

เครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์พร้อมชุดเข้ารหัสสัญญาณ
FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH STEREO ENCODER



เลขหม.....
เลขทะเบียน 42241
วัน, เดือน, ปี 15 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก

๒๗/๐๕/๔๕

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์พร้อมชุดเข้ารหัสสัญญาณ
FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH STEREO ENCODER

ชื่อนักศึกษา นาย บุทธนา นาวกุล
นาย ชนิต ชุ่มชื่น

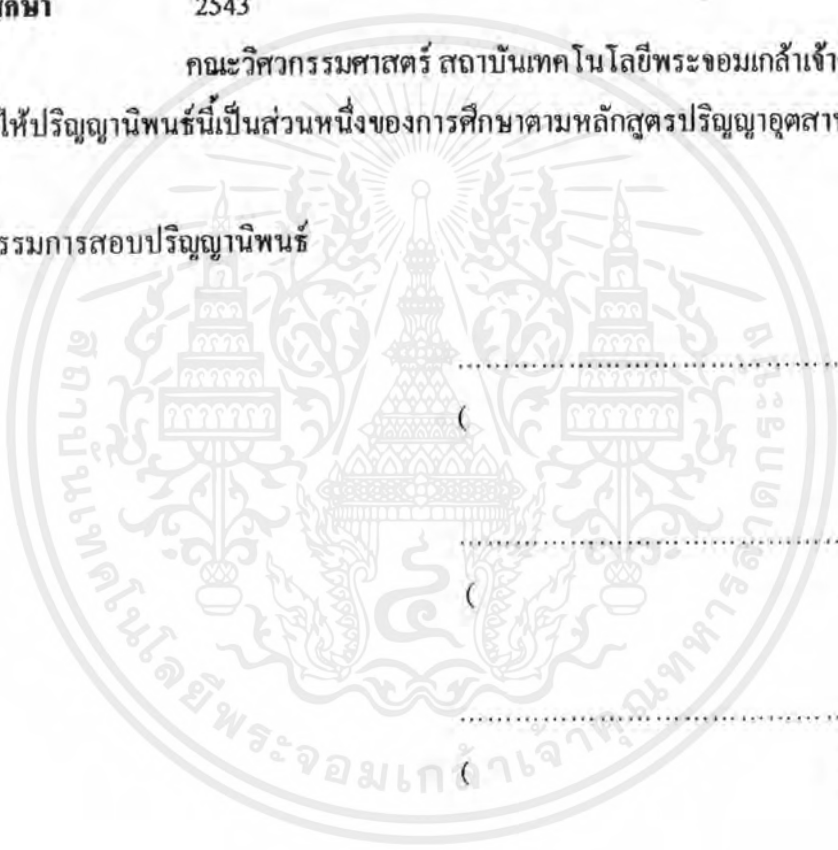
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร



..... ประธานกรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์พร้อมชุดเข้ารหัสสัญญาณ

โดย นาย ยุทธนา เนาวกุล รหัส 42015615
นาย ธนิต ชุ่มชื่น รหัส 42015600

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤตากร กล่อมการ
ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ปฏิญานีพนธ์นี้เสนอระบบเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์ พร้อมชุดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ ซึ่งเป็นหลักการเดียวกับเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ส่วนสำคัญของปฏิญานีพนธ์มีสองชุดคือ ชุดแรกเป็นชุดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ ซึ่งเป็นการเอาสัญญาณเสียงที่ต้องการจะส่งมาเข้ารหัสให้เป็นสัญญาณสเตอริโอก่อน เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณสเตอริโอและมีการแยกซ้ายขวาได้ ส่วนในชุดที่สองจะเป็นการสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 107.5 MHz เพื่อให้สามารถเอาสัญญาณเสียงส่งไปได้ และในส่วนนี้จะมีวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุรวมอยู่ด้วยเพื่อให้ระยะการส่งได้ไกลขึ้น ในส่วนท้ายของปฏิญานีพนธ์ได้กล่าวถึงการปรับปรุงชุดการสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ให้มีคุณภาพดีขึ้นและลดการรบกวนให้น้อยลง และเพิ่มกำลังการขยายความถี่วิทยุให้เป็น 30 วัตต์ ทำให้ระยะการส่งไกลขึ้น

FM STEREO MULTIPLEX TRANSMITTER WITH STEREO ENCODER

BY MR. YUTTANA NAOWAKUL NO.42015615
MR. TANIT CHUMCHUNE NO.42015600

ADVISER MR. KITDAKORN KLOMKARN
YEAR 2000

ABSTRACT

This thesis presents the design and construction of an FM Stereo Transmitter. The main part of this thesis is divided into two parts. The first is the stereo encoder that is used to encode an audio signal into an FM baseband signal. The second is the FM carrier exciter that is used to generate an FM carrier at 107.5 MHz with a power output of about 30 watts.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยความช่วยเหลือของอาจารย์ กฤดากร กลุ่มการ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการทำปริญญาบัตร ท่านได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่างๆ รวมทั้งช่วยแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้น เป็นอย่างดีซึ่งทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี กลุ่มผู้วิจัยจึงขอขอบคุณอาจารย์มา ณ ที่นี้ด้วย

กลุ่มผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่าน ที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาการศึกษาต่างๆ ซึ่งทำให้พวกเรามีความรู้ สามารถนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ได้

กลุ่มผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่คอยให้การช่วยเหลือ ให้กำลังใจ และเงินทุนต่างๆ ที่ทำให้พวกเรามาจนถึงวันนี้ ซึ่งเป็นสิ่งที่ทำให้พวกเราภูมิใจที่สุด

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ทำให้พวกเราได้มาศึกษา และเป็นสิ่งที่ทำให้พวกเราทำวิจัยในครั้งนี้จนสำเร็จ

สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย

หน้า

ก

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

ข

กิตติกรรมประกาศ

ค

บทที่

1. บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญาานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญาานิพนธ์	1
1.3 องค์ประกอบของปริญญาานิพนธ์	1
2. พื้นฐานของระบบเฟสล็อกกลูป (PLL)	3
2.1 หลักการของวงจรเฟสล็อกกลูป	3
2.2 พื้นฐานของวงจรเฟสล็อกกลูป	4
2.3 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน	5
2.4 ลูปฟิลเตอร์	7
2.5 ล็อกเรนจ์	8
2.6 แคปเจอร์เรนจ์	9
2.7 เฟสดีเทคเตอร์	9
2.8 การสังเคราะห์ความถี่โดยใช้ PLL	11
3. หลักการเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	16
3.1 การมอดูเลตทางความถี่	16
3.2 คณิตกรรมการมอดูเลต	17
3.3 ไซด์แบนด์เอฟเอ็ม	18
3.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม	20
3.5 ปริเอมพาติสและดีเอ็มพาติส	21
3.6 หลักการของเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ และ เอสซีเอ	23
3.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	24
3.8 เครื่องส่งสเตอริโอ	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การส่งวิทยุกระจายเสียง	25
4. ชุดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ (Stereo Encoder)	27
4.1 หลักการทำงานของชุดเข้ารหัสสัญญาณ	27
4.2 วงจร Oscillator 228 KHz	28
4.3 วงจร Divider	29
4.4 วงจร Oscillator 19 KHz	30
4.5 วงจรเข้ารหัสสัญญาณ Stereo	31
5. การมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม (FM Modulator)	34
5.1 การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	35
5.2 วงจร VCO	36
5.3 วงจรกรองความถี่ในรูป	38
5.4 วงจรหาร N	40
5.5 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง	41
5.6 วงจร Wide Band Amplifier	42
6. วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (R.F. Power Amplifier)	44
6.1 วงจรขยายกำลังคลาสซี	44
6.2 การออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	48
7. การปรับปรุงวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	50
7.1 วงจร VCO	50
7.2 วงจรกรองในรูป	51
7.3 วงจรหาร N	51
7.4 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง	52
7.5 วงจร Wide Band Amplifier	52
7.6 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 watt)	53
7.7 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (30 watt)	54
8. สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	55
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปฏิญานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารด้วยวิทยุ เป็นที่นิยมใช้กันมากเพราะมีราคาถูก และง่ายต่อการรับฟัง รวมทั้งการจัดรายการก็สามารถทำได้ง่าย ซึ่งการสื่อสารระบบ FM Stereo Multiplex จะใช้งานในย่านความถี่ VHF (Very High Frequency) ย่านความถี่ของเอฟเอ็มอยู่ในช่วง 88 – 108 MHz โดยระบบ FM Stereo Multiplex เป็นที่นิยมใช้กันมากเพราะคุณภาพเสียงจะดีกว่าระบบอื่นๆที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เช่น ระบบ AM และ SW ผู้จัดทำจึงได้มีแนวความคิดที่จะศึกษาส่วนประกอบและการทำงานของเครื่องส่ง ว่ามีการทำงานเป็นอย่างไร เพื่อจะได้ปรับปรุงให้ดีขึ้น ในการทำปฏิญานิพนธ์ จะเป็นการทำเครื่องส่ง FM Stereo Multiplex ที่ใช้ความถี่ 107.5 MHz ในการแพร่กระจายเสียง

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปฏิญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาองค์ประกอบของเครื่องส่งว่ามีอะไรบ้าง
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องส่งว่ามีการทำงานอย่างไร
- 1.2.3 เพื่อให้สามารถส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มได้จริง
- 1.2.4 เพื่อให้สามารถแก้ไขปรับปรุงเครื่องส่ง มีคุณภาพดีขึ้นได้
- 1.2.5 เพื่อสามารถพัฒนาไปใช้ประโยชน์ในด้านอื่นได้

1.3 องค์ประกอบของปฏิญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของ เฟสล็อกลูป (PLL) และการสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพราะเป็นส่วนหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบวงจร

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการของ FM Stereo Multiplex โดยจะเป็นทฤษฎีเกี่ยวกับการมอดูเลตทางความถี่ และหลักการพื้นฐานของระบบการส่ง

บทที่ 4 กล่าวถึงชุดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ ซึ่งเป็นชุดที่สร้างสัญญาณสเตอริโอ เพื่อให้เครื่องรับสามารถแยกฟังแบบโมโน หรือสเตอริโอได้

บทที่ 5 กล่าวถึงการมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งมีการผลิตความถี่คลื่นพาห์ 107.5 MHz ที่ใช้ในการส่งสัญญาณออกอากาศ

บทที่ 6 กล่าวถึงการขยายกำลังความถี่วิทยุ โดยจะมีการออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุเพื่อให้มีกำลังแรงขึ้นและส่งได้ไกลขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7 กล่าวถึงการปรับปรุงการมอคูเลทสัญญาให้มีคุณภาพดีขึ้น และลดสัญญาฉบับ
กวนที่เข้ามาให้น้อยลง และมีวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ 30 วัตต์เพิ่มเข้ามา ทำให้สามารถส่งได้
ไกลขึ้น

บทที่ 8 กล่าวถึงการสรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยสรุปจากผลการทดลองที่เกิดขึ้น รวม
ทั้งปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิจัย และข้อเสนอแนะในการแก้ปัญหา



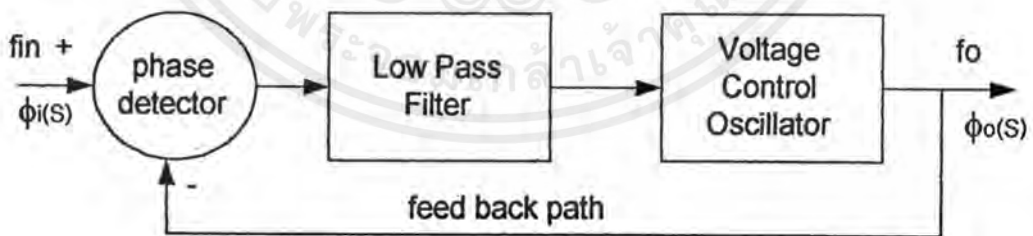
บทที่ 2

พื้นฐานของระบบเฟสล็อกกลูป

2.1 หลักการของวงจรเฟสล็อกกลูป

วงจรเฟสล็อกกลูป (Phase Locked Loop) หรือ PLL เป็นวงจรที่มีลูปของการป้อนกลับ (Feedback Loop) เพื่อนำสัญญาณที่เอาต์พุตบางส่วนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ด้านอินพุตโดยวัตถุประสงค์หลักของวงจร PLL คือเป็นวงจรติดตามสัญญาณความถี่ใดๆที่เราต้องการ (Desired Signal) ซึ่งเราเรียกวงจรแบบนี้ว่า "Frequency Tracking Circuit" โดยโครงสร้างพื้นฐานของวงจร PLL จะประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้

1. Phase Detector (PD) มีหน้าที่ในการเปรียบเทียบผลความแตกต่างของสัญญาณที่อินพุตของวงจร PLL กับสัญญาณที่ถูกป้อนกลับจากด้านเอาต์พุต
2. Loop Filter เป็นวงจรกรองความถี่ผ่านเฉพาะความถี่ต่ำ Lowpass Filter (LPF) ที่มีหน้าที่ในการจำกัดสัญญาณที่มีความถี่สูงๆออกไปให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณ Dc Error Voltage (V_e)
3. Voltage Control Oscillator (VCO) มีหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณ โดยสามารถในการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ตามการเปลี่ยนแปลงของ V_e โดยรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรต่างๆของ PLL

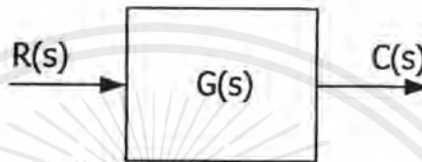


รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรต่างๆของ PLL

2.2 พื้นฐานของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป (Phase Locked Loop)

หลักการของระบบเฟสล็อกกลุ๊ป เป็นหลักการของระบบป้อนกลับ (Feedback Control System) ซึ่งแบ่งเป็น

ระบบควบคุมแบบลูปเปิด (Open loop transfer function)

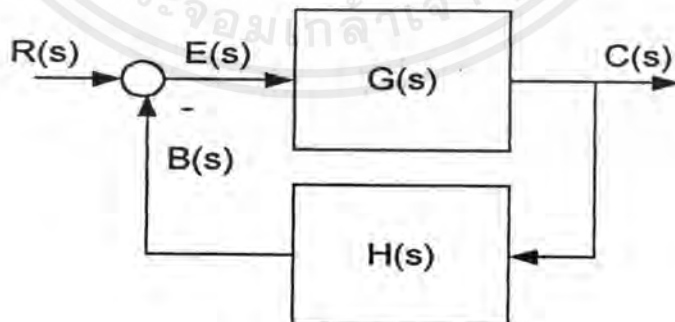


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของลูปเปิด

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมระบบเปิดสามารถเขียนทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G(s)$$

ระบบควบคุมแบบลูปปิด (Closed loop transfer function)



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของลูปปิด

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมระบบปิดสามารถเขียนทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

สำหรับค่าความคลาดเคลื่อน $E(s)$ หาได้จาก

$$E(s) = R(s) - B(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

ในกรณีที่เป็นการป้อนกลับหมด (Unity feedback system)

สามารถเขียนเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้คือ

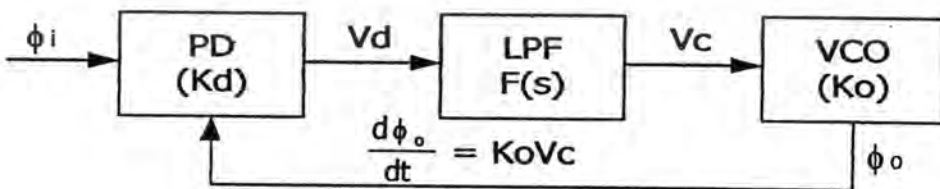
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)}$$



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของลููปป้อนกลับหมด

2.3 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function)

พิจารณาในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นลููปลักษณะพื้นฐาน (Elementary Loop) ซึ่งประกอบด้วย เฟสดีเทคเตอร์ (PD) , ลููปฟิลเตอร์ (LPF) และโวลเตจคอนโทรลเลอร์ (VCO) ที่ความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของเฟสล็อกลููป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุตมีเฟส $\phi_i(t)$ และ เอาท์พุทของ VCO มีเฟส $\phi_o(t)$ สมมติว่าระบบในสถานะล็อก (Locked) เฟสดีเทคเตอร์ มีการทำงานแบบเชิงเส้นและเฟสดีเทคเตอร์มีเอาท์พุทที่เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างจากเฟสของอินพุททั้งสองดังนั้น

$$V_d = K_d (\phi_i - \phi_o)$$

เมื่อ K_d คือ เกนเฟคเตอร์ (Gain Factor) หรือคอนเวอร์ชันเกน (Conversion Gain) วัดเป็น โวลต์ต่อเรเดียน (V/rad)

แรงดัน V_d จะถูกฟิลเตอร์โดยลูปฟิลเตอร์สัญญาณรบกวนและส่วนประกอบของสัญญาณที่เป็นความถี่สูงจะถูกกำจัดออกไป ลูปฟิลเตอร์จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติทางพลศาสตร์ของลูป (Dynamic Performance) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของลูปกำหนดโดย $F(s)$

ความถี่ของ VCO กำหนดจากแรงดันควบคุมที่อินพุท V_c ที่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป จากความถี่ศูนย์กลางไปด้วยขนาด $\Delta\omega = K_o V_c$ เมื่อ K_o คือ เกนเฟคเตอร์ของ VCO ที่วัดเป็น rad/sec/v เนื่องจากความถี่เป็นอนุพันธ์ (Derivative) ของเฟสการทำงานของ VCO ซึ่งพิจารณาได้จาก

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_o V_c$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซทรานสฟอร์มจะได้

$$S\phi_o(s) = K_o V_c(s)$$

ดังนั้น

$$\phi_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{s}$$

เฟสของสัญญาณเอาท์พุทของ VCO จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับอินทิกรัลของแรงดันควบคุม (Vc) โดยใช้วิธีการลาปลาซทรานสฟอร์มจะได้

$$V_d(s) = K_d [\phi_i(s) - \phi_o(s)]$$

$$V_c(s) = F(s)V_d(s)$$

$$\phi_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{s}$$

ดังนั้นจะได้สมการพื้นฐานของลูปคือ

$$\frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)} = B(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)}$$

ซึ่ง $B(s)$ เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิด (Closed loop transfer function)

2.4 รูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

Loop Filter หรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นในวงจร PLL โดยส่วนมากจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 1 (First order lowpass filter) ในการควบคุมการทำงานของรูปโดยสามารถแบ่งเป็น 2 ชนิดคือ

2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ (Passive) แบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยง



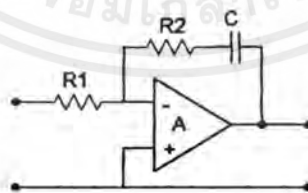
รูปที่ 2.6 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ

จากรูปสามารถเขียน transfer function

แบบ 1
$$F(s) = \frac{1}{SR1C + 1}$$

แบบ 2
$$F(s) = \frac{SC2C + 1}{SC(R1 + R2) + 1}$$

2.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟ (Active) แบบนี้จะใช้ไฟเลี้ยงให้กับวงจร



รูปที่ 2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟ

จากรูปสามารถเขียน transfer function ได้คือ

$$F(s) = \frac{-A(SR2C + 1)}{SR2C + 1 + (1 + A)(SR1C)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า A มีขนาดใหญ่มาก ๆ จะได้ว่า

$$F(s) = \frac{-SR2C + 1}{SR1C}$$

2.5 ล็อกเรนจ์ (Locked Range)

เป็นย่านความถี่ซึ่งลูปสามารถ Tracking ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินพุทอาจเรียกว่า Tracking Range หรือ Hold Inrange กรณีนี้สภาวะค่านลูปจะอยู่ในสภาวะล็อก กำหนดจาก DC Loop Gain K_v โดย

$$WL = K_v = K_d K_o F(0)$$

ซึ่งไม่ขึ้นกับพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์อย่างไรก็ตาม $F(0)$ ของพาสซีฟฟิลเตอร์คือ 1 และของแอคทีฟฟิลเตอร์ คือ A จะเห็นว่าฟิลเตอร์แบบแอคทีฟจะให้ WL กว้างกว่าและความผิดพลาดเชิงเฟสในสภาวะ Steady State น้อยกว่าโดยความผิดพลาดเชิงเฟสคือ

$$\theta_e(s) = \frac{S\theta_1(s)}{S + K_o K_d F(s)}$$

จากทฤษฎี Final Value Theorem จะได้ว่า

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S^2 \theta_1(s)}{S + K_o K_d F(s)}$$

ถ้าพิจารณาสภาวะ Steady State ของระบบเมื่อการเปลี่ยนอินพุทเป็นแบบขั้นบันได (Step) ทำให้ θ_1 เปลี่ยนไปด้วยขนาด $\Delta\theta$ เมื่อลาปลาซทรานสฟอร์มส์ของอินพุทจะเป็น $\theta_1(s) = \frac{A}{S}$ แทนค่าในสมการ จะได้ว่า

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S\Delta\theta}{S + K_o K_d F(s)} = 0$$

กำหนดให้ $F(s) > 0$ กรณีนี้จะพบว่าในทางทฤษฎีแล้วระบบอันดับ 2 (Type 2) จะไม่มีผลของการผิดพลาดในสภาวะ Steady State Error เนื่องจากเฟสอินพุทเปลี่ยนไปในลักษณะ Step

ถ้าพิจารณาความผิดพลาดในสภาวะ Steady State เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุทด้วยขนาด Δw เฟสของสัญญาณอินพุทจะเปลี่ยนแปลงไปเป็นแบบ Ramp เมื่อทำการลาปลาซทรานสฟอร์มส์ของอินพุทจะได้ $\phi_1(s) = \frac{\Delta w}{S^2}$ แทนค่าลงในสมการ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{S + K_o K_d F(s)} = \frac{\Delta w}{K_o K_d F(0)}$$

โดย $K_0K_dF(o)$ เรียกว่า เป็นค่าคงที่ความเร็ว (Velocity Constancy) หรือ DC ลูปเกน (K_v) จากสมการ จะพบว่าที่ $\Delta\omega$ ขนาดเดียวกัน แอคทีฟเฟิลเตอร์จะให้ขนาดของความผิดพลาดเชิงเส้นในสภาวะ Steady State น้อยกว่าแบบพาสซีฟด้วยค่าของ A เท่าคั้งนั้นตัว PD จะมีการสั่นเปลืองกำลังน้อยกว่า ถ้า $F(s)$ เป็นแบบแอคทีฟ

2.6 แคปเจอร์เรนจ์ (Capture Range)

หรืออาจเรียกว่า Locked In Range ที่กล่าวมาเป็นสภาวะของระบบเมื่ออยู่ในสภาวะล็อก ส่วน Capture Range เป็นสถานะของระบบก่อนที่จะล็อกซึ่งหมายถึงความถี่อินพุตอยู่ใกล้ความถี่ VCO ขนาดใดรูปจะสามารถล็อกได้ Capture Range (W_c) จะเกี่ยวข้องกับพารามิเตอร์ของเฟิลเตอร์ด้วยโดยสำหรับดีค - แล็ก เฟิลเตอร์จะประมาณ

$$W_c \cong WL \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \text{ rad/s}$$

และแอคทีฟเฟิลเตอร์

$$W_c = WL \left[\frac{R_2}{R_1} \right]$$

2.7 เฟสดีเทคเตอร์

เฟสดีเทคเตอร์ เป็นวงจรซึ่งให้เอาท์พุทเป็นแรงดัน (Analog) หรือความกว้างของพัลส์ ซึ่งเป็นอัตราที่แปรผันตามความแตกต่างเฟสของสัญญาณอินพุททั้งสองเฟสดีเทคเตอร์เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบ PLL วงจรที่ทำหน้าที่เฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้ในการทดลองคือ Phase Frequency Detectors โดยวงจรจะให้เอาท์พุท 3 แบบคือ

1. Double Ended Output
2. Tri State Output
3. Phase Pulse Output

1. Double Ended Output มีขา ϕ_R และ ϕ_V จะให้เอาท์พุทคั้งนี้

ถ้า $f_v > f_r$ หรือ เฟสของ f_v นำหน้า f_r ขา ϕ_V จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่ และ ϕ_R จะเป็น "1" ตลอดเมื่อค้องร่วมกับวงจร Charge Pump จะเป็นตัว Pump Down

ถ้า $f_r > f_v$ หรือเฟสของ f_r นำหน้า f_v ขา ϕR จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่และ ϕV จะเป็น "1" ตลอดเมื่อต่อร่วมกับวงจร Charge Pump จะเป็นตัว Pump up

ถ้าความถี่ $f_r = f_v$ และมีเฟสเดียวกัน ϕR และ ϕV จะเป็น "1" ตลอด ยกเว้นในช่วงเวลาสั้นๆที่เฟสทั้งสองเข้าใกล้กัน ซึ่งจะเห็นเป็นพัลส์แหลมๆ (Spike) ดังรูปที่ 2.8 จะไม่สามารถผ่านวงจร LPF ไปได้

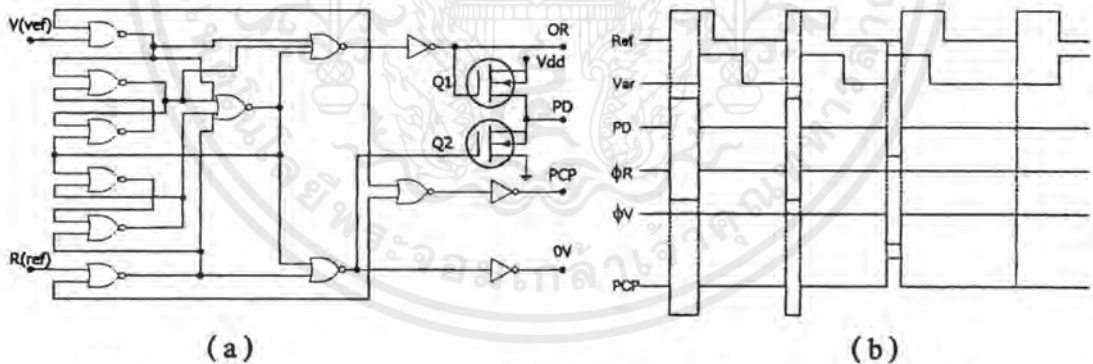
2. Tri State Output ขา PD จะให้เอาต์พุตดังนี้

ถ้า $f_v > f_r$ หรือ เฟส f_v นำหน้า f_r จะให้พัลส์เป็นลบ (Q2 นำกระแส)

ถ้า $f_v < f_r$ หรือ เฟส f_v ถ่าหลัง f_r จะให้พัลส์เป็นบวก (Q1 นำกระแส)

ถ้า $f_v = f_r$ และมีเฟสเดียวกัน Output จะมีสถานะเป็น High Impedance (Q1 และ Q2 ไม่นำกระแส)

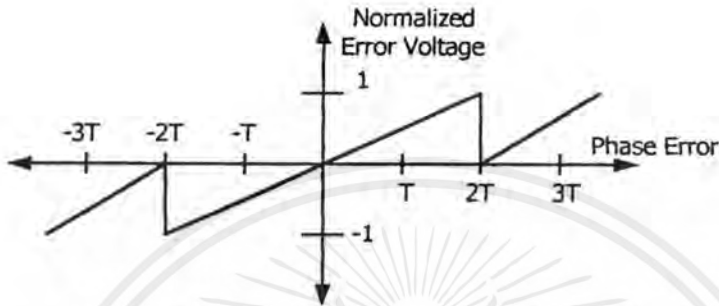
3. Phase Pulse Output ให้ลอจิก "0" ทุกๆครั้งที่เกิดความต่างเฟสของ f_v และ f_r นอกจากนั้นจะเป็น "1" ซึ่งสามารถใช้แสดงสถานะการล็อกได้



รูปที่ 2.8 Phase Frequency Detectors ชนิดทริกด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์และรูปคลื่นของวงจร

วงจรในรูปที่ 2.8 จะรวมอยู่ในรูปของไอซีตัวเดียว เช่น เบอร์ 4046, 14568 จะมีเฉพาะขา PD และ PCP ส่วนเบอร์ 145157-1 และ 145158-1 จะมีทุกขาที่กล่าวมา ไอซีชนิด TTL ทำงานที่ขอบขาลงของพัลส์ เช่น เบอร์ MC4044 ทำงานได้ถึง 80 MHz ใช้ในระบบ PLL ที่ต้องการการตอบสนองในย่านกว้าง เช่น วงจร Frequency Synthesizer รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง

ความต่างเฟส และแรงดันเอาต์พุต วงจรมี Conversion Gain เท่ากับ $V_{DD}/4\pi$ สำหรับขา PD และ $V_{DD}/2\pi$ สำหรับขา ϕ_R, ϕ_V



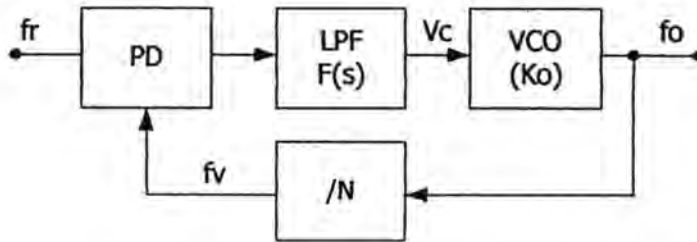
รูปที่ 2.9 คุณสมบัติอินพุตต่อเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์

2.8 การสังเคราะห์ความถี่โดย PLL

โครงสร้างของระบบ PLL ในรูปที่ 2.5 จะเห็นว่าความถี่ที่ได้จาก VCO มีความถี่เดียวคือความถี่อินพุตของลูป เราสามารถเปลี่ยนความถี่ของ VCO ในลูปได้ โดยเพิ่มหรือลดความถี่อินพุต ซึ่งจะทำให้ VCO ติดตามความถี่ใหม่ของอินพุตไป เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะ Steady State ความถี่ของ VCO ก็จะเท่าความถี่ใหม่ของอินพุตอีกครั้ง ซึ่งไม่ได้ให้ความหมายของการสังเคราะห์ความถี่แต่อย่างใด การสังเคราะห์ความถี่ในการสื่อสารต้องการความถี่ที่มีเสถียรภาพสูงทั้งระยะสั้น และระยะยาว ความถี่ที่ต้องการเปลี่ยนไปในลักษณะเป็นขั้น โดยมีลักษณะเป็นการทดแทนคริสตอลในวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ต้องเปลี่ยนตัวใหม่เมื่อต้องเปลี่ยนความถี่

การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL ทำได้โดยให้ความถี่อินพุตเป็นความถี่อ้างอิงซึ่งสร้างจากคริสตอลหรืออุปกรณ์สร้างความถี่มาตรฐานควบคุมด้วย Atomic เช่น Cesium หรือ Rubidium จากนั้นสร้างความถี่ VCO ให้ทำงานที่ความถี่ทวีคูณด้วยเลขจำนวนเต็มใดๆ ของความถี่อ้างอิงที่อินพุต โดย $f_{VCO} = Nf_R$ จากนั้นทำการหาร N ก่อนที่จะป้อนเข้า PD กรณีนี้ความถี่ของ VCO ก็จะเปลี่ยนไปตามจำนวนของตัวหารนั้น

พิจารณาจากรูปที่ 2.10 จะเห็นว่า ตัวหารความถี่ถูกเพิ่มขึ้นมาในส่วนของกรุป้อนกลับในลูป และความถี่เอาต์พุตของตัวหารความถี่ f_V จะนำไปเปรียบเทียบกับ f_R ซึ่งเป็นความถี่อ้างอิงมาตรฐานจากสมการจะเขียนใหม่โดยเพิ่ม K_n ซึ่งเป็นตัวหารความถี่เข้าไป



รูปที่ 2.10 การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL

$$B(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + \frac{K_o K_d F(s)}{K_n}} = \frac{\frac{K_o K_d F(s)}{s}}{1 + \frac{K_o K_d F(s)}{K_n s}}$$

ซึ่งฟอร์เวิร์ดเกนของระบบคือ

$$G(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s}$$

และเกนลูปเปิดคือ

$$G(s)H(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{K_n s}$$

จากสมการ เราสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยนำพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการเปลี่ยนไปประยุกต์เป็นวงจรจริง แล้วนำมาต่อ ระบบ PD ที่ใช้กับวงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นชนิดคิซิจอด PD แบบเชิงเส้นไม่เหมาะที่จะใช้งานเนื่องจาก

1. ลูบอาจไปสื่อกับความถี่ฮาร์โมนิคของความถี่ที่ต้องการ
2. คุณสมบัติ PD แบบเชิงเส้นจะเป็น Cosine Function ช่วงใช้งานจึงจำกัดในช่วง $\pm \pi/4$ rad
3. ลูบเกนจะขึ้นอยู่กับขนาดและ Duty Cycle ของสัญญาณอินพุท
4. สภาวะลื่อกของลูบ f_r และ f_v จะต้องมีเฟสต่างกันคงที่ 90 องศา

จากสมการ เมื่อเพิ่ม K_n เข้าไปในลูบ พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไปคือ w_n ซึ่ง N คือตัวหารใน Feedback Loop ส่วน Damping Factor ยังเหมือนเดิม

ข้อพิจารณาในการออกแบบรูปฟิลเตอร์

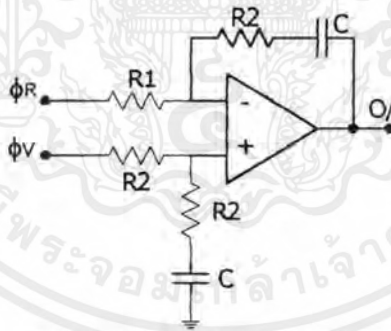
1. เนื่องจากตัวฟิลเตอร์ที่ใช้ OP Amp (Integrator) มีฟังก์ชันเป็น Inverting เสียก่อน เพื่อให้ V_c จากฟิลเตอร์สามารถควบคุม VCO ได้ถูกทิศทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งทำได้ง่ายที่สุด โดยการสลับอินพุต ϕ_r และ ϕ_v ที่ PD

2. สำหรับ PD เป็น IC CMOS ขา Non - Inverting ของ OP Amp ต้องไบอัสที่ $VDD/2$ ส่วน PD ที่เป็น TLL ต้องควบคุมสมบัติเฉพาะเบอร์

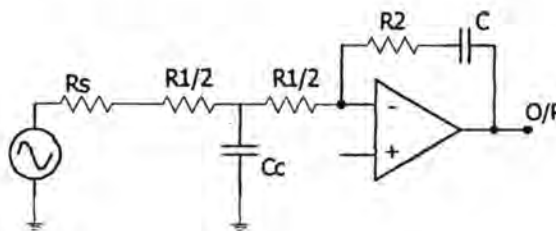
3. กรณี PD ที่มีเอาต์พุตเป็น Double Ended ใช้ในวงจรฟิลเตอร์ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้ จะมี $K_d = VDD/2\pi$ ส่วน Wn และ Damping Factor ของรูปเหมือนกันแบบ Single Ended

4. วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์อาจเกิดการอิมพัลส์ ถ้ารูปเกิดการผิดพลาดทางเฟสที่ PD มีขนาดใหญ่ พร้อมกับ Transient Overshoot ขึ้นในรูป กรณีเฉพาะรูปที่ใช้ PD แบบดิจิทัลเนื่องจากเอาต์พุตของ PD เปลี่ยนเป็น "0" หรือ "1" ทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุตของฟิลเตอร์มีก็จะมาก ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของ R_2/R_1 มากกว่า 10 เท่า ความถี่นี้ก็จะถูกขยายออกด้วยอัตราส่วนของ R_2/R_1 ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนน้อยที่สุด

วิธีการแก้ไขการอิมพัลส์ของ Op Amp ทำได้โดยเพิ่มวงจร LPF ก่อนวงจร Integrator ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ฟิลเตอร์สำหรับ PD (Double Ended)

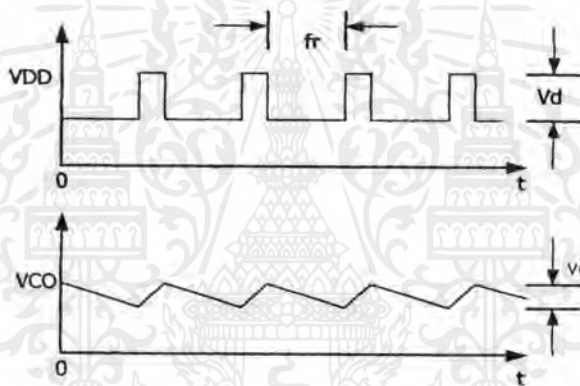


รูปที่ 2.12 วิธีแก้ Transimt ด้วย $R_1 C_c$

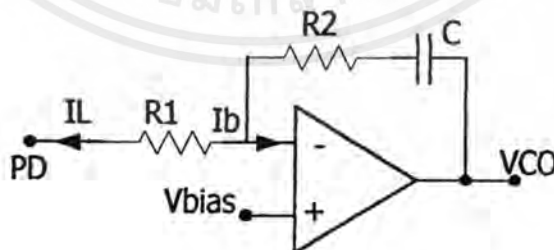
5. แรงดันไปควบคุม VCO ควรมีส่วนประกอบที่ไม่ใช่ DC น้อยที่สุดเพราะจะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เกิดเอาต์พุตที่ไม่ต้องการ ดังนั้น W_r ควรกำจัดออกไปให้มากที่สุด จากรูปคลื่นจะทำให้เกิด Side Band ที่สัมพันธ์กับ Carrier ของ VCO โดยประมาณได้จาก

$$\frac{\text{sideband}}{(f_o)_{\text{carrier}}} \cong \frac{V_\phi K_o}{2W_r}$$

เมื่อ V_ϕ คือ ค่าแรงดัน Peak Value ของ f_r ที่อินพุตของ VCO จะเห็นว่า K_o ของ VCO และ f_r ต่างมีผลกับ Side Band ที่เกิดขึ้นกับความถี่ของ VCO นอกจากนี้ Side Band ยังสัมพันธ์กับ Leakage Current ของ C ใน Integrator และกระแสไบอัสอินพุตของ OP Amp



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นเอาต์พุตของ PD และ Integrator



รูปที่ 2.14 กระแสรั่วไหลของกระแสไบอัสอินพุต

$$\frac{\text{sideband}}{f_o} \cong \frac{R_2(I_b + I_L)K_o}{W_R}$$

ในกรณีที่จำเป็นสามารถเพิ่มวงจรมอดูเลเตอร์เข้าไประหว่าง Integrator และ VCO เพื่อลดขนาดของ $V\phi$ ในรูปที่ 2.13 เพื่อให้ Side Band ที่เกิดขึ้นน้อยที่สุด ฟิวดอร์ใช้ได้ทั้งแอกทีฟและพาสซีฟ ถ้าต้องการลดทอนมากก็ใช้แอกทีฟฟิวดอร์ เนื่องจากการใช้พาสซีฟมากกว่าหนึ่งชุดจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสมากกว่าการลดทอนสัญญาณ ซึ่งเฟสที่เลื่อนไปจะต้องนำไปหักจาก Phase Margin ของระบบซึ่งจะทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้นใช้แอกทีฟฟิวดอร์จะดีกว่า

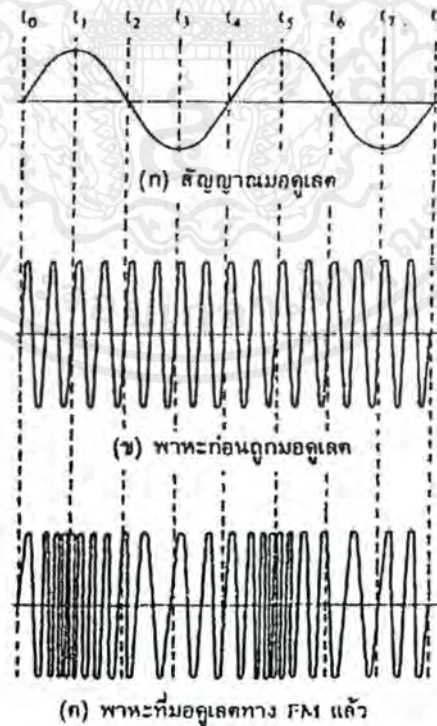
6. การเพิ่มฟิวดอร์เข้าไปในรูปของข้อ 4 และ 5 จะทำให้ผลการทำงานของรูปต่างไปจากระบบ Order 2 Type ทั้งนี้ในส่วนของ $B(s)$ จะเพิ่มขึ้นตามโพลของฟิวดอร์ที่เพิ่มขึ้น การวิเคราะห์การทำงานของระบบทำได้ยาก จึงต้องใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วย โปรแกรม PLL Design Kit ของ Communication Consulting Corporation

บทที่ 3

หลักการเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเพิล็กซ์

3.1 การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 3.1 (ก) เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นขั้วสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 3.1 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 3.1(ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1 ถึงเวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิมหลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลต มีค่าลดลงกว่าศูนย์กลายเป็นลบพาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่งความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่ของพาหะก็คือ ความถี่กลางดั้งเดิม ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงที่ความถี่กลาง เมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์



รูปที่ 3.1 การมอดูเลตทางความถี่

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง เรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ คิวเอชเอ็น ดังตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ตซ์สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็น โทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาทีถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็ยังเท่าเดิมคือเท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป (100 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป (50 กิโลเฮิร์ตซ์)

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือคิวเอชเอ็น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เลศ

3.2 คำนีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า คำนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของคำนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของคำนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m \text{ (ของระบบ FM)}$$

ในที่นี้ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่นในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75 \text{ KHz} / 1 \text{ KHz} = 75$$

สังเกตว่าค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง ความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ($f_d \text{ max}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ($f_m \text{ max}$) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบนจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{อัตราการเบี่ยงเบน} &= f_d \text{ max} / f_m \text{ max} \\ &= 75 \text{ KHz} / 15 \text{ KHz} = 5 \end{aligned}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้นการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

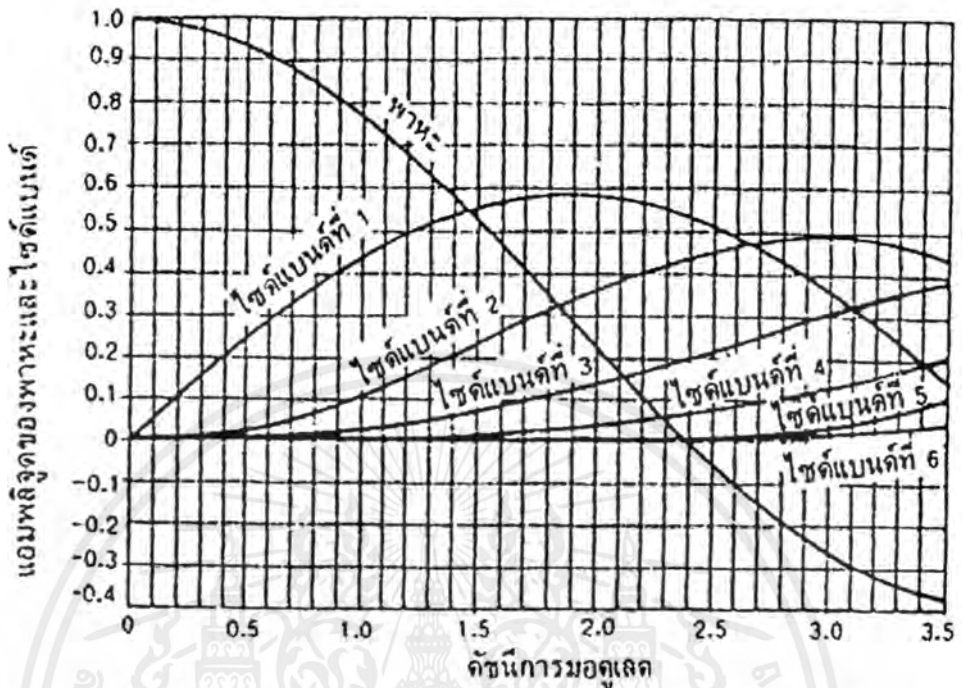
$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (f_d / f_d \text{ max}) * 100$$

ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

$f_d \text{ max}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

3.3 ไซด์แบนด์ FM

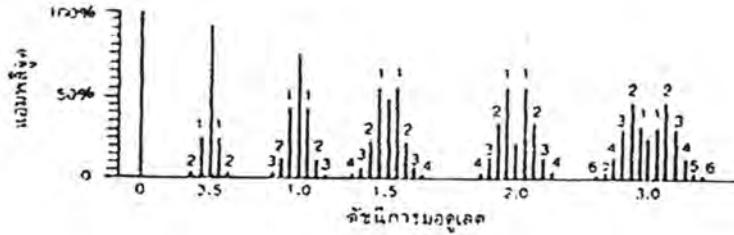
ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบนด์ ระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัว คือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะทำให้เกิดความถี่เกิดขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมากๆ ก็มีแอมพลิจูดเล็กน้อยจนไม่ต้องคำนึงถึง



รูปที่ 3.2 การแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ความถี่สัมพัทธ์ของพาหะกับ ไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์ จะมีแค่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ตอนนี้ กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ไซด์แบนด์ทั้งสี่ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟส ตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย)

กราฟในรูปที่ 3.2 เขียนได้เป็นตารางดังในตารางที่ 3.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้นในที่เรากัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้จะมีแอม



รูปที่ 3.3 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่

ดัชนีการมอดูเลต	พหุนาม	ไซด์แบนด์ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.1	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.32	0.21	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.31	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 3.1 การกระจายคลื่นพหุนามและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ

พลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นคังรูปที่ 3.3

3.4 แบนด์วิธของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c + f_m$ ไซด์แบนด์ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c + 2f_m, \dots$ ฯลฯ

ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ f_d / f_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลต เราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิร์ตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} m &= f_d / f_m \\ &= 18 \text{ KHz} / 3 \text{ KHz} = 6 \end{aligned}$$

นำค่า $m = 6$ ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตาราง จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m * \text{จำนวนไซด์แบนด์} * 2 \\ &= 3 \text{ KHz} * 9 * 2 \\ &= 54 \text{ KHz} \end{aligned}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า f_{dmax} และ f_{mmax} เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1)f_{mmax} \\ \text{หรือ} \quad BW &= 2(f_{dmax} + f_{mmax}) \\ \text{เมื่อ} \quad m &= f_{dmax} / f_{mmax} \end{aligned}$$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถคำนวณได้ว่า

$$\begin{aligned} BW &= 2*(6+1)*3 \\ &= 42 \text{ KHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \quad BW &= 2*(18+3) \\ &= 42 \text{ KHz} \end{aligned}$$

เสมือนกับที่เราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในเบื้องต้น

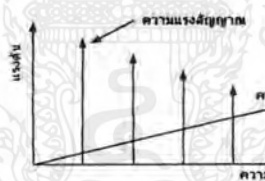
3.5 พรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์มอนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมพลิจูดต่ำๆ ตัวอย่างเช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 20 – 20000 เฮิร์ตซ์ แต่เสียง

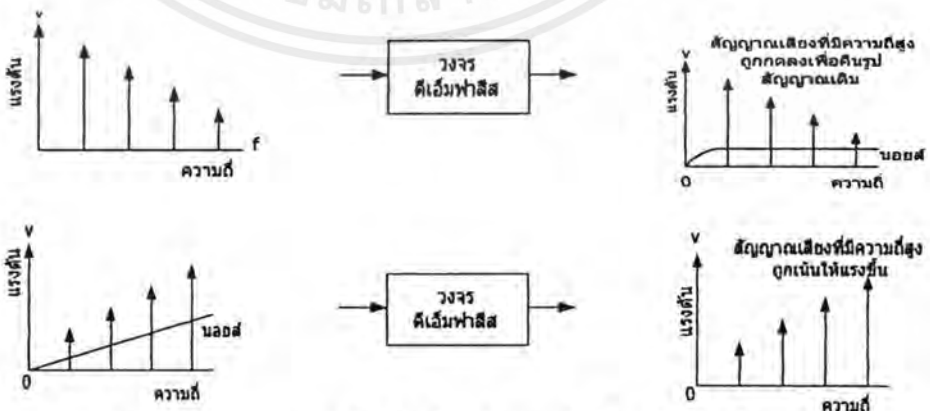
พูดทั่วไปมักจะอยู่ช่วง 500 เฮิรตซ์ สำหรับผู้ชาย และ 800 เฮิรตซ์ สำหรับผู้หญิง เป็นต้น แคนนอยต์ในระบบ FM จะตรงข้าม คือ นอยต์ FM จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ดังนั้นเราจะเขียนรูปเทียบกันดังรูป จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงมีนอยต์รับรบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้น ก็โดยการใช้วิธียกระดับหรือเน้น (emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีเรียกว่า 프리เอมฟาสิส (pre-emphasis)

ในรูปที่ 3.4 สัญญาณมอดูเลตจะผ่านขบวนการฟรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้นแล้วจึงมอดูเลตที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไปทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยต์รบกวนได้ยากเมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากทำการคิมอดแล้วเราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรลดความถี่สูงลง กรรมวิธีนี้เรียกว่าดีเอมฟาสิส (de-emphasis)

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีฟรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิสก็คือวงจรฟิลเตอร์นั่นเองคุณสมบัติของฟิลเตอร์ในคอนเอมฟาสิสกับดีเอมฟาสิสจะต้องเป็นตรงข้ามกัน ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งฟรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส) เป็นค่าคงตัวเวลา (time constant) เท่ากับ 75 ไมโครวินาที ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อยๆเพิ่มขึ้น (ฟรีเอมฟาสิส) หรือลดลง (ดีเอมฟาสิส) ตั้งแต่ความถี่ 2122 เฮิรตซ์ เป็นต้นดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยต์



รูปที่ 3.5 การฟรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่ง และดีเอมฟาสิสที่เครื่องรับ



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างวงจร (ก) วงจรปรับเอ็มฟาซิส (ข) วงจรดีเอ็มฟาซิส

3.6 หลักการของเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ และ เอสซีเอ

สัญญาณ FM STEREO MULTIPLEX ประกอบด้วย

1. สัญญาณรวม (Composite signal) หรือสัญญาณเสียงแบบโมโน เป็นสัญญาณ FM ธรรมดาที่อยู่ในช่วงความถี่ต่ำๆ ช่วงประมาณความถี่ 0-15 KHz การส่งสัญญาณนี้ออกไปเพื่อให้เครื่องรับ FM ธรรมดาระับฟังได้ เขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ว่า L+R

2. สัญญาณสำรอง (Sub signal) หรือ สัญญาณผลต่าง เป็นสัญญาณที่เราส่งเข้าไปเพื่อให้เกิดการถอดรหัสสเตอริโอในเครื่องรับเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า L-R สัญญาณนี้จะถูกมอดูเลตในระบบ AM ทำให้สัญญาณมี 2 เฟส เหมือนกับ AM คือ มีทั้ง $-(L-R)$ และ $+(L-R)$ เมื่อไปถึงเครื่องรับ จะทำการถอดรหัส ซึ่งผลของการถอดรหัสสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$2.1 (L+R)+(L-R) = 2L \text{ (สัญญาณด้านซ้าย)}$$

$$2.2 (L+R)-(L-R) = 2R \text{ (สัญญาณด้านขวา)}$$

สัญญาณในระบบ AM จะมีปัญหาในการส่งสัญญาณ เพราะสัญญาณทั้งหมดจะต้องส่งในรูปแบบ FM ฉะนั้นระบบ AM ที่นำมาใช้จะเป็นแบบ AM DOUBLE SIDE BAND SUPPRESSED CARRIER (AM DSBSC) ซึ่งจะตัดความถี่พาหะย่อยออก ความถี่พาหะย่อย (SUB CARRIER) เท่ากับ 38 KHz ความถี่นี้จะไม่ไปรบกวนการส่ง เมื่อพิจารณาความถี่จะอยู่ในช่วง 23 – 53 KHz (38+15 KHz, 38-15 KHz)

3. สัญญาณชี้นำ (Pilot signal) ทำหน้าที่ควบคุมให้เครื่องรับและเครื่องส่งทำงานตรงกัน ถ้าไม่มีสัญญาณ Pilot signal 19 KHz เครื่องรับจะไม่สามารถรับสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ได้ จำเป็นต้องมีสัญญาณ Pilot มาช่วยในการถอดรหัส

4. สัญญาณเอสซีเอ (SCA signal) เป็นสัญญาณที่อาศัยเครื่องส่งของสถานีวิทยุ FM ใดก็ได้ส่งออกอากาศไปพร้อมกับการออกอากาศของรายการปกติ โดยมีการตั้งสตูดิโอเพื่อผสมสัญญาณแฝงเข้า

ไป สัญญาณ SCA จะอยู่ในช่วง 60-70 KHz โดยมี Center Freq อยู่ที่ 67 KHz ช่วงสวิตช์อยู่ระหว่าง +7 KHz, -7 KHz

ระบบ FM MONO ธรรมดา	สวิตช์จะอยู่ระหว่าง 75 KHz	Deviation 100 %
ระบบ FM STEREO MULTIPLEX	สวิตช์จะอยู่ระหว่าง 67.5 KHz	Deviation 90 %
ระบบ FM STEREO MULTIPLEX & SCA	สวิตช์จะอยู่ระหว่าง 60 KHz	Deviation 80 %

3.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

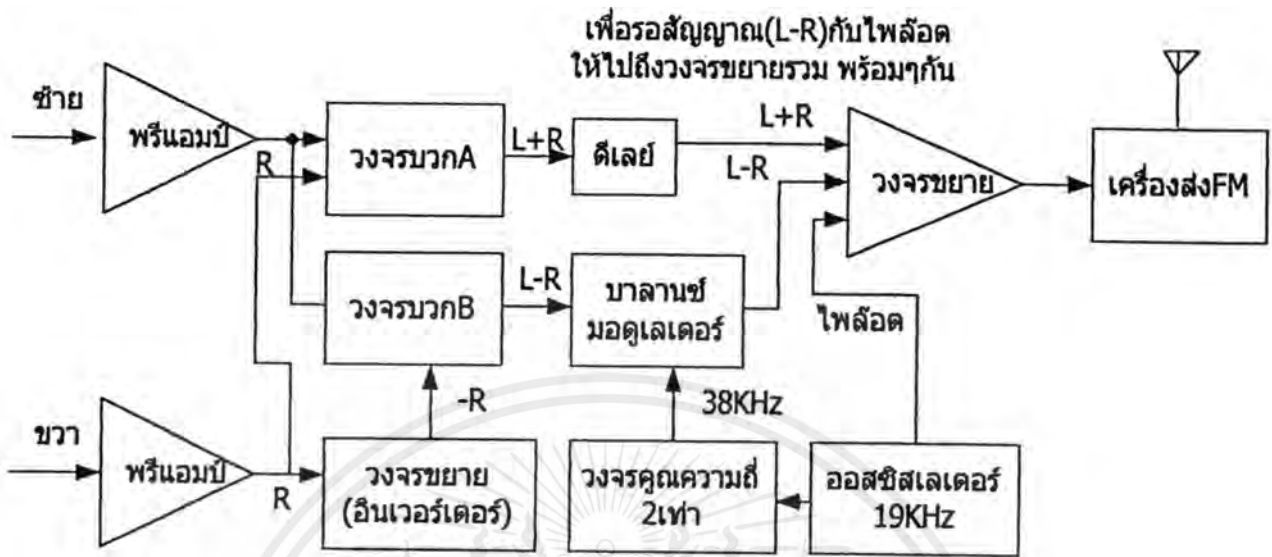
เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีขั้วสารปนอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศออกไปวงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่าวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulator) หรือเขียนว่า BM วงจร BM นี้จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพธ์จากการผสมเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาพุตได้สัญญาณที่ได้จากวงจรเรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC

3.8 เครื่องส่งสเตอริโอ

ในรูปที่ 3.8 แสดงแผนผังของเครื่องส่งระบบสเตอริโอโมดูลิเพ็กซ์ สัญญาณจากไมโครโฟน แชนแนลซ้าย (L) และขวา (R) จะผ่านวงจรขยายแล้วนำมาป้อนแก่วงจรบวก A เกิดเป็นสัญญาณ (L+R) สำหรับสัญญาณ (R) อีกทางหนึ่งจะผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ (วงจรขยายธรรมดา) เพื่อกลับเฟสให้เป็น (-R) แล้วป้อนเข้าวงจรบวก B เพื่อบวกกับสัญญาณ L เกิดเป็นสัญญาณ (L-R) ส่วนสัญญาณ R อีกทางหนึ่งจะเข้าสู่วงจรบวก A เพื่อบวกกับ L เกิดเป็นสัญญาณ (L+R) ส่วนสัญญาณ R อีกทางหนึ่งจะเข้าสู่วงจรบวก A บวกกับ L เกิดเป็นสัญญาณ (L+R)

สัญญาณ (L-R) จะป้อนให้กับวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (BM) โดยใช้พาหะรอง 38 KHz พาหะรองนี้เกิดจากออสซิลเลเตอร์ 19 KHz มาคูณสองเท่าโดยวงจรคูณความถี่ที่ได้จาก BM จะเป็นสัญญาณ DSB ของ (L-R) สัญญาณนี้จะผ่านการขยายแล้วป้อนภาคส่ง เช่นเดียวกับสัญญาณ (L+R) ซึ่งต้องหน่วงเวลาเล็กน้อยเพื่อชดเชยเวลาที่สัญญาณ (L-R) ต้องเสียไปในการมอดูเลต ทำให้สัญญาณทั้ง (L+R) และ (L-R) มาถึงภาคส่งพร้อมกัน นอกจากนี้สัญญาณไฟลิต 19 KHz ออสซิลเลเตอร์ก็ส่งให้ภาคส่งด้วย สัญญาณทั้งหมดจะถูกมอดูเลตแบบ FM โดยให้พาหะหลักพร้อมกัน

มาตรฐานวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดไว้ว่า ความเบี่ยงเบนจะต้องเท่ากับ +75 กิโลเฮิร์ตซ์ ไม่ว่าจะ เป็น โมโนหรือสเตอริโอ ดังนั้นในระบบสเตอริโอสัญญาณเสียงจะต้องลดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต



รูปที่ 3.8 หลักการเครื่องส่งสเตอริโอโมดูลิเพิล็กซ์

ลงไปเล็กน้อยเนื่องจากเราต้องมอดูเลตสัญญาณไฟลัด 19 กิโลเฮิร์ตซ์ลงไปด้วย สัญญาณไฟลัดนี้จะมีมอดูเลตไว้ 10 เปอร์เซ็นต์ของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือ ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ * 10 เปอร์เซ็นต์ = ± 7.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้น สัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลต จึงมอดูเลตลดลงไปอีก 90 เปอร์เซ็นต์ กับ 100 เปอร์เซ็นต์ ผิดกันเพียง 10 เปอร์เซ็นต์เท่านั้น ผู้ฟังจะสังเกตเห็นไม่ออกว่าความดังลดลง

สังเกตว่า ในส่วนที่เข้ามามอดูเลต 90 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณเสียงนี้ ยังจะต้องแบ่งอีกเป็น 2 ส่วนสำหรับ (L+R) กับ (L-R) เท่าๆกันอีก แต่ความจริงไม่เป็นเช่นนั้นเพราะสัญญาณ (L+R) กับ (L-R) รวมกันจะไม่ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเนื่องจากเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่ามาก สัญญาณ (L-R) จะมีค่าน้อยและในทางกลับกันเมื่อสัญญาณ (L+R) มีค่าน้อยสัญญาณ (L-R) จะกลับมีค่ามาก ดังนั้นการเบี่ยงเบนความถี่จะไม่มีโอกาสเกินได้

3.9 การส่งวิทยุกระจายเสียง

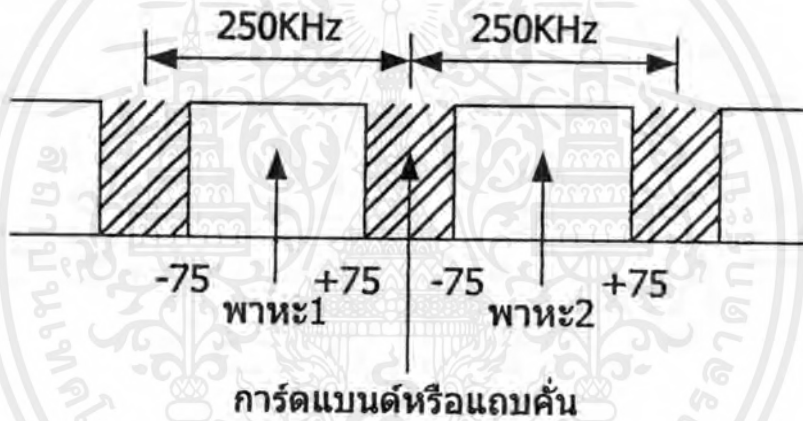
วิทยุกระจายเสียงที่สำคัญๆ ในประเทศไทยมี 2 ระบบ คือ ระบบวิทยุ AM และ ระบบวิทยุ FM (บางสถานีเป็น FM ธรรมดาและสถานีเป็น FM สเตอริโอโมดูลิเพิล็กซ์) ซึ่งจำนวนสถานีส่งวิทยุก็มีอยู่นับร้อยสถานี คณะกรรมการบริหารสถานีวิทยุกระจายเสียงและ โทรทัศน์ได้วางระเบียบการส่งกระจายเสียงไว้เพื่อป้องกันมิให้เกิดการรบกวนระหว่างกัน โดยยึดหลักการและมาตรฐานสากล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ FM จะใช้ย่านความถี่ตั้งแต่ 88 ถึง 108 เมกะเฮิร์ตซ์ คลื่น FM ของแต่ละสถานีมีแบนด์วิธได้ไม่เกิน 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ความเที่ยงตรงของความถี่พาหะผิดพลาดไม่เกิน 20 ส่วนในล้านส่วน ($20/1,000,000 = 0.00002$) คลื่นแปลกลมที่เล็ดลอดจากเครื่องส่งต้องมีค่าไม่เกิน 1 มิลลิวัตต์ (หรือต่ำกว่าคลื่นพาหะไม่น้อยกว่า 60 dB)

สำหรับมอดูเลเตอร์ FM จะต้องมีวงจรป้องกันโอเวอร์มอด โดยสัญญาณเสียงที่ใช้มอดูเลตมีความถี่อยู่ในช่วงระหว่าง 50 ถึง 15000 เฮิร์ตซ์

สัญญาณ FM ต้องมีการเบี่ยงเบน (deviation) ไม่เกิน ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ รูปสัณฐานความีการ์ดแบนด์ (guardband) คั่นระหว่างช่องสถานีเพื่อป้องกัน การรบกวนข้ามช่องอีกด้วย



รูปที่ 3.9 แบนด์วิธและการ์ดแบนด์ของ FM

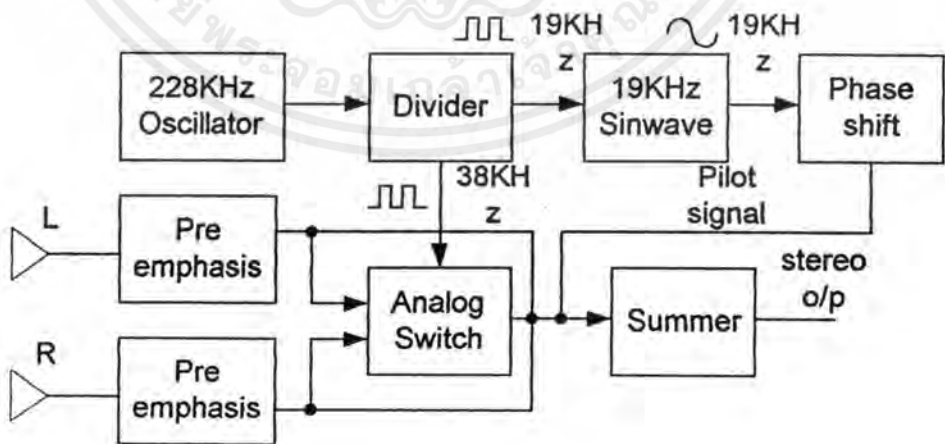
บทที่ 4

ชุดเข้ารหัสสัญญาณสเตอริโอ (Stereo Encoder)

ชุด Stereo Encoder จะเป็นชุดที่สร้างสัญญาณ FM Stereo Multiplex ซึ่งประกอบด้วย สัญญาณ L+R, L-R และ Pilot

4.1 หลักการทำงานของชุด Stereo Encoder ประกอบด้วย

1. Oscillator 228 KHz ทำหน้าที่ผลิต Square wave 228 KHz
2. Divider จะเป็นวงจรที่ทำหน้าที่หาร ความถี่ 228 KHz ให้เป็น 19 KHz, 38 KHz และ 114 KHz โดยจะใช้ความถี่ 19 KHz เป็นความถี่อ้างอิงในการผลิตสัญญาณ Pilot 19 KHz (sinewave) ส่วนความถี่ 38 KHz จะใช้ในการควบคุมการสับสวิตช์ของชุด Analog Switch
3. ชุด Oscillator 19 KHz (sinewave) จะทำหน้าที่ผลิตความถี่ 19 KHz ที่เป็น sinewave เพื่อใช้เป็นสัญญาณ Pilot
4. ชุดเข้ารหัสสัญญาณ Stereo จะประกอบไปด้วย
 - Pre emphasis จะเป็นชุดยกระดับสัญญาณทางความถี่สูงของสัญญาณ ของสัญญาณ L และ R
 - Analog Switch เป็นชุดสร้างสัญญาณ L-R
 - วงจรเลื่อน Phase สัญญาณ Pilot ทำหน้าที่หน่วงเวลาของสัญญาณ Pilot
 - วงจร Summer ทำหน้าที่รวมสัญญาณ L+R , L-R และ Pilot 19 KHz เข้าด้วยกัน



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดเข้ารหัสสัญญาณ

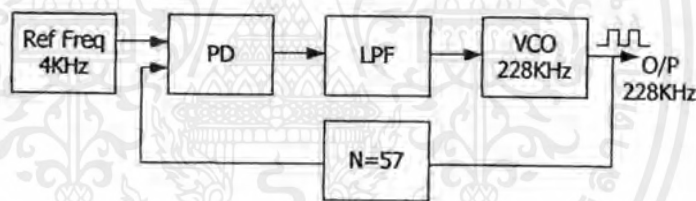
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจร Oscillator 228 KHz

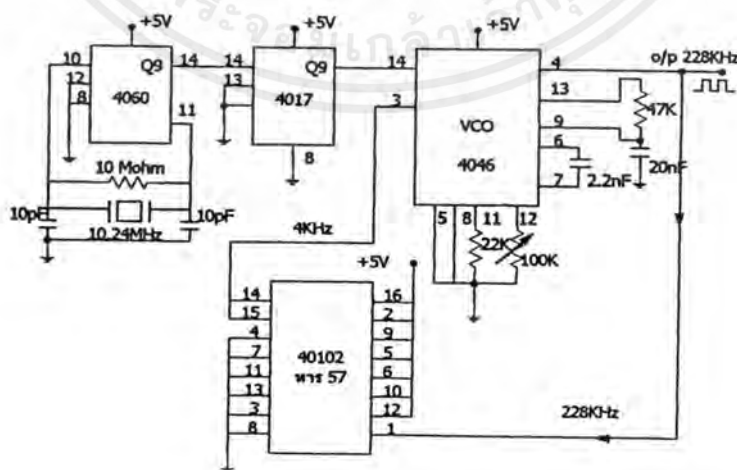
- วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็น PLL โดยมีการหาร N เท่ากับ 57 ซึ่งเปรียบเสมือนวงจร Synthesizer
 - วงจรสร้างความถี่อ้างอิง 4 KHz จะใช้ Crystal 10.24 MHz ผลิตความถี่ 10.24 MHz จากนั้นนำความถี่นี้หารด้วย 256 โดยใช้ IC 4060 จะได้ความถี่ 40 KHz และหารด้วย 10 อีกครั้ง โดยใช้ IC 4017 จะเหลือความถี่ 4 KHz เป็นความถี่ที่ใช้ในการอ้างอิง

- วงจร PD (Phase Detector) วงจร LPF และ VCO ที่ผลิตความถี่ 228 KHz จะอยู่ภายใน IC 4046 ซึ่ง IC 4046 จะมี PD อยู่ภายใน โดยจะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสความถี่ที่อ้างอิงกับความถี่ที่ผลิตได้ ถ้าความถี่ไม่ตรงกันจะทำให้เกิด Voltage Error ไปควบคุม VCO ซึ่งอยู่ภายใน IC ให้สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการ

- วงจรหาร 57 จะหารความถี่ 228 KHz ให้เหลือความถี่ 4 KHz นำไปเปรียบเทียบกับความถี่ 4 KHz ที่เป็นความถี่อ้างอิง เพื่อให้ VCO ผลิตความถี่ได้ 228 KHz คงที่ตลอด ซึ่งวงจรหาร 57 จะใช้ IC 40102 ซึ่งสามารถโปรแกรมการหารได้ เช่นถ้าต้องการหาร 57 จะต้องโปรแกรมการหาร IC เป็น 56 เพื่อให้ IC สามารถหาร 57 ได้ตามต้องการ



รูปที่ 4.2 บล็อก ไดอะแกรมของวงจร Oscillator 228 KHz



รูปที่ 4.3 วงจร Oscillator 228 KHz

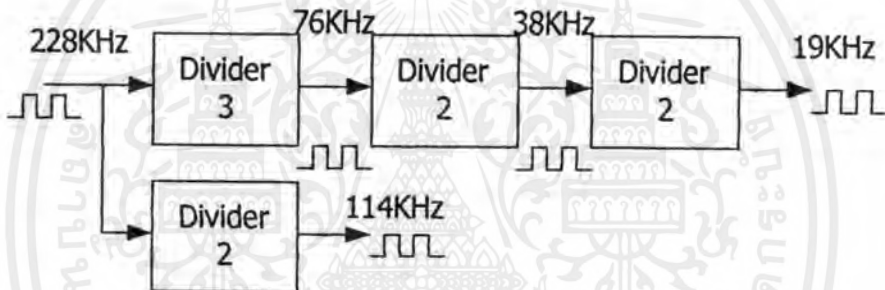
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจร Divider

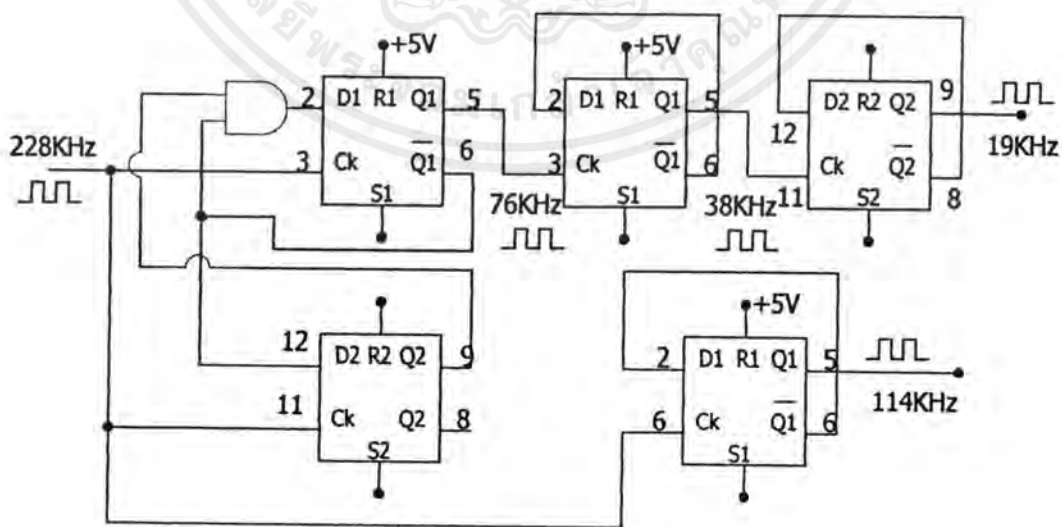
- ความถี่ 228 KHz ที่ได้มาจากชุด Oscillator 228 KHz จะถูกหารสองโดยใช้ D Flip Flop ที่อยู่ภายใน IC 7474 ซึ่งภายใน IC 7474 จะมี D Flip Flop 2 ตัว เมื่อความถี่ 228 KHz ถูกหารสอง จะได้ความถี่ 114 KHz เพื่อเก็บไว้ตรวจสอบเช็คสัญญาณ (แต่ในโครงงานนี้จะไม่ได้ใช้)

- ความถี่ 228 KHz อีกด้านจะหาร 3 โดยใช้ D Flip Flop 2 ตัวต่อร่วมกับ IC 7408 ซึ่งเป็น AND GATE เพื่อให้เหลือความถี่ 76 KHz จากนั้นนำความถี่ 76 KHz หารสองอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ความถี่ 38 KHz เพื่อนำไปควบคุม Analog Switch

- ความถี่ 38 KHz จะถูกหารสองอีกครั้ง เพื่อให้ได้ความถี่ 19 KHz ออกมา เพื่อนำไปสร้างสัญญาณ Pilot



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมวงจร Divider



รูปที่ 4.5 วงจร Divider

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจร Oscillator 19 KHz (sinewave)

วงจร Oscillator นี้จะเป็นชุด Phase lock loop (PLL) ใช้ในการสร้างสัญญาณ sine wave ความถี่ 19 KHz ซึ่งประกอบไปด้วย

- VCO (Voltage Control Oscillator) ใช้ IC XR 2206 ซึ่งจะทำให้สามารถผลิตสัญญาณ Output เป็น sinewave 19 KHz

การออกแบบ XR 2206 ให้สามารถที่จะผลิตสัญญาณรูป Sinewave โดยการหาค่า C1 ที่ขา 5 และขา 6 และ R ที่ต่ออยู่ที่ขา 7 ความถี่ที่ได้มาจาก

$$f_o = 1/RC1$$

$$\text{เมื่อ } f_o = 19 \text{ KHz}$$

$$\text{กำหนดให้ } C1 = 0.01 \mu\text{F}$$

$$\text{เพราะวงจรมันจะได้ } R = 5.263 \text{ K}\Omega$$

$$\text{เลือกใช้ } VR = 10 \text{ K}\Omega$$

วงจรมีผลผลิตสัญญาณ Sinewave หรือไม่ขึ้นอยู่กับค่าปรับค่า VR(P2) ที่ขา 13 และ 14 ของ IC สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่ขา 3 ของ IC มีค่า เป็นครึ่งหนึ่งของ VCC โดยใช้ R1 และ R2 ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน ดังนั้น Sinewave ที่ขา 2 ควรมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันที่ VCC โดยสามารถปรับได้ที่ VR(P1)

- วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) การออกแบบ LPF

$$\text{(PD gain) } K_d = VCC/4\pi = 12V/4\pi = 0.95 \text{ V/rad}$$

$$\text{(VCO gain) } K_o = -0.32/R_c C_c \quad (\text{จาก data sheet})$$

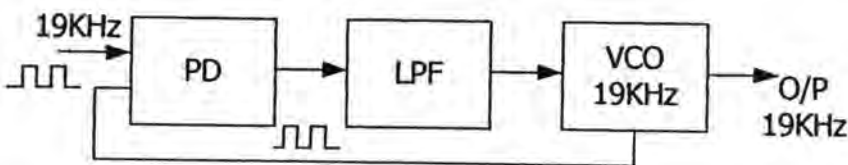
$$\text{กำหนดให้ } C_c = 0.01 \mu\text{F} \quad \text{VCO ในการออกแบบนี้ให้ } K_o = 8\text{Hz/V}$$

$$R_c = 3.6 \text{ K}\Omega$$

$$W_n = 10 \text{ KHz} \quad \text{ทำให้ค่า Setting time (ts) = 71 ms} \quad \text{ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้}$$

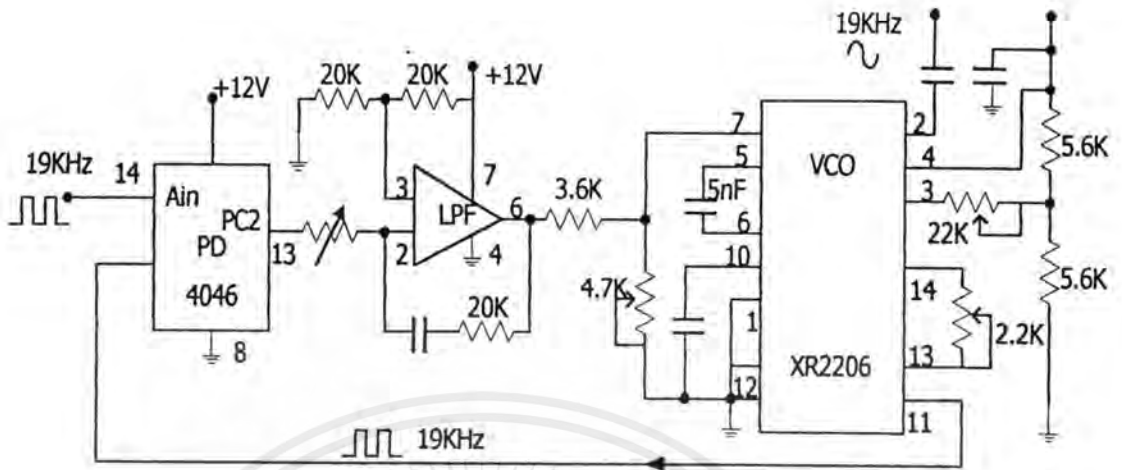
$$\text{กำหนดให้ } C = 1 \mu\text{F}$$

$$R1 = (K_o K_d)/N(w)C \quad ; N = 1 \quad ; R2 = 2/wnc$$



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรม Oscillator 19 KHz (sine wave)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจร Oscillator 19 KHz (sine wave)

เพราะฉะนั้น

$$R = 30 \text{ K}\Omega$$

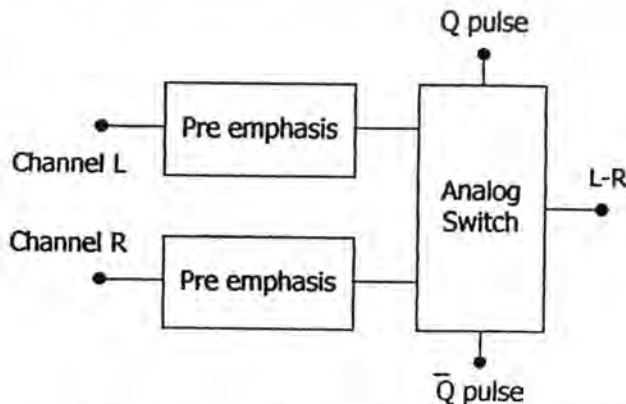
$$R = 20 \text{ K}\Omega$$

-วงจร PD ใช้ IC 4046 เป็นตัวเปรียบเทียบ Phase ระหว่างความถี่ 19 KHz อ้างอิงกับความถี่ 19 KHz ที่ได้จาก VCO

4.5 วงจรเข้ารหัสสัญญาณ Stereo

4.5.1 วงจรสร้างสัญญาณ L-R

การส่งกระจายเสียงในระบบ FM Stereo Multiplex จำเป็นจะต้องมีการสร้างสัญญาณ L-R ขึ้น เพื่อใช้ในการรับสัญญาณแบบสเตอริโอได้ ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้หลักการของ Analog Switch ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ L - R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Block diagram วงจรสร้างสัญญาณ L-R จะประกอบด้วยสัญญาณซ้ายและสัญญาณขวา และความถี่ 38 KHz และ /38 KHz ที่ได้จากวงจร Divider ซึ่งวงจรที่สร้างสัญญาณ L-R จะได้จาก Analog Switch ในโครงงานนี้จะใช้ IC 4066 ในการสร้างสัญญาณ L-R สัญญาณที่ออกมาจาก Analog Switch จะได้เป็นสัญญาณ L-R 38 KHz แบบ Amplitude Modulation Double Sideband Suppress Carrier (AMDSBSC) ทำได้โดยเรานำเอา Pulse 38 KHz และ /38 KHz มาควบคุมการ ON,OFF Analog Switch และนำเอา Output ของ Switch ทั้งสองมาต่อร่วมกัน ลักษณะการ ON,OFF ของ Switch จะคล้ายกับ ON,OFF ของ Diode ในวงจร Ring Modulation

4.5.2 วงจร Pre emphasis

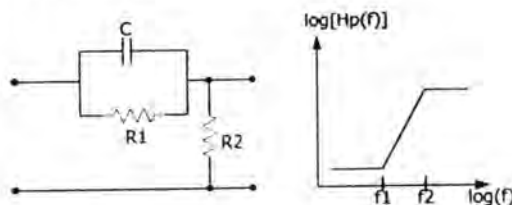
วงจร Pre emphasis เป็นวงจรยกระดับสัญญาณความถี่สูงเพื่อที่จะชดเชยอัตราของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ภาครับ สำหรับวงจร Pre emphasis แสดงวงจรและผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่

$$4.9 \quad f_1 = 1 / 2\pi R_1 C \quad , \quad f_2 = (R_1 + R_2) / (2\pi R_1 R_2 C)$$

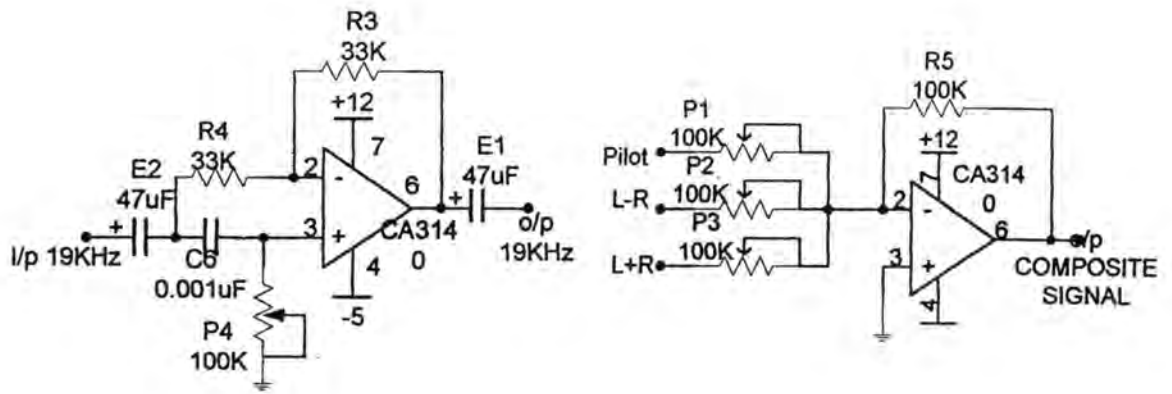
โดยค่า R1C ของวงจรจะมีค่าคงที่ของเวลาเท่ากับ 75 μ s ความถี่ f1 จะมีความถี่หักมุมที่ 2.1 KHz โดยอัตราความลาดชันต่อผลตอบสนองความถี่ระหว่าง f1 และ f2 ขนาด 20 dB/decade หรือความถี่ตั้งแต่ 2.1 KHz ถูก Pre emphasis โดยค่า f2 มีค่าประมาณ 15 KHz ดังนั้นในการออกแบบเลือก C = 0.0053 μ s ค่า R1 ใช้ค่า 22 K Ω , R2 ใช้ค่า 3.9 K Ω

4.5.3 วงจรเลื่อน Phase สัญญาณ Pilot

วงจรเลื่อน Phase สัญญาณ Pilot ใช้สำหรับเลื่อนหรือหน่วงเวลาของสัญญาณ Pilot โดยวงจรเลื่อน Phase นี้จะมีผลมากต่อการแยก ซ้าย ขวา ของการส่ง ถ้า Phase ของสัญญาณ Pilot นี้ นำหน้าไปมากการแยกซ้ายขวาต้องไม่เกิดขึ้นและสิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือ ความแรงของสัญญาณ L-R กับ L+R จะต้องมีความแรงที่เหมาะสม คือไม่มีสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งแรงเกินไป เพราะถ้ามีสัญญาณใดแรงเกินไป ก็จะไม่มีการแยกซ้ายขวา ของแต่ละ Channel เกิดขึ้น



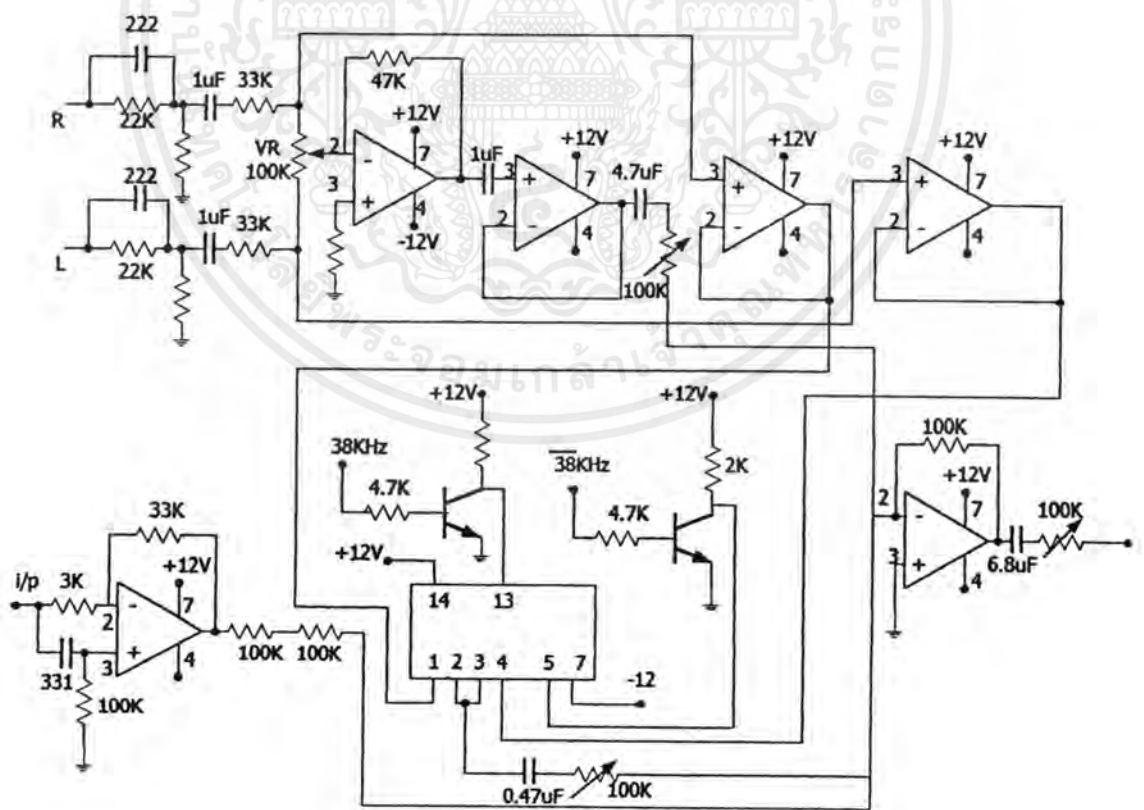
รูปที่ 4.9 วงจร Pre emphasis และผลการตอบสนอง



รูปที่ 4.10 (ก) วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณ Pilot (ข) วงรวมสัญญาณ

4.5.4 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณ จะรวมสัญญาณ Pilot ที่ผ่านจากวงจรเลื่อน Phase เข้ากับสัญญาณ L-R จากวงจร Analog Switch และสัญญาณ L+R มารวมกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.10 (ข)



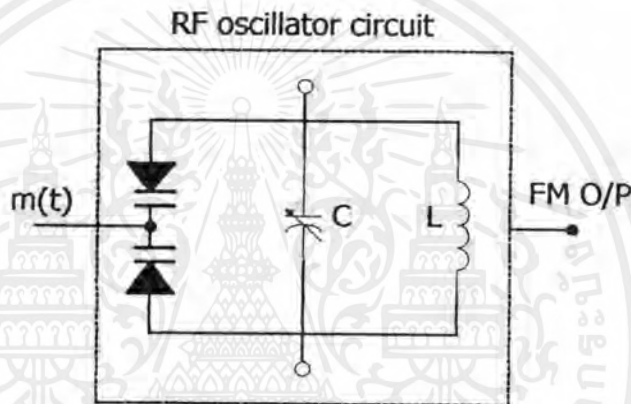
รูปที่ 4.11 วงจรเข้ารหัสสัญญาณ Stereo

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การมอดูเลตสัญญาณ FM

การมอดูเลตสัญญาณ FM ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงขนาดความถี่ของคลื่นพาห์ ตามสัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลต สำหรับในที่นี้จะกล่าวถึงการมอดูเลตแบบตรง (Direct FM) ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับวงจรกำเนิดคลื่นพาห์โดยตรง การสร้างสัญญาณ FM ใช้วงจรกำเนิดความถี่ เช่น วงจรกำเนิดความถี่แบบ LC โดยแสดงวงจรมูลยู่ได้ดังรูป



รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลยู่วงจรกำเนิดความถี่แบบ LC

ค่าของความถี่ที่กำเนิดขึ้นอยู่กับค่าของ LC ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\omega_1 = 1/\sqrt{LC}$$

ω_1 = ความถี่ที่กำเนิดจากวงจร LC

โดยค่า C หรือคาปาซิแตนซ์สามารถเปลี่ยนแปลงค่าตามความถี่ที่เข้ามามอดูเลตหรือเขียนได้เป็น

$$C = C_0 - K_c m(t)$$

โดย C_0 เป็นคาปาซิแตนซ์ขณะที่ไม่มีความถี่ที่ Input

K_c ค่าของความไวในการเปลี่ยนแปลงของคาปาซิแตนซ์

$m(t)$ สัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลต

ดังนั้นความถี่ชั่วขณะใดๆคือ

จากสมการเขียนได้

$$W_1(t) = \frac{-W_0}{\sqrt{1 - K_c m(t) / C_0}}$$

โดย W_0 เป็นความถี่ของวงจรที่ไม่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเบสแบนด์สมการประมาณได้จากสมการเขียนได้

$$W_1(t) = \frac{-W_0}{\sqrt{1 - K_c m(t) / C_0}}$$

โดย W_0 เป็นความถี่ของวงจรที่ไม่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเบสแบนด์สมการประมาณได้

$$W_0(t) = W_0 \left(1 + \frac{K_c}{2C_0} m(t) \right)$$

ถ้ากำหนดค่าคงที่ในการมอดูเลต

$$K_f = \frac{W_0 K_c}{2C_0}$$

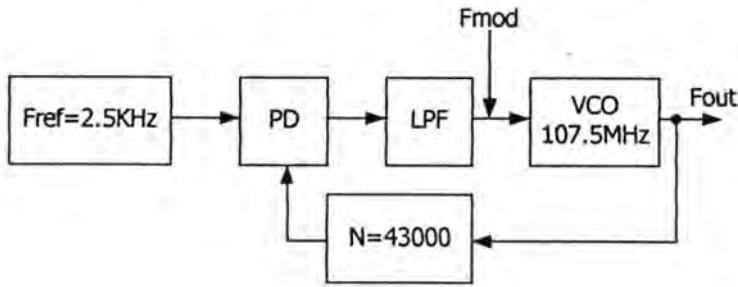
ดังนั้นแสดงได้ว่าวงจรกำเนิดความถี่แบบ LC ใดๆที่ C สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณเบสแบนด์ Input สามารถกำเนิดสัญญาณ FM ได้ดังสมการของ FM คือ

$$W_1(t) = W_0 + K_f m(t)$$

ซึ่งเป็นสมการของสัญญาณ FM

5.1 การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณ FM

สำหรับในส่วนนี้จะกล่าวถึง การออกแบบวงจรมอดูเลต FM แบบตรง (Direct Modulation) การควบคุมความถี่ของคลื่นพาห้ให้มีเสถียรภาพโดยใช้เฟสล็อกถูปล สำหรับวงจรมอดูเลตแบบตรงหรือวงจรที่มอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โดยตรงเป็นวงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันดังที่ได้กล่าวข้างต้น สำหรับวงจรมอดูเลต FM แสดงโครงสร้างดังรูปที่ 5.2 จากรูปต้องการสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่เท่ากับ 107.5 MHz กำหนดให้สัญญาณคลื่นพาห้ต่อไซด์แบนด์ที่ยังไม่ทำการมอดูเลตมีขนาดลดทอนมากกว่า -60 dB สำหรับความถี่อ้างอิงของถูปล กำหนดให้มีขนาด 2.5 KHz เพื่อจะให้ถูปลทำการหารความถี่ของคลื่นพาห้ลงจำนวนมากๆ (43,000) เพื่อไม่ให้ถูปลเกิดจากล็อก (loss of lock) เมื่อเกิดความถี่เบี่ยงเบนสูงๆ เนื่องจากการมอดูเลตด้วยความถี่ต่ำสุดที่ต้องการมอดูเลตในที่นี้จะเท่ากับ 20 Hz สำหรับวงจรกรองในถูปลใช้วงจรกรองแบบแอกทีฟชนิดทึดแล็ค ความถี่ธรรมชาติของถูปล และค่าแควมบิงเฟคเตอร์คือ



รูปที่ 5.2 บล็อกไคอะแกรมวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

$$W_n = [K_0 K_d / NT_1]^{1/2}$$

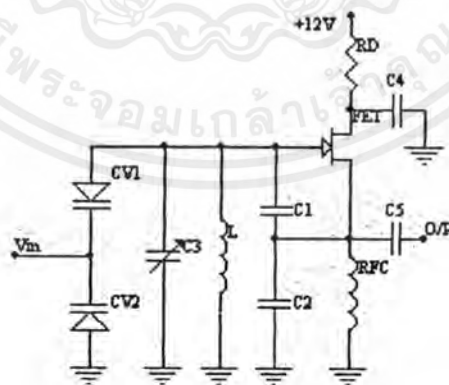
$$= T_2 W_n / 2$$

โดย $T_1 = R_1 C$ และ $T_2 = R_2 C$

สำหรับค่า K_d เป็นเฟสดีเทคเตอร์เกนในการออกแบบใช้ ดิจิตอลเฟสดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นวงจรรวม 4046 มีค่า $K = V_{cc}/4\pi$ เป็นค่าเกนของ VCO หาได้จากวงจร VCO ซึ่งมีการออกแบบดังต่อไปนี้

5.2 วงจรVCO

สำหรับการออกแบบวงจร VCO ใช้ วงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์ต่อร่วมกับ วาริแคปต์แสดงวงจรได้ดังรูป



รูปที่ 5.3 วงจรออสซิลเลเตอร์

จากวงจรให้ค่ารีแอคแตนซ์ของ RFC มีขนาดสูงมากที่ความถี่ออสซิลเลตค่าคาปาซิแตนซ์ทางด้านอินพุทของ FET มีขนาดน้อยมากเมื่อเทียบกับ C_1 และ C_2 ดังนั้นค่าความถี่ที่ออสซิลเลตจะเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$$

$$C_0 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_{v1} C_{v2}}{C_{v1} + C_{v2}} + C_3$$

โดยค่า C_{v1} และ C_{v2} เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ของวาริแคปที่ควบคุมด้วยแรงดัน V_{in} ซึ่งขนาดของคาปาซิแตนซ์ต่อแรงดันคือ

$$C_v(v) = C_B \left[\frac{\phi - V_B}{\phi - V} \right]^\gamma$$

γ = ค่าชี้กำลังที่ขึ้นกับรอยต่อเท่ากับ $\frac{1}{2}$ For Hyper abrupt junction

ϕ = Voltage ระหว่างรอยต่อ 0.7 V

V_S = Voltage ที่จุด bias

C_S = Capacitance ที่จุด bias

สำหรับค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก f_0 ต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทแสดงได้คือ

$$\frac{\Delta f_0}{\Delta V} = \frac{C_S \phi - V_B}{B\pi L [C(\phi - V)]^{3/2}}$$

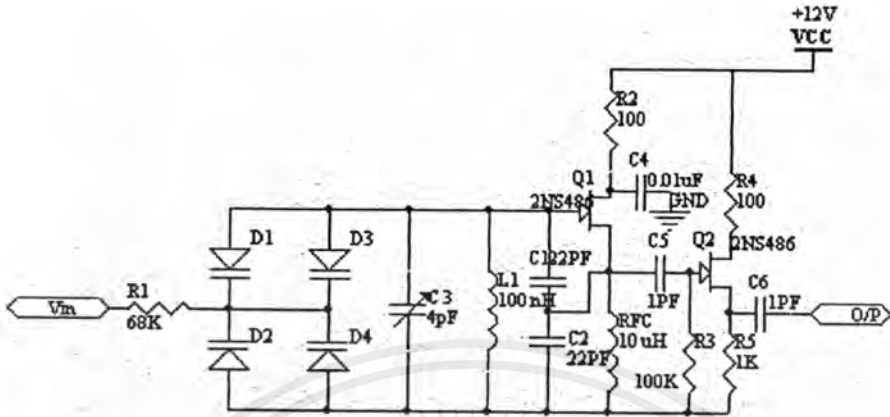
การออกแบบในทางปฏิบัติเลือกใช้ FET เบอร์ 2N5486 กำหนดให้แรงดันของวงจรมีขนาด 12 V แรงดันควบคุมของอินพุท V_{in} มีขนาด 1-12 V ถ้ากำหนดให้ค่าอินดักแตนซ์ (L) ในวงจรมีขนาด 100 nH และ C_3 มีขนาด 4 pF แล้วให้วงจร VCO ทำงานตั้งแต่ความถี่ 100 MHz - 110 MHz ได้คือ

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

$$C_{100MHz} = 25 \text{ pF}$$

$$C_{110MHz} = 20 \text{ pF}$$

ซึ่งหมายถึงว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าคาปาซิแตนซ์ในวงจร VCO ที่จะทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 100-110 MHz มีขนาดเท่ากับ 5 pF การออกแบบเลือกใช้วาริแคปเบอร์ MV2101 ซึ่งมีขนาด 4 pF เมื่อถูกรีเวิร์คไบอัสเท่ากับ 12 V และมีขนาด 10 pF เมื่อถูกรีเวิร์คไบอัสที่ 1V ซึ่งค่า



รูปที่ 5.4 วงจร VCO ที่ใช้ในทางปฏิบัติ

เปลี่ยนแปลงของค่าคาปาซิแตนซ์มีขนาดใกล้เคียงกับความต้องการ โดยในทางปฏิบัติถ้าต่อวาริแคปอนุกรมกันค่าความจุจะลดลงกึ่งหนึ่ง ดังนั้นจึงต้องต่อวาริแคปขนานเข้าไปอีกหนึ่งชุด โดย $C_1 = C_2 = 22$ pF, $C_3 = 4$ pF ถ้าแรงดันควบคุม VCO ที่ความถี่ 107.5 MHz มีขนาด 10 V แล้วค่า C ที่ 4 V ของ MV2101 เท่ากับ 6.8 pF ค่า C ที่ 107.5 MHz มีค่าประมาณ 22 pF แล้วค่า $\Delta f / \Delta V$ VCO เหน

$$\frac{\Delta f}{\Delta V} \Big|_{107.5 \text{ MHz}} = \frac{6.8 \times 10^{-12} 0.7 - (-4)}{8\pi \cdot 0.1 \times 10^{-6} [22 \times 10^{-12} (0.7 - (-10))]^{3/2}}$$

$$= 516.4 \text{ KHz/V}$$

5.3 วงจรกรองความถี่ในรูป

ค่าความต้านทานของวงจรกรองในรูปเท่ากับ

$$R_1 = K_0 K_d / N W_n^2 C$$

$$R_2 = 2 / W_n$$

ข้อกำหนดในการออกแบบ ถ้าแรงดันสำหรับเฟสดีเทคเตอร์ 4046 เท่ากับ 12 V แล้ว

$$K_d = 12 / 4\pi \text{ V/rad}$$

$$K_0 = 516.4 \text{ KHz/V}$$

$$N = 43000$$

$$W_n = 2\pi * 20 \text{ rad/S}$$

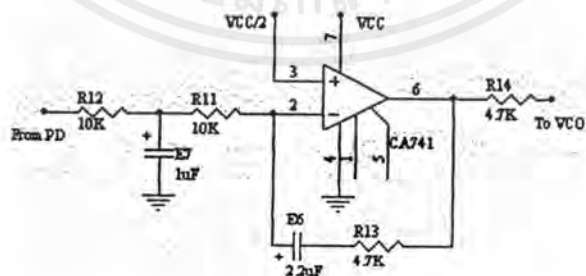
และในการออกแบบต้องเลือกให้อัตราส่วนของ R_2/R_1 ของวงจรมีอัตราส่วนน้อยกว่า 10 เท่า เพื่อป้องกันไม่ให้ ออปแอมป์เกิดการอิมิตัวเมื่อดีเทคเตอร์ให้ค่าผิดพลาดเชิงเส้นขนาดใหญ่ในช่วงโอเวอร์ซัทรวมทั้งค่า R_1 จะต้องมีค่ามากพอที่จะไม่โหลดเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์สำหรับการออกแบบ ให้เลือก C เท่ากับ $0.47 \mu\text{F}$ จากสมการ ได้ค่า R_1 เท่ากับ 9.7 K เท่ากับ 23.9 K เราสามารถหา อัตราการลดทอนไซด์แบนด์ต่อแอมป์ได้

$$\frac{\text{sideband}}{\text{carrier}} = 20 \log \frac{(I_L + I_b)K_0}{W_{ref}}$$

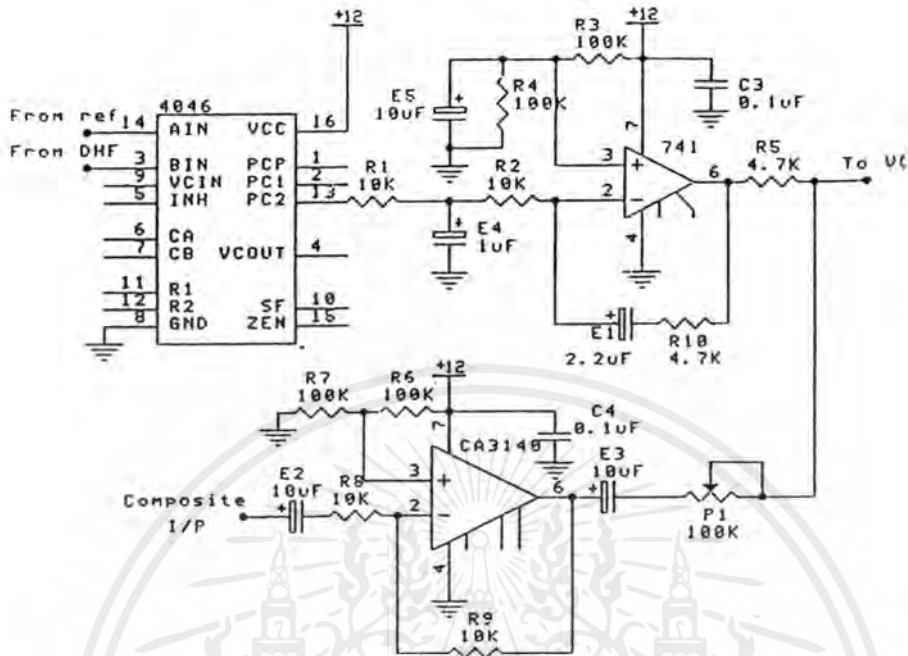
สำหรับกระแสรั่วไหลของเฟสดีเทคเตอร์ 4046 มีค่าน้อยมากๆ (10 PA) และกระแสไบอัสอินพุทของออปแอมป์ ในที่นี้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ OP27 ซึ่งมีขนาดอัตราการลดทอนไซด์แบนด์ของแอมป์ มีขนาดเท่ากับ -60.15 dB ซึ่งเป็นการลดทอนเพียงพอกับเงื่อนไขที่ต้องการ สำหรับวงจรองในรูปแสดงได้ดังรูปที่ 5.5

โดยค่า R_1 นั้นแยกออกเป็นค่า R_{11} อนุกรมกับ R_{12} โดยที่ระหว่าง R_{11} และ R_{12} มีคาปาซิเตอร์ C_C ต่อลงกราวด์อยู่โดยการออกแบบให้ค่า R_{11} , C_C เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีความถี่หักมุมประมาณ 10 เท่าของค่า W_n ซึ่งเป็นการแก้ไขปัญหานี้เนื่องจากการอิมิตัวของออปแอมป์ในสภาวะทรานเซียนโอเวอร์ซัท

สำหรับวงจรองและเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้แสดงดังรูปที่ 5.6 โดยค่า R_1 และ R_2 สำหรับวงจรจริงเป็น R_6 , R_7 โดย C_C คือ C_7 โดยเฟสดีเทคเตอร์ใช้วงจรรวม 4046 ซึ่งเป็นเฟสฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์โดยอินพุทขา Sin ต่อกับสัญญาณที่ป้อนกลับจาก VCO แล้วผ่านวงจรหาร ส่วนอินพุทขา C_{in}



รูปที่ 5.5 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในรูป

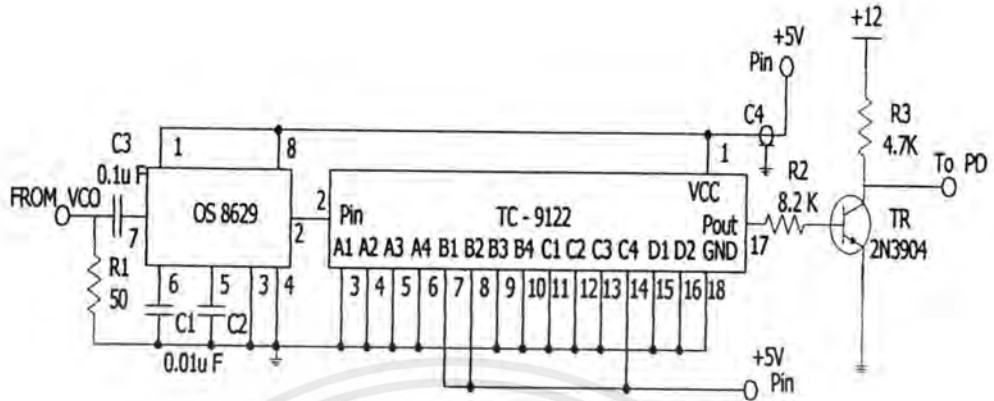


รูปที่ 5.6 วงจร LPF และ PD ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเอเอ็ม

พหุขา Sin ค่อกับสัญญาณที่ป้อนกลับจาก VCO แล้วผ่านวงจรหาร ส่วนอินพุท C_m หรือ f_{VCO} ค่อกับสัญญาณความถี่อ้างอิงสำหรับเหตุการณ์ต่อสลับจากปกติ เพราะแรงดันเอาต์พุทที่ไปควบคุม วงจร VCO ผ่านวงจรกรองความถี่ซึ่งเป็นวงจรขยายแบบ Inverting สำหรับสัญญาณที่มอดูเลตเข้ามา ในรูปนั้นต่อผ่าน วงจร Buffer ซึ่งใช้วงจรรวม OP27 โดยที่เอาต์พุทก่อนต่อเข้าวงจร VCO มีความต้านทานปรับค่าได้ 100 Kohm สำหรับปรับอัตราการมอดูเลต

5.4 วงจรหาร N

วงจรหารในรูปเป็นการหารความถี่ของคลื่นพาห้ 107.5 MHz ให้เหลือ 2.5 KHz เพื่อเป็นความถี่อ้างอิงของรูปเนื่องจากวงจรหารในรูปนี้ต้องหารความถี่สูงในการออกแบบใช้วงจรรวม DS8629 ต่อร่วมกับวงจรรวม TC-9122 ซึ่งสามารถโปรแกรมได้โดย DS8629 เป็นวงจรหาร 100 (Prescaler) ต้องการขนาดแรงดันอินพุทประมาณ 100 mV เป็นอย่างต่ำสำหรับสัญญาณคลื่นพาห้ที่ออกจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีขนาดเล็กมากๆ และเพื่อทำให้เกิดการแยกโดยไม่ให้สัญญาณคิกคอลลเข้าไปรบกวนสัญญาณออสซิลเลเตอร์ต้องใช้วงจรขยายความถี่ย่านกว้าง (Wide Band Amp) ค่อกับอินพุทวงจร



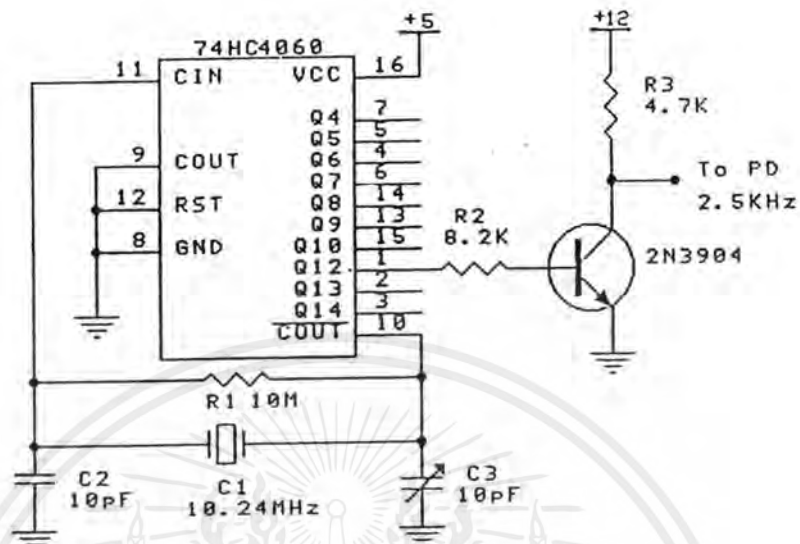
รูปที่ 5.7 วงจรหาร N = 43000

หารภาคแรกโดยเอาท์พุทของวงจรถอดแรกจะมีความถี่เหลือขนาด 1.075 MHz เป็นระดับแรงดันสัญญาณ TTL ป้อนเข้าตัววงจรรวม TC-9122 ซึ่งเป็นวงจรรวมที่ตั้งโปรแกรมได้ 0 ถึง 3,999 โดยผ่านขา A1,A2 ถึง D2 โดยหลัก A1 เป็นหลักนัยสำคัญน้อยที่สุด (LSB) และหลัก D2 มีความสำคัญมากที่สุด(MSB) โดยการหาร 1.075 MHz ให้เหลือ 2.5 KHz เป็นการหารเท่ากับ 430 ดังนั้นต้องโปรแกรมที่ขา A1-A4 เป็นระดับลอจิก 0 ขา C3 เป็นลอจิก 1 และขา D1,D2 เป็นลอจิก 0 สำหรับวงจรแสดงดังรูปที่ 5.7

5.5 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง

วงจรถอดกำเนิดความถี่อ้างอิง 2.5 KHz สร้างจากวงจรรวม 4060 ซึ่งภายในประกอบด้วยเกตอินเวอร์เตอร์และวงจรถอดแบบไบนารีจำนวน 14 สเตท โดยที่เอาท์พุท Q4 เป็นสัญญาณหาร 16 จนถึงสัญญาณหาร 16,384 ที่ขา Q14 โดยวงจรถอดพร้อมกับคริสตอลสำหรับการออสซิลเลตทำงานที่ความถี่ 10.24 MHz เอาท์พุทความถี่ 2.5 KHz ได้จากหารด้วยวงจรรวม 4060 จะได้เอาท์พุทที่ขา Q12 โดยเป็นสัญญาณแรงดัน TTL ขนาด 0 V ที่ลอจิก 0 ที่ขนาด 5 V ที่ลอจิก 1 สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ใช้แรงดันไฟเลี้ยง 12 V ต้องเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับแรงดัน TTL ขนาด 0-5 V เป็น 0-12 V โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3904 เป็นวงจรถอดเปลี่ยนระดับแรงดันวงจรถอดรูปที่ 5.8

สำหรับวงจรถอดออสซิลเลเตอร์ซึ่งอยู่ในวงจรรวม 4060 เกตเปรียบเสมือนวงจรถอดกลับเฟส โดยมี R_{19} , C_{16} , C_{17} และ คริสตอลเป็นส่วนของวงจรถอดกลับสัญญาณจากเอาท์พุทของเกตให้

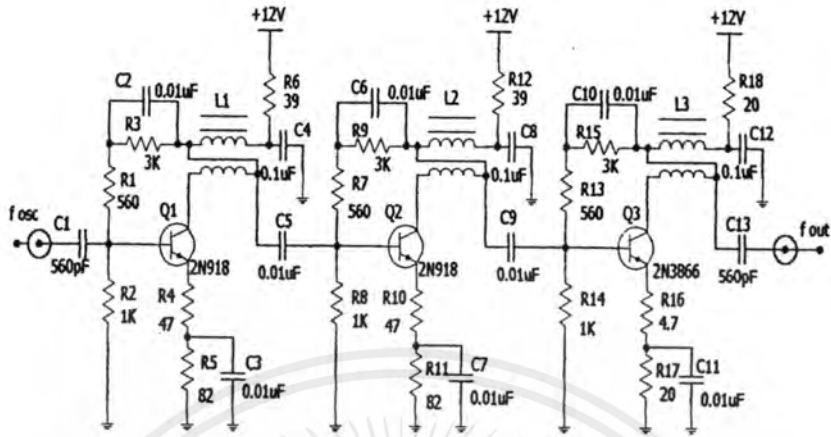


รูปที่ 5.8 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง

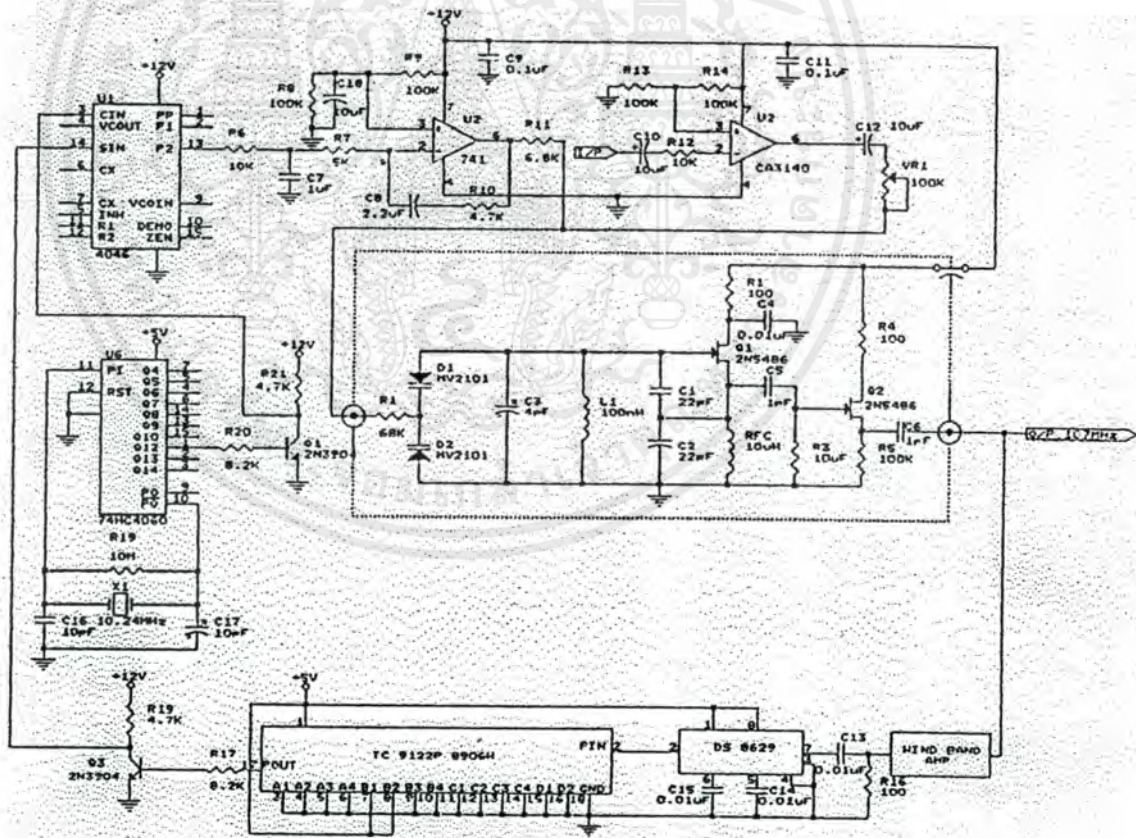
อินพุทของเกตให้มีเฟสกลับไป 180 องศา R_{19} เป็นความต้านทานสำหรับไบอัสให้เกตทำงานเลือกใช้ค่า 10 Mohm สำหรับ C_{16} และ C_{17} ต่ออนุกรมกันจะมีค่าเท่ากับค่าโหลดคาปาซิแตนซ์ของคริสตอลโดยการออกแบบเลือกค่าเท่ากับ 10 pF วงจรสร้างสัญญาณ FM และผลการทดลองวัดสัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 5.8

5.6 วงจร Wide Band Amplifier

วงจรรขยายความถี่สูงทั่วไป มักจะใช้เกนสูงสุดที่ความถี่ที่ออกแบบไว้ และเนื่องจากเกน Band Width ของ Transistor มีค่าคงที่ดังนั้นวิธีที่จะเพิ่ม Band Width สามารถทำได้โดยการลดเกนลงด้วยวิธีการป้อนกลับ วงจร Wide Band Amplifier สามารถสร้างได้จาก วงจร Cascode หรือวงจร Differential



รูปที่ 5.9 วงจร Wide Band Amplifier



รูปที่ 5.10 วงจรของระบบเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

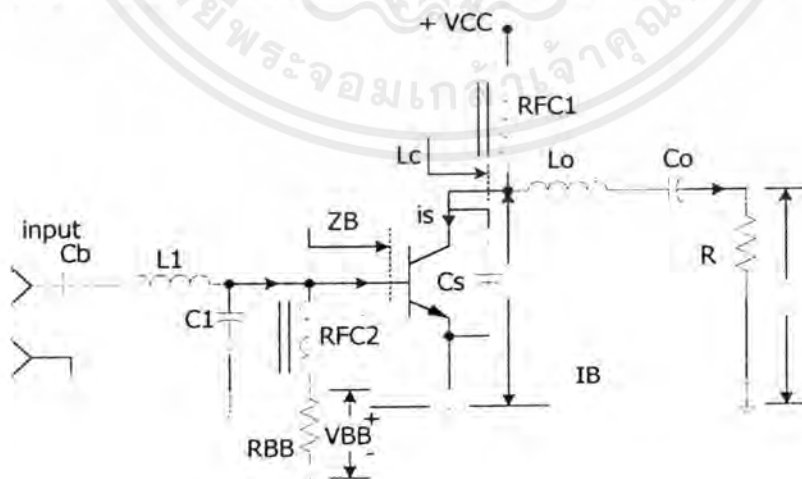
บทที่ 6

วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ (R.F. Power Amplifier)

6.1 วงจรรขยายกำลังคลาสซี

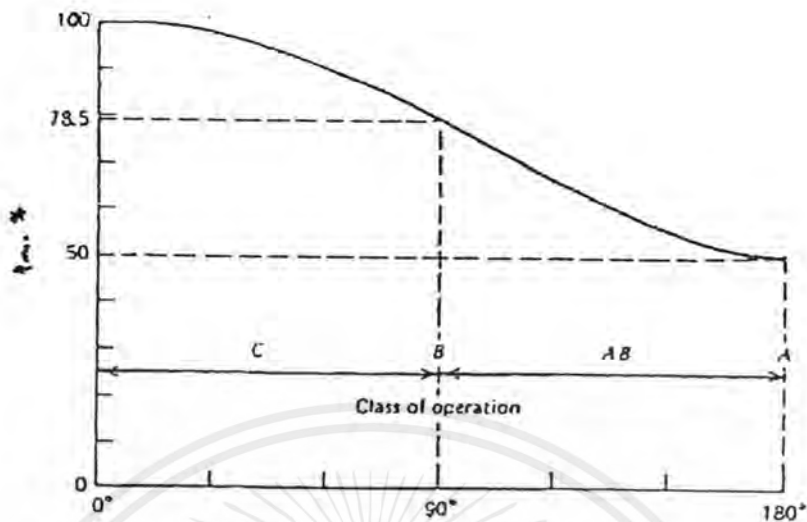
วงจรรขยายกำลังคลาสซีนิยมใช้ในวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุเพราะว่าสามารถให้อัตราขยายได้สูงสุด โดยจุดทำงานของคลาสนี้จะอยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ วงจรรขยายกำลังขยคลาสซีไม่สามารถแสดงลักษณะวงจรและการวิเคราะห์การทำงานในลักษณะมาตรฐานได้ แบบจำลองซึ่งกำหนดให้แสดงการทำงานของวงจรก็มักมีข้อสมมุติที่เป็นไปได้ยากและ พารามิเตอร์ของตัวแปรหลายตัวไม่สามารถกำหนดได้ล่วงหน้า วงจรรขยายกำลังคลาสนี้ของอุปกรณ์โซลิดสเตท(Solid State Device) เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ก็มีการพัฒนาจนต่างจากอุปกรณ์พวกสุญญากาศ (Vacuum tube) การเสนอแบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรขยายกำลังคลาสนี้ในลักษณะต่างๆสามารถดูได้จากกราฟหนังสืออ้างอิง

วงจรจะถูกขับให้ทำงานโดยสัญญาณอินพุตซึ่งปกติจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะนำกระแสจนอิ่มตัว(Saturate) และไม่นำกระแส (Cut off) กระแสคอลเลคเตอร์ $i_c(\theta)$ จะมีลักษณะเป็นพัลส์ (Pulse) แคบๆ ความกว้างของพัลส์ $i_c(\theta)$ จะขึ้นอยู่กับมุมในการนำกระแส (Conduction angle) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสในแต่ละช่วงบวกและลบของสัญญาณอินพุตในหนึ่งไซเคิล วงจรจึงจะมีประสิทธิภาพสูงกว่า คลาสเอ และ คลาสบี ถ้าสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสจนอิ่มตัวประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรจะหาได้จาก



รูปที่ 6.1 วงจรรขยายคลาสน C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



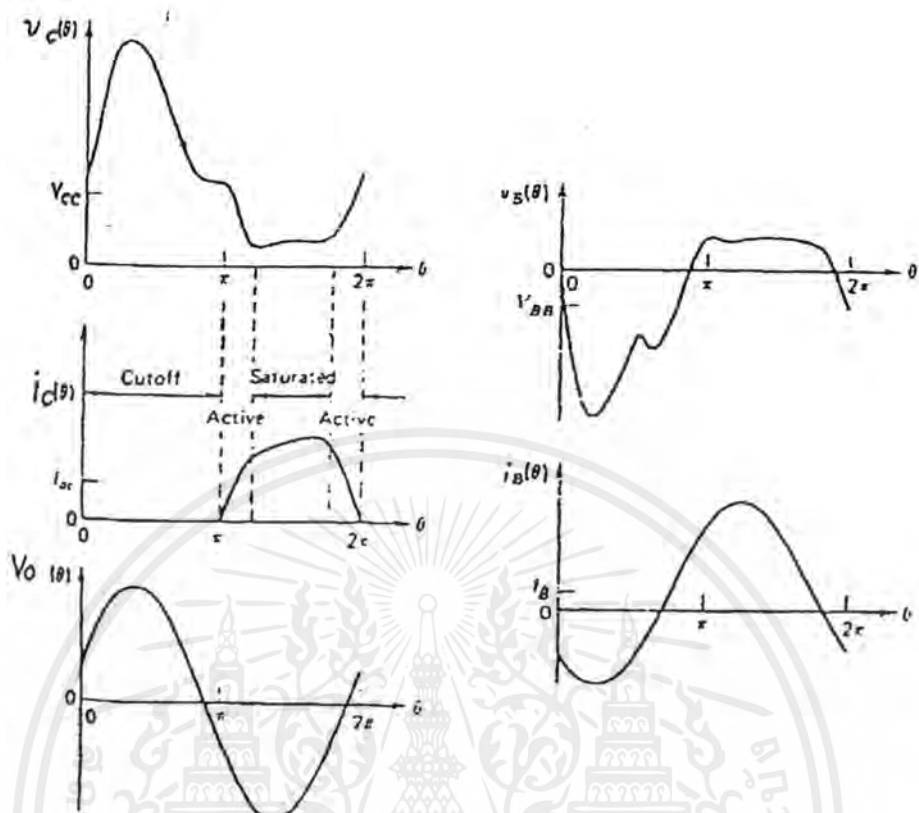
รูปที่ 6.2 จะแสดงประสิทธิภาพของวงจร (ในทางอุดมคติ) ต่อมุมการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

$$\eta_{\max} = (2y - \sin 2y) / (4(\sin y - y \cos y))$$

โดย $2y$ เป็นมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

ในวงจรทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์จะทำงานในลักษณะการนำกระแสจนอิ่มตัวและหยุดนำกระแส ดังนั้น $i_c(\theta)$ จะไม่ได้มีเพียงความถี่เดียวแต่จะประกอบด้วยฮาร์โมนิก (Harmonics) ของสัญญาณอินพุต จากรูปที่ RFC1 จะสมมุติว่ามีความต้านทานสูงมากที่ความถี่ใช้งานวงจร โดยจะมีเพียงกระแสที่ไหลผ่านวงจรทางเอาต์พุต (L_o, C_o) จะต้องมีค่า G สูงพอที่จะให้กระแสที่ไหลมีเฉพาะความถี่อินพุต คาปาซิเตอร์ C_s จะเป็นคาปาซิเตอร์ที่ขา C-E ของทรานซิสเตอร์ กระแสที่ไหลผ่านคอลเลคเตอร์, คาปาซิเตอร์ C_s และกระแสเอาต์พุตรวมกันเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน RFC1 ระยะเวลาใดๆ ผลต่างของ $[i_s(\phi) + i_c(\phi)]$ และ $i_o(\theta)$ จะต้องเท่ากับ I_{dc} ดังนั้น เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงแอคทีฟ (active region) แรงดันที่คอลเลคเตอร์ $V_c(\theta)$ กำหนดจาก แรงดันที่ชิลบด้วยแรงดันเอาต์พุต และแรงดันที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดกระแสประจุให้ C_s ระหว่างช่วงอิ่มตัว $V_c(\theta) = V_{sat}$ กระแสส่วนใหญ่ไหลผ่าน C_s และกระแสคอลเลคเตอร์จะเท่ากับผลต่างของ I_{dc} และ $i_o(\theta)$ สำหรับในช่วงคัทออฟจะเป็นแบบเดียวกับช่วงแอคทีฟ โดย $i_o(\theta) = 0$

รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นในส่วนต่างๆของวงจร สำหรับขนาดของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์, มุมในการนำกระแส, ค่า Q ของวงจรแมทซ์ทางอินพุต L_1, C_1 และทาง เอาต์พุต L_o, C_o แรงดันที่จ่ายให้วงจร, และกำลังงานที่อินพุต การวิเคราะห์เพื่อหาสมการทั่วไปเพื่อ



รูปที่ 6.3 รูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจรคลาสิก

กำหนดลักษณะของรูปคลื่นดังกล่าวทำได้ยาก เนื่องจากมีตัวแปรควบคุมได้เพียงแรงดันคัตซีและกำลังงานที่อินพุตเท่านั้นและการทำงานที่ถูกต้องของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรอยู่ในลักษณะที่เมฆ โดยสมบรูณ์ (ZB เท่ากับคอนจูเกทของอินพุตเมฆซึ่งเนทเวิร์ค, Z_c เท่ากับคอนจูเกทของเอาท์พุทเนทเวิร์ค) ถ้าไม่ทราบพารามิเตอร์ของ Z และ Z_c แล้ว ขนาดของกระแสและแรงดันที่คอลเลคเตอร์อาจมากกว่าแรงดันคัตซีที่จ่ายให้ถึง 3-4 เท่า การทำงานของวงจรสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical analysis) ซึ่งทำได้โดยคอมพิวเตอร์วิเคราะห์การทำงานของแต่ละช่วง(คัทออฟ,แอคทีฟ,อิมิตัว) เมื่อได้รูปคลื่นที่เสถียร(Stable) ก็จะใช้วิธีแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของรูปคลื่นในหนึ่งไซเคิล ซึ่งก็จะให้ค่าออกมาเป็นขนาดและกำลังของเอาท์พุทได้โดยประมาณ $P_o \approx 0.625$

สำหรับทางด้านอินพุต (รูปชาชน) เป็นบวกกระแสชั่วขณะ $i_b(\theta)$ เป็นไดโอดที่ B-E จะนำกระแส ดังนั้น $v_b(\theta) \approx V_r$ (แรงดันฟอร์เวิร์คของไดโอด) ทรานซิสเตอร์ก็จะแอคทีฟ หรือ อิมิตัวขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลคเตอร์ $v_c(\theta)$ กระแสที่ไหลผ่าน R_{FC2} จะค่อนข้างคงที่ตลอดหนึ่งไซเคิล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของอินพุท กระแสเอซีส่วนใหญ่จะไหลผ่าน L1 ทรานซิสเตอร์จะนำกระแสจกรทั้ง $i_b(\theta)$ เปลี่ยนชั่วแล้วคายประจุที่สะสมอยู่ที่ขาเบส ขณะนี้ B-E จะเป็นรีเวิร์คไบอัสและผลบวกของกระแสใน L1 และ RFC2 จะไหลผ่าน C1 และค่าคาปาซิเตอร์ของ B-E ซึ่งจะทำให้แรงดันที่เบสเป็นลบในช่วงแรกและจะกลายเป็นบวกในช่วงต่อมาทรานซิสเตอร์จะคัทออฟอยู่จนกระทั่งแรงดันที่เบสเพิ่มขึ้นจนเท่ากับ V_r (ซึ่งจะกำหนดมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์) เมื่อแรงดันที่เบสเป็นบวกขนาดเท่ากับ V_r จะทำให้เบสดึงกระแสอินพุทซึ่งจะมีส่วนประกอบเป็นดีซีคั้งนั้น กระแสดีซีนี้จะต้องไหลผ่านในวงจรทางอินพุทซึ่งจะเป็น RFC2 และ Rbb โดยกระแสดีซีนี้จะไหลผ่าน Rbb และทำให้เกิดแรงดันลบ V_{bb} ขึ้น ไบอัสทรานซิสเตอร์ในช่วงคัทออฟ ส่วนประกอบที่เป็นเอซีของอินพุทจะไหลผ่าน C1 ในช่วงคัทออฟ

ข้อพิจารณาทางปฏิบัติ

- วงจรแมชซิ่งทางอินพุท-เอาต์พุทไม่จำเป็นต้องมีลักษณะดังรูปที่ ซึ่งขึ้นอยู่กับ ZB และ ZC

- ในบางกรณีจะไม่จำเป็นต้องมี Rbb และ RFC2 จะต้องลงกราวด์โดยเป็นส่วนหนึ่งหรือไม่เป็นของแมชซิ่งเนทเวิร์ค

- RFC1 อาจเป็นส่วนหนึ่งของแมชซิ่งเนทเวิร์ค

- การแมชซิ่งทางอินพุท-เอาต์พุท อาจใช้ทรานสฟอเมอร์โดยทางเอาต์พุทขดไพมารี่ของทรานสฟอเมอร์จะทำหน้าที่เป็นรีโซแนนซ์ร่วมกับ C_s ซึ่งจะทำให้คอลเลคเตอร์มีเฉพาะความต้านทานเท่านั้น

- Rbbจะมีค่าอยู่ระหว่างไม่กี่โอห์มจนถึงไม่กี่ร้อยโอห์ม และค่า Rbb ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้รอยต่อ B-E เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันรีเวิร์คมากเกินไป ซึ่งแรงดันรีเวิร์คที่ขา B-E ของทรานซิสเตอร์จะต่ำเพียง 2-7 โวลต์ เท่านั้น กรณีเช่นนี้จะเกิดกับรอยต่อ B-E เช่นกันโดยเฉพาะที่คอลเลคเตอร์ที่มีการมอดูเลตสัญญาณในเอเอ็มทรานสมิทเตอร์

- อิมพีแดนซ์ของ RFC1-RFC2 จะต้องมากพอที่ความถี่ใช้งานของวงจร (ประมาณ 4-10 เท่าของรีซีสแตนซ์ที่ขาคอลเลคเตอร์ และ เบส)

- ค่า Q ของ RFC1-RFC2 จะต้องมีค่าน้อยๆ ไม่เช่นนั้นวงจรอาจออสซิลเลทได้ที่ความถี่ต่ำ (ต่ำกว่าความถี่ใช้งาน) เนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อ B-C ทำให้เกิดการป้อนกลับวงจรจะขาดเสถียรภาพ (เนื่องจากเกนของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่ลดลงประมาณ 6 dB/ ออกเดฟ)

- RFC1 จะต้องมีความต้านทานดีซีต่ำพอเพราะกระแสดีซีที่ไหลผ่าน จะมีค่าสูงจนเป็น 10 แอมแปร์ในกรณีที่เป็นเพาเวอร์แอมป์กำลังสูงๆ

- ที่ + V_{cc} จะต้องมีการบายพาสความถี่ใช้งานของวงจรที่ดีพอ

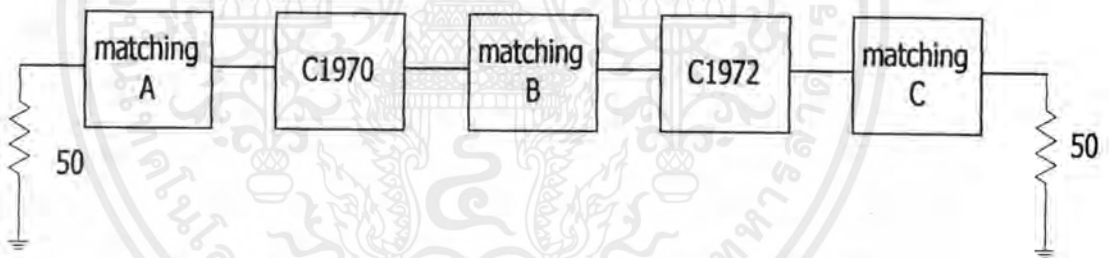
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทรานซิสเตอร์ต้องติดตั้งอย่างเหมาะสม มีการระบายความร้อนเพียงพอ

6.2 การออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ

วงจขยายกำลังความถี่วิทยุ ทำงานในแบบคลาสซีสัญญาณอินพุทของวงจจะได้จากเอาต์พุทของวงจ Wide Band Amplifier ซึ่งกำลังงานเอาต์พุทของวงจขยายกำลังจะได้ประมาณ 5 วัตต์ ที่โหลด 50 โอห์ม โดยวงจจะทำงานที่ความถี่ 107.5 MHz

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้คือเบอร์ C 1970 และ C 1972 ซึ่งมีคุณสมบัติในการระบายความร้อนที่ดีมาก พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ C 1970 ใช้ที่ความถี่ 107 MHz คือ $Z_{in} = 1.7-j9.2$ โอห์มและ $Z_o = 43.2-j6.4$ โอห์ม (อ่านค่าจาก data sheet)และพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ C1972 ใช้ที่ความถี่ 107MHz คือ $Z_{in} = 0.55+j0.88$ โอห์ม, $Z_o = 6.3-j2.8$ โอห์ม โดยอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุทเท่ากับ 50 โอห์ม และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุทเท่ากับ (โหลด) เท่ากับ 50 โอห์ม ในการออกแบบจะใช้ค่า Q เท่ากับ 10



รูปที่ 6.4 Block diagram ของวงจขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 วัตต์)

1. วงจรแมชชิง A จะใช้วงจรเนทเวอร์ค A จาก $Z_{in} = 1.7-j9.2$ ดังนั้นจะใช้ค่า $R1 = 2$ โอห์ม และ $Q = 10$ จากตารางในคาตาลีทจะได้

$$X_{c1} = 24.5 \text{ โอห์ม} \quad \text{ดังนั้นจะได้} \quad C1 = 60.45 \text{ pF}$$

$$X_{c2} = 87 \text{ โอห์ม} \quad \text{ดังนั้นจะได้} \quad C2 = 17 \text{ pF}$$

$$X_{L1} = 20+9.2 = 29.2 \text{ โอห์ม} \quad \text{ดังนั้นจะได้} \quad L1 = 43.2 \text{ nH}$$

2. วงจรแมชชิง B จะใช้วงจรเนทเวอร์ค A โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ $Z_o = 43.2 - j6.4$ โอห์ม ของทรานซิสเตอร์เบอร์ C1970 และ พารามิเตอร์ $Z_{in} = 0.55 + j0.88$ โอห์ม ของทรานซิสเตอร์ C1972 โดย $Q = 10$ เพราะฉะนั้นจะได้

$$X_{c1} = 151.58 \text{ โอห์ม} \quad \text{ดังนั้นจะได้} \quad C1 = 9.77 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_{c2} = 5.55 \text{ โอห์ม} \quad \text{คังนั้นจะได้} \quad C2 = 0.266 \text{ pF}$$

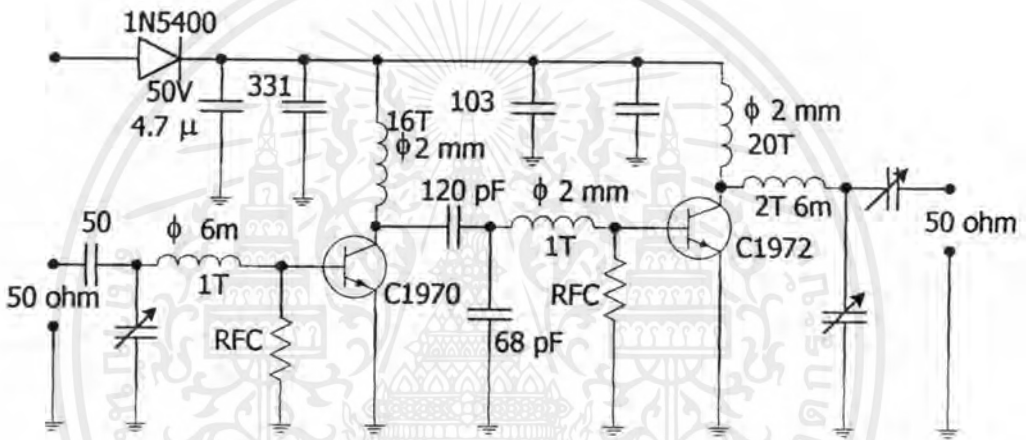
$$X_{L1} = 4.62 \text{ โอห์ม} \quad \text{คังนั้นจะได้} \quad L1 = 6.84 \text{ nH}$$

3. วงจรแมชซิ่ง C จะใช้วงจรเนทเวอร์ A โดยใช้ค่า $R1 = 6$ โอห์ม และ $Q = 10$ จากค่าซ้ำที่จะได้

$$X_{c1} = 91 \text{ โอห์ม} \quad \text{คังนั้นจะได้} \quad C1 = 16.27 \text{ pF}$$

$$X_{c2} = 167 \text{ โอห์ม} \quad \text{คังนั้นจะได้} \quad C2 = 8.86 \text{ pF}$$

$$X_{L1} = 60 + 2.8 = 62.8 \text{ โอห์ม} \quad \text{คังนั้นจะได้} \quad L1 = 93 \text{ nH}$$



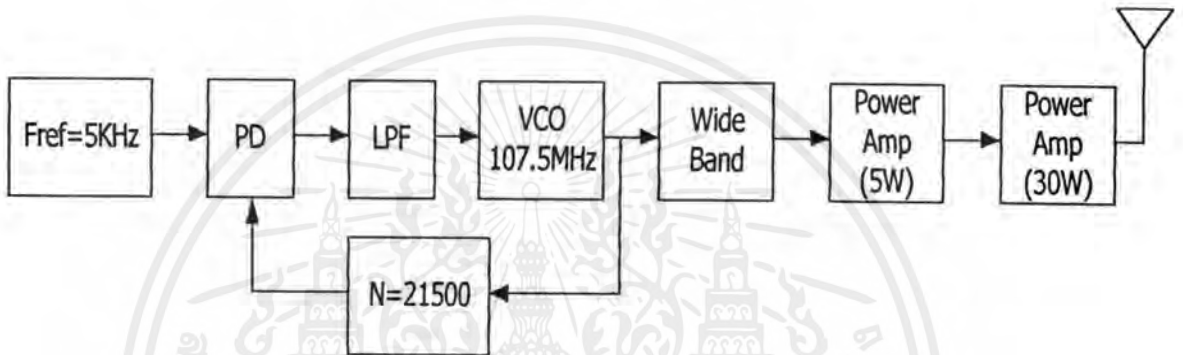
รูปที่ 6.5 วงจรขยายคลาสซีที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การปรับปรุงวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

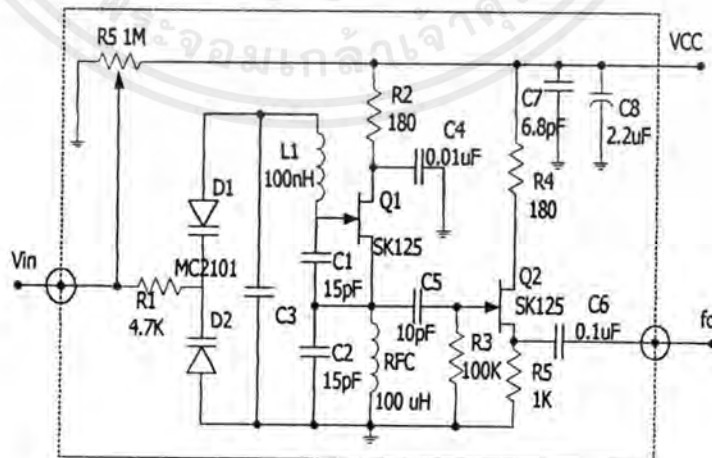
การมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มในส่วนของบทที่ 5 ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในการส่งสัญญาณ และการรับสัญญาณที่เครื่องรับก็มีการรบกวนขึ้นดังนั้นในบทนี้จะเป็นการปรับปรุงการมอดูเลตสัญญาณให้มีคุณภาพดีขึ้น ไม่ให้มีการรบกวนเกิดขึ้นซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้คือ



รูปที่ 7.1 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

7.1 วงจร VCO

ในการออกแบบ VCO ให้ผลิตความถี่ 107.5 MHz จะใช้หลักการเดียวกันกับในบทที่ 5 โดยใช้ วงจร LC เพื่อให้เกิดการออสซิลเลชัน



รูปที่ 7.2 วงจร VCO

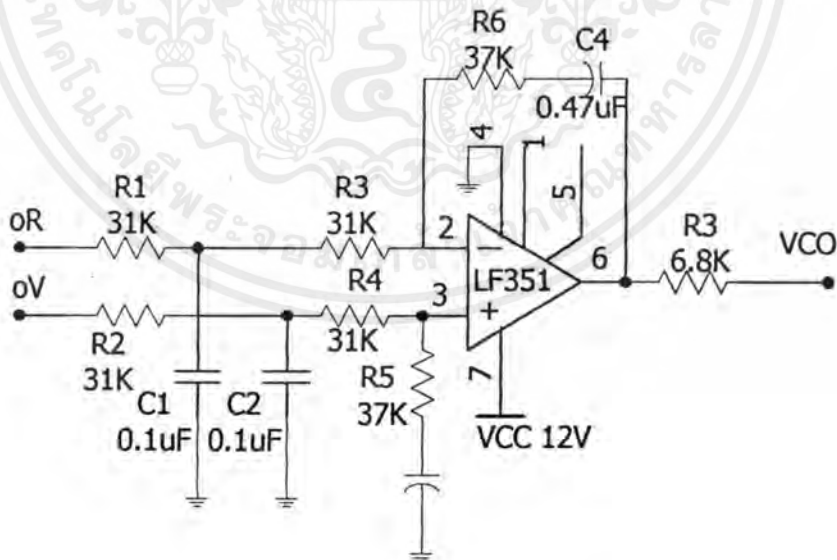
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 วงจรกรองในรูป

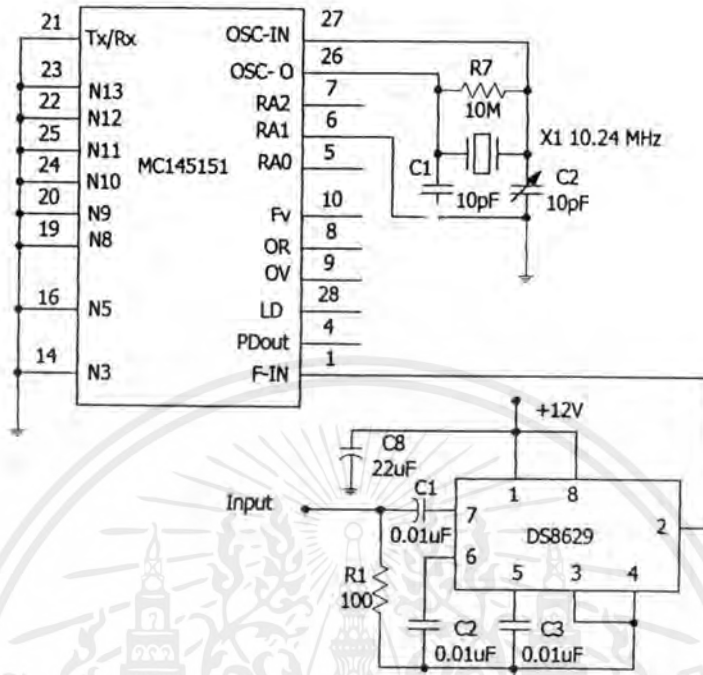
วงจรกรองในรูปจะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของรูปซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่างๆ คือ แคมเจอร์เรนจ์ ล็อกเรนจ์ , แบนด์วิดท์ วงจรกรองความถี่ต่ำที่เพิ่มเข้าไปจะมีความถี่หักมุมประมาณ 10 เท่า ของความถี่ ของ ω_n โดยแยกค่าของ R_1 ออกเป็นสองตัวที่มีค่าเท่ากัน และระหว่าง R ทั้งสองจะมีคาปาซิเตอร์ C_c ต่อลงกราวด์ ซึ่งเป็นการแก้ไขปัญหาเนื่องจากการอิมิตซ์ของออปแอมป์ในสภาวะทรานเซียนต์โอเวอร์ชูท

7.3 วงจรหาร N

วงจรหารในรูปจะเป็นการหารความถี่ของคลื่นพาห้ขนาด 107.5 MHz ให้เหลือ 5 KHz เพื่อใช้เป็นความถี่อ้างอิงของรูป เนื่องจากวงจรในรูปนี้ ต้องหารความถี่สูงในการออกแบบใช้วงจรรวมเบอร์ DSB 8629 คู่ร่วมกับวงจรรวม MC 145151 โดย DSB 8629 เป็นวงจรหาร 100 และ MC 145151 สามารถโปรแกรมการหารได้ โดยโปรแกรมที่ใช้หารเท่ากับ 215 เพื่อให้เหลือความถี่ 5 KHz โดยตั้งโปรแกรมที่ขา N0 - N2 เป็น "1" ขา N3 เป็น "0" ขา N4 เป็น "1" ขา N5 เป็น "0" ขา N6,N7 เป็น "1" ขา N8 - N13 เป็น "0"



รูปที่ 7.3 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในรูป



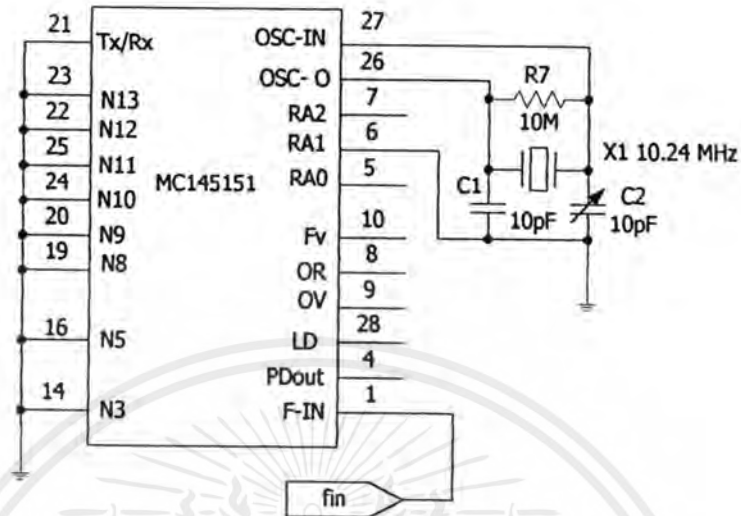
รูปที่ 7.4 วงจรหาร N = 21500

7.4 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง

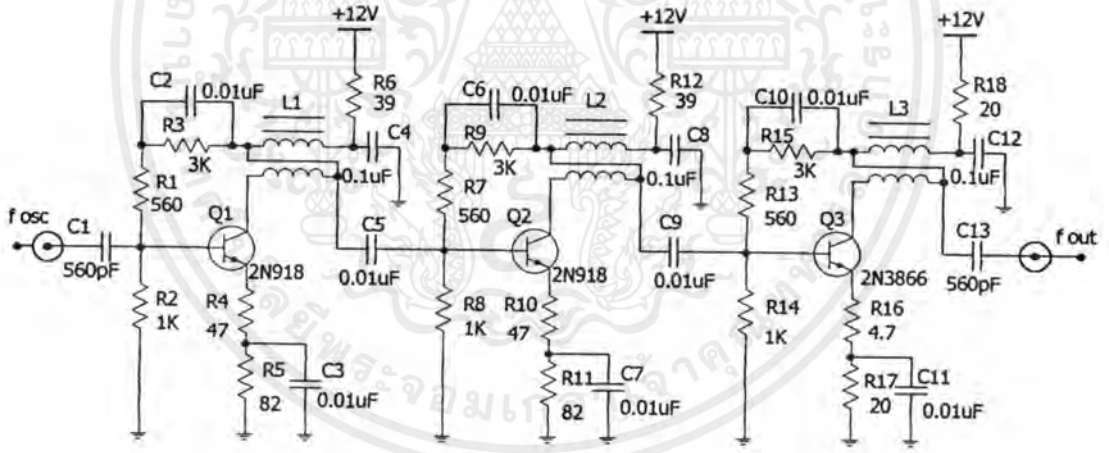
วงจรถ่ายความถี่อ้างอิง และเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้ในส่วนของเฟสล็อกกลูบนี้ จะได้จากวงจรรวมเบอร์ MC 145151 ซึ่งภายในประกอบด้วยวงจรถ่าย เฟสดีเทคเตอร์และวงจรถ่ายที่กำเนิดความถี่อ้างอิงซึ่งความถี่ 10.24 MHz เป็นความถี่ที่ผลิตจากคริสตอล จะถูกหารให้เหลือ 5 KHz เพื่อใช้เป็นความถี่อ้างอิง โดยวงจรถ่ายส่วนนี้ สามารถกำหนดค่าได้ 8 ค่า ซึ่งกำหนดได้จากขา R90 ,R91,R92 ถ้ารับความถี่นี้จะนำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงที่เฟสดีเทคเตอร์จะเป็นความถี่ที่ได้จากวงจรถ่าย N

7.5 วงจร Wide Band Amplifier

เป็นวงจรถ่ายความถี่สูง เพื่อขยายความถี่จากวงจรถ่าย VCO ที่ผลิตความถี่ 107.5 MHz ให้มีความแรงขึ้น เพื่อให้สามารถป้อนให้กับวงจรถ่าย ภาคขยายกำลังต่อไป



รูปที่ 7.5 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง

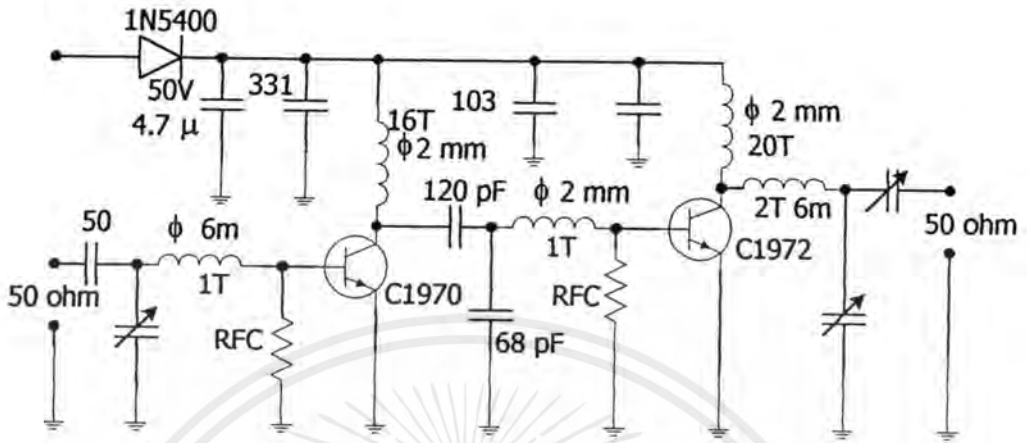


รูปที่ 7.6 วงจร Wide Band Amplifier

7.6 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 watt)

เป็นวงจขยายกำลังให้สัญญาณแรงขึ้น โดยจะเป็นวงจรเดียวกับวงจขยายกำลังในบทที่ 5 ซึ่งจะ
ให้กำลังออกที่เอาต์พุตประมาณ 5 watt

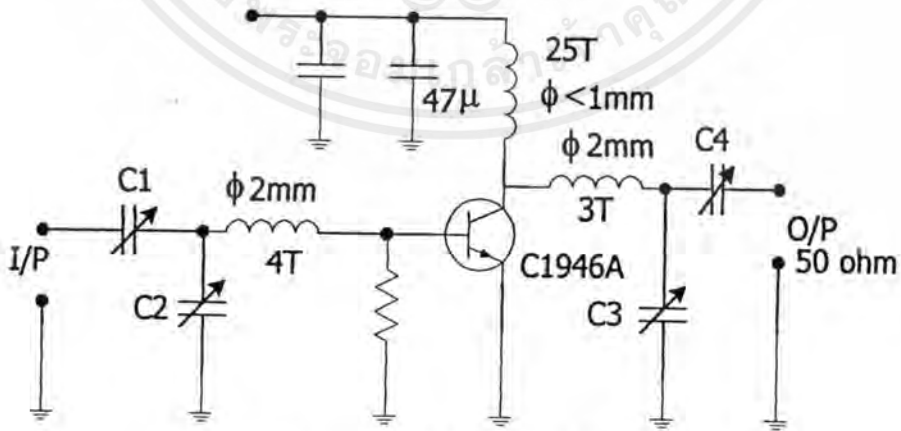
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.7 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (5 watt)

7.7 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (30 watt)

เป็นวงจรขยายกำลังให้แรงขึ้นเพื่อสามารถส่งสัญญาณได้ไกลขึ้นประมาณ 30 วัตต์ โดยจะขยายกำลังให้ความถี่ 107.5 MHz สามารถส่งออกอากาศและทางเครื่องรับสามารถรับสัญญาณได้ชัดเจนขึ้น ในการออกแบบวงจรขยายกำลังนี้จะใช้หลักการของวงจรแมตซ์ซิ่ง ทางด้านอินพุทและทางด้านเอาต์พุท เพื่อให้วงจรขยายกำลังขยายเฉพาะความถี่ที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 7.8 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (30 watt)

บทที่ 8

สรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ

จากการวิจัยและทดลองในการทำเครื่องส่ง สเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ พร้อมชุดเข้ารหัสสัญญาณ สามารถแยกการอธิบายถึงผลจากการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้นได้เป็นส่วนต่างๆ คือ

ส่วนของชุดเข้ารหัสสัญญาณ ซึ่งในการสร้างความถี่ ที่ใช้อ้างอิง 228 KHz จะต้องมีการปรับ VR บ้างเพื่อให้ความถี่สามารถล็อกอยู่ที่ความถี่ 228 KHz เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณอื่นต่อไป และส่วนของการสร้างสัญญาณไซด์เวฟ 19KHz ก็จำเป็นต้องปรับ VR ให้ความถี่ที่สร้างขึ้นอยู่ที่ 19 KHz พอดี เพื่อใช้ความถี่ 19 KHz เป็นสัญญาณ Pilot และควรปรับความสูงให้ได้เป็นรูปไซด์เวฟ ไม่มีการ Clip ที่ยอดของสัญญาณ ส่วนภาคของ Analog switch ควรปรับให้สัญญาณที่เข้ามาทั้งทางซ้ายและขวามีขนาดเท่ากัน และควรป้องกันไม่ให้สัญญาณ 38 KHz และ /38 KHz ไปกวนสัญญาณเสียง L และ R ที่เข้ามา ซึ่งคุณภาพเสียงจะมีผลมากในภาคนี้ ดังนั้นจากการทดลองพบว่าถ้าเปลี่ยน IC เบอร์ LF 351 มาเป็น IC เบอร์ CA3140 จะทำให้คุณภาพเสียงดีขึ้น และสามารถลดสัญญาณที่รบกวนที่เข้ามาได้ และปัญหาที่สำคัญที่สุดในภาคนี้คือ การทำให้สามารถแยกซ้ายขวาได้ และแยกระหว่างสัญญาณที่เป็น โมโน และสเตอริโอ ได้ ซึ่งการทำให้แยกซ้ายขวา นั้นสามารถทดสอบได้โดยป้อนสัญญาณเสียงเข้าข้างใดข้างหนึ่ง เช่น ป้อนเข้าด้านขวา(R) จากนั้นให้ลองปรับเฟสของสัญญาณ Pilot และความแรงของสัญญาณ Pilot ให้เหมาะ เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับได้เฉพาะทางด้านขวา ซึ่งการทดสอบเพื่อให้รู้ว่ามีการแยกซ้ายขวาก็โดยการป้อนสัญญาณเสียงเข้าด้านซ้าย (L) ที่ภาครับจะรับได้เฉพาะด้านซ้าย ถ้าป้อนสัญญาณเสียงเข้าด้านขวา (R) ที่ภาครับจะรับได้เฉพาะด้านขวา ซึ่งการปรับแต่งนี้ค่อนข้างละเอียด จึงควรมีการจดบันทึกผลที่ได้เพื่อใช้เปรียบเทียบส่วนการทดสอบระหว่างเสียงแบบโมโน และสเตอริโอ สามารถทำได้โดยการไม่ป้อน Pilot โทน เข้าไปที่ภาครับ จะรับได้เป็นเสียงแบบโมโน แต่ถ้าป้อนสัญญาณ Pilot โทนเข้าไป ที่ภาครับก็จะรับสัญญาณเสียงเป็นแบบสเตอริโอ

ส่วนของชุดที่สร้างสัญญาณคลื่นพาห์ 107.5 MHz ในส่วนนี้จะประกอบด้วยภาค VCO ที่ใช้ผลิตความถี่ ในส่วนนี้จะต้องมีการปรับค่า C และค่า L เพื่อให้ได้ความถี่ที่ 107.5 MHz ในภาคนี้ควรใช้คาปาซิเตอร์ที่มีคุณภาพ เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เข้ามา ส่วนในภาคของ PLL จะมีปัญหาเกิดขึ้น เช่น ปัญหาการไม่ล็อกของความถี่ ซึ่งอาจจะเกิดจากความถี่ที่สร้างขึ้นจากคริสตอล และที่ได้จากวงจรหาร ไม่ตรงกัน ดังนั้นจึงควรปรับ C ทิมเมอร์ ที่ภาค VCO เพื่อให้ความถี่ตรงกัน การทดสอบว่าวงจรล็อกหรือไม่ สามารถใช้สโคปวัดที่ขา 1 ของ IC เบอร์ 4046 ถ้าล็อกผลที่ได้จะเป็นระดับแรงดันที่ป้อน และเป็นเส้นตรง หรือบางครั้งเมื่อมีการล็อกเกิดขึ้นแต่ถ้าลองเอาเครื่องรับโดย

ตั้งที่ความถี่ 107.5 MHz ถ้าไม่ป้อนสัญญาณเสียงเข้าไปเครื่องรับจะต้องไม่มีเสียงเกิดขึ้น แต่ถ้ามีเสียงรบกวนเกิดขึ้นต้องพิจารณาการต่อสายและแยกอนาล็อกกราวด์และดิจิตอลกราวด์ออกจากกัน

ส่วนของชุดขยายสัญญาณ ความถี่วิทยุซึ่งจะมี 3 ส่วนคือส่วนแรกเป็นส่วนของ Wide Band Amplifier ในส่วนนี้จะไม่ค่อยมีปัญหาเกิดขึ้นเพราะเป็นเพียงวงจรขยายโดยทั่วไป แต่ควรเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่มีคุณภาพดี ส่วนที่สองจะเป็นวงจรขยายกำลัง 5 วัตต์ ในส่วนนี้บางครั้งค่าที่คำนวณได้ ไม่มีอยู่จริงในทางปฏิบัติดังนั้นต้องอาศัยการทดลองเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ว่าควรจะใช้เท่าไร เช่น ในการพัน L ว่าควรใช้จำนวนรอบกี่รอบ และ คาปาซิเตอร์ที่ใช้ควรจะมีคุณภาพที่ดี ถ้าใช้คาปาซิเตอร์ที่ด้อยคุณภาพอาจทำให้เพาเวอร์ที่ได้ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ และเมื่อทำงานจนร้อนมากอาจจะทำให้คาปาซิเตอร์แตกได้ และในส่วนสุดท้ายคือ ภาคขยาย 30 วัตต์ ในส่วนนี้ควรจะมีการระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ให้ค้อาจใช้พัดลมช่วยได้ และ C ที่ใช้ต้องมีคุณภาพสูง ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องมีเครื่องมือที่ใช้ในการวัดที่จำเป็นคือ Spectrum Analyzer , Digital Scope และ Watt meter และต้องอาศัยประสบการณ์ในการทำพอสมควร ซึ่งโครงการนี้สำเร็จได้เพราะคำแนะนำที่ดีและการให้ข้อมูลรวมถึงเทคนิคต่างๆ ของ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา จึงขอขอบพระคุณอาจารย์ ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

เอกสารอ้างอิง

1. กฤดากร กล่อมการ , การออกแบบระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณการกระจายเสียงเอฟเอ็ม วิทยานิพนธ์มหาบัณฑิตวิศวกรรมศาสตร์ ศ.จ.ล. , พ.ศ. 2536
2. เจน สงสมพันธ์ , เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ 1 , บ.เอ็ดสัน เพรส โปรดักส์ , พ.ศ. 2532
3. ชื่น ภู่วรรณ , ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ , บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น , พ.ศ. 2521
4. ถวิล คำพันธ์ , ทศพล พงนาพิมล , อารักษ์ เสียมใหม่ , วิทยานิพนธ์อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต , ศ.จ.ล. , พ.ศ.2537
5. พ.ศ.ท. สุชาติ กังวารจิตต์ , เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร , บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น , พ.ศ.2541
6. J.K. Hardy , **High Frequency Circuit Design** , Reston , Viging , 1979
7. W.F. Egan , **Frequency Synthesis by Phase Lock Loop** , Wiley , New york , 1981

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DS8629 120 MHz Divide-by-100 Prescaler

General Description

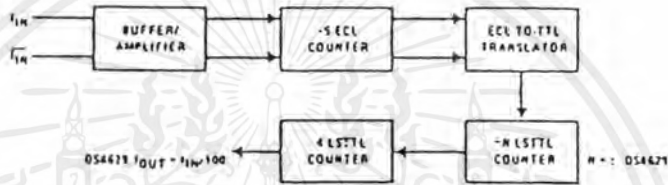
The DS8629 is a fixed ratio counter combining ECL and Low Power Schottky technology on a single monolithic substrate. This provides high frequency capability and TTL compatibility. A single 5.2V $\pm 10\%$ supply is needed.

The device can be operated in a single-ended or differential input mode, with the signal source typically capacitively coupled to the input. An input amplifier is included to allow use of extremely small amplitude, high frequency signals. The output of the device is a square wave of frequency $f_{OUT} = f_{IN}/100$ for the DS8629. The output is standard Low Power Schottky.

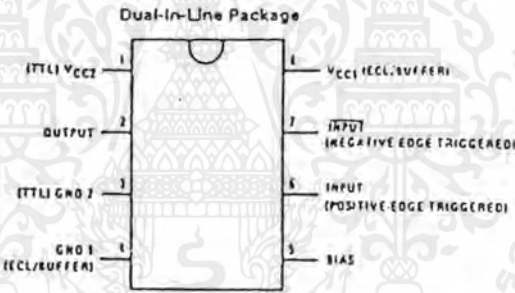
Features

- High Frequency, dc—120 MHz—small input amplitude
- Sine wave input $30 \text{ MHz} < f_{IN} < 120 \text{ MHz}$
- TTL compatible output
- MAY be used with TTL input
- Single supply operation $5.2 \text{ V} \pm 10\%$
- Single ended or differential input modes
- Positive or negative-edge triggered
- Count-down sequence avoids broadcast FM IF harmonics

Logic and Connection Diagrams



TUF/7529-1

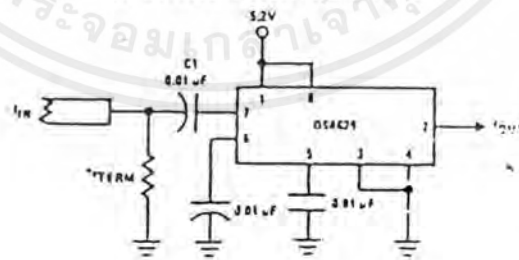


TUF/7529-2

Order Number DS8629H
See NS Package Number N08E

Typical Applications

High Frequency—Single-Ended Input



R_{TERM} is the termination impedance

TUF/7529-3

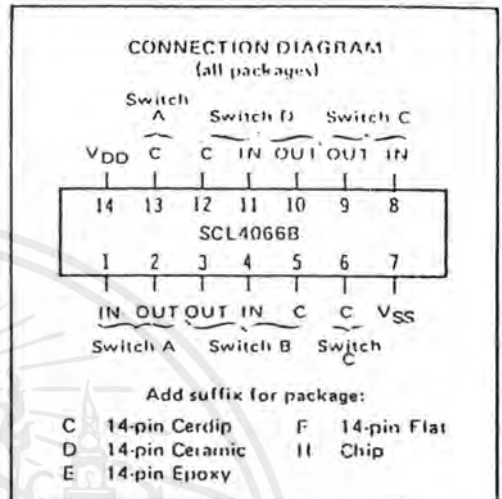


FEATURES

- ◆ Transmission or Multiplexing of Analog or Digital Signals
- ◆ 80Ω Typical ON-Resistance for 15-Volt operation
- ◆ Switch ON-Resistance Matched to within 5Ω over 15-Volt Signal-Input Range
- ◆ ON-Resistance Flat over Full Peak-to-Peak Signal Range
- ◆ High Degree of Linearity:
 - ≤ 0.5% Distortion (typ) @ $f_{is} = 1\text{kHz}$, $V_{is} = 5\text{V}_{p-p}$, $V_{DD} - V_{SS} \geq 10\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$
- ◆ Extremely Low OFF switch Leakage Resulting in very Low Offset Current and High Effective OFF Resistance:
 - 10pA (typ) @ $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$
- ◆ Extremely High Control Input Impedance (Control Circuit Isolated from Signal Circuit):
 - $10^{12}\Omega$ (typ)
- ◆ Low Crosstalk between Switches:
 - 50dB (typ) @ $f_{is} = 0.9\text{MHz}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$
- ◆ Matched Control Input to Signal Output Capacitance Reduces Output Signal Transients
- ◆ Frequency Response, Switch ON = 40MHz (typ)

DESCRIPTION

The SCL4066B is a Quad Bilateral Switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with the SCL4016B, but exhibits a much lower ON-resistance. In addition, the ON-resistance is relatively constant over the full input signal range. The SCL4066B consists of four independent bilateral switches. A single control signal is required per switch. Both the P and the N device in a given switch are biased ON or OFF simultaneously by the control signal. As shown below, the well of the N-channel device on each switch is either tied to the input when the switch is ON or to V_{SS} when the switch is OFF. This configuration minimizes the variation of the switch-transistor threshold



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

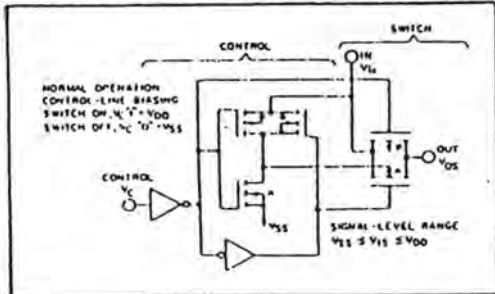
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

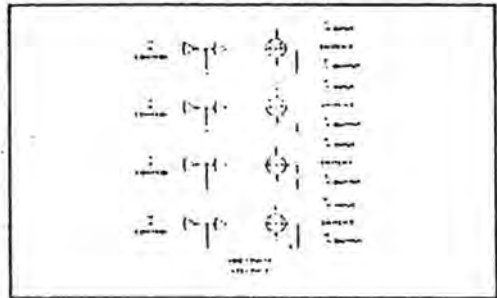
voltage with input-signal, and thus keeps the ON resistance low over the full operating range.

The advantages over single-channel switches include peak input-signal voltage swings equal to the full supply voltage, and more constant ON-impedance over the input-signal range. For sample-and-hold applications, however, the SCL4016 is recommended.

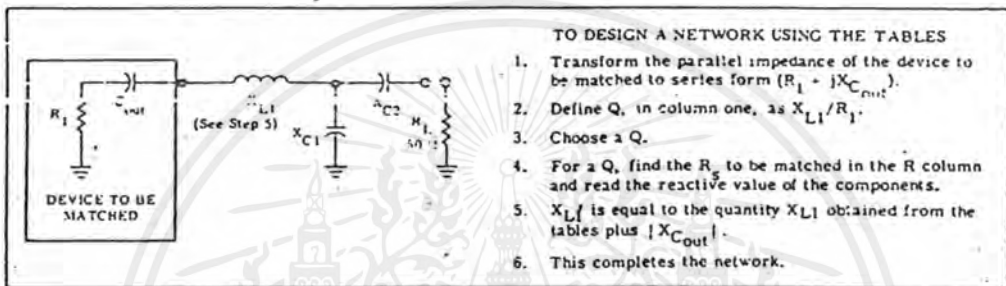
SCHEMATIC DIAGRAM (one of four switches)



LOGIC DIAGRAM



NETWORK A.



Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
1	26	65	10	26
1	27	75.3	14.14	27
1	28	85.68	17.32	28
1	29	96.66	20	29
1	30	108.5	22.36	30
1	32	136	26.46	32
1	34	170	30	34
1	36	213.8	33.16	36
1	38	272.5	36.05	38
1	40	355	38.7	40
1	42	479	41.23	42
1	44	686.32	43.59	44
1	46	1102	45.83	46
1	48	2351	48	48
2	22	32.7	15.8	11
2	24	38.6	22.4	12
2	26	45	27.4	13
2	28	51.2	31.6	14
2	30	58	35.4	15
2	32	65.3	38.7	16
2	34	73.1	41.8	17
2	36	81.4	44.7	18
2	38	90.3	47.4	19
2	40	100	50	20
2	42	110.4	52.4	21
2	44	122	55	22
2	46	134	57	23
2	48	147	59	24
2	50	161	61	25
2	52	177	63	26
2	54	194	65	27
2	56	213	67	28
2	58	233	69	29
2	60	256	71	30
2	64	310	74	32
2	68	377	77	34
2	72	464	81	36
2	76	582	84	38
2	80	746	87	40
2	84	995	89	42
2	88	1409	92	44
2	92	2241	95	46
2	96	4739	97	48
3	18	23.5	22.3	6
3	21	29.6	31.6	7
3	24	35.9	38.7	8
3	27	42.7	44.7	9
3	30	50	50	10
3	33	57.8	54.8	11
3	36	66	59	12
3	39	75	63.2	13

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
3	42	84	67	14
3	45	95	71	15
3	48	105	74	16
3	51	117	77	17
3	54	130	81	18
3	57	143	84	19
3	60	158	87	20
3	63	173	89	21
3	66	190	92	22
3	69	209	95	23
3	72	228	97	24
3	75	250	100	25
3	78	274	102	26
3	81	299	105	27
3	84	327	107	28
3	87	358	110	29
3	90	393	112	30
3	96	473	116	32
3	102	575	120	34
3	108	706	124	36
3	114	882	128	38
3	120	1129	132	40
3	126	1502	136	42
3	132	2124	140	44
3	138	3372	143	46
3	144	7119	146	48
4	12	13.2	7.1	3
4	16	20	30	4
4	20	26.9	41.8	5
4	24	34.2	51	6
4	28	42.1	58.7	7
4	32	50.6	66	8
4	36	60	72	9
4	40	69	77	10
4	44	80	83	11
4	48	91	88	12
4	52	103	92	13
4	56	115	97	14
4	60	129	101	15
4	64	144	105	16
4	68	159	109	17
4	72	176	113	18
4	76	194	117	19
4	80	214	120	20
4	84	235	124	21
4	88	257	127	22
4	92	282	131	23
4	96	308	134	24
4	100	337	137	25
4	104	368	140	26
4	108	403	143	27

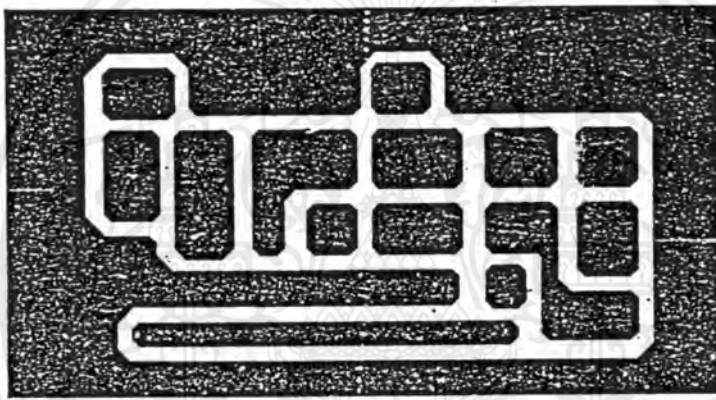
Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
4	112	440	146	28
4	116	482	149	29
4	120	527	152	30
4	128	635	157	32
4	136	770	162	34
4	144	945	168	36
4	152	1180	173	38
4	160	1510	177	40
4	168	2007	182	42
4	176	2837	187	44
4	184	4500	191	46
4	192	9497	196	48
5	10	10.8	10	2
5	15	18.3	37.4	3
5	20	26.3	52	4
5	25	34.8	63.2	5
5	30	44	73	6
5	35	54	81	7
5	40	65	89	8
5	45	76	96	9
5	50	88	102	10
5	55	101	108	11
5	60	115	114	12
5	65	130	120	13
5	70	146	125	14
5	75	163	130	15
5	80	181	135	16
5	85	201	140	17
5	90	222	145	18
5	95	245	149	19
5	100	269	153	20
5	105	295	157	21
5	110	323	162	22
5	115	354	166	23
5	120	387	169	24
5	125	423	173	25
5	130	462	177	26
5	135	505	181	27
5	140	553	184	28
5	145	604	188	29
5	150	662	191	30
5	160	796	198	32
5	170	965	204	34
5	180	1184	210	36
5	190	1477	217	38
5	200	1890	222	40
5	210	2510	228	42
5	220	3548	234	44
5	230	5628	239	46
5	240	11874	245	48

Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R _I
6	12	13.9	34.6	2
5	14	22.7	55.2	3
6	24	32.2	70	4
6	30	42.5	82	5
6	36	53.6	93	6
6	42	65.5	102	7
6	48	78	110	8
6	54	92	119	9
6	60	107	126	10
6	66	122	133	11
6	72	139	140	12
6	78	157	147	13
6	84	176	153	14
6	90	197	159	15
6	96	219	165	16
6	102	242	170	17
6	108	267	175	18
6	114	295	181	19
6	120	324	186	20
6	126	355	191	21
6	132	389	195	22
6	138	426	200	23
6	144	466	205	24
6	150	509	209	25
6	156	556	214	26
6	162	608	218	27
6	168	664	222	28
6	174	727	226	29
6	180	795	230	30
6	192	957	238	32
6	204	1160	246	34
6	216	1422	253	36
6	228	1775	260	38
6	240	2270	267	40
6	252	3015	274	42
6	264	4260	281	44
6	276	6755	287	46
6	288	14250	294	48
7	14	16.7	50	2
7	21	26.8	71	3
7	28	38	87	4
7	35	50	100	5
7	42	63	112	6
7	49	77	122	7
7	56	92	132	8
7	63	108	141	9
7	70	125	150	10
7	77	143	158	11
7	84	163	166	12
7	91	184	173	13
7	98	206	180	14
7	105	230	187	15
7	112	256	193	16
7	119	283	200	17
7	126	313	206	18
7	133	344	212	19
7	140	379	218	20
7	147	415	224	21
7	154	455	229	22
7	161	498	234	23
7	168	544	239	24
7	175	595	245	25
7	182	650	250	26

Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R _I
7	184	716	255	27
7	191	779	260	28
7	203	849	265	29
7	210	929	269	30
7	224	1177	278	32
7	238	1354	287	34
7	252	1661	296	36
7	266	2071	304	38
7	280	2649	312	40
7	294	3518	320	42
7	308	4971	328	44
7	322	7882	335	46
7	336	13626	343	48
8	3	8.7	27.4	1
8	16	19.3	53.2	2
8	32	43.6	102	4
8	40	57.4	117	5
8	48	72	130	6
8	56	88	142	7
8	64	105	153	8
8	72	124	164	9
8	80	143	173	10
8	88	164	182	11
8	96	187	191	12
8	104	211	199	13
8	112	236	207	14
8	120	264	215	15
8	128	293	222	16
8	136	324	230	17
8	144	358	237	18
8	152	394	243	19
8	160	433	250	20
8	168	475	256	21
8	176	521	263	22
8	184	570	269	23
8	192	623	275	24
8	200	681	281	25
8	208	744	286	26
8	216	812	292	27
8	224	888	297	28
8	232	971	303	29
8	240	1062	308	30
8	256	1277	318	32
8	272	1548	329	34
8	288	1899	338	36
8	304	2368	348	38
8	320	3028	357	40
8	336	4022	366	42
8	352	5682	375	44
8	368	9009	383	46
9	9	10	40	1
9	18	21.9	76	2
9	27	35	99	3
9	36	49.4	118	4
9	45	65	134	5
9	54	82	149	6
9	63	100	162	7
9	72	119	174	8
9	81	139	185	9
9	90	162	196	10
9	99	185	206	11

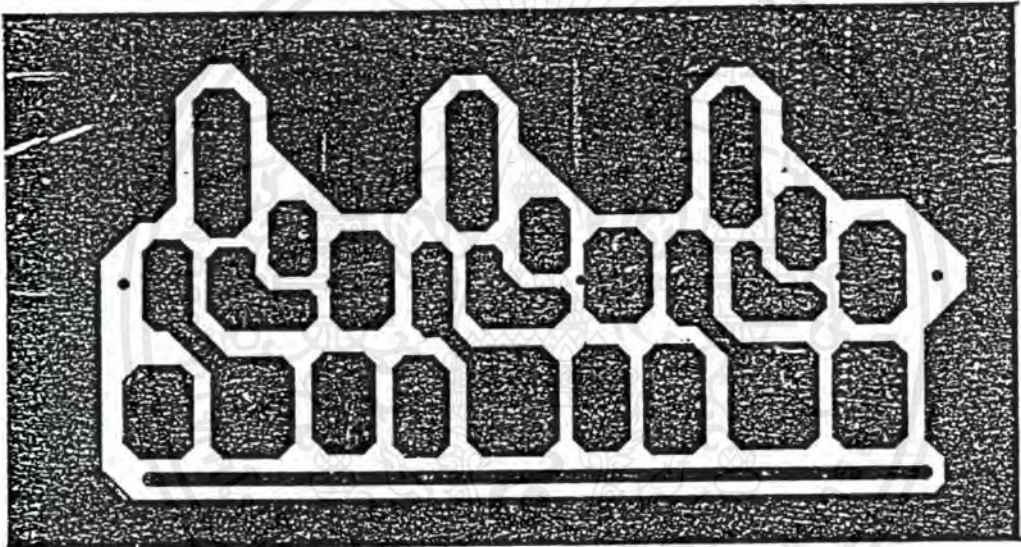
Q	X _{L1}	X _{C1}	X _{C2}	R _I
9	108	210	216	12
9	117	237	225	13
9	126	266	234	14
9	135	297	243	15
9	144	330	251	16
9	153	365	259	17
9	162	403	267	18
9	171	444	275	19
9	180	488	282	20
9	189	535	289	21
9	198	586	296	22
9	207	641	303	23
9	216	701	310	24
9	225	766	316	25
9	234	837	323	26
9	243	914	329	27
9	252	999	335	28
9	261	1092	341	29
9	270	1196	347	30
9	288	1438	359	32
9	306	1743	370	34
9	324	2137	381	36
9	342	2665	391	38
9	360	3407	402	40
9	378	4525	412	42
9	396	6393	422	44
10	10	11.2	50.5	1
10	20	24.5	87	2
10	30	39	112	3
10	40	55	133	4
10	50	72	151	5
10	60	91	167	6
10	70	111	181	7
10	80	132	195	8
10	90	155	207	9
10	100	180	219	10
10	110	206	230	11
10	120	234	241	12
10	130	264	251	13
10	140	296	261	14
10	150	330	271	15
10	160	367	280	16
10	170	406	289	17
10	180	448	297	18
10	190	494	306	19
10	200	543	314	20
10	210	595	322	21
10	220	652	330	22
10	230	713	337	23
10	240	780	345	24
10	250	852	352	25
10	260	930	359	26
10	270	1016	366	27
10	280	1111	373	28
10	290	1214	379	29
10	300	1329	383	30
10	320	1598	399	32
10	340	1937	411	34
10	360	2375	423	36
10	380	2961	435	38
10	400	3787	446	40
10	420	5029	458	42
10	440	7104	469	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



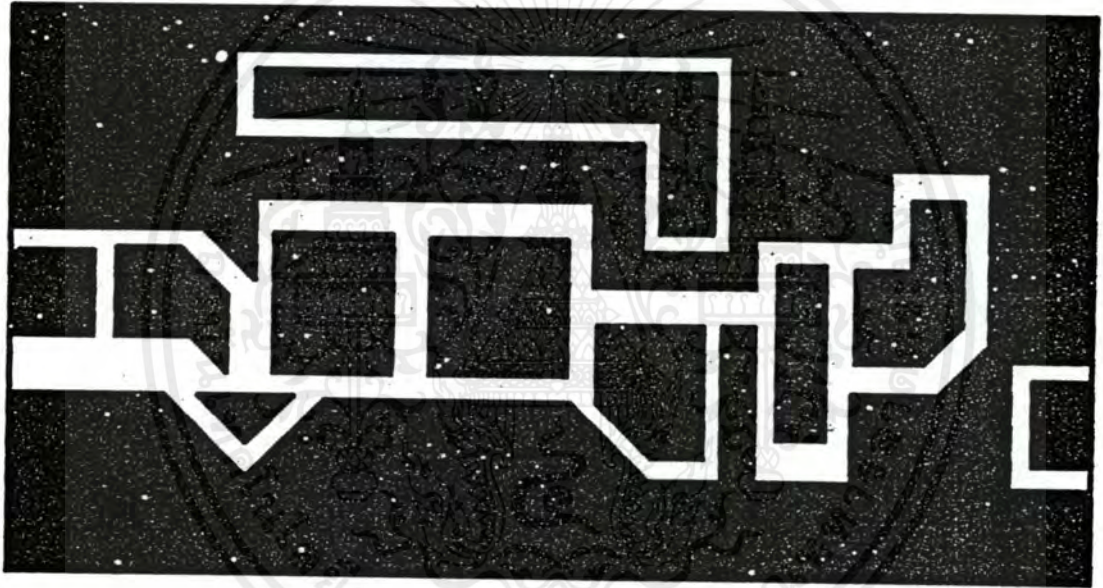
ลายวงจรของ VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



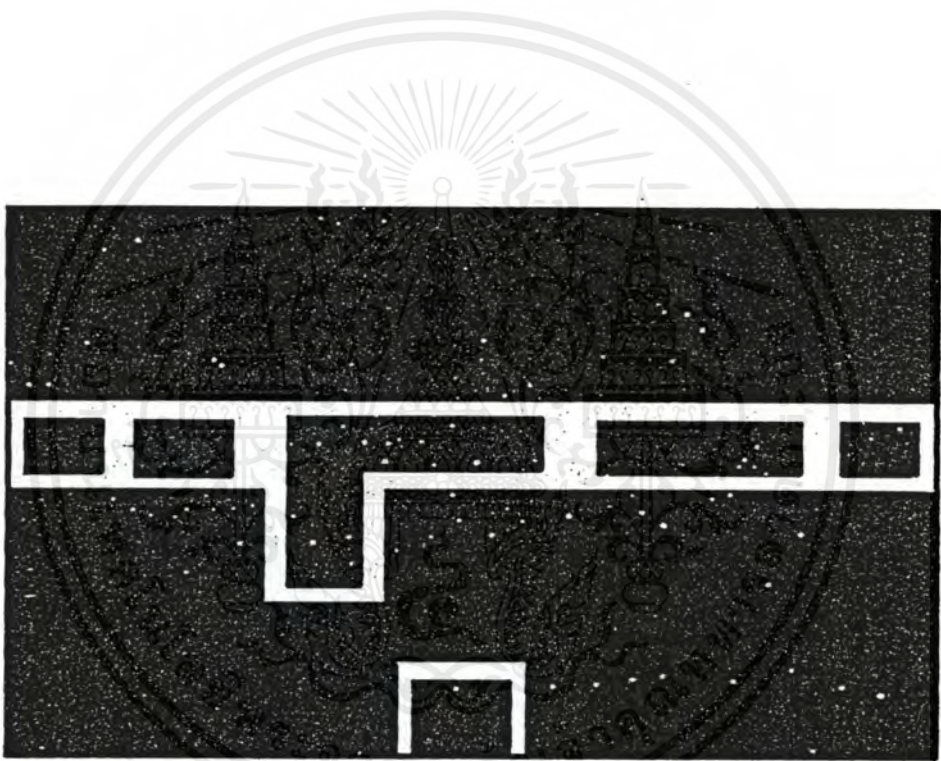
ลายวงจรของ WIDE BAND AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



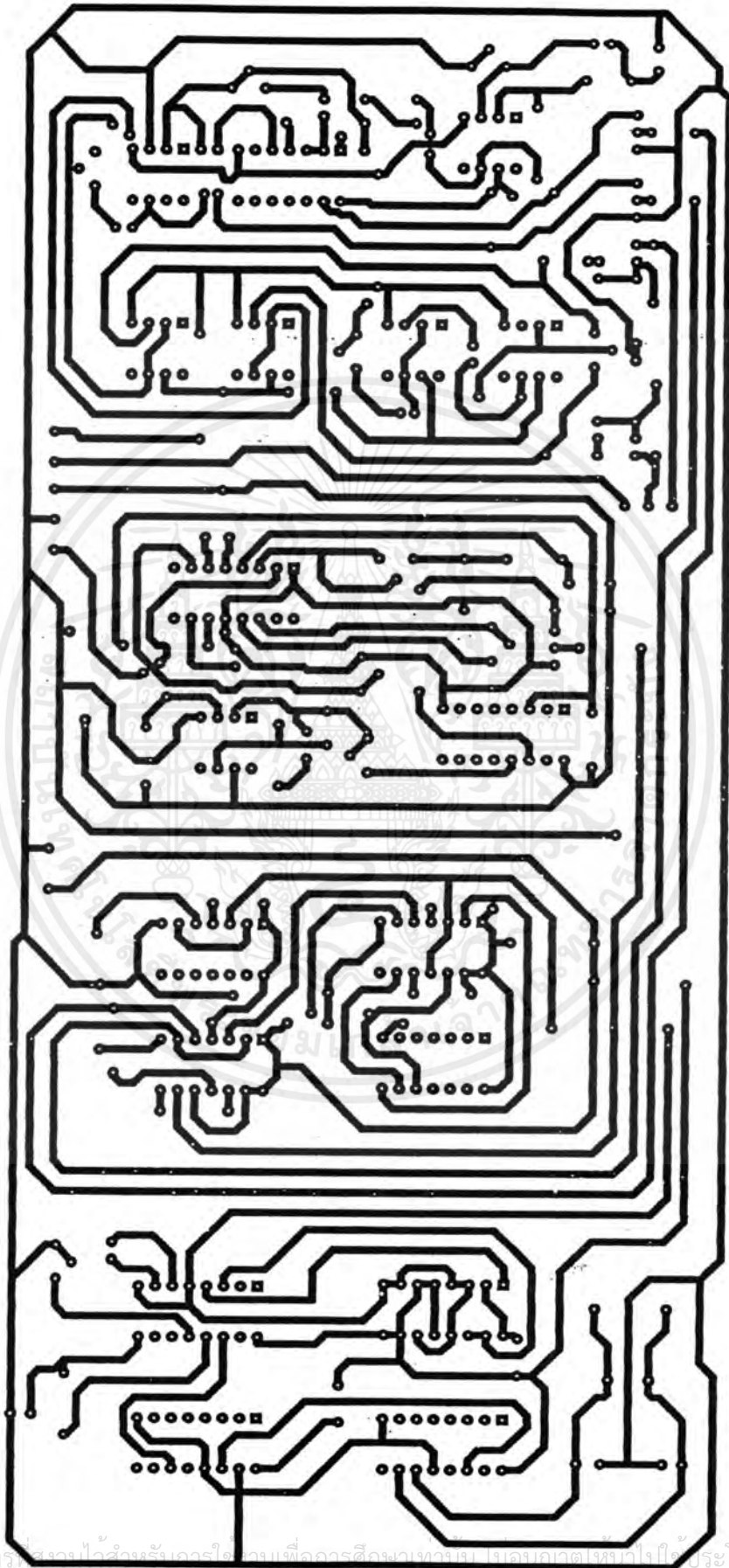
ลายวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ 5 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



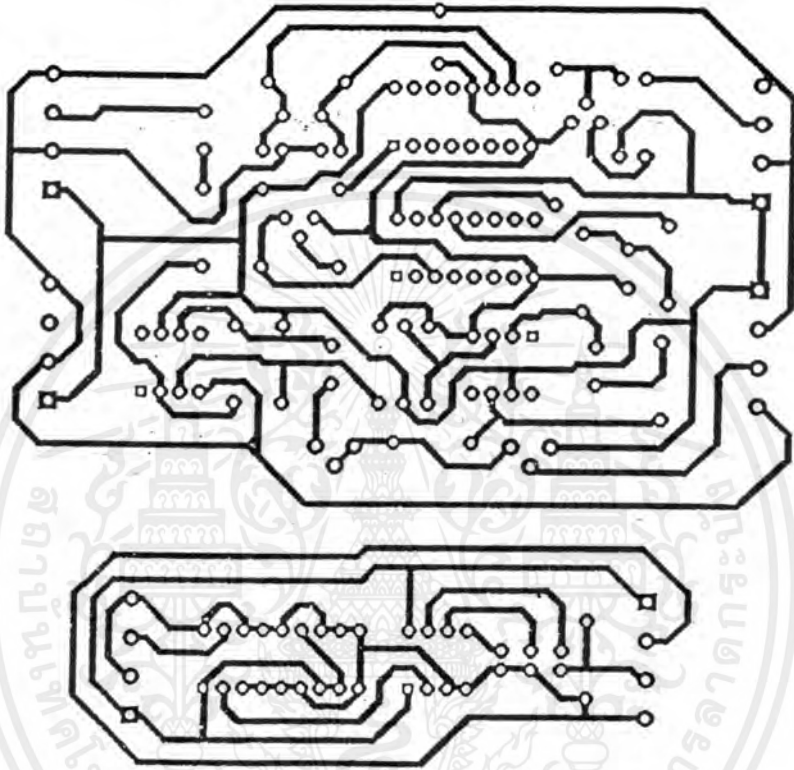
ถายวงจรรยาขยกำลังความดีวิฑู 30 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



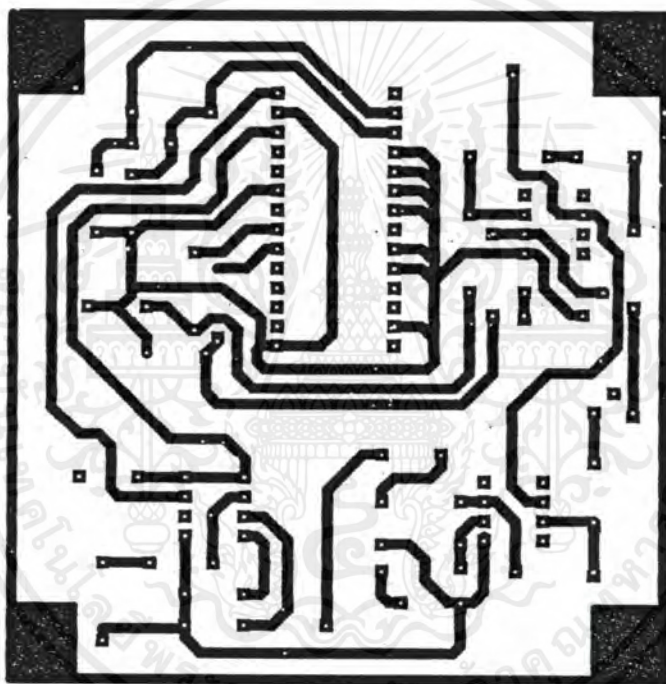
ลายวงจรของชุดเข้ารหัสสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



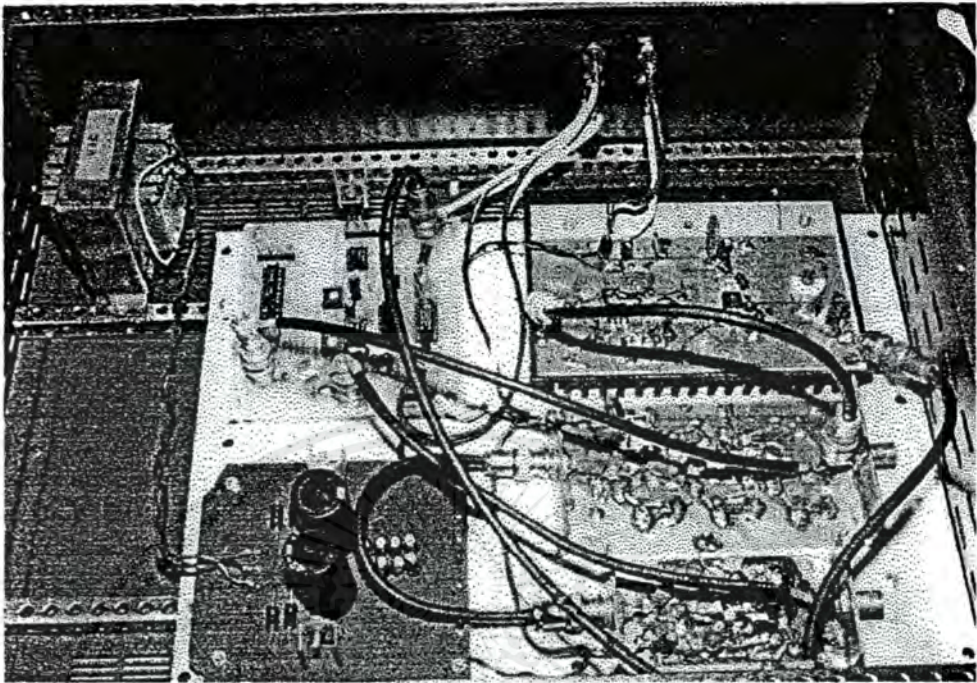
ลายวงจรของ FM MODDULATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

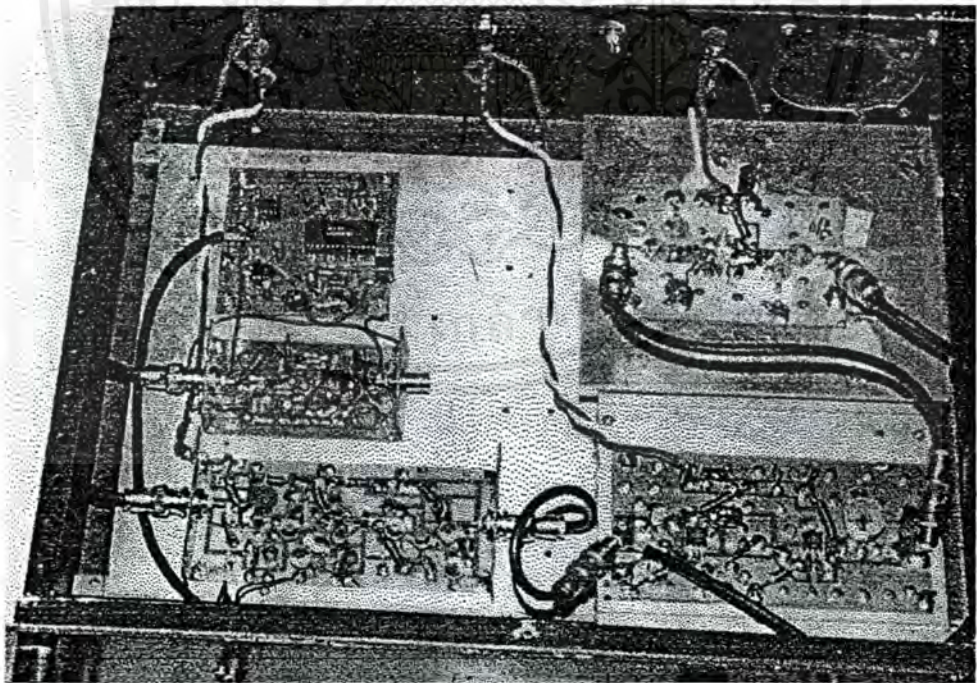


ลายวงจรของเฟสล็อกถูบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

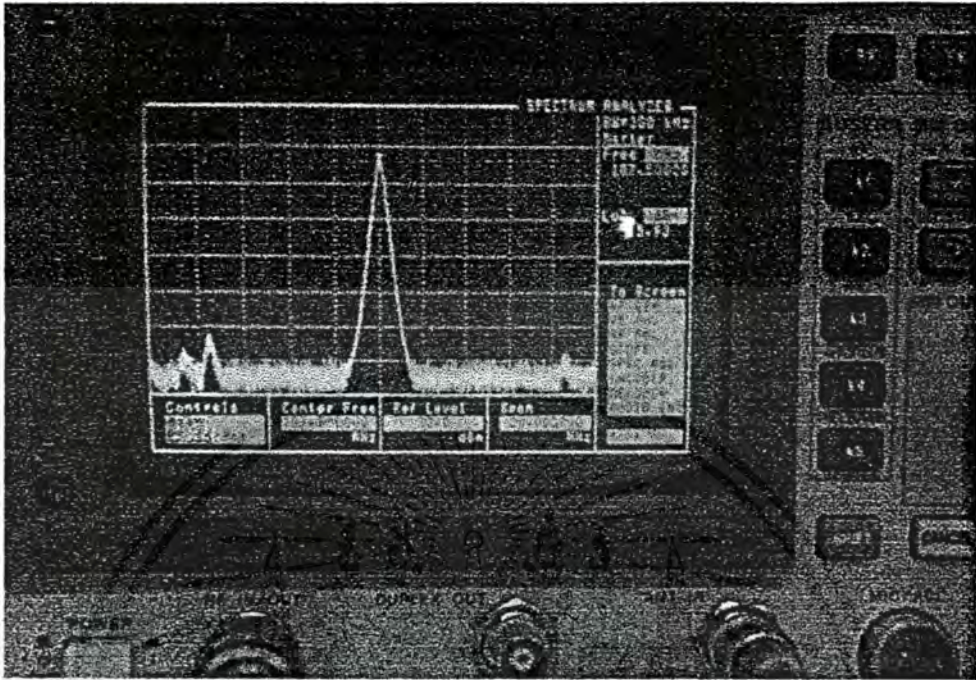


การวางตำแหน่งวงจรสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม

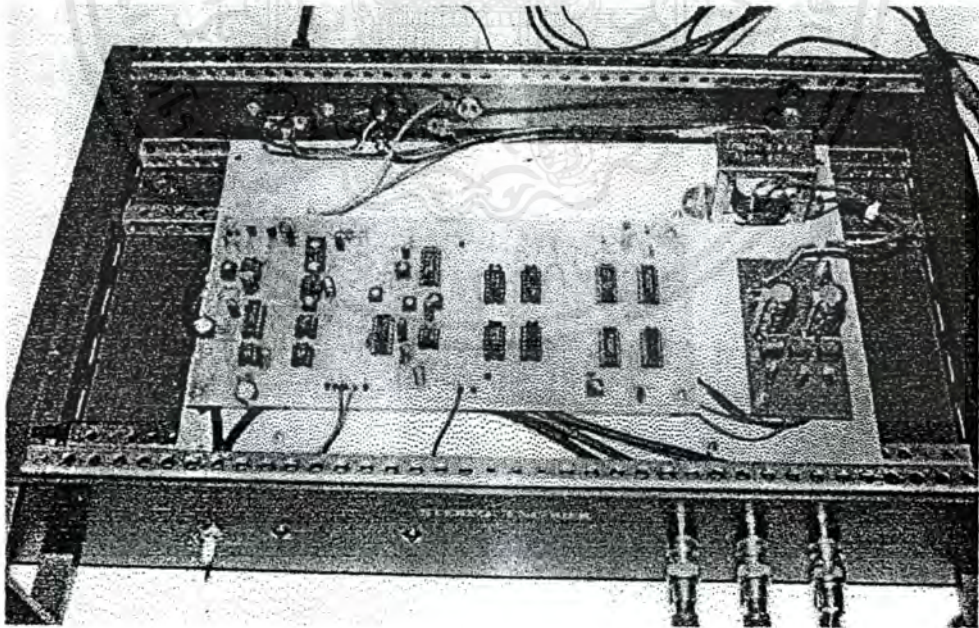


การวางตำแหน่งวงจรสร้างสัญญาณเอฟเอ็มที่มีการปรับปรุง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

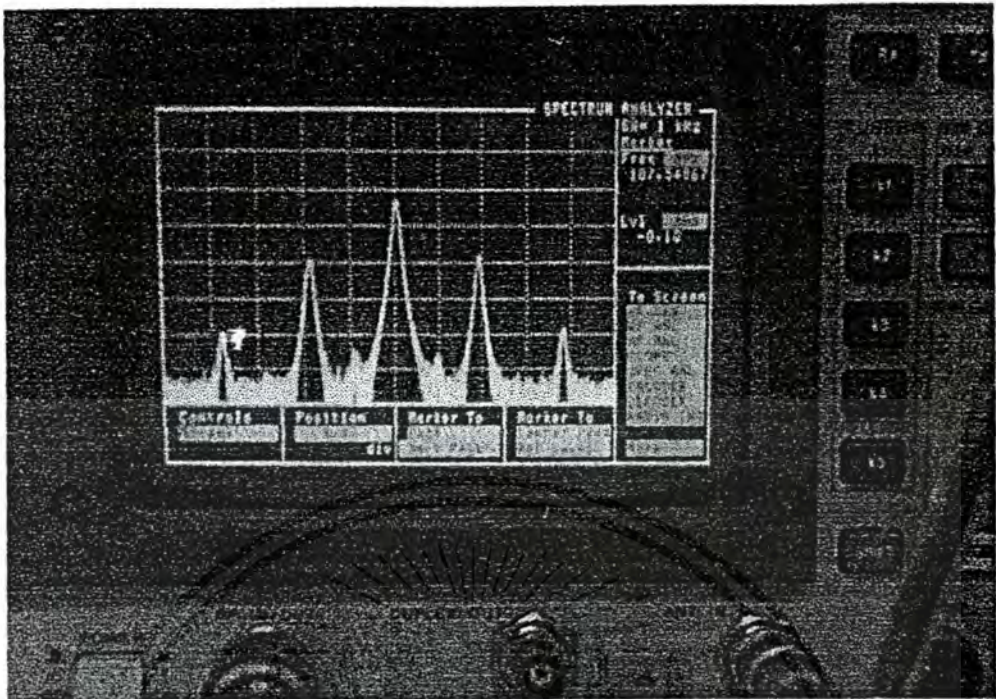


ภาพแสดงการวัด Spectrum ที่ความถี่ 107.5 MHz

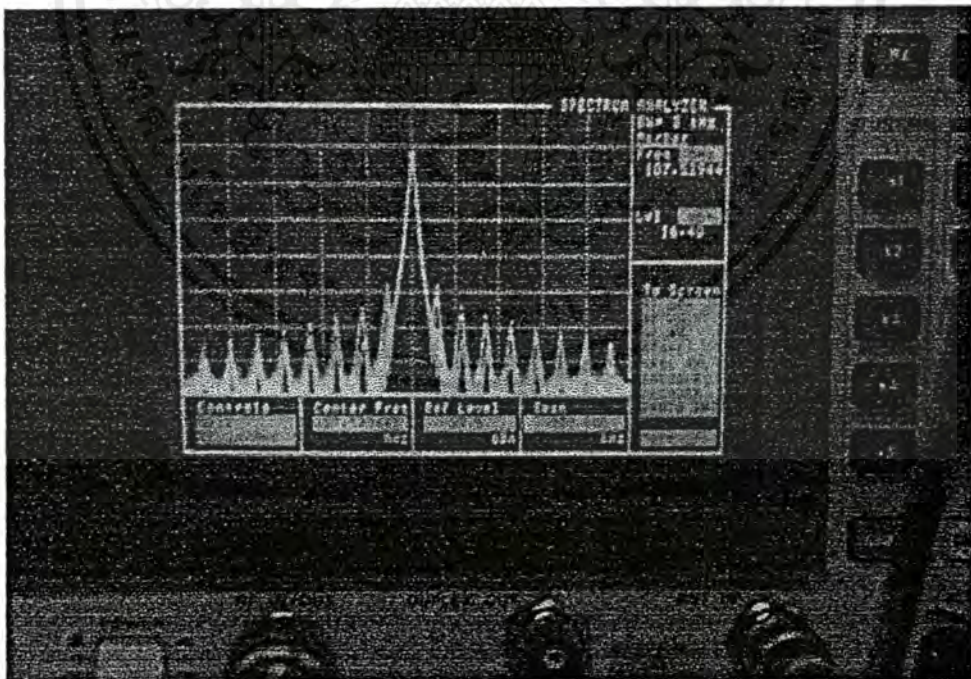


การวางตำแหน่งวงจรสร้างสัญญาณสเตอริโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพแสดงการวัด Spectrum โดยการป้อนสัญญาณ pilot



ภาพแสดงการวัด Spectrum โดยการป้อนสัญญาณเสียงเข้าไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้