



ชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย
WIRELESS SECURITY CAMERA CONTROLLER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เลขที่.....เอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เลขทะเบียน 54952
ไม่มีการแก้ไข.....ผู้พิมพ์ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วัน,เดือน,ปี - 1 เม.ย. 2548

ชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย
WIRELESS SECURITY CAMERA CONTROLLER

โดย

นายเจริญชัย งามสุกนธ์รัตนา 43010074

นายฉัตร แจ่มสูงเนิน 43010077

นายชนาพร แห่งตระกูล 43010168

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย

WIRELESS SECURITY CAMERA CONTROLLER

โดย นายเจริญชัย งามสุคนธ์รัตนา 43010074

นายฉัตร แจ่มสูงเนิน 43010077

นายธนาพร แห่งตระกูล 43010168

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็น การสร้าง ชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย ซึ่งประกอบด้วยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เลือกความถี่ DTMF ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์แบบเอฟเอ็มผ่านอากาศเพื่อใช้ในการควบคุมทิศทางการหมุนของสเต็ปปีงมอเตอร์ โดยที่คำสั่งใช้ในการควบคุมทิศทางของกล้อง (ซ้าย, ขวา, ขึ้น, ลง) นั้น จะแทนด้วยความถี่ DTMF ที่แตกต่างกัน

ABSTRACT

IN THIS PROJECT, WIRELESS SECURITY CAMERA CONTROLLER IS REALIZED. IT IS COMPOSED OF THE MCS-51 MICROCONTROLLER WHICH IS USED AS REMOTE CONTROL. IT CAN SEND DATA TO CONTROL DTMF GENERATOR TO PRODUCE DTMF SIGNAL. THE DTMF SIGNAL IS MODULATED BY FM MODULATOR. AT THE RECEIVER, THE DTMF SIGNAL IS ACCOMPLISHED BY FM DEMODULATOR. IT IS CONVERTED TO THE FOUR-BIT DIGITAL DATA FOR ADJUSTING STEPPING MOTOR. FINALLY, THE CAMERA POSITION IS CHANGED ACCORDING TO THE DIRECTION OF STEPPING MOTOR MOVEMENT.

ปริญญาโทปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย

WIRELESS SECURITY CAMERA CONTROLLER

ผู้จัดทำ

1. นายเจริญชัย งามสุคนธ์รัตนา 43010074
2. นายฉัตร แจ่มสูงเนิน 43010077
3. นายธนาพร แห่งตระกูล 43010168

..... ปรีโมทย์ อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. ปรีโมทย์ วาดเขียน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สาย	1
1.2 จุดประสงค์ของโครงการ	1
1.3 โครงสร้างพื้นฐานของชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สาย	1
1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	3
1.5 โครงสร้างของปริญญานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 การมอดูเลตทางความถี่	4
2.2 การออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์	24
2.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์	29
2.4 สัญญาณดีทีเอ็มเอฟ	37
2.5 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการทํางานของสเตปปีงมอดูเลเตอร์	45
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	61
3.1 ภาคส่ง	61
- วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์และดีทีเอ็มเอฟเจเนอเรเตอร์	61
- วงจรเครื่องส่งเอฟเอ็ม	63
- วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	67
- ส่วนฐานควบคุมทิศทาง	74
3.2 ภาครับ	75
- วงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม	75
- ส่วนดีทีเอ็มเอฟดีเทกเตอร์	75
- ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรับกระแสสเตปปีงมอดูเลเตอร์	76
- ฐานควบคุมกล่อง	79
บทที่ 4 ผลการทดลอง	80
4.1 ภาคส่ง	80
4.2 ภาครับ	89
บทที่ 5 สรุปผลและบทวิจารณ์	100
ภาคผนวก	101
เอกสารอ้างอิง	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรีดแบบไร้สาย	2
รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะสัญญาณเอพเอ็ม	4
รูปที่ 2.2 ลักษณะของไซด์แบนด์ต่างๆ เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลต	6
รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง β กับ $\frac{\eta}{\beta}$	8
รูปที่ 2.4 การกระจายสเปกตรัมที่ค่า β ต่างๆ	9
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูล	12
รูปที่ 2.6 แสดงระบบสังเคราะห์ความถี่แบบใช้หลักการของเฟสล็อกคูล	14
รูปที่ 2.7 แสดงสัญลักษณ์ที่ใช้แทนอินพุตค่าเน็คความถี่	14
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรกรองความถี่อันดับที่ 1	15
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรกรองความถี่แบบแลค-ดีค	16
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกรองความถี่แบบแอลทีพี	16
รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของ วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบใช้เฟสล็อกคูล	17
รูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบขั้ว	20
รูปที่ 2.13 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	21
รูปที่ 2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	21
รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบคัพเพอเร็นเซียล	22
รูปที่ 2.16 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดัน (จีซีโอ)	22
รูปที่ 2.17 วงจรเฟคอสซิลเลเตอร์	23
รูปที่ 2.18 ความเสถียรภาพของโครงข่าย	24
รูปที่ 2.19 วงกลมความเสถียรภาพในสมิทชาร์ท	25
รูปที่ 2.20 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_L	26
รูปที่ 2.21 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_S	26
รูปที่ 2.22 แสดงความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข	26
รูปที่ 2.23 conjugate match เมื่อ $\Gamma_m = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$	27
รูปที่ 2.24 โครงสร้างพื้นฐานของ MSC-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx	30
รูปที่ 2.25 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ในอนุกรม AT89Sxx	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 รายละเอียดโครงสร้างหลักของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชของ Atmel	31
รูปที่ 2.27 การจัดขามาตรฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx	32
รูปที่ 2.28 การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	35
รูปที่ 2.29 การเชื่อมต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	35
รูปที่ 2.30 แสดงการเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	36
รูปที่ 2.31 การสร้างสัญญาณ DTMF	38
รูปที่ 2.32 กราฟคุณลักษณะของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	38
รูปที่ 2.33 การรวมความถี่แบบเชิงเส้น	39
รูปที่ 2.34 การรวมความถี่แบบไม่เป็นเชิงเส้น	40
รูปที่ 2.35 แสดงบล็อกการทำงานของไอซีผลิตสัญญาณดิจิทัลเอ็มเอฟ	40
รูปที่ 2.36 ค่าความถี่โทรศัพท์ ชนิดคาบโม	41
รูปที่ 2.37 โครงสร้างภายในของ MT8870	42
รูปที่ 2.38 แผนภูมิเวลาของ MT8870	44
รูปที่ 2.39 ส่วนประกอบแบบวงยาของสเตปป์มอเตอร์ชนิดโรตอรีคัลที่ 60 องศา	45
รูปที่ 2.40 หลักการคัมมูลการทำงานของสเตปป์มอเตอร์	47
รูปที่ 2.41 โครงสร้างของวงยาของสเตปป์มอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส	47
รูปที่ 2.42 ตำแหน่งสมมูลเมื่อเฟสที่ 1 ถูกกระตุ้น	48
รูปที่ 2.43 แรงบิดรีสตอร์จ (Restoring torque) ที่มีทิศทางเต็มหน้า	48
รูปที่ 2.44 การเคลื่อนที่ของโรตอรีคัลเฟสที่ 1 ถูกเปิดออกและเฟสที่ 2 ถูกจ่ายกระแสทันที	49
รูปที่ 2.45 การเคลื่อนที่สเตปป์คราบของสเตปป์มอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้	49
รูปที่ 2.46 เปรียบเทียบลักษณะเส้นแรงแม่เหล็กของสเตปป์มอเตอร์ที่มีช่องอากาศแคบและกว้าง	50
รูปที่ 2.47 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส จำนวนซี่ฟัน 2 ซี่บนแต่ละสเตปป์โพล จำนวนซี่ฟันโรตอรี 20 ซี่ และมีมุมสเตปป์ 6 องศา	51
รูปที่ 2.48 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส จำนวนซี่ฟันโรตอรี 44 ซี่และมีจำนวนสเตปป์ต่อรอบ 132 สเตปป์	51
รูปที่ 2.49 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ 4 เฟส จำนวนซี่ฟันโรตอรี 50 ซี่ มุมสเตปป์ 1.8 องศา และจำนวนสเตปป์ต่อรอบ 200 สเตปป์	51
รูปที่ 2.50 โครงสร้างของมอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ชนิดหลายสเตปป์	52
รูปที่ 2.51 โรตอรีคัลสเตปป์ของมอเตอร์ประเภทวีลคัมเดนซ์แปรค่าได้ 5 สเตปป์	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.52 โครงสร้างของมอเตอร์ประเภทคาร์ลิกคแคนซ์แปรค่าได้ชนิด 5 สเตคแบบแซนวิส	52
รูปที่ 2.53 โครงสร้างเบื้องต้นของสเตปป์มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร	53
รูปที่ 2.54 การต่อวงจรขับอย่างง่ายสำหรับมอเตอร์ 2 เฟส	53
รูปที่ 2.55 การเคลื่อนที่ของโรเตอร์เมื่อถูกกระตุ้นในทิศตามเข็มนาฬิกา	54
รูปที่ 2.56 โครงสร้างโรเตอร์ของสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด	54
รูปที่ 2.57 ทิศทางการสร้างสนามแม่เหล็กของสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด	55
รูปที่ 2.58 ลักษณะการพันขลวดแบบ โมโนฟีลาร์และไบฟีลาร์	55
รูปที่ 2.59 หลักการของวงจรควบคุมการทำงานของสเตปป์มอเตอร์ที่มีการพันขลวดแบบต่างๆ	56
รูปที่ 2.60 วงจรขับยูนิโพลาร์	58
รูปที่ 2.61 การใช้วงจรขับแบบยูนิโพลาร์ขับขลวดแบบไบฟีลาร์	59
รูปที่ 2.62 วงจรขับแบบไบโพลาร์	60
รูปที่ 3.1 วงจรควบคุมการกำเนิดสัญญาณคี่ที่เอ็มเอฟ	61
รูปที่ 3.2 โพลาร์คาร์ตการทำงานของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณคี่ที่เอ็มเอฟ	62
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่ตามแรงดัน(VCO)	63
รูปที่ 3.4 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัส	64
รูปที่ 3.5 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่	65
รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	67
รูปที่ 3.7 วงจร Divider Bias ที่ใช้ในวงจรขยายความถี่สูง	68
รูปที่ 3.8 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านอินพุท	70
รูปที่ 3.9 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุท	70
รูปที่ 3.10 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งอินพุทเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว	71
รูปที่ 3.11 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งเอาต์พุทเมื่อการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว	71
รูปที่ 3.12 วงจร Divider Bias ที่คำนวณได้	72
รูปที่ 3.13 วงจรขยายความถี่สูงที่คำนวณได้	72
รูปที่ 3.14 วงจรรวมภาคส่ง	73
รูปที่ 3.15 โครงสร้างฐานควบคุมทิศทาง	74
รูปที่ 3.16 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่	75
รูปที่ 3.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	77
รูปที่ 3.18 วงจรคีมอคูเลตสัญญาณเอ็มเอฟเอ็ม	78
รูปที่ 3.19 วงจรดีทีเอ็มเอฟดีเทกต์เตอร์	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.20 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรขับกระแสเดปป์มอเตอร์	79
รูปที่ 3.21 โพล์ซาร์ตการทำงานของวงจรดีเทกต์สัญญาณคิตีเอ็มเอฟและ ขับกระแสเดปป์มอเตอร์	80
รูปที่ 3.22 วงจรรวมภาครับ	81
รูปที่ 3.23 โครงสร้างฐานกลิ้ง	82
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ VCO ภาคส่ง	84
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร VCO ภาคส่ง ความถี่ 200 MHz	84
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของวิธีโอความถี่ 200 MHz	85
รูปที่ 4.4 เอาท์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ทางด้านส่ง	85
รูปที่ 4.5 Ref1 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28 ,CH1 แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7 CH2 แสดงสัญญาณ ϕ_L ที่ขา 8	86
รูปที่ 4.6 เอาท์พุตที่ออกมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้านส่ง	86
รูปที่ 4.7 กราฟเปรียบเทียบขนาดสัญญาณเอฟเอ็มอินพุตและสัญญาณที่ทำการขยายแล้ว	87
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ 10 kHz ขนาด 200 mVpp	87
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ 20 kHz ขนาด 200 mVpp	88
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ 10 kHz ขนาด 400 mVpp	88
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ 20 kHz ขนาด 400 mVpp	89
รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 1 (ทิศทางกล้องหมุนขึ้น)	90
รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 2 (ทิศทางกล้องหมุนลง)	90
รูปที่ 4.14 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 4 (ทิศทางกล้องหมุนซ้าย)	91
รูปที่ 4.15 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 8 (ทิศทางกล้องหมุนขวา)	91
รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมและความถี่ของวิธีโอ ภาครับ	93
รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวิธีโอ ความถี่ 210.7 MHz	93
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของวิธีโอความถี่ 210.7 MHz	94
รูปที่ 4.19 เอาท์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ทางด้านส่ง	94

	หน้า
รูปที่ 4.20 ReFl แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28 ,CH1 แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7 CH2 แสดงสัญญาณ ϕ_L ที่ขา 8	95
รูปที่ 4.21 เอาท์พุทที่ออกมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้านส่ง	95
รูปที่ 4.22 สัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 10.7 MHz	96
รูปที่ 4.23 สัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 455 kHz	97
รูปที่ 4.24 CH1 : สัญญาณข่าวสารที่ดีเทคตีได้เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 5 kHz CH R1 : สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 5 MHz CH R2 : สัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 5 MHz	97
รูปที่ 4.25 แสดงการป้อนสัญญาณให้แก่สะพานของมอเตอร์ให้หมุนซ้าย	99
รูปที่ 4.26 แสดงการป้อนสัญญาณให้แก่สะพานของมอเตอร์ให้หมุนขวา	99



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์	7
ตารางที่ 2.2 แสดงรายละเอียดโดยสรุปบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่ Atmelผลิตขึ้น	30
ตารางที่ 2.3 กลุ่มความถี่สูงและความถี่ต่ำของ DTMF	37
ตารางที่ 2.4 แสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่างๆ	43
ตารางที่ 2.5 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นหนึ่งเฟส	56
ตารางที่ 2.6 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นสองเฟส	57
ตารางที่ 2.7 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นหนึ่งเฟสกลับสองเฟส	57
ตารางที่ 3.1 การเลือกทิศทางและสัญญาณดีที่เอ็มเอฟที่ใช้	62
ตารางที่ 3.2 แสดงค่า RA_0, RA_1, RA_2 ที่กำหนดตัวหารค่าต่างๆ	64
ตารางที่ 4.1 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของ (VCO) ภาคส่ง	83
ตารางที่ 4.2 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของ (VCO) ภาครับ	92
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF	98



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สาย

ในระบบรักษาความปลอดภัยโดยทั่วไปมักมีการใช้งานกล่องโทรทัศนวงจรปิดสำหรับการบันทึกภาพเหตุการณ์ในแต่ละช่วงเวลา เพื่อตรวจสอบความเคลื่อนไหวของบุคคลและสิ่งของในสถานที่ต่างๆ แต่ข้อจำกัดของกล่องโทรทัศนที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันคือ ปัญหาในเรื่องการติดตั้งที่ยังจำเป็นต้องมีสายนำสัญญาณเพื่อใช้ในการสื่อสารข้อมูล ทำให้การใช้งานอยู่ในขอบเขตจำกัด ไม่สามารถวางกล่องในตำแหน่งที่ไม่สามารถวางสายสัญญาณได้ หรือข้อจำกัดในเรื่องการที่กล่องโทรทัศนถูกติดตั้งไว้ในที่ใดที่หนึ่งอย่างคงที่นั้น ย่อมทำให้เราสามารถมองเห็นภาพได้ในมุมมองที่จำกัดและไม่ทั่วถึง จึงมีความจำเป็นต้องใช้กล่องโทรทัศนหลายตัววางในจุดต่างๆ เพื่อให้สามารถเก็บภาพรายละเอียดได้ครอบคลุมทั่วทั้งบริเวณที่ต้องการ

ในกรณีที่เราต้องการ ให้สามารถใช้กล่องเป็นหลายๆ พื้นที่ได้นั้น เราสามารถสร้างชุดควบคุมกล่องโทรทัศนไร้สายขึ้นมาได้โดยอาศัยการทำงานร่วมกันของกล่องโทรทัศนวงจรปิด, ไมโครคอนโทรลเลอร์, สเตปปีงมอเตอร์ และวงจรรับส่งแบบเอฟเอ็ม โดยสามารถให้มุมมองของภาพที่ทั่วถึงและสามารถวางได้หลายตำแหน่ง นอกจากนั้น ความสะดวกสบายในการควบคุมการเคลื่อนที่ของกล่องโทรทัศนที่สามารถควบคุมได้ ตลอดจนความเหมาะสมที่จะพัฒนารูปแบบการทำงานเพิ่มเติมได้ตามความต้องการของผู้ใช้งานได้อย่างหลากหลาย เป็นต้น

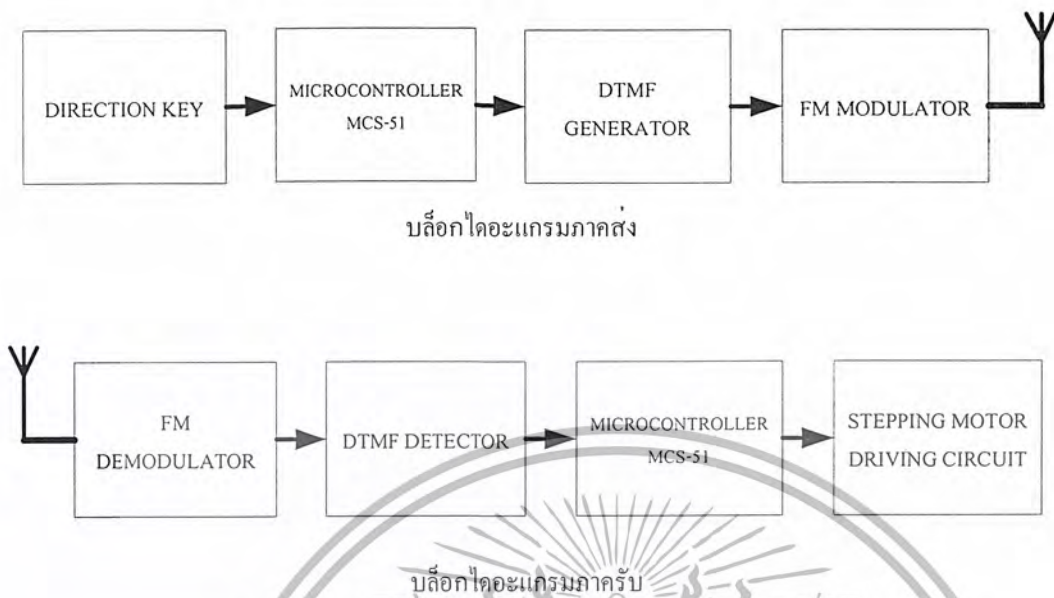
รายงานฉบับนี้ จึงได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสร้างชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สายดังที่กล่าวมาข้างต้น โดยได้อาศัยการประยุกต์ความรู้ที่จำเป็นและเกี่ยวข้องคือ ความรู้ด้านวงจรอิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น การเขียนโปรแกรมควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ และความรู้เกี่ยวกับการรับส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็ม เป็นสำคัญ

1.2 จุดประสงค์ของการทำโครงการ

ทำการศึกษาและออกแบบชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สายที่เกิดจากการทำงานร่วมกันระหว่าง วงจรเครื่องรับเครื่องส่ง FM ไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรDTMF และ Stepping Motor

1.3 โครงสร้างพื้นฐานของชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สาย

จากความสำคัญของชุดควบคุมกล่องโทรทัศนวงจรปิดแบบไร้สายที่ได้กล่าวไปแล้วนั้น สามารถออกแบบสร้างตามรูปแบบการทำงานพื้นฐานได้ดังรูป



รูปที่ 1.1 บล็อกโคออร์ดิเนชันของชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สาย

จากรูปจะเห็นได้ว่ามีส่วนการทำงานหลักๆ ดังนี้

1. ส่วนควบคุมทิศทาง ส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการเลือกทิศทางการหมุนของกล้อง
2. ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ และดีทีเอ็มเอฟเจเนอเรเตอร์ ส่วนนี้จะทำหน้าที่ ประมวลผลสัญญาณที่ได้รับจากภาคควบคุมทิศทางแล้วแปลงเป็นข้อมูลตัวเลขฐานสองขนาด 4 บิต เพื่อเป็นผลตอบสนองส่งไปยังส่วนดีทีเอ็มเอฟเจเนอเรเตอร์เพื่อกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ใช้แทนทิศทางการหมุนของกล้อง
3. ส่วนส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็ม ส่วนนี้จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณความถี่ที่สร้างจาก ดีทีเอ็มเอฟเจเนอเรเตอร์ด้วยวิธีการส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็ม เพื่อส่งออกอากาศต่อไป
4. ส่วนรับสัญญาณเอฟเอ็ม ส่วนนี้จะทำหน้าที่ที่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้จากภาคส่ง ให้ได้สัญญาณความถี่ดีทีเอ็มเอฟที่เป็นสัญญาณข่าวสารตามที่ต้องการ
5. ส่วนดีทีเอ็มเอฟดีเทกเตอร์ ส่วนนี้จะทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณความถี่ดีทีเอ็มเอฟที่ได้จากภาครับสัญญาณเอฟเอ็ม ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 4 บิต แล้วส่งไปยังภาคไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ควบคุมกล้องต่อไป
6. ส่วนควบคุมการหมุนของกล้อง ประกอบด้วยวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรขับเคลื่อนสเตปป์มอเตอร์ ซึ่งในส่วนนี้ทำหน้าที่รับสัญญาณจากภาคดีทีเอ็มเอฟดีเทกเตอร์มาประมวลผลแล้วส่งเป็นสัญญาณในการควบคุมการหมุนของสเตปป์มอเตอร์
7. ภาคกล้องโทรทัศน์วงจรปิด ทำหน้าที่จับภาพในเวลาต่างๆ แล้วทำการส่งภาพไปยังเครื่องรับเพื่อแสดงผลในหน้าจอต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. ศึกษาออกแบบและสร้างชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สาย ที่สามารถรับส่งข้อมูลเพื่อควบคุมการหมุนของกล้องได้
2. ทิศทางการหมุนของกล้องโทรทรรศน์เป็นในทิศทางขึ้น-ลง และทิศทางซ้าย-ขวา

1.5 โครงสร้างของปริญญานิพนธ์

รายงานฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อประกอบการนำเสนอการสร้างสรรค์ชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สายโดย

บทที่ 1 จะกล่าวถึงความสำคัญ โครงสร้างพื้นฐานในการสร้างชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สายพร้อมด้วยขอบเขตของการศึกษาและออกแบบสร้างชิ้นงาน และโครงสร้างทั้งหมดของรายงาน

บทที่ 2 ได้อธิบายถึงรายละเอียดของทฤษฎี และหลักการที่สำคัญของชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สาย ไว้โดยละเอียดเพื่อความเข้าใจในทฤษฎีที่สำคัญ ในการคำนวณค่าต่างๆ ในบทต่อไป

บทที่ 3 ได้นำเสนอขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สาย

บทที่ 4 ได้ทำการแสดงผลการทดลอง และผลการทดสอบการทำงานของชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรถัดแบบไร้สายที่สร้างขึ้นว่ามีประสิทธิภาพตรงกับความต้องการเริ่มต้นหรือไม่

บทที่ 5 ได้แสดงการสรุปและวิจารณ์ถึงผลการทดลองที่เกิดขึ้นในบทที่ 4 และแจกแจงปัญหาหรือจุดบกพร่องต่างๆ ที่พบขณะทำการออกแบบและทดสอบในประเด็นต่างๆ

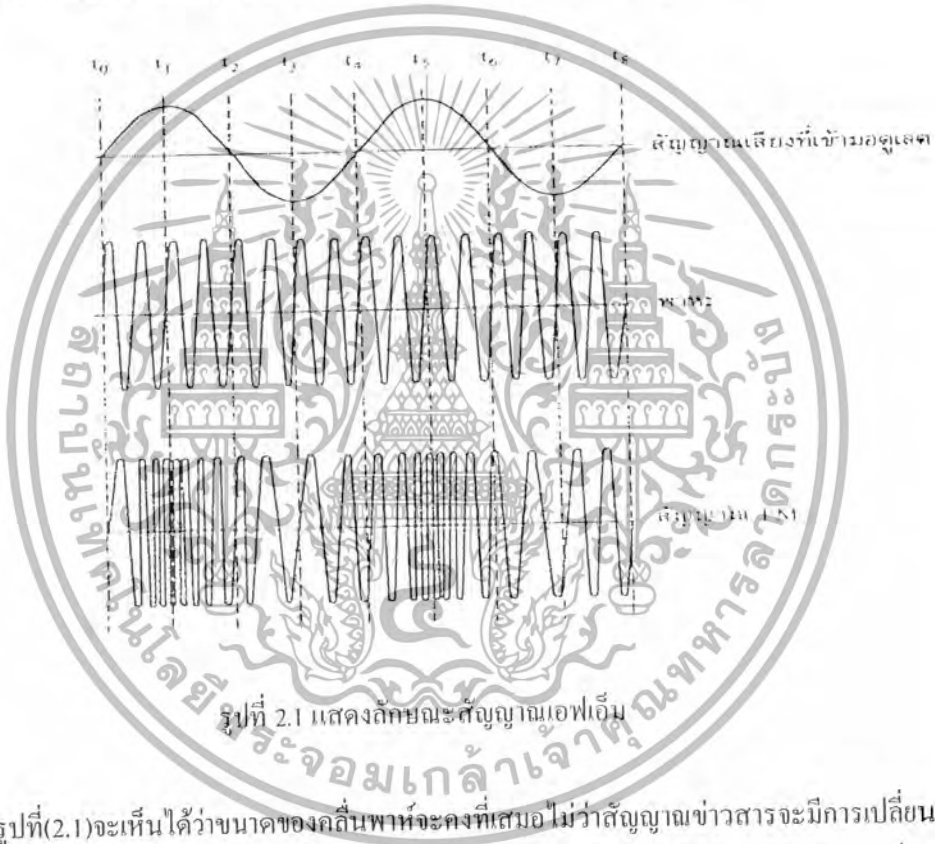


บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

การมอดูเลตทางความถี่ เป็นการมอดูเลตที่ความถี่ของคลื่นพาห้ (Carrier) จะเปลี่ยนแปลงหรือถูกควบคุมโดยสัญญาณข้อมูลข่าวสาร โดยความถี่ของสัญญาณเอพเอ็มจะเปลี่ยนแปลงเมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสารมีขนาดเปลี่ยนแปลง และความถี่ของสัญญาณข่าวสารจะลดลงเมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสารลดลง โดยถ้าขนาดของสัญญาณข่าวสารเป็นศูนย์หรือไม่มีสัญญาณข่าวสารที่จะนำมามอดูเลต ความถี่ของคลื่นพาห้ ในขณะที่ยังไม่มีมอดูเลต เรียกว่า “ ความถี่กึ่งกลาง ” (Center Frequency) ดังรูปที่ (2.1)



รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะสัญญาณเอพเอ็ม

จากรูปที่(2.1)จะเห็นได้ว่าขนาดของคลื่นพาห้จะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณข่าวสารจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร มีแต่ส่วนของความถี่นั้นที่มีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดความแรงของสัญญาณ และการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามขนาดความแรงของสัญญาณ เรียกว่า “ การเบี่ยงเบนความถี่ ” (Frequency Deviation) อีกเรื่องที่เราจะทำความเข้าใจในก็คือ ใน 1 รอบของสัญญาณข่าวสารนั้น สัญญาณ FM ก็จะไปเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วยเช่นกัน ดังนั้น ถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่มากขึ้น อัตราการเบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ก็จะมากขึ้นด้วยนั่นเอง

เมื่อพิจารณาถึงสมการของสัญญาณ โดยกำหนดให้คลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต คือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2-1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการทำให้ค่า θ แปรผันตามค่าความแรงของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะทำให้ได้สัญญาณมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation Signal) ออกมา ซึ่งค่า θ จะเรียกว่า เฟสของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ โดยอ้างอิงเทียบสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ จะได้

$$\theta = k_p m(t) \quad (2-2)$$

อย่างไรก็ตามสิ่งที่สามารถที่จะทำให้ค่า θ แปรผันตามค่าอินทิเกรตของสัญญาณข่าวสารได้ เนื่องจากค่าของเฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) θ , มีความสัมพันธ์กับค่าของความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ω_i ดังนี้

$$\omega_i = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2-3)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2-4)$$

ดังนั้นจะได้ค่า $\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ จะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นว่า "สัญญาณมอดูเลตทางความถี่"

โดยจะพบว่า ค่าความถี่ของคลื่นภายหลังจากการมอดูเลตความถี่แล้ว จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจาก ω_c เดิม ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงนั้นขึ้นกับค่าความแรงของสัญญาณมอดูเลต โดยสัญญาณข่าวสารที่เข้ามามอดูเลต $m(t)$ จะไปเขียนบนความถี่ของคลื่นพาห้ (ω_c) ทำให้ได้ความถี่คลื่นพาห้ที่เปลี่ยนแปลงไปและสามารถเขียนสมการรูปทั่วไปของเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) ได้คือ

$$\phi_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + k_f \int m(t) dt] \quad (2-5)$$

ถ้าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่เข้ามาอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad (2-6)$$

จะสามารถเขียนสมการของเอฟเอ็มใหม่ได้เป็น

$$\phi_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + k_f \int A_m \cos(\omega_m t) dt] \quad (2-7)$$

$$\phi_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)] \quad (2-8)$$

ซึ่งค่า $\frac{k_f A_m}{\omega_m}$ ก็คือดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index หรือ β) นั่นเอง

จากสมการที่สามารถกระจายได้ดังนี้

$$\phi_{FM} = A_c \{ \cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \} \quad (2-9)$$

เมื่อทำการกระจายให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series) ดังนี้

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n \text{ even}} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (2-10)$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \sum_{n \text{ odd}} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (2-11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทหนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\chi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \alpha - n\alpha)} d\alpha \quad (2-12)$$

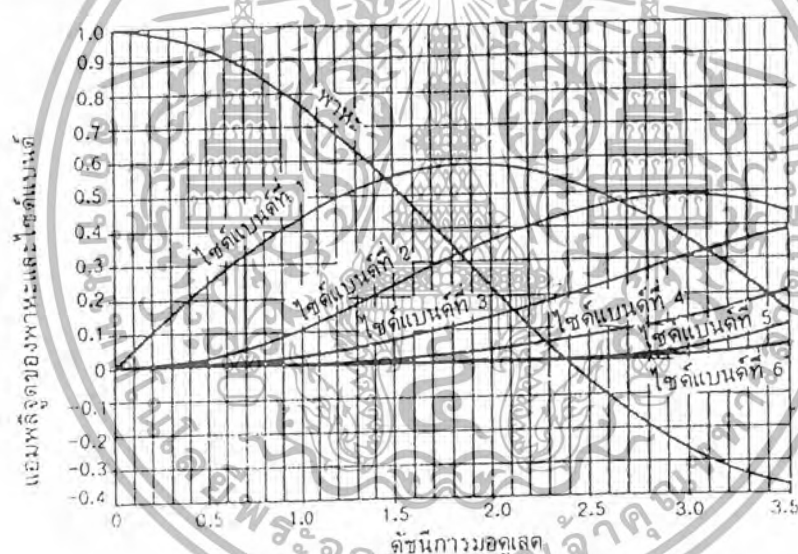
จะได้สัญญาณแอมพลิฟายเออร์ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \phi_{FM} = & A_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n \text{ even}} A_c J_n(\beta) \{ \cos(\omega_c + n\omega_m) - \cos(\omega_c - n\omega_m) \} \\ & + \sum_{n \text{ odd}} A_c J_n(\beta) \{ \cos(\omega_c - n\omega_m) - \cos(\omega_c + n\omega_m) \} \end{aligned} \quad (2-13)$$

และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่ $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ เราจะเขียนสมการได้ใหม่ดังนี้

$$\phi_{FM} = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m) \quad (2-14)$$

จากสมการเราพบว่าจะมีสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c \pm n f_m$ โดยที่ขนาดของสเปกตรัมเป็น $J_n(\beta)$ ดังนั้น เมื่อเราพิจารณาคคุณสมบัติของ $J_n(\beta)$ ก็จะได้ว่าการกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณแอมพลิฟายเออร์จะออกมาในรูปใด $J_n(\beta)$ นั้น เมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ (2.2)



รูปที่ 2.2 ลักษณะของไซเคิลแบนด์ต่างๆ เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลต

จากคุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัชนีการ มอดูเลต	พหุ พหุ	ไซค์แบบคี่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	-0.24	-0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.46	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.5	-0.22	0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	0.12	0.11	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

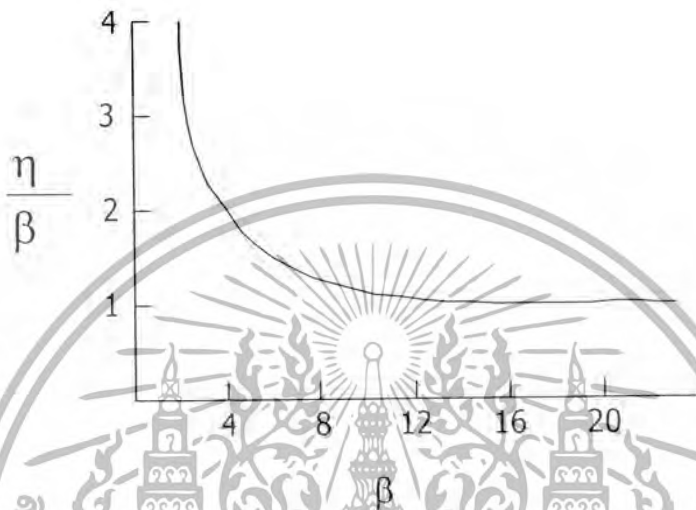
ตารางที่ 2.1 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์

1. $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมพลิจูดของสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาหุจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงที่สุด $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่า $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั้นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาหุจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงมีข่าวสารของสัญญาณที่มอดูเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดูเลตแบบเอเอ็ม เพราะสัญญาณคลื่นพาหุในระบบเอเอ็มจะไม่มีข่าวสารอยู่เลย

2. การกระจายของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta \ll 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่มีค่าสูงน่าสังเกต จึงทำให้มีสเปกตรัมของความถี่ f_c และ $f_c \pm f_m$ เท่านั้นที่น่าสังเกต แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta \gg 1$ การกระจายของสเปกตรัมก็จะกว้างออกไป โดยที่ β สูง จะทำให้กระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง

2.1.1 แบบวัดวัดของสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณเอฟเอ็ม จะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ เอฟเอ็มแบนด์แคบและเอฟเอ็มแบนด์กว้าง การที่เราจะดูว่าแบนด์แคบหรือแบนด์กว้าง นั้นเราจะดูที่ค่าดัชนีการมอดูเลต (β) โดยที่ถ้าเป็นแบนด์แคบ ในทางทฤษฎีนั้น ค่า $\beta \ll \frac{1}{\sqrt{10}}$ แต่ในการใช้งานอาจมีค่าสูงถึง 0.5 ได้ ถ้า β มากกว่า 0.316 หรือ 0.5 จะเป็นเอฟเอ็มแบนด์กว้าง



รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง β กับ $\frac{\eta}{\beta}$

จะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(t)$ นั้นกระจายออกไปบนแถบความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบบวัดวัดของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้น มีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงหายไปอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก กราฟในรูปที่(2.3) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ นี้ค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ ทำให้เราสรุปได้ว่า ถ้าแถบข้างที่มีนัยสำคัญ คือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว จะมีไซด์แบนด์ตัวสุดท้าย คือ ตัวที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทฤษฎีดังกล่าวแล้ว จะพบว่าค่าแบบวัดวัดของสัญญาณเอฟเอ็มนั้น จะมีค่าประมาณได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$BW \approx 2n\omega_m \approx 2\beta\omega_m = \Delta\omega$$

นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \quad (2-15)$$

สำหรับเมื่อ $\frac{n}{\beta}$ มีค่าน้อยมากๆนั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูปที่ (2.3) ได้

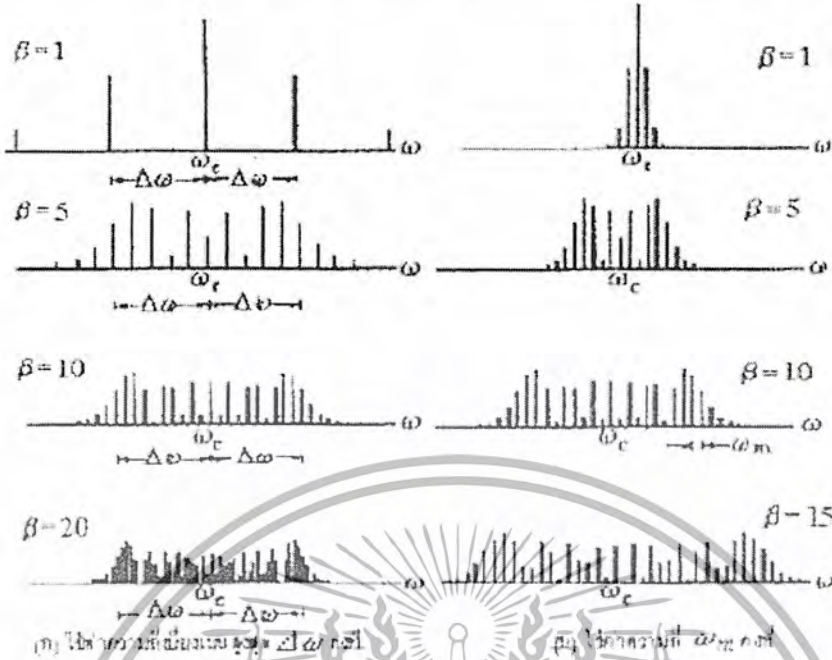
ว่าค่าขนาดของ $J_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$ และ $J_1(\beta)$

ซึ่งจะมี

$$BW \approx 2\omega_m \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย} \quad (2-16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ในกรณีที่มี β ค่าต่างๆ มีดังแสดงในรูปที่ (2.4)



รูปที่ 2.4 การกระจายสเปกตรัมที่ค่า β ต่างๆ

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกว่า “ โทนมอดูเลชัน ” (Tone Modulation) นั้น เจอร์ คาร์สัน (J.R. Carson) ได้เสนอสูตรจากการผสมผสานในรูปต่อไปนี้คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \tag{2-17}$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น $BW \approx 2\omega_m (\beta + 1)$ (2-18)

สมการ(2-17) และ (2-18) รู้จักกันดีในชื่อของ กฎของคาร์สัน (Carson's Rule) อย่างไม่ก็ดี สำหรับสัญญาณข่าวสารโดยทั่วไป มีรายงานว่า กฎนี้ใช้ได้ดี เมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega_m \ll \omega_m$ ไม่เป็นจริง คือ ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (Wide Band FM: WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m) \tag{2-19}$$

หรือ $BW \approx 2\omega_m (\beta + 2)$ (2-20)

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้น จึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์ โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + k) \quad \text{เรเดียน / วินาที} \tag{2-21}$$

โดยเมื่อ $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเรคิดว่า คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi B$ เรเดียน / วินาที เราจะพบว่า ค่าแบนด์วิดท์ตามสมการที่ (2-21) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ ได้ดังนี้ คือ

$$BW \approx 2f_m (\beta + k) \tag{2-22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเป็นดังรูปที่ (2.4)

การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มนั้นสามารถแบ่งได้กว้างๆเป็น 2 แบบด้วยกัน คือ แบบทางตรง กับ แบบทางอ้อม แบบทางตรงนั้นหมายถึง การนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนเป็นความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง สำหรับแบบทางอ้อมนั้นก็จะเป็ นวิธีการที่อาศัยวงจรหลายๆอย่างประกอบกัน

1. การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบทางตรง เป็นการนำเอาสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเป็นเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง ซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ได้ก็มีรีฟลักซ์ไคลสตรอน (Reflex klystron) และกันนีไดโอด (Gunn diode) ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เป็นต้น ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ ความถี่ที่ออสซิลเลตออกมาจะเปลี่ยนไปตามแรงดันไบอัสในรูปเชิงเส้น ดังนั้น เมื่อนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนเป็นแรงดันไบอัสก็จะทำให้ได้สัญญาณเอฟเอ็มออกมาโดยตรง สำหรับความถี่ในย่านต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้น เรามักจะใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่า “วาเรคเตอร์” (Varactor หรือ Variable reactor) ชิ้นส่วนนี้จะมีคุณสมบัติเฉพาะคือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนไปตามระดับของแรงดันที่คร่อมอยู่ ดังนั้น ถ้าเราใช้วาเรคเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์ เราก็จะสามารถสร้างสัญญาณเอฟเอ็มได้ โดยป้อนสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนค่าคาปาซิแตนซ์ของวาเรคเตอร์ ข้อดีของวงจรนี้คือ ทำได้ง่าย และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ได้จะสูงพอสมควร แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญคือ ค่า f_c เองจะดริฟท์ (drift) ได้ง่าย จึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมความถี่ f_c ให้คงที่ซึ่งก็จะเพิ่มความยุ่งยากของวงจรให้สูงขึ้น

2. การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบทางอ้อม จะใช้วงจรอินทิเกรตสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต และส่วนที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เฟสชิฟต์เตอร์และวงจรมอดูเลตจะทำหน้าที่เป็นเฟสมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ผ่านวงจรส่วนนี้จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่ได้ในขั้นนี้ก็จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มแบบแค่วิธีที่แคบ วิธีสร้างสัญญาณแบบทางอ้อมที่กล่าวมานี้มีชื่อเรียกว่า “วิธีมอดูเลตแบบอาร์มสตรอง” (Armstrong's modulation method) กรณีที่ต้องการสัญญาณเอฟเอ็มแบบแค่วิธีที่กว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้น คือ ใช้วงจรลดความถี่เข้าชั้วจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์สูงขึ้นพร้อมกับทำให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงขึ้น ข้อสังเกตที่สำคัญของการลดความถี่ที่กล่าวมานี้คือ ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์สูงซึ่งผลที่ตามมาก็คือค่าเบี่ยงเบนความถี่ หรือ Δf จะสูงขึ้น นั่นหมายความว่า ถ้าสัญญาณเบสแบนด์ที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่เป็นเอฟเอ็ม ขนาดของไซด์แบนด์ก็จะกว้างออกไป โดยที่ช่วงห่างระหว่างสเปกตรัมที่อยู่ติดกันในไซด์แบนด์ก็เป็นเอฟเอ็มเหมือนเดิม แต่สิ่งที่แตกต่างไปจากเดิมก็คือ ขนาดของสเปกตรัมจะเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม

ส่วนการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้นจะทำได้หลายแบบด้วยกัน แบบที่มีการใช้อย่างกว้างขวาง 3 แบบ คือ

1. การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยการแปลงเป็นสัญญาณเอเอ็ม เป้าหมายของการแปลงสัญญาณเอฟเอ็มเป็นสัญญาณเอเอ็ม นั้นก็เพื่อให้สามารถตีเทกต์สัญญาณเบสแบนด์ออกมาได้โดยวิธีตรวจจับกรอบสัญญาณ การแปลงสัญญาณเอฟเอ็มเป็นสัญญาณเอเอ็ม จะทำได้โดยใช้วงจรที่สามารถเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะให้เป็นการเปลี่ยนแปลงของขนาดได้ วงจรที่ทำหน้าที่นี้ได้ดี คือ วงจรดีเฟนเรนซ์เอเลเตอร์ ทั้งนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเมื่อเราคิฟเฟอเรนเชียลสัญญาณเอเฟเอ็ม สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลง เหมือนกับสัญญาณเอเอ็ม ส่วนความถี่จะเปลี่ยนแปลงเหมือนเอเฟเอ็ม จากนั้นเรานำเอาที่พูดของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลเอเอ็มไปเข้าวงจรเอ็นเวโลบปีดเทกชันก็จะได้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับมาเหมือนเดิม

2. ควอดราเจอร์ตีเทกชัน (Quadrature detection) การคิมอดูเลตสัญญาณเอเฟเอ็มแบบควอดราเจอร์ตีเทกชันนั้นเป็นการใช้วงจรแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการคิงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเอเฟเอ็ม ซึ่งวงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยพื้นฐานของการคิฟเฟอเรนเชียล ควอดราเจอร์ตีเทกชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบคิฟเฟอเรนเชียลที่คิงการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$

3. เฟสล็อกกลูป การใช้เฟสล็อกกลูปในการคิมอดูเลตสัญญาณเอเฟเอ็มนั้น จะอาศัยหลักการที่วงจรเฟสล็อกกลูปพยายามที่จะล็อกหรือซิงโครไนซ์มุมชั่วขณะของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ด้วยแรงดันเข้ากับมุมชั่วขณะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา การล็อกมุมชั่วขณะนี้จะหมายถึง ความถี่และเฟสของสัญญาณทั้งสองตรงกันพอดี ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรเฟสล็อกกลูป จะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟสและวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ออสซิลเลตถูกควบคุมด้วยแรงดันจากสัญญาณภายนอก จึงมีลักษณะเหมือนวงจรบอดูเลตเอเอ็มโดยทั่วไป เฟสล็อกกลูปโดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ในช่วงหนึ่ง กล่าวคือ ในขณะที่เฟสล็อกกลูปทำงานอิสระ (free running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามา เฟสล็อกกลูปจะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่นั้น ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกกลูปสามารถติดตามจับได้นี้เรียกว่า “ ช่วงความถี่ตรวจจับ ” (Capture range) และเมื่อเฟสล็อกกลูปติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกกลูปจะติดตามจับได้ตลอดเวลาจะเรียกว่า “ ช่วงความถี่ล็อก ” (Lock range) โดยทั่วไปช่วงความถี่ล็อกจะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ ขณะที่เฟสล็อกกลูปทำการล็อกแล้ว เอาท์พุทของลูปฟิลเตอร์ก็คือสัญญาณข้อมูลข่าวสารนั่นเอง

2.1.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ถือว่ามีบทบาทสำคัญในทางโทรคมนาคม โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในเครื่องรับส่งวิทยุระบบ FM เราต้องการความถี่ที่มีเสถียรภาพในการใช้งาน เพื่อให้วงจรเครื่องรับส่ง FM ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

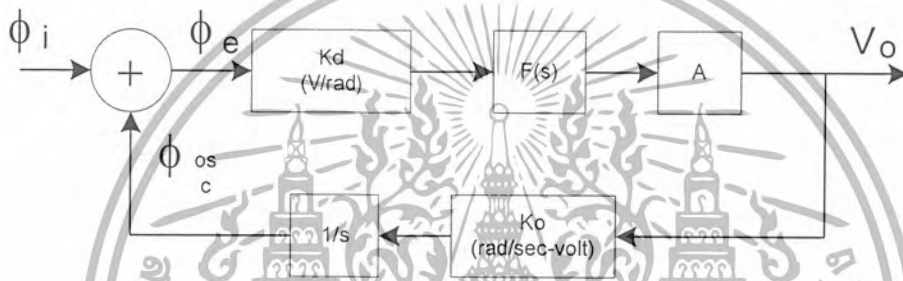
วงจรสังเคราะห์ความถี่ คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณขนาดพอเหมาะ และมีความถี่ตามที่กำหนดได้ในช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนตามการนำไปใช้งาน ซึ่งวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้นประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้

- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)
- วงจรหาร N (Programmable Divider)
- วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)
- วงจรกรองความถี่ (Loop filter)
- ภาคความถี่อ้างอิง (Reference generator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุ่ปมีหลักการทำงานในรูปที่ (2.6) คือ วงจรวีซีโอจะผลิตสัญญาณที่มีความถี่ค่าหนึ่งออกมา ผ่านวงจรรองความถี่หรือ พรีสเกลเลอร์ (Prescaler) จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกทำการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ใช้อ้างอิง (Reference frequency) โดยเฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟส และทำการแปลงความต่างเฟสให้กลายเป็นแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งซึ่งมีริบเปิ้ล (Ripple) จากนั้นวงจรรองความถี่จะทำการกรองแรงดันไฟตรงดังกล่าวให้เป็นแรงดันไฟตรงที่ปราศจากริบเปิ้ล เพื่อใช้เป็นแรงดันควบคุมวงจรวีซีโอ ให้ผลิตสัญญาณที่มีความถี่ค่าใหม่ออกมา และจะเป็นเช่นนี้เรื่อยไปจนกระทั่งความต่างเฟสที่ได้เป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้วงจรรองความถี่ปล่อยแรงดันไฟตรงคงที่ค่าหนึ่งออกมาเป็นผลทำให้วงจรวีซีโอผลิตสัญญาณที่มีความถี่คงที่ออกมาค่าหนึ่งตามที่ต้องการ

การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ่ป



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ่ป

จากรูปที่ (2.5)

- K_d = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทกเตอร์
- $F(s)$ = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์
- A = อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ
- K_o = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{2-23}$$

จาก $\omega = s\theta$ (2-24)

$$\theta = \int \omega dt \tag{2-25}$$

และ $\theta = \frac{\omega}{s}$

เนื่องจากเอาท์พุทของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เรา

ต้องการค่า ϕ_{osc} ฉะนั้นจะต้องใส่บล็อก $\frac{1}{s}$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $\left(\frac{V_o}{\phi_i}\right) = \frac{A}{1 + AF}$ (2-26)

เมื่อ $A =$ อัตราการขยายไปข้างหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$F =$ อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ (2.5) ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{\phi_i} &= \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \\ &= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2-27)$$

โดยปกติเราจะใช้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเฟส จากสมการ (2-27) และเราจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s \phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2-28)$$

วงจรเฟสล็อกกลุ่ที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องมีพิสัยการล็อกที่กว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ในช่วงกว้าง นอกจากนี้ ยังต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของรูปแฉะๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกกลุ่สามารถค้างการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_c - \omega_n$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_c - \pi/2) K_d K_o F(s) \quad (2-29)$$

แทนค่า $\theta_{c,max} = \pi$ และ $\theta_{c,min} = 0$

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2) K_d K_o F(s) \quad (2-30)$$

$$2\Delta\omega_c = \pm \pi K_d K_o F(s)$$

เมื่อ $\Delta\omega_c$ คือ พิสัยการล็อก

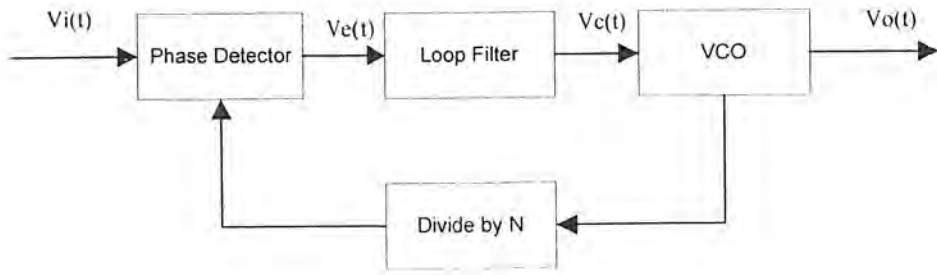
เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_c เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_n มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2-30) สถานะสมดุลของการชิงโครนัสจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกของระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุต เพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกกลุ่สามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เรียกว่า “ช่วงความถี่ตรวจับ” (Capture range) ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่ทอพอของลูปฟิลเตอร์ ω_c และพิสัยการล็อก $\Delta\omega_c$ จะได้พิสัยแถบเจอร์เท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{ในกรณีทั่วไป} \quad \Delta\omega_c &\gg \omega_c \\ \Delta\omega_c &= \pm \sqrt{\omega_c \Delta\omega_c} \\ 2\Delta\omega_c &= 2\sqrt{\omega_c \Delta\omega_c} \end{aligned} \quad (2-31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\Delta\omega_c$ คือ ช่วงความถี่ตรงจับ



รูปที่ 2.6 แสดงระบบสังเคราะห์ความถี่แบบใช้หลักการของเฟสล็อกกลุ่

พิจารณาเมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก จะได้ว่า

$$f_d = f_r \tag{2-32}$$

$$f_d = \frac{f_o}{N} \tag{2-33}$$

ดังนั้น

$$f_o = Nf_r \tag{2-33}$$

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่ล็อกแล้ว ความถี่ของเอาท์พุทจะมีค่าเป็น N เท่าของสัญญาณอ้างอิง ส่วนประกอบที่สำคัญของระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุ่ มีดังนี้

2.1.2.1 ภาคความถี่อ้างอิง (Reference Generator)

เนื่องจากต้องการให้วงจรมีความถี่ที่ตรง จึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงที่เชื่อถือได้ป้อนให้กับวงจร ดังนั้นจะใช้ คริสตัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งวงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ อาศัยหลักการสั่นของชั้นผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางความถี่สูงมาก จากการศึกษาที่ผ่านมา ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC จะแปรเปลี่ยนไปเมื่อกวักคา.อุณหภูมิไหลคและอื่นๆเปลี่ยนแปลงไป การทำให้งจร LC มีเสถียรภาพดีทำได้ยาก ด้วยเหตุนี้ภาคต่างๆ ในเครื่องรับวิทยุต้องการความแม่นยำ และเสถียรภาพของค่าความถี่มากๆ หรือทางด้านเครื่องส่งก็คตามมักจะต้องใช้วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ทั้งสิ้น



รูปที่ 2.7 แสดงสัญลักษณ์ที่ใช้แทนชั้นผลึกกำเนิดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2.2 ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)

เฟสดีเทกเตอร์ เป็นตัวทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ และเปลี่ยนเฟสต่างกันของสัญญาณทั้งสองให้เป็นแรงดันคลาดเคลื่อน (Error voltage) ด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน K_v (gain constant) โดยแรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะประกอบด้วย ขนาดของพัลส์ที่มีความกว้างที่เปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสองซึ่งมีส่วนผสมของไฟตรง DC ปนอยู่ด้วย ส่วนที่เป็น DC นี้จะนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวีซีโอ ซึ่งค่าแรงดันที่ปรากฏออกมาจะเป็นอัตราที่แปรผันตามความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสองที่เข้ามาในเฟสดีเทกเตอร์ ไม่ว่าความถี่ของวีซีโอจะห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่าใด ช่วงความถี่ที่วงจรเฟสล็อกสามารถแก้ไขได้เรียกว่า “ช่วงความถี่ตรวจจับ” (Capture range)

ลักษณะของวงจรเฟสดีเทกเตอร์สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 แบบคือ

เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) ต่างๆ ทั้งหลายทั้งอนาล็อกและดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 มีความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงใดช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0 - \pi$

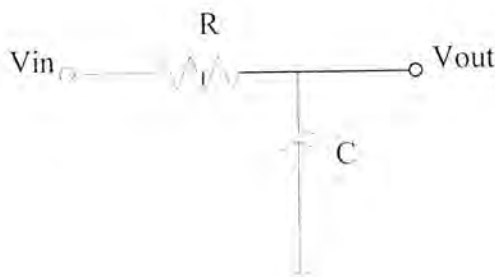
เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้ จะผลิตพัลส์บวกหรือพัลส์ลบขึ้นอยู่กับกรรนำหน้า (Lead) หรือตามหลัง (Lag) ของสัญญาณวงจรวีซีโอเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านั้นจะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองเฟสดีเทกเตอร์ และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้แก่วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้คือ การมีอินพุตที่ไม่ขึ้นกับค่า duty cycle (Duty cycle) ของสัญญาณอินพุต และไม่มีการครอสเฟส (Ripple) ที่อินพุต เหมือนเป็นกรณีเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1

2.1.2.3 วงจรกรองความถี่ (Loop Filter)

วงจรกรองความถี่ที่ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทกเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดขึ้นจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงที่แสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาคาร์ลอคไว้ได้อีกด้วย

วงจรกรองความถี่ที่นิยมใช้มี 3 ชนิด คือ

- 1) วงจรกรองความถี่อันดับที่ 1



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรกรองความถี่อันดับที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวงจรมีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ

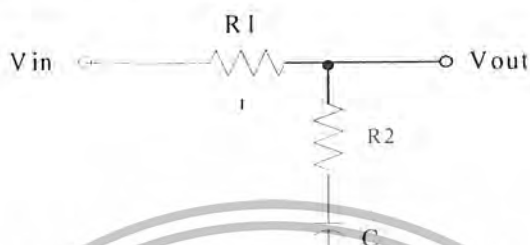
$$F(s) = \frac{1}{s\tau + 1}$$

(2-34)

โดยที่

$$\tau = RC$$

2) วงจรกรองความถี่แบบแลก-ลีด



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรกรองความถี่แบบแลก-ลีด

โดยวงจรมีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ

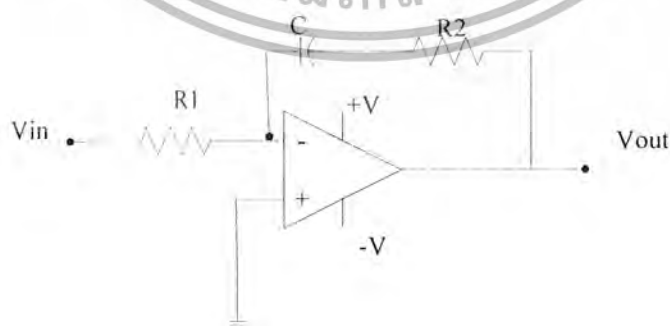
$$F(s) = \frac{s\tau_1 + 1}{s(\tau_1 + \tau_2) + 1}$$

(2-35)

โดยที่

$$\tau = CR_1 \quad \text{และ} \quad \tau_2 = CR_2$$

3) วงจรกรองความถี่แบบเอกทีฟ



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกรองความถี่แบบเอกทีฟ

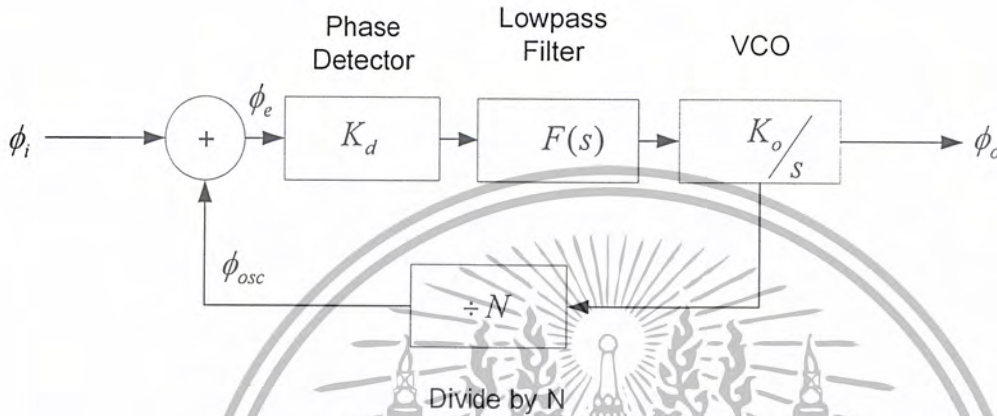
โดยวงจรมีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = -\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \tag{2-36}$$

โดยที่ $\tau_1 = CR_1$ และ $\tau_2 = CR_2$

จากวงจรกรองความถี่ทั้งสามแบบเราสามารถนำมาเปรียบเทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกัลป์ได้



รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกโคโตะแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบใช้เฟสล็อกกัลป์

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d K_v F(s) / s}{1 + K_d K_v F(s) / Ns} = \frac{K_d K_v F(s)}{s + \frac{K_d K_v F(s)}{N}} \tag{2-37}$$

นำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของบล็อกฟิลเตอร์แต่ละแบบมาแทนลงในทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ

ฟิลเตอร์แบบอันดับที่ 1

แทนสมการที่ (2-34) ลงในสมการที่ (2-37)

$$H(s) = \frac{K_v K_d \left(\frac{1}{1+s\tau} \right)}{s + \frac{K_v K_d}{N} \left(\frac{1}{1+s\tau} \right)} = \frac{K_d K_v}{s(s\tau + 1) + \frac{K_v K_d}{N}} = \frac{K_v K_d}{s^2 + \frac{s}{\tau} + \frac{K_v K_d}{N\tau}} \tag{2-38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบกับสมการมาตรฐาน

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2s\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (2-39)$$

จะได้ว่า
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_v K_d}{NRC}} \quad (2-40)$$

และ
$$\xi = \frac{1}{\omega_n \tau} \quad (2-41)$$

รูปฟิลเตอร์แบบแลก-ดีค

แทนสมการที่ (2-35) ลงในสมการที่ (2-37)

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{K_v K_d (1 + s\tau_2) / (s(\tau_1 + \tau_2) + 1)}{s + \frac{K_v K_d}{N} (1 + s\tau_2) / (s(\tau_1 + \tau_2) + 1)} \\ &= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1)}{s^2 (\tau_1 + \tau_2) + s + s \frac{K_v K_d}{N} (s\tau_2 + 1)} \\ &= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1)}{s^2 (\tau_1 + \tau_2) + s + s \frac{K_v K_d}{N} \tau_2 + \frac{K_v K_d}{N}} \\ &= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1) / (\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + s \frac{K_v K_d}{N} \tau_2 + \frac{K_v K_d}{N} (\tau_1 + \tau_2)} \end{aligned} \quad (2-42)$$

เทียบกับสมการมาตรฐาน

$$H(s) = \frac{(s\tau_2 + 1)\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

จะได้ว่า
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_v K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}} \quad (2-43)$$

และ
$$\xi = \frac{1 + \frac{K_v K_d}{N} \tau_2}{2\omega_n (\tau_1 + \tau_2)} = \frac{1 + K_v K_d \tau_2}{2\sqrt{K_v K_d N} (\tau_1 + \tau_2)}$$

$$= \frac{\tau_2 \omega_n}{2} + \frac{\omega_n N}{2K_v K_d}$$

$$\xi = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_v K_d} \right) \quad (2-45)$$

รูปฟิลเตอร์แบบเอกทีฟ

แทนสมการที่ (2-36) ลงในสมการที่ (2-37)

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1) / s\tau_1}{s + K_v K_d (s\tau_2 + 1) / s\tau_1 N} \\ &= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + K_v K_d (s\tau_2 + 1) / \tau_1 N} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{K_v K_d (s\tau_2 + 1)/\tau_1}{s^2 + sK_v K_d \tau_2/\tau_1 N + K_v K_d/\tau_1 N} \quad (2-46)$$

เทียบกับสมการมาตรฐาน

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

จะได้ว่า

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_v K_d}{NCR_1}} \quad (2-47)$$

และ

$$2\xi\omega_n = \frac{K_v K_d \tau_2}{N\tau}$$

$$\xi = \frac{K_v K_d \tau_2}{2\omega_n N \tau_1} \quad (2-48)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{K_v K_d \tau_2}{2N\tau_1 \sqrt{\frac{K_v K_d}{N\tau_1}}} \\ &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_v K_d}{N\tau_1}} \\ &= \frac{\omega_n CR_2}{2} \end{aligned} \quad (2-49)$$

2.1.2.4 วงจรหาร N (Programmable Divider)

ภาคหารความถี่แบบตั้งโปรแกรมได้นี้ เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุมวิธีโอให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการ ตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องของวงจร และตัวเลขในการหาร (คือ N) จะต้องเป็นจำนวนเต็ม

ภาคหาร N นี้มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการลือกความถี่ที่ต้องการคือ ภาคหาร N เวลาที่ใช้ในการลือกความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยที่สุดจะมีค่าไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากที่สุด วงจรหาร N เกิดจากวงจรนับเลขฐานสิบ (Decade counter) หลายๆ ชุดมาต่อร่วมกับเกตต่างๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้

ตัวอย่างที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_R เท่ากับความถี่อ้างอิงของวงจรเฟสล็อกอิน ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรมับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ $P+1$ เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า "พริสเกลเลอร์สองโมดูลัส" วงจรนับหาร N , ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

ส่วนประกอบสำคัญของวงจรพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสคือ วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ซึ่งตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม (Auxiliary counter)

ตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (modulus) P หรือ $P+1$ สมมติ

ถ้าเป็นข้อนล (ความถี่) หรือพริสเกลเลอร์ให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พริสเกลเลอร์ใช้ $P+1$ เป็นตัวหาร เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคาน์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงจะส่งคำสั่งไปยังคัมป์ให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนตัวหารเป็น P เคาน์เตอร์หลักก็เช่นเดียวกัน จะค่อยๆ นับถอยหลังลงไปเรื่อยๆ จนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์ทั้งสองตัวเป็นศูนย์เมื่อใด เคาน์เตอร์ทั้งคู่จะถูกพริสเกตด้วยข้อมูล (หรือความถี่) เนื่องจากเคาน์เตอร์เสริมจะต้องนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่พริสเกตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริสเกตให้กับเคาน์เตอร์หลัก

สมมติว่าให้พริสเกตเคาน์เตอร์หลักด้วย N และพริสเกตเคาน์เตอร์เสริมด้วย A เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหารด้วย $P+1$ ซึ่งยังคงจะอยู่ในสภาวะนี้ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิลของวีซีโอ ที่ผ่านไปจะเท่ากับ $P+1$ คูณกับ A ไซเคิล หลังจากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว (พร้อมกันกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่ $(N-A)$ ไซเคิลก่อนที่จะนับเป็นศูนย์ นั่นคือจะต้องใช้เวลาในการนับเคาน์เตอร์หลักเป็นศูนย์ต่อไปอีก คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของวีซีโอ) ที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย $(N-A)$ ดังนั้นรวมเวลาที่ใช้ทั้งหมดคือ

$$VCO_{cycle} = (P+1)A + P(N-A) = PN + A \tag{2-50}$$

ซึ่งก็คือจำนวนตัวหารทั้งหมดที่ได้แน่นอนซึ่งจะได้เท่ากับ

$$N_s = PN + A \tag{2-51}$$

ความถี่ของวีซีโอจะเท่ากับ $PN + A$ เท่าของความถี่อ้างอิง

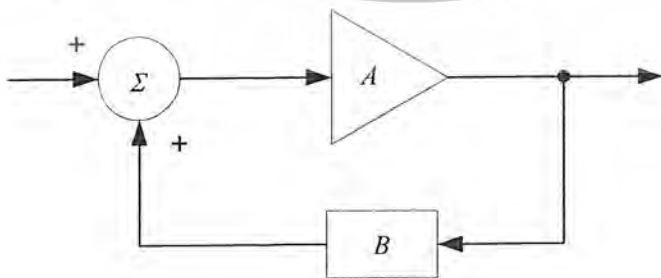
$$F_{synth} = F_{ref}(PN + A) \tag{2-52}$$

2.1.2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (วีซีโอ)

วงจรวีซีโอจะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ โดยอาศัยระดับแรงดันในการควบคุมการสร้างความถี่ โดยที่การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับขนาดของแรงดันควบคุม โดยอัตราส่วนของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงต่อแรงดันควบคุมที่อินพุตของวีซีโอจะมีค่าเท่ากับ ซึ่งหาได้จาก

$$K_v = \frac{2\pi\Delta f}{\Delta V} \quad (\text{rad/sec.volt}) \tag{2-53}$$

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ (2.12)



รูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท (Forward path)

B คือ อัตราส่วนการป้อนกลับ (Feedback ratio) ในส่วนของการป้อนกลับ (Feedback path)

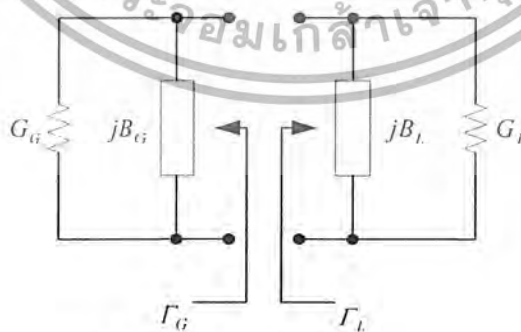
วงจรจะออสซิลเลตได้คือเมื่อ $|AB|=1$ (Barkhausen Criterion) และ $\angle AB = 360^\circ$ ดังนั้นจากเงื่อนไขข้างต้น $A_{total} \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่า $= \infty$ เมื่อเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลต วงจรขยาย A จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบคือ

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance) สำหรับสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลต จะได้ $|R_G| > R_L$ เมื่อ R_G มีค่าความต้านทานเป็นลบและสำหรับสภาวะ Steady State จะได้ $R_G + R_L = 0$ และ $X_G + X_L = 0$



รูปที่ 2.13 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

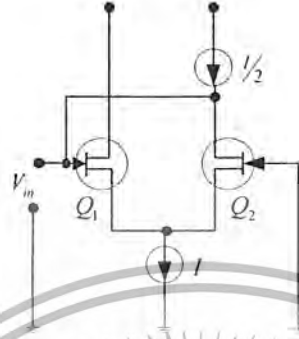
วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance) สำหรับสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลตจะได้ $|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าความนำไฟฟ้าเป็นลบและสำหรับสภาวะ Steady State จะได้ $G_G + G_L = 0$ และ $B_G + B_L = 0$



รูปที่ 2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการของความต้านทานเชิงลบ (Negative resistance) มีใช้อธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานเชิงลบ เช่นเดียวกันโดยจากรูปที่ (2.15) แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ โดยหากต้องการหาเงื่อนไขที่แสดงการออสซิลเลตสามารถคำนวณเริ่มต้นจาก



รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล

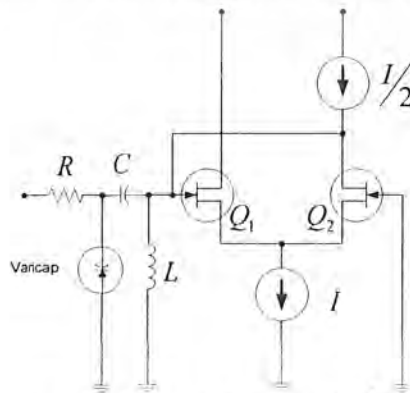
เริ่มต้นคำนวณหาค่าความต้านทานด้านอินพุต (Input resistance)

$$i = g_m \frac{V_i}{2} \tag{2-54}$$

เมื่อสมมติให้ความต้านทานด้านอินพุตของเฟต (FET) และแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่ามาก ๆ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขาคัด (GATE) จะเป็น

$$\begin{aligned} V_{gs} &\approx \frac{V_i}{2} \\ \frac{V_i}{I_i} &= \frac{2}{g_m} \\ R_m &= \frac{-2}{g_m} \end{aligned} \tag{2-55}$$

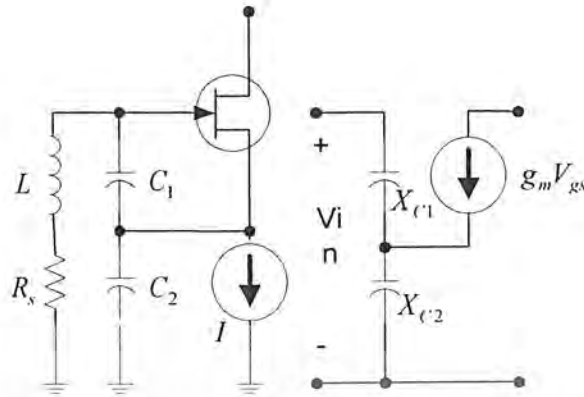
ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริแคปแทนตัวเก็บประจุจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดัน (วีซีโอ) ตามรูปที่ (2.16)



รูปที่ 2.16 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (วีซีโอ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator) สามารถวิเคราะห์ได้คือ



รูปที่ 2.17 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์

$$V_m = i_m (X_{C_1} + X_{C_2}) + g_m V_{gs} X_{C_2} \tag{2-56}$$

$$V_{gs} = V_{X_{C_1}} = i_m X_{C_1} \tag{2-57}$$

$$V_m = i_m (X_{C_1} + X_{C_2}) + g_m i_m X_{C_1} X_{C_2} \tag{2-58}$$

$$\frac{V_m}{I_m} = X_{C_1} + X_{C_2} + g_m X_{C_1} X_{C_2} \tag{2-59}$$

$$Z_m = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \tag{2-59}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า ความต้านทานขาเข้าจะมีความต้านทานที่เป็นลบ

$$R_m = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{2-60}$$

ต่ออนุกรมอยู่กับ

$$C_m = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \tag{2-61}$$

นำตัวเหนี่ยวนำ (L) มาต่อเข้ากับวงจรนี้ โดย R_s คือความต้านทานแฝงที่อนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำ จะได้ว่า วงจรจะเริ่มทำงานได้โดยกำเนิดความถี่ที่

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \tag{2-62}$$

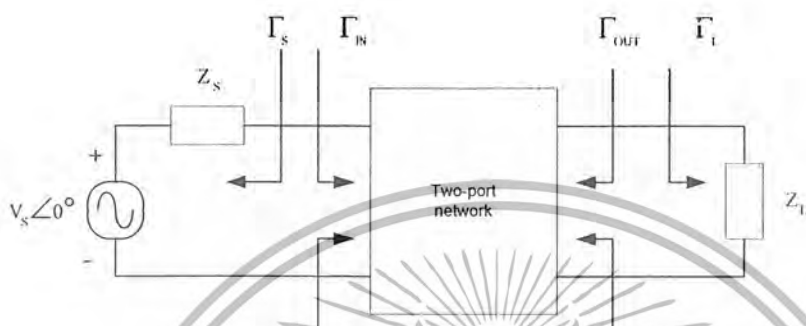
ผลรวมของ C_1 และ C_2 ในแบบอนุกรมจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $C_1 = C_2 = C_m$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\sqrt{\frac{R_s}{g_m}} < \frac{1}{\omega C_m} \tag{2-63}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์

ความเสถียรภาพของวงจรขยายหรือวงจรกำเนิดสัญญาณมีความสำคัญมากในการออกแบบ และเราสามารถกำหนดความเสถียรภาพได้จาก S พารามิเตอร์, วงจรแมตซ์ซิ่ง และอุปกรณ์ที่ใช้ ซึ่งการที่วงจรจะเกิดความไม่เสถียรภาพได้นั้นจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ $|\Gamma_m| > 1$ หรือ $|\Gamma_{out}| > 1$ หรือในกรณีที่อุปกรณ์มีค่า $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$



รูปที่ 2.18 ความเสถียรภาพของโครงข่าย

เราสามารถแสดงเงื่อนไขในการเสถียรภาพได้ในทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน ได้ดังนี้

$$|\Gamma_s| < 1 \tag{2-64}$$

$$|\Gamma_L| < 1 \tag{2-65}$$

$$|\Gamma_m| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \tag{2-66}$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \tag{2-67}$$

ดังนั้น ขอบเขตที่ทำให้วงจรมีความเสถียรภาพ คือ ค่าของ Γ_L และ Γ_s ที่ทำให้ค่า $|\Gamma_m| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ซึ่งเราสามารถหาผลลัพธ์ของ Γ_L และ Γ_s ได้เป็นสมการวงกลม ดังนี้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{2-68}$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{2-69}$$

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

จากสมการข้างต้น สามารถหารัศมีและจุดศูนย์กลางวงกลมที่ $|\Gamma_m| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ในระนาบ Γ_L และ Γ_s

ค่า Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_m| = 1$ (วงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (2-70)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2-71)$$

ค่า Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{out}| = 1$ (วงกลมเสถียรภาพของอินพุต)

$$r_S = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (2-72)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2-73)$$

ที่ค่า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์หนึ่ง ที่ความถี่หนึ่ง เราสามารถพล็อตค่าของ Γ_L และ Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.19 วงกลมความเสถียรภาพในสมิทชาร์ต

ที่ $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ในระนาบ Γ_L ด้านหนึ่งของขอบเขตของวงกลมเสถียรภาพจะมี $|\Gamma_m| < 1$ และอีกด้านหนึ่งก็จะมี $|\Gamma_m| > 1$ ส่วนในกรณีระนาบ Γ_S ก็เช่นเดียวกัน

เราสามารถตัดสินใจได้ว่าพื้นที่ใดมี $|\Gamma_m| < 1$ หรือ $|\Gamma_m| > 1$ ได้โดยการวิเคราะห์ ดังนี้ จากสมการ ถ้า

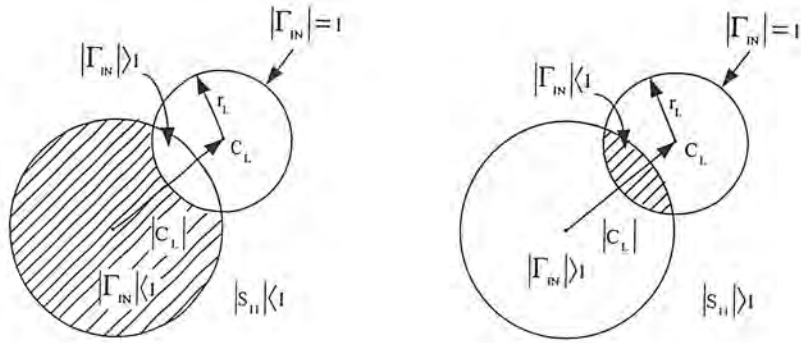
$\Gamma_L = 0$ หรือ $\Gamma_S = 0$ แล้ว $|\Gamma_m| = S_{11}$ และ $|\Gamma_{out}| = S_{22}$

ดังนั้น ถ้าขนาดของ $S_{11} < 1$ แล้ว $|\Gamma_m| < 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ ($\Gamma_L = 0$ เมื่อ $Z_L = Z_0$)

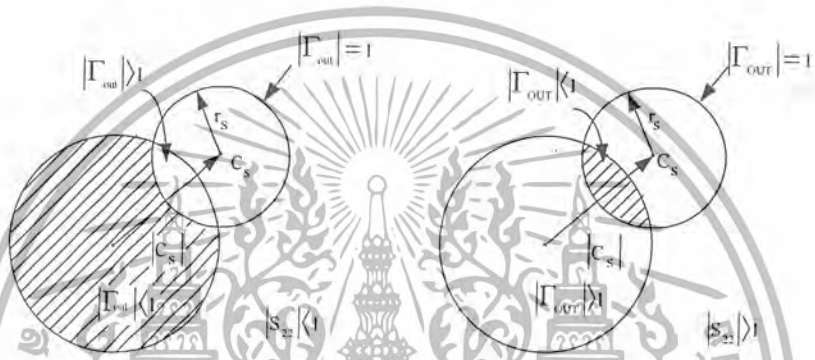
ถ้าขนาดของ $S_{11} > 1$ แล้ว $|\Gamma_m| > 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ ($\Gamma_L = 0$ เมื่อ $Z_L = Z_0$)

ในส่วนกรณีของระนาบ Γ_S ก็ใช้วิธีการวิเคราะห์เช่นเดียวกัน จากหลักการวิเคราะห์ข้างต้นสามารถแสดงผลลัพธ์ได้ ดังรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

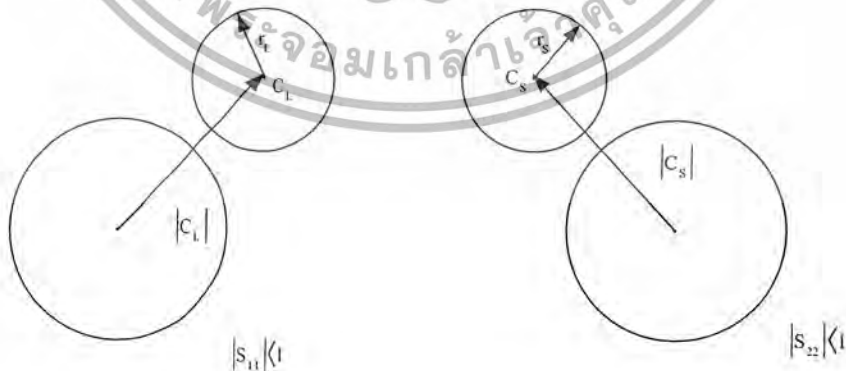


รูปที่ 2.20 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_L



รูปที่ 2.21 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_s

ในส่วนกรณีของความเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข จะเกิดขึ้นในกรณีที่ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ และวงกลมเสถียรภาพ (stability circle) จะตั้งอยู่บนนอกพื้นที่ของสมิททาร์ต ดังแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.22 แสดงความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

ดังนั้น เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดความเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข แสดงได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|C_L - r_L| > 1 \quad ; \quad S_{11} < 1 \tag{2-74}$$

$$|C_S - r_S| > 1 \quad ; \quad S_{22} < 1 \tag{2-75}$$

ส่วนเงื่อนไขที่จำเป็นในการเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข มีดังนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{2-76}$$

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \tag{2-77}$$

โดยที่ ความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ $K > 1$

ในกรณีที่ $S_{12} \neq 0$ แล้วการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดจะอยู่ภายใต้เงื่อนไข

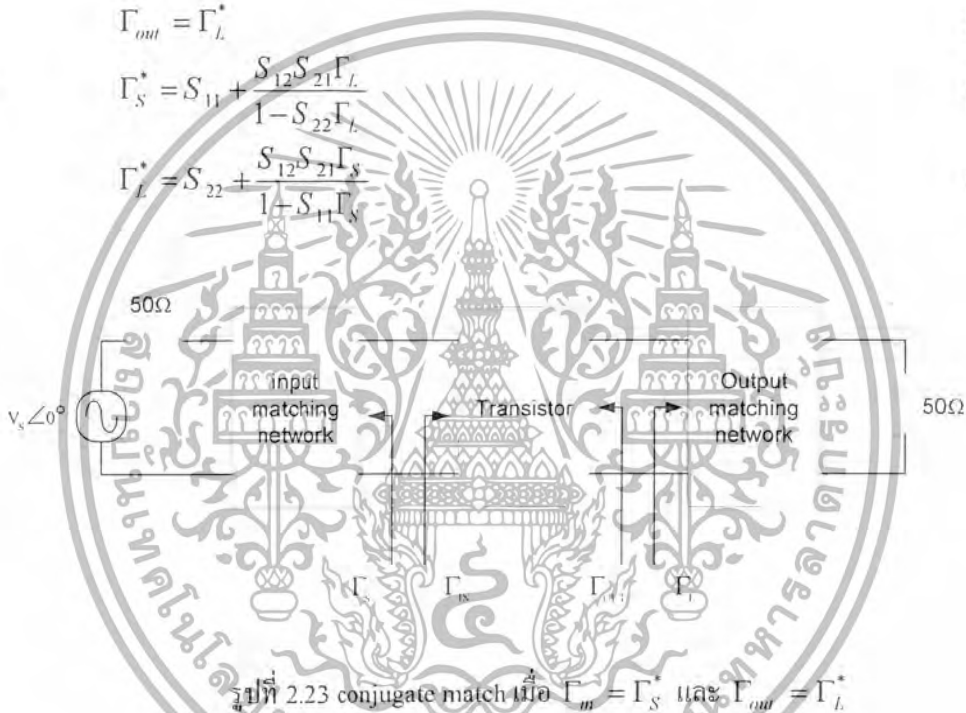
$$\Gamma_m = \Gamma_S^* \tag{2-78}$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \tag{2-79}$$

โดยที่

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{2-80}$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \tag{2-81}$$



รูปที่ 2.23 conjugate match เมื่อ $\Gamma_m = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$

สามารถหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ conjugate match ได้จากสมการ

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \tag{2-82}$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \tag{2-83}$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \tag{2-84}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \tag{2-85}$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \tag{2-86}$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \tag{2-87}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ของสมการที่ (2.82) และ (2.83) จะมี 2 คำตอบ คือ คำตอบที่เกิดจากเครื่องหมายบวก กับคำตอบที่เกิดจากเครื่องหมายลบ ซึ่งคำตอบที่จะนำไปใช้มีแค่คำตอบเดียว คือ คำตอบที่ $|\Gamma| < 1$ และการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด ภายใต้เงื่อนไข simultaneous conjugate match เป็นดังสมการ

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K-1}) \quad (2-88)$$

จะเห็นได้ว่าถ้า $K = 1$ ค่าของ $\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$ จะมีค่ามากที่สุด คือ แทนด้วย G_{MSG}

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2-89)$$

ในกรณีที่เรากำลังต้องการใช้กำลังงานค่าอื่น เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (2-90)$$

$$C_p = \frac{g_p C_2'}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (2-91)$$

โดยที่

$$C_2' = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2-92)$$

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{22}|^2} \quad (2-93)$$

โดยที่

$$G_p \text{ คือ กำลังงานที่ต้องการ และมีค่าไม่เกิน } G_{MSG}$$

2.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller MCS-51)

2.3.1 ความหมายของไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) เป็นชื่อของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบหนึ่งซึ่งรวมเอาหน่วยประมวลผลหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก วงจรรับสัญญาณอินพุต วงจรขับสัญญาณเอาต์พุต หน่วยความจำและวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาไว้ด้วยกัน ทำให้สามารถนำไปใช้งานแทนวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนได้เป็นอย่างดี ช่วยลดจำนวนอุปกรณ์และขนาดของระบบ ในขณะที่มีขีดความสามารถสูงขึ้น ภายใต้งบประมาณที่เหมาะสม

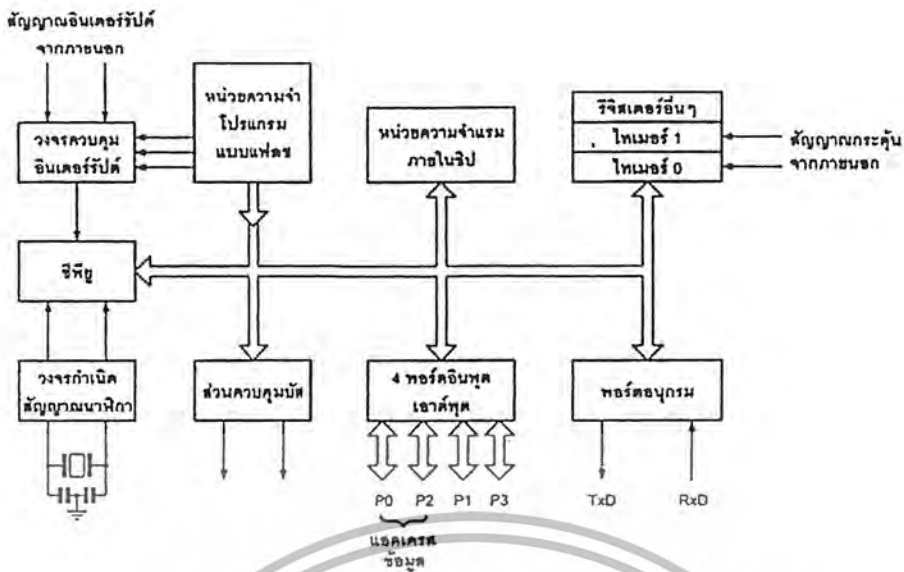
ไมโครคอนโทรลเลอร์มาจากคำ 2 คำรวมกัน “ไมโคร” (Micro) ซึ่งหมายถึงไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประมวลผลข้อมูลขนาดเล็ก ภายในประกอบด้วยหน่วยประมวลผลกลางหรือซีพียู (CPU : Central Processing Unit) หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก (ALU : Arithmetic Logic Unit) วงจรเชื่อมต่อหน่วยความจำและวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา และอีกคำหนึ่งคือคำว่า “คอนโทรลเลอร์” (Controller) หมายถึงอุปกรณ์ควบคุม ดังนั้น ไมโครคอนโทรลเลอร์จึงเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุม โดยที่สามารถเขียนโปรแกรมเพื่อกำหนดรูปแบบการควบคุมได้อย่างอิสระ

2.3.2 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูขนาด 8 บิต
- ภายในมีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลชสามารถลบและเขียนใหม่ได้นับพันครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลพื้นฐานเป็นหน่วยความจำแบบแรม ในบางเบอร์จะมีหน่วยความจำแบบอีอีพรอมเพิ่มเติม
- ขาพอร์ตเป็นแบบสองทิศทาง สามารถใช้งานเป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบฟูลดูเพล็กซ์
- ไทมเมอร์/คาน์เตอร์ขนาด 16 บิตอย่างน้อย 2 ตัว
- สามารถรองรับแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์ได้ 6 ประเภท
- สามารถขยายหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์
- มีวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาอยู่ในชิป
- มีวงจรถ่ายสัญญาณอนุกรมแบบ SPI สำหรับในอนุกรม AT89xx
- มีวอตช์ด็อกไทมเมอร์ในตัวสำหรับอนุกรม AT89xx

ในรูปที่ (2.24) เป็นโครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของ AT89Cxx จะเหมือนกันกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 พื้นฐาน หากแต่แตกต่างกันเฉพาะหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลชที่เพิ่มเติมเข้ามา หากเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรม 87xx หน่วยความจำโปรแกรมภายในจะเป็นแบบอีอีพรอม และบางเบอร์สามารถโปรแกรมได้เพียงครั้งเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 โครงสร้างพื้นฐานของ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx

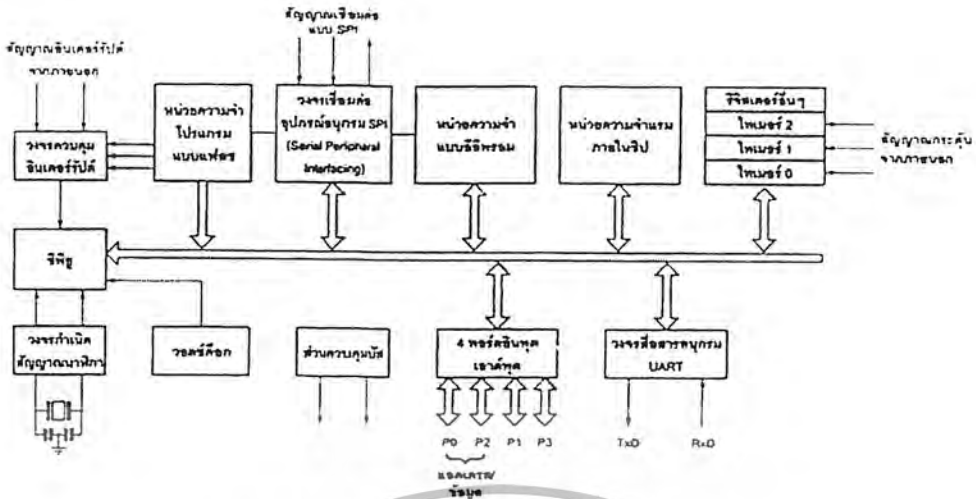
สำหรับในรูปที่ (2.25) เป็นโครงสร้างพื้นฐานของอนุกรม AT89Sxx จะเห็นได้ว่ามีส่วนประกอบที่เพิ่มเติมแตกต่างจาก AT89Cxx อยู่หลายส่วน อาทิ วงจรเชื่อมต่ออนุกรมแบบ SPI ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมนี้ใช้ในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรมโดยไม่ต้องถอดตัวชิปออกไปจากระบบ หรือเรียกว่าการโปรแกรมลงในวงจร ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต ที่เพิ่มเติมเข้ามาอีกตัวหนึ่งเป็นไทเมอร์ 2 และวงจรวอตซ์ดีค็อกที่ใช้ในการตรวจสอบการทำงานผิดพลาดของซีพียู

ในตารางที่ (2.2) แสดงรายละเอียดบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 แต่ละเบอร์ที่ Atmel ผลิตขึ้น และมีใช้งานอยู่ในปัจจุบัน

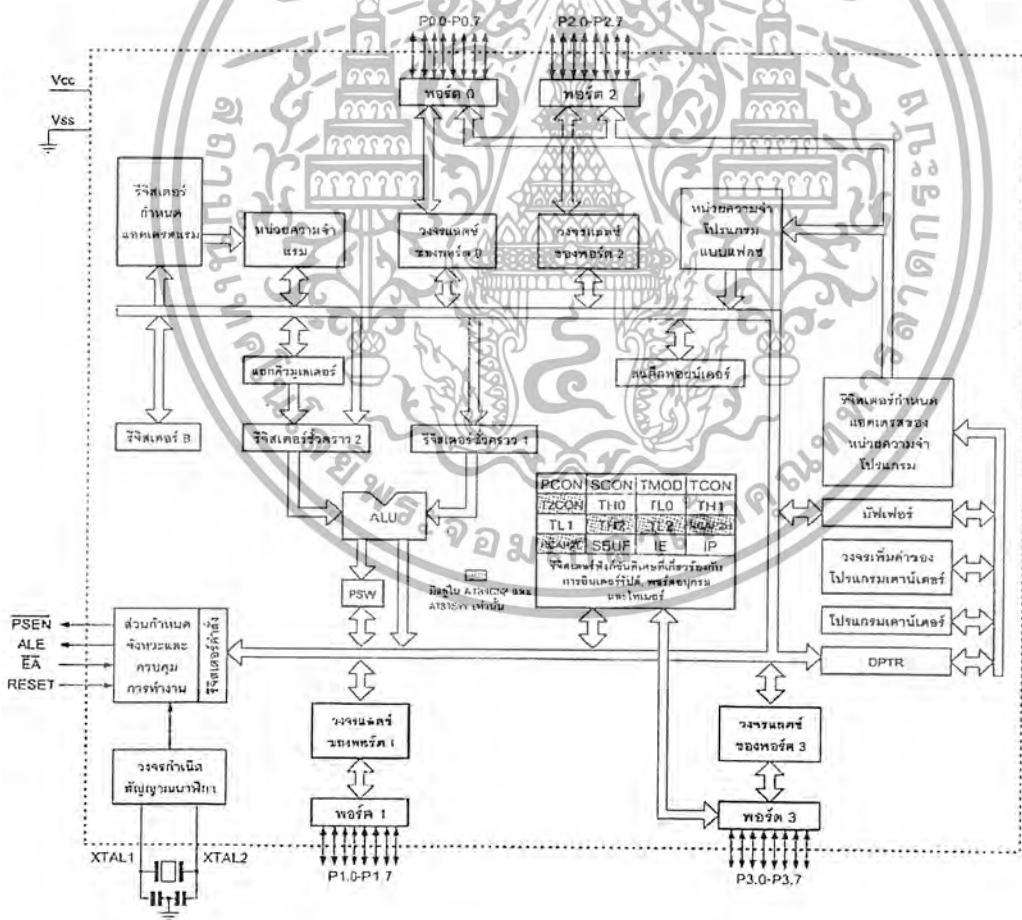
เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน่วยความจำโปรแกรม	หน่วยความจำข้อมูล	จำนวนไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 16 บิต
AT89C1051	แบบแฟลชขนาด 4 กิโลไบต์	แรม 64 ไบต์	1
AT89C2051	แบบแฟลชขนาด 2 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	2
AT89C51	แบบแฟลชขนาด 4 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	2
AT89C52	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89C55	แบบแฟลชขนาด 20 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89S8252	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์, อีอีพรอม 2 กิโลไบต์	3
AT89S53	แบบแฟลชขนาด 12 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3

ตารางที่ 2.2 แสดงรายละเอียดโดยสรุปบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่ Atmel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Sxx



รูปที่ 2.26 รายละเอียดโครงสร้างหลักของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชของ Atmel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทุกเบอร์มีสถาปัตยกรรมและขาใช้งานพื้นฐานเหมือนกัน ดังแสดงใน รูปที่ (2.26) และ รูปที่ (2.27) โดยมีรายละเอียดขั้นต้นดังนี้

ขา Vcc ใช้สำหรับต่อไฟเลี้ยง +5V

ขา GND เป็นขากราวด์ สำหรับต่อกราวด์ของระบบ

ขาพอร์ต 0 (P0.0-P0.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์ต่ำของหน่วยความจำภายนอก (A0-A7) และขาข้อมูล (D0-D7) โดยใช้กระบวนการมัลติเพล็กซ์เข้าช่วยเพื่อสลับการทำงานได้ทั้งขาติดต่อกับแอดเดรสและขาข้อมูล

ขาพอร์ต 1 (P1.0-P1.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานโดยทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนั้นในอนุกรม AT89Sxx จะใช้ขา P1.0 เป็นขาอินพุตสำหรับนับค่าของไทเมอร์ 2 และ ขา P1.1 เป็นขาอินพุตทริกเกอร์ของไทเมอร์ 2 ในขณะที่ขา P1.2 ถึง P1.7 เป็นขาสำหรับการเชื่อมต่อแบบ SPI เพื่อทำการ โปรแกรมข้อมูลในระบบ



รูปที่ 2.27 การจัดขามาตรฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx

ขาพอร์ต 2 (P2.0-P2.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละ

บิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย(float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูงของหน่วยความจำภายนอก (A8-A15)

ขาพอร์ต 3 (P3.0-P3.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปลอยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ต 3 ยังเป็นขาที่มีหน้าที่การใช้งานพิเศษ ดังมีรายละเอียดขั้นต้นต่อไปนี้

- P3.0 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม หรือขา RxD
- P3.1 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับส่งข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม หรือขา TxD
- P3.2 ใช้เป็นขาอินพุตรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกช่อง 0 หรือขา $\overline{INT0}$
- P3.3 ใช้เป็นขาอินพุตรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกช่อง 1 หรือขา $\overline{INT1}$
- P3.4 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณไทมเมอร์จากภายนอกช่อง 0 หรือขา $T0$
- P3.5 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณไทมเมอร์จากภายนอกช่อง 1 หรือขา $T1$
- P3.6 ใช้เป็นขาสัญญาณ WR ในกรณีที่เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก
- P3.7 ใช้เป็นขาสัญญาณ RD ในกรณีที่เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก

ขารีเซต (reset) ใช้ในการรีเซ็ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยในกรณีป้อนสัญญาณเพื่อรีเซต สถานะที่ขานี้ต้องอยู่ในระดับรีเซตอย่างน้อย 2 เมกซ์ซีไนเซกิล โดยที่วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกายังคงทำงานต่อเนื่องไปอย่างปกติ

ขา ALE/PROG (Address Latch Enable/Program pulse input) เป็นขาที่ใช้ในการควบคุมการแลตช์ของขาพอร์ต 0 เมื่อมีการใช้งานหน่วยความจำภายนอก นอกจากนี้ขานี้ยังใช้เป็นขาสำหรับรับพัลส์ของการโปรแกรมสำหรับโปรแกรมข้อมูลลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในรุ่นที่มีหน่วยความจำโปรแกรมแบบอีพรอม

ขา PSEN (Program Store Enable) ขานี้ใช้ในการส่งสัญญาณเพื่อร้องขอติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณออกมาที่ขานี้ 2 ครั้งในแต่ละเมกซ์ซีไนเซกิล แต่ถ้าหากติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ขานี้จะไม่ส่งสัญญาณใดๆ ออกมา

ขา EA/ Vpp (External Access enable/Programming voltage input) ใช้สำหรับเลือกการติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมจากภายนอกหรือภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ถ้าหากขานี้เป็น “0” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก แต่ถ้าหากขานี้เป็น “1” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ ขานี้ยังใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับแรงดันไฟสูงสำหรับการ โปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชต้องการแรงดันสำหรับการ โปรแกรม +12V

ขา XTAL1 และ XTAL2 เป็นขาสำหรับต่อคริสตัลเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำภายในหลักๆ อยู่ 2 ส่วนคือ หน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูล ซึ่งก็มีขนาดและการจัดสรรแตกต่างกันไปในแต่ละเบอร์ ในที่นี้จะกล่าวถึงการจัดสรรหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช การเชื่อมต่อกับ หน่วยความจำภายนอกและข้อมูลเบื้องต้นของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษที่ใช้ควบคุมการทำงานของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

หน่วยความจำโปรแกรม (Program memory)

ในรูปที่ (2.28) แสดงการจัดหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ในเบอร์ต่างๆ ที่นิยมใช้งาน อันประกอบด้วยเบอร์ AT89C51 และ AT89C52 จะเห็นได้ว่าทั้งสองเบอร์ สามารถติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ โดยสามารถเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรม ภายในอย่างเดียวหรือรวมกับภายนอกหรือเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกอย่างเดียวก็นำได้

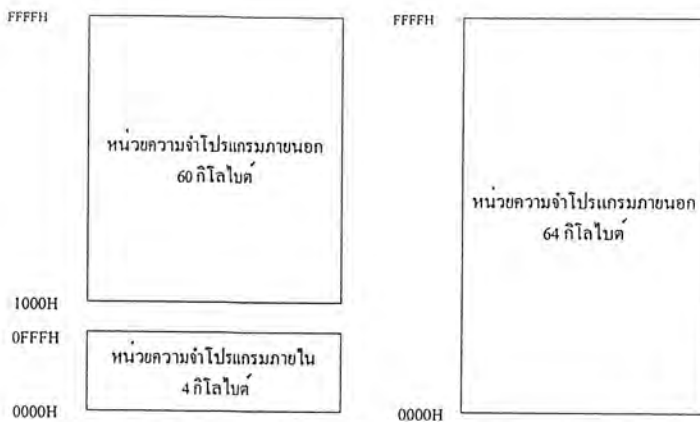
หน่วยความจำโปรแกรม ใช้เก็บข้อมูลของโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือที่เรียกว่า “โปรแกรมมอนิเตอร์” (Monitor program) หากใช้หน่วยความจำภายนอกมักจะบรรจุอยู่ใน หน่วยความจำชนิดอีพรอม ซึ่งสามารถทำการอ่านได้เพียงอย่างเดียว

หน่วยความจำโปรแกรมมีแอดเดรสเริ่มต้นที่ 0000H เมื่อซีพียูได้รับการรีเซ็ตให้เริ่มดำเนินการทำงาน จะต้องมาเริ่มต้นที่แอดเดรสนี้เสมอ อย่างไรก็ตาม ในพื้นที่ของหน่วยความจำโปรแกรมไม่ว่าจะใช้งานจาก ภายในหรือภายนอกก็ตาม ต้องมีการสงวนพื้นที่บางตำแหน่งเอาไว้สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 6 ประเภท ประเภทละ 8 ไบต์ ประกอบด้วย

- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากภายนอก กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0003H
- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทมเมอร์ 0 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 000BH
- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 1 จากภายนอก กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0013H
- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทมเมอร์ 1 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 001BH
- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ของการสื่อสารอนุกรม กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0023H
- พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทมเมอร์ 2 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 002BH

กรณีที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน แต่ต้องการ ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกด้วย สามารถทำได้โดยต้องกำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำ โปรแกรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการต่อหน่วยความจำภายนอกแสดงในรูปที่ (2.29) ขาพอร์ต P0.0-P0.7 ใช้เป็นขาข้อมูล D0-D7 และขาแอดเดรสไบต์ต่ำ โดยผ่านวงจรเลขตั้งปกติใช้ไอซีเบอร์ 74HC573 และใช้สัญญาณ ALE และ PSEN ในการเลือกใช้งานขา P0.0-P0.7 เพื่อใช้เป็นขาข้อมูลหรือขาแอดเดรส ในขณะที่ขา P2.0-P2.7 ใช้ในการเชื่อมต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูง A8-A15 ดังนั้นเมื่อมีการติดต่อกับ หน่วยความจำโปรแกรมภายนอก ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเหลือขาพอร์ตเพียง 16 บิต คือ ที่ขาพอร์ต P1.0-P1.7 และ P3.0-P3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

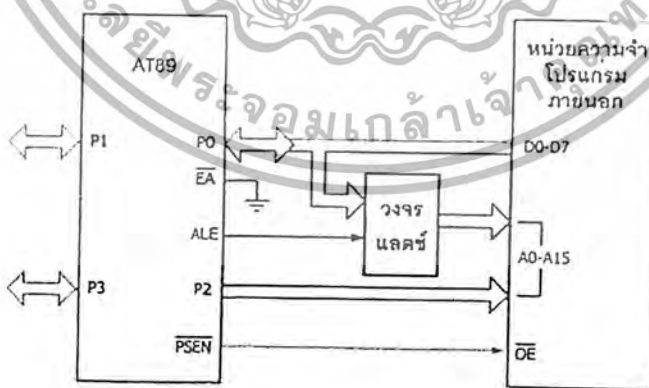


ก) การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ AT89C51



ข) การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ AT89C52

รูปที่ 2.28 การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช



รูปที่ 2.29 การเชื่อมต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

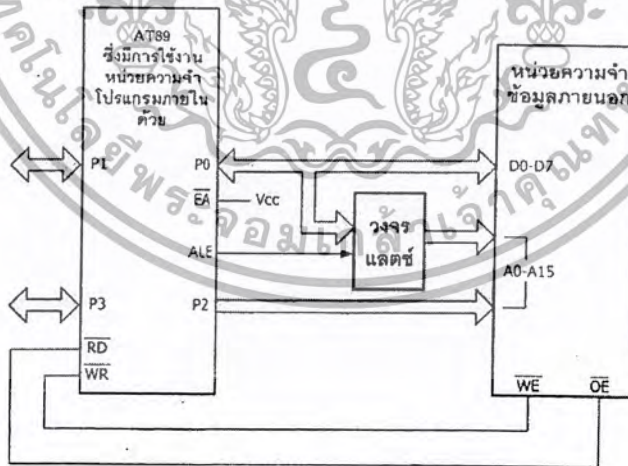
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำข้อมูล (Data memory)

มีด้วยกัน 2 แบบคือ หน่วยความจำข้อมูลภายในและภายนอก โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ในอนุกรม AT89 สามารถติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ โดยการใช้คำสั่ง MOVX ในการติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอก การติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชแสดงดังรูปที่ (2.30) จะเห็นได้ว่า มีลักษณะคล้ายกับการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก แตกต่างกันที่มีสัญญาณที่ใช้สำหรับการอ่านและเขียนหน่วยความจำข้อมูลภายนอก นั่นคือ ขา RD และ WR

สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในเป็นแบบแรม(RAM: Random Access Memory) โดยแต่ละเบอร์จะมีขนาดแตกต่างกันไป สำหรับการจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลภายในแบ่งเป็น 3 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง(Lower) ,ส่วนบน(Upper) และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR: Special Function Register) แต่ละส่วนมีขนาด 128 ไบต์

ขนาดของหน่วยความจำข้อมูลของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช โดยแท้จริงแล้วมีเพียง 256 ไบต์ แต่ด้วยการจัดการเข้าถึงที่แตกต่างกัน จึงดูเหมือนว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำข้อมูลภายในสูงถึง 384 ไบต์ โดยในหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างขนาด 128 ไบต์ มีแอดเดรสอยู่ที่ 0000H-007FH สามารถเข้าถึงได้โดยตรงและโดยอ้อม สำหรับหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนมีขนาด 128 ไบต์เช่นกันมีแอดเดรสอยู่ที่ 0080H-00FFH สามารถเข้าถึงได้โดยอ้อมเท่านั้น ในขณะที่รีจิสเตอร์ SFR มีแอดเดรสอยู่ที่ 0080H-00FFH เช่นเดียวกับหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน แต่สำหรับรีจิสเตอร์ SFR ใช้การเข้าถึงแบบโดยตรง ดังนั้นเพื่อความสะดวกและง่าย ตลอดจนป้องกันความสับสนในการเขียนโปรแกรมสำหรับผู้เริ่มต้นจึงใช้หน่วยความจำข้อมูลภายในเพียง 128 ไบต์จากหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างร่วมกับรีจิสเตอร์ SFR ก็เพียงพอ



รูปที่ 2.30 แสดงการเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 ชุดคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีชุดคำสั่งที่เหมือนกันกับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทุกประการ โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กลุ่ม ดังนี้

1. กลุ่มคำสั่งการโอนย้ายข้อมูล (Data transfer instructions)
2. กลุ่มคำสั่งทางคณิตศาสตร์ (Arithmetic instructions)
3. กลุ่มคำสั่งทางลอจิก (Logical instructions)
4. กลุ่มคำสั่งจัดการข้อมูลระดับบิต (Bit manipulated instructions)
5. กลุ่มคำสั่งการกระโดด (Branch instructions)

โดยการทำงานในแต่ละคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชจะใช้เวลาในการประมวลผลที่แตกต่างกัน โดยจะนับเป็นหน่วยของรอบการทำงานหรือเรียกว่า “แมชชีนไซเคิล”(Machine cycle) ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าเวลาใน 1 แมชชีนไซเคิลได้จาก

$$T = C \times \frac{12}{f_{XTAL}}$$

โดยที่ T คือ ค่าเวลาที่ใช้ในการประมวลผลคำสั่ง

C คือ จำนวนแมชชีนไซเคิลของคำสั่งนั้น

f_{XTAL} คือ ค่าความถี่ของคริสตัลที่ใช้ในการกำหนดความถี่ของสัญญาณนาฬิกา

สำหรับข้อมูลในส่วนรายละเอียดของคำสั่งชนิดต่างๆ นั้น สามารถทำการค้นคว้าได้ตามหนังสือ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทั่วไพบ้างได้ ในที่นี้จะยกกล่าวถึงรายละเอียดของโครงสร้างการใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเพียงเท่านั้น

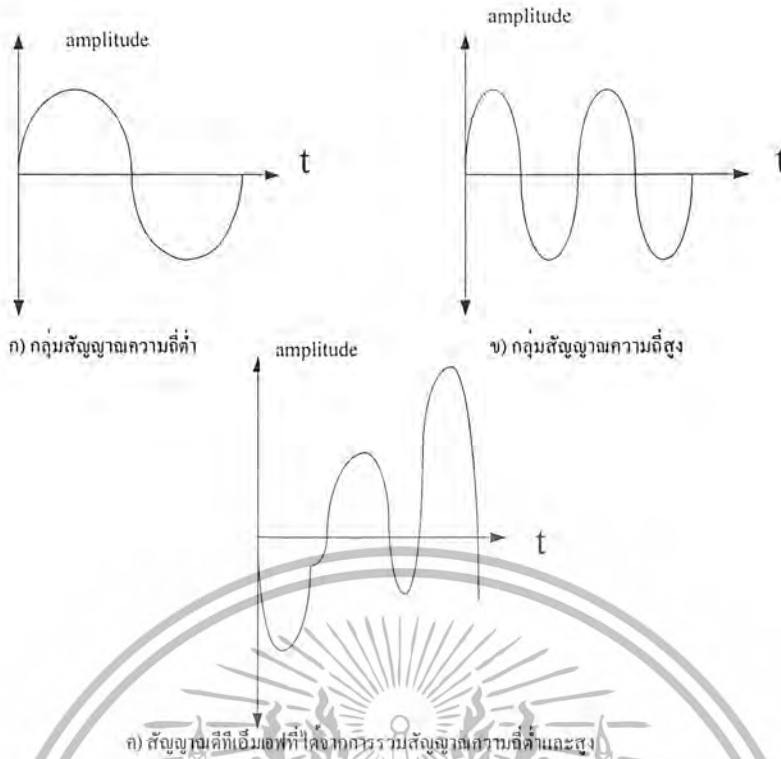
2.4 สัญญาณดีทีเอ็มเอฟ (DTMF)

DTMF (Dual Tone Multi Frequency) บริษัท AT&T เป็นผู้คิดค้นขึ้นใช้ในระบบโทรศัพท์ รูปแบบ DTMF นี้สร้างรหัสได้มากมาย กำหนดเป็นรหัสตัวเลข 10 ตัว และสัญลักษณ์อื่นอีก 6 ตัว โทนที่ส่งออกไปเป็นแบบ 2 โทนพร้อมกัน เลือกจาก 8 โทน โดยแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มความถี่สูงและกลุ่มความถี่ต่ำ ดังตารางที่ (2.3)

ความถี่		ความถี่สูง (Hz)			
		1209	1336	1447	1633
ความถี่ต่ำ (Hz)	697	1	2	3	A
	770	4	5	6	B
	852	7	8	9	C
	941	*	0	#	D

ตารางที่ 2.3 กลุ่มความถี่สูงและความถี่ต่ำของ DTMF

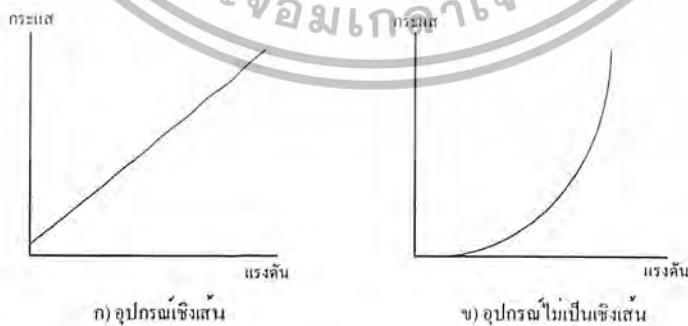
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 การสร้างสัญญาณ DTMF

2.4.1 การรวมความถี่

ความถี่ของสัญญาณที่แตกต่างกันสามารถวางรวมกันได้หลายแบบเพื่อให้เกิดสัญญาณใหม่ ผลของสัญญาณใหม่ที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับชนิดของการรวมกันนั้นอาจเป็นแบบ เชิงเส้น (Linear) หรือไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) ในวงจรรวมสัญญาณนั้น อุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้นได้แก่ ตัวต้านทาน เพราะกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับแรงดันที่แน่นอน ในลักษณะของสมการเชิงเส้น ส่วนอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ พวกอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะสัมพันธ์กับแรงดันในลักษณะที่ไม่ใช่สมการเชิงเส้น



รูปที่ 2.32 กราฟคุณลักษณะของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณไฟฟ้า 2 สัญญาณมารวมกันแบบเชิงเส้น จะให้สัญญาณใหม่ที่ไม่เหมือนสัญญาณเดิม และจะมีค่าพื้นฐานของทั้งสองสัญญาณ เช่น นำเอาสัญญาณความถี่ 100 Hz มารวมกับสัญญาณความถี่ 200 Hz จะได้รูปสัญญาณใหม่เกิดขึ้น แต่เมื่อนำไปวิเคราะห์แล้วจะพบว่า ประกอบด้วยสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 Hz และ 200 Hz

เมื่อนำสัญญาณมารวมกันอย่างไม่เป็นเชิงเส้น ผลที่ได้รับจะให้ความถี่ผสมของสัญญาณที่เกิดขึ้นใหม่ที่แตกต่างไปจากเชิงเส้น ซึ่งลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์สามารถประมาณได้โดยใช้นุกรมกำลังคือ

$$i(t) = a_1 e(t) + a_2 e(t)^2 + \dots + a_n e(t)^n$$

ถ้าพิจารณาถึงเทอมที่ 2 และให้ $e(t) = \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)$

จะได้ว่า

$$i(t) = a_1 \{ \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \} + a_2 \cos^2(\omega_1 t) + a_2 \cos^2(\omega_2 t) + 2 \{ a_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \}$$

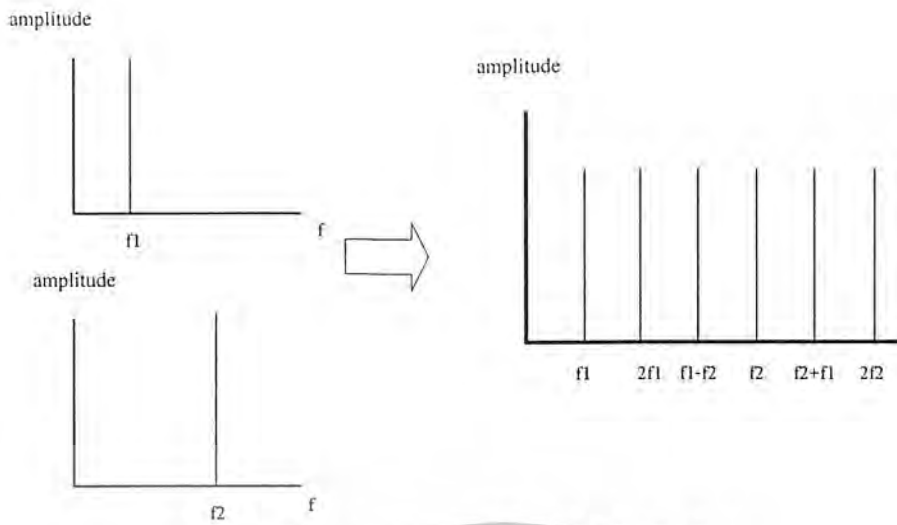
$$= a_1 \{ \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \} + \frac{a_2 \{ 2 + \cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t) \}}{2} + a_2 \left\{ \begin{array}{l} \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) \\ + \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) \end{array} \right\}$$

(2-94)

นั่นคือ ในสัญญาณใหม่ที่เกิดขึ้นจากการรวมสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ จะมีองค์ประกอบของความถี่เพิ่มขึ้นมาอีก 4 ตัว



รูปที่ 2.33 การรวมความถี่แบบเชิงเส้น

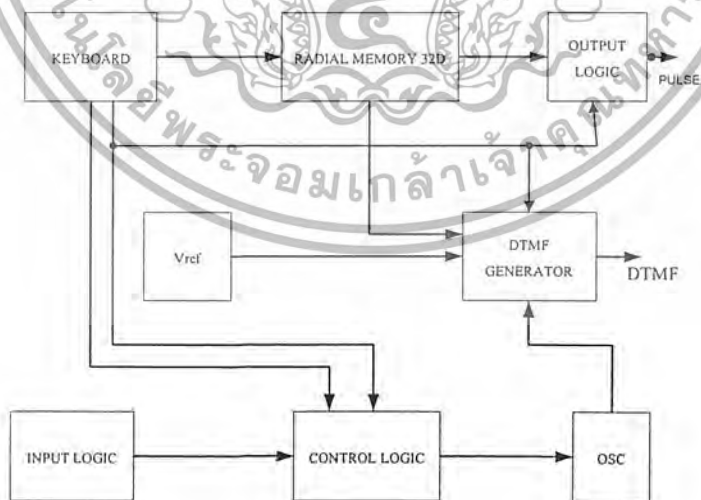


รูปที่ 2.34 การรวมความถี่แบบไม่เป็นเชิงเส้น

2.4.2 ไอซีผลิตสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

จากที่กล่าวมาแล้วว่า สัญญาณดีทีเอ็มเอฟ เกิดจากการรวมกันของสัญญาณ 2 ความถี่ ซึ่งหากใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ 1 ชุด ผลิต 1 ความถี่ก็จะเป็นการสิ้นเปลือง และทำให้วงจรมีขนาดใหญ่เกินไป ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ไอซี MC145512 ที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ โดยเฉพาะจะทำให้ลดขนาดของวงจรลงมาได้มาก และเป็นการประหยัดอุปกรณ์

ไอซีตัวนี้ปกติจะมีข้อมูลในอุปกรณ์จิวพวกที่เกี่ยวข้องกับโทรศัพท์ โดยจะผลิตสัญญาณได้แบบทั้งดีทีเอ็มเอฟ และแบบพัลส์ ซึ่งเราจะเอาสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ได้นี้มาประยุกต์ใช้ในวงจรควบคุมโดยบล็อกการทำงานของวงจรเป็นดังรูปที่ (2.35)



รูปที่ 2.35 แสดงบล็อกการทำงานของไอซีผลิตสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ (2.35) เป็นบล็อกการทำงานอย่างคร่าวๆ โดยมีหลักการทำงานดังนี้คือ

- KEYBOARD LOGIC ซึ่งต่อกับสวิตช์แบบเมตริกซ์ภายนอก จะทำหน้าที่ตรวจสอบสถานะการกดสวิตช์ ว่าสวิตช์ที่ถูกกดในขณะนั้นคือสวิตช์หมายเลขใด จากนั้นก็จะส่งสัญญาณไปยังภาคผลิตสัญญาณให้ทำการผลิตสัญญาณ โดยที่มีสัญญาณให้เลือกสองแบบคือ แบบพัลส์ และแบบดีทีเอ็มเอฟ ซึ่งเลือกได้จากการเซตโหมดการทำงานที่ INPUT LOGIC ในกรณีเลือกโหมดการผลิตสัญญาณแบบดีทีเอ็มเอฟนั้น เมื่อ KEYBOARD LOGIC ส่งสัญญาณแจ้งตำแหน่งสวิตช์มาแล้ว DTMF GENERATOR ก็ทำการผลิตสัญญาณดีทีเอ็มเอฟออกมาตามหมายเลขที่กด เช่น กดเลข 5 ก็จะทำการผลิตสัญญาณดีทีเอ็มเอฟจากความถี่ 1336 Hz และ 770 Hz เป็นต้น ส่วนในกรณีของพัลส์ OUTPUT LOGIC ก็จะทำการผลิตสัญญาณพัลส์เป็นจำนวนเท่ากับเลขหมายที่กด ซึ่งจะมีใช้ได้เพียงเลข 0-9 เท่านั้น และเลข ศูนย์ จะทำการผลิตพัลส์ขึ้นมา 10 พัลส์ไม่ใช่ 0 พัลส์

- OSC จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณอ้างอิงขึ้นมา เพื่อป้อนให้กับ CONTROL LOGIC และ DTMF GENERATOR

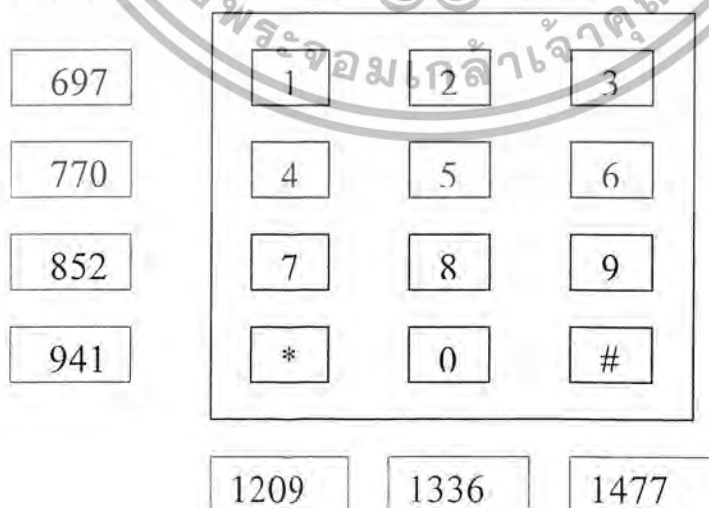
- CONTROL LOGIC ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของส่วนต่างๆ เช่น ควบคุมการทำงานของส่วนผลิตสัญญาณว่าจะให้เป็นพัลส์หรือเป็นสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ , ควบคุมการทำงานของ RADIAL MEMORY 32D เป็นต้น

- RADIAL MEMORY 32D ทำหน้าที่เก็บชุดตัวเลขชุดสุดท้ายที่เพิ่งกดออกไป จำนวน 32 ดิจิต และ จะทำการส่งรหัสเลขหมายนี้ให้กับภาคผลิตสัญญาณ ในกรณีที่ผู้ใช้กดสวิตช์ R หรือตัวเลขหมาย

- INPUT LOGIC จะเป็นตัวเซตค่าสถานะการทำงานต่างๆ คือ กำหนดอัตราส่วนของช่วงเวลาที่ตั้งสัญญาณและหยุดส่งสัญญาณ , กำหนดสถานะ Hook off หรือ Hook on , เลือกโหมดการส่งสัญญาณว่าเป็นแบบพัลส์หรือเป็นดีทีเอ็มเอฟ

2.4.3 ส่วนถอดรหัสความถี่โทรศัพท์

ในโทรศัพท์ชนิดกดปุ่ม (Touch Tone) นั้นในการกดปุ่มแต่ละครั้งจะมีความถี่ 2 ความถี่ส่งออกไปพร้อมกัน ในการถอดรหัสความถี่ คือการแปลงสัญญาณความถี่ที่ส่งออกมาเป็นระบบตัวเลขทางดิจิตอล ซึ่งใช้ไอซี MT 8870 แปลงความถี่โทรศัพท์ให้เป็นเลขฐานสอง ขนาด 4 บิต



รูปที่ 2.36 ค่าความถี่โทรศัพท์ ชนิดกดปุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่แต่ละคู่ที่ออกไป จะมีค่าประมาณ 40 มิลลิวินาที และช่วงเวลาระหว่างเลขหมายมีค่า 60 มิลลิวินาทีเป็นอย่างต่ำ

คุณสมบัติของ MT8870

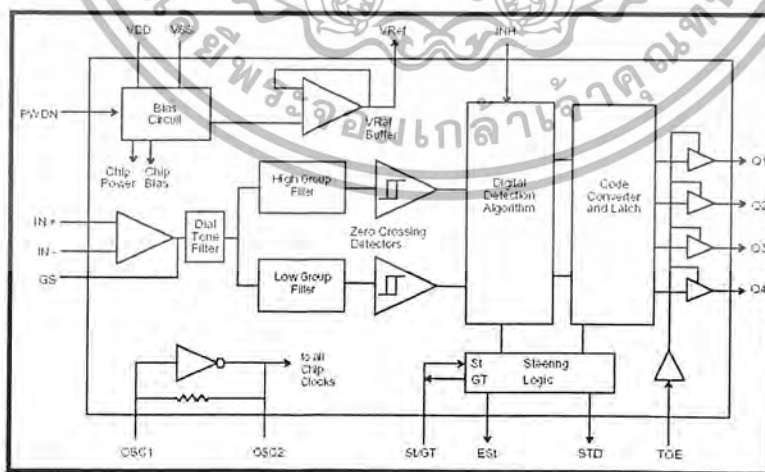
- เป็นตัวรับและถอดรหัสความถี่
- กินไฟน้อย ใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับ TTL
- สามารถตั้งอัตราขยายภายในตัวไอซีได้และปรับการ์ดใหม่ได้

การนำ MT 8870 ไปใช้งาน

- ใช้งานร่วมกับคอมพิวเตอร์
- ใช้ในเครื่องชุมสายขนาดเล็ก
- ใช้เกี่ยวกับการควบคุมอุปกรณ์ทางโทรศัพท์
- ใช้ในงานที่เกี่ยวกับเครดิตการ์ด
- ใช้งานด้านรีโมตคอนโทรล

โครงสร้างของ MT 8870

โครงสร้างภายในของ MT 8870 ประกอบด้วยวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล และวงจรกรองความถี่ ในส่วนของวงจรถอดรหัสนั้นใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับความถี่และถอดรหัสความถี่ทั้ง 16 ความถี่ ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต และเชื่อมช่วงเวลาที่สำคัญเข้ามา ส่วนวงจรกรองความถี่จะใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ (Switch Capacitor Filter) สำหรับกรองความถี่สูงและต่ำ ส่วนของภาคอินพุตเป็นออปแอมป์ ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ โดยต่ออุปกรณ์ภายนอก ภาคเอาต์พุตเป็นวงจรแสดงสถานะ



รูปที่ 2.37 โครงสร้างภายในของ MT8870

ฟังก์ชันการทำงานของภายใน MT8870

ภายใน MT 8870 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วนคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาคกรองสัญญาณความถี่

ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF ที่เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่โดยใช้การกรองแถบความถี่อันดับ 6 ชนิดสวิทช์คาปาซิเตอร์ (six – order switched capacitor band pass filter) ซึ่งจะได้ค่าความถี่ออกมาเป็นสองช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูง

- ภาคถอดรหัส

เมื่อความถี่DTMFผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่แล้วจะนำมาเข้าวงจรถอดรหัสให้เป็นตัวเลขฐานสอง และจะมีการตรวจสอบด้วยว่าความถี่ที่เข้มาานั้นเป็นความถี่มาตรฐานของDTMFหรือไม่ เพื่อที่จะป้องกันไม่ให้ความถี่อื่นๆเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบความถูกต้องแล้วสัญญาณที่ขา EST ก็จะมีแอสกีฟ สำหรับค่าที่ถอดรหัสได้ จากความถี่ต่างๆแสดงดังตารางที่ (2.4)

DIGIT	f_{LOW}	f_{HIGH}	D3	D2	D1	D0
1	697	1209	0	0	0	1
2	697	1336	0	0	1	0
3	697	1477	0	0	1	1
4	770	1209	0	1	0	0
5	770	1336	0	1	0	1
6	770	1477	0	1	1	0
7	852	1209	0	1	1	1
8	852	1336	1	0	0	0
9	852	1477	1	0	0	1
0	941	1336	1	0	1	0
*	941	1209	1	0	1	1
#	941	1477	1	1	0	0
A	697	1633	1	1	0	1
B	770	1633	1	1	1	0
C	852	1633	1	1	1	1
D	941	1633	0	0	0	0

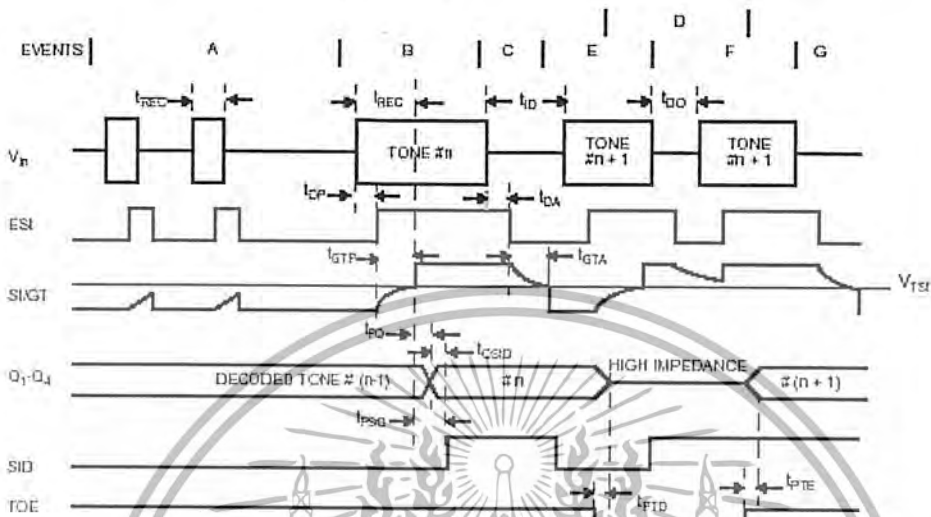
ตารางที่ 2.4 แสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่คู่ต่างๆ

- ภาคตรวจสอบสัญญาณ

ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาท์พุทนั้น จะต้องมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้มาก่อนว่ามิใช่ระยะเวลาถูกต้องตามที่กำหนดหรือไม่ โดยการสังเกตจากระยะการกดปุ่มโทรศัพท์ ซึ่งจะต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควร มิฉะนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับเพราะจะถือว่าสัญญาณไม่ถูกต้อง ส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลายาวเท่าใดนั้นสามารถกำหนดได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก ระยะเวลาที่สัญญาณของขา EST เป็น high จะใกล้เคียงกับเวลาที่มีความถี่ DTMF เข้ามา และเมื่อขา EST เป็น high ทำให้ VC สูงขึ้น ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุทำให้แรงดัน VC สูงขึ้นถึงค่าเทรซโฮลด์ วงจรถอดรหัสก็จะทำการถอดรหัสออกมาเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต โดยรายละเอียดการทำงานดูจากแผนภูมิเวลาจะทำให้เข้าใจยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.38 แผนภูมิเวลาของ MT8870

อธิบายขั้นตอนการทำงาน

- A - ตรวจพบความถี่ที่เข้ามา แต่ค่าขเวลาไม่ถูกต้อง เอาท์พุท จึงไม่เปลี่ยน
- B - ความถี่ # n ถูกตรวจพบและมีคาบเวลาที่ถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแสดงไว้ที่เอาท์พุท
- C - จบความถี่ # n ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแสดงอยู่จนกว่าจะได้รับความถี่ที่ถูกต้องใหม่
- D - เอาท์พุทเปลี่ยนไปเป็นไฮอิมพีแดนซ์
- E - ความถี่ # n+1 ถูกตรวจพบและคาบเวลาถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแสดงไว้
- F - ความถี่ # n+1 หายไป ช่วงห่างไม่ถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแสดงอยู่
- G - จบความถี่ # n+1 ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังแสดงอยู่จนถึงความถี่ใหม่ที่ถูกต้อง

อธิบายคำศัพท์

- V_{in} - สัญญาณความถี่ DTMF ที่เข้ามา
- EST - Early Steering Output ใช้แสดงความถี่ที่ถูกต้อง
- St/Gt - Steering input / Guard Time output สำหรับต่อกับ RC ภายนอก
- Q_1-Q_4 - เอาท์พุท BCD ขนาด 4 บิต
- Std - Delayed Steering output ใช้แสดงว่าความถี่ที่ได้รับหรือหายไปมีคาบเวลาตามกำหนด
- TOE - Tone Output Enable (input) ใช้ควบคุม Q_1-Q_4 ให้เป็นไฮอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- T_{REC} - คาบเวลานานที่สุดที่ตรวจพบความถี่ DTMF แล้วยังไม่ถูกต้อง
- t_{REC} - คาบเวลาสั้นที่สุดที่ต้องการเพื่อแสดงว่าสัญญาณถูกต้อง
- t_{ID} - เวลาสั้นที่สุดระหว่างสัญญาณ DTMF ที่ถูกต้อง 2 สัญญาณ
- t_{DO} - เวลานานที่สุดที่ยอมให้สัญญาณหายไปได้ในคาบเวลาความถี่ที่ถูกต้อง
- t_{DP} - เวลาที่ใช้ในการพบสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{DA} - เวลาที่ใช้ในการตรวจการหายไปของสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{GTA} - การ์ดใหม่ของการหายไปของความถี่ DTMF
- Guard Time - ช่วงคาบเวลาของความถี่ที่เข้ามา ซึ่งจะต้องเท่ากับหรือมากกว่าเวลาที่เรารั้งไว้
- ภาคนัยสัญญาณความถี่ต่าง

ในส่วนอินพุตของ MT 8870 เป็นภาคนัยโดยใช้อุปแอมป์ ที่สามารถปรับอัตราขยายโดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไปซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความถี่ต่างของอินพุตและอิมพีแดนซ์ดังนี้

$$\text{อัตราขยาย } (A_{v,diff}) = R_s / R_i \quad (2-95)$$

$$\text{อินพุตอิมพีแดนซ์ } (Z_{in,diff}) = 2\sqrt{R_i^2 + (1/WC)^2} \quad (2-96)$$

- ภาคนัยความถี่

ในภาคนัยภายในไอซีจะมีวงจรวัดความถี่ภายใน เพียงแต่ใช้คริสตอลขนาด 3.58 MHz มาต่อเข้ากับวงจรถ่ายสัญญาณเข้าไปได้ทันที

2.5 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการการทำงานของสเตปป์มอเตอร์

สเตปป์มอเตอร์เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่มีลักษณะพิเศษเป็นตัวต้นกำเนิดแบบคิซอลที่สำคัญอย่างหนึ่ง สามารถทำงานโดยเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลในรูปของการเคลื่อนที่ ซึ่งมีอินพุตเป็นกลุ่มของแรงดันไบนารี และเอาต์พุตเป็นลักษณะของการเคลื่อนที่เชิงมุมเป็นสเตปป์ที่มีค่ามุมคงที่ โดยการจ่ายแรงดันหรือกระแสแก่ขดลวดแต่ละเฟสตามลำดับอย่างถูกต้อง การนำไปใช้งานเมื่อต้องการควบคุมการเคลื่อนที่แต่ละตำแหน่งที่ต้องการความถูกต้องแม่นยำ การเคลื่อนที่แต่ละสเตปป์เกี่ยวข้องกับสัญญาณพัลส์แต่ละอันที่จ่ายแก่ขดลวดสเตปป์ทั้งหมด จำนวนสเตปป์ที่เคลื่อนที่จะเท่ากับจำนวนสัญญาณพัลส์ที่จ่ายแก่สเตปป์ สามารถเคลื่อนที่ทั้งตามเข็มนาฬิกาและทวนเข็มนาฬิกาขึ้นอยู่กับการจัดลำดับการจ่ายพัลส์แก่ขดลวด ตัวอย่างการใช้งาน เช่น เป็นอุปกรณ์ในเครื่องมือทางกล , ปริ้นเตอร์แบบอนุกรม , เครื่องพิมพ์ดีด , อุปกรณ์ต่อพ่วงทางคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

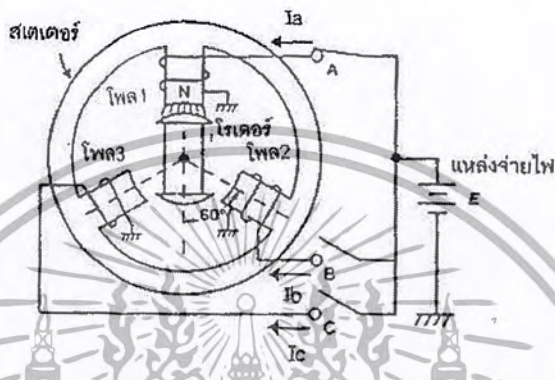
2.5.1. หลักการทำงานของเบื้องต้นของสเตปป์มอเตอร์

จากรูปที่ (2.39) แสดงส่วนประกอบแบบง่าย ๆ ของสเตปป์มอเตอร์ ประกอบด้วยขั้วโพลสเตเตอร์ 3 ขั้ว และโรเตอร์ 2 ขั้ว ที่ทำจากเหล็กอ่อน ขดลวดสเตเตอร์ถูกต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยผ่านสวิตช์ 3 ตัว A , B , C เมื่อสวิตช์เปิดวงจรมอเตอร์อยู่ที่ตำแหน่งใดๆ ก็ได้ แต่เมื่อสวิตช์ A ปิด จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่สร้างโดยโพล 1 จะดึงขดโรเตอร์ให้อยู่ในแนวเส้นตรงเดียวกับโพลเหมือนแสดงในรูป แต่เมื่อเราเปิดสวิตช์ A และปิด

สวิตช์ที่ B โรเตอร์ก็จะอยู่ในแนวเดียวกับขั้วโพล 2 ดังนั้น มอเตอร์จะหมุนในทิศทวนเข็มนาฬิกา (CCW) :

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

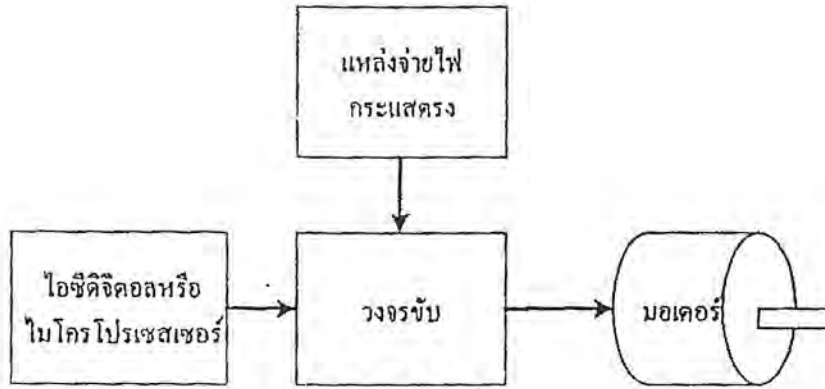
counter clockwise) 60 องศา เมื่อเปิดสวิตช์ที่ B และปิดสวิตช์ที่ C จะทำให้โรเตอร์อยู่ในแนวเดียวกับขั้ว โพล 3 และหมุนวนเข็มนาฬิกา ดังนั้น เราสามารถทำให้โรเตอร์หมุนในทิศวนเข็มนาฬิกาได้ 60 องศา ต่อสแตปโดยการเปิดและปิดสวิตช์ไปตามลำดับ A,B,C,A,B,C,... นอกจากนั้นเรายังสามารถกลับทิศทางการหมุนได้โดยการกลับลำดับการสวิตช์เป็น A,C,B,A,C,B,... เพื่อให้ตำแหน่งสุดท้ายของโรเตอร์ยังคงอยู่โดยการยังคงปิดสวิตช์ตัวสุดท้ายอยู่ จะทำให้โรเตอร์ยังอยู่ที่ตำแหน่งนี้และเป็นการป้องกันการกระแทกกระเทือนจากแรงภายนอก ในสถานะคงตัวนี้มอเตอร์ยังคงถูกล็อกอยู่โดยแรงภายนอกไม่มากเกินไป เรียกว่า โฮลดิ้งทอร์ก (Holding Torque) ของมอเตอร์ ในการเคลื่อนที่จากตำแหน่งหนึ่งไปยังตำแหน่งต่อไป การเคลื่อนที่ของโรเตอร์จะถูกกระทบกระเทือนโดยอินเนอร์เชีย (Inertia) และแรงเสียดทานภายนอกได้



รูปที่ 2.39 ส่วนประกอบแบบง่าย ๆ ของสเตปป์มอเตอร์หมุนโรเตอร์เคลื่อนที่ 60 องศา

ปัจจุบันนี้ ได้มีการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำและวงจรรวมมากขึ้น ทำให้การใช้งานสเตปป์มอเตอร์ง่ายและสะดวกขึ้น อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ถูกนำมาใช้เป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์สำหรับควบคุมการจ่ายกระแสให้แก่สเตปป์มอเตอร์และสัญญาณพัลส์ในการควบคุมก็ได้จากอุปกรณ์ดิจิทัลไอซี หรือไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสะดวกแก่การควบคุม หลักการควบคุมสเตปป์มอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ (2.40) สาเหตุที่ทำให้สเตปป์มอเตอร์มีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีที่ต่างจากมอเตอร์ประเภทอื่นดังต่อไปนี้

1. ไม่ต้องการส่วนป้อนกลับของสัญญาณเพื่อควบคุมตำแหน่งหรือความเร็ว จึงสามารถควบคุมแบบวงจรมอเตอร์ได้ ทำให้วงจรถามควบคุมง่ายและต้นทุนต่ำ
2. ไม่มีภาระสะสมหรือเพิ่มขึ้นของความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งการเคลื่อนที่
3. สามารถทำงานร่วมกับอุปกรณ์ดิจิทัลและคอมพิวเตอร์ได้อย่างดี



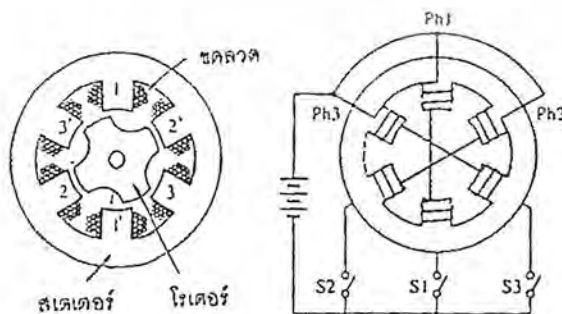
รูปที่ 2.40 หลักการควบคุมการทำงานของสเต็ปมิ่งมอเตอร์

2.5.2 ประเภทของสเต็ปมิ่งมอเตอร์

สเต็ปมิ่งมอเตอร์แบ่งออกเป็นหลายประเภทที่สอดคล้องกับลักษณะโครงสร้างทางกลและหลักเกณฑ์การทำงานดังต่อไปนี้

1) สเต็ปมิ่งมอเตอร์ประเภทรีล็กแตนซ์แปรค่าได้ (Variable Reluctance Stepping motor)

สเต็ปมิ่งมอเตอร์ประเภทรีล็กแตนซ์แปรค่าได้หรือเรียกว่า วีอาร์-สเต็ปมิ่งมอเตอร์ (VR-Stepping Motor) เป็นประเภทสเต็ปมิ่งที่ง่ายที่สุด เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจพื้นฐานจะใช้มอเตอร์ที่แสดงในรูปที่ (2.41) ซึ่งเป็นมอเตอร์ 3 เฟส มีฟันซี่สเตเตอร์เท่ากับ 6 ฟันที่อยู่ตรงข้ามกัน 2 ซี่ทำมุมกัน 180 องศาจะเป็นเฟสเดียวกัน ขดลวดที่พันอยู่บนซี่ฟันแต่ละคู่จะต่อกันแบบอนุกรมหรือขนาน (ในรูปจะเป็นแบบอนุกรม) โรเตอร์มีฟันซี่เท่ากับ 4 ปกติแล้วแกนของสเตเตอร์และโรเตอร์เป็นแผ่นเหล็กบางๆ ที่มีส่วนผสมของซิลิกอนวางซ้อนกัน (Laminate silicon steel) แต่โรเตอร์ที่ทำงานกึ่งเหล็กซิลิกอนจะเป็นที่นิยมใช้กันมากกว่า วัสดุที่ใช้ทำสเตเตอร์และโรเตอร์ต้องมีค่าซึมซาบทางแม่เหล็ก (Permeability) สูง และให้เส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetig flux) ผ่านได้ง่ายเพื่อให้เกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Magnetomotive force) สูงสุด



รูปที่ 2.41 โครงสร้างอย่างง่ายของสเต็ปมิ่งมอเตอร์ประเภทรีล็กแตนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใน รูปที่ (2.41) สมมติให้ฟันซี่แต่ละคู่ของสเตปป์ิงมอเตอร์มีขั้วที่ตรงกันข้ามกันคือ 1,2,3 เป็นขั้วเหนือ (N) และ 1',2',3' เป็นขั้วใต้ (S) เมื่อแต่ละเฟสถูกกระตุ้นให้ทำงาน

กระแสในแต่ละเฟสจะถูกควบคุมโดยการเปิดและปิดสวิตซ์ตามลำดับ ถ้ากระแสถูกจ่ายให้เฟส 1 หรือพูดว่าเฟส 1 ถูกกระตุ้นฟลักซ์แม่เหล็กจะเกิดขึ้นดังรูปที่ (2.42) โดยซี่ฟันโรเตอร์คู่หนึ่งจะมีตำแหน่งตรงกับซี่ฟัน 1 และ 1' ของสเตเตอร์ เมื่อโรเตอร์อยู่นิวเดียวกับสเตเตอร์ค่าความต้านทานแม่เหล็ก (Magnetic reluctance) จะมีค่าน้อยที่สุดและที่ตำแหน่งนี้มอเตอร์จะหยุดหรือเรียกว่าตำแหน่งสมดุลเมื่อมีแรงภายนอกมากระทำกับโรเตอร์ให้ออกจากตำแหน่งสมดุลในทิศตามเข็มนาฬิกา จะมีแรงบิดที่ต้านแรงบิดภายนอกเรียกว่า แรงบิดรีสตอริง (Restoring torque) ที่มีทิศวนเข็มนาฬิกา ดัง รูปที่ (2.43)

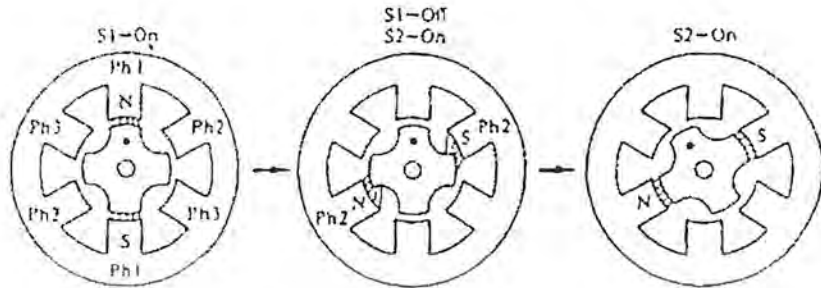


รูปที่ 2.43 แรงบิดรีสตอริง (Restoring torque) ที่มีทิศวนเข็มนาฬิกา

ในภาพนี้แรงบิดภายนอกมีทิศตามเข็มนาฬิกาทำให้โรเตอร์เคลื่อนที่ไปในทิศทางดังกล่าวด้วยแรงบิดรีสตอริงจะมีทิศทางวนเข็มนาฬิกาตรงกันข้ามกับแรงบิดภายนอกเพื่อรักษาตำแหน่งโรเตอร์ให้ตรงกับตำแหน่งซี่ฟันของสเตเตอร์มากที่สุด ขณะที่ตำแหน่งซี่ฟันของโรเตอร์และสเตเตอร์เบี่ยงเบนไปจากตำแหน่งสมดุลของเฟสที่ถูกกระตุ้นค่าความต้านทานแม่เหล็กจะมีค่ามาก จากรูปที่ (2.44) แสดงลักษณะการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ ขณะที่เฟส 1 ถูกเปิดออก และเฟสที่ 2 ถูกจ่ายกระแสทันที ค่าความต้านทานแม่เหล็กของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นทันที โรเตอร์จะเคลื่อนที่เป็นสเตปป์ด้วยมุม 30 องศาในทิศวนเข็มนาฬิกาเพื่อให้ความต้านทานแม่เหล็กมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยที่สุด การเคลื่อนที่ผ่านมุมสเตปเมื่อมีการสวิทซ์การกระตุ้นแต่ละครั้งเรียกว่า “สเตป” หลังจากโรเตอร์เคลื่อนที่ครบ 3 สเตป โรเตอร์จะเคลื่อนที่กลับมายังตำแหน่งจุดเริ่มต้นดังแสดงในรูปที่ (2.45)



รูปที่ 2.44 การเคลื่อนที่ของโรเตอร์ขณะเฟสที่ 1 ถูกเปิดออกและเฟสที่ 2 ถูกจ่ายกระแสทันที

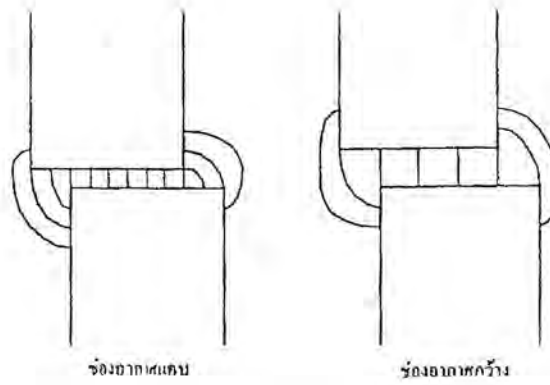


รูปที่ 2.45 การเคลื่อนที่สเตปครนรอบของสเตปปีงมอเตอร์ประเภทรีลัคแตนซ์แปรค่าได้

โครงสร้างพื้นฐานของสเตปปีงมอเตอร์ประเภทรีลัคแตนซ์แปรค่าได้มีลักษณะดังต่อไปนี้

1. ช่องว่างอากาศ (Air gap) ควรมีแคบที่สุด ซึ่งหมายถึง ช่องว่างระหว่างซี่ฟันโรเตอร์และสเตเตอร์ในสเตปปีงมอเตอร์ควรมีแคบที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ เพื่อให้เกิดค่าแรงบิด (Torque) สูงสุดและตำแหน่งโรเตอร์มีความเที่ยงตรงสูง ในรูปที่ (2.46) เปรียบเทียบเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นระหว่างสเตปปีงมอเตอร์ที่มีช่องว่างอากาศกว้างและแคบ จะเห็นว่าช่องว่างอากาศที่แคบจะให้จำนวนเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetomotive force) หนาแน่นมากกว่าช่องอากาศที่กว้าง หมายความว่า แรงบิดที่ได้ก็จะสูงกว่าด้วย และผลที่ตามมาก็คือ ความเที่ยงตรงของตำแหน่งโรเตอร์ก็จะสูงตามไปด้วย โดยทั่วไปขนาดของช่องว่างอากาศจะมีค่าประมาณ 30 ถึง 100 ไมโครเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



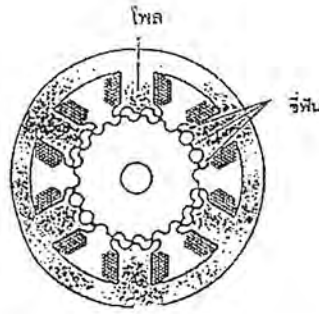
รูปที่ 2.46 เปรียบเทียบลักษณะเส้นแรงแม่เหล็กของสเตปป์มอเตอร์ที่มีช่องอากาศแคบและกว้าง

2. ขนาดมุมสเตปป์ที่เล็ก โครงสร้างของสเตปป์มอเตอร์ประเภทคาร์ลิกแดนซ์แปรค่าได้ขนาด 3 และ 4 เฟสจะมีขนาดมุมสเตปป์เท่ากันคือ 15 องศาต่อสเตปป์ แต่จะมีโครงสร้างต่างกัน ซึ่งขนาด 3 เฟส มีซี่ฟันของสเตปป์เตอร์จำนวน 12 ซี่ และโรเตอร์จำนวน 8 ซี่ ส่วนขนาด 4 เฟส จะมีซี่ฟันของสเตปป์เตอร์จำนวน 8 ซี่ และโรเตอร์จำนวน 6 ซี่

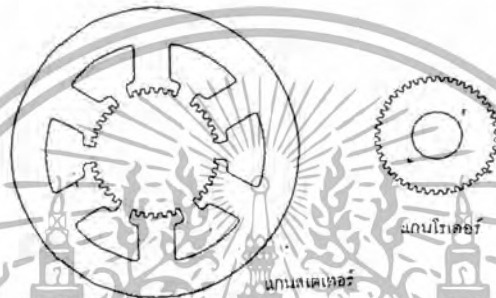
ความสัมพันธ์ของขนาดมุมสเตปป์ (θ_p), จำนวนเฟส (m) จำนวนซี่ฟันของโรเตอร์ (N_r), จำนวนสเตปป์ (S) ได้จากสมการที่ (2-97) ต่อไปนี้

$$S = \frac{360}{\theta_p} = mN_r \quad (2-97)$$

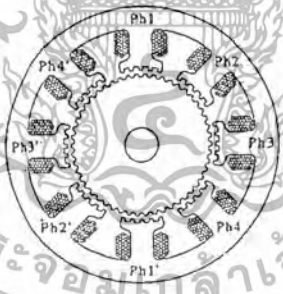
จากสมการที่ (2-97) ถ้าต้องการลดขนาดสเตปป์ (θ_p) จะต้องเพิ่มจำนวนซี่ฟันโรเตอร์ให้สูงขึ้น แต่ถ้าต้องเพิ่มจำนวนซี่ฟันของโรเตอร์ให้สูงขึ้นจำนวนซี่ฟันของสเตปป์เตอร์ก็ต้องเพิ่มตามไปด้วยดังหลักการที่ได้กล่าวผ่านมาแล้ว แต่จะเห็นว่า จำนวนซี่ฟันของสเตปป์เตอร์ไม่ปรากฏในสมการข้างบน ซึ่งที่จริงแล้วสเตปป์มอเตอร์ประเภทนี้ที่มีขนาดสเตปป์เล็กจะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ (2.47) จำนวนซี่ฟันของโรเตอร์ (N_r) เท่ากับ 20 , m คือจำนวนเฟสเท่ากับ 3 ในกรณีนี้ มอเตอร์เคลื่อนที่ครบ 1 รอบด้วยจำนวนสเตปป์ $3 \times 2 = 60$ สเตปป์ มุมสเตปป์เป็น $360/60 = 6$ ตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ (2.47) และแสดงอีกลักษณะหนึ่งของสเตปป์มอเตอร์ชนิดที่มีความละเอียดของขนาดสเตปป์สูง รูปที่ (2.48) เป็นมอเตอร์ 3 เฟส จำนวนซี่ฟันโรเตอร์เพิ่มเป็น 44 ซี่ จำนวนสเตปป์ต่อรอบ 132 สเตปป์ รูปที่ (2.49) มอเตอร์ 4 เฟส จำนวนซี่ฟันโรเตอร์เพิ่มเป็น 50 ซี่ มุมสเตปป์ 1.8 องศา จำนวนสเตปป์ต่อรอบ 200 สเตปป์



รูปที่ 2.47 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทคาร์ลิกแดนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส จำนวนซี่ฟัน 2 ซี่บนแต่ละเตเตอร์โพล จำนวนซี่ฟันโรเตอร์ 20 ซี่ และมีมุมสเตป 6 องศา



รูปที่ 2.48 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทคาร์ลิกแดนซ์แปรค่าได้ 3 เฟส จำนวนซี่ฟันโรเตอร์ 44 ซี่และมี จำนวนสเตปคอรอบ 132 สเตป

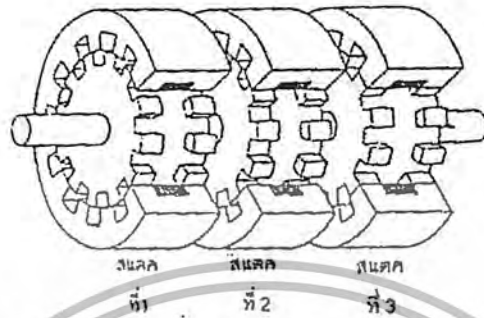


รูปที่ 2.49 ภาพตัดขวางมอเตอร์ประเภทคาร์ลิกแดนซ์แปรค่าได้ 4 เฟส จำนวนซี่ฟันโรเตอร์ 50 ซี่ มุมสเตป 1.8 องศา และจำนวนสเตปคอรอบ 200 สเตป

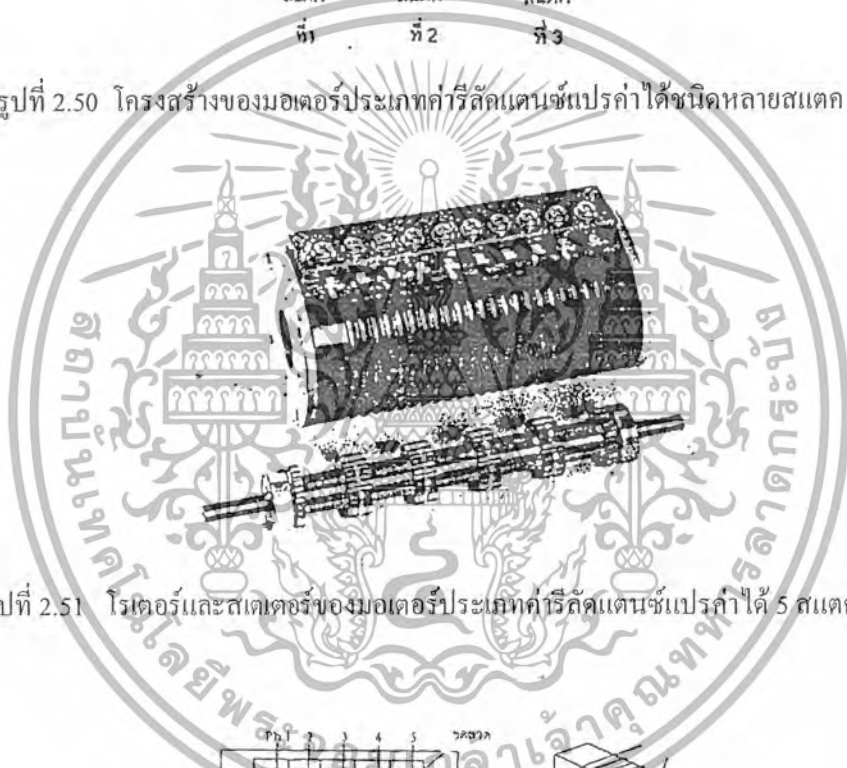
3. สเตปปิ้งมอเตอร์ประเภทคาร์ลิกแดนซ์แปรค่าได้ประเภทหลายสเตค ที่ผ่านมาเป็นสเตปปิ้งมอเตอร์ชนิดแปรค่าได้ชนิดสเตคเดียว คือ จำนวนเฟสทั้งหมดจะอยู่ที่สเตคเดียว ส่วนชนิดหลายสเตคนั้นมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ (2.50) ซึ่งเป็นประเภท 3 สเตค ถ้ากระตุ้นให้เฟส (สเตค) ที่ 3 ทำงาน ซี่ฟันของโรเตอร์และสเตเตอร์ของเฟสนั้นจะมีตำแหน่งตรงกัน ส่วนเฟสอื่นๆ ตำแหน่งซี่ฟันของโรเตอร์และสเตเตอร์จะไม่ตรงกัน ซึ่งในภาพนี้จะห่างจากตำแหน่งสมมูลเมื่อเฟสที่ 3 ถูกกระตุ้นเท่ากับ $1/3$ เท่าของระยะซี่ฟัน (Tooth pitch) จากนั้นเปลี่ยนการกระตุ้นจากเฟสที่ 3 ไปเฟสที่ 1 โรเตอร์จะเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกาเป็นจำนวน 1 สเตป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

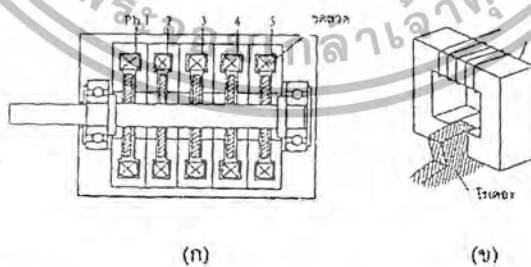
แต่ถ้าการกระตุ้นจากเฟสที่ 3 ไปเฟสที่ 2 โรเตอร์จะเคลื่อนที่ทวนเข็มนาฬิกาเป็นจำนวน 1 สเตป นอกจากนี้ยังมีแบบประเภท 5 สเตค แสดงดัง รูปที่ (2.51) ซึ่งจะเป็น 5 เฟสแสดงโครงสร้างดังรูปที่ (2.52) ออกแบบมาเพื่อนำไปใช้งานด้านนัมเมอริคอลลคอนโทรล (Numerical control) ซึ่งในรูปที่ (2.52) แสดงหลักการของมอเตอร์ประเภทนี้ จะเห็นว่า ซีพินของโรเตอร์จะถูกขนาบด้วยซีพินของสเตเตอร์เพื่อให้ได้ค่าแรงบิดสูงนั่นเอง



รูปที่ 2.50 โครงสร้างของมอเตอร์ประเภทคาร์ลิตแดนซ์แปรค่าได้ชนิดหลายสเตค



รูปที่ 2.51 โรเตอร์และสเตเตอร์ของมอเตอร์ประเภทคาร์ลิตแดนซ์แปรค่าได้ 5 สเตค

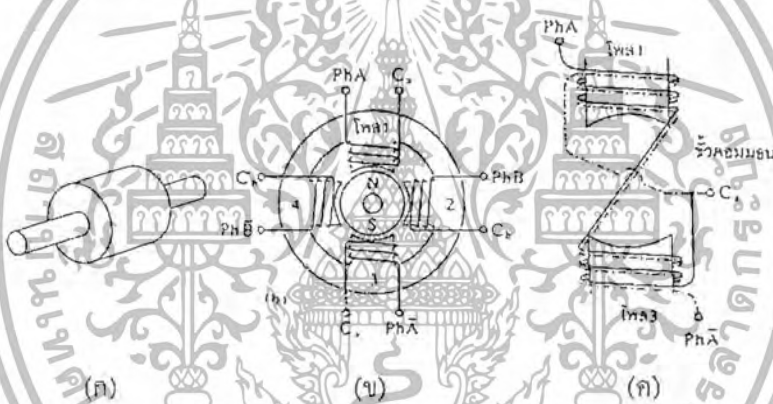


รูปที่ 2.52 โครงสร้างของมอเตอร์ประเภทคาร์ลิตแดนซ์แปรค่าได้ชนิด 5 สเตคแบบแซนวิส

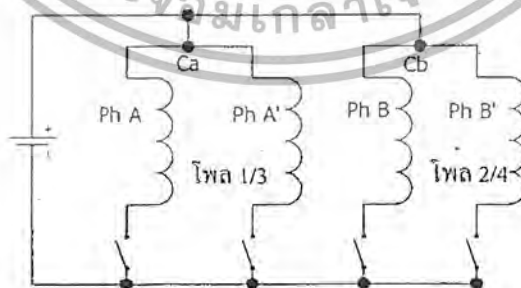
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) สเตปป์มอเตอร์ประเภทแม่เหล็กถาวร (Permanent magnet stepping motor หรือ PM stepping motor)

สเตปป์มอเตอร์ประเภทที่โรเตอร์ทำจากแม่เหล็กถาวร ถูกเรียกว่า “สเตปป์มอเตอร์ประเภทแม่เหล็กถาวร” แสดงโครงสร้างเบื้องต้นดังรูปที่ (2.53) ซึ่งใช้โรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวรแบบทรงกระบอก มีสเตเตอร์ 4 โพล หรือสี่ฟัน แต่ละซี่ฟันจะมีขดลวดพันล้อมรอบอยู่ดังแสดงในรูปที่ (2.58) (ก) และ (ข) ตามลำดับ รูปที่ (2.58) แสดงการพันขดลวดจริง ซึ่งเรียกว่า “การพันแบบไบฟีลาร์ (Bifilar)” โดยขดลวดสองเส้นวางทับกันถูกพันในลักษณะพันแบบเส้นเดียวบนโพล 1 และโพล 3 โดยขดลวดสองเส้นนี้ถูกแยกออกจากกันเป็นอิสระที่ปลายแต่ละข้างและที่ปลายข้ออีกข้างหนึ่งซึ่งเขียนว่า C_a , C_b จะต่อเป็นขั้วร่วมต่อกับขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งแสดงดังรูปการสวิตซ์ในรูปที่ (2.54) เมื่อขดลวด Ph A ที่เป็นเส้นที่บ (รูปที่(2.54)) ถูกกระตุ้นโพล 1 จะเป็นขั้วเหนือ (N) และโพล 2 เป็นขั้วใต้ (S) ถ้า Ph A' ถูกกระตุ้นขั้วจะกลับกัน การกระตุ้นตามลำดับ Ph A, Ph B, Ph A', Ph B' โรเตอร์จะหมุนตามเข็มนาฬิกาเหมือนแสดงดังรูปที่ (2.55) จะทำให้มีมุมการสเตป 90 องศา ถ้าจำนวนฟันของสเตเตอร์และขั้วแม่เหล็กเพิ่มเป็นสองเท่าจะทำให้มุมการสเตปเป็น 45 องศา มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรจะมีแรงบิดมากกว่าแบบคาร์ลิกแต่ทนแรงปรค่าได้เมื่อมีขนาดเท่ากัน

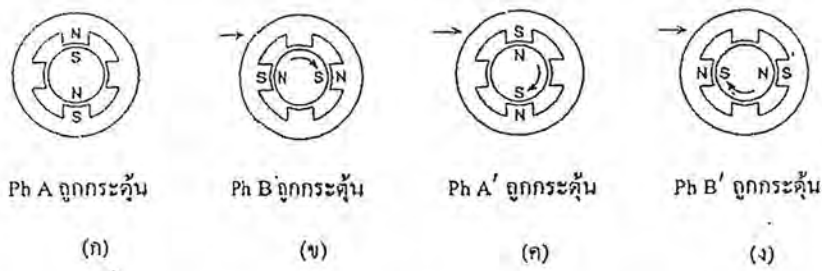


รูปที่ 2.53 โครงสร้างเบื้องต้นของสเตปป์มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร



รูปที่ 2.54 การต่อวงจรขับอย่างง่ายสำหรับมอเตอร์ 2 เฟส

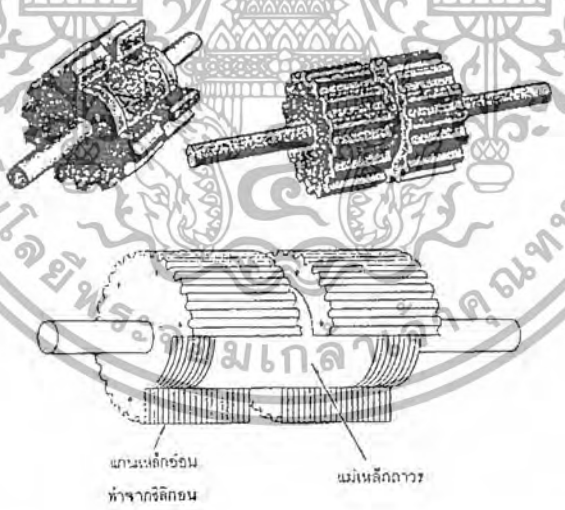
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.55 การเคลื่อนที่ของโรเตอร์เมื่อถูกกระตุ้นในทิศตามเข็มนาฬิกา

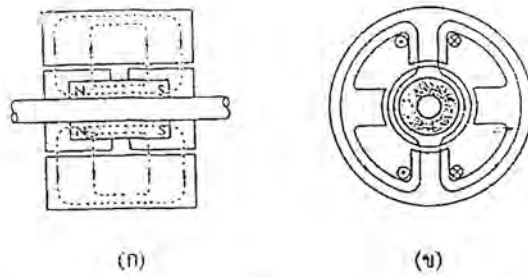
3) สเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด (Hybrid stepping motor)

สเตปป์มอเตอร์ประเภทนี้ มีหลักการทำงานผสมผสานกันระหว่างสเตปป์มอเตอร์ประเภทแม่เหล็กถาวรกับประเภทค่ารีลักแตนซ์แปรค่าได้ จึงได้ชื่อว่า “สเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด” เพื่อให้ได้มุมสเตปป์ที่เล็กและมีค่าแรงบิดสูงจากมอเตอร์ขนาดเล็ก โครงสร้างของมอเตอร์จะเหมือนกับสเตปป์มอเตอร์ประเภทค่ารีลักแตนซ์แปรค่าได้ ส่วนที่สำคัญของสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริดอยู่ที่โครงสร้างของโรเตอร์แสดงดังรูปที่ (2.56) มีแม่เหล็กรูปทรงกระบอกที่วางตัวตามแนวแกนโรเตอร์ มีทิศทางการสร้างสนามแม่เหล็กดังรูปที่ (2.57 ก) โดยแต่ละโพลของแม่เหล็กจะถูกล้อมรอบด้วยซี่เหล็กอ่อนที่ทำจากซิลิกอน ส่วนสนามแม่เหล็กสร้างโดยขดลวดสเตเตอร์เป็นสนามแบบเฮเทอโรโพลาร์ไรไฟลาร์ (Heteropolar field) เหมือนดังรูปที่ (2.57 ข)



รูปที่ 2.56 โครงสร้างโรเตอร์ของสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด

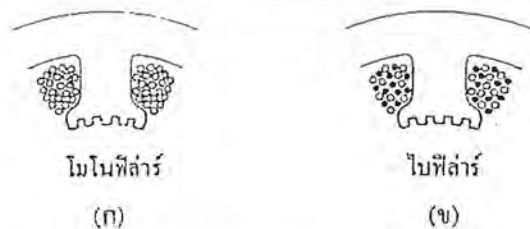
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.57 ทิศทางการสร้างสนามแม่เหล็กของสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริด

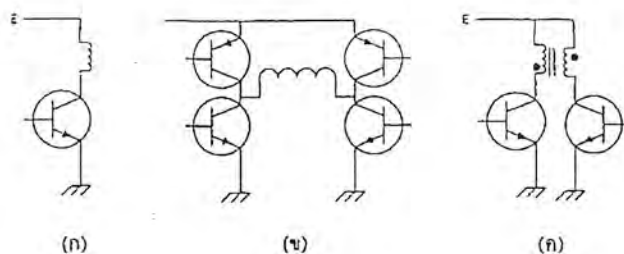
2.5.3 ลักษณะการพันขดลวดในสเตปป์มอเตอร์

ประเภทของขดลวดที่ใช้พันในสเตปป์มอเตอร์ประเภทคาร์ลิกเตนซ์แปรค่าได้ชนิดนี้มีหลายสแตก และสเตปป์มอเตอร์ประเภทแม่เหล็กถาวรประเภทมีคร่าวโพล (Craw pole) จะมีลักษณะเป็นขดลวดโซลินอยด์หรือวงแหวน (Solenoidal or ring coil) ส่วนในสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริดและประเภทคาร์ลิกเตนซ์แปรค่าได้ชนิดสแตกเดี่ยวจะเป็นขดลวดความเข้มข้นสูง (Concentrated coil) พันรอบสเตเตอร์ ซึ่งมีลักษณะการพันขดลวดเป็นแบบโมนิฟลาร์และไบฟลาร์ ซึ่งลักษณะการพันขดลวดจะแตกต่างกันแสดงดังรูปที่ (2.58) การพันขดลวดแบบไบฟลาร์แสดงดังรูปที่ (2.58 (ข)) ก็จะใช้เส้นลวด 2 เส้นพันคู่กันไป ถ้าเส้นหนึ่งเป็นของเฟส 1 แล้วอีกเส้นที่เหลือจะเป็นของเฟสที่ 3 ในทำนองเดียวกันถ้าเส้นแรกเป็นของเฟสที่ 2 แล้วเส้นที่เหลือจะเป็นของเฟสที่ 4 ซึ่งวัตถุประสงค์ของการพันขดลวดแบบไบฟลาร์คือ ต้องการให้โพลของสเตเตอร์สามารถมีขั้วแม่เหล็กสลับไปมาได้สองขั้ว โดยลูปการพันที่ใช้ในวงจรควบคุมกระแสดังรูปที่ (2.59) แสดงหลักการของวงจรควบคุมการทำงานของสเตปป์มอเตอร์ที่มีการพันขดลวดแบบต่างๆ โดยรูปที่ (2.59 (ก)) เป็นวงจรควบคุมการทำงานพื้นฐานที่มีการพันแบบโมนิฟลาร์ ขั้วของสนามแม่เหล็กที่ได้จะมีเพียงทิศทางเดียว ถ้าต้องการให้สามารถสลับขั้วของสนามแม่เหล็กไปมาในขดลวดแบบโมนิฟลาร์ จะต้องจัดวงจรเป็นลักษณะวงจรบริดจดังรูปที่ (2.59 (ข)) แต่จะเห็นว่าจะต้องใช้อุปกรณ์ในการสวิตซ์กระแสเพิ่มก็คือ ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัวต่อ 1 เฟส แต่ถ้าขดลวดที่ใช้ในสเตปป์มอเตอร์มีการพันแบบไบฟลาร์แล้วอุปกรณ์ในการสวิตซ์กระแสจะใช้เพียง 2 ตัวในหนึ่งเฟสดังแสดงในรูปที่ (2.59 (ค))



รูปที่ 2.58 ลักษณะการพันขดลวดแบบโมนิฟลาร์และไบฟลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.59 หลักการของวงจรควบคุมการทำงานของสเต็ปิ่งมอเตอร์ที่มีการพันขดลวดแบบต่างๆ

2.5.4 รูปแบบการขับสเต็ปิ่งมอเตอร์

รูปแบบการขับหรือการกระตุ้นสเต็ปิ่งมอเตอร์ (Mode of excitation) คือการจัดลำดับสัญญาณการกระตุ้นวงจรขับขดลวดเพื่อควบคุมทิศทางการหมุนและปรับปรุงประสิทธิภาพของแรงบิดที่อยู่ด้วยกัน 3 แบบ ดังนี้

1) การขับแบบกระตุ้น 1 เฟส (One-phase excitation)

เป็นการขับสเต็ปิ่งมอเตอร์แบบจ่ายกระแสให้กับขดลวดของสเต็ปิ่งมอเตอร์ครั้งละหนึ่งเฟส เปลี่ยนไปตามลำดับ จะได้การเคลื่อนที่แบบเต็มสเต็ป จุดสมมูลของการหมุนจะอยู่ที่เฟสใดเฟสหนึ่ง วิธีนี้แรงบิดจะน้อย การจ่ายกระแสให้แต่ละเฟสแสดงดังตารางที่ (2.5) และสามารถสั่งให้มอเตอร์หมุนได้ทั้งทิศตามเข็มนาฬิกาและทิศทวนเข็มนาฬิกา

Step No.	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4
1	ON			
2		ON		
3			ON	
4				ON
5	ON			
6		ON		

ตารางที่ 2.5 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นหนึ่งเฟส

2) การขับแบบกระตุ้น 2 เฟส (Two-phase excitation)

การขับสเต็ปิ่งมอเตอร์ประเภทนี้ใช้วิธีการจ่ายกระแสให้กับสเต็ปิ่งมอเตอร์แบบเต็มสเต็ป จุดสมมูลของการหมุนจะไม่อยู่ที่เฟสใดเฟสหนึ่ง แต่จะอยู่ตรงจุดกึ่งกลางระหว่างเฟสทั้งสอง แรงบิดของมอเตอร์จะมากกว่าแบบกระตุ้นทีละเฟส มีลักษณะการจ่ายกระแสให้แต่ละเฟสดังตารางที่ (2.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Step No.	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4
1	ON	ON		
2		ON	ON	
3			ON	ON
4	ON			ON
5	ON	ON		
6		ON	ON	

ตารางที่ 2.6 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นสองเฟส

3) การขับแบบกระตุ้นหนึ่งเฟสสลับสองเฟส (One-two-phase excitation)

เป็นการขับแบบจ่ายกระแสให้เฟสของมอเตอร์แบบหนึ่งเฟสสลับกับการจ่ายแบบสองเฟส วิธีนี้จะเป็นการเคลื่อนที่แบบครึ่งสเตป โดยมีจุดศูนย์กลางของแรงบิดอยู่ที่เฟสใดเฟสหนึ่ง และที่จุดกึ่งกลางระหว่างเฟส ทั้งสองวิธีนี้จำนวนสเตปจะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของสองแบบแรก แต่แรงบิดเฉลี่ยจะน้อยกว่าแบบที่ 2 ซึ่งมีลักษณะการจ่ายกระแสให้แต่ละเฟสดังตารางที่ (2.7)

Step No.	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4
1	ON			
2	ON	ON		
3		ON		
4		ON	ON	
5			ON	
6			ON	ON
7				ON
8	ON			ON
9	ON			

ตารางที่ 2.7 แสดงการจ่ายกระแสแบบกระตุ้นหนึ่งเฟสสลับสองเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.5 วงจรขับสเตปป์มอเตอร์

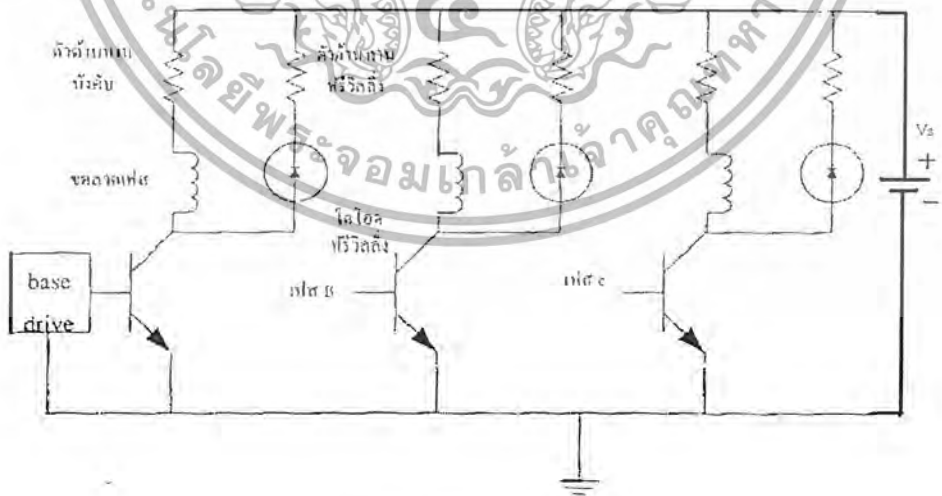
สัญญาณกระตุ้นสำหรับสเตปป์มอเตอร์ ปัจจุบันจะได้จากไอซีดิจิทัลหรือไมโครโปรเซสเซอร์ จะเป็นสัญญาณขนาดกำลังต่ำประเภททรานซิสเตอร์ TTL 5 โวลต์ 18 มิลลิแอมป์ แต่สเตปป์มอเตอร์ที่ใช้งาน จะต้องการกระแสมาก ดังนั้นจำเป็นต้องใช้วงจรขับเพื่อเป็นตัวควบคุมการจ่ายกระแสหรือกำลังงานแก่ มอเตอร์ ซึ่งเป็นส่วนที่เชื่อมต่อกะหว่างวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นกับสเตปป์มอเตอร์ จะแบ่งเป็น 2 ประเภท คือ

1) วงจรขับแบบขั้วเดียว (Unipolar drive circuit)

วงจรขับแบบนี้เป็นการขับที่ง่ายที่สุดเหมาะกับการใช้งานสเตปป์มอเตอร์แบบคาร์ริคคแทนซ์แปรค่า ได้ดังแสดงในรูปที่ (2.59) แต่ละเฟสถูกกระตุ้นแยกจากกันเป็นอิสระโดยวงจรขับซึ่งถูกกระตุ้นโดยสัญญาณ กระตุ้นขนาดกำลังต่ำจากวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น เรียกว่า “สัญญาณควบคุมเฟส” สัญญาณนี้อาจถูกขยายมา ก่อนจนถึงระดับสัญญาณที่ต้องการเพื่อขับขายเบสของทรานซิสเตอร์ ขดลวดถูกกระตุ้นโดยการทำให้ ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะอิ่มตัว (Saturated) ดังนั้นแรงดันแหล่งจ่าย V_s จะตกคร่อมขดลวดและความ ต้านทานที่อนุกรมกับขดลวดเรียกว่า “ตัวต้านทานบังคับ (Forcing resistor)” ทำให้เกิดกระแสเต็มพิกัดที่ขดลวด ตามสมการที่ (2-98) และการพันแม่เหล็กที่จำเป็นต้องการใช้วงจรขับแบบยูนิโพลาร์ดังรูปที่ (2.61)

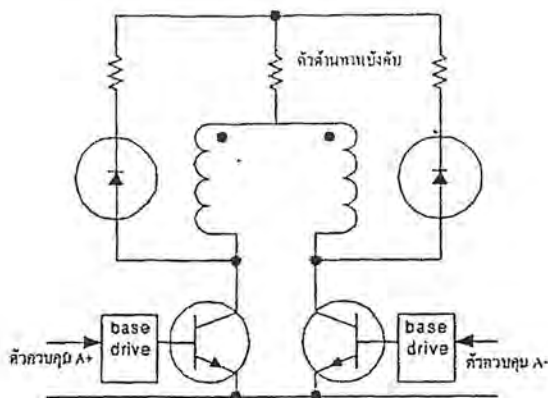
$$V_s = I(r + R) \tag{2-98}$$

- V_s = แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมอเตอร์
- I = กระแสที่จ่ายให้กับขดลวดมอเตอร์
- r = ความต้านทานของขดลวดแต่ละเฟส
- R = ความต้านทานของตัวต้านทานบังคับ (Forcing resistor) ที่ต่ออนุกรมกับขดลวด



รูปที่ 2.60 วงจรขับยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.61 การใช้วงจรถับแบบยูนิโพลาร์ขับขดลวดแบบไบโพลาร์

โดยทั่วไปแล้วขดลวดจะต้องมีค่าคงที่ของเวลา (Time constant = L/R) ที่มีค่ายาวนาน ซึ่งเป็นตัวที่ทำให้กระแสไหลเพิ่มขึ้นถึงค่ากระแสเฉลี่ยได้ช้าเมื่อมีการหมุนที่ความเร็วสูงๆ ดังนั้นการทำให้กระแสไหลเฉลี่ยได้เร็ว คือ การทำให้ค่าคงที่เวลาคงที่มีค่าน้อยลง โดยการเพิ่มความต้านทานให้ขดลวดที่เรียกว่า ความต้านทานบังคับ (Forcing resistance) ที่เป็นสัดส่วนกับการเพิ่มแรงดันของแหล่งจ่ายเพื่อยังคงให้กระแสเฉลี่ยต่อเฟสเท่าเดิม แต่มีข้อเสียอย่างหนึ่งคือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้าไปจะมีค่าสูง ผลอีกอย่างหนึ่งที่เกิดตามมากับความเหนียวตัวของขดลวดเฟสคือ เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสอย่างทันที กระแสในขดลวดไม่สามารถหยุดไหลได้ทันที แต่จะเกิดแรงดันเหนียวนำชนิดกลับทิศขึ้นระหว่างขาของคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ซึ่งแรงดันนี้สามารถทำลายชุดขับได้ ซึ่งแก้ไขได้โดยการหาเส้นทางเดินของกระแสใหม่เรียกว่า วงจรฟรีวิลลิ่ง (Freewheeling circuit) ดังในรูปที่ (2.60) ซึ่งกระแสเฟสของขดลวดเมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสจะไหลผ่านไดโอดและตัวต้านทานฟรีวิลลิ่ง ถ้ากระแสเฟสไหลขณะทรานซิสเตอร์หยุดทำงานมีค่าเป็น I แรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์คือ

$$v_{ceMAX} = v_s + R_f I \quad (2-99)$$

v_s = แรงดันแหล่งจ่าย

v_{ceMAX} = แรงดันตกคร่อมขาอิมิตเตอร์-คอลเลกเตอร์สูงสุด

R_f = ความต้านทานฟรีวิลลิ่ง

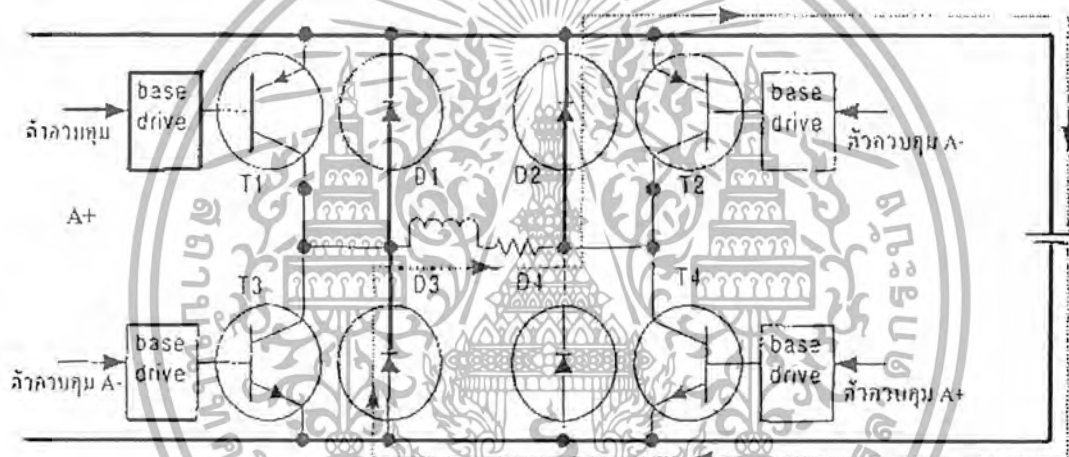
I = กระแสเฉลี่ยขดลวด

2) วงจรถับแบบสองขั้ว (Bipolar drive circuit)

การขับในลักษณะของหนึ่งเฟสแต่ใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัวเหมาะสำหรับสเตปป์มอเตอร์ประเภทไฮบริดและประเภทแม่เหล็กถาวร เพื่อบังคับทิศทางการไหลของกระแสที่จ่ายแก่ขดลวด สามารถเลือกได้จากการทำงานของทรานซิสเตอร์เป็นคู่ แสดงในรูปที่ (2.62) เมื่อกระตุ้นขดลวดด้วยสัญญาณบวกทรานซิสเตอร์ T1 และ T4 จะทำงาน กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟผ่าน T1 ไปสู่ขดลวดผ่านตัวต้านทานบังคับ (Forcing resistance) ไหลสู่ T4 ผ่านลงกราวด์กลับไปยังแหล่งจ่าย ในทางตรงกันข้ามเมื่อกระตุ้นด้วยสัญญาณลบจะทำให้ T2 และ T3 ทำงานโดยกระแสจะไหลกลับทิศทางกับที่กล่าวมา โดยขาเบสของทรานซิสเตอร์ในวงจรบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง 4 ตัวจะทำงานแยกเป็นอิสระต่อกันและทรานซิสเตอร์ตัวบนจะต้องอ้างอิงกับขั้วแหล่งจ่ายที่เป็นบวก โดยอาจจะต่อผ่านวงจรแยกโดยแสง (Optical Isolation) ในวงจรมีไดโอดแบบบริดจ์ 4 ตัวต่อในทิศทางแบบย้อนกลับขนานไปกับทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว โดยทำหน้าที่เป็นฟรีวิลลิงไดโอด (Freewheeling diode) เมื่อสภาวะที่ T1 และ T4 หยุดนำกระแส กระแสที่ไหลผ่านขดลวดจะเริ่มลดลง โดยกระแสจะไหลผ่านไดโอด D2 และ D3 ไปยังแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้นพลังงานที่สะสมอยู่ที่ความเหนี่ยวนำของขดลวดจะถูกจ่ายกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟ นอกจากนี้วงจรขับแบบบริดจ์เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรขับแบบยูนิโพลาร์ที่ผ่านมา เนื่องจากการขับแบบไบโพลาร์ที่ทุกเฟสของมอเตอร์กระแสสามารถไหลได้สองทิศทาง สามารถนำไปใช้ขับมอเตอร์แบบคาร์ลิกคแทนซ์แปรค่าได้ ค่ากระแสที่ไหลที่ตัวฟรีวิลลิงไดโอดในวงจรขับแบบไบโพลาร์นี้จะลดลงรวดเร็วกว่าการขับแบบยูนิโพลาร์ เนื่องจากกระแสที่ไหลจะไหลกลับไปยังแหล่งจ่ายซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องเพิ่มตัวต้านทานฟรีวิลลิงลงในวงจรขับแบบไบโพลาร์เพื่อให้กระแสลดลง



รูปที่ 2.62 วงจรขับแบบไบโพลาร์

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

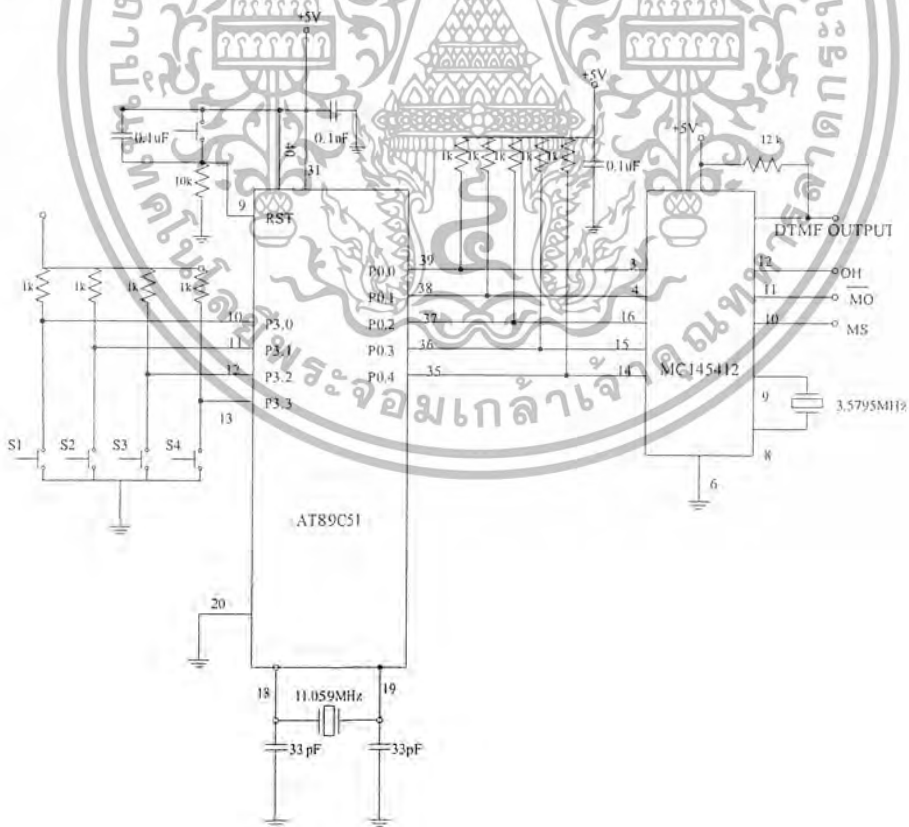
ในการสร้างชุดควบคุมกล้องโทรทรรศน์วงจรปิดแบบไร้สายนั้น สามารถแบ่งการออกแบบและการสร้างได้เป็น 2 ส่วนคือ ในส่วนของภาคส่ง และส่วนของภาครับ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ (1.1) ที่ได้เสนอในบทที่ 1 ดังนั้น จึงได้ทำการออกแบบได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ได้ดังต่อไปนี้

1. ภาคส่ง ประกอบด้วยวงจรควบคุมการกำเนิดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ ที่ประกอบด้วยวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และ วงจรดีทีเอ็มเอฟเจนเนอเรเตอร์ และวงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์
2. ภาครับ ประกอบด้วย วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ , วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และดีทีเอ็มเอฟดีเทกเตอร์ , วงจรขับกระแสเตปป์มอเตอร์ และส่วนของฐานกล้อง

3.1 ภาคส่ง

3.1.1 วงจรควบคุมการกำเนิดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

วงจรในส่วนนี้จะอาศัยการทำงานร่วมกับระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 และดีทีเอ็มเอฟเจนเนอเรเตอร์ ซึ่งในการออกแบบจะใช้ไอซีไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT89C51 ของ Atmel และไอซีดีทีเอ็มเอฟเจนเนอเรเตอร์เบอร์ MC145412 ทั้งนี้ในการเลือกความถี่จะใช้สวิทช์ในการเลือกให้วงจรกำเนิดสัญญาณออกมา โดยที่ทิศทางนั้นจะกำหนดไว้ตามตารางที่ (3.1) สำหรับการต่อวงจรจะเป็นดังรูปที่ (3.1)



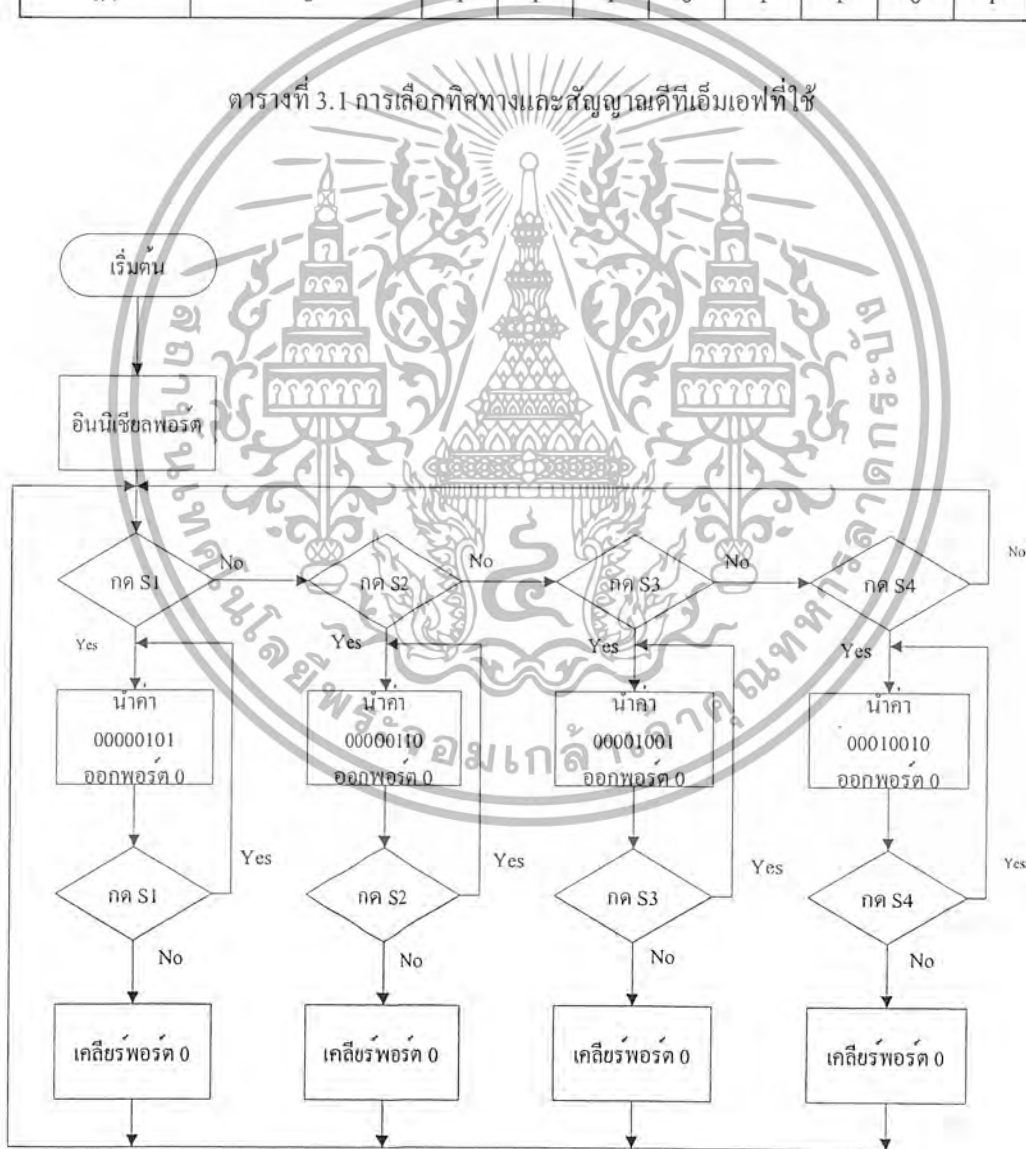
รูปที่ 3.1 วงจรควบคุมการกำเนิดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเลือกสัญญาณดีทีเอ็มเอฟนั้น สามารถทำการเขียนโปรแกรมที่ใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการย้ายค่าเพื่อให้ได้สัญญาณตามที่ต้องการตามตารางที่ (3.1)

ทิศทาง	สัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่อ้างอิง	การโปรแกรมค่าออกที่พอร์ต 0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์							
		P0.7	P0.6	P0.5	P0.4	P0.3	P0.2	P0.1	P0.0
ซ้าย	1	1	1	1	1	1	0	1	0
ขวา	2	1	1	1	1	1	0	0	1
ขึ้น	4	1	1	1	1	0	1	1	0
ลง	8	1	1	1	0	1	1	0	1

ตารางที่ 3.1 การเลือกทิศทางและสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ใช้



รูปที่ 3.2 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 เครื่องส่งเฟสล็อกแบบใช้เฟสล็อก (Phase lock loop)

3.1.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

ใช้วิธีโอแบบโคลทิตต์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้ เจฟท์ เบอร์ J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต(I_D)กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลง(V_{GS})เป็นไปตามสมการกำลังสอง

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_p} \right) \right]^2$$

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรวิธีโอจะใช้สมการกฎกำลังสองและสมการ โหลดไลน์ (Load Line) ของวงจร self-bias คือ

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

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของ J310 จากคาต้าชีตดังนี้

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

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

$$R_s = 100\ \Omega$$

แก้สมการหาจุด Q ดังนี้จะได้ค่าต่างๆดังนี้

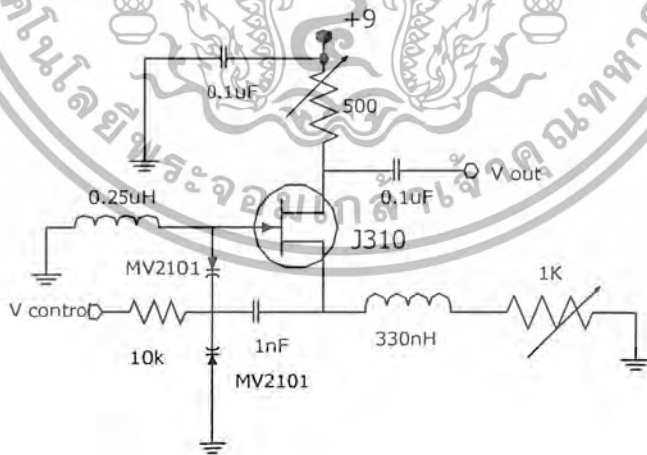
$$I_{DQ} = 15.278\text{mA}$$

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

และคำนวณหาค่า L, C_1 และ C_2 ได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}$$

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

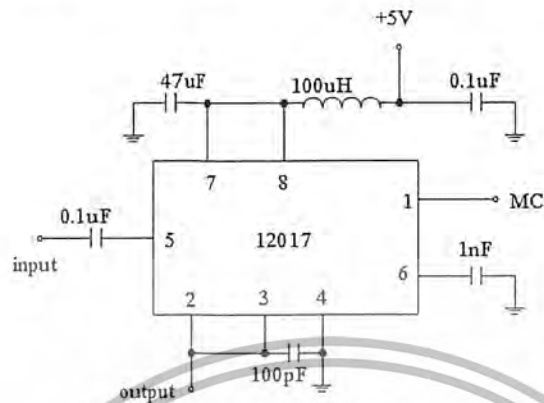


รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ตามแรงดัน(VCO)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบ โมดูลัส

พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อจะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้ ไอซีเบอร์ MC 12017 ซึ่งถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ (3.4)



รูปที่ 3.4 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบ 2 โมดูลัส

3.1.2.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC 145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามา ส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ (3.5) ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิต แบบขนาน โดย 10 บิต สำหรับตัวหาร N (10 bit /N Counter) และ 6 บิต สำหรับตัวหาร A (6-bit/A counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control:MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทกต์ (Lock Detect:LD) เพื่อใช้บอกสถานะของเฟสล็อกอีกด้วย

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์ 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA_0 , RA_1 และ RA_2 ซึ่งดูจากตารางที่ (3.2)

Reference Address Code			Total Divide Value
RA_2	RA_1	RA_0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	160
1	1	1	2048

ตารางที่ 3.2 แสดงค่า RA_0 , RA_1 , RA_2 ที่กำหนดตัวหารค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนนี้กำหนด RA_0 , RA_1 , RA_2 เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงในตัวไอซีคือ $\frac{10.24 MHz}{1024} = 10 kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่มีวิธีการคำนวณ ดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_i) โดยอาจคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจร VCO (f_{VCO}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_i = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{200 MHz}{10 kHz} = 20000$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_i = NP + A$ จากค่าด้าชิตของไอซี MC 145152-2 โดยที่

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต มีค่าตั้งแต่ 0-1023

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

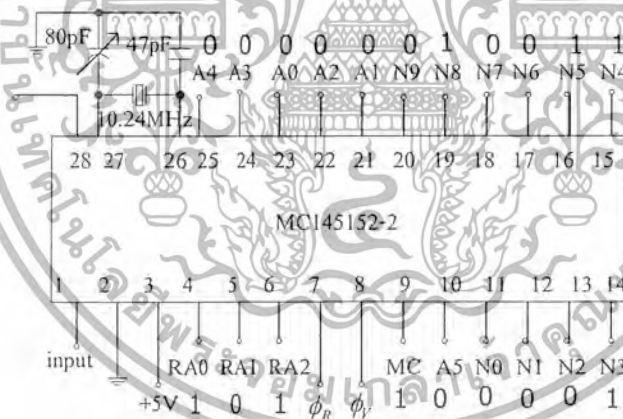
P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

แทนค่าสมการเป็นดังนี้

ดังนั้น $N = 78$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB)0100111000(LSB)

$A = 32$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB)10000(LSB)

จากการคำนวณข้างต้นจะสร้างวงจรได้ดังรูปที่ (3.5)



รูปที่ 3.5 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

3.1.2.4 วงจรกรองความถี่ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรกรองความถี่ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าด้าชิตของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

$$f_0 = 200 MHz \text{ (local oscillator frequency)}$$

$$f_s = 10 kHz \text{ (channel spacing)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{rc} = 20f_b$$

$$\delta = 0.8$$

$$V_{DD} = 5$$

$$C_1 = 0.1 \mu$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}}}$$

$$N_i = \frac{f_0}{f_s}$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_i}$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1}$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}}$$

จากสมการด้านบนส่วนที่จะต้องหาค่าลงในวงจรคือ R_1 , R_2 และ C_c แทนค่าลงในสมการได้ดังนี้

$$f_0 = 200 \text{ MHz}$$

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

$$f_n = 0.01 \times 10 \text{ kHz} = 100 \text{ Hz}$$

$$f_{rc} = 20 \times 100 = 2 \text{ kHz}$$

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

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{(203 - 198) \times 10^6}{(5.5 - 4.5)} = 31.415 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

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

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.7958$$

$$\omega_n = \frac{2\pi(100)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.6976 \text{ rad/s}$$

$$N_i = \frac{200 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 20000$$

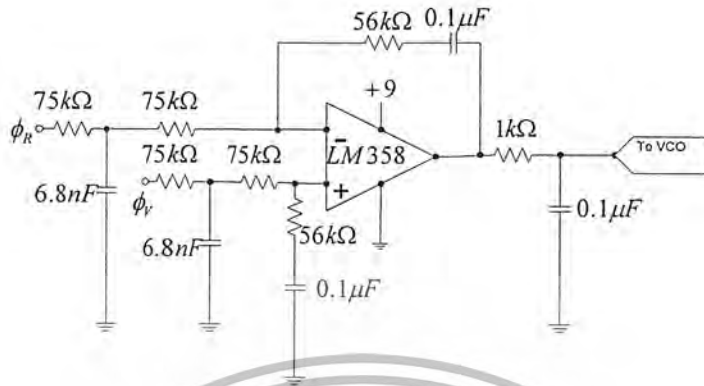
$$R_1 = \frac{(0.7958)(31.415 \times 10^6)}{(0.1 \times 10^{-6})(287.6976)^2(20000)} = 151.194 \Omega$$

$$R_2 = \frac{2(0.8)}{(287.6976)(0.1 \times 10^{-6})} = 55.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2(241.64 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 6.8 \text{ nF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นทำการแบ่ง R_i ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณ 75kΩ 2 ตัว นำค่าที่ได้มาสร้างวงจรได้ตามรูป (3.6)



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

3.1.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง (Radio frequency Amplifier)

ในการออกแบบ RF-Amp โดยใช้ S พารามิเตอร์ เราต้องเลือกเบอร์ดทรานซิสเตอร์ แล้วเลือกค่า I_C กับ V_{CE} แล้วอ่านค่า S พารามิเตอร์ เพื่อกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้

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

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

จะมีกรณีเกิดขึ้น 2 กรณี คือ k < 1 กับ k > 1

ถ้า k > 1 ให้คำนวณหาค่าต่างๆ ดังนี้

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

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

$$\Gamma_s = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^*$$

ถ้า k < 1 ต้องการ output stability circle, input stability circle และเลือกค่า gain ก่อน แล้วเลือกค่า Γ_L ที่เสถียรภาพ

Output stability circle

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Input stability circle

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

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

Constant operating power gain circle

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

จากนั้น เลือกค่า G_p และหาค่าต่างๆ ต่อไปนี้ โดยที่ G_p จะต้องไม่เกิน G_{MSG}

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{22}|^2}$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

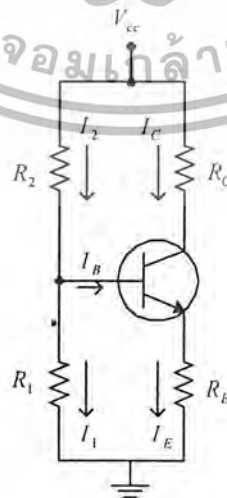
$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

เลือกค่า Γ_L ที่อยู่บน gain circle และอยู่ในพื้นที่ Output stability circle กับ Input stability circle

จากนั้น หา Γ_S จากสมการ

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

เมื่อได้ Γ_L, Γ_S แล้วก็ทำการแมตชิ่งโดยใช้สมิทชาร์ท จากนั้น ก็คำนวณการไบอัสทรานซิสเตอร์ (Bias Transistor) ซึ่งในโครงงานนี้เสนอการไบอัสชนิดเดียว คือ Divider bias โดยมีวงจร ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงจร Divider Bias ที่ใช้ในวงจรขยายความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าต่างๆ ของวงจรได้ โดยกำหนด I_C, V_{CE}, V_C, β เพื่อเป็นการเลือกจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ จากนั้น เลือกค่า V_E ที่ต้องการ แล้วคำนวณค่าต่างๆ ดังนี้

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \quad \text{โดยที่ } I_E \approx I_C$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_C}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$V_{BB} = V_E + V_{BE}$$

เลือกค่า I_1 และหาค่า R_1, R_2 จากสมการ

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{I_1}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_1 + I_B}$$

ในโครงงานนี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFR-91A ในการสร้างเป็นวงจรขยายความถี่สูง และเลือกค่า $I_C = 30mA, f = 200MHz$ โดยมีค่า S พารามิเตอร์เป็นดังนี้

$$S_{11} = 0.2 \angle -90^\circ$$

$$S_{12} = 0.03 \angle 76^\circ$$

$$S_{21} = 18.6 \angle 114^\circ$$

$$S_{22} = 0.59 \angle -24.5^\circ$$

สามารถคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$\Delta = (0.2 \angle -90^\circ)(0.59 \angle -24.5^\circ) - (0.03 \angle 76^\circ)(18.6 \angle 114^\circ) = 0.5007 \angle -1.2016^\circ$$

$$k = \frac{1 + (0.5007)^2 - (0.2)^2 - (0.59)^2}{2(0.03)(18.6)} = 0.7729$$

เนื่องจากค่า k ที่ได้มีค่าน้อยกว่า 1 ดังนั้นจึงต้องคำนวณความเสถียรภาพก่อน

Output stability circle

$$r_L = \frac{(0.03)(18.6)}{(0.59)^2 - (0.5007)^2} = 5.729$$

$$C_L = \frac{\left(0.59 \angle -24.5^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.2 \angle -90^\circ)\right)^*}{(0.59)^2 - (0.5007)^2} = 6.5329 \angle 32.811^\circ$$

Input stability circle

$$r_S = \frac{(0.03)(18.6)}{(0.2)^2 - (0.5007)^2} = 2.6483$$

$$C_S = \frac{\left(0.2 \angle -90^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.59 \angle -24.5^\circ)\right)^*}{(0.2)^2 - (0.5007)^2} = 1.9796 \angle -49.424^\circ$$

Constant operating power gain circle

$$G_{MSG} = \frac{18.6}{0.03} = 27.9239dB$$

เลือก $G_p = 27dB = 501.1872$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_p = \frac{501.1872}{(18.6)^2} = 1.4487 = 1.6097 \text{ dB}$$

$$C_2 = 0.59 \angle -24.5^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.2 \angle -90^\circ)^* = 0.6363 \angle -32.811^\circ$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2(0.7729)(0.03)(18.6)(1.4487) + (0.03)^2(18.6)^2(1.4487)^2}}{|1 + (1.4487)((0.59)^2 - (0.5007)^2)|} = 1.4932$$

$$C_p = \frac{(1.4487)(0.6363 \angle -32.811^\circ)^*}{1 + (1.4487)((0.59)^2 - (0.5007)^2)} = 0.6173 \angle 32.811^\circ$$

เลือกค่า $\Gamma_L = 0.875 \angle -158^\circ$

$$\Gamma_S = \left[0.2 \angle -90^\circ + \frac{(0.03 \angle 76^\circ)(18.6 \angle 114^\circ)(0.875 \angle -158^\circ)}{1 - (0.59 \angle -24.5^\circ)(0.875 \angle -158^\circ)} \right]^* = 0.2718 \angle 5.3414^\circ \text{ และ}$$

เมื่อทำการแมตซิ่งโดยใช้สมิทชาร์ทแล้วจะได้ค่าต่างๆ ดังรูป

ด้านอินพุท

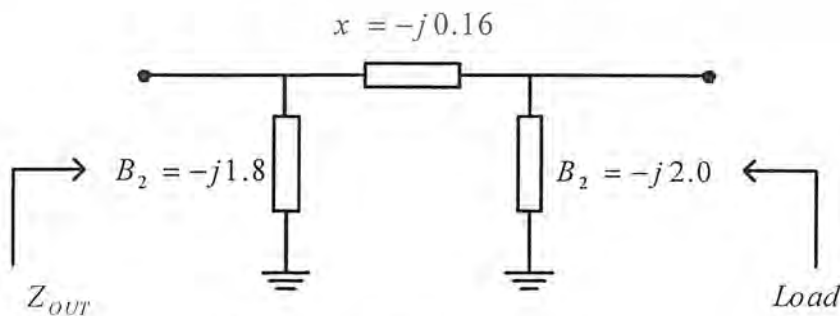


แมตซิ่งที่ความถี่ 200 MHz

$$X \text{ เป็น } C; C = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.8)(50)} = 1.989 \times 10^{-11} \approx 20 \text{ pF}$$

$$B \text{ เป็น } L; L = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(0.45)} = 8.842 \times 10^{-8} \approx 88 \text{ nH}$$

ด้านเอาต์พุท



รูปที่ 3.9 ส่วนแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

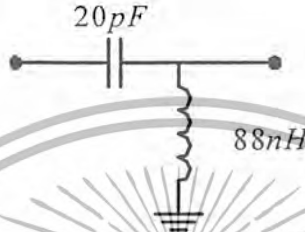
แมตซ์ที่ความถี่ 200MHz

$$X \text{ เป็น } C; \quad C = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.16)(50)} = 9.947 \times 10^{-11} \approx 100\text{pF}$$

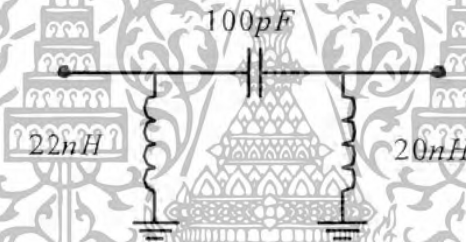
$$B_1, B_2 \text{ เป็น } L; \quad L_1 = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(1.8)} = 2.21 \times 10^{-8} \approx 22\text{nH}$$

$$L_2 = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(2)} = 1.989 \times 10^{-8} \approx 20\text{nH}$$

เพราะฉะนั้น ส่วนแมตซ์ของฝั่งอินพุตและเอาต์พุตเป็น ดังรูป



รูปที่ 3.10 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งอินพุตเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว



รูปที่ 3.11 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งเอาต์พุตเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว

จากนั้นทำการ ไบอัสวงจร โดยเลือกค่าต่างๆ ดังนี้ $I_C = 30\text{mA}$, $V_{CE} = 8\text{V}$, $V_{CC} = 9\text{V}$, $\beta = 90$ และเลือกค่า $V_E = 0.55\text{V}$

$$R_E = \frac{0.55}{30 \times 10^{-3}} = 18.33\Omega$$

$$R_C = \frac{9 - (8 + 0.55)}{30 \times 10^{-3}} = 15\Omega$$

$$I_B = \frac{30 \times 10^{-3}}{90} = 0.33 \times 10^{-3} = 0.33\text{mA}$$

$$V_{BB} = 0.7 + 0.55 = 1.25\text{V}$$

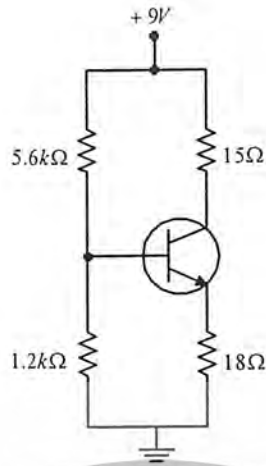
เลือกค่า $I_1 = 1.05\text{mA}$

$$R_1 = \frac{1.25}{1.05 \times 10^{-3}} = 1.2 \times 10^3 = 1.2\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{9 - 1.25}{(1.05 + 0.33) \times 10^{-3}} = 5.616 \times 10^3 = 5.6\text{k}\Omega$$

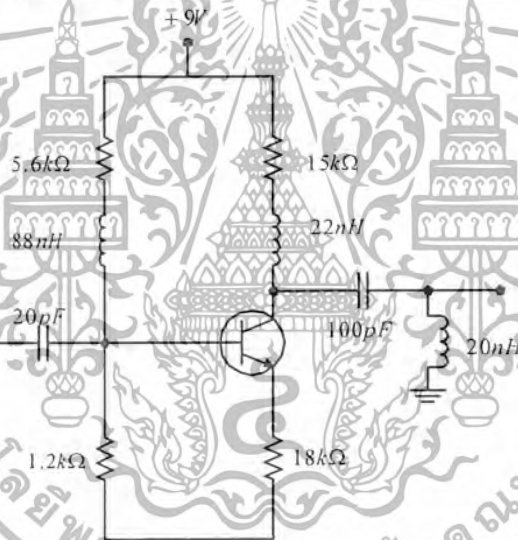
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นจะได้วงจรไบอัส ดังรูป



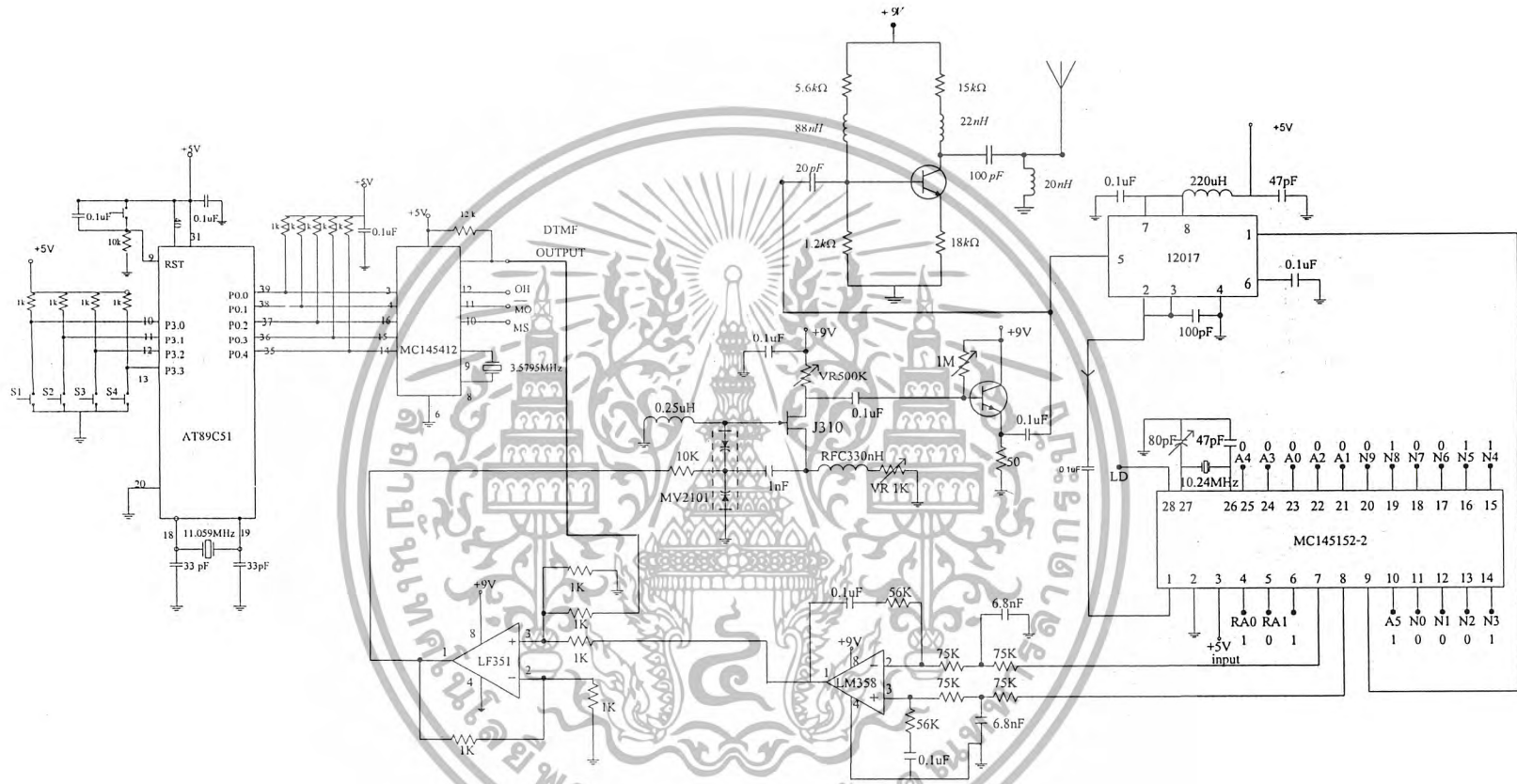
รูปที่ 3.12 วงจร Divider Bias ที่คำนวณได้

เมื่อต่อรวมกับส่วนอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง จะได้ดังรูป



รูปที่ 3.13 วงจรขยายความถี่สูงที่คำนวณได้

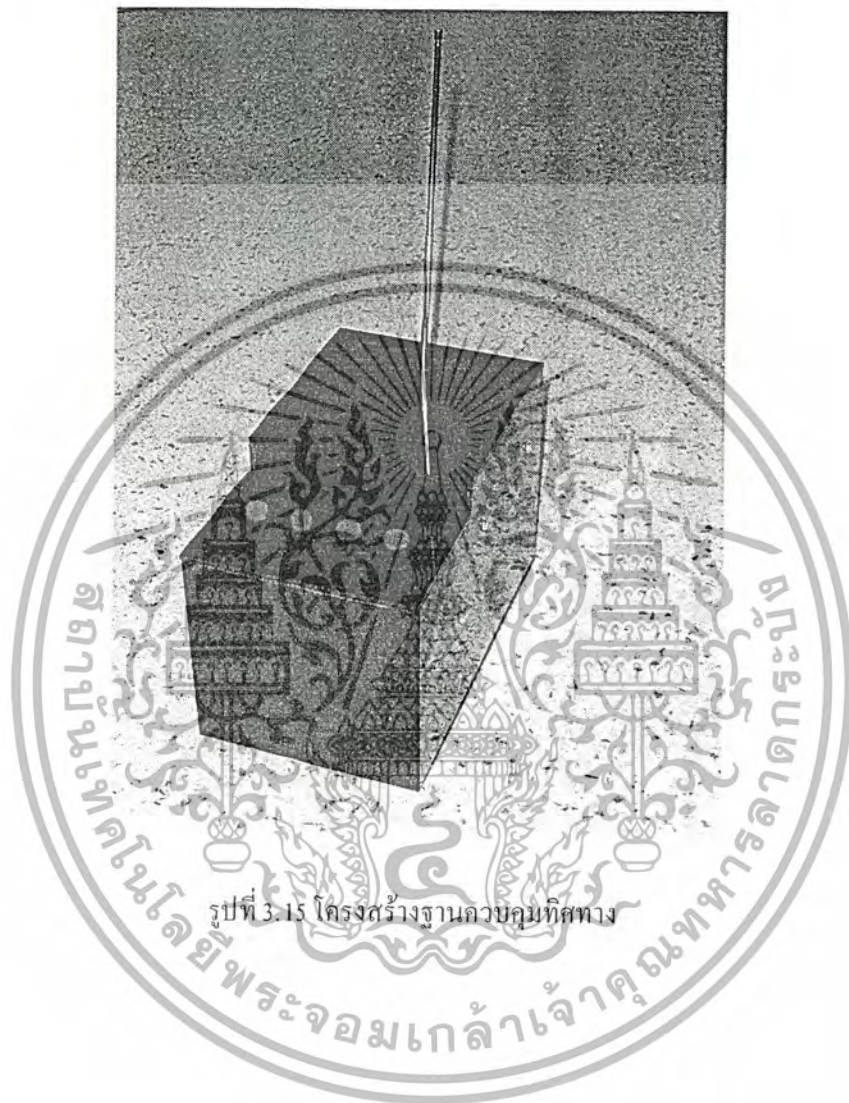
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรรวมภาคส่ง

3.1.4 ส่วนฐานควบคุม

ส่วนนี้จะประกอบด้วย ฐานกลิ้งซึ่งทำการออกแบบและประกอบด้วยแผ่นพลาสติกอะครีลิค , ปุ่มที่ใช้ในการควบคุมการหมุนของกลิ้ง รวมทั้งในส่วนของซัพพลายที่ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้แก่วงจร ซึ่ง ส่วนนี้จะมีโครงสร้างดังรูปที่ (3.15)



รูปที่ 3.15 โครงสร้างฐานควบคุมทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ภาครับ

3.2.1 ส่วนเฟรมอิมมูเนเตอร์โดยใช้ระบบเฟสล็อกกลุ๊ป

3.2.1.1 ส่วนระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุ๊ป

ในส่วนของโลกออสซิลเลเตอร์นั้นใช้วงจรเดียวกันกับภาคส่งเฟรมอิมแต่ในการออกแบบนั้นเราต้องการที่ความถี่ 210.7 MHz ดังนั้นต้องทำการโปรแกรมไอซี MC 145152-2 ดังนี้

ความถี่อ้างอิงในตัวไอซี คือ $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่มีวิธีการคำนวณ ดังนี้

1.ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_t) โดยอาจคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจร VCO (f_{VCO}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{210.7MHz}{10kHz} = 21070$$

2.เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_t = NP + A$ จากค่าจีตของไอซี MC 145152-2 โดยที่

N คือ ตัวโปรแกรม $N_9 - N_0 = 10$ บิต มีค่าตั้งแต่ 0-1023

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

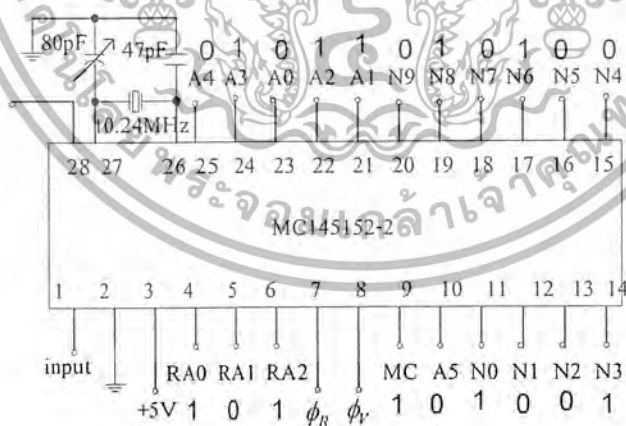
P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

แทนค่าสมการเป็นดังนี้

ดังนั้น $N = 329$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB)0101001001(LSB)

$A = 14$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB)001110(LSB)

จากการคำนวณข้างต้นจะสร้างวงจรได้ดังรูปที่ (3.16)



รูปที่ 3.16 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1.2 วงจรกรองความถี่ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรกรองความถี่ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าชี้ตของ ไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

$$f_0 = 210.7 \text{ MHz (local oscillator frequency)}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz (channel spacing)}$$

$$f_{rc} = 20f_b$$

$$\delta = 0.8$$

$$V_{DD} = 5$$

$$C_1 = 0.1 \mu$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}}}$$

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

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_t}$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1}$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}}$$

จากสมการด้านบนส่วนที่จะต้องหาลงในวงจรคือ R_1 , R_2 และ C_c แทนค่าลงในสมการได้ดังนี้

$$f_0 = 210.7 \text{ MHz}$$

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

$$f_b = 0.01 \times 10 \text{ kHz} = 100 \text{ Hz}$$

$$f_{rc} = 20 \times 100 = 2 \text{ kHz}$$

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

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{(215 - 209) \times 10^6}{(3.5 - 2.5)} = 37.6991 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.7958$$

$$\omega_n = \frac{2\pi(100)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.6976 \text{ rad/s}$$

$$N_r = \frac{210.7 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 21070$$

$$R_1 = \frac{(0.7958)(37.6991 \times 10^6)}{(0.1 \times 10^{-6})(287.6976)^2(21070)} = 172.022 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2(0.8)}{(287.6976)(0.1 \times 10^{-6})} = 55.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2(287.6976 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 5.813 \text{ nF}$$

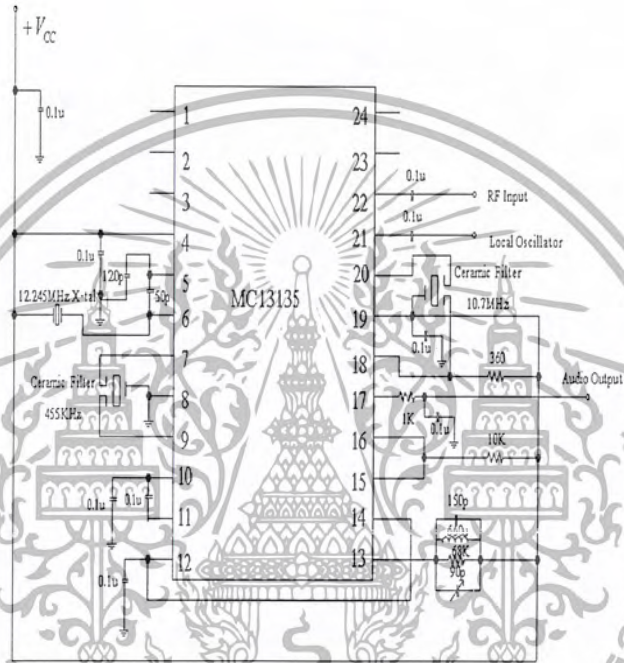
หลังจากนั้นทำการแบ่ง R_1 ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณ $86 \text{ k}\Omega$ 2 ตัว นำค่าที่ได้มาสร้างวงจรได้ตามรูป (3.17)



รูปที่ 3.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

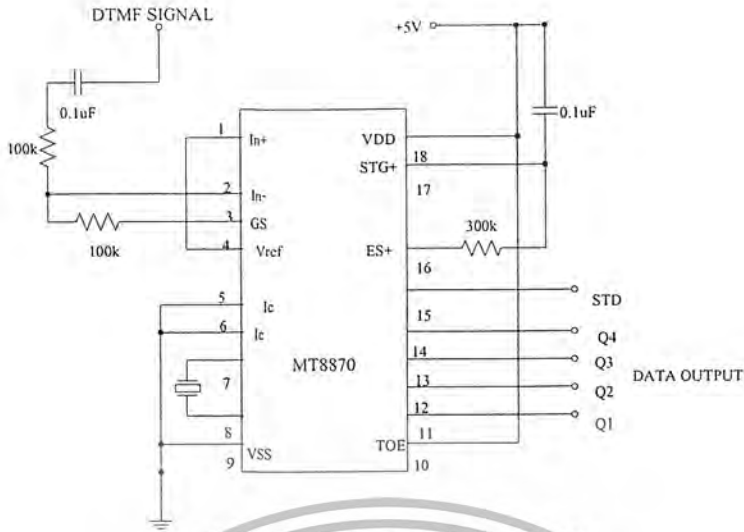
ในการออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ ส่วนเฟสล็อกูปนั้นจะใช้วงจรเดียวกันกับด้านส่งโดยในด้านรับนี้จะมีส่วนดีเทกต์สัญญาณเพิ่มขึ้นมา ซึ่งจะเลือกใช้ไอซีเบอร์ MC13135 เป็นตัวดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มที่ส่งมา โดยมีหลักการทำงานคือ ลดความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มที่รับมาได้ให้เป็นไอเอฟ 10.7 MHz โดยใช้หลักการผสมสัญญาณ (Mixer) ในที่นี้ความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มคือ 200 MHz เพราะฉะนั้นสัญญาณที่จะนำมาผสมกับสัญญาณเอฟเอ็มนี้คือ 210.7 MHz หลังจากนั้นนำสัญญาณไอเอฟที่ความถี่ 10.7 MHz ไปผสมกับความถี่ 10.245 MHz ที่มาจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ได้สัญญาณไอเอฟความถี่ 455 kHz หลังจากนั้นสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ไปดีมอดูเลตแล้วจึงจะได้ข่าวสารตามที่ต้องการ โดยวงจรนี้คือได้ดัง รูปที่ (3.18)



รูปที่ 3.18 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

3.2.2 ส่วนดีทีเอ็มเอฟดีเทกต์เตอร์

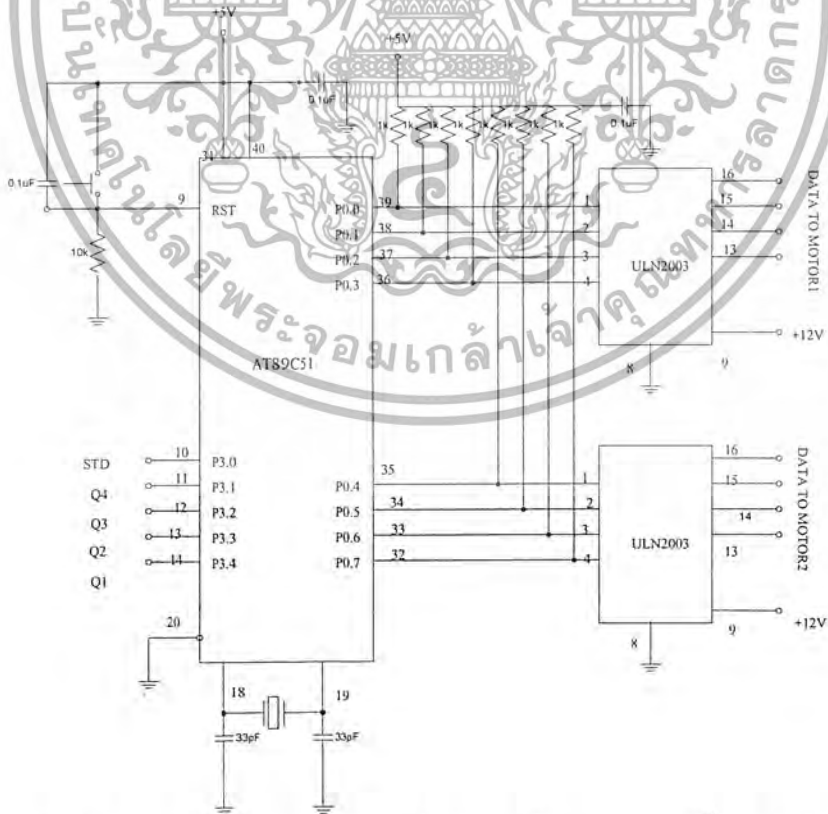
ในส่วนนี้จะออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ MF8870 ในการถอดรหัสสัญญาณดีทีเอ็มเอฟเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 4 บิต ซึ่งต่อวงจรได้ดังรูปที่ (3.19)



รูปที่ 3.19 วงจรดีทีเอ็มเอฟดีเทกต์เตอร์

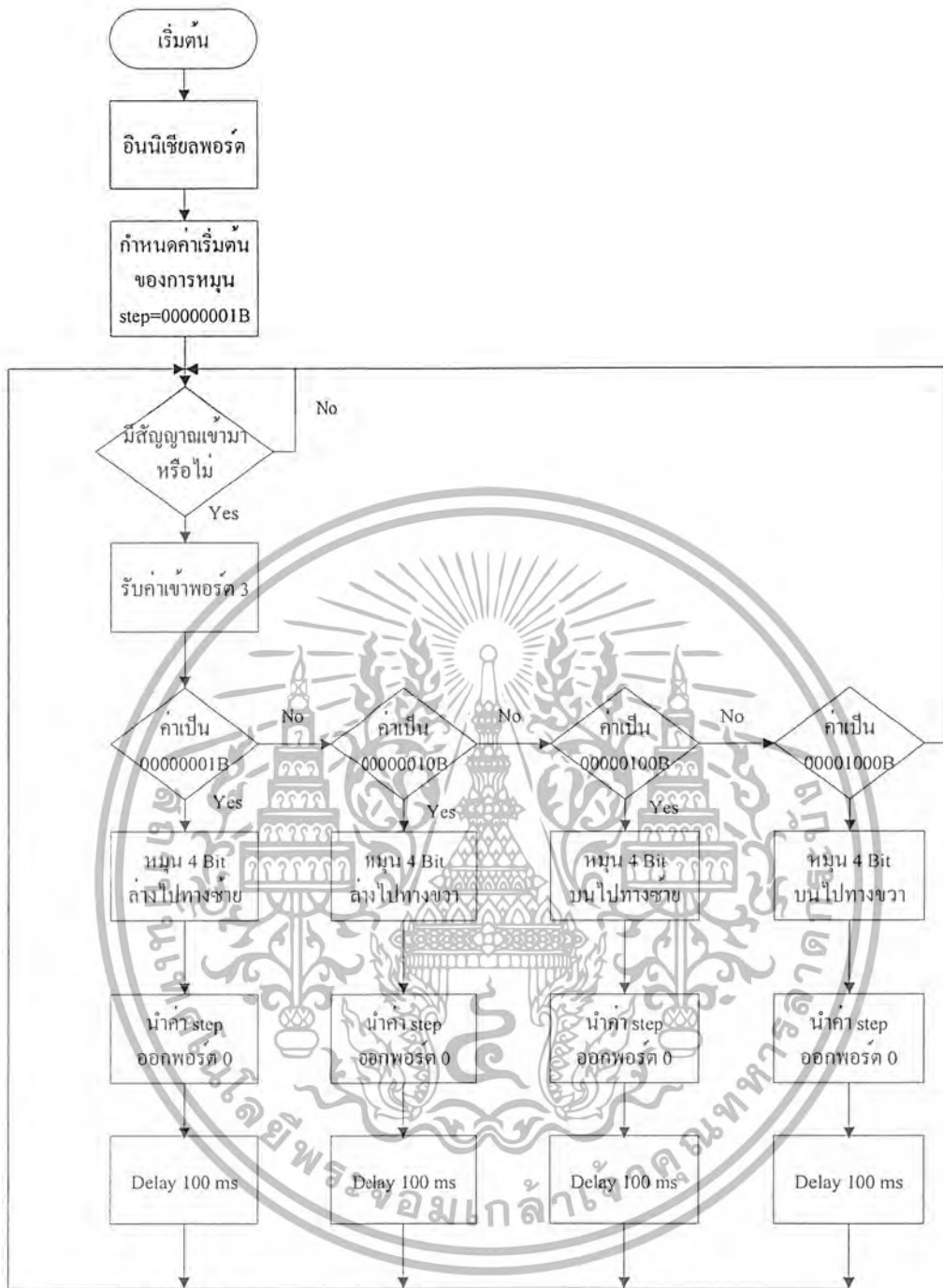
3.2.3 ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรขับกระแสสเตปป์มอเตอร์

ในส่วนนี้จะเป็นการต่อใช้งานร่วมกันระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์และไอซีที่ใช้ขับกระแส ในที่นี้ออกแบบโดยใช้ไอซีคือ ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT89C51 และไอซีขับกระแส ULN2003 ซึ่งต่อวงจรได้ดังรูปที่ (3.20)



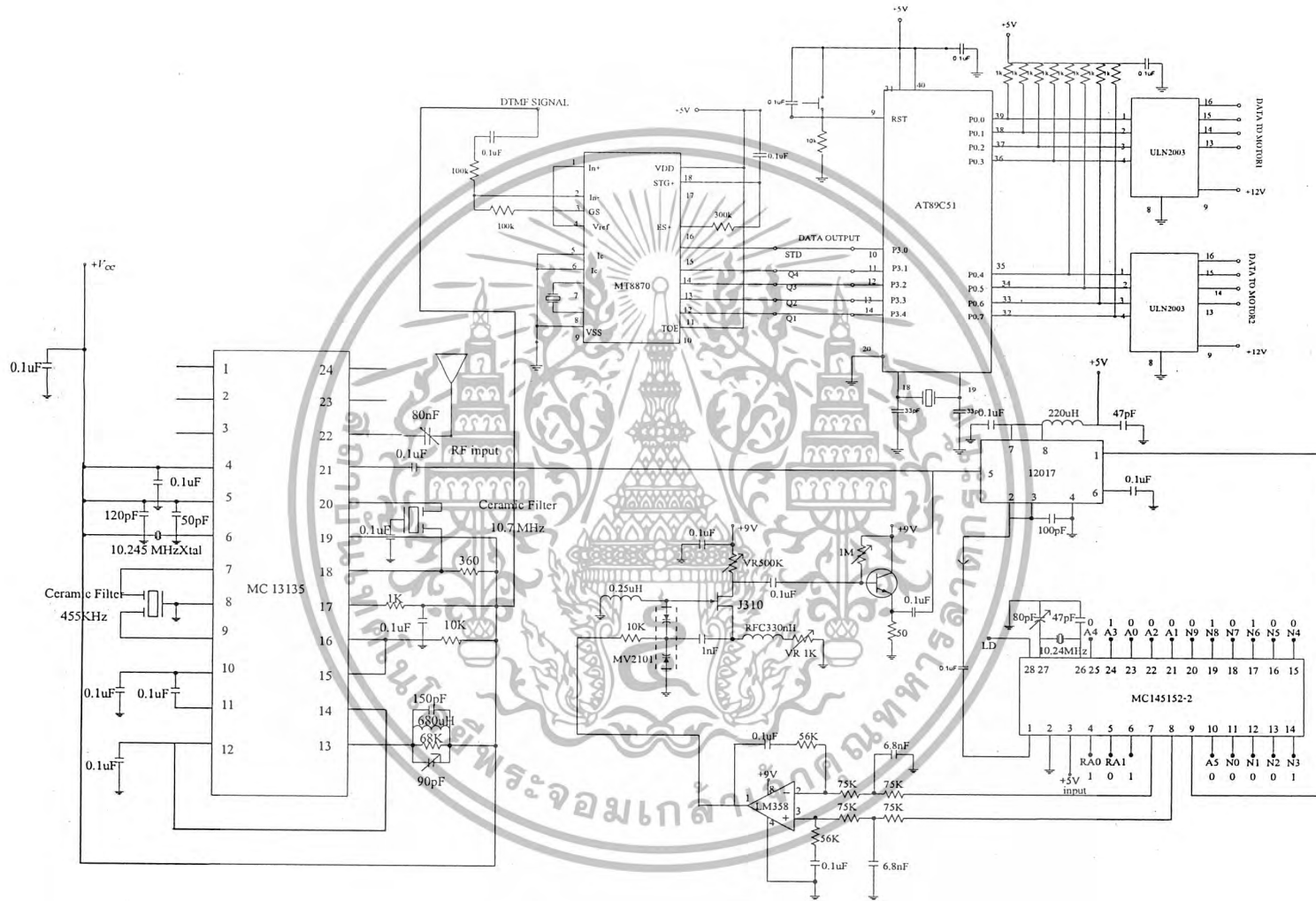
รูปที่ 3.20 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรขับกระแสสเตปป์มอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของวงจรตีสัญญาณดีทีเอ็มเอฟและขับเคลื่อนสเตปปีงมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 วงจรรวมภาครับ

3.2.4 ส่วนฐานกล่อง

ส่วนนี้จะประกอบด้วย ฐานกล่องซึ่งทำการออกแบบและประกอบด้วยแผ่นพลาสติกอะครีลิก , สเตปปีงมอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการหมุนของกล่อง, แกนเหล็ก , เฟือง , ลูกปืน รวมทั้งในส่วนของซัพพลายที่ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้แก่วงจร ซึ่งส่วนนี้จะมีโครงสร้างดังรูปที่ (3.23)



รูปที่ 3.23 โครงสร้างฐานกล่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ภาคส่ง

4.1.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป

- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 200 MHz

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) (รูปที่ 3.3) ทำการทดลองป้อนแรงดันควบคุมระดับค่าต่างๆกัน แล้ววัดความถี่ที่ได้จะได้ผลการทดลองดังนี้

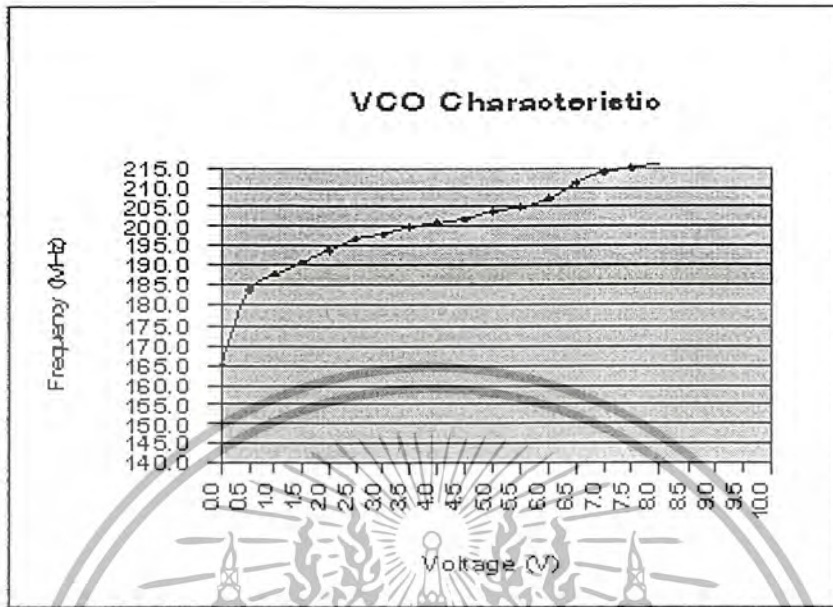
ผลการทดลอง

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHz)
0.0	165
0.5	184
1.0	187
1.5	190
2.0	194
2.5	196
3.0	198
3.5	200
4.0	201
4.5	202
5.0	204
5.5	205
6.0	206
6.5	208
7.0	211
7.5	214
8.0	215

ตารางที่ 4.1 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมและ ความถี่ของวีซีโอภาคส่ง

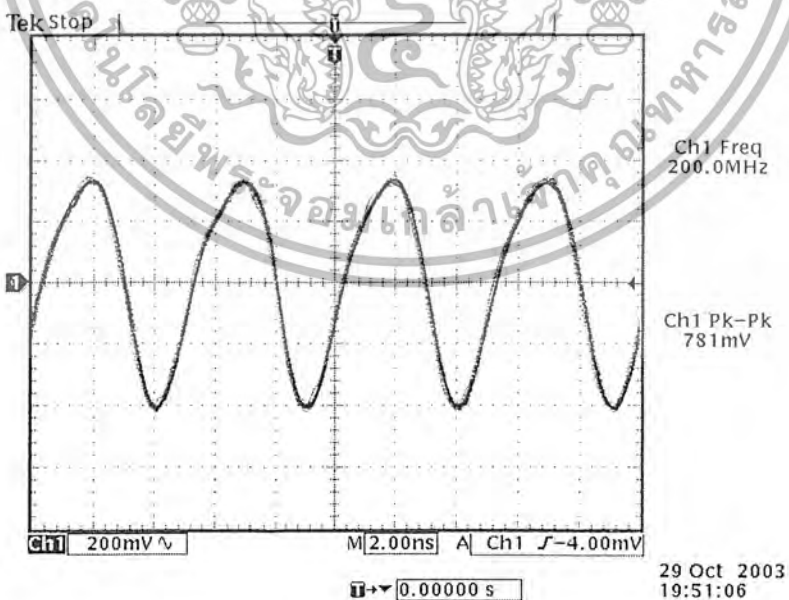
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.1 เป็นการใส่ค่าแรงดันเพื่อควบคุมวงจร VCO ในการผลิตสัญญาณความถี่ต่าง ๆ นำค่าแรงดันและความถี่ที่ได้นำไปพล็อตกราฟ จะได้กราฟ Characteristic ของวีซีโอ คือ



รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมและความถี่วีซีโอภาคส่ง

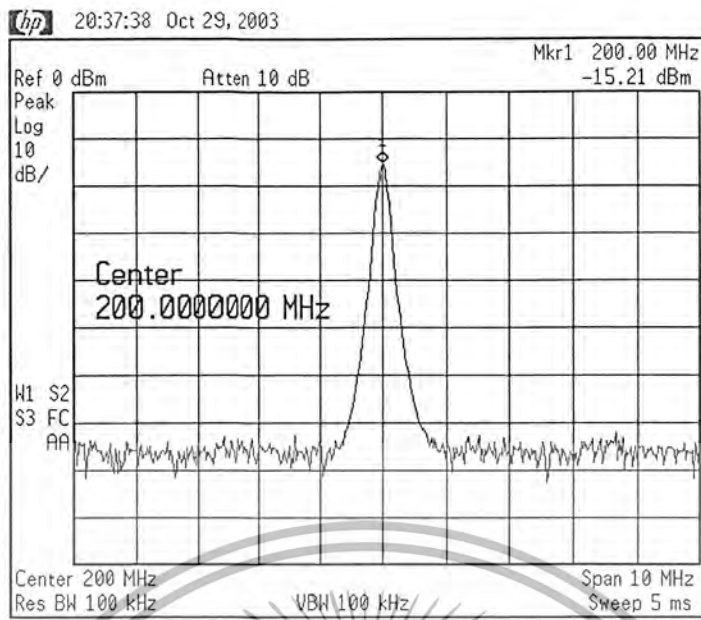
จากรูปที่ 4.1 เมื่อพิจารณาถึงช่วงที่ความชันของกราฟมีค่าคงที่ คือ ช่วง 3.0V ถึง 6.0V แล้วนำไปคำนวณหาค่าคงที่ของวีซีโอ ของวงจรทางด้านส่ง จะได้ ค่าคงที่ของวีซีโอ เท่ากับ 2.67 MHz/Volt



รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ ภาคส่ง ความถี่ 200 MHz

จากรูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ ภาคส่ง ซึ่งมีความถี่ 200 MHz ขนาด 781 mVp-p

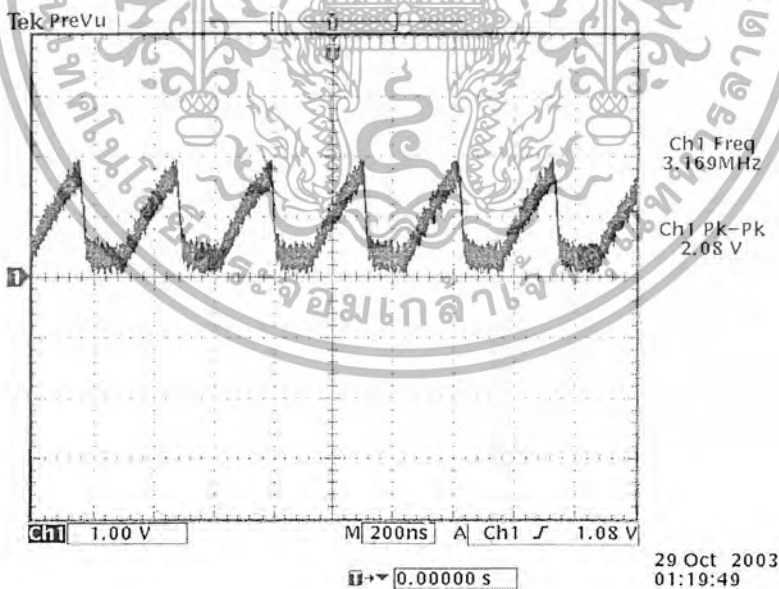
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 200 MHz

- วงจรพรีสเกลเลอร์

วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลิตจะเป็นการทำงานร่วมกันของไอซี MC12017 และ ไอซี MC145152 โดยที่ไอซี MC12017 จะทำการหารความถี่เอาต์พุตของวงจรวีซีโอด้วยค่า 64/65 ก่อนเข้าไอซี MC145152

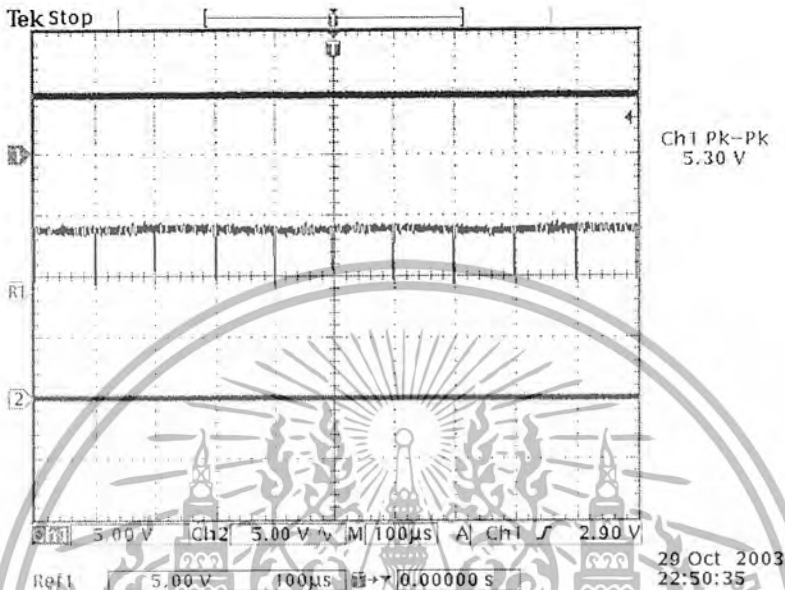


รูปที่ 4.4 เอาท์พุทของวงจรพรีสเกลเลอร์ทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

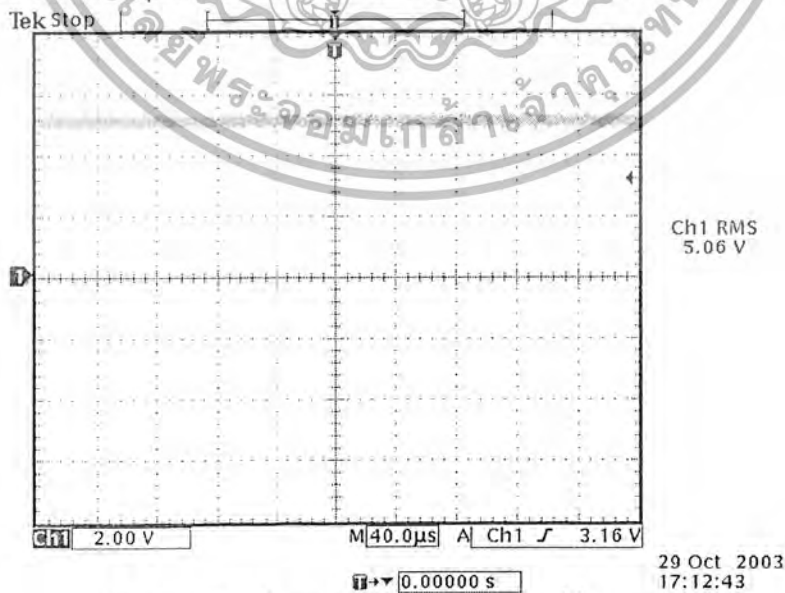
การที่จะตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะล็อกหรือไม่นั้น โดยถ้าระบบอยู่ในสภาวะล็อกแล้ว เฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวิธีโอจะต้องตรงกัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ LD, ϕ_R และ ϕ_V จะต้องอยู่ในสภาวะ high โดยจะมี low แต่ละช่วงในระยะเวลาสั้นๆ



รูปที่ 4.5 Ref1 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28, CH1 แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7, CH2 แสดงสัญญาณ ϕ_V ที่ขา 8

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ เพื่อเอาไปใช้ในการควบคุมมอเตอร์เพื่อคงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้

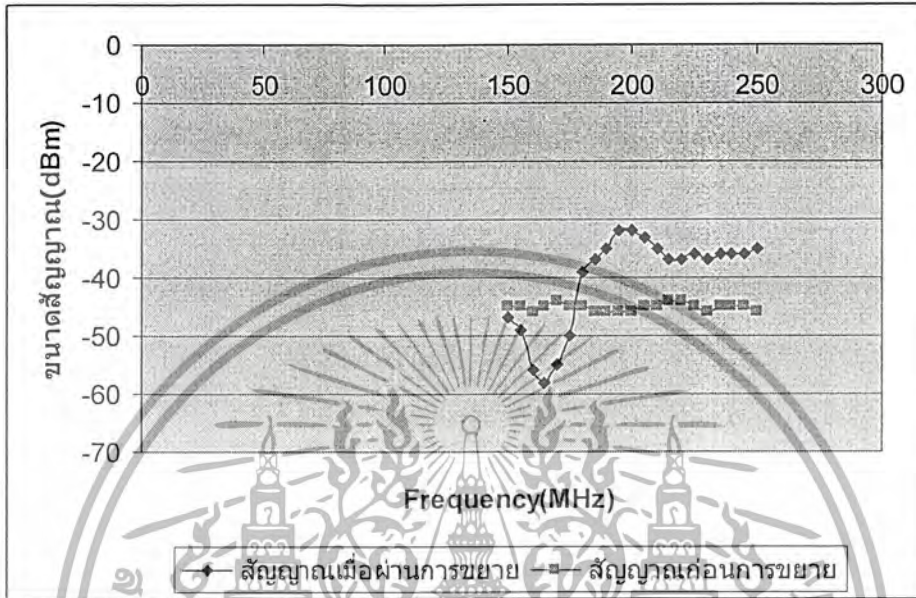


รูปที่ 4.6 เอาท์พุทที่ออกมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้านส่ง

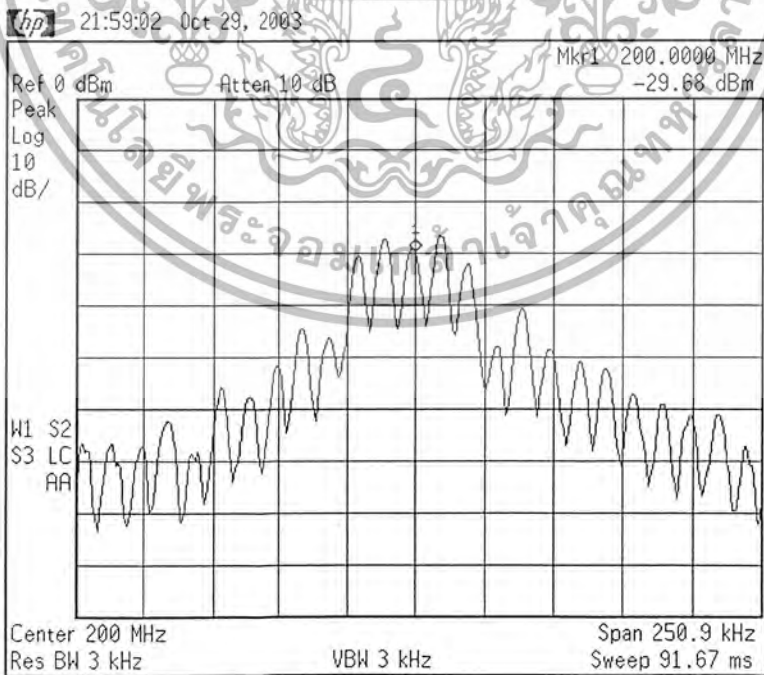
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรขยายสัญญาณเอฟเอ็ม

วงจรขยายสัญญาณเอฟเอ็มที่มีความถี่ 200 MHz ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 ทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณเอฟเอ็มที่มีความถี่ต่างๆ ในช่วง 150 MHz ถึง 250 MHz โดยที่ให้ขนาดของสัญญาณอินพุตเท่าเดิมคือ -10 dBm แต่เนื่องจากสเปกตรัมอนาไลเซอร์มีการลดทอนเพื่อป้องกันอุปกรณ์ 30 dB ทำให้ได้ผลการทดลองออกมาดังรูปที่ (4.7)



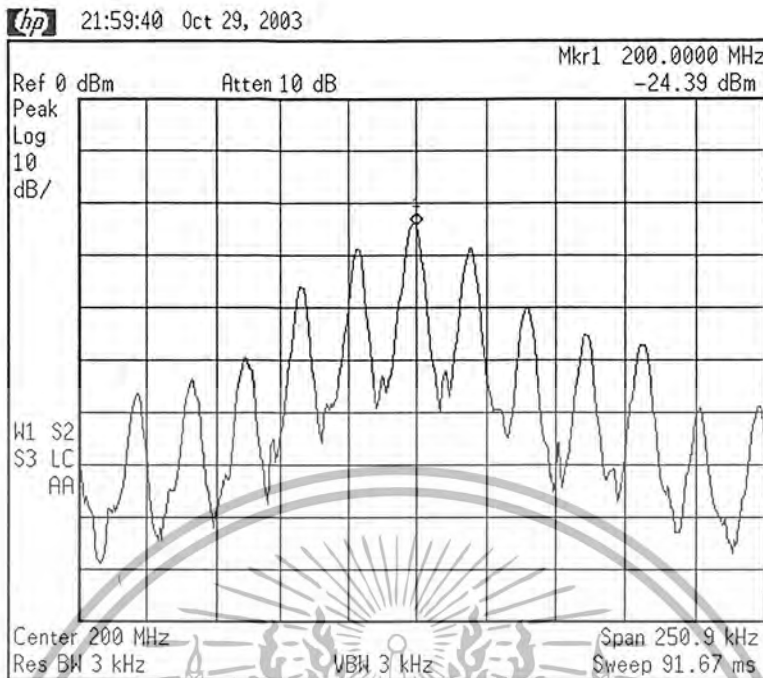
รูปที่ 4.7 กราฟเปรียบเทียบขนาดสัญญาณเอฟเอ็มอินพุตและสัญญาณที่ทำการขยายแล้ว



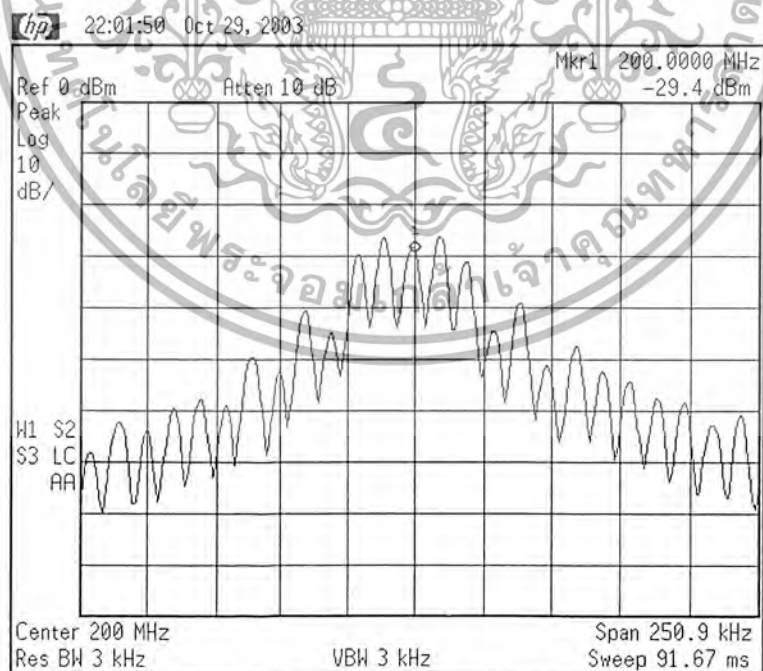
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz

ขนาด 200 mVpp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

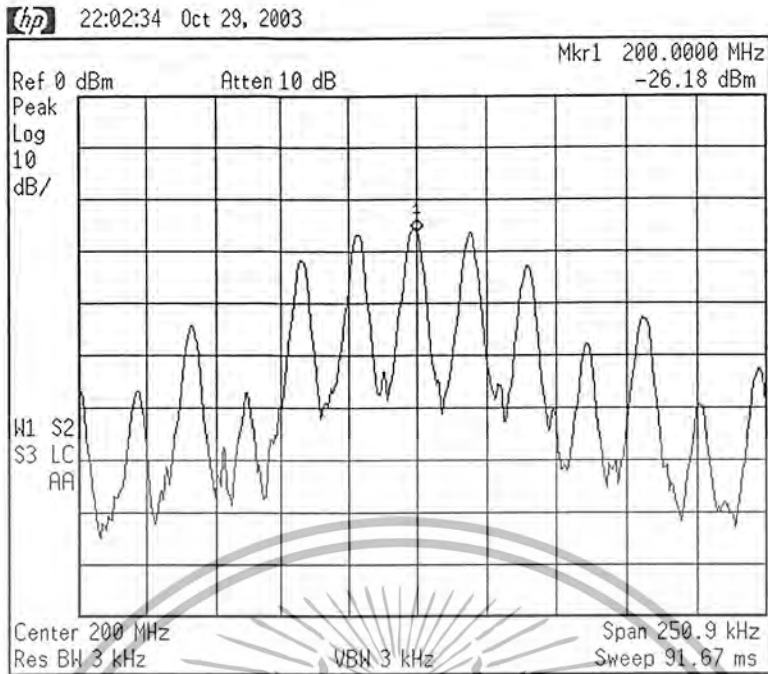


รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 20 kHz
ขนาด 200 mVpp



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz
ขนาด 400 mVpp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



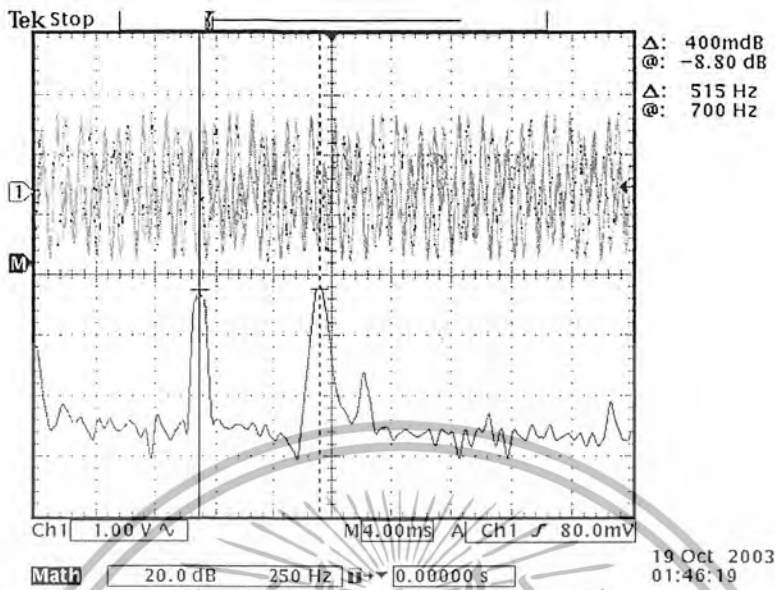
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มจากเครื่องส่ง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 400 mVpp

4.1.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ DTMF

จากวงจรกำเนิดสัญญาณ DTMF (รูปที่ 3.1) ซึ่งเป็นการต่อร่วมกันระหว่างสวิตช์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 และ ไอซีเบอร์ 145412 ที่เป็นตัวผลิตสัญญาณเคทีเอ็มเอฟ เมื่อใช้สวิตช์ทำการป้อนค่าให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อเป็นการระบุทิศทางที่ต้องการ โดยสวิตช์แต่ละตัวจะแทนตำแหน่งบิตทั้งสี่บิตที่สามารถแทนตัวเลขได้ตั้งแต่ 1-9 แล้วทำการวัดเอาท์พุทที่ ไอซีเบอร์ 145412 จะได้ผลการทดลองดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

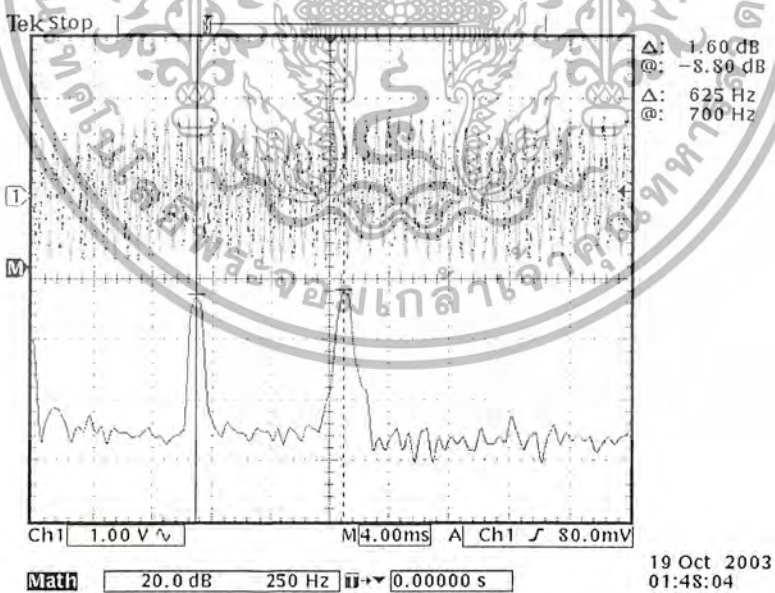
ผลการทดลอง



รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 1 (ทิศทางการหมุนขึ้น)

องค์ประกอบสัญญาณ

ความถี่ต่ำ 700 Hz
ความถี่สูง 1215 Hz



รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณ DTMF แทนหมายเลข 2 (ทิศทางการหมุนลง)

องค์ประกอบสัญญาณ

ความถี่ต่ำ 700 Hz
ความถี่สูง 1325 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ภาครับ

4.2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป

- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 210.7 MHz

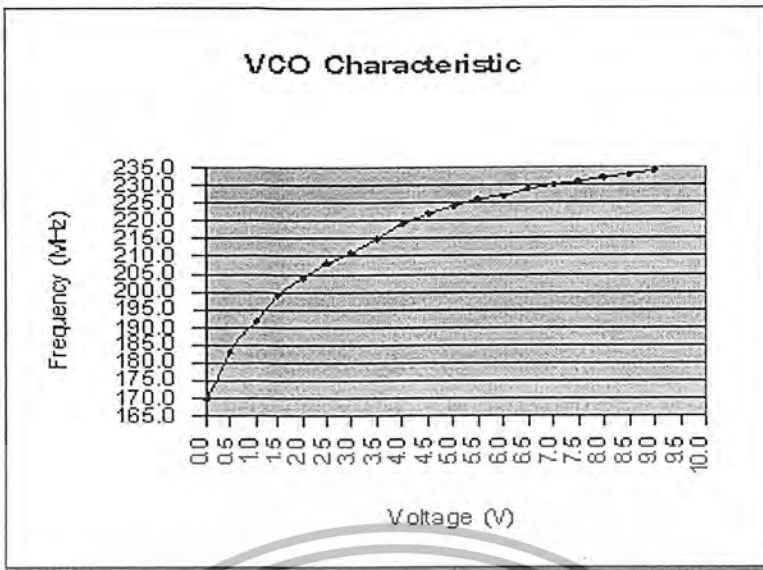
จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) (รูปที่ 3.3) ทำการป้อนแรงดันควบคุมค่าต่างๆ แล้วทำการวัดความถี่ที่ผลิตได้ จะได้ผลการทดลองดังนี้

V control (Volt)	Frequency (MHz)
0.0	170
0.5	184
1.0	193
1.5	200
2.0	205
2.5	209
3.0	211
3.5	215
4.0	219
4.5	222
5.0	224
5.5	226
6.0	227
6.5	229
7.0	230
7.5	231
8.0	232

ตารางที่ 4.2 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมและ ความถี่ของ (VCO) ภาครับ

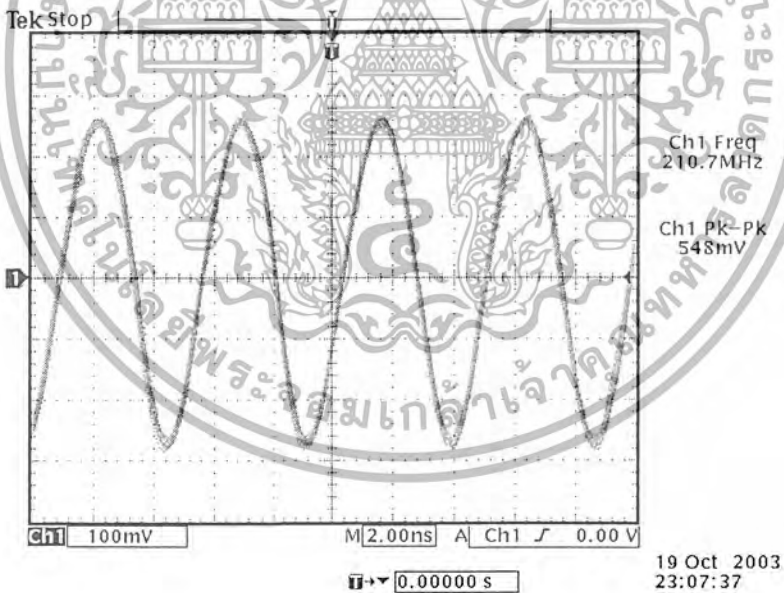
จากตารางที่ 4.2 เป็นการใส่ค่าแรงดันเพื่อควบคุมวงจร VCO ในการผลิตสัญญาณความถี่ต่าง ๆ นำค่าแรงดันและความถี่ที่ได้นำไปพล็อตกราฟ จะได้กราฟ Characteristic คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมและความถี่ของวีซีโอ ภาครับ

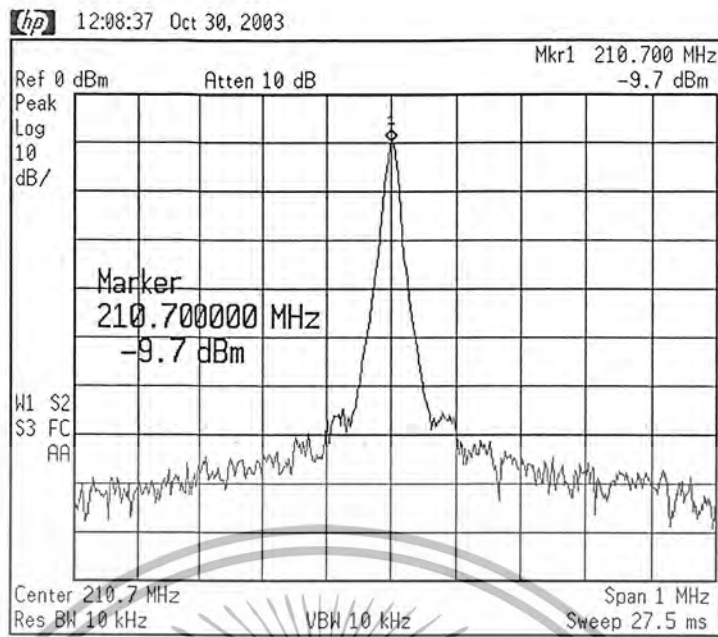
จากรูปที่ 4.16 เมื่อพิจารณาถึงช่วงที่ความชันของกราฟมีค่าคงที่ คือ ระหว่าง 4.0 V ถึง 7.0 V แล้วนำไปคำนวณหาค่าคงที่ของวีซีโอของวงจรทางด้านรับจะได้ค่าคงที่ของวีซีโอ เท่ากับ 3.67 MHz / Volt



รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวีซีโอ ความถี่ 210.7 MHz

จากรูปที่ 4.17 เป็นสัญญาณเอาต์พุตของวีซีโอ ภาครับ ซึ่งมีความถี่ 210.7 MHz ขนาด 548 mVp-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



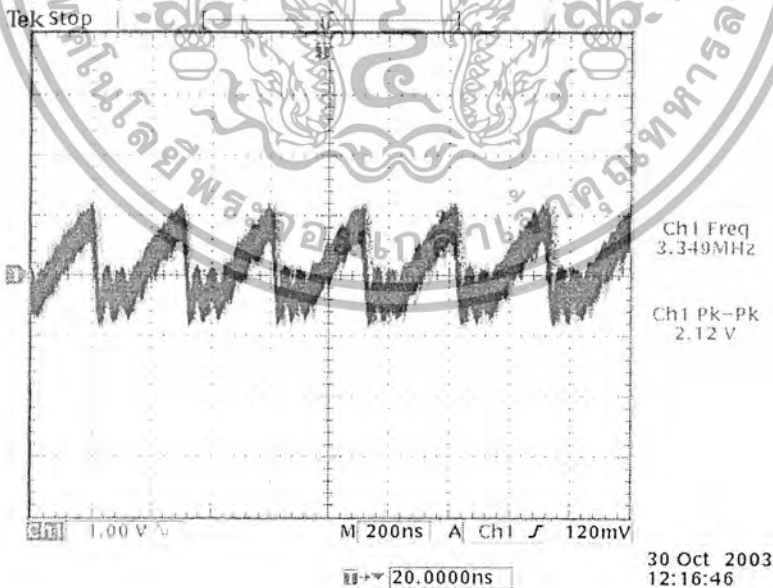
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของวีซีไอความถี่ 210.7 MHz

- วงจรพรีสเกลเลอร์

วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลจะเป็นการทำงานร่วมกันของไอซี MC12017 และ ไอซี

MC145152 โดยที่ไอซี MC12017 จะทำการหารความถี่เอาต์พุตจากวงจรวีซีไอด้วยค่า 64/65 ก่อนเข้าไอซี

MC145152

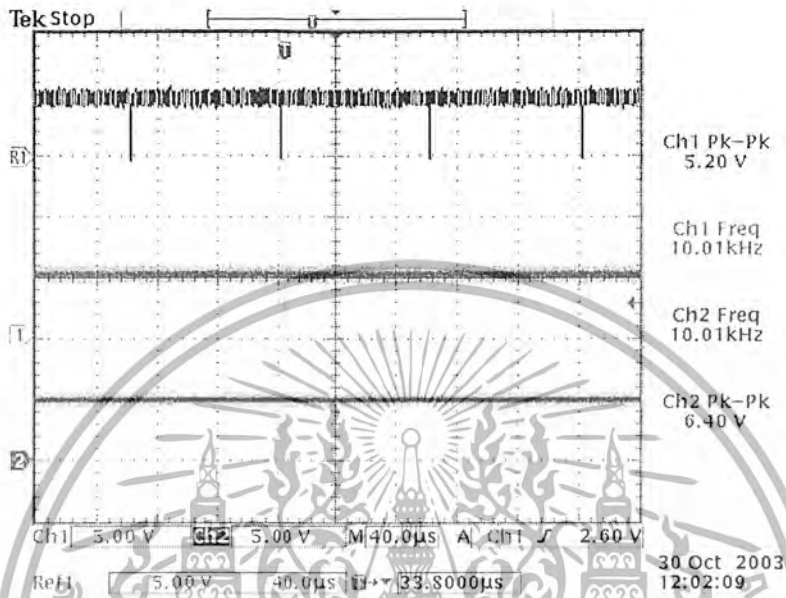


รูปที่ 4.19 เอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

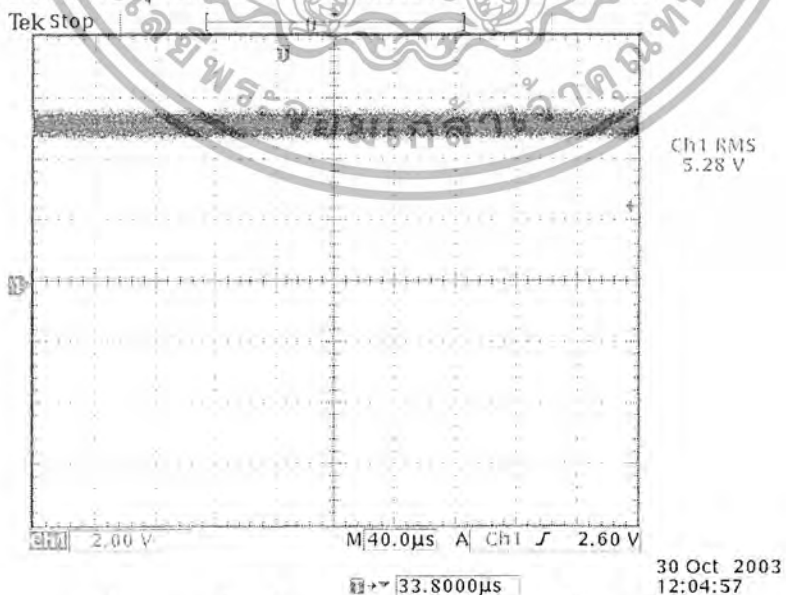
การที่จะตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะล็อกหรือไม่นั้น โดยถ้าระบบอยู่ในสภาวะล็อกแล้ว เฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวีซีโอจะต้องตรงกัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ LD, ϕ_R และ ϕ_V จะต้องอยู่ในสภาวะ high โดยจะมี low แต่ละช่วงในระยะเวลาสั้นๆ



รูปที่ 4.20 Ref1 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28, CH1 แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7 CH2 แสดงสัญญาณ ϕ_V ที่ขา 18

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากสัญญาณเองที่พุดของเฟสดีเทกเตอร์ เพื่อเอาไปใช้ในการควบคุมออสซิลเลเตอร์ที่ลงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้



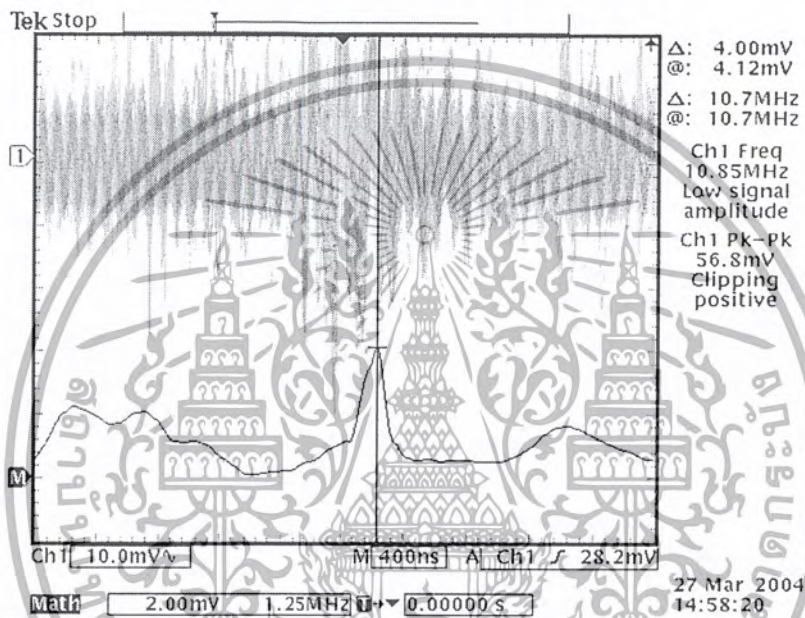
รูปที่ 4.21 เอาท์พุดที่ออกมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

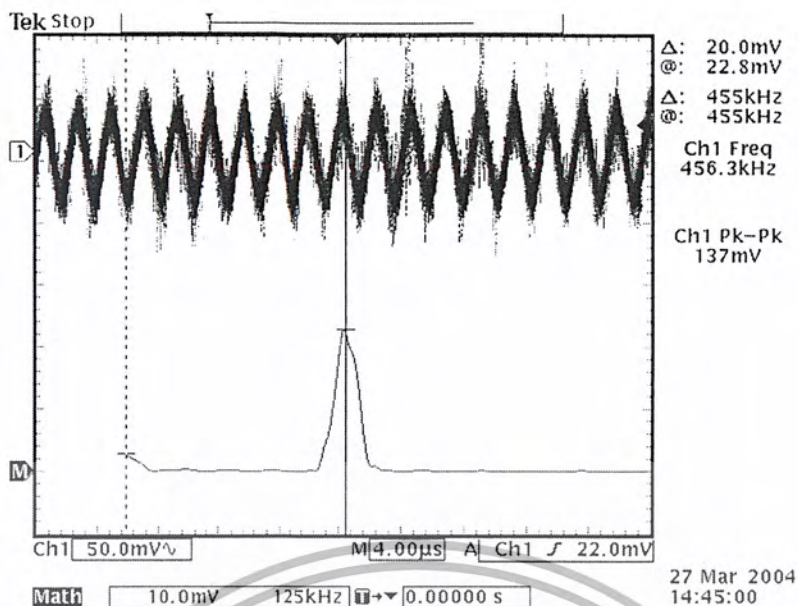
- วงจรเอฟเอ็มดีเทกเตอร์

วงจรเอฟเอ็มดีเทกเตอร์จะทำหน้าที่กู้สัญญาณข่าวสารคืนกลับมา โดยต่อวงจรโดยใช้ไอซีเบอร์ MC13135 ซึ่งทำหน้าที่ดังกล่าว โดยจะทำการลดความถี่สัญญาณเอฟเอ็มลงเป็นไอเอฟ 10.7 MHz และ 455 kHz ตามลำดับ ก่อนที่จะทำไปทำการคิโมดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสาร

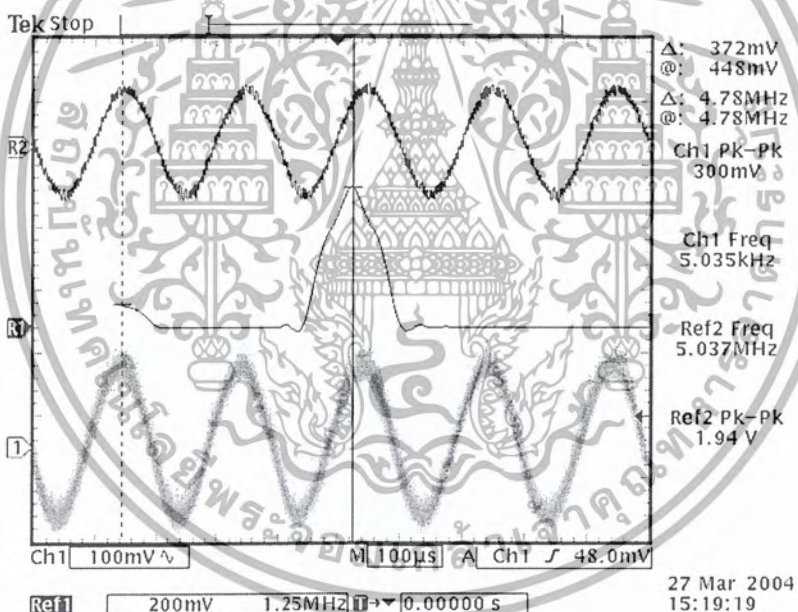
ในการทดสอบวงจรทำโดยการป้อนสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 5 MHz ขนาด 1 Vp และมีข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 5 kHz เข้าที่ขา 21 และสัญญาณโลคอสทอสซิชิลเลเตอร์รูปไซน์ความถี่ 15.7 MHz ขนาด 1 Vp เข้าที่ขา 22 แล้ววัดสัญญาณไอเอฟความถี่ 10.7 MHz ที่ขา 18 , สัญญาณไอเอฟความถี่ 455 kHz ที่ขา 9 และสัญญาณข่าวสารที่ขา 17



รูปที่ 4.22 สัญญาณ ไอเอฟ ที่ความถี่ 10.7 MHz



รูปที่ 4.23 สัญญาณ ไอเอฟ ที่ความถี่ 455 kHz



รูปที่ 4.24 CH1 : สัญญาณข่าวสารที่ดีที่สกัดได้เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 5 kHz

CH R1 : สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 5 MHz

CH R2 : สัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 'ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้'

4.2.2 ผลการทดลองวงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF

สามารถทำการทดลองได้โดยนำสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณดีทีเอ็มเอฟในรูปแบบที่

(3.1) มาป้อนให้กับวงจรถอดรหัสสัญญาณดีทีเอ็มเอฟในรูปแบบที่ (3.19) ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้ไอซีเบอร์ MT8870 เมื่อทำการป้อนสัญญาณดีทีเอ็มเอฟค่าต่างๆ เข้ามาแล้วทำการวัดค่าที่เอาต์พุตของไอซีเบอร์ MT8870 จะได้ผลการทดลองดังนี้

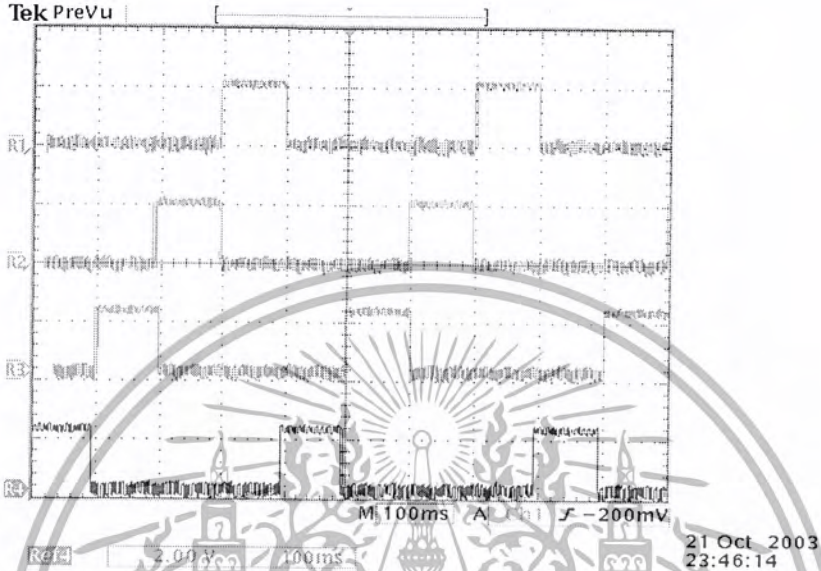
สถานะที่ขา	หมายเลข								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Q1	1	0	1	0	1	0	1	0	1
Q2	0	1	1	0	0	1	1	0	0
Q3	0	0	0	1	1	1	1	0	0
Q4	0	0	0	0	0	0	0	1	1
STD	1	1	1	1	1	1	1	1	1

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF

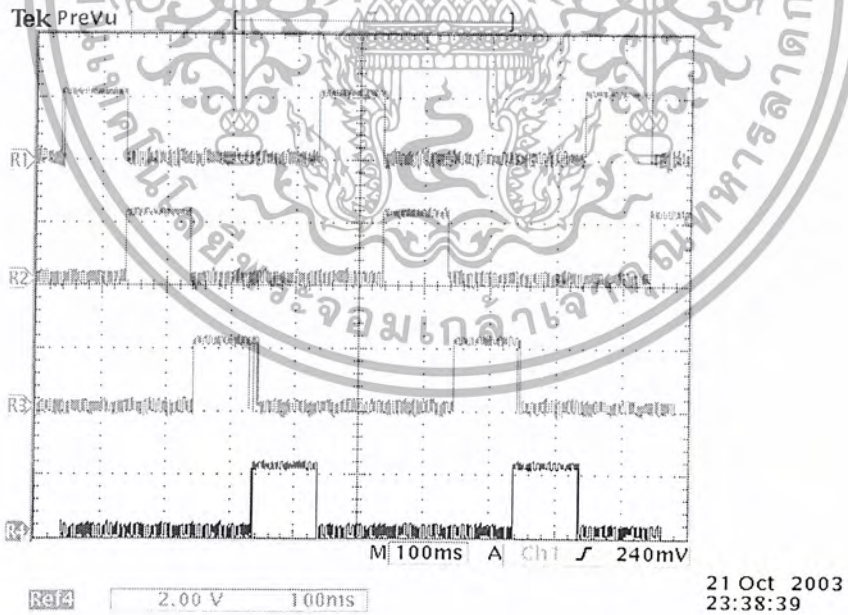
จากตารางที่ 4.3 จะได้รับสัญญาณ 4 บิต ขา Q1 ถึง Q4 แสดงสถานะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามายังวงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF โดยขา Q1 แทนบิตที่ 1 Q2 แทนบิตที่ 2 Q3 แทนบิตที่ 3 Q4 แทนบิตที่ 4 ส่วนขา STD จะแสดงสถานะว่ามีสัญญาณอินพุตเข้ามาหรือยัง ถ้ามีสัญญาณอินพุตเข้ามาขา STD จะแสดงสถานะเป็น “ 1 ”

4.2.3 ผลการทดลองวัดแรงดันที่เฟสแต่ละเฟสของสเตปป์มอเตอร์

สามารถทดลองได้โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ (3.20) ที่ประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 และไอซีตัวขับเคลื่อนสเตปป์มอเตอร์ เบอร์ ULN2003 เมื่อทำการป้อนคำสั่งให้สเตปป์มอเตอร์หมุนแล้วทำการวัดค่าที่เอาต์พุตทั้งสี่ขาของไอซีเบอร์ ULN2003 จะได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.25 แสดงการป้อนสัญญาณให้แต่ละเฟสของมอเตอร์ให้หมุนซ้าย



รูปที่ 4.26 แสดงการป้อนสัญญาณให้แต่ละเฟสของมอเตอร์ให้หมุนขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทสรุปและบทวิจารณ์

บทสรุป

ด้านเครื่องส่งเอฟเอ็มสามารถสร้างความถี่ตามที่ต้องการได้คือ 200 MHz และมีกำลังส่ง 0.27 วัตต์

ด้านเครื่องรับเอฟเอ็มสามารถสร้างความถี่ตามที่ต้องการได้คือ 210.7 MHz และมีความไวในการรับสัญญาณ (Sensitivity) -69.7 dBm

เครื่องรับส่งสามารถส่งและรับสัญญาณได้ประมาณ 5-10 เมตร

บทวิจารณ์

ในส่วนของการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับเอฟเอ็มนั้น สิ่งที่สำคัญในส่วนนี้ก็คือการสร้างความถี่ของสัญญาณให้ได้ตามที่ต้องการ ซึ่งต้องอาศัยการออกแบบวงจรในการสังเคราะห์ความถี่ให้มีเสถียรภาพ ซึ่งมีความลำบากพอสมควร และในส่วนของการแมชชิงอิมพีแดนซ์ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งนั้นก็มีความจำเป็นเพื่อให้สามารถรับและส่งสัญญาณได้ดีที่สุด

ในส่วนของการเขียนโปรแกรมควบคุมสเปคการหมุนของสเตปปีงมอเตอร์นั้น เราจำเป็นต้องโปรแกรมและทำการทดลองเพื่อดูความเร็วและมุมในการหมุนของมอเตอร์ เพื่อให้ได้มุมที่พอเหมาะไม่มากหรือน้อยจนเกินไป ซึ่งต้องอาศัยความชำนาญในการเขียนโปรแกรมควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์โดยเฉพาะไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

แนวทางในการพัฒนาต่อ

เนื่องจากชุดควบคุมกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแบบไร้สายนี้เป็นเครื่องต้นแบบที่สามารถนำไปประยุกต์ในการใช้งานอื่นๆ ได้อีก เช่น ติดตั้งในรถสำรวจ, การประยุกต์โดยควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์เป็นต้น และระยะในการติดต่อนั้นสามารถเพิ่มได้โดยการเพิ่มกำลังส่งของเครื่องส่งให้มากขึ้น รวมทั้งพัฒนาด้านเครื่องรับให้มีความไวในการรับสัญญาณให้มากขึ้น



ภาคผนวก

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในด้านส่ง

```

S_1          BIT          P3.0
S_2          BIT          P3.1
S_3          BIT          P3.2
S_4          BIT          P3.3
STEP        EQU          030H

                ORG          0000H
                MOV          P0,#00000000B

LOOP:         JNB          S_4, CODE_4
                JNB          S_3, CODE_3
                JNE          S_2, CODE_2
                JB           S_1, LOOP
                AJMP         CODE_1

;*****
RESET:        MOV          P0,#00000000B
                AJMP         LOOP
;*****

CODE_4:       MOV          A,#00010010B
                MOV          STEP,A
                MOV          P0,STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                AJMP         RESET

CODE_3:       MOV          A,#00001001B
                MOV          STEP,A
                MOV          P0,STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                AJMP         RESET

;*****
CODE_2:       MOV          A,#00000110B
                MOV          STEP,A
                MOV          P0,STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                AJMP         RESET

CODE_1:       MOV          A,#00000101B
                MOV          STEP,A
                MOV          P0,STEP
    
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ACALL DELAY_10MS
AJMP RESET
```

```
DELAY_10MS:      MOV    R7,#100
DELAY_10MS_1:    MOV    R6,#230
DELAY_10MS_2:    NOP
                  NOP
                  DJNZ   R6,DELAY_10MS_2
                  DJNZ   R7,DELAY_10MS_1
                  RET
```

END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทางด้านรับ

```
CHECK          BIT          P3.0
RIGHT_1        BIT          P3.1
LEFT_1         BIT          P3.2
RIGHT_2        BIT          P3.3
LEFT_2         BIT          P3.4
STEP           EQU          030H

                ORG          0000H
                MOV          P0, #00000000B

MAIN:          MOV          A, #00000001B
                MOV          P0, STEP

CHECK_LOOP:    JB           CHECK, CHECK_LOOP

LOOP:          MOV          RO, #00000001B
                JNB         LEFT_1, TURN_LEFT
                JNB         RIGHT_1, TURN_RIGHT
                JNB         LEFT_2, TURN_LEFT_2
                JB          RIGHT_2, LOOP
                AJMP        TURN_RIGHT_2

;*****
TURN_LEFT:     MOV          A, #00001001B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                MOV          A, #00000011B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                MOV          A, #00000110B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                MOV          A, #00001100B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                DJNZ        RO, TURN_LEFT
                AJMP        CHECK_LOOP

TURN_RIGHT:    MOV          A, #00001001B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
                ACALL        DELAY_10MS
                MOV          A, #00001100B
                MOV          STEP, A
                MOV          P0, STEP
```

```

ACALL DELAY_10MS
MOV     A,#00000110B
MOV     STEP,A
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     A,#00000011B
MOV     STEP,A
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
DJNZ   RO,TURN_RIGHT
AJMP   CHECK_LOOP

```

```

TURN_LEFT_2: MOV  B,#00010000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#00110000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#00100000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#01100000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#01000000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#11000000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#10000000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#10010000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
DJNZ   RO,TURN_LEFT_2
AJMP   CHECK_LOOP

```

```

TURN_RIGHT_2: MOV  B,#10000000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS
MOV     B,#11000000B
MOV     STEP,B
MOV     PO,STEP
ACALL DELAY_10MS

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV      B,#01000000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#01100000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#00100000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#00110000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#00010000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#00010000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
MOV      B,#10010000B
MOV      STEP,B
MOV      P0,STEP
ACALL   DELAY_10MS
DJNZ    R0,TURN_RIGHT_2
AJMP    CHECK_LOOP

```

```

DELAY_10MS:  MOV    R7,#150
DELAY_10MS_1: MOV    R6,#230
DELAY_10MS_2:  NOP
              NOP
              DJNZ   R6,DELAY_10MS_2
              DJNZ   R7,DELAY_10MS_1
              RET

```

END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1]วิวัฒน์ กิรานนท์, “วิศวกรรมการสื่อสาร”, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, อักษรสยามการพิมพ์, 2542
- [2]สุชาติ กังวารจิตต์, “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร”, กรุงเทพฯ, ซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด, 2542
- [3]วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล, ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล, “เรียนรู้และปฏิบัติการ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช”, Innovative Experiment Co.,Ltd.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้