

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน
STEREO REMOTE SPEAKER



รฟ.
๓๖๙๙ ร
๒๕๔๙

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72155
วัน,เดือน,ปี... 1.1. ส.ย. 2550

b. 11764132
i.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน
STEREO REMOTE SPEAKER

โดย

นางสาวทิวา วิทยา **เชียงใหม่** รหัส 46010185
นางสาวนฤมล **จรรยาวิวัฒน์** รหัส 46010343

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.ประภากร สุวรรณะ

ปริญญาานิพนธ์สำหรับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย
ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ

รีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน
STEREO REMOTE SPEAKER

จัดทำโดย

นางสาวทิวาญู เชียงทา รหัส 46010185
นางสาวนฤมล จรรยาวิวัฒน์ รหัส 46010343

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภากร สุวรรณะ



ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบ โดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ชื่อ นางสาวทิวาญู เชียงทา อาจารย์ที่ปรึกษา

(นางสาวทิวาญู เชียงทา)

วันที่ 14 / มีถ / ๒550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน

| | | |
|-----------------|---------------------------|----------|
| นางสาว ชีมายู | เชิงตะกอน | 46010185 |
| นางสาว นฤมล | จรรยาวิวัฒน์ | 46010343 |
| ผศ.ประภากร | สุวรรณะ(อาจารย์ที่ปรึกษา) | |
| ปีการศึกษา 2549 | | |

บทคัดย่อ

รีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน ประกอบด้วยส่วนของสเตอริโอโมดูลิเคิลิกซ์ เครื่องส่งเฟมแบบแถบความถี่กว้าง เครื่องรับเฟมแบบแถบความถี่กว้างและสเตอริโอโมดูลิเคิลิกซ์ รีโมทลำโพงสเตอริโอเครื่องนี้สามารถรับส่งสัญญาณผ่านสายไฟบ้านด้วยการมอดูเลตเชิงความถี่ โดยใช้ความถี่ในย่าน 23.5-24.7 MHz ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 7 ช่องสัญญาณ ด้วยการโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับไอซีเฟสล็อกกรุป โดยสเตอริโอโมดูลิเคิลิกซ์จะทำหน้าที่รวมสัญญาณซ้ายและขวา จากนั้นเครื่องส่งเฟมแบบแถบความถี่กว้าง จะทำหน้าที่ ส่งสัญญาณ สเตอริโอ ผ่าน ไปทางสายไฟบ้าน และเครื่องรับเฟมแบบแถบความถี่กว้าง จะทำหน้าที่รับสัญญาณสเตอริโอที่ได้ส่งต่อไปทำการแยกสัญญาณเป็นสัญญาณซ้ายและขวาที่โมดูลิเคิลิกซ์ต่อไป

STEREO REMOTE SPEAKER

Miss Teekayu Chiangta 46010185

Miss Narumon Janyaniwat 46010343

Assist.Prof. Praphakon Suwanna(Advisor)

Academic Year 2006

Abstract

This project is stereo remote speaker which consists of stereo multiplex , Wide Band FM transmitter , Wide Band FM receiver and stereo demultiplex . stereo remote speaker can transmit signal via AC line . Use frequency range 23.5-24.7 MHz. Local Oscillator was controlled by Microcontroller , For select frequency channel. Which used Super Heterodyne principle.

Wide Band FM transmitter receive input signal from stereo multiplex that mux signal L and signal R and send it pass AC line . Wide Band FM receiver receive the signal L+R and send it to stereo demultiplex for demux signal L and signal R.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความช่วยเหลือจากหลายบุคคล โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ผศ. ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา) ที่คอยให้คำปรึกษาและแนะนำเกี่ยวกับโครงการรีโมทลำโพงสเตอริโอผ่านสายไฟบ้าน อีกทั้งที่ปรึกษาโท พีๆปี3R และเพื่อนๆ ทุกคนที่ช่วยเหลือในการปฏิบัติงานเป็นอย่างดีมาโดยตลอด จนทำให้โครงการนี้สำเร็จโดยสมบูรณ์ได้

จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้

นางสาว ชีมายู เชียงทา
นางสาว นฤมล จรรย์นิวัฒน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | |
|--|-----|
| บทคัดย่อไทย | I |
| บทคัดย่ออังกฤษ | II |
| สารบัญ | III |
| สารบัญรูป | V |
| สารบัญตาราง | VII |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 วัตถุประสงค์โครงการ | 1 |
| 1.2 ขอบเขตของโครงการ | 1 |
| 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ | 1 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ | 2 |
| 2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Communication Systems) | 2 |
| 2.2 แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า | 4 |
| 2.3 รูปแบบของการสื่อสาร | 5 |
| 2.4 การมอดคูเลชัน และการดีมอดคูเลชัน | 6 |
| 2.4.1 การมอดคูเลชัน | 6 |
| 2.4.1.1 การมอดคูเลชันเชิงขนาด (Amplitude Modulation:AM) | 7 |
| 2.4.1.2 การมอดคูเลชันเชิงมุม (Angular Modulation) | 7 |
| 2.4.2 การดีมอดคูเลชันหรือการดีเทคท์ | 8 |
| 2.5 ดัชนีการผสมคลื่น (Modulation Index) | 9 |
| 2.6 ไชด์แบนด์วิทยู FM (FM Side Bands) | 10 |
| บทที่ 3 วงจรเฟสล็อกคูลูป | 12 |
| 3.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคูลูป | 12 |
| 3.2 การพิจารณาสถานะชั่วขณะของเฟสล็อกคูลูปในสถานะล็อก | 15 |
| 3.3 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลูปแบบพื้นฐาน | 17 |
| บทที่ 4 เครื่องรับส่งวิทยุ | 22 |
| 4.1 เครื่องส่งวิทยุ FM (FREQUENCY MODULATION TRANSMITTER) | 22 |
| 4.1.1 เครื่องส่งแบบ FM โดยตรง (Direct FM.) | 22 |
| 4.1.2 เครื่องส่งแบบ FM โดยอ้อม (Indirect FM.) | 23 |
| 4.2 เครื่องรับวิทยุซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (SUPERHETERODYNE RECIEVER) | 23 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

| | |
|---|-----------|
| 4.3 Phase shift or Quadrature detector | 26 |
| บทที่ 5 ระบบ FM สเตอริโอ | 28 |
| 5.1 เครื่องส่งวิทยุ FM สเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ (FM Stereo Multiplex Transmitter) | 29 |
| 5.2 เครื่องรับ FM สเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ | 30 |
| บทที่ 6 การออกแบบและผลการทดลอง | 31 |
| 6.1 การออกแบบของเครื่องรับวิทยุ | 31 |
| 6.1.1 การออกแบบส่วนของไอซีเบอร์ TA7358 ของเครื่องรับวิทยุ | 31 |
| 6.1.2 การออกแบบส่วนของวงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ | 32 |
| 6.1.3 ออกแบบค่าต่างๆของอุปกรณ์ของวงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ | 33 |
| 6.1.4 การออกแบบส่วนของ VCO ของเครื่องรับวิทยุ | 34 |
| 6.1.5 OSCILLATOR ANALYSIS ของเครื่องรับวิทยุ | 36 |
| 6.1.6 ผลการทดลองส่วนของ VCO ของเครื่องรับวิทยุ | 37 |
| 6.2 การออกแบบของเครื่องส่งวิทยุ | 38 |
| 6.2.1 การออกแบบส่วนของ VCO ของเครื่องส่งวิทยุ | 38 |
| 6.2.2 OSCILLATOR ANALYSIS ของเครื่องส่งวิทยุ | 39 |
| 6.2.3 AMPLIFIER CHARACTERISTICS ของเครื่องส่งวิทยุ | 42 |
| 6.2.4 การออกแบบส่วนของวงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ | 43 |
| 6.2.5 ออกแบบค่าต่างๆของอุปกรณ์ของวงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ | 43 |
| 6.2.6 ผลการทดลองส่วนของ VCO ของเครื่องส่งวิทยุ | 45 |
| 6.3 การออกแบบส่วนของเฟสล็อกคัลป์ที่โปรแกรมการหารค่า R และ N ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ | 46 |
| 6.4 การวัดผลที่เกิดขึ้นในส่วนต่างๆของวงจร | 53 |
| 6.4.1 การวัดผลของ RF AMP ของเครื่องส่งวิทยุ | 53 |
| 6.4.2 การวัด Sensitivity ของเครื่องรับ | 53 |
| 6.4.3 การวัด Isolation Transformer | 53 |
| 6.4.4 การวัด Signal | 54 |
| 6.4.5 การวัดขอบเขตของระยะทางที่สัญญาณสามารถส่งได้ | 56 |
| บทที่ 7 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง | 57 |
| ภาคผนวก | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

สารบัญรูป

| | | | |
|---------|------------|---|----|
| บทที่ 2 | รูปที่ 2.1 | บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ | 2 |
| | รูปที่ 2.2 | รูปแบบการสื่อสารคมนาคมทาง | 6 |
| | รูปที่ 2.3 | AM Modulated wave | 7 |
| | รูปที่ 2.4 | สเปกตรัมความถี่ของวิทยุ FM ประกอบด้วยความถี่พาหะและไซด์แบนด์ | 10 |
| บทที่ 3 | รูปที่ 3.1 | การเข้าสู่สภาวะล็อกของเฟสล็อกคูลูป | 13 |
| | รูปที่ 3.2 | รูปคลื่นสัญญาณของเฟสล็อกคูลูปในสภาวะล็อก | 14 |
| | รูปที่ 3.3 | ผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุต | 15 |
| | รูปที่ 3.4 | ผลตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่อินพุต | 16 |
| | รูปที่ 3.5 | การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา | 17 |
| | รูปที่ 3.6 | รูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (type I PLL) | 18 |
| | รูปที่ 3.7 | การตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบขั้นบันได | 20 |
| | รูปที่ 3.8 | การตอบสนองของระบบเมื่อค่า ζ เปลี่ยนแปลง | 21 |
| | รูปที่ 3.9 | กราฟโพลพล็อตแสดงเสถียรภาพของ type I PLL | 21 |
| บทที่ 4 | รูปที่ 4.1 | แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย | 22 |
| | รูปที่ 4.2 | ภาคต่างๆของเครื่องส่ง FM แบบ FM โดยตรง | 23 |
| | รูปที่ 4.3 | ภาคต่างๆของเครื่องส่ง FM และ FM โดยอ้อม | 23 |
| | รูปที่ 4.4 | บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องรับ SUPERHETERODYNE | 24 |
| | รูปที่ 4.5 | วงจร FM Demodulator | 27 |
| บทที่ 5 | รูปที่ 5.1 | องค์ประกอบความถี่ของ Stereo Multiplex | 28 |
| | รูปที่ 5.2 | เครื่องส่งวิทยุ FM สเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ | 29 |
| | รูปที่ 5.3 | เครื่องรับวิทยุ FM สเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ | 30 |
| บทที่ 6 | รูปที่ 6.1 | ส่วนของไอซีเบอร์ TA 7358 | 31 |
| | รูปที่ 6.2 | วงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ | 33 |
| | รูปที่ 6.3 | วงจร VCO ของเครื่องรับวิทยุ | 35 |
| | รูปที่ 6.4 | วงจร OSCILLATOR ของเครื่องรับวิทยุ | 36 |
| | รูปที่ 6.5 | แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ของเครื่องรับวิทยุ | 37 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| | |
|--|----|
| รูปที่ 6.6 วงจร VCO ของเครื่องส่งวิทยุ | 38 |
| รูปที่ 6.7 วงจร OSCILLATOR ของเครื่องส่งวิทยุ | 39 |
| รูปที่ 6.8 RF AMPLIFIER ของเครื่องส่งวิทยุ | 42 |
| รูปที่ 6.9 วงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ | 43 |
| รูปที่ 6.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ของเครื่องส่งวิทยุ | 45 |
| รูปที่ 6.11 การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องรับวิทยุ | 46 |
| รูปที่ 6.12 การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องส่งวิทยุ | 46 |
| รูปที่ 6.13 แสดง Flowchart ของโปรแกรมใน MCS-51 | 47 |
| รูปที่ 6.14 Timing Diagram ของส่วน Control Register | 48 |
| รูปที่ 6.15 Timing Diagram ของส่วน Transmit and Receive Counters (ทราน N) | 48 |
| รูปที่ 6.16 Timing Diagram ของส่วน Reference Frequency Counter (ทราน R) | 51 |
| รูปที่ 6.17 แสดงการเลือกใช้ Register ภายใน IC MC145162 | 51 |
| รูปที่ 6.18 วงจรสำหรับทดสอบความถูกต้องของโปรแกรมทราน N | 52 |
| รูปที่ 6.19 การวัด Signal ที่ความถี่ต่างๆ | 54 |

สารบัญตาราง

| | | |
|----------------------|---|----|
| บทที่ 4 ตารางที่ 4.1 | ความถี่ IF ที่นิยมเลือกใช้ | 25 |
| บทที่ 6 ตารางที่ 6.1 | แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอ๊าท์พุทเมื่อแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลง 37 ของเครื่องรับวิทยุ | |
| ตารางที่ 6.2 | แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอ๊าท์พุทเมื่อแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลง 45 ของเครื่องส่งวิทยุ | |
| ตารางที่ 6.3 | แสดงการ โปรแกรมค่าหาร N จากคิพสวิตช์ ของเครื่องรับวิทยุ | 49 |
| ตารางที่ 6.4 | แสดงการ โปรแกรมค่าหาร N จากคิพสวิตช์ ของเครื่องส่งวิทยุ | 50 |
| ตารางที่ 6.5 | แสดงผลการทดสอบความถูกต้องของโปรแกรมหาร N | 52 |
| ตารางที่ 6.6 | แสดงการ วัดผลของเครื่องส่งวิทยุ | 53 |
| ตารางที่ 6.7 | ผลของการ วัด Isolation Tranformer ที่ความถี่ตั้งแต่ 23.5-24.7 MHz ที่รอบต่างๆ | 53 |
| ตารางที่ 6.8 | แสดงการ วัดขอบเขตของระยะทางที่สัญญาณสามารถส่งได้ | 56 |

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีบทบาทต่อชีวิตประจำวันของมนุษย์เรามากขึ้น ความสะดวกสบาย เป็นสิ่งหนึ่งที่มนุษย์ทุกคนปรารถนา จึงทำให้เกิดแนวคิดและสร้างโครงการนี้ขึ้นเพื่อส่งข้อมูล ไปยัง อุปกรณ์ปลายทาง โดยอาศัยหลักการส่งสัญญาณสเตอริโอเข้าไปในสายไฟฟ้า (AC Line) ที่ติดตั้งอยู่ แล้วภายในบ้าน และนำเอาไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุมการทำงานทั้งด้านรับและด้านส่ง ของ ระบบการรับส่งแบบวิทยุ FM สเตอริโอโอมัลติเพล็กซ์ (FM Stereo Multiplex) ดังนั้นจึงจำเป็นต้อง ศึกษาและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลเลอร์ วงจรขยายสัญญาณวิทยุ วงจรคิมอคคูลูชัน เครื่องรับส่งวิทยุ FM สเตอริโอโอมัลติเพล็กซ์ และการควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งจะได้ แสดงรายละเอียดการออกแบบไว้ในบทต่อไป

1.1 วัตถุประสงค์โครงการ

1. เพื่อศึกษาและเรียนรู้การประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมการทำงานทั้ง ภาคนำส่งและภาครับ
2. เพื่อศึกษาและเรียนรู้การใช้งานเฟสล็อกคัลเลอร์เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่
3. สามารถออกแบบวงจรทั้งในภาครับ และภาคนำส่ง
4. เพื่อศึกษาและเรียนรู้การมอดูเลตและคิมอคคูลูชันสัญญาณแบบการผสมคลื่นเชิงความถี่

1.2 ขอบเขตของโครงการ

สามารถส่งข้อมูลผ่านสายไฟฟ้ากำลัง ซึ่งเป็นสัญญาณสเตอริโอ ในที่นี้จะใช้ในการส่งสัญญาณ จากตัวแม่ไปยังตัวลูก

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์
2. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการออกแบบและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลเลอร์
3. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการมอดูเลตสัญญาณแบบ FM สเตอริโอโอมัลติเพล็กซ์
4. สามารถประยุกต์ใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุได้
5. ได้รับความรู้ในการออกแบบวงจรมอดูเลตและคิมอคคูลูชัน

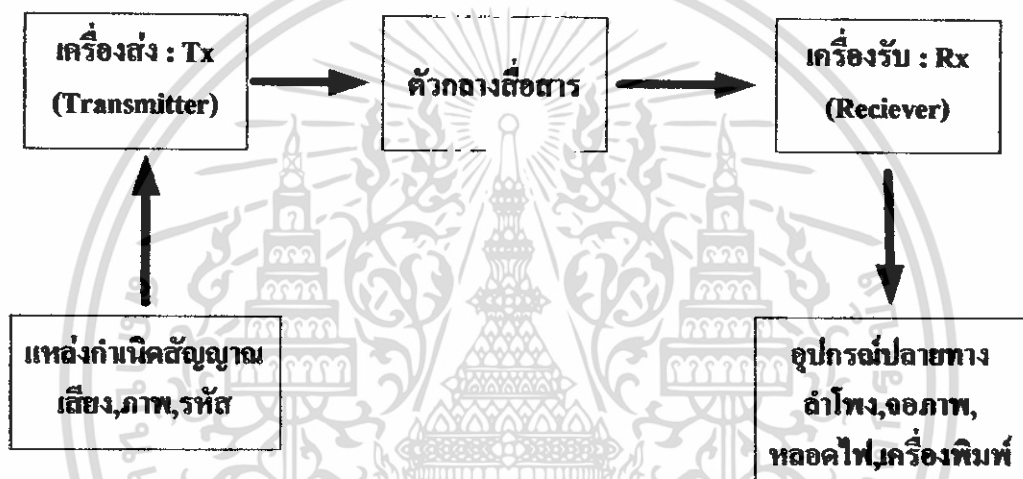
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์

2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Communication Systems)

การสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ หมายถึง การส่ง(Transmission) , การรับ(Reception) , และการประมวลผลของข้อมูลหรือข่าวสาร (Information , Intelligence , Data , Signal) ระหว่าง 2 จุดหรือมากกว่าด้วยการใช้อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์

ตัวกลางการสื่อสาร (Communication Medium) เป็นช่องทางหรือตัวกลางซึ่งสัญญาณของระบบสื่อสารใช้เป็นทางจากจุดส่งไปยังจุดรับซึ่งเราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารทางอิเล็กทรอนิกส์ตามชนิดของตัวกลางการสื่อสารได้ 2 แบบ คือ

- แบบมีสาย (WIRE) สายในที่นี้อาจเป็นสายตัวนำไฟฟ้า 1 คู่ หรือเส้นใยนำแสง (OPTIC FIBER)
- แบบไร้สาย (WIRELESS) หรือวิทยุ (RADIO) สัญญาณของระบบสื่อสารแบบไร้สายจะอยู่ในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งรวมถึงแสง

เครื่องส่ง (Transmitter) เป็นอุปกรณ์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่ถูกออกแบบสำหรับแปลงสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่จะสื่อสารให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและระดับพลังงานที่เหมาะสมกับตัวกลางการสื่อสารของแต่ละระบบ เครื่องส่งอาจเป็นเพียงคีย์สวิตช์ของระบบโทรเลขแบบใช้สายหรืออาจเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนของระบบสื่อสารดาวเทียม สัญญาณที่จะสื่อสารอาจอยู่ในรูปของสัญญาณเสียง ภาพ หรือข้อมูลในรูปของสัญญาณดิจิทัล ซึ่งสัญญาณแต่ละ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดจะมีค่าความกว้างของแถบความถี่(Bandwidth) แตกต่างกันไป ซึ่งความกว้างของแถบความถี่ของสัญญาณนี้ถือเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดในการพิจารณาเลือกใช้หรือออกแบบระบบสื่อสาร

เครื่องรับ (Receiver) จะเป็นอุปกรณ์และวงจรอิเล็กทรอนิกส์อีกชุดหนึ่ง ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่รับมาได้จากตัวกลางให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและระดับพลังงานที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ปลายทางด้านรับ เช่น เครื่องรับของระบบโทรเลขใช้สายจะเป็นเพียงขดลวดโซลินอยด์ (Solenoid) หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนของการรับสัญญาณโทรศัพท์ผ่านดาวเทียม

สัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์เกือบทุกสัญญาณจะเกิดจากผลรวมของคลื่นชาชน์หลาย ๆ ความถี่ การเดินทางของสัญญาณในวงจรจากจุดหนึ่ง ไปยังอีกจุดหนึ่งหรือการเดินทางของสัญญาณจากวงจรหนึ่ง ไปยังอีกวงจรหนึ่ง หรือการเดินทางของสัญญาณจากระบบหนึ่ง ไปยังอีกระบบหนึ่ง สามารถพิจารณาเป็นการเดินทางของคลื่นชาชน์ทุกความถี่ที่มีอยู่ในสัญญาณนั้นจากที่หนึ่ง ไปยังอีกที่หนึ่งในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic waves) ซึ่งอาจจะเป็นการเคลื่อนที่ผ่านตัวนำไฟฟ้า หรือตัวอุปกรณ์ต่าง ๆ และการเคลื่อนที่ผ่านอากาศหรืออวกาศในรูปของการแผ่รังสี (Radiation)

ความถี่แถบความถี่ของสัญญาณ คือ ค่าแถบความถี่ของคลื่นชาชน์หลายความถี่ที่รวมกันเป็นสัญญาณ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดที่มีอยู่ในสัญญาณ

ถ้ามีสัญญาณมากกว่าหนึ่งสัญญาณในอาณาบริเวณเดียวกัน และสัญญาณเหล่านั้นมีค่าแถบความถี่ที่ทับซ้อนกัน จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ถ้าระดับกำลังของสัญญาณต่างๆ ที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันมีค่าใกล้เคียงกัน ก็จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน แต่ถ้าระดับกำลังของสัญญาณแตกต่างกันมาก สัญญาณที่มีกำลังมากแทบไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณที่มีกำลังต่ำกว่ามาก ในทางตรงกันข้ามสัญญาณที่มีกำลังต่ำจะถูกสัญญาณที่มีกำลังสูงกว่ากลบจนหมด

ในระบบสื่อสาร เราไม่สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันผ่านตัวกลางของการสื่อสารเดียวกันภายในเวลาเดียวกันได้ สัญญาณใดก็ตามที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกับสัญญาณที่เราต้องการสื่อสาร จะถูกเรียกว่า “สัญญาณรบกวน (NOISE)”

การเดินทางของสัญญาณจากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับจะถูกลดทอนให้มีกำลังต่ำลงในขณะที่ผ่านตัวกลาง เมื่อสัญญาณมีกำลังไฟฟ้าลดลงจะมีโอกาสถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่อยู่ระหว่างเส้นทาง ยิ่งไปกว่านั้นภายในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอีกด้วย ถ้าความถี่แถบความถี่ของสัญญาณยิ่งกว้างก็จะยิ่งเพิ่ม โอกาสที่จะถูกรบกวนมากยิ่งขึ้น

2.2 แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

จุดประสงค์ของ Electronic Communication คือ การติดต่อสื่อสารระหว่างจุด 2 จุด ข้อมูลข่าวสารของการสื่อสารจะต้องอยู่ในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้จะสามารถแผ่กระจายผ่านตัวนำไฟฟ้า หรืออากาศ/อวกาศได้

แถบความถี่ของสัญญาณ(Signal Bandwidth) คือ แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สัญญาณครอบครองอยู่ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดของสัญญาณ

ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร (Communication Channel Bandwidth) จะต้องมีค่ากว้างพอที่จะให้ความถี่ที่มีนัยสำคัญทั้งหมดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารผ่านไปได้ทั้งหมด โดยที่ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร : BW_{CH} จะต้องมีค่าเท่ากับหรือมากกว่าความกว้างของแถบความถี่ของช่องสัญญาณ : BW_{SIGNAL}

$$BW_{CH} \geq BW_{SIGNAL} \quad (2.1)$$

เช่น แถบความถี่ของเสียงมนุษย์ คือ 300 Hz - 3 kHz ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร สำหรับเสียงมนุษย์ จะต้องมีค่ากว้างอย่างน้อยที่สุดเป็น 2.7 kHz ($3 \text{ kHz} - 300 \text{ Hz} = 2.7 \text{ kHz}$)

ความจุของข้อมูลข่าวสาร (Information Capacity) ของระบบสื่อสารเป็นจำนวนที่ใช้วัดความสามารถของระบบสื่อสารว่าสามารถจะส่งข้อมูลข่าวสารผ่านระบบได้เป็นประมาณเท่าใดต่อหนึ่งหน่วยของเวลา จะเห็น ได้ค่อนข้างชัดเจนว่าระบบที่มีความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารกว้างก็จะต้องมีความจุของข้อมูลข่าวสารสูง

กฎของ “ฮาร์ตลีย์” (Hartley’s law) กล่าวว่า

$$I \propto BW_{CH} \times t \quad (2.2)$$

| | | | |
|-------|-----------|---|---|
| เมื่อ | I | : | ความจุของข้อมูลข่าวสาร (Information Capacity) |
| | BW_{CH} | : | ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร |
| | T | : | เวลาที่ใช้ในการส่ง |

ถึงแม้ว่าระบบสื่อสารที่มีความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารกว้าง จะมีความจุของข้อมูลข่าวสารมาก อย่างไรก็ตามกฎพื้นฐานในการออกแบบระบบสื่อสารที่วิศวกรผู้ออกแบบพึงระลึกอยู่ตลอดเวลา คือ จะต้องพยายามทำให้ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร มีความกว้างให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยไม่ทำให้สูญเสียข้อมูลข่าวสารที่มีนัยสำคัญ เพื่อให้มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนของช่องสื่อสารให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งจะเป็นการเปิดโอกาสให้คนจำนวนมากได้ใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเป็นทรัพยากรที่มีจำกัดร่วมกัน

ความถี่บางความถี่ เช่น ความถี่ที่สูงกว่าย่าน HF จะสามารถแพร่กระจายได้ในขอบเขตจำกัด เราสามารถใช้ความถี่ของระบบสื่อสารซ้อนทับกันในบริเวณที่ห่างไกลกัน สัญญาณของการแพร่กระจายคลื่นอาจทำได้โดยไม่ใช้เครื่องส่งที่มีกำลังสูงเกินกว่าความจำเป็น แต่บางความถี่ เช่น ในย่าน HF จะมีความสามารถสะท้อนกับบรรยากาศโลก (ชั้น Ionosphere) ได้ดี จะสามารถแพร่กระจายคลื่นไปได้ไกลมาก

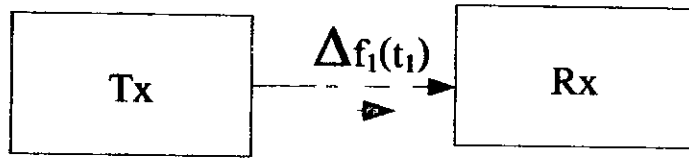
2.3 รูปแบบของการสื่อสาร

เราสามารถแบ่งรูปแบบของการสื่อสาร ได้หลายรูปแบบหรือหลายชนิดเช่นแบ่งตามลักษณะของตัวกลางก็จะสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ แบบมีสายกับแบบไร้สาย ถ้าแบ่งตามรูปแบบของสัญญาณก็จะสามารถแบ่งได้ 2 แบบ คือ การสื่อสารแบบแถบฐานกับการสื่อสารแบบมอดูเลชัน ซึ่งไม่ว่าจะเป็นแบบใดในการส่งสัญญาณจำนวน n สัญญาณ ผ่านระบบสื่อสารในเวลาเดียวกันและผ่านตัวกลางเดียวกัน จะต้องใช้ช่องสื่อสารจำนวน n ช่องสื่อสาร แถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่องจะซ้อนทับกันไม่ได้ และความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่องควรมีความกว้างให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยต้องไม่สูญเสียข้อมูลที่มีนัยสำคัญเราอาจแบ่งรูปแบบของการสื่อสารตามทิศทางของการสื่อสารหรือจำนวนของช่องสื่อสาร ได้ 3 แบบ คือ

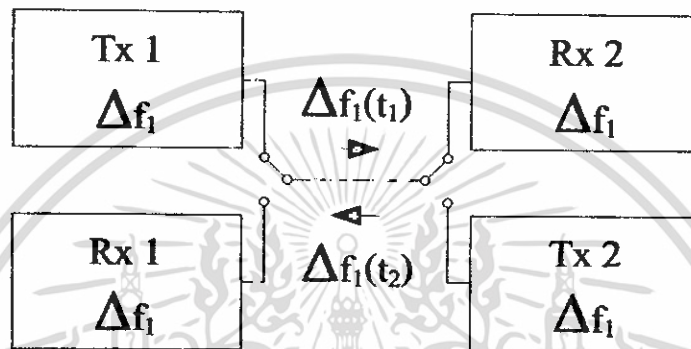
2.3.1. แบบทิศทางเดียว (SIMPLEX ; SPX , XS) คือ ฝ่ายหนึ่งจะส่งเพียงอย่างเดียวและอีกฝ่ายหนึ่งจะเป็นฝ่ายรับเพียงอย่างเดียวการสื่อสารแบบทิศทางเดี่ยวนี้อาจต้องการช่องสื่อสารเพียง 1 ช่อง ตัวอย่าง เช่น การส่งวิทยุกระจายเสียง (Broad casting)

2.3.2. แบบกึ่งสองทาง (HALF DUPLEX ; HDX , HX) เป็นการสื่อสารแบบ 2 ทางแต่สลับเวลากันในขณะที่ฝ่ายหนึ่งเป็นฝ่ายส่ง อีกฝ่ายหนึ่งจะเป็นฝ่ายรับ การสื่อสารแบบกึ่งสองทางนี้ต้องการช่องสื่อสารเพียงช่องเดียว ตัวอย่าง เช่น วิทยุโทรคมนาคม หรือ Walkie – Talkie

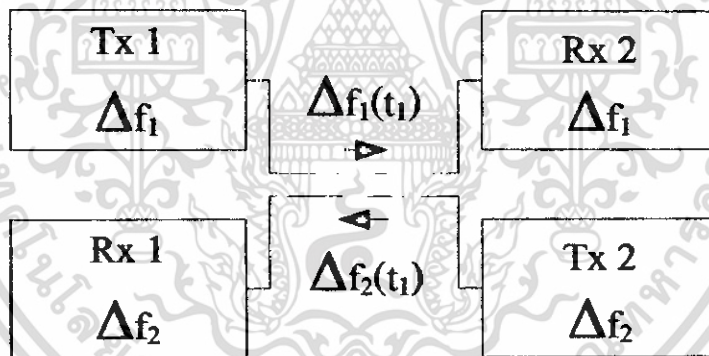
2.3.3. แบบสองทาง (FULL DUPLEX ; FDX , FX) เป็นการสื่อสารแบบ 2 ทิศทาง โดยที่ทั้ง 2 ฝ่ายสามารถรับและส่งได้พร้อมกันในเวลาเดียวกันการสื่อสารแบบ 2 ทิศทางนี้ต้องการช่องสื่อสาร 2 ช่อง ตัวอย่างเช่น โทรศัพท์ และ โทรศัพท์เคลื่อนที่



ก. การสื่อสารแบบทิศทางเดียว



ข. การสื่อสารแบบกึ่งสองทิศทาง



ค. การสื่อสารแบบสองทิศทาง

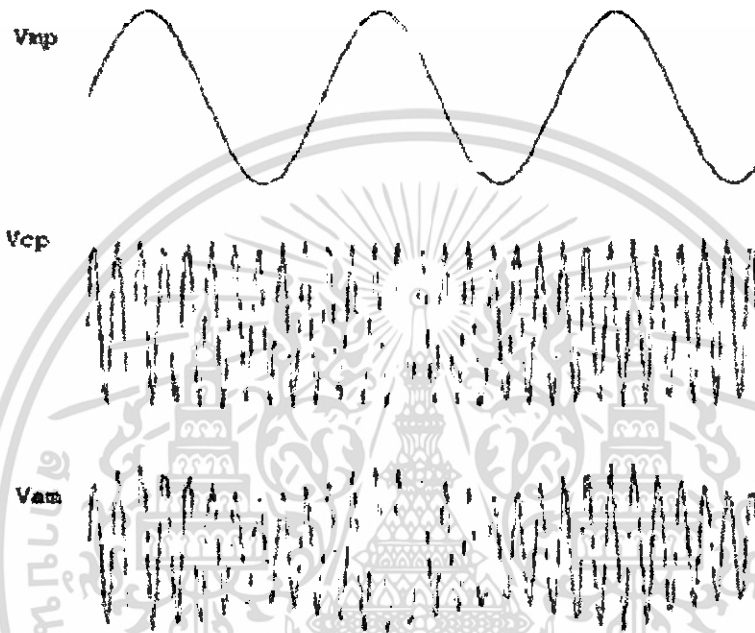
รูปที่ 2.2 รูปแบบการสื่อสารตามทิศทาง

2.4 การมอดูเลชัน และการดีมอดูเลชัน

2.4.1 การมอดูเลชัน คือ ขบวนการเลื่อนความถี่ของสัญญาณ โดยสัญญาณ Modulating Signal จะทำให้ parameter บางประการของคลื่นพาห้ (Carrier) ซึ่งมักจะมีความถี่สูงกว่าสัญญาณเปลี่ยนแปลง การมอดูเลตสามารถแบ่งได้ 2 ประเภท คือ

2.4.1.1 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation : AM) ขนาดของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{AM} = [V_{cp} + V_{mp} \sin \omega_m t] \sin \omega_c t \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.3 AM Modulated wave

2.4.1.2 การมอดูเลตเชิงมุม (Angular Modulation)

2.4.1.2.1 Frequency Modulation (FM) ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{FM} = V_{CF} \sin \left[\omega_c t + \frac{KV_{mp}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right] \quad (2.4)$$

เมื่อ K : ค่าคงที่ของการมอดูเลต

สำหรับการมอดูเลตสัญญาณแบบ FM สามารถจะแยกย่อยออกได้เป็น 2 ประเภทตามขนาดของ β คือ

- การมอดูเลตสัญญาณแบบ FM แถบความถี่แคบ (Narrow-band FM)
- การมอดูเลตสัญญาณแบบ FM แถบความถี่กว้าง (Wide-band FM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตสัญญาณแบบ FM จะจัดเป็นแบบความถี่แคบเมื่อ β มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับหนึ่งเรเดียน และจะจัดเป็นแบบความถี่กว้างเมื่อ β มีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับหนึ่งเรเดียน

2.4.1.2.2 Phase Modulation (PM) เฟสของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{PM} = V_p [\sin \omega_c t + K V_{mp} \sin \omega_m t] \quad (2.5)$$

2.4.2 การดีมอดูเลตหรือการตีเทกท์ (Demodulation or Detection) เป็นกระบวนการย้อนกลับของการมอดูเลต คือการแยกสัญญาณออกจากคลื่นพาห์

สัญญาณของระบบสื่อสารที่ไม่ผ่านขบวนการมอดูเลต เรียกว่า สัญญาณแถบฐาน (Base band) เราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารตามรูปแบบของสัญญาณได้ 2 แบบ คือ

1. การสื่อสารแบบแถบฐาน (Base Band Communication) ในการสื่อสารแบบแถบฐานนี้จะต้องเป็นการสื่อสารแบบใช้สายเท่านั้น เราไม่สามารถส่งสัญญาณแถบฐานแบบวิทยุได้ ยิ่งไปกว่านี้สายส่ง 1 คู่สายสามารถส่งสัญญาณแถบฐานได้เพียง 1 สัญญาณในระยะเวลาเดียวกันเท่านั้น ในการส่งสัญญาณแถบฐานหลายสัญญาณผ่านตัวกลางเดียวกัน อาจทำได้โดยการสลับเวลาในการรับส่ง
2. การสื่อสารแบบมอดูเลชัน หรือแบบผ่านแถบความถี่ (Band Pass Communication) ซึ่งจะเป็นการสื่อสารแบบมีสายหรือไร้สายก็ได้ ในกรณีที่เป็นแบบมีสาย สายส่ง 1 คู่สายสามารถส่งสัญญาณพร้อมกัน ได้หลายสัญญาณ

เหตุผลสำคัญที่จะต้องมีการมอดูเลชัน สำหรับระบบสื่อสาร ไร้สายมีดังต่อไปนี้

- สัญญาณแถบฐานที่เกิดจากต้นกำเนิดชนิดเดียวกันจะมีแถบความถี่ใกล้เคียงกัน เช่น เสียงมนุษย์ทุกคนก็จะมีแถบความถี่ประมาณ 300 Hz – 3KHz คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกไปจะมีแถบความถี่ที่ซ้อนทับกัน ทำให้ข้อมูลของแต่ละข้อมูลรบกวนซึ่งกันและกัน โดยผ่านการมอดูเลต เราสามารถเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณแถบฐานไม่ให้ซ้อนทับกันได้จากการเลื่อนแถบความถี่คลื่นพาห์ที่ไม่เท่ากัน
- เป็นการยากมากในการที่จะสร้างสายอากาศที่จะแผ่กระจายคลื่นของสัญญาณแถบฐานให้มีคุณภาพสูงตลอดย่านแถบความถี่ของสัญญาณแถบฐาน เนื่องจากสัญญาณแถบฐานมักมีความถี่ต่ำและแถบความถี่กว้าง (ค่าความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดต่างกันหลายเท่า) โดยการผ่านขบวนการมอดูเลตแถบความถี่ของสัญญาณ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตจะมีค่าแถบความถี่เชิงสัมพัทธ์แคบลงมาก ทำให้สามารถสร้างสายอากาศที่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้ดี ตลอดแถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต โดยในการใช้สายอากาศแผ่กระจายคลื่น สายอากาศควรมีความยาวเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

- ในการส่งสัญญาณมากกว่า 1 สัญญาณผ่านสายตัวนำเพียง 1 คู่ จะต้องมีขบวนการมอดูเลตเข้ามาเกี่ยวข้อง

2.5 คำนีการผสมคลื่น (Modulation Index)

ในระบบ FM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อว่า คำนีการมอดูเลต

$$m = \frac{\Delta F}{f} \quad (2.6)$$

โดยที่ m = คำนีการผสมคลื่น
 ΔF = อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของความถี่ที่ถูกผสมแล้ว หน่วย Hz
 f = ความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงที่จะเข้ามาผสมคลื่น หน่วย Hz

ค่าตัวเลขของคำนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์ มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าคำนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = \frac{75 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 75$$

สังเกตว่า ค่าคำนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลต ในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน(ของระบบ)สูงสุด ($f_{d \max}$) ต่อกความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ($f_{m \max}$) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน (Δ) จะเท่ากับ

$$\Delta = \frac{f_{d \max}}{f_{m \max}} \quad (2.7)$$

$$= \frac{75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 5$$

ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{f_d}{f_{d \max}} \times 100 \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

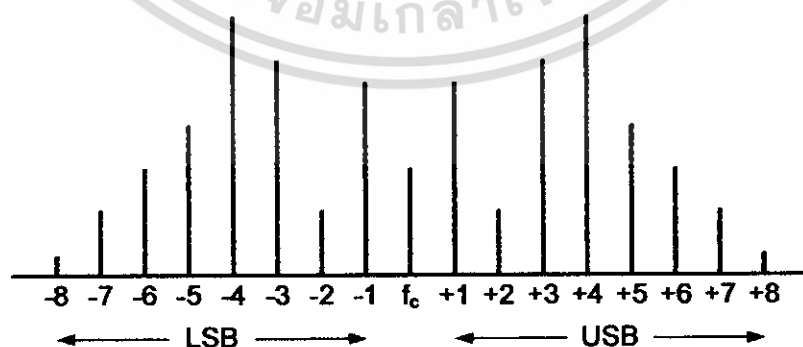
ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามาอูเลต

$f_{d \max}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.6 ไซด์แบนด์วิทย์ FM (FM Side Bands)

ระบบ FM การผสมคลื่นระหว่างสัญญาณเสียงกับคลื่นพาหะ จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนมากมายเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาหะ ทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย เพราะการผสมคลื่นแบบ FM นั้นความแรงของสัญญาณคลื่นพาหะจะคงที่ นั่นคือกำลังของคลื่นพาหะจะถูกกระจายไปอยู่ที่ไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่สำคัญขึ้นอยู่กับปัจจัย 2 ประการ คือ

1. ขนาดความแรงของสัญญาณเสียงที่ผสมกับคลื่นพาหะ ถ้าขนาดความแรงของสัญญาณเสียงที่ส่งเข้ามาผสมกับคลื่นพาหะที่เปลี่ยนแปลงความแรงสูงขึ้นหรือต่ำลงก็จะไปทำให้คลื่นพาหะมีระดับความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากศูนย์กลางความถี่ (Center Frequency) ระยะของความถี่ที่กระจายออกไปจากคลื่นพาหะก็จะเปลี่ยนแปลงกว้างหรือแคบตามไปด้วย ถ้าสัญญาณเสียงมีความแรงมาก แบนด์วิทย์ของคลื่น FM ก็จะกว้าง และถ้าสัญญาณเสียงมีความแรงน้อยแบนด์วิทย์ของคลื่น FM ก็จะแคบ
2. ความถี่ของสัญญาณเสียงที่ผสมกับคลื่นพาหะ ถ้าความถี่ของสัญญาณเสียงเปลี่ยนแปลงมากแบนด์วิทย์ของคลื่น FM ก็จะกว้างแคบเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน กล่าวคือ ถ้าสัญญาณเสียงมีความถี่ต่ำแบนด์วิทย์คลื่น FM ก็จะกว้าง และถ้าสัญญาณเสียงมีความถี่สูง แบนด์วิทย์ของคลื่น FM จะแคบเพราะที่สัญญาณเสียงความถี่สูง ระดับความแรงของความถี่ฮาร์โมนิกจะต่ำลงสามารถตัดความถี่ฮาร์โมนิกสูงๆออกได้



รูปที่ 2.4 สเปกตรัมความถี่ของวิทย์ FM ประกอบด้วยความถี่พาหะและไซด์แบนด์

จากรูปแสดงย่านความถี่ของการส่งกระจายเสียงของคลื่น FM จะเห็นได้ว่าไฮ้แบนด์ของคลื่นจะมีจำนวนมาก ขนาดไฮ้แบนด์ในแต่ละฮาร์โมนิกก็มีความแรงต่างกันไฮ้แบนด์บางฮาร์โมนิก มีระดับความแรงมากกว่าความถี่คลื่นพาหะ แต่ไฮ้แบนด์ที่ห่างจากจุดศูนย์กลางความถี่มากๆ ความแรงของไฮ้แบนด์ก็จะลดลง และจะเป็นศูนย์ในที่สุด จะเห็นได้ว่าไฮ้แบนด์จะมีไม่จำกัดแค่ในทางปฏิบัติไฮ้แบนด์บางความถี่ก็ไม่สำคัญเพราะความแรงต่ำสามารถตัดทิ้งได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

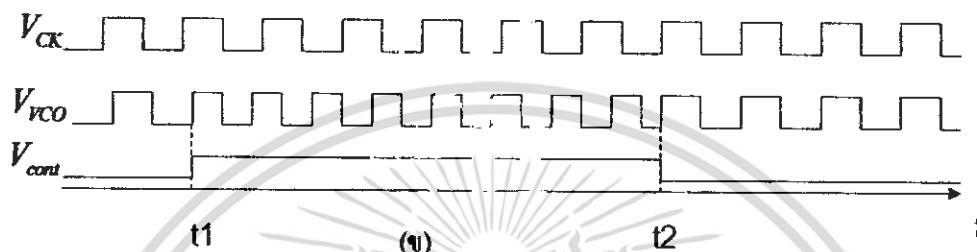
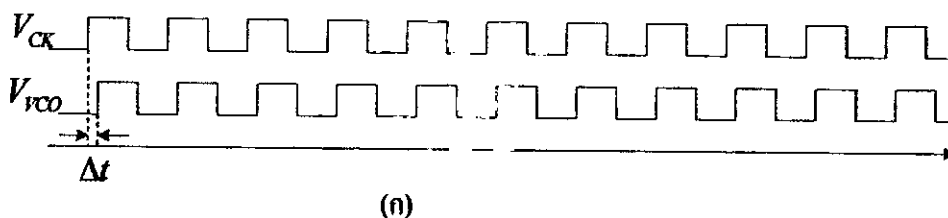
วงจรเฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปเป็นอุปกรณ์หรือวงจรที่ใช้ในการรักษาอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณระหว่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตให้มีค่าเท่ากัน โดยจะมีผลทำให้มีความถี่เท่ากันด้วย จากคุณสมบัติดังกล่าว จึงมีการนำเฟสล็อกคูลูปไปใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น ใช้ในการคิมอดสัญญาณและใช้ในการสร้างหรือกำเนิดความถี่ โดยองค์ประกอบพื้นฐานของเฟสล็อกคูลูปมีอยู่สามส่วนคือ ตัวคักจับเฟส วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า และส่วนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งองค์ประกอบในแต่ละส่วนก็มีหลายแบบดั่งนั้น เมื่อนำองค์ประกอบดังกล่าวมาประกอบกันเป็นเฟสล็อกคูลูปก็จะได้เฟสล็อกคูลูปหลายแบบเช่นกันซึ่งในแต่ละแบบก็จะมีคุณสมบัติการทำงานที่แตกต่างกันการศึกษาทำความเข้าใจจึงเป็นเรื่องจำเป็นที่จะทำให้สามารถเลือกใช้และออกแบบ ได้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน

3.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคูลูป

การทำงานของเฟสล็อกคูลูปในสภาวะล็อกคือ การที่ความถี่เอาต์พุตจากวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิงหรืออินพุตและอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสอินพุตและเอาต์พุตเทียบกับเวลาจะมีค่าเท่ากัน

พิจารณาถึงการเข้าสู่สภาวะล็อก พิจารณารูป 3.1(ก) แสดงการเปรียบเทียบเฟส ระหว่างเอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือค็อกซ์ จะเห็นว่าที่ขอบขาขึ้นของ V_{VCO} จะเกิดมีเฟสผิดพลาดขึ้นเป็นเวลา Δt เมื่อเทียบกับ V_{CK} และเราต้องการกำจัดความผิดพลาดนี้ออกไปโดยกำหนดให้ V_{COM} แรงดันอินพุตของ VCO โดยเมื่อ V_{COM} สูงขึ้นความถี่เอาต์พุตที่จะสูงขึ้นพิจารณารูปที่ 3.1(ข) ความถี่ของ VCO เริ่มสูงขึ้นที่เวลา $t = t_1$ วงจรจะมีการเพิ่มของเฟสอย่างรวดเร็วจนที่เวลา $t = t_2$ ความผิดพลาดของเฟสจะมีค่าเป็นศูนย์และ V_{COM} กลับเข้าสู่สภาวะแรกโดยเฟสของเอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือค็อกซ์อินเฟสกัน



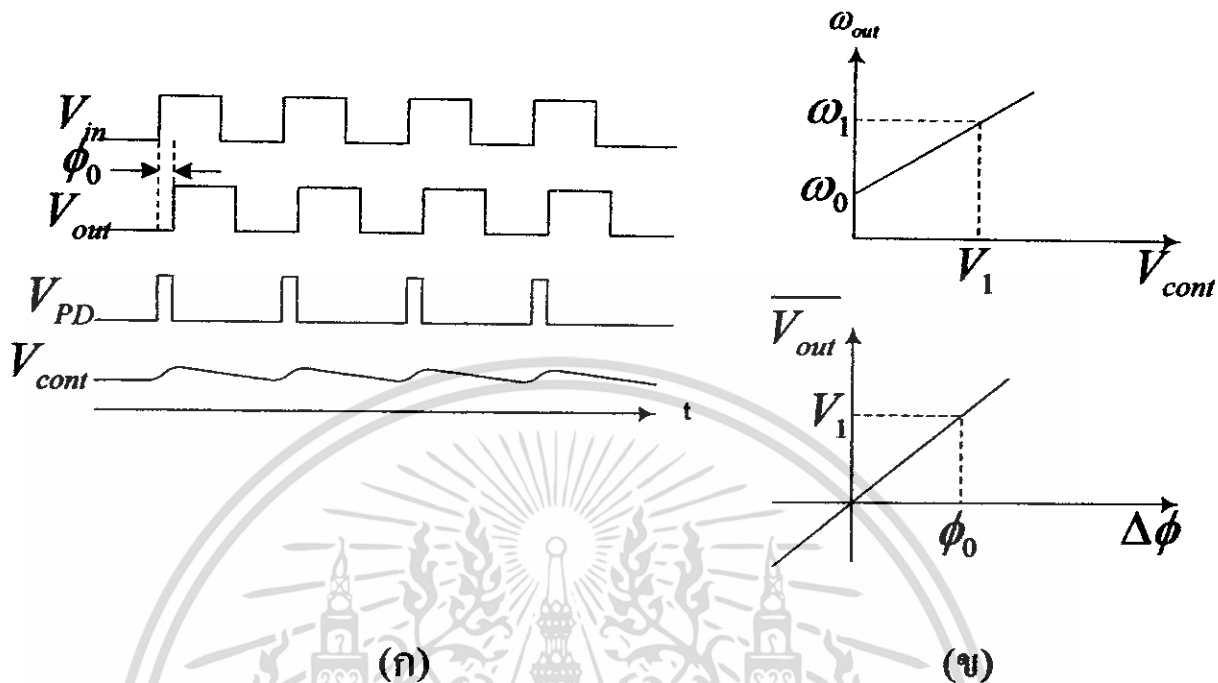
(ก) เฟสเอ้าท์หลุดจาก VCO กับเฟสของอินพุต

(ข) การปรับเฟสของวงจรถูกจำกัดเฟสผิดพลาด

รูปที่ 3.1 การเข้าสู่สภาวะล็อกของเฟสล็อกคูลูป

จากหลักการข้างต้นทำให้เราสามารถทราบได้ว่าวงจรเฟสล็อกคูลูปแบบง่ายนั้นประกอบด้วย ตัวคักจับเฟส (PD) และวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า (VCO) ต่อกันใน ลักษณะป้อนกลับดังรูปที่ 3.2(ก) โดย PD จะเป็นตัวเปรียบเทียบเฟสระหว่าง V_{cont} กับ V_{in} โดยจะให้ ค่าแรงดันเฟสผิดพลาดออกมาไปปรับ VCO จนเฟสมีการปรับและเข้าสู่สภาวะล็อก

พิจารณารูป 3.2(ก) พารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าคือ ϕ_0 และระดับแรงดันคิซีของ V_{cont} สามารถหาค่าได้จากการพิจารณาโดยใช้กราฟแสดงคุณสมบัติของ PD และ VCO ดังแสดงในอยู่รูป 3.2(ข) โดยถ้าเฟสล็อกคูลูปอยู่ในสภาวะล็อกแล้วความถี่ของอินพุตและเอ้าท์พุทจะมีค่าเท่ากัน โดย กำหนดให้มีค่าเท่ากับ ω_1 และทำให้แรงดันที่วงจร VCO ต้องการคือ V_1 ดังในรูป 3.2(ก)



(ก) รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละจุด
 (ข) กราฟแสดงคุณสมบัติของ VCO และ PD
 รูปที่ 3.2 รูปคลื่นสัญญาณของเฟสล็อกคิปลในสภาวะล็อก

โดยขนาดแรงดัน V_1 ได้จากส่วนของ PD ซึ่งเกิดจากค่าความผิดพลาดเฟส 0 จากกราฟคุณสมบัติของ PD และ VCO จะได้ $\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO} V_{cont}$ และ $V_{PD} = K_{PD} \Delta\phi$ ทำให้ได้

$$V_1 = \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_{VCO}} \tag{3.1}$$

และ

$$\phi_0 = \frac{V_1}{K_{PD}} \tag{3.2}$$

$$= \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_{PD} K_{VCO}} \tag{3.3}$$

จากสมการ 3.3 ทำให้ทราบคุณสมบัติที่สำคัญสองประการ คือ เมื่อความถี่อินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้เกิดความต่างเฟสหรือความผิดพลาดของเฟสขึ้น และค่าผิดพลาดของเฟสจะมีค่าต่ำเมื่อค่า $K_{PD} K_{VCO}$ ต้องมีค่าสูง โดย K_{PD} ก็คือ ค่าอัตราขยายของวงจรถักจับเฟสหรือ PD และ K_{VCO} คือค่าอัตราขยายของวงจรรอสซิจิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การพิจารณาภาวะชั่วคราวของเฟสล็อกคูปในสถานะล็อก

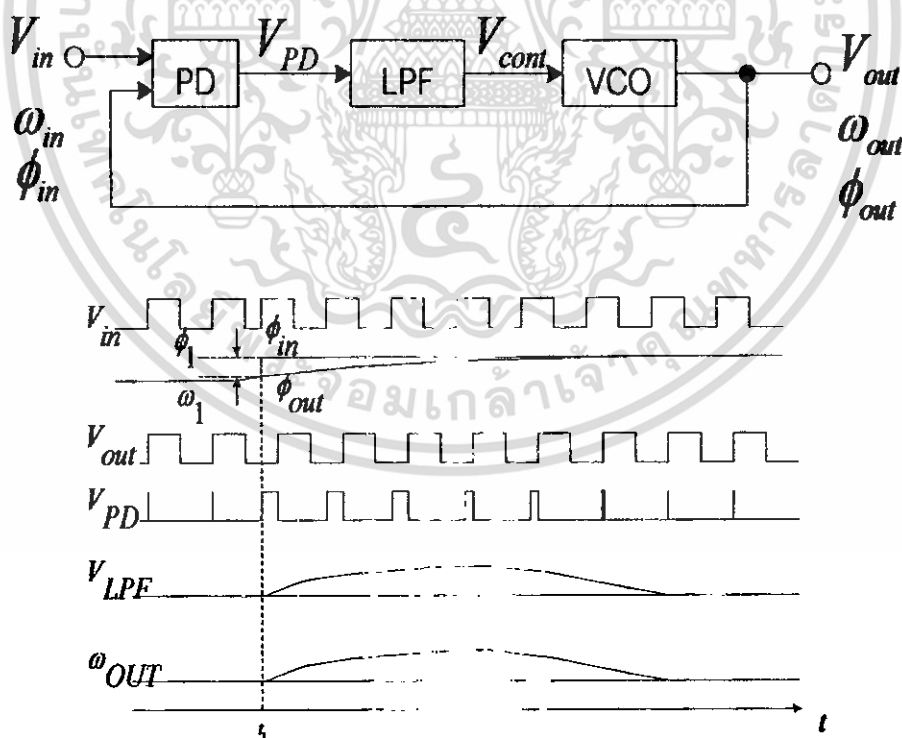
เมื่อวงจรเฟสล็อกคูปอยู่ในสถานะล็อกแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลงเฟส หรือความถี่ที่อินพุต จะทำการพิจารณาหาผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูปว่าเป็นอย่างไร

โดยจะพิจารณาเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุตก่อน โดยสมมติให้รูปแบบของอินพุตและเอาต์พุตเป็นดังนี้

$$V_{in}(t) = V_A \cos \omega_1 t \tag{3.4}$$

$$V_{out}(t) = V_B \cos(\omega_1 t + \phi_0) \tag{3.5}$$

โดยที่ไม่พิจารณาความถี่ฮาร์โมนิกที่สูงและ ϕ_0 คือค่าความผิดพลาดเฟสคงที่ พิจารณารูป 3.3 จะเห็นว่าเฟสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในลักษณะเป็นขั้นคือ ϕ_1 และเกิดขึ้นที่เวลา $t = t_1$ จะทำให้เฟสที่อินพุตมีค่าเท่ากับ $\phi_{in} = \omega_1 t + \phi_1$ ณ เวลานั้นเอาต์พุตของ LPF ยังไม่เพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดและ VCO ยังคงออกสวิตชเลดที่ความถี่เดิมคือ ω_1



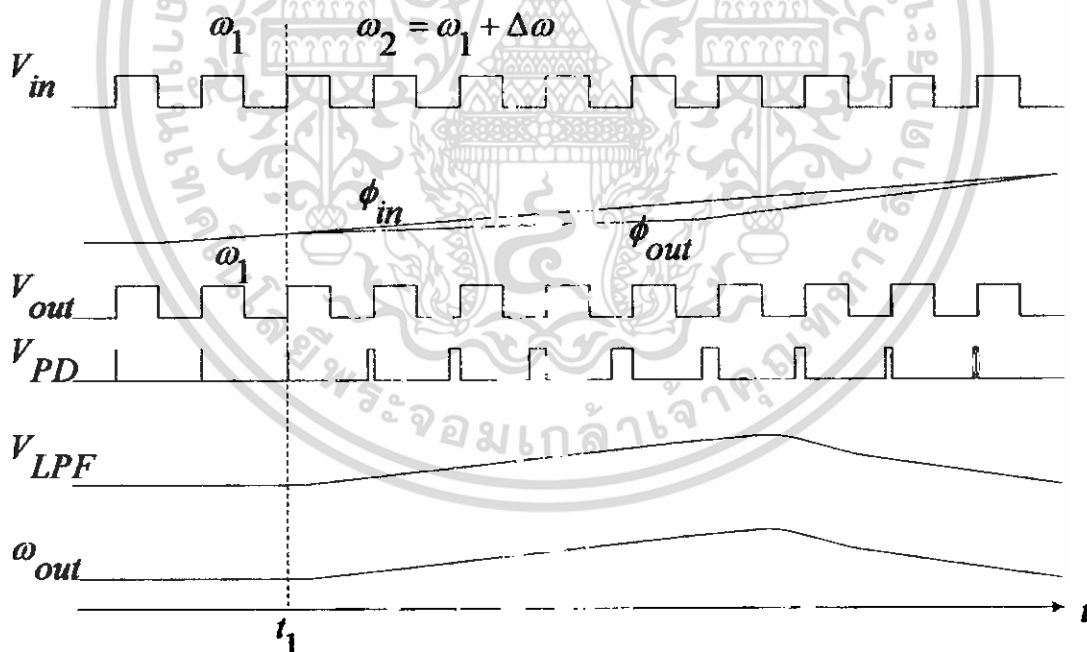
รูปที่ 3.3 ผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุต

หลังจากนั้นค่าความต่างเฟสของอินพุตกับเอาต์พุตค่อย ๆ เพิ่มขึ้นทำให้พัลส์ขึ้นที่เอาต์พุตของ PD และส่งผลให้เกิด V_{LPF} เพิ่มขึ้นผลลัพธ์คือทำให้ความถี่ของ VCO เพิ่มขึ้นเพื่อพยายามลดค่าผิดพลาดของเฟสที่สภาวะชั่วขณะนี้จะ ไม่เกิดการลื่นขึ้นเนื่องจากค่าความผิดพลาดเฟสเปลี่ยนแปลงตามเวลา ภายหลังจากที่ความถี่ของ VCO เริ่มเปลี่ยนแล้วเฟสล็อกจะกลับสู่สภาวะลื่นตามเดิมโดย ω_{out} จะกลับมาเท่ากับ ω_1 นั่นคือ V_{LPF} และ $\phi_{out} - \phi_{in}$ จะกลับสู่ค่าเริ่มต้นตามเดิมโดยเมื่อลูปอยู่ในสภาวะสงบเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(t) = V_B \cos[\omega_1 t + \phi_0 + \phi_1 u(t - t_1)] \quad (3.6)$$

สิ่งที่สำคัญเมื่อลูปกลับเข้าสู่สภาวะลื่นคือ พารามิเตอร์ทุกตัวจะกลับเข้าสู่สภาวะเริ่มต้นทั้งหมดคือ $\phi_{out} - \phi_{in}$, V_{LPF} และค่าความถี่ของ VCO จะเท่ากับสภาวะเริ่มต้น

ต่อไปเป็นการพิจารณาผลการตอบสนองของเฟสล็อกเมื่อความถี่อินพุตเปลี่ยนแปลงชั่วขณะ โดยอินพุตเพิ่มขึ้นจากความถี่เดิม $\Delta\omega$ ที่เวลา $t = t_1$ ดังแสดงในรูป 3.4



รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองของเฟสล็อกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุต

โดยความถี่เริ่มต้นของ VCO คือ ω_1 เมื่อความถี่อินพุตเปลี่ยน PD จะกำเนิดพัลส์ความกว้างค่อย ๆ เพิ่มมากขึ้นและ V_{LPF} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจน ω_{out} เข้าใกล้ $\omega_1 + \Delta\omega$ หรือก็คือความถี่อินพุตโดยเอาต์พุต

จาก PD จะมีค่าลดลง ภายใต้สภาวะสงบ ระดับแรงดันคิซีที่วงจรรองความถี่มีค่าเท่ากับ $(\omega_1 + \Delta\omega) - \omega_p/K_{VCO}$ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของเฟสหรือความถี่ที่อินพุตจะนำมาซึ่งระดับแรงดันเพื่อควบคุมความถี่ VCO เพื่อลดค่าเฟสผิดพลาดลง

3.3 เสถียรภาพของเฟสล็อกแบบพื้นฐาน

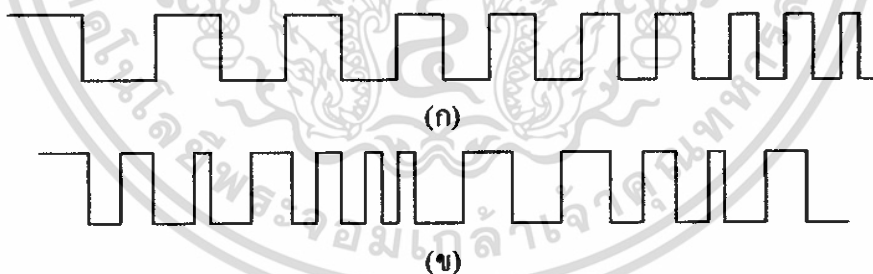
การพิจารณาเกี่ยวกับเสถียรภาพของเฟสล็อกแบบพื้นฐานจะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ดังนั้น ต้องพิจารณาหา $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$ ทั้งแบบรูปเปิดและรูปปิด

พิจารณา $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$ เป็นตัวบอกให้ทราบถึงอะไรนั้นให้เปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่อันดับหนึ่งอย่างง่ายคือ

$$V_{out}(s)/V_{in}(s) = 1/(1 + s/\omega_p)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนจะเห็นว่าถ้า V_{in} เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว V_{out} ไม่สามารถที่จะตามอินพุตได้ตลอดย่านที่เปลี่ยนแปลงในทำนองเดียวกัน $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$ จะแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ว่าเฟสของเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงไปกับเฟสของอินพุตอย่างไรเมื่อเฟสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าหรือเร็ว

การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลาแสดงดังรูป 3.5 โดยรูป 3.5(ก) เป็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างรวดช้า ๆ และรูป 3.5(ข) เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว



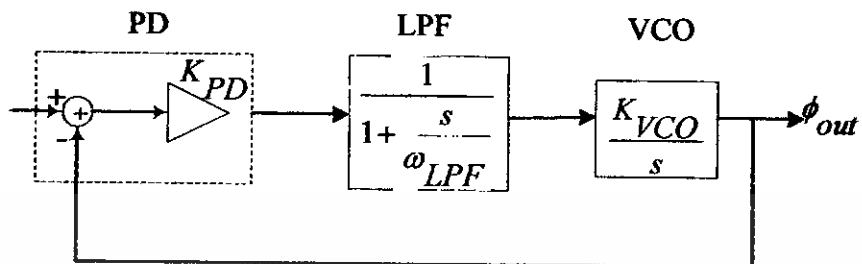
(ก) การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างช้า ๆ

(ข) การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างรวดเร็ว

รูปที่ 3.5 การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา

72155

พิจารณา $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$ โดยทำการสร้างรูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปดังแสดงในรูป 3.6



รูปที่ 3.6 รูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (type I PLL)

โดยพิจารณาจากรูป 3.6 ประกอบด้วยวงจร PD ซึ่งเอาท์พุทประกอบด้วยแรงดันคิซีมีค่าเท่ากับ $K_{PD}(\phi_{out} - \phi_{in})$ โดยความถี่สูงจะถูกจำกัดทั้งโดยวงจรกรองความถี่จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PD ในรูปแบบวงจรถายซึ่งมีค่าอัตราขยายเท่ากับ K_{PD} และวงจร LPF เป็นวงจรแบบอันดับหนึ่งอย่างง่ายมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ $1/(1 + s/\omega_{LPF})$ ในส่วนวงจร VCO มีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ K_{VCO}/s ส่วน Φ_{in} และ Φ_{out} คืออินพุตและเอาท์พุทเฟส ตัวอย่างเช่น ถ้าผลรวมของอินพุตเฟสเป็นฟังก์ชันแบบขั้นบันได คือ $\phi_{in}(t)$ นั่นคือ $\Phi_{in} = \phi_{in}/s$ จากรูป 3.6 ฟังก์ชันถ่ายโอนของลูปเปิดคือ

$$H(s) = \left. \frac{\phi_{out}(s)}{\phi_{in}(s)} \right|_{open} \tag{3.7}$$

$$= K_{PD} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{LPF}}} \frac{K_{VCO}}{s} \tag{3.8}$$

จากสมการ 3.8 แสดงให้เห็นว่าตำแหน่งโพลของระบบอยู่ที่ $s = -\omega_{LPF}$ และ $s = 0$ โดยอัตราขยายลูปจะเท่ากับ $H(s)|_{open}$ เพราะป้อนกับแบบเต็มที่แฟกเตอร์การป้อนกับเป็นหนึ่ง โดยระบบที่มีโพลหนึ่งตัวที่จุดกำเนิดเรียกว่า “ชนิดที่หนึ่ง (type 1)”

ต่อไปพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิด ซึ่งมีความสำคัญมากโดยเฟสล็อกคูลูปจะเข้าสู่สภาวะล็อกเมื่อ ϕ_{out} เปลี่ยนแปลงเข้าใกล้ ϕ_{in} โดย s จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดแสดงดังสมการ 3.9

$$H(s) \Big|_{close} = \frac{K_{PD} K_{VCO}}{s^2 + s + K_{PD} K_{VCO}} \quad (3.9)$$

สิ่งที่เราต้องการคือ $H(s) \Big|_{open}$ จะต้องมีค่าเข้าใกล้หนึ่งเมื่อ s มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นก็คือ อัตราขยายของลูปมีค่าเป็นอนันต์ ภายใต้สภาวะดังกล่าวจะทำให้เฟลลือลูปเข้าสู่สภาวะลือต

จากสมการ 3.9 สามารถหาผลตอบสนองแบบขั้นบันได (step response) ของระบบชนิดที่หนึ่ง (type 1) ได้โดยการพิจารณาเปรียบเทียบกับทฤษฎีของระบบควบคุม (Control System) จากรูปแบบของสมการอันดับสองของระบบดังสมการ 3.10 นำมาเปรียบเทียบกับสมการ 3.9 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบเพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบแบบที่หนึ่ง (type 1)

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

เมื่อ ω_n คือความถี่ธรรมชาติ (Natural frequency) และ ζ คือตัวประกอบการหน่วง (Damping factor) ซึ่งจากสมการ 3.9 ถ้าจัดให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานจะได้ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบการหน่วงคือ

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{LPF} K_{PD} K_{VCO}} \quad (3.11)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_{LPF}}{K_{PD} K_{VCO}}} \quad (3.12)$$

และ โพลของทั้งสองตัวของระบบอยู่ที่ตำแหน่ง

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \sqrt{(\zeta^2 - 1)\omega_n^2} \quad (3.13)$$

$$s_{1,2} = (-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n \quad (3.14)$$

โดยถ้า $\zeta > 1$ โพลทั้งสองเป็นจำนวนจริงซึ่งจะทำให้ระบบเกิดโอเวอร์แดมและในทางตรงกันข้ามถ้า $\zeta < 1$ โพลเป็นจำนวนจินตภาพจะได้ผลการตอบสนองของเอาต์พุตคือความถี่อินพุตแบบขั้นบันไดโดย $\omega_n = \Delta\omega_u(t)$ ผลของเอาต์พุตคือ

$$\omega_{out}(t) = \left\{ 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cos(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \right] \right\} \Delta\omega_{in}(t) \quad (3.15)$$

$$= \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \theta) \right] \Delta\omega_{in}(t) \quad (3.16)$$

โดย ω_{out} คือผลการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุต และ θ มีค่าเท่ากับ

$$\theta = \sin^{-1} \sqrt{1-\zeta^2} \quad (3.17)$$

รูปคลื่นเอาต์พุตแสดงดังรูป 3.7 จะเห็นว่ามีส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์โดยมีความถี่เท่ากับ

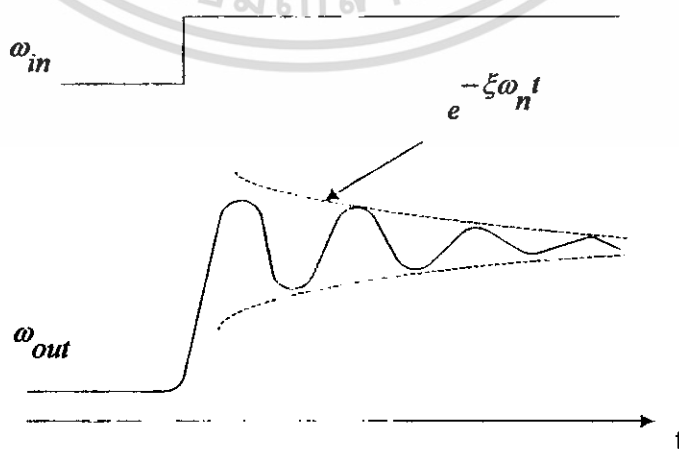
$$\omega = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \quad (3.18)$$

และขนาดของรูปคลื่นไซน์ดังกล่าวจะมีค่าลดลงด้วยค่าเวลาที่เท่ากับ $(\zeta\omega_n)^{-1}$

การเข้าสู่สภาวะสงบของเฟสล็อกคูลอย่างรวดเร็วมักมีความจำเป็นในการนำไปใช้งาน จากสมการ 3.16 ค่าของเอ็กซ์โปเนนเชียลจะลดลงสัมพันธ์กับค่าของเทอม $\zeta\omega_n$ โดยมีค่าเท่ากับ

$$\zeta\omega_n = \frac{1}{2} \omega_{LPF} \quad (3.19)$$

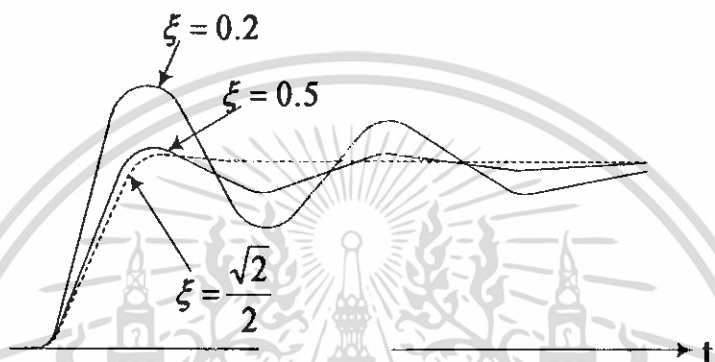
จากผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าจะต้องมีการเลือกระหว่างความสามารถเข้าสู่สภาวะสงบอย่างรวดเร็วกับแรงดันริบเบิลที่จะไปควบคุม VCO เช่น ถ้าต้องการให้ ω_{LPF} มีค่าต่ำเพื่อให้สามารถกำจัดความถี่สูงออกจากเอาต์พุต PD แต่มีค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time) มาก



รูปที่ 3.7 การตอบสนองของเฟสล็อกคูลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบขั้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

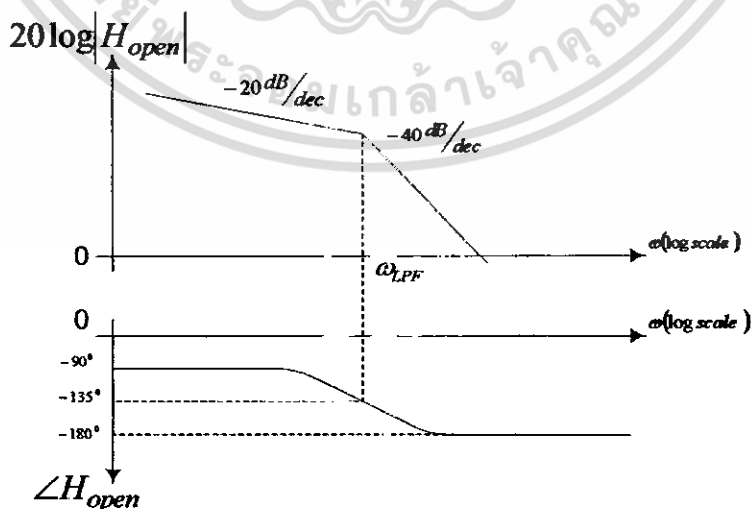
การเลือกค่าของ ζ นั้นมีความสำคัญมาก ดังแสดงในรูป 3.8 แสดงผลการตอบสนองเมื่อค่า ζ เปลี่ยนเป็นค่าหลายค่าโดยที่ ω_n มีค่าคงที่ โดยผลการตอบสนองจะ ไม่มีการกระเพื่อม เมื่อค่าของ $\zeta < 1$ ดังนั้นการเลือกค่า ζ จึงมีความสำคัญและนำมาซึ่งการต้องเลือกระหว่าง LPF และค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time) และจากสมการ 3.3 ถ้าเราต้องการลดค่าความผิดพลาดเฟสให้น้อยลง จะต้องลดค่าของ $K_{PD}K_{VCO}$ ลงแต่จากสมการ 3.12 จะทำให้ ζ เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีเสถียรภาพต่ำลง



รูปที่ 3.8 การตอบสนองของระบบเมื่อค่า ζ เปลี่ยนแปลง

สรุปแล้วคุณสมบัติของเฟสล็อกคัลปชนิดที่หนึ่ง (type I PLL) จะต้องมีการเลือกระหว่างค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time) , แรงดันริบเบิลที่จะ ไปควบคุม VCO , ค่าผิดพลาดเฟสและเสถียรภาพของระบบ

การแสดงเสถียรภาพของระบบอาจแสดงได้ด้วยกราฟ โบทพล็อตทั้งขนาด และ ความถี่ ดังรูป 3.9 โดยใช้สมการ 3.8



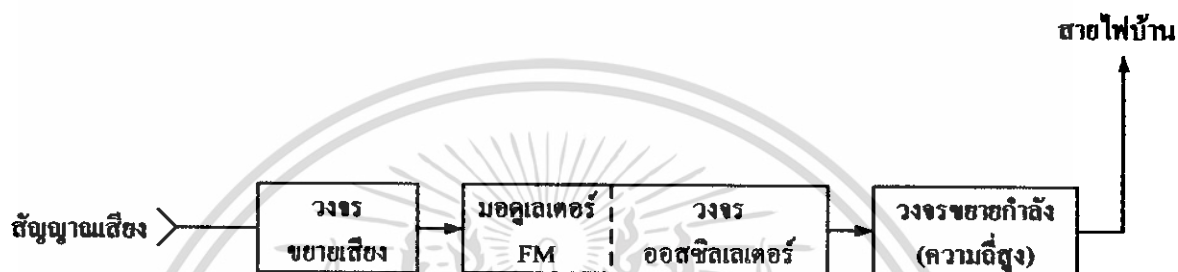
รูปที่ 3.9 กราฟโบตพล็อตแสดงเสถียรภาพของ type I PLL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

เครื่องรับส่งวิทยุ

4.1 เครื่องส่งวิทยุ FM (FREQUENCY MODULATION TRANSMITTER)



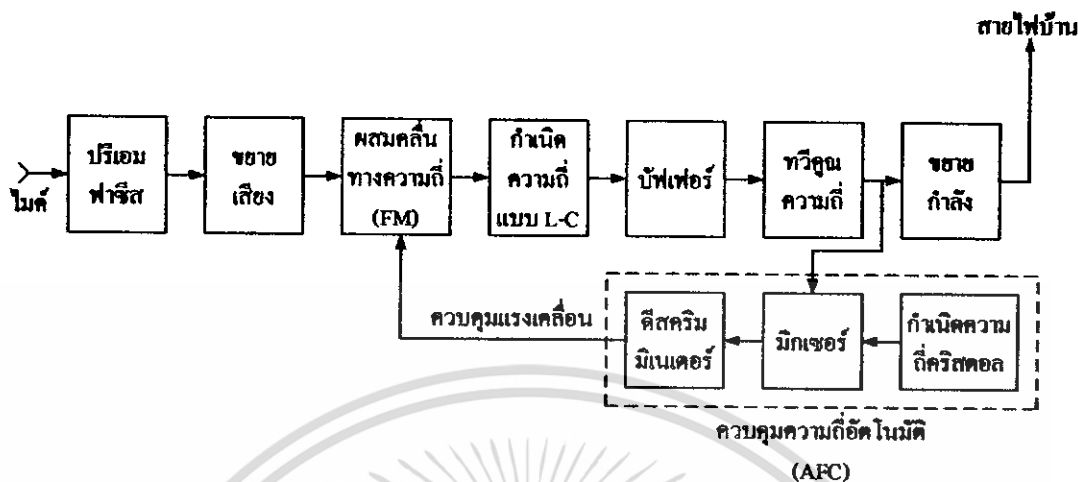
รูปที่ 4.1 แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย

จากแผนผังของเครื่องส่ง FM สัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับ พาหะ FM ที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกขยายโดยภาคขยายกำลังสุดท้ายป้อนสู่สายอากาศเพื่อส่งผ่านสายไฟบ้านต่อไป

เครื่องส่งวิทยุ FM แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบ FM โดยตรง (Direct FM.) และแบบ FM โดยอ้อม (Indirect FM.)

4.1.1 เครื่องส่งแบบ FM โดยตรง (Direct FM.)

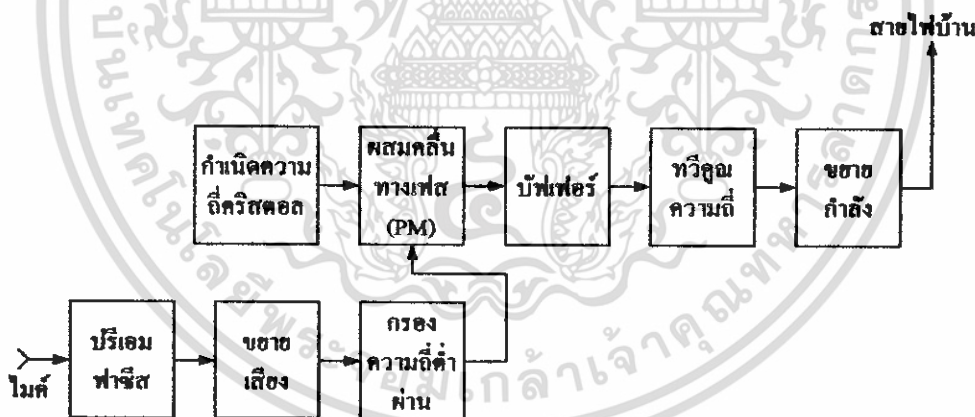
หลักการสำคัญอยู่ที่ว่าจะต้องใช้ส่วนประกอบที่เป็นรีแอกแตนซ์ (Reactance) ไปควบคุมความถี่ของวงจรกำเนิดความถี่ (OSC.) เพื่อให้ความถี่นั้นเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณของความถี่เสียงโดยตรง ดังนั้นวงจรกำหนดความถี่ของวงจรกำเนิดความถี่ จึงต้องเป็นแบบ LC



รูปที่ 4.2 ภาคต่างๆของเครื่องส่ง FM แบบ FM โดยตรง

4.1.2 เครื่องส่งแบบ FM โดยอ้อม (Indirect FM.)

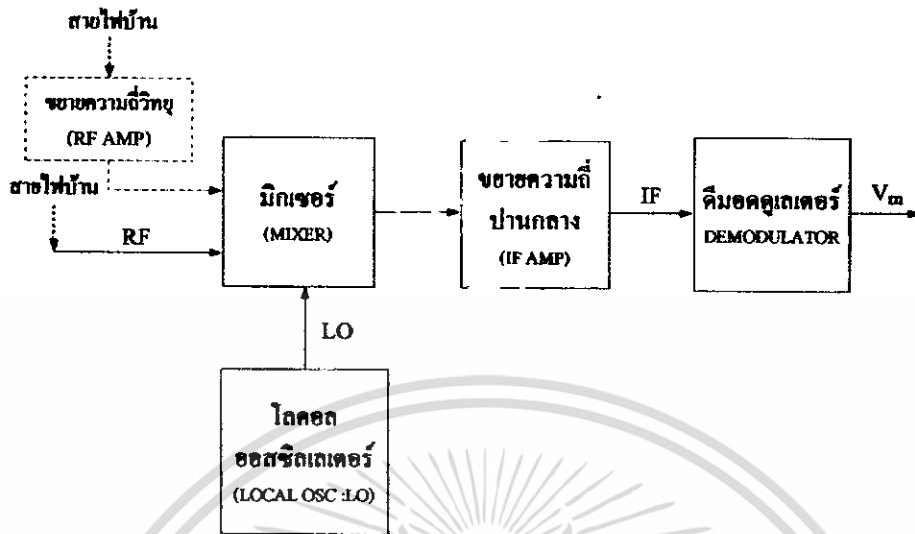
หลักการสำคัญคือระบบการผสมคลื่นจะต้องเป็นแบบ FM และทำให้เป็น FM โดยอาศัยวงจรเปลี่ยนสัญญาณเสียง ความมุ่งหมายหลักของเครื่องส่งแบบนี้คือ ต้องการดัดแปลงให้ระบบ FM สามารถใช้คริสตอลควบคุมวงจรกำเนิดความถี่ได้



รูปที่ 4.3 ภาคต่างๆของเครื่องส่ง FM และ FM โดยอ้อม

4.2 เครื่องรับวิทยุซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (SUPERHETERODYNE RECIEVER)

จากข้อบกพร่องของเครื่องรับ TRF ได้ถูกปรับปรุงแก้ไขโดย เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณที่รับได้จากสายไฟบ้าน ทุกช่องความถี่ ให้ เป็นความถี่เดียวกัน ซึ่งเรียกความถี่นี้ว่า ความถี่ปานกลาง (Intermediathe Frequency : IF) ซึ่งมีบิต็อก โคอะแกรมดังรูป



รูปที่ 4.4 บล็อกโคอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องรับ SUPERHETERODYNE

สัญญาณที่รับได้จากสายไฟบ้านจะถูกเปลี่ยนให้เป็นความถี่ปานกลางหรือ IF โดยสัญญาณจากสายไฟบ้านจะถูกมิกซ์กับความถี่จากวงจร โถกคอกออสซิลเลเตอร์ : LO ที่อยู่ในเครื่องรับ

วงจรมิกเซอร์ (MIXER) หรือคอนเวอร์เตอร์ (CONVERTOR) ใช้หลักการทำงานเหมือน AM โมดูเลเตอร์ ซึ่งอาจใช้ตัวอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้น หรือ วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ความถี่ปานกลางหรือ IF อาจเป็นความถี่ผลบวกหรือผลต่างของความถี่จากสายไฟบ้านกับความถี่ที่โถกคอกออสซิลเลเตอร์ผลิต

จากการที่ความถี่ของสัญญาณวิทยุที่รับได้ : f_{RF} ทุกค่า ถูกเปลี่ยนเป็นความถี่ IF ค่าเดียวกัน วงจรกรองความถี่ IF จึงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า f_c คงที่ จึงสามารถออกแบบให้มีความกว้างของแถบความถี่ให้คงที่ตามที่ต้องการ ได้ ดังนั้นความกว้างของแถบความถี่ของเครื่องรับ SUPERHETERODYNE จึงขึ้นอยู่กับค่าความกว้างของแถบความถี่ของ IF ซึ่งจะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ของคลื่นวิทยุ นั่นคือความสามารถในการเลือกรับช่องรับสัญญาณ ได้ถูกปรับปรุงขึ้น

ในเวลาเดียวกัน จากการที่สามารถกำหนดค่า BW ของเครื่องรับได้ ระดับของสัญญาณรบกวนจะสามารถควบคุมได้เช่นเดียวกัน ยิ่งไปกว่านั้นความถี่ IF ของเครื่องรับวิทยุส่วนใหญ่ จะเลือกใช้ค่าผลต่างของความถี่ f_{RF} กับ f_{LO} ความถี่ IF จึงมีค่าต่ำกว่าความถี่ f_{RF} จึงสามารถขยายได้ง่ายกว่า

นั่นคือจากการที่สามารถกำหนด BW ได้ ระดับของสัญญาณรบกวนจึงถูกทำให้ลดลง ประกอบกับการที่ความถี่ IF มีค่าต่ำลงมาจากความถี่ RF จึงสามารถสร้างวงจรขยาย IF ที่มีอัตราการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายที่สูงมาก ความไวในการรับสัญญาณก็ได้ถูกปรับปรุงให้ไวมากขึ้นด้วยค่าความถี่ IF ที่นิยมเลือกใช้แสดงในตารางที่ 4.1

ความถี่ที่โคมอลออสซิดเลเตอร์ผลิตจะต้องเปลี่ยนตามความถี่ของช่องสัญญาณที่รับ ดังนั้นในวงจรเครื่องรับแบบ SUPERHETERODYNE จะใช้ C ที่สามารถปรับค่าพร้อมกันได้ 2-4 ตัว

ตารางที่ 4.1 ความถี่ IF ที่นิยมเลือกใช้

| ความถี่ | ตัวกรองความถี่ | BW ของตัวกรองความถี่ | ระบบที่ใช้งาน |
|-----------------------------------|----------------------|---|---|
| 455 KHz | LC ตัวกรองเซรามิก | $\pm 5\text{KHz}$ หรือ เลือกปรับได้ $\pm 5\text{KHz}$ หรือต่ำกว่าคงที่ ตายตัวขึ้นอยู่กับตัวกรอง แต่ละเบอร์ | * เครื่องรับ AM * ใช้เป็น IF2 ในเครื่องรับ FM แถบความถี่แคบหรือ AM ในย่าน HF |
| 10.7MHz | LC ตัวกรองเซรามิก | $\pm 100\text{KHz}$ หรือ เลือกปรับได้ $\pm 100\text{KHz}$ | * เครื่องรับ FM แถบความถี่กว้าง * IF1 ในเครื่องรับ FM แถบ ความถี่แคบหรือ AM ในย่าน HF |
| 38.9 MHz 43.75 MHz 58.0 MHz | | | เครื่องรับโทรทัศน์ |
| 60.0 MHz 70.0 MHz 140.0 MHz | | | เครื่องรับไมโครเวฟหรือดาวเทียม |

ถึงแม้ว่า ความกว้างแถบความถี่ของเครื่องรับ SUPERHETERODYNE จะสามารถกำหนดได้จากแถบความถี่ของตัวกรองความถี่ปานกลาง สัญญาณที่เครื่องรับ SUPERHETERODYNE รับได้ อาจถูกรบกวนจากความถี่เงา (Image Frequency) ถ้าหากเราไม่กำจัดมันออกไป

ความถี่เงา (Image Frequency) คือความถี่ของสัญญาณวิทยุอีกสัญญาณหนึ่ง ที่ MIX กับความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR แล้วได้ความถี่ปานกลางค่าเดียวกับ ช่องสัญญาณที่เราต้องการรับ

ถ้าให้ f_{RF} คือ ช่องความถี่ที่ต้องการรับ

f_{LO} คือ ความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR ที่เราผลิต

f_{IF} คือ ค่าความถี่ปานกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_{LO} จะมีค่าเป็น $f_{RF} + f_{IF}$ หรือ $f_{RF} - f_{IF}$

ถ้า f_{LO} มีค่าเป็น $f_{RF} + f_{IF}$ อีกความถี่หนึ่งที่ MIX กับ $f_{RF} + f_{IF}$ แล้วได้ความถี่ IF ก็คือ $f_{RF} + 2f_{IF}$

$$f_{LO} - f_{RF} = f_{RF} + f_{IF} - f_{RF} = f_{IF}$$

และ $f_{RF} + 2f_{IF} - f_{LO} = f_{RF} + 2f_{IF} - (f_{RF} + f_{IF}) = f_{IF}$

ความถี่เงา: f_{im} ก็คือ $f_{RF} + 2f_{IF}$

ถ้าความถี่ $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$ ความถี่เงาจะมีค่าเป็น $f_{im} = f_{RF} - 2f_{IF}$

นั่นคือ ความถี่เงา อาจมีค่าสูงกว่า หรือต่ำกว่า ช่องความถี่ที่เราต้องการรับอยู่ สองเท่าของค่าความถี่ปานกลาง หรือ

$$f_{im} = f_{RF} \pm 2f_{IF}$$

โดยที่

$$f_{LO} = f_{RF} \pm 2f_{IF}$$

การกำจัดกรรวนของช่องความถี่เงา ทำได้โดย

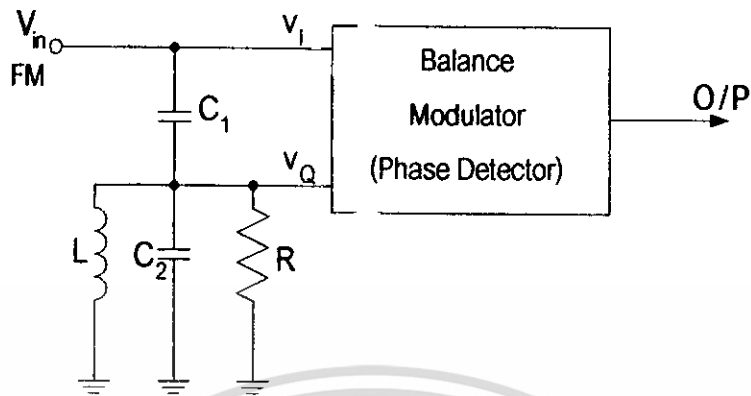
1. นำสัญญาณ RF ของช่องที่ต้องการรับ ไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ก่อนที่จะนำไป MIX กับ LOCAL OSCILLATOR และ
2. เลือกค่าความถี่ IF ให้สูงเพียงพอที่จะทำให้ความถี่เงา ซึ่งมีค่าความถี่ ห่างจากช่องสัญญาณที่ต้องการอยู่ $2 f_{IF}$ สามารถถูกกรองออกไปโดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ของช่องสัญญาณที่ต้องการ

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านของช่องสัญญาณ RF ที่เราต้องการนั้น สามารถใช้วงจรกรองแถบความถี่ที่มีความกว้างของแถบผ่านกว้างๆ หรือ Q ต่ำๆ ได้ หน้าที่ของวงจรกรองแถบความถี่นี้ เพียงเพื่อกำจัดความถี่เงาออกไปเท่านั้น ไม่จำเป็นต้องกำจัดช่องความถี่ข้างเคียง ช่องความถี่ข้างเคียง จะถูกกำจัดออกโดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านของ IF

ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ของช่อง RF ผ่าน จึงสามารถใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ Q ต่ำ ($Q \leq 5$) ซึ่งเป็นวงจรที่ออกแบบและสร้างได้โดยง่าย

4.3 Phase shift or Quadrature detector

วงจร FM Demodulator ที่นิยมใช้กันมากที่สุดวงจรหนึ่งคือ Quadrature detector เพราะสามารถแปลงเป็น IC ได้ง่าย ในการนำไปใช้งาน IC ตัวนี้ต้องการเพียงสัญญาณสองสัญญาณป้อนให้ balance modulator (Phase Detector) เท่านั้น โดยสัญญาณหนึ่งเป็นสัญญาณ FM อีกสัญญาณหนึ่งเป็นสัญญาณจากวงจรที่เปลี่ยนแปลงค่าเฟสโดยวงจร Tuned ซึ่งการเปลี่ยนแปลงเฟสจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณอินพุท FM ทำให้เอาท์พุทของ balance modulator (Phase Detector) ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณอินพุท



รูปที่ 4.5 วงจร FM Demodulator

Phase Detector สร้างมาจากวงจร balance modulator ซึ่งเอาท์พุท (output) ของ balance modulator มีลักษณะดังนี้

$$X_o(V_o \text{ or } I_o) = a_1 v_i + a_2 v_i v_Q$$

$$\text{โดย } v_i = V_1 \sin \omega_c t \text{ และ } v_Q = V_2 \sin(\omega_c t + \phi)$$

$$a_2 v_i v_Q = a_2 V_1 \sin \omega_c t \cdot V_2 \sin(\omega_c t + \phi)$$

$$= B \cos(\omega_c t + \phi - \omega_c t) - B \cos(\omega_c t + \phi + \omega_c t)$$

$$= B \cos \phi - B \cos(2\omega_c t + \phi)$$

องค์ประกอบความถี่สูงสามารถกรองออกด้วยวงจรกรองความถี่ได้ ดังนั้น เมื่อนำมาใช้เป็น

Phase Detector ถ้า ϕ จะเป็นผลมาจาก $m_f \omega_m$ ทำให้สมการของ balance modulator เป็นดังนี้

$$X_o = C \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) + B \cos(\phi(m_f, \omega_m))$$

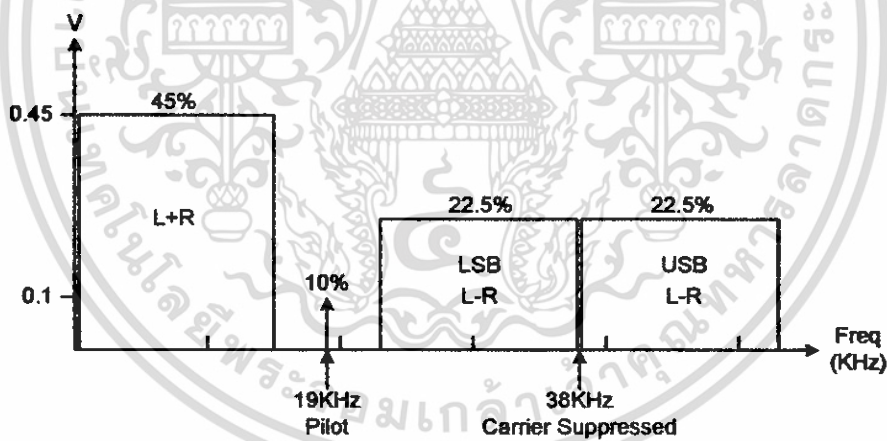
$$- B \cos[2(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) + \phi(m_f, \omega_m)]$$

ทำให้ได้ $B \cos(\phi(m_f, \omega_m))$ องค์ประกอบที่ประกอบด้วย ω_c และ $2\omega_c$ สามารถกรองทิ้งได้

บทที่ 5

ระบบ FM สเตอริโอ

ระบบ FM สเตอริโอจะต้องทำการออกแบบให้เครื่องรับระบบ FM ธรรมดา (โมโน) สามารถรับสัญญาณได้ตามปกติ เรียกว่า ออกแบบให้คอมแพติเบิล (Compatible) ดังนั้นเครื่องส่งจะต้องส่งขั้วสารทั้งช่องซ้ายและขวาทั้งคู่ โดยคงย่านความถี่ของสัญญาณเสียง (50 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์) ตามปกติเอาไว้ สัญญาณนี้เรียกว่า สัญญาณ (L+R) นอกจากนี้ในระบบ FM สเตอริโอ จะต้องส่งสัญญาณ (L-R) มาด้วย สัญญาณ (L-R) นี้จะผ่านการมอดูเลตแบบ DSBSC มาก่อน เนื่องจากการคิมนอกสัญญาณ DSB ก่อนข้างยุ่งยาก ดังนั้นเครื่องส่งจำเป็นต้องส่งพาหะนำคลื่น (Pilot Carrier) มาด้วย เพื่อช่วยในการซิงค์ (Synchronize) กับพาหะรอง (Subcarrier) ที่เครื่องส่งความถี่ของพาหะนำคลื่นเท่ากับ 19 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของพาหะรอง 38 กิโลเฮิรตซ์พอดีกรรมวิธีที่นำเอาสัญญาณ 2 ชนิด คือ (L+R) กับ (L-R) ส่งมาพร้อมกัน โดยใช้พาหะนำคลื่นร่วมกันนี้เรียกว่า การมัลติเพล็กซ์ (Multiplex)



รูปที่ 5.1 องค์ประกอบความถี่ของ Stereo Multiplex

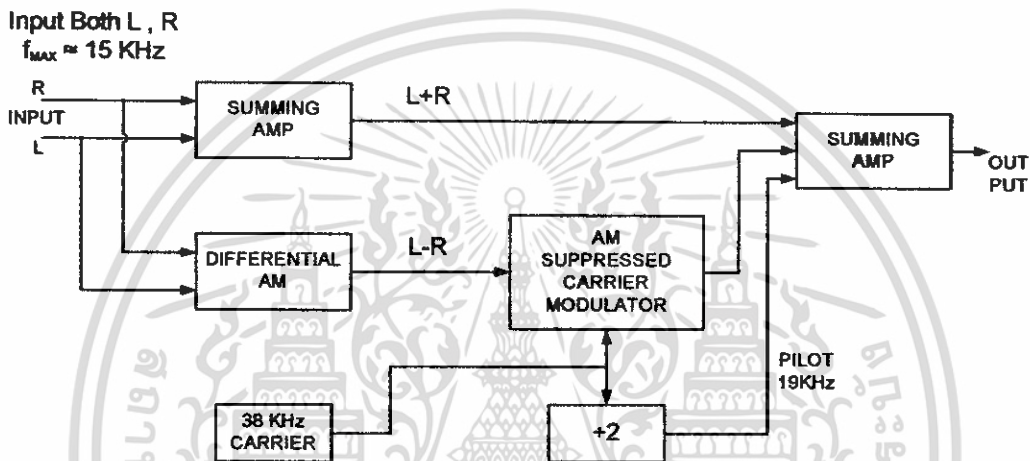
จากรูปสัญญาณที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์จะประกอบด้วยสัญญาณ (L+R) สัญญาณพาหะนำคลื่น 19 กิโลเฮิรตซ์ และสัญญาณพาหะรอง (L-R) 38 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็น DSB เครื่องรับ FM โมโนธรรมดาจะรับได้แต่เฉพาะสัญญาณ (L+R) ในช่วงความถี่ประมาณ 50 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์ เท่านั้น สัญญาณเสียงที่ออกจากลำโพงจะเป็นสัญญาณรวมทั้งแขนแนลซ้ายและขวาไม่มีการแยกเสียงเป็นสเตอริโอ (Stereo Separation) สำหรับเครื่องรับ FM สเตอริโอจะรับเอาสัญญาณทั้งหมดมาผ่านขบวนการคิมนัลติเพล็กซ์ (Demultiplex) ซึ่งเป็นขบวนการตรงข้ามกับการมัลติเพล็กซ์เพื่อแยกสัญญาณเสียงออกเป็นแขนแนลซ้ายและขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 เครื่องส่งวิทยุ FM สเตอริโอแมดติเพล็กซ์ (FM Stereo Multiplex Transmitter)

วิทยุ FM สเตอริโอแมดติเพล็กซ์ เป็นวิทยุที่กำเนิดขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ ที่ต้องการให้เสียงที่เครื่องรับ รับ ได้มีทิศทางของแหล่งกำเนิดเสียงมาจากหลายทิศทาง เหมือนต้นกำเนิดเสียงจริงๆ

เครื่องส่ง FM สเตอริโอแมดติเพล็กซ์



รูปที่ 5.2 เครื่องส่งวิทยุ FM สเตอริโอแมดติเพล็กซ์

จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งวิทยุ FM สเตอริโอแมดติเพล็กซ์ สัญญาณเสียงที่กำเนิดขึ้นจากไมโครโฟนแชนแนลซ้าย (L) และขวา (R) จะผ่านวงจรขยายแล้วนำมาป้อนแก่วงจร Summing Amp เกิดเป็นสัญญาณ (L+R) สำหรับสัญญาณ (R) อีกทางหนึ่งจะป้อนแก่วงจร Differential Amp เกิดเป็นสัญญาณ (L-R) สัญญาณ (L-R) จะป้อนไปให้วงจร AM Suppressed Carrier Modulator โดยใช้พาหะรอง 38 กิโลเฮิร์ตซ์ พาหะรองนี้กำเนิดจากออสซิลเลเตอร์ 38 กิโลเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตที่ได้จาก วงจร Modulator จะเป็นสัญญาณ DSB ของ (L-R) สัญญาณนี้จะผ่านการขยายแล้วป้อนไปให้แก่ภาคส่งเช่นเดียวกับสัญญาณ (L+R) ซึ่งจะต้องหน่วงเวลาไว้เล็กน้อยเพื่อชดเชยเวลาที่สัญญาณ (L-R) ต้องเสียไปในการมอดูเลต ทำให้สัญญาณทั้ง (L+R) และ (L-R) มาถึงภาคส่งพร้อมๆกัน นอกจากนี้สัญญาณ พิล็อทความถี่ 19 กิโลเฮิร์ตซ์จากการนำเอาพาหะรอง 38 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าวงจรหาร 2 ก็ป้อนให้ภาคส่งด้วยเช่นกัน สัญญาณทั้งหมดนี้จะมอดูเลตแบบ FM (โดยใช้พาหะหลักร่วมกัน)

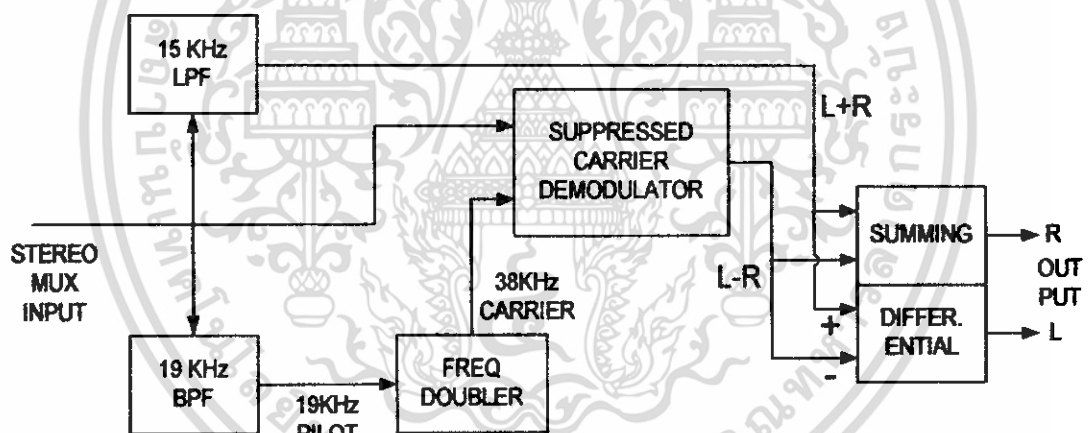
มาตรฐานวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดไว้ว่าความถี่เบี่ยงเบนจะต้องเท่ากับ ±75 กิโลเฮิร์ตซ์ ไม่ว่าจะป้อนโมโนหรือสเตอริโอ ดังนั้นในระบบสเตอริโอ สัญญาณเสียงจะต้องลดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตลงเล็กน้อยเนื่องจากเราต้องมอดูเลตสัญญาณ พิล็อท 19 กิโลเฮิร์ตซ์ไปด้วย สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พล็อตนี้จะมอดูเลตไว้ 10 เปอร์เซ็นต์ของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือ ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ \times 10 เปอร์เซ็นต์ = ± 7.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตจึงมอดูเลตลดลงไปอีก 90 เปอร์เซ็นต์ หรือ ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ \times 90 เปอร์เซ็นต์ = ± 67.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ปริมาณการมอดูเลต 90 เปอร์เซ็นต์ กับ 100 เปอร์เซ็นต์ ผิดกันเพียง 10 เปอร์เซ็นต์เท่านั้น ผู้ฟังจะสังเกตไม่ออกว่าความดังลดลง

สังเกตว่า ในส่วนที่จะเข้ามามอดูเลต 90 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณเสียงนี้ ยังจะต้องแบ่งอีก 2 ส่วนสำหรับ (L+R) กับ (L-R) เท่ากันอีก แต่ความจริงไม่เป็นเช่นนั้น เพราะสัญญาณ (L+R) กับ (L-R) รวมกันจะไม่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า เนื่องจากเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่ามาก สัญญาณ (L-R) จะมีค่าน้อยและในทางกลับกันเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่าน้อย สัญญาณ (L-R) จะมีค่ามาก ดังนั้นการเบี่ยงเบนความถี่จะไม่มีโอกาสเกินได้

5.2 เครื่องรับ FM สเตอริโอแม็ลติเพล็กซ์



รูปที่ 5.3 เครื่องรับวิทยุ FM สเตอริโอแม็ลติเพล็กซ์

เครื่องรับสเตอริโอจะนำสัญญาณที่รับได้มากรองแยกเอาแต่ละส่วนออกมาโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาซซึ่งจะได้ความถี่ต่ำผ่าน 15 กิโลเฮิร์ตซ์ และกรองเอาสัญญาณ (L+R) และใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสเพื่อกรองสัญญาณพาหะไฟลิต 19 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้วนำสัญญาณไฟลิตเข้าวงจรคูณ 2 กลายเป็นสัญญาณพาหะรอง 38 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่มีความถี่และเฟสสอดคล้องกับพาหะรองที่เครื่องส่ง นำสัญญาณแม็ลติเพล็กซ์ และสัญญาณ 38 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าสู่วงจรดีมอดสัญญาณ จะได้สัญญาณ (L-R) เมื่อได้สัญญาณ (L-R) กับ (L+R) จะแยกนำไปรวมกันที่วงจร Summing เพื่อแยกสัญญาณเสียงแชนเนลขวา (R) และวงจร Differential เพื่อแยกสัญญาณเสียงแชนเนล ซ้าย (L) ออกไปยังลำโพงแต่ละข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

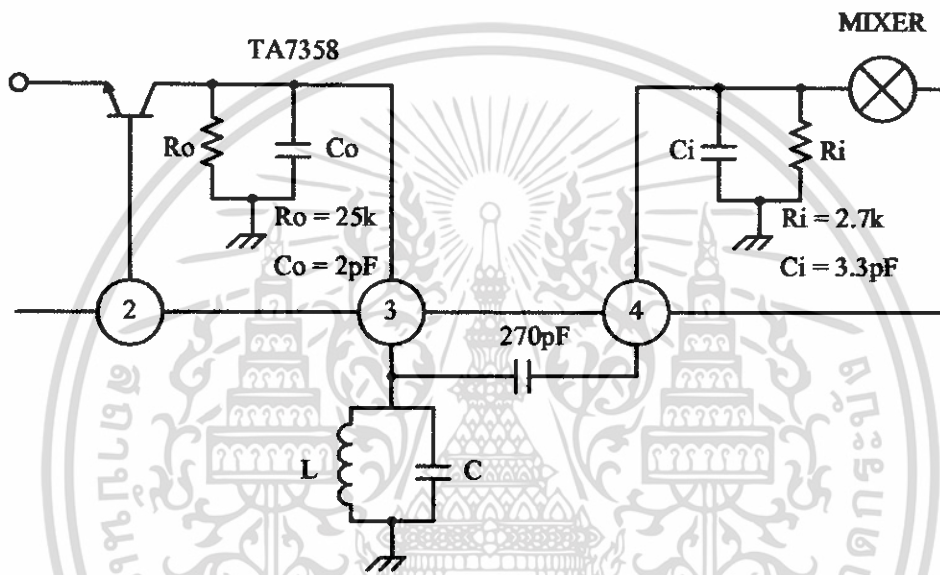
บทที่ 6

การออกแบบและผลการทดลอง

6.1 การออกแบบของเครื่องรับวิทยุ

6.1.1 การออกแบบส่วนของไอซีเบอร์ TA7358 ของเครื่องรับวิทยุ

ที่ขา 3 หาค่า L, C ขนาน



รูปที่ 6.1 ส่วนของไอซีเบอร์ TA 7358

$$f_{in} = 23.350\text{MHz} - 24.890\text{MHz}$$

$$f_o = \sqrt{f_{min} \cdot f_{max}} = 24.108\text{MHz}$$

กำหนดค่า $L = 2.7\ \mu\text{H}$

จาก $\omega^2 = \frac{1}{LC_T} \quad ; \omega = 2\pi f$

$$C_T = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{2.7 \times 10^{-6} \times (2\pi \times 24.108 \times 10^6)^2} = 18.16\text{pF}$$

$$C = C_T - 2\text{pF} = 16.16\text{pF}$$

จะได้ $Q_p = \omega_p R_T C_T$

$$Q_p = (2\pi \times 24.108 \times 10^6) \times (25 \times 10^3) \times (18.16 \times 10^{-12})$$

$$Q_p = 68.768$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW = \frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{(2\pi \times 24.108 \times 10^6)}{68.768} = 2.203 \text{ MHz}$$

6.1.2 การออกแบบส่วนของวงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ

วงจรกรองความถี่ต่ำสำหรับการใช้งานเฟสล็อกถูกเป็นวงจรตั้งแคราะห์ความถี่ สำหรับวงจรตั้งแคราะห์ความถี่ที่มีค่าความถี่สูงๆ จะมีการต่อ C_2 เพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำหน้าที่กำจัดความถี่ที่มีค่ามากกว่า τ_2 มากๆทิ้งไป โดยทั่วไปจะใช้ ค่าที่ $\tau_2 \times 10^7$ LPF ภายใต้เงื่อนไขนี้ จะเพิ่มการกำจัด

$$\text{ความถี่ที่ } \omega = \frac{1}{R_2 C_2}$$

F_{OUT} อยู่ในช่วงความถี่ 34.2 – 35.4 MHz

$$F_{\text{ref}} = 50 \text{ kHz} : F_{\text{X-TAL}} = 4 \text{ MHz}, \div R = 80$$

$$N_{\text{RANGE}} = 684 - 708$$

$$N_T = 684 - 708$$

$$N_{\text{MEAN}} : \bar{N} : \sqrt{N_{\text{MAX}} \cdot N_{\text{MIN}}} = 695.9$$

PD Type : PFD (3 state PFD)

PD output : $\Delta V_{\text{outPD}} = 4.5 \text{ V}$

$$K_d = \Delta V_{\text{outPD}} / 4\pi = 0.3581 \text{ V/Rad}$$

$$f_{\text{VCO min}} \approx 33.6 \text{ MHz ที่แรงดัน } 1.2 \text{ V}$$

$$f_{\text{VCO max}} \approx 36.0 \text{ MHz ที่แรงดัน } 4.0 \text{ V}$$

$$K_{\text{VCO}} \approx \frac{2\pi(2.4)}{2.8} \approx 5.386 \text{ M Rad/Sec V}$$

$$\Delta\omega_{\text{MAX}} \text{ at PD} = 2\pi \left(\frac{f_{\omega \text{MAX}}}{N_{\text{MIN}}} - F_{\text{ref}} \right) = 22.05 \text{ kRad/Sec}$$

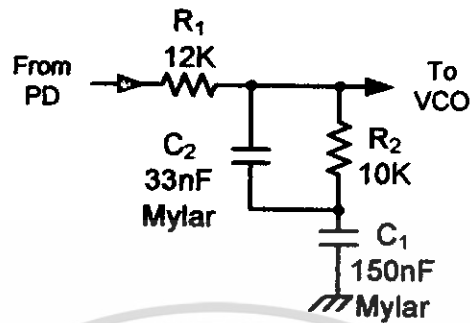
$$\Delta\omega_{\text{MAX}} \text{ at PD} \leq \Delta\omega_{\text{po}} \text{ at PD} < 2\pi F_{\text{ref}}$$

Let $\Delta\omega_{\text{po}} \approx 25.0 \text{ KRad/Sec}$

Let Damping : $\delta \approx 1.14$

$$\omega_n \approx \Delta\omega_{\text{po}} / (11.55(\delta + 0.5)) \approx 1.32 \text{ KRad/Sec}$$

6.1.3 ออกแบบค่าต่างๆของอุปกรณ์ของวงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 6.2 วงจร LPF ของเครื่องรับวิทยุ

$$K_d \approx 0.3581V / \text{Rad} : K_{VCO} \approx 5.386M \frac{\text{Rad} / \text{Sec}}{V}$$

$$K = K_d \cdot K_{VCO} \approx 1.929M \text{Sec}^{-1}$$

$$F_{ref} = 50KHz = 314.2K \text{Rad} / \text{Sec}$$

$$N_{TMAX} = 708, N_{TMIN} = 684$$

$$N_T = \sqrt{N_{TMAX} \cdot N_{TMIN}} \approx 348$$

$$\omega_n \approx 1320 \text{Rad} / \text{Sec} : \delta \approx 1.14$$

สำหรับ $\omega_{p2} \gg \omega_z$

$$F(s) = \frac{\omega_{p1}\omega_{p2}}{\omega_z} \cdot \frac{S + \omega_z}{(S + \omega_{p1})(S + \omega_{p2})}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{C_2 R_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{op2} C_2}; R_{op2} = R_1 // R_2$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{N_T \omega_n^2} = 3.181 \text{mSec}$$

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} \cdot \frac{N_T}{K} = 1.547 \text{mSec}$$

$$\tau_1 = (\tau_1 + \tau_2) - \tau_2 = 1.634 \text{mSec}$$

เลือกใช้ $C_1 = 150 \text{nF}$

| Condition | δ |
|-------------------------|----------|
| Minimize Noise BW | 0.5 |
| Minimize Pull in Time | 0.707 |
| Maximize Sweep Rate | 0.7-1.0 |
| Maximize Pull Out | 0.81 |
| Minimize flicker-jitter | 1.14 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} = 10.89K\Omega \quad \text{Let } R_1 = 12K\Omega$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = 10.31K\Omega \quad \text{Let } R_2 = 10K\Omega$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)} = 303.0\text{Rad/Sec} : \tau_2 = 1.5\text{mSec}$$

$$\frac{10}{\tau_2} \leq \omega_{p2} \leq 0.1\omega_{Ref} \quad \text{Let } \omega_{p2} \approx 5.0K\text{Rad/Sec}$$

$$R_{\alpha p2} = R_1 / R_2 = 5455\Omega : C_2 = 1/(\omega_{p2} R_{\alpha p2}) = 0.0367\mu F$$

เลือกใช้ $C_2 = 0.033\mu F$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_2 R_{\alpha p2}} = 5.55K\text{Rad/Sec}$$

จะได้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$R_1 = 12K\Omega, \quad R_2 = 10K\Omega$$

$$C_1 = 150nF, \quad C_2 = 0.033\mu F$$

6.1.4 การออกแบบส่วนของ VCO ของเครื่องรับวิทยุ

$$f_{\min} \approx 33.60[34.20]\text{MHz} \quad \text{No Mod}$$

$$f_{\max} \approx 36.00[35.40]\text{MHz}$$

$$\text{Collector Load } R_{LC} \approx 0\Omega, C_{LC} \approx \infty pF$$

$$\text{Emitter Load } R_{LE} \approx 10K\Omega, C_{LE} \approx 20.0 pF$$

$$C_{FIX} \max \leq 78.02 pF$$

$$L_{\min} \geq 33.99nH \quad (\text{wire Limit})$$

$$L_{\min} \geq 393.9nH \quad (\Delta C \text{ Limit})$$

$$L_{\max} \leq 491.7nH \quad (C_{FIX} \text{ Limit})$$

$$\text{ใช้ค่า } L \approx 270.0nH$$

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ BF240 คือ

$$I_{CQ} \approx 0.75mA \quad V_{CEQ} \approx 0.77V$$

$$V_{BE} \approx 0.6578V \quad r_{ce} \approx 155.3K\Omega$$

$$\beta_o = 135.6A/A \quad r_{bc} \approx 21.07M\Omega$$

$$r_{bb} \approx 10.0\Omega$$

$$r_{bc} \approx 4.675K\Omega \quad c_{bc} \approx 0.8308PF$$

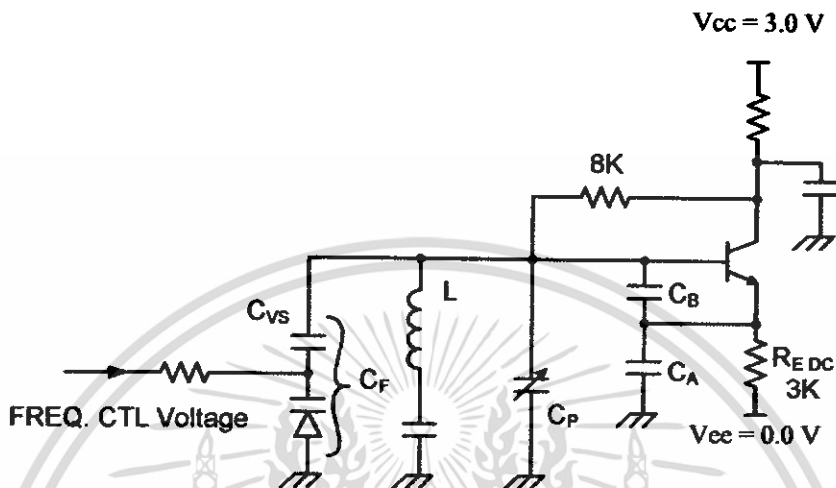
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m \approx 29.01 mS$$

$$|\beta_{MAX}| \approx 9.238 A/A$$

$$C_{v'e} \approx 13.02 pF$$

$$F_T \approx 333.3 MHz$$



รูปที่ 6.3 วงจร VCO ของเครื่องรับวิทยุ

VCO ; $C_{TOTAL} F_{max} \approx 72.39 pF$

$C_{vs} = 180.0 pF$ $C_p \approx 24.04 pF$

$\Delta C_f \approx 10.75 pF$

$C_{f min} \approx 33.27 pF$ $C_{f max} \approx 48.02 pF$

C_A ; $C_{ATOTAL} = C_A + C_{LE}$ $C_A \geq 0 pF$

ใช้ $C_A = 47.0 pF$

C_B ; $C_{BTOTAL} = C_B + C_{v'e}$ $C_B \geq 0 pF$

ใช้ $C_B = 22.0 pF$

VCO VARICAP (MV2111) ;

$C_{min} \approx 47.00 pF / 4.0V$

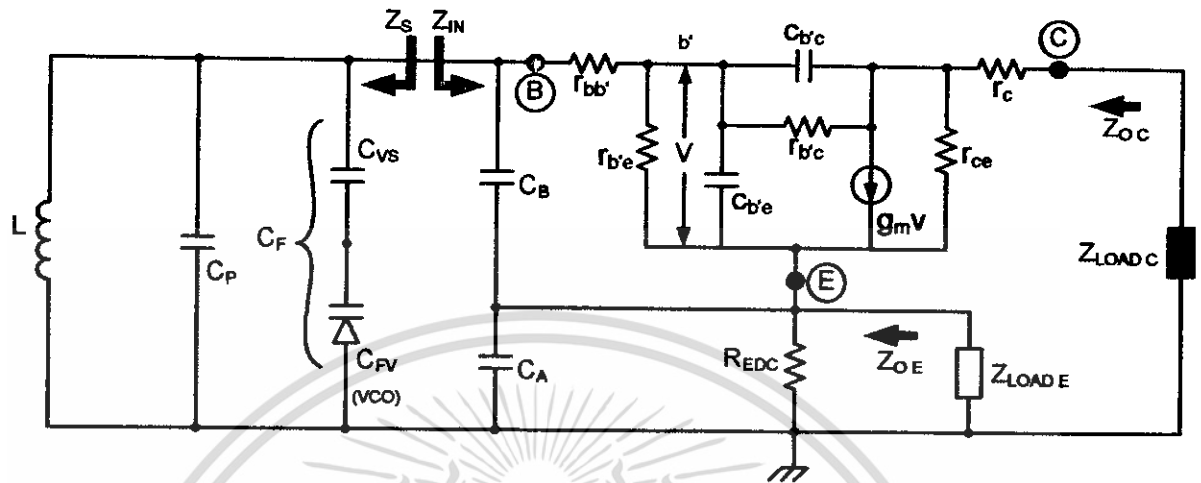
$r_{P(F max)} \geq 63.19 K\Omega$

$C_{max} \approx 65.50 pF / 1.5V$

$r_{P(F min)} \geq 28.07 K\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.5 OSCILLATOR ANALYSIS ของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 6.4 วงจร OSCILLATOR ของเครื่องรับวิทยุ

FREQ = 33.60 MHz

TRANSISTOR $I_Q \approx 0.75mA$

$V_{CE} \approx 0.77V$

$Z_{INP} \approx -438.4 // -j458.2\Omega$

$C_{INP} = 10.34pF$

$Z_{INS} \approx -228.9 // -j219.0\Omega$

$C_{INS} = 21.63pF$

$r_{PL} \approx 6.718K\Omega$

$r_{P\text{varicap}} \approx 28.07K\Omega$

$Z_S \approx 3372 // +j458.2 \approx 61.12 + j449.9\Omega$

EMITTER OUTPUT ; $\frac{V_e}{V_b} \approx 0.7361 - j0.3255$, $\left| \frac{V_e}{V_b} \right| \approx 0.8048v/v$

$Z_{OE} \approx -108.5 // +j202.1 \approx -84.25 + j45.23\Omega$

STERN stability Factor : $K \approx 0.1989$

OSCILLATOR Circuit CC Yparameters ; $Y_{11C} \approx 0.2922 + j7.421mS$

$Y_{21C} \approx -26.45 - j6.302mS$

$Y_{12C} \approx -0.2916 - j7.245mS$

$Y_{22C} \approx 26.450 + j6.3070mS$

Linville Stb. Fctr : $C \approx 3.691$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

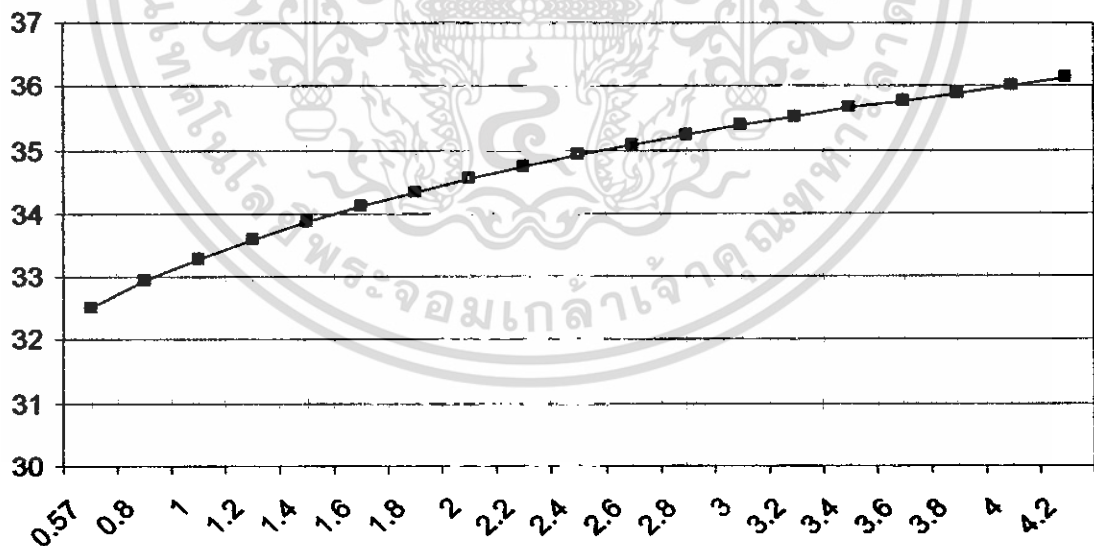
6.1.6 ผลการทดลองส่วนของ VCO ของเครื่องรับวิทยุ

ส่วนของ VCO โดยการป้อนแรงดันผ่าน R 20 k Ω ที่ต่ออยู่กับ MV2111 ได้ผลตามตารางที่ 6.1

| V (v) | f _{out} (MHz) | V (v) | f _{out} (MHz) |
|-------|------------------------|-------|------------------------|
| 0.57 | 32.518 | 2.6 | 35.08 |
| 0.8 | 32.957 | 2.8 | 35.231 |
| 1 | 33.297 | 3 | 35.382 |
| 1.2 | 33.595 | 3.2 | 35.526 |
| 1.4 | 33.861 | 3.4 | 35.653 |
| 1.6 | 34.108 | 3.6 | 35.775 |
| 1.8 | 34.322 | 3.8 | 35.899 |
| 2 | 34.547 | 4 | 36.015 |
| 2.2 | 34.724 | 4.2 | 36.122 |
| 2.4 | 34.918 | 4.27 | 36.156 |

ตารางที่ 6.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุตเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงของเครื่องรับวิทยุ

สามารถพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ได้ดัง
กราฟที่แสดงด้านล่าง



รูปที่ 6.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ของเครื่องรับวิทยุ

6.2 การออกแบบของเครื่องส่งวิทยุ

6.2.1 การออกแบบส่วนของ VCO ของเครื่องส่งวิทยุ

$$f_{min} \approx 22.90[23.50]MHz$$

$$f_{max} \approx 25.50[24.70]MHz$$

$$MOD\ Deviation \approx 67.50\ KHz\ 90\% \text{ of } 75K$$

$$\text{Collector Load } R_{LC} \approx 400\Omega, C_{LC} \approx 0\ pF$$

$$\text{Emitter Load } R_{LE} \approx 50K\Omega, C_{LE} \approx 10\ pF$$

$$C_{FLX}\ max \leq 71.78\ pF$$

$$L_{min} \geq 34.25\ nH \quad (\text{wire Limit})$$

$$L_{min} \geq 743.7\ nH \quad (\Delta C\ \text{Limit})$$

$$L_{max} \leq 1257\ nH \quad (C_{FLX}\ \text{Limit})$$

$$\text{ใช้ค่า } L \approx 820.0\ nH$$

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ MPSH10 คือ

$$I_{CQ} \approx 1.60\ mA$$

$$V_{CEQ} \approx 2.75\ V$$

$$V_{BE} \approx 0.6845\ V$$

$$r_{ce} \approx 56.25\ K\Omega$$

$$\beta_o = 65.18\ A/A$$

$$r_{b'e} \approx 3.666\ M\Omega$$

$$r_{b'b} \approx 10.0\ \Omega$$

$$r_{b'e} \approx 1053\ \Omega$$

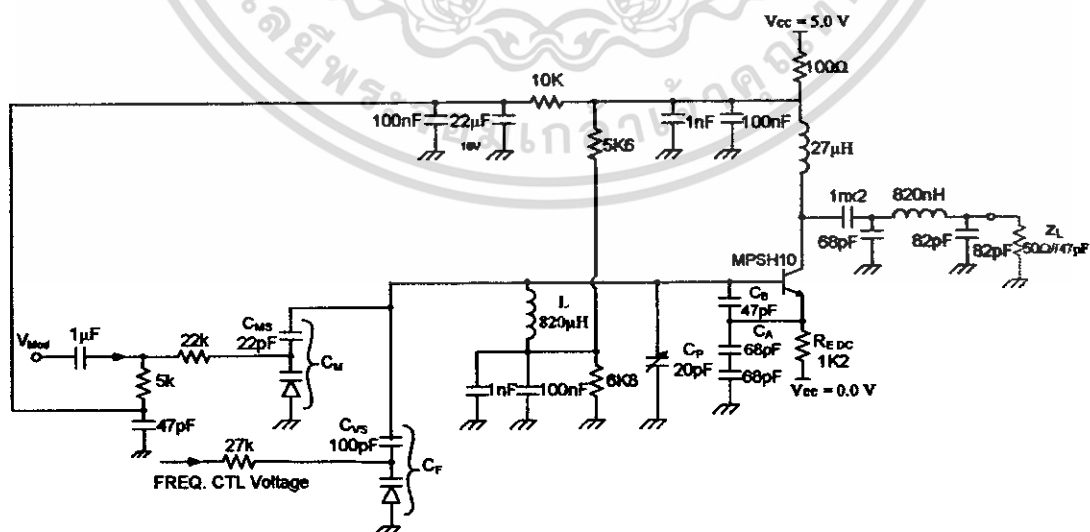
$$C_{b'e} \approx 0.7518\ PF$$

$$g_m \approx 61.89\ m\varsigma$$

$$C_{b'e} \approx 11.44\ PF$$

$$|\beta_{MAX}| \approx 28.49\ A/A$$

$$F_T \approx 807.6\ MHz$$



รูปที่ 6.6 วงจร VCO ของเครื่องส่งวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO ; $C_{TOTAL} F_{max} \approx 47.51 pF$

$C_{VS} = 100.0 pF$ $C_p \approx 11.66 pF$

$\Delta C_F \approx 11.95 pF$

$C_{Fmin} \approx 24.81 pF$ $C_{Fmax} \approx 36.77 pF$

C_A ; $C_{ATOTAL} = C_A + C_{LE}$

$C_{A total} \geq 39.54 pF$

$C_A \geq 29.54 pF$

ใช้ $C_A = 37.38 pF$

C_B ; $C_{BTOTAL} = C_B + C_{b'e}$

$C_{B total} \geq 43.58 pF$

$C_B \geq 32.14 pF$

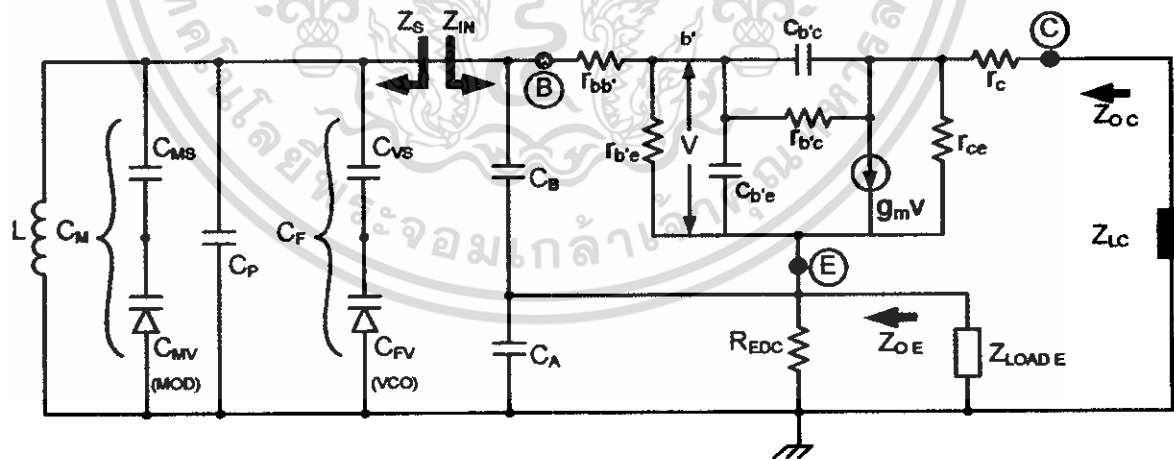
ใช้ $C_B = 47.0 pF$

VCO VARICAP (MV2109) ;

$C_{min} \approx 33.00 pF / 4.0V$ $r_{P(Fmax)} \geq 98.20 K\Omega$

$C_{max} \approx 58.14 pF / 0.75V$ $r_{P(Fmin)} \geq 24.69 K\Omega$

6.2.2 OSCILLATOR ANALYSIS ของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 6.7 วงจร OSCILLATOR ของเครื่องส่งวิทยุ

FREQ (f min)= 22.90 MHz

TRANSISTOR $I_Q \approx 1.60 mA$

$V_{CE} \approx 2.75V$

$Z_{INP} \approx -775.2 // -j1239\Omega$

$C_{INP} = 5.611 pF$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{INS} \approx -557.0 // -j348.6\Omega \quad C_{INS} = 19.93\text{pF}$$

$$r_{PL} \approx 6.962\text{K}\Omega \quad r_p(\text{vco VRC}) \approx 12.19\text{K}\Omega$$

$$r_p(\text{mod VRC}) \approx 20.75\text{K}\Omega$$

$$r_p(\text{VRC total}) \approx 7.954\text{K}\Omega$$

$$Z_S \approx 3712 // + j1239 \approx 371.8 + j1115\Omega$$

$$\text{COLLECTOR OUTPUT ; } \frac{V_c}{V_b} \approx -1.208 - j2.211, \quad \left| \frac{V_c}{V_b} \right| \approx 2.519\text{v/v}$$

$$Z_{OC} \approx 1290 // + j2698 \approx 1050 + j502.2\Omega$$

$$\text{STERN stability Factor : } K \approx -2.750$$

$$\text{EMITTER OUTPUT ; } \frac{V_e}{V_b} \approx 0.9461 - j0.1355, \quad \left| \frac{V_e}{V_b} \right| \approx 0.9558\text{v/v}$$

$$Z_{OE} \approx -347.3 // + j473.8 \approx -225 + j165.6\Omega$$

$$\text{STERN stability Factor : } K \approx 0.2897$$

$$\text{OSCILLATOR Circuit CE Y parameters ; } Y_{11e} \approx -1.030 + j0.6840\text{mS}$$

$$Y_{21e} \approx 2.740 + j5.642\text{mS}$$

$$Y_{12e} \approx 6.455 - j113.9\mu\text{S}$$

$$Y_{22e} \approx -13.44 + j119.6\mu\text{S}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx -1.131$$

$$\text{OSCILLATOR Include } C_B \text{ CC Y parameters ; } Y_{11c} \approx 0.9308 + j8.282\text{mS}$$

$$Y_{21c} \approx -45.61 - j6.007\text{mS}$$

$$Y_{12c} \approx -0.9288 - j8.175\text{mS}$$

$$Y_{22c} \approx 45.63 + j6.067\text{mS}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx 4.128$$

$$\text{OSCILLATOR Circuit CC Y parameters ; } Y_{11c} \approx 1.188 + j10.16\text{mS}$$

$$Y_{21c} \approx -45.17 - j4.978\text{mS}$$

$$Y_{12c} \approx -1.179 - j10.06\text{mS}$$

$$Y_{22c} \approx 45.19 + j5.036\text{mS}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx 4.417$$

$$\text{FREQ (f max) = 25.50 MHz}$$

$$\text{TRANSISTOR } I_Q \approx 1.60\text{mA} \quad V_{CE} \approx 2.75\text{V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Z_{INP} &\approx -643.6 // -j1005\Omega & C_{INP} &= 6.209\text{ pF} \\
 Z_{INS} &\approx -453.8 // -j286.5\Omega & C_{INS} &= 21.79\text{ pF} \\
 r_{PL} &\approx 8.633\text{ K}\Omega & r_p(\text{vco VRC}) &\approx 21.18\text{ K}\Omega \\
 & & r_p(\text{mod VRC}) &\approx 21.05\text{ K}\Omega \\
 & & r_p(\text{VRC total}) &\approx 10.56\text{ K}\Omega
 \end{aligned}$$

$$Z_s \approx 4749 // +j1005 \approx 203.6 + j962.1\Omega$$

$$\text{COLLECTOR OUTPUT ; } \frac{V_c}{V_b} \approx -1.402 - j2.400, \left| \frac{V_c}{V_b} \right| \approx 2.780\text{ v/v}$$

$$Z_{OC} \approx 1454 // +j3217 \approx 1207 + j545.5\Omega$$

$$\text{STERN stability Factor : } K \approx -3.075$$

$$\text{EMITTER OUTPUT ; } \frac{V_e}{V_b} \approx 0.9383 - j0.1487, \left| \frac{V_e}{V_b} \right| \approx 0.9500\text{ v/v}$$

$$Z_{OE} \approx -292.4 // +j535.0 \approx -252.2 + j123.1\Omega$$

$$\text{STERN stability Factor : } K \approx 0.2682$$

$$\text{OSCILLATOR Circuit CE Y parameters ; } Y_{11e} \approx -1.259 + j0.8351\text{ mS}$$

$$Y_{21e} \approx 3.159 + j6.150\text{ mS}$$

$$Y_{12e} \approx 7.936 - j127.5\mu\text{S}$$

$$Y_{22e} \approx -16.50 + j134.4\mu\text{S}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx -1.151$$

$$\text{OSCILLATOR Include } C_B \text{ CC Y parameters ; } Y_{11c} \approx 0.9490 + j9.222\text{ mS}$$

$$Y_{21c} \approx -45.62 - j6.688\text{ mS}$$

$$Y_{12c} \approx -0.9466 - j9.102\text{ mS}$$

$$Y_{22c} \approx 45.64 + j6.756\text{ mS}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx 4.045$$

$$\text{OSCILLATOR Circuit CC Y parameters ; } Y_{11c} \approx 1.266 + j11.31\text{ mS}$$

$$Y_{21c} \approx -45.14 - j5.546\text{ mS}$$

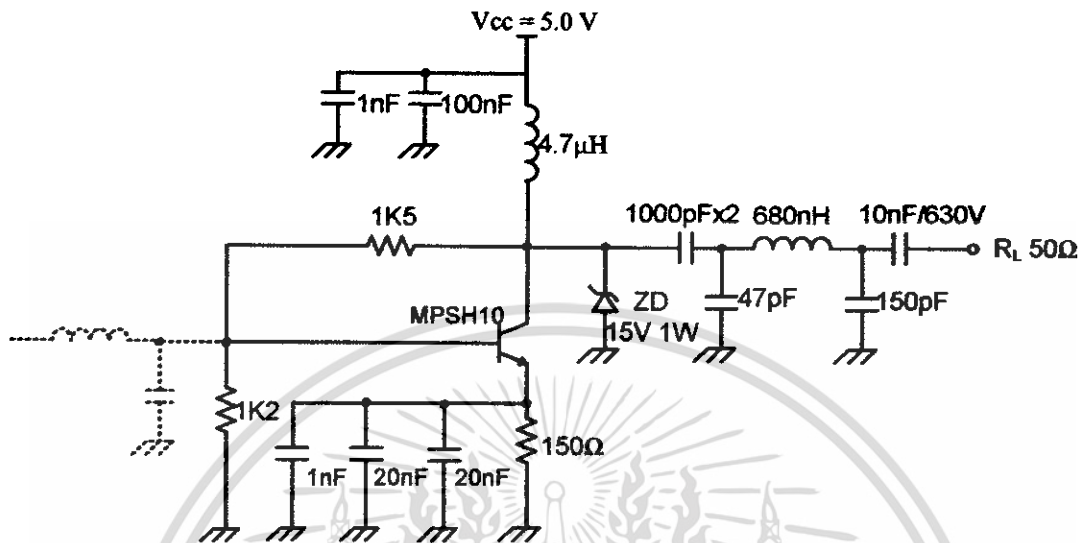
$$Y_{12c} \approx -1.255 - j11.19\text{ mS}$$

$$Y_{22c} \approx 45.16 + j5.611\text{ mS}$$

$$\text{Linville Stb. Fctr : } C \approx 4.276$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.3 AMPLIFIER CHARACTERISTICS ของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 6.8 RF AMPLIFIER ของเครื่องส่งวิทยุ

$FREQ \approx 24.10MHz$ Y parameters ; $Y_{11e} \approx 5.168 + j4.518mS$
 $Y_{21e} \approx 91.16 + j7.612mS$
 $Y_{12e} \approx -670.7 - j111.2\mu S$
 $Y_{22e} \approx 870.7 + j358.2\mu S$
 Linvill Stb. Fctr : $C \approx 0.8761$

$$Z'_s \approx 50.88 // + j135.0\Omega$$

$$Z'_L \approx 302.0 // + j1183\Omega$$

$$Z_{in} = Conj\{Z'_s\}, Z_{out} = Conj\{Z'_L\}$$

$$A_v \approx 21.73 / -21.72 - j0.7085 v/v$$

$$P_G \approx 79.53 w/w, 19.01dB$$

MAXIMUM GAIN :

STERN stability Factor : $K \approx 1018$

$$75\% \text{ class A } P_{o \max} \approx 10.5 dBm$$

$$Bw_{in} = 127.9MHz$$

$$Bw_{out} = 188.8MHz$$

$$75\% \text{ class B } P_{o \max} \approx 17.5 dBm$$

$$A_v \approx 10.86 / -10.86 - j0.3542 v/v$$

$$P_G \approx 19.88 w/w, 12.98dB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.4 การออกแบบส่วนของวงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ

F_{OUT} อยู่ในช่วงความถี่ 23.5 – 24.7 MHz

$$F_{ref} = 50kHz : F_{X-TAL} = 4MHz, \div R = 80$$

$$N_{RANGE} = 470 - 494$$

$$N_T = 470 - 494$$

$$N_{MEAN} : \bar{N} : \sqrt{N_{MAX} \cdot N_{MIN}} = 481.9$$

PD Type : PFD (3 state PFD)

PD output : $\Delta V_{outPD} = 4.75V$

$$K_d = \Delta V_{outPD} / 4\pi = 0.378 \text{ V/Rad}$$

$$f_{VCO_{min}} \approx 23.218MHz \text{ ที่แรงดัน } 1.0 \text{ V}$$

$$f_{VCO_{max}} \approx 24.996MHz \text{ ที่แรงดัน } 3.0 \text{ V}$$

$$K_{VCO} \approx 5.586M \frac{\text{Rad / Sec}}{\text{V}}$$

$$\Delta\omega_{MAX} \text{ at PD} = 2\pi \left(\frac{f_{MAX}}{N_{MIN}} - F_{ref} \right) = 16.04 \text{ kRad/Sec}$$

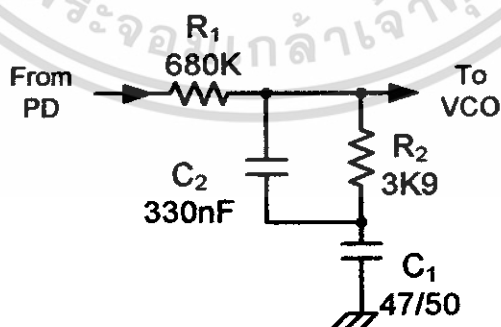
$$\Delta\omega_{MAX} \text{ at PD} \leq \Delta\omega_{po} \text{ at PD} < 2\pi F_{ref}$$

$$\text{Let } \Delta\omega_{po} \approx 219.7K\text{Rad / Sec}$$

$$\text{Let Damping : } \delta \approx 1.14$$

$$\omega_n \approx 11.60\text{Rad / Sec}$$

6.2.5 ออกแบบค่าต่างๆของอุปกรณ์ของวงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 6.9 วงจร LPF ของเครื่องส่งวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_d \approx 0.378V / \text{Rad} : K_{VCO} \approx 5.586M \frac{\text{Rad} / \text{Sec}}{V}$$

$$K = K_d \cdot K_{VCO} \approx 2.111M\text{Sec}^{-1}$$

$$F_{ref} = 50\text{KHz} = 314.2\text{KRad} / \text{Sec}$$

$$N_{TMAX} = 494, N_{TMIN} = 470$$

$$\overline{N_T} = \sqrt{N_{TMAX} \cdot N_{TMIN}} \approx 481.9$$

$$\omega_n \approx 11.60\text{Rad} / \text{Sec} : \delta \approx 1.14$$

สำหรับ $\omega_{p2} \gg \omega_z$

$$F(s) = \frac{\omega_{p1}\omega_{p2}}{\omega_z} \cdot \frac{S + \omega_z}{(S + \omega_{p1})(S + \omega_{p2})}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{C_2 R_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{op2} C_2} ; R_{op2} = R_1 // R_2$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{N_T \omega_n^2} = 32.55\text{Sec}$$

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} \frac{\overline{N_T}}{K} = 0.1966\text{Sec}$$

$$\tau_1 = (\tau_1 + \tau_2) - \tau_2 = 32.36\text{Sec}$$

เลือกใช้ $C_1 = 47\mu F$

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} = 688.5\text{K}\Omega \quad \text{Let } R_1 = 680\text{K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = 4.182\text{K}\Omega \quad \text{Let } R_2 = 3.9\text{K}\Omega$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)} = 31.11\text{mRad} / \text{Sec} : \omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} = 5.456\text{Rad} / \text{Sec}$$

$$10\omega_z \leq \omega_{p2} \leq 0.1\omega_{ref} \quad \text{Let } \omega_{p2} \approx 800\text{Rad} / \text{Sec}$$

$$R_{op2} = R_1 / R_2 = 3.9\text{K}\Omega : C_2 = 1/(\omega_{p2} R_{op2}) = 0.3205\mu F$$

เลือกใช้ $C_2 = 0.33\mu F$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_2 R_{op2}} = 777\text{Rad} / \text{Sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$R_1 = 680K\Omega \quad , \quad R_2 = 3.9K\Omega$$

$$C_1 = 47\mu F \quad , \quad C_2 = 0.33\mu F$$

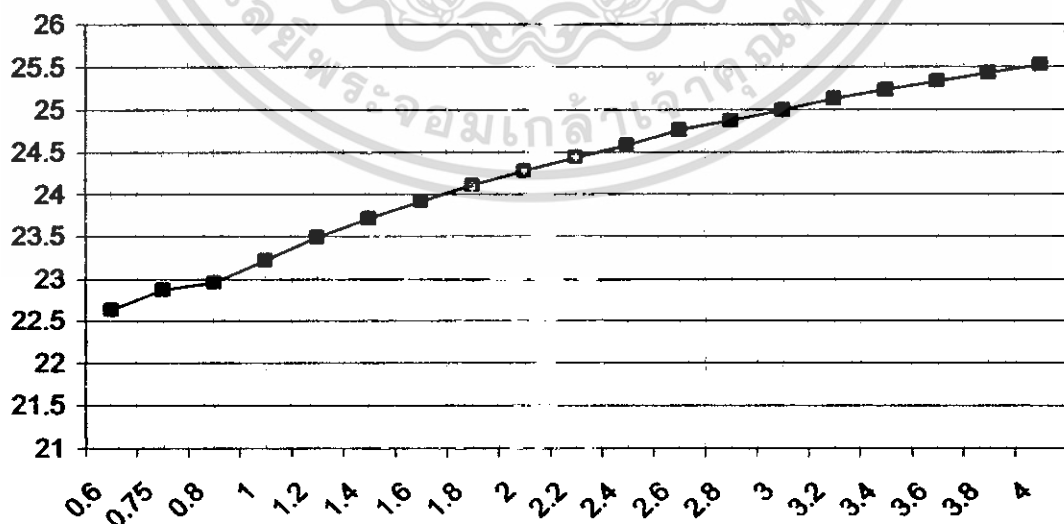
6.2.6 ผลการทดลองส่วนของ VCO ของเครื่องส่งวิทยุ

ส่วนของ VCO โดยการป้อนแรงดันผ่าน R 27 k Ω ที่ต่ออยู่กับ MV2109 ได้ผลตามตารางที่ 6.2

| V (v) | f _{out} (MHz) | V (v) | f _{out} (MHz) |
|-------|------------------------|-------|------------------------|
| 0.75 | 22.869 | 2.4 | 24.585 |
| 0.8 | 22.964 | 2.6 | 24.758 |
| 1 | 23.218 | 2.8 | 24.872 |
| 1.2 | 23.486 | 3 | 24.996 |
| 1.4 | 23.713 | 3.2 | 25.125 |
| 1.6 | 23.919 | 3.4 | 25.228 |
| 1.8 | 24.116 | 3.6 | 25.335 |
| 2 | 24.283 | 3.8 | 25.425 |
| 2.2 | 24.441 | 4 | 25.52 |

ตารางที่ 6.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุตเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงของเครื่องส่งวิทยุ

สามารถหึงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ได้ดังกราฟที่แสดงด้านล่าง



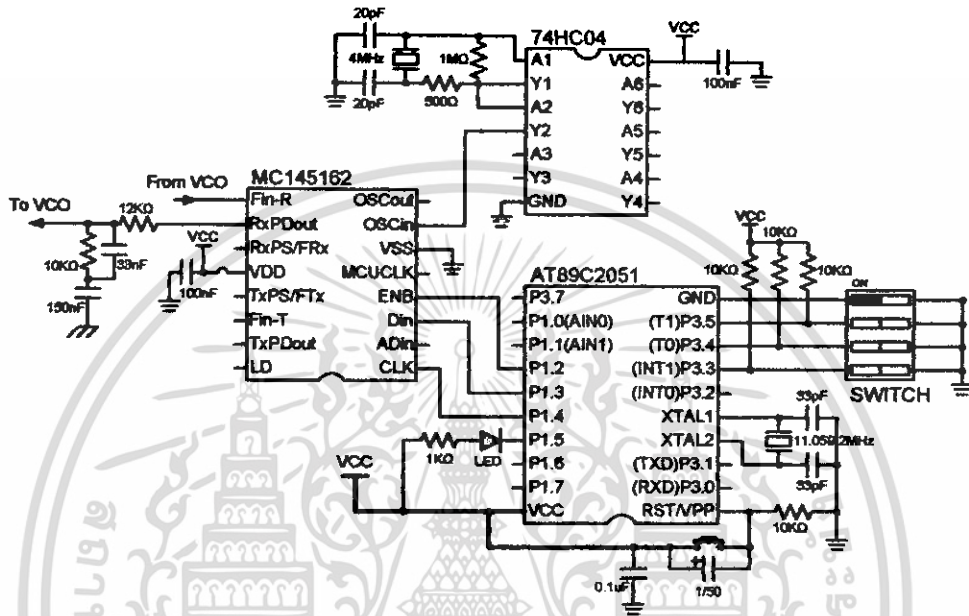
รูปที่ 6.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO ของเครื่องส่งวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

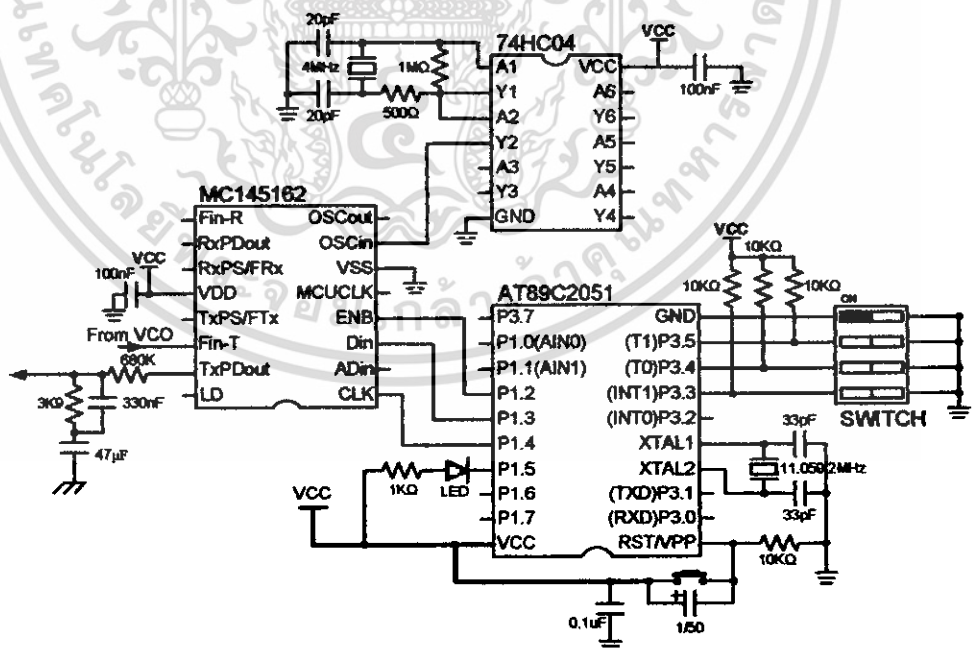
6.3 การออกแบบส่วนของเฟสลอคคูลป์ที่โปรแกรมการหาค่า R และ N ด้วย

ไมโครคอนโทรลเลอร์

สำหรับเฟสลอคคูลป์ที่โปรแกรมการหาค่า R และ N ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCS-51) มีวงจรดังรูป



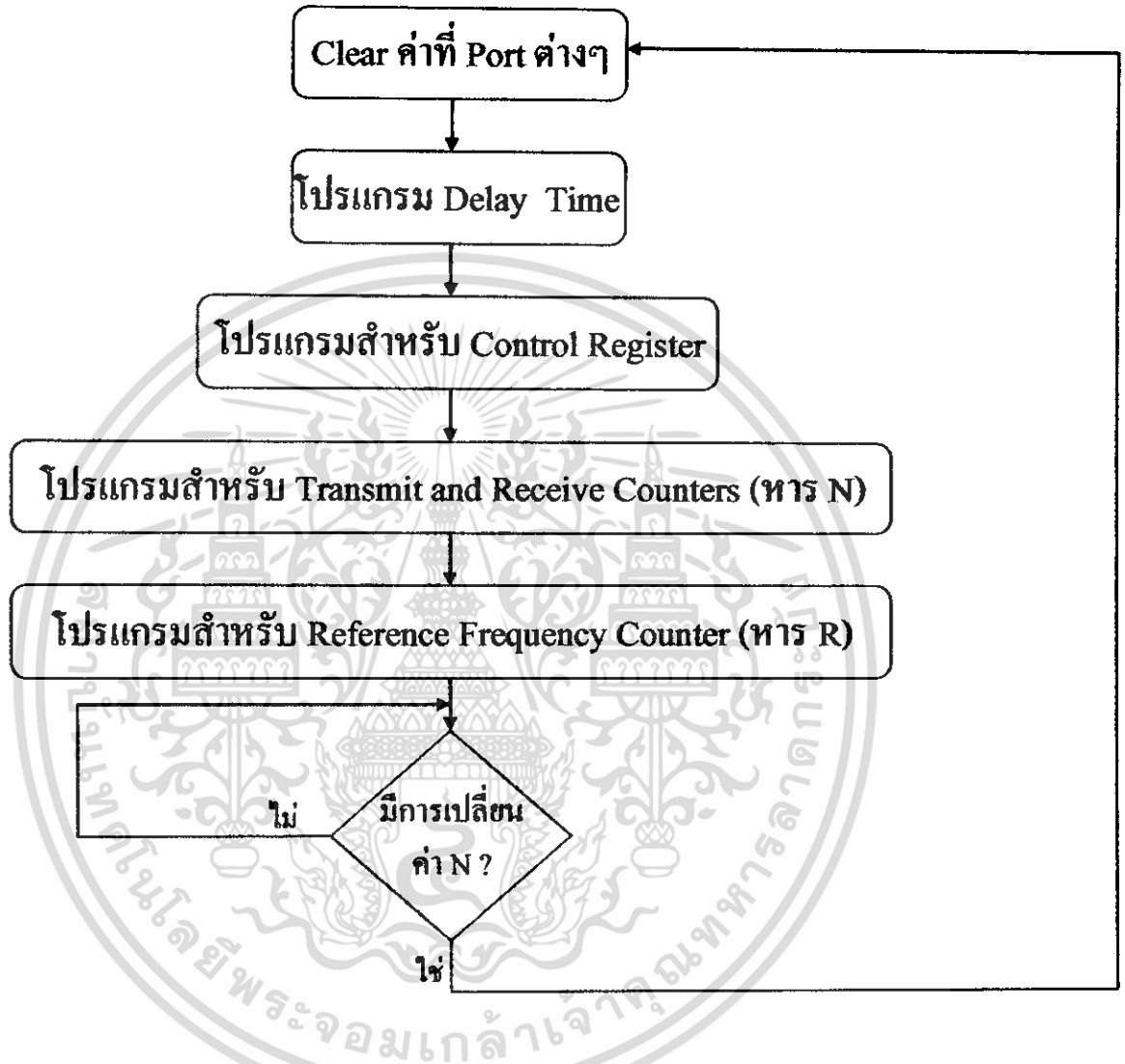
รูปที่ 6.11 การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 6.12 การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องส่งวิทยุ

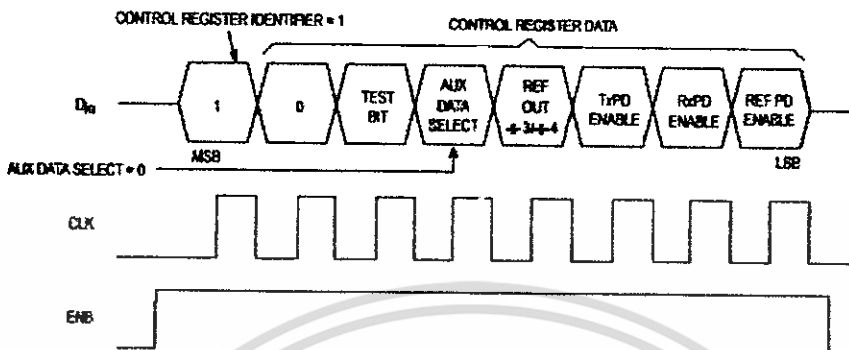
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียน Flowchart ของโปรแกรม ได้ดังนี้



รูปที่ 6.13 แสดง Flowchart ของโปรแกรมใน MCS-51

ส่วนของโปรแกรมสำหรับ Control Register ป้อนค่า Din , ENB , CLK จาก Timing Diagram ดังรูป

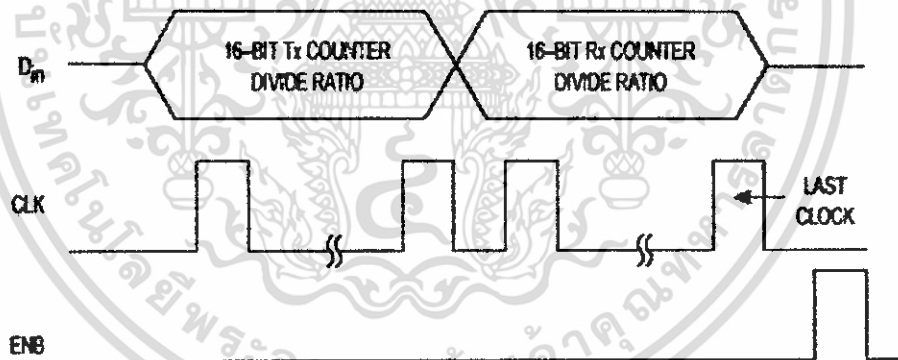


NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Programming Format for Control Register (3-Pin Interfacing Scheme)

รูปที่ 6.14 Timing Diagram ของส่วน Control Register

ส่วนของโปรแกรมสำหรับ Transmit and Receive Counters (หาร N) ป้อนค่า Din , ENB , CLK จาก Timing Diagram ดังรูป



NOTE: ENB must be low during the serial transfer

Programming Format for Transmit and Receive Counters (3-Pin Interfacing Scheme)

รูปที่ 6.15 Timing Diagram ของส่วน Transmit and Receive Counters (หาร N)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าหาร N ทั้งหมด 7 ค่า (7 channel) ของเครื่องรับวิทยุ มีดังนี้

N = 684 = 0000001010101100

N = 688 = 0000001010110000

N = 692 = 0000001010110100

N = 696 = 0000001010111000

N = 700 = 0000001010111100

N = 704 = 0000001011000000

N = 708 = 0000001011000100

เครื่องรับวิทยุสามารถทำการ โปรแกรม โดยการเซตค่า Channel จากคิพสวิดซ์ ได้ค่าดัง

ตาราง

| N | Channel number | P3.3 (BIT 2) | P3.4 (BIT 1) | P3.5 (BIT 0) |
|----------------------|----------------|--------------|--------------|--------------|
| 684 | 0 | 0 (ON) | 0 (ON) | 0 (ON) |
| 688 | 1 | 0 (ON) | 0 (ON) | 1 (OFF) |
| 692 | 2 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 0 (ON) |
| 696 | 3 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 1 (OFF) |
| 700 | 4 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 0 (ON) |
| 704 | 5 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 1 (OFF) |
| 708 | 6 | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 0 (ON) |
| - | - | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 1 (OFF) |
| No channel (LED ติด) | | | | |

ตารางที่ 6.3 แสดงการ โปรแกรมค่าหาร N จากคิพสวิดซ์ของเครื่องรับวิทยุ

มีค่าหาร N ทั้งหมด 7 ค่า (7 channel) ของเครื่องส่งวิทยุ มีดังนี้

N = 470 = 0000000111010110

N = 474 = 0000000111011010

N = 478 = 0000000111011110

N = 482 = 0000000111100010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$N = 486 = 0000000111100110$

$N = 490 = 0000000111101010$

$N = 494 = 0000000111101110$

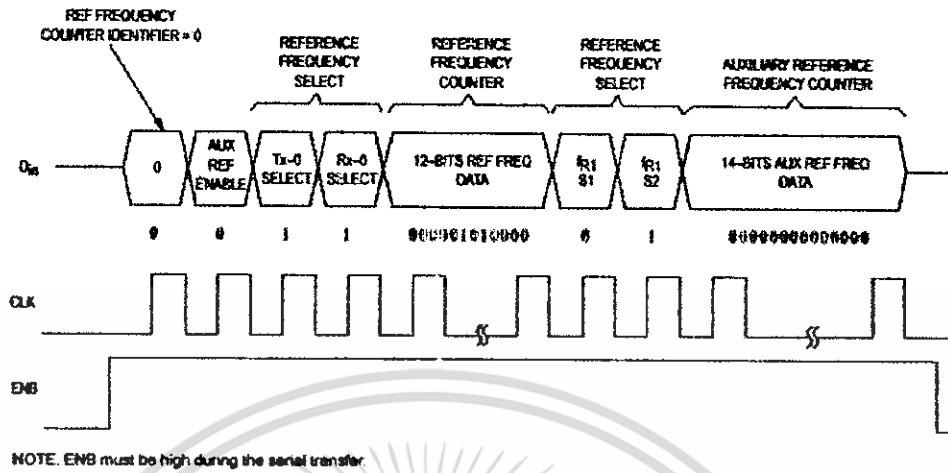
เครื่องส่งวิทยุสามารถทำการโปรแกรมโดยการเซตค่า Channel จากคิพสวิดซ์ ได้ค่าดัง

ตาราง

| N | Channel number | P3.3 (BIT 2) | P3.4 (BIT 1) | P3.5 (BIT 0) |
|------------------------|----------------|--------------|--------------|--------------|
| 470 | 0 | 0 (ON) | 0 (ON) | 0 (ON) |
| 474 | 1 | 0 (ON) | 0 (ON) | 1 (OFF) |
| 478 | 2 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 0 (ON) |
| 482 | 3 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 1 (OFF) |
| 486 | 4 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 0 (ON) |
| 490 | 5 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 1 (OFF) |
| 494 | 6 | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 0 (ON) |
| - | - | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 1 (OFF) |
| No channel (LED ติด) | | | | |

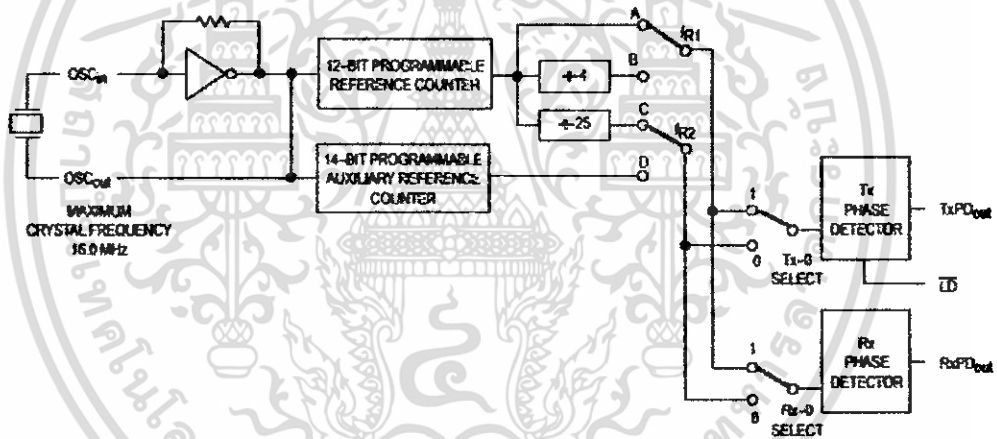
ตารางที่ 6.4 แสดงการโปรแกรมค่าหาร N จากคิพสวิดซ์ของเครื่องส่งวิทยุ

ส่วนของโปรแกรมสำหรับ Reference Frequency Counter (หาร R) ป้อนค่า Din , ENB , CLK จาก Timing Diagram และเลือกใช้ Register ดังรูป



Reference Frequency Counter/Selection Programming Mode

รูปที่ 6.16 Timing Diagram ของส่วน Reference Frequency Counter (M75 R)



รูปที่ 6.17 แสดงการเลือกใช้ Register ภายใน IC MC145162

โดยที่

$$Din = 00110000010100000100000000000000$$

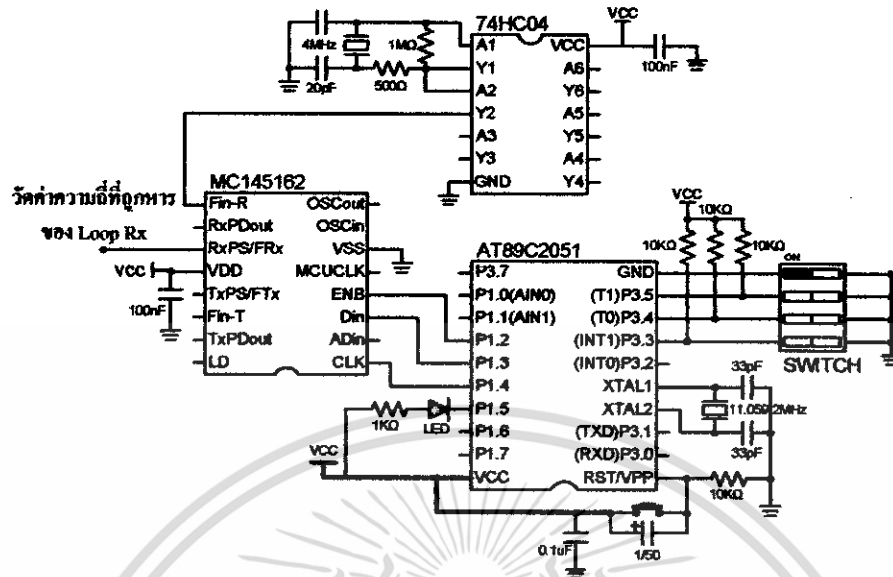
$$F_{x-tal} = 4 \text{ MHz}$$

$$R = 80$$

$$F_{ref} = 50 \text{ kHz}$$

สุดท้ายสำหรับการทดสอบความถูกต้องโปรแกรมสำหรับ Transmit and Receive Counters (หาร N) ต่อวงจรเพื่อใช้สำหรับการทดสอบได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.18 วงจรสำหรับทดสอบความถูกต้องของโปรแกรมหาร N

สำหรับการเช็คค่า Rx ทำการป้อนความถี่ให้ที่ขา fin-R แล้ววัดค่าที่ขา RxPS/FRx ถ้าโปรแกรมหาร N ทำงาน ได้ถูกต้องค่าที่วัดได้ที่ขา RxPS/FRx จะต้องมีค่าเท่ากับความถี่ที่ป้อนให้ที่ขา fin-R หารด้วย N เช่นเดียวกันการเช็คค่า Tx ทำการป้อนความถี่ให้ที่ขา fin-T แล้ววัดค่าที่ขา TxPS/FTx เช่นเดียวกับ Rx ที่ขา TxPS/FTx จะต้องมีค่าเท่ากับความถี่ที่ป้อนให้ที่ขา fin-T หารด้วย N ได้ผลการทดสอบดังตาราง

| N | Channel number | P3.3 (BIT 2) | P3.4 (BIT 1) | P3.5 (BIT 0) | ค่าความถี่ที่วัดได้ที่ขา test ของทั้งสองขง (ขาTxPS/FTX และขา RxPS/FRX) |
|------------------------|----------------|--------------|--------------|--------------|---|
| 684 | 0 | 0 (ON) | 0 (ON) | 0 (ON) | 9.357 kHz (6.4 MHz ÷ 684) |
| 688 | 1 | 0 (ON) | 0 (ON) | 1 (OFF) | 9.325 kHz (6.4 MHz ÷ 688) |
| 692 | 2 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 0 (ON) | 9.248 kHz (6.4 MHz ÷ 692) |
| 696 | 3 | 0 (ON) | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 9.195 kHz (6.4 MHz ÷ 696) |
| 700 | 4 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 0 (ON) | 9.143 kHz (6.4 MHz ÷ 700) |
| 704 | 5 | 1 (OFF) | 0 (ON) | 1 (OFF) | 9.091 kHz (6.4 MHz ÷ 704) |
| 708 | 6 | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 0 (ON) | 9.040 kHz (6.4 MHz ÷ 708) |
| - | - | 1 (OFF) | 1 (OFF) | 1 (OFF) | - |
| No channel (LED ติด) | | | | | |

ตารางที่ 6.5 แสดงผลการทดสอบความถูกต้องของ โปรแกรมหาร N

6.4 การวัดผลที่เกิดขึ้นในส่วนต่างๆของวงจร

6.4.1 การวัดผลของ RF AMP ของเครื่องส่งวิทยุ

| | ก่อนเข้า RF AMP | หลังจากออกจาก RF AMP |
|---------------------|-----------------|----------------------|
| ขนาดของสัญญาณ | 292 mVRMS | 927 mVRMS |
| ค่าความถี่ของสัญญาณ | 24.10 MHz | 25.10 MHz |

ตารางที่ 6.6 แสดงการวัดผลของเครื่องส่งวิทยุ

จะได้ว่า RF AMP ของเครื่องส่งวิทยุ มีค่าอัตราขยายแรงดัน = 10dB

6.4.2 การวัด Sensitivity ของเครื่องรับ

การวัด Sensitivity ของเครื่องรับทำได้โดยการใช้ RF Generator ส่งสัญญาณ RF แทนเครื่องส่ง วัดสัญญาณที่ Demod Out แล้วพบว่าเมื่อลดความแรงของสัญญาณลงจนถึง -80 dBm เครื่องรับก็เริ่มจะรับสัญญาณไม่ได้

6.4.3 การวัด Isolation Tranformer

ระบบของ Isolation Tranformer ในระบบ AC POWER จากฝั่ง Load ออกจากฝั่ง Line อย่างเด็ดขาด สัญญาณความถี่สูงหลายๆชนิดไม่สามารถ Coupling ผ่านหม้อแปลง Isolate มาได้ เป็นการลดปัญหาเรื่อง Ground Loop ได้อย่างเด็ดขาด อีกประการหนึ่งก็คือ เกิดจากคุณสมบัติของตัวหม้อแปลงเองที่ไม่สามารถขบสนองต่อความถี่สูงๆ ได้ดีนัก ทำให้ความถี่สูงที่เป็นสัญญาณรบกวนต่างๆถูกลดทอนไปโดยธรรมชาติ

| | | 23.5MHz | 23.7MHz | 23.9MHz | 24.1MHz | 24.3MHz | 24.5MHz | 24.7MHz |
|-------|----------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 2 รอบ | No load | 574 mV | 571 mV | 573 mV | 570 mV | 573 mV | 572 mV | 570 mV |
| | Load 50Ω | 463 mV | 460 mV | 467 mV | 463 mV | 466 mV | 465 mV | 465 mV |
| 3 รอบ | No load | 906 mV | 905 mV | 906 mV | 886 mV | 898 mV | 902 mV | 894 mV |
| | Load 50Ω | 653 mV | 634 mV | 572 mV | 670 mV | 623 mV | 617 mV | 688 mV |
| 4 รอบ | No load | 1120 mV | 1120 mV | 1130 mV | 1120 mV | 1130 mV | 1130 mV | 1130 mV |
| | Load 50Ω | 812 mV | 813 mV | 817 mV | 815 mV | 822 mV | 821 mV | 818 mV |
| 5 รอบ | No load | 956 mV | 955 mV | 955 mV | 957 mV | 956 mV | 956 mV | 955 mV |
| | Load 50Ω | 711 mV | 712 mV | 711mV | 711 mV | 712 mV | 713 mV | 712 mV |

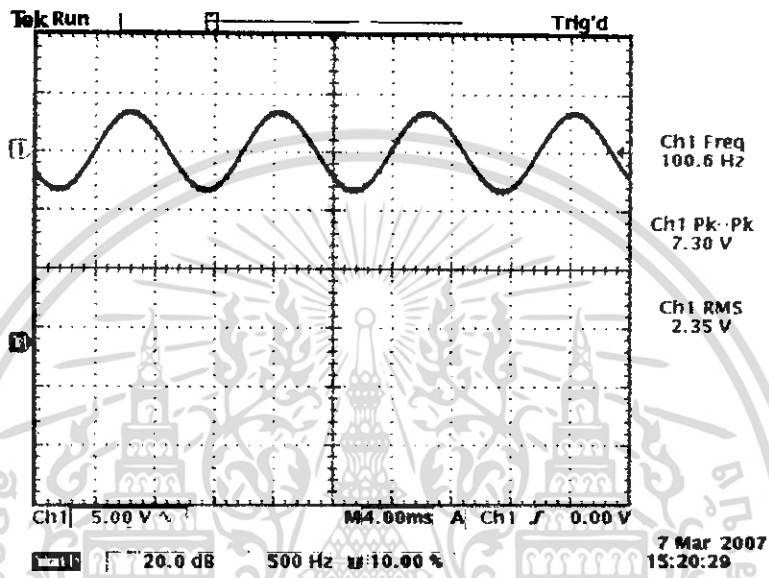
ตารางที่ 6.7 ผลของการวัด Isolation Tranformer ที่ความถี่ตั้งแต่ 23.5-24.7 MHz ที่รอบต่างๆ

จากผลการทดลองที่ได้เลือกใช้ Isolation Tranformer 4 รอบ

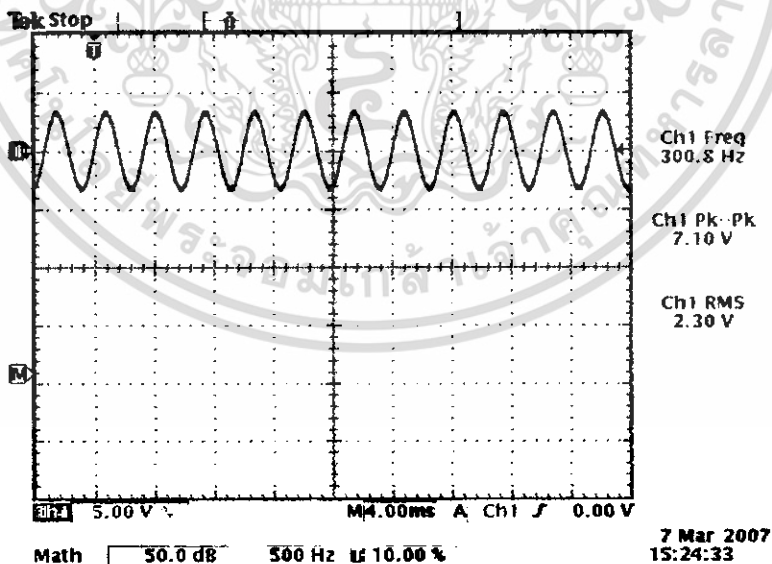
6.4.4 การวัด Signal

ทำการวัดสัญญาณที่ขา R หรือขา L ที่ตัวรับขณะส่งสัญญาณรูปขานที่มีค่าความถี่ต่างๆ ที่ input ทั้งสองของวงจร Multiplex ที่ตัวส่ง ได้ผลดังนี้

ที่ความถี่ 100 Hz

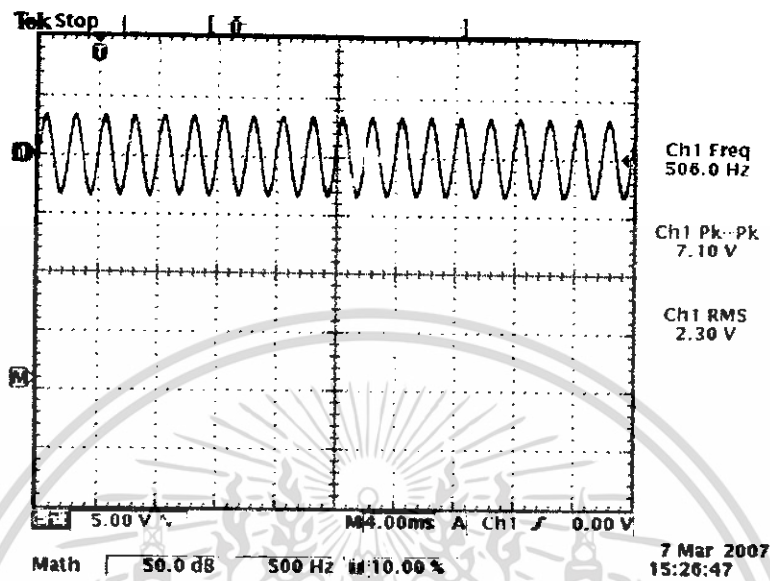


ที่ความถี่ 300 Hz

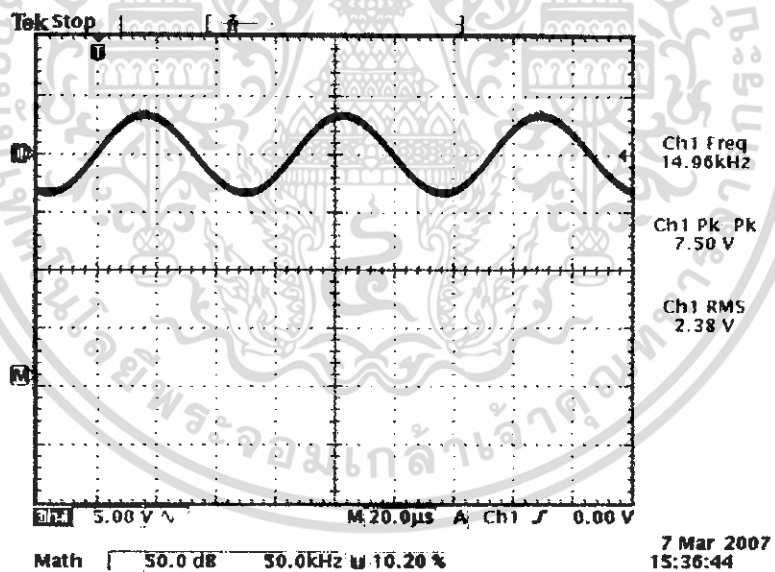


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ 500 Hz



ที่ความถี่ 15 kHz



รูปที่ 6.19 การวัด Signal ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**6.4.5 การวัดขอบเขตของระยะทางที่สัญญาณสามารถส่งได้
จากการทดลองส่งสัญญาณได้ผลดังนี้**

| ระยะทาง | คุณภาพของเสียง |
|---------|---|
| 1 เมตร | เสียงเพลงชัดเจน มี noise รบกวนวงจร |
| 2 เมตร | เสียงเพลงชัดเจน มี noise รบกวนวงจร |
| 3 เมตร | เสียงเพลงชัดเจน มี noise รบกวนวงจร |
| 4 เมตร | เสียงเพลงเริ่มไม่ชัดเจน มี noise รบกวนวงจรมากขึ้น |
| 5 เมตร | เริ่มไม่มีเสียงเพลง มี noise รบกวนวงจรมาก |

ตารางที่ 6.8 แสดงการวัดขอบเขตของระยะทางที่สัญญาณสามารถส่งได้
ดังนั้นสรุปได้ว่า ในระยะทาง 3 เมตรจากตัวส่งคุณภาพของเสียงยังมีความชัดเจน ถึงแม้ว่า
จะมี noise รบกวนวงจร



บทที่ 7

วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

จากการวัดคุณสมบัติ Tx VCO ในย่านความถี่ 23.5-24.7 MHz Rx VCO ในย่านความถี่ 34.2-35.4 MHz จากผลการทดลองในกราฟรูปที่ 6.5 และ 6.10 ได้แสดงให้เห็นว่า ถ้าเราให้แรงดันแกว่งริแควปเพิ่มขึ้น จะทำให้ VCO จะมีความถี่สูงขึ้น เนื่องจาก ความถี่ของวงจร VCO นั้นถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแกว่งริแควปในวงจรจูน ซึ่งเราจะใช้ข้อมูลที่วัดได้จาก VCO ไปใช้ในการออกแบบ LPF ที่ PLL โดยใช้ช่วงของกราฟ VCO ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นเพื่อการออกแบบ เนื่องจากทำให้การเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห้ในช่วงนั้นมีเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอินพุตอย่างเป็นเชิงเส้น

สำหรับการทดลองในส่วนของการวัดสัญญาณที่ขา R หรือขา L ที่ตัวรับขณะส่งสัญญาณรูปขายน้ที่มีค่าความถี่ต่างๆ ที่ input ทั้งสองของวงจร Multiplex ที่ตัวส่ง จะเห็นได้ว่าสัญญาณรูปขายน้จะมีสัญญาณรบกวน(NOISE) ปนอยู่ด้วย จึงทำให้คุณภาพของเสียงที่ได้ลดต่ำลง โดยสามารถทำการทดลองได้จากการวัดระยะทางที่สามารถส่งสัญญาณเสียงที่ออกมาจากลำโพง ได้ชัดเจนที่สุด ซึ่งจากการทดลองจะเห็นว่าที่ระยะทาง 1 เมตร คุณภาพของเสียงจะดีที่สุด โดยจะได้ยินเสียงที่ดังออกมาจากลำโพงได้ชัดเจนที่สุด แต่เมื่อระยะทางไกลออกไป คือที่ ระยะทาง 4 เมตร คุณภาพของเสียงเริ่มจะลดต่ำลงเสียงเพลงเริ่มไม่ชัดเจน ซึ่งจะได้ยินเสียงซ่าๆอยู่มาก แสดงว่ามีสัญญาณรบกวน(NOISE) ในวงจรมากขึ้น ที่ระยะทางที่ 5 เมตร สัญญาณเสียงถูกรบกวนอย่างมาก เริ่มไม่มีเสียงเพลง ดังนั้นระยะทางที่ดีที่สุด (ได้ยินเสียงเพลงชัดเจน) คือ ที่ระยะทาง 3 เมตร

หนังสืออ้างอิง

1. ผศ. ประภากร สุวรรณะ “High Frequency Communication” ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. สุชาติ กังวารจิตต์ “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร” แผนกวิศวกรรม กองบังคับการตำรวจสื่อสาร กรมตำรวจ พ.ศ. 2521
3. ผศ.ดร. ถัญจนกร วุฒิตธิกรกุลกิจ “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร” คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พ.ศ.2546
4. รศ. ยืน ภู่วรวรรณ “ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ พฤศจิกายน 2531
5. Paul Horowitz “The Art of Electronics” Cambridge University Press July 1989



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

Summary of Parametres and Formulas for Digital PLLs

| Parameter category | Symbol | Parameter | Definition |
|--------------------|---------------------------|-------------------------------|---|
| General | ω_0 | Center frequency of the VCO | Angular frequency of the VCO at $\mu_f = 0$ |
| | τ_1, τ_2 | Time constants of loop filter | |
| | ω_n | Natural frequency of the PLL | ω_n is the natural frequency of the PLL system. The PLL responds to an excitation at its input with a transient, Normally a damped oscillation with angular frequency ω_n |
| | ζ | Damping factor | $1/\omega_n \zeta =$ time constant of the damped oscillator |
| Acquisition | $\Delta\omega_n$ | Hold range | Frequency range within which PLL operation can be statically stable |
| | $\Delta\omega_L$ | Lock rang | If the frequency offset of the reference signal is smaller then the lock range, the PLL locks within one signal-beat note between reference and output frequencies. |
| | T_L $\Delta\omega_p$ | Lock-in time Pull-in time | Time required for the lock-in process If the frequency offset of the reference signal is pull-in range, the PLL will slowly lock after number of beat notes between reference and output frequencies |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

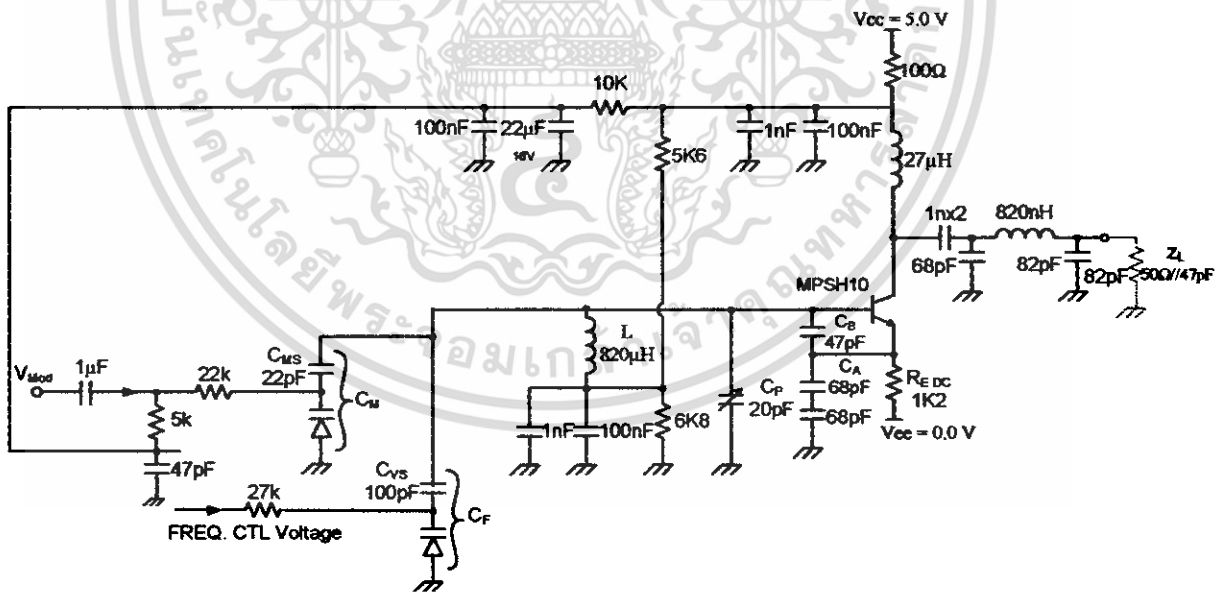
| Formulas for second-order PLLs | | | |
|---------------------------------------|---|---|---|
| Type of loop filter | | | |
| | Passive lag | Active lag | Active PI |
| PD is not PFD | $\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$ | $\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{N\tau_1}}$ | $\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N\tau_1}}$ |
| | $\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$ | $\zeta = \frac{\omega}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d K_a} \right)$ | $\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$ |
| PD is PFD | $\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$ | $\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$ | $\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$ |
| PD = EXOR | $\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d \pi / 2}{N}$ | $\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d K_a \pi / 2}{N}$ | $\Delta\omega_H \rightarrow \infty$ |
| PD = JK-flipflop | $\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d \pi}{N}$ | $\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d K_a \pi}{N}$ | $\Delta\omega_H \rightarrow \infty$ |
| PD = PFD | | $\Delta\omega_H \rightarrow \infty$ | |
| PD = EXOR | | $\Delta\omega_L = \pi\zeta\omega_n$ | |
| PD = JK-flipflop | | $\Delta\omega_L = 2\pi\zeta\omega_n$ | |
| PD = PFD | | $\Delta\omega_L = 4\pi\zeta\omega_n$ | |
| | | $T_L = \frac{2\pi}{\omega_n}$ | |
| PD = EXOR | Low-gain loops $\Delta\omega_p = \frac{\pi}{2} \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2}$ | Low-gain loops $\Delta\omega_p = \frac{\pi}{2} \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2 / K_a}$ | $\Delta\omega_p \rightarrow \infty$ |
| | High-gain loops $\Delta\omega_p = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$ | High-gain loops $\Delta\omega_p = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$ | |
| | Low-gain loops $\Delta\omega_p = \pi \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2}$ | Low-gain loops $\Delta\omega_p = \pi \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2 / K_a}$ | |
| | High-gain loops $\Delta\omega_p = \pi \sqrt{2} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$ | High-gain loops $\Delta\omega_p = \pi \sqrt{2} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$ | $\Delta\omega_p \rightarrow \infty$ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Formulas for second-order PLLs | | | |
|---|---|---|---|
| Type of loop filter | | | |
| | Passive lag | Active lag | Active PI |
| PD = PFD PD = EXOR PD = JK-Flipflop | | $\Delta\omega_p \rightarrow \infty$ $T_p = \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta\omega_o^2}{\zeta\omega_n^3}$ $T_p = \frac{1}{\pi^3} \frac{\Delta\omega_o^2}{\zeta\omega_n^3}$ | |
| PD = PFD | $T_p = \frac{2(\tau_1 + \tau_2) \ln \frac{K_o(U_B/2)}{K_o(U_B/2) - \Delta\omega_o}}{K_o(U_B/2) - \Delta\omega_o}$ | $T_p = \frac{2\tau_1 \ln \frac{K_o K_a(U_B/2)}{K_o K_a(U_B/2) - \Delta\omega_o}}{K_o K_a(U_B/2) - \Delta\omega_o}$ | $T_p = \frac{2\tau_1 \Delta\omega_o}{K_o(U_B/2)}$ |

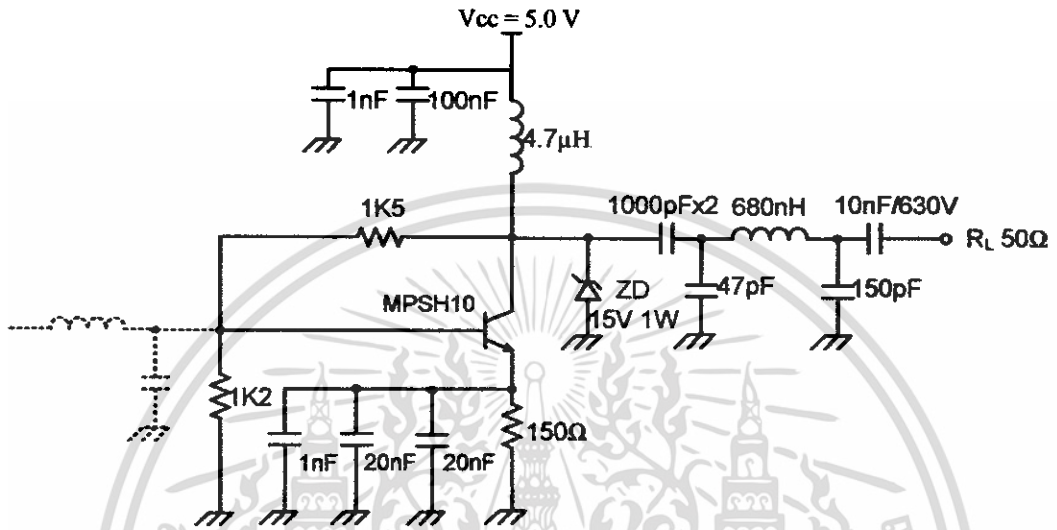
ภาคส่งของ STEREO REMOTE SPEAKER

วงจร VCO ของเครื่องส่งวิทยุ

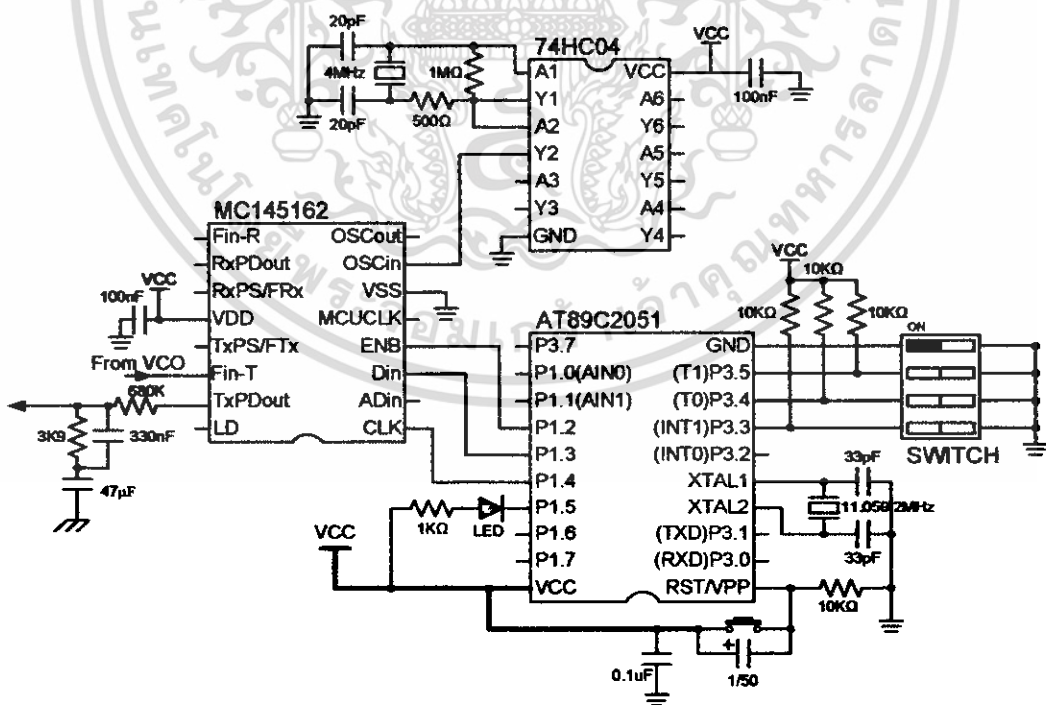


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF AMPLIFIER ของเครื่องส่งวิทยุ

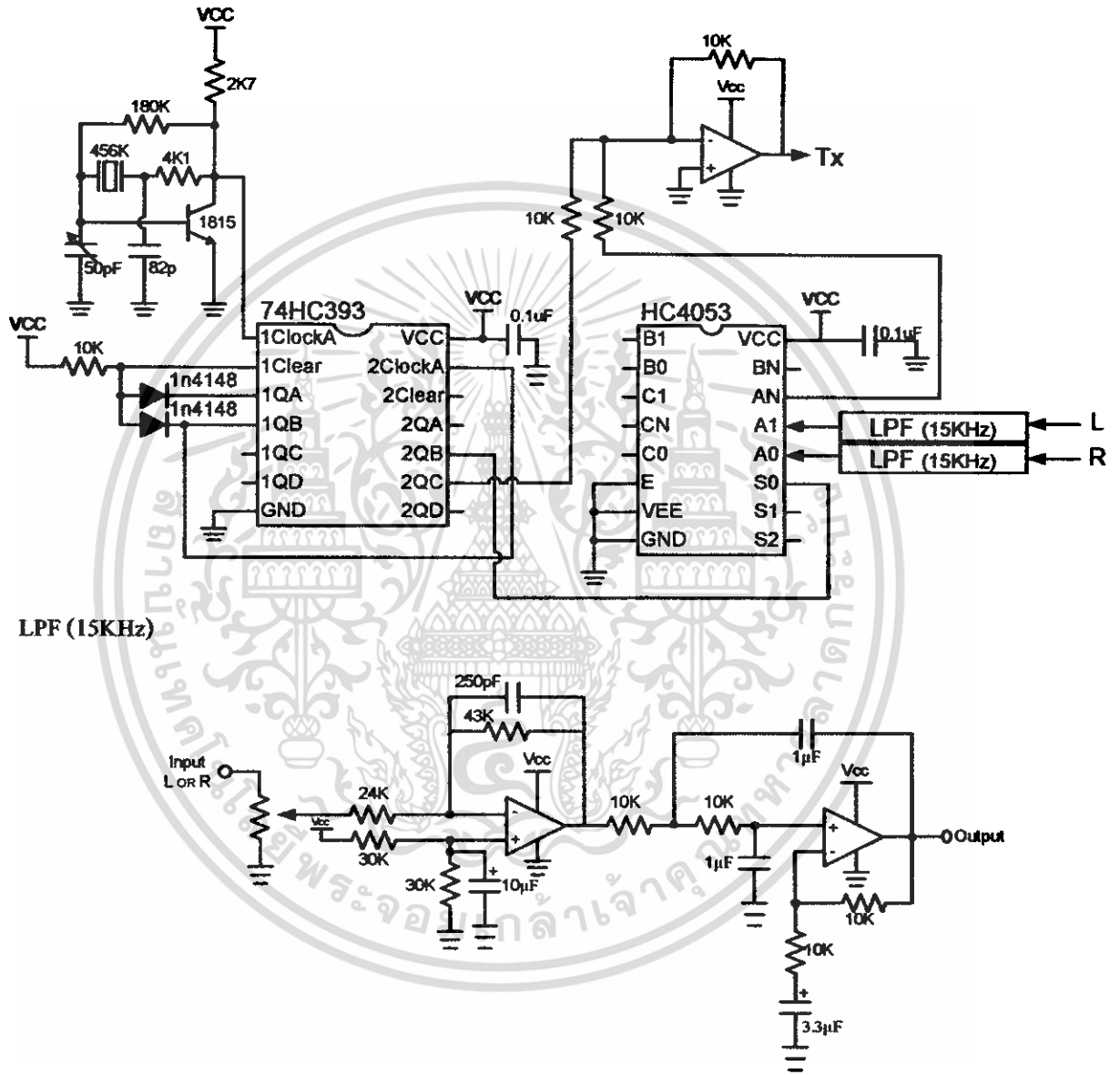


การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องส่งวิทยุ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓๓๑๓ Multiplex

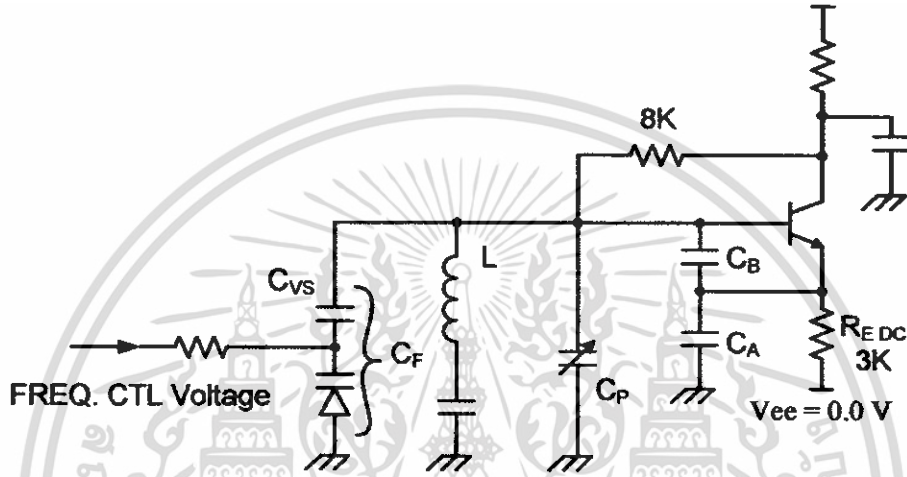


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

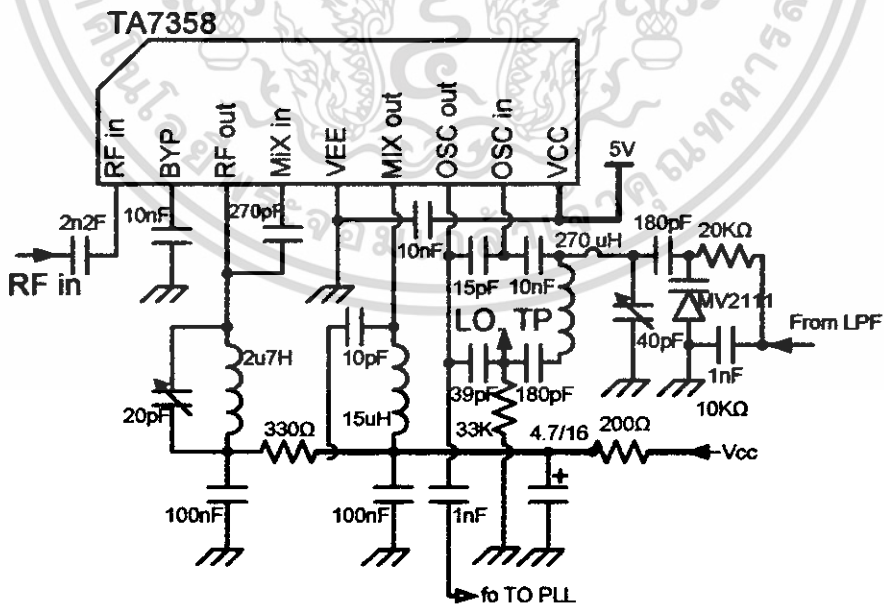
ภาครับของ STEREO REMOTE SPEAKER

วงจร VCO ของเครื่องรับวิทยุ

Vcc = 3.0 V

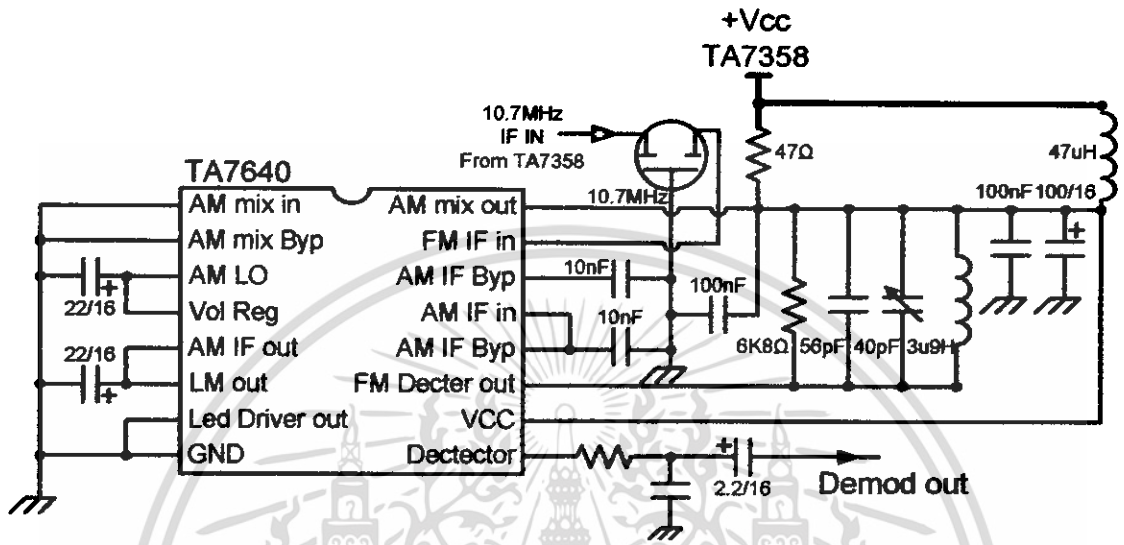


3395 RF Amplifier และ Mixer

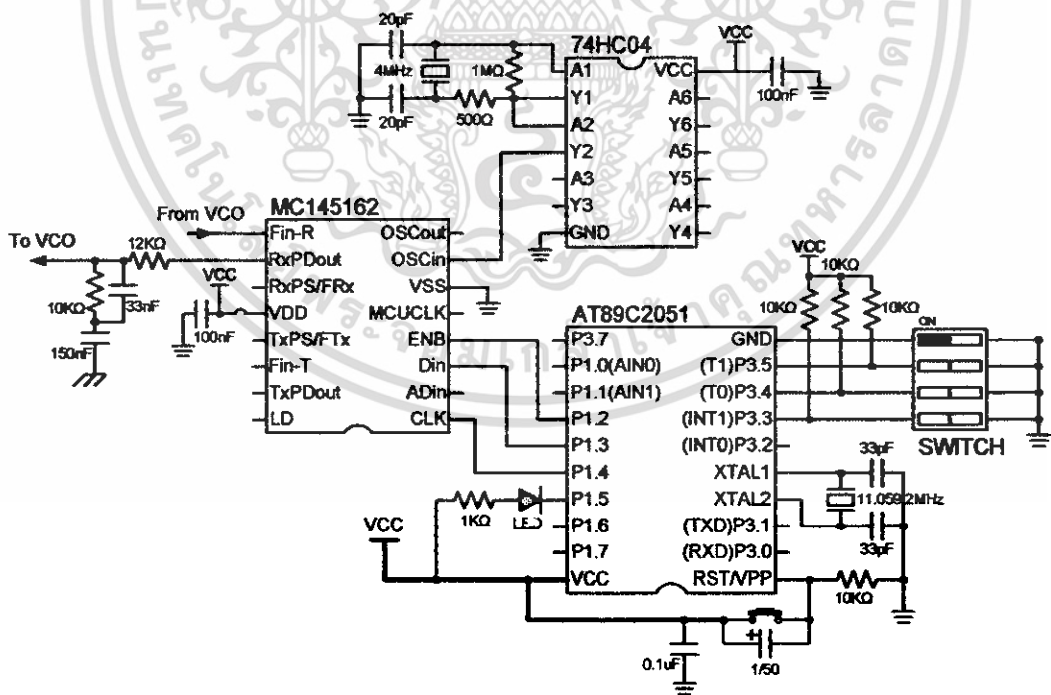


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3303 Demodulator

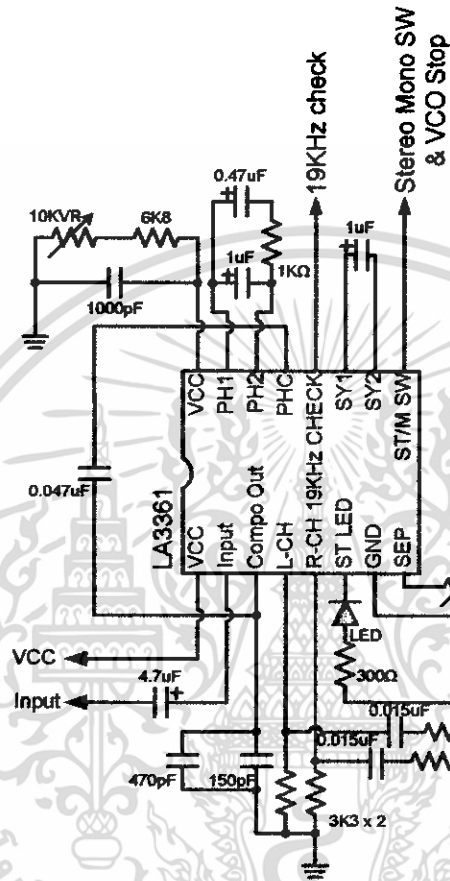


การใช้ MCS-51 โปรแกรม IC MC145162 ของเครื่องรับวิทยุ

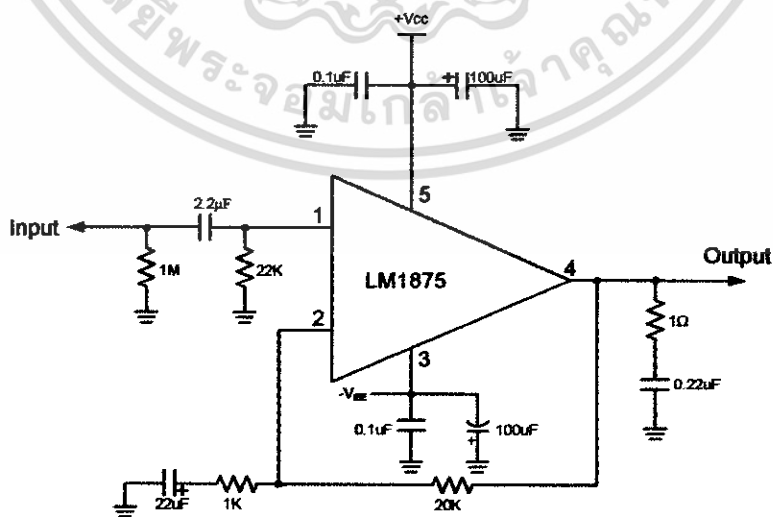


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓๓๐๕ Demultiplex



๓๓๐๕ Power Amplifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้