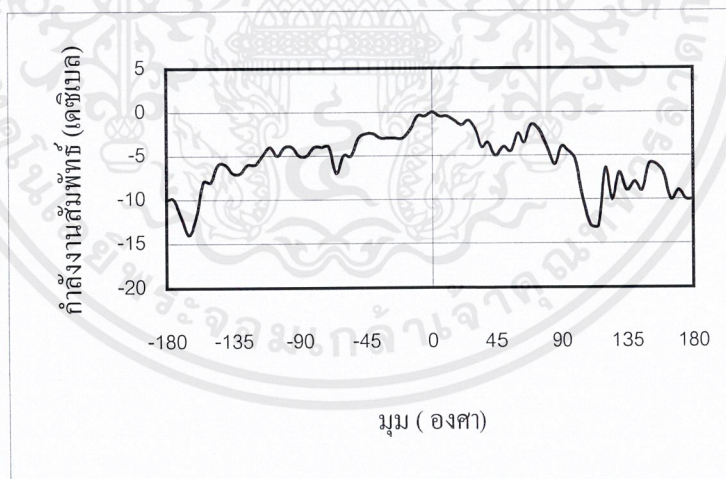
(ข) ระยะเวลา yz

รูปที่ 4.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอดทีฟองค์ประกอบที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



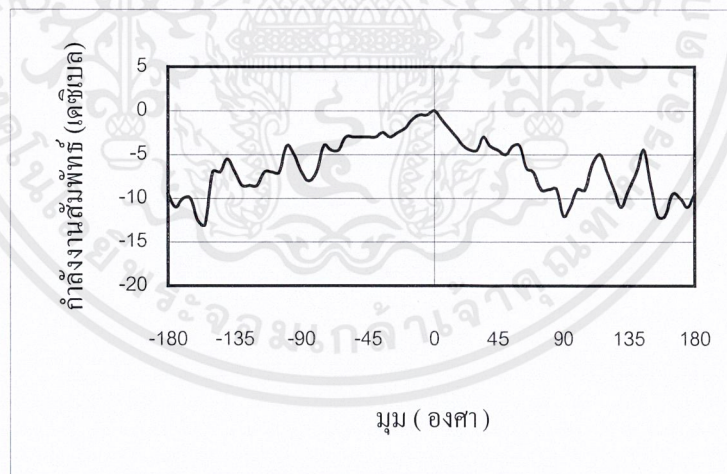
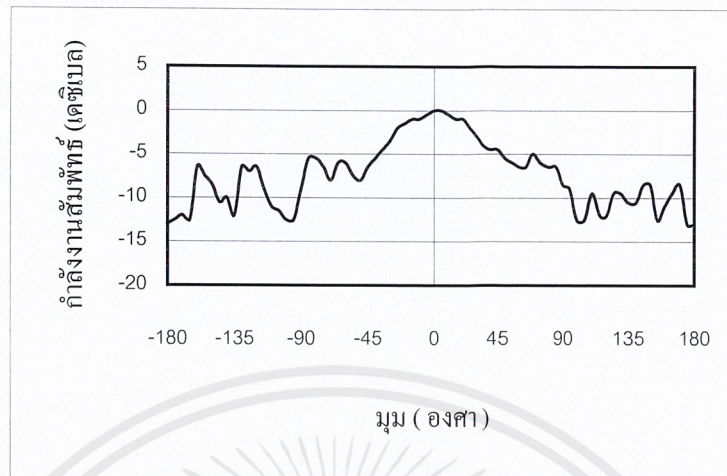
(ก) ระนาบ xz



(ข) ระนาบ yz

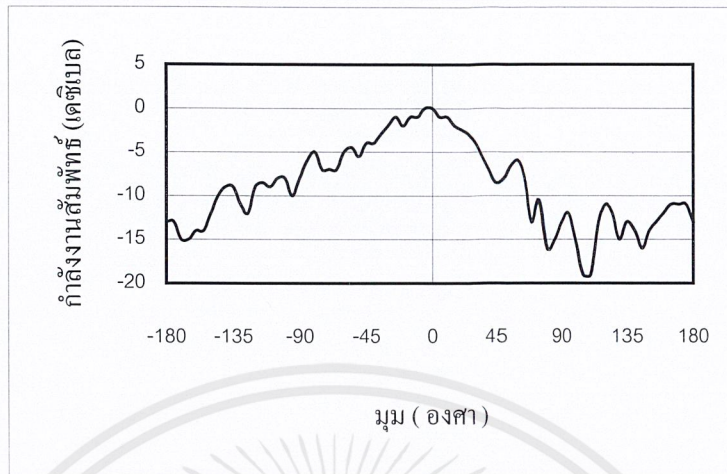
รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟที่ประกอบที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

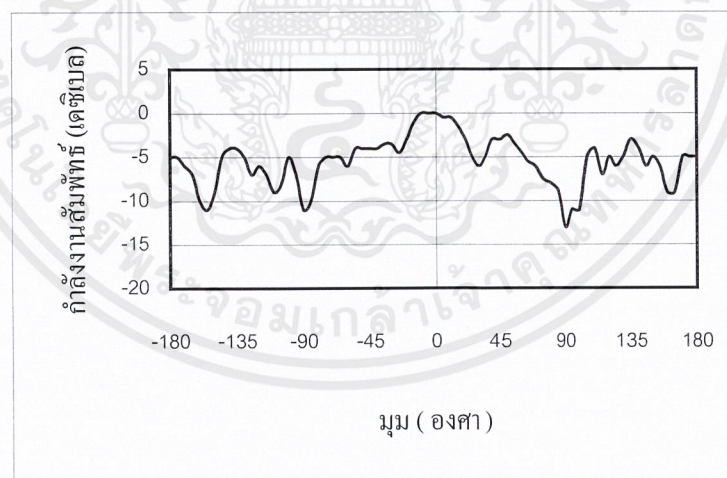


รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟองค์ประกอบที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ระนาบ xz

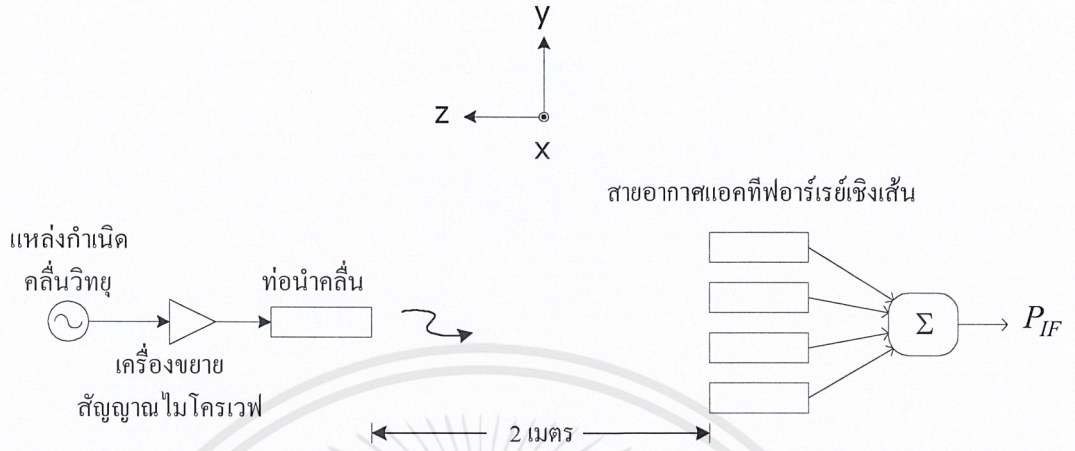


(ข) ระนาบ yz

รูปที่ 4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเอคทีฟองค์ประกอบที่ 4
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3

4.3 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

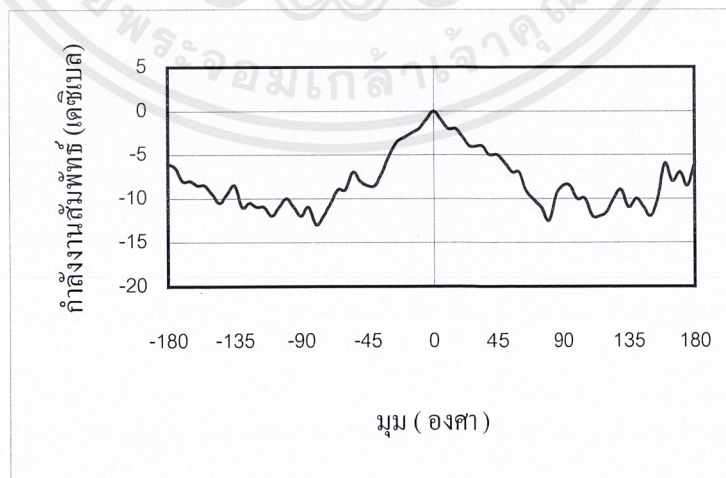


รูปที่ 4.9 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์

ก. ขั้นตอนการทดลอง

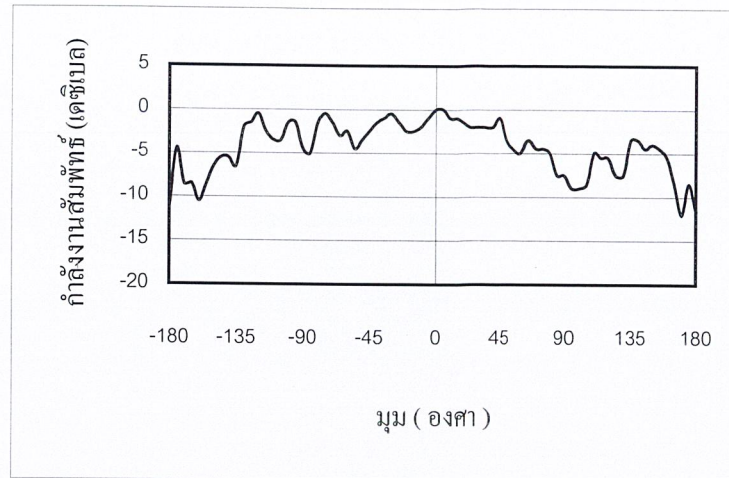
ทำเช่นเดียวกันกับในกรณีของสายอากาศแอกทีฟเดี่ยว เพียงแต่เปลี่ยนสายอากาศแอกทีฟเดี่ยวเป็นสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

ข. ผลการทดลอง



(ก) ระนาบ xz

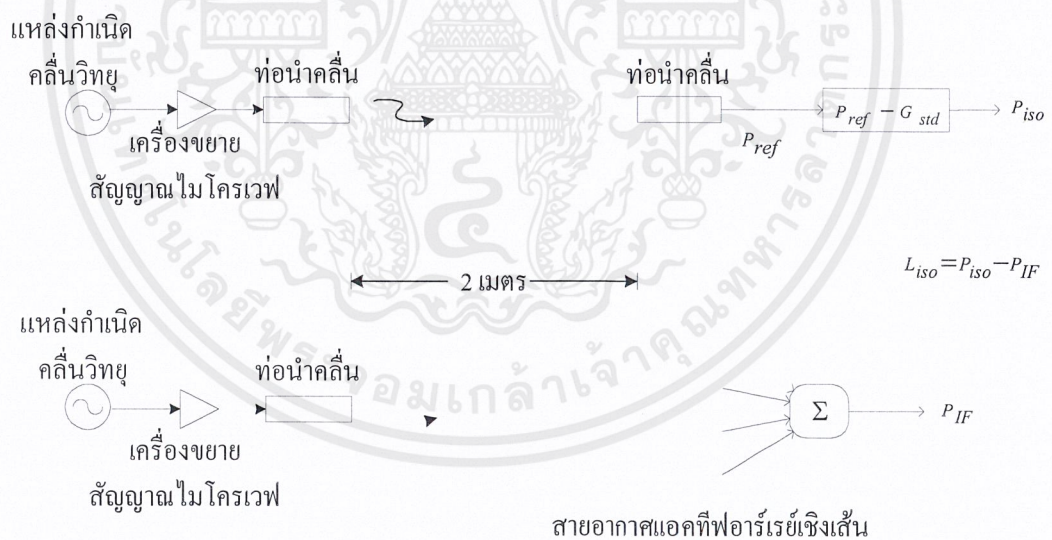
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ระนาบ yz

รูปที่ 4.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

4.4 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์



รูปที่ 4.11 การวัดค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

ก. ขั้นตอนการทดลอง

1. ให้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุเท่ากับ 10.6 กิกะเฮิรตซ์ ผ่านเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ ทั้งสายอากาศส่งและรับเป็นท่อนำคลื่นปลายเปิดหนึ่งข้าง โดยด้านรับและด้านส่งห่างกัน 2 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทางด้านรับ อ่านค่ากำลังงานได้ P_{ref} จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม จะหาค่ากำลังงานของไอโซโทปิก P_{iso} ได้โดยการนำค่าอัตราการขยายของสายอากาศอ้างอิงซึ่งเท่ากับ 7.585 เดซิเบล มาลบออกจาก P_{ref}
3. ทำซ้ำข้อ 1 และข้อ 2 เพียงเปลี่ยนสายอากาศรับจากสายอากาศอ้างอิงเป็นสายอากาศแอกทิฟอาร์เรย์ ในกรณีนี้กำลังงานที่เป็นสัญญาณที่ความถี่กลางที่เอาท์พุทของแต่ละองค์ประกอบเมื่อรวมกันแล้วจะได้เป็น P_{IF}
4. ทำซ้ำข้อ 1 ถึงข้อ 3 เพียงแต่เปลี่ยนความถี่วิทยุที่ส่งเป็น 10.55 และ 10.65 กิกะเฮิรตซ์

ข. ผลการทดลอง

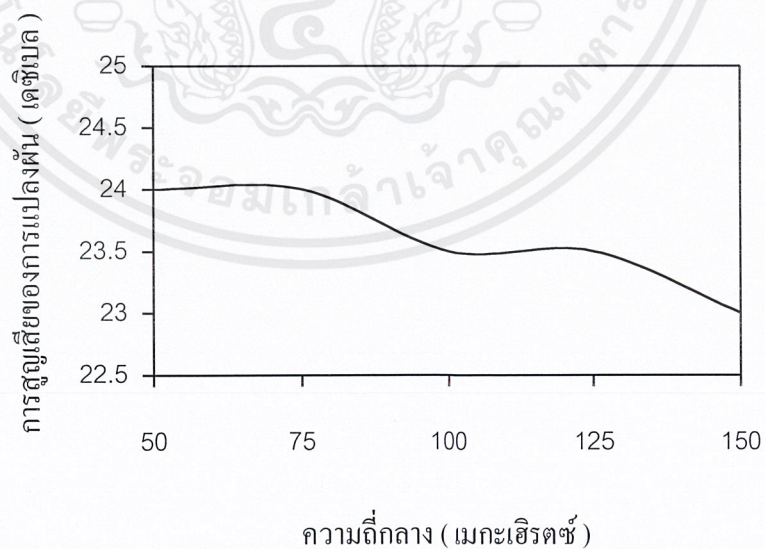
จากขั้นตอนการทดลอง สามารถหาค่าการสูญเสียของการแปลงผันในกรณีไอโซโทปิก (L_{iso})

$$L_{iso} = P_{iso} - P_{IF} \quad (4.4)$$

สามารถหาค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศอาร์เรย์ได้จาก

$$L_c = L_{iso} + G_{aa} \quad (4.5)$$

โดยที่ G_{aa} คือค่าอัตราการขยายของสายอากาศแอกทิฟ ซึ่งใช้ค่าเท่ากับ 7.585 เดซิเบล จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่่านกลางกับค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศอาร์เรย์ได้ดังรูปที่ 4.12

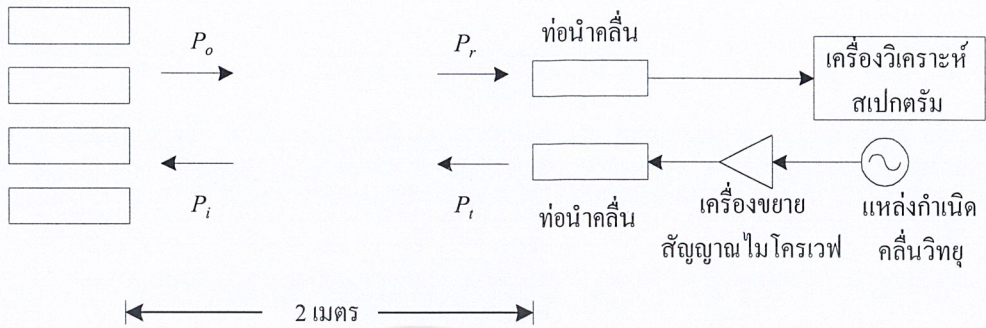


รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่่านกลางกับค่าการสูญเสียของการแปลงผันของสายอากาศแอกทิฟอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การวัดแบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้ง

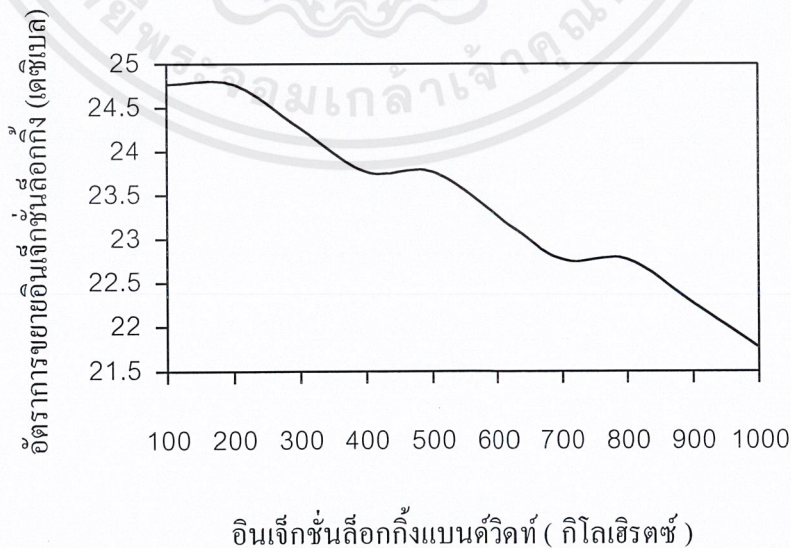
สายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น



รูปที่ 4.13 การวัดค่าอัตราการขยายอินเจกชันล็อกกิ้งและค่าอินเจกชันล็อกกิ้งแบนด์วิดท์ของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น

ขั้นตอนและผลการทดลอง

1. เครื่องวิเคราะห์โคร่งข่ายเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุ ผ่านเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ และสายอากาศท่อนำคลื่นปลายเปิดหนึ่งข้าง ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งสัญญาณความถี่ f_i ตั้งแต่ความถี่ 10.5001 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 10.5010 กิกะเฮิรตซ์
2. ทางด้านรับจะมีสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ที่มีออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่อิสระที่ 10.5 กิกะเฮิรตซ์ ทำหน้าที่รับสัญญาณ เนื่องจากอินเจกชันล็อกกิ้งจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เปลี่ยนความถี่เป็น f_i สามารถใช้ค่ากำลังงานที่อ่านได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมคำนวณหาค่า P_o และ P_i โดยใช้สมการการส่งคลื่นของฟรีส
3. จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าล็อกกิ้งแบนด์วิดท์กับค่าอัตราการขยายล็อกกิ้งดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าล็อกกิ้งแบนด์วิดท์กับค่าอัตราการขยายล็อกกิ้ง

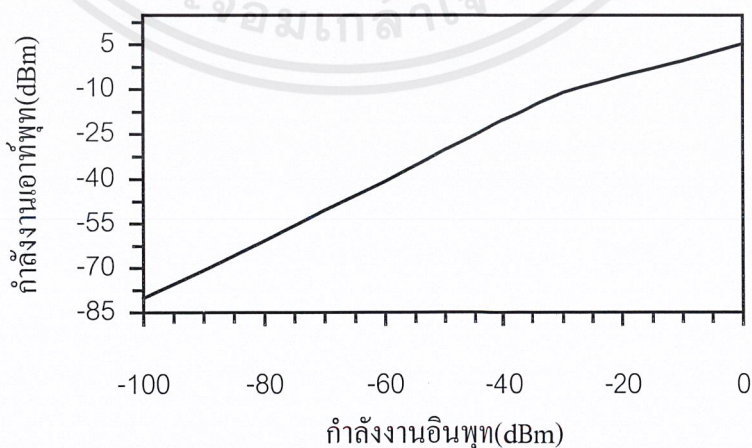
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วงจรขยายสัญญาณ 100 เมกะเฮิรตซ์

ทำการขยายสัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศออร์เรย์ ทำการทดลองป้อนสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ โดยเปลี่ยนกำลังงานของสัญญาณอินพุต ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตดังตาราง

กำลังงานอินพุต(dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-100	-80.06
-90	-70.75
-80	-60.79
-70	-50.46
-60	-40.78
-50	-30.18
-40	-20.25
-30	-10.94
-20	-5.43
-10	-0.42
0	5.46

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์



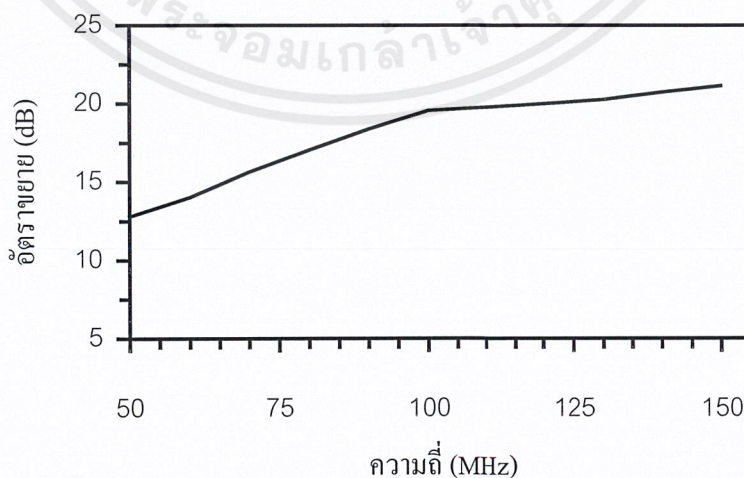
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดลองป้อนสัญญาณที่มีกำลังงานอินพุต -70 dBm โดยเปลี่ยนความถี่ของอินพุต ได้ผลตอบสนองทางความถี่ดังตาราง

ความถี่(MHz)	อัตราขยาย(dB)
50	12.78
60	14.02
70	15.64
80	17.03
90	18.36
100	19.54
110	19.75
120	19.98
130	20.26
140	20.71
150	21.13

ตารางที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.16 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ่ความถี่ 99.91 MHz

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกประกอบด้วยวงจรย่อยภายในด้วยกัน 4 วงจร ได้แก่

4.7.1 วงจรวีซีโอ (VCO : Voltage Control Oscillator)

4.7.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.7.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector)

4.7.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

ผลการทดลองแต่ละวงจรแสดงได้ดังนี้คือ

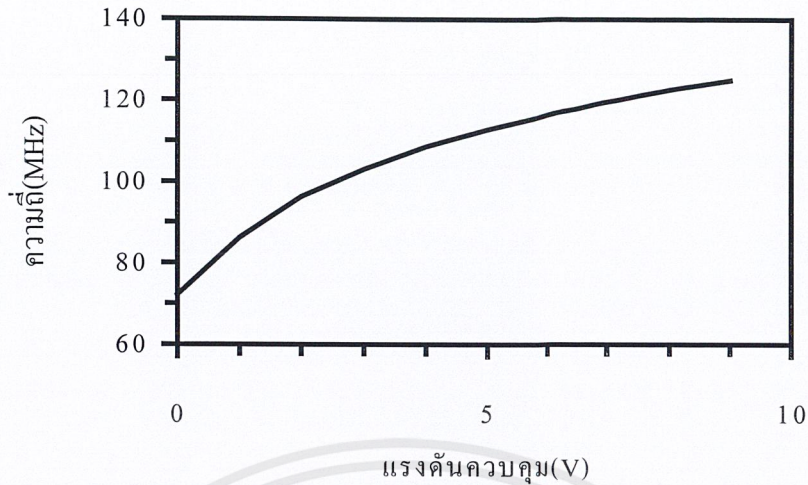
4.7.1 วงจรวีซีโอ

ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรวีซีโอ ค่าที่ได้ตามตารางที่ 4.3 แสดงเป็นกราฟตามรูปที่ 4.17 และ 4.18 โดยในรูปที่ 4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ และในรูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานเอาต์พุต

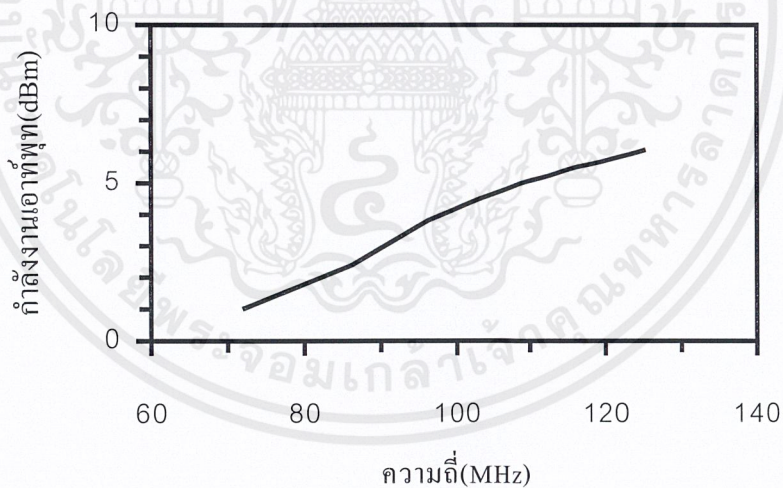
แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
0.0	72.20	1.02
1.0	86.20	2.39
2.0	96.20	3.80
3.0	103.00	4.49
4.0	108.60	4.98
5.0	112.80	5.26
6.0	116.40	5.52
7.0	119.60	5.70
8.0	122.60	5.87
9.0	125.00	6.03

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรวีซีโอ

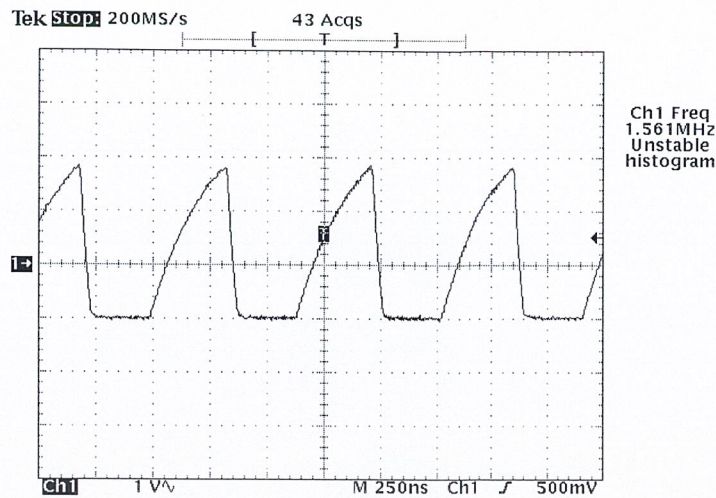


รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ

4.7.2 วงจรพรีสเกลเลอร์

วงจรพรีสเกลเลอร์ทำหน้าที่หารความถี่ให้มีความถี่ต่ำลง โดยอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรพรีสเกลเลอร์คือสัญญาณจากวงจรวีซีโอ (หัวข้อที่ 4.7.1) เอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์แสดงตามรูปที่ 4.19

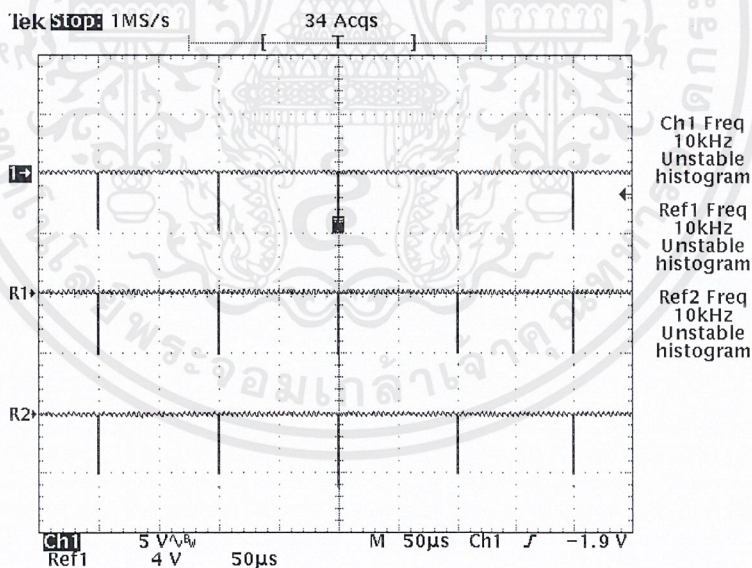
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์ MC12017

4.7.3 วงจรเฟลตติเทคเตอร์

ไอซี MC145152 ภายในมีตัวเปรียบเทียบเฟส โดยที่ขาสัญญาณอินพุต (ขาที่ 1) เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ได้มาจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อเฟสตรงกันจะแสดงสถานะดังรูปที่ 4.20



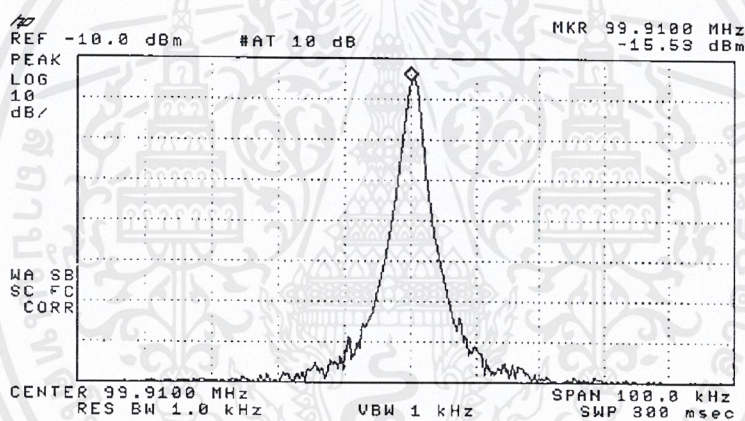
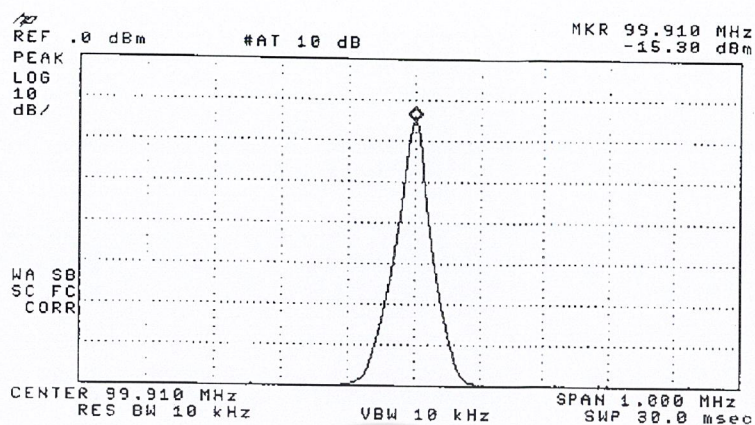
รูปที่ 4.20 รูปสัญญาณแสดงสถานะเมื่อสัญญาณอินพุตมีเฟสตรงกับสัญญาณอ้างอิง

Ch1 : สัญญาณจากขาอ็อกติเทคต์ (ขาที่ 28)

Ref1 : สัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7)

Ref2 : สัญญาณจากขา ϕ_V (ขาที่ 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



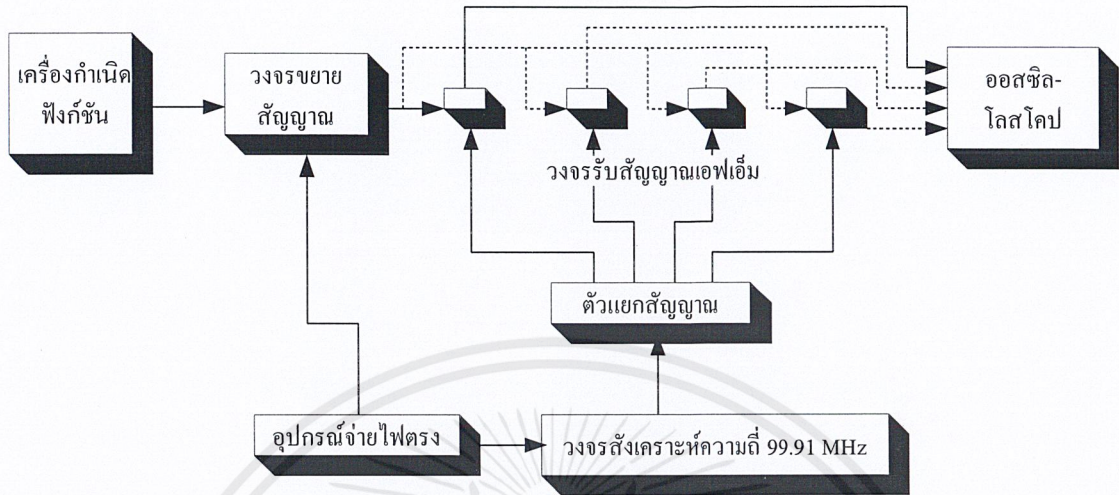
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์

4.8 วงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม

ในส่วนของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม ทั้ง 4 วงจร จะทดสอบคุณสมบัติ โดยใช้เครื่องกำเนิดฟังก์ชัน (Function Generator) HP8648B 9 kHz - 2 GHz เป็นตัวป้อนอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่นำสัญญาณชายน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ มามอดูเลตกับคลื่นพาหะที่มีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ , ความถี่เบี่ยงเบน ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ , แอมพลิจูด -70dBm ให้แก่วงจร และใช้ ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) วัดเอาต์พุตของวงจร โดยทำการวัดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8.1 วัดเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มทั้ง 4 วงจร โดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ป้อนสัญญาณผ่านตัวแยกสัญญาณ (splitter) ให้ทั้ง 4 วงจรพร้อมกัน และนำเอาต์พุตของแต่ละวงจรมาเปรียบเทียบกัน

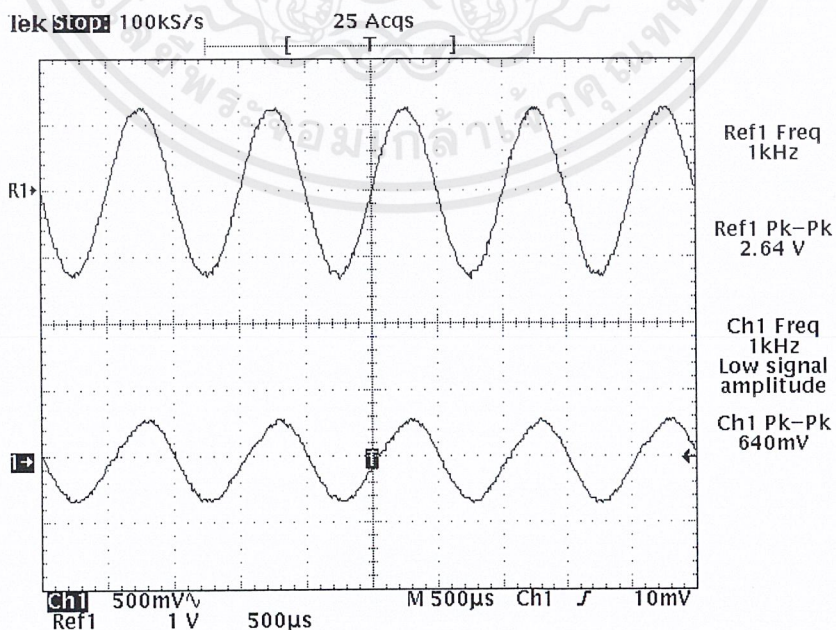


รูปที่ 4.22 บล็อกไดอะแกรมการวัดเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม

ก. ขั้นตอนการทดลอง

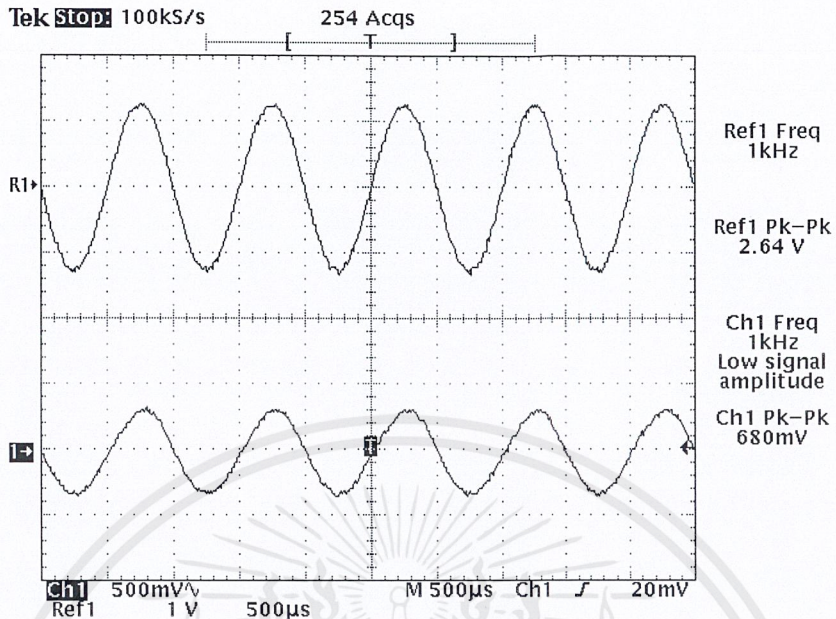
1. จัดตั้งอุปกรณ์ดังรูปที่ 4.22
2. จ่ายแรงดันไบอัสให้แก่วงจรขยายสัญญาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ และวงจรสังเคราะห์ความถี่ 99.91 เมกะเฮิร์ตซ์
3. อ่านค่าเอาต์พุตที่ได้จากออสซิลโลสโคป และบันทึกผลจนครบทั้ง 4 วงจร
4. นำเอาต์พุตของแต่ละวงจรมาเปรียบเทียบกัน

ข. ผลการทดลอง

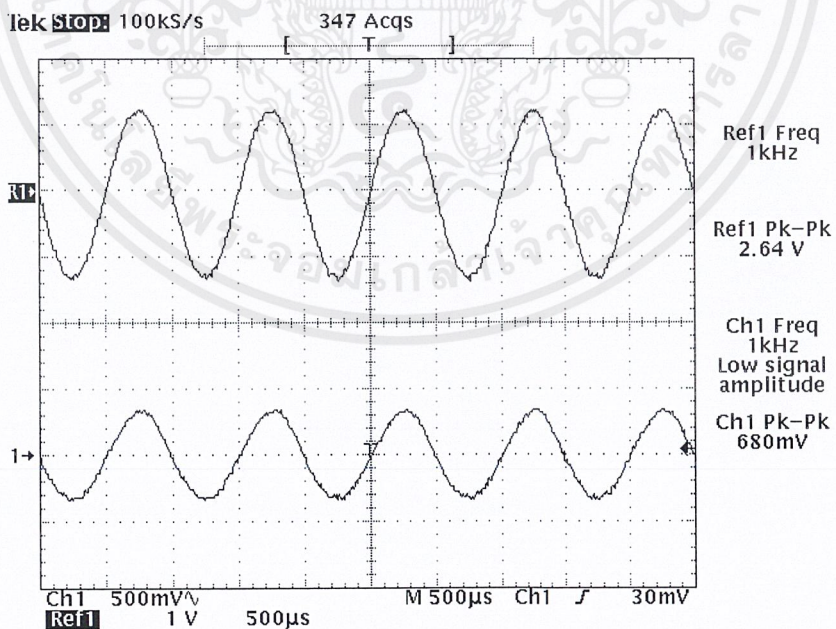


รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

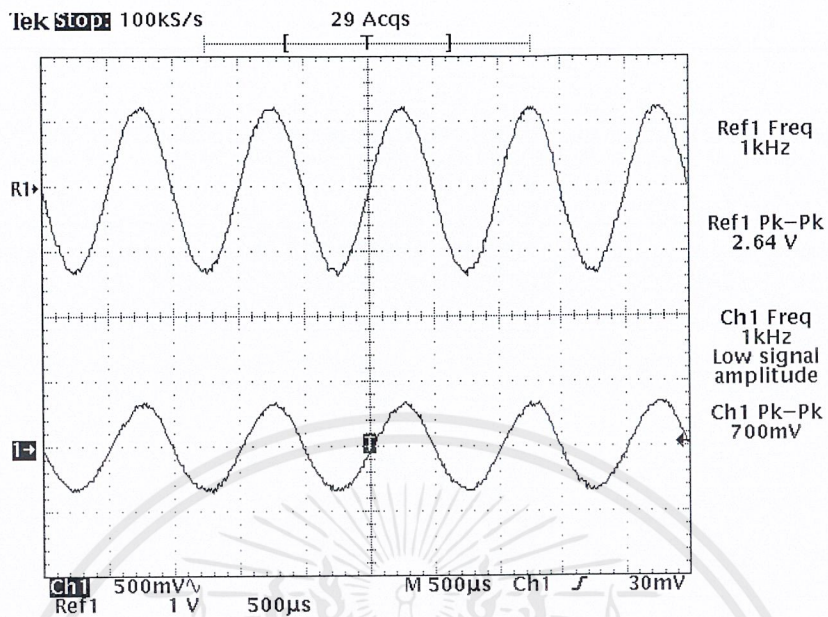


รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2

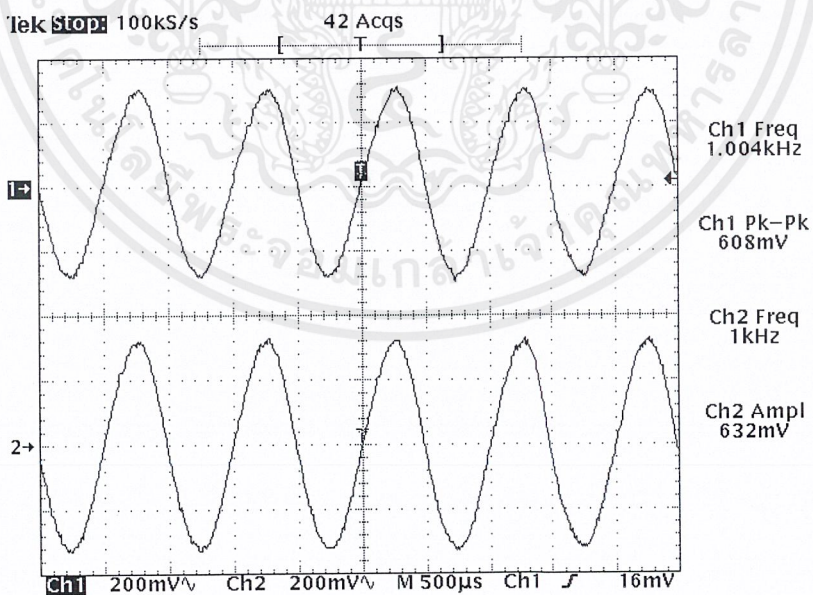


รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

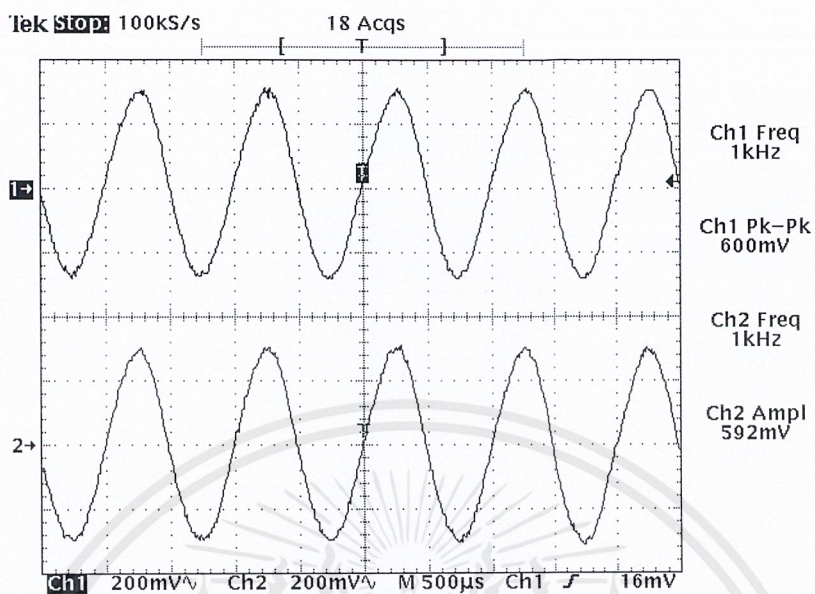


รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณแอฟเอ็มวงจรที่ 4

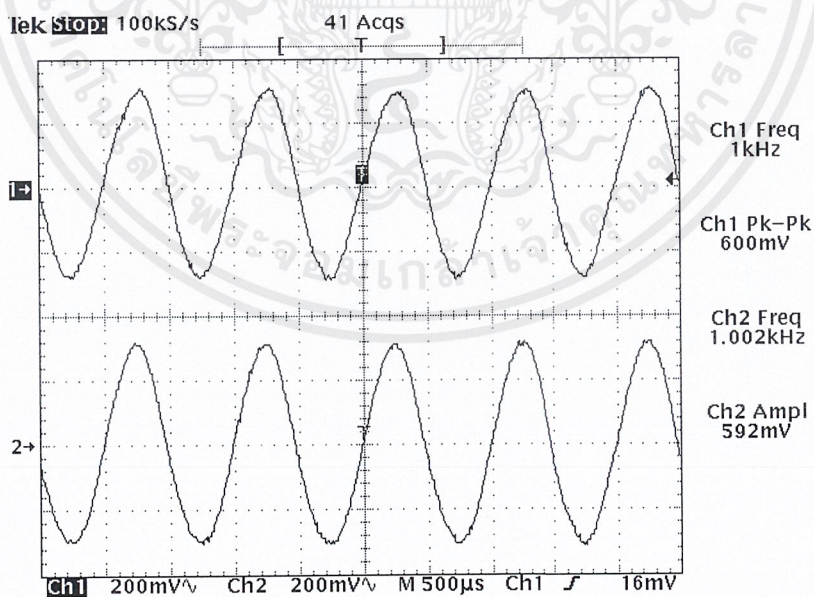


รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณแอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

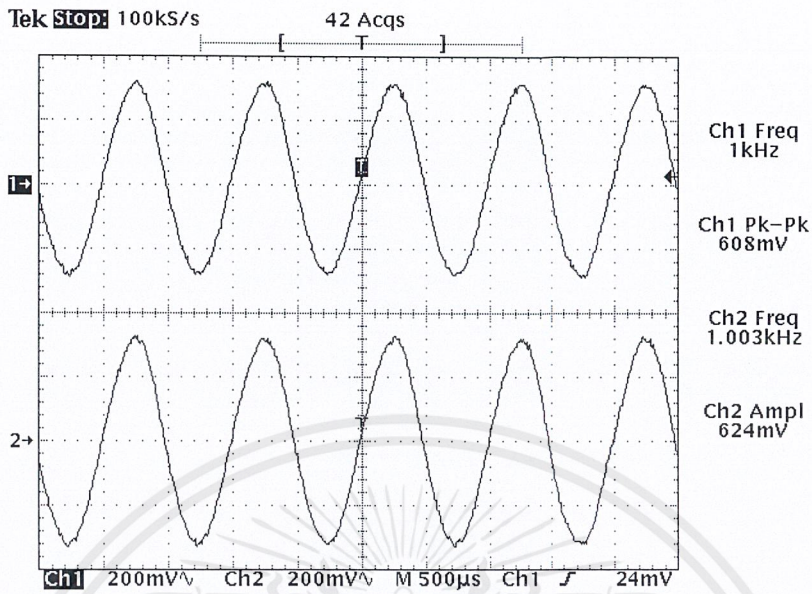


รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 3

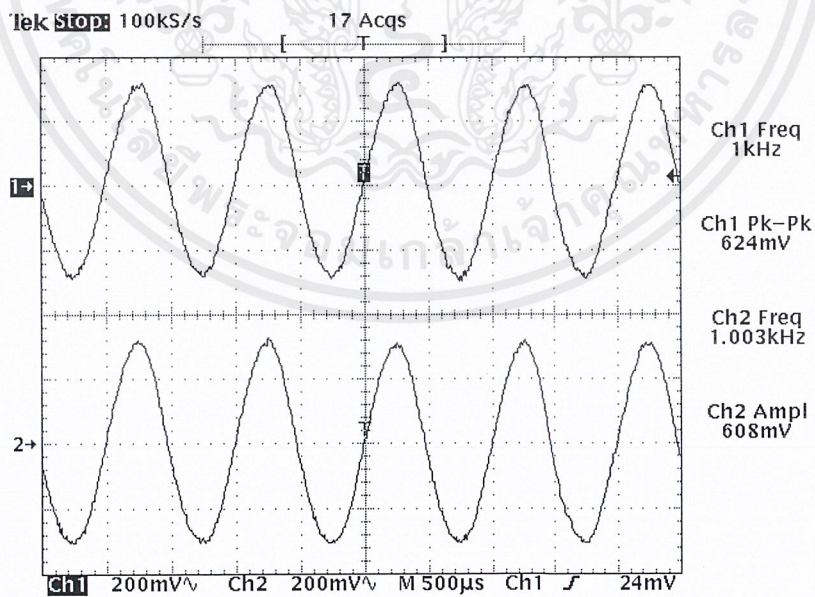


รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 1 กับวงจรที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

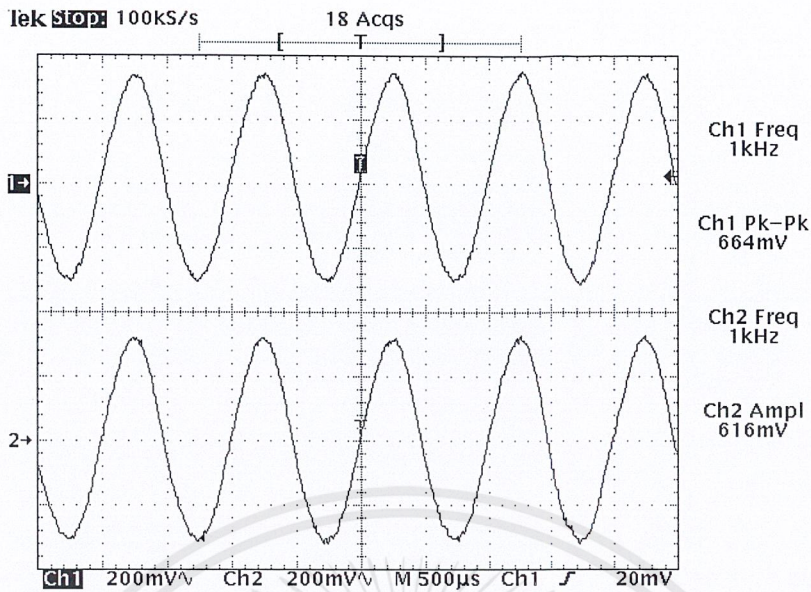


รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2 กับวงจรที่ 3



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรที่ 2 กับวงจรที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



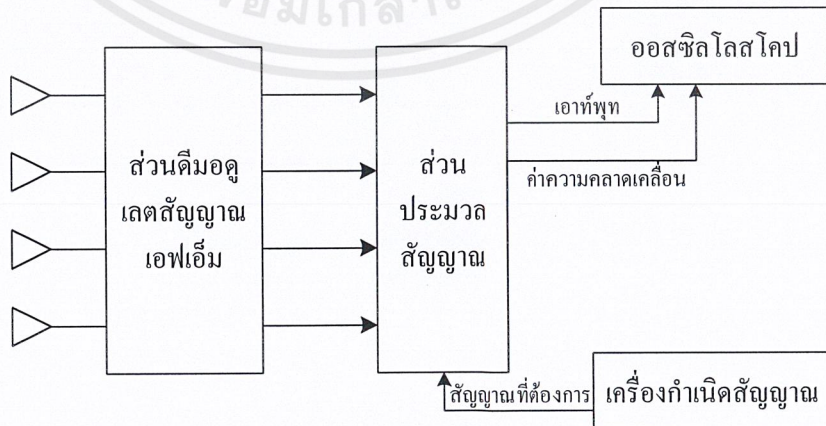
รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มวงจรถี 3 กับวงจรถี 4

4.9 การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้

อุปกรณ์

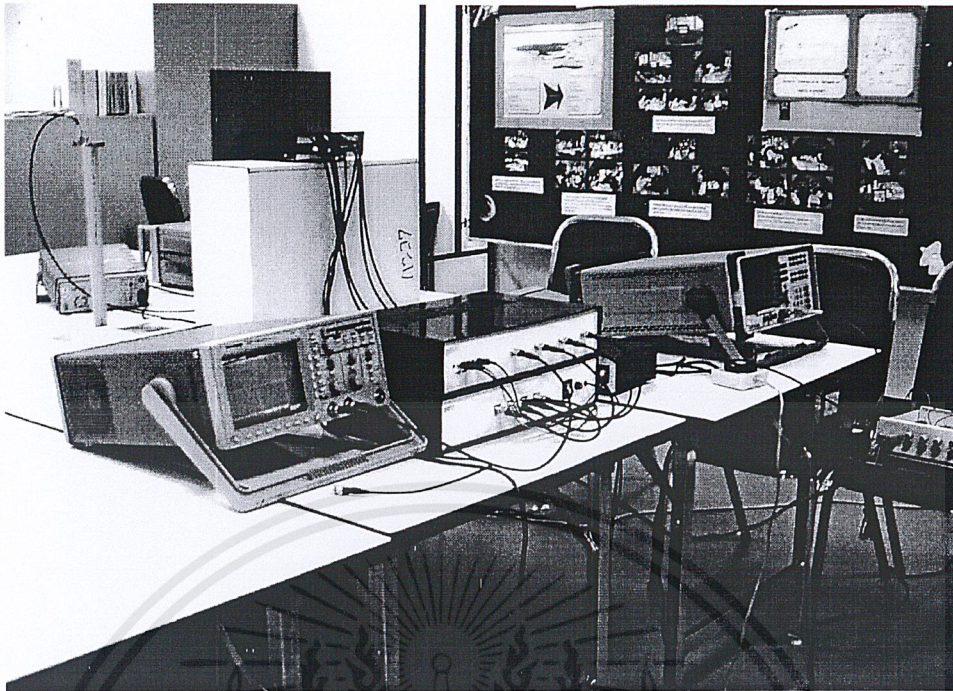
1. ออสซิลโลสโคป
2. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (HP83640 B 10MHz – 40GHz)
3. ตัวขยายสัญญาณไมโครเวฟ (Microwave Amplifier : HP 83050 2 -50 GHz)
4. สายส่งสัญญาณ
5. สายอากาศอาร์เรย์เชิงเส้น
6. ส่วนคิมอวลิตสัญญาณเอฟเอ็ม
7. ส่วนประมวลสัญญาณ

การจัดวางอุปกรณ์



รูปที่ 4.33 การจัดวางอุปกรณ์การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

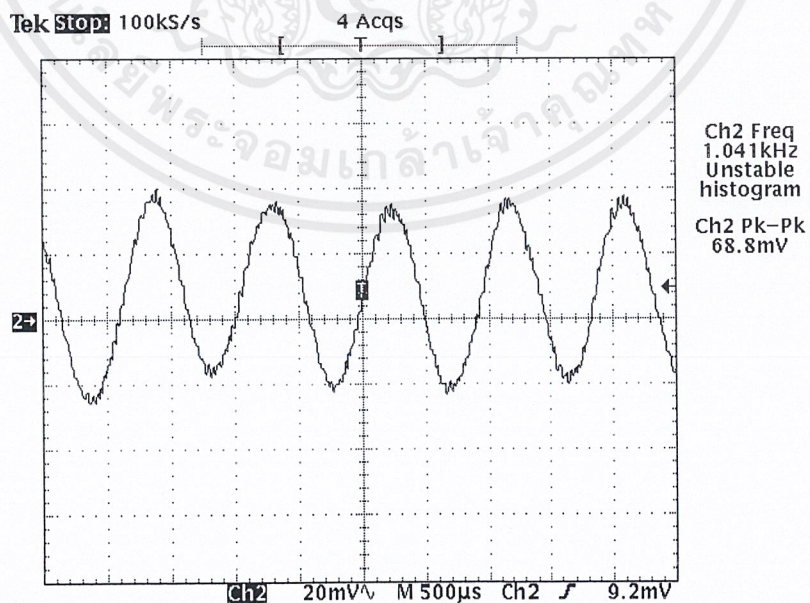


รูปที่ 4.34 การจัดวางอุปกรณ์การทดลองระบบสายอากาศปรับตัวได้

การทดลอง

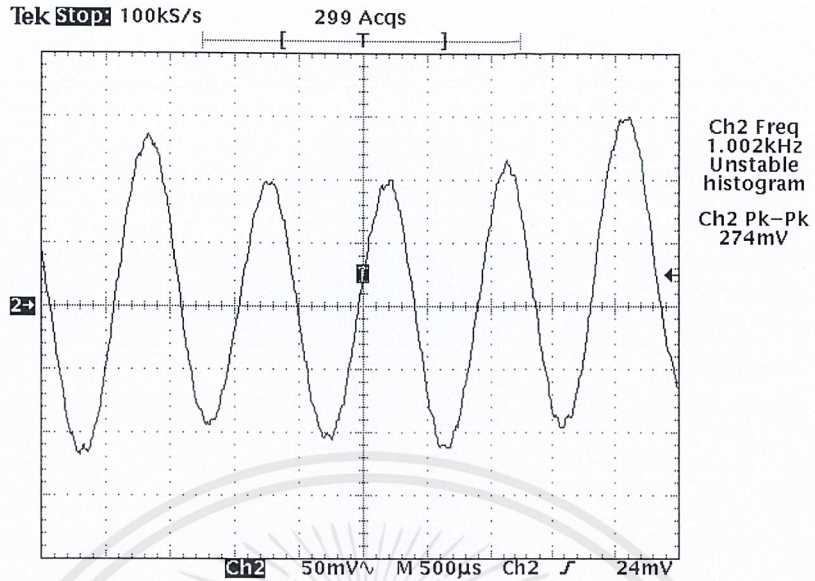
1. รับสัญญาณ IF จากสายอากาศเข้าสู่ส่วนดีมอดูเลตสัญญาณเอพเอ็ม เอาท์พุทจากส่วนนี้จะ เป็นอินพุทของส่วนประมวลสัญญาณ
2. ป้อนสัญญาณอ้างอิงโดยให้สายส่งสัญญาณรับสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ
3. นำสายส่งสัญญาณเชื่อมจากส่วนเอาท์พุทและค่าความคาดเคลื่อนของส่วนประมวลสัญญาณ ไปแสดงผลยังออสซิลโลสโคปทางช่องสัญญาณที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

ผลการทดลอง

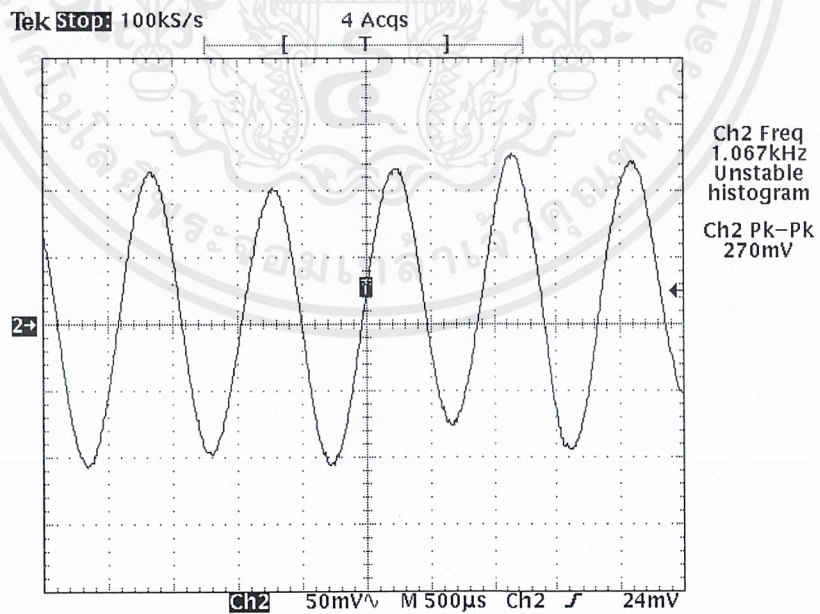


รูปที่ 4.35 สัญญาณที่ติมอดูเลตได้สัญญาณที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

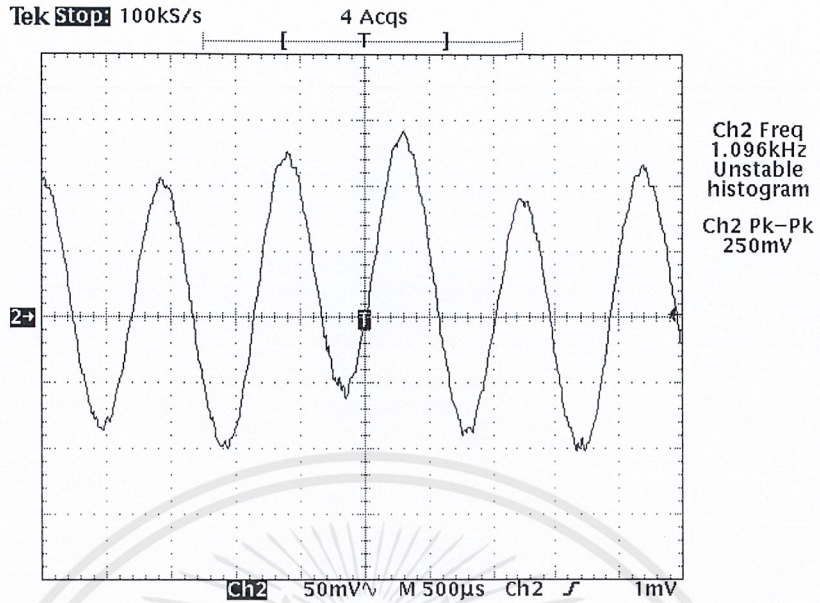


รูปที่ 4.36 สัญญาณที่ติ่มอคูเลตได้สัญญาณที่ 2

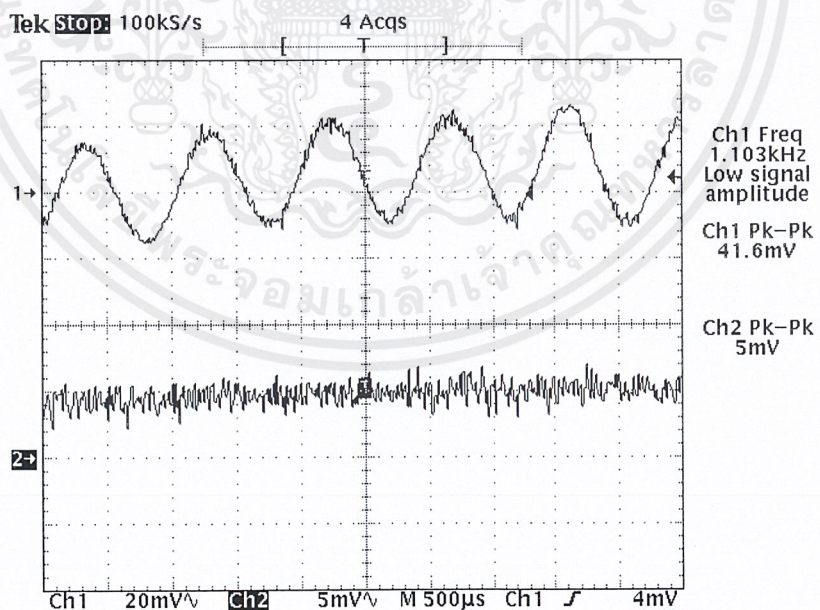


รูปที่ 4.37 สัญญาณที่ติ่มอคูเลตได้สัญญาณที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 สัญญาณที่ติ่มอคูเลตได้สัญญาณที่ 4

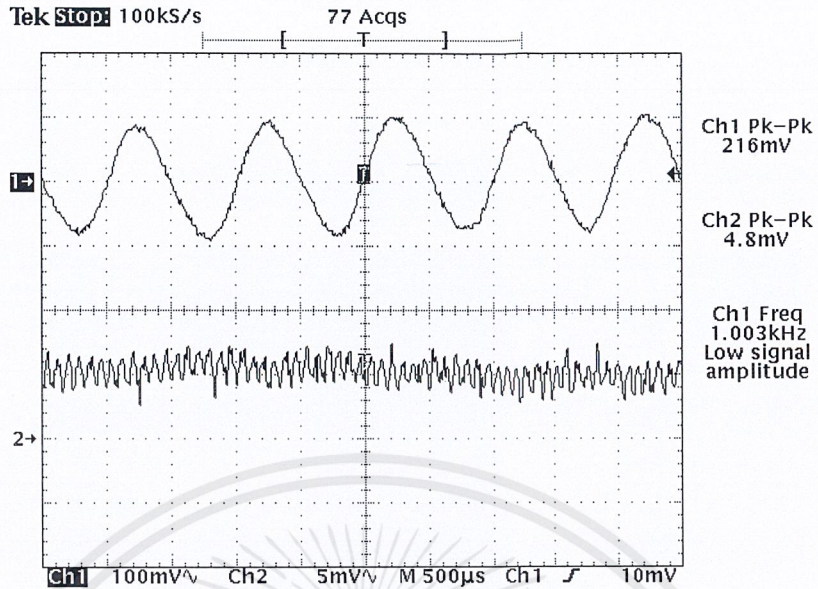


รูปที่ 4.39 สายอากาศส่งทำมุม 0 องศา กับสายอากาศรับ

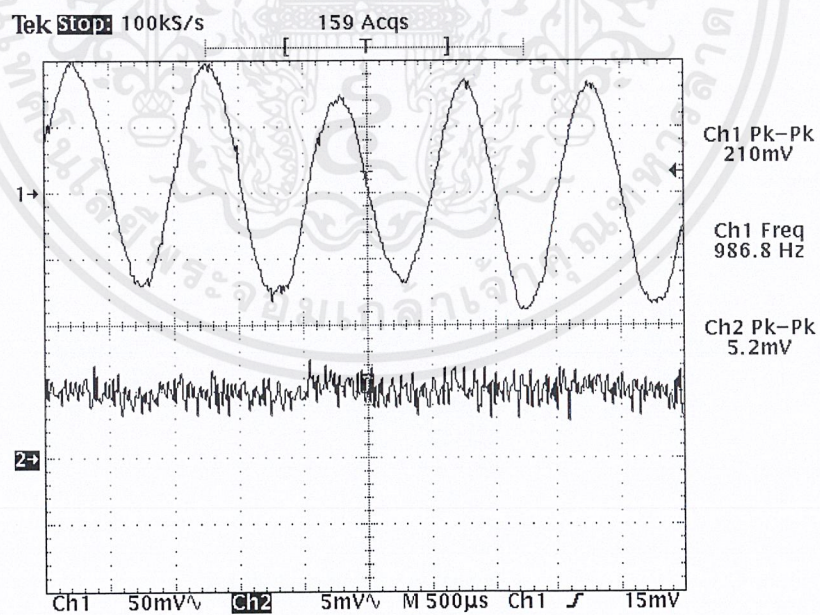
ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอ้าท์พุทเมื่อเริ่มต้น

ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

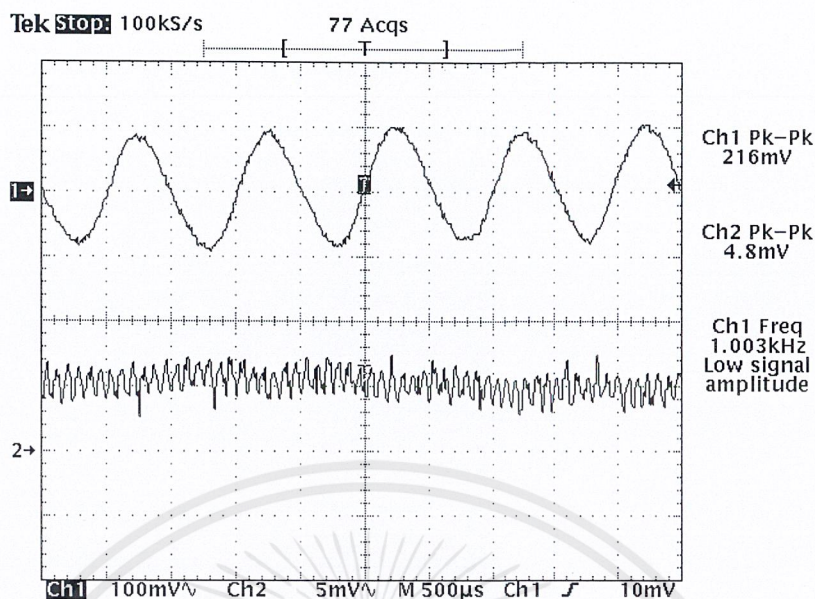


รูปที่ 4.40 เสาอากาศส่งทำมุม 0 องศา กับสายอากาศรับ
ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านการประมวลผลสัญญาณ
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน

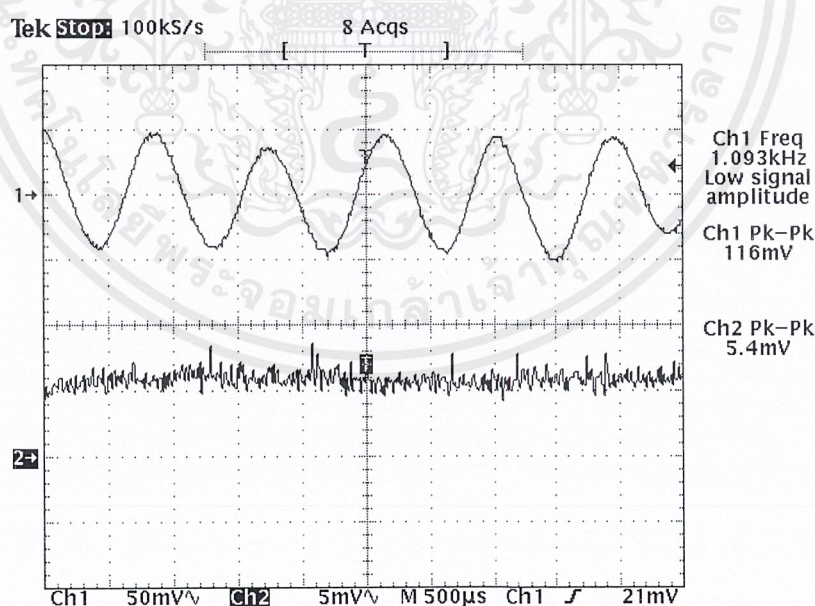


รูปที่ 4.41 สายอากาศส่งทำมุม 30 องศา กับสายอากาศรับ
ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเริ่มต้น
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

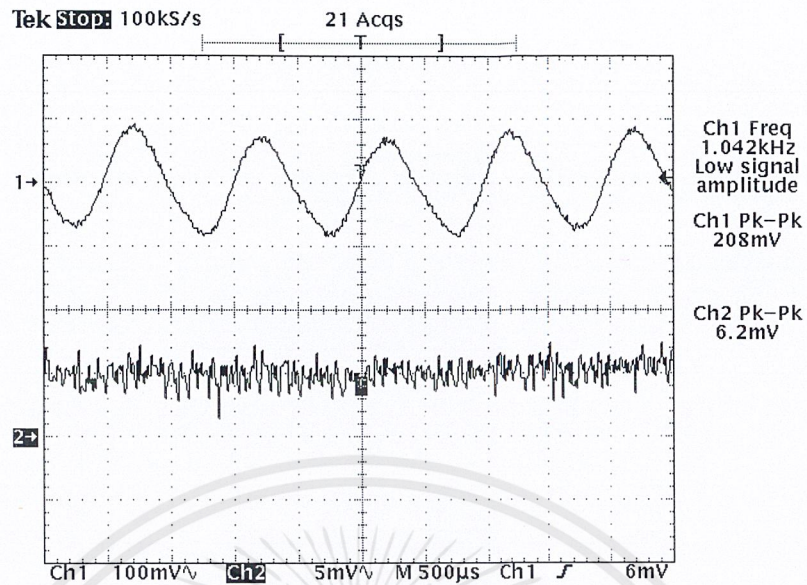


รูปที่ 4.42 เสาอากาศส่งทำมุม 30 องศา กับสายอากาศรับ
 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาท์พุทเมื่อผ่านการประมวลผลสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน



รูปที่ 4.43 สายอากาศส่งทำมุม -30 องศา กับสายอากาศรับ
 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาท์พุทเมื่อเริ่มต้น
 ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 เสาอากาศส่งทำมุม -30 องศา กับสายอากาศรับ

ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านการประมวลผลสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณค่าความคาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการศึกษาสายอากาศชนิดปรับตัวนี้ ในส่วนของสายอากาศที่จะนำมาใช้ เป็นสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้น ซึ่งได้ทำการศึกษาออกแบบ และทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์ ได้ใช้กันน้ำไดโอดซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายพลังงาน และออสซิลเลตความถี่ 10.5 กิกะเฮิรตซ์ และสามารถผสมสัญญาณในตัวเอง เมื่อได้รับสัญญาณจากภายนอก โดยโครงสร้างของแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เป็นท่อนำคลื่นปากเปิดหนึ่งข้าง นำมาประกอบกันเป็นสายอากาศอาร์เรย์ที่มีลักษณะเป็นอาร์เรย์เชิงเส้น ในการปรับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ของแต่ละองค์ประกอบต้องอยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้งเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวทำงานอย่างซิงโครไนซ์กัน เพื่อให้ได้การรวมกำลังงานที่มีประสิทธิภาพ

ในการศึกษาถึงคุณลักษณะของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์เชิงเส้นนี้ได้ศึกษาถึงการออสซิลเลตความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ของแต่ละองค์ประกอบ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น การสูญเสียของการแปลงผัน แบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้ง จากการทดสอบพบว่า

- 1) ออสซิลเลเตอร์ของแต่ละองค์ประกอบทำงานได้ ณ ความถี่ที่กำหนด
- 2) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นยังมีระดับของลำคลื่นย่อยค่อนข้างสูงอยู่
- 3) ค่าการสูญเสียการแปลงผันของสายอากาศแอกทีฟอาร์เรย์มีค่า 23.5 เดซิเบล ณ ความถี่กลาง 100 เมกะเฮิรตซ์
- 4) แบนด์วิดท์ของอินเจกชันล็อกกิ้งค่อนข้างแคบ โดยค่าอัตราขยายอินเจกชันล็อกกิ้งมีค่า 21.766 เดซิเบล ถึง 24.766 เดซิเบล ในช่วงอินเจกชันล็อกกิ้งแบนด์วิดท์ที่ทำการวัดจาก 100 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1000 กิโลเฮิรตซ์

ในการทดสอบการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่ และวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มที่สร้างขึ้น ได้ทำการวัดความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ และเอาท์พุทของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อทำการป้อนสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้กับวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม จากการทดสอบพบว่า

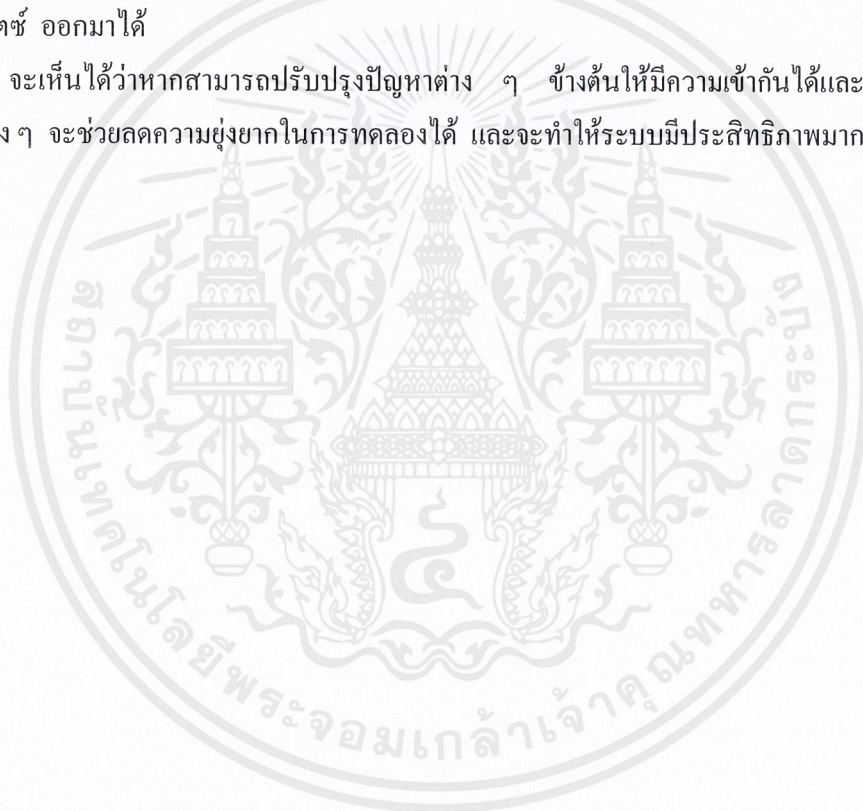
- 1) ที่ความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่เท่ากับ 99.91 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อป้อนอินพุทเป็นสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ มอดูเลตกับสัญญาณชายน์ 1 kHz ให้แก่วงจร แล้ววงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มสามารถดีมอดูเลตสัญญาณชายน์ 1 kHz ออกมาได้
- 2) เมื่อป้อนอินพุทเป็นสัญญาณเอฟเอ็มผ่านวงจรขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายประมาณ 20 dB ให้แก่วงจร แล้ววงจรรับสัญญาณเอฟเอ็มจะสามารถทำงานได้ที่ กำลังงานต่ำสุดของสัญญาณอินพุทเท่ากับ - 80 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการที่จะทำให้อินทรีย์ไดโอดสามารถผลิตสัญญาณออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องได้นิ่งและมีความแน่นอนมากขึ้น ควรจะต้องป้อนไฟที่มีความเรียบและคงที่มากขึ้นกว่าแหล่งจ่ายไฟทั่วไป จึงได้ใช้แบตเตอรี่เป็นตัวป้อนไฟแทน ทำให้สามารถปรับจูนความถี่ของอินทรีย์ไดโอดได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น และอาจยังมีสาเหตุอื่น ๆ อีก เช่น อุณหภูมิ และสิ่งแวดล้อม ต่าง ๆ ที่อาจมีผลต่อการทำงานของอินทรีย์ไดโอด

ดังจะเห็นได้จากการทดลองวัดสัญญาณที่ต้องการของสายอากาศแต่ละองค์ประกอบ เป็นไปด้วยความยากลำบากในการที่จะทำการปรับให้ทุกองค์ประกอบมีความถี่เดียวกันตลอดเวลา อีกทั้งยังมีข้อจำกัดอย่างอื่นอีกมาก ไม่ว่าจะเป็นในส่วนของวงจรรับสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่กลาง 100 เมกะเฮิร์ตซ์จากสายอากาศที่รับได้จะเบี่ยงเบนไปจาก 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ไม่เกิน ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อที่จะได้ตีเทคสัญญาณ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ออกมาได้

จะเห็นได้ว่าหากสามารถปรับปรุงปัญหาต่าง ๆ ข้างต้นให้มีความเข้ากันได้และพยายามลดข้อจำกัดต่าง ๆ จะช่วยลดความยุ่งยากในการทดลองได้ และจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้นได้



กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้จะไม่สำเร็จล่วงไปได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์อย่างมากในการดำเนินงานจากบุคคลหลาย ๆ ท่าน ดังนี้

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์	อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์	อาจารย์ที่ปรึกษา
นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร	
นายอานัติ เหมื่อนชู	
นายไพศาล งามจรรยาภรณ์	
นางสาววัลย์ลิกา บัวสมบุรณ์	
นางสาวนิติกัญจน์ พาศรี	
นางสาวสุธาสนี ละมุลตรี	

คณะผู้จัดทำจึงขอขอบคุณในความกรุณา มา ณ ที่นี้

ผู้จัดทำ

นายศรัณย์ เมืองไทย 40010761

นายสรศักดิ์ จักรธีร์งูร 40010822

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] พิชัย ภัคคีพานิชเจริญ , “ ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ , ” สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , กรุงเทพฯ , 2536 .
- [2] C.A. Balanis , “ Antenna Theory Analysis And Design , ” John Wiley & Sons Inc. , New York , 1997.
- [3] ยืน ภู่วรวรรณ , “ ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ , ” สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น , กรุงเทพฯ , 2521
- [4] “โครงการงานอิเล็กทรอนิกส์สมัครเล่น 2 , ” สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น , กรุงเทพฯ , 2538
- [5] Roland E. Best , “ Phase Lock Loop ” , McGraw – Hill Book Company , 1984
- [6] Chris Bowick , “RF Circuit Design , ” Howard W. Sams & Company, 1990



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้