



ปีการศึกษา 2533

เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในเรือ่งไอซียู

TELEMETRY IOU MONITORING SYSTEM



นาย สมชาย เสงี่ยมวร

นาย นเรศ บุญผาสุข

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร ภูววรรณ

028772
12.10.2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในห้องไอซียู

Telemetry ICU Monitoring System

ผู้จัดทำ

1. นายสมชาย เสริมรัฐ

2. นายนเรศ บุญนำสุข

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ)



เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในห้อง ไอซียู

TELEMETRY ICU MONITORING SYSTEM

โดย นายเนเวศ บุญนำสุข 301111

นายสมชาย เสริมรัฐ 301291

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ประภากร ภูวระณะ

บทคัดย่อ

เนื่องจากความต้องการที่จะทำให้แพทย์และพยาบาลสามารถเช็ค และ ดูแลผู้ป่วยอย่างใกล้ชิดตลอดเวลา และในขณะที่เดียวกันก็ต้องมีความสะดวกสบายควบคู่กันไปด้วย การพัฒนาระบบการส่งสัญญาณไฟฟ้าร่างกายในระยะไกล สำหรับตรวจเช็คสภาพร่างกายของผู้ป่วยจึงเป็นสิ่งสำคัญ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นรายงานการพัฒนาระบบส่งสัญญาณไฟฟ้าร่างกายโดยใช้คลื่นวิทยุอีกแบบหนึ่ง ซึ่งทำการดัดแปลงมาจากเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ 27 MHz. ทำการ Modulation กับสัญญาณไฟฟ้าร่างกาย โดยสามารถตรวจหีสัญญาณของผู้ป่วยได้พร้อมกัน 4 สัญญาณ

การทำงานของระบบใช้หลักการของ Time Division Multiplex (TDM) ในการรับส่งสัญญาณของผู้ป่วย 4 สัญญาณพร้อม ๆ กัน แล้วทำการ Modulation แบบ FM กับคลื่นพาหะรอง เพื่อลดปัญหาการรบกวนทางแอมพลิฟายเออร์ที่เกิดขึ้นได้กับสัญญาณ TDM จากนั้นทำการ Modulation แบบ AM กับ คลื่นพาหะหลัก ซึ่งสร้างจาก X-TAL สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปขยายที่ภาค RF Amp , Mixer , IF Amp , Detector ตามลำดับ แล้วทำการแยกสัญญาณ TDM แต่ละสัญญาณออกจากกันโดยภาค TDM Demultiplexer ส่งผ่านวงจร FILTER เพื่อให้ได้สัญญาณส่งไปแสดงผลบนจอของ ICU Monitor ทำให้สามารถตรวจเช็คสภาพร่างกายของผู้ป่วยได้อย่างสะดวก

สารบัญ

	หน้า
สารบัญ	1
บทที่ 1 บทนำ	2
- Block Diagram แสดงการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ	3
บทที่ 2 รายละเอียดทางด้านเครื่องส่ง	5
- TIME DIVISION MULTIPLEX (TDM)	6
- TDM MULTIPLEXER	8
- SUBCARRIER FM MODULATOR	10
- วงจรปรับสัญญาณเพื่อให้เหมาะสม ในการ MODULATION แบบ AM กับคลื่นพาหะหลัก	15
บทที่ 3 รายละเอียดทางด้านเครื่องรับ	24
- การทำงานของวงจร	27
- BAND PASS FILTER	28
- FM DEMODULATOR	29
- TDM DEMULTIPLEXER	32
บทที่ 4 การทดลองวงจร	48
- การทดลองระบบย่อยความถี่สูง	48
- การทดลองระบบย่อยความถี่ต่ำ	49
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	52

บทที่ 1

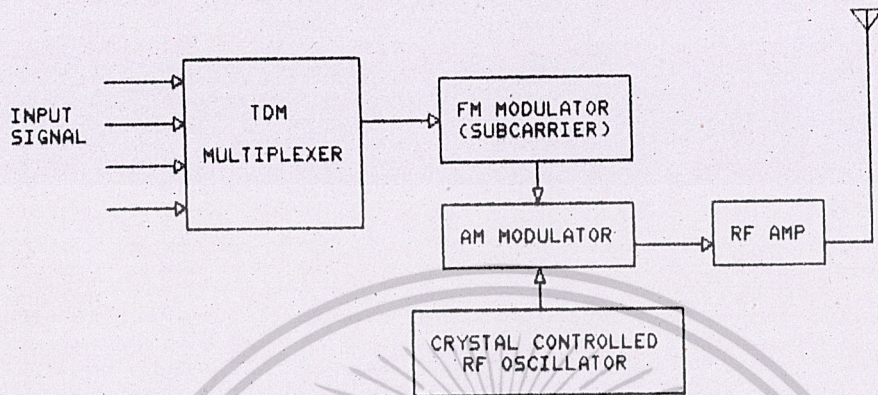
บทนำ

TELEMETRY ICU MONITORING SYSTEM เป็นเครื่องมือทางการแพทย์
ชิ้นหนึ่ง ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการตรวจใช้คลื่นสนามไฟฟ้าของผู้ป่วย เช่น สัญญาณ
หัวใจ แรงดันเลือด และอัตราการหายใจ ที่ส่งมาจากผู้ป่วยแต่ละเตียง ระบบนี้สามารถ
ส่งสัญญาณของผู้ป่วยมาพร้อมกันได้ 4 สัญญาณ สัญญาณที่รับได้จะถูกนำไปแสดงผลบนจอของ
ICU Monitor ทำให้การดูแลรักษาผู้ป่วยทำได้สะดวกขึ้น

ในการศึกษาและทดลอง ได้ใช้หลักการของ Time Division Multiplex
(TDM) ในการรวมและแยกสัญญาณของผู้ป่วยแต่ละเตียง 4 สัญญาณ พร้อม ๆ กัน โดยการ
แบ่งช่วงเวลาในการ sampling แต่ละสัญญาณ และยังได้นำหลักการของการส่งคลื่นวิทยุ
โดยใช้ X-TAL 27 MHz มาสร้างคลื่นพาหะหลัก ซึ่งการสร้างคลื่นนี้ด้วย
X-TAL โดยตรง ทำให้ความถี่ที่ได้มีเสถียรภาพและได้ความถี่ที่แน่นอน แต่ในการนำไป
ใช้งานจริง จะต้องใช้ความถี่อื่นในย่านที่จะไม่ทำให้มีสัญญาณอื่นเข้ามารบกวนวงจร

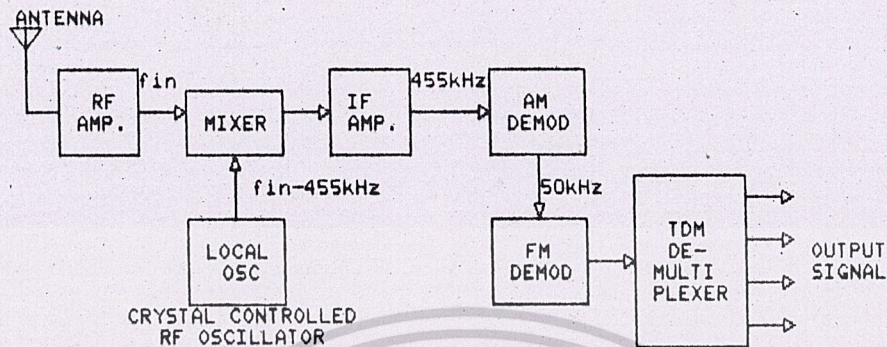
หลักการทางานของเครื่องส่งและเครื่องรับ จะแยกเป็นส่วนความถี่สูง คือ
ส่วนสร้างคลื่นพาหะ และส่วนความถี่ต่ำ คือ ส่วนของสัญญาณที่ส่ง ซึ่งรายละเอียดจะได้
กล่าวต่อไป

1.1 Block Diagram แสดงการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ



รูปที่ 1.1 แสดง Block Diagram ของเครื่องส่ง

จาก Block Diagram สัญญาณไฟฟ้าร่างกายของผู้ป่วย 4 สัญญาณ จะถูกส่งเข้าระบบพร้อม ๆ กัน ด้วยวิธีการ Multiplex แบบ TDM ซึ่งจะมีส่วนของวงจรที่สร้างสัญญาณนาฬิกา ในการกวาดเอาสัญญาณเข้ามาทีละสัญญาณ และ จะมีสัญญาณนาฬิกาบางส่วน ถูกนำไปสร้างเป็นสัญญาณ SYNC รวมสัญญาณทั้งหมดเข้าด้วยกัน โดยผ่าน - Summing Amplifier เรียกสัญญาณนี้ได้ว่า สัญญาณ TDM (TDM Signal) ซึ่งจะถูกส่งเข้า Modulation แบบ FM เข้ากับคลื่นพาหะรอง เพื่อลดปัญหาการรบกวนทางแอมพลิจูดที่อาจเกิดขึ้นได้กับสัญญาณ TDM สัญญาณ FM ที่ได้จะถูกทำให้เหมาะสม เพื่อให้สามารถ Modulation แบบ AM กับคลื่นพาหะหลัก ซึ่งสร้างโดย X-TAL ร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ (OSC) ซึ่งภาค OSC นี้จะผลิตความถี่ตามค่าของ X-TAL สัญญาณ AM ที่ได้นี้ จะถูกส่งไปขยายที่ภาค RF Amplifier ให้สัญญาณแรงขึ้นออกสู่เสาอากาศกระจายคลื่นออกอากาศไปยังเครื่องรับ



รูป 1.2 แสดง Block Diagram ของเครื่องรับ

ทางด้านเครื่องรับ สายอากาศจะรับสัญญาณวิทยุเข้ามาทำการ Detect เอาคลื่นพาหะหลักออก เพื่อแยกสัญญาณที่ส่งมาของผู้ป่วยแต่ละเตียง หลังจากนั้นก็จะทำการ - Demodulation เพื่อกำจัดคลื่นพาหะออกได้สัญญาณ TDM กลับคืนมาส่งผ่านเข้าวงจรส่วน TDM Demultiplexer แยกเอาสัญญาณของผู้ป่วยแต่ละสัญญาณออกมา ส่งไปแสดงผลบนจอของ ICU Monitor แสดงรูปร่างของสัญญาณที่รับมาจากผู้ป่วย

บทที่ 2

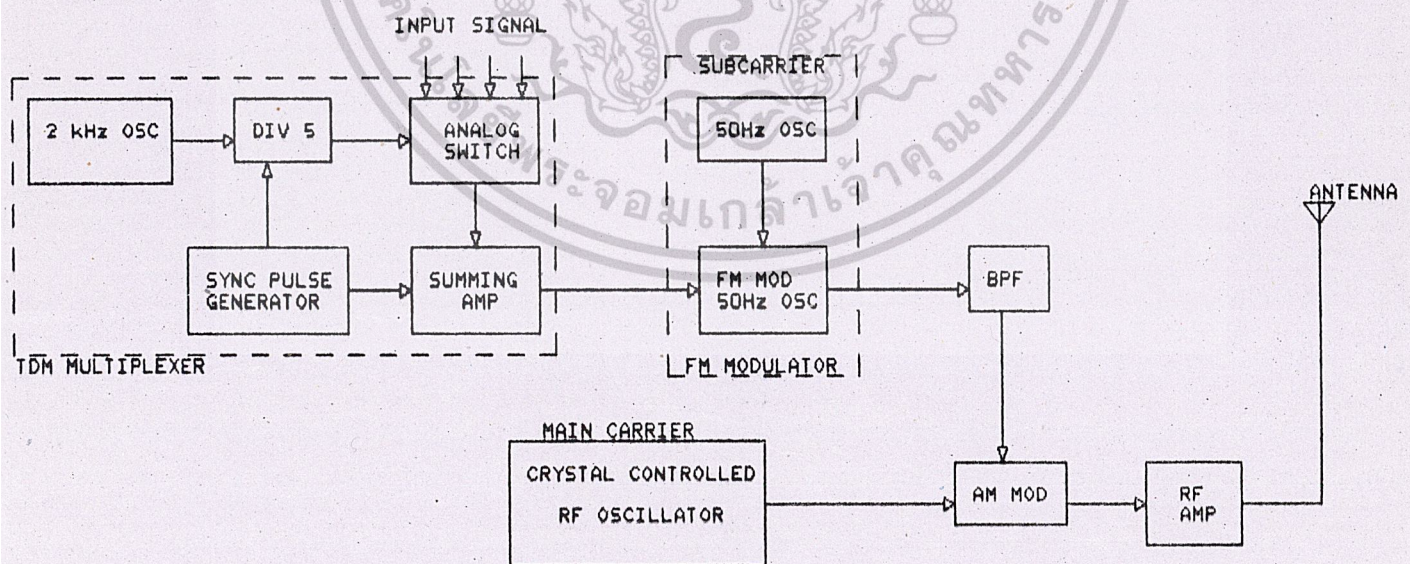
รายละเอียดทางด้านเครื่องส่ง

ในบทนี้จะพิจารณาถึงวงจรที่ใช้ใน Block Diagram แต่ละส่วน ซึ่งได้ทดลองและนำมาใช้ในวงจรของเครื่องส่ง

จุดประสงค์ในการทดลองสำหรับเครื่องส่ง คือ

1. การใช้ระบบ Time Division Multiplex ในการรับสัญญาณของผู้ป่วยจำนวน 4 สัญญาณเข้าด้วยกันแล้ว Modulation กับคลื่นพาหะหลัก ก่อนส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ
2. การทดลองใช้ภาคกำเนิดความถี่วิทยุ (RF Oscillator) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดควบคุมความถี่ด้วยผลึกแร่ ทำหน้าที่สร้างความถี่พาหะหลัก

ส่วนต่าง ๆ ของวงจรในเครื่องส่ง แสดงเป็น Block Diagram อย่างละเอียดได้ตามรูปที่ 2.1 ซึ่งวงจรที่ใช้งานในแต่ละส่วน จะเป็นไปตาม Block Diagram อันนี้

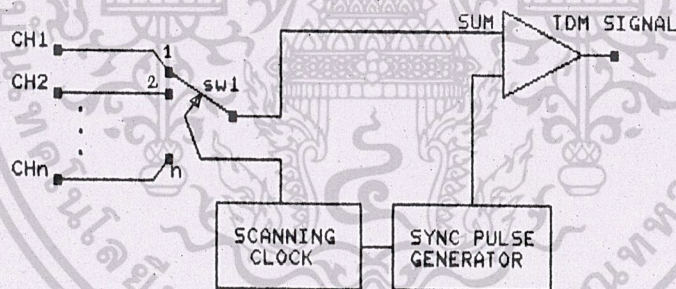


รูปที่ 2.1 แสดง Block Diagram อย่างละเอียดของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 TIME DIVISION MULTIPLEX (TDM)

การมัลติเพล็กซ์แบบ TDM กระทำโดยจัดเวลาของการส่งสัญญาณของสัญญาณย่อยในช่องต่าง ๆ เรียงต่อเนื่องกันไป ช่วงเวลา t_1 จะส่งสัญญาณของช่องที่ 1 ช่วง t_2 จะส่งสัญญาณของช่องที่ 2 จนครบทุกช่องที่เวลา t_n หลังจากนั้นก็จะกลับมาส่งสัญญาณของช่องที่ 1 ใหม่ เรียงลำดับไปเรื่อย ๆ การที่จะทำให้งานด้านรับสามารถจะเรียงลำดับของสัญญาณย่อยในช่องต่าง ๆ ได้ ทางด้านส่งจะต้องสร้างสัญญาณ SYNC ส่งไปด้วยทุก ๆ ครั้ง ก่อนที่จะส่งสัญญาณของช่องที่ 1 ดังในรูปที่ 2.2 สวิตช์ SW_1 จะเป็นตัวเลือกว่า จะส่งสัญญาณของช่องใดออกไป การกวาดสัญญาณของ SW_1 จะถูกควบคุมโดยสัญญาณนาฬิกาจากส่วน Scanning Clock ซึ่งจะมีสัญญาณนาฬิกาส่วนหนึ่งที่ถูกใช้ในการสร้างสัญญาณ SYNC รวมไปกับสัญญาณย่อยช่องต่าง ๆ รวมเรียกว่า สัญญาณ TDM (TDM Signal) ส่งไปยังเครื่องรับ



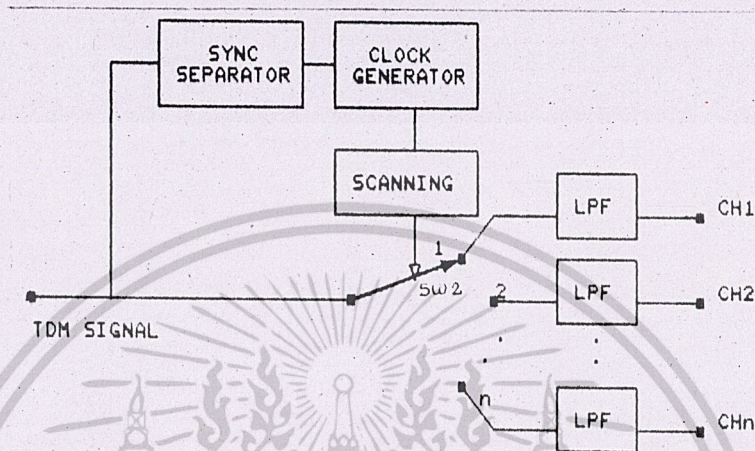
รูปที่ 2.2 TDM MULTIPLEXER

ในรูปที่ 2.3 เป็น Block Diagram ของ TDM Demultiplexer ทางเครื่องรับสัญญาณ SYNC จะถูกแยกออกจากสัญญาณ TDM โดยวงจรแยกซิงค์ (SYNC Separator) ซึ่งจะนำไปสร้างสัญญาณนาฬิกาของเครื่องรับ โดยใช้หลักการของ PLL สัญญาณนาฬิกาที่ได้จะมีความถี่และเฟสเหมือนทางด้านเครื่องส่ง นำไปใช้ในการสร้างสัญญาณ Scanning สำหรับควบคุมการกวาดของ SW_2 ให้มีตำแหน่งและลำดับตรงกับ SW_1 ของเครื่องส่ง

ดังนั้น ที่เวลา t_1 ในขณะที่ SW_1 อยู่ที่ตำแหน่งที่ 1 SW_2 ก็จะต้องอยู่ตำแหน่ง

ที่ 1 สัญญาณของช่องที่ 1 ก็จะสามารถส่งผ่านมาถึงปลายทางได้อย่างถูกต้อง เนื่องจากการคำนวณที่แม่นยำของ PLL และวงจรแยกซิงค์ ซึ่งช่วยให้การรับสัญญาณมีความถูกต้องสูง

สัญญาณย่อยของช่องต่าง ๆ ถูก Sampling มาเพียงบางส่วน เพื่อให้สัญญาณที่รับได้มีรูปร่างเหมือนเดิม จะต้องนำสัญญาณที่ได้นั้นผ่านวงจรความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)



รูปที่ 2.3 TDM DEMULTIPLEXER

ในการ Sampling สัญญาณ Analog การรักษารูปร่างของสัญญาณให้คงเดิมความถี่ที่ใช้ในการ Sampling จะต้องมิต่ำอย่างน้อยที่สุด 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณที่ส่ง ในการนี้ของการส่งสัญญาณ TDM ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณย่อย N สัญญาณ และมีสัญญาณ SYNC ในทุก ๆ Frame ของสัญญาณ TDM ถ้าความถี่สูงสุดของสัญญาณย่อยมีค่าเป็น f_{max} ความถี่ที่ใช้ในการ Sampling จะต้องมีค่า

$$f_{\text{sampling}} > 2(n+1) f_{\text{max}} \quad (2.1)$$

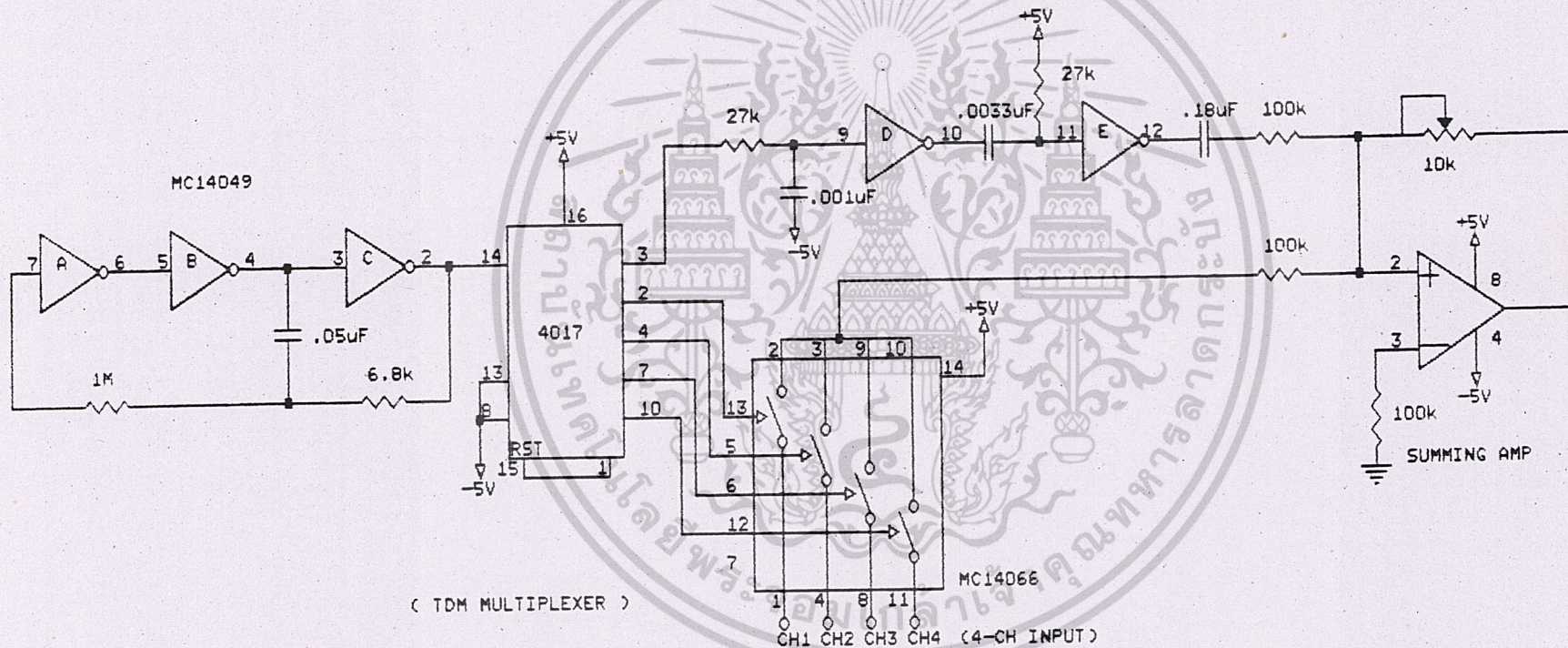
เนื่องจากการศึกษาและทดลอง มีจุดประสงค์ใช้กับสัญญาณไฟฟ้าร่างกาย ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ต่ำ มีความถี่สูงสุดไม่เกิน 150 Hz ดังนั้น การออกแบบวงจรส่วนต่าง ๆ ต้องพยายามให้เป็น Maximally Flat มากที่สุด แต่เนื่องจากข้อจำกัดในการออกแบบวงจร จึงกำหนดให้ Bandwidth ของ Low Pass Filter ในรูปที่ 2.3 อยู่ในช่วงที่นำสัญญาณ output ของแต่ละช่องอยู่ในขอบเขตที่พอยอมรับได้ คือ ออกแบบให้มี Cut off Frequency ไม่เกิน 50 Hz ในกรณีที่เป็นสัญญาณหัวใจรูปร่างและลักษณะของสัญญาณยังอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้

2.2 TDM MULTIPLEXER

พิจารณาตาม Block Diagram รูปที่ 2.1 ส่วนของ TDM Multiplexer จะประกอบด้วย Clock Signal Oscillator, วงจรหาร, SYNC Pulse Generator, Analog Switch และ Summing Amplifier

ในส่วนของ Clock Signal Oscillator เลือกใช้วงจร Gate Osc ก็ให้เสถียรภาพของความถี่ที่ดี การตั้งความถี่สามารถทำได้โดยการปรับค่า R,C ในวงจร ซึ่งมีสูตรคำนวณคร่าว ๆ คือ $f(\text{output}) = 1/2.2 R_2 C_1$ สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรหารห้า (5) ซึ่งเป็นส่วนที่สร้างสัญญาณไปควบคุมการ Sampling ของสัญญาณ Input เข้ามาของ Analog Switch (4 channels) และควบคุมการสร้างสัญญาณ SYNC ของวงจร SYNC Pulse Generator สัญญาณที่ได้จากการ Sampling ของ Analog Switch และ สัญญาณ SYNC จะถูกส่งผ่านวงจร Summing Amp ได้เป็นสัญญาณ TDM ซึ่งจะเข้า Modulation แบบ FM กับวงจรในส่วนต่อไป

วงจรที่ใช้ในส่วนต่าง ๆ ของ TDM Multiplexer แสดงดังรูปที่ 2.4



(TDM MULTIPLEXER)

CH1 CH2 CH3 CH4 (4-CH INPUT)

รูปที่ 2.4 แสดงวงจรที่ใช้งานในส่วน TDM MULTIPLEXER

028772

สำหรับเหตุผลที่ใช้ Inverting Amp เป็น Summing Amp เนื่องจาก PLL 566 ที่ใช้เป็น FM Modulator ในส่วนต่อไปสร้างความถี่แปรผกผันในลักษณะเชิงเส้นกับศักดาที่ป้อนเข้าวงจร จึงต้องกลับเฟสสัญญาณ TDM ก่อนเข้าทำการ Modulation ส่วน VR_1 ใช้ปรับขนาดของสัญญาณให้มีค่าต่ำ ๆ (100 mV) เพื่อให้เหมาะสมกับการ Modulation กับส่วนต่อไป

ในการสร้างวงจรในส่วนนี้ ได้ดัดแปลงมาจากวงจร TDM ใน Direction Lab ปี 3 โดยการปรับค่าอุปกรณ์ R , C ในวงจรดังนี้

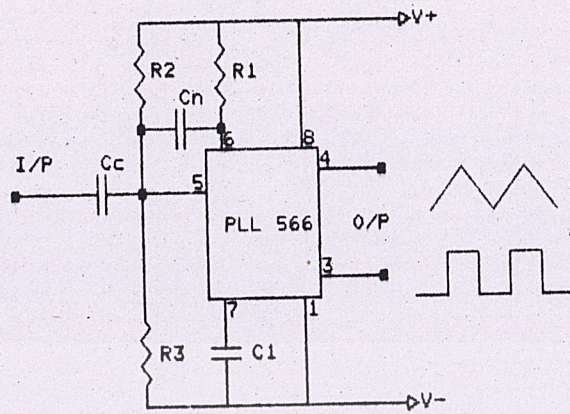
1. ปรับค่า R_1 , R_2 และ C_1 เพื่อตั้งความถี่ของสัญญาณนาฬิกา
2. ปรับให้ค่า Time Constant $R_3 C_2$ และ $R_4 C_2$ ให้มีค่าต่ำกว่า t_{on} ของสัญญาณอินพุตของ SYNC Pulse Generator เพื่อสร้างสัญญาณ SYNC

2.3 SUBCARRIER FM MODULATOR

เหตุที่ต้องใช้วงจร FM Modulator แทนที่จะส่งสัญญาณ TDM เข้า Modulation แบบ AM กับคลื่นพาหะหลักโดยตรง ก็เนื่องมาจากสัญญาณ TDM ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูดตามสัญญาณอินพุตทั้ง 4 ช่องอาจถูกรบกวนทางด้านแอมพลิจูดจากสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ได้ ในการ Modulation แบบ FM สัญญาณ TDM จะเข้าไปผสมกับคลื่นพาหะรอง ในรูปของความถี่ ทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะรอง เปลี่ยนแปลงไปแต่ให้อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ สัญญาณที่ได้จะมีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งจะลดปัญหาการรบกวนทางด้านแอมพลิจูดที่อาจเกิดขึ้นกับสัญญาณ TDM ได้

สำหรับวงจรที่ใช้ นั้น เราสามารถใช้ VCO ใน IC จำพวก PLL แทนที่เป็น FM Modulator ได้ โดยอาศัยคุณสมบัติของ VCO ซึ่งเป็นวงจร Oscillator ให้ output signal ที่มีความถี่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันอินพุต เมื่อเราให้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณเอาต์พุตจะมีความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณ ซึ่งผลที่ได้จะเป็น FM Modulator

จากการทดลองใช้ VCO ของ PLL 4046 กับ PLL 566 ทำเป็น FM Modulator พบว่า PLL 566 ให้ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) ที่ดีกว่า PLL 4046



รูปที่ 2.5 FM Modulator

ขา 5 ของ PLL 566 จะต้องถูก Bias จากวงจรภายนอกด้วยค่าแรงดัน V_c ที่อยู่ในช่วง $3/4 V_{cc} \leq V_c \leq V_{cc}$ เมื่อ V_{cc} คือค่า Total Supply Voltage ซึ่งในที่นี้

$$V_{cc} = (V^+ - V^-)$$

จากวงจรรูป 2.5 จะเห็นว่า ค่าของ V_c ถูกกำหนดขึ้นจาก Voltage Divider ของ R_2 และ R_3 ส่วน C_c มีไว้ Coupling สัญญาณ TDM เข้ามาและจะกันแรงดันไฟตรงไม่ให้เข้ามารบกวนการทำงานของวงจร

ค่าความถี่กลางของวงจร สามารถตั้งได้ ตามสมการ

$$f_o = 2(V_{cc} - V_c) / R_1 C_1 V_{cc} \quad (2.2)$$

โดยที่ค่าของ R_1 ควรมีค่าอยู่ในช่วง $2k \leq R_1 \leq 20k$

ระหว่างขา 5 กับ ขา 6 ควรมี C ขนาดเล็ก (ประมาณ $.001 \mu F$) ต่อไว้เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นภายในวงจร

ในการใช้งาน PLL 566 เป็น FM Modulator เลือก output ออกจากขา 4 ซึ่ง VCO จะสร้างสัญญาณของคลื่นพาหะออกเป็นสามเหลี่ยมออกมา ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณสามเหลี่ยมมี Harmonics น้อยกว่าสัญญาณสี่เหลี่ยม ทำให้สามารถกรองเอา Harmonics ออกไปได้ง่ายกว่า

อีกอย่างหนึ่งที่สำคัญ ก็คือ ช่วงความถี่ที่จะเปลี่ยนแปลงไปกำหนดให้อยู่ในช่วง $\Delta f = 10\%$ ของความถี่คลื่นพาหะรอง ซึ่งเป็นช่วงที่ยอมรับได้ คือเป็นช่วงของสัญญาณที่ใช้ออกแบบในส่วนของ Band Pass Filter ที่ Flat ตลอดช่วง 45-55 KHz.

เงื่อนไขในการออกแบบ $f_o = 2(V_{cc} - V_c)/R_1 C_1 V_{cc}$

โดยมีค่า Free Running Frequency $f_o = 50 \text{ kHz}$.

Total Voltage $V_{cc} = 10\text{V}$

Control Voltage V_c อยู่ระหว่าง $3/4 V_{cc}$ กับ V_{cc}

ให้ค่า R_1 อยู่ระหว่าง 2k ถึง 20k

เลือกใช้ $R_2 = 5\text{K}$, $R_3 = 50\text{K}$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } V_c &= (R_2/R_2+R_3) V_{cc} \\ &= (5\text{k}/5\text{k}+50\text{k}) 10 = 9.1\text{V} \end{aligned}$$

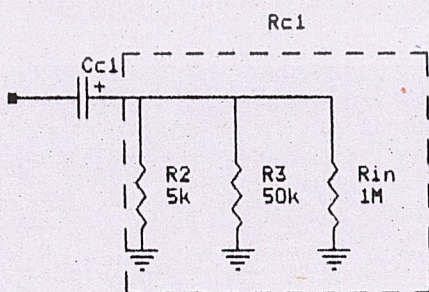
แทนค่าในสมการ (2.2) จะได้

$$\begin{aligned} R_1 C_1 &= 2(V_{cc} - V_c)/f_o V_{cc} \\ &= 2(10-9.1)/50\text{k}(10) = 3.6 \times 10^{-6} \text{ sec.} \end{aligned}$$

เลือกใช้ $C_1 = 820 \text{ pF}$ จะได้

$$R_1 = 3.6 \times 10^{-6}/C_1 = 4.39 \text{ k}$$

นอกจากนี้ เนื่องจากสัญญาณที่ป้อนเข้าขา Control (ขา 5) ของ PLL 566 ต้องผ่าน Coupling Capacitor ซึ่งต่อกันอยู่ในรูปของ High Pass Filter ดังรูปที่ 2.6 และสัญญาณนั้น เป็นสัญญาณ TDM ซึ่งมีสัญญาณความถี่ต่ำส่งมาด้วย จึงต้องออกแบบให้มีความถี่ต่ำ ๆ ของสัญญาณ TDM ผ่านไปได้หมด



รูปที่ 2.6

จาก Data Sheet ของ PLL 566 มี

ค่า Input Impedance ที่ขา Control

(ขา 5)

$$V_{in, 566} = 1\text{M}$$

ให้ความถี่ cut off ของ HPF ต่ำกว่า

0.1 Hz มาก ๆ

เลือกใช้ $C_{c1} = 1000 \mu F$ จะได้

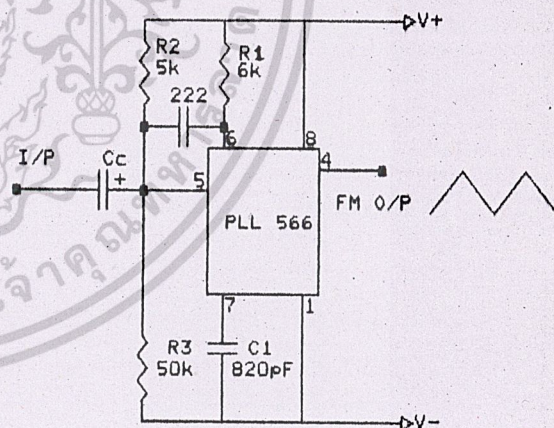
$$f_c = 1/2\pi C_{c1}R_{c1} = 0.035 \text{ Hz}$$

แต่จากการทดลองวงจรตามการออกแบบ ปรากฏว่า ความถี่กลางไม่ตรงกับที่คำนวณไว้ จึงต้องมีการปรับแต่ง โดยการแทน R_1 ด้วย Variable Resistor (VR) แล้วทำการปรับจนได้ค่าความถี่กลาง (f_o) ตามต้องการ จึงถอด V_R ออก แล้วใส่ค่า R คงที่ลงไปแทน ซึ่งจากการทดลองได้ค่า $R_1 = 6 K$

เหตุที่ผลการทดลองไม่ตรงกับผลการคำนวณ ก็เนื่องมาจาก ค่าตัวแปร ๗ ตามที่ทดลองในสมการ (2.2) ไม่ตรงกับที่ตั้งไว้ใน การคำนวณ เช่น V_{cc} ในการคำนวณใช้ 10 V. แต่ในการทดลอง แรงดันไฟเลี้ยงที่ได้จาก Regulator 7805 และ 7905 ให้ Total Voltage ไม่เท่ากับ 10 V. ซึ่งทำให้ค่า V_c ในการทดลองผิดไปจากที่ออกแบบด้วย นอกจากนี้ ยังเกิดจากค่าผิดพลาดของอุปกรณ์ที่ใช้รวมทั้ง PLL 566 ด้วย

ได้วงจรใช้งานดังรูปที่ 2.7 วัดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 4 ได้ค่า $V_{pp} = 2 V$.

นอกจากนี้ ยังได้ทดลองวัดหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_c กับความถี่ของ VCO (f_o) ได้ผลแสดงดังกราฟรูปที่ 1 เป็นกราฟเส้นตรง

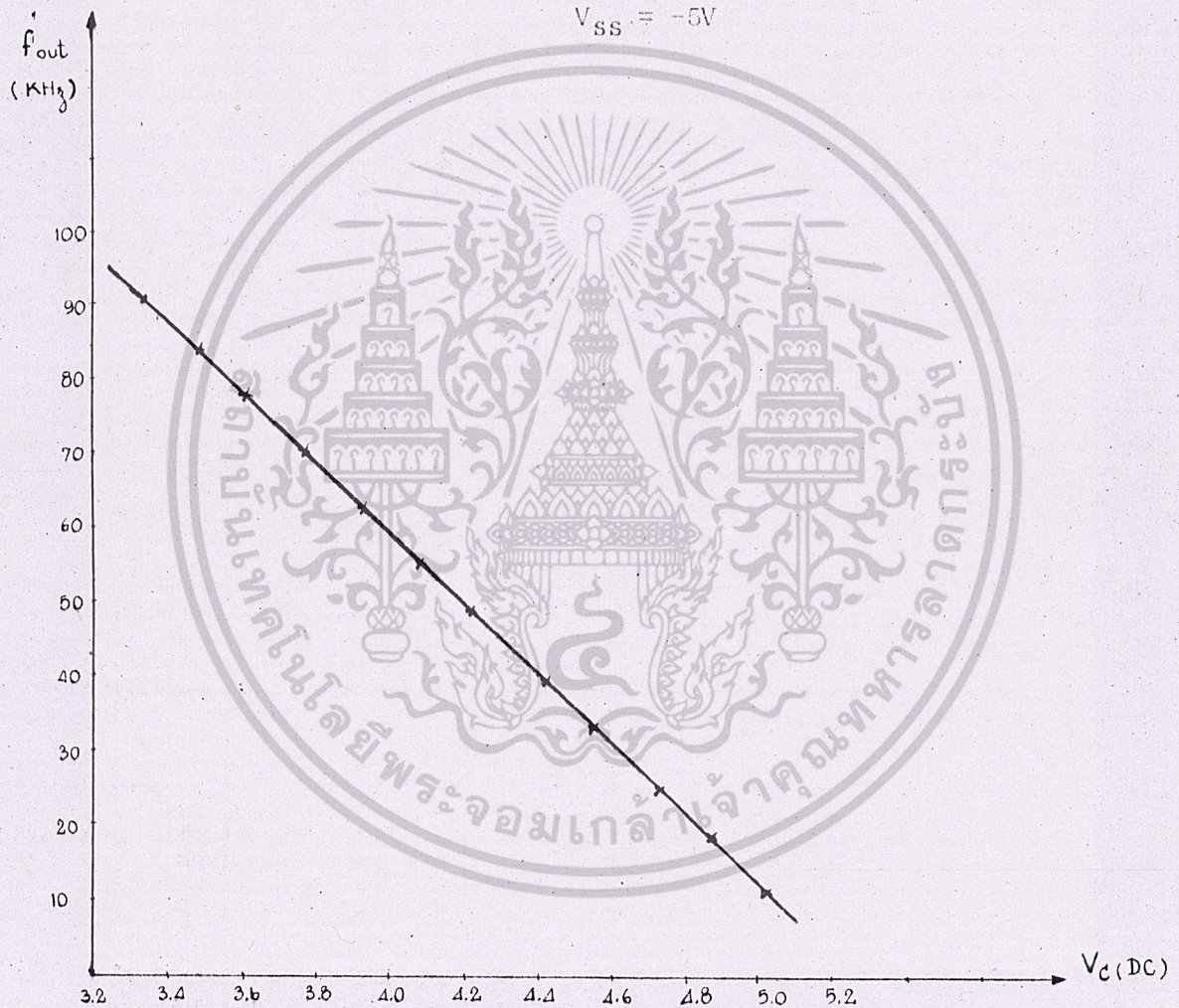


รูปที่ 2.7 วงจรใช้งาน FM Modulator

กราฟรูปที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_c (DC) ที่ขา 5 กับ f_{out} (kHz) ที่ขา 4
ของ PHASE LOCKED LOOP 566

$$V_{cc} = +5V$$

$$V_{ss} = -5V$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรปรับสัญญาณเพื่อให้เหมาะสมในการ MODULATION แบบ AM กับคลื่นพาหะหลัก

สัญญาณที่ได้จาก FM Modulator เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม การ Modulation แบบ AM กับคลื่นพาหะหลัก อาจจะทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณ เนื่องจาก Harmonics ของสัญญาณสามเหลี่ยม ดังนั้น เราจึงต้องกำจัด Harmonics เหล่านี้แต่เนื่องจากการสร้างวงจร Band Pass Filter ที่ให้ค่า Attenuation Factor สูง ๆ สำหรับลดทอน Harmonics และมีความเป็น Maximally Flat ในช่วงความถี่ 45-55 KHz ทำได้ยาก อีกทั้งยังมีปัญหาของ Phase shift เกิดขึ้นเมื่อใช้ order ของวงจร BPF สูง ๆ

การแก้ปัญหานี้ได้นำเอา Sine Function Network มาใช้ในการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยมให้เป็นสัญญาณ sine และกรองความถี่อื่นทิ้งด้วย Butterworth BPF ที่มี order 2 ซึ่งพบว่า ใช้งานได้ดี สัญญาณที่ได้จะถูกส่งผ่านวงจรขยายและ Buffer แล้วส่งเข้า AM Modulator.

2.4.1 Sine Function Network

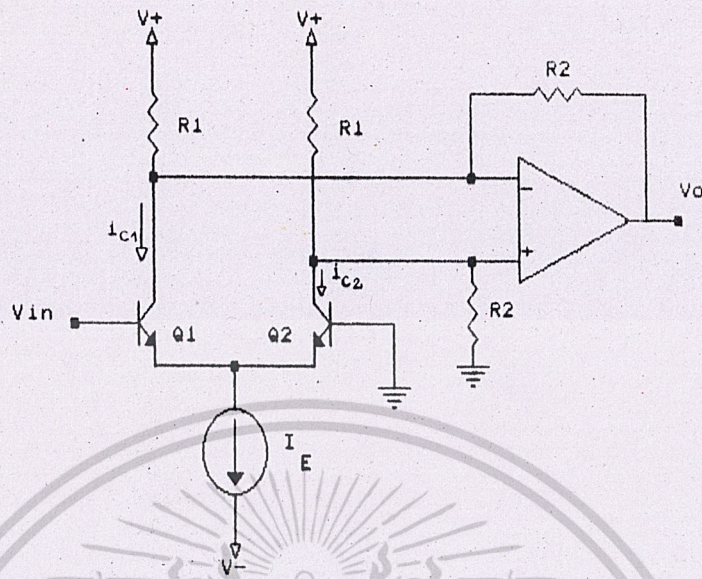
เป็นวงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณสามเหลี่ยมให้เป็นสัญญาณ sine เพื่อลด Harmonics ของสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยความเป็นจริงที่ว่า ที่ค่า x น้อย ๆ ฟังก์ชัน $\tanh x$ ให้กราฟคล้าย ๆ กับฟังก์ชัน sine แสดงวงจรดังรูปที่ 2.8

$$\text{จากวงจร } V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$I_{c1} = I_{ES} e^{(V_{BE1}/V_T)} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} (2.3)$$

$$I_{c2} = I_{ES} e^{(V_{BE2}/V_T)}$$

$$\text{จะได้ } I_{c1}/I_{c2} = e^{(V_{in}/V_T)} \quad (2.4)$$



รูป 2.8 Sine Function Network

$$\begin{aligned} \frac{(I_{c1} - I_{c2})}{(I_{c1} + I_{c2})} &= \frac{(e^{(V_{in}/V_T)} - 1)}{(e^{(V_{in}/V_T)} + 1)} \\ &= \tanh (V_{in}/2V_T) \end{aligned}$$

จะได้ $I_{c1} - I_{c2} = I_E \tanh (V_{in}/2V_T) \quad (2.5)$

$$\begin{aligned} V_{out} &= (I_{c1} - I_{c2})R_2 \\ &= I_E R_2 \tanh (V_{in}/2V_T) \quad (2.6) \end{aligned}$$

สมการ (2.6) แสดงให้เห็นว่า แรงดันเอาต์พุต มีความสัมพันธ์กับแรงดันอินพุตในลักษณะ $\tanh$ วงจรข้างบนก็จะได้จากการ Approximate ให้สมการ (2.6) เท่ากับสมการ $V_o = \hat{V}_o \sin (\pi/2 \times V_{in}/V_T)$ โดยมีค่า V_o เป็นแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต

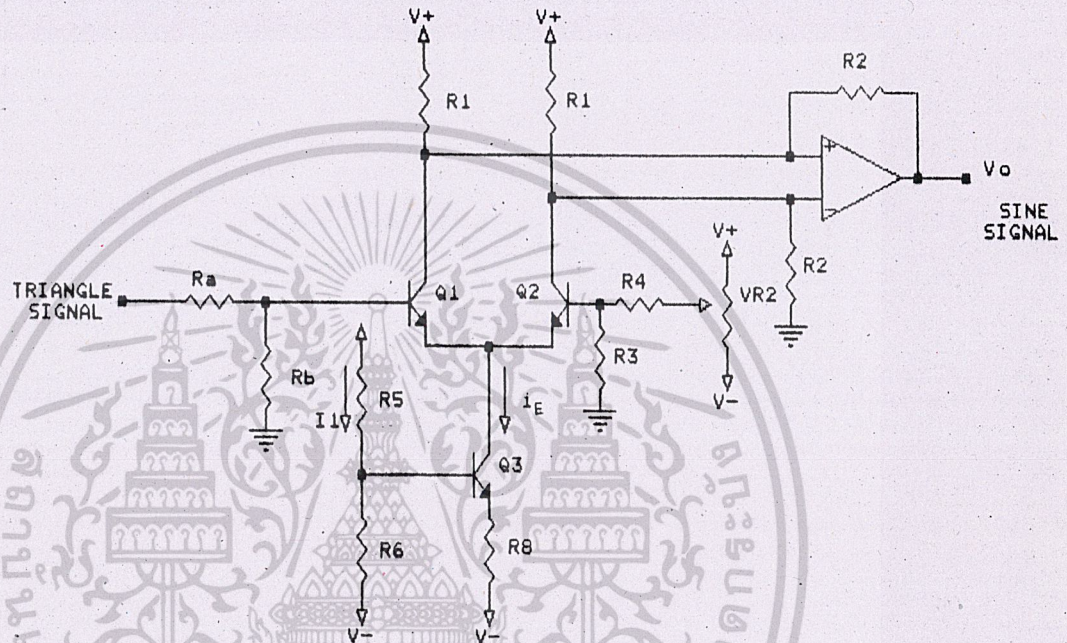
โดยวิธีการทาง Numerical Method จะได้ว่า แอมพลิจูดของ V_{in} ($\hat{V}_{in}$)

เอกสารนี้เป็นที่เฉพาะสมการในการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยมเป็น sine มีค่าตามสมการ (2.7)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = 71.2 \text{ mV} = 2.8 V_T \quad (2.7)$$

ซึ่งมีค่าค่อนข้างต่ำ ดังนั้น จึงต้องใช้วงจร Voltage Divider ทางด้านอินพุตลดขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยม ให้มีขนาดตามสมการ (2.7) และเมื่อผ่านการทดลองหาวงจรที่เหมาะสมได้ วงจรดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงวงจร Sine Function Network

จากสมการ (2.6), (2.7) และรูป 2.9

$$V_o = I_E R_2 \tanh (V_{in} / 2V_T)$$

$$\text{และ } V_{in} = 71.2 \text{ mV} = 2.8 V_T$$

แสดงให้เห็นว่า จะต้องจำกัดค่า PEAK ของแรงดันอินพุต ที่ป้อนเข้าวงจรให้มีค่าไม่มากกว่า $2.8 V_T$ จึงจะทำให้ การทำงานของวงจรเทียบได้กับ Sine Function

จากผลการทดลองในส่วน FM Modulator ให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่า

$$V_p \cong 1 \text{ V} \quad (V_{pp} \approx 2 \text{ V}) \quad \text{จะต้องทำการ Attenuate ลงโดยคำนวณจาก}$$

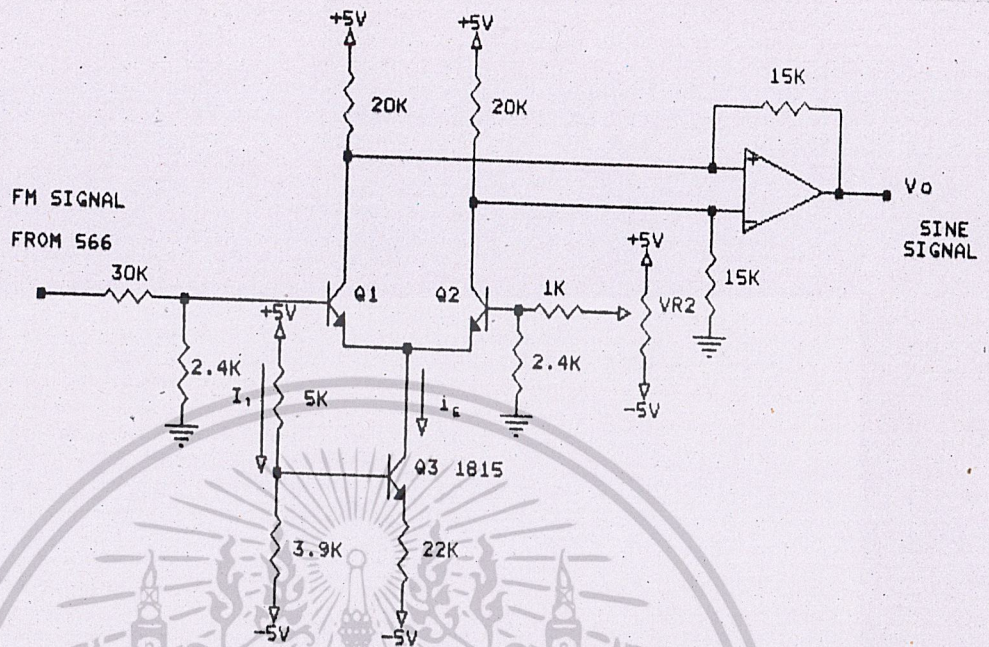
$$R_B / R_A + R_B = 71.2 \text{ mV} / 1 \text{ V}$$

$$\text{จะได้ } R_B = 0.0767 R_A$$

$$\text{เลือกให้ } R_A = 30 \text{ k} \quad \text{จะได้}$$

$$R_B = 2.3 \text{ k} \quad \text{ใช้ } R_B = 2.4 \text{ k}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9.1 แสดงวงจรใช้งาน Sine Function Network

จากสมการ (2.6) กำหนดให้ I_E คงที่ เพื่อให้สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต โดยการปรับ R_2 เท่านั้น

ให้ $R_5 = 5 \text{ k}$ $R_6 = 3.9 \text{ k}$

ได้ $I_1 = V_{CC} / (R_5 + R_6)$
 $= 10 / (5\text{k} + 3.9\text{k}) = 1.124 \text{ mA}$

$I_1 R_6 = V_{BE1} + I_E R_E$

จะได้ $I_E = (I_1 R_6 - V_{BE1}) / R_E$

เลือกใช้ $R_E = 22 \text{ k}$

$I_E = [(1.124 \times 10^{-3})(3.9\text{k}) - 0.6] / 22\text{k}$
 $= 0.172 \text{ mA}$

เลือกใช้ $R_2 = 15 \text{ k}$ เพื่อให้ขนาดของ V_o อยู่ในช่วงที่เหมาะสมและ
 ใช้ $R_1 = 20 \text{ k}$ VR_2 , R_3 และ R_4 ใช้ในการปรับความเพี้ยนของสัญญาณ
 Sine ที่ได้ ดังนั้น จะได้วงจรใช้งาน ดังรูปที่ 2.9.1

ทดลองต่อวงจรตามรูปที่ 2.9.1 วัดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ $V_{pp} =$

เอกสารนี้มีส่วนช่วยในการใช้ประโยชน์จากเอกสารนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 4.7 V นั่นคือ $V_p = 2.35 \text{ V}$ เปรียบเทียบกับการออกแบบ ซึ่งคำนวณได้ดังนี้
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = (R_B/R_A + R_B) V_{FM} = 74.1 \text{ mV}$$

แทนค่าในสมการ (2.6) จะได้

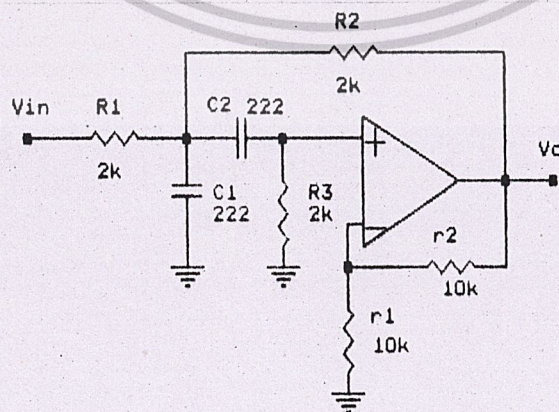
$$\begin{aligned} V_o &= I_E R_2 \tanh(V_{in}/2V_T) ; V_T = 25 \text{ mV} \\ &= (0.172 \times 10^{-3})(15k) \tanh[74.1 \times 10^{-3}/2(25 \times 10^{-3})] \\ &= 2.327 \text{ V} \end{aligned}$$

จะเห็นว่า ผลการทดลองได้ใกล้เคียงกับผลคำนวณจากการออกแบบ

2.4.2 Band Pass Filter

เนื่องจาก ความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณสามเหลี่ยมบริเวณขอบทั้งทางด้านบวกและลบ ทำให้สัญญาณที่ได้จากรวงจร Sine Function เกิดความเพี้ยนเป็นรอยแตกบริเวณยอดของสัญญาณ Sine เราสามารถแก้ไขได้โดยการผ่านสัญญาณเข้าวงจรกรองความถี่อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งใช้เพียง Order 2 ของ Sallen and Key BPF ก็เพียงพอเงื่อนไขในการออกแบบ ก็เนื่องมาจาก ความต้องการให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบ Maximally Flat ในช่วงความถี่ 45-55 kHz จึงเลือกเป็นแบบ Butterworth ดังนั้น จะได้เงื่อนไขในการออกแบบ คือ

$$\begin{aligned} \omega_p &= 2\pi(50 \text{ kHz}) \\ Q_p &= 1/\sqrt{2} = 0.707 \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} \omega_p &= 2\pi(50 \text{ kHz}) \\ Q_p &= 1/\sqrt{2} = 0.707 \end{aligned}} \right\} \text{ (A)}$$



พิจารณาวงจร BPF ในรูปที่ 2.10 ให้ Transfer Function ดังมี

$$T(s) = \frac{ks/R_1C_1}{s^2 + s(1/R_1C_1 + 1/R_3C_2 + 1/R_3C_1 + (1-k)/R_2C_1) + (R_1+R_2)/R_1R_2R_3C_1C_2} \quad (2.8)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{(R_1+R_2)/R_1R_2R_3C_1C_2}}{1/R_1C_1 + 1/R_3C_2 + 1/R_3C_1 + (1-k)/R_2C_1} \quad (2.9)$$

$$k = 1 + r_2/r_1 \quad (2.10)$$

$$W_p = \frac{\sqrt{R_1+R_2}}{\sqrt{R_1R_2R_3C_1C_2}} \quad (2.11)$$

ถ้า $C_1 = C_2 = 1$ และ $R_1 = R_2 = R_3 = R$

$$\text{จะได้ } W_p = \sqrt{2}/R$$

$$Q_p = \sqrt{2}/4-k$$

แทนค่า W_p และ Q_p จากสมการ (A) จะได้

$$R = \sqrt{2}/W_p = 4.5 \times 10^{-6}$$

$$k = 4 - \sqrt{2}/Q_p = 2$$

ทำการ Impedance Scaling ด้วย Factor $.0022 \times 10^{-6}$

$$\text{จะได้ } C_1 = C_2 = .0022 \text{ uF}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = 2045 = 2 \text{ k}$$

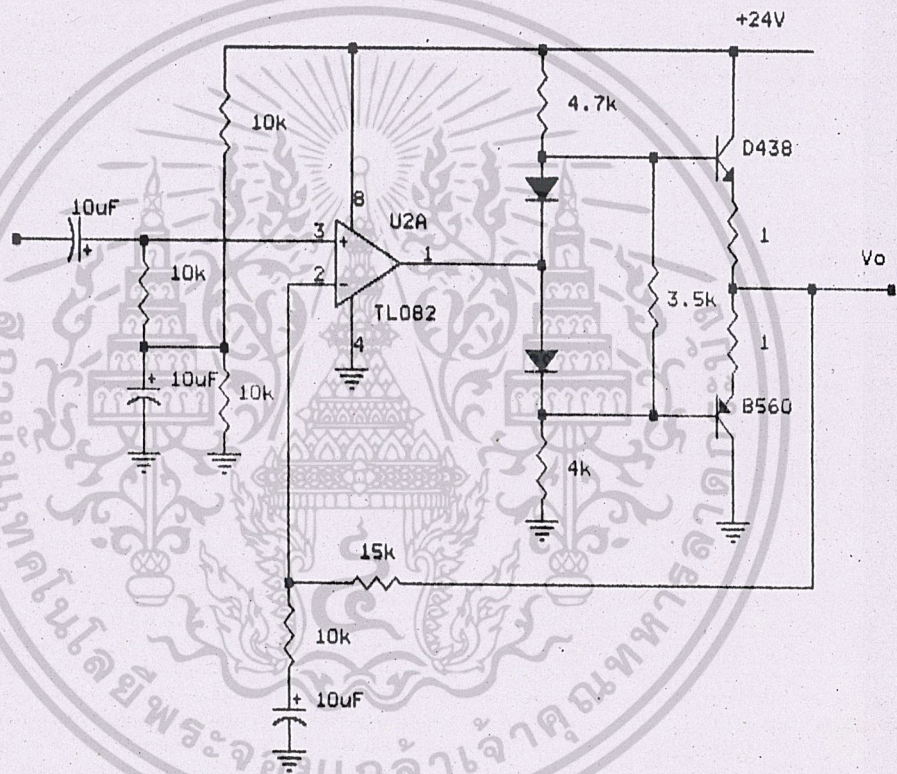
$$r_1 = r_2 = 10 \text{ k}$$

2.4.3 วงจรขยายสัญญาณ และ BUFFER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เนื่องจาก สอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์ BPF ในหนังสือเล่มนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปอร์เซ็นต์ ในการ Modulation ที่ติดกับคลื่นพาหะหลักในวงจรส่วน AM Modulation และวงจร Op-Amp ไม่สามารถขับ load ที่มีค่าต่ำ ๆ ได้ (ประมาณ 100 ซึ่ง เป็น Input Impedance ของวงจรส่วน AM Modulation) จึงต้องมีการต่อ วงจรขยายเพื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณให้เหมาะสมและต่อวงจร Buffer เพื่อให้สามารถขับ load ที่มีค่าต่ำ ๆ ได้

วงจรที่ใช้งานในส่วนนี้ เป็นวงจรง่าย ๆ ดังแสดงในรูป 2.11



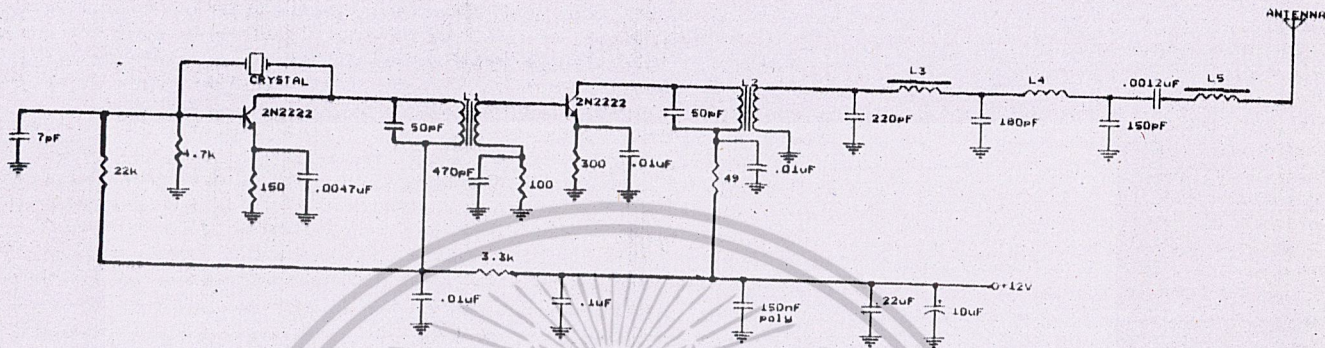
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขยายสัญญาณและวงจร Buffer

จากวงจรในรูปที่ 2.11 สัญญาณที่ได้จะถูกส่งเข้า Modulate แบบ AM กับ คลื่นพาหะหลัก โดยให้สัญญาณเข้าไปกับระดับไฟเลี้ยงที่ป้อนให้กับส่วน L_1 ของ Q_1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ และ L_2 ของ Q_2 ในรูป 2.12 ซึ่งเป็นส่วนขยายสัญญาณ จะได้สัญญาณ AM Mod ผ่านวงจรชาร์โมคิฟิลเตอร์และแมทซ์เสาอากาศส่ง

เอกสารนี้เป็น เอกอวาทศต่อไปสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 RF OSCILLATOR , RF AMP , AM MODULATOR

วงจรส่วนนี้แสดงดังรูป 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรภาคส่งในส่วนความถี่สูง

วงจรออสซิลเลเตอร์ (OSC) จะผลิตความถี่ 27.035 MHz ตามค่า X-TAL ในภาคส่งสัญญาณนี้จะถูกส่งไปขยายที่ภาค RF AMP ให้สัญญาณแรงขึ้น

ในอีกทางหนึ่ง สัญญาณ TDM จะถูกส่งมาขยายโดยออปแอมป์ให้สัญญาณแรงขึ้นเพื่อไปมอดูเลต (Modulate) กับสัญญาณ RF ที่ได้จากภาค RF AMP

สัญญาณ TDM จะแบ่งไปกับสัญญาณ RF 27.035 MHz ในลักษณะการ MOD แบบ AM แล้วออกสู่เสาอากาศกระจายคลื่นออกไปยังเครื่องรับ

ภาคกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุ หัวใจสำคัญที่กำหนดความถี่ตรงของความถี่ที่ส่งออกอากาศไป คือ ผลึกแร่บังคับความถี่ที่เรียกว่า คริสตัล ซึ่งอยู่ในวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดควบคุมความถี่ด้วยผลึกแร่ (Crystal Controlled RF Oscillator)

2.6 การทำงานของวงจรเครื่องส่ง

Q₁ ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ ใช้คริสตัลควบคุมความถี่ ความถี่ที่ได้จะขึ้นกับค่าของคริสตัล จะเห็นได้ว่า L₁ ทำหน้าที่เป็นตัวต่อเชื่อมของสัญญาณไปยัง Q₂ โดยมีลักษณะเป็นโหลดที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q₁ ความถี่ที่ออสซิลเลตออกมาถูกส่งมายัง Q₂

ส่วนอีกทางหนึ่ง สัญญาณ TDM นั้นจะถูกส่งมาขยายสัญญาณที่วงจรขยายการคำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านวงจร Buffer เพื่อให้สามารถขยายสัญญาณให้สามารถเข้า Modulation แบบ AM กับคลื่นพาหะหลัก โดยให้สัญญาณเข้าไปกับระดับไฟเลี้ยงที่ป้อนให้กับส่วน L_1 ของ Q_1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ และ L_2 ของ Q_2 ซึ่งเป็นส่วนขยายสัญญาณ ซึ่งต่อเป็นแบบ Collector Modulation ซึ่งมีความเพี้ยนต่ำกว่าแบบ Base Modulation Q_1, Q_2 ทำงานใน Class C สัญญาณ RF ที่ถูก MOD ในลักษณะ แอมพลิจูด มอดูเลชัน (Amplitude Modulation) AM จะถูกส่งออกอากาศไปโดยผ่าน $C_1, C_2, C_3, L_3, L_4, L_5$ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรฮาร์โมนิคฟิลเตอร์ และแมทชิ่งเสวอากาศ คือ กรองเฉพาะความถี่ที่ต้องการให้ส่งออกอากาศได้ดีที่สุดและมากที่สุด

การพันคอยล์ L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 ใช้แกนพันคอยล์ (coil form) ขนาด 8 mm. ซึ่งมีแกนเฟอร์ไรท์ให้หมุนปรับได้

L_1 - ใช้ลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 28 พันบนแกนเป็นขดปฐมภูมิ (primary) จำนวน 8 รอบ โดยพันชิดกันรอบต่อรอบ แล้วบัดกรีปลายเข้ากับขาคัดด้านล่าง จากนั้นพันขดทุติยภูมิ (secondary) โดยใช้ลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 32 พันทับลงบนขดปฐมภูมิเป็นจำนวน 2 รอบ โดยพันในทิศทางเดียวกัน แล้วบัดกรีปลายทั้งสองเข้ากับขาคัดด้านล่างที่เหลืออีก 2 ขา

L_2 - ใช้ลวดอาบยาเบอร์ 28 พันบนแกนเป็นขดปฐมภูมิจำนวน 6 รอบ ใช้ทิศทางการพันกลับกับ L_1 (เพื่อลดผลการรบกวนกับ L_1) จากนั้น พันขดลวดทุติยภูมิด้วยลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 32 ในทิศทางเดียวกับขดปฐมภูมิเป็นจำนวน 2 รอบ

L_3 - ใช้ลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 28 พันรอบแกนเป็นจำนวน 4 รอบ โดยพันทิศทางเดียวกับ L_1 (เพื่อลดผลการรบกวนกับ L_2)

L_4 - ใช้ลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 20 พันบนแกนอะไรก็ได้ ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 1 ซม. เป็นจำนวน 5 รอบ โดยให้แต่ละรอบมีช่องว่างห่างกันประมาณ เท่ากับขนาดของลวด แล้วถอดแกนออก

L_5 - ใช้ลวดทองแดงอาบยาเบอร์ 28 พันรอบแกนเป็นจำนวน 10 รอบ โดยพันทิศทางเดียวกับ L_2 (เพื่อลดผลการรบกวนกับ L_3)

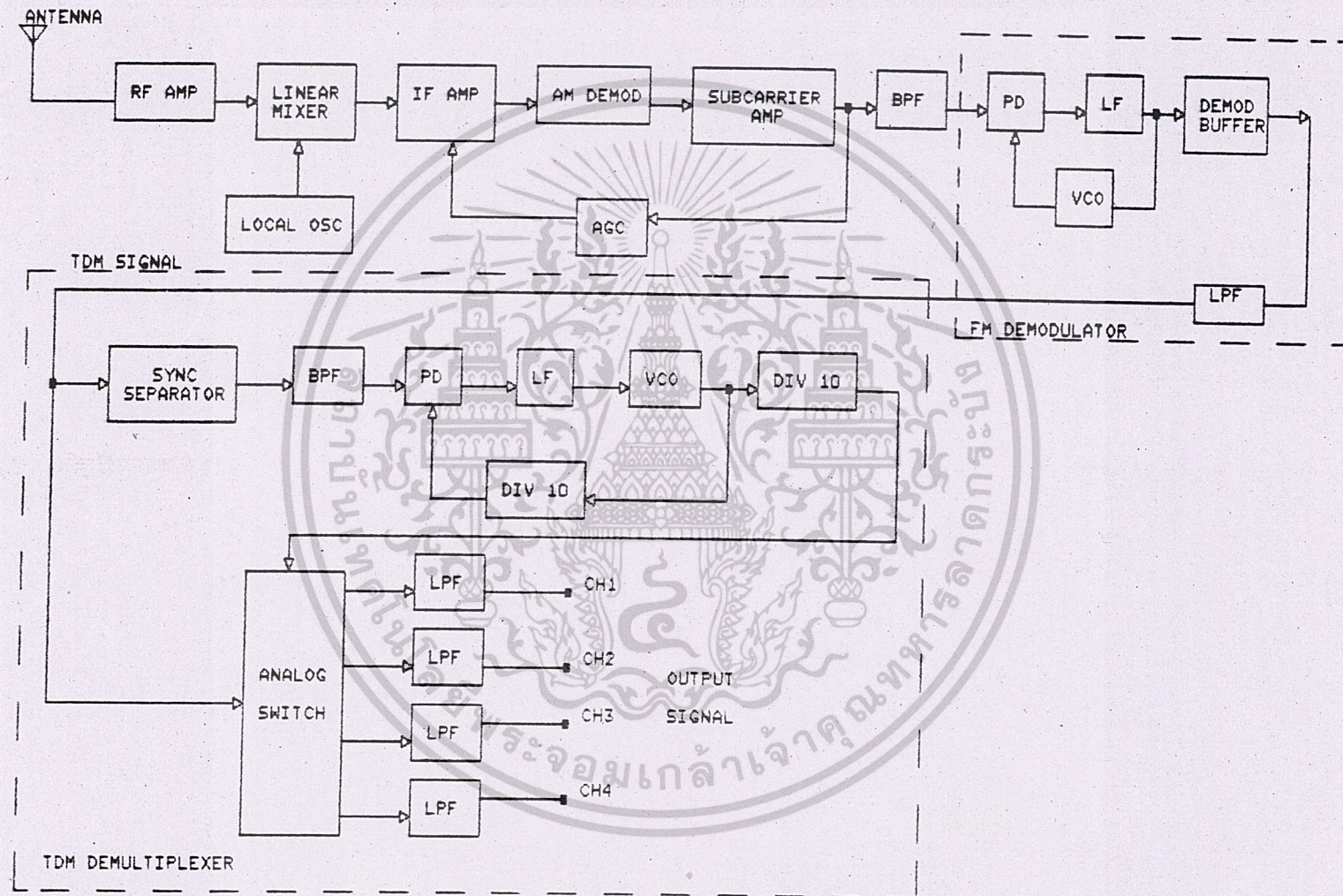
บทที่ 3

รายละเอียดทางด้านเครื่องรับ

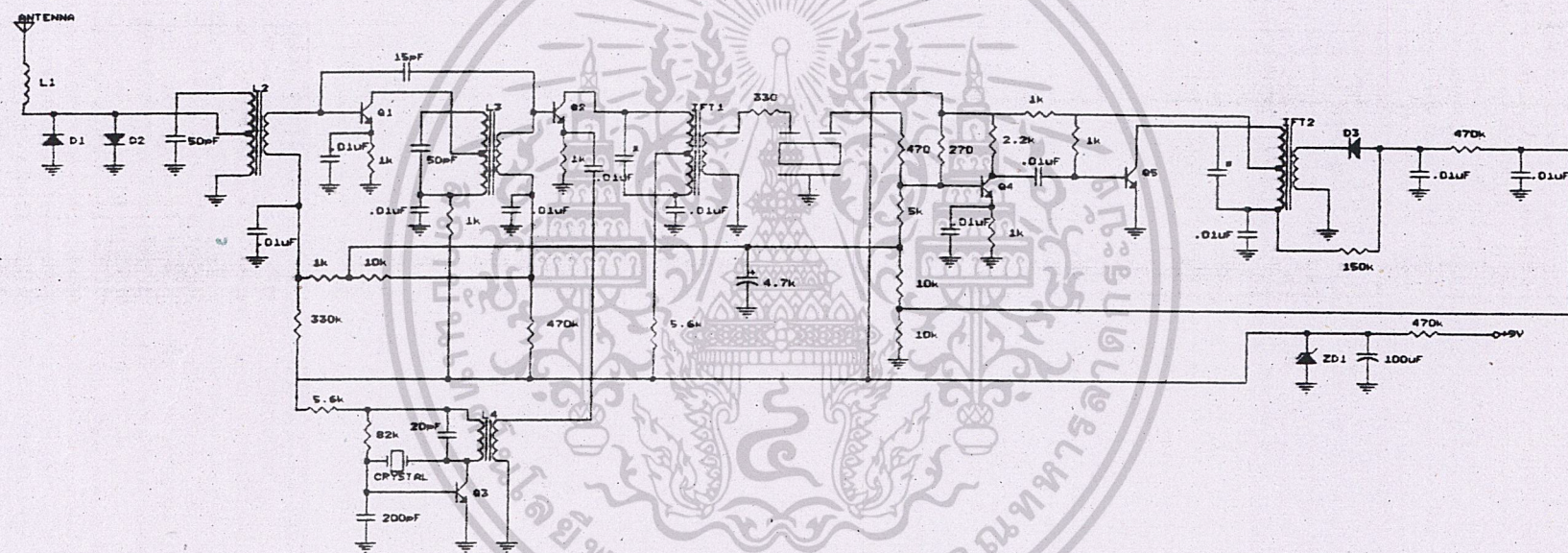
เนื่องจากเราต้องการสัญญาณที่ส่งมาจากผู้ปวยผ่านเครื่องส่งมายังเครื่องรับมีลักษณะสัญญาณคงเดิม ดังนั้น การเลือกใช้และการออกแบบวงจร จึงต้องพิจารณาความไวในการรับสัญญาณ (Sensitivity), ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) และการป้องกันสัญญาณรบกวน (Shield Noise) ดังนั้น การออกแบบและการประกอบวงจรจะต้องคำนึงถึงปัญหาต่าง ๆ เหล่านี้ด้วย

รายละเอียดของวงจรในส่วนต่าง ๆ ตาม Block Diagram ของเครื่องรับในบทที่ 1 ซึ่งสามารถแสดงเป็น Block Diagram ของเครื่องรับอย่างละเอียดได้ ดังรูปที่ 3.1

ส่วนวงจรจริง ตั้งแต่ภาค RF Amp จนถึงภาค AM Demod แสดงได้ ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.1 แสดง Block Diagram อย่างละเอียดของเครื่องรับ



รูปที่ 3-2 แสดงวงจรจิงสอง RF AMP, MINER, LOCAL OSC, AM DEMOD

3.1 การทำงานของวงจร

จากวงจรรูปที่ 3.2 สัญญาณ RF จากสายอากาศผ่านคอยล์ L_1 เข้ามายังวงจรจูนย่าน 27 MHz ซึ่งประกอบด้วย L_2, C_1 ส่วน D_1, D_2 เป็นตัวป้องกันไม่ให้สัญญาณ RF ที่มีขนาดแรงเกินไปเข้ามายังวงจรได้

ความถี่ 27 MHz ที่รับเข้ามามีจะถูกคัปปลิงมายัง Q_1 ขยายให้แรงขึ้นและส่งไปยังขา BASE ของ Q_2 ในขณะเดียวกัน Q_3 ซึ่งเป็นวงจร Oscillator จะสร้างความถี่ที่ถูกลำดับโดย X-TAL เพื่อให้ได้ความถี่เที่ยงตรงส่งเข้าไปยังขา EMITTER ของ Q_2 ความถี่ทั้งสองจะหักล้างกัน เหลือเป็นความถี่ผลต่าง 455 kHz ส่งมายัง IFT_1 ซึ่งเป็นวงจรจูนที่ความถี่ IF 455 kHz ความถี่ 455 kHz จะผ่าน R_{14} เข้าไปยัง CUF 455 kHz ซึ่งเป็นตัวกรองให้ผ่านเฉพาะความถี่ 455 kHz อีกชั้น ความถี่ IF นี้จะถูกขยายให้แรงขึ้นด้วย Q_5, Q_6 และผ่าน IFT_2 มายัง D_5 ซึ่งทำหน้าที่ DETECT เอาสัญญาณออกจาก RF ผ่านวงจร FILTER ซึ่งประกอบด้วย C_{16}, R_{26}, C_{17} เพื่อให้ได้สัญญาณที่ดี ผ่านสัญญาณไปขยายแล้วทำการแยกสัญญาณ โดยส่วน TDM Demultiplexer ต่อไป

ขดลวดต่าง ๆ จะต้องพันดังต่อไปนี้

L_1 - ใช้คอยล์ฟอรม์ชนิดไม่มีฝาครอบ เส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 4-5 มม. โดยใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 30 พันบนคอยล์ฟอรม์ โดยพันชิดกันชั้นเดียวจำนวน 18 รอบ พันวนซ้าย

L_2, L_3, L_4 ใช้คอยล์ฟอรม์ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 8 มม. แบ่งเป็นชั้น ๆ 3 ชั้น คือ ชั้นล่าง ชั้นกลาง และชั้นบน ครอบด้วยเฟอไรท์ชิ้นในส่วนชั้นนอกครอบด้วยกระเบื้องโลหะ มีขนาดเท่ากับกระเบื้อง IFT ของเครื่องรับทั่ว ๆ ไป ถ้าหาคอยล์ฟอรม์แบบนี้ไม่ได้ จะใช้คอยล์ฟอรม์ ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 8 มม. จรวมดาที่ไม่มีฝาครอบแทนก็ได้ แต่รายละเอียดการพันคอยล์และค่า C บางตัวเปลี่ยนไปดังนี้

เปลี่ยนค่า C ดังนี้ C_1, C_4 เดิม 50 pF เปลี่ยนเป็น 30 pF

C_7 เดิม 20 pF เปลี่ยนเป็น 15 pF

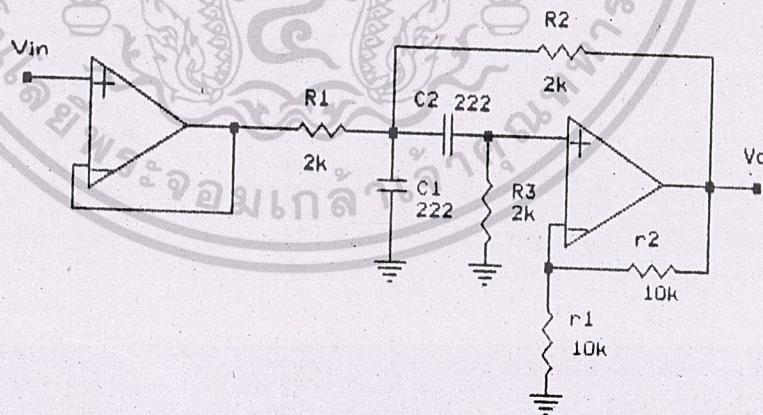
L_2, L_3, L_4 ใช้ลวดทองแดง SWG 40 ทั้งหมด

- ขดหุติยภูมิ พันชั้นกลาง ทับด้านปฐมภูมิจำนวน 2 รอบ
 - L_3 - ขดปฐมภูมิ พันชั้นกลาง จำนวน 6 รอบ แก๊ปที่ 2 รอบ พันวนขวา
 - ขดหุติยภูมิ พันชั้นกลาง ทับด้านปฐมภูมิจำนวน 2 รอบ พันวนขวา
 - L_4 - ขดปฐมภูมิ พันชั้นล่าง จำนวน 6 รอบ พันชั้นกลาง จำนวน 6 รอบ พันวนขวา
 - ขดหุติยภูมิ พันชั้นล่าง จำนวน 1 รอบ พันชั้นกลาง จำนวน 1 รอบ พันวนขวา
- IFT_1 สีเหลือง , IFT_2 สีดำตัวเล็กกว่า IFT_1

CFU เป็นเซรามิคฟิเตอร์ 455 kHz ชนิด 3 ขา อิมพีแดนซ์ระหว่าง 2 ขา ประมาณ 10 ที่ความถี่ 455 kHz

3.2 BAND PASS FILTER

วงจรใช้งานในส่วนนี้ ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ วงจร Buffer และ Band Pass Filter ดังแสดงในรูปที่ 3.3 วงจร Buffer มีไว้เพื่อการ load ของวงจร BPF อันจะทำให้เงื่อนไขของ BPF เปลี่ยนไปจากที่ออกแบบเอาไว้



รูปที่ 3.3 วงจรใช้งาน BPF 45-55 kHz และ Buffer ในเครื่องรับ

การออกแบบของวงจร BPF ใช้ลักษณะ และเงื่อนไขของวงจรเหมือนกับ BPF ในวงจรเครื่องส่ง

แต่เนื่องจาก Buffer ภายใน IC 4046 ต้องการ R_L ต้องมีในรูป จึง
ต้องใช้วงจร Buffer ภายนอกต่อต้นก่อนป้อนสัญญาณเข้าวงจร LPF ซึ่งใช้เป็นแบบ
Sallen and Key มี Transfer Function ดังนี้

$$T(s) = \frac{k/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s(1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + (1-k)/R_2 C_2) + 1/R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3.1)$$

โดยที่ $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ (3.2)

$$Q_p = \frac{\sqrt{1/R_1 R_2 C_1 C_2}}{1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + (1-k)/R_2 C_2} \quad (3.3)$$

$$k = 1 + r_2/r_1 \quad (3.4)$$

จุดประสงค์ของวงจร LPF ก็เพื่อกำจัดคลื่นพาหะซึ่งเป็นออกมาด้วยเงื่อนไข
ในการออกแบบที่จาวมาได้จากสัญญาณ TDM มี 5 ช่อง แต่ละช่องถูก Sampling
ด้วยความถี่ 400 Hz รวม 5 ช่องเป็น 2 kHz ดังนั้น เพื่อในกระบวนการสัญญาณ
TDM ทั้งหมดและต้องการค่า Attenuation Factor มาก ๆ ที่ 50 kHz นอก
จากนี้ ยังต้องให้ผลตอบแทนความถี่เป็นแบบ Maximally Flat ด้วย จึงกำหนดเงื่อนไข
ให้ได้เป็น

$$\omega_p = 2\pi(5 \text{ kHz}) \quad (3.5)$$

$$Q_p = 1/\sqrt{2} \quad (3.6)$$

จากวงจรดังรูปที่ 3.5 เมื่อกำหนดค่า C_0 ที่ต่อระหว่างขา 6 และขา 7
ของ PLL 4046 จะหาค่า R_0 ได้จากสมการ

$$f_{\max} = 1/R_0(C_0 + 32\text{pF}) \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราเลือกใช้ $f_{\min}$ เป็นศูนย์ โดยปล่อยขา 12 ลอยไว้ จะได้
 $f_o = f_{\max}/2$

แต่ในการใช้งานจริง ๆ ไม่สามารถใช้ค่าตามสมการข้างต้นได้ เนื่องจาก ค่าผิดพลาดในตัวไอซี วิธีที่เหมาะสมก็คือ ใช้ VR ปรับค่าจนกว่าจะได้ f_o ที่ต้องการ แล้วจึงแทนที่ VR ด้วย R_o คงที่ในวงจร

การตั้งความถี่กลางของ 4046 ทำได้โดยการป้อนแรงดัน $V_{cc}/2$ เข้าที่ขา 9 แล้วปรับที่ขา 11 โดยเลือกค่า C_o ก่อน วัดความถี่ของ VCO ก่อนให้ความถี่กลางที่ต้องการ ซึ่งในที่นี้ต้องการความถี่กลางที่ 50 kHz

ส่วนของ Low Pass Filter ก็ทำได้โดยการต่อวงจรให้ครบรูปตามการปรับค่า R_F จนได้สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 10 ดีที่สุด ซึ่งเป็นสัญญาณ TDM ที่มีความถี่ของคลื่นพาหะรองปนออกมาด้วย ผ่านเข้า LPF อีกชั้นหนึ่ง เพื่อลดขนาดของคลื่นพาหะรองที่ปนออกมา

ส่วนของ Low Pass Filter ความสัมพันธ์ของ Parameter ต่าง ๆ ได้แสดงในสมการที่ (3.1) - (3.4) ใช้เงื่อนไขในการออกแบบดังนี้

$$W_p = 2\pi(5 \text{ kHz})$$

$$Q_p = 1/\sqrt{2}$$

$$\text{และเลือกให้ } C_1 = C_2 = 1, \quad R_1 = R_2 = R$$

$$\text{จะได้ } R_1 = 1/W_p = 1.95 \times 10^{-5}$$

$$k = 3 - 1/Q_p = 1.586$$

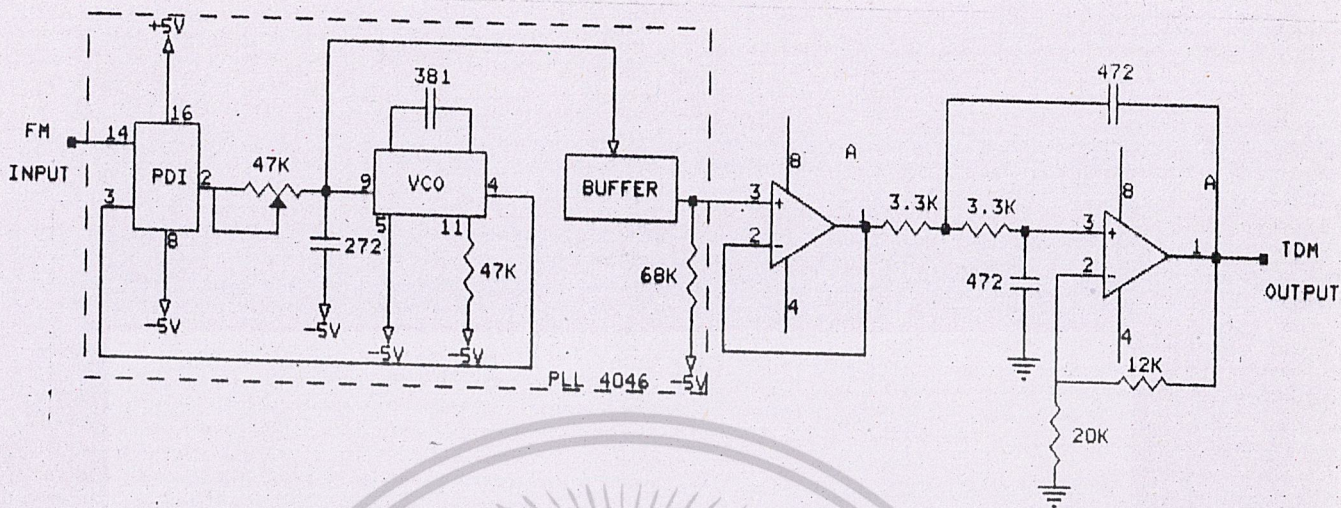
ทำการ Impedance Scaling ด้วย Factor $.0047 \times 10^{-6}$

$$\text{จะได้ } C_1 = C_2 = .0047 \text{ uF}$$

$$R_1 = R_2 = 3.383 = 3.3 \text{ k}$$

$$r_2 = 0.586 r_1$$

$$\text{ให้ } r_1 = 20 \text{ k} \quad \text{จะได้ } r_2 = 18 \text{ k}$$

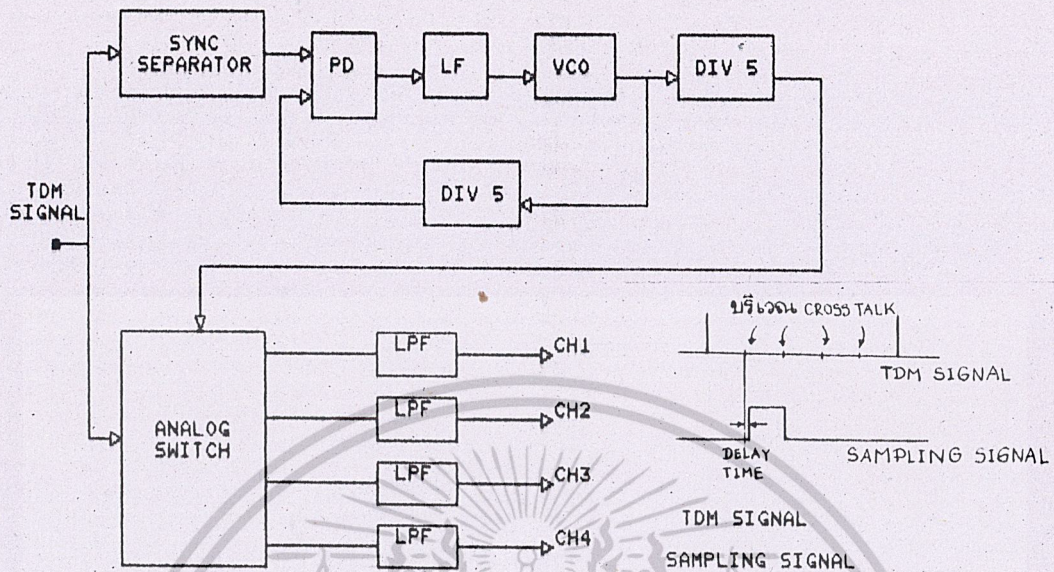


รูปที่ 3.5.1 วงจรใช้งานในส่วน FM Demodulator

3.4 TDM DEMULTIPLEXER

ในส่วนของ TDM ในเครื่องรับ การทดลองในตอนแรกเป็นไปตาม Block Diagram รูปที่ 3.6 โดยการใช้ PLL ส่งกระแสความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาของ TDM ในเครื่องส่งผ่านวงจรหาค่า ซึ่งสร้าง Scanning Clock ความถี่ 400 Hz ให้ช่วงเวลาในการ Sampling เท่ากับในเครื่องส่ง ปัญหาที่เกิดขึ้น ก็คือ เกิดการรบกวนของสัญญาณบริเวณรอยต่อระหว่าง Channel ที่เรียกว่า CROSSTALK และ Delay Time ของวงจร ทำให้เกิดการ Sampling เหลื่อม Channel ขึ้น

ผลของทั้งสองปัญหา ทำให้สัญญาณแต่ละ Channel ที่ได้เกิดขึ้นไปจาก สัญญาณผู้ป่วยที่ส่งมาจากเครื่องส่ง

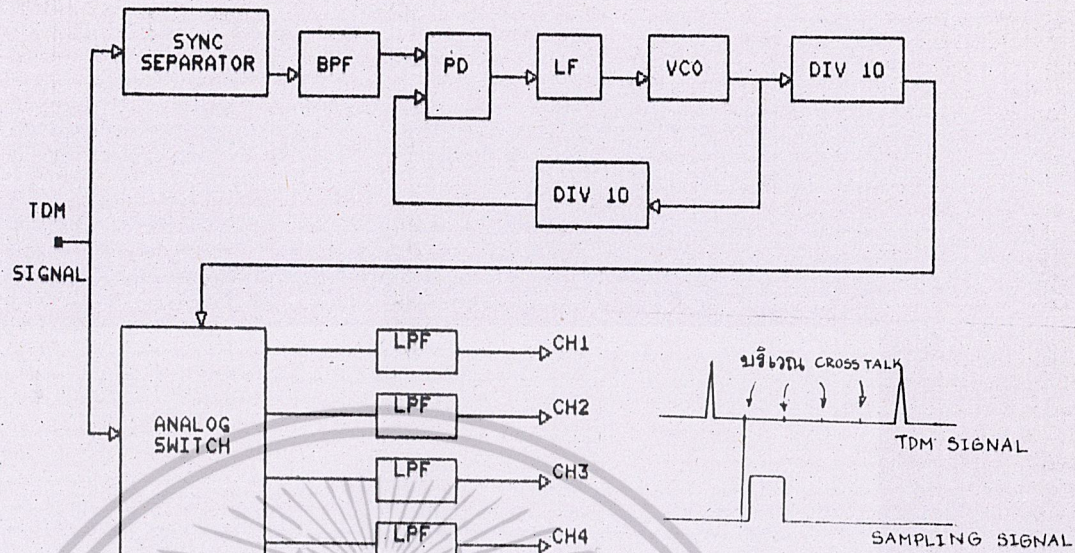


รูปที่ 3.6 แสดง Block Diagram ของ TDM Demultiplexer ที่ทำการทดลองในตอนแรก

การแก้ไขทำได้ตาม Block Diagram รูปที่ 3.7 โดยการลดช่วงเวลาในการ Sampling สัญญาณแต่ละ Channel ลงครึ่งหนึ่ง สัญญาณแต่ละ Channel ที่ได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ก็จะได้สัญญาณที่ส่งมาตามต้องการ

Band Pass Filter ในรูปที่ 3.6 มีไว้ เนื่องจากเมื่อทดลองต่อทั้งระบบ ความแรงของสัญญาณที่เครื่องรับอ่อน ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณ SYNC ไม่คงที่ จึงใช้วงจร High Q BPF กรองเอาความถี่ 400 Hz ออกมา เพื่อนำไปสร้างสัญญาณนาฬิกา 4 kHz

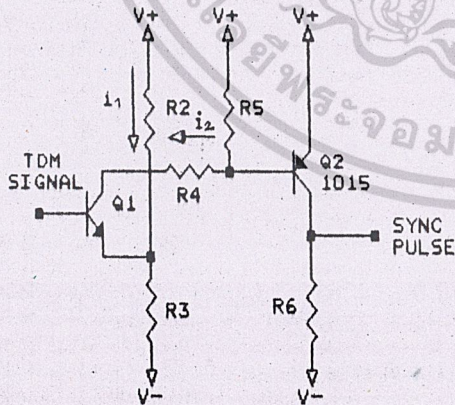
ต่อไป เราจะแบ่งแยกพิจารณาวงจรที่นำมาใช้งานในแต่ละส่วนของ TDM Demultiplexer



รูปที่ 3.7 แสดง Block Diagram ของ TDM Demultiplexer ที่ใช้งาน

3.4.1 SYNC SEPARATOR

เป็นวงจรแยกสัญญาณ SYNC ออกจากสัญญาณ TDM ทำงานในลักษณะของ Amplitude Detector แสดงวงจรดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 SYNC Separator

การทำงานของวงจร เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต Q_1 และ Q_2 จะ "OFF" วงจรให้เอาท์พุทที่แรงดันไฟโลบ แต่เมื่ออินพุตมีขนาดมากกว่าค่า $V_1 + V_{BE1}$ จะทำให้ Q_1 "ON" ซึ่งจะไปไบอัสให้ Q_2 "ON" วงจรจะให้เอาท์พุทที่แรงดันไฟบวก ดังนั้นในการ Detect เอาสัญญาณ SYNC ต้องตั้งให้ระดับ $V_1 + V_{BE1}$ มีค่าต่ำกว่าขนาดของสัญญาณ SYNC ในสัญญาณ TDM

แต่สูงกว่าขนาดของสัญญาณในแต่ละ Channel ที่ส่งมาเมื่อมี SYNC Pulse เข้ามา วงจรจะทำให้ SYNC Pulse ออกไป ได้สัญญาณดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารภายในของสำนักงานตำรวจแห่งชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดง Wave form ของ สัญญาณอินพุต และเอาต์พุตของวงจร SYNC Separator

การพิจารณาเงื่อนไขการออกแบบ เพื่อให้ Q_1 "ON" จะทำให้ Q_2 "ON" ด้วย I_2 ที่เกิดขึ้น จะต้องน้อยกว่า I_1 มาก ๆ เพื่อให้ V_1 มีค่าคงที่

ดังนั้นเลือกให้ $R_2, R_3 = 1 \text{ k}$

จะได้กระแส $I_1 = 10\text{V}/2\text{k} = 5 \text{ mA}$

และให้ $R_5 = R_6 = 10 \text{ k}$, $R_4 = 22 \text{ k}$

ขณะ Q_1, Q_2 "ON" จะได้

$$V_{cc} = V_{BE2} + I_2 R_4 + V_{CEsat} + (I_1 + I_2) R_3$$

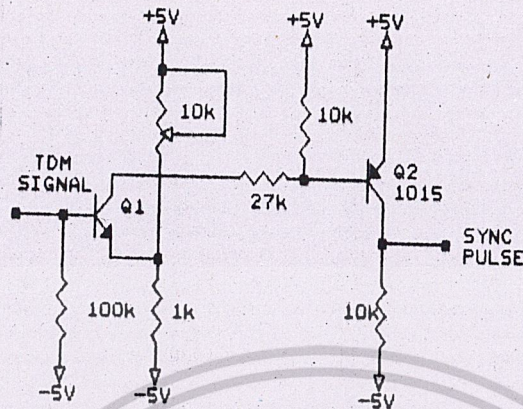
$$I_2 = (V_{cc} - V_{BE2} - V_{CEsat} - I_1 R_3) / R_4$$

$$= 10 - 0.6 - 0.2 - (5 \times 10^{-3})(1\text{k}) / 22\text{k}$$

$$= 0.191 \text{ mA} \ll I_1 \quad \text{ตามต้องการ}$$

แต่ในทางปฏิบัติ เราให้ R_2 เป็นตัวต้านทานแบบปรับค่าได้เพื่อให้

วงจรสามารถปรับระดับในการ Detect ได้ ได้วงจรใช้งาน ดังรูปที่ 3.10



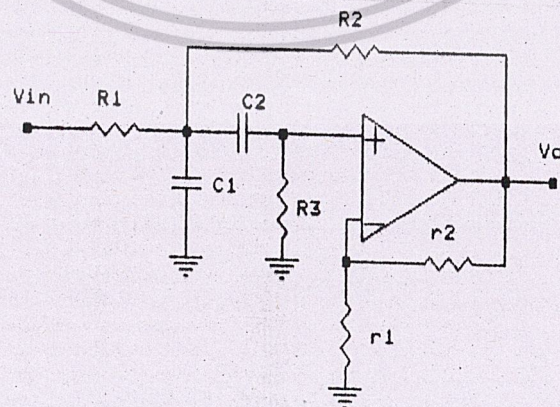
รูปที่ 3.10 วงจรใช้งาน SYNC Separator

3.4.2 BAND PASS FILTER

วงจรในส่วนนี้ ต้องการสแกนเอาท์พุทที่มีความถี่ 400 Hz เท่านั้น จึงต้องออกแบบให้ค่า Q สูง ๆ ใช้วงจรตามรูป 3.11 ซึ่งเป็นวงจรแบบเดียวกับที่ใช้ในภาคส่ง แต่เงื่อนไขการออกแบบ ดังนี้

$$W_p = 2\pi(400 \text{ Hz}) \quad (3.8)$$

$$Q_p = 10 \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.11 Band Pass Filter For Detecting SYNC Signal

วงจรส่วนนี้ใช้ร่วมกับ SYNC Separator ในการสร้างสัญญาณ Scanning สำหรับแยกสัญญาณแต่ละช่องออกจากกัน กำหนดเงื่อนไขการออกแบบได้ดังนี้

$$\omega_p = 2\pi(400 \text{ Hz}) \quad \text{rad/sec}$$

$$Q_p = 10$$

$$\text{ให้ } C_1 = C_2 = 1 \quad R_1 = R_2 = R_3 = R$$

จากสมการ

$$T(s) = \frac{k/R_1 C_1}{s^2 + s(1/R_1 C_1 + 1/R_3 C_2 + 1/R_3 C_1 + (1-k)/R_2 C_1) + (R_1 + R_2)/R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$Q_p = \frac{R_1 + R_2 / R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{1/R_1 C_1 + 1/R_3 C_2 + 1/R_3 C_1 + (1-k)/R_2 C_1}$$

$$k = 1 + r_2 / r_1$$

จะได้

$$R = 2/\omega_p = 0.795 \times 10^{-3}$$

$$k = 4 - 2/Q_p = 3.86$$

ทำการ Impedance Scaling ด้วย Factor $.1 \times 10^{-6}$

$$\text{จะได้ } C_1 = C_2 = .1 \mu\text{F}$$

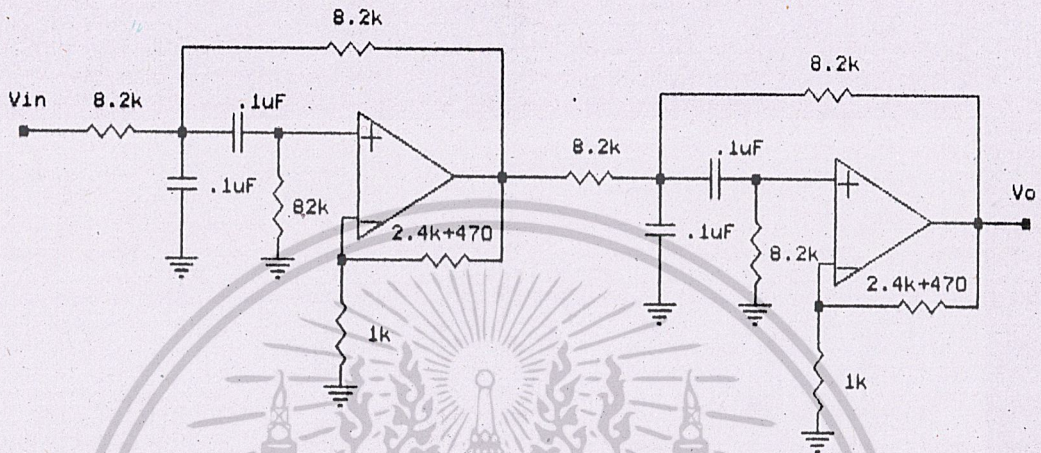
$$R_1 = R_2 = R_3 = 7.95 \text{ k} = 8.2 \text{ k}$$

$$\text{และได้ } r_2 = 2.86 r_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับให้ใช้ภายในสถานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

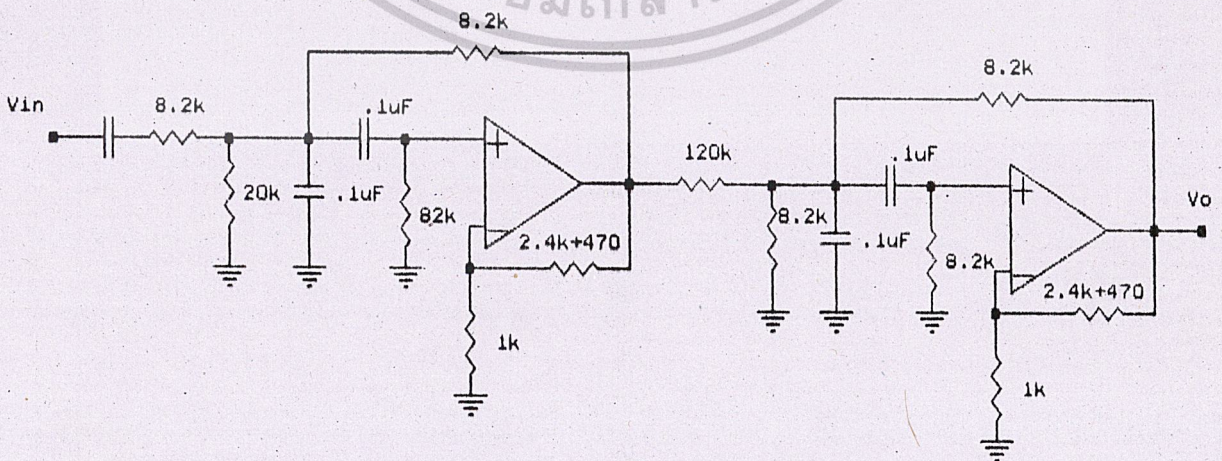
$$r_2 = 2860 = 2.4 \text{ k} + 470$$

วงจรที่ออกแบบได้ต่อเรียงกัน 2 state ได้วงจรดังรูป 3.12



รูปที่ 3.12 วงจร Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบ

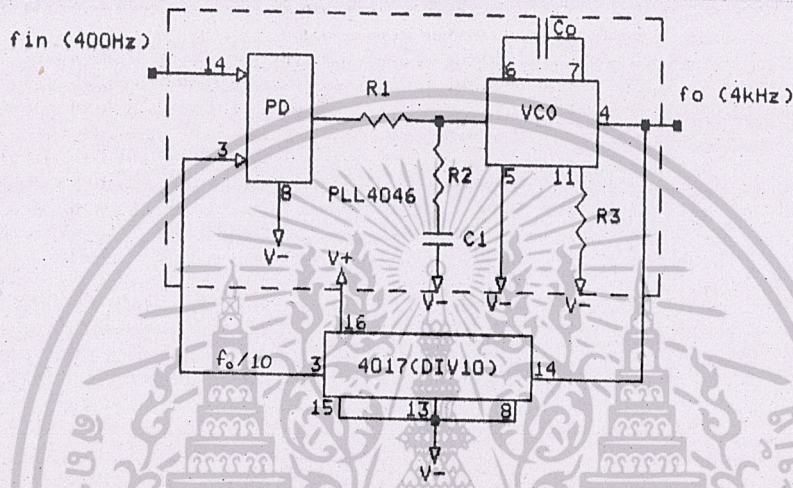
แต่วงจรที่ได้จากการทดลอง สำหรับใช้งานจริงจะเป็นดังรูปที่ 3.12.1 ส่วนที่เปลี่ยนไปเป็น state ที่ 1 ก็เนื่องมาจาก Output Impedance ของวงจร SYNC Separator มีค่าประมาณ 10k เมื่อต่อเข้าด้วยกัน ก็ต้องนำค่าความต้านทานรวมเท่ากับ 10 k เพื่อให้งาน state ที่ 1 ทำงาน ในเงื่อนไขที่ออกแบบเอาไว้และส่วนที่เปลี่ยนไปเป็น state ที่ 2 เป็นการ Attenuate สัญญาณลงไม่ให้สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ขยับ



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.12.1 แก่ตวงวงจรใช้งาน Band Pass Filter ในส่วน TDM Demultiplexer ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 CLOCK SIGNAL GENERATOR

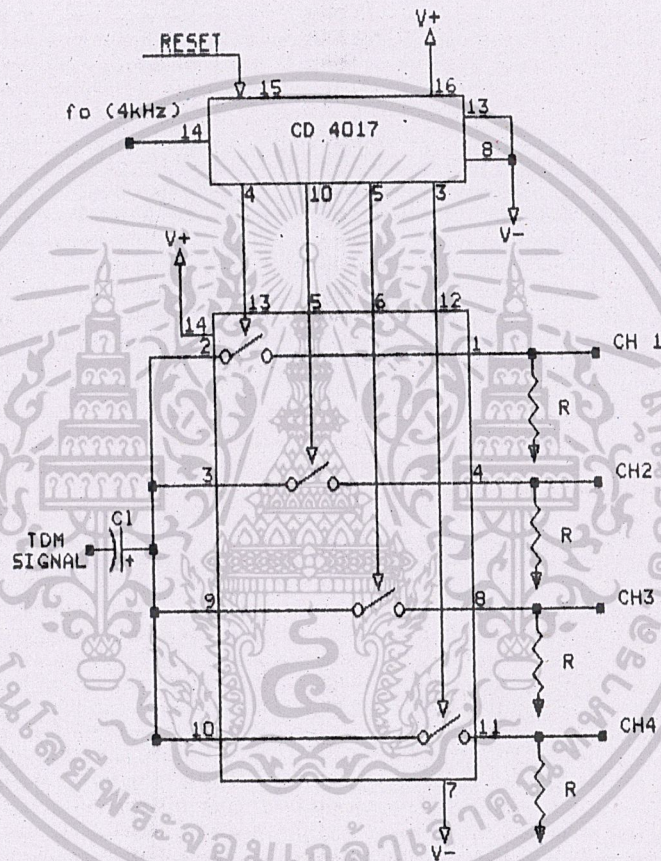
วงจรในส่วนนี้ ใช้หลักการของ Phase Locked Loop (PLL 4046) ในการสังเคราะห์ความถี่ 10 เท่าของความถี่อินพุต แสดงวงจรที่ใช้งานดังรูปที่ 3.13 โดยใช้ IC 4017 ทำหน้าที่เป็นวงจรหารสิบ



รูปที่ 3.13 Clock Signal Generator

3.4.4 วงจรแยกสัญญาณโดยใช้ ANALOG SWITCH

ใช้ในการแยกสัญญาณในแต่ละ Channel ออกจากกัน สลับการทำงาน ของวงจรเหมือนกับส่วนของ Analog Switch ในเครื่องส่ง ซึ่งต้อง มีสัญญาณควบคุม การ Sampling ของ Analog Switch แสดงวงจรดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรแยกสัญญาณ โดยใช้ Analog Switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในส่วนนี้ ใช้วงจรตามรูปที่ 3.14 ได้เลย เพียงแต่มีบางสิ่งที่ต้องพิจารณาก็คือ เอาท์พุทของ Analog Switch ต้องการ R_L ต่อลงไพลบทุกช่องและการใช้ C_L เป็นตัว Coupling สัญญาณ TDM เพื่อกันสัญญาณ DC ทำให้ C_L กับ R_L อยู่ในรูปของ High Pass Filter ถ้าไม่ระวัง จะทำให้สัญญาณเอาต์พุทที่ได้เพี้ยน เพราะว่า ความถี่ต่ำผ่านออกมาไม่ได้ ดังนั้น จึงต้องออกแบบค่า C_L ให้มีความถี่ cut off ต่ำมาก ๆ ($\ll 0.1$ Hz)

จากการทดลองได้ค่า $R_L = 5$ k

จะหาค่า R_L ได้จาก

$$f_c = 1/2\pi R_L C_L$$

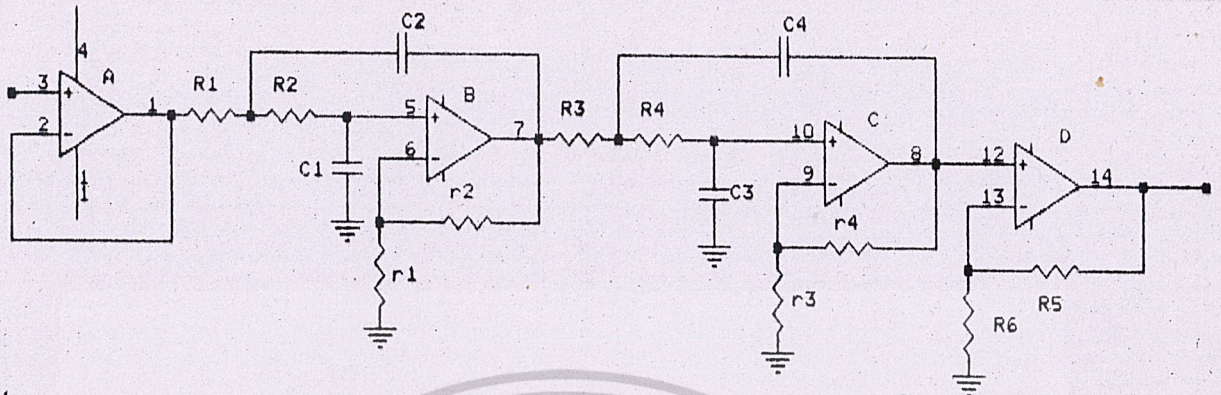
ซึ่งจากการทดลองได้ค่า C_L ที่ใช้งานได้ = 470 μ F ซึ่งให้ $f_c = 0.068$ Hz.

3.4.5 LOW PASS FILTER และ AMPLIFIER

วงจร Low Pass Filter ใช้เพื่อกำจัดเอาสัญญาณความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นสัญญาณของสัญญาณรบกวนมา วงจรใช้กำหนด Cut off Frequency ได้ต่ำ (~ 50 Hz) เหตุผลก็เพราะ จะต้องลดการรบกวนส่วนนี้เนื่องจากสัญญาณ Sampling (400 Hz) และ Noise 50 Hz ที่เข้ามาในระบบ

สัญญาณที่ได้จาก LPF มีขนาดเล็ก เพราะกรองเอาความถี่ของสัญญาณรบกวนมาจากสัญญาณ Pulse ที่มีความถี่ Sampling 400 Hz จึงต้องใช้วงจร Non-Inverting Amplifier ขยายขนาดสัญญาณให้มีความดังตามมาตรฐานประมาณ 1 V.

วงจร LPF ที่ใช้ ก็เป็นวงจร Sallen and Key LPF เหมือน LPF ในส่วน FM Demodulator ซึ่งการออกแบบมีดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.15 วงจร Lowpass Filter และวงจรขยายสัญญาณเอาต์พุต

พิจารณาส่วน LPF ต้องการให้ Attenuate ที่ 50 Hz และ 400 Hz ให้มากที่สุด และเป็น Maximally Flat

ในที่นี้ใช้ Butterworth ที่มี

$$A_{\max} = 3 \text{ dB}, \quad A_{\min} = 30 \text{ dB}, \quad W_p = 20(2\pi), \quad W_s = 50(2\pi)$$

$$\epsilon = (10^{(0.1A_{\max})} - 1)^{0.5} = 1$$

$$n = \frac{\log \left[\frac{(10^{(0.1A_{\min})} - 1)/\epsilon^2}{\log (W_s/W_p)^2} \right]}{\log (W_s/W_p)^2}$$

$$= 3.77 \approx 4$$

ซึ่งมี Transfer Function ของ Butterworth LPF order 4 ดังมี

$$T(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.76537s + 1)(s^2 + 1.84776s + 1)}$$

$$\text{แทน } s \text{ ด้วย } s \underline{\epsilon}^{1/2} = \underline{s} \text{ ได้}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงาน Wp ้งานเพื่อการศึกษา Wp ้งานนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{4}{W_p (s^2 + 0.76537 W_p^2)(s^2 + 1.84776 W_p s + W_p^2)}$$

แทนค่า $W_p = 2\pi(20\text{Hz})$

$$T(s) = \frac{249367273}{(s^2 + 96.18s + 15791.4)(s^2 + 282.2s + 15791.4)}$$

ใช้วงจรในลักษณะเดียวกับ วงจร LPF ที่ใช้ในส่วน FM Demodulator แบ่ง
ออกเป็น 2 state ต่อกัน

ออกแบบ state ที่ 1

$$T_1(s) = \frac{k}{s^2 + 96.18s + 15791.4}$$

ซึ่งมีค่า $W_p = 2\pi(20 \text{ Hz})$

$$Q_p = 1.31$$

ใช้เงื่อนไข $C_1 = C_2 = 1$, $R_2 = R_1 = R = 1/W_p$ และ $k = 3 - (1/Q_p)$

ได้ $R_1 = R_2 = 7.96 \times 10^{-3}$

$$k = 2.2366$$

ทำการ Impedance Scaling ด้วย Factor $.33 \times 10^{-6}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
/ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = R_2 = 24 \text{ k}$$

$$r_1 = 12 \text{ k} \quad \text{และ} \quad r_2 = 15 \text{ k}$$

แทนค่าอุปกรณ์ลงใน Transfer Function ตามสมการ

$$T(s) = \frac{k/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s(1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + (1-k)/R_2 C_2) + 1/R_1 R_2 C_1 C_2}$$

แทนค่า จะได้

$$T_1(s) = \frac{35870}{s^2 + 94.7s + 15942.25}$$

เพราะฉะนั้น เพื่อหาแอมพลิจูดใน state ที่ 2 เป็น

$$T_2(s) = \frac{6952}{s^2 + 232.2s + 15791.4}$$

(B.1)

$$\text{โดยมีค่า} \quad \omega_p = 2\pi(20)$$

$$Q_p = 0.541$$

ออกแบบในทางองเดียวกัย state ที่ 1 จะได้

$$C_1 = C_2 = 33 \text{ uF}, \quad R_1 = R_2 = 24 \text{ k}, \quad r_2 = 3.3 \text{ k}, \quad r_1 = 22 \text{ k}$$

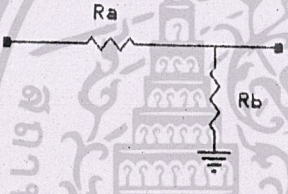
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

/ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าอุปกรณ์ลงใน Transfer Function จะได้

$$\text{จะได้ } T_2(s) = \frac{18368.66}{s^2 + 233.315s + 15942.25} \quad (\text{B.2})$$

ต้องการการปรับ Gain เพื่อให้ได้ $T_2(s)$ ของสมการ (B.2) เท่ากับสมการ (B.1) โดยการแปลงค่าของ R_1 เป็น

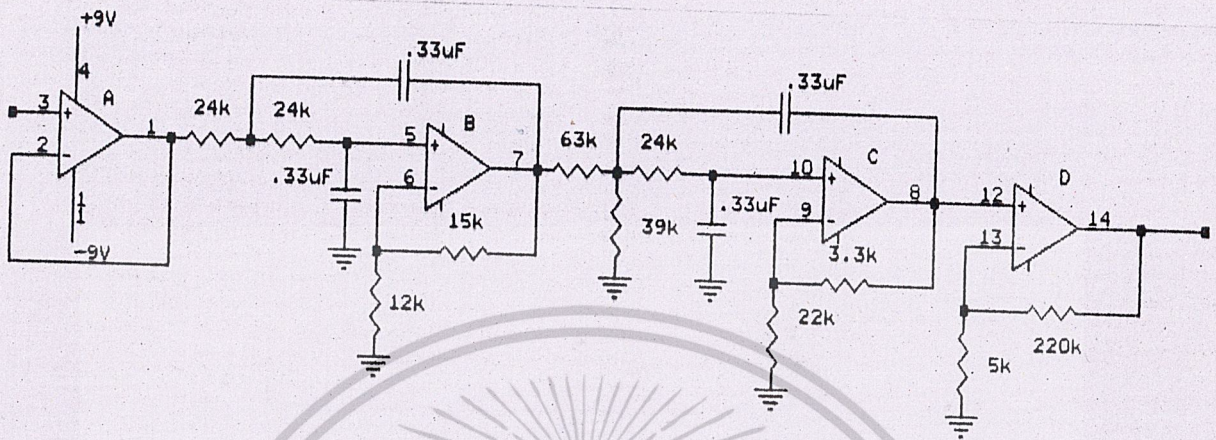


โดยที่ $\frac{R_B}{R_A + R_B} = \frac{6952}{18368.66} = 0.378$

และ $\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} = 24 \text{ k}$

แก้สมการข้างต้น จะได้ $R_A = 83 \text{ k}$
 $R_B = 39 \text{ k}$

ได้วงจรใช้งานแสดงรูปที่ 3.15.1

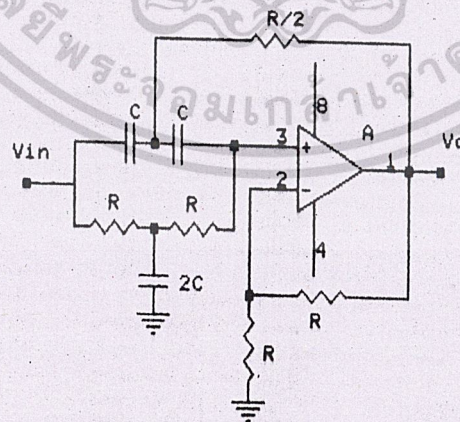


รูป 3.15.1 วงจรใช้งาน LOW PASS FILTER และ AMPLIFIERS

NOTCH-FILTER

วงจรในส่วนนี้เพิ่มเติมขึ้นมาเพื่อกรองเอาสัญญาณเฉพาะที่ค่าความถี่

รูป 3.15 ซึ่งปรากฏว่า มีสัญญาณความถี่ 50Hz. เข้ามาปนด้วย ทำให้สัญญาณเกิดความเปลี่ยนแปลงขึ้น จึงต้องกำจัด 50Hz. ทิ้งไป รายละเอียดของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.16.



รูปที่ 3.16 Notch-Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Active Parallel - T RC Rejactor with Low Q

$$A(s) = \frac{(s^2 + W_p^2)}{s^2 + 2(2-k)W_p s + W_p^2}$$

$$k = 1 + (r_1 + r_2)$$

เงื่อนไขในการออกแบบ ต้องการ 50 Hz Rejactor with Low Q

$$W_p = 2\pi(50) = 1/RC$$

$$Q_p = 0.707 = 1/2(2-k)$$

$$\text{เลือกใช้ค่า } C = .01 \mu F$$

$$\text{จะได้ } R = 31.8 \text{ k}$$

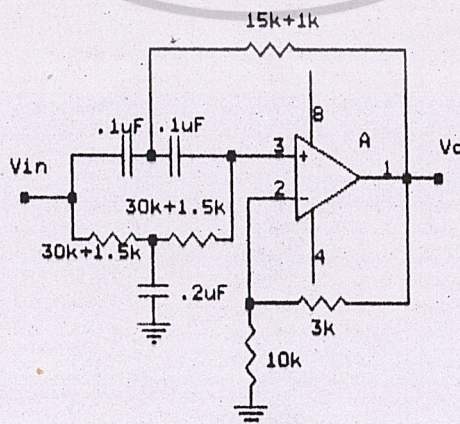
$$\text{หา } k = 2 - 1/2Q = 2 - 1/2(0.707) = 1.293$$

$$r_2/r_1 = 0.293$$

$$r_2 = 0.293 r_1$$

$$\text{เลือกให้ } r_1 = 10 \text{ k} \quad r_2 = 3 \text{ k}$$

ได้วงจรดังรูปที่ 3.16.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.16.1 วงจรใช้งาน Notch Filter
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองออกแบบวงจร

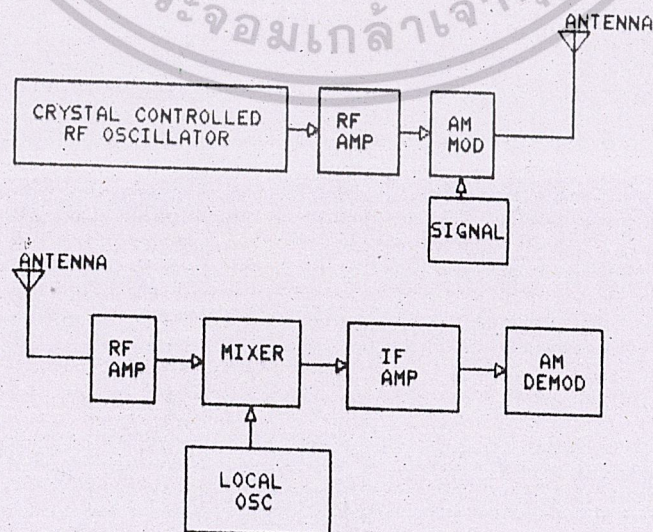
ลำดับขั้นตอนการทดลอง ได้แบ่งการทดลองออกเป็นระบบย่อย 2 ระบบก่อน คือ ระบบย่อยความถี่สูงและระบบย่อยความถี่ต่ำ ในการทดลองระบบย่อยความถี่สูง จะเกี่ยวข้องกับการสร้างคลื่นพาหะหลักและการส่งออกอากาศทางเครื่องส่ง แล้วทำการ Detect สัญญาณด้วยวงจรส่วนต่าง ๆ ของเครื่องรับจนได้สัญญาณที่ Modulate มากับคลื่นพาหะหลักของเครื่องส่ง สำหรับในการทดลอง ระบบย่อยของความถี่ต่ำ ก็ทำการทดลองในส่วนของ TDM Multiplexer ของเครื่องส่ง แล้วต่อตรงเข้ากับส่วนของ TDM Demultiplexer ของ TDM Demultiplexer ของเครื่องรับ ก็สามารถแยกสัญญาณของแต่ละ Channel ที่ได้รับเข้ามาทางอินพุตของ TDM Multiplexer ได้

จากแนวทางข้างต้น จะได้แสดงรายละเอียดต่าง ๆ ดังนี้

การทดลองระบบย่อยความถี่สูง

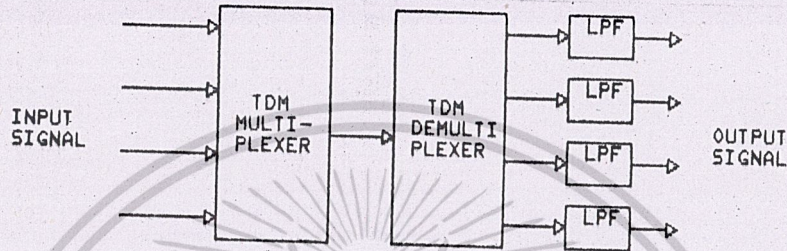
แสดง Block Diagram ของลำดับการทดลองระบบย่อยความถี่สูงดังนี้

4.1 ลำดับการทดลองดังนี้



การทดลองระบบย่อยความถี่ต่ำ

แสดง Block Diagram ของลำดับการทดลองระบบย่อยความถี่ต่ำได้ดัง
รูป 4.2 ซึ่งมีลำดับขั้นตอนการทดลองดังนี้



รูป 4.2 Block Diagram ในการทดลองระบบย่อยความถี่ต่ำ
จากการทดลองสร้างวงจร TDM Multiplexer โดยยังไม่ป้อนสัญญาณ
อินพุตเข้าที่ Channel ใด Channel หนึ่งของวงจร จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณ TDM
ที่มีแค่สัญญาณ SYNC และเมื่อทำการส่งสัญญาณก็สามารถแยกสัญญาณ โดย TDM
Demultiplexer ออกมาได้

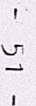
การทดลองทั้งระบบ

ในเทอม 2 ได้ทดลองการส่งสัญญาณออกอากาศและรับสัญญาณ สามารถรับสัญญาณได้
ดีพอสมควร แต่เมื่อนำมา Demultiplexer แบบ TDM จะเกิดสัญญาณเหลื่อม channel
กันหรือที่เรียกว่า cross talk ทำให้สัญญาณเพี้ยน (distortion) ขึ้น จึงไม่สามารถ
กรองสัญญาณออกมาให้สมบูรณ์ได้

แสดงวงจรทั้งหมดของเครื่องส่งและเครื่องรับ ได้ในรูป 4.3 , 4.4



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรในลัคนาความถี่ต่ำและสูงของเครื่องส่ง

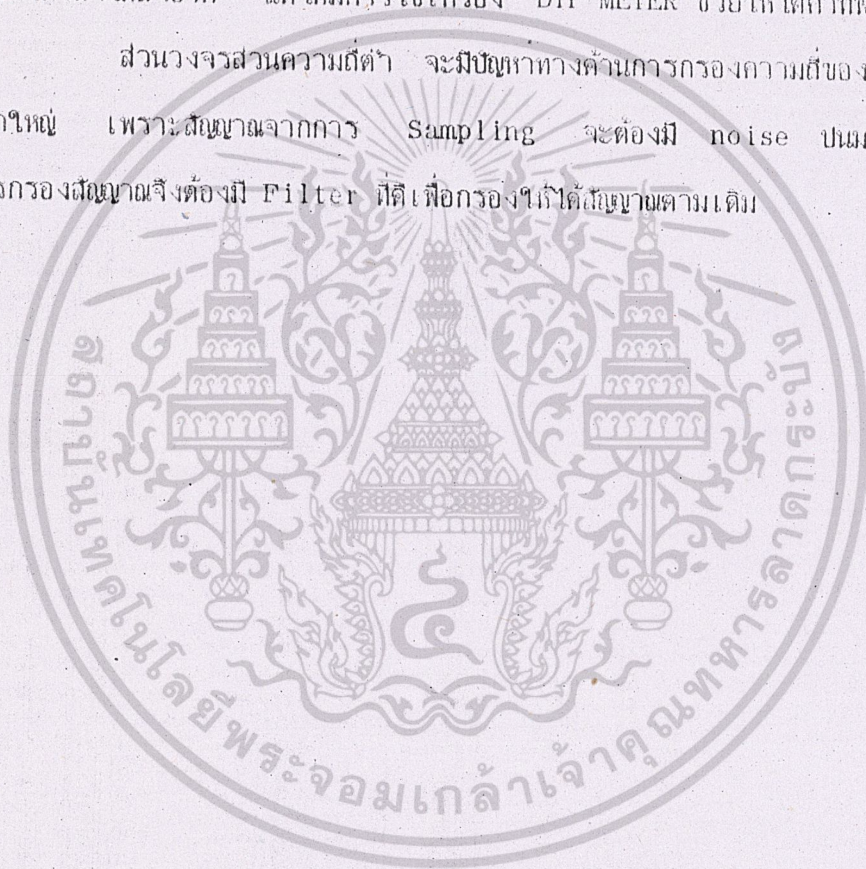


รูปที่ 4.4 แสดงวงจรในส่วนความถี่ต่ำและสูงของเครื่องรับ

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลอง จะพบว่า ในส่วนสร้างความถี่ของคลื่นพาหะหลัก ซึ่งเป็นส่วนความถี่สูงส่งออกอากาศ การรับสัญญาณ จะมีสัญญาณรบกวนมาก และการรับสัญญาณจะต้องให้ค่า LC เกิดการ Resonance เพื่อให้สามารถรับสัญญาณให้ได้แรงที่สุด ซึ่งการตั้งค่าทำได้ลำบาก แต่ได้มีการใช้เครื่อง DIP METER ช่วยให้ได้ค่าที่พอดีได้

ส่วนวงจรส่วนความถี่ต่ำ จะมีปัญหาทางด้านการกรองความถี่ของสัญญาณเป็นหลักใหญ่ เพราะสัญญาณจากการ Sampling จะต้องนำ noise ปนมาด้วยเสมอ การกรองสัญญาณจึงต้องมี Filter ที่ดีเพื่อกรองให้ได้สัญญาณตามเดิม



หนังสือและเอกสารอ้างอิง

1. F. Gardner; Phaselock Techniques, 2nd ed; John Wiley and Sons
2. Dr. Roland E. Best ; Phase Locked Loop Theory ; Design and Applications ; McGraw-Hill ; 1984.
3. D. Roddy and J. Coolen; Electronics Communications; Prentice-Hall of India, New Delhi; 1978.
4. G. Daryanani; Principles of Active Network Synthesis and Design; John Wiley and Sons; 1978; Japan.
5. U. Tietze and Ch. Schenk ; Advanced Electronic Circuits; Springer-Verlag Berlin Heidelberg; New York; 1978.
6. Texas Instruments Inc; TTL Data Book; 3rd ed; 1981.
7. Motorola Inc; Motorola CMOS Data Book; 1978.
8. ปะภากร สุวรรณะ ; TDM : LAB Sheet ปี 3 ภาคอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.
9. บรรเจิด ตันติภักดิ์ ; หลักการและแนวทางการปฏิบัติ ; เครื่องรับส่งเลข 2