

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ
Antenna Radiation Pattern Measurement System



โดย
นายศุภกิต แก้วดวงตา
นายสิทธิชัย เด่นตรี

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 62359
วัน,เดือน,ปี 16 ส.ค. 2549

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

ปฏิญานินพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ
ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ระบบการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ
Antenna Radiation Pattern Measurement System



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

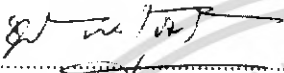
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ

ANTENNA RADIATION PATTERN MEASUREMENT SYSTEM

ผู้จัดทำ

1. นายศุภกิต แก้วดวงตา 46015031
2. นายสิทธิชัย เด่นตรี 46015033


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสายอากาศ

ANTENNA RADIATION PATTERN MEASUREMENT SYSTEM

โดย นายศุภกิต แก้วดวงตา 46015031

นายสิทธิชัย เค้นตรี 46015033

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรนำเสนอบระบบการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสายอากาศในย่านความถี่ 300 MHz จนถึง 2.5 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายทั้งระบบวิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพท์มือถือและระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยจะทำการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นได้ในระนาบ 2 มิติ โดยแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จะมีความละเอียดและต่อเนื่อง การแสดงผลจะแสดงผ่านจอคอมพิวเตอร์

Abstract

This project presents the antenna radiation pattern measurement for 300 MHz band through 2.5 GHz. These frequency bands are widely used for radio, television, mobile telephone and wireless local network. The pattern can be carried out both in two dimensions. The obtained pattern is continuous and accurate. The radiation pattern can be displayed via computer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและคำแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคล
ต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ผศ.ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นายณฤกษ์ ชูงธนศร่า ให้การช่วยเหลือและให้คำแนะนำทำให้การทำงานสำเร็จ
ลุล่วงไปด้วยดีและบุคคลอื่นที่มีได้กล่าวในที่นี้ ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	7
2.1 ไมโคร สตรีป ฟิลเตอร์	7
2.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)	15
2.3 การคำนวณวงจขยายโดยใช้ S-Parameter	28
2.4 วงจรมิกเซอร์	36
2.5 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)	38
2.6 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ	39
2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO: Voltage Controlled Oscillator)	50
2.8 การออกแบบวงจร Loop Filter	55
2.9 ไมโครคอนโทรลเลอร์	60
2.10 การใช้งานพอร์ตสื่อสารอนุกรมแบบ Single Processor ของพอร์ตสื่อสารอนุกรม	71
2.11 สเต็ปป์มอเตอร์	76
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	83
3.1 การออกแบบ Microstrip Filter	83
3.2 การออกแบบวงจขยายแบนด์กว้าง	88
3.3 วงจรมิกเซอร์	88
3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านที่ 240 MHz	89
3.5 การออกแบบวงจขยายความถี่กลางที่ความถี่ 240 MHz (IF Amplifier 240 MHz)	89
3.6 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 MHz	94
3.7 การออกแบบวงจขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 MHz (IF Amplifier 10.7 MHz)	95
3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	98
3.9 การออกแบบวงจรวัดความแรงสัญญาณ	103
3.10 การออกแบบวงจรับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์และควบคุมสเต็ปมอเตอร์	104
3.11 การออกแบบสเต็ปมอเตอร์	105

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	106
4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่คัทออฟที่ 2.5 กิโลเฮิร์ตซ์	106
4.2 ผลการทดลองวงจรขยายแบนด์กว้าง (Wide Band Amplifier)	108
4.3 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	110
4.4 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	111
4.5 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 240MHz)	111
4.6 ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (250.7MHz Phase Lock Loop Frequency Synchronizer)	112
4.7 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	117
4.8 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ 10.7เมกะเฮิร์ตซ์	118
4.9 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7MHz)	119
4.10 ผลการทดลองวงจรวัดความแรงสัญญาณ (Field Strength Meter)	120
4.11 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Converter)	121
4.12 ผลการทดลองวงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์แบบฟูลสเต็ป 1 เฟส	122
4.13 ผลการทดลองเมื่อทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	122
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	126
ภาคผนวก	128
1. โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	129
2. โปรแกรมรับคำสั่งจาก PC และควบคุมสเต็ปมอเตอร์	146
3. ภาพโปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ	149
4. กราฟสมิทชาร์ทของวงจรขยาย 10.7 MHz	151
5. กราฟสมิทชาร์ทของวงจรขยาย 240 MHz	152
กิตติกรรมประกาศ	154
หนังสืออ้างอิง	155

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
รูปที่ 1.1 (a) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดทรงกลม	
(b) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดเชิงขั้ว	
(c) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดฉาก	2
รูปที่ 1.2 รูปแสดงบริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้, บริเวณสนามระยะไกล และบริเวณสนามระยะไกล	3
รูปที่ 1.3 รูปแสดงการผิดพลาดของหน้าคลื่นเมื่อทดสอบที่สนามระยะไกล	3
รูปที่ 1.4 รูปแสดงการหาค่าพลังงานของการแพร่กระจายคลื่น A_r, A_t เป็นแอกทิฟอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ Dgt, Dgr เป็นไดเรกทิฟเอนของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ	4
รูปที่ 1.5 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อการวัดแพทเทิร์นสายอากาศ	5
รูปที่ 1.6 บล็อกระบบทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	6
รูปที่ 1.7 บล็อกโคแอดเจอร์มวงจรถือความถี่	9
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	7
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป	7
รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป	10
รูปที่ 2.3 รูปแบบการต่อโลพาสฟิลเตอร์	10
รูปที่ 2.4 (a) รูปแบบทั่วไปของ microstrip Lowpass Filter (b) L-C เทียบวนำของ Lowpass Filter	14
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	15
รูปที่ 2.6 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ	16
รูปที่ 2.7 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย	18
รูปที่ 2.8 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซิ่งโหลด	20
รูปที่ 2.9 กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจาย	21
รูปที่ 2.10 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรสองทางเข้าและออก	22
รูปที่ 2.11 เส้นผ่านศูนย์กลางแสดงความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์คงที่	23
รูปที่ 2.12 แสดงวงกลม Constant R หรือ Constant G	23
รูปที่ 2.13 แสดงเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่	24
รูปที่ 2.14 (ก) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นบวก	25
รูปที่ 2.14 (ข) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นลบ	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.15 แสดงตำแหน่งอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิทชาร์ต	26
รูปที่ 2.16 แสดงตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิทชาร์ต	26
รูปที่ 2.17 แสดงค่าคอนดักแตนซ์	27
รูปที่ 2.18 แสดงค่าซัพเซสแตนซ์	27
รูปที่ 1.19 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข	31
รูปที่ 2.20 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข	31
รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์	36
รูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์แบบsingle-diode	37
รูปที่ 2.23 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	37
รูปที่ 2.24 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์	38
รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อก	39
รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อก	40
รูปที่ 2.27 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	41
รูปที่ 2.28 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน	41
รูปที่ 2.29 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อก	45
รูปที่ 2.30 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	46
รูปที่ 2.31 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสแมทเทอร์สองโมดูลัส	48
รูปที่ 2.32 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	
A คือ อัตราขยายของวงจรมายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท	
B คือ อัตราขยายในส่วนของส่วนป้อนกลับ	50
รูปที่ 2.33 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	50
รูปที่ 2.34 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	51
รูปที่ 2.35 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ดีฟเฟอร์เรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	52
รูปที่ 2.36 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	52
รูปที่ 2.37 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟด	53
รูปที่ 2.38 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์	53
รูปที่ 2.39 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ปรับค่าได้ตรงแรงดัน	54
รูปที่ 2.40 วงจรลูปอันดับที่ 1	55
รูปที่ 2.41 วงจรลูปอันดับที่ 2	56
รูปที่ 2.42 วงจรลูปอันดับที่ 3	58
รูปที่ 2.43 โครงสร้างภายใน 8051	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.44 การจัดวางขาของ 8051	62
รูปที่ 2.45 แสดงโครงสร้าง พอร์ต 0 (บิต)	63
รูปที่ 2.46 โครงสร้างของพอร์ต 1 (บิต)	63
รูปที่ 2.47 โครงสร้างของ พอร์ต 2 (บิต)	64
รูปที่ 2.48 โครงสร้างของพอร์ต 3 (บิต)	65
รูปที่ 2.49 การต่อขารีเซทให้กับ 8051	65
รูปที่ 2.50 วงจรถ่ายโอนของ 8051	66
รูปที่ 2.51 รายละเอียดและการจัดวางขาของ ADC 0804	67
รูปที่ 2.52 รายละเอียดและการจัดวางขาของ ADC 0804	67
รูปที่ 2.53 ผังเวลาการสแตร์ท A/D	68
รูปที่ 2.54 ผังเวลาการอ่านข้อมูลไปเก็บ	69
รูปที่ 2.55 การต่อ ADC 0804 เข้ากับ MCS-51	70
รูปที่ 2.56 ผังการทำงาน Serial Port (Mode 1)	73
รูปที่ 2.57 RS-232-C Voltage Range	74
รูปที่ 2.58 การเชื่อมต่อ MCS-51 กับ RS-232	75
รูปที่ 2.59 โครงสร้างวาริโอเลทีร์ลิกแดนซ์มอเตอร์	77
รูปที่ 2.60 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้น	77
รูปที่ 2.61 แสดงโรเตอร์และสเตเตอร์	78
รูปที่ 2.62 แสดงหน้าตัดของสเต็ปป์มอเตอร์ 4 เฟส	78
รูปที่ 2.63 แสดงโครงสร้างสเต็ปป์มอเตอร์ 4 เฟส	79
รูปที่ 2.64 โครงสร้างของสเต็ปป์มอเตอร์แบบไฮลบริดจ์	79
รูปที่ 2.65 การวางแม่เหล็กตามยาวเพื่อสร้างสนามขั้วเดียวกัน	79
รูปที่ 2.66 การทำงานพื้นฐานของสเต็ปป์มอเตอร์	80
รูปที่ 2.67 ชนิดการขับของสเต็ปป์มอเตอร์	81
รูปที่ 2.68 การพันแบบไบฟีลา	82
รูปที่ 2.69 การพันแบบโมนฟีลา	82
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	83
รูปที่ 3.1 รูปการหาค่า Lumped elementของ โลหาสฟิสเตอร์	85
รูปที่ 3.2 ลายของไมโครสตริปที่ได้ออกแบบ	86
รูปที่ 3.3 ลายของไมโครสตริปบนชิ้นงาน(หน้า a)	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.4 ลายของไมโครสตริปบนชิ้นงาน(หน้า b)	87
รูปที่ 3.5 ผลการ Simulate Micro Strip Filter	87
รูปที่ 3.6 วงจรขยายแบนด์กว้าง	88
รูปที่ 3.8 รูปวงจรสมมูลภายใน RMA-0503-3 และ RMA-2501-13	88
รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์	88
รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ผ่านที่ 240 MHz โดยใช้ Saw Filter	89
รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรถอมมอนอิมิตอร์	89
รูปที่ 3.12 วงจรขยาย 240 MHz	93
รูปที่ 3.13 ผลการ Simulate วงจรขยาย 240 MHz	94
รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 MHz	94
รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรถอมมอนอิมิตอร์	95
รูปที่ 3.16 วงจรขยาย 10.7 MHz	97
รูปที่ 3.17 ผลการ Simulate วงจรขยาย 10.7 MHz	98
รูปที่ 3.18 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะฮิซ	99
รูปที่ 3.19 วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	101
รูปที่ 3.20 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	102
รูปที่ 3.21 วงจร วัดความแรงของสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์	103
รูปที่ 3.22 วงจร รับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์และควบคุมสเต็ปมอเตอร์	104
รูปที่ 3.23 ชุดเฟืองและแท่นหมุน	105
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดลอง	106
รูปที่ 4.1 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุท	106
รูปที่ 4.2 อัตรายขยาย/การสูญเสีย	107
รูปที่ 4.3 การแยก โดยเดี่ยว (Isolation)	107
รูปที่ 4.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เอาต์พุท	108
รูปที่ 4.5 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรขยายแบนด์กว้าง	109
รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขยายแบนด์กว้าง	110
รูปที่ 4.7 สเตปคอร์ดัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์	110
รูปที่ 4.8 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 24 0 เมกะเฮิรตซ์	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 240เมกะเฮิร์ตซ์	112
รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจร กำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	114
รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจร กำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	114
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์	115
รูปที่ 4.13 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 11.0592 เมกะเฮิร์ตซ์	115
รูปที่ 4.14 รูปสัญญาณที่ได้จากขาที่ 28 ของMC 145152-2	116
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากขา ที่ 9 ของMC 145152-2	116
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	117
รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์	117
รูปที่ 4.18 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	118
รูปที่ 4.19 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 240เมกะเฮิร์ตซ์	119
รูปที่ 4.20 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจร วัดความแรงสัญญาณ	120
รูปที่ 2.21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากโปรแกรม (E-plane)	122
รูปที่ 2.22 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดค่าโดย Network Analyzer (E-plane)	123
รูปที่ 2.23 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทำการเปรียบเทียบ (E-plane)	123
รูปที่ 2.24 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากโปรแกรม (H-plane)	124
รูปที่ 2.25 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดค่าโดย Network Analyzer (H-plane)	124
รูปที่ 2.26 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทำการเปรียบเทียบ (H-plane)	125
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	126
รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรเลือกความถี่เพื่อแก้ไขความถี่เงา	127
ภาคผนวก	128
รูปที่ (ก) โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ	149
รูปที่ (ข) โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ	150
รูปที่ (ค) กราฟสมิทชาร์ทของวงจรขยาย 10.7 MHz	151

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ (ง) กราฟสมิทชาร์ทของวงจรถยาย 240 MHz	152
รูปที่ (จ) วงจรรวมภาคเลือกความถี่และวัดความเข้มของสัญญาณ	153
รูปที่ (ฉ) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง Network Analyzer และ Signal generator	153
กิตติกรรมประกาศ	154
หนังสืออ้างอิง	155



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	7
ตาราง 2.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองต่างๆ	8
ตาราง 2.2 แสดงค่า ϵ_r , $\frac{\sigma}{\omega\epsilon}$ ของสารชนิดต่างๆ	8
ตาราง 2.3 ค่าส่วนประกอบของโพลีเอทิลีนแบบบีตเตอร์เวิร์ด	11
ตาราง 2.4 ส่วนประกอบของโพลีเอทิลีนชนิดเอชพีเอช ($g_0 = 1.0, \Omega = 1$)	11
ตารางที่ 2.5 รุ่นของ 8051 จาก ATMEL (All ROM Flash)	61
ตารางที่ 2.6 Versions Speeds of 8051 From Atmel	62
ตารางที่ 2.7 ขาต่างๆของ ADC 0804 มีดังนี้	68
ตารางที่ 2.8 SMO, SMI บิตเลือกโหมดการทำงาน	72
ตารางที่ 2.9 คำสัญญาณคิจิตอลที่คัดลอกจากแรงดัน	74
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	83
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	106
ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรขยายแบนด์กว้าง	108
ตารางที่ 4.2 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต wide band	109
ตารางที่ 4.3 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต 240เมกะเฮิรตซ์	111
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	113
ตารางที่ 4.5 ตารางผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	118
ตารางที่ 4.6 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต	119
ตารางที่ 4.7 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต	120
ตารางที่ 4.8 ตารางเปรียบเทียบอินพุตที่มีค่าเป็นแรงดันกับเอาต์พุตที่ได้ค่าเป็นคิจิตอล	121
ตารางที่ 4.9 ตารางแสดงเฟสของสเต็ปโมเตอร์	122
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	126
ภาคผนวก	128
กิตติกรรมประกาศ	154
หนังสืออ้างอิง	155

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

สายอากาศที่มีใช้ในปัจจุบันมีหลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทยังมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (pattern) แตกต่างกันไปแล้วแต่ชนิดและลักษณะของสายอากาศนั้น วิธีที่ง่ายที่สุดในการที่จะรู้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ต้องการทราบคือ หมุนสายอากาศไปรอบตัวที่ละน้อยด้วยมือแล้วบันทึกค่าความแรงของสัญญาณที่รับได้พร้อมทั้งทิศทางของสายอากาศ จากนั้นจึงนำค่าที่ได้เหล่านี้มาพล็อตลงบนกระดาษ ซึ่งวิธีนี้จะเป็นวิธีวัดแบบคร่าวๆ ไม่ละเอียด หรือไม่ก็อีกวิธีที่ใช้เครื่องมือวัดลักษณะการกระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งหาได้ยากและมีราคาแพง ดังนั้นโครงการนี้จะช่วยให้ทราบลักษณะการกระจายคลื่นนี้ได้ โดยประยุกต์ใช้ไมโครคอมพิวเตอร์และส่วนประกอบต่างๆ เช่น วงจรจับสแตมป์มอดเตอร์ และวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล มาพัฒนาสำหรับหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้โดยง่าย

1.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

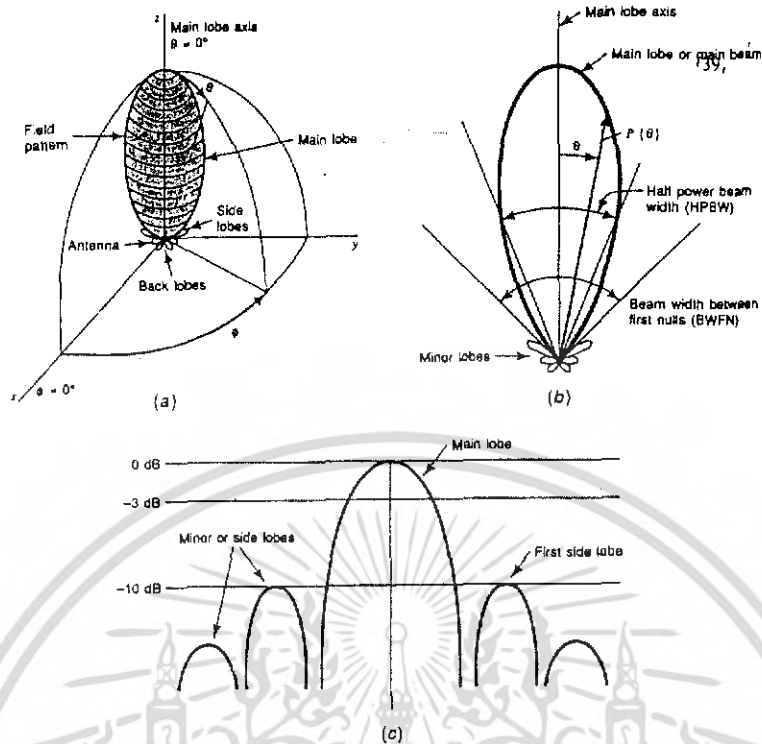
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นคือรูปแบบที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดทรงกลม (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามไฟฟ้าระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นจะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้ คือความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity), ความเข้มของสนามไฟฟ้า (Field Strength), เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้แสดงการแจกแจงรูปแบบของพลังงาน เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศ

ตัวแพร่คลื่นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือ สายอากาศที่ถูกสมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น

โอบของการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 1.1 (a) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดทรงกลม
(b) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดเชิงขั้ว
(c) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดฉาก

จากรูปบริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ โดยทั่วไปจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field), สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล

สนามรีแอกทีฟระยะใกล้เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุดและมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณที่มีระยะทาง

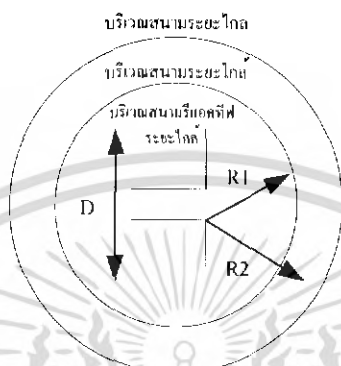
$$R < 0.62 * (D^3 / \lambda)^{1/2} \quad (1.1)$$

โดยที่ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ
 λ เป็นความยาวคลื่น

บริเวณกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่และการกระจายของสนามตามมุมต่างๆ นั้นแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามไฟฟ้าในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง

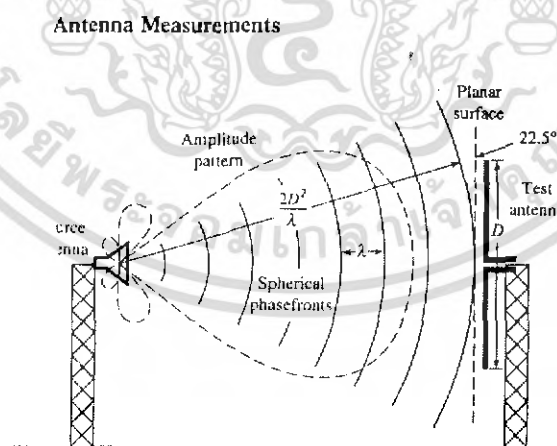
$$0.62 * (D^3 / \lambda)^{1/2} \leq R \leq 2D^2 / \lambda \quad (1.2)$$

บริเวณสนามระยะไกลเป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแพร่ของสนามของสายอากาศตามมุมต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $2D^2 / \lambda$ จากสายอากาศ



รูปที่ 1.2 รูปแสดงบริเวณสนามรีเอกทีฟระยะใกล้, บริเวณสนามระยะใกล้ และบริเวณสนามระยะไกล

สำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ (Antenna pattern) ระยะห่างจากสายอากาศส่งถึงสายอากาศรับเป็น $r > \frac{2D^2}{\lambda}$ ก็จะต้องอยู่บนสนามไฟฟ้าระยะไกล (Far-field region) เพราะถ้าอยู่ใกล้หน้าคลื่นจะไม่ใช่คลื่นระนาบ (Plane wave) ถ้าอยู่นอกสนามไฟฟ้าระยะไกล (Far-field region) ค่าที่วัดได้จะไม่เกิดการผิดพลาดเพราะหน้าคลื่นเป็น Plane wave จะมี Phase เท่ากันทุกจุด



รูปที่ 1.3 รูปแสดงการผิดพลาดของหน้าคลื่นเมื่อทดสอบที่สนามระยะใกล้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Radiation patterns

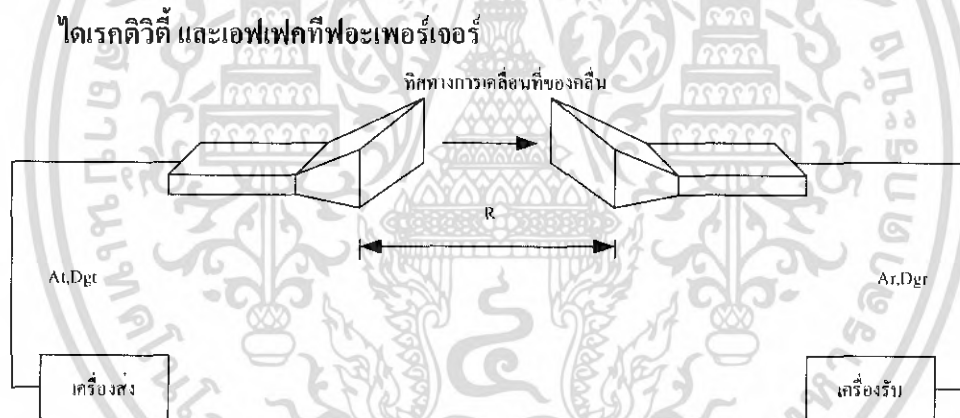
Radiation patterns จะประกอบด้วย Amplitude and phase, polarization, gain ของสายอากาศซึ่งค่าต่างๆวัดได้บนพื้นผิวทรงกลม ที่มีรัศมีคงที่ ซึ่งตำแหน่งต่างๆจำแนกโดยใช้ Spherical coordinate system

โดยทั่วไป Patterns ของสายอากาศจะมี 3 มิติ แต่ในความเป็นจริง ไม่สามารถที่จะวัด pattern ใน 3 มิติได้จริง เนื่องจากมีข้อจำกัดทางด้านเวลาและงบประมาณในการสร้างสูงเกินไป จึงทำการวัดในระนาบ 2 มิติแทนโดยใช้ หลักการของ orthogonal principle E และ H-plane pattern

ในการวัด Pattern 2 มิติ ทำได้โดยการให้ มุมใดมุมหนึ่งคงที่แล้วทำเปลี่ยนค่าอีกมุมหนึ่ง

โพลาริเซชันของสายอากาศ

โพลาริเซชันของสายอากาศในทิศทางใดทิศทางหนึ่งจะเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายอากาศส่ง) หรือเป็นโพลาริเซชันของคลื่นมีมาตกกระทบสายอากาศนั้นจากทิศทางที่กำหนดให้ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่เข้าของสายอากาศมากที่สุด



รูปที่ 1.4 รูปแสดงการหาค่ากำลังงานของการแพร่กระจายคลื่น

A_t, A_r เป็นแอกทีฟเออร์เจอร์ของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ

Dgt, Dgr เป็นไดเรกทีฟเฟกต์ของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ

ถ้าสายอากาศเป็นสายอากาศไอโซโทรปิก ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจายที่ระยะทาง R จะมีค่าดังนี้

$$W = Pt / 4\pi R^2 \quad ; Pt \text{ เป็นกำลังงานที่แพร่กระจายออกทั้งหมด}$$

แต่เนื่องจากสายอากาศมีทิศทาง ดังนั้นความหนาแน่นของกำลังงานจริงๆ จะเป็นดังนี้

ด้านส่ง $W_t = W * Dgt = Pt * Dgt / 4\pi R^2$

ด้านรับ $Pr = W_t * Ar = Pt * Dgt Ar / 4\pi R^2$ กำลังงานที่สายอากาศรับได้และส่งผ่านไปยังโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดแพทเทิร์นของสายอากาศ

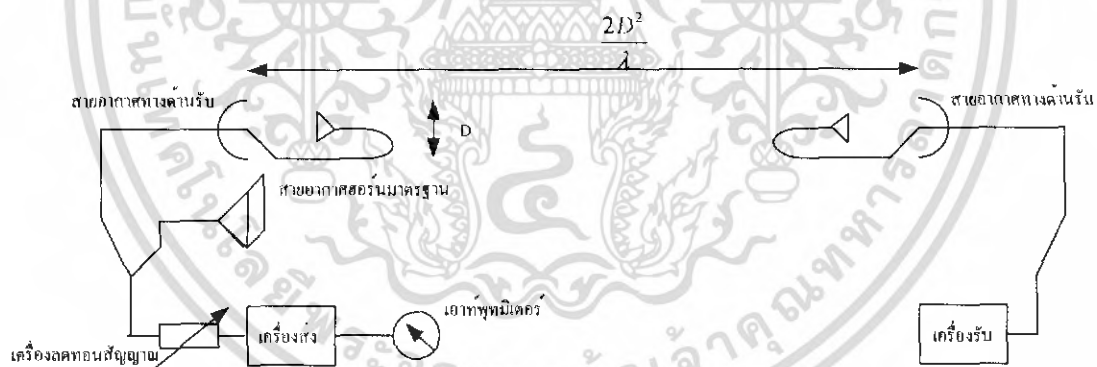
ดังที่กล่าวแล้วว่าแพทเทิร์นของสายอากาศจะวัดที่บริเวณสนามระยะไกล ซึ่งการวัดที่ต้องการสมบูรณ์นั้นจะต้องประกอบด้วย การวัดความเข้มสนามไฟฟ้าและโพลาริเซชัน โดยวัดจากทุกค่าของมุม และในกรณีของการวัดสามมิติแต่ในทางปฏิบัติจำนวนตัวเลขที่กำหนดมุม ซึ่งจะวัดนั้นอาจจะขึ้นอยู่กับความซับซ้อน ของแพทเทิร์น ดังนั้นบางครั้งอาจใช้แพทเทิร์นแสดงเพียงระนาบเดียวเฉพาะข้อมูลที่สนใจ

การวัดแพทเทิร์นจะใช้สายอากาศสองอัน โดยสายอากาศอันหนึ่งจะเป็นตัวส่ง (Radiate) และอีกอันหนึ่งคืออันที่เราต้องการจะทราบแพทเทิร์นของมันเป็นตัวรับ (Receive) โดยสายอากาศที่เราจะวัด (ตัวรับ) เรียกว่า Primary และสายอากาศตัวส่งเรียกว่า Secondary

มีวิธีในการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศอยู่ 2 วิธี

1. ให้ตัวสายอากาศตัวรับอยู่อยู่กับที่ โดยให้ตำแหน่งและลำบีมกที่ คือ หันลำบีมของตัวรับให้ตรงกับลำบีมของตัวส่ง แล้วให้ตัวส่งหมุนไปเรื่อยๆ สายอากาศตัวรับ โดยหมุนเป็นวงกลมให้ระยะห่างคงที่

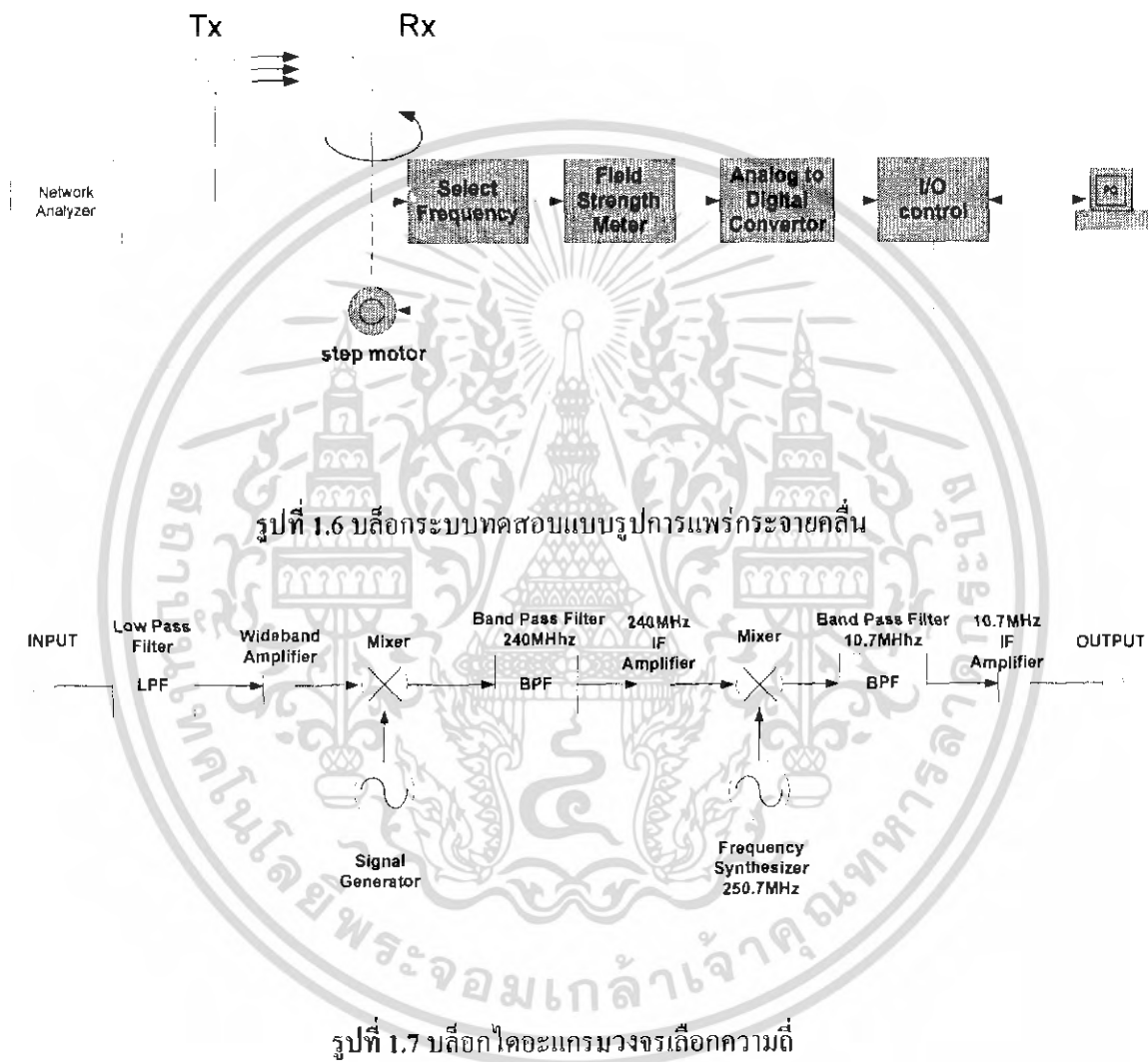
2. ให้สายอากาศทั้งคู่หันลำบีมให้ตรงกันแล้วจึงค่อยๆ หมุนอากาศตัวรับจนครบ 360 องศา ซึ่งวิธีที่ 2 นี้เป็นวิธีที่สะดวกในการวัดความเข้มสนามไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้มีขีดจำกัดโดยจะใช้ได้เพียงสายอากาศรับขนาดเล็กและเบาเท่านั้น แต่โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำมีขนาดใหญ่ทำให้เป็นการยากต่อการหมุนและกลไกสำหรับการหมุน ดังนั้นจึงเหมาะสมกับย่านความถี่สูงซึ่งสามารถหมุนได้สะดวก



รูปที่ 1.5 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อการวัดแพทเทิร์นสายอากาศ

ขอบเขตของการวัดแพทเทิร์น (Pattern Ranges)

ย่านความถี่ที่ 300MHz-2.5GHz การวัดจะต้องหลีกเลี่ยงวัตถุหรือสิ่งก่อสร้างที่มีขนาดใหญ่ ปัญหาในการวัดแพทเทิร์นคือ การสะท้อน (Reflection) โดยมันจะเกิดจากพื้นผิวดิน (Ground Surface) ระหว่างสายอากาศทั้งสาย ผลจะทำให้เกิดการแทรกสอด (Interference) ของโอมแพทเทิร์นของสายอากาศที่ไว้รับคลื่นจากสายอากาศตัวส่ง ถ้าการแทรกสอดมีผลมากพอควรต่อการรับสัญญาณก็จะเป็นผลกระทบทำให้การวัดไม่ถูกต้อง วิธีการแก้ไขโดยใช้ห้องไว้การสะท้อน (Chamber)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

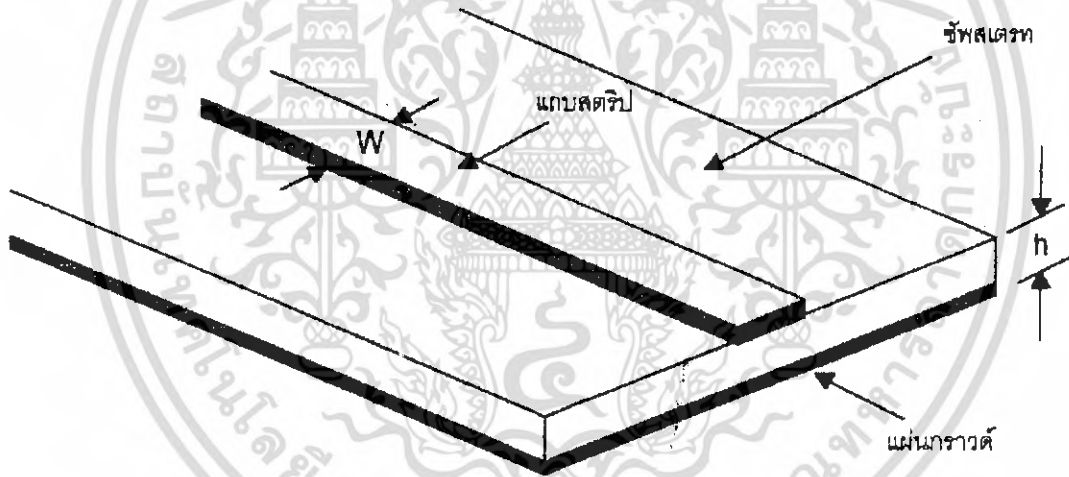
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ไมโคร สตรีป ฟิลเตอร์

ฟิลเตอร์มีบทบาทที่สำคัญมากในระบบ RF / microwave เราใช้วงจรฟิลเตอร์ในการเลือก และ จำกัดสัญญาณ ที่รับเข้ามา ในระบบ ยิ่งที่ความถี่สูงขึ้นไปนั้นจะยิ่งทำให้เกิดอุปกรณ์ 2 ลักษณะคือ lumped element และ distributed element จึงทำให้การที่จะสร้างวงจรฟิลเตอร์เพื่อใช้งานในย่านความถี่สูงนั้น ซับซ้อนยิ่งขึ้น เราจึงใช้ ไมโคร สตรีป มาสร้างเป็นวงจรฟิลเตอร์เพื่อใช้งานที่ความถี่สูง

โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตรีป

ไมโครสตรีปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างแสดงไว้ดังรูป กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็น สตรีป หรือ แถบโลหะแคบๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสาร ไดอิเล็กทริกและด้านล่างของรามา นาน ลงเป็นแผ่นโลหะ (Ground Plane) พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐาน บริเวณ ที่อยู่ระหว่างแถบแคบๆกับผิวโลหะด้านล่าง



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตรีป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองต่างๆ

วัสดุ	ค่าสภาพยอม สัมพัทธ์	$\tan \delta$ ที่ ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของกรรณา ความร้อน $w/cm^2/^\circ C$	ความ ขรุขระของ ผิว μm	ความสามารถในการ ทนต่อแรงดันไฟฟ้า
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1-2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^{-4}
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^{-4}
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 , 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^{-4}
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	-
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^{-4}
GaAs	13	6×10^{-4}	0.30	1	350

ตาราง 2.2 แสดงค่า $\epsilon_r, \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$ ของสารชนิดต่างๆ

สารหรือวัสดุ	ϵ_r	$\sigma / \omega \epsilon'$
Air	1.0005	0
Alcohol , ethyl	25	0.1
Aluminum oxide	8.8	0.0006
Amber	2.7	0.002
Bakelite	4.74	0.022
Barium titan ante	1200	0.013
Carbon dioxide	1.001	0
Ferrite (NiZn)	12.4	0.00025
Glass	4.7	0.002
Ice	4.2	0.05
Mica	5.4	0.0006
Neoprene	6.6	0.011
Nylon	3.5	0.02
Paper	3	0.008
Plexiglas	3.45	0.03
Polyethylene	2.26	0.0002
Poly propylene	2.25	0.0003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารหรือวัสดุ	ϵ_r	$\sigma / \omega \epsilon'$
Polystyrene	2.56	0.00005
Porcelain (dry process)	6	0.014
Parasol	4.4	0.0005
Pyrex glass	4	0.0006
Quartz (Fused)	3.8	0.00075
Rubber	2.5-3	0.002
Silica or SiO ₂ (Fused)	3.8	0.00075
Wood (dry)	1.5-4	0.01
Germanium	16	0
Silicon	11.8	0
Snow	3.3	0.05
Sodium Chloride	5.9	0.0001
Soil (dry)	2.8	0.05
Steatite	5.8	0.003
Styrofoam	1.03	0.0001
Teflon	2.1	0.0003
Water (distilled)	80	0.04
Water (sea)	0	4
Water (dehydrated)	1	0

Note

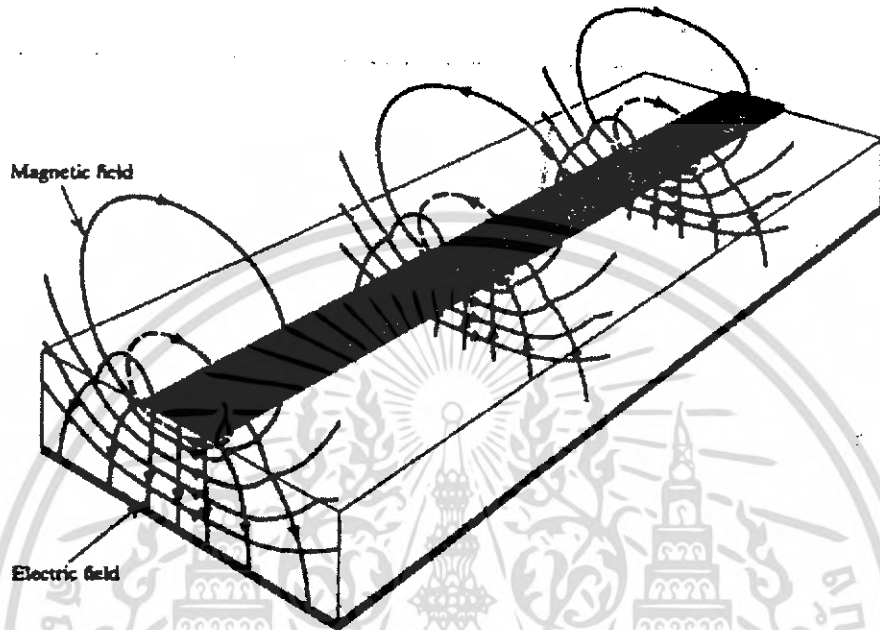
- ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ คือค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยจะเทียบกับอากาศ (Free Space)
- $\tan \sigma$ คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสกระจัด
- $\sigma / \omega \epsilon'$ คือค่าที่แสดงให้รู้ว่า สารไดอิเล็กตริก นั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากกระแสความน้อยเท่าใด
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน คือค่าที่แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริก นั้นมีความสามารถในการระบาย ความร้อน ได้ดีมามากน้อยเพียงใด
- ความขรุขระของผิว
- ค่าการทนต่อแรงดันไฟฟ้า คือค่าที่บ่งบอกถึง ความสามารถในการรับกำลังคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งผ่านคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปมีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นมีความซับซ้อนมากพอสมควร เมื่อเทียบกับท่อนำคลื่น หรือสายนำสัญญาณ

คลื่นที่ส่งผ่านไปในไมโครสตริปนั้นจะเป็นโหมด โกล์เดียวกับโหมด TEM แต่ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึง เรียกโหมดดังกล่าวว่าควอซี (Quasi TEM Mode)



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

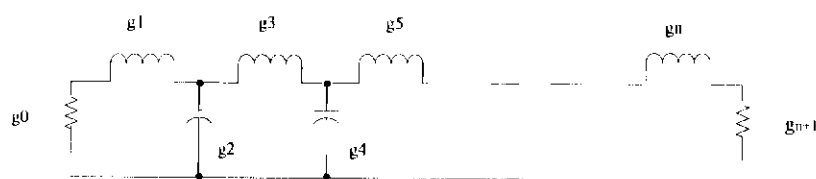
การออกแบบ Microstrip

LOWPASS FILTERS

การออกแบบ Microstrip lowpass filters มี 2 ขั้นตอน หลักคือ

1. เลือกชนิดของ lowpass prototype เช่น Butterworth Low pass Prototype filters, chebyshev lowpass Prototype filters ฯลฯ
2. การหาค่า lumped element filter

ในที่นี้ เลือกใช้ Chebyshev lowpass prototype filter



รูปที่ 2.3 รูปแบบการต่อโพลาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chebyshev Lowpass Prototype Filters

$$\text{Transfer function: } \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.1)$$

ตาราง 2.3 ค่าส่วนประกอบของโลพาสฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ด

($g_0 = 1.0, \Omega_C = 1, L_{Ar} = 3.01dB$ at Ω_C)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

ตาราง 2.4 ส่วนประกอบของโลพาสฟิลเตอร์เชอวีเชฟ ($g_0 = 1.0, \Omega = 1$)

For passband ripple $L_{Ar} = 0.01dB$

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321dB$

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	1.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

For passband ripple $L_{Ar} = 0.1dB$

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Note

L_{Ar} = passband ripple

Ω_c = cutoff frequency

ค่า Element values ต่างๆสามารถ คำนวณได้จาก

$$g_0 = 1.0$$

$$g_i = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]}$$

(2.2)

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{for } n \text{ odd} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{for } n \text{ even} \end{cases}$$

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Effective Dielectric Constant และค่า Characteristic Impedance

ค่า Transmission characteristics ของ microstrip สามารถอธิบายได้จากพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ effective constant (ϵ_{re}) และ Characteristic impedance $\langle Z_c \rangle$

ในการวิเคราะห์จะวิเคราะห์ที่โหมดคลื่นหลักของคลื่นที่กระจายตัวใน Microstrip และสมมุติให้คลื่นอยู่ในโหมด TEM จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= \frac{C_d}{C_a} \\ Z_c &= \frac{1}{C\sqrt{C_a C_d}}\end{aligned}\quad (2.3)$$

เมื่อ C_d คือ ค่า capacitance per Unit length ของ dielectric substrate

C_a คือ ค่า Capacitance per Unit length ของ อากาศ

C คือ Velocity of electromagnetic wave ใน free space (3×10^8 m/s)

สำหรับตัวนำที่บาง ($t \rightarrow 0$) สามารถคำนวณค่าทั้ง 2 ได้จาก closed-form

เมื่อ $w/h \leq 1$:

$$\begin{aligned}\epsilon_{re} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \\ Z_c &= \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right)\end{aligned}\quad (2.4)$$

เมื่อ $\eta = 120$ <wave impedance in free space>

เมื่อ $w/h \geq 1$:

$$\begin{aligned}\epsilon_{re} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \\ Z_c &= \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}\end{aligned}\quad (2.5)$$

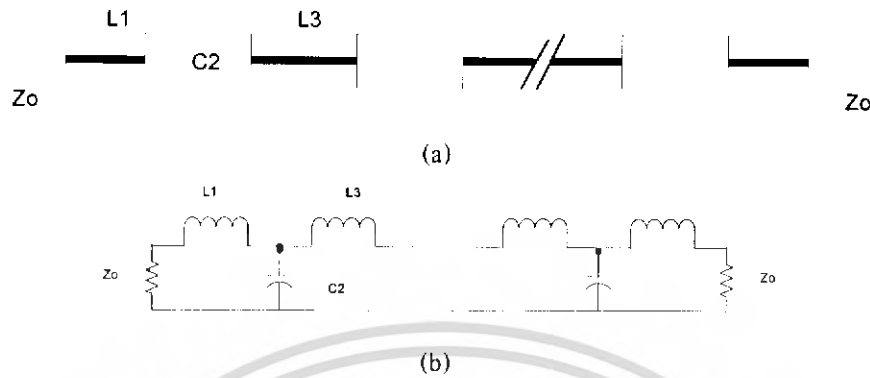
$$\eta_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \text{mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Stepped-Impedance, L-C Ladder Type Low pass Filters

General structure of the step-impedance lowpass microstrip Filters

เป็นการต่อ Cascaded ของ โครงสร้าง high และ low impedance transmission สลับกัน



รูปที่ 2.4 (a) รูปแบบทั่วไปของ microstrip Lowpass Filter (b) L-C เทียบวนำของ Lowpass Filter

High-impedance line แทน series inductors

Low-impedance line แทน shunt capacitor

จะเห็นได้ว่า โครงสร้างจะเป็น L-C ladder type of lowpass filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

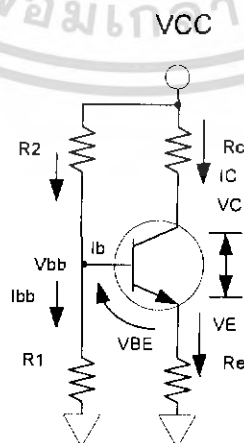
การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนแปลงได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ $2.5mV/^\circ C$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ $0.7V$ และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจำมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{BE}) นี่คือนสิ่งที่เราต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E การลดลงของ ΔV_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส - อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลงและเนื่องจากการลดลงของ ΔV_{BE} จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx \frac{-\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \quad (2.6)$$

โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์
 I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง
 ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลเตจเบส - อิมิตเตอร์
 V_E คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้แกนของสัญญาณเอซีลดลงเพื่อไม่ให้แกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่ โดยทั่วไปสมมติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน $\pm 50^\circ C$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ $2.5V$ ซึ่งจะให้ I_C เปลี่ยนแปลงเพียง



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีการคำนวณวงจรขยายโดยใช้ S-Parameter

2.2.1 พารามิเตอร์เมตริกซ์การกระจาย

1. พารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter)

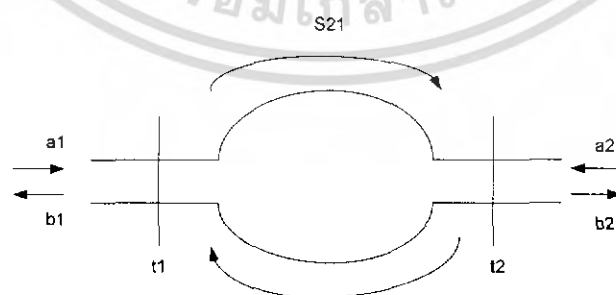
พารามิเตอร์การกระจาย เริ่มมีการนำมาใช้ตั้งแต่ปี 1960 และเป็นที่ยอมรับกันแพร่หลายมากกว่าพารามิเตอร์ 2 พอร์ต อื่นๆ เช่น Y-parameter เนื่องจากง่ายและสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้ยังเป็นวิธีการออกแบบวงจรขยายกำลังต่ำที่มีประสิทธิภาพสูงที่ยอมรับโดยทั่วไป

พารามิเตอร์การกระจาย สามารถบอกถึงคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยาย เช่น อิมพีแดนซ์, อัตราขยาย, VSWR ที่อินพุตและเอาต์พุต และเสถียรภาพของวงจรซึ่งแสดงในรูปของสมการ แนวคิดของพารามิเตอร์การกระจาย นั้นได้จากการส่งคลื่นที่สร้างจากแหล่งกำเนิดส่งผ่านสายส่งไปยังโหลด เรียกกว่าคลื่นกระทบ ถ้าหากอิมพีแดนซ์เกิดการ mismatch จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิด เรียกว่า คลื่นสะท้อน

2. นิยามและความหมายของเมตริกซ์การกระจาย (Scattering Matrix)

ก่อนที่จะกล่าวถึงนิยามของเมตริกซ์การกระจายจะขอสรุปข้อดีและข้อเสียของ Z เมตริกซ์และ Y เมตริกซ์ ข้อดีของ Z เมตริกซ์ก็คือ การนิยามแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลขึ้นในวงจรที่นำคลื่นก็ทำได้วงจรสมมูล และสามารถให้ทฤษฎีของสายนำสัญญาณกับวงจรสมมูลนั้นได้ อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านั้นเป็นเพียงค่าสมมูล ซึ่งจะไม่เชื่อมโยงโดยตรงกับค่าที่ได้จากการวัด จึงทำให้เป็นข้อเสียที่ทำให้ Z เมตริกซ์ไม่ถูกใช้ในวงจรไมโครเวฟ ในทางปฏิบัติเราจะวัดค่า SWR , สัมประสิทธิ์การส่งผ่านซึ่งก็จะสามารถทำได้โดยการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง แล้ววัดกำลังคลื่นที่ออกไปที่พอร์ตที่เหลือการวัดในสภาพดังกล่าวนี้จะทำได้ง่ายและให้ผลที่ชัดเจน นอกจากนั้นยังสามารถวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของคลื่นเมื่อเทียบกับคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามาได้ ดังนั้นถ้าเรานิยามพารามิเตอร์ที่เชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา (V_n^+) กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ (V_n^-) หรืออาจเรียกรวมๆ ว่าคลื่นที่กระจาย (Scatter) ออกไป พารามิเตอร์ชุดดังกล่าวนี้ก็จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่วัดได้ และพารามิเตอร์นี้ก็คือเมตริกซ์การกระจายนั่นเอง

3. เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจร 2 พอร์ต



รูปที่ 2.6 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยาม เมตริกซ์การกระจาย แล้วก็ป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอกตีฟอยู่ภายใน เป็นต้น ในการนิยาม เมตริกซ์การกระจายความไม่ต่อเนื่องต่างๆนี้จะถูกจำกัดบริเวณให้อยู่ภายในจุดเชื่อมต่อคั้งที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 ในกรณีทั่วไปอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ Z_1 และ Z_2 ตามลำดับ ตามนิยามของเมตริกซ์การกระจาย เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.7)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.8)$$

โดยที่ความหมายของพารามิเตอร์การกระจาย แต่ละตัวจะชัดเจนคือ S_{11} และ S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยเมตซ์ซึ่งโหลด สำหรับ S_{12} และ S_{21} เป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปพอร์ตที่ 2 โดย S_{12} เท่ากับ S_{21} ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสียของเมตริกซ์การกระจาย จะเป็นแบบยูนิทารีและมีเงื่อนไขสำหรับพารามิเตอร์การกระจายตามสมการซึ่งเขียนรายละเอียด ได้ดังนี้

$$S_{11}S'_{11} + S_{21}S'_{21} = 1 \quad (2.9)$$

$$S_{22}S'_{22} + S_{12}S'_{12} = 1 \quad (2.10)$$

$$S_{11}S'_{12} + S_{21}S'_{22} = 0 \quad (2.11)$$

เนื่องจาก $S_{12} = S_{21}$ ดังนั้นสมการ (2.9) จะเท่ากับสมการ (2.10) และทำให้ S_{11} และ S_{22} มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (2.12)$$

และจากสมการ (2.9) เราจะได้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.13)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้ $S_{11} = |S_{11}| e^{j\theta_1}$, $S_{22} = |S_{22}| e^{j\theta_2} = |S_{11}| e^{j\theta_2}$ และ $S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} e^{j\phi}$ แล้วแทนค่าลงในสมการ (2.12) จะได้ผลดังนี้

$$|S_{11}| (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} (e^{j\theta_1 - j\phi} + e^{j\theta_2 - j\phi}) = 0$$

หรือ

$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\phi} \quad (2.14)$$

ซึ่งจะหา ϕ ในรูปของ θ_1 และ θ_2 ได้ดังนี้

$$\theta_1 + \theta_2 = 2\phi + \pi$$

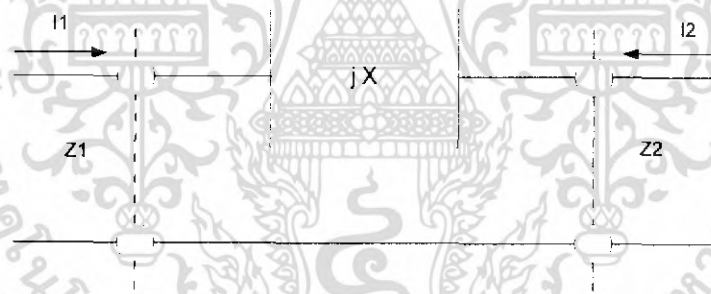
หรือ

$$\phi = (\theta_1 + \theta_2)/2 \pm \pi/2 \quad (2.15)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.13) กับสมการ (2.14) เป็นการระบุว่า S_{12} และ S_{21} หาได้จาก S_{11} และ S_{22} และเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัวเท่านั้นคือ $|S_{11}|$, θ_1 และ θ_2 ซึ่งก็ตรงกับผลการคำนวณจำนวน V_1^+ บนพารามิเตอร์อิสระที่เท่ากับ $N(N+1)/2 = 2 \times 3/2 = 3$

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีหาค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 ก็เป็นสายนำสัญญาณ 2 ชุดต่อกันด้วยค่ารีแอคแตนซ์ในลักษณะอนุกรมเมื่อให้ V_1^+ , V_1^- , V_2^+ , V_2^- เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้นอร์มอลไลซ์ไว้เราจะหา S_{11} ได้โดยการต่อพอร์ตที่ 2 ด้วยแมตซ์ซึ่งโหดคือ Z_2 ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย

ในทำนองเดียวกันสามารถหาค่า S_{22} ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 - Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.17)$$

ในการหา S_{21} นั้น เราจะทำให้โดยการต่อแมตซ์ซึ่งโหดไว้ที่พอร์ตที่ 2 แล้วหาค่า b_2/a_1 ซึ่งในขั้นแรกจะติดอยู่ในรูปของ V_2^- และ V_1^+ ดังนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่า V_2^- ในรูปของ V_1^+ นั้นจะทำได้โดยคำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรดังนี้คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมในรูป

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + S_{11}) \quad (2.19)$$

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1}(V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (2.20)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรอนุกรมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้ I_2^- เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้ว่า

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.20) และสมการ (2.21) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง $V_2^- + V_2^+$ ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (2.22)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.22) และ S_{11} จากสมการ (2.16) ลงในสมการ (2.18) จะได้ S_{12} ในรูปต่อไปนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\sqrt{Z_2} \cdot 2Z_1}{\sqrt{Z_1} \cdot Z_1 + Z_2 + jX} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.23)$$

ถ้าเราทำการหาค่า S_{21} จาก V_2^-/V_1^+ ในสมการ (2.22) โดยตรงจะได้

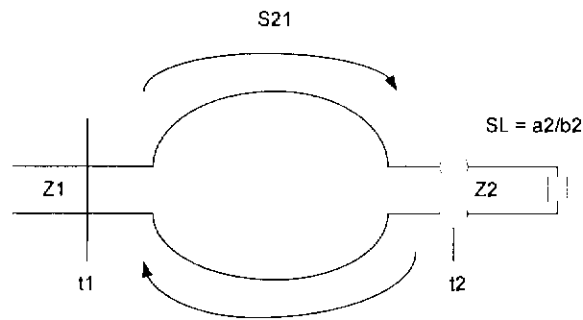
$$S_{21} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.24)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.25)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า S_{21} และ S_{12} ในกรณีนี้จะไม่เท่ากัน และทำให้เมตริกซ์การกระจายที่นิยามแบบนี้ไม่มีคุณสมบัติสมมาตร ดังนั้นโดยทั่วไปเราจึงนิยมใช้เมตริกซ์การกระจายที่นิยามจาก a_n และ b_n มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลด

ในการพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลด ในกรณีนี้สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนในรูปของพารามิเตอร์การกระจายดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการป้อนกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ต่อไว้ด้วยอิมพีแดนซ์ Z_L ตามรูปที่ 2.8 เมื่อต่อด้วยโหลด Z_L ซึ่งไม่แมตซ์กับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณก็จะเกิดการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งที่มีต่อ Z_L นั้น S_L เป็นประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งดังกล่าวนี้ S_L จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (2.26)$$

โดยที่ $Z_L = Z_1/Z_2$ หรือเป็นโหลดที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ เมื่อแทนค่า $a_2 = S_L b_2$ ลงในสมการ (2.5) และ (2.10) จะได้ผลดังนี้

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} S_L b_2 \quad (2.27)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} S_L b_2 \quad (2.28)$$

จากสมการ (2.27) และ (2.28) นี้ หากความสัมพันธ์ระหว่าง b_1 และ a_1 ได้ดังนี้

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} S_L}{1 - S_{22} S_L} \quad (2.29)$$

ผลที่ได้คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีต่อพอร์ตที่ 2 ไว้ด้วยโหลด Z_L ที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลดและสมการ (2.29) แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก S_{11} อย่างไร และจากสมการ (2.26) จะเห็นได้ว่า กรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ซึ่งโหลด S_L จะเท่ากับ 0 ทำให้สมการ (2.29) มีค่าเท่ากับ S_{11}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

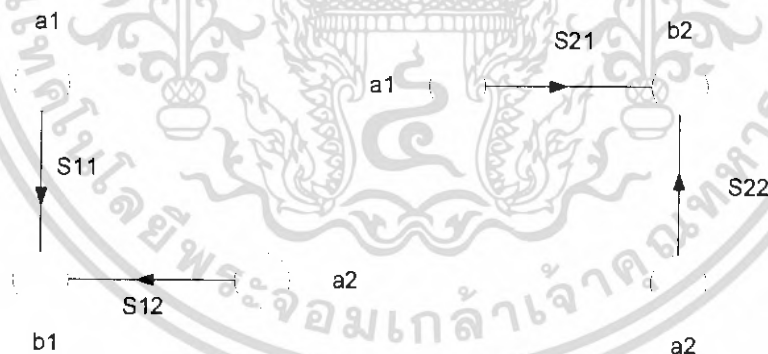
- โดยที่
- S_{11} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุต
 - S_{21} = อัตราขยาย/การสูญเสีย
 - S_{12} = การแยกโดยเดี่ยว (Isolation)
 - S_{22} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เอาต์พุต

2.2.2 กราฟการไหลสัญญาณ (Signal Flow Graph)

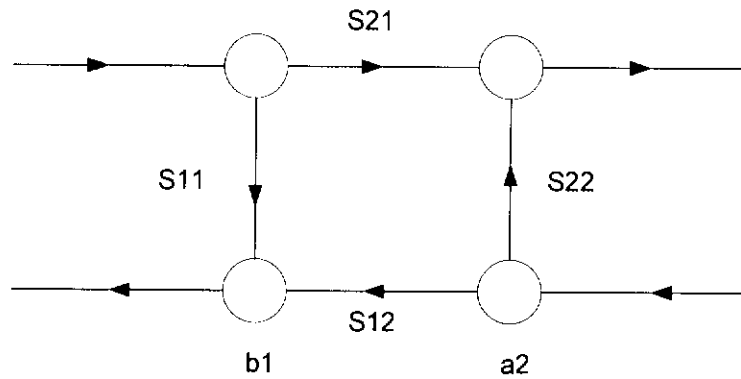
กราฟการไหลสัญญาณเป็นเทคนิคที่สะดวก, เหมาะสมที่จะแสดงและวิเคราะห์การสะท้อนของสัญญาณในระบบไมโครเวฟ กราฟการไหลสัญญาณแสดงถึง เช่น อัตราขยาย และอัตราขยายทางแรงดันที่เป็นค่าในรูปแบบเชิงซ้อนเหมือนกฎของเมสัน (Mason's Rule) มีลักษณะดังนี้

- (1). โหนดแต่ละโหนดแทนค่าเป็นตัวแปร หรือสัญญาณ
- (2). พารามิเตอร์การกระจายและสัมประสิทธิ์การสะท้อน ถูกแทนสาขาโดยแต่ละสาขา (Branches)
- (3). สาขาแต่ละสาขาจะขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปรแต่ละโหนด และคลื่นตกกระทบกับคลื่นตกกระทบ
- (4). โหนดแต่ละโหนดจะทำกับผลรวมของแต่ละสาขา

กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจายของวงจรสองทางเข้าและออก (Two-Port Network) แสดงดังรูปที่ 2.9 โดยที่ b_1 และ b_2 ขึ้นอยู่กับโหนด a_1 และ a_2 กราฟการไหลสัญญาณที่สมบูรณ์ของวงจรสองทางเข้าและออกแสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจาย



รูปที่ 2.10 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรสองทางเข้าและออก

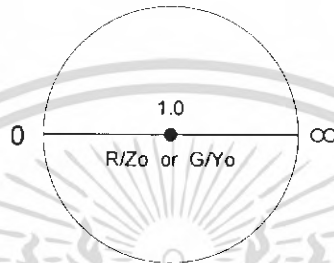
กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่เคลื่อนที่ตกกระทบทาง a_1 ที่พอร์ท 1 โดยมาจากบางส่วนของ S_{21} ไป b_2 และบางส่วนของ การสะท้อนกลับ (S_{11}) ไปยัง b_1 คลื่นตกกระทบที่ a_2 ที่พอร์ท 2 (S_{12}) ไป b_1 และคลื่นสะท้อนกลับบางส่วน S_{22} สะท้อน ไปยัง b_2 เช่นกัน

2.2.3 สมิซชาร์ต

สมิซชาร์ตเป็นกราฟหรือชาร์ตชนิดหนึ่งที่มีรูปร่างเป็นวงกลม โดยที่ข้างใต้ชาร์ตรูปวงกลมมีสเกลบอกพารามิเตอร์ต่างๆ มีชื่อเรียกว่าเรเดียลลิสเกลพารามิเตอร์หมายถึงว่าสเกลพารามิเตอร์ถูกแบ่งตามระยะรัศมีของชาร์ตวงกลม (Radically Scaled Parameter) ต่อไปนี้จะได้ทำการแจกแจงส่วนประกอบของสมิซชาร์ต โดยเริ่มจากเส้นกลางแนวนอน หรือเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลมวงนอกสุด ก็คือ Scale A จะเป็นสเกลแสดงค่าความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์ และจะมีส่วนที่เป็นวงกลมมีจุดสัมผัสร่วมที่ด้านขวาปลายสุดของ Scale A ที่มีชื่อเรียกว่าวงกลมแทนความต้านทานคงที่ (constant R) หรือวงกลมแทนคอนดักแตนซ์คงที่ (Constant G) สำหรับเส้นโค้งที่เริ่มจากขอบของวงกลมความต้านทานคงที่ วงนอกสุดเข้ามาบรรจบที่ปลายขวาสุดของเส้นกลางแนวนอนที่ชื่อเรียกว่า เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่หรือเส้นโค้งแทนซีพเชสแตนซ์คงที่ โดยมีค่าสเกลของเส้นโค้งบนของรอบวงกลมนอกสุดซึ่งก็คือ Scale B นั้นเอง สเกลสุดท้ายคือ Scale C ซึ่งเป็นสเกลวงกลมที่ล้อมรอบวงกลมความต้านทานคงที่ จะบอกค่าความยาวคลื่นที่เทียบกับค่าหรือทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว ความยาวตลอดของสายนำสัญญาณที่พิจารณา ก็แสดงบนสมิซชาร์ต Scale C นี้ โดยกำหนดให้ทิศทางเข้าสู่โหนดเป็นแบบทวนเข็มนาฬิกา ส่วนทิศทางเข้าสู่เครื่องกำเนิดหรือแหล่งจ่ายพลังงานมีทิศทวนเข็มนาฬิกาและกำหนดให้หนึ่งรอบของวงกลมสมิซชาร์ตใช้แทนครึ่งความยาวคลื่นของสายนำสัญญาณ (สายนำสัญญาณความยาวจริงเทียบเป็นความยาวคลื่นได้ตามจำนวนรอบของวงกลมสมิซชาร์ต)

1. เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ต

เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ตจะใช้แทนส่วนที่เป็นความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์ดังรูปที่ 2.11 โดยเริ่มจากซ้ายสุดจะแสดงค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นศูนย์ สเกลจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดขวาสุดของเส้นนี้จะแทนค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นอนันต์ สเกลตามแนวเส้นกลางนี้จะไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเพราะได้ทำการนอร์มอลไลซ์ก่อนนำมาลงสเกลแล้ว ซึ่งทำได้โดยนำค่าความต้านทานหารด้วยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณคือ Z_0 หรือนำค่าคอนดักแตนซ์หารด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ Y_0 เพื่อนำมาพล็อตลงสเกล

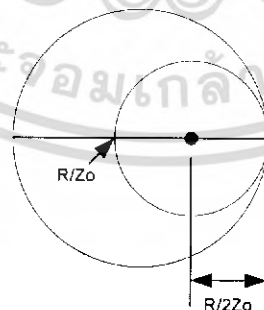


รูปที่ 2.11 เส้นผ่านศูนย์กลางกลางแสดงความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์คงที่

จุดศูนย์กลางของเส้นกลาง (เป็นจุดศูนย์กลางของชาร์ตด้วย) นี้มีค่าเท่ากับหนึ่ง หมายความว่ามีความต้านทาน $R = Z_0$ หรือ $G = Y_0$ แสดงว่าถูกต่อปลายไว้ด้วยโหลดที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเอง ซึ่งจะไม่มีการสะท้อนกลับของพลังงานเลยและควรทำความเข้าใจตรงนี้ว่า ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายเท่ากับค่าส่วนกลับของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ คือ $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$

2. วงกลมแทนความต้านทานและคอนดักแตนซ์คงที่

วงกลมแทนความต้านทานคงที่ หรือ Constant R ทุกวงจะมีจุดสัมผัสร่วมกันที่จุดขวาสุดของชาร์ต และทุกวงจะตัดกับเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิทชาร์ต แสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงกลม Constant R หรือ Constant G

การสร้างวงกลมความต้านทานคงที่ หรือ G บนสมิทชาร์ตนี้ เริ่มโดยนำค่าความต้านทานหรือค่าความนำมามาทำการหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ หรือแอดมิตแตนซ์ (Z_0 หรือ Y_0) ค่าที่ทำการนอร์มอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไลซ์แล้วนี้จะนำไปพล็อตเป็นสเกลของเส้นผ่านศูนย์กลาง หลังจากนั้นจึงทำการวางกลมโดยมีรัศมีเป็นครึ่งหนึ่งของระยะจากจุดที่พล็อตไปยังจุดขวาสุดของเส้นสเกล และจุดกึ่งกลางวงกลมจะอยู่ระหว่างจุดทั้งสองนี้ ซึ่งเป็นผลให้วงกลมที่ได้มีจุดสัมผัสที่ขวาสุดของเส้นสเกลและมีชื่อเรียกว่า วงกลมแทนความต้านทานและความนำกึ่งที่ (ทุกจุดบนวงกลมจะมีค่า R หรือ G เดียวกันตลอด)

3. เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์กึ่งที่

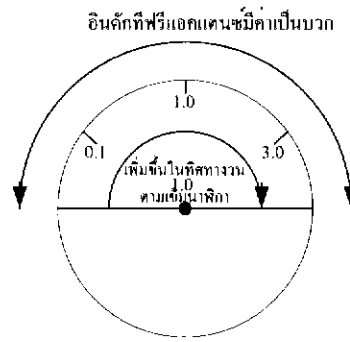
เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์กึ่งที่บนสมิทธาร์ตแสดงในรูปที่ 2.13 มีจุดเริ่มจากค่ารีแอกแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว (โดยรีแอกแตนซ์หารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และซัพเซสแตนซ์หารด้วยแอดมิแตนซ์คุณลักษณะ) พล็อตบนวงกลมนอกสุดของความต้านทานกึ่งที่ ลากเส้นโค้งมาจบที่ปลายขวาสุดของเส้นกลาง สำหรับเส้นแสดงรีแอกแตนซ์ หรือ



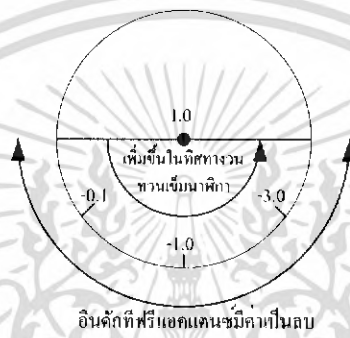
รูปที่ 2.13 แสดงเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์กึ่งที่

ซัพเซสแตนซ์เป็นศูนย์นั้นจะกลายเป็นเส้นตรง คือเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิทธาร์ตนั่นเอง ส่วนเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์หรือซัพเซสแตนซ์อนันต์นั้นจะกลายเป็นขวาสุดบนเส้นผ่านศูนย์กลาง ค่ารีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วจะนำมาพล็อตเป็นสเกล ก็คือ Scale B และวงกลมนอกสุดหรือวงกลมแทนความต้านทานเป็นศูนย์ จะเป็นวงกลมที่มีเฉพาะค่ารีแอกแตนซ์เท่านั้น

ถ้าพิจารณาจากจุดที่ความต้านทานเป็นศูนย์วนตามเข็มนาฬิกาไปตามเส้นรอบวงจนถึงจุดขวาสุดของเส้นกลาง ซึ่งความต้านทานเป็นค่าอนันต์จะได้ว่ารีแอกแตนซ์มีค่าเป็นบวก และเพิ่มขึ้นจากศูนย์ถึงอนันต์แสดงให้เห็นตามรูปที่ 2.14 (ก) และเมื่อวนทวนเข็มนาฬิกาจากจุดความต้านทานเป็นศูนย์จะพบว่ารีแอกแตนซ์มีค่าเป็นลบ และเพิ่มจากศูนย์ถึงอนันต์เช่นกัน แสดงไว้ดังรูปที่ 2.14 (ข) สเกลครึ่งวงกลมส่วนบนของสมิทธาร์ตจะแทนค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $+jX_L / Z_0$ หรือค่าซัพเซสแตนซ์แบบตัวเก็บประจุ $+jB / Y_0$ สเกลครึ่งวงกลมส่วนล่างจะแทนค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเก็บประจุ $-jX_C / Z_0$ หรือค่าซัพเซสแตนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $-jB / Y_0$



รูปที่ 2.14 (ก) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นบวก



รูปที่ 2.14 (ข) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นลบ

4. การนำสมิธชาร์ตไปใช้งานด้านไมโครเวฟ

การนำสมิธชาร์ตไปประยุกต์ใช้งานด้านไมโครเวฟมีหลายประการด้วยกัน ซึ่งสามารถจำแนกการใช้ประโยชน์จากสมิธชาร์ต ได้ดังนี้

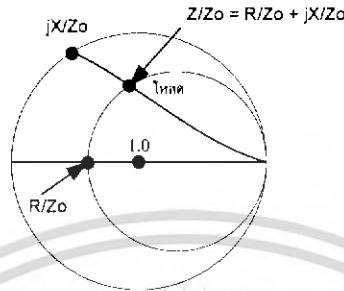
- ใช้สำหรับพล็อตอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน (Complex Impedance) บนสมิธชาร์ต
- การหา VSWR เมื่อทราบค่าโวลต์ที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ
- การหาค่าแอดมิตแตนซ์เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์
- การหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณต่อปลายแบบปิดหรือแบบเปิด
- การหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ระยะต่างๆนับจากโวลต์
- การหาค่าแห่งสูงสุดและต่ำสุดตำแหน่งแรกโดยนับจากโวลต์
- การหาสับอนุกรมแบบเดี่ยวเพื่อแมตซ์ซึ่งสายนำสัญญาณกับโวลต์
- การหาสับขนานแบบคู่เพื่อแมตซ์ซึ่งสายนำสัญญาณกับโวลต์

5. การพล็อตอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิธชาร์ต

สามารถหาค่าแห่งของอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน $Z = +jX$ หรือแอดมิตแตนซ์เชิงซ้อน $Y = G + jB$ บนสมิธชาร์ตได้โดยทำการนอร์มอลไลซ์ค่าจริง และค่าจินตภาพของอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

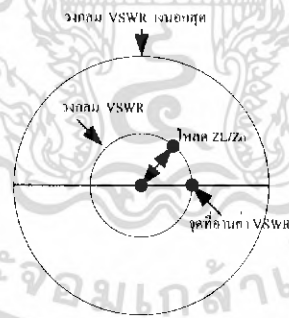
หรือแอดมิตแตนซ์เชิงซ้อน พล็อตค่าจริงที่ได้ในออร์มอลไลซ์แล้วบนสเกลเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลมสมิทชาร์ต จะได้วงกลมแทนค่าความต้านทานคงที่นั้นด้วย (ทุกจุดบนวงกลมที่ได้นี้จะมีความต้านทานค่าเดียวกัน) ต่อจากนั้นทำการพล็อตค่าจินตภาพที่นอร์มอลไลซ์แล้วบนสเกลวงนอกจะได้เส้นโค้งแทนค่ารีแอดแตนซ์คงที่ เมื่อได้วงกลมและเส้นโค้งดังกล่าว จะเกิดจุดตัดกันขึ้นแทนค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงตำแหน่งอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิทชาร์ต

6. การหาค่า VSWR เมื่อทราบค่าโหนดที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ

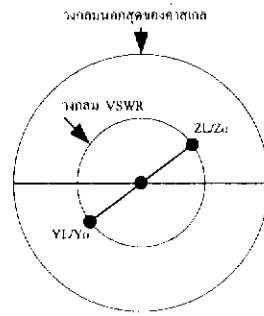
การหาค่า VSWR เมื่อทราบค่าโหนดนี้ เริ่มจากนอร์มอลไลซ์ Z_L นำค่าที่ได้ไปพล็อตบนสมิทชาร์ตแล้วหากรวดวงกลม โดยใช้จุดศูนย์กลางเป็นจุดบนเส้นผ่านศูนย์กลางที่มีเท่ากับ 1.0 ซึ่งเรียกว่าจุดศูนย์กลางหลัก (Prime Center) และใช้ระยะระหว่างจุด 1.0 กับจุดตำแหน่งของนอร์มอลไลซ์โหนด Z_L / Z_0 เป็นรัศมีจุดตัดระหว่างด้านขวาเมื่อของวงกลมกับแนวนอนซึ่งบอกสเกลค่าความต้านทานที่ได้จะเป็นค่าของ VSWR แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.16



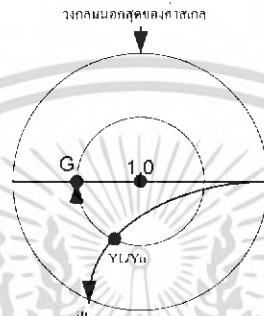
รูปที่ 2.16 แสดงตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิทชาร์ต

การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L เริ่มโดยการพล็อตนอร์มอลไลซ์ Z_L บนสมิทชาร์ต และวาดวงกลม VSWR ตามวิธีที่ได้อธิบายในหัวข้อก่อน หลังจากนั้นจึงทำการลากเส้นตรงจากจุดโคออร์ดิเนต Z_L / Z_0 ผ่านจุด Prime Center หรือ จุด 1.0 ไปตัดกับวงกลม VSWR ด้านตรงข้ามตามรูปที่ 2.17 จุดตัดระหว่างเส้นตรงดังกล่าวกับวงกลม VSWR จะเป็นจุดโคออร์ดิเนตแสดงตำแหน่งของ Y_L / Y_0 ค่าแอดมิตแตนซ์ที่อ่านได้มาจากจุดตัดกันของวงกลม Constant R และเส้นโค้ง Constant X ซึ่งอ่านค่าโคออร์ดิเนตจาก Scale A และ Scale B (ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13) ตามลำดับ จะได้ค่าคอนดัคแตนซ์ และค่ารีแอดแตนซ์ดังรูปที่ 2.17-2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงค่าคอนดักแตนซ์



รูปที่ 2.18 แสดงค่ารีแอกแตนซ์

2.2.4 การแมตช์สายท่อนสั้น (Matching Stub)

สำหรับความถี่ย่านไมโครเวฟ การที่จะทำค่า L และ C เป็นสิ่งที่ทำได้ยาก ดังนั้นการแมตช์สายท่อนสั้นสามารถที่จะแก้ปัญหาดังกล่าวได้

รูปที่ 2.14 (ก) เป็นการแมตช์แบบปิดของสายท่อนสั้น

รูปที่ 2.14 (ข) เป็นการแมตช์แบบเปิดของสายท่อนสั้น

2.3 การคำนวณวงจรรขยายโดยใช้ S-Parameter

2.3.1 เสถียรภาพของวงจรรขยาย (Amplifier Stability)

เสถียรภาพของวงจรรขยายเป็นส่วนที่สำคัญมากในการออกแบบวงจรรขยายไมโครเวฟ ในการออกแบบนั้นจะใช้วิธีการพารามิเตอร์การกระจาย การวิเคราะห์จากแหล่งกำเนิด และ โหลดอิมพีแดนซ์

2.3.2 ชนิดของเสถียรภาพของวงจรรขยาย

ชนิดเสถียรภาพของวงจรรขยายมี 2 ชนิด คือ

1. เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ (Z_{out}) มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงบางค่าที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและ โหลดอิมพีแดนซ์ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง

2. เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงทั้งหมดที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและ โหลดอิมพีแดนซ์ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง

โดยที่ค่าจริงมีค่าเป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและ โหลดอิมพีแดนซ์ หมายความว่า

$$\Gamma_S \leq 1 \text{ และ } \Gamma_L \leq 1$$

2.3.3 วงกลมเสถียรภาพ

อัตราขยายสูงสุด (G_{max}) สามารถหาได้โดยตรง โดยให้ Γ_S ของแหล่งกำเนิดเท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางอินพุท (Γ_{in}^*) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Γ_L) เท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุท (Γ_{out}^*) จะได้

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

สำหรับวงจรรขยายไมโครเวฟที่เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขนั้น ขนาดของ S_{11} , S_{22} , Γ_{in} และ Γ_{out} จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 และธรรมชาติวิสัยของควัตรานซิสเตอร์ (Transistor Inherent) โดยที่ตัวประกอบเสถียรภาพ K ต้องมากกว่า 1 และมีค่าเป็นบวก โดยที่ค่า K หาได้จากสมการที่ (2.30)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.30)$$

เมื่อ $|\Delta| = |S_{12}S_{22} - S_{11}S_{21}| < 1$

หรือ $(1 - |S_{11}|^2) > 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอินพุตและเอาต์พุตของสัมประสิทธิ์การสะท้อน หาได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad (2.31)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (2.32)$$

เงื่อนไขของขอบเขตของการเสถียร

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

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

นำค่าจริงและค่าจินตภาพของพารามิเตอร์การกระจายในสมการ (a) และสมการ (b) จะได้

$$R_s (\text{รัศมีของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{21}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_s (\text{จุดศูนย์กลางกลางของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{C_s^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_l (\text{รัศมีของวงกลม } \Gamma_l) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_l (\text{จุดศูนย์กลางกลางของวงกลม } \Gamma_l) = \frac{C_l^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$\text{เมื่อ } C_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_l = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์สอิมพีแดนซ์ จะต้องการเข้าคู่แบบสังยุคที่อินพุตของวงจรขยาย สำหรับอัตราขยายสูงสุด จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{sm} = C_s \cdot \frac{B_s \pm \sqrt{B_s^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \quad (c)$$

เมื่อ

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

ในลักษณะเดียวกับ ค่า Γ_{in} จะได้

$$\Gamma_{in} = C_l \cdot \frac{B_l \pm \sqrt{B_l^2 - 4|C_l|^2}}{2|C_l|^2} \quad (d)$$

เมื่อ

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

ถ้าคำนวณค่าของ B_s และ B_l เป็นค่าลบ ให้ใช้ค่าที่เป็นบวก (ตรงเครื่องหมาย) ในสมการที่ (c) และสมการที่ (d) ในทางกลับกัน ถ้าค่า B_s และค่า B_l เป็นค่าบวก ให้ใช้หมายเครื่องหมายลบ (ตรงเครื่องหมาย \pm)

วงกลมเสถียรภาพสามารถพล็อตลงบนสมิธชาร์ตได้โดยตรง วงกลมนี้จะแยกจากกันระหว่าง อินพุทและเอาต์พุท

2.3.4 เสถียรวิกฤต

เสถียร เมื่อ $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$

1. เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข:

$$|C_s| - r_s > 1 \quad \text{กรณี } |S_{22}| < 1$$

$$|C_s| - r_l > 1 \quad \text{กรณี } |S_{11}| < 1$$

2. เสถียรแบบมีเงื่อนไข:

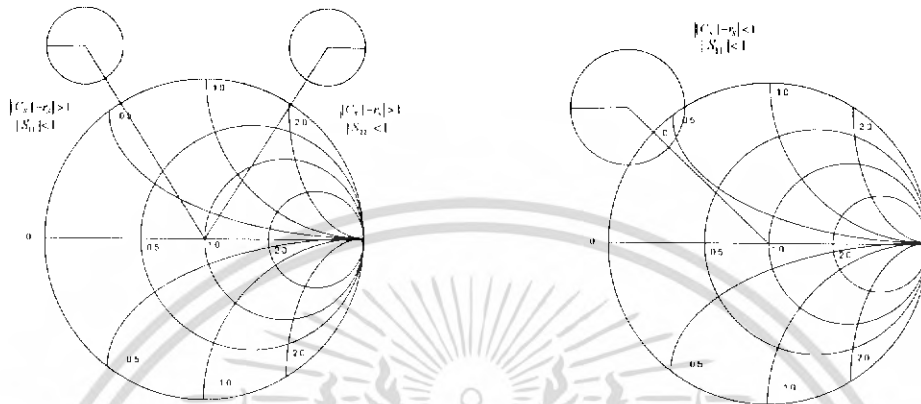
$$|C_s| - r_s < 1 \quad \text{กรณี } |S_{22}| < 1$$

$$|C_s| - r_l < 1 \quad \text{กรณี } |S_{11}| < 1$$

สรุป: สำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ต้องให้วงกลมเสถียรภาพอยู่นอกสมิธชาร์ต ดังรูปที่ 2.19 ถ้าวงกลมเสถียรภาพทับซ้อนกับสมิธชาร์ต ดังนั้นการเสถียรภาพจะเป็นแบบเงื่อนไข แสดงดังรูปที่ 2.20

2.3.5 การเกิดการไม่เสถียร (Potentially)

เมื่ออุปกรณ์ไมโครเวฟที่เป็นแบบไม่เสถียร, ให้นำวงกลมเสถียรภาพทางเอาท์พุท ซึ่งจะต้องถูกวาดลงบนสมิทชาร์ตเป็นอันดับแรก หลังจากนั้นก็เลือกอัตราขยาย และพล็อตลงบนสมิทชาร์ตด้วย โดยค่าของ จุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยาย (C_p) จะอยู่ในเขตที่เสถียรตามที่เรานำค่าโพลอิมพีแดนซ์ (ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว) สามารถอ่านค่าจากสมิทชาร์ตได้เลย



รูปที่ 1.19 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

รูปที่ 2.20 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

2.3.6 ลำดับขั้นการออกแบบวงจร

1. วาดวงกลมอัตราขยาย (G_p) มีหน่วยเป็นเดซิเบล ลงบนสมิทชาร์ต
2. วาดวงกลมเสถียรทางเอาท์พุท
3. เลือกค่า Γ_i ในขอบเขตที่เสถียร
4. คำนวณค่า Γ_{in} และหาค่าสังยุคที่อินพุท (พิจารณาค่าที่เป็นไปได้)
5. วาดวงกลมเสถียรทางอินพุท และหาค่า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ในของเขตเสถียร
6. ถ้า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ไม่อยู่ในขอบเขตเสถียร (หรืออยู่ในขอบเขตเสถียร แต่อยู่ในวงกลมเสถียรทางอินพุทด้วย) ให้หาค่า Γ_s ใหม่ ต้องเลือกค่า G_p ตามความต้องการอีกครั้ง แต่ควรระมัดระวังในการเลือกค่าของ Γ_i และ Γ_s เพราะมันจะเกิดการออสซิลเลตได้

โดยพารามิเตอร์การกระจายจะทำให้เราสามารถหาวงกลมเสถียรภาพ (STABILITY CIRCLE) ได้ โดยจะทำการพล็อตลงบนสมิทชาร์ต ในส่วนของ STABILITY และส่วนของ INSTABILITY จะแยกออกจากกัน เมื่อเลือกซอร์สและ โหลดอิมพีแดนซ์ ต้องระวังค่าที่ทำให้ instability ข้อมูลของ supply gain และ noise circle ของทรานซิสเตอร์จะถูกพล็อตลงในช่วง instability และค่า K ต้องมากกว่า 1

- 1) หวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุท (Input Stability Circle)
- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

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

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

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

อินพุต

r_{S1} = จุดศูนย์กลางของสมิทธาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้าน

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต

$$P_{S1} = \frac{S_{21}S_{22}}{[|S_{11}|^2 - |D_S|^2]}$$

2). หวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต (Output Stability Circle)

- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางเอาต์พุต

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

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

เมื่อ

r_{S2} = จุดศูนย์กลางของสมิทธาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต

$$P_{S2} = \frac{S_{12}S_{21}}{[|S_{22}|^2 - |D_S|^2]}$$

2.3.7 อัตราขยายกำลัง (Power Gain)

G_p เป็นอัตราขยายกำลังซึ่งเป็นผลมาจากกำลังที่ตกกระทบที่โหลดลบด้วยกำลังที่สะท้อนจากโหลด สามารถหาได้จากสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_t = \frac{[|S_{11}|^2 (1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)]}{[(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L]^2}$$

หรือ

$$G_t = \left[\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \right] |S_{21}|^2 \left[\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right] \quad (2.33)$$

หรือ

$$G_t = \left[\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \right] |S_{21}|^2 \left[\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \right] \quad (2.34)$$

เมื่อ

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

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

สมการที่ (2.34) เป็นสมการที่ใช้หาค่า G_t โดยมีเทอมอินพุตเป็นและเทอมอินพุตที่ขึ้นอยู่กับขนาดของเอาต์พุต สมการ (2.33) จะคล้ายกับสมการที่ (2.34) แต่ต่างกันตรงที่เอาต์พุตขึ้นอยู่กับขนาดของอินพุต ส่วน Γ_S ถูกทำให้มีค่าเท่ากับการคอนจูเกตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็คือ Γ_{in} นั่นเอง G_p จะเรียกว่า การ Operate ของอัตราขยายกำลัง โดยที่ความสำคัญของ G_p ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ทางซอร์ส เพราะ Γ_S เท่ากับ S_{11}^* ฉะนั้นสมการ G_p คือ

$$G_p = \left[\frac{1}{|\Gamma_{in}|^2} \right] |S_{11}|^2 \left[\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right] \quad (2.35)$$

จากสมการดังกล่าวสามารถนำมาใช้แก้ปัญหาได้จากค่าของคหผล และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด Γ_S สมการนี้สามารถแก้ปัญหาได้ แต่ต้องทำวิธีเดิมซ้ำๆ กันตลอดปัญหาในการถอดรอกคือ เทอม S_{12} มีขนาดของสัญญาณเล็กมากพอที่จะสมมุติให้เท่ากับศูนย์ โครงข่ายนี้เรียกว่า “วงจรโครงข่ายข้างเดียว” (Unilateral Network) ในบางกรณี S_{12} ไม่สามารถสมมุติให้เท่ากับศูนย์ได้ ถ้าหากต้องการทราบค่าที่แท้จริงในกรณีนี้ S_{12} ไม่เท่ากับศูนย์ จะต้องใช้สมการที่ (2.36)

เงื่อนไขที่ทำให้ S_{12} เท่ากับศูนย์นั้นจริงๆ แล้วไม่สามารถเป็นไปได้ แต่มันเป็นการประมาณค่าที่ให้ผลดี ถ้าพิจารณาให้โครงข่ายเป็นวงจรโครงข่ายข้างเดียวแล้วคำนวณเทอมที่เรียกว่า “Unilateral Fixture of Merit” ซึ่งแทนด้วย U

$$U = \frac{|S_{11}| |S_{21}| |S_{12}| |S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้นิยาม G_m ว่าเหมือนกับอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์และให้ S_{12} เท่ากับศูนย์ และ G_i เป็นค่าอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์จริงๆ โดยที่ค่าผิดพลาดสูงสุด (Maximum Error) จะเป็นดังนี้

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_i}{G_m} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (2.36)$$

หาค่า G_m ได้จาก

$$G_m = \left[\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \right] |S_{11}|^2 \left[\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right]$$

หาอัตราขยายของแหล่งกำเนิด 3 ค่าดังนี้

$$G_{io} = |S_{21}|^2$$

อัตราขยายเนื่องจากตัวทรานซิสเตอร์เอง

$$G_S = \left[\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \right]$$

อัตราขยายจากอินพุทของวงจร

$$G_L = \left[\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right]$$

ถ้าออกแบบเป็นความถี่แบบแถบแคบ (Narrow Band) และต้องการให้ได้อัตราขยายสูงสุดเราต้องทำให้ $\Gamma_S = S_{11}$ และ $\Gamma_L = S_{22}$ ถ้าต้องการวงจรที่ต้องการความถี่แบบแถบกว้าง (Broad Band) จะต้องมีค่าอัตราขยายที่คงที่แน่นอน โดยต้องใช้วงจรที่มีการชดเชยค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนไปตามความถี่

ส่วน Γ_S จะต้องเปลี่ยนแปลงไปตามค่าอื่นๆ เพราะ G_S จะได้จากอินพุทมิสมแมทซ์ซึ่งของโครงข่าย มีค่าอยู่ระหว่าง $0 - G_{S,max}$ การหาค่า แทนด้วยค่า Γ_S บนวงกลม ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับ Noise Circle โดยที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับศูนย์ เป็นตำแหน่งของจุด S_{11} ซึ่งรัศมีของอัตราขยายจะเพิ่มขึ้นก็ต่อเมื่อเพิ่มค่า G_S และเส้นผ่านศูนย์กลางของอัตราขยาย ในแนวนอนจะเป็น S_{11} คือ ตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิธชาร์ตจนถึงปลายสุดที่ตำแหน่ง S_{11} โดยตำแหน่งที่เกิดขึ้นเหมือนกับโครงข่ายของเอาต์พุทแมทซ์ซึ่ง ส่วน G_L สามารถหาเวกเตอร์ของ S_{22} ได้คือ ตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิธชาร์ตจนถึงตำแหน่งของ S_{22}

สิ่งที่คล้ายกันระหว่าง Noise Circle กับ Gain Circle คือ อินพุทและเอาต์พุทของโครงข่ายสามารถวัดลงบนสมิธชาร์ตได้

2.3.8 พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน (Noise Parameter)

พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน โดยพื้นฐานประกอบด้วย 3 ส่วน ซึ่งจะอธิบายถึงคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนที่เกิดในทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ (Low Power Transistor) ได้อย่างสมบูรณ์ คือ ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure (NF)) ค่าที่ต่ำที่สุดที่ได้จากทรานซิสเตอร์ เรียกว่า NF_{\min} ค่าความต้านทานสมมูลแทนสัญญาณรบกวน (Equivalent Noise Resistance) ของทรานซิสเตอร์ เรียกว่า R_{pt} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูงสุดของแหล่งกำเนิด เรียกว่า Γ_{opt} บางครั้งจะพิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน มีส่วนประกอบด้วย 4 ส่วน เพราะ Γ_{opt} เป็นจำนวนเชิงซ้อน ประกอบด้วยส่วนของมุมและขนาด สำหรับ R_n บางทีจะถูกนอร์มอลไลซ์ด้วย อิมพีแดนซ์ลักษณะ โดยหารด้วยค่า R_n ด้วย Z_0 และค่า R_n ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว จะแทนด้วย r_n ดังนั้น

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (2.37)$$

และค่า NF สามารถหาได้จากสมการ

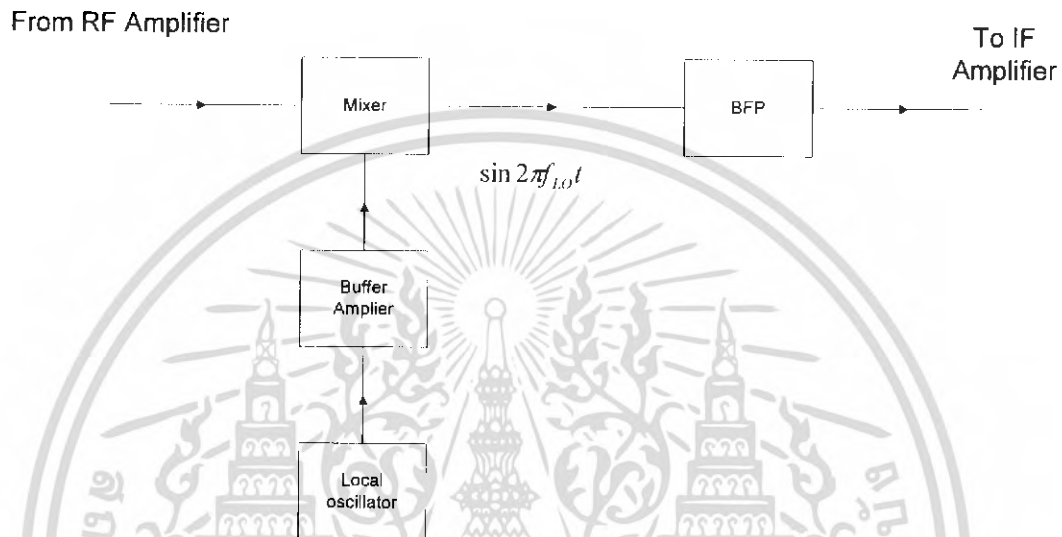
$$NF = NF_{\min} + 4r_n \left[\frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \right] \quad (2.38)$$

เมื่อทราบค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 สามารถหาค่า NF ของทรานซิสเตอร์ได้จากสมการดังกล่าว สำหรับเงื่อนไขของการไบอัสและความถี่ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่มองจากทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็คือ Γ_s

2.4 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการลดความถี่ลงมาจากความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่กลาง (Intermediate frequency)

$$V_{out} = [\sin(2\pi f_{RF}t) \cdot \sin(2\pi f_{LO}t)] = (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t]$$



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.21 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) เข้ากับสัญญาณ LC (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น จริงๆแล้ววงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = [\sin(2\pi f_{RF}t) \cdot \sin(2\pi f_{LO}t)] \quad (2.39)$$

เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

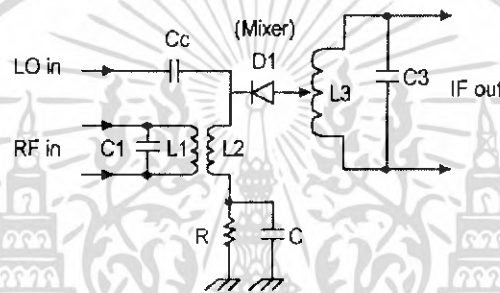
f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

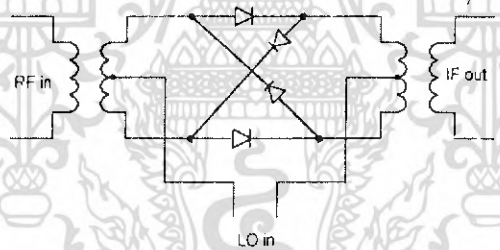
$$V_{out} = (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $(f_{RF} - f_{LO})$ คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้ อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์ หรือเฟตมากกว่าไดโอดเพราะวงจรมิกเซอร์แบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบครอสโปรดักต์ (cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่าคอนเวอร์ชันลอส (conversion loss) เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นและในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่าคอนเวอร์ชันลอสจะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่นวงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ดังในรูปที่ 2.23 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบเอฟเอ็มและเอเอ็มบางที่อาจเรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balanced modulators) หรือโปรดักต์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์มิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่นคือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และ กำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (Carrier suppression)



รูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์แบบsingle-diode

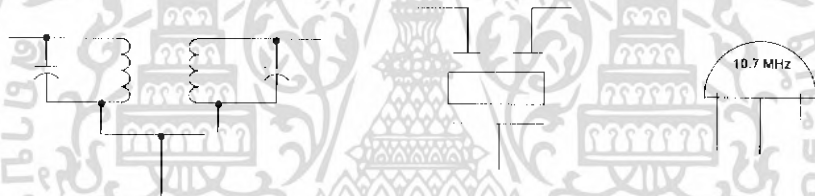


รูปที่ 2.23 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุและของเครื่องรับโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กทริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้น หากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 445 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม, ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มและความถี่อื่นๆที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์ 4.5 เมกะเฮิร์ตซ์ 38.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (Insert loss) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขาใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ อีกแบบหนึ่งมี 2 ขาเป็นตัวขยายพาสฟิลเตอร์เพื่อการขยายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



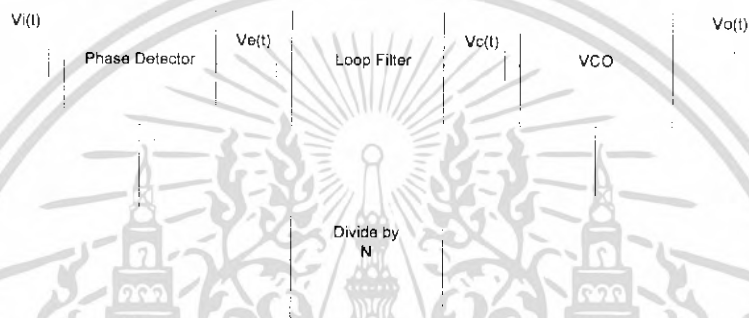
(A) หม้อแปลงเรโซแนนซ์ (B) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์ (C) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.24 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.6 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป (Phase locked loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด โดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่ทำการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป แสดงดังรูปที่ 2.25 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

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



รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (Control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงาน โดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง f_0 กับเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_c(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับ VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_0 กับความถี่ f_r ถ้าความถี่ f_r ใกล้เคียงกับความถี่ f_0 จากการป้อนกลับของเฟสล็อกกลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของ VCO ที่ถูกหารโดย N จะทำให้ VCO ซิงโครไนส์ หรือ ล็อก(lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาพจะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d \quad (2.41)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$F_d = f_0/N \quad (2.42)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$F_o = Nf_d \quad (2.43)$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (free-running) ให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับของแบนด์ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายรูปปิดของระบบทั้งหมดเฟสล็อกที่มี การหาคความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในรูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามาจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรองความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรรองความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน

(Resolution)

2.6.1 วงจรเฟสล็อก (PLL: Phase Locked Loop)

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

วงจรรองความถี่ จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

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

Oscillator)

Phase
detector

Low pass
Filter

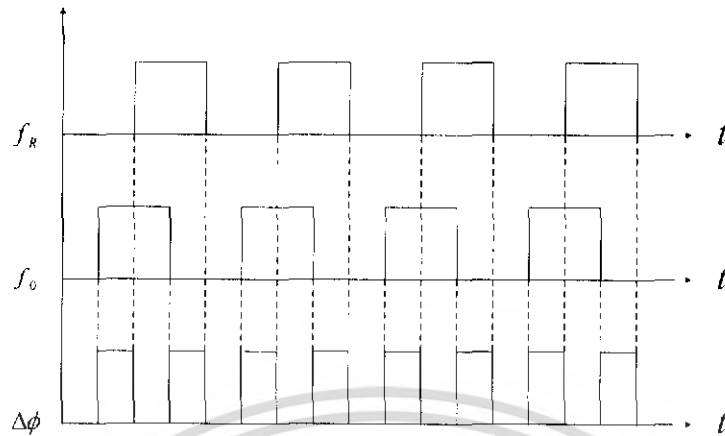
vco

รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่

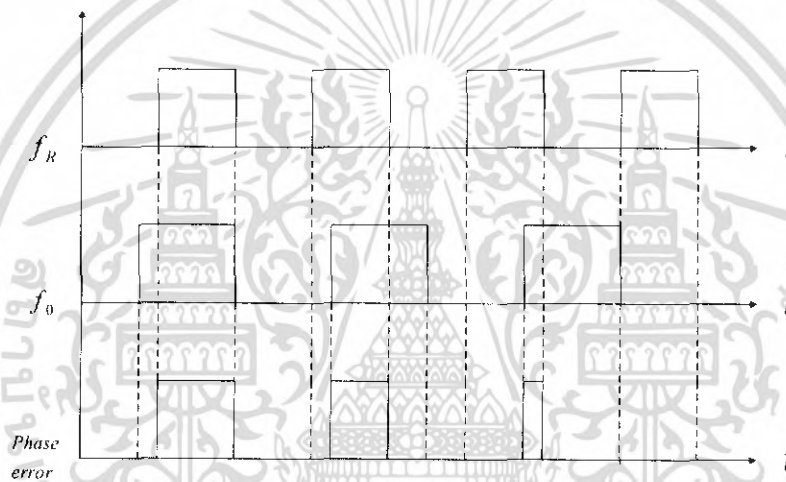
แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบาย ดังนี้

1. เฟสดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$

เฟสดีเทคเตอร์ จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.27 และรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.28 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เฟสดีเทคเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1.1 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) ต่างๆทั้งทางแอนะล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0 - \pi$

1.2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือของสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับ การนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุตและการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือน ในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ใน ช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรนี้จะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณโดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อก ลูป วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มากควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจร VCO รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปความผิดพลาดของแรงดันจะผ่าน ลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในเฟดแบ็กลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การเฟดแบ็กของเฟสล็อกลูปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน ไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซึ่งโคร โนสกับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความเอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ($\omega_i \neq \omega_0$)

เราสมมุติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่น ไชน์มีค่าเป็น

$$V_i = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.44)$$

$$V_o = E_o \cos(\omega_0 t + \theta_o) \quad (2.45)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นแอนะล็อกมัลติพลายเออร์เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_0)t + \theta_i + \phi_0] \quad (2.46)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] \quad (2.47)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่น ไชน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และ มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะไม่สามารถผ่านรูปฟิลเตอร์ได้ทำให้ได้ค่า V_c และค่าพีคแบ็กของรูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในรูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ที่รีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ ϕ_i จะพูดได้ว่ารูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของรูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของรูปและการพีคแบ็กจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

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

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ มีความถี่จริง โครนัสกับสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.48)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.49)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณ จะกลายเป็นสัญญาณไฟกระแสดตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.50)$$

รูปฟิลเตอร์ จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสดตรง V_i ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.51)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{ms}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{ms} = \frac{d(\omega_o t + \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (2.52)$$

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

เมื่อ K_o เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.51) ลงใน (2.52) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.53)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o] \quad (2.54)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.55)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสดกลับของเฟสดีเทคเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.55) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสดตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{msl} = \omega_0 + K_0 V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.56)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_0$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_0 K_d$ อย่างมาก สมการ(2.55)จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_0 \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.57)$$

จากสมการ (2.57) หมายความว่า ถ้าความถี่ออกเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ วงจรวิธีโอจะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวิธีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90 เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอคราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_0$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_0 ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_0 ดังนั้น

$$\theta_0 = \psi_0 - \pi/2 \quad (2.58)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_0) \end{aligned} \quad (2.59)$$

และจากสมการ(2.55)และ (2.59)จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_0 = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_0) / K_d K_0 \quad (2.60)$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_0$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_i - \theta_0) \cong K_d \theta_c \quad (2.61)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_0$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การล็อก สัญญาณของวงจรวิธีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต คือ $[\theta_i - (\theta + \pi/2)]$ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวิธีโอ คือ V_o ในลักษณะของควอคราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d [\theta - \pi/2] \end{aligned} \quad (2.62)$$

สัญญาณเฟส V_d นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวิธีโอเพื่อแก้ไขให้ ความถี่ของวงจรวิธีโอเปลี่ยนจาก ω_0 ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_0) / K_0 \\ \omega_i &= \omega_0 + K_0 V_d \end{aligned} \quad (2.63)$$

จากสมการ (2.49)และ(2.50) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_i = \pi/2 + (\omega_i - \omega_0) / K_d K_0 \quad (2.64)$$

จากสมการ(2.52) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i = \omega_0$ แรงดันฟ้าของวงจรวิธีโอจะมีเฟสควอคราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจาก90 เมื่อ ω_i เคลื่อนทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90ไปสู่ค่าสูงสุด 180ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมเฟสจะลดลงจาก 90ไปสู่ค่าที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของวงจรวีซีโอ แต่จะสามารถแทรกกิ่งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นสเต็ปเท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ รูปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_0 \tag{2.65}$$

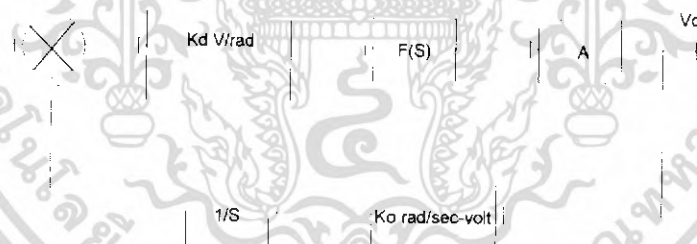
เมื่อรูปเข้าสู่สภาวะคงที่ $V_c = V_d F(s)$ (เมื่อ $F(s)$ คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของรูปฟิวเตอร์สัญญาณ V_c จะทำให้รูปเข้าสู่สภาวะล็อกดั้งเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \pi/2 &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega - K_0 K_d F(s) \end{aligned} \tag{2.66}$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นรูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุตแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดั้งเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบย้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล

2.6.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อก



รูปที่ 2.29 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อก

จากรูปที่ 2.29

K_d = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทกเตอร์

$F(s)$ = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A = อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

K_0 = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{2.67}$$

$$\theta = \int \omega dt \tag{2.68}$$

จาก $\omega = s\theta$ (2.69)

และ $\theta = \omega / s$ (2.70)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส ϕ_{osc} ฉะนั้นจึงต้องใส่ตัวคูณ $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

$$\text{จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน } \frac{A}{1-AF} \quad (2.71)$$

เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้าง

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.29 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

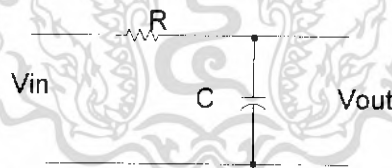
$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.72)$$

$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \quad (2.73)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.57) และ (2.58) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s \phi_i} \\ &= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \end{aligned} \quad (2.74)$$

ถ้าวงจรมีฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.30

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1}{1 + sRC} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_c} \end{aligned} \quad (2.75)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ แทนค่าสมการ (2.75) ลงในสมการ(2.74)

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{V_0}{\omega_i} = \frac{1}{K_0} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \\
 &= \frac{1}{K_0} \left[\frac{1}{1 + \frac{2\xi s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right] \quad (2.76) \\
 \omega_n &= \sqrt{K_v} \omega_1 \\
 \xi &= 1/2 \sqrt{\omega_1 / K_v}
 \end{aligned}$$

เมื่อ $K_v = K_0 K_d A$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปลีดเดอร์ ω ลดลงหรือค่า k เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูปลีดเดอร์ ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลีดเดอร์จะเป็นพีค และผลสนองต่อสเตร็ปของลูปลีดเดอร์ในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปลีดเดอร์มีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะการออกแบบระบบเฟส ล็อกลูปลีดเดอร์ให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงการกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.77)$$

และความถี่ที่คัทออฟ 3dB แบนด์วิดท์ของลูปลีดเดอร์จะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_v} \omega_1 = \sqrt{2} K_v \quad (2.78)$$

วงจรเฟสล็อกลูปลีดเดอร์ที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปลีดเดอร์ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปลีดเดอร์สามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟสซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_c \pi / 2) K_0 K_d F(s) \quad (2.79)$$

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

$$\begin{aligned}
 \Delta\omega &= (\pm \pi / 2) K_0 K_d F(s) \\
 2\Delta\omega_i &= (\pm \pi) K_0 K_d F(s) \quad (2.80)
 \end{aligned}$$

เมื่อ $\Delta\omega_i$ คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_1 เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_0 มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.70) สถานะสมดุลของการชิง โครน์สจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และรูปจะหลุดออกไปจากกลการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสภาพะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoff ของลูปฟิลเตอร์ ω_L และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

$$\Delta\omega_c = \pm\sqrt{\omega_1\Delta\omega_L} \tag{2.81}$$

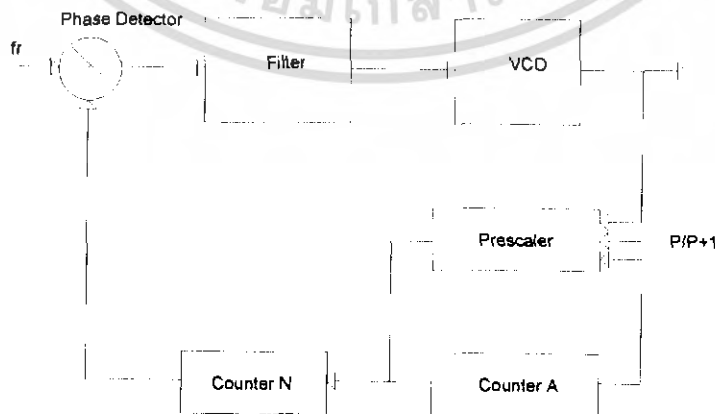
$$2\Delta\omega_e = 2\sqrt{\omega_1\Delta\omega_L} \tag{2.82}$$

2.6.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นและ เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกในรูปที่ 2.31 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรมultiplication ที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรมultiplication N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลงและให้ใช้กับวงจรมultiplication N ครอบคลุมที่ทีแอลและซีมอสได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่านวีเอชเอฟ (VHF) และยูเอชเอฟ (UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูลอีซีแอล(ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกัน ในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปที่แอกจอร์เคาน์เตอร์ตระกูลทีทีแอล 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม



รูปที่ 2.31 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้ฟริสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือฟริสเกลตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่ฟริสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อนหลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมๆ กับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้ฟริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และเคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกฟริสเกลด้วยตัวเลขข้อมูล(ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่ฟริสเกลให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่ฟริสเกลให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่ฟริสเกลให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้ฟริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร p+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั้นคือเวลาที่ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นฟริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็น จำนวนไซเคิลของวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ p คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

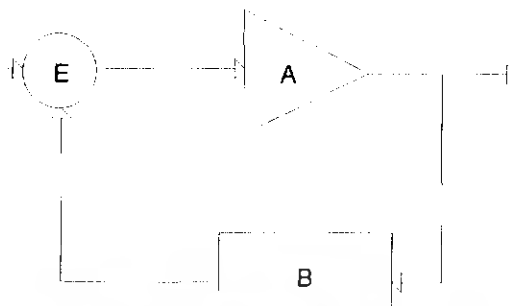
$$\begin{aligned} N_t &= (P+1) + P(N-A) \\ &= PN+A \end{aligned} \quad (2.83)$$

ความถี่ของวีซีโอจะเท่ากับ PN+A เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN + A) \quad (2.84)$$

2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO: Voltage Controlled Oscillator)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

B คือ อัตราขยายในส่วนของส่วนป้อนกลับ

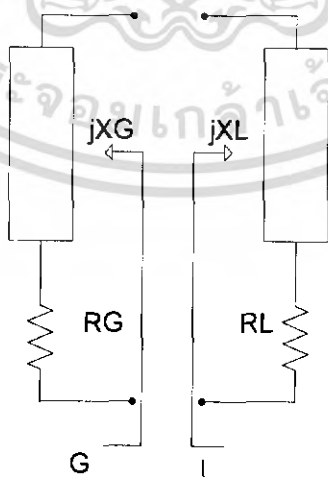
วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

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

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

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)



รูปที่ 2.33 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออกซิลเลเตอร์

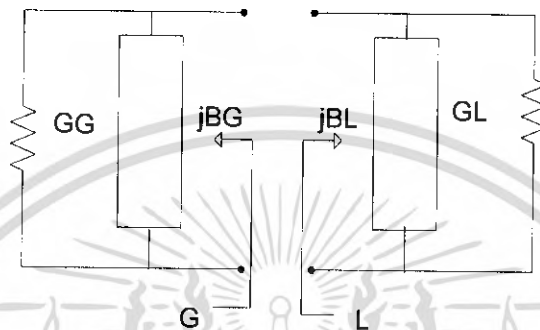
$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)}$$

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.34 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออกซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

เรโซเนเตอร์

1. Lumped Element
2. Distributed Transmission Line
3. Cavity
4. Dielectric Resonator
5. YIG (yttrium Iron Garnet)
6. Varactor

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ การออกแบบวงจรออกซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของความต้านทานแบบลบ (Negative Resistance) มาอธิบายเพราะง่ายกว่าตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานแบบลบเช่นเดียวกัน เริ่มต้นจาก

หาความต้านทานอินพุต

$$i = g_m \frac{V_i}{2}$$

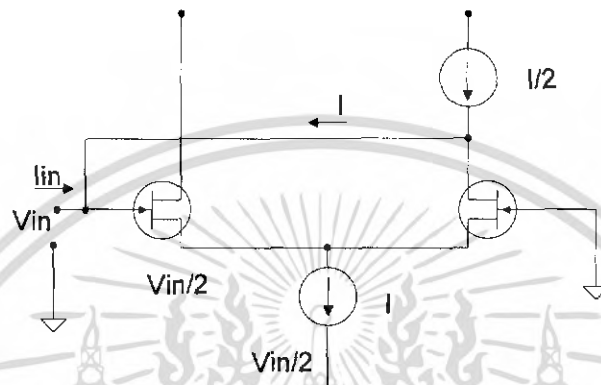
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสมมติให้ ความต้านทานอินพุตของเฟสและกระแสคงที่ (Constant current) มีค่ามากๆ ดังนั้น

$$V \text{ ที่ตกคร่อม } V_{gs} \approx \frac{V_i}{2}$$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m}$$

$$R_{in} = \frac{-2}{g_m}$$



รูปที่ 2.35 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ (V) เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริแคปแทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน (VCO) ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500



รูปที่ 2.36 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

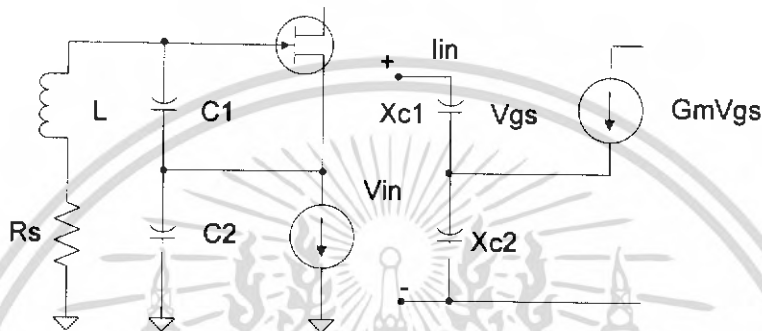
$$|G_G|G_L$$

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

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

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

เฟต (FET)

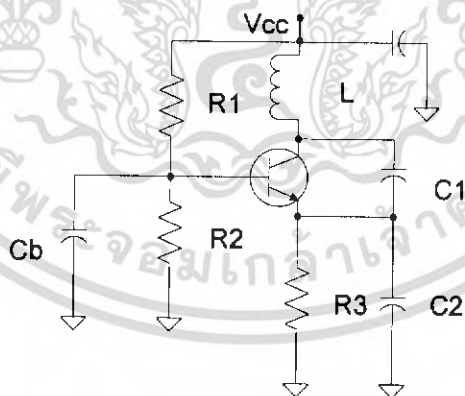


รูปที่ 2.37 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟต

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

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

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์



รูปที่ 2.38 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 C_2 / (C_1 + C_2))}} \tag{2.85}$$

เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C2} มากๆ

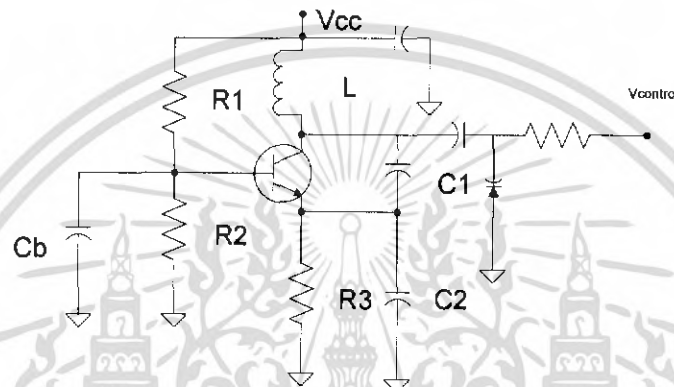
และ
$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ดังนั้น $Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega \sqrt{L(C_1 C_2 / (C_1 + C_2))}}$ (2.86)

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้วาริแคปในการทำงาน โดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.39 โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บดล็อกกระแสไปตรงดังนั้นจึงต้องมีค่ามากกว่า ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า 0.1 ไมโครฟารัด



รูปที่ 2.39 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ปรับค่าได้ตรงแรงดัน

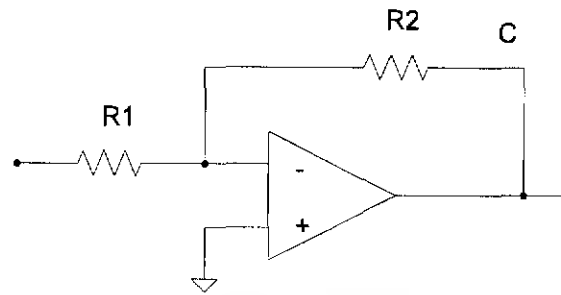
ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \parallel C_V)}} \quad (2.87)$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้ แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่าความต้านทานแบบลบ (Negative Resistance) น้อยกว่าความต้านทานแบบบวก (Positive Resistance) และที่สำคัญ Q และ L ควรจะมีค่ามากๆ เพื่อไม่ให้มีการสูญเสียของวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เช่นเดียวกัน

2.8 การออกแบบวงจร Loop Filter

รูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.40 วงจรรูปอันดับที่ 1

$$F(s) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.88)$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{K_v (1/S\tau + 1)}{S + K_v (1/S\tau + 1)} \\ &= \frac{K_v}{S(1/S\tau + 1) + K_v} \\ &= \frac{K_v / \tau}{S^2 + S/\tau + K_v / \tau} \end{aligned} \quad (2.89)$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.90)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \end{aligned} \quad (2.91)$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}}$$

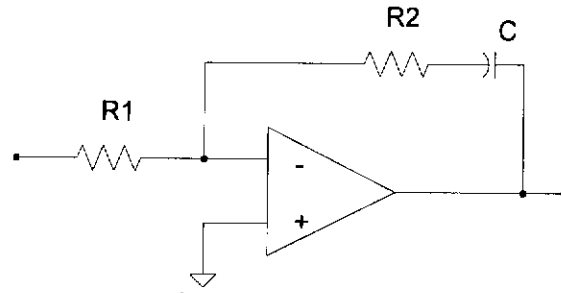
เมื่อ

ω_n = Natural Angular Frequency

ξ = Damping Factor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.41 วงจรรูปอันดับที่ 2

$$\begin{aligned}
 F(S) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.92}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\
 &= \frac{K_V \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}}{S + K_V \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}} \\
 &= \frac{K_V \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + K_V / \tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.93}$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.94}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau_1} \\
 2\xi\omega_n &= K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \\
 \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.95}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะนั้นสามารถปรับค่า และ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จาก Open-loop Transfer Function

$$\begin{aligned} T'(s) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1} \end{aligned} \quad (2.96)$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

$$T'(S) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.97)$$

$$\tau_1 = \frac{K_V}{\omega_n^2}, \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

เมื่อ $|T'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}$ (2.98)

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

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right) = \tan^{-1}\left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right) - 180^\circ \quad (2.99)$$

กำหนดให้

$$X = \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) \quad (2.100)$$

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2}$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.101)$$

คำนวณหาค่า x ในขณะที่ $\left| T'\left(\frac{j\omega_1}{\omega_n}\right) \right| = 1$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.102)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.103)$$

หาราคาคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \quad (2.104)$$

แทน x ลงในสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta(jX) = \tan^{-1} \left(\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \quad (2.105)$$

ได้ Phase margin

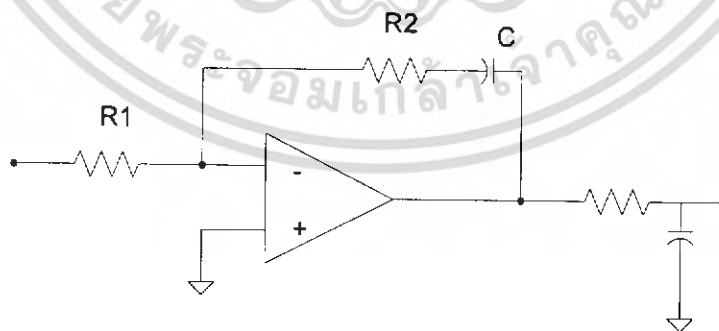
$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left(\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (2.106)$$

แบนด์วิดท์ -3 dB

$$\begin{aligned} |T(j\omega)| &= \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \\ |T(j\omega)| &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}} \end{aligned} \quad (2.107)$$

$$\begin{aligned} |T_B(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2}} \\ (\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_B^2 - \omega_n^4 &= 0 \\ \omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 \pm \sqrt{(2 + 4\xi^2)^2 \omega_n^4 + 4\omega_n^4}}{2} \\ \omega_{bandwidth} &= \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \end{aligned} \quad (2.108)$$

ดูปอันดับ 3



รูปที่ 2.42 วงจรดูปอันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \cdot \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.109)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \tau_1 &= R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_2 \\ \tau_3 &= R_3 C_3 \end{aligned}$$

จะได้ Closed-Loop Transfer Function

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\ &= \frac{\frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}}{S + \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + S K_V \tau_2 + K_V} \\ &= K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_V \tau_2}{\tau_1 \tau_3} S + \frac{K_V}{\tau_1 \tau_3}} \right) \end{aligned} \quad (2.110)$$

จะได้ Open-Loop Transfer Function

$$\begin{aligned} T'(s) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\ &= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1 (S\tau_3 + 1)} \end{aligned} \quad (2.111)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.112)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธี BODE จะมีส่วนเฟื่อเฟส (Phase margin)

$$\begin{aligned} \phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \end{aligned} \quad (2.113)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 ไมโครคอนโทรลเลอร์

- ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางในงานด้านต่างๆ เช่น
- เครื่องใช้ในบ้าน เช่น เครื่องซักผ้า เตารอบไมโครเวฟ กล้องถ่ายรูป
- ในสถานที่ทำงานเช่น FAX, Laser Printer
- ในรถยนต์ เช่น Air Bag ,ABS และกล่องควบคุมหัวฉีด

ไมโครโปรเซสเซอร์ และไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครโปรเซสเซอร์ หมายถึง General-Purpose Microprocessor เช่น Z-80, 8086 80286, 80486 และ Pentium ซึ่งทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วนี้ภายในชิปไม่มี RAM, ROM, I/O Port, Timer, Serial Port

ซึ่งเกิดชิปไมโครคอนโทรลเลอร์ คือการนำเอา RAM, ROM, I/O Port, Timer, Serial Port มาใส่เข้าไปในชิป ทำให้ขนาดเล็กลงมากมีผู้ผลิตออกมาหลายราย เช่น Intel, Atmel, Philips, Siemens, Dallas Semiconductor

○ คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 โดยบริษัทอินเทล

- ต้องการแหล่งจ่ายไฟ +5v ชุดเดียว
- มีหน่วยความจำโปรแกรม (Program Memory) ขนาด 4 กิโลไบต์สำหรับเบอร์ 8051 และ 8031 สำหรับเบอร์ 8052 มีหน่วยความจำถึง 8 กิโลไบต์
- มีหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล (Data Memory) ขนาด 128 ไบต์ สำหรับเบอร์ 8052 ขึ้นไปมีถึง 256 ไบต์
- หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมและข้อมูลแยกจากกันอย่างละ 64 กิโลไบต์
- มีไทม์เมอร์ และเคาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต 2 ชุด (สำหรับ 8052 มี 3 ชุด) ทำงานได้ 4 โหมด
- รับอินเทอร์รัพท์ได้ 6 แหล่ง 5 เวกเตอร์ สำหรับเบอร์ 8052 ขึ้นไปมี 8 แหล่ง 6 เวกเตอร์
- มีพอร์ตรับส่งข้อมูลอนุกรม (UART) 2 พอร์ตแบบ Full Duplex เลือกรูปแบบได้ 4 โหมด
- มีคำสั่งในการทำ AND,OR หรือ Complement ได้ทั้งแบบ 8 บิต และ 1 บิต

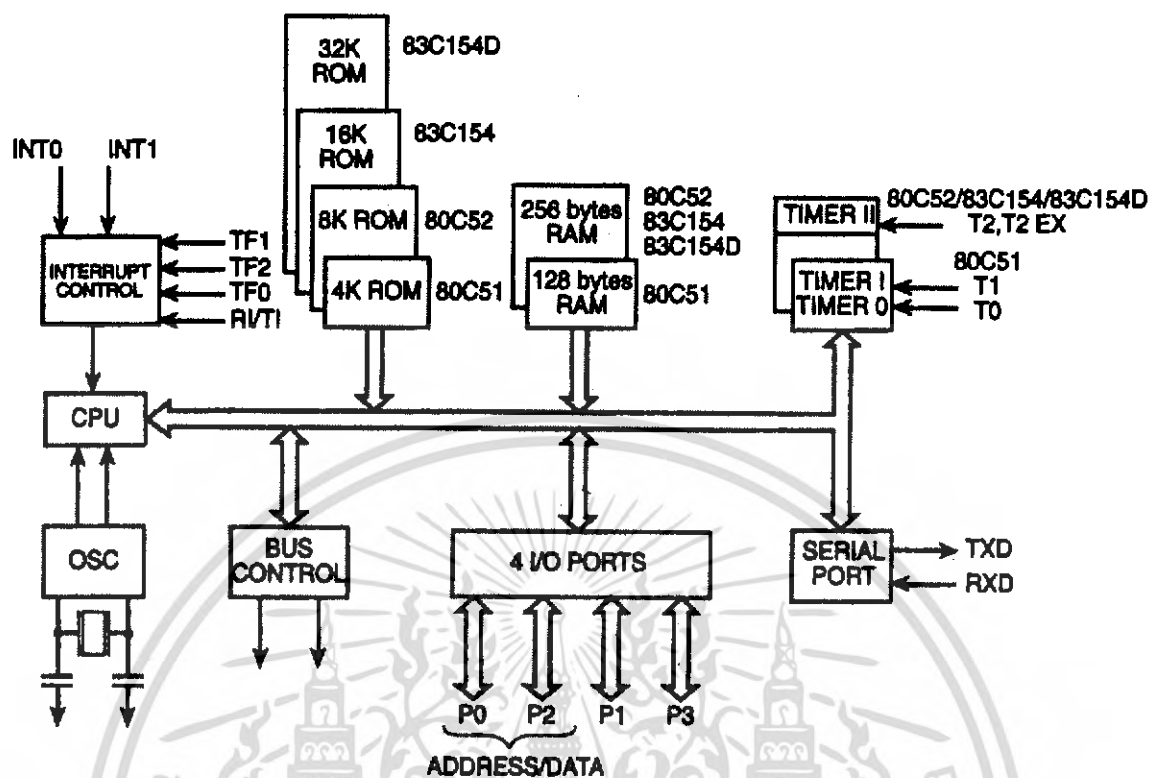
หน่วยความจำภายในชิป แบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ

- Program Memory (4 Bytes ROM สำหรับเบอร์ 8051)
- DATA Memory (128 bytes RAM สำหรับเบอร์ 8051)

ข้อเสียของ 8051 คือ ROM ภายในชิปต้องโปรแกรมข้อมูลจากโรงงาน โดยจะต้องผลิตครั้งละมากๆ

ข้อดีของ 89C51 คือเปลี่ยนจาก ROM ภายในชิปเป็น 4 Kbytes of Flash Programmable and Erasable Read Only Memory (PEROM) สามารถลบและโปรแกรมใหม่ได้พันครั้งปัจจุบันได้ผลิตขึ้นมาหลายเบอร์ ดังแสดงในตารางที่ 2.5

โครงสร้างภายในของ 8051



รูปที่ 2.43 โครงสร้างภายใน 8051

○ คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยบริษัท Atmel

ตารางที่ 2.5 รุ่นของ 8051 จาก ATMEL (All ROM Flash)

Part Number	ROM	RAM	I/O pins	Timer	Interrupt	V _{cc}	Packaging
AT89C51	4K	128	32	2	6	5V	40
AT89LV51	4K	128	32	2	6	3V	40
AT89C1051	1K	64	15	1	3	3V	20
AT89C2051	2K	128	15	2	6	3V	20
AT89V52	8K	128	32	3	8	5V	40
AT89LV52	8K	128	32	3	8	3V	40

Notes: "C" in the part number indicates CMOS.

"LV" in the part number indicates Low Voltage

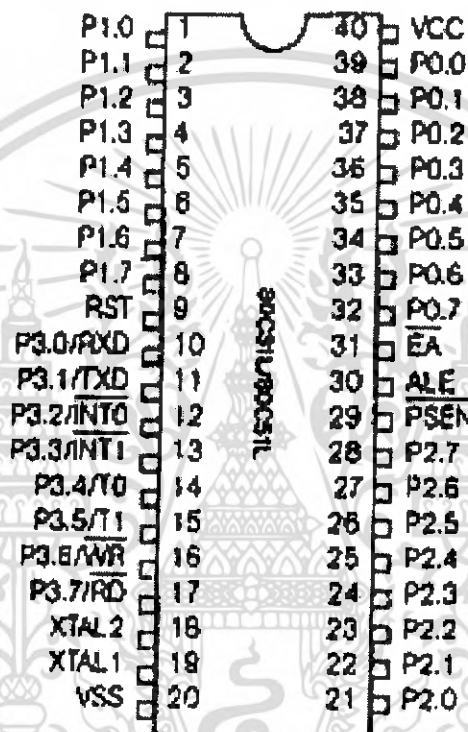
89C51 มีความเร็วของซีพียู 12, 16, 20 MHz. ดังแสดงในตารางที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.6 Versions Speeds of 8051 From Atmel

Part Number	Speed	Pins	Packaging	Use
AT89C51-12PC	12 MHz.	40	Dip Plastic	Commercial
AT89C51-16PC	16 MHz.	40	Dip Plastic	Commercial
AT89C51-20PC	20 MHz.	40	Dip Plastic	Commercial

การโปรแกรม 89C51 จะต้องควบคุมผ่านทาง P2.6, P2.7, P3.3, P3.6 และ P3.7 ส่วนข้อมูลป้อนผ่าน PO (8 บิต) และ P1, P2 แบบนี้เรียกว่าแบบ Parallel Load



รูปที่ 2.44 การจัดวางขาของ 8051

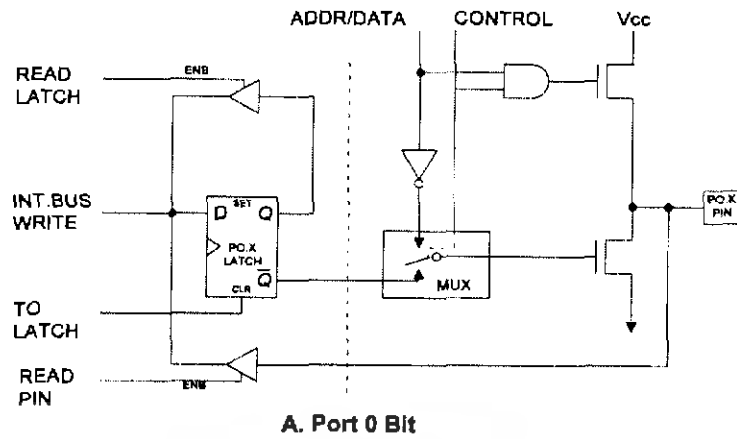
พอร์ทของ 8051

8051 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 40 ขา ซึ่งมีขาต่างๆ ดังนี้

- Vcc (ขา 40) ต่อกับ + 5v
- Vss (ขา 20) เป็นขา GND
- พอร์ท 0 (ขา 32-39) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (PO.7-PO.0) มีโครงสร้างแบบ Open-Drain

Bi-directional ไม่มีความต้านทานภายในพูลท์ภายในดังแสดงในรูป 2.45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



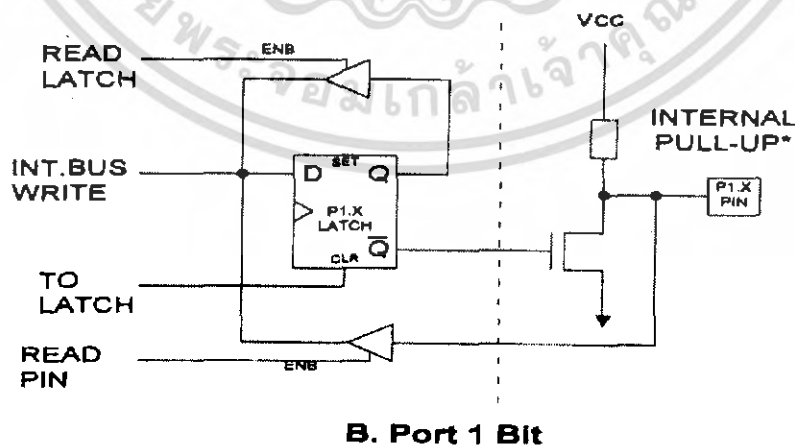
A. Port 0 Bit

รูปที่ 2.45 แสดงโครงสร้าง พอร์ต 0 (บิต)

พอร์ต 0 (ขา 32-39) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (PO.7-PO.0) ใช้งานได้ 2 หน้าที่ คือเป็นทางผ่านของ แอดเดรสบัสและคาส์บัสเมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยจำภายนอกหรือเป็นไอโอพอร์ต ถ้าต้องการให้ทำงานเป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก "1" ไปยังพอร์ตนี จะมีผลให้ Q ของ D-FF เป็น "0" ทำให้ FET ตัวล่างมีสถานะ OFF สัญญาณที่ใช้อ่านอินพุทพอร์ตแลทซ์โดยส่งสัญญาณ READ LATCH ไปกระตุ้นที่ Tri-State Buffer ตัวบนและการอ่าน Port (pin) จะใช้สัญญาณ Read (pin) พอร์ตนีไม่มีความต้านทานพูลอัพภายใน

พอร์ต 1 (ขา 1-8) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (P1.0-P1.7) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 0 แต่จะใช้ความต้านทานพูลอัพภายในแทน (Internal Pull-up) มีโครงสร้างดังรูป 2.46

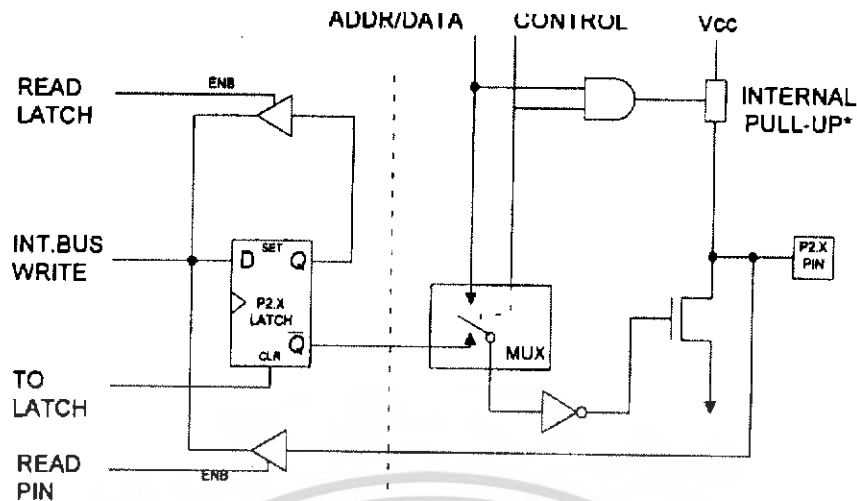
พอร์ต 2 (ขา 21-28) มีทั้งหมด 8 บิต คือขา (P2.7-P2.0) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 0 โดยมี FET ตัวล่างเพียงส่วนด้านบนใช้ความต้านทานพูลอัพแทน (Internal pull up) พอร์ตนีทำงาน 2 หน้าที่คือสามารถใช้เป็นแอดเดรสบัสขนาด 8 บิต (A15-A8) และเป็นไอโอพอร์ตที่ใช้งานทั่วไปเมื่อจะใช้งานเป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก "1" มาที่พอร์ตนีก่อน เพื่อบังคับให้ FET อยู่ในภาวะ off ดังแสดงในรูป 2.47



B. Port 1 Bit

รูปที่ 2.46 โครงสร้างของพอร์ต 1 (บิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



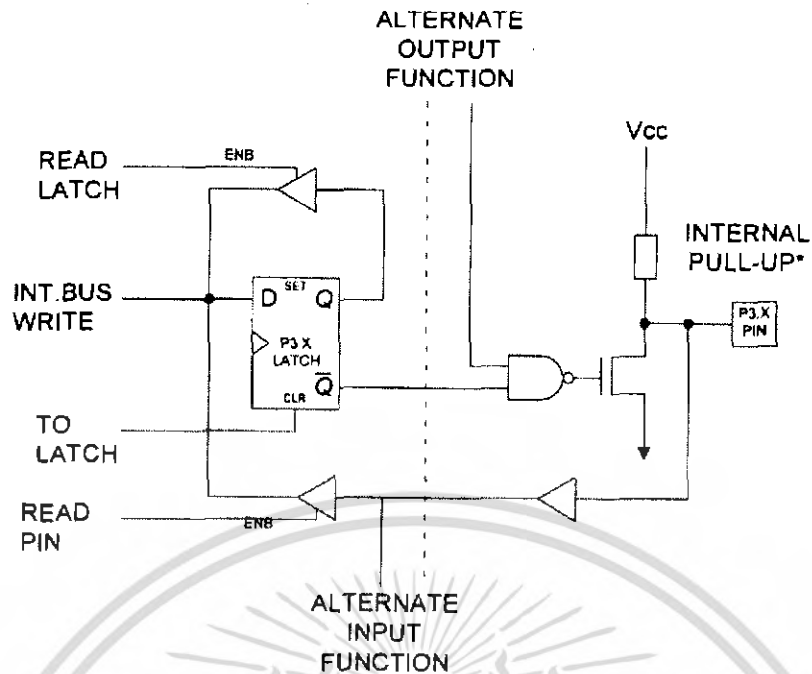
C. Port 2 Bit

รูปที่ 2.47 โครงสร้างของ พอร์ต 2 (บิต)

พอร์ต 3 (ขา 10-17) มีทั้งหมด 8 บิต คือ ขา (P3.7-P3.0) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 1 ทำงานได้ 2 หน้าทีคือเป็นไอโอพอร์ต ถ้าจะโปรแกรมให้เป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก “1” มาที่พอร์ตนี้อ่อน และอีกหน้าที่หนึ่งก็คือให้ส่งสัญญาณควบคุมออกมา และรับสัญญาณ เข้าไปสัญญาณต่างๆมีดังนี้

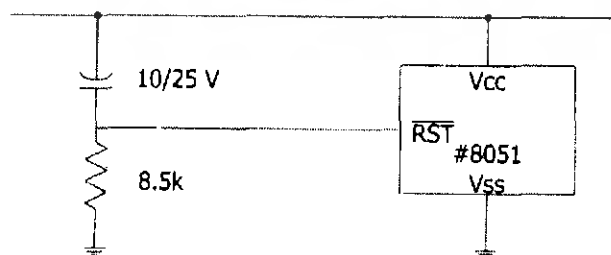
P3.0/RXD (Serial Input Port)	เป็นขาที่ใช้รับข้อมูลแบบอนุกรม (UART)
P3.1/TXD (Serial Output Port)	เป็นขาที่ใช้ส่งข้อมูลแบบอนุกรม (UART)
P3.2/INT0 (External Interrupt 0)	ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 0
P3.3/INT1 (External Interrupt 1)	ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 1
P3.4/TO (Counter 0 External Input)	ขารับสัญญาณพัลส์อินพุทเข้าไปยังวงจร Counter 0 (เป็นอินพุทโหมดเคาน์เตอร์)
P3.5/T1 (Counter 1 External Input)	ขารับสัญญาณพัลส์อินพุทเข้าไปยังวงจร Counter 1 (เป็นอินพุทโหมดเคาน์เตอร์)
P3.6/WR (External Data Memory Write Strobe)	ขารับสัญญาณใช้ในการเขียนข้อมูลลงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก
P3.7/RD (External Data Memory Read Strobe)	ขาสัญญาณใช้ในการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.48 โครงสร้างของพอร์ต 3 (บิต)

- ALE (ขา 30) เป็นขาส่งสไตรบสำหรับใช้ในการแลตช์แอดเดรสไบต์ต่ำ (A7-A0) ที่ส่งออกมาจาก (พอร์ต 0) สัญญาณนี้จะแอกทีฟทุกๆ 2 ครั้ง ใน 1 แมกซ์ซีซีเคล็ด
- PSEN (ขา 29) เป็นขาสไตรบที่ใช้สำหรับอ่านข้อมูลจาก Program Memory ภายนอกสัญญาณนี้จะส่งออกมา 2 ครั้งในแต่ละแมกซ์ซีซีเคล็ดแต่ถ้าเป็นการอ่าน Internal Program Memory จะไม่มีสัญญาณออกที่ขา
- RST (ขา 31) ใช้เลือกหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก
บิต "0" จะอ่านโปรแกรมจากภายนอกชิพ
บิต "1" จะอ่านโปรแกรมจากภายในชิพ
- RST (ขา 19) ขารีเซทจะรีเซ็ตได้ก็ต่อเมื่อบิตลอจิก "1" เข้าที่ขานี้ นานอย่างน้อย 2 แมกซ์ซีซีเคล็ด
- XTAL1 (ขา 19) ใช้ต่อคริสตัลภายนอกโดยเป็นอินพุตเข้าสู่วงจรรอสซีสเลเตอร์ภายใน
- XTAL 2 (ขา 18) ใช้ต่อคริสตัลภายนอกโดยเป็นเอาต์พุตของวงจรรอสซีสเลเตอร์ภายใน

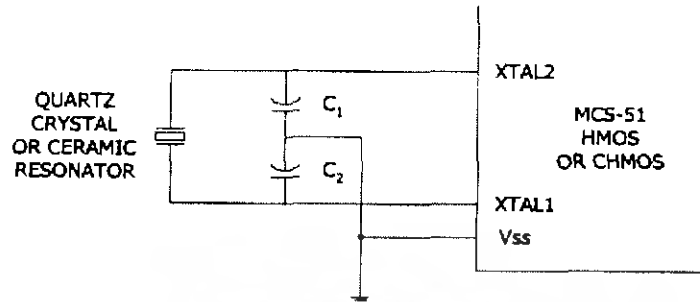


รูปที่ 2.49 การต่อขารีเซทให้กับ 8051

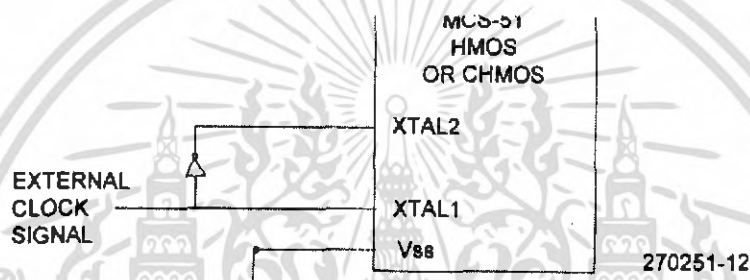
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรล็อกของ MCS-51

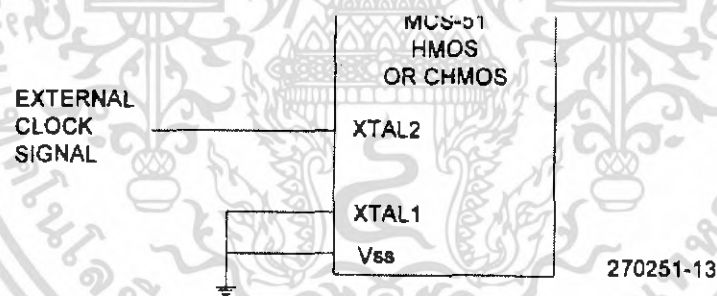
การต่อมีอยู่ด้วยกัน 2 รูปแบบคือแบบใช้คล็อกภายในและคล็อกจากภายนอกมีรูปแบบการต่อดัง
รูป 2.50



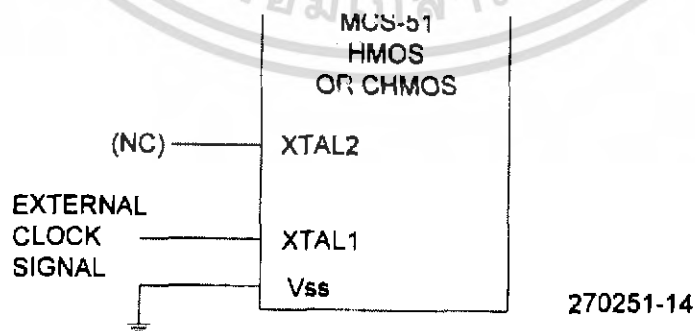
(a) Using the on-chip Oscillator



A. HMOS OR CHMOS



B. HMOS Only



C. CMOS Only

(b) Using the External Clock

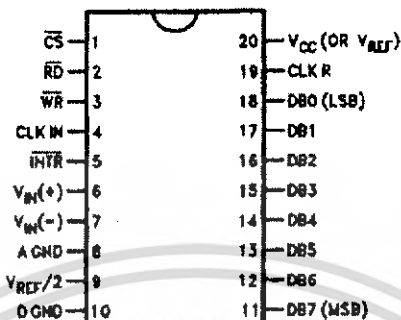
รูปที่ 2.50 วงจรคล็อกของ 8051

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

ADC 0804 เป็น A/D ขนาด 8 บิต มีความเร็วในการแปลงสัญญาณ 100 s (Conversion Time = 100 s) มีรายละเอียดและการจัดวางขาของ ADC 0804 ดังรูปที่ 2.51

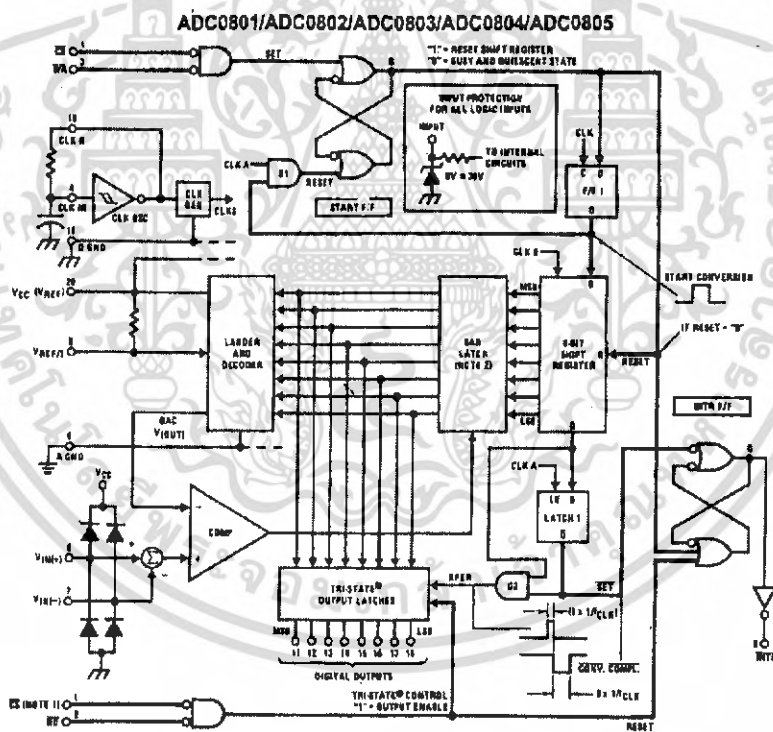
ADC080X
Dual-In-Line and Small Outline (SO) Packages



D8000871-30

See Ordering Information

รูปที่ 2.51 รายละเอียดและการจัดวางขาของ ADC 0804



Note 13: CS shown twice for clarity.
Note 14: SAR - Successive Approximation Register.

FIGURE . Block Diagram

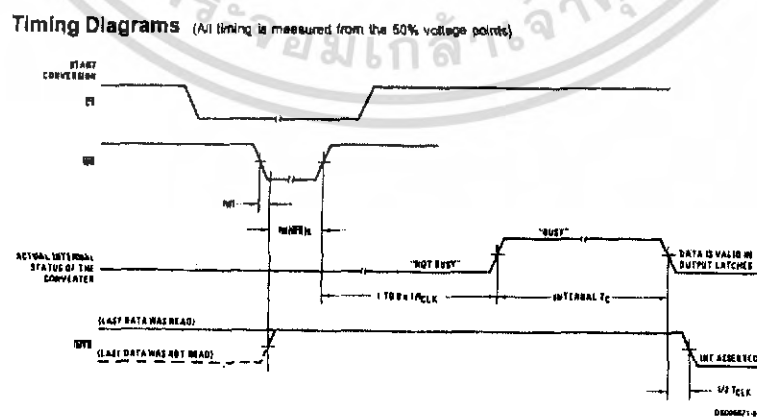
รูปที่ 2.52 รายละเอียดและการจัดวางขาของ ADC 0804

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.7 ขาต่างๆของ ADC 0804 มีดังนี้

ขาต่างๆ	ความหมายและการทำงาน
D7-D0	ขาเอาต์พุต 8 บิต
CS	ขาสถีกขีพ็องป็องด้วย Low
VCC	ขาไฟเลี้ยง 5 V.
DGND	Digital Ground
AGND	Analog Ground
Vin+ ถึง Vin-	2 ขานี้เป็น differential analog input โดยที่ $V_{in} = V_{in(+)}$ หรือต่อลง ground และต่อ $V_{in(-)}$ กับสัญญาณที่ต้องการ
CLK R และ CLK IN	2 ขานี้จะต้องต่อเข้ากับ R และ C เพื่อทำให้เกิดการออสซิลเลทภายในค่าความถี่คำนวณจาก $f = (1/1.1)RC$ ถ้าใช้ $R = 10 K$ และ $C = 150 PF$ จะออสซิลเลทที่ความถี่ 606 KHz. ทำให้ค่า Conversion Time ได้เท่ากับ 110 s
WR	ใช้ Start A/D เพื่อเริ่มการ conversion ขานี้ต้องกระตุ้นด้วย Low ขานี้มักจะต่อ WR ของ CPU เพื่อ่ง่ายในการออกแบบ
RD	ใช้อ่านข้อมูลจาก A/D ไปเก็บโดยต้องป็องด้วย Low ขานี้มักจะต่อกัน RD ของ CPU เพื่อ่ง่ายในการออกแบบ
Vref/2	ขานี้กำหนดช่วงกว้างแรงดันอินพุทที่เข้า A/D (Span ADJ) ถ้าปล่อยลอย ก็จะรับอินพุทช่วงกว้างถึง 5 V ถ้าป็อง 2 V จะรับอินพุทกว้างถึง 4 V ถ้าป็อง 1 V จะรับอินพุทกว้างถึง 2 V

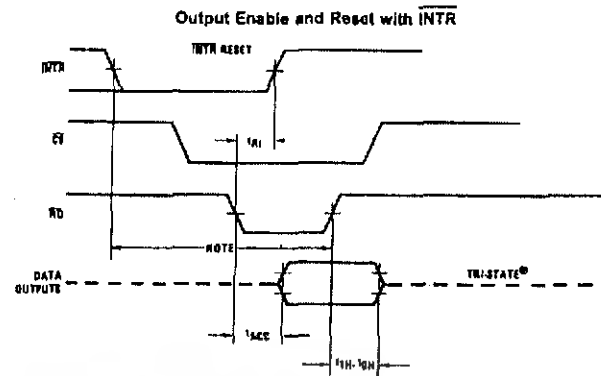
AGND และ DGND ก็คือ Analog Ground และ Digital Ground มีจุดประสงค์เพื่อแยกสัญญาณรบกวนทางอะนาลอกไม่ให้ไปกวนทางดิจิตอลเอาต์พุท



รูปที่ 2.53 ผังเวลาการสตาร์ท A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points) (Continued)



รูปที่ 2.54 ผังเวลาการอ่านข้อมูลไปเก็บ

วิธีสแตร์ท A/D ทำได้โดยส่งสัญญาณเข้าขา WR และ CS ด้วยศักดาต่ำ (Low) แล้วให้รออีกประมาณ 100 ns หลังจากนั้น A/D จะส่งสัญญาณออกมาที่ขา INTR (คือสัญญาณที่บอกว่าแปลงสัญญาณเสร็จแล้ว) มีระดับสัญญาณเป็น Low ขานี้มีจะต่อกับขา INTR, INT1 ของ CPU เพื่อบอกให้ CPU ทำขบวนการอินเตอร์รัพท์เพื่อนำข้อมูลที่แปลงแล้วไปเก็บ ในการอ่านข้อมูลไปเก็บ CPU ต้องส่งสัญญาณ RD มาเข้า RD ของ A/D (โดยเข้า CS ต้องเป็น low อยู่ก่อนหน้านี) รายละเอียดช่วงการ Start และอ่านข้อมูลไปเก็บ ดังแสดงในผังเวลาตามรูป 2.53 และ 2.54 ตามลำดับ

การเชื่อมโยง ADC 0804 เข้ากับ MCS-51

การเชื่อมต่อ ADC 0804 เข้ากับ MCS-51 ทำได้ 2 รูปแบบ

- ติดต่อบนแบบ I/O Port
- ติดต่อบนแบบ Memory Map

การติดต่อบนแบบ I/O Port

สามารถต่อ ADC 0804 เข้ากับ MCS-51 ผ่านทาง Port 0, Port 1, Port 2, Port 3 เราสามารถใช้พอร์ทไหนเป็น DATA Port ก็ได้ส่วนพอร์ทที่เหลือเป็นสัญญาณควบคุม

การเชื่อมต่อ ADC 0804 เข้ากับ MCS-51 โดยกำหนดให้

ขา DATA	ต่อเข้ากับขา Port 1 (P1)
ขา RD	ต่อเข้ากับขา P2.5
ขา WR	ต่อเข้ากับขา P2.6
ขา INTR	ต่อเข้ากับขา P2.7

วิธีการต่อดังแสดงในรูป 2.55

2.10 การใช้งานพอร์ตสื่อสารอนุกรมแบบ Single Processor ของพอร์ตสื่อสารอนุกรม

พอร์ตสื่อสารอนุกรมมีโครงสร้างการทำงานในแบบที่เรียกว่าฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex) สามารถรับและส่งข้อมูลอนุกรมได้ในเวลาเดียวกัน

- ทางด้านส่งใช้ขา TxD (พอร์ต 3.1)
- ทางด้านรับใช้ขา RxD (พอร์ต 3.0)

Serial Port Buffer (SBUF) ใช้เป็นบัฟเฟอร์สำหรับรับและส่งข้อมูลอนุกรมโดยมีอยู่ 2 ตัว

การส่งข้อมูล ข้อมูลที่จะส่งให้ใส่ใน SBUF โดยใช้คำสั่ง MOV SBUF,A โดยเตรียมข้อมูลที่จะส่งเข้า A ก่อน

การรับข้อมูล ข้อมูลที่รับได้จะอยู่ใน SBUF การถ่ายข้อมูลออกมาใช้คำสั่ง MOV A,SBUF แล้วจึงนำข้อมูลใน A ไปใช้

พอร์ตสื่อสารอนุกรมสามารถโปรแกรมการทำงานได้หลายโหมดด้วยกันโดยเลือกที่บิต SMI และ SMO ซึ่งอยู่ในรีจิสเตอร์ควบคุม Scon การทำงานทั้ง 4 โหมด ของพอร์ตสื่อสารอนุกรม ดังนี้

REN (Receive Enable) บิตควบคุมให้รับหรือไม่รับข้อมูล

- 1 : ให้รับข้อมูลได้
- 0 : ห้ามรับข้อมูล

หมายเหตุ (การรับข้อมูลสามารถห้ามได้แต่การส่งข้อมูลห้ามไม่ได้)

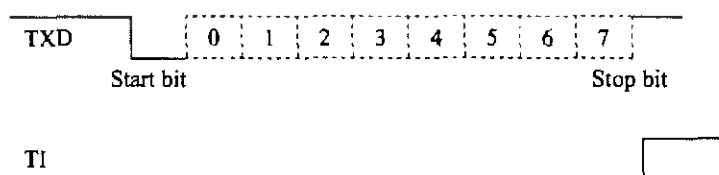
TI แฟลคซ์ TI จะเป็น 1 เมื่อสิ้นสุดการส่งข้อมูล 1 ไบต์

RI แฟลคซ์ RI จะเป็น 1 เมื่อรับข้อมูลเสร็จ 1 ไบต์ (บิต RI, TI ผู้เขียน โปรแกรมจะต้องเคลียร์เอง)

การเขียนโปรแกรมควบคุมการรับและส่งข้อมูลทำได้ 2 วิธี

- การตรวจสอบบิต TI หรือ RI โดยใช้คำสั่งตรวจสอบบิต เช่น ใช้คำสั่ง WAIT : JNB TI, WAIT คำสั่งนี้หมายความว่า ถ้า TI=0 ใหวนับไปยังแอดเดรสชื่อ WAIT
- การใช้อินเตอร์รัพต์ควบคุม

โหมด 1 : พอร์ตสื่อสารอนุกรม 10 บิตข้อมูล 8 บิต 1 start bit และ 1 stop bit และสามารถเปลี่ยนแปลงความเร็วในการส่งข้อมูลได้ โดยขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON อัตราโอเวอร์โพล์ของ Timer 1.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์เพื่อรับส่งข้อมูลอนุกรม (UART) มีอยู่ 2 โหมดด้วยกันคือ

- Single Processor Mode
- Multiprocessor Mode

Single Processor Mode: ในโหมดนี้เราจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 2 ตัวเชื่อมเข้าหากัน

Multiprocessor Mode: ในโหมดนี้เราจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 1 ตัวเป็นตัวแม่

(Master) และอีก 0-256 เป็นตัวลูก (Slave)

รีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมการรับส่งข้อมูลอนุกรม SCON

Serial Control Port Register (SCON) อยู่ใน SFR ตำแหน่ง (98H)

SMO	SM1	SM2	REN	TB8	RB8	TI	RI
-----	-----	-----	-----	-----	-----	----	----

ตารางที่ 2.8 SMO, SM1 บิตเลือกโหมดการทำงาน

SMO	SM1	โหมด	การทำงาน
0	0	0	Shift register ความเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลเท่ากับ (1/12) ของ CPU Osc
0	1	1	8 Bit UART ความเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลกำหนดได้จาก Timer 1,2
1	0	2	9 Bit UART ความเร็วในการรับหรือส่งข้อมูล = (1/32) หรือ (1/64) เท่าของ CPU OSC โดยขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON
1	1	3	9 Bit UART ความเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลกำหนดที่ Timer 1,2

SM2 บิตเลือกการทำงานแบบ Single Processors Environment หรือ Multiprocessor Environment

1 : เลือก Multiprocessor Environment ใช้ได้กับโหมด 2,3

2 : เลือก Single Processors Environment ใช้ได้กับทุกโหมด

เมื่อเลือกการทำงานรับข้อมูลแบบ Multiprocessors Mode แล้ว

ถ้าข้อมูลบิตที่ 9 ที่รับได้มีค่าเป็น 1 RI จะเซ็ท

ถ้าข้อมูลบิตที่ 9 ที่รับได้มีค่าเป็น 0 RI จะไม่เซ็ท

REN (Receive Enable) บิตควบคุมให้รับหรือไม่รับข้อมูล

1 : ให้รับข้อมูลได้

0 : ห้ามรับข้อมูล

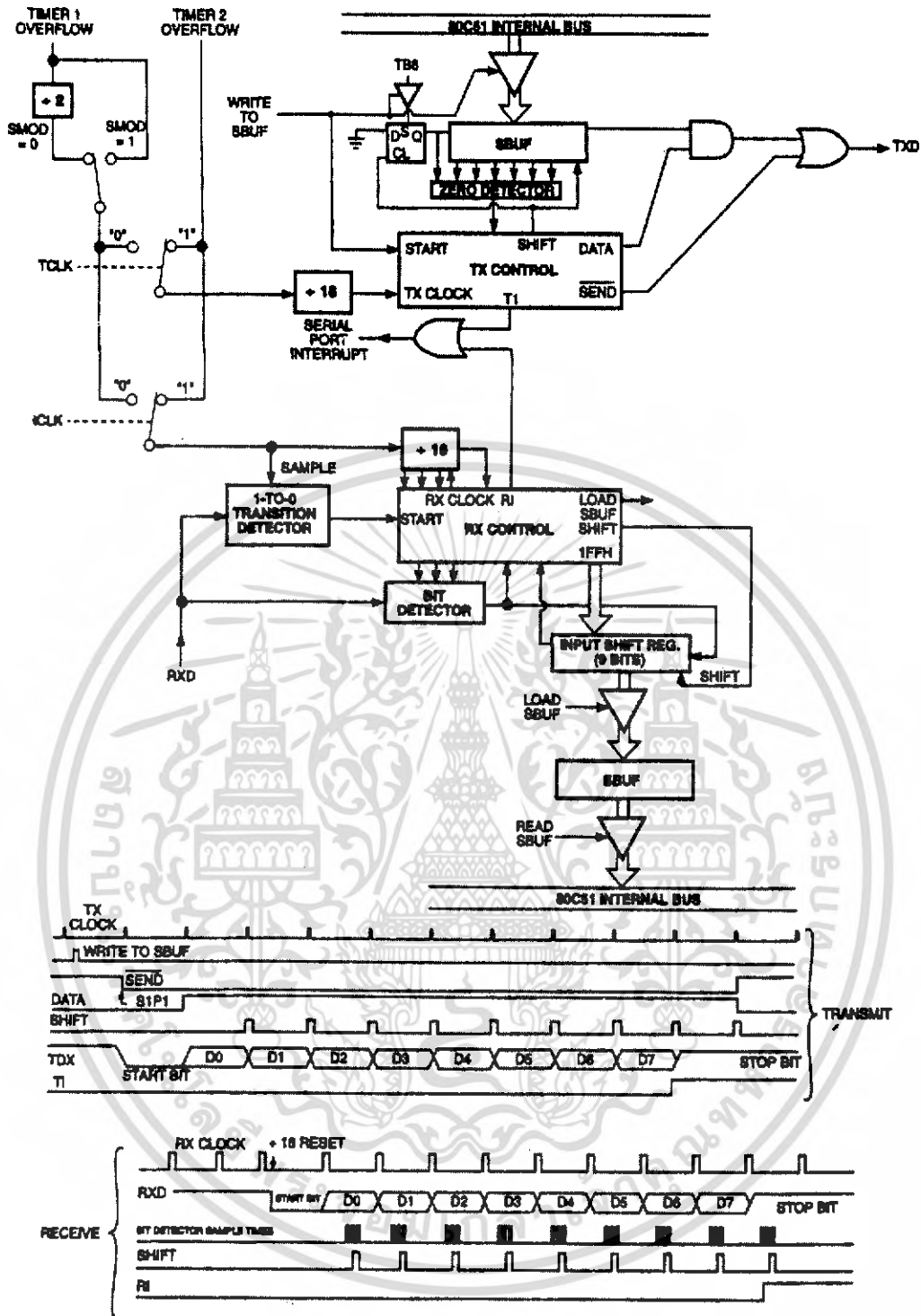
TB8 (Transmit bit D8) ข้อมูลบิตที่ 9 ที่จะส่งออกไปในโหมด 2,3 ให้ส่งในบิตนี้ได้เลย

RB8 (Receive bit D8) ข้อมูลบิตที่ 9 ที่รับเข้ามาจะมาเก็บในบิตนี้

(ข้อมูลบิตที่ 9 ก็คือค่าใน ก็คือค่าใน TB8 ทางด้านส่งนั่นเอง)

TI แฟล็กซ์ TI จะเป็น 1 เมื่อสิ้นสุดการส่งข้อมูล 1 ไบต์

RI แฟล็กซ์ RI จะเป็น 1 เมื่อรับข้อมูลเสร็จ 1 ไบต์ (บิต RI, TI ผู้เขียนโปรแกรมจะต้องเคลียร์เอง)

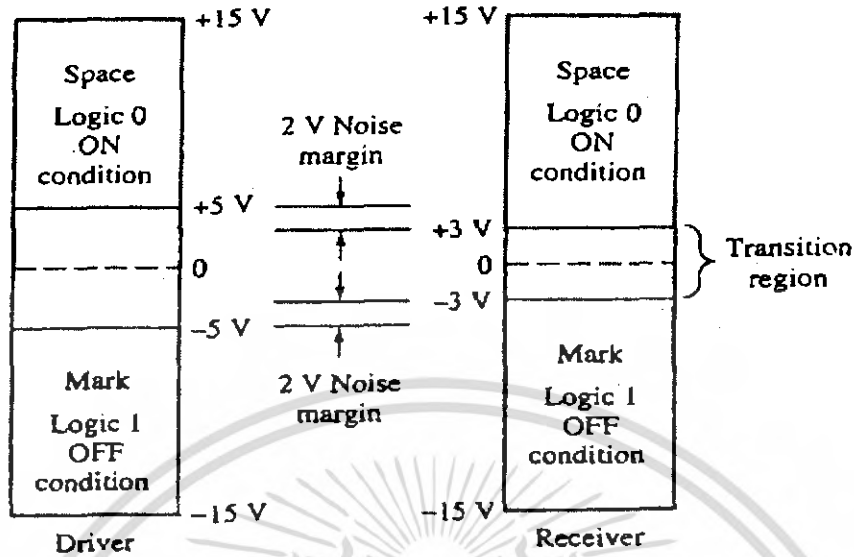


รูปที่ 2.56 ฟังก์การทำงาน Serial Port (Mode 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การเชื่อมต่อแบบมาตรฐาน RS-232C

RS-232C จะใช้แรงดันไฟเป็นบวกและลบไม่ใช่ TTL ดังนั้นจึงต้องแปลงเสียก่อนดังแสดงในตารางที่ 2.9



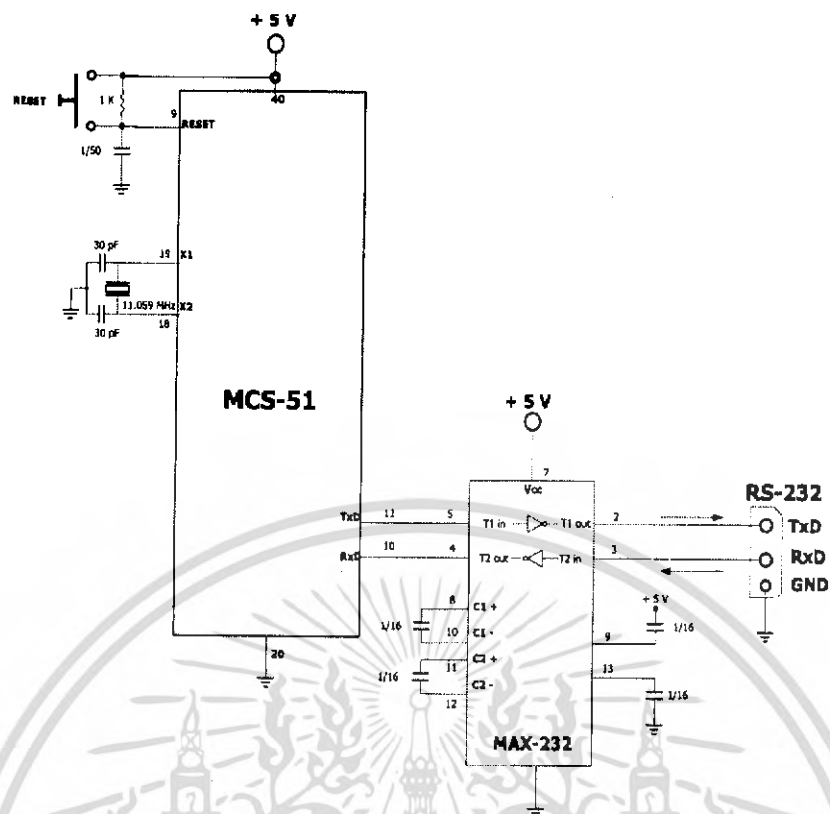
รูปที่ 2.57 RS-232-C Voltage Range

ตารางที่ 2.9 ค่าสัญญาณดิจิทัลที่ดีเกิดจากแรงดัน

TTL(V)	RS-232C(V)
0	+(5-15)V
1	-(5-15)V

RS-232C มีรายละเอียดดังรูป 2.57 อุปกรณ์ที่ใช้แปลงระหว่าง TTL และ RS-2323C คือ MAX-232 ทำหน้าที่เป็น Drivers/Receiver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.58 การเชื่อมต่อ MCS-51 กับ RS-232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 สเต็ปป์มอเตอร์

สเต็ปป์มอเตอร์เป็นอุปกรณ์เชิงกลทางไฟฟ้าที่มีอินพุทเป็น ไบนารี โวลเตจและเอาต์พุทเป็น ลักษณะของการเคลื่อนที่เชิงมุมหรือหมุนไปเป็นสเต็ป การป้อนสัญญาณพัลส์ในลักษณะซีควเอนซ์ของ เลขไบนารี ให้กับขดของสเตเตอร์ที่มีอยู่หลายขด แต่ละขดเรียกว่าเฟส จะเกิดแรงผลักดันต่อโรเตอร์ ทำให้โร เตอร์หมุนได้อย่างต่อเนื่อง

2.11.1 ข้อดีและข้อเสียของสเต็ปป์มอเตอร์

ข้อดี

- สามารถขับเคลื่อนแบบโอเพ่นลูป (Open loop) โดยไม่ต้องการป้อนกลับ (Feedback) ได้ไม่ ว่าจะเป็น การควบคุมตำแหน่ง หรือความเร็วโดยไม่มีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ
- ความผิดพลาดเนื่องจากตำแหน่งน้อยมากเพราะการเคลื่อนที่เป็นแบบสเต็ป ซึ่งมีองศาที่ แน่นอน
- สเต็ปป์มอเตอร์ ตอบสนองต่อสัญญาณดิจิทัลทางด้านอินพุท ดังนั้นจึงเหมาะสำหรับใช้ คอมพิวเตอร์ควบคุม
- ส่วนประกอบทางกลมีน้อยและไม่ต้องการบำรุงรักษามาก
- ติดตั้งได้ง่ายมีความทนทาน

ข้อเสีย

- สเต็ปป์มอเตอร์มีการขับเคลื่อนมุมสเต็ปที่แน่นอน ทำให้ขาดความยืดหยุ่นในสเต็ปรี โซลูชัน (Step Resolution)
- ประสิทธิภาพต่ำหากใช้วงจรขับเคลื่อนธรรมดา
- เกิด โอเวอร์ชูท (Overshoot) และ ออสซิลเลชัน (Oscillation) ในสเต็ปเรสปอนด์ (Step response)
- มีความสามารถจำกัด เมื่อใช้กับ โหลดที่มีความเฉื่อยสูง
- ฟริคชันโหลด (Friction load) จะเพิ่มความผิดพลาดของตำแหน่ง หากควบคุมแบบโอเพ่นลูป แต่ความผิดพลาดจะเป็นแบบไม่สะสม (non-accumulative)
- กำลังทางด้านเอาต์พุทมีค่าจำกัด

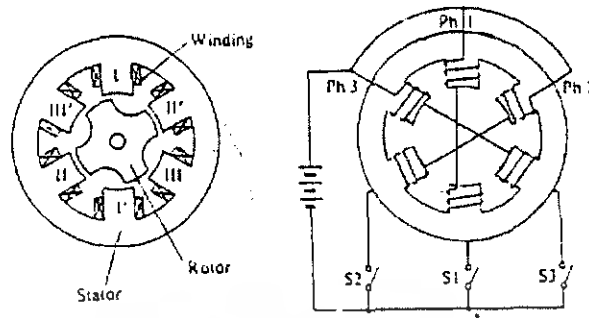
2.11.2 สเต็ปป์มอเตอร์ที่ใช้กันมากมี 3 ชนิดคือ

1. วาริเอเบิลรีลักแทนซ์สเต็ปป์มอเตอร์ (Variable Stepping Motor)
2. สเต็ปป์มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnetic Stepping Motor)
3. สเต็ปป์มอเตอร์แบบไฮบริด (Hybrid Stepping motor)

- วาริเอเบิลรีลักแทนซ์สเต็ปป์มอเตอร์

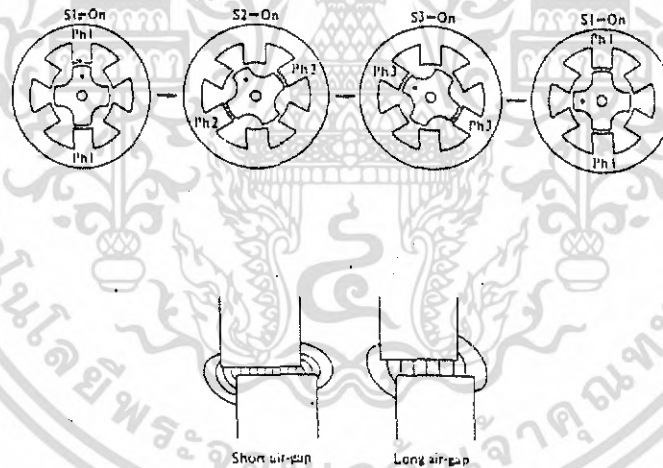
มอเตอร์แบบนี้โรเตอร์ทำด้วยเหล็กอ่อน ซึ่งค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) สูง และสามารถ ให้ ฟลักซ์แม่เหล็กผ่านไคมาก โดยโรเตอร์จะติดอยู่กับแกนมอเตอร์ และสเตเตอร์ติดอยู่กับโครงของตัว

มอเตอร์จากรูป 2.59 เป็นภาพตัดขวางของสเตปปีงมอเตอร์แบบนี้ซึ่งเป็นมอเตอร์ 3 เฟส มีซี่ฟัน 6 ซี่ ฟันของสเตเตอร์อยู่ตรงกันข้ามจะต่อกันเป็นอนุกรมหรือขนานก็ได้ (ในที่นี้ต่อแบบอนุกรม)



รูปที่ 2.59 โครงสร้างวาริโอเลลิรล็คแดนซ์มอเตอร์

เราจะเห็นว่าฟันของสเตเตอร์ 2 ซี่ ที่เฟสเดียวกันจะมีขั้วแม่เหล็กตรงกันข้ามกันดังแสดงในรูป สมมติว่าฟัน I, II และ III มีขั้วเป็นขั้วเหนือ ฟัน I, II และ III จะเป็นขั้วใต้เมื่อถูกกระตุ้น กระแสแต่ละเฟสจะถูกกระตุ้น ฟลักซ์แม่เหล็กจะที่เกิดดังรูป 2.60 ฟันของโรเตอร์ก็จะมีตำแหน่งในแนวเดียวกันกับฟันของสเตเตอร์ซึ่งมีผลให้แมกเนติกเรลัคแทนซ์ (Magnetic Reluctance) น้อยที่สุด สภาวะนี้คือตำแหน่งสมดุล



รูปที่ 2.60 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้น

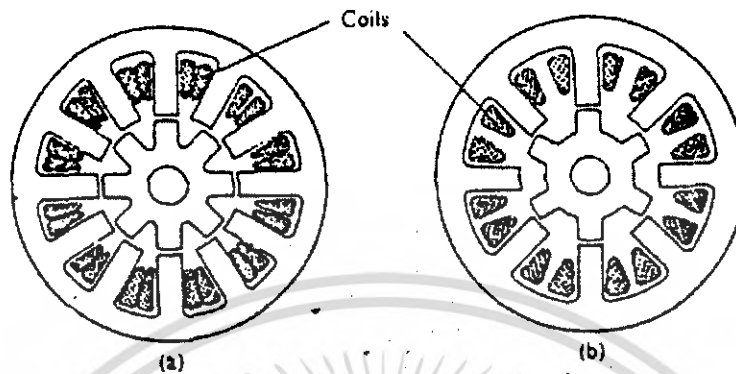
โครงสร้างเบื้องต้นของมอเตอร์แบบนี้ มีลักษณะดังนี้

1. ช่องว่างอากาศควรจะเล็กที่สุด เท่าที่จะเป็นไปได้ ช่องว่างอากาศระหว่างฟันของโรเตอร์ของสเตเตอร์ควรมีค่าความห่างกันน้อยมาก เพื่อที่จะได้ทอร์กสูงและตำแหน่งที่แน่นอนขึ้น
2. สำหรับมุมสเต็ปเล็กๆ จากรูป 2.61a แสดง 3 เฟสมอเตอร์ที่สเตเตอร์มีฟัน 12 ซี่ และ โรเตอร์มีฟัน 8 ซี่ รูปที่ 2.61b เป็นรูป 4 เฟส มอเตอร์ที่สเตเตอร์มีฟัน 8 ซี่ และ โรเตอร์มีฟัน 6 ซี่ ซึ่งทั้งสองรูปนี้มีมุมสเต็ปเท่ากัน 15 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

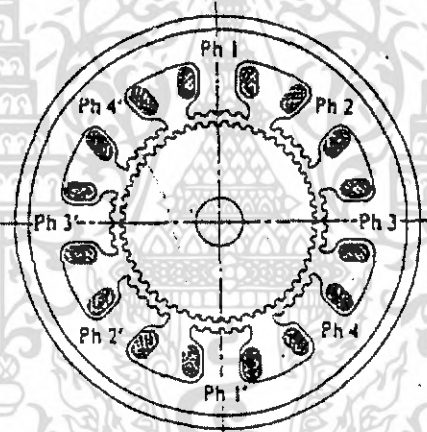
ความสัมพันธ์ระหว่างมุมสเต็ป, จำนวนเฟส โดยจำนวนฟันของโรเตอร์ N_r และจำนวนสเต็ปใน 1 รอบ S หาได้โดย

นั่นคือ เราสามารถลดมุมสเต็ปได้โดยเพิ่มจำนวนฟันบน โรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.64



รูปที่ 2.61 แสดง โรเตอร์และสเตเตอร์

รูปที่ 2.62 หน้าตัดของ 4 เฟส มอเตอร์มีฟันโรเตอร์ 50 ซี่ มุมสเต็ป 1.8 องศา



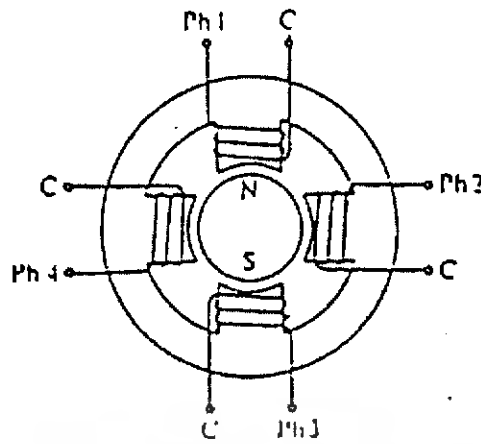
รูปที่ 2.62 แสดงหน้าตัดของสเต็ปมอเตอร์ 4 เฟส

-สเต็ปมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร

สเต็ปมอเตอร์แบบนี้ใช้แม่เหล็กแบบถาวร รูปที่ 2.63 เป็นตัวอย่างของสเต็ปมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร แบบ 4 เฟส โรเตอร์เป็นทรงกระบอก สเตเตอร์มีฟัน 4 ซี่ โดยที่แต่ละซี่มีขดลวดพันรอบ ถ้าจำนวนขดลวดสเตเตอร์และขั้วแม่เหล็กบนโรเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า มุมแต่ละสเต็ปลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นเพื่อที่จะลดมุมสเต็ปลงไปอีก ในสเต็ปมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร ต้องเพิ่มจำนวนแม่เหล็กและซี่ฟันอย่างไรก็ตามขั้วแม่เหล็กที่จะเพิ่มขึ้นได้นั้นมีจำนวนจำกัด

ลักษณะทั่วไปของมอเตอร์แบบนี้คือ โรเตอร์จะถูกยึดอยู่กับที่ แม้ว่าไม่มีการกระตุ้นเฟส ลักษณะเช่นนี้ เรียกว่า ดีเทนท์ แมคคาทรอนิกส์ (Detent Mechanism)

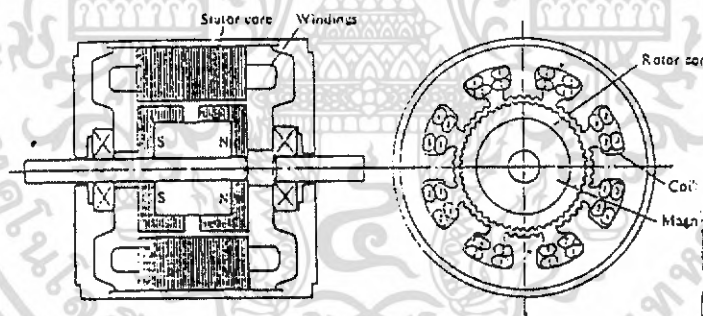
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.63 แสดงโครงสร้างสเต็ปิ่งมอเตอร์ 4 เฟส

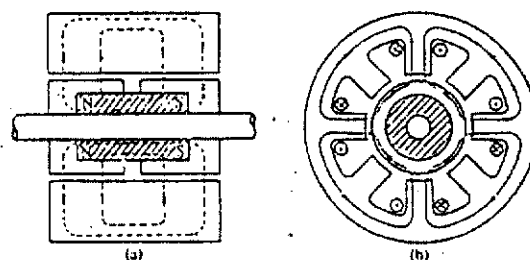
- สเต็ปิ่งมอเตอร์แบบไฮบริดจ์

เป็นสเต็ปิ่งมอเตอร์แบบหนึ่งที่มีโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวรการใช้ชื่อไฮบริดจ์ได้มาจากการรวมหลักสำคัญของมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและแบบวาริเอเบิลรีลัคแทนซ์โครงสร้างของสเตเตอร์จะคล้ายกับแบบวาริเอเบิลรีลัคแทนซ์ แต่การพันและการต่อขดลวดจะต่างจากแบบวาริเอเบิลรีลัคแทนซ์มอเตอร์ ซึ่งมีเพียง 1 ขด จาก 2 ขด ของ 1 เฟส ที่ถูกพันเป็นชั้นเดียว ในขณะที่ 4 เฟส ไฮบริดจ์มอเตอร์ขดลวด 2 เฟส ที่แตกต่างกันจะถูกพันบนขั้วเดียวกันดังรูป 2.64 เพราะนั้นขั้วหนึ่งจะไม่มีเพียงเฟสเดียว ขดลวด 2 ขด จะถูกพันเป็นขั้วเดียวกันแบบ ไบฟีลา (Bifilar Winding) ซึ่งจะทำให้ขั้วแม่เหล็กต่างกันขณะมีการกระตุ้น



รูปที่ 2.64 โครงสร้างของสเต็ปิ่งมอเตอร์แบบไฮบริดจ์

ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของไฮบริดจ์มอเตอร์คือ โรเตอร์นั้นจะเป็นแม่เหล็กทรงรูปวงรีรอบอกอยู่ในแกนเหล็กของโรเตอร์ มันถูกทำให้เป็นแม่เหล็กตามยาวเพื่อสร้างสนามขั้วเดียวดังรูปที่ 2.65 แต่ละขั้วของแม่เหล็กจะถูกล้อมรอบด้วยฟันเหล็กฟันเหล็กอ่อน ซึ่งฟันของโรเตอร์กับสเตเตอร์อยู่เหลื่อมกันอยู่ครึ่งช่วงฟัน

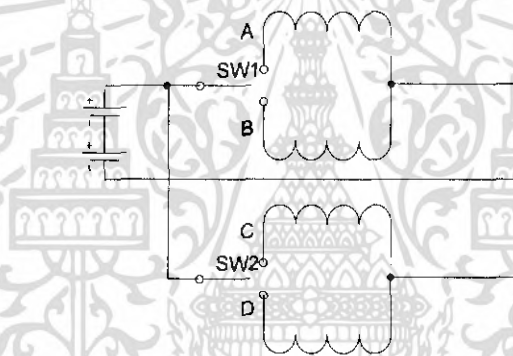


รูปที่ 2.65 การวางแม่เหล็กตามยาวเพื่อสร้างสนามขั้วเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11.3 การทำงานพื้นฐาน

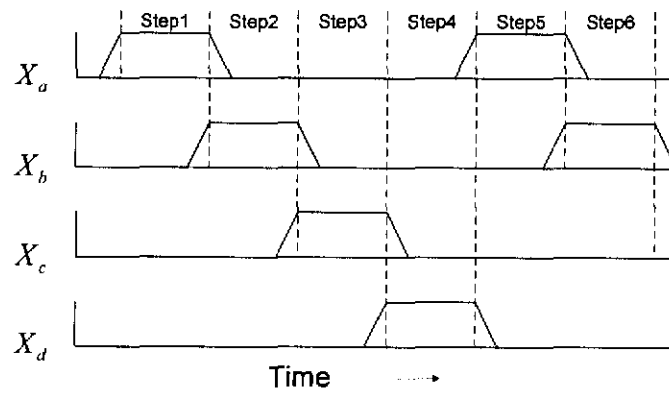
สเต็ปป์มอเตอร์เป็นมอเตอร์ที่ถูกใช้งานโดยสัญญาณอินพุตที่เป็นพัลส์ทุกๆสัญญาณพัลส์ที่เข้ามาจะทำให้การเปลี่ยนแปลงสถานะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น และให้การหมุนของมอเตอร์เป็นมุมที่คงที่ ซึ่งจะแตกต่างกับการหมุนของมอเตอร์แบบธรรมดาในระบบควบคุมที่ใช้สัญญาณดิจิทัลนี้ เช่นในการส่งข้อมูลการควบคุมข้อมูลโดยที่ เป็นปริมาณค่าของสัญญาณดิจิทัลทั้งหมด จึงทำให้การควบคุมการทำงานของสเต็ปป์มอเตอร์โดยตรงได้เป็นอย่างดี การทำงานพื้นฐานของสเต็ปป์มอเตอร์แสดงในรูปที่ 2.66 ซึ่งแสดงบล็อกของวงจรขับทำให้กระแสไฟดีซี เรียงลำดับเข้าไปตามเฟสต่างๆของมอเตอร์หมุนไปตามองศาที่กำหนดไว้การที่ทำให้กระแสไฟดีซีเรียงลำดับเข้าไปที่มอเตอร์ได้ ทำได้โดยการใช้งานของสวิตช์ และเพื่อให้มอเตอร์หมุนจำเป็นต้องมีวงจรขับสเต็ปป์มอเตอร์ที่จะควบคุมการไหลของกระแสไฟ คือ สวิตช์ 1 และสวิตช์ 2 ถ้าให้การทำงานของสวิตช์ตามตารางการทำงานที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.67 ถ้าให้การทำงานโดยใช้รีเลย์(Relay) หรือมือโยก สเต็ปป์มอเตอร์ก็จะหมุนเหมือนกันแต่หมุนช้า เนื่องจากรีเลย์หรือมือโยกให้การเปลี่ยนแปลงของสวิตช์ช้า ซึ่งจะทำให้เร็วเท่ากับความเร็วสูงสุดของสัญญาณพัลส์ที่มอเตอร์ทำงานสามารถทำงานได้ (เป็นจำนวนพัลส์ต่อวินาที)



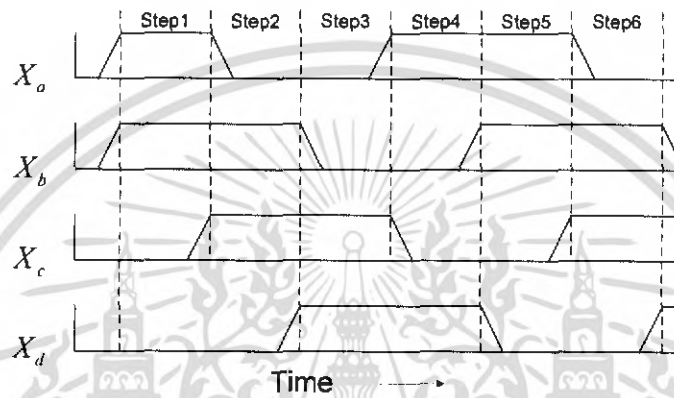
รูปที่ 2.66 การทำงานพื้นฐานของสเต็ปป์มอเตอร์

วงจรขับมอเตอร์มีหลายชนิด ขึ้นอยู่กับชนิดของสเต็ปป์มอเตอร์ที่มีอยู่ 3 ระบบ คือ

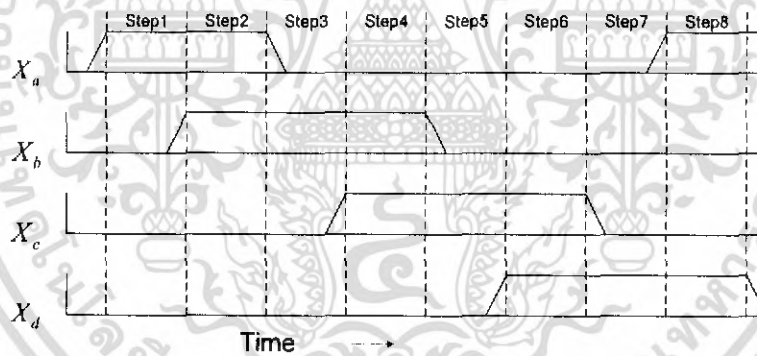
1. ระบบการกระตุ้นสนามแม่เหล็กเฟสเดียว (Single Phase Excitation)
2. ระบบการกระตุ้นสนามแม่เหล็ก 2 เฟส (2-Phase Excitation)
3. ระบบการกระตุ้นสนามแม่เหล็ก 1-2 เฟส (Half-Step Excitation)



Single Phase Excitation



2-Phase Excitation

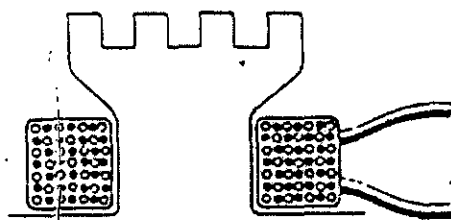


Half-Step Excitation

รูปที่ 2.67 ชนิดการขับของสเต็ปิ่งมอเตอร์

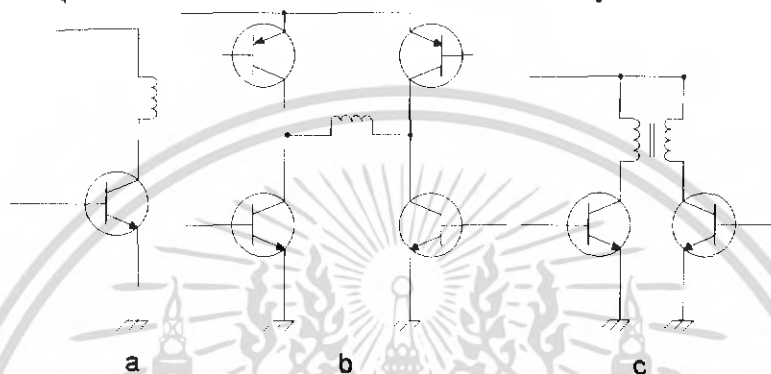
การพันลวดแบบโมนอฟิลาและไบฟีลา (Monofilar and Bifilar Winding)

แบบโมนอฟิลา เส้นลวดทั้ง 2 เส้นนี้จะถูกพันเหมือนกันเส้นเดียวกันดังรูปที่ 2.68 และขดลวดทั้ง 2 เส้นนี้จะแยกกันที่ปลายเป็นลักษณะ 2 เส้น แยกกัน ถ้าขดลวดเป็นของเฟส 1 อีกขดหนึ่งจะเป็นของเฟส 3 และทำนองเดียวกันถ้าขดหนึ่งเป็นของเฟส 2 อีกขดหนึ่งจะเป็นของเฟส 4 (กรณีของมอเตอร์ 4 เฟส)



รูปที่ 2.68 การพันแบบไบฟีลา

จุดประสงค์ของการพันแบบไบฟีลา ก็คือเพื่อให้พลังงานกับขั้วแม่เหล็กสเตเตอร์ โดยการสลัดขั้วแม่เหล็ก การกระตุ้นแต่ละเฟสอาจเป็นแบบใดแบบหนึ่งใน 3 แบบในรูปที่ 2.69



รูปที่ 2.69 การพันแบบโมโนฟีลา

ในวงจรรูปที่ 2.69a เป็นแบบโมโนฟีลา ขั้วแม่เหล็กจะถูกกระตุ้นเป็นขั้วเหนือขั้วใต้เสมอซึ่งแสดงว่าไม่สามารถกลับขั้วแม่เหล็กได้ การกระตุ้นแบบนี้เป็นการกระตุ้นแบบขั้วเดียว (Unipolar Excited)

ในวงจรรูปที่ 2.69b ทิศทางกระแสในขดลวดสามารถสลับกันได้เนื่องจากเป็นวงจรบริดจ์ (Bridge Excited)

อย่างไรก็ตามต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัวต่อขดลวด 1 ลวด แบบนี้จะทำให้ทอร์กที่ควรเร็วต่ำมากกว่าแบบไบฟีลา แต่ก็มีโอกาสที่ทรานซิสเตอร์จะพังได้เนื่องจากจัดเวลาผิดพลาด

ในวงจรรูปที่ 2.69c เกี่ยวกับคู่สายไบฟีลา และทรานซิสเตอร์ 2 ตัว โดยทำให้สเตเตอร์ถูกกระตุ้นเป็นขั้วแบบไบฟีลา ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กคัปปลิง (Coupling) เมื่อขั้วใดขั้วหนึ่งถูกกระตุ้น ถ้าแทนการพันแบบไบฟีลาด้วยเส้นลวด 2 เส้น ที่แยกจากกันตามความแตกต่างของอินดักแตนซ์ (Inductance) จะปรากฏระหว่างขด 2 ขดทำให้ตำแหน่งผิดไป

โดยทั่วไปประสิทธิภาพของมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรกับแบบไฮบริดจ์ ที่ใช้แบบไบฟีลานั้นจะได้ประสิทธิภาพดีกว่าแบบ โมโนฟีลา

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบ Microstrip Filter

การกรองแถบความถี่ที่ความถี่สูงนั้น วงจร L-C นั้นออกแบบได้ยาก จึงใช้ microstrip lowpass filter

ใช้ PCB ของ TACONIC มีคุณสมบัติดังนี้

$$\epsilon_r = 3.5$$

$$h = 0.76\text{mm} \approx 0.8\text{mm}$$

ของ Inductor

ใช้ค่า $w_l = 0.3\text{mm}, \epsilon_r = 3.5, h = 0.8\text{mm}, \frac{w}{h} \leq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right]$$

$$\epsilon_{re} = \frac{3.5 + 1}{2} + \frac{3.5 - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{0.8}{0.3} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{0.3}{0.8} \right)^2 \right]$$

$$\epsilon_{re} = 2.467$$

$$Z_{Cl} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right)$$

$$Z_{Cl} = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{2.467}} \ln \left(\frac{8 \times 0.8}{0.3} + 0.25 \frac{0.3}{0.8} \right)$$

$$Z_{Cl} = 117.07$$

ของ Capacitor

ใช้ค่า $w_c = 4\text{mm}, \epsilon_r = 3.5, h = 0.8\text{mm}, \frac{w}{h} \geq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5}$$

$$\epsilon_{re} = \frac{3.5 + 1}{2} + \frac{3.5 - 1}{2} \left(1 + (12) \frac{0.8}{4} \right)^{-0.5}$$

$$\epsilon_{re} = 2.927$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}$$

$$Z_c = \frac{120 \pi}{\sqrt{2.927}} \left[\frac{4}{0.8} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{4}{0.8} + 1.444 \right) \right]^{-1}$$

$$Z_c = 28.7696 \Omega$$

$$\eta_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm}$$

ของ $Z_c \left(w_0 = 1.1\text{mm}, h = 0.8\text{mm}, \frac{w}{h} \geq 1 \right)$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5}$$

$$\epsilon_{re} = \frac{3.5 + 1}{2} + \frac{3.5 - 1}{2} \left(1 + (12) \frac{0.8}{1.1} \right)^{-0.5}$$

$$\epsilon_{re} = 2.650$$

$$\text{find } \eta_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm}$$

$$\eta_{gC} = \frac{300}{2.5 \sqrt{2.927}} = 70.140\text{mm}$$

$$\eta_{gI} = \frac{300}{2.5 \sqrt{2.467}} = 76.4\text{mm}$$

$$\eta_{gO} = \frac{300}{2.5 \sqrt{2.650}} = 73.7150\text{mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

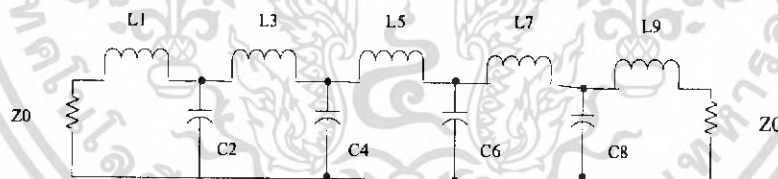
เมื่อใช้

$Z_0 = 50\Omega$	$Z_{OC} = 28.7696\Omega$	$Z_{OI} = 117.07\Omega$
$w_0 = 1.1mm$	$w_C = 4mm$	$w_I = 0.3mm$
$\eta_{g0} = 73.715mm$	$\eta_{gC} = 70.140mm\Omega$	$\eta_{gI} = 76.4mm$
$h = 0.8mm$	$\epsilon_r = 3.5$	$f_C = 2.5GHz$
$\Omega_C = 1.0$	$g_0 = 1$	<i>pass band ripple = 0.1dB</i>

ค่าจากตาราง Chebyshev

$g_0 = 1.0$	$g_5 = 2.2054$
$g_1 = 1.1957$	$g_6 = 1.6167$
$g_2 = 1.4426$	$g_7 = 2.1346$
$g_3 = 2.1346$	$g_8 = 1.4426$
$g_4 = 1.6167$	$g_9 = 1.1957$
$g_{10} = 1.0$	

หาค่า Lumped element



รูปที่ 3.1 รูปการหาค่า Lumped element ของ โลหาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 = L_8 = \left(\frac{Z_o}{g_o}\right) \cdot \left(\frac{\Omega C}{2\pi f c}\right) g_1 = \left(\frac{50}{1}\right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \times 2.5 \times 10^9}\right) \times 1.1957 = 3.8079 \text{ nH}$$

$$L_3 = L_7 = \left(\frac{Z_o}{g_o}\right) \cdot \left(\frac{\Omega C}{2\pi f c}\right) g_3 = \left(\frac{50}{1}\right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \times 2.5 \times 10^9}\right) \times 2.1346 = 6.798 \text{ nH}$$

$$L_5 = \left(\frac{Z_o}{g_o}\right) \cdot \left(\frac{\Omega C}{2\pi f c}\right) g_5 = \left(\frac{50}{1}\right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \times 2.5 \times 10^9}\right) \times 2.2054 = 7.0235 \text{ nH}$$

$$C_2 = C_8 = \left(\frac{g_o}{Z_o}\right) \cdot \left(\frac{\Omega C}{2\pi f c}\right) g_2 = \left(\frac{1}{50}\right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \times 2.5 \times 10^9}\right) \times 1.4426 = 1.8377 \text{ pF}$$

$$C_4 = C_6 = \left(\frac{g_o}{Z_o}\right) \cdot \left(\frac{\Omega C}{2\pi f c}\right) g_4 = \left(\frac{1}{50}\right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \times 2.5 \times 10^9}\right) \times 1.6167 = 2.059 \text{ pF}$$

หาค่าความยาวบนไมโครสตริป

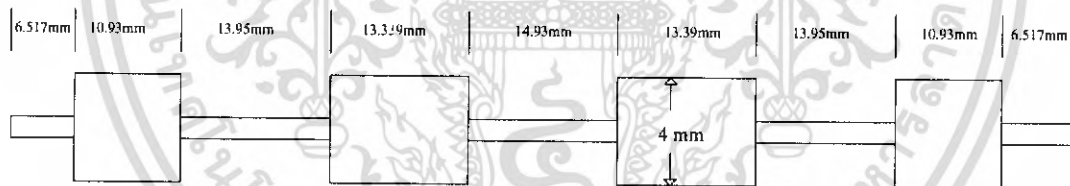
$$L_{18} = L_{11} = \frac{\eta_{gl}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{w_c \times L}{Z_{ol}} \right) = \frac{76.4}{360} \sin^{-1} \left(\frac{2\pi \times 2.5 \times 10^9 \times 3.8079 \times 10^{-9}}{117.07} \right) = 6.517 \text{ mm}$$

$$L_{13} = L_{17} = \frac{\eta_{gl}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{w_c \times L}{Z_{ol}} \right) = \frac{76.4}{360} \sin^{-1} \left(\frac{2\pi \times 2.5 \times 10^9 \times 6.798 \times 10^{-9}}{117.07} \right) = 13.95 \text{ mm}$$

$$L_{15} = \frac{\eta_{gl}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{w_c \times L}{Z_{ol}} \right) = \frac{76.4}{360} \sin^{-1} \left(\frac{2\pi \times 2.5 \times 10^9 \times 7.0235 \times 10^{-9}}{117.07} \right) = 14.93 \text{ mm}$$

$$C_{12} = \frac{\eta_{gc}}{2\pi} \sin^{-1} (w_c \times C \times Z_{oc}) = \frac{76.4}{360} \sin^{-1} (2\pi \times 2.5 \times 10^9 \times 1.8377 \times 10^{-12} \times 28.7696) = 10.93 \text{ mm}$$

$$L_{14} = L_{16} = \frac{\eta_{gc}}{2\pi} \sin^{-1} (w_c \times C \times Z_{oc}) = \frac{76.4}{360} \sin^{-1} (2\pi \times 2.5 \times 10^9 \times 2.0594 \times 10^{-12} \times 28.7696) = 13.339 \text{ mm}$$

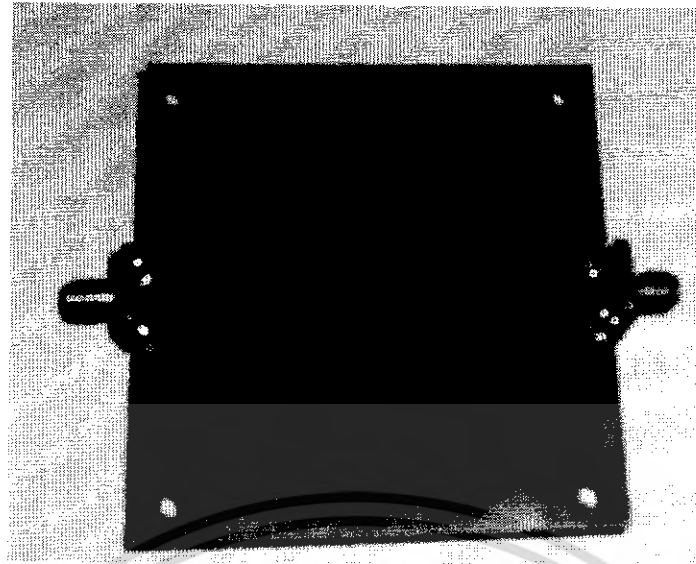


รูปที่ 3.2 ลายของไมโครสตริปที่ได้ออกแบบ



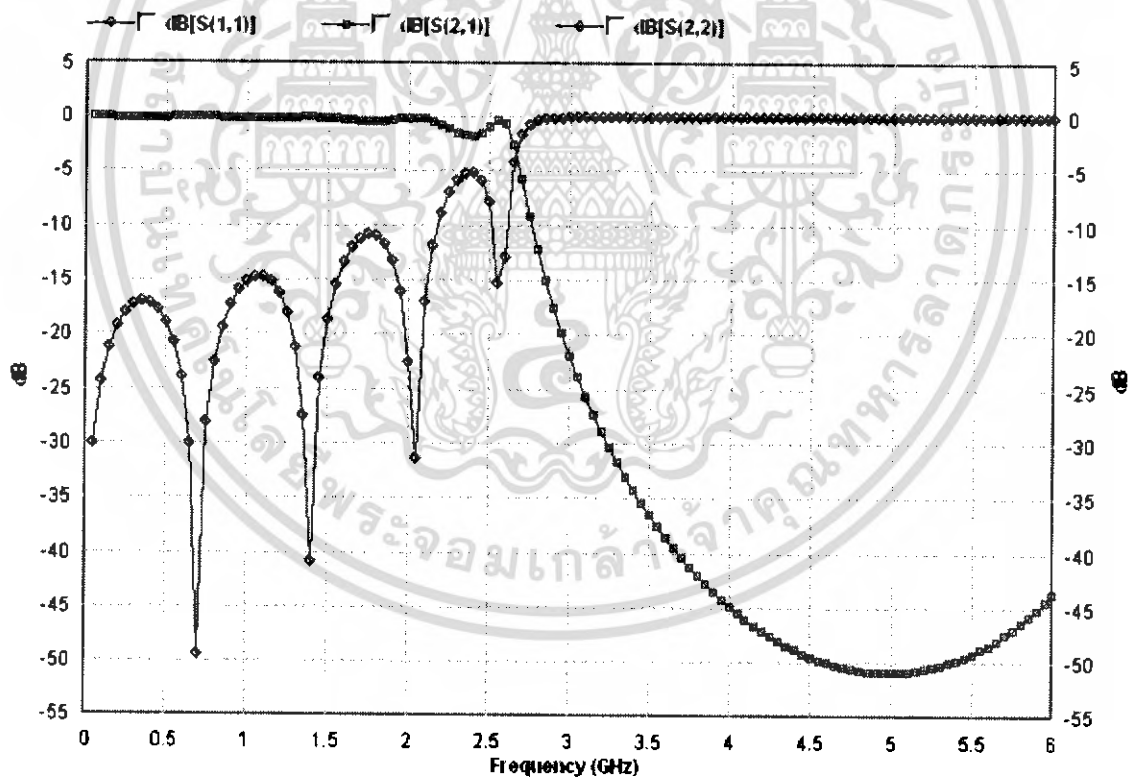
รูปที่ 3.3 ลายของไมโครสตริปบนชิ้นงาน(หน้า a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลายของไมโครสตริบบนชิ้นงาน(หน้า b)

ผลจากการ Simulate



รูปที่ 3.5 ผลการ Simulate Micro Strip Filter

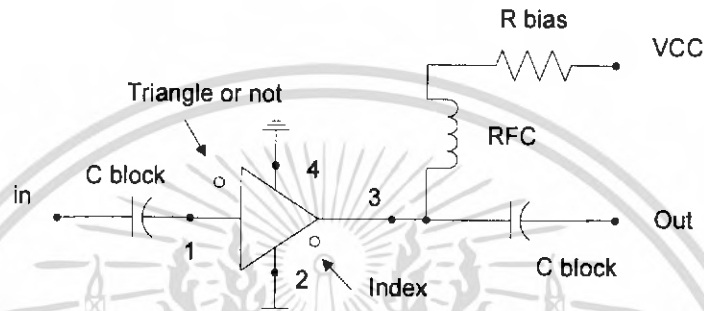
จากผลการ Simulate Micro Strip Filter S21 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน พอร์ต 1 ออกพอร์ต 2 จะเห็นว่าความถี่ที่ผ่านได้นั้นจะอยู่ที่ประมาณ 0 – 2.5 GHz ในส่วนของ S22 ค่าประสิทธิ์การสะท้อนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาท่หุท Micro Strip Lowpass Filter จะดูที่แต่ละความถี่ที่รับเข้ามา ที่ 0.4 GHz ได้ 18 dB , ที่ 1.1 GHz ได้ -15 dB , ที่ 1.8 GHz ได้ -11 dB , ที่ 2.5 GHz ได้ -8 dB และที่สูงกว่า 2.5GHz จะไม่สามารถผ่านได้เพราะสะท้อนกลับหมด

3.2 การออกแบบวงจรขยายแบนด์กว้าง

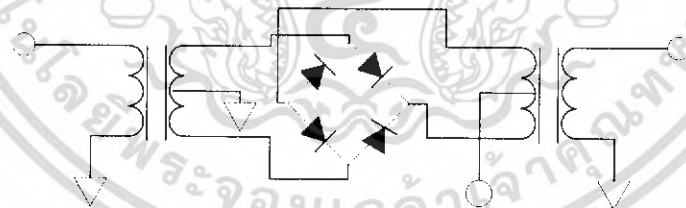
ขนาดของสัญญาณที่อ่อนมาจากเครื่องส่งที่ไกล เพื่อที่จะรักษาคุณภาพของสัญญาณต้องนำมาขยายให้ขนาดของสัญญาณมีความแรง ซึ่งใช้วงจรขยายแบนด์กว้างเพื่อรับหลายความถี่ โดยใช้ RF20EVA1 มีวงจรดังรูป 3.5



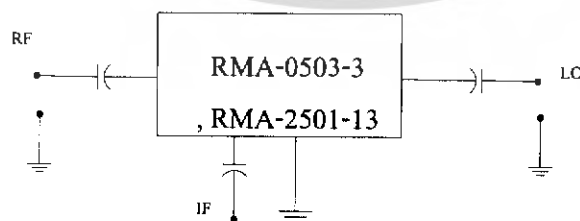
รูปที่ 3.6 วงจรขยายแบนด์กว้าง

3.3 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์ใช้ RMA-0503-3 และ RMA-2501-13รับสัญญาณความถี่จาก วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ (Radio Frequency: RF) และรับสัญญาณจากวงจรตั้งความถี่ ซึ่งเป็นความถี่โลคอลลอสซิลเลเตอร์ (Local oscillator: LO) โดยต่อวงจรดังรูป



รูปที่ 3.8 รูปวงจรสมมูลภายใน RMA-0503-3 และ RMA-2501-13



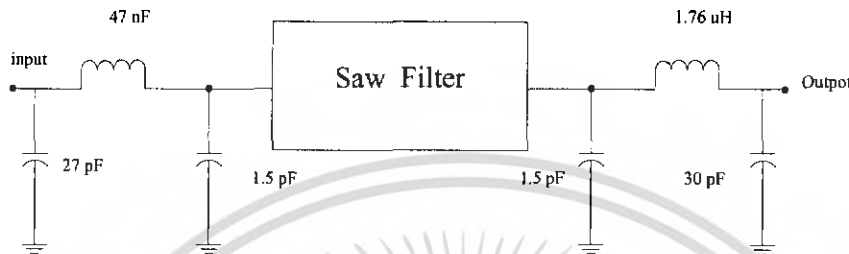
รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไอเอฟออกมา โดยเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่ระหว่างอาเอฟ และ โลคอลลอสซิลเลเตอร์เท่านั้น ดังนั้นนำเอาท์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองช่วงความถี่ผ่านอีกครั้ง เพื่อให้กรองเอาฮาร์โมนิกสูงทิ้งไป

3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านที่ 240 MHz

จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ DW 9270 ซึ่งเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ (saw filter) วงจรแสดงดังรูป



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ผ่านที่ 240 MHz โดยใช้ Saw Filter

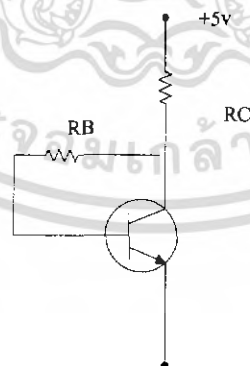
3.5 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 240 MHz (IF Amplifier 240 MHz)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีสัญญาณเล็กจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณ ในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

จากคุณสมบัติ BFP 420 $I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 2\text{V}, h_{fe} \approx 100$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{fe}} = \frac{10 \times 10^{-3}}{100} = 100\mu\text{A}$$

การคำนวณทาง DC



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรคอมมอนอีมีเตอร์

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 2}{10\text{mA}} = 300\Omega$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{RC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - (3 + 0.7)}{100 \times 10^{-6}} = 13000\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณทาง AC

ใส่ RFC ค่า 10 nH ที่ขา C

ใส่ C bypass ค่า 1100 pF ที่ขา C

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \times 240 \times 10^6 \times 1000 \times 10^{-9} = 1507.2\Omega$$

$$XC = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 240 \times 10^6 \times 1100 \times 10^{-12}} = 0.6\Omega$$

เมื่อป้อนสัญญาณ IF รบกวนกับสัญญาณ DC ของแหล่งจ่าย ใส่ C feed back ค่า 1000 pF ที่ขา BC

$$XC = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 240 \times 10^6 \times 1000 \times 10^{-12}} = 0.66\Omega$$

จากคุณสมบัติ BFP 420

$$I_C = 10mA, V_{CE} = 2V, f \approx 240MHz$$

$$S_{11} = 0.6067 \angle -41.1^\circ$$

$$S_{22} = 0.9034 \angle -22.6^\circ$$

$$S_{21} = 22.974 \angle 152.4^\circ$$

$$S_{12} = 0.0188 \angle 73.3^\circ$$

1. Delta factor (D_S)

$$\begin{aligned} D_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= (0.6067 \angle -41.1^\circ \times 0.9034 \angle -22.6^\circ) - (0.0188 \angle 73.3^\circ \times 22.974 \angle 152.4^\circ) \\ &= 0.573 \angle -18.43^\circ \end{aligned}$$

2. stability factor (K)

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \\ &= \frac{1 + |0.573|^2 - |0.6067|^2 - |0.9034|^2}{2 \cdot |22.974| \times |0.0188|} \\ &= 0.1693 \end{aligned}$$

เนื่องจากค่า $K < 1$ และค่า delta factor > 1 วงจรจะอยู่ในสถานะ Potentially Unstable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด-ชอร์สของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น

3.1 หาคจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุทจากสมการ

$$C_S = \frac{S_{11}^* - D_S^* \cdot S_{22}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$$

$$= \frac{0.6067 \angle 41.1^\circ - (0.573 \angle 18.43^\circ \times 0.9034 \angle -22.6^\circ)}{|0.6067|^2 - |0.573|^2}$$

$$= 11.6 \angle 97.88^\circ$$

3.2 หาครัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุทจากสมการ

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

$$= \left| \frac{0.0188 \times 22.974}{|0.6067|^2 - |0.573|^2} \right|$$

$$= 11.3927$$

3.3 หาคจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุทจากสมการ

$$C_l = \frac{S_{22}^* - D_S^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$$

$$= \frac{0.9034 \angle 22.6^\circ - (0.573 \angle 18.43^\circ \times 0.6067 \angle -41.1^\circ)}{|0.9034|^2 - |0.573|^2}$$

$$= 1.443 \angle 43.088^\circ$$

3.4 หาครัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุทจากสมการ

$$r_l = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right|$$

$$= \left| \frac{0.0188 \times 22.974}{|0.9034|^2 - |0.573|^2} \right|$$

$$= 0.8855$$

4. คำนวณค่าเกนสูงสุดที่ยังคงเสถียรภาพ

$$\begin{aligned} G_{\max} &= \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \\ &= \frac{22.974}{0.0188} \\ &= 1222.02 = 30.87 \text{ dB} \end{aligned}$$

5. หาค่าเกนที่ต้องการจากสมการ

$$\begin{aligned} G &= \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \\ &= \frac{501.18}{|22.974|^2} = 0.949 \end{aligned}$$

6. จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีเกนคงที่จากสมการ

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{G(S_{22}^* - D_s^* S_{11})}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)G} \\ &= \frac{0.949(0.9034 \angle -22.6^\circ - (0.573 \angle -18.43^\circ \times 0.6067 \angle 41.1^\circ))}{1 + (|0.9034|^2 - |0.573|^2) \times 0.949} \\ &= 0.456 \angle 43.1^\circ \end{aligned}$$

7. รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่จากสมการ

$$\begin{aligned} r_0 &= \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12}| |S_{21}| G + |S_{12} S_{21}|^2 G^2}}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)G} \\ &= \frac{\sqrt{1 - 2 \times 0.1693 |22.974 \times 0.0188| \times 0.949 + |22.974 \times 0.0188|^2 \times 0.949^2}}{1 + (|0.9034|^2 - |0.573|^2) \times 0.949} \\ &= 0.6935 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์สจากสมการ โดยจากสมิทซ์ชาร์ทเลือกจุดที่ $Z_L=0.51$

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - 1}{Z_l + 1} = 0.32 \angle 180^\circ$$

$$\Gamma_s = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_l}{1 - (\Gamma_l \cdot S_{22})} \right]$$

$$= \left[0.6067 \angle -41.1^\circ + \frac{0.0188 \angle 73.3^\circ \times 22.974 \angle 152.4^\circ \times 0.32 \angle 180^\circ}{1 - (0.32 \angle 180^\circ \times 0.9034 \angle -22.6^\circ)} \right]$$

$$= 0.6 \angle 30^\circ$$

$$Z_s = 2 + j1.7$$

$$Z_{in} = Z_s \times 50 = 100 + j85$$

$$Z_{out} = Z_l \times 50 = 25.5$$

■ Input

$$Q = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{100}{50} - 1} = 1$$

$$X_p = \frac{R_{in}}{Q} = 100 + 85 = XC$$

$$X_s = R_s \times Q = 50 = XL$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = 3.6 \text{ pF}$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = 33.17 \text{ nH}$$

output

$$Q = \sqrt{\frac{R_l}{R_o} - 1} = \sqrt{\frac{50}{25.5} - 1} = 0.98$$

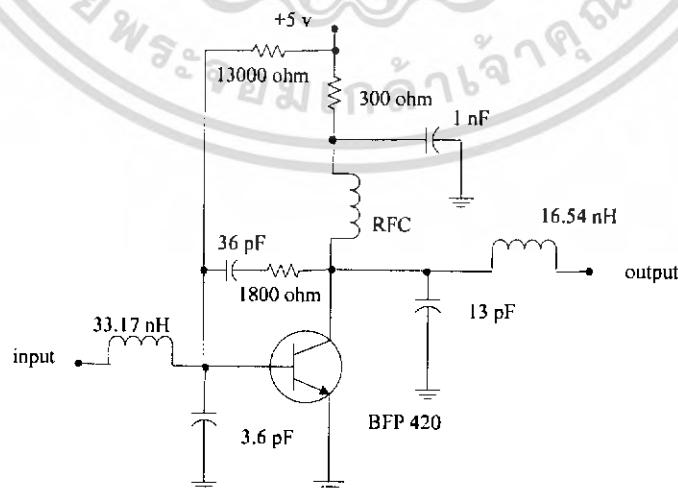
$$X_p = \frac{R_l}{Q} = \frac{50}{0.98} = 51.02$$

$$X_s = R_o \times Q = 25.5 \times 0.98 = 24.99$$

$$C = 13 \text{ pF}$$

$$L = 16.54 \text{ nH}$$

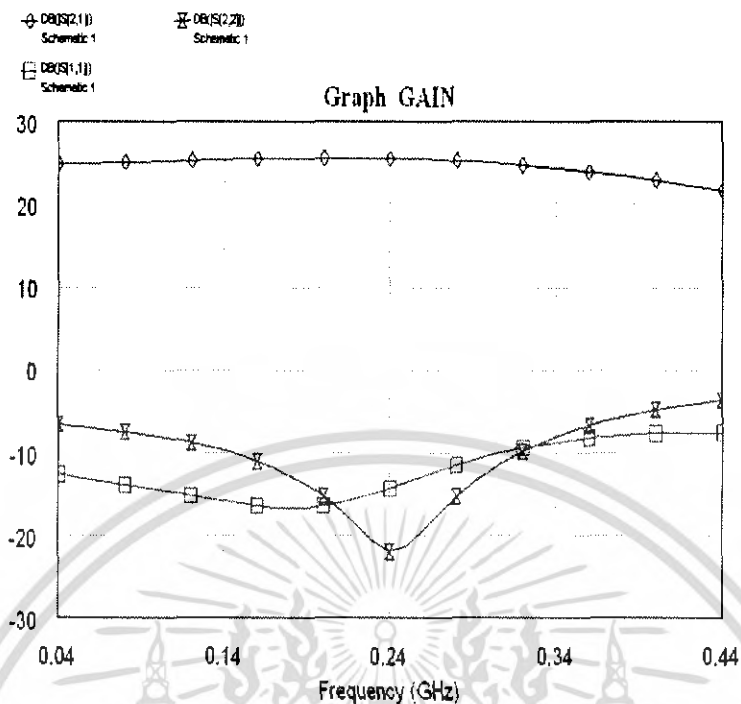
วงจรขยาย 240 MHz



รูปที่ 3.12 วงจรขยาย 240 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

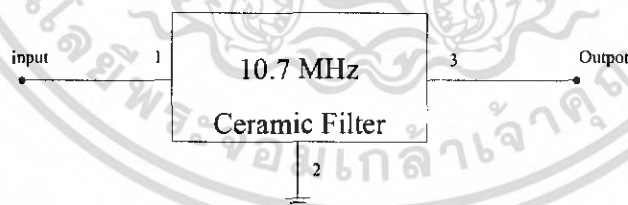
ผลจากการ Simulate



รูปที่ 3.13 ผลการ Simulate วงจรขยาย 240 MHz

3.6 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 MHz

สัญญาณที่ออกจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่น ๆ รวมอยู่ด้วย ฉะนั้นจึงต้องมีการกรองความถี่ผ่านเพื่อกรองเฉพาะความถี่ 10.7 MHz โดยเลือกใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) 10.7 MHz มากรองสัญญาณหลังผ่านวงจรมิกเซอร์ ซึ่งลักษณะการต่อดังรูป 3.13



รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

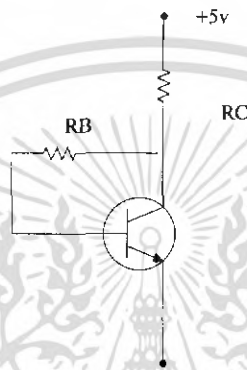
3.7 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่มีความถี่ 10.7 MHz (IF Amplifier 10.7 MHz)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีสัญญาณเล็กจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

จากคุณสมบัติ BFP 420 $I_C = 20mA, V_{CE} = 3v, h_{fe} \approx 100$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{fe}} = \frac{20 \times 10^{-3}}{100} = 200 \mu A$$

การคำนวณทาง DC



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรคอมมอนอีมิตเตอร์

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 3}{20mA} = 200 \Omega$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - (V_{RC} + V_{BE})}{I_B} = \frac{5 - 2.7}{200 \times 10^{-6}} = 11.5 k\Omega$$

การคำนวณทาง AC

ใส่ RFC ค่า 10 μH ที่ขา C $X_L = 2\pi fL = 2\pi \times 10.7 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-6} = 671.96 \Omega$

ใส่ C feed back ค่า 10000 pF ที่ขา BC $X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 10.7 \times 10^6 \times 10000 \times 10^{-12}} = 1.488 \Omega$

จากคุณสมบัติ BFP 420

$$I_C = 20mA, V_{CE} = 3v, f \approx 10.7MHz$$

$$S_{11} = 0.4471 \angle -1.7^\circ = 0.446 - j0.013$$

$$S_{22} = 0.9515 \angle -0.5^\circ = 0.9515 - j0.0083$$

$$S_{21} = 37.643 \angle 177.9^\circ = -37.617 + j1.37$$

$$S_{12} = 0.0008 \angle 70.8^\circ = 0.00026 + j0.000755$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Delta factor (D_s)

$$\begin{aligned}
 D_s &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\
 &= (0.4471\angle -1.7^\circ \times 0.9515\angle -0.5^\circ) - (0.0008\angle 70.8^\circ \times 37.643\angle 177.9^\circ) \\
 &= 0.4352\angle 1.57^\circ
 \end{aligned}$$

2. stability factor (K)

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \\
 &= \frac{1 + |0.435|^2 - |0.4471|^2 - |0.9515|^2}{2 \cdot |37.643| \times |0.0008|} \\
 &= 1.4128
 \end{aligned}$$

■ เนื่องจากค่า $K > 1$ และค่า delta factor < 1 วงจรจะอยู่ในสถานะ unconditionally stable

3. เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด-ชอร์ตของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น

3.1 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned}
 C_s &= \frac{S_{11}^* - D_s^* \cdot S_{22}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \\
 &= \frac{0.4471\angle 1.7^\circ - (0.435\angle -1.57^\circ \times 0.9515\angle -0.5^\circ)}{|0.4471|^2 - |0.435|^2} \\
 &= 4.41\angle 41.09^\circ
 \end{aligned}$$

3.2 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned}
 r_s &= \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \\
 &= \left| \frac{0.0008 \times 37.643}{|0.4471|^2 - |0.435|^2} \right| \\
 &= 3.1146
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

$$C_l = \frac{S_{22}^* - D_S^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$$

$$= \frac{0.9515 \angle 0.5^\circ - (0.435 \angle -1.57^\circ \times 0.4471 \angle -1.7^\circ)}{|0.9515|^2 - |0.435|^2}$$

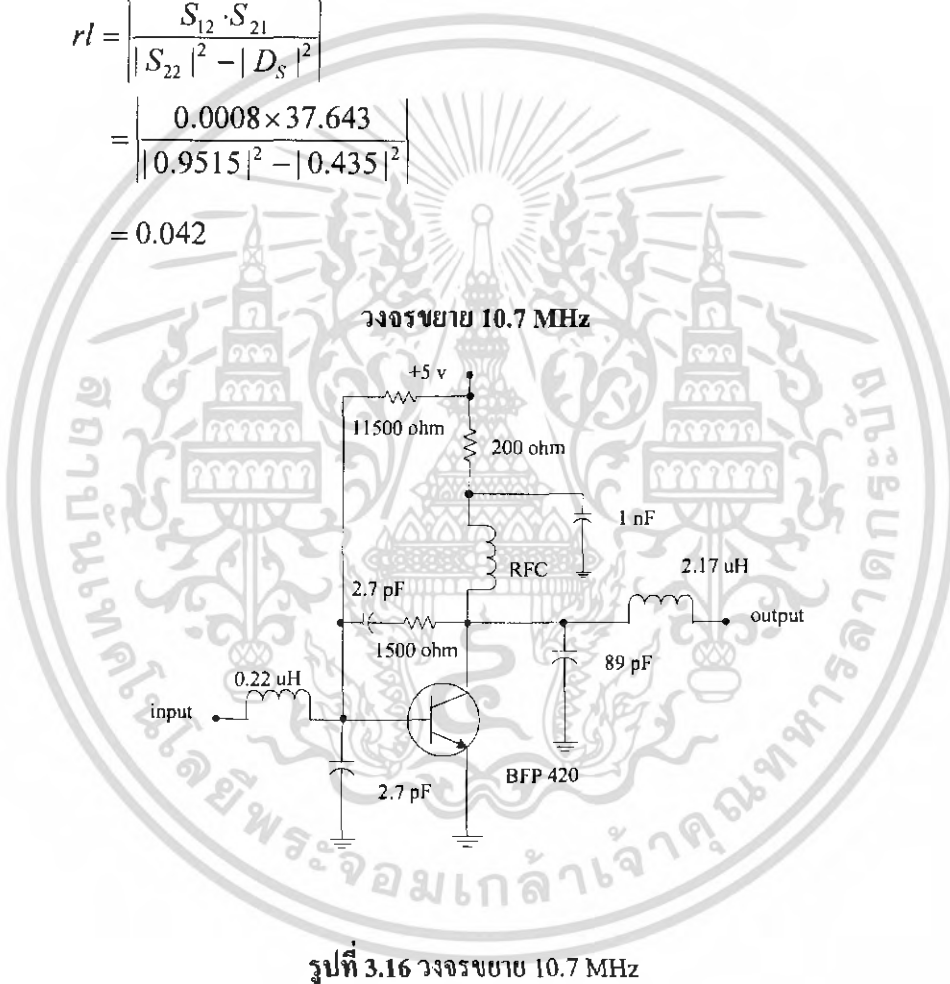
$$= 1.058 \angle 1.46^\circ$$

3.4 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

$$r_l = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right|$$

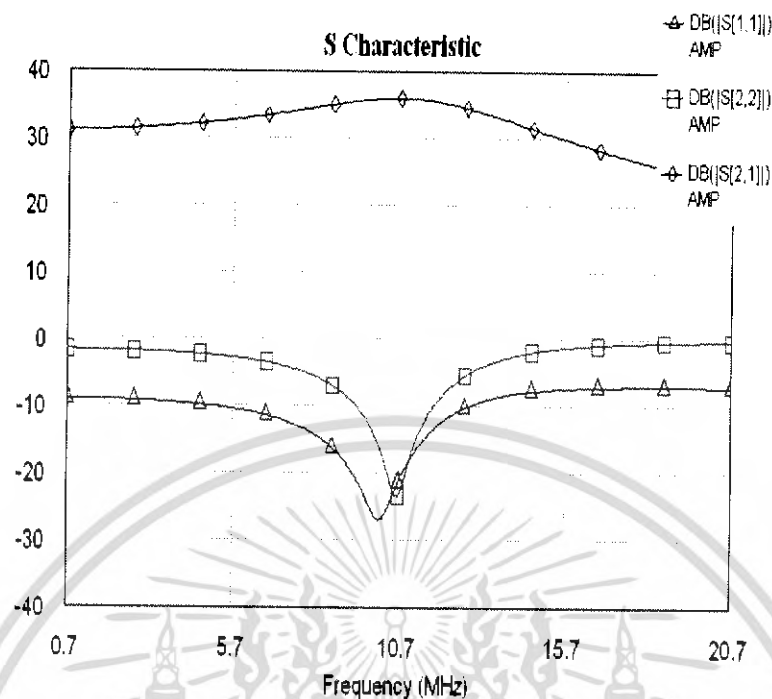
$$= \left| \frac{0.0008 \times 37.643}{|0.9515|^2 - |0.435|^2} \right|$$

$$= 0.042$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการ Simulate



รูปที่ 3.17 ผลการ Simulate วงจรขยาย 10.7 MHz

3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกถูกออกแบบโดยใช้วงจรแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส โดยที่ส่วนประกอบของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือ

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 12032
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์และ โปรแกรมหารความถี่ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ โดยใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM 358

3.8.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

การออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอมมอนคอลเลกเตอร์ร่วม (Common collector) เช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212-1.252 จิกะเฮิร์ตซ์

จากวงจรดังกล่าวสามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่ คือ ความถี่ที่ออสซิลเลต = 250.7 MHz

คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร โดยคิดรวมทั้ง และ

ภายในของทรานซิสเตอร์ ซึ่งดูได้จากค่าตัวชี้ท

กำหนดให้ค่า $C_1 = 22\text{pF}$ และ $C_2 = 33\text{pF}$ จะคำนวณหาค่า C_T ได้ดังนี้

$$C_T = C_{bc} + \left(\frac{C_1(C_2 + C_{bc})}{C_1 + C_2 + C_{bc}} \right) = 16.12\text{pF}$$

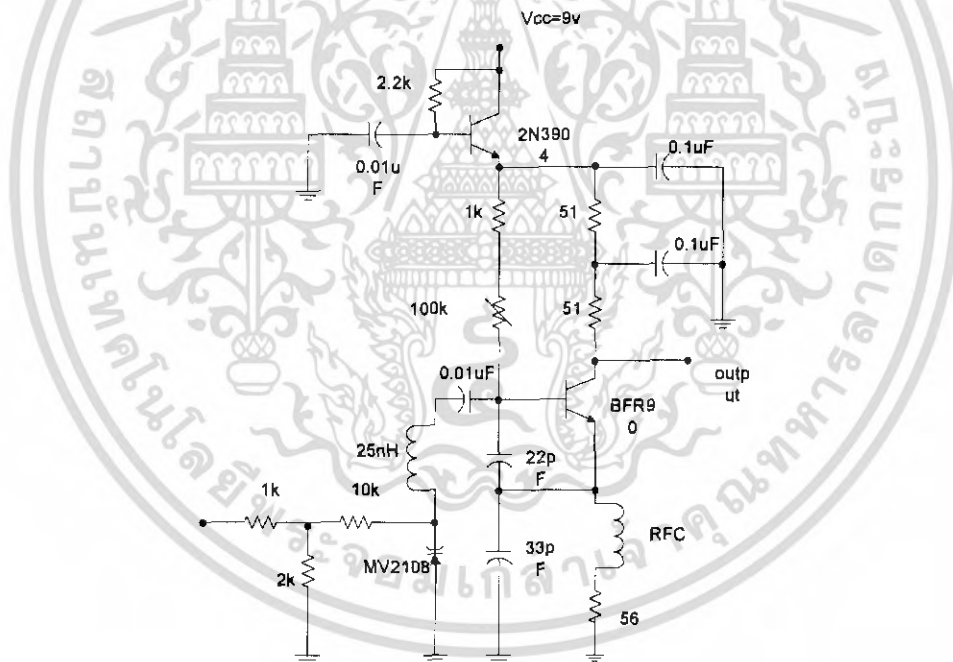
ทำให้สามารถคำนวณหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 250.7 \times 10^6)^2 \times 16.12 \times 10^{-12}} = 25\text{nH}$$

ดังนั้นเมื่อนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาใช้สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อวาระกเตอร์โคโอดหรือวารีแคปเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่

3.15



รูปที่ 3.18 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะบิต

3.8.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

จะใช้ไอซีเบอร์ MC 12032 ซึ่งเป็นตัวพรีสเกลเลอร์ที่มีค่าตัวหารเท่ากับ 64/65 หากความถี่ให้ต่ำลง โดยสามารถหารความถี่ได้ถึง 2 จิกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และโปรแกรมหารความถี่

จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ซึ่งสามารถใช้โปรแกรมหารความถี่ได้ 16 บิตแบบขนานโดยที่ 10 บิตสำหรับตัวหารโดย N เคาน์เตอร์ และ 6 บิตสำหรับตัวหารโดย A เคาน์เตอร์ และภายในมีวงจรเปรียบเทียบเฟสได้ในตัวเดียวกันจากออสซิลเลเตอร์อ้างอิงภายนอก มีโมดูลัสคอนโทรลและล็อกดีเทกต์อยู่ภายในตัวไอซีด้วย

โดยในการโปรแกรมหารความถี่ จำนวนได้ดังนี้ คือ

- ค่าความถี่ที่ต้องการ (f_0)

- ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ (f_s)

จากค่าตัวหารของโมโตโรล่า สามารถหาค่าอัตราส่วนในการหารของพีคแบบกลุ่มจากสมการ

$$N_t = NP + A$$

โดยที่ N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต หารตั้งแต่ 3-1023

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

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

ในวงจรนี้เราต้องการที่จะกำเนิดความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้ความถี่อ้างอิงจากคริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถออกแบบค่าตัวหารต่างๆ ได้ดังนี้

$f_{crystal}$ คือ ความถี่ของคริสตอล

R คือ ค่าตัวหารคริสตอลภายในไอซีเบอร์ MC145152 โดยสามารถกำหนดค่าได้

จาก $RA_0 - RA_2$

ในวงจรนี้เราใช้ $f_{crystal} = 10.24$ เมกะเฮิร์ตซ์ และตัวหาร $R = 1024$ (ตั้งค่า $RA_0 - RA_2$ เป็น 101) เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$f_s = \frac{10.24 \times 10^6}{1024} = 10kHz$$

นั่นคือจะได้ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะสามารถหาค่าตัวหารได้จาก

$$N_t = \frac{f_0}{f_s} = 24640$$

$$N_t = \frac{250.7 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 25070$$

จาก $N_t = NP + A$ จะได้ว่า

$N = 391$ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ 0110000111

$A = 46$ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ 101110

3.8.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

จะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM358 โดยทำการออกแบบและคำนวณดังนี้กำหนดให้ (ตามคำแนะนำในดาต้าชีทของโมโตโรล่า)

$$f_o = 250.7 \text{ MHz}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}$$

$$f_b = 0.01 f_s$$

$$f_{rc} = 20 f_b$$

$$\zeta = 0.8$$

$$V_{DD} = 5 \text{ V}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = 0.795 \text{ V / Rad}$$

$$\Delta f_{vco} = 36.2 \text{ MHz}$$

$$K_{vco} = \frac{2\pi \Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} = \frac{2\pi \times 36.2 \times 10^6}{9} = 25272367.57 \text{ Rad / V}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} = \frac{2\pi \times 0.01 \times 10 \times 10^3}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.697 \text{ Rad}$$

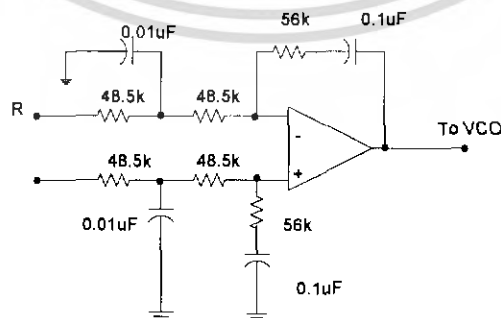
$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2} = \frac{0.795 \times 25272367.57}{0.1 \times 10^{-6} \times 25070 \times (287.697)^2} = 97 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_1}{2} = 48.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.697 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 56 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 97 \times 10^3 \times 2000} = 0.01 \mu\text{F}$$

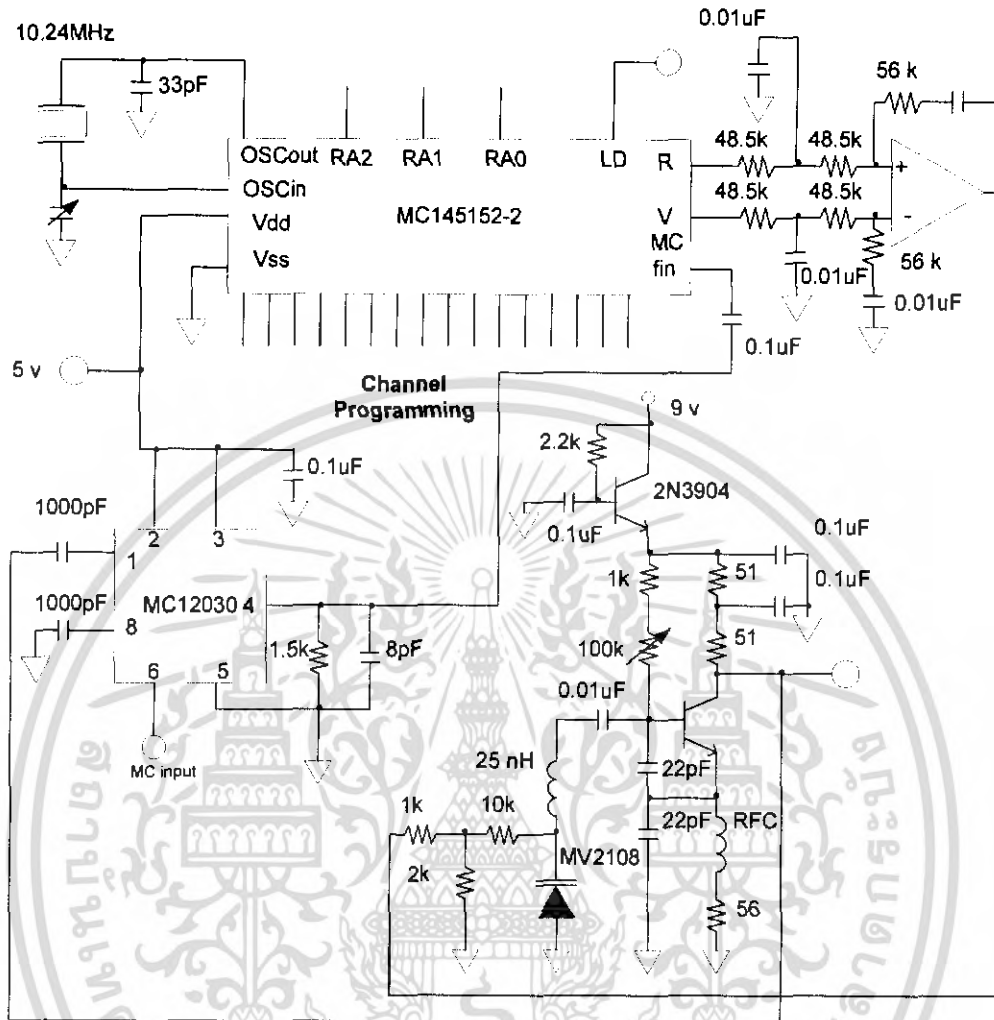
ตามคำแนะนำ ให้ แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ $48.5 \text{ k}\Omega$ และ R_2 ตามลำดับ $48.5 \text{ k}\Omega$ ประมาณ $56 \text{ k}\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจรรูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรถ่ายความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

: เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเราจะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกที่มีความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์ ที่สมบูรณดัง
รูปที่ 3.20

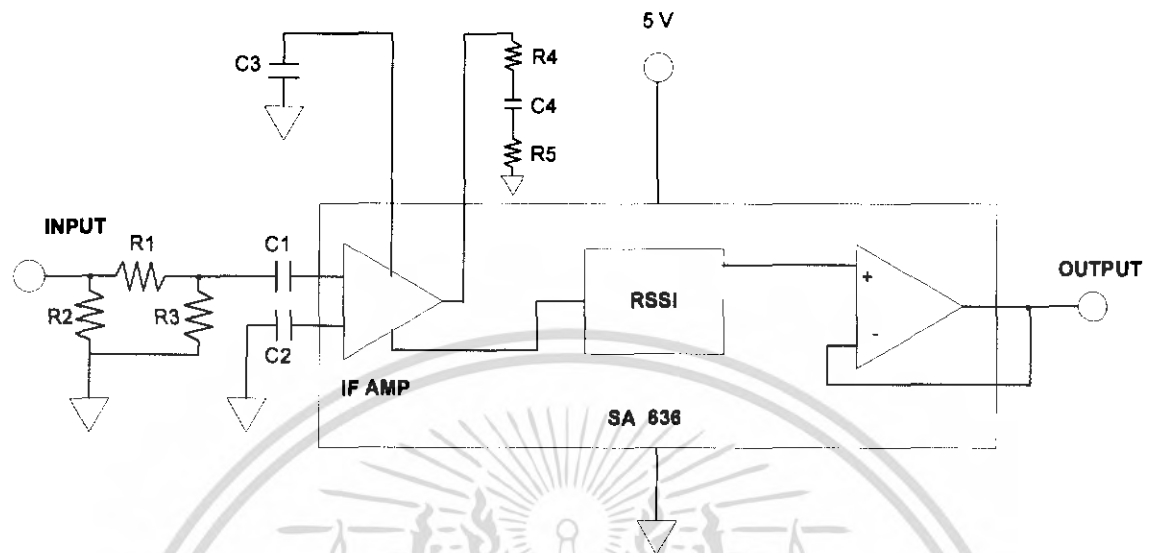


รูปที่ 3.20 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกที่มีความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การออกแบบวงจรวัดความแรงสัญญาณ

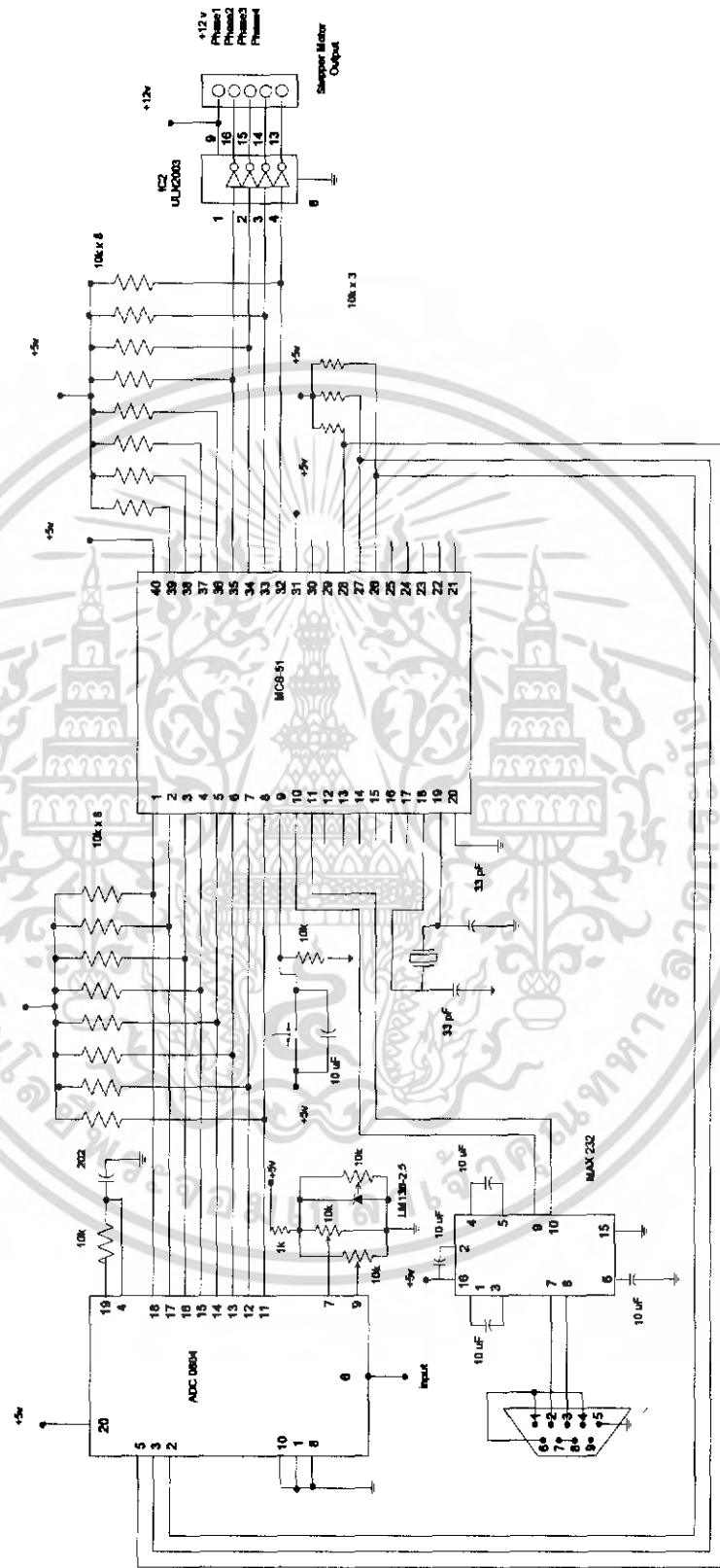
สัญญาณที่ได้จากภาคเลือกรับความถี่นั้น จะนำเข้ามาวัดความแรงของสัญญาณที่ได้ออกมาเป็นไฟกระแสตรง โดยวงจรวงจรวัดความแรงสัญญาณ ใช้ IC636 วงจรแสดงดังรูป



รูปที่ 3.21 วงจรวัดความแรงของสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 การออกแบบวงจร รับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์และควบคุมสเต็ปมอเตอร์



รูปที่ 3.22 วงจร รับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์และควบคุมสเต็ปมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11 การออกแบบสแตมป์มอเตอร์

ชุดเฟืองและแท่นหมุน เนื่องจากเราใช้สแตมป์มอเตอร์ และใช้เฟืองยึดติดกับเพลลา 270 ฟัน (ขนาดรัศมี 13.5 cm) เฟืองยึดติดกับสแตมป์มอเตอร์ 15 ฟัน (ขนาดรัศมี 1.7 cm) ใช้โปรแกรมควบคุมโดย คอลโทรลเลอร์เราจะได้ 1 องศา เมื่อใช้เฟืองทด



รูปที่ 3.23 ชุดเฟืองและแท่นหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

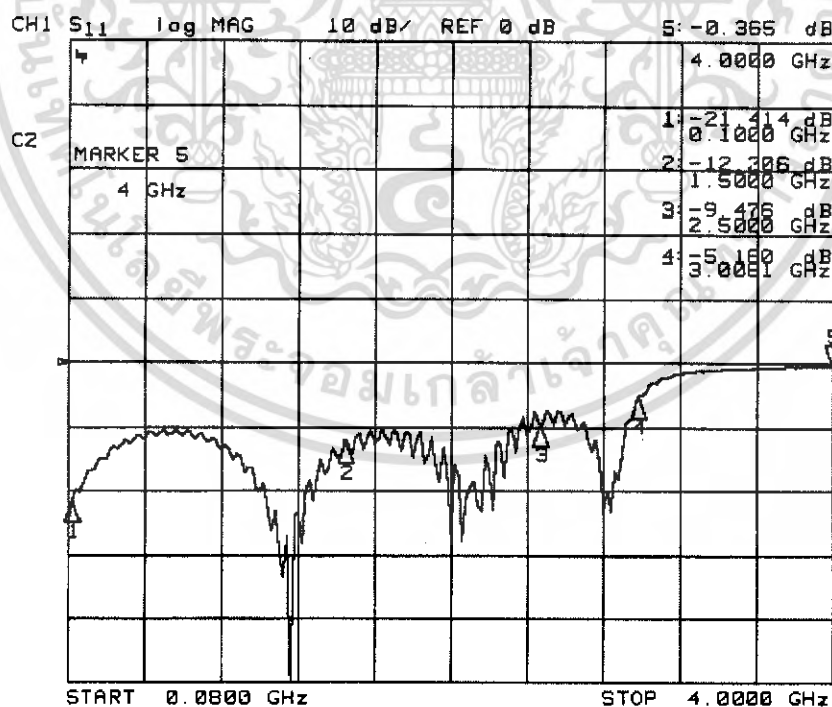
จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ได้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่ได้เก็บผลโดยใช้เครื่องมือดังนี้

1. ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope)
2. สเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer)
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (Signal Generator)
4. เน็ตเวิร์คอานาไลเซอร์ (Network Analyzer)

4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่คัทออฟที่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

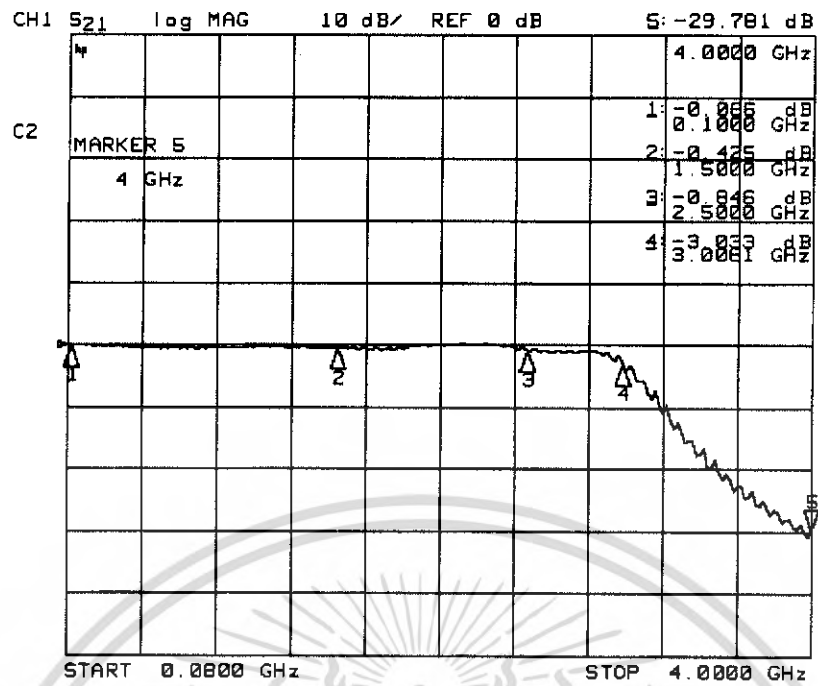
ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แบบไมโครสตริปมีผลการทดลองดัง

รูป

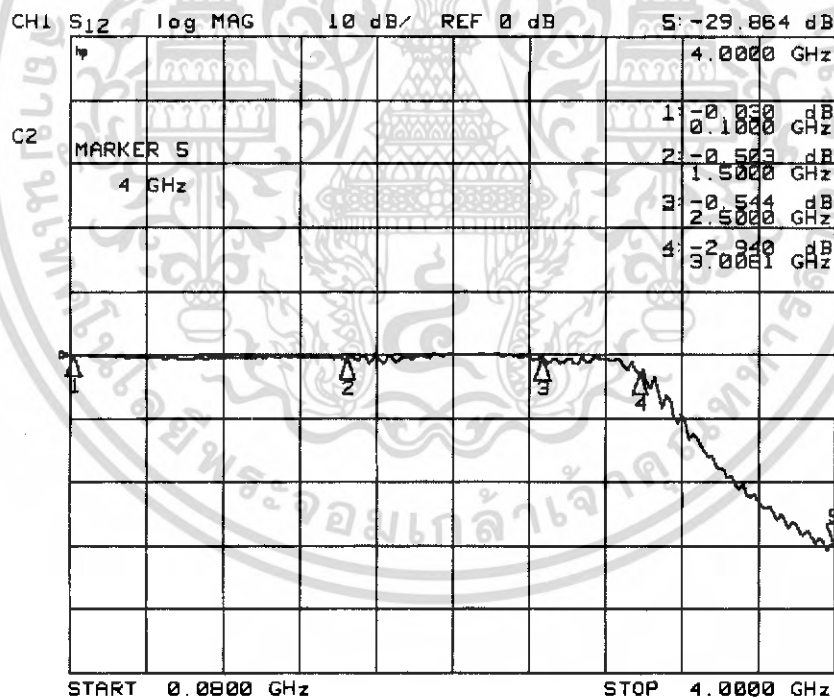


รูปที่ 4.1 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

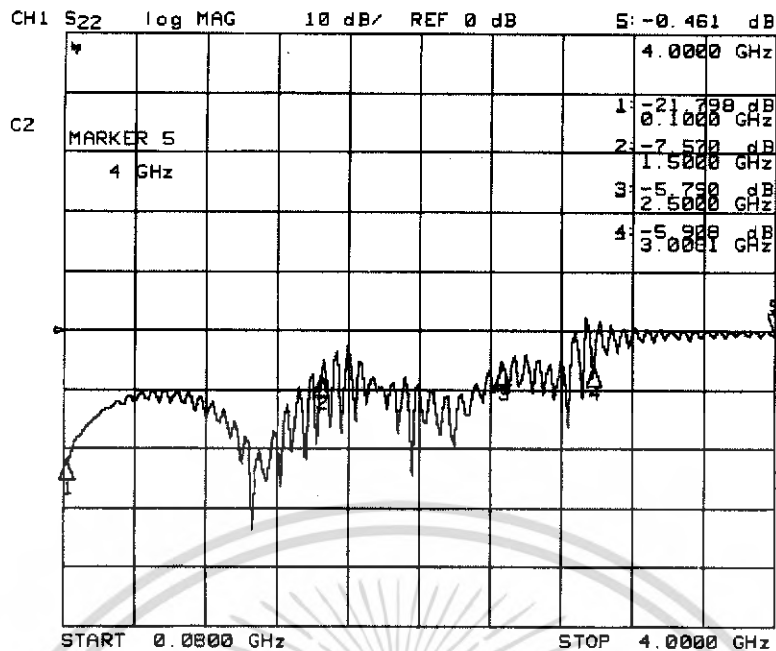


รูปที่ 4.2 อัตรายบาย/การสูญเสีย



รูปที่ 4.3 การแยกโดยเดี่ยว (Isolation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



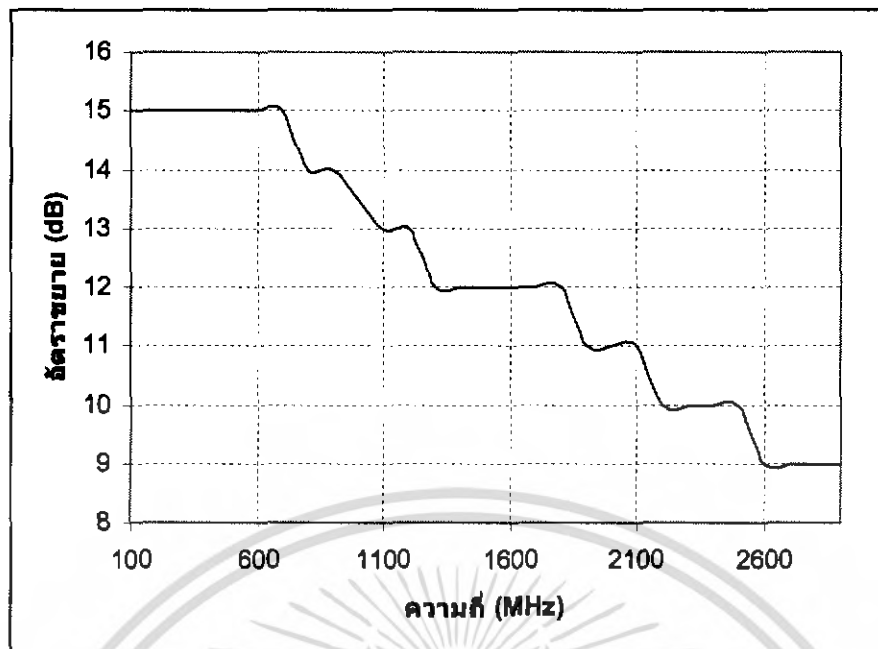
รูปที่ 4.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เอาท์พุท

4.2 ผลการทดลองวงจรมายแบนด์กว้าง (Wide Band Amplifier)

สัญญาณที่รับได้ทางภาครับมีระดับสัญญาณต่ำมากเนื่องจากเกิดการลดทอนจากการเดินทางผ่านอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอเพื่อที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปโดยใช้ IC เบอร์ NLB-310 มีผลการทดลองดังนี้

ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต -20 dBm ได้ผลตามตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.3 ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมายแบนด์กว้าง

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dBm)
100	15	1600	12
200	15	1700	12
300	15	1800	12
400	15	1900	11
500	15	2000	11
600	15	2100	11
700	15	2200	10
800	14	2300	10
900	14	2400	10
1100	13	2500	10
1200	13	2600	9
1300	12	2700	9
1400	12	2800	9
1500	12	2900	9



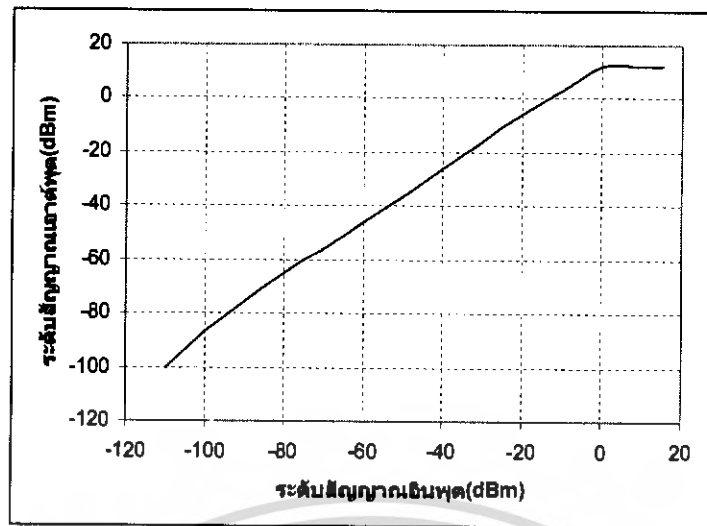
รูปที่ 4.5 กราฟผลตอบสองทางความถี่ของวงจรรขยายแบนด์กว้าง

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต wide band

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
15	12.21
10	12.3
0	12
-10	3.3
-20	-6
-30	-16
-40	-26
-50	-36
-60	-46
-70	-56
-80	-65
-90	-76
-100	-86.5
-110	-100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

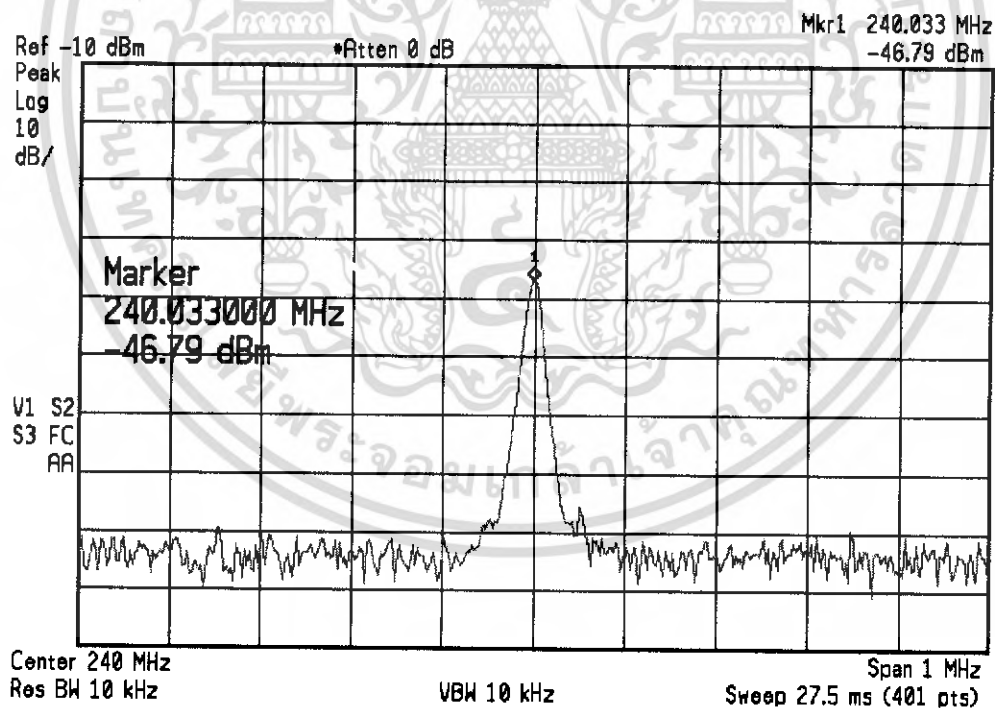


รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์แบบกว้าง

4.3 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์วงจรที่ 1 ทำหน้าที่ลดความถี่ที่รับมาให้เป็นความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ (ความถี่กลาง) จะได้ผลการทดลองดังนี้

Agilent 00:06:59 Jan 23, 2006

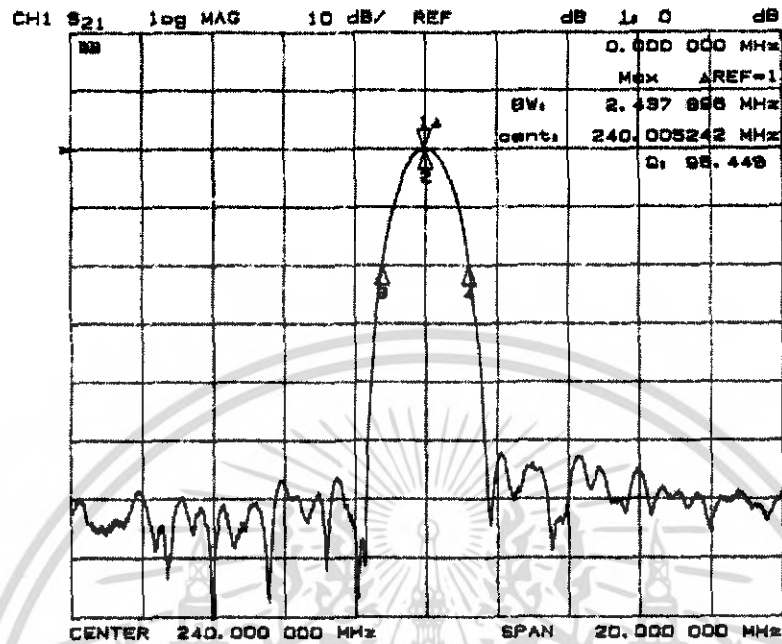


รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ (Saw Filter) 240 เมกะเฮิรตซ์ได้ผลการทดลองดังรูป



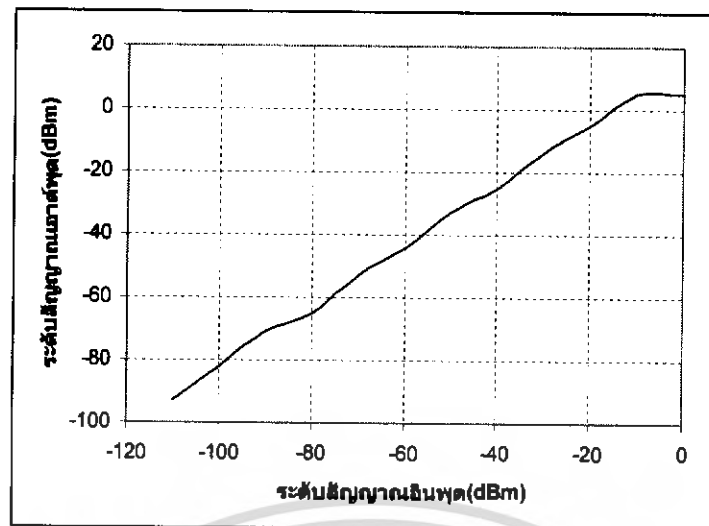
รูปที่ 4.8 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์

4.5 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 240เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 240MHz)

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 240เมกะเฮิรตซ์ ตารางที่ 4.3 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต 240เมกะเฮิรตซ์

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
0	5
-10	5
-20	-5
-30	-14
-40	-25
-50	-33
-60	-44
-70	-53
-80	-65
-90	-71
-100	-82
-110	-93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ ความถี่กลาง ที่ 240 เมกะเฮิรตซ์

4.6 ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 250.7 เมกะเฮิรตซ์ (250.7 MHz Phase Lock Loop Frequency Synchronizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน ผลการทดลองในวงจรต่างประกอบด้วย

4.6.1 ผลการทดลองวงจรกำเนิดความถี่แบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage controlled Oscillator: VCO)

4.6.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.6.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 250.7 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตัลอสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect: LD)

- สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control)

4.6.4 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

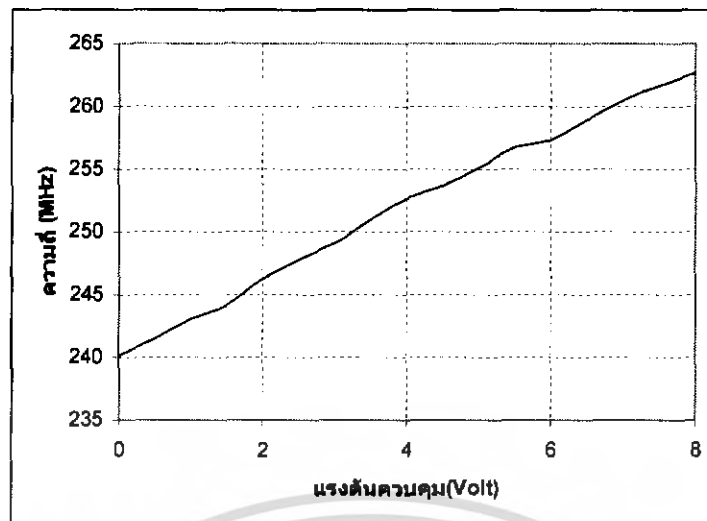
4.6.1 ผลการทดลองวงจรกำเนิดความถี่แบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage controlled Oscillator: VCO)

ผลการทดลองอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป

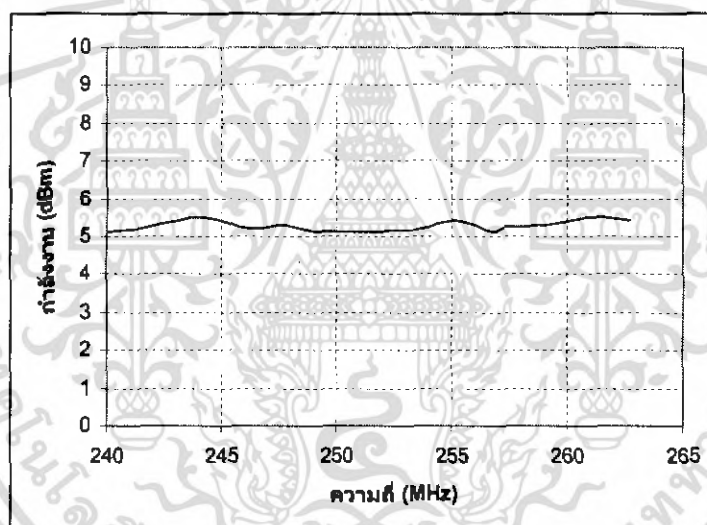
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

แรงดันควบคุม(Volt)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
0	240.10	5.12
0.5	241.56	5.23
1	243.10	5.42
1.5	244.27	5.51
2	246.23	5.21
2.5	247.81	5.31
3	249.12	5.14
3.5	251.07	5.12
4	252.71	5.15
4.5	253.70	5.23
5	255.12	5.41
5.5	256.82	5.13
6	257.31	5.25
6.5	259.01	5.31
7	260.53	5.46
7.5	261.61	5.51
8	262.72	5.41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



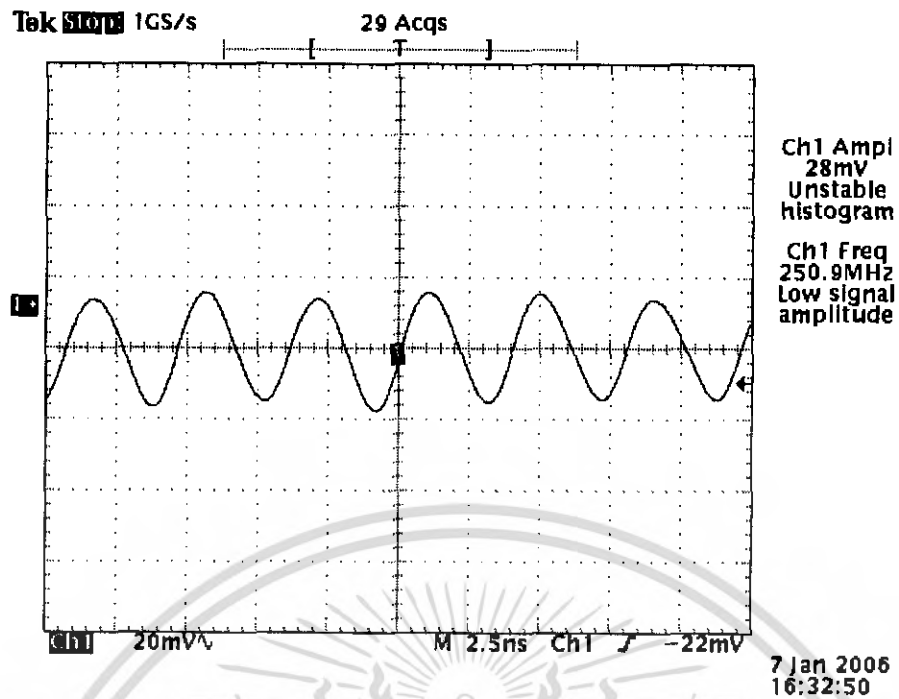
รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

4.6.2 ผลการทดลองวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC 12032 ทำการหารความถี่ 64/65 โดยอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าและเอาต์พุตที่ได้จากวงจรจะถูกส่งไปให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ใน MC 145152-2 ได้ผลการทดลองดังรูป



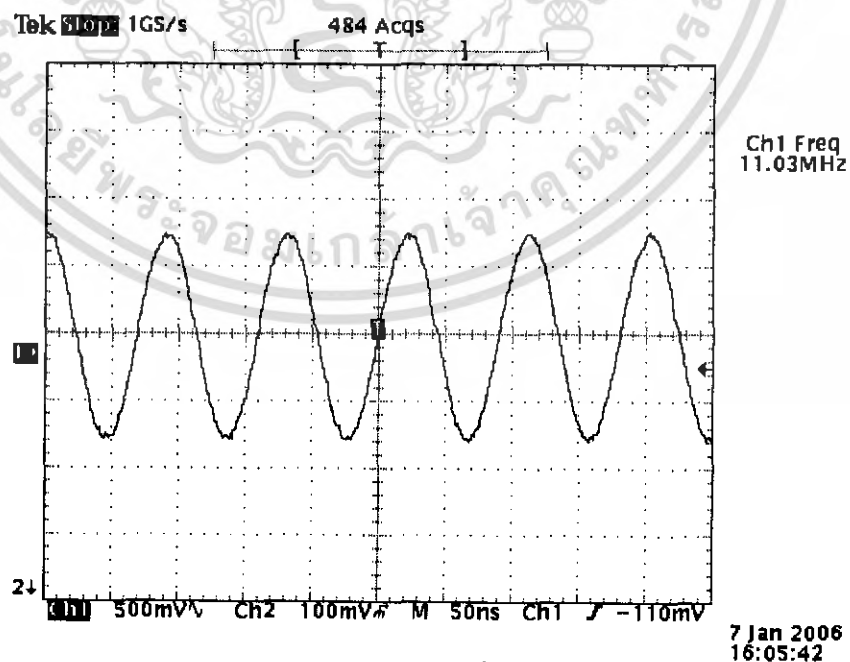
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรฟรีสเกลเลอร์

4.6.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูล์ป 250.7 เมกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูล์ปที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์ ใช้ IC MC145152-2 ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ โดยเมื่อทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 11.0592 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบกับเอาต์พุตที่ได้จาก

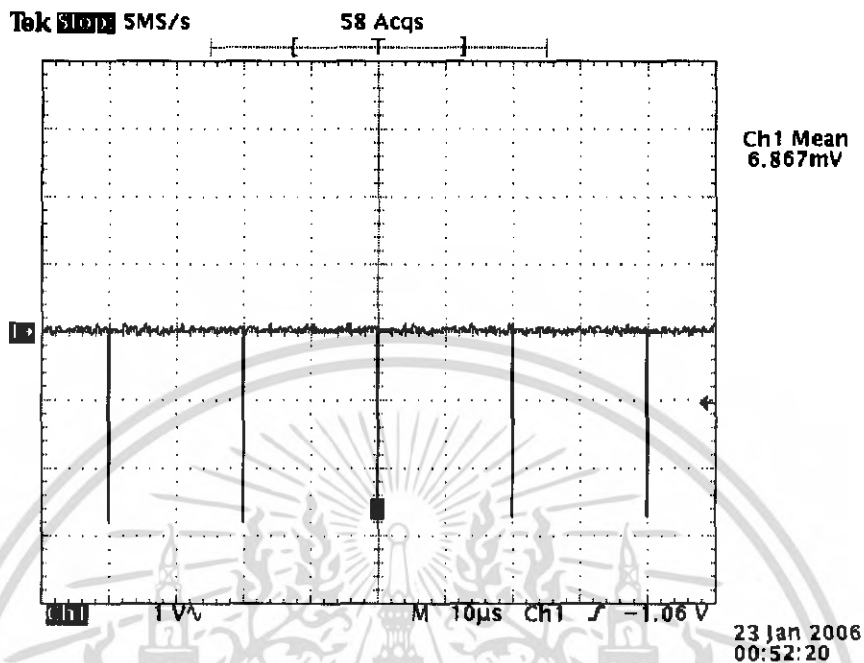


รูปที่ 4.13 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 11.0592 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect: LD)

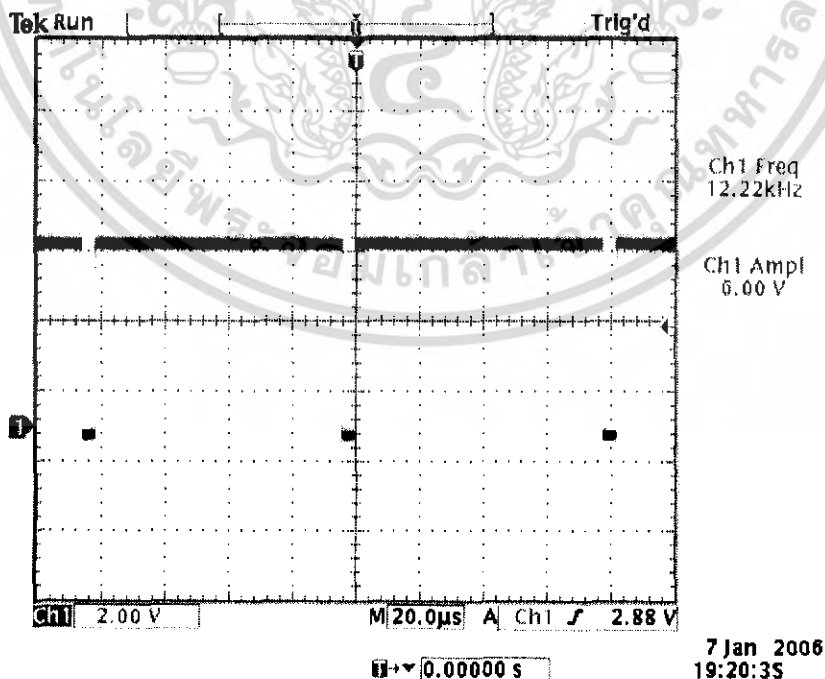
หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้วสัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทกขาที่ 28 ของ MC 145152-2 จะได้ดังรูป



รูปที่ 4.14 รูปสัญญาณที่ได้จากขาที่ 28 ของ MC 145152-2

- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control)

สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ควบคุมการหารของพรีสเกลเลอร์โดยดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหาที่ขา A0-A5 และ N0-N9 และสัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูป



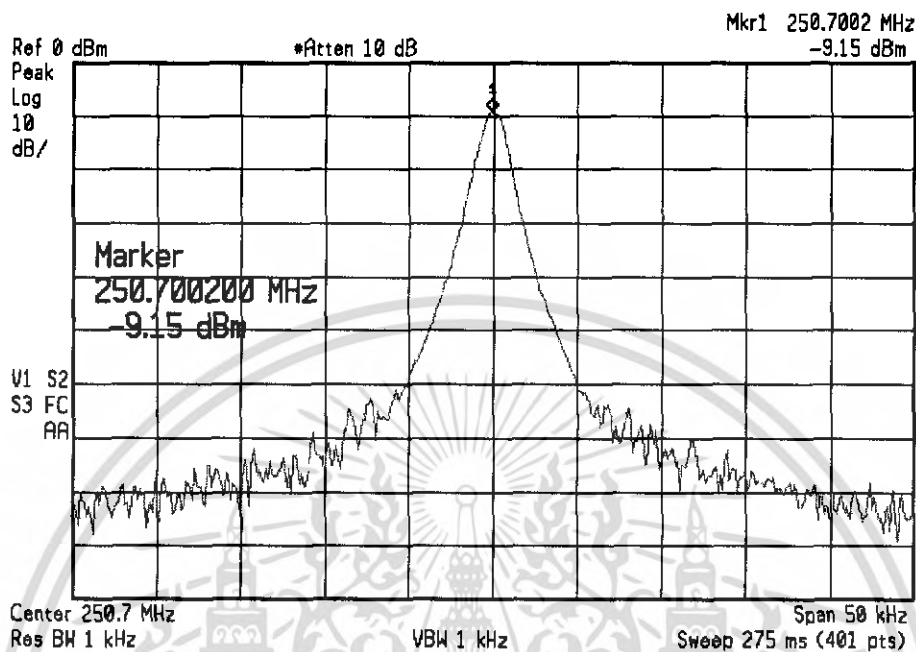
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากขา ที่ 9 ของ MC 145152-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.4 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

สเปกตรัมของสัญญาณ ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลการวัดจากสเปกตรัมดังรูป

* Agilent 23:48:03 Jan 22, 2006

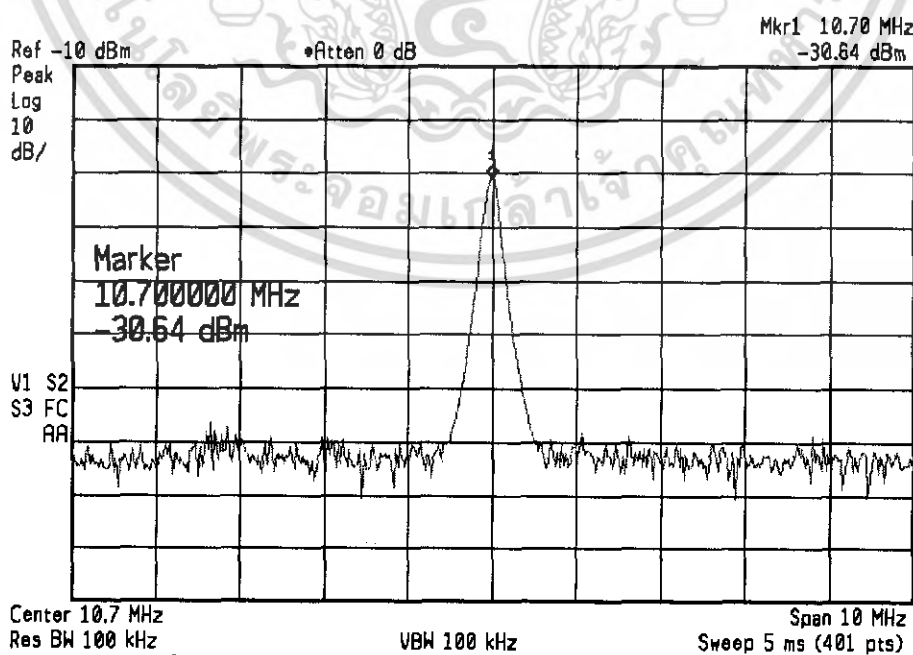


รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณวงจรรสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

4.7 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์วงจรที่ 2 ทำหน้าที่ลดความถี่ที่รับมาให้เป็นความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์(ความถี่กลาง) จะได้ผลการทดลองดังนี้

* Agilent 00:08:44 Jan 23, 2006



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์

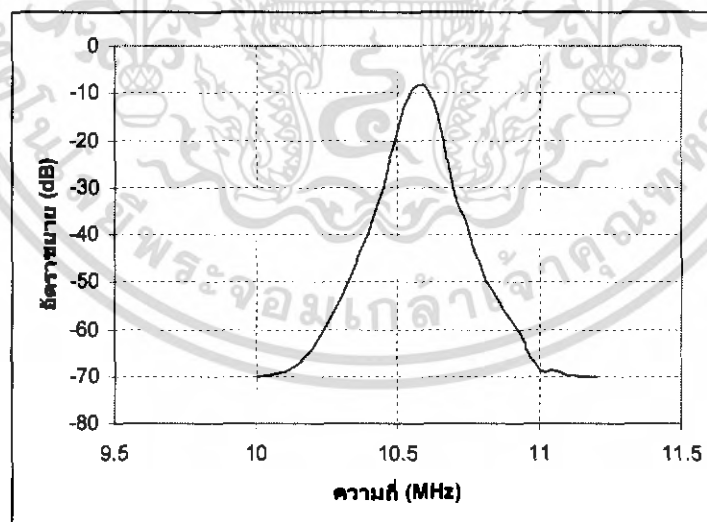
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ (Ceramic Filter) 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ได้ผลการทดลองดังรูป

ตารางที่ 4.5 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
10.00	-70.10	10.60	-8.75
10.05	-69.70	10.65	-17.11
10.10	-68.90	10.70	-30.36
10.15	-67.30	10.75	-38.39
10.20	-64.20	10.80	-47.72
10.25	-59.10	10.85	-53.26
10.30	-53.50	10.95	-62.83
10.35	-46.70	10.95	-63.9
10.40	-39.60	11.00	-68.6
10.45	-30.30	11.05	-68.7
10.50	-18.59	11.10	-69.8
10.55	-9.07	11.20	-70



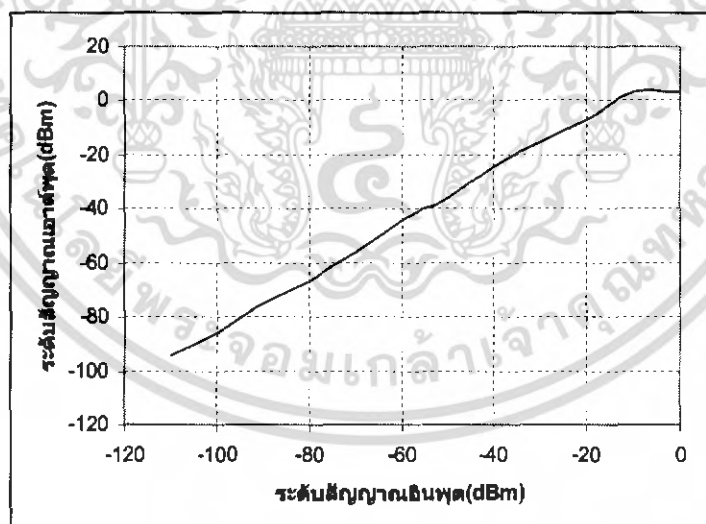
รูปที่ 4.18 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7MHz)

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ตารางที่ 4.6 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
0	3
-10	3
-20	-7
-30	-15
-40	-24
-50	-36
-60	-44
-70	-56
-80	-67
-90	-75
-100	-86
-110	-94



รูปที่ 4.19 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 240เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

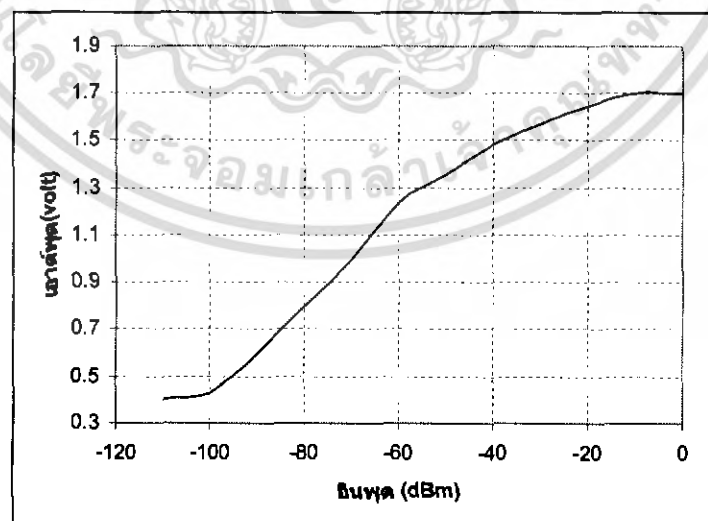
4.10 ผลการทดลองวงจรวัดความแรงสัญญาณ (Field Strength Meter)

วงจรนี้จะทำการวัดความแรงของสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และแสดงออกมาในรูปแบบของสัญญาณไฟตรง โดยใช้ IC SA 636 ได้ผลการทดลองดังนี้

ตารางที่ 4.7 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับของสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต

อินพุต (dBm)	เอาต์พุต(volt)
0	1.7
-10	1.7
-20	1.65
-30	1.57
-40	1.48
-50	1.36
-60	1.24
-70	1
-80	0.8
-90	0.6
-100	0.43
-110	0.4

เมื่อนำค่าจากตารางไปพล็อตลงบนกราฟเพื่อทำการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่ากราฟมีลักษณะเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.20 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวัดความแรงสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

ตารางที่ 4.8 ตารางเปรียบเทียบอินพุตที่มีค่าเป็นแรงดันกับเอาต์พุตที่ได้ค่าเป็นดิจิตอล

ระดับ โวลต์แดง	ค่าที่ได้จาก ADC0804
0.0	00000000
0.2	00000101
0.4	00010100
0.6	00011100
0.8	00100100
1.0	00100100
1.2	00111100
1.4	01010101
1.6	01010100
1.8	01011110
2.0	01100100
2.2	01101111
2.4	01111100
2.6	10000100
2.8	10001100
3.0	10011100
3.2	10100110
3.4	10101101
3.6	10110111
3.8	11000100
4.0	11001110
4.2	11010110
4.4	11100100
4.6	11101110
4.8	11110111
5.0	11111111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.12 ผลการทดลองวงจรขั้วสเต็ปป์จีมอเตอร์แบบฟูลสเต็ป 1 เฟส

จะได้ผลการทดลองดังนี้

ตารางที่ 4.9 ตารางแสดงเฟสของสเต็ปมอเตอร์

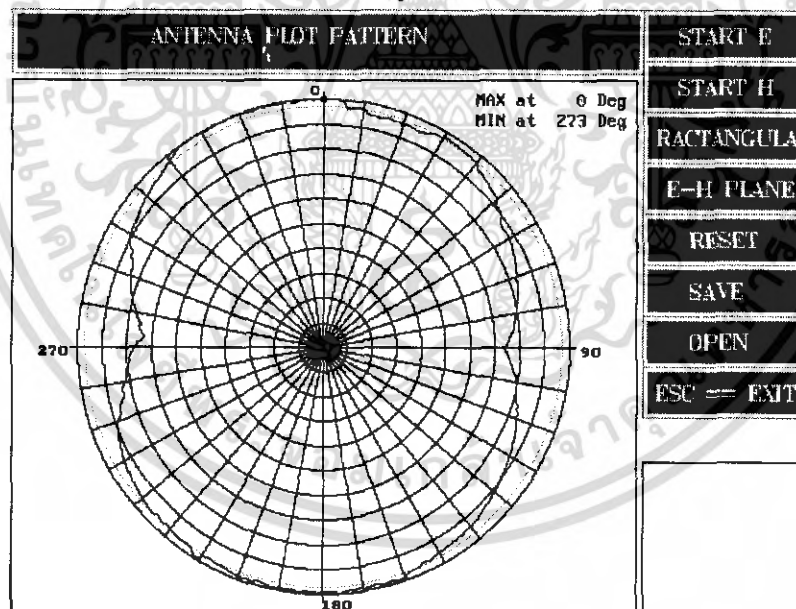
สเต็ปที่	เฟสที่1	เฟสที่2	เฟสที่3	เฟสที่4
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	0
4	0	0	0	1

“1” แทนระดับแรงดันไฟ 12 โวลต์

“0” แทนระดับแรงดันไฟ 0 โวลต์

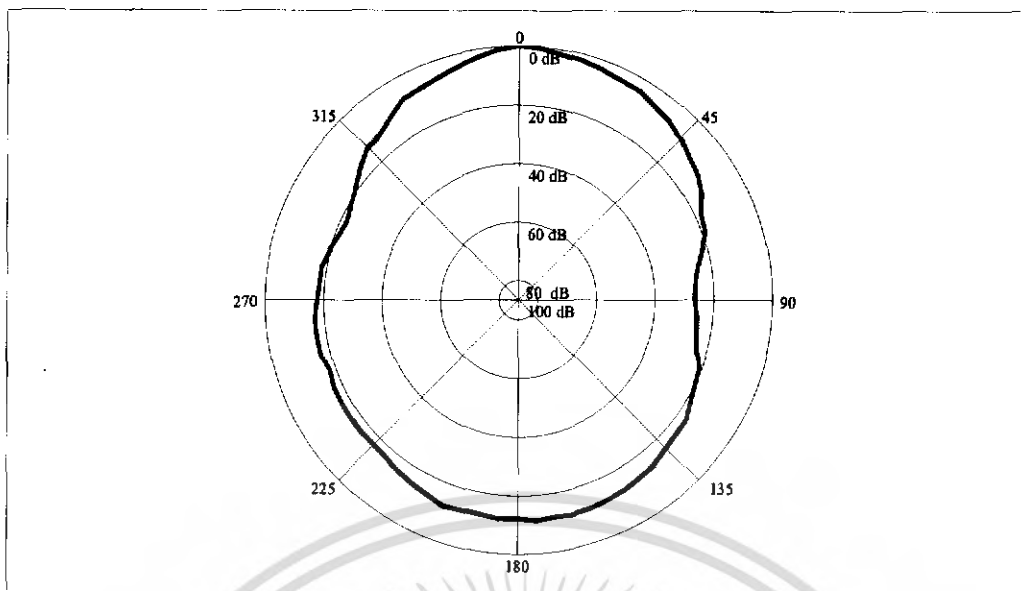
4.13 ผลการทดลองเมื่อทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ทดสอบโดยนำสายอากาศตัวเดียวกันวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากชิ้นงานที่ได้ออกแบบ และ Network Analyzer เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ดังรูป

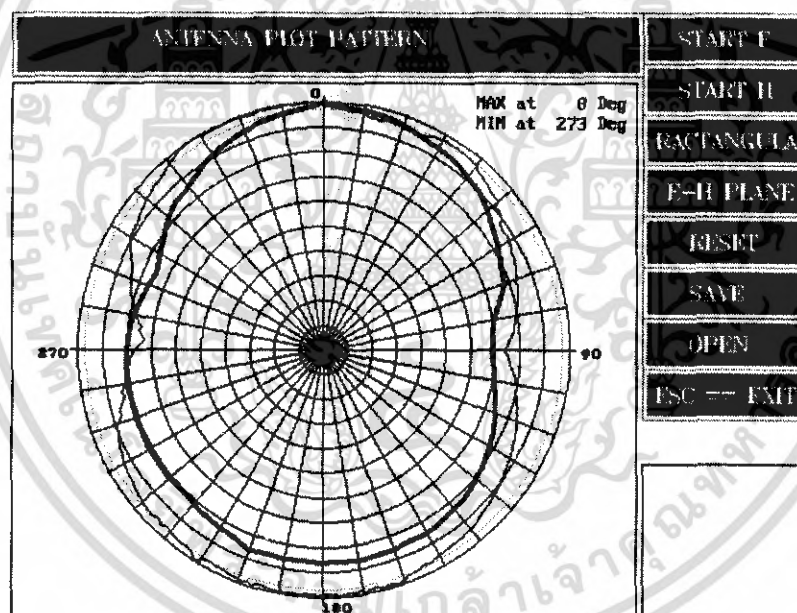


รูปที่ 2.21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากโปรแกรม (E-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

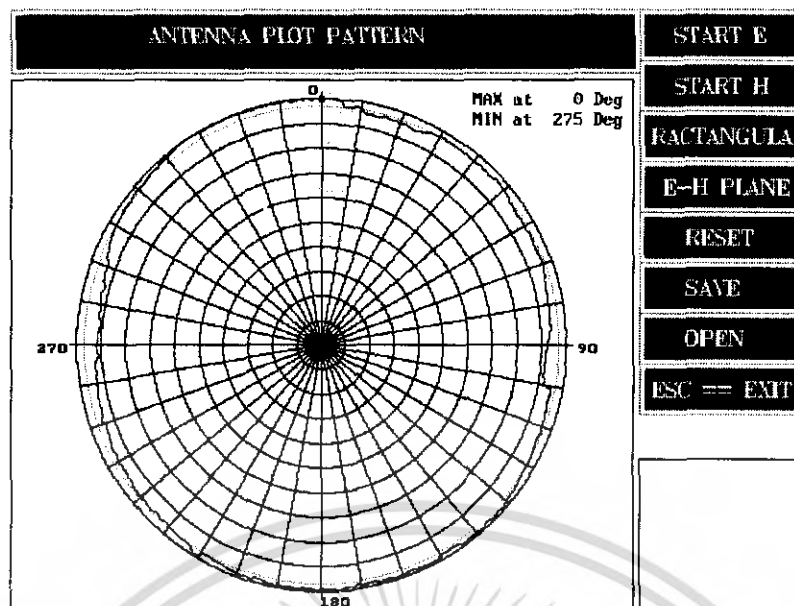


รูปที่ 2.22 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดค่าโดย Network Analyzer (E-plane)

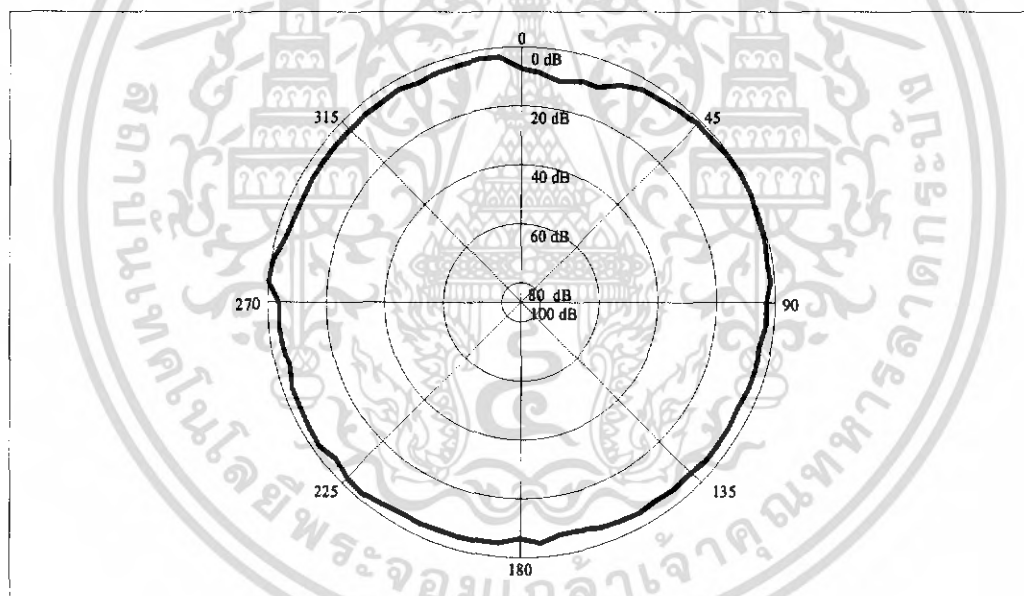


รูปที่ 2.23 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทำการเปรียบเทียบ (E-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

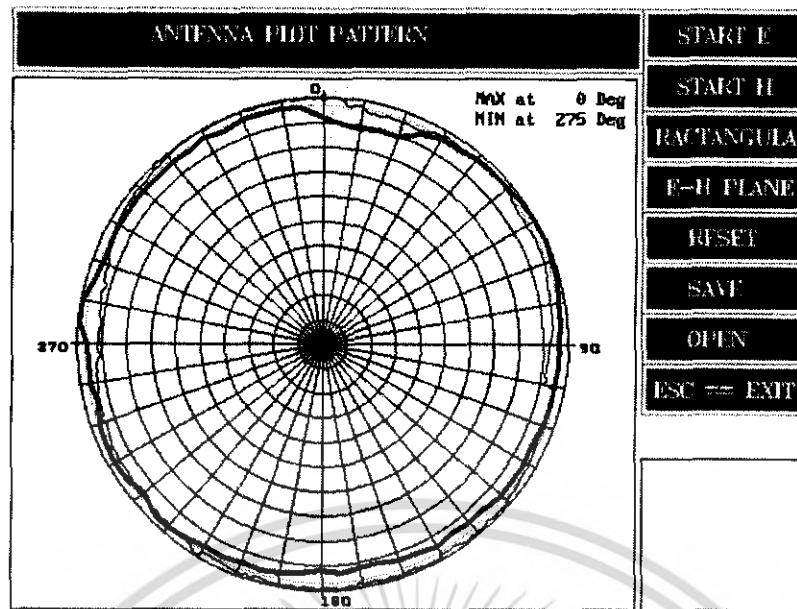


รูปที่ 2.24 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากโปรแกรม (H-plane)



รูปที่ 2.25 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดค่าโดย Network Analyzer (H-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทำการเปรียบเทียบ (H-plane)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากที่ผ่านมาเราได้ทำการออกแบบ และสร้างวงจรโดยอาศัยทฤษฎีในบทที่ 2 ในการวิเคราะห์วงจร จากนั้นจึงทำการเก็บผลจากวงจรจริงที่ได้ทำการสร้างขึ้น ซึ่งพบว่ามีปัญหาและความไม่สมบูรณ์เกิดขึ้นหลายประการ ทั้งนี้ทั้งนั้นก็ด้วยสาเหตุหลายประการ ซึ่งการแก้ไขอาจทำได้ดังนี้

- ปัญหาที่พบ

➢ พบว่าส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้น สัญญาณรบกวนในตัวมันเองมีเกิดขึ้นมาก จำเป็นต้องทำให้ลดลงมากที่สุด เพื่อสัญญาณที่รับมาจะได้มีความถูกต้องมากขึ้น

➢ เกิดการสูญเสียของสัญญาณในสายส่งภายในวงจร

➢ ขดลวดซึ่งไม่สามารถพันให้ได้ค่าตามต้องการได้เนื่องจากไม่สามารถวัดค่าได้

ถูกต้อง เพราะขาดอุปกรณ์ที่เที่ยงตรง

➢ วงจรกรองความถี่สามารถกรองความถี่ได้ตามต้องการ แต่เกิดการลดทอนและมีแบนด์วิทไม่ตรงตามการคำนวณ

➢ เกิดการรบกวนกันเองภายในวงจรระหว่างความถี่ต่ำและความถี่สูง

➢ เกิดการคลาดเคลื่อนระหว่างเฟืองทดกับเฟืองของสเต็ปมอเตอร์

➢ เกิดความถี่เงาขึ้นในระบบ

- แนวทางแก้ไขและพัฒนา

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้น สัญญาณรบกวนภายในยังมีอีกมาก จึงต้องทำให้ลดลงให้มากที่สุด โดยมีแนวทางแก้ไขดังนี้

● ทำการแยกวงจรในแต่ละส่วนออกจากกัน แล้วทำการชิลด์ให้มิดชิด เพื่อไม่ให้มีสัญญาณหลุดออกไปรบกวนวงจรอื่น

● ทำการชิลด์ขดลวดเหนี่ยวนำ เนื่องจากขดลวดอาจประพุดิตัวเป็นสายอากาศได้ เกิดสัญญาณรบกวนกันเองของคลื่น

● ทำการลากสายสัญญาณ ด้วยสัญญาณความถี่สูงทุกเส้น เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณความถี่สูง

● การแก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวนในวงจรทั้งหมดนั้นเป็นเรื่องที่ละเอียดอ่อน วิธีแก้ไขมีอยู่หลายวิธีได้แก่ การกราวนด์ (Grounding) การชิลด์ (Shielding) เป็นต้น

● ในส่วนของวงจรกรองนั้น จากปัญหาข้างต้น การแก้ไขจะทำโดยพยายามให้อุปกรณ์ ที่มีค่าคุณสมบัติใกล้เคียง กับค่าที่คำนวณมากที่สุด

● ความถี่เงา สามารถลดได้ 2 วิธี โดย

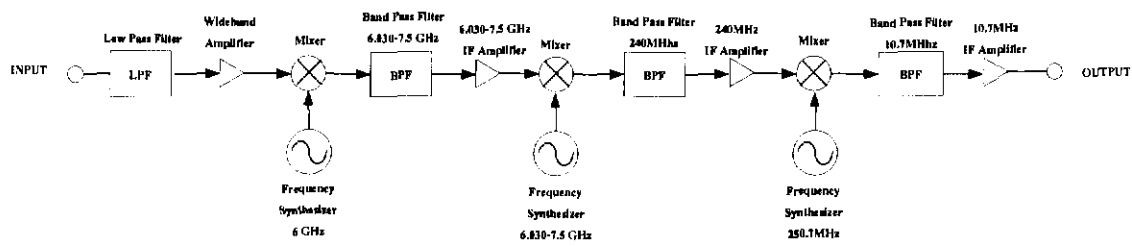
1. ทำการอัปคอนเวอร์เตอร์ความถี่ที่รับเข้ามาให้สูงกว่าช่องความถี่ที่รับมาจาก

$$f_{image} = f_r + 2IF \quad \text{เมื่อ } IF = 240 \text{ MHz, } f_r \text{ ที่มากที่สุด} = 2.5 \text{ GHz}$$

$$\text{ดังนั้น } f_{image} = 2.5 \text{ GHz} + (2 \times 240 \text{ MHz}) = 2.98 \text{ GHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าเมื่อทำการอัปเดตคอนเวอร์เตอร์แล้วความถี่จะหายไปแต่ตัวเครื่องรับจะมีความซับซ้อนมากขึ้น



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรเลือกความถี่เพื่อแก้ไขความถี่

2. นำระบบทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นไปทดสอบภายในห้อง chamber จะสามารถลดความถี่ที่เข้ามารบกวนได้มากและช่วยลดความถี่เงาได้

- สรุปผลการทดลอง

จากการศึกษาทฤษฎีและทดลองสร้างเครื่องวัดแพทเทิร์น วัด 0-360 องศา และได้ทำการเขียนโปรแกรมพล็อตแพทเทิร์นของสายอากาศโดยใช้ภาษาซีซึ่งสามารถลงบนวินโดวส์ได้และมีความสะดวกในการใช้ ได้ได้ผลออกมาเป็นกราฟวงกลมและกราฟ Rectangular ได้อย่างสวยงาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. JIA-SHEN G. HONG and M.J. LANCASTER. “**Microstrip filter for RF /Microwave Application**”, Canada: A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION, 2001
2. SAMUEL Y. LIAO. “**Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design**”, UNITED STATES: PRENTICE-HALL INTERNATIONAL INC., 1987
3. CONSTANTINE A. BALANIS. “**Antenna theory analysis and design**”, NEW YORK: A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION, 1988



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

```

#include<dos.h>
#include<conio.h>
#include<stdio.h>
#include<graphics.h>
#include<stdlib.h>
#include<math.h>
#include<math1.h>
#include<graph.h>

#define xxmin -2
#define xxmax 2
#define yymin -2
#define ymax 2
#define zzmin -2
#define zzmax 2
#define res 200
#define a 2.24
#define b 0.43
#define c -0.65
#define d -2.43
#define e 1.00

int x,y,button;
int port=0;
int st=50,stp=51;
unsigned int degreeE[360],degreeH[360];

void button(int x1,int y1,int x2,int y2,int status,char *name);
void set_graphic(void);
void key(void);
void windows(void);
void windows1(void);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void circle_graphs(void);
int check_buttom(void);
void initial_mouse(void);
void check_mouse(void);
void startE(void);
void startH(void);
void rectang(void);
void E_H_plane(void);
void sounds(void);
int read_port(void);
void send_port(unsigned int data);
void initial_port(void);
void dialog(int x1,int y1,int x2,int y2,char mes1[50],char mes2[50]);

main()
{
    clrscr();
    set_graphic();
    windows();
    initial_mouse();
    for(;;)
    {
        check_buttom();
    }
}

void buttom(int x1,int y1,int x2,int y2,int status,char *name)
{
    if(status)
    {
        setcolor(LIGHTBLUE);
        line(x1,y1,x2,y1);
        line(x1,y1,x1,y2);
        setfillstyle(SOLID_FILL,BLUE);
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        bar(x1+4,y1+4,x2-4,y2-4);
        setcolor(LIGHTBLUE);
        line(x2,y1,x2,y2);
        line(x1,y2,x2,y2);
        setcolor(BLACK);
        settextstyle(TRIPLEX_FONT,HORIZ_DIR,1);
        outtextxy(x1+10,y1+10,name);
    }
else
{
    setcolor(LIGHTBLUE);
    line(x1,y1,x2,y1);
    line(x1,y1,x1,y2);
    setfillstyle(SOLID_FILL,CYAN);
    bar(x1+4,y1+4,x2-4,y2-4);
    setcolor(LIGHTBLUE);
    line(x2,y1,x2,y2);
    line(x1,y2,x2,y2);
    setcolor(BLACK);
    settextstyle(TRIPLEX_FONT,HORIZ_DIR,1);
    outtextxy(x1+10,y1+10,name);
}
}

void set_graphic(void)
{
    int gmode,gdriver=DETECT;
    initgraph(&gdriver,&gmode,"");
}

void key(void)
{
    button(500,0,630,40,0," START E");
    button(500,40,630,80,0," START H");
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        buttom(500,80,630,120,0,"RACTANGULA");
        buttom(500,120,630,160,0," E-H PLANE");
        buttom(500,160,630,200,0," PRINT");
        buttom(500,200,630,240,0," RESET");
        buttom(500,240,630,280,0,"ESC == EXIT");
    }

void windows(void)
{
    buttom(0,0,500,50,0," ANTENNA PLOT PATTERN");
    key();
    setcolor(WHITE);
    rectangle(0,55,495,475);
    rectangle(500,355,630,475);
    circle_graphs();
}

void windows1(void)
{
    buttom(0,0,500,50,0," ANTENNA PLOT PATTERN");
    key();
    setcolor(WHITE);
    rectangle(25,55,495,450);
    rectangle(500,355,630,475);
}

void circle_graphs(void)
{
    int center_x=247,center_y=265,R=195;
    int angle[36],i,j=10;
    float point_x[36],point_y[36],phi=3.14/180;
    for(i=0;i<36;i++)
    {
        angle[i]=j;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        point_x[i]=R*cos(angle[i]*phi);
        point_y[i]=-R*sin(angle[i]*phi);
        j=j+10;
    }

    setcolor(WHITE);
    circle(center_x,center_y,R);
    setcolor(RED);
    circle(center_x,center_y,R*9.7/10);
    setcolor(WHITE);
    circle(center_x,center_y,R*1/10);
    circle(center_x,center_y,R*2/10);
    circle(center_x,center_y,R*3/10);
    circle(center_x,center_y,R*4/10);
    circle(center_x,center_y,R*5/10);
    circle(center_x,center_y,R*6/10);
    circle(center_x,center_y,R*7/10);
    circle(center_x,center_y,R*8/10);
    circle(center_x,center_y,R*9/10);
    line(center_x,center_y+R+5,center_x,center_y-R-5);
    line(center_x+R+5,center_y,center_x-R-5,center_y);
    for(i=0;i<36;i++)
    {
        switch(angle[i])
        {
            case 0:break;
            case 90:break;
            case 180:break;
            case 270:break;
            case 360:break;
            default:
                line(center_x,center_y,point_x[i]+center_x,point_y[i]+center_y);
        }
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

settextstyle(DEFAULT_FONT,HORIZ_DIR,1);
outtextxy(center_x-10,center_y-R-10,"0");
outtextxy(center_x+R+10,center_y,"90");
outtextxy(center_x,center_y+R+5,"180");
outtextxy(center_x-R-30,center_y,"270");
setcolor(BLUE);
outtextxy(center_x+5,center_y-R-10,"0dB");
outtextxy(center_x-5,center_y+R+9,"-3dB");
outtextxy(center_x-5,center_y-(R*8/10)-8,"-10");
outtextxy(center_x-5,center_y-(R*6/10)-10,"-20");
outtextxy(center_x-5,center_y-(R*4/10)-10,"-30");
}
int check_button(void)
{
int code;
union REGS r;
r.x.ax=0x03;
int86(0x33,&r,&r);
button=r.x.bx&3;
x=r.x.cx;
y=r.x.dx;
r.h.ah=0x0c;
int86(0x21,&r,&r);
code=inport(0x60)&255;
if(x>500&&x<630)
{
if(y>0&&y<40)
{
if(button&1)
code=59;
}
if(y>40&&y<80)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    {
        if(button&1)
            code=60;
    }
    if(y>80&&y<120)
    {
        if(button&1)
            code=61;
    }
    if(y>120&&y<160)
    {
        if(button&1)
            code=62;
    }
    if(y>160&&y<200)
    {
        if(button&1)
            code=63;
    }
    if(y>200&&y<240)
    {
        if(button&1)
            code=64;
    }
    if(y>240&&y<280)
    {
        if(button&1)
            code=1;
    }
}
switch(codc)
{
    case 59:
        buttom(500,0,630,40,1," START E");

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(100);
button(500,0,630,40,0," START E");
startE();
break;

case 60:
button(500,40,630,80,1," START H");
delay(100);
button(500,40,630,80,0," START H");
startH();
break;

case 61:
button(500,80,630,120,1,"RACTANGULA");
delay(100);
button(500,80,630,120,0,"RACTANGULA");
rectang();
break;

case 62:
button(500,120,630,160,1," E-H PLANE");
delay(100);
button(500,120,630,160,0," E-H PLANE");
E_H_plane();
break;

case 63:
button(500,160,630,200,1," PRINT");
delay(100);
button(500,160,630,200,0," PRINT");
break;

case 64:
button(500,200,630,240,1," RESET");

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        delay(100);

        buttom(500,200,630,240,0," RESET");

        main();

        break;

    case I:

        buttom(500,240,630,280,1,"ESC == EXIT");

        delay(100);

        buttom(500,240,630,280,0,"ESC == EXIT");

        exit(0);

    default:

        return(0);

    }

}

void initial_mouse(void)
{
    union REGS reg;
    reg.x.ax=0x00;
    int86(0x33,&reg,&reg);
    reg.x.ax=0x01;
    int86(0x33,&reg,&reg);
}

void startE(void)
{
    float xx,yy,xxx,yyy,xxxx,yyyy,phi=3.14/180;
    int center_x=247,center_y=265,R=195;
    int i=0,j,t=49;
    sounds();
    delay(10000);
    initial_port();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(j=0;j<1;j++)
delay(10000);

outport(0x3f8,t);

dialog(75,200,425,300,"CHECKING HARDWARE FEW MINUTE","");

j=read_port();
gotoxy(64,24);
printf("DATAHACK is %x\n",j);

if(j==49)
{
    dialog(75,200,425,300,"HARDWARE OK","");
}
else
{
    dialog(75,200,425,300,"HARDWARE ERROR","");
    getch();
    main();
}
getch();

clrscr();
set_graphic();
windows();
initial_mouse();
outport(0x3f8,st);

degreeE[0]=read_port();
xxxx=R*(float)degreeE[0]/255*sin(i*phi)+center_x;
yyyy=-R*(float)degreeE[0]/255*cos(i*phi)+center_y;
xx=xxxx;
yy=yyyy;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(500);
for(i=0;i<=359;i++)
{
    send_port(st);
    for(j=0;j<10;j++)
    delay(10000);

    degreeE[i]=read_port();

    gotoxy(64,25);
    printf("Data is %x",degreeE[i]);

    gotoxy(64,25);
    printf("Degree%2d:%4u",i,degreeE[i]);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_RED);
    /* bar(550,400,550+degreeE[i]*110/255,78); */
    if(degreeE[i]==0)
    {
        xx=center_x;
        yy=center_y;
        goto tt;
    }
    xxx=R*(float)degreeE[i]/255*sin(i*phi)+center_x;
    yyy=-R*(float)degreeE[i]/255*cos(i*phi)+center_y;
    tt:
    putpixel(xx,yy,6);
    line(xx,yy,xxx,yyy);
    xx=xxx;
    yy=yyy;
    delay(1000);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
    /* bar(550,400,550+degreeE[i]*110/255,78); */
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }
    line(xxxx,yyyy,xx,yy);
    outport(0x3f8,stp);
    check_button();
}

void startH()
{
    float xx,yy,xxx,yyy,xxxx,yyyy,phi=3.14/180;
    int center_x=247,center_y=265,R=195;
    int i=0,j,t=49;

    sounds();
    delay(10000);
    initial_port();
    for(j=0;j<1;j++)
    delay(10000);

    outport(0x3f8,i);

    dialog(75,200,425,300,"CHECKING HARDWARE FEW MINUTE","");

    j=read_port();
    gotoxy(64,24);
    printf("DATAHACK is %x\n",j);

    if(j==49)
    {
        dialog(75,200,425,300,"HARDWARE OK","");
    }
    else
    {
        dialog(75,200,425,300,"HARDWARE ERROR","");
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    getch();
    main();

}
getch();

clrscr();
set_graphic();
windows();
initial_mouse();
outport(0x3f8,st);

degreeH[0]=read_port();
xxxx=R*(float)degreeH[0]/255*sin(i*phi)+center_x;
yyyy=R*(float)degreeH[0]/255*cos(i*phi)+center_y;
xx=xxxx;
yy=yyyy;
delay(500);
for(i=0;i<=359;i++)
{
    outport(0x3f8,st);
    for(j=0;j<=10;j++)
        delay(10000);
    degreeH[i]=read_port();

    gotoxy(64,25);
    printf("Data is %x",degreeH[i]);

    gotoxy(64,25);
    printf("Degree%2d:%4u",i,degreeH[i]);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_RED);
    /* bar(550,400,550+degreeH[i]*110/255,78); */

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        if(degreeH[i]==0)
        {
            xx=center_x;
            yy=center_y;

            goto tt;
        }
        xxx=R*(float)degreeH[i]/255*sin(i*phi)+center_x;
        yyy=R*(float)degreeH[i]/255*sin(i*phi)+center_y;
        tt:
        putpixel(xx,yy,6);
        line(xx,yy,xxx,yyy);
        xx=xxx;
        yy=yyy;
        delay(1000);
        setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
        /* bar(550,400,550+degreeH[i]*110/255,78); */
    }
    line(xxxx,yyyy,xx,yy);
    output(0x3f8,stp);
    check_buttom();
}

void rectang()
{
    int xx,yy,xxx,yyy,i;
    int xx1=25,xx2=495,yy1=55,yy2=450;

    sounds();
    delay(10000);
    clrscr();
    set_graphic();
    windows1();
    initial_mouse();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

line((xx1+(xx2*1/4)),yy1,(xx1+(xx2*1/4)),yy2);
line((xx1+(xx2-xx1)*2/4),yy1,(xx1+(xx2-xx1)*2/4),yy2);
line((xx1+(xx2-xx1)*3/4),yy1,(xx1+(xx2-xx1)*3/4),yy2);
line(xx1,(yy1+(yy2-yy1)*1/3),xx2,(yy1+(yy2-yy1)*1/3));
line(xx1,(yy1+(yy2-yy1)*2/3),xx2,(yy1+(yy2-yy1)*2/3));
settextstyle(DEFAULT_FONT,HORIZ_DIR,1);
outtextxy(xx1,yy2+4,"180");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*1/4)-11,yy2+4,"270");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*2/4)-3,yy2+4,"0");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*3/4)-7,yy2+4,"90");
outtextxy(xx2-19,yy2+4,"180");
outtextxy(xx1-9,yy1-3,"0");
outtextxy(xx1-23,yy1+(yy2-yy1)*1/3-3,"-10");
outtextxy(xx1-23,yy1+(yy2-yy1)*2/3-3,"-20");
outtextxy(xx1-23,yy1+(yy2-yy1)*3/3-3,"-30");
xxx=xx1+180;
yyy=yy2-((float)degreeE[0]/255)*(yy2-yy1);
for(i=0;i<=180;i++)
{
  xx=xx1+180+i;
  yy=yy2-((float)degreeE[i]/255)*(yy2-yy1);
  putpixel(xx,yy,EGA_RED);
  line(xx,yy,xxx,yyy);
  xxx=xx;
  yyy=yy;
}
xxx=xx1;
yyy=yy2-((float)degreeE[180]/255)*(yy2-yy1);
for(i=180;i<=359;i++)
{
  xx=xx1+i-180;
  yy=yy2-((float)degreeE[i]/255)*(yy2-yy1);
  putpixel(xx,yy,EGA_RED);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    line(xx,yy,xxx,yyy);
    xxx=xx;
    yyy=yy;
}
xx=xx1+180;
yy=yy2-((float)degreeE[0]/255)*(yy2-yy1);
line(xxx,yyy,xx,yy);
check_button();
}

```

```

void E_H_plane()
{
    int l,m;

    InitPerspective(false,0,0,500,500);
    InitPlotting(240,18);
    InitGraphics();
    PutAxisPalette(true);
    AxisAndPalette();
    m=270;
    for(l=360;l>0;l--) /* E - Plane */
        SphericalPlot3D(degreeE[l],l,m,107);
    m=0;
    for(l=360;l>0;l--) /* H - Plane */
        SphericalPlot3D(degreeH[l],l,m,34);

    ExitGraphics();
    main();
}

```

```

void sounds(void)
{
    sound(1000);
    delay(40);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        nosound();
    }

int read_port(void)
{
    union REGS r;
    r.h.ah=2;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
    return(r.h.al);
}

void initial_port(void)
{
    union REGS r;
    r.h.ah=0;
    r.h.al=227;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
}

void send_port(unsigned int data)
{
    union REGS r;
    r.h.ah=1;
    r.h.al=data;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
}

void dialog(int x1,int y1,int x2,int y2,char mes1[50],char mes2[50])
{
    setfillstyle(SOLID_FILL,RED);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

setlinestyle(0,0,1);
bar(x1,y1,x2,y2);
setcolor(EGA_WHITE);
rectangle(x1+15,y1+10,x2-15,y2-10);
setcolor(EGA_YELLOW);
setttextjustify(CENTER_TEXT, TOP_TEXT);
setusercharsize(3,5,2,5);
setttextstyle(1,0,USER_CHAR_SIZE);
outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y1+22,mes1);
setcolor(EGA_WHITE);
outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y1+46,mes2);
setcolor(EGA_BLUE);
setttextstyle(0,0,1);
outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y2-26,"PRESS PUSE ANY KEY TO CONTINOUE");
setttextjustify(LEFT_TEXT, TOP_TEXT);
getch();
}

```

2. โปรแกรมรับคำสั่งจาก PC และควบคุมสเต็ปมอเตอร์

```

ORG      0000H
MOV      TMOD,#20H
MOV      TH1,#0FDH
MOV      SCON,#050H
SETB    TR1
MOV      P1,#11111111B
MOV      P0,#00000000B
MOV      P2,#00000000B
MOV      R0,#00010001B
MOV      R1,#00000000B

```

MAIN: LCALL CHECK

RXD: LCALL RX

CJNE A,#32H,ERROR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        LCALL MOTOR
        ACALL DELAY_100ms
        ACALL ADC
        ACALL DELAY_100ms
        LCALL TX
        AJMP  RXD

MOTOR:  MOV      R5,#09H
        MOV      A,R0
LOOPM:  MOV      P0,A
        ACALL   DELAY_100ms
        RL      A
        DJNZ   R5,LOOPM
        MOV     R0,A
        RET

TX:     MOV      SBUF,A
        JNB    TI,$
        CLR    TI
        ACALL  DELAY_100ms
        RET

RX:     JNB    RI,$
        CLR    RI
        MOV    A,SBUF
        ACALL  DELAY_100ms
        RET

CHECK:  LCALL  RX
        CJNE  A,#31H,ERROR
        MOV   SBUF,A
        LCALL TX
        RET

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

ERROR:MOV      A,#11H
              LCALL TX
              AJMP  MAIN

```

```

ADC:  SETB  P2.5
      SETB  P2.6
      CLR   P2.6
      SETB  P2.6

```

```

LOOP: JB      P2.7,LOOP
      CLR     P2.5

```

```

MOV     R1,P1
SETB    P2.5
MOV     A,R1
RET

```

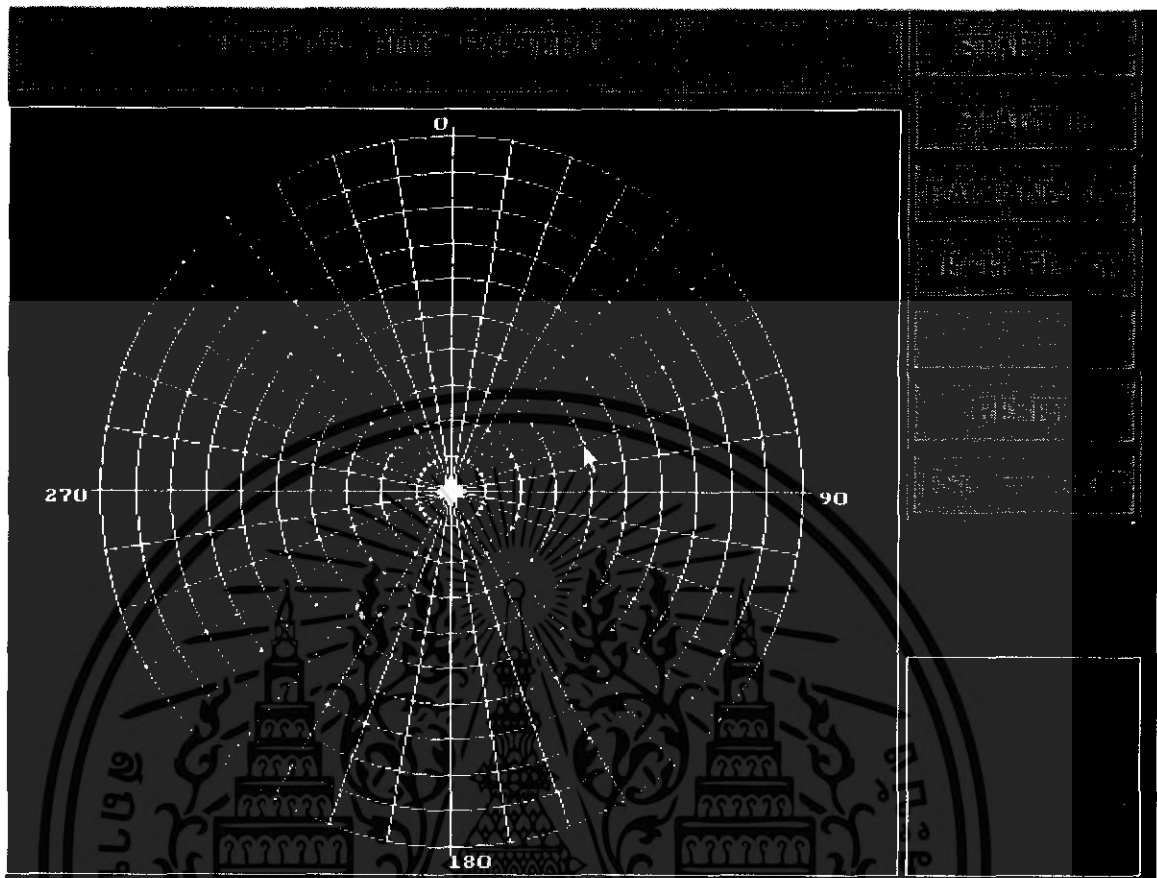
```

DELAY_100ms: MOV     R7,#100
DELAY_100ms_1: MOV    R6,#0E6H
DELAY_100ms_2: NOP
              NOP
              DJNZ  R6,DELAY_100ms_2
              DJNZ  R7,DELAY_100ms_1
              RET

```

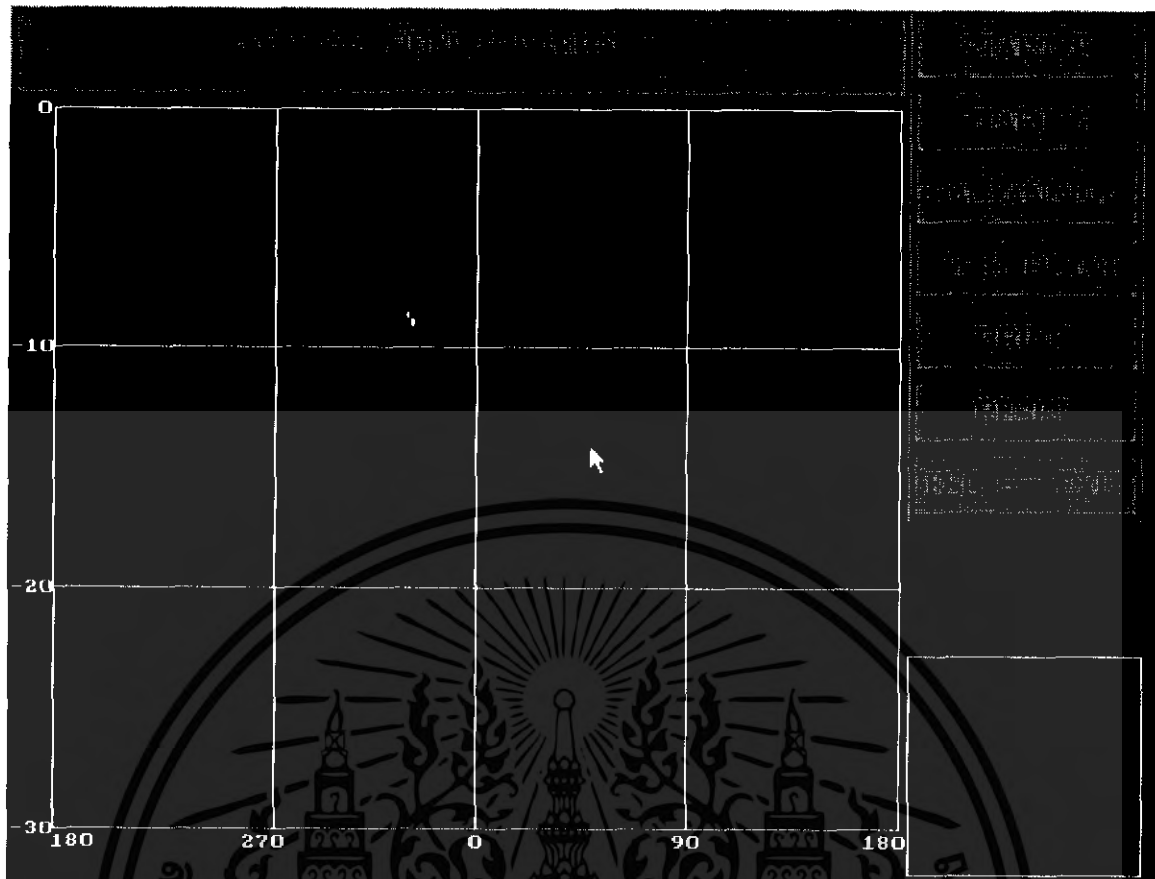
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ภาพโปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ



รูปที่ (ก) โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ (ข) โปรแกรมพล็อตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

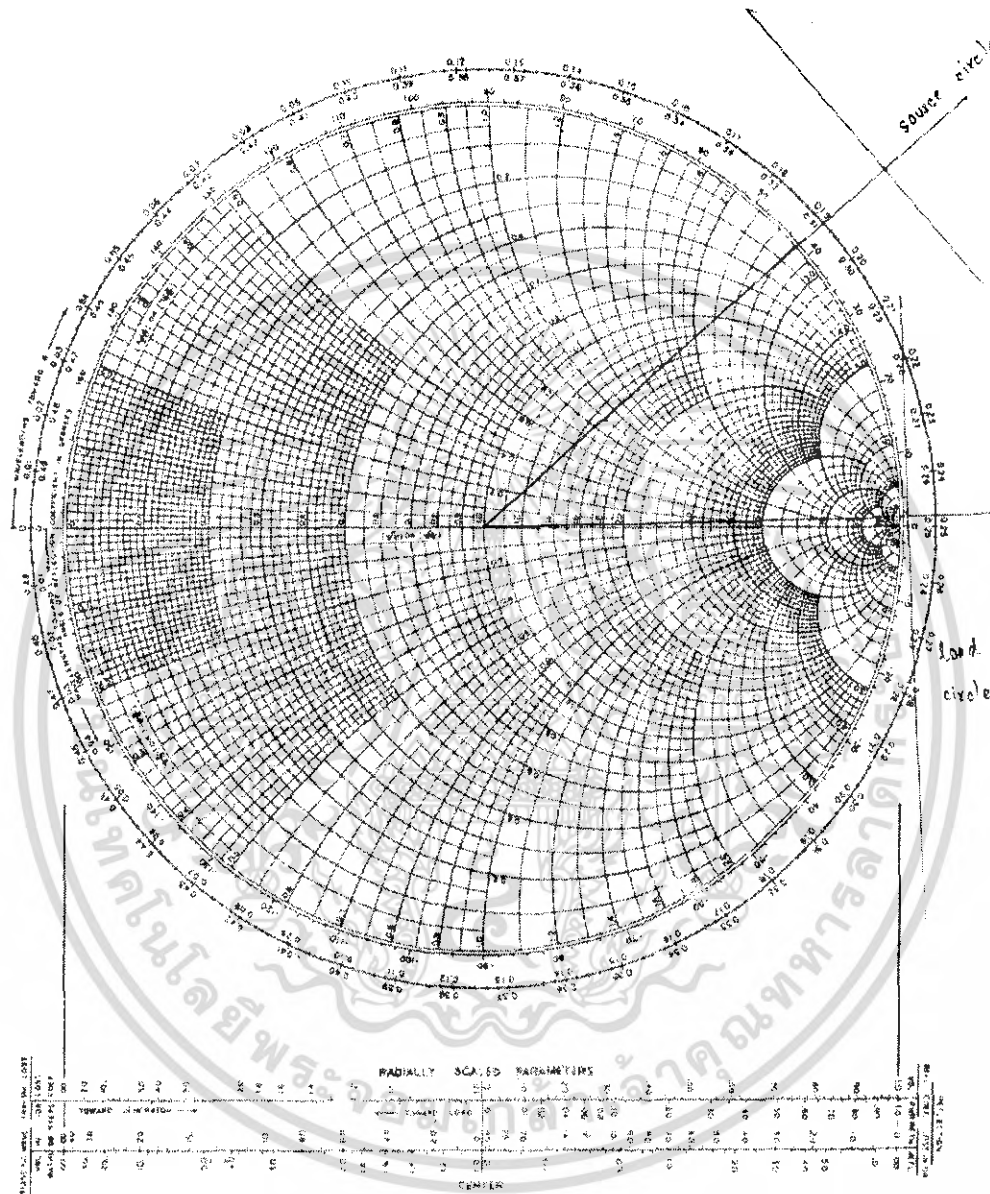
4. กราฟสมิทชาร์ทของวงจรมายา 10.7 MHz

SMITH CHART

TITLE AMP 10.7 MHz

$Z_2 = R + jX, Z_0 = 0$
 $Y_1 = G - jB, Y_0 = 0$

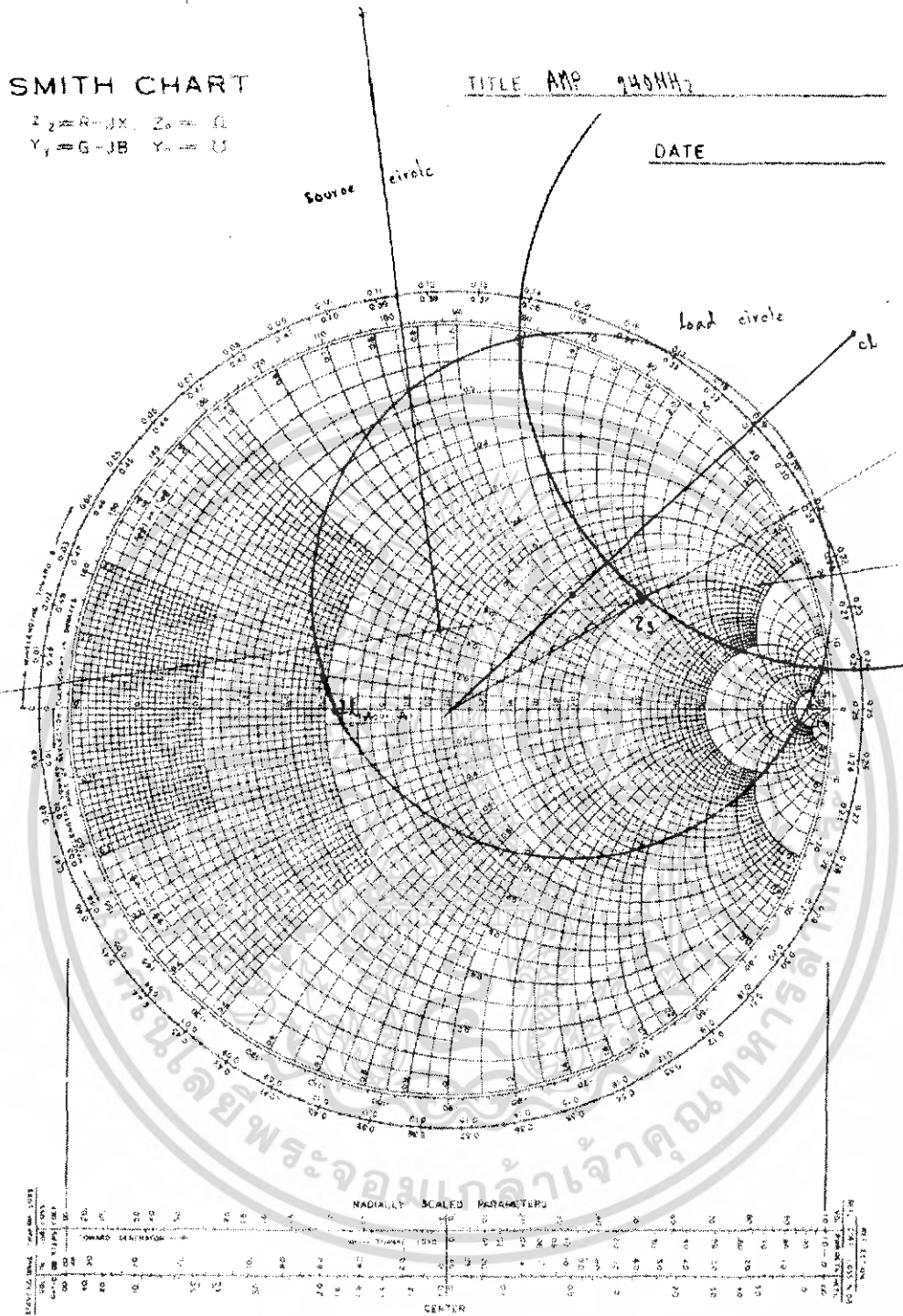
DATE _____



รูปที่ (ก) กราฟสมิทชาร์ทของวงจรมายา 10.7 MHz

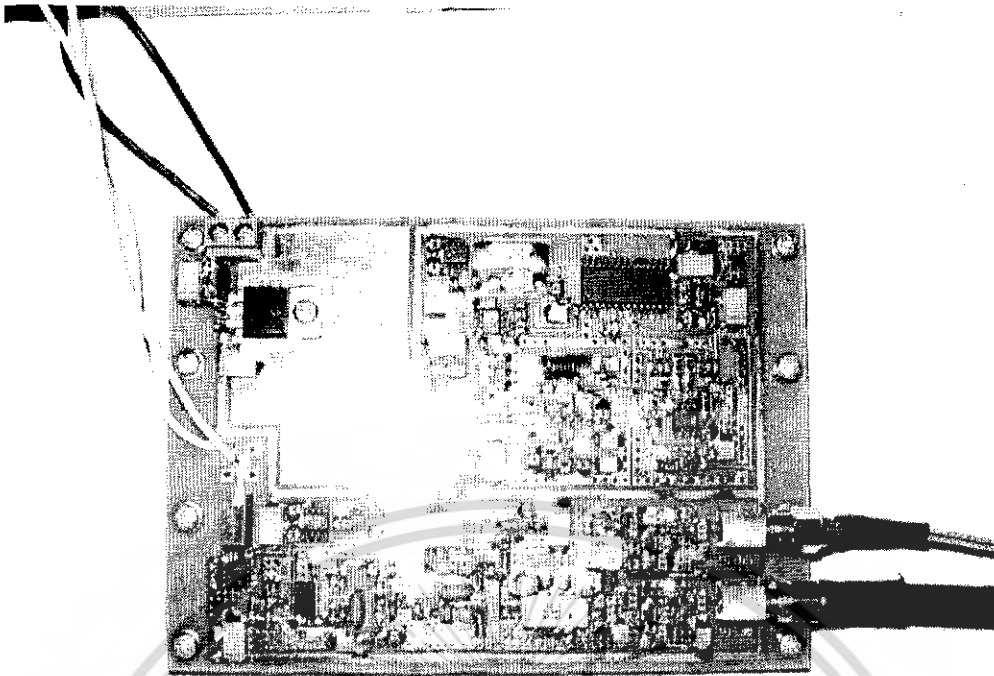
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. กราฟสมิทชาร์ทของวงจรขยาย 240 MHz

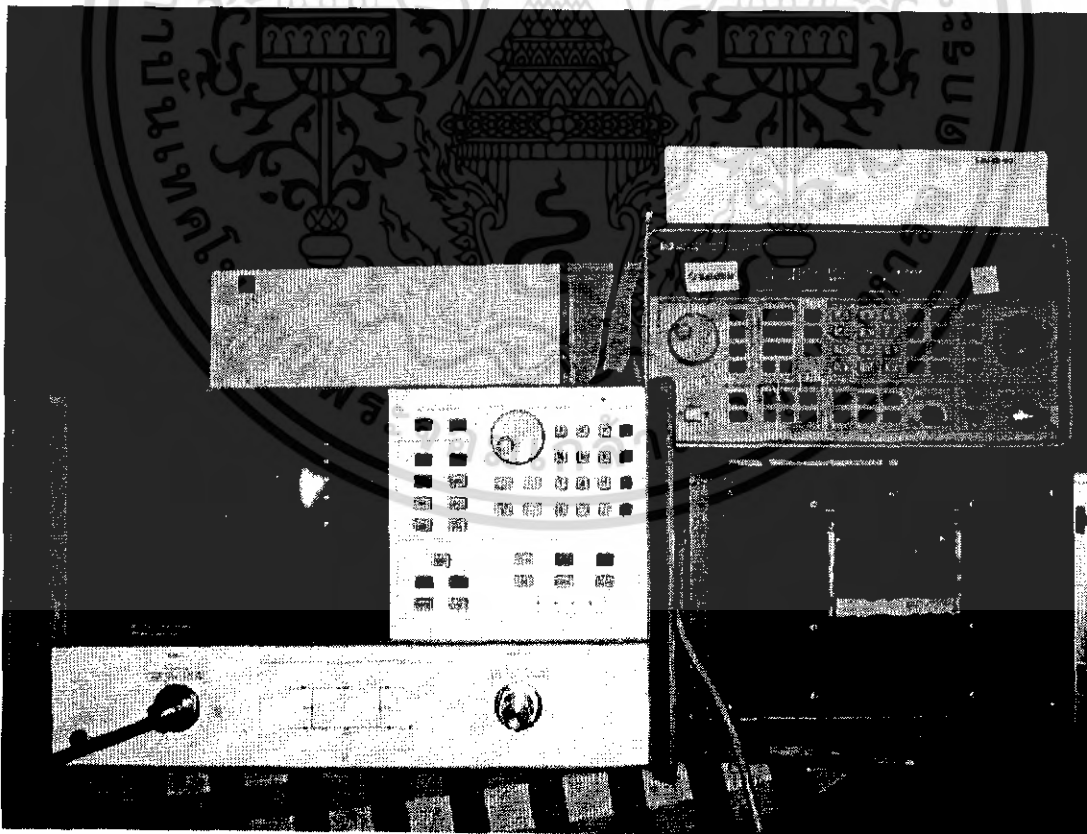


รูปที่ (ง) กราฟสมิทชาร์ทของวงจรขยาย 240 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ (จ) วงจรรวมภาคเลือกรับความถี่และวัดความเข้มของสัญญาณ



รูปที่ (ฉ) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ Network Analyzer และ Signal generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้