โมเด็มไร้สายความเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที

64 kbps WIRELESS MODEM

โดย
นางสาวทิพย์สริญญา แคนยุกต์
นางสาวชัชญา ด่านอุดมกิจ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

โมเด็มไร้สายความเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที

64 kbps WIRELESS MODEM

โดย

นางสาวทิพย์สริญญา แคนยุกต์ 42010131

นางสาวชัชญา ด่านอุดมกิจ 42010132

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.ทองทด วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **โมเด็มไร้สายความเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที**

64 kbps WIRELESS MODEM

ผู้จัดทำ

1. นางสาวทิพย์สริญญา แคนยุกต์ 42010131

2. นางสาวชัชญา ด่านอุดมกิจ 42010132

ด กิจไมร .... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. ทองทด วานิชศรี)

โมเด็มไร้สายความเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที

64 kbps WIRELESS MODEM

โดย นางสาวทิพย์สริญญา แคนยุกต์ 42010131

นางสาวชัชญา ด่านอุดมกิจ 42010132

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทด วานิชศรี

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างโมเด็มไร้สาย โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะที่ความถี่ 140 MHz ทำการมอดูเลตสัญญาณในระบบดิจิตอลแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) โมเด็มมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่ 64 กิโลบิตต่อวินาที และเครื่องส่งมีกำลังส่งประมาณ 100 มิลลิวัตต์

ABSTRACT

This project is a design and invention of wireless modem by using radio frequency carrier at 140 MHz and digital modulation technique is BPSK (Binary Phase Shift Keying). The data transfer rate is 64 kbps and output power of the transmitter is about 100 mw.

<u>สารบัญ</u>

สารบัญภาพ

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

สารบัญตาราง

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารกันระหว่างมนุษย์ มีการพัฒนาอย่างรวดเร็วและทันสมัยขึ้นรวมทั้งมีการพัฒนารูปแบบการส่งข้อมูลในรูปแบบของสัญญาณให้ง่ายและสะดวกในการส่งและรับมากขึ้น โดยปกติแล้วเราจะพบเห็นการส่งข้อมูลในรูปแบบของสัญญาณอนาลอก ซึ่งเป็นลักษณะการส่งที่มีรูปแบบของสัญญาณต่อเนื่องกันไป แต่เนื่องจากรูปแบบของสัญญาณอนาลอกนี้มีความจำกัดในด้านความละเอียดและประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลที่ดี เพราะจะมีสัญญาณรบกวนระหว่างเส้นทาง ทำให้คุณภาพของสัญญาณนั้นเลวลง ข้อมูลที่ได้มีการพร่าเพี้ยน จึงเกิดการพัฒนาการส่งข้อมูลอีกรูปแบบหนึ่ง คือ การส่งสัญญาณในรูปแบบดิจิตอล ซึ่งจะมีความถูกต้องแม่นยำกว่า เนื่องจากสัญญาณดิจิตอลมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนและมีความจุในการส่งสัญญาณมาก ในปัจจุบันความต้องการในการสื่อสารเพิ่มมากขึ้นทั้งทางด้านคุณภาพและปริมาณในการใช้งาน ทำให้การสื่อสารแบบดิจิตอลเข้ามามีบทบาทอย่างมาก และระบบการสื่อสารต่างๆมากมายในปัจจุบันได้ถูกพัฒนาเป็นระบบดิจิตอล หลักการส่งข้อมูลแบบดิจิตอลก็คือการนำข้อมูลข่าวสารที่เป็นสัญญาณดิจิตอลมาทำการผสมกับคลื่นพาหะ หรือที่เรียกว่าขบวนการมอดูเลชั่น (Modulation) แล้วส่งสัญญาณออกไป ทางฝั่งรับก็จะทำการนำคลื่นสัญญาณพาหะออกด้วยขบวนการดีมอดูเลชั่น (Demodulation) ทำให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับมาสำหรับเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลนั้นในปัจจุบันนี้มีมากมายหลายวิธี ไม่ว่าจะเป็น เอเอสเค (ASK : Amplitude Shift Keying), เอฟเอสเค (FSK : Frequency Shift Keying), พีเอสเค (PSK : Phase Shift Keying) และคิวเอเอ็ม (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) เป็นต้น

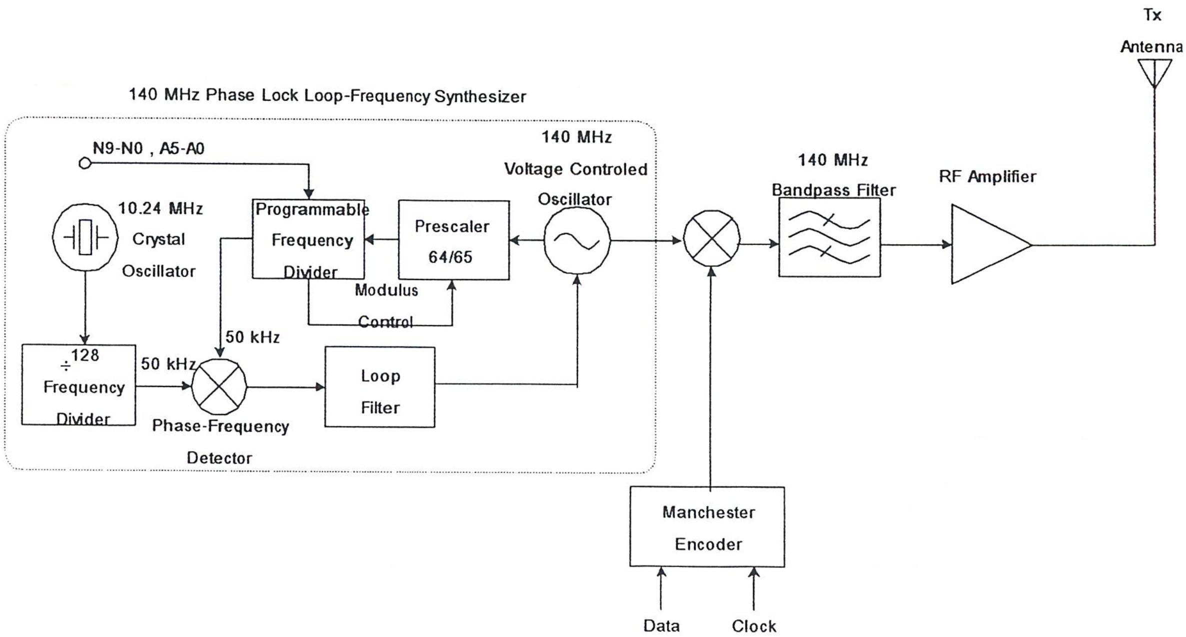
เนื่องจากการส่งผ่านข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ หากมีการส่งข้อมูลผ่านสายนำสัญญาณโดยตรง หากระยะทางระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์มีค่ามาก เช่น อยู่คนละพื้นที่กันก็จำเป็นที่จะต้องอาศัยข่ายการสื่อสารที่มีอยู่แล้วในพื้นที่นั้นๆ ยกตัวอย่างเช่น ข่ายสายโทรศัพท์, เครือข่ายดาวเทียม เป็นต้น

การส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์เป็นที่นิยมกันมาก เนื่องจากเป็นระบบสื่อสารพื้นฐานที่มีการให้บริการกันอย่างทั่วถึง แต่ก็มีข้อเสียคือ มีการรบกวนของสัญญาณภายนอกได้ง่าย ดังนั้นการส่งผ่านข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์จึงต้องมีการเข้ารหัสสัญญาณที่ต้องการจะส่งก่อนเพื่อลดการผิดพลาดของข้อมูล และต้องทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์เสียก่อน ส่วนอุปกรณ์ที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วเข้ากับคลื่นพาห์เรียกว่า "โมเด็ม" (Modem) มาจากคำว่า "มอดูเลเตอร์-ดีมอดูเลเตอร์" (Modulator-Demodulator) ซึ่งจะบอกความเร็วในการรับส่งข้อมูลเป็นบิทต่อวินาที(Bit per second : bps) หรือบอดต่อวินาที(Baud per second) แต่เนื่องจากโมเด็มโดยทั่วไปอาศัยสายสัญญาณโทรศัพท์เป็นตัวกลางในการรับส่งสัญญาณคลื่นพาห์ ดังนั้นในกรณีที่ไม่สามารถเดินสายโทรศัพท์ได้จะทำให้ไม่สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ ต่อมาจึงได้อาศัยเทคโนโลยีของการสื่อสารไร้สายเข้ามาช่วย โดยการใช้ความถี่ของคลื่นพาห์ในช่วงความถี่วิทยุ และทำการเปลี่ยนตัว

กลางในการส่งสัญญาณจากสายโทรศัพท์มาเป็นอากาศ จากการเปลี่ยนแปลงดังกล่าว ทำให้สามารถที่จะลดปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้

ในปริญญานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและการสร้าง โมเด็มไร้สาย (Wireless Modem) โดยใช้คลื่นพาห์ความถี่วิทยุ 140 MHz เป็นคลื่นพาห์ในการรับส่งข้อมูลโดยใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ซึ่งสามารถอธิบายวงจรในส่วนต่างๆ แบบพอสังเขปเพื่อให้เห็นโครงสร้างและขอบเขตของโครงงานได้ดังต่อไปนี้

ภาคส่ง (Transmitter)



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของโมเด็มไร้สาย

1. **วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)** วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่มเป็นการสร้างชุดข้อมูลขึ้น เพื่อนำไปใช้ในการเข้ารหัสสัญญาณและมอดูเลตแบบดิจิตอลต่อไป ประกอบด้วยส่วนต่างๆต่อไปนี้

1.1 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ 10.24 MHz (Crystal Oscillator 10.24 MHz) วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ใช้ในการกำเนิดสัญญาณอ้างอิงเริ่มต้นให้กับวงจรในส่วนถัดไป

1.2 วงจรหารความถี่ (Digital Frequency Divider) วงจรหารความถี่จะทำหน้าที่หารความถี่จาก 10.24 MHz เป็น 64 kHz เท่ากับอัตราส่งที่ต้องการคือ 64 บิทต่อวินาที

1.3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Circuit) เลือกใช้แบบ 4 สเตจ สามารถสร้างข้อมูลได้ 16 บิทโดยแตกต่างกันขึ้นอยู่กับการเลือกตำแหน่งการป้อนกลับของวงจร

2. **วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์(Manchester Encoder)** วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ ใช้ Exclusive OR Gate ของ CMOS 4070 เอาท์พุตที่ได้จะเป็นข้อมูลจำลองที่มีการเข้ารหัสเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม สูงเท่าไฟเลี้ยงวงจรกับกราวน์ จึงต้องใช้วงจร Voltage Comparator เปลี่ยนระดับแรงดันก่อนนำไปมอดูเลท

3. **วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 140เมกะเฮิรตซ์** ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มโดยประกอบด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้คือ

3.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator 10.24 MHz) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิด สัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) โดยใช้คริสตอลเป็นตัวเรโซแนนซ์ ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต่ำ วงจรกำเนิดสัญญาณจะอยู่ ภาย ในไอซีเบอร์ MC145152 ทำงานได้โดยต่อคริสตอลจากภายนอก

3.2 วงจรหารความถี่คริสตอลแบบโปรแกรมได้ (Programmable Frequency Divider) ทำหน้าที่หารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ให้เหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสและยังเป็นค่าความละเอียดในการปรับเปลี่ยนความถี่ด้วยสวิตซ์อีกด้วย การโปรแกรมค่าการหารสามารถโปรแกรมผ่านขา R0, R1 และ R2 ซึ่งใน โครงงานนี้มีการโปรแกรมค่าเป็น 1, 0 และ 1 ตามลำดับเพื่อให้ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์จาก คริสตอลออสซิลเลเตอร์ถูกหารด้วย 1024

3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator:VCO) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปโดยต้องการล็อกความถี่ในช่วง 140 เมกะเฮิรตซ์ วงจรกำเนิดสัญญาณใช้วงจรรูปแบบโคลพิตตส์ออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator) ด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพล่าร์เบอร์ BFR90

3.4 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ MC145152 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 25 เมกะเฮิรตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบดูอัลโมดูลัส (Dual Modulus Prescaler) ซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control) พรีสเกลเลอร์ใช้เบอร์ MC12032 ของบริษัทโมโตโรล่าและสามารถรองรับความถี่อินพุตได้สูงสุด 2 จิกะเฮิรตซ์

3.5 วงจรหารความถี่อินพุตแบบโปรแกรมค่าการหารได้ (Programmable Frequency Divider) เมื่อสัญญาณอินพุตจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าถูกหารความถี่ด้วยพรีสเกลเลอร์แล้วความถี่ที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเปรียบเทียบเฟสได้เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่และมีค่าไม่เท่ากับ10

กิโลเฮิรตซ์ ตัวหารความถี่แบบตั้งค่าการหารได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมการหารความถี่ของสัญญาณอินพุตและควบคุมจำนวนครั้งในการหาร 64 หรือ 65 ของดูอัลโมดูลัสพรีสเกลเลอร์ ดังนั้นหากต้องการทราบกระบวนการในการหารความถี่ต้องพิจารณาทั้งสองควบคู่กันไป ค่าการหารความถี่สามารถโปรแกรมผ่านขา N9-N0 และ A5-A0

3.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ (Phase-Frequency Detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณโดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่ จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

3.7 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟสามารถกำหนดค่า ξ (Daming Factor) และ ϖ_n (Natural Frequency) ได้จากค่าองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ซึ่งในโครงงานนี้เลือกค่า ξ เท่ากับ 0.8 และ ϖ_n เท่ากับ 0.01 ของความถี่เปรียบเทียบ (10 กิโลเฮิตรต์) สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วของค์ประกอบทางดีซี (dc) และเอซี (ac) โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางดีซี (เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) ดังนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงถูนำมาใช้เป็นวงจรลูปฟิลเตอร์นั้นเอง

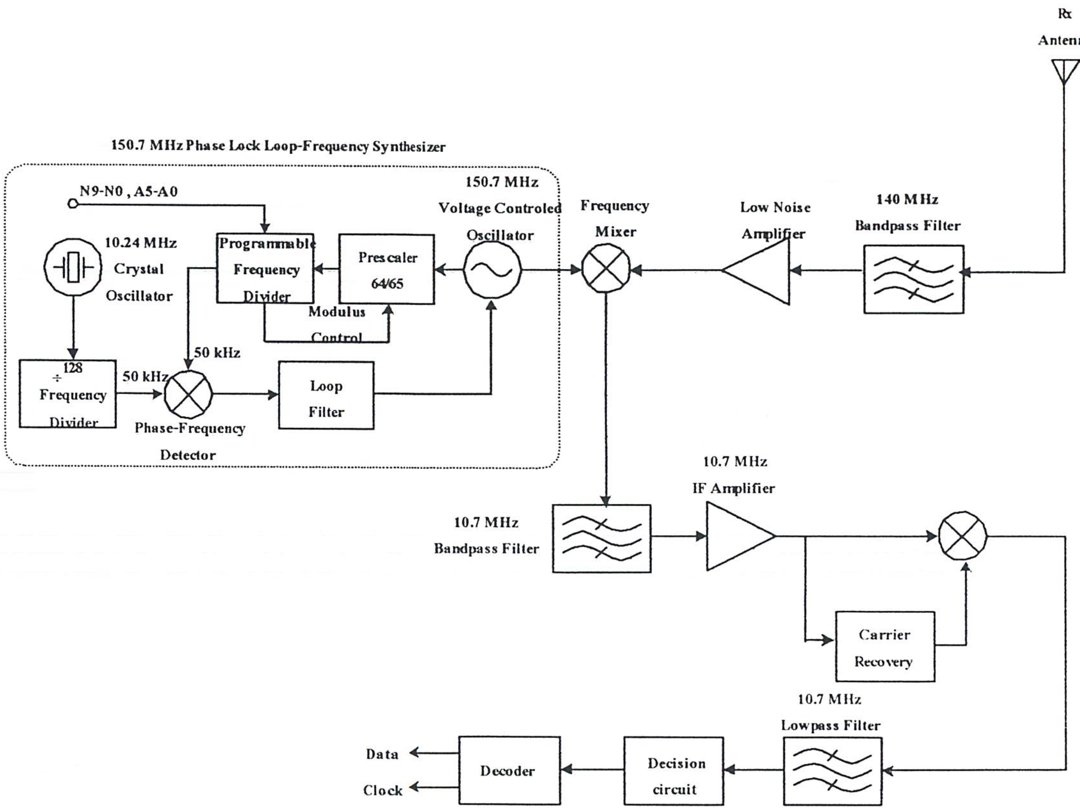
4. **วงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์ (Balance Ring Modulator)** ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ 140 MHz กับข้อมูลที่เข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์มาแล้วทำให้ได้ข้อมูลทีมีอัตราส่ง ที่ 64 kbps (64 kbauds/ วินาที) เอาท์พุตที่ได้จากวงจรจะมีลักษณะเป็นสัญญาณ BPSK ซึ่งริงมอดูเลเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ MINI CIRCUIT เบอร์ TUF-5

5. **วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF)** ทำหน้าที่กรองเฉพาะสัญญาณช่วงความถี่ที่ต้องการให้สามารถผ่านออกไปได้โดยไม่ถูกลดทอนสัญญาณ หรือถูกลดทอนสัญญาณน้อยที่สุด ส่วนสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ได้อยู่ในช่วงผ่าน จะถูกลดทอนกำลังลงซึ่งจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับ การออกแบบ

6. **วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (Radio Frequency Amplifier)** ทำหน้าที่ขยายกำลังของสัญญาณวิทยุเพื่อทำให้มีกำลังงานเพียงพอที่จะส่งออกอากาศในระยะทางไกล

ภาครับ (Receiver)

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมภาครับของโมเด็มไร้สาย

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วงความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 140 MHz) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เข้าสายอากาศเพื่อเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการและป้องกันสัญญาณความถี่อื่นที่มีขนาดสัญญาณแรงกว่าเพื่อไม่ให้วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low noise Amplifier) ในภาคถัดไปเกิดการอิ่มตัว (Saturation)

2. วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านการเลือกกรองช่วงความถี่แล้ว ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อส่งต่อให้กับวงจรมิกเซอร์

3. วงจรมิกเซอร์ความถี่ (Frequency Mixer) ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (140 เมกะเฮิรตซ์) โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วง 150.70 เมกะเฮิรตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำโดยมีความถี่กลาง(IF Frequency) ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ วงจรมิกเซอร์เป็นแบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์เบอร์ JMS-11X

4. วงจรสังเคราะห์ด้วยเฟสล็อกลูปช่วงความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล (Local) โดยผลิตความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจรมิกเซอร์ความถี่ต่อไป องค์ประกอบภายในเหมือนกันกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปด้านภาคส่งจึงขอยกเว้นการอธิบายซ้ำอีกไว้ ณ ที่นี้

5. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Band Pass Filter 10.7 MHz) ใช้กรองแถบความถี่ต่ำที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ วงจรกรองแถบความถี่เป็นวงจรกรองชนิดที่ทำจากเซรามิกมีอัตราการสูญเสีย (Loss) ประมาณ 10 dB

6. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (วงจรกรองแถบความถี่กลาง)

7. วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier Recovery Circuit) เพื่อกู้คลื่นพาห์ที่ส่งมาจากทางด้านส่งและนำคลื่นพาห์ที่กู้ได้ไปทำการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณดิจิตอลที่เหมือนกับทางภาคส่งกลับคืนมา

8. วงจรคูณ (Multiplier) ทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณบีพีเอสเค โดยอินพุตของวงจรคูณเป็นสัญญาณบีพีเอสเคกับสัญญาณที่ได้จากวงจรกู้คลื่นพาหะ

9. วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery Circuit) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาเพื่อนำไปใช้ในการสร้างสัญญาณดิจิตอล

10. วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์ (Manchester Decoder) ทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณที่รับมาให้ได้เป็นสัญญาณดิจิตอลเดิมก่อนทำการเข้ารหัส

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นในการมอดูเลตแบบดิจิตอลในระบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying)

คลื่นที่มีความต่อเนื่องในลักษณะของสัญญาณไซนูซอยด์ สามารถที่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ไม่ว่าจะเป็นแอมพลิจูดหรือมุมของสัญญาณตามสมการ

$$\varphi(t) = a(t)\cos[\omega_c t + \gamma(t)] \tag{2.1}$$

จากสมการที่ 2.1 ถ้าเราให้ $\gamma(t)$มีค่าคงที่และทำการเปลี่ยนแปลง $a(t)$ให้มีค่าเกี่ยวเนื่องกับสัญญาณ $f(t)$หรือสัญญาณข่าวสารที่ต้องการจะฝากส่งแล้ว ความสัมพันธ์ที่ได้นี้จะกลายเป็นแนวความคิดในการมอดูเลชั่นทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation) ตามสมการที่ (2.2)

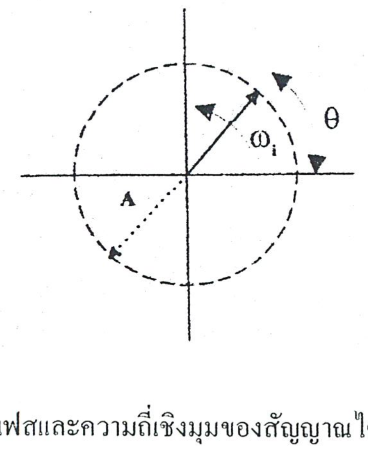
$$\phi_{AM}(t) = f(t)\cos[\omega_c t + \theta] \tag{2.2}$$

แต่ถ้าเรากำหนดให้ $a(t)$ หรือแอมพลิจูดของสัญญาณไซนูซอยด์ มีค่าคงที่เท่ากับ A แต่ทำการเปลี่ยนแปลงมุมของสัญญาณหรือ $\gamma(t)$ให้เกี่ยวเนื่องสัมพันธ์กับสัญญาณ $f(t)$ แล้วความสัมพันธ์นี้จะกลายเป็นแนวความคิดในการมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation) ซึ่งมุมของสัญญาณไซนูซอยด์ สามารถอธิบายในเทอมของความถี่หรือเฟส ทั้งความถี่และเฟสต่างก็มีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกันคือความถี่ของสัญญาณไซนูซอยด์ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสของสัญญาณเทียบกับเวลา ตามสมการที่ (2.3)

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} \tag{2.3}$$

หรือ

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(\tau)\, d\tau + d\theta \tag{2.4}$$



รูปที่ 2.1 เฟสและความถี่เชิงมุมของสัญญาณไซนูซอยด์

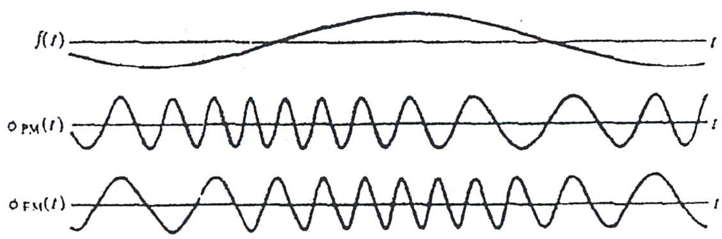
จากแนวความคิดในเรื่องที่กล่าวมาทำให้เกิดการมอดูเลตใน 2 ลักษณะ ในลักษณะแรกจะทำการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณไซนูซอยด์ ให้เกี่ยวเนื่องสัมพันธ์กับสัญญาณ $f(t)$ เรียกว่าการมอดูเลตทางเฟส

(Phase Modulation : PM) ตามสมการที่ (2.5) และอีกลักษณะหนึ่งคือทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณไซนูซอยด์ให้สัมพันธ์กับสัญญาณ เรียกว่า การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM) ตามสมการที่ (2.6)

$$\phi_{PM} = A_c \cos\left[\omega_c t + k_p f(t)\right] \qquad (2.5)$$

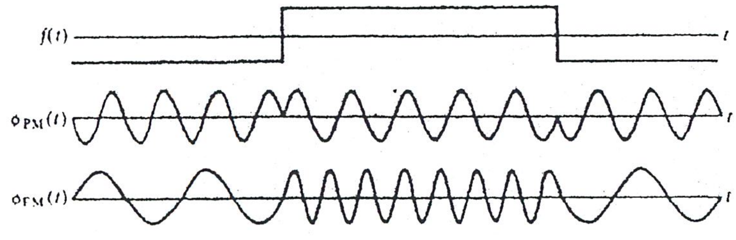
$$\phi_{FM} = A_c \cos\left[\omega_c t + k_f \int f(t)dt\right] \qquad (2.6)$$

ถ้าสัญญาณที่ต้องการจะฝากส่งหรือ $f(t)$ มีลักษณะเป็นสัญญาณไซนูซอยด์ หรือสัญญาณที่มีความต่อเนื่องใดๆแล้ว ผลที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟสกับผลที่ได้จากการมอดูเลตทางความถี่สามารถแสดงได้ตามรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 เอาต์พุตจากการมอดูเลตทางเฟสและความถี่ เมื่อสัญญาณอินพุตคือสัญญาณไซนูซอยด์

ถ้าสัญญาณที่ต้องการจะฝากส่งหรือ $f(t)$ ลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมหรือสัญญาณดิจิตอลแล้ว ผลที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟสกับผลที่ได้จากการมอดูเลตทางความถี่สามารถแสดงได้ตามรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 เอาต์พุตจากการมอดูเลตทางเฟสและความถี่เมื่ออินพุตคือสัญญาณสี่เหลี่ยม

ในการมอดูเลตทางเฟสกับสัญญาณดิจิตอลนั้นจะได้การมอดูเลตที่เรียกว่า " PSK (Phase Shift Keying) " และการมอดูเลตทางความถี่กับสัญญาณดิจิตอลนั้น จะได้การมอดูเลตที่เรียกว่า " FSK (Frequency

Shift Keying) " นอกจากนั้นการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลในรูปแบบของการมอดูเลชั่นทางแอมพลิจูดจะได้การมอดูเลตที่เรียกว่า " ASK (Amplitude Shift Keying) "

2.1.1 ลักษณะทั่วไปของการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลในระบบ BPSK

การมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลในแบบ PSK (Phase Shift Keying) นั้นมีพื้นฐานมาจากการมอดูเลตทางเฟส (PM : Phase Modulation) หรือบางทีเรียกว่า " Carrier Phase Modulation " โดยเริ่มต้นพิจารณาจากสมการการมอดูเลตทางเฟสคือ

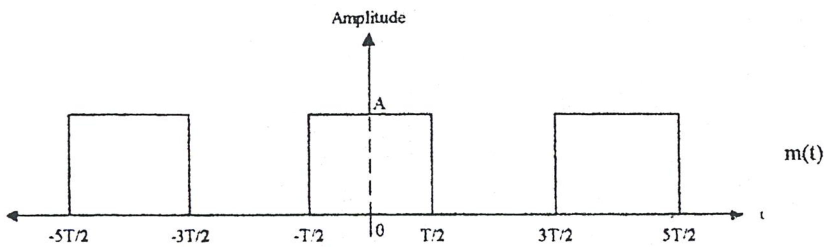
$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\left[\omega_c t + K_p m(t)\right] \tag{2.7}$$

เมื่อ $\phi_M(t)$ คือ สัญญาณคลื่นพาหะที่มีการมอดูเลตกับสัญญาณที่ต้องการจะฝากส่ง (Phase Modulated Signal)

K_p คือ ค่าคงที่ในการมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation Constant)

$m(t)$ คือ สัญญาณที่ต้องการจะฝากส่งไปกับคลื่นพาหะ (Phase Modulating Signal)

ถ้ากำหนดให้สัญญาณที่ต้องการจะฝากส่งไปกับคลื่นพาหะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมตามรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 สัญญาณที่ต้องการจะฝากส่งไปกับคลื่นพาหะโดยใช้วิธีการมอดูเลชั่นทางเฟส

ในบางครั้งสัญญาณที่จะทำการมอดูเลตทางเฟสกับคลื่นพาหะเป็นสัญญาณดิจิตอลอาจถูกเรียกว่าเป็นสัญญาณเบสแบนด์ก็ได้ จากรูปที่ 2.4 จะพบว่าสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการจะมอดูเลตจะมีระดับคงที่ 2 ระดับ คือ +A และ 0 และถ้ากำหนดค่าคงที่ในการมอดูเลตทางเฟสมีค่าเป็น π/A แล้วแทนค่าลงในสมการที่ 2.7 จะได้

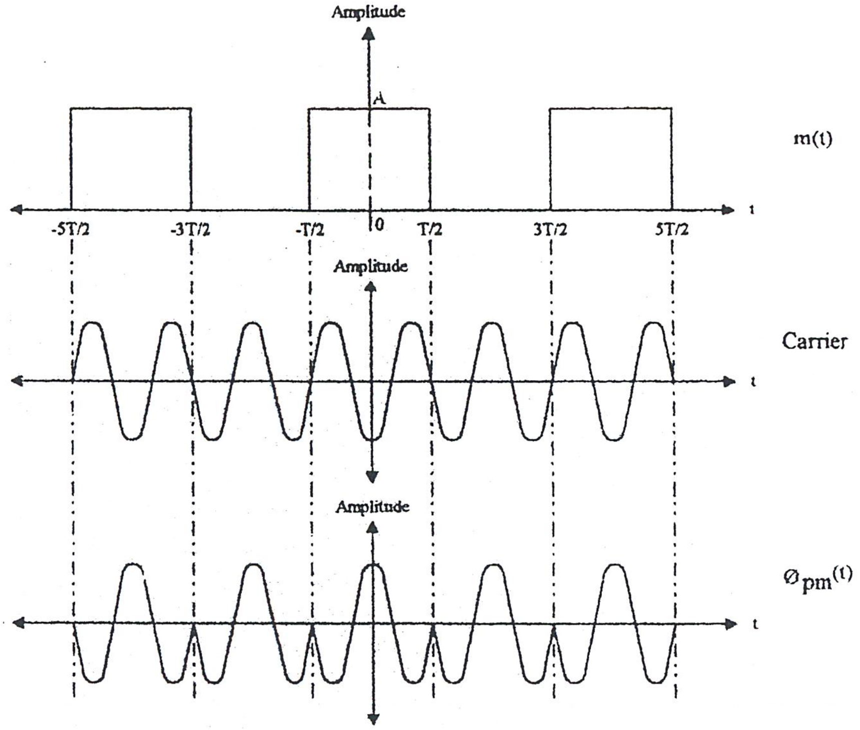
$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\left[\omega_c t + \left(\frac{\pi}{A}\right) m(t)\right] \tag{2.8}$$

โดย

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\left[\omega_c t\right] \quad \text{เมื่อ } m(t) = 0 \tag{2.9}$$

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\left[\omega_c t + \pi\right] \quad \text{เมื่อ } m(t) = A \tag{2.10}$$

ตามรูปที่ 2.5 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเบสแบนด์ดิจิตอลกับคลื่นพาหะและเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส



รูปที่ 2.5 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเบสแบนด์ดิจิตอล
กับคลื่นพาหะและเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส

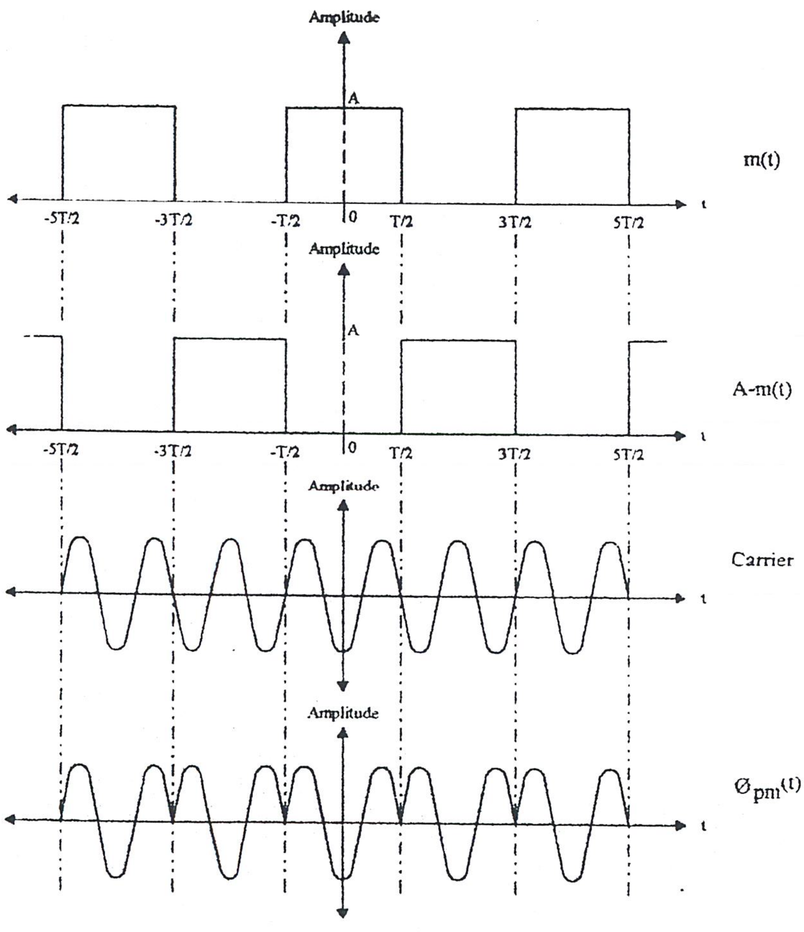
ซึ่งผลที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลเข้ากับคลื่นพาหะในรูปแบบของมอดูเลชั่นทางเฟส PM) นั้น จะพบว่าเมื่อระดับของสัญญาณเบสแบนด์มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณคือจากสูงไปต่ำหรือต่ำไปสูงนั้น คลื่นพาหะจะมีการเปลี่ยนแปลงเฟสอย่างกะทันหันโดยมีการเปลี่ยนเฟสไปเท่ากับ π ซึ่งด้วยเหตุนี้เองจึงเรียกการมอดูเลตทางเฟสในแบบที่สัญญาณที่ต้องมอดูเลตเป็นสัญญาณดิจิตอลว่า " PSK (Phase Shift Keying)" จากกราฟในรูปที่ 2.5 จะพบว่าในกรณีที่สัญญาณมีระดับสูง(logic 1) เฟสจะชิปไปเท่ากับ π แต่เมื่อสัญญาณมีระดับต่ำ(logic 0) เฟสจะไม่มีการชิป แต่ในบางครั้งอาจมีการลบสัญญาณที่ต้องการมอดูเลตกับค่าคงที่ซึ่งมีค่าเท่ากับ A เสียก่อนดังนั้นจากสมการที่ (2.8) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\left[\omega_c t + \left(\frac{\pi}{A}\right)(A - m(t))\right] \qquad (2.11)$$

โดย $$\phi_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t] \quad \text{เมื่อ } m(t) = A \qquad (2.12)$$

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + \pi] \quad \text{เมื่อ } m(t) = 0 \qquad (2.13)$$

ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้จากสมการที่ (2.9) และ (2.10) จะตรงกันข้ามกับผลที่ได้จากสมการที่ (2.12) และ (2.13) และจากรูปที่ 2.5 จะได้เอาต์พุตตามรูปที่ 2.6 คือ



รูปที่ 2.6 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเบสแบนด์ดิจิตอล กับคลื่นพาหะและเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟสเมื่อจัดสัญญาณอินพุตเสียใหม่

จากการมอดูเลชั่นทางเฟสที่กล่าวมาข้างต้นนั้นจะพบว่าขนาดของสัญญาณคลื่นพาหะจะมีแอมพลิจูดคงที่ตลอดแต่จะมีการเปลี่ยนเฟสเมื่อข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลง จากสูงไปต่ำหรือต่ำไปสูงโดยมีค่าเท่ากับ π และความถี่จะคงเดิมเสมอจึงเรียกการมอดูเลตทางเฟส เมื่อสัญญาณที่ต้องการมอดูเลตมีลักษณะเป็นสัญญาณ

ดิจิตอล 2 ระดับ และให้ลักษณะต่างๆดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าเป็นวิธีการมอดูเลตทางดิจิตอลแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying)

ที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการมอดูเลชั่นแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) เป็นการทำให้สัญญาณของคลื่นพาหะมีการชิปเฟสครั้งละ π ซึ่งใช้กับการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลทีละ 1 บิตคือความเป็นไปได้ของข้อมูล 1 บิต(เท่ากับ 0 หรือ 1) จะมีค่าเท่ากับ 2 ดังนั้นเฟสที่จะเปลี่ยนแปลงต่อการเปลี่ยนแปลงข้อมูล 1 ค่าจะเท่ากับ $2\pi/2=\pi$ หากต้องการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลโดยต้องการให้การชิปเฟส 1 ครั้งแทนข้อมูล 2 บิตแล้ว ความเป็นไปได้ของข้อมูล 2 บิต (เท่ากับ 00,01,10,11) จะมีค่าเท่ากับ 4 ดังนั้นเฟสที่จะเปลี่ยนแปลงข้อมูลเท่ากับ $2\pi/4=\pi/2$ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วสามารถเขียนเป็นสมการการมอดูเลชั่นสัญญาณดิจิตอลแบบ PSK ได้ตามสมการที่ (2.14) คือ

$$V_0(t) = V\cos\left[\omega_c(t) - \frac{2\pi(i-1)}{M}\right] \qquad (2.14)$$

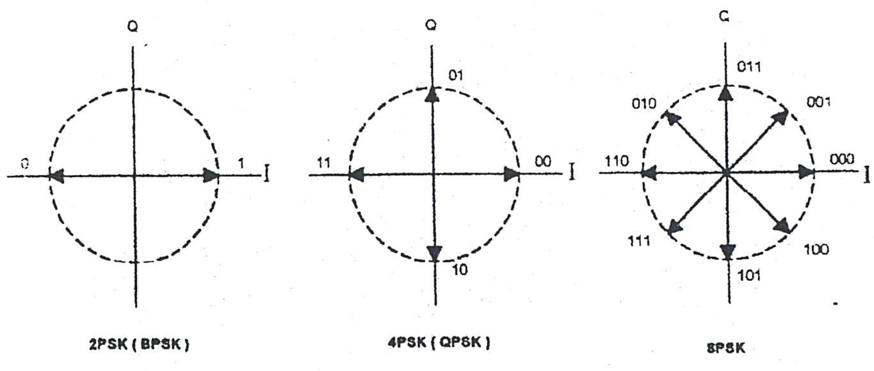
เมื่อ $i =$ 1,2,3,……, M

M = ความเป็นไปได้ทั้งหมดของข้อมูล

N = จำนวนบิตของข้อมูลที่ต้องการส่งต่อการเปลี่ยนแปลงเฟสของคลื่นพาหะหนึ่งครั้ง

ω_c = ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาหะ (rad/s)

ตัวอย่างการมอดูเลชั่นสัญญาณดิจิตอลแบบ PSK เมื่อ N= 1,2 และ 3 แสดงได้ตามรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 เฟสไดอะแกรมที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลแบบ PSK

สิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งที่น่าจะพิจารณาในการเลือกมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลในแบบ BPSK ก็คือเรื่องของสเปกตรัมของสัญญาณก่อนและหลังการมอดูเลต ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

2.1.2 สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตในระบบ BPSK

ตามที่กล่าวมานั้นเป็นการพิจารณาถึงสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ BPSK ในโดเมนของเวลาซึ่งสิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการพิจารณาถึงสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ BPSK ในโดเมนของความถี่จากที่กล่าวมาตั้งแต่เริ่มต้นว่าการมอดูเลชั่นสัญญาณดิจิตอลในแบบ BPSK นั้นเป็นลักษณะหนึ่งของการมอดูเลตทางแอมพลิจูดแบบขจัดคลื่นพาหะ

สมมุติให้ข่าวสารมีค่าเป็น $m(t) = \cos(\omega_m)t$ (2.15)

และคลื่นพาหะมีค่าเป็น $f(t) = \cos(\omega_c)t$ (2.16)

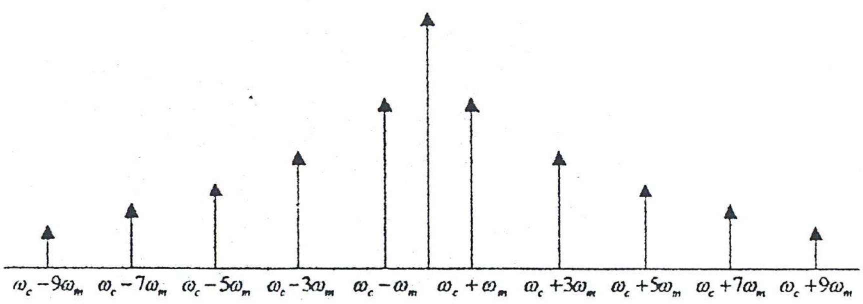
จะได้เอาต์พุตจากการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลแบบ BPSK ในรูปแบบของการมอดูเลตทางแอมพลิจูดแบบขจัดคลื่นพาหะคือ

$$\phi_{BPSK} = m(t) \times f(t) \tag{2.17}$$

แต่เราทราบแล้วว่าสัญญาณข้อมูลมีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมดังนั้นจึงสามารถใช้การกระจายของอนุกรมฟูริเยร์กระจายสมการที่ (2.18) ได้ดังนี้คือ

$$\phi_{BPSK} = \frac{1}{2\pi}\left[\cos(\omega_c \pm \omega_m)t - \frac{1}{3}\cos(\omega_c \pm 3\omega_m)t + ...\right] \tag{2.18}$$

สามารถเขียนเป็นสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตในแบบ BPSK ได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ผลของการมอดูเลตแบบ BPSK เมื่อวิเคราะห์ในเชิงความถี่

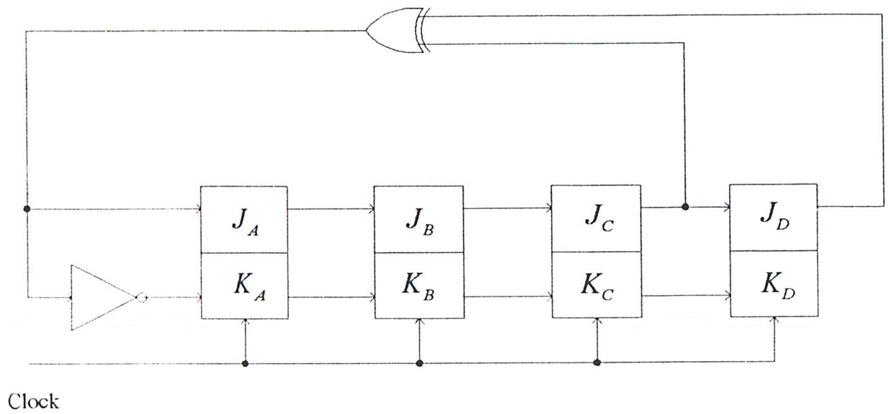
2.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo-Random Pulse Generator)

วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่มเป็นการสร้างชุดข้อมูลขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบการรับส่งของเครื่องรับ-ส่ง ซึ่งมีหลักการดังนี้

ชิฟต์รีจิสเตอร์ (shift register) ที่มีการป้อนกลับด้วยเอกซ์คลูซีฟออร์ (exclusive-OR)

ชิฟต์รีจิสเตอร์ที่มี 4 สเตจ แสดงดังรูปที่ 2.36 มีการป้อนกลับด้วยเอกซ์คลูซีฟออร์จากสเตจ C และ D กล่าวคือเอาต์พุตของมันจะกลายไปเป็นอินพุตของสเตจแรก $J_A = C \oplus D$ เพื่อที่จะอธิบายลำดับของสเตจต่างๆ

สำหรับรีจิสเตอร์ เราจะต้องสมมติสถานะเริ่มต้นให้กับชิฟต์รีจิสเตอร์ให้อยู่ในสเตจที่ D = 0 , C = 0 , B = 0 และ A = 1 ในกรณีนี้ $J_A = 0 \oplus 0$ และเมื่อมันได้รับคล็อกลูกต่อไปจะทำให้รีจิสเตอร์กลายเป็นสเตจที่ D = 0 , C = 0 , B = 1 และ A = 0 ลำดับของสเตจต่าง ๆ ที่สมบูรณ์สำหรับรีจิสเตอร์ได้แสดง ดังในตารางที่ 2.2 ค่าของฟังก์ชันของการป้อนกลับสำหรับแต่ละสเตจ
อยู่ในช่องของ f ในตาราง



รูปที่ 2.9 เจนเนอร์เรเตอร์ของชิฟต์รีจิสเตอร์ MLS ที่มี 4 สเตจ

S	D	C	B	A	f
S1	0	0	0	1	0
S2	0	0	1	0	0
S4	0	1	0	0	1
S9	1	0	0	1	1
S3	0	0	1	1	0
S6	0	1	1	0	1
S13	1	1	0	1	0
S10	1	0	1	0	1

S	D	C	B	A	f
S5	0	1	0	1	1
S11	1	0	1	1	1
S7	0	1	1	1	1
S15	1	1	1	1	0
S14	1	1	1	0	0
S12	1	1	0	0	0
S8	1	0	0	0	1

ตารางที่ 2.1 MLS สำหรับรีจิสเตอร์ที่มี 4 สเตจ

จะเห็นได้ว่ามีทั้งหมด 15 สเตจ ซึ่งเป็นจำนวนสูงสุดของสเตจที่มีได้ของรีจิสเตอร์ 4 สเตจที่มีการป้อนกลับด้วยเอกซ์คลูซีฟออร์และลำดับเหล่านี้ได้ถูกกำหนดให้เป็นลำดับที่มีความยาวสูงสุด (maximum-length sequence : MLS) สเตจ S_0 = 0000 ไม่สามารถถูกรวมเป็นลำดับของสเตจเพราะว่าจะทำเกิดสเตจล็อกอิน (lock-in) คือถ้ารีจิสเตอร์เข้าสู่สเตจนี้ $J_A = 0 \oplus 0 = 0$ ดังนั้นรีจิสเตอร์ จะไม่สามารถออกจากสเตจนี้ได้เมื่อคล็อกลูกถัดไปและลูกต่อๆไปมาถึง โดยทั่วไปแล้ว ลำดับที่มีความยาวสูงสุดสำหรับแต่ละวงจรจะพิจารณาได้โดย

$$l = 2^N - 1 \tag{2.19}$$

โดย N เป็นจำนวนของสเตจในชิฟต์รีจิสเตอร์

ตารางที่ 2.2 แสดงฟังก์ชันการป้อนกลับ (feedback function) ซึ่งจะให้ลำดับที่มีความยาวสูงสุดสำหรับการต่อ N สเตจถึง 18 สเตจ

สำหรับ MLS อื่น ๆที่ใช้ประโยชน์โดยที่มีการใช้จำนวนรีจิสเตอร์เท่ากัน ยกตัวอย่างเช่น ถ้าทำการอินเวอร์สฟังก์ชัน $C \oplus D$ ซึ่งถูกใช้เป็นฟังก์ชันของการป้อนกลับ จากนั้นจะได้ MLS ออกมา แสดงดังตารางที่ 2.3 (a)

No of stages, N	Feedback Equation	No of stages, N	Feedback Equation
1	A	10	$G \oplus J$
2	$A \oplus B$	11	$I \oplus K$
3	$B \oplus C$	12	$F \oplus H \oplus K \oplus L$
4	$C \oplus D$	13	$I \oplus J \oplus L \oplus M$
5	$C \oplus E$	14	$D \oplus H \oplus M \oplus N$
6	$E \oplus F$	15	$N \oplus O$
7	$F \oplus G$	16	$D \oplus M \oplus O \oplus P$
8	$D \oplus E \oplus F \oplus H$	17	$N \oplus O$
9	$E \oplus I$	18	$K \oplus U$

ตารางที่ 2.2 ฟังก์ชันการป้อนกลับสำหรับ MLS

เมื่อพิจารณาสมการการป้อนกลับในตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นว่าดิจิตหนึ่งในสมการจะมาจากดิจิตที่ N ในรีจิสเตอร์เสมอและดิจิตอื่นๆจะได้รับโดยการมองย้อนรีจิสเตอร์กลับไป ยกตัวอย่างเช่นสำหรับ N = 4

ดิจิตที่ N ก็คือ D และดิจิตอื่นในสมการ ก็คือ C ซึ่งก็คือ ดิจิต (N-1) ทางเลือกทางที่สองสำหรับรีจิสเตอร์ 4 สเตจสำหรับการเลือกดิจิตอื่นอีกอันคือการเลือกโดยการมองไปข้างหน้า ซึ่งก็คือดิจิต(N-1) ในกรณีนี้ก็คือ A ดังนั้น MLS อีกสองอันจะได้โดยการใช้สมการการป้อนกลับ A $\oplus$ D A O Dและซีเควนซ์เหล่านี้ได้แสดงดังตารางที่ 2.3 (b)

S	D	C	B	A	F=C O D
S1	0	1	1	1	0
S3	1	0	1	1	0
S7	0	1	1	0	0
S14	1	0	0	1	0
S13	0	1	0	1	0
S11	1	0	1	0	0
S6	0	1	0	0	0
S12	1	0	0	0	0
S9	0	0	0	1	1
S2	0	0	1	1	1
S5	1	1	1	0	1
S10	1	1	0	1	1
S4	1	1	0	0	1
S8	0	0	1	0	1
S0	0	0	0	0	1

(a)

S	D	C	B	A	F=A$\oplus$B
S1	0	0	0	1	1
S3	0	0	1	1	1
S7	0	1	1	1	1
S15	1	1	1	1	0
S14	1	1	1	0	1
S13	1	1	0	1	0
S10	1	0	1	0	1
S5	0	1	0	1	1
S11	1	0	1	1	0
S6	0	1	1	0	0
S12	1	1	0	0	1
S9	1	0	0	1	0
S2	0	0	1	0	0
S4	0	1	0	0	0
S8	1	0	0	0	1

(b)

S	D	C	B	A	F=A O D
S1	0	0	0	1	0
S2	0	0	1	0	1
S5	0	1	0	1	0
S10	1	0	1	0	0
S4	0	1	0	0	1
S9	1	0	0	1	1
S3	0	0	1	1	0
S6	0	1	1	0	1
S13	1	1	0	1	1
S11	1	0	1	1	1
S7	0	1	1	1	0
S14	1	1	1	0	0
S12	1	1	0	0	0
S8	1	0	0	0	0
S0	0	0	0	0	1

(c)

ตารางที่ 2.3 (a) MLSสำหรับชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 สเตจที่มีการป้อนกลับด้วยฟังก์ชัน C O D
(b) MLS ที่มีการป้อนกลับด้วยฟังก์ชัน A $\oplus$ D
(c) MLS ที่มีการป้อนกลับด้วยฟังก์ชัน A O D

เพื่อความกระจ่าง วงจรที่แสดงดังรูปที่ 2.9 สามารถใช้เป็นวงจรกำเนิดซีเควนซ์ของเลขฐานสอง (binary sequence generator) ซีเควนซ์ของเอาต์พุตจะได้โดยตรงจากเอาต์พุตของฟลิปฟลอปตัวใดตัวหนึ่งในรีจิสเตอร์ ในกรณีนี้ ซีเควนซ์ของเลขฐานสองที่จะปรากฏที่เอาต์พุตของดี-ฟลิปฟลอป คือ 0-0-0-1-0-0-1-

1-0-1-0-1-1-1 วงจรกำเนิดชนิดนี้ในบางครั้งถูกอ้างอิงเป็น Pseudo-Random Binary Sequence Generator เพราะว่าดิจิตในซีเควนซ์จะปรากฏออกมาเรียงลำดับตามการสุ่มตัวอย่าง อย่างไรก็ตาม การสุ่มตัวอย่างจะทำซ้ำทุกๆ 2^N-1 คล็อกพัลส์ สำหรับความถี่ของคล็อกที่ให้และคาบของการสุ่มตัวอย่างจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วด้วยจำนวนสเตจในรีจิสเตอร์ ถ้า N = 10 ดังนั้น 2^N-1 = 1023 และถ้าความถี่ของ คล็อกเป็น 1 เมกะเฮิรตซ์ ซีเควนซ์ที่ทำการซ้ำตัวมันเองทุกๆ 1.02 มิลลิวินาที ถ้า N = 20 ดังนั้น 2^N-1 = 1048575 และคาบของซีเควนซ์จะเท่ากับ 10.5 วินาที ถ้า N = 30 ดังนั้น2^N-1 = 1073730624 และ คาบของซีเควนซ์จะเท่ากับ 1017.73 วินาที

ในการสร้าง Non-MLS จากรีจิสเตอร์ 4 สเตจ ได้โดยการใช้การป้อนกลับด้วย เอกซ์คลูซีฟออร์แบบอื่นๆบางแบบ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าฟังก์ชันการป้อนกลับคือ B $\oplus$ D หนึ่งในซีเควนซ์ ที่จะถูกสร้างขึ้นจะแสดงดังตารางที่ 2.4 ซีเควนซ์ที่ถูกสร้างขึ้นจะขึ้นอยู่กับสถานะเริ่มต้นของรีจิสเตอร์

S	D	C	B	A	f
S1	0	0	0	1	0
S2	0	0	1	0	1
S5	0	1	0	1	0
S10	1	0	1	0	0
S4	0	1	0	0	0
S8	1	0	0	0	1

S	D	C	B	A	f
S3	0	0	1	1	1
S7	0	1	1	1	1
S15	1	1	1	1	0
S14	1	1	1	0	0
S12	1	1	0	0	1
S9	1	0	0	1	1

S	D	C	B	A	f
S6	0	1	1	0	1
S13	1	1	0	1	1
S11	1	0	1	1	0

ตารางที่ 2.4 Non-MLSที่ถูกสร้างขึ้นโดยชิฟต์รีจิสเตอร์4สเตจที่มีการป้อนกลับด้วยฟังก์ชันB$\oplus$D

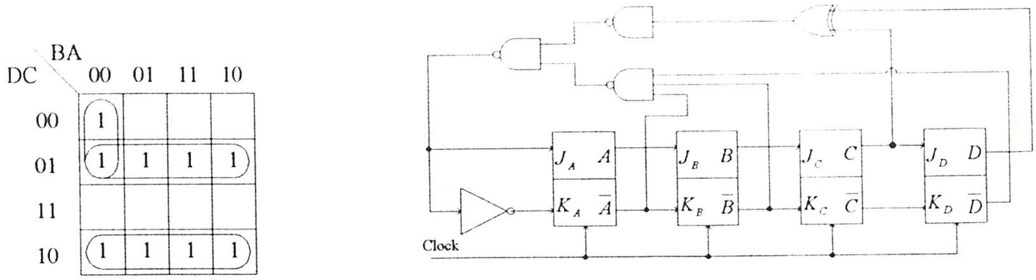
วงจรกำเนิดเบื้องต้นของ MLS ที่แสดงดังในรูปที่ 2.10 ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องเริ่มต้นทำงานได้ด้วยตนเอง (self-starting) ตั้งแต่ทำการเปิดสวิตช์ สถานะเริ่มต้นของวงจรกำเนิดอาจจะเป็น 0-0-0-0เมื่อวงจรอยู่ในสถานะนี้มันจะไม่มีทางออกจากสถานะนี้ได้เลย อย่างไรก็ตามเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยก็จะสามารถสร้างวงจรกำเนิดที่เป็นแบบเริ่มต้นทำงานด้วยตนเองได้ การเปลี่ยนแปลงที่จำเป็นในทางลอจิคอลคือการเพิ่มเทอม $\overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}$ ในสมการการป้อนกลับ ดังนั้น จะได้

$$f = C \oplus D + \overline{ABCD} \tag{2.20}$$

ฟังก์ชันนี้จะถูกพลอตลงบนคาร์นอแม็ปแสดงดังในรูป 2.10 (a) และหลังจากทำการลดรูปแล้ว จะได้

$$f = C \oplus D + \overline{ABD} \tag{2.21}$$

การสร้างวงจรกำเนิดแบบเริ่มต้นทำงานด้วยตนเอง ได้แสดงดังรูปที่ 2.10 (b)



(a) (b)

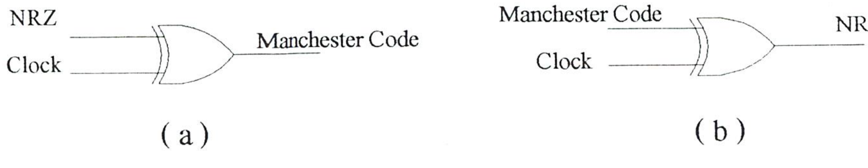
รูปที่ 2.10 (a) K-map plot สำหรับวงจรกำเนิด MLS แบบ self-starting

(b) วงจรกำเนิด MLS แบบ self-starting

2.3 การเข้ารหัสแมนเชสเตอร์

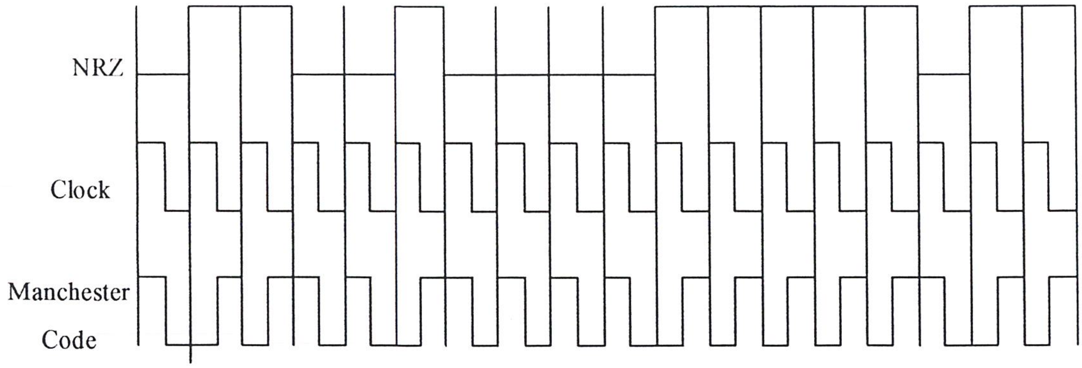
การเข้ารหัสด้วยวิธีการนี้จะสร้างจากการนำเอาสัญญาณที่เป็นประเภทไม่กลับสู่ศูนย์(Non- Return to Zero : NRZ) มาทำการเอกซ์คลูซีฟออร์กับสัญญาณนาฬิกา ถ้าข้อมูลกับสัญญาณนาฬิกาเหมือนกัน สัญญาณที่ผ่านการเอกซ์คลูซีฟออร์จะกลายเป็น 0 แต่ถ้าข้อมูลกับสัญญาณนาฬิกาต่างกัน สัญญาณที่ผ่านการเอกซ์คลูซีฟออร์จะกลายเป็น 1 นั่นคือ เมื่อสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสแมนเชสเตอร์แล้วลักษณะของสัญญาณจาก 1 บิต จะกลายเป็น 2 บิตที่แตกต่างกันเช่น ถ้าข้อมูลคือ 1 จะกลายเป็น 0-1 และถ้าข้อมูลคือ 0 จะกลายเป็น 1-0 ดังรูปที่ 2.66 พบว่าความเร็วจะกลายเป็น 2 เท่า เช่นจาก 2400 บิตต่อวินาที จะกลายเป็น 4800 บิตต่อวินาที แต่เมื่อทำการถอดรหัสแล้ว จะได้ข้อมูลที่มีความเร็วเท่าเดิม นั่นคือ 2400 บิตต่อวินาที นั่นเอง

รหัสแมนเชสเตอร์ มีข้อดีคือ ทำการเข้ารหัสและถอดรหัสได้ง่าย นั่นคือนำสัญญาณ NRZ กับสัญญาณนาฬิกามาทำการเอกซ์คลูซีฟออร์ และอีกประการหนึ่งคือ หากข้อมูลที่ส่งไปมีค่าเป็น 1 หรือ 0 ติดกันมากเกินไป จะทำให้เกิดความผิดพลาดได้ง่ายในการรับข้อมูลที่ด้านรับ โดยเมื่อทำการเข้ารหัสแบบนี้แล้ว จะมีค่า 1 หรือ 0 ติดกันไม่เกิน 2 บิต และหากเกิดการผิดพลาดก็สามารถที่จะตรวจสอบได้ง่าย



(a) (b)

รูปที่ 2.11 แสดงวงจร (a) การเข้ารหัส (b) การถอดรหัส



รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสแมนเชสเตอร์

2.4 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์และวงจรออสซิสเลเตอร์ ที่ไม่ใช่คลื่นรูปซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม พัลส์ เป็นต้น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ (Sine Wave Oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลเตอร์แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

1) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC
2) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ CR
3) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

จากการแบ่งตามข้างบนนี้ ยังสามารถแบ่งออกไปเพื่อให้ชัดเจนยิ่งขึ้นได้อีก ตามตารางที่ 2.5

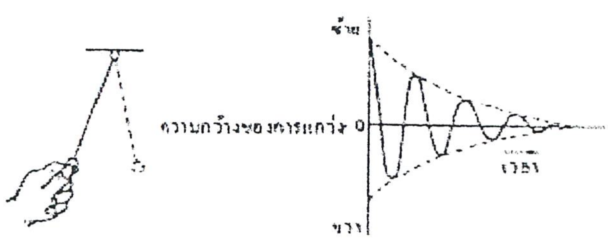
องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	การนำไปใช้งาน
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ LC	1. เลือกความถี่ที่คอลเลกเตอร์ (เดรน) 2. เลือกความถี่ที่เบส (เกท) 3. เลือกความถี่ที่อิมิตเตอร์ 4. ฮาร์ทเลย์ 5. โคลพิตตส์	1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. โดยทั่วไปเสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 3. มักใช้กันโดยทั่วไป 4. ใช้ในย่านความถี่สูง	1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ ทีวี เอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่สูง

องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	การนำไปใช้งาน
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ CR	1. แบบเลื่อนเฟส 2. แบบเวน บริดจ์	1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 3. เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี	ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่ต่ำ
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก	1. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง B กับ E 2. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง C กับ B	1. เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ : 10^{-5}- 10^{-7}/ องศา 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก	1. ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ นาฬิกา เครื่องมือวัดต่างๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้ร่วมกับวงจรเฟสล็อกลูป (PLL) จะนำมาใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

ตารางที่ 2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปซายน์

2.4.1 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลต

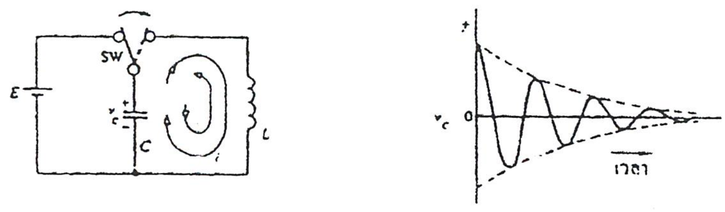
1. กระแสที่ช่วยให้เกิดการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่อง



(A) ลูกตุ้มนาฬิกา (B) การออสซิลเลตแบบแดมป์ (damped oscillation)

รูปที่ 2.13 แสดงการออสซิลเลตทางกล

ตามรูปที่ 2.13(A) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือก็จะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลตด้วยค่าคงที่ดังรูปที่ 2.13(B) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆจนกระทั่งหยุดลงเนื่องจาก ผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.14 ได้เหมือนกัน



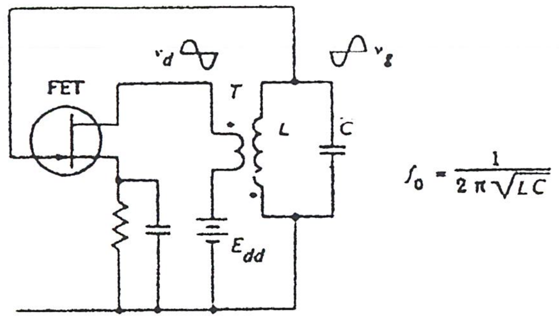
(A) (B)

รูปที่ 2.14 แสดงการเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.14 (A) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวที่เก็บประจุ C เต็มแล้ว กระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุผ่านไปยังขดลวด L แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของ การเฉื่อยหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดดังนั้นเมื่อกระแสที่ไหลจากตัวเก็บประจุ C ไปยังขดลวด L หมดแล้ว (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าที่การประจุตัวเก็บประจุอีกกลับไปกลับมาเช่นนี้ สภาวะการไหลของกระแสออสซิลเลตจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั่นหมายความว่าการออสซิลเลตจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.14(B) ซึ่งเหมือนกับการออสซิลเลตทางกล (โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา)

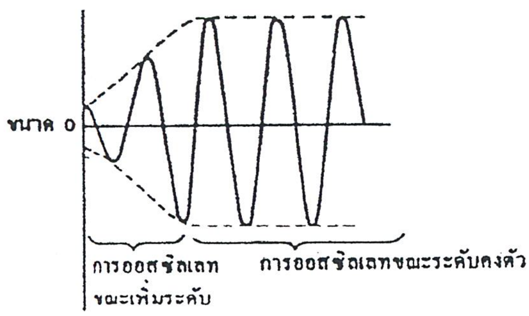
การออสซิลเลตในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ เรียกว่า การออสซิลเลตแบบแดมป์ (damped oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลตเป็นไปอย่างต่อเนื่องจะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไปหรือกล่าวได้ว่า ลูกตุ้มนาฬิกาจะต้องถูกผลักเล็กน้อยเมื่อเคลื่อนที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลตทางไฟฟ้าสวิตช์จะต้องถูกผลักกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_C มีค่าสูงสุด เพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลักกลับตำแหน่งเดิม

โดยอาศัยหลักการออสซิลเลตทางกลมาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลตทางไฟฟ้าลองมาพิจารณาจากวงจรจริง ดังรูป 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจรจะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้นยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลตอ่อนๆ ขึ้นในวงจร *LC* และเกิดศักดา V_g ขึ้นด้วยค่าศักดา V_g จะถูกขยายโดยเฟต ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดปฐมภูมิของทรานฟอร์เมอร์มีค่าเป็น V_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น V_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานที่ป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลตได้ ขนาดของการออสซิลเลตจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.16 และการออสซิลเลตในลักษณะแรกนี้เรียกว่า " การออสซิลเลตช่วงเริ่มแรก " หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่าการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง



รูปที่ 2.16 การออสซิลเลตในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง

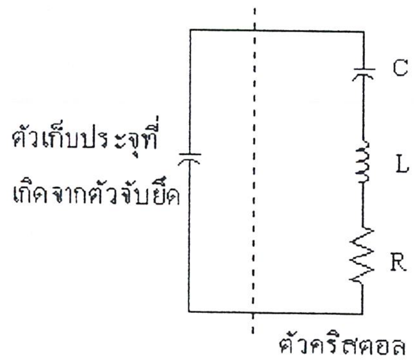
การออสซิลเลตตามที่ได้อธิบายมานี้กระแสที่ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องได้รับมาจากกำลังงานที่จ่ายออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

2.4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอร์ตซหรือคริสตอล (Crytral Oscillator)

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของเครื่องส่งมีค่าสูงหรือความถี่มีค่างที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไปวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันมาตรฐานใช้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอร์ตซเมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอร์ตซผลึกควอร์ตซก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

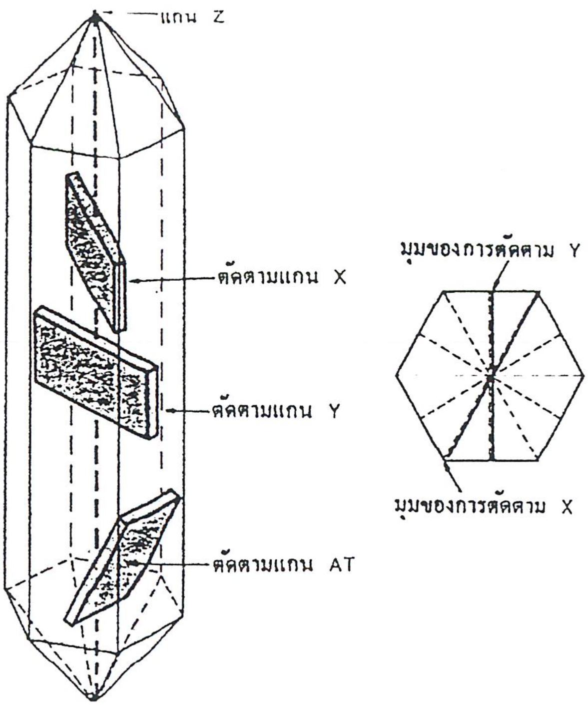
โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอลมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรเรโซแนนซ์ที่สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

คริสตอลเป็นเพียงผลึกของควอร์ตซที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัว ดังวงจรสมมูลรูปที่ 2.17 แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลตของสัญญาณน้อยมากและในขณะเรโซแนนซ์นั้นส่วนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกันผลึกควอร์ตซนี้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอนไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึม โดยผลึกควอร์ตซที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกน ดังแสดงในรูป 2.18

แกน X เป็นแกนที่ลากระหว่างมุมสองมุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉากกับผิวหน้าของตัวคริสตอลนั่นคือถ้าหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่งไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามก็เรียกว่าการตัดแบบ X (X-cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลงแต่ถ้าตัดในแนวแกน Y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือ Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอลขณะเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มากดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัดคือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.18 เราอาจจะตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆก็ได้ ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิตลอดจนความถี่ฮาร์มอนิกที่ใช้งานแตกต่างกัน ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอลจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการเรโซแนนซ์ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบางก็หมายความว่าความถี่ของการเรโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 เมกะเฮิรตซ์ไม่เกิน 50 เมกะเฮิรตซ์แต่ถ้าต้องการความถี่สูงกว่านี้อีกมักใช้ฮาร์มอนิกของสัญญาณนั่นเองอุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ หรือใช้งานเป็นตัวกระตุ้นในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่และเกิดความร้อนกับตัวมันสูงสุดจนมันเสียหายได้ จากที่กล่าวแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรออสซิลเลเตอร์ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถหาได้จากการกำหนดค่า Q ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า Q ของคริสตอลมักมีค่าสูงกว่าค่า Q ของวงจรจูนที่ประกอบด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายกันในปัจจุบันมีค่า Q ประมาณ 5000 ถึง 30000 เราจึงพอจะเห็นแล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจร LC ออสซิลเลเตอร์มาก



รูปที่ 2.18 แสดงผลึกควอร์ตซและการตัดผลึก

2.4.3 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

คุณลักษณะของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

1. คุณสมบัติการเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (linear property)ช่วยในการควบคุมค่าอัตราการขยายสัญญาณ (gain) และเฟสชิฟต์ของสัญญาณ (phase shift)

2. คุณสมบัติทางโอเวอร์โหลด(overload property) ช่วยในการควบคุมรูปร่างและขนาดแอมปลิจูดของสัญญาณที่ผลิตได้

สาเหตุที่มีวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์หลายชนิดเนื่องจากการออกแบบวงจรนั้นขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของคริสตอล ซึ่งจะทำให้ได้ความถี่ในช่วงกว้าง

ความถี่ของสัญญาณที่จะออสซิลเลตได้นั้นจะแปรค่าตามความต้านทานภายในของคริสตอล การที่จะขับคริสตอลให้สามารถทำงานได้นั้นต้องทำให้ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรแมตช์กับค่าความต้านทานซึ่งต่ออนุกรมอยู่ภายในคริสตอล (R_S)

อย่างไรก็ตามไม่ว่าค่าความต้านทานภายในของคริสตอลจะมีค่าเท่าไรแต่ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องเปลี่ยนแปลงตามให้แมตช์กันอย่างเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรนั้นๆด้วยว่าสามารถทำงานได้ดี ที่สุดในช่วงความถี่ใดเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นไม่มีรูปแบบที่แน่นอน

2.4.4 ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควอตร์ซคริสตอล

แบ่งได้ 3 ชนิดใหญ่ๆ ดังนี้

1. แบบพื้นฐาน ใช้ที่ความถี่ไม่เกิน 20 เมกะเฮิรตซ์ เช่น วงจรแบบ Pierce และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 90 % ของค่า Q ภายในของออสซิลเลเตอร์

2. แบบฮาร์มอนิก ใช้ในช่วงความถี่ 20 – 100 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรแทงก์ LC หรือ เป็นระบบที่ใช้ L และ C ในการเลือกฮาร์มอนิกที่ต้องการ โดยมีการใช้วงจรอิมิตเตอร์คัปเปลอร์ฮาร์มอนิก (Emitter–coupled Harmonic) คือมีเสถียรภาพทางความถี่แบบช็อตเทอม (short– term) ดีที่สุด คือมีการรบกวนทางเฟส (phase noise) ต่ำที่สุด และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 80 % ของค่า Q ภายในคริสตอล เงื่อนไขของวงจรแบบที่ 1 และ 2 คือ ต้องการส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่เสถียรในระบบการเลื่อนเฟส (phase shift)

3. แบบบริดจ์ ใช้ในช่วงความถี่มากกว่า 100 เมกะเฮิรตซ์ เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนมากกว่าสองแบบแรก แต่เป็นวงจรที่จะทำให้ได้ค่า Q ในวงจรมากกว่าค่า Q ภายในของคริสตอล มีหลักการคือ การใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อไปหักล้างกับส่วนของค่าความต้านทานภายในของคริสตอล โดยคิดค่า L และ C ภายในของคริสตอลด้วย มีลักษณะคือ จะช่วยให้เสถียรภาพทางความถี่แบบช็อตเทอม สูงขึ้น ใช้วงจรบัทเลอร์ฟอลโลเวอร์ (Butler– follower)

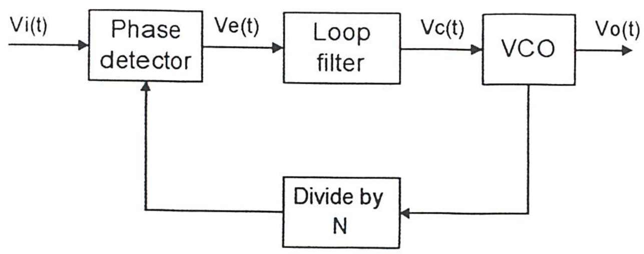
เกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกวงจรที่เราจะใช้ ประกอบด้วย

1. ค่าความถี่ที่เราต้องการในการออสซิลเลต
2. ค่า R_S ของคริสตอลที่เราใช้
3. ความเหมาะสมในด้านราคา
4. ปัญหาเนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนของวงจร

2.5 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป (Phase locked loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป แสดงดังรูปที่ 2.19 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter : LF)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator : VCO)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกลูป

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_O กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง f_O กับเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา$V_e(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับVCO ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_O กับความถี่ f_R ถ้าความถี่ f_R ใกล้เคียงกับความถี่ f_O จากการป้อนกลับของเฟสล็อกลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของ VCO ที่ถูกหารโดย N จะทำให้ VCO ซิงโครไนส์หรือ ล็อก(lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \tag{2.22}$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o/N \tag{2.23}$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \tag{2.24}$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (free-running)ให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกลูปสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของวงจรกรองความถี่และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมด เฟสล็อกลูปที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูปเป็นวิธีที่เหมาะสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

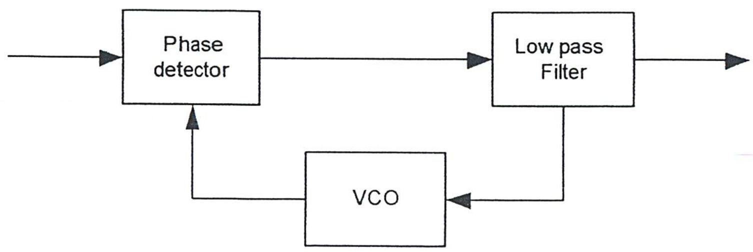
คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ทีละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชั่น (resolution)

2.5.1 วงจรเฟสล็อกลูป(PLL : Phase Locked Loop)

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

วงจรเฟสล็อกลูป จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

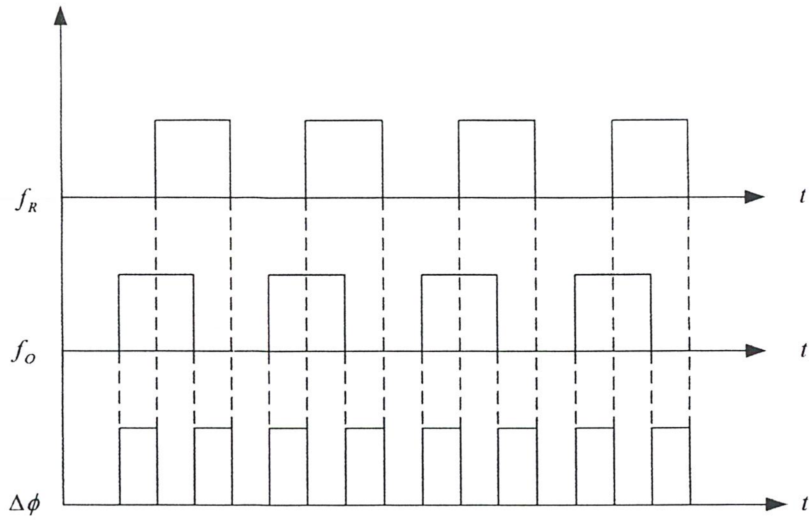
1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD : Phase Detector)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ(Voltage Controlled Oscillator)



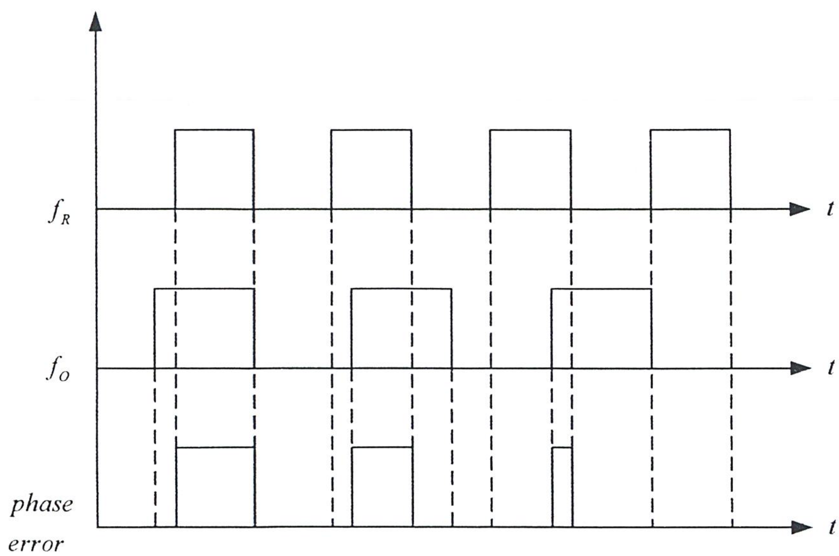
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกลูป

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

1. เฟสดีเทคเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.22 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เฟสดีเทคเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1.1 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) ต่างๆทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิตอล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่ 0 - π

1.2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับดิวตีไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุตและการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือน ในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1

2.ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3.วงจรขยายสัญญาณ(Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรนี้จะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4.วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณโดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชั่นเกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล็อกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกลูป วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วๆไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปความผิดพลาดของแรงดันจะผ่าน ลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในฟีดแบ็กลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การฟีดแบ็กของเฟสล็อกลูปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซิงโครไนส์กับความถี่อินพุตซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก($\omega_R \neq \omega_O$)

เราสมมุติสัญญาณ V_i และ V_0 เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \tag{2.25}$$

$$V_0(t) = E_0 \cos(\omega_i t + \phi_0) \tag{2.26}$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเออร์เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_0)t + \theta_i + \phi_0] \tag{2.27}$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] \tag{2.28}$$

เนื่องจาก V_i และ V_0 ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมปลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_0 คือ ω_i และ ω_0 มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และค่าฟีดแบ็กของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_0 และ ϕ_0 จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_i - \omega_0 = \pm\omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็กจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ($\omega_i = \omega_0$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตวงจรวีซีโอ มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \tag{2.29}$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \tag{2.30}$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณ จะกลายเป็นสัญญาณไฟกระแสตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \tag{2.31}$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_i ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \tag{2.32}$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_d \tag{2.33}$$

$$\frac{d(\phi_0)}{dt} = K_0 V_d$$

เมื่อ K_0 เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.32) ลงใน (2.33) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \tag{2.34}$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}\left[(\omega_i - \omega_o)/K_d K_o\right] \tag{2.35}$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o)/K_o \tag{2.36}$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.36) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{mst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \tag{2.37}$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_0$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_0$ อย่างมาก สมการ(2.36) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \tag{2.38}$$

จากสมการ (2.38) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ วงจรวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_o ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_o ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi/2 \tag{2.39}$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \tag{2.40}$$

และจากสมการ (2.36) และ (2.40) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o)/K_d K_o \tag{2.41}$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_o$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_e \tag{2.42}$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต 90° คือ $\left|\theta_i - (\theta + \pi/2)\right|$ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรวีซีโอ คือ V_0 ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d\left[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2\right] \\ &= K_d(\theta - \pi/2) \end{aligned} \tag{2.43}$$

สัญญาณเฟส V_d นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$V_d = (\omega_i - \omega_0)/K_o$$

$$\omega_i = \omega_o + K_o V_d \tag{2.44}$$

จากสมการ (2.40) และ(2.41) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_i = \pi/2 + \left[(\omega_i + \omega_0)\right]/K_d K_0 \tag{2.45}$$

จากสมการ (2.43) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_0 = \omega_i$ แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจาก 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนไปทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิกัดการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ล่างสุดของพิกัดการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกลูปจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกกิ้งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกลูปมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นสเตปเท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ ลูปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_C = \Delta\omega/K_o \tag{2.46}$$

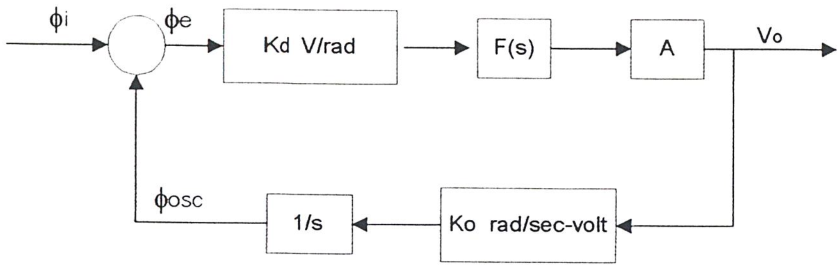
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่ $V_c = V_d F(s)$ เมื่อ F(s) คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์สัญญาณ V_c จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega/K_o K_d F(s) \end{aligned} \tag{2.47}$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุตแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกลูปได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซ ทรานส์ฟอร์ม และสมการดิฟเฟอเรนเชียล

2.5.1.1 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป

จากรูปที่ 2.23

K_d = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

F(s) = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A = อัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณ

K_0 = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{2.48}$$

จาก

$$\omega = s\theta \tag{2.49}$$

$$\theta = \int \omega \, dt \tag{2.50}$$

และ

$$\theta = \frac{\omega}{s} \tag{2.51}$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรงแต่เราต้องการค่าเฟส ϕ_{osc} ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก 1/s เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $= \dfrac{A}{1+AF}$ (2.52)

เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้างหน้า

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.23 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \dfrac{K_0}{s}}$$

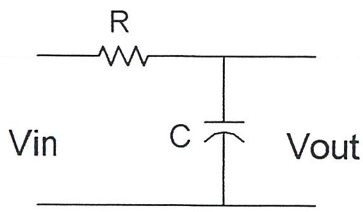
$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) s K_0}$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.48)และ(2.49) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i}$$

$$= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \tag{2.53}$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.24

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i}$$

$$= \frac{1}{1 + sRC} \tag{2.54}$$

$$= \frac{1}{1 + s/\omega_i}$$

เมื่อ $\omega_1 = 1/RC$

แทนค่าสมการ (2.54) ลงในสมการ (2.55)

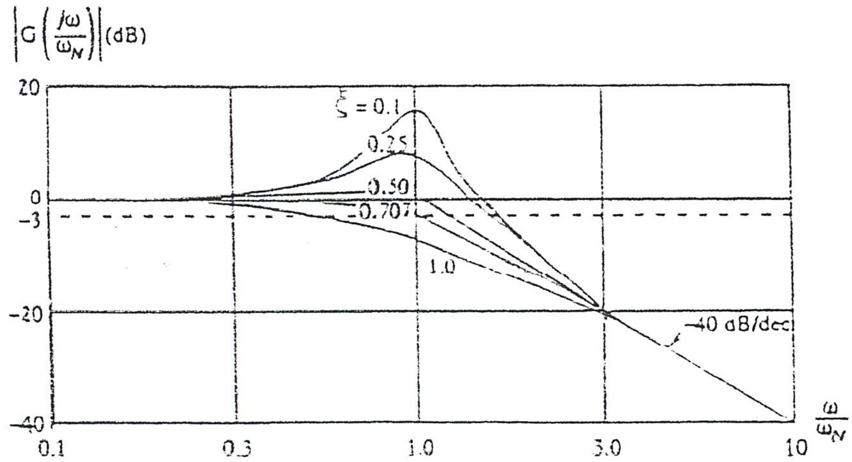
$$H(s) = \frac{V_0}{\omega_i} = \frac{1}{K_0}\left[\frac{1}{1+\dfrac{s}{K_v}+\dfrac{s^2}{\omega_1 K_v}}\right]$$

$$= \frac{1}{K_o}\left[\frac{1}{\dfrac{s^2}{\omega_n^2}+\dfrac{2\xi s}{\omega_n}+1}\right] \qquad (2.55)$$

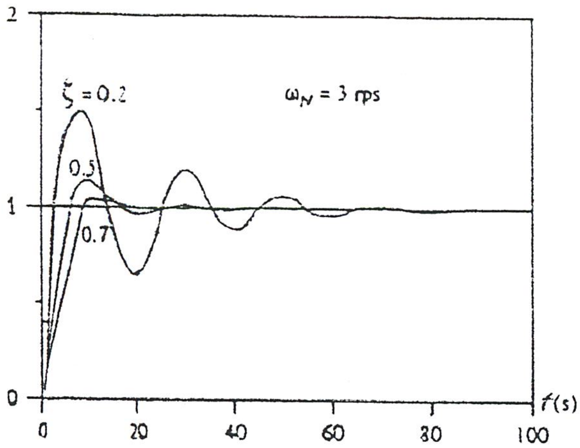
$$\omega_n = \sqrt{K_v\omega_1}$$

$$\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \qquad \text{เมื่อ } K_V = K_o K_d A$$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน H(s) นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น Step Function

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปฟิลเตอร์ ω ลดลงหรือค่า K เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูปลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปจะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสเตปของลูปในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ การออกแบบระบบเฟสล็อกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_V \tag{2.56}$$

และความถี่ที่คัทออฟ–3 dB แบนด์วิดท์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_V\omega_1} = \sqrt{2}K_V \tag{2.57}$$

วงจรเฟสล็อกลูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์ พิกัดความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า " พิสัยการล็อก " เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_0K_dF(s) \tag{2.58}$$

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

$$\Delta\omega = (\pm\pi/2)K_0K_dF(s) \tag{2.59}$$

$$2\Delta\omega_L = \pm\pi K_0K_dF(s)$$

เมื่อ $\Delta\omega_i$ คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_i เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.59) สภาวะสมดุลของการซิงโครนัสจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสภาวะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกลูปสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัทออฟของลูปฟิลเตอร์ ω_i และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

ในกรณีทั่วๆไป $\Delta\omega_L >> \omega_i$

$$\Delta\omega_c = \pm\sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \tag{2.60}$$

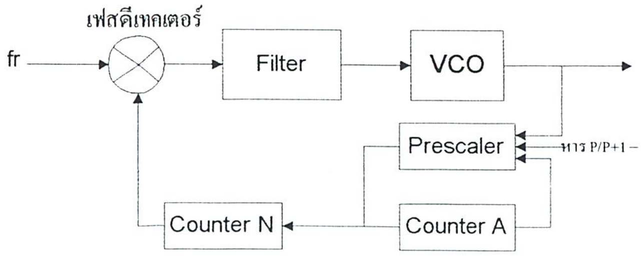
$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \tag{2.61}$$

2.5.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นการตั้งความถี่ขั้นละ f_R เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกลูปในรูปที่ 2.9 ใช้พรีสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรนับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “ พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ” วงจรนับหาร N_t ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และ ให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูล TTL และ CMOS ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน VHF , UHF ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล ECL มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพรีสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม



รูปที่2.27 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรีสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือ พรีเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนี้พรีสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พรีสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยตัวเลขข้อมูล(ความถี่)ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พรีสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร P+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั้นคือเวลาที่ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ในขณะนี้เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั้นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$N_t = (P+1)A + P(N-A)$$

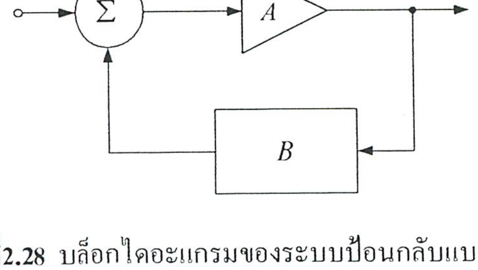
$$= PN + A \tag{2.62}$$

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ PN+A เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF}\ (PN+A) \tag{2.63}$$

2.5.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO: Voltage Controlled Oscillator)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback)ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.28



รูปที่2.28 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ Gain ของวงจรขยายในส่วนของ Forward Path

B คือ Feedback Ratio ในส่วนของ Feedback

วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

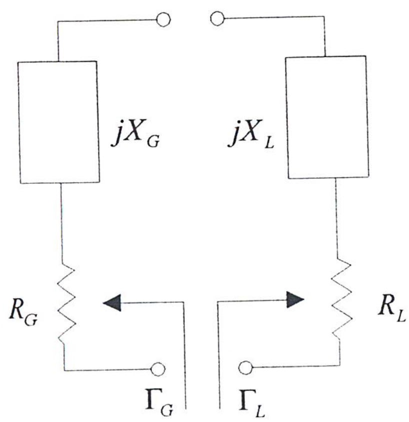
1. $|AB| = 1$ และ

2. $\angle AB = 360°$

ดังนั้น $A_{รวม} = \dfrac{A}{1-AB}$ จะมีค่า = 1 เมื่อเกิดการออสซิลเลต

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลตหลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

Series Resonant



รูปที่2.29 วงจร Series Resonant

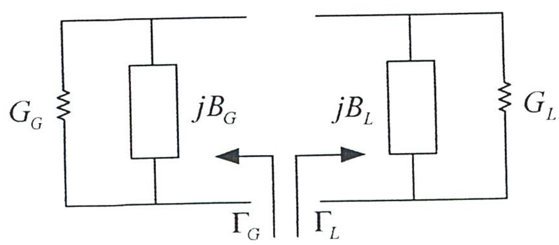
For Startup of Oscillation

$|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าเป็น Negative Conductance

For Resonance (Steady State)

$$R_G + R_L = 0$$
$$X_G + X_L = 0$$

Parallel Resonance



รูปที่2.30 วงจร Parallel Resonant

For Startup of Oscillation

$|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าเป็น Negative Conductance

For Resonance (Steady State)

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

Resonator

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

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของ Negative Resistance มาอธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิง Negative Resistance เช่นเดียวกัน เริ่มต้นจากหา Input Resistance

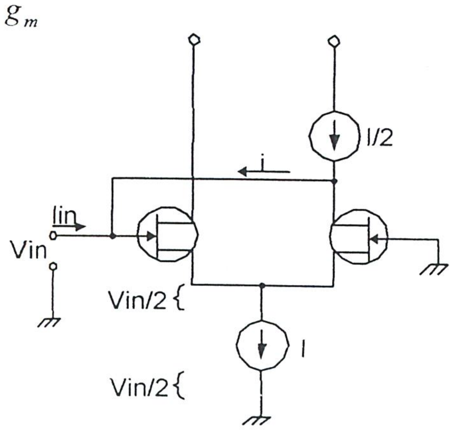
$$i = g_m \frac{V_i}{2}$$

เมื่อสมมติให้ Input Resistance ของ FET และ Constant Current มีค่ามากๆ ดังนั้น V ที่ตกคร่อม

$$V_{gs} \approx V_{in}/2$$

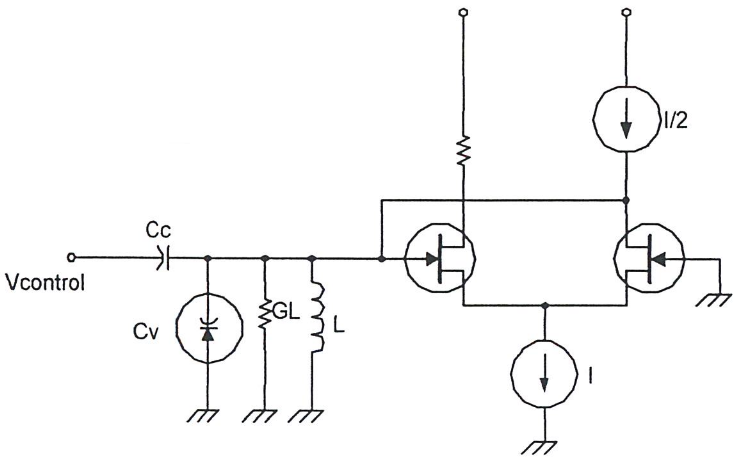
$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m}$$

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



รูปที่2.31 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ Differential Amplifier

ดังนั้นหากทำการใช้ Resonator ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ (V_{in})เพื่อเลือกความถี่ และ ใช้ Varicap แทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน (VCO) ตามรูปที่ 3.14 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC 1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่2.32 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

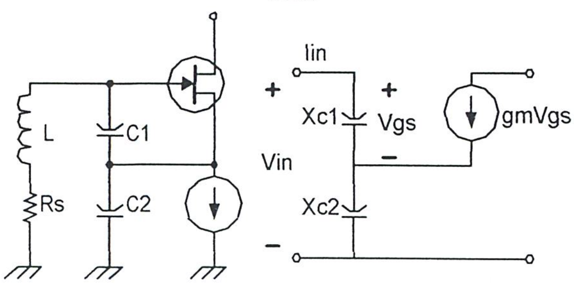
$$|G_G| > G_L$$

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

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

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

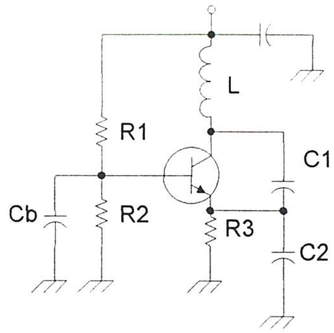
FET



รูปที่2.33 วงจร FET Oscillator

$$V_{in} = i_{in}\left(X_{C1} + X_{C2}\right) + g_m V_{gs} X_{C2}$$
$$V_{gs} = V_{X_{c1}} = i_{in} X_{C1}$$

<u>วงจร Collpitts Oscillator</u>



รูปที่2.34 วงจร Collpitts Oscillator

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left[C_1 C_2/\left(C_1 + C_2\right)\right]}} \tag{2.64}$$

เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C2} มากๆ

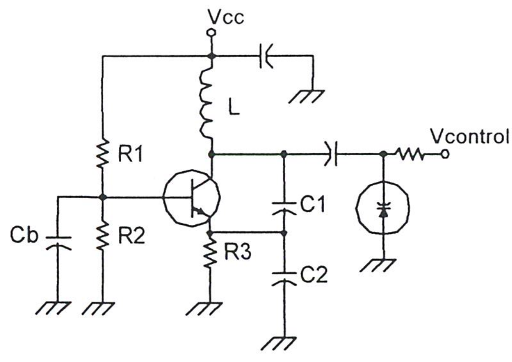
และ $R_{in} = \dfrac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$

เมื่อ $g_m = \dfrac{I_C}{V_T}$; $V_T \approx 25$ mV ที่ 25°C

ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega\left[C_1 C_2/\left(C_1 + C_2\right)\right]} \tag{2.65}$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้ Varicap ในการทำงาน โดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.35 โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บล็อก DC ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากๆ ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า 0.1 μF



รูปที่2.35 Collpitts Oscillator ปรับค่าได้ตามแรงดัน

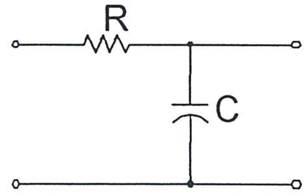
ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left[\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)\|C_v\right]}} \tag{2.66}$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้ แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่า Negative Resistance น้อยกว่า Positive Resistance (Load) และที่สำคัญ Q และ L ควรมีค่ามาก ๆ เพื่อไม่ให้ Loss วงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

2.5.4 การออกแบบวงจร Loop filter

<u>ลูปอันดับที่ 1</u>



รูปที่2.36 วงจรลูปอันดับที่ 1

$$F(S) = \frac{1}{ST+1} \tag{2.67}$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

$$
\begin{aligned}
T(S) &= \frac{K_V(1/S\tau+1)}{S+K_V(1/S\tau+1)} \\
&= (\frac{K_V}{S(S\tau+1)+K_V}) \\
&= \frac{K_V/\tau}{S^2+S/\tau+K_V/\tau}
\end{aligned} \tag{2.68}
$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชั่นมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2+2\xi\omega_n S+\omega_n^2} \tag{2.69}$$

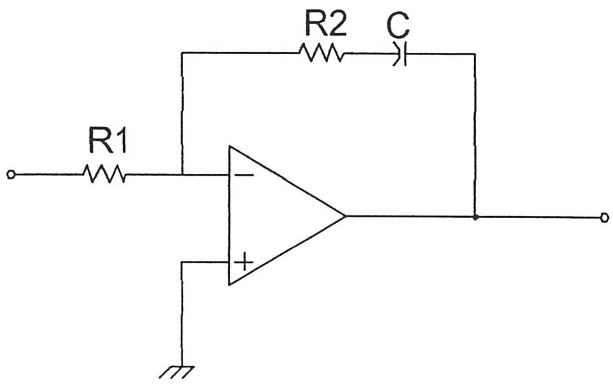
จะได้ว่า

$$
\begin{aligned}
\omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau} \\
2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\
\xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_V}}
\end{aligned} \tag{2.70}
$$

เมื่อ ω_n = Natural Angular Frequency

ξ = Damping Factor

<u>ลูปอันดับที่ 2</u>



รูปที่2.37 วงจรลูปอันดันที่ 2

$$F(S) = \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \tag{2.71}$$
$$= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C}$$
$$= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}$$

จาก

$$T(S) = \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)}$$
$$= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1}{S + K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1}$$
$$= \frac{K(S\tau + 1)/\tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}} \tag{2.72}$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชั่นมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.73}$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_V}{\tau_1}$$
$$2\xi\omega_n = K_V \frac{\tau_2}{\tau_1}$$
$$\xi = \frac{\tau_2}{2}\sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}} \tag{2.74}$$
$$= \frac{\tau_2}{2}\omega_n$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จาก Open – loop Transfer Function

$$T'(S) = \frac{K_V F(S)}{S}$$
$$= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1} \tag{2.75}$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

$$T'(S) = \frac{2\xi \dfrac{S}{\omega_N} + 1}{\left(\dfrac{S}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.76}$$

เมื่อ $\tau_1 = \dfrac{K_V}{\omega_n^2}$ และ $\tau_2 = \dfrac{2\xi}{\omega_n}$

$$|\tau'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2}\sqrt{1+\omega^2\tau_2^2}$$

$$\left|\tau'\frac{(j\omega)}{\omega_n}\right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2 \sqrt{1+4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.77}$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right) = \tan^{-1}\left(2\xi\frac{\omega}{\omega_n}\right) - 180^\circ \tag{2.78}$$

กำหนดให้ $X = \left(\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)$

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2}\sqrt{(1+4\xi^2 X^2)} \tag{2.79}$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \tag{2.80}$$

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

$$1 = \frac{1}{X^2}\sqrt{(1+4\xi^2 X^2)} \tag{2.81}$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \tag{2.82}$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4+1)}} \tag{2.83}$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}\left(2\xi\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4+1}}\right) \tag{2.84}$$

ได้ Phase margin

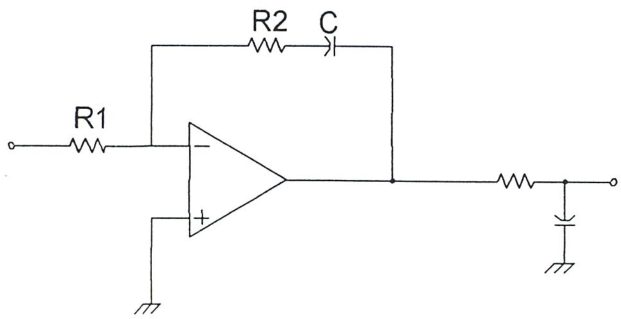
$$\theta_M(jX) = \theta(jX) + 180^\circ$$
$$= \tan^{-1}\left(2\xi\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}}\right) \tag{2.85}$$

แบนด์วิดท์ -3 dB

$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$
$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega^2}} \tag{2.86}$$

$$|T_B(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2) + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2}}$$
$$(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 = 2(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + 2\omega_n^4$$
$$\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 = 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4$$
$$\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 - \omega_n^4 = 0$$
$$\omega_B^2 = \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2}$$
$$\omega_{bandwidth} = \omega_n\sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \tag{2.87}$$

<u>ลูปอันดับ 3</u>



รูปที่ 2.38 วงจรลูปอันดับที่ 3

$$F(S)=\frac{S\tau_2+1}{S\tau_1}\frac{1}{S\tau_3+1} \tag{2.88}$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C_1$

$\tau_2 = R_2C_2$

$\tau_3 = R_3C_3$

จะได้ Closed-loop Transfer Function

$$T(S)=\frac{K_V F(S)}{S+K_V F(S)}$$

$$=\frac{\frac{K_V(S\tau_2+1)}{S\tau_1(S\tau_3+1)}}{S+\frac{K_V(S\tau_2+1)}{S\tau_1(S\tau_3+1)}}$$

$$=\frac{K_V(S\tau_2+1)}{S(S\tau_1(S\tau_3+1))+K_V(S\tau_2+1)}$$

$$=\frac{K_V(S\tau_2+1)}{S^3\tau_1\tau_3+S^2\tau_1+SK_V\tau_2+K_V}$$

$$=K_V\left(\frac{\tau_2}{\tau_2\tau_3}\right)\left(\frac{S+\frac{1}{\tau_2}}{S^3+\frac{1}{\tau_3}S^2+\frac{K_V\tau_2}{\tau_1\tau_3}S+\frac{K_V}{\tau_1\tau_3}}\right) \tag{2.89}$$

Open-loop Transfer Function

$$T'(S)=\frac{K_V F(S)}{S}$$

$$=\frac{K_V F(S\tau_2+1)}{S\cdot S\tau_1\,(S\tau_3+1)} \tag{2.90}$$

$$\phi(j\omega)=\tan^{-1}(\tau_2\omega)-\tan^{-1}(\tau_3\omega)-180° \tag{2.91}$$

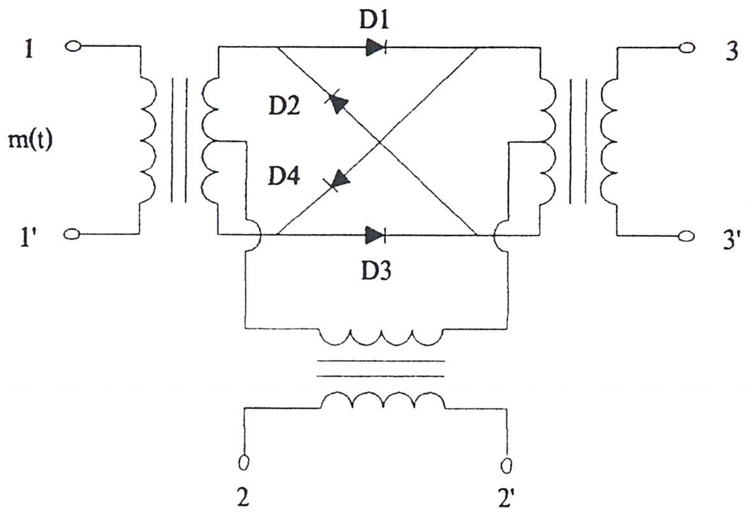
การหาเสถียรภาพโดยวิธี BODE จะได้ส่วนเผื่อเฟส (Phase margin)

$$\phi_M(j\omega)=\phi(j\omega)+180°$$

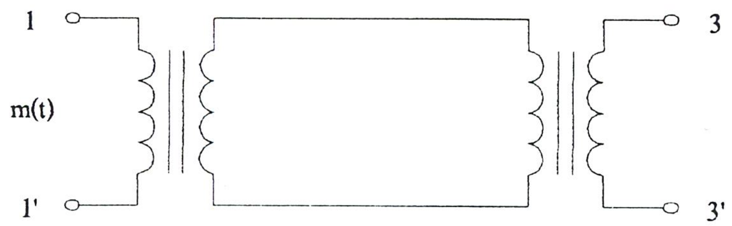
$$=\tan^{-1}(\tau_2\omega)-\tan^{-1}(\tau_3\omega) \tag{2.92}$$

2.6 ริงมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)

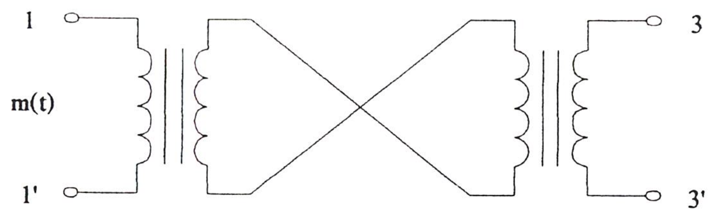
ริงมอดูเลเตอร์เป็นมอดูเลเตอร์แบบสวิตช์ ซึ่งมีไดโอดต่อกันตามรูปที่ 2.39 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ สมมติว่าไม่มีสัญญาณ m(t) เข้ามาชั่วขณะ และให้คลื่นพาหะมีขนาดแรงพอสมควร ในเวลาที่คลื่นพาหะมีสถานะเป็นบวก ไดโอด D_1 และ D_3 จะนำกระแส แต่ D_2 และ D_4 จะตัดกระแส ดังนั้นวงจรสมมูลในสถานะเช่นนี้วงจรสมมูลจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.41 ครั้นพอถึงเวลาที่คลื่นพาหะเปลี่ยนเป็นลบ ไดโอด D_1 และ D_3 จะตัดกระแส แต่ไดโอด D_2 และ D_4 จะนำกระแสทำให้วงจรสมมูลในสถานะนี้ เป็นดังรูปที่ 2.42 ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาโดยรวมจะเห็นว่าคลื่นพาหะจะเป็นตัวคอยควบคุมการตัดต่อวงจรให้สัญญาณจากอินพุตไปปรากฏเป็นบวกหรือลบสลับกันที่เอาต์พุตตามสถานะของคลื่นพาหะ กล่าวคือ สถานะการตัดต่อสวิตช์จะเป็นฟังก์ชันของเวลา



รูปที่ 2.39 ริงมอดูเลเตอร์



รูปที่ 2.40 วงจรสมมูลเมื่อคลื่นพาห์เป็นบวก



รูปที่ 2.41 วงจรสมมูลเมื่อคลื่นพาห์เป็นลบ

ถ้าพิจารณาในเชิงคณิตศาสตร์ จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต $v_O(t)$ เป็นผลคูณของสัญญาณ $m(t)$ กับสัญญาณสวิตช์ $s(t)$ แต่ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่มีคาบสามารถกระจายเป็นอนุกรมฟูริเยร์ได้เป็น

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega_C t}$$

โดยที่ S_n คือ ค่าขนาดของคลื่นฮาร์มอนิกในอนุกรมฟูริเยร์ ดังนั้น

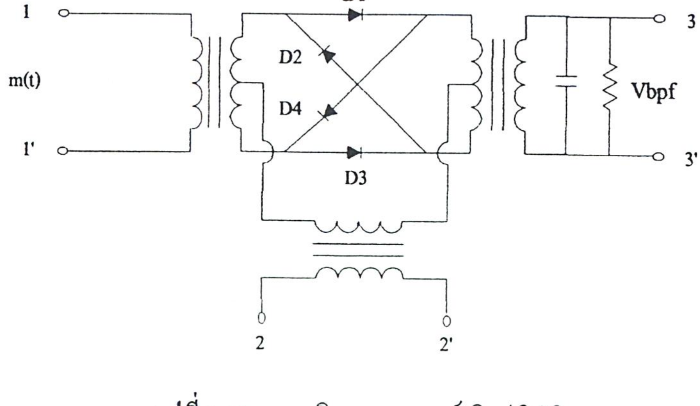
$$v_O(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n m(t) e^{jn\omega_C t}$$

เมื่อนำ $v_O(t)$ ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านที่มีความถี่กลางที่ ω_C และมีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสมแล้ว จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ คือ

$$\begin{aligned} v_{BPF} &= S_{-1} m(t) e^{-jn\omega_C t} \\ &= 2S_1 m(t)\cos(\omega_C t) \end{aligned}$$

ทั้งนี้เพราะ $S_1 = S_{-1}$ จะเห็นว่า v_{BPF} นั้นคือสัญญาณดีเอสบี เอสซีนั่นเอง

ในทางปฏิบัติวงจรกรองความถี่ผ่าน มักจะสร้างขึ้นด้วยวงจรแทงค์รีโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งก็คือด้านหนึ่งของเอาต์พุตหม้อแปลงและตัวเก็บประจุซึ่งวงจรที่ได้จึงมีลักษณะง่ายๆ ตามรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.42 วงจรริงมอดูเลเตอร์เชิงปฏิบัติ

ข้อได้เปรียบของริงมอดูเลเตอร์ก็คือ มีเอาต์พุตที่แรงกว่าเป็น 2 เท่าของสัญญาณอินพุต ทั้งนี้เนื่องจากอัตราส่วนของหม้อแปลงนั้นมีอัตราส่วนวงรอบการพันเท่ากับ 2 : 1 ดังนั้นเอาต์พุตจึงมีขนาดแรงกว่าเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตนั่นเอง

2.7 วงจรกรองความถี่ (Filter)

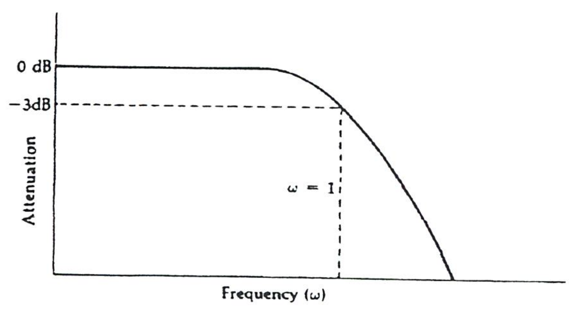
วงจรกรองความถี่นั้นมีหลายประเภทโดยถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่ แบ่งออกเป็นประเภทจะแบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟได้แก่ ตัวต้านทาน (R) , ตัวเก็บประจุ (C) , และขดลวดเหนี่ยวนำ (L) ส่วนวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานส์ซิสเตอร์หรือ IC ในรูป ออปแอมป์และตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน ส่วนตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, และขดลวดเหนี่ยวนำนี้ถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทพาสซีฟ

วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในโครงงานแยกได้ดังนี้

1. วงจรกรองความถี่ช่วงผ่านพาสซีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Passive Butterworth Band Pass Filter)
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Low Pass Filter)

2.7.1 วงจรกรองความถี่ช่วงผ่านพาสซีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมปลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธมีช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและไม่มีริป-เปิ้ล โดยลักษณะผลตอบสนองของมันเป็นดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธ

แม้ว่าผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ธจะมีค่า Q ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ดี โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ธคือ

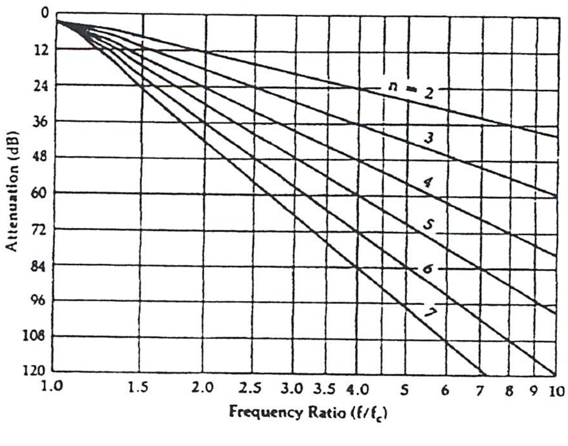
$$A_{dB} = 10\log\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)^{2n}\right] \qquad (2.93)$$

โดย ω = ความถี่ที่มีค่าลดทอนตามที่ต้องการ

ω_C = ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่

n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

จากสมการที่ 2.93 เราจะสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใด ๆ และอันดับใด ๆ คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธดังรูปที่ 2.44 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ และกราฟเริ่มที่จุดคัทออฟ (-3dB)



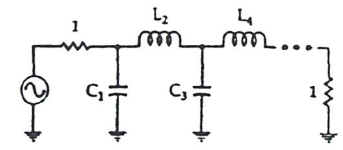
รูปที่ 2.44 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่นอร์มอลไลซ์แล้วที่มีการเทอร์มิเนทโหลดและแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จาก

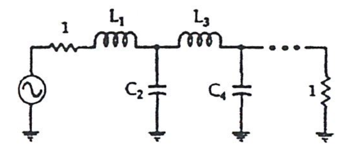
$$A_k = 2\sin\frac{(2k-1)\pi}{2n} \qquad : \qquad k=1,2,3\ldots n \qquad (2.94)$$

โดย n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

A_k = เป็นค่ารีแอคแตนส์ที่ k ในแลดเดอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ



n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
`n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



ตารางที่ 2.6 ค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

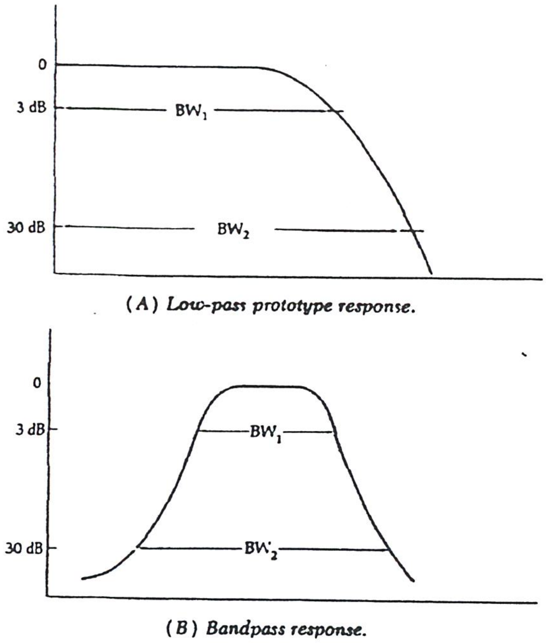
เทอม $(2k-1)\pi/2n$ อยู่ในหน่วยเรเดียนเราสามารถใช้สมการที่ 2.94 เพื่อหาค่าต่าง ๆ ภายในตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่มี $R_S = R_L = 1\Omega$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาออกแบบโดยใช้การทรานส์ฟอร์มจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการจะระบุคุณสมบัติการลดทอน ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะต้องทำในเทอร์มของเคิร์ฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.12 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกทรานส์ฟอร์มไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 3-dB หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต จะแปลงไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ 3-dB เท่ากับ 2 กิโลเฮิร์ต โดยแกน f/f_C ที่ถูกนอร์มอลไลซ์แล้วของเคิร์ฟการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

$$\frac{BW}{BW_C} = \frac{f}{f_C} \tag{2.95}$$

โดย BW = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ

BW_C = แถบความถี่ที่ -3dB ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน



รูปที่ 2.45 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นความถี่ช่วงผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลล็อกเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \tag{2.96}$$

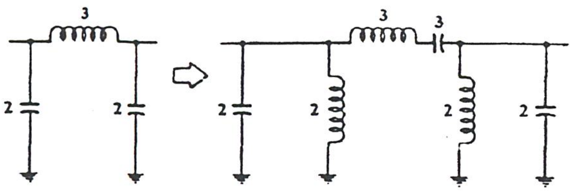
โดย f_a และ f_b เป็นความถี่ใด ๆ (ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงพาสแบนด์อีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงพาสแบนด์) วิธีสร้างวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านไปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากสมการที่ 2.96

2. ทำการหาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยพิจารณาจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4. ทำการแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านโดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและเช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำโดยค่าที่เพิ่มเข้าไปนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่ และองค์ประกอบที่เพิ่มเข้าไปในวงจรนั้นจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไปดังรูปที่ 2.46



รูปที่ 2.46 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นความถี่ช่วงผ่าน

5. ทำการสเกลลิ่งค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \tag{2.97}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \tag{2.98}$$

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์อนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \tag{2.99}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \tag{2.100}$$

โดย R = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

B = ความกว้างแถบความถี่ -3dB ที่ต้องการ

f_0 = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

L_n = ค่าตัวเหนี่ยวนำนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

C_n = ค่าตัวเก็บประจุนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

2.7.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเทอร์เวิร์ท

ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำสามารถแสดงในรูปทั่วไปได้ดังนี้

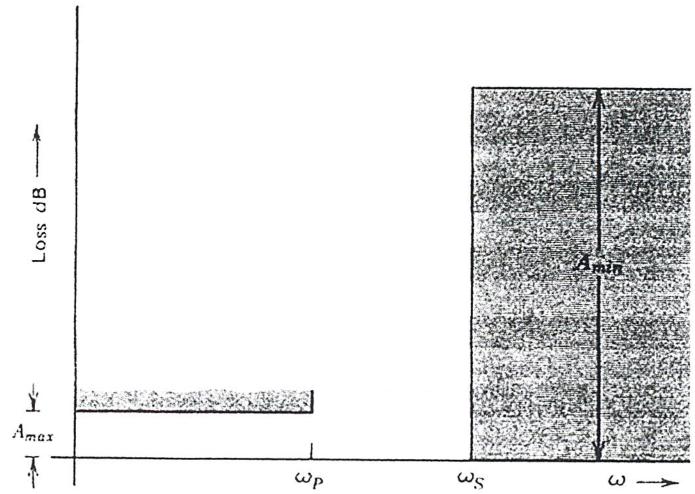
$$\left|H(j\omega)\right|^2 = 1+\left|K(j\omega)\right|^2 = 1+\left|\frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}\right|^2 \tag{2.101}$$

โดยที่ $H(S)$ คือฟังก์ชันการสูญเสีย (Loss) และ $K(S)=\dfrac{N(S)}{D(S)}$ คืออัตราส่วนของฟังก์ชันในเทอม S

ฟังก์ชัน *K(S)* ถูกเลือกใช้ค่าที่มีขนาดต่ำในช่วงผ่านจึงทำให้ขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าเข้าใกล้ 1 ส่วนในช่วงหยุดขนาดของ *K(S)* ต้องมีค่ามากๆเพื่อให้ได้ค่าสูญเสียในช่วงผ่านที่น่าพอใจแสดงในรูป 2.13

$$K(S) = P_n(S) = a_0 + a_1 S + a_2 S^2 + \ldots.. a_n S^n \tag{2.102}$$

สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $P_n(S)$ อันดับที่ n จะเลือกค่าตอบสนองของฟังก์ชันการสูญเสีย *H(S)* ที่ให้ค่าของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.47 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

บัตเทอร์เวิร์ทมีคุณลักษณะดังนี้

$$K(S) = P_n(S) = \varepsilon\left(\frac{S}{\omega_p}\right)^n \tag{2.103}$$

โดย ε คือค่าคงที่

n คืออันดับของโพลิโนเมียล

และ ω_p คือขอบเขตความถี่ของช่วงผ่าน สามารถแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันการสูญเสียดังนี้

$$\left| H(j\omega) \right| = \left| \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| = \sqrt{1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}} \tag{2.104}$$

พิจารณาสัญญาณไฟตรง จากสมการ 2.104 ที่ซึ่งค่าการสูญเสียถูกมองเป็น 1 โดยความชันของฟังก์ชั่นที่สัญญาณไฟตรงที่เป็นอนุกรมไบโนเมียล (ประมาณว่า $\omega=0$)

$$\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n} \ll 1 \qquad (2.105)$$

ดังนั้น

$$\left[1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}\right]^{1/2} = 1+\frac{1}{2}\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n} - \frac{1}{8}\varepsilon^4\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{4n} + \frac{1}{16}\varepsilon^6\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{6n} + \ldots.. \qquad (2.106)$$

จากสมการ 2.106 แสดงได้ว่าค่าเบี่ยงเบนค่าแรกของการกระจายจำนวนที่ $2n$-1 มีค่าเท่ากับ 0 (ณ ตำแหน่ง $\omega=0$) เมื่อ $K(S)$ ถูกเลือกให้เป็นโพลิโนเมียลอันดับที่ n ซึ่งเป็นจำนวนที่สูงสุดของค่าเบี่ยงเบนที่ถูกทำให้เป็น 0 ดังนั้นจะมีความชันที่ราบเรียบเสมือนสัญญาณไฟตรงซึ่งแบบบัตเทอร์เวิร์ทนี้รู้จักกันดี ที่เรียกว่า " แมกซิมัลลีแฟลต(Maximally Flat) " จากสมการ 2.104 สามารถหาค่าการสูญเสียในหน่วย dB ได้ดังสมการ 2.107

$$A(\omega) = 10log_{10}\left[1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}\right] \qquad (2.107)$$

โดยเฉพาะในช่วงขอบเขตความถี่ช่วงผ่าน $\omega=\omega_p$ จะมีค่าสูญเสียเป็น

$$A(\omega_p) = 10log_{10}(1+\varepsilon^2) \qquad (2.108)$$

วงจรกรองความถี่โดยทั่วไประบุค่าการสูญเสียนี้เป็น A_{max} dB ดังนั้นพารามิเตอร์ ε สามารถแสดงความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียในช่วงผ่านนี้เป็น A_{max} ได้ดังสมการ 2.109

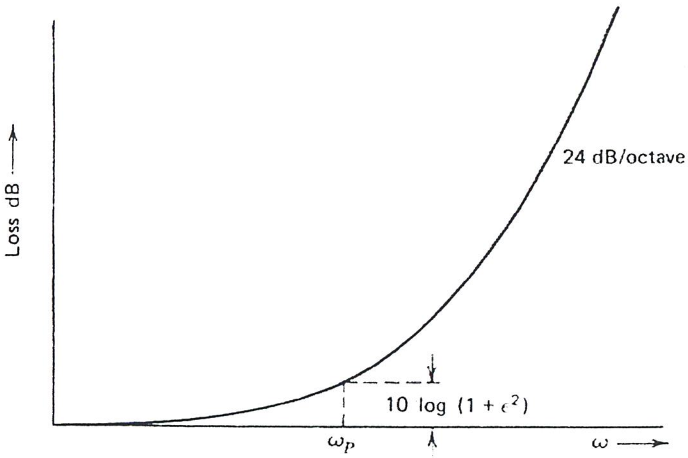
$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_{max}}-1} \qquad (2.109)$$

ที่ความถี่สูง $(\omega >> \omega_p)$ จะมีค่าการสูญเสียดังนี้

$$20log_{10}\varepsilon\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^n \qquad (2.110)$$

ค่าการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นตามค่า n โดยสมการ 2.110 แสดงถึงที่ความถี่สูงจะมีความชันของการสูญเสีย $\approx$ 6 dB/Octave ดังนั้นในช่วงหยุดก็จะมีค่าการสูญเสียเพิ่มขึ้นตามค่า n ฟังก์ชันของการสูญเสียของบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 6 โดยมีคุณสมบัติซึ่งเรียบมากที่สุดของช่วงผ่าน ในทำนองเดียวกันกับการเพิ่มขึ้นตามธรรมชาติของการสูญเสียในช่วงหยุด ซึ่งจุดประสงค์ของการออกแบบคือ สะดวกต่อการพล็อตกราฟแสดงคุณสมบัติของค่า n ที่แตกต่างกันซึ่งแปรผกผันกับความถี่นอร์แมลไลซ์ดังสมการ

$$\Omega \;=\; \varepsilon^{1/n}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \tag{2.111}$$

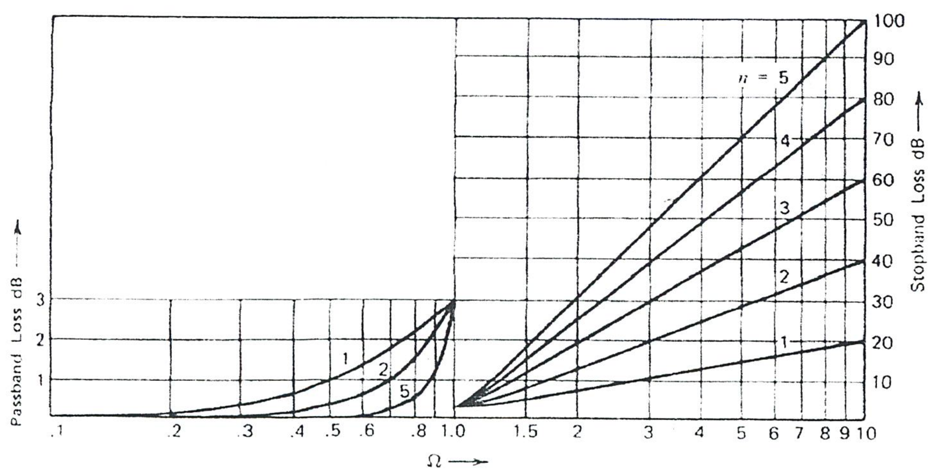


รูปที่ 2.48 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการสูญเสีย

ในเทอมของความถี่นอร์แมลไลซ์สามารถหาค่าการสูญเสียได้จาก

$$A(\Omega) \;=\; 10log_{10}(1+\Omega^{2n}) \tag{2.112}$$

ซึ่งฟังก์ชันที่พล็อตแสดงได้ดังรูปที่ 2.49 โดยกราฟที่ได้แสดงค่าถึงอันดับที่ 5



รูปที่ 2.49 ค่าการสูญเสียในเทอมของความถี่นอร์แมลไลซ์

บัตเทอร์เวิร์ทสามารถทราบได้โดยมีขนาดของฟังก์ชั่นของการสูญเสียซึ่งเรียกว่า $|H(j\omega)|$ สามารถแสดงฟังก์ชั่นการสูญเสียในเทอมของ S โดเมน $H(S)$ ซึ่งหาได้จากค่าของ $|H(j\omega)|$ โดยสามารถแสดงฟังก์ชัน $|H(j\omega)|$ ได้ในเทอมของส่วนของจำนวนจริงและส่วนจินตภาพดังนี้

$$|H(j\omega)| = \operatorname{Re} H(j\omega) + j \operatorname{Im} H(j\omega) \tag{2.113}$$

นำไปยกกำลังสองจะได้

$$\begin{aligned} \left|H(j\omega)\right|^2 &= (\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (j \operatorname{Im} H(j\omega))^2 \\ &= [\operatorname{Re} H(j\omega) + j \operatorname{Im} H(j\omega)][\operatorname{Re} H(j\omega) - j \operatorname{Im} H(j\omega)] \end{aligned} \tag{2.114}$$

และ

$$H(-j\omega) = \operatorname{Re} H(j\omega) - j \operatorname{Im} H(j\omega) \tag{2.115}$$

โดยที่

$$\left|H(j\omega)\right|^2 = H(j\omega)H(-j\omega) \tag{2.116}$$

ในทำนองเดียวกันในเทอมของนอร์แมลไลซ์ค่า Ω จะได้ว่า

$$\left|H(j\Omega)\right|^2 = H(j\Omega)H(-j\Omega) \tag{2.117}$$

สมการ 2.117 อธิบายถึงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของความถี่บนแกน $j\Omega$ อันนำมาซึ่งความสัมพันธ์ในรูปแบบทั่วไปของ S

$$\left|H(S)\right|^2 = H(S)H(-S) \tag{2.118}$$

โดยที่ S คือความถี่นอร์แมลไลซ์ซึ่งแปรตาม $\Sigma + j\Omega$ โดยรากของ $H(S)$ ก็คือรากของ $H(-S)$ ซึ่งเป็นการสะท้อนกับจุดกำเนิด โดยวงจรกรองความถี่นั้นจุดโพลทั้งหมดต้องอยู่ด้านซ้ายของ S plan ซึ่งคือรากของ $\left|H(S)\right|^2$ กับ $\left|H(S)\right|$ ส่วนระนาบด้านขวาคือรากของ $\left|H(-S)\right|^2$ กับ $\left|H(-S)\right|$ สำหรับบัตเทอร์เวิร์ทแสดงได้ดังสมการ 2.119

$$\left|H(j\Omega)\right|^2 = 1 + \Omega^{2n} = 1 + [-(j\Omega)^2]^n \tag{2.119}$$

กระจายในเทอมของโดเมน S ได้เป็น

$$\left|H(S)\right|^2 = 1 + (-S^2)^n \tag{2.120}$$

และรากของ $\left|H(S)\right|^2$ หาได้จาก

$$1 + (-S^2)^n = 0 \tag{2.121}$$

ดังนั้น

$$S_k \;=\; \exp\left[\frac{j\pi}{2}\left(\frac{2k+n-1}{n}\right)\right] \tag{2.122}$$

เมื่อ $k = 1,2,\ldots\ldots,2n$ รากที่ $2n$ จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยและมีช่วงห่างกัน π/n เรเดียน สามารถเขียนในรูปของโดเมน S ได้ดังนี้

$$H(S) \;=\; \prod_j (S - S_j) \tag{2.123}$$

ซึ่ง S_j คือรากของระนาบทางด้านซ้ายของสมการ 2.122 รูปแบบของแฟกเตอร์ของโพลิโนเมียลบัตเทอร์เวิร์ทที่นอร์แมลไลซ์แล้วสำหรับค่า n ตั้งแต่ 1 ถึง 5 แสดงได้ดังตารางที่ 1 โดยมีความถี่คัทออฟคือ ω_p และการสูญเสียในช่วงผ่านที่มีค่าสูงที่สุดคือ A_{max} dB และแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ 2.124 และตารางที่ 2.7

$$S \; by \; S\left(\frac{\varepsilon^{1/n}}{\omega_p}\right) \tag{2.124}$$

n	$H(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 1.414s + 1$
3	$(s^2 + s + 1)(s + 1)$
4	$(s^2 + 0.76537s + 1)(s^2 + 1.84776s + 1)$
5	$(s^2 + 0.61803s + 1)(s^2 + 1.61803s + 1)(s + 1)$

ตารางที่ 2.7 ตารางลำดับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น

2.7.3 วงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ

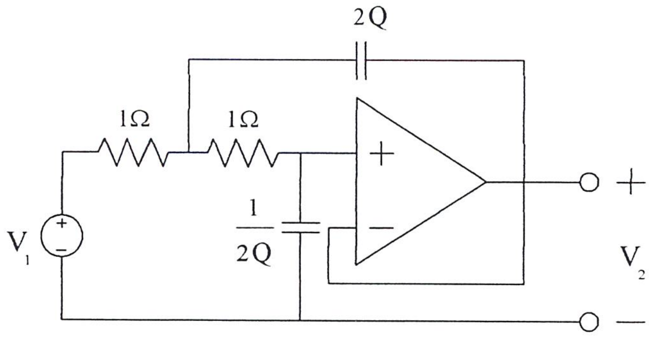
วงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดหนึ่งที่ยอมให้ความถี่ผ่านไปได้แค่ส่วนหนึ่งซึ่งความถี่ที่อยู่นอกเหนือจากนี้ไม่สามารถที่จะผ่านไปได้ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ในตารางที่ 2.8 คือ

Even-Order	2	4	6	8	10
Q_1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51
Q_2		1.31	0.71	0.60	0.56
Q_3			1.93	0.90	0.71
Q_4				2.56	1.10
Q_5					3.20

Odd-Order	3	5	7	9	11
Q_1	1.00	0.62	0.55	0.53	0.52
Q_2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q_3			2.24	1.00	0.76
Q_4				2.88	1.20
Q_5					3.51

ตารางที่ 2.8 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่าง ๆ

เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราการขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีการนอมัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 2.46



รูปที่ 2.50 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

เมื่อ

$$C_1 = 2Q$$
$$C_2 = \frac{1}{2Q} \qquad (2.125)$$

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.1 แล้วทำการสเกลความถี่และสเกลค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการคือ

$$R_{new} = R_{old} \times R_m \qquad (2.126)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_C \times R_m} \qquad (2.127)$$

เมื่อ f_C คือความถี่คัทออฟ และ R_m คือความต้านทานที่ต้องการเปลี่ยนจากเดิมเป็นจำนวนเท่า

2.8 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.8.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta\beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ 2.5 $mV/°C$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 V และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) นี่คือสิ่งที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วย การเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส – อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกขัดขวางโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE}\, I_C}{V_E} \tag{2.128}$$

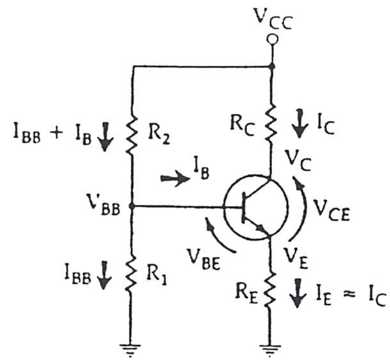
โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์

I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลเตจเบส – อิมิตเตอร์

V_E คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้เกนของสัญญาณเอซีลดลง เพื่อไม่ให้เกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่โดยทั่วไปสมมติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน $\pm 50\,°C$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้ I_C เปลี่ยนแปลงเพียง $\pm 5\,\%$



รูปที่ 2.51 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2.8.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากดาต้าชีทของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

2.8.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ D_S:

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.129}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1+\left|D_S\right|^2 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|S_{22}\right|^2}{2\cdot\left|S_{21}\right|\cdot\left|S_{12}\right|} \tag{2.130}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลลีสเตเบิล (unconditionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลลีอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่าจะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่ , ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

2.8.2.2 ค่าการขยายสูงสุด (Maximum Available Gain : MAG)

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$\mathrm{MAG} = 10\log\left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \quad (\mathrm{dB}) \tag{2.131}$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

2.8.2.3 การคอนจูเกตแมตชิ่ง (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน โหลด–ซอร์สของวงจรขยาย(load–sourcereflectioncoefficient) เพื่อใช้ในการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1) หาค่า C_2 : $C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*)$

2) หาค่า B_2 : $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$

3) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \tag{2.132}$$

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ – พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2
- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

2.8.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-(\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \tag{2.133}$$

นำค่า Γ_S ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \tag{2.134}$$

โดย

$$Z_S = \left[\frac{1+\Gamma_S}{1-\Gamma_S} \right]$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \tag{2.135}$$

โดย

$$Z_L = \left[\frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L} \right]$$

2.8.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกนใด ๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกนคงที่ (constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทธ์ชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.136}$$

2. หาค่า D_2 :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \tag{2.137}$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \tag{2.138}$$

4. หาค่า G :

$$G = \frac{Gain\ desired\ (absolute)}{|S_{21}|^2} \tag{2.139}$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} \tag{2.140}$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่คือ

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} \tag{2.141}$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทธ์ชาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกนตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_S ซึ่งนำค่าต่างๆที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ต่อไป

2.8.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอินสเตบิลิตี้ (ค่า K น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไปขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_S

2. หาค่า C_1 :

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \tag{2.142}$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \tag{2.143}$$

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \tag{2.144}$$

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$p_{S1} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \tag{2.145}$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \tag{2.146}$$

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$p_{S2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| \tag{2.147}$$

2.8.3. อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \tag{2.148}$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \tag{2.149}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \tag{2.150}$$

โดยที่ Q_S คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

Q_P คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

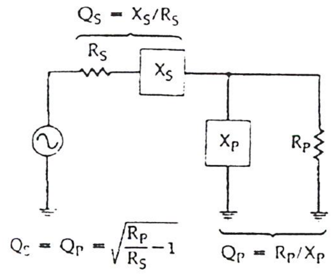
R_P คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_P คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_S คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_S คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ X_P และ X_S อาจเป็นได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ



รูปที่ 2.52 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส 100 Ω กับ ความต้านทานของโหลด 1000 Ω ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์

วิธีทำ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} = \sqrt{9} = 3$$

จากสมการ $$Q_S = \frac{X_S}{R_S}$$

$$X_S = Q_S R_S = 300 \ \Omega$$

จากสมการ $$Q_P = \frac{R_P}{X_P}$$

$$X_P = \frac{R_P}{Q_P} = 333 \ \Omega$$

เราเลือกให้ X_S เป็นอินดักทีฟและ X_P เป็นคาปาซิทีฟเนื่องจากคำนวณที่ 100 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

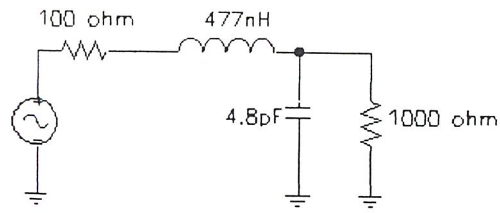
$$L = \frac{X_S}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)}$$

$$= 477 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{\omega X_P} = \frac{1}{2\pi(100 \times 10^6)(333)}$$

$$= 4.8 \text{ pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 2.53

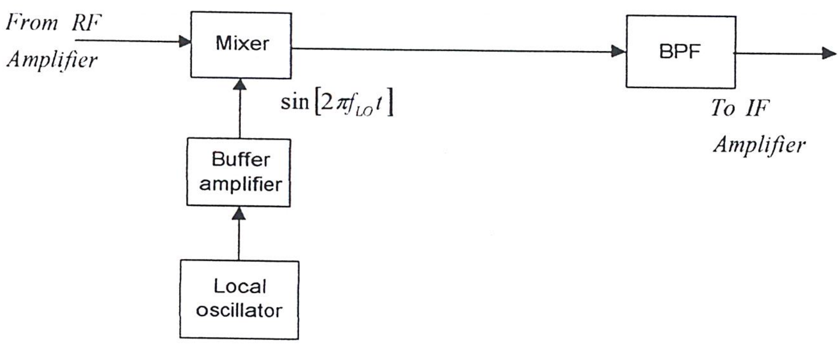


รูปที่ 2.53 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

2.9 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการกดความถี่ลงมาจากความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่กลาง (Intermediate frequency)

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



รูปที่ 2.54 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.54 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม(mix) เข้ากับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น จริงๆแล้ววงจร มิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF}t)(\sin 2\pi f_{LO}t) \tag{2.151}$$

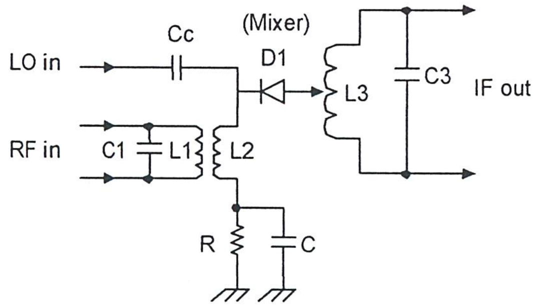
เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

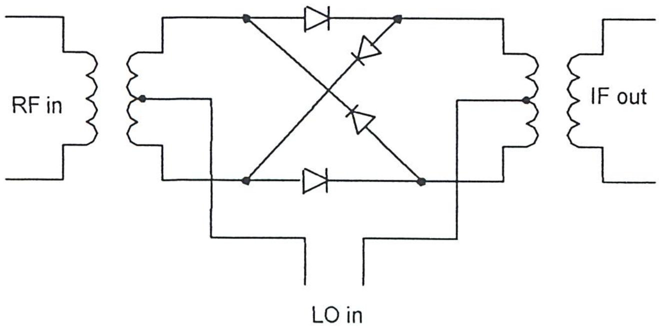
สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

$$V_{out} = 1/2\cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2\cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \tag{2.152}$$

ค่า ($f_{RF} - f_{LO}$) คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์หรือเฟตมากกว่าไดโอดเพราะวงจรแบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบ ครอสโปรดักถ์ (cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่า คอนเวอร์ชั่นลอส (conversion loss)เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นและในขณะเดียวกันแอมปลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ Rโดยทั่วไปค่าคอนเวอร์ชั่นลอสจะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่ 2.55 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ดังในรูปที่ 2.56 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบเอฟเอ็มและเอเอ็มบางที่อาจเรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balanced modulators) หรือโปรดักซ์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์มิกเซอร์มี ข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่นคือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



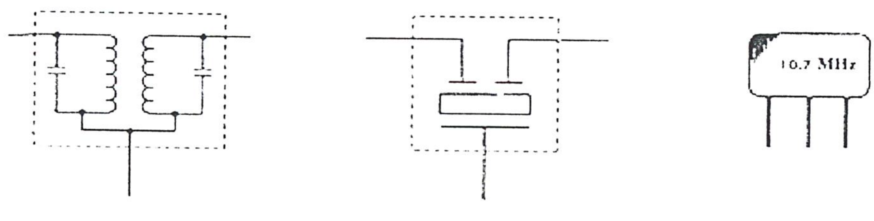
รูปที่ 2.55 วงจรมิกเซอร์แบบ single – diode



รูปที่ 2.56 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

2.10 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะเช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุและของเครื่องรับโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กตริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้นหากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ทางด้านเอาท์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิรตซ์สำหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม, ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มและความถี่อื่นๆที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิรตซ์, 4.5 เมกะเฮิรตซ์, 38.9 เมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (insert loss) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขาใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิ้งฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



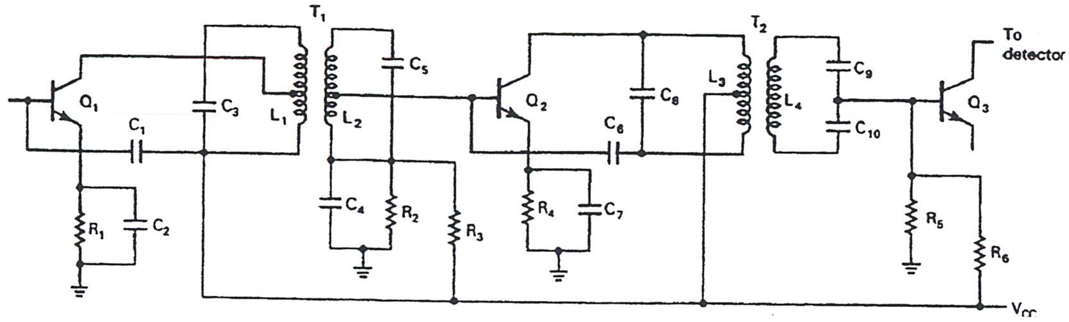
(A) หม้อแปลงเรโซแนนซ์ (B) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์ (C) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.57 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.11 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางเป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูงโดยมีวงจรที่ทำหน้าที่จูนความถี่ให้ตรงกับความถี่กลาง วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางมีลักษณะคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณวิทยุ (RF Amplifier) แตกต่างกันตรงที่วงจรขยายประเภทนี้จะทำงานในช่วงแบนด์วิดท์แคบๆ และที่ความถี่กลางเท่านั้น (10.7 MHz) การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางทำได้ง่ายกว่าวงจรขยายสัญญาณวิทยุ เนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่า จึงมีเสถียรภาพที่ดีกว่าและปราศจากการแพร่กระจายของคลื่นเนื่องจากวงจรขยายสัญญาญความถี่กลางมีความถี่ที่ทำงานแน่นอนดังนั้นวงจรขยายจะอาศัยการคัปปลิ้งของตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้การปรับจูนความถี่ 2 ครั้ง (Double – tuned circuit) ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณที่ได้จะมีผลตอบสนองความถี่ที่ดีคือ มีshape factor

และความไว(sensitivity)ที่ดีกว่า วงจรของภาครับส่วนใหญ่ตัวที่กำหนดอัตราขยายและความไวของเครื่องรับ (sensitivity) คือ วงจรขยายสัญญาญความถี่กลางนี้เอง วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางอาจประกอบด้วยวงจรขยาย 2 – 5 ตัวต่ออนุกรมกัน ตามรูปที่ 1 แสดงวงจรขยายสัญญาณ IF ประกอบด้วยวงจรขยายย่อยๆ 3 สเตจด้วยกัน T_1 และT_2 เป็นหม้อแปลง 2 ด้าน ส่วน L_1 , L_2 และ L_3 ถูกแท็ป กลางเพื่อลดผลของโหลดขาเบสของ Q_3 ต่อกับตัวเก็บประจุ C_9 และ C_{10}

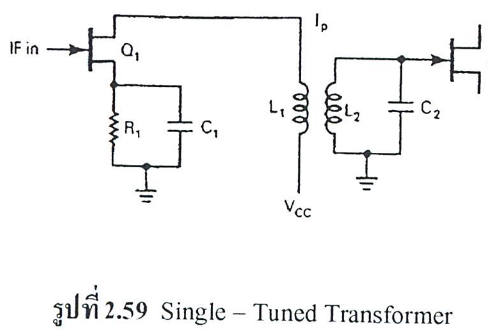


รูปที่ 2.58 วงจรขยายความถี่กลาง

เทคนิคที่ใช้ในการสร้างวงจรขยายสัญญาณความถี่กึ่งกลาง

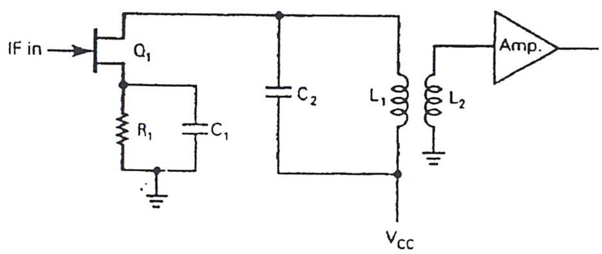
เทคนิคของ Inductive Coupling เทคนิคนี้อาศัยการถ่ายเทฟลักซ์แม่เหล็กจากด้านอินพุตของหม้อแปลงไปยังด้านเอาท์พุตด้วยอัตราส่วนการพันหม้อแปลงด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ (Turn Ratio) แยกได้เป็น2 ประเภทคือ

1) ซิงเกิลจูนทรานส์ฟอเมอร์ (Single – Turned Transformer) วงจรที่ประกอบด้วยหม้อแปลง 1 ตัว แสดงในรูปที่ 2.59 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้เป็นตามรูปที่ 2.60 ส่วนในรูปที่ 2.61 เป็นวงจรขยายความถี่กลางที่ทำการปรับจูนเฉพาะด้านอินพุต (primary) เท่านั้น



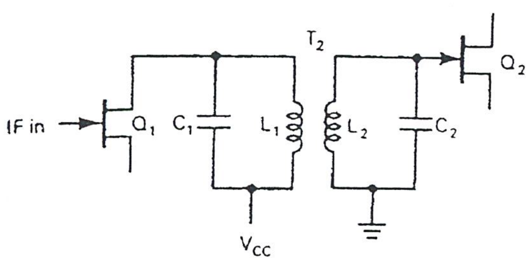
รูปที่ 2.59 Single – Tuned Transformer

รูปที่ 2.60 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายความถี่กลาง

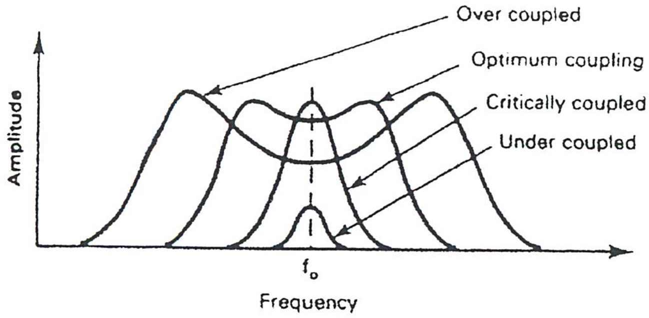


รูปที่ 2.61 วงจรขยายความถี่กลางที่มีการปรับจูน 1 ด้าน

2) ดับเบิลจูนทรานส์ฟอเมอร์ (double – Tuned Transformer)

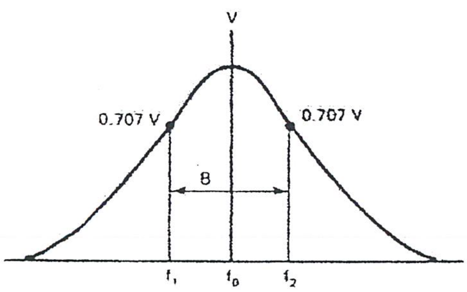


รูปที่ 2.62 วงจรขยายความถี่กลางที่มีการปรับจูน 2 ด้าน

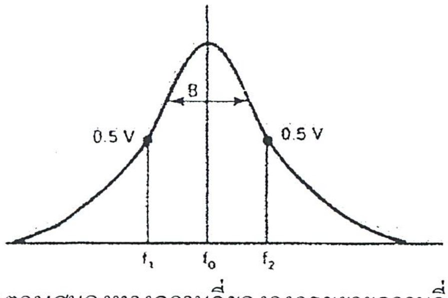


รูปที่ 2.63 ผลตอบสนองทางความถี่ของ Double – Tuned Transformer IF Amplifier

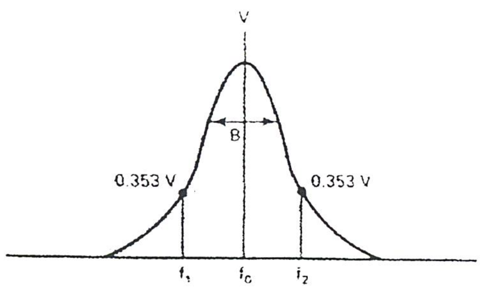
เมื่อทำการเรียงต่อ(Cascade)วงจรขยายสัญญาณความถี่กึ่งกลางหลายๆสเตจต่อกัน ผลตอบสนองที่ได้จะมีแบนด์วิดท์แคบลงดังแสดงในรูปที่ 2.64,รูปที่ 2.65 และรูปที่ 2.66 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรสัญญาณความถี่กลางจำนวน 1 สเตจ , 2 สเตจ และ 3 สเตจต่อกัน



รูปที่ 2.64 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรขยายความถี่กลาง 1 สเตจ

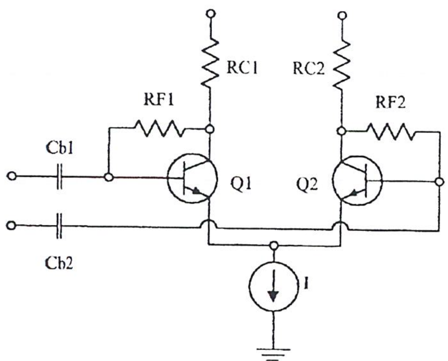


รูปที่2.65 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายความถี่กลาง 2 สเตจ



รูปที่ 2.66 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายความถี่กลาง 3 สเตจ

นอกจากวงจรที่กล่าวมาแล้วทั้งหมด วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางบางประเภทอาศัยการทำงานของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ (Differential Pair) หรือลองทอลแพร์ (Long Tall Pair) ตามรูปที่ 2.67 คุณสมบัติของวงจรเหล่านี้คือมีอัตราขยายสูง , มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio) ที่ดีกว่าเพราะมีการหักล้างของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร นอกจากนั้นยังทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดสัญญาณ (limiter) ได้อีกด้วย (ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ เอฟเอ็มเพื่อมิให้ขนาดสูงเกินไป)

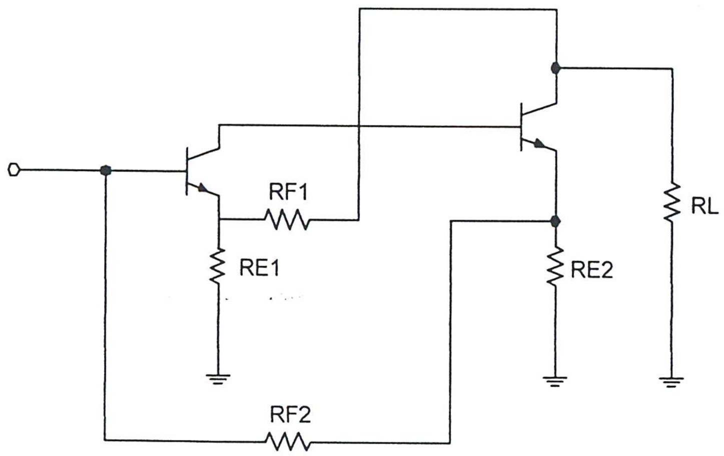


รูปที่ 2.67 ดิฟเฟอร์เรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ความถี่กลาง

2.12 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้าง (Wide-Band Amplifier Circuit)

สำหรับวงจรขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้างส่วนใหญ่จะใช้กระบวนการป้อนกลับ โดยตัวต้านทานที่ต่อที่ขาอีมิตเตอร์ที่ไม่ได้ต่อบายพาสไว้จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบอนุกรม จะใช้ตัวต้านทานอนุกรมและขนานในการป้อนกลับ ซึ่งวงจรขยายจะมีกำลังขยายคงที่ที่ 1-2 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกใกล้เคียงกับ 50โอห์มในช่วงความถี่ที่กล่าวมาการใช้ตัวต้านทานป้อนกลับจะไม่ซับซ้อน แต่จะลดความสามารถทางนอยส์ลงไป วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้างที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำจะใช้วงจรป้อนกลับที่ทำจากคอุปกรณ์ที่ไม่มีการสูญเสียเท่านั้น เช่น รีแอคเตอร์ (Reactor)

ในการนำทรานซิสเตอร์มาใช้ในวงจรขยายสัญญาณและทำให้ทรานซิสเตอร์เป็นเชิงเส้นนั้น ต้องทำให้มีลูปเกนมากจึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ดังนี้



รูปที่2.68 วงจรลูปป้อนกลับแบบมัลติเปิล(Multiple feedback loop)

พิจารณาหาความต้านทานขาออก

$$v_2 = \frac{R_{E1}}{R_{E1}+R_{F1}}v$$

$$v_3 = g_{m2}V_4\frac{R_{E2}(R+R_{F2})}{R_{E2}+R+R_{F2}}\cdot\frac{R}{R+R_{F2}} \tag{2.153}$$

$$= g_{m2}V_4\frac{R_{E2}R}{R_{E2}+R+R_{F2}}$$

$$v_2 = v_3$$

$$\frac{R_{E1}}{R_{E1}+R_{F1}}v = g_{m2}V_4\frac{R_{E2}R}{R_{E2}+R_{F2}+R}$$

$$g_{m2}V_4 = \frac{R_{E1}}{R_{E1}+R_{F1}}\cdot\frac{R_{E2}+R_{F2}+R}{R_{E2}R}v \tag{2.154}$$

$$\frac{1}{R_o} = \frac{i}{v}$$

$$= \frac{1}{v}\left(\frac{v}{R_{F1}+R_{E1}}+g_{m2}V_4\right)$$

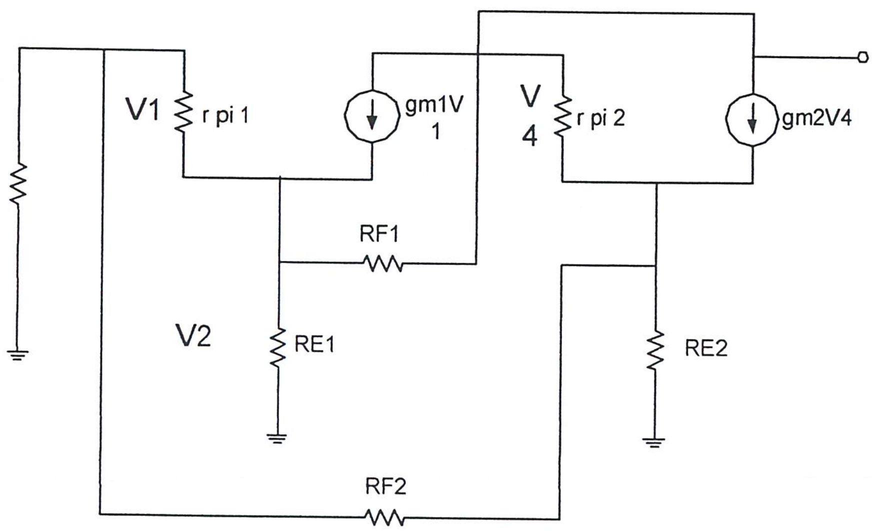
$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_{F1}+R_{E1}}+\frac{R_{E2}R_{F2}R}{R_{E2}R}\frac{R_{E1}}{R_{E1}+R_{F1}}$$

$$= \frac{R_{E2}R + (R_{E2} + R_{F2} + R)R_{E1}}{R_{E2}R(R_{E1} + R_{F1})}$$

$$R_0 = \frac{R_{E2}R(R_{E1} + R_{F1})}{R_{E2}R + (R_{E2} + R_{F2} + R)R_{E1}} \tag{2.155}$$

หรือเขียนได้ว่า

$$R_0 = \frac{(R_{E1} + R_{F1})R_{E2}R}{R_{E1}(R_{F2} + R_{E2} + R)} // (R_{F1} + R_{E1}) \tag{2.156}$$



รูปที่2.69 พิจารณาความต้านทานขาออก

พิจารณาความต้านทานขาเข้า

$$v_2 = g_{m2}V_4 \frac{R(R_{E1} + R_{F1})}{(R + R_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \tag{2.157}$$

$$v_2 = v$$

$$i = g_{m2}V_4 \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_{F2}}$$

$$i = v \frac{(R + R_{E1} + R_{F1})}{R(R_{E1} + R_{F1})} \frac{(R_{E1} + R_{F1})}{R_{E1}} \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_{F2}} \tag{2.158}$$

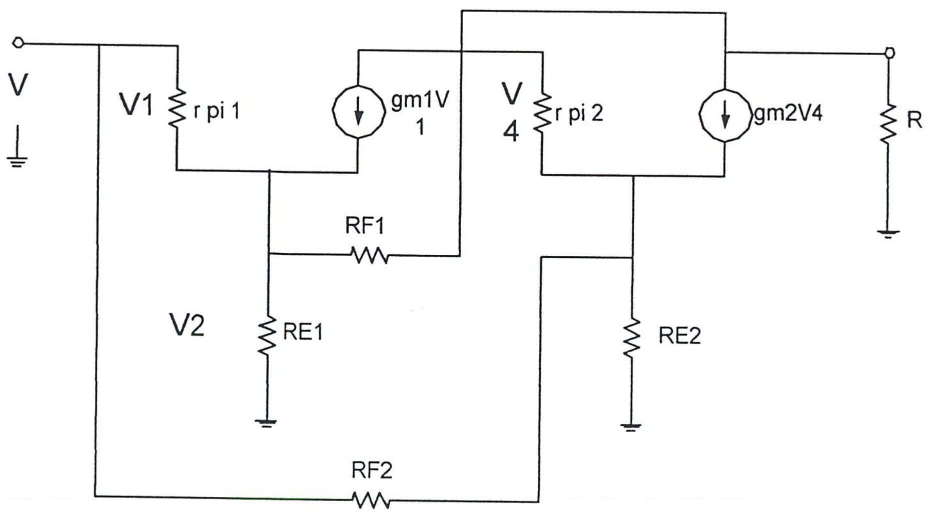
$$R_i = \frac{v}{i}$$

$$= \frac{RR_{E1}}{(R + R_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{E2} + R_{F2}}{R_{E2}} \tag{2.159}$$

มีกระแสอีกส่วนหนึ่ง คือ $\dfrac{V}{R_{F2}+R_{E2}}$

ดังนั้น

$$R_i = \frac{RR_{E1}}{(RR_{E1}+R_{F1})}\frac{R_{E2}+R_{F2}}{R_{E2}}//(R_{E2}+R_{F2}) \tag{2.160}$$



รูปที่2.70 การพิจารณาความต้านทานขาเข้า

การคำนวณหาอัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง

การคำนวณหาอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้างสามารถคำนวณหาได้จากทฤษฎีของการป้อนกลับแบบลบ

จาก เกนวงปิด(Closed Loop Gain) $= \dfrac{A}{1+AB}$

เมื่อ A คือ อัตราขยายวงรอบแบบปิด (Opend-Loop Gain)

B คือ อัตราส่วนย้อนกลับ (Feedback Ratio)

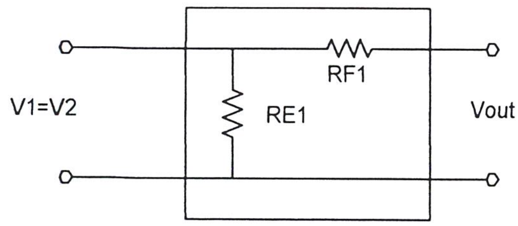
ถ้าอัตราขยาย (A) มีค่ามากๆแล้วสามารถประมาณหาค่าอัตราขยายวงรอบแบบปิดได้คือ

$$\text{เกนวงปิด} = \frac{A/A}{1/A+B}$$

$$= \frac{1}{1/A+B}$$

$$\approx \frac{1}{B}$$

หาอัตราส่วนป้อนกลับจากรูป



รูปที่2.71 ให้เห็นถึงส่วนป้อนกลับ

หา B จาก

$$B = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \qquad \text{เมื่อ } r_\pi \text{ มีค่ามากๆ}$$

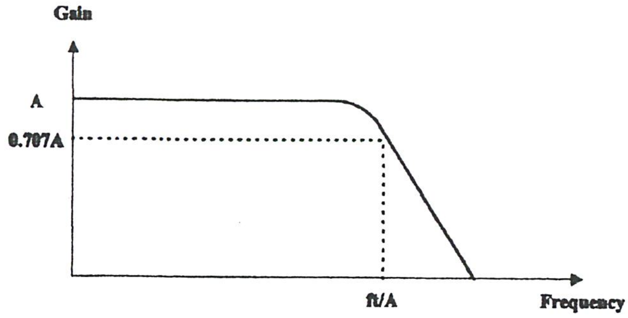
ดังนั้น

$$\text{เกนลูปปิด} = \frac{1}{R_{E1}/(R_{E1} + R_{F1})} = \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}}$$

แบนด์วิดท์

อัตราการขยายของวงจรมีความกว้างเพียงใดขึ้นกับการออกแบบอัตราการขยายของวงจรและคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้คือ f_t (แบนด์วิดท์ของอัตราขยายกระแส) ของทรานซิสเตอร์จะพบว่า จากการคำนวณไม่ได้มีองค์ประกอบของทรานซิสเตอร์มาเกี่ยวข้องเลย ดังนั้นแบนด์วิดท์ของวงจรจึงขึ้นกับ f_t ของทรานซิสเตอร์ โดยประมาณแล้วสามารถประมาณได้ว่า อัตราการขยายจะมีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่จนถึงความถี่ $\cong f_t / A$(เมื่อ A คืออัตราการขยายของวงจรที่มีหน่วยเป็นเท่า) ตามรูปที่ 2.72 แต่ในทางปฏิบัติต้องเผื่อแถบความถี่ของวงจรขยายไว้สักครึ่งหนึ่ง เช่น เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ BFR90 ที่มี f_t ที่ 5 กิกะเฮิรตซ์ ถ้าออกแบบให้อัตราขยายเท่ากับ 10 ดังนั้นแบนด์วิดท์สูงสุดของวงจรจะประมาณ 500 เมกกะเฮิรตซ์เท่านั้น

แต่ในทางปฏิบัติแถบความถี่ของวงจรอาจมีค่าประมาณเพียง 250 เมกกะเฮิรตซ์เท่านั้น ดังนั้นจะพบว่าอัตราการขยายของวงจรจะแปรผกผันกับแบนด์ของวงจรนั่นเอง

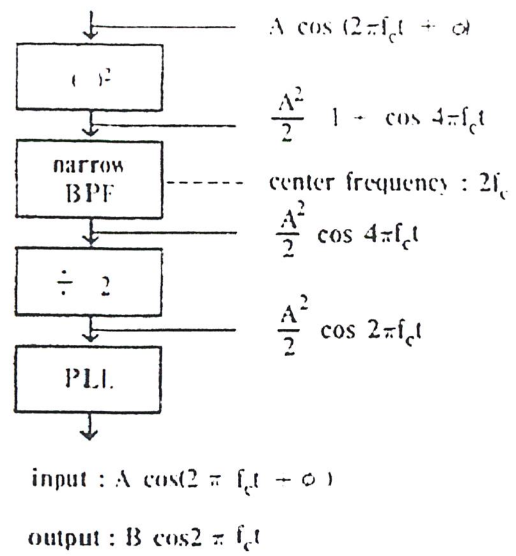


รูปที่ 2.72 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง

2.13 วงจรกู้สัญญาณพาหะ (Carrier Recovery)

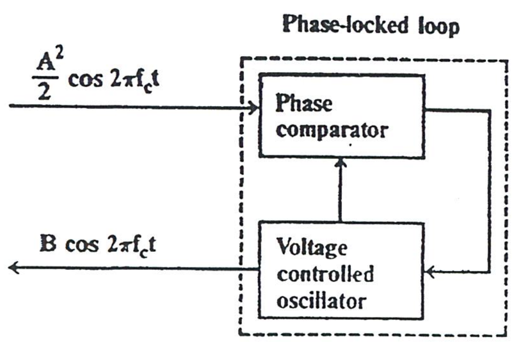
คลื่นพาหะอ้างอิงที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ BPSK จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้เหมือนกับความถี่คลื่นพาหะของสัญญาณที่รับเข้ามาอย่างถูกต้องสมบูรณ์ เนื่องจากเป็นการไม่ประหยัดที่จะแยกส่งสัญญาณอ้างอิงมาต่างหากควรที่จะสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาใหม่จากสัญญาณที่รับได้ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากเฟสของคลื่น BPSK เปลี่ยนแปลงทุกๆ ชั่วขณะเวลา ส่วนที่มีการผันแปรเหล่านี้จะต้องถูกตัดออกไปหรือลบล้างออกไป เพื่อที่จะรักษาเฟสให้คงที่จึงจำเป็นต้องอาศัยวงจรกู้สัญญาณพาหะ

วงจรกู้สัญญาณพาหะแสดงตามรูปที่ 2.73 ซึ่งจะมีวิธีการคูณ (Multiplying method) ถ้าสัญญาณที่เข้ามาเป็น $A\cos(2\pi f_C t + \phi)$ ผ่านวงจรยกกำลังสองและวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะได้สัญญาณ $\frac{A^2}{2}(1+\cos 4\pi f_C t)$ และ $\frac{A^2}{2}(\cos 4\pi f_C t)$ ตามลำดับ นำสัญญาณจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านไปหารความถี่ลงจะได้ $\frac{A^2}{2}(\cos 2\pi f_C t)$ ผลที่ได้คือการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นทุกๆ π จะถูกตัดออกไป



รูปที่ 2.73 วงจรกู้สัญญาณพาหะและสัญญาณตามจุดต่างๆ

โดยปกติสัญญาณที่ออกจากวงจรหารความถี่จะมีเสียงรบกวนรวมอยู่ด้วย เพื่อที่จะตัดเสียงรบกวนออกและได้คลื่นพาหะอ้างอิงที่ปราศจากการผิดเพี้ยนจำเป็นต้องใช้วงจรเฟสล็อกลูป (PLL) โดยประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟส (phase comparator) และ วงจรวีซีโอ (voltage controlled oscillator:VCO) ที่วงจรเปรียบเทียบเฟส สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหารความถี่จะถูกเปรียบเทียบอย่างต่อเนื่องกับเอาต์พุตของวีซีโอ เมื่อมีความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสองนี้ สัญญาณเอาต์พุตของวีซีโอจะถูกควบคุมอย่างอัตโนมัติในการปรับเฟสของสัญญาณทั้งสอง โดยวิธีการนี้คลื่นพาหะอ้างอิง $B\cos 2\pi f_c t$ ซึ่งไม่มีเสียงรบกวนรวมอยู่ด้วยสามารถที่จะสร้างขึ้นมาใหม่



รูปที่ 2.74 การทำงานของวงจรเฟสล็อกลูป

2.14 การดีมอดูเลตสัญญาณในระบบ BPSK

การกู้เอาข้อมูลจากสัญญาณ BPSK นั้นต้องอาศัยคลื่นพาหะที่ได้จากการทำ Carrier Recovery มาใช้ในการกู้เอาข้อมูลกลับคืนมา ประสิทธิภาพของการดีมอดูเลตจะขึ้นอยู่กับวงจรในส่วนของการทำ Carrier Recovery หากการทำ Carrier Recovery ไม่สมบูรณ์ ข้อมูลที่ได้ก็จะผิดพลาดตามไปด้วย ส่วนประกอบของการดีมอดูเลตสัญญาณ BPSK นั้นประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

1. วงจรคูณสัญญาณ
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
3. วงจรตัดสินสัญญาณหรือวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

2.14.1 วงจรคูณสัญญาณ

จะทำการคูณสัญญาณ BPSK กับสัญญาณที่ได้จากวงจร Carrier Recovery โดยสัญญาณ BPSK คือ $\cos(2\pi \cdot 10.7\ MHz + \pi\ (1 - f(t)))$

สัญญาณที่ได้จากวงจร Carrier Recovery คือ $\cos(2\pi \cdot 10.7\ MHz)$

ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคูณสัญญาณจะอยู่ในรูปของ

$$v_{out} = \frac{1}{2}\cos\left(\pi(1 - f(t))\right) + \frac{1}{2}\cos(2\pi \cdot 21.4MHz + \pi(1 - f(t)))$$

สัญญาณเอาต์พุตประกอบด้วยองค์ประกอบทางความถี่ $21.4MHz$ รวมอยู่กับข้อมูลที่ต้องการ ดังนั้นจึงต้องแยกเอา 2 ส่วนออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

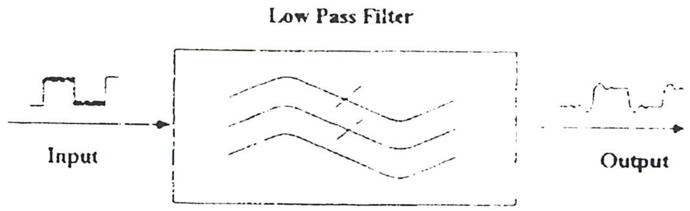
2.14.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากเอาต์พุตของวงจรคูณจะอยู่ในรูป

$$v_{out} = \frac{1}{2}\cos\left(\pi(1 - f(t))\right) + \frac{1}{2}\cos(2\pi \cdot 21.4MHz + \pi(1 - f(t)))$$

ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องกรองเอาเฉพาะพจน์แรกออกมาด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แต่เนื่องจากสัญญาณ $f(t)$ มีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ดังนั้นการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยิ่งมีแบนด์วิดท์กว้างยิ่งได้องค์ประกอบของสัญญาณครบ แต่ก็กว้างมากไม่ได้เพราะอาจจะกรอบเอาองค์ประกอบที่ความถี่สูงเข้ามาด้วย ปกติจะทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้มีแบนด์วิดท์อย่างน้อย 5 เท่าของความถี่สูงสุดของข้อมูล (effective bandwidth) ซึ่งจะได้กำลังงาน 98% ของกำลังงานรวมของสัญญาณ
สี่เหลี่ยม ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ

$$v_{out} = \frac{1}{2}\cos\left[\pi(1 - f(t))\right]$$

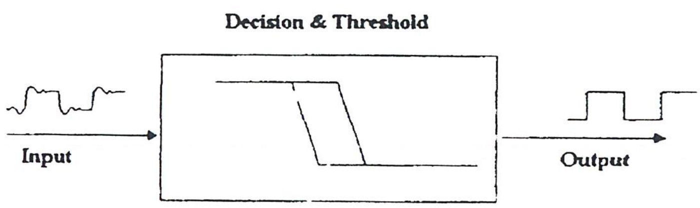


รูปที่ 2.75 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.14.3 วงจรตัดสินสัญญาณหรือวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

ใช้ในการแปลงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้มีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยการเลือกตัดสัญญาณตามความเหมาะสม และสัญญาณที่ตัดสินแล้วจะมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันสัญญาณอินพุตกับแรงดันเปรียบเทียบค่าหนึ่ง ระดับแรงดันเปรียบเทียบอาจจะมีค่าเป็นบวก ลบ ศูนย์ก็ได้

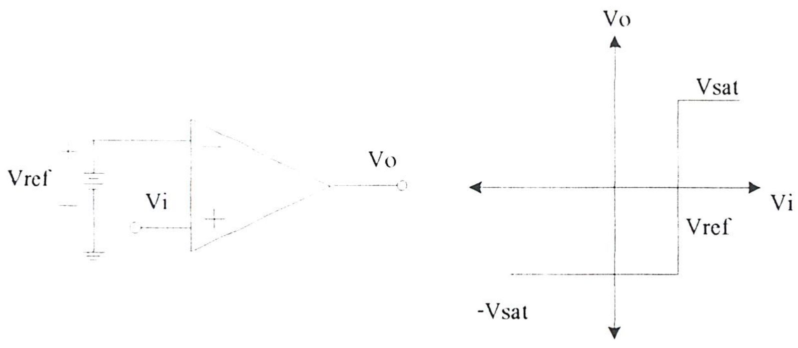


รูปที่ 2.76 สัญญาณที่ผ่านวงจรตัดสินสัญญาณ

<u>1. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบนอนอินเวอร์สติงกับไบอัสบวก</u>

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.77 แรงดันบวก V_{ref} ถูกป้อนเข้าที่อินพุตขาลบและสัญญาณ V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก เมื่อระดับสัญญาณต่ำกว่า V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตจะมีค่าลบและระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลบ ในทางตรงกันข้ามเมื่อระดับอินพุตมีค่าเกินระดับของ V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวกและเอาต์พุตจะเปลี่ยนไปอยู่ในสถานะบวก จะได้

$$V_O = V_{sat} \quad \text{เมื่อ} \quad V_i > V_{ref}$$
$$Vo = -V_{sat} \quad \text{เมื่อ} \quad V_i < V_{ref}$$



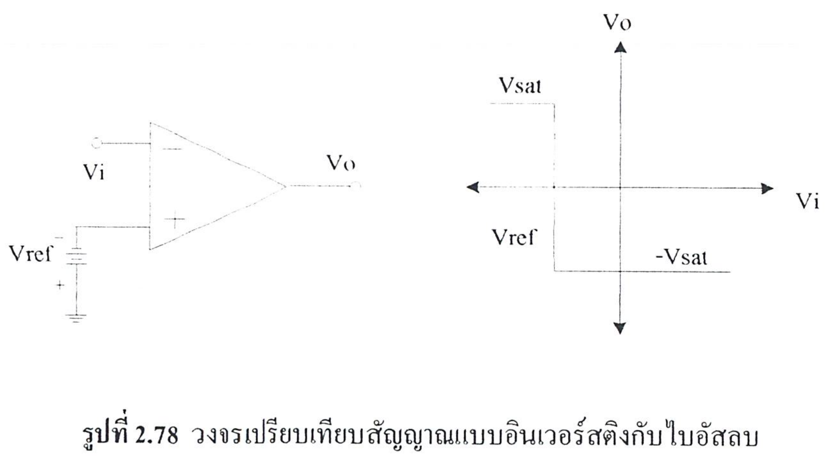
รูปที่ 2.77 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบนอนอินเวอร์สติงกับไบอัสบวก

<u>2. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบอินเวอร์สติงกับไบอัสลบ</u>

พิจารณารูปที่ 2.78 แรงดันลบ $-V_{ref}$ ถูกป้อนเข้าที่อินพุตขาบวกและสัญญาณอินพุต V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาลบ เมื่อระดับ V_i มีค่ามากกว่าระดับแรงดันไบอัส V_{ref} เป็นผลให้ทั้งผลต่างแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก จะได้

$V_O = V_{sat}$ เมื่อ $V_i \langle V_{ref}$

$Vo = -V_{sat}$ เมื่อ $V_i \rangle V_{ref}$



รูปที่ 2.78 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบอินเวอร์สติงกับไบอัสลบ

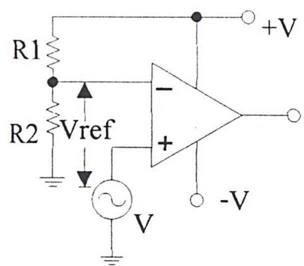
<u>3. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณในทางปฏิบัติ</u>

เนื่องจากระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่ออปแอมป์มักจะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นเราอาจจะอาศัยแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V_{ref} ดังที่แสดงในรูปที่ 2.79

ในทางปฏิบัติอาจให้ R_1 เป็นค่าความต้านทานปรับค่าได้เพื่อสามารถเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงได้ตามต้องการ

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าสูง กระแสที่ไหลเข้าขาลบจึงมีค่าน้อยมาก ดังนั้นระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงจึงมีค่าเท่ากับ

$$V_{ref} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \times V$$



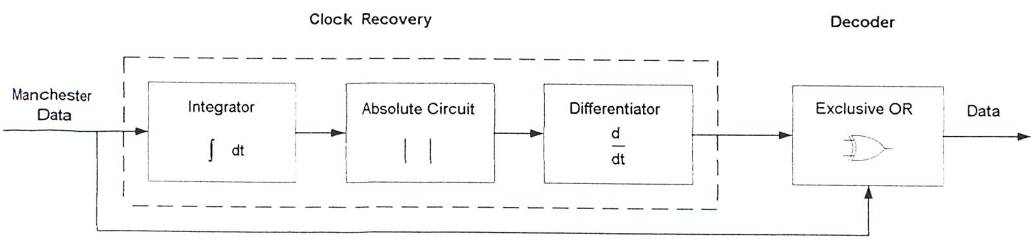
รูปที่ 2.79 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณในทางปฏิบัติ

2.15 การกู้สัญญาณนาฬิกา และถอดรหัสข้อมูลแบบแมนเชสเตอร์ (Clock Recovery and Manchester Decode)

การถอดรหัสข้อมูลแบบแมนเชสเตอร์วิธีที่ 1 แสดงตามรูปที่ 2.80 อาศัยการทำงานของ 4 ส่วนการทำงานคือ

1) วงจรอินทิเกรต (Integrator)
2) วงจรค่าสัมบูรณ์ (Absolute)
3) วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differential)
4) วงจรเอกซ์คลูซีฟออร์ (Exclusive OR Gate)

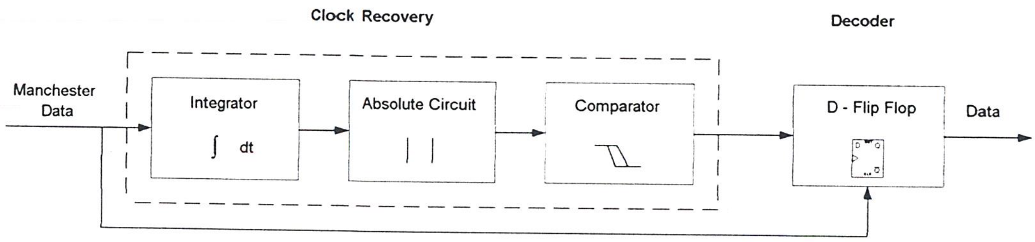
ตามรูปที่ 2.82 แสดงไทม์มิ่งไดอะแกรม (Timing Diagram) ของการถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์แบบนี้



รูปที่ 2.80 บล็อกไดอะแกรมของการถอดรหัสแมนเชสเตอร์แบบที่หนึ่ง

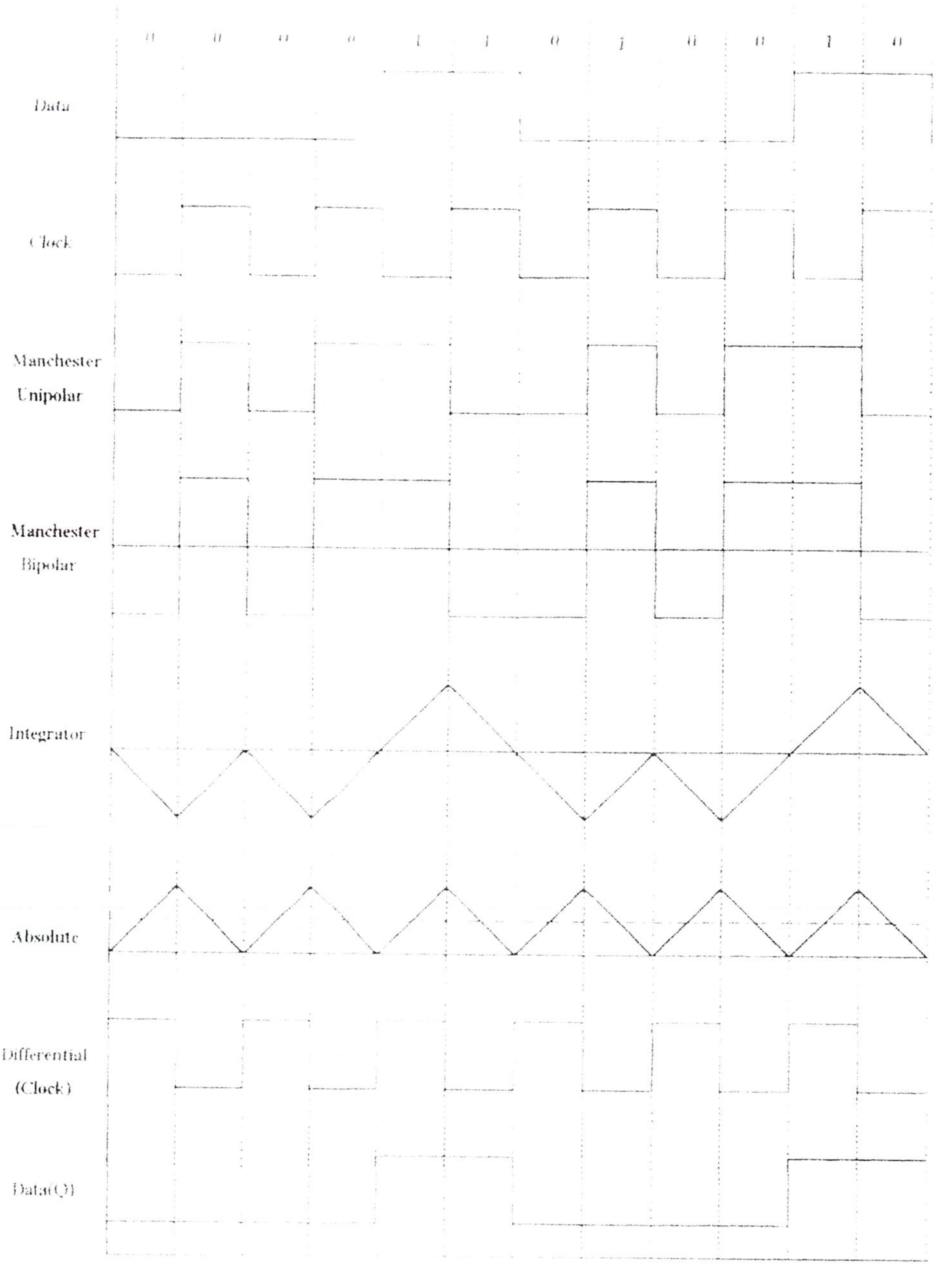
ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ การเกิดการเหลื่อมล้ำของสัญญาณนาฬิกาที่กู้กลับมาได้ จะทำให้เกิดจิตเตอร์ (jitter) ระหว่างข้อมูลที่เข้ามากับสัญญาณนาฬิกาที่กู้กลับมา ดังนั้นจึงเลี่ยงการกู้สัญญาณกลับโดยใช้เอกซ์คลูซีฟออร์ (Exclusive OR) มาใช้อีกรูปแบบหนึ่งการถอดรหัสแบบนี้แสดงดังรูปที่ 2.81 ซึ่งประกอบด้วย

1) วงจรอินทิเกรต (Integrator)
2) วงจรค่าสัมบูรณ์ (Absolute)
3) วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Voltage Comparator)
4) วงจรดีฟลิปฟลอป (D-Flip Flop)

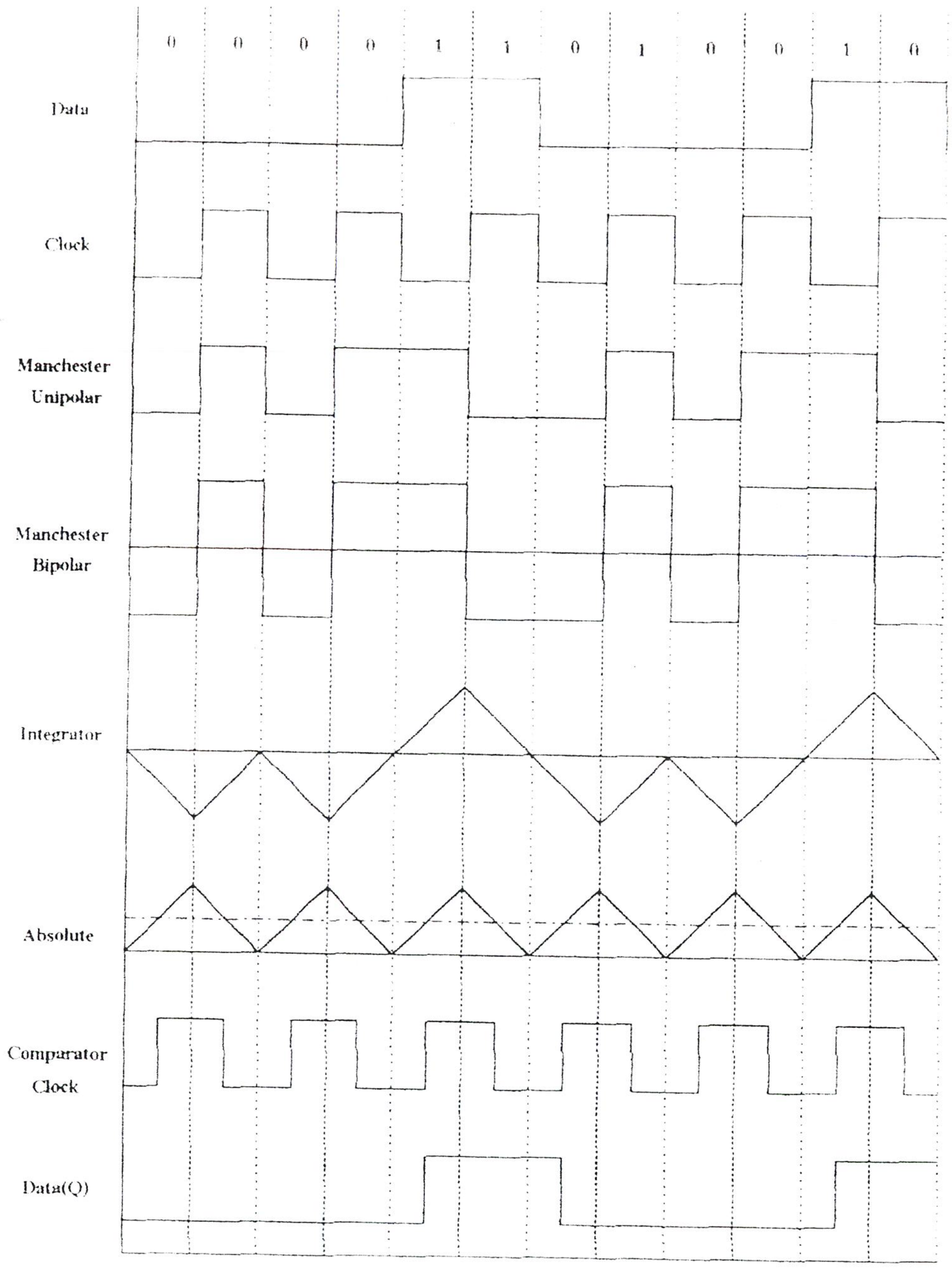


รูปที่ 2.81 บล็อกไดอะแกรมของการถอดรหัสแมนเชสเตอร์แบบที่สอง

ไทม์มิงไดอะแกรมของการถอดรหัสแบบนี้แสดงตามรูปที่ 2.83 ซึ่งการถอดรหัสแบบนี้จะดีกว่าแบบแรกเพราะสามารถแก้ปัญหาจิตเตอร์ได้



รูปที่ 2.82 แสดงไทม์มิ่งไดอะแกรมของการถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์แบบที่หนึ่ง



รูปที่ 2.83 แสดงไทม์มิ่งไดอะแกรมของการถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์แบบที่สอง

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นเรื่องของการคำนวณและการสร้างวงจรขึ้นมาโดยอาศัยบล็อกไดอะแกรม ที่กล่าวมาในบทที่ 1 รวมถึงอาศัยทฤษฎีและหลักการในบทที่ 2 มาใช้ร่วมกันในการสร้างวงจร โดยการสร้างวงจรให้ได้ผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบวงจรแต่ละส่วนจะยึดจากบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 โดยใช้ทฤษฎีจากบทที่ 2 มาสร้างเป็นวงจรแทนแต่ละบล็อก การออกแบบการสร้างวงจรจะเริ่มจาก

การออกแบบวงจรภาคส่ง

Transmitter Circuit Design

3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)

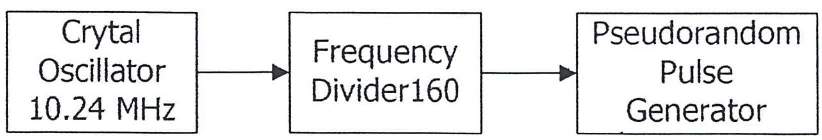
ในส่วนของการสร้างวงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่มนี้ใช้เพื่อเป็นข้อมูลจำลองหรือเป็นข้อมูตัวอย่างเพื่อใช้ในการทดสอบวงจรส่วนต่าง ๆ วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่มนี้ประกอบด้วยวงจรทั้งหมด 3 ส่วนด้วยกันคือ

3.1.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator 10.24 MHz)

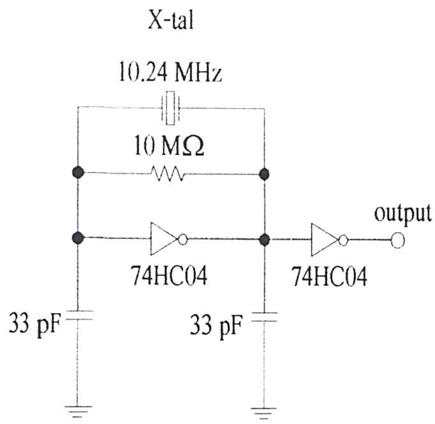
3.1.2 วงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

3.1.3 วงจรสร้างสัญญาณแบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Circuit)

วงจรในสองส่วนแรกนั้นใช้เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิง (Clock) ให้กับวงจรที่สามอีกทีหนึ่ง การออกแบบและสร้างวงจรทั้ง 3 วงจร จะนำเสนอเป็นลำดับดังต่อไปนี้



3.1.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator 10.24 MHz)



รูปที่ 3.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

3.1.2 วงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

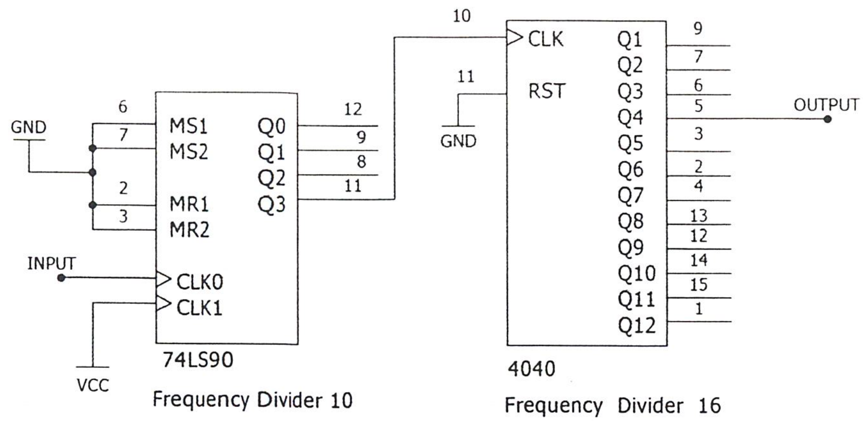
วงจรหารความถี่จะทำหน้าที่หารความถี่จาก 10.24 MHz เป็น 64 kHz เท่ากับอัตราส่งที่ต้องการคือ 64 บิทต่อวินาที ดังนั้นต้องหารความถี่ด้วย 160 โดยแยกเป็น 2 ส่วนคือวงจรหาร 10 และวงจรหาร 16

3.1.2.1 วงจรหารความถี่ 10 เท่า (÷ 10 Frequency Divider)

เลือกใช้ไอซี TTL 74L90 เนื่องจากใช้งานง่าย มีการต่อที่ไม่ยุ่งยาก โดยสัญญาณอินพุตรับมาจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์มีความถี่ 10.24 MHz เอาท์พุตของ 74LS90จะมีความถี่ 1.024 MHz

3.1.2.2 วงจรหารความถี่ 16 เท่า (÷ 16 Frequency Divider)

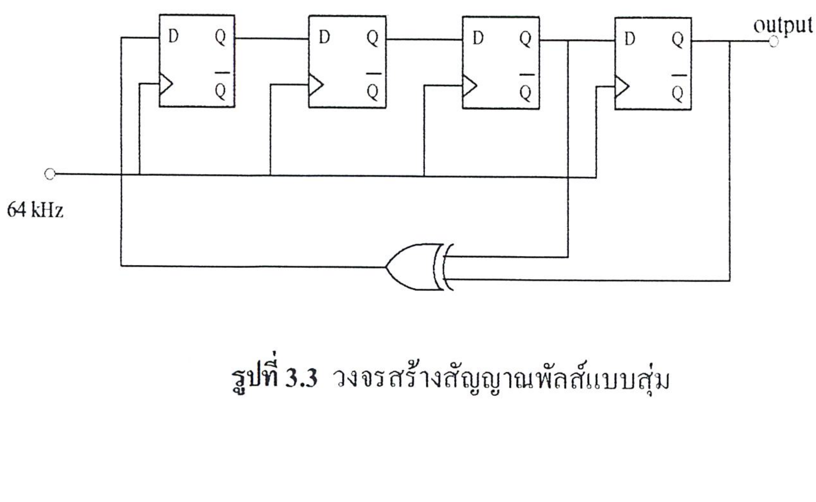
เลือกใช้ไอซี CMOS เบอร์ 4020 เนื่องจากสามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่ไม่สูงมาก กินพลังงานน้อย โดยอินพุตรับมาจากวงจรหาร 10 (74L90) ซึ่งมาความถี่เท่ากับ 1.024 MHz จะได้เอาท์พุตของวงจร ที่ความถี่ 64 kHz เอาท์พุตของวงจรส่วนหนึ่งจะถูกใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการจำลองข้อมูลของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม อีกส่วนหนึ่งจะถูกส่งต่อให้กับวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบ Manchester



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมบูรณ์ของวงจรหารความถี่(หาร 160)

3.1.3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)

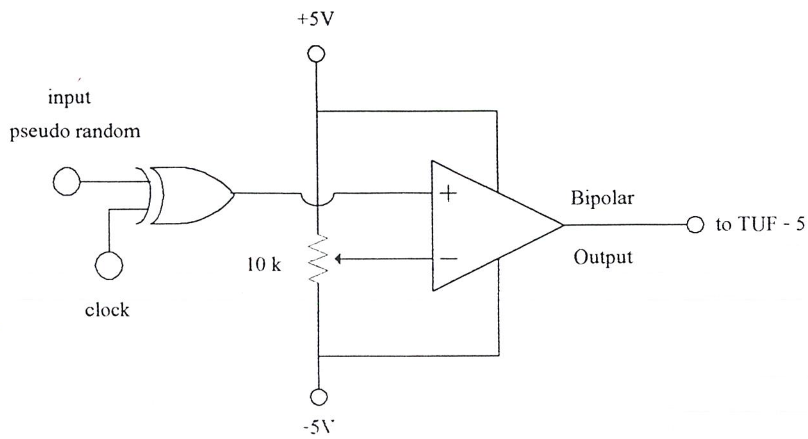
เมื่อทำการสร้างสัญญาณอ้างอิงที่ 64 kHz ได้แล้วสัญญาณเอาท์พุทวงจรหาร 16 (CMOS 4020)จะถูกส่งให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่มต่อไป วงจรสร้างสัญญาณแบบสุ่มนี้เลือกใช้แบบ 4 สเตจ สามารถสร้างข้อมูลอนุกรมได้ 16 บิท โดยจะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับการเลือกตำแหน่งการป้อนกลับของวงจร สัญญาณอ้างอิงจะถูกป้อนให้วงจร เอาท์พุตที่ได้จะถูกส่งต่อให้กับวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม

3.2 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ (Manchester Encoder)

วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ ใช้ เอกซ์คลูซีฟ ออร์ เกท เบอร์ 4070 โดยอินพุทที่ 1 เป็นข้อมูลจำลองจาก วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม อินพุทที่ 2 เป็นสัญญาณอ้างอิง (clock) ที่ได้จากวงจรหารความถี่ 16 เท่าซึ่งถูกเอาไว้ แล้วส่วนหนึ่งสำหรับการเข้ารหัส เอาท์พุทที่ได้จะเป็นข้อมูลจำลองที่มีการเข้ารหัสเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) สูงเท่าไฟเลี้ยงวงจรกับกราวด์ แต่สัญญาณที่จะถูกนำไปมอดูเลทกับริงมอดูเลเตอร์นั้น ต้องเป็นสัญญาณที่มีระดับโวลเตจที่ไฟเลี้ยง +5 และ -5 แต่ที่ได้จากเอกซ์คลูซีฟ ออร์ เกท มีระดับ +5 กับ 0 จึงต้องใช้วงจร Voltage Comparator เปลี่ยนระดับสัญญาณเสียก่อนโดยตั้งโวลเปรียบเทียบที่ครึ่งหนึ่งของความสูงของเอาท์พุตของ gate คือประมาณ 2.5 Volts โดยการปรับค่า VR ในวงจร เอาท์พุตที่ได้ใส่ VR ไว้หนึ่งตัว เพื่อปรับขนาดให้เหมาะสมกับการเข้าไปมอดูเลทแบบ BPSK รูปวงจรแสดง ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอรด้วยเอกซ์คลูซีฟ ออร์ เกท เบอร์ 4070

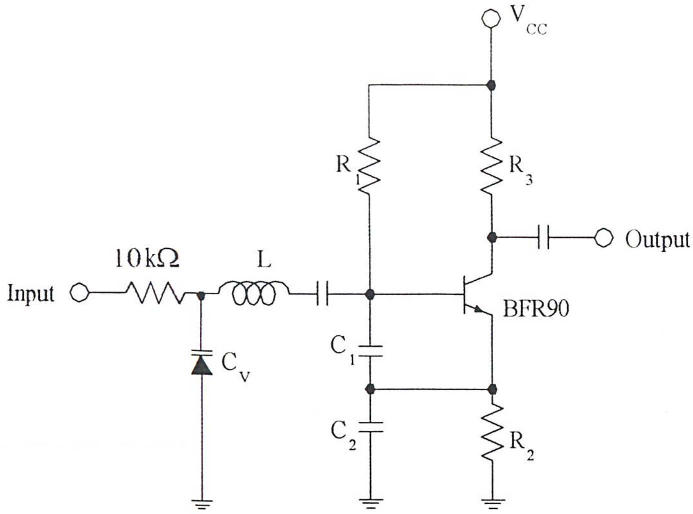
3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 140 เมกะเฮิรตซ์

ประกอบด้วยวงจรต่างๆได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ใช้ไอซีเบอร์ MC12017
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ ซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358
5. วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 140 เมกะเฮิรตซ์

3.3.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) ดังรูปที่ 3.5



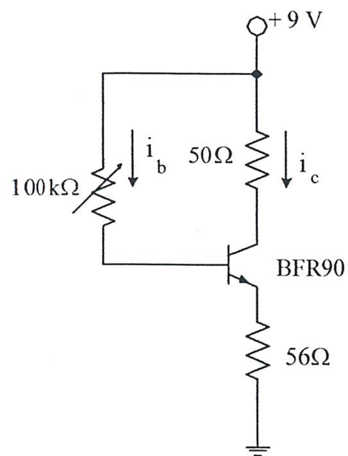
รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts Oscillator)

ทำการไบอัสโดยให้

R_1 = 100kΩ

R_2 = 56Ω

โดยในที่นี้ค่า β_{dc} ของ BFR90 มีค่าเท่ากับ 113 (ตามดาต้าชีท และจากการวัด)



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลทางดีซีของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ต้องการ i_c = 10 mA

$g_m = i_c / V_T = 0.35$

เพราะฉะนั้นจาก

$$Z_{in} = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega(C_1 C_2 \; C_1 + C_2)} \tag{3.1}$$

$$R_{in} = \frac{1}{(2\pi \times 140MHZ)^2 (100pF \times 100pF)} \tag{3.2}$$

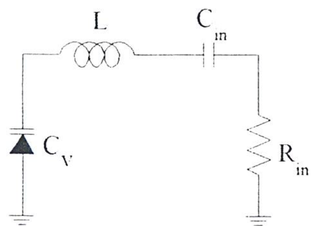
$$= -129.236\Omega$$

ให้ $C_1 = C_2 = 100$ pF เพราะฉะนั้น

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

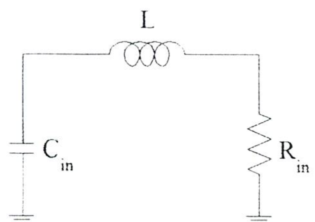
$$= \frac{100pF \times 100pF}{100pF + 100pF}$$

$$= 50pF$$



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ

จากรูปได้ว่า $C_N = C_{in}$ อนุกรมกับ C_V



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_V

วาริแคปใช้เบอร์ mv104 ซึ่งเลือกค่า C_V กลางๆประมาณ 39.5 pF ดังนั้นได้ค่า C_N และ L ดังนี้

$$C_N = \frac{C_{in} C_V}{C_{in} + C_V}$$

$$= \frac{50pF \times 39.5pF}{50pF + 39.5pF}$$

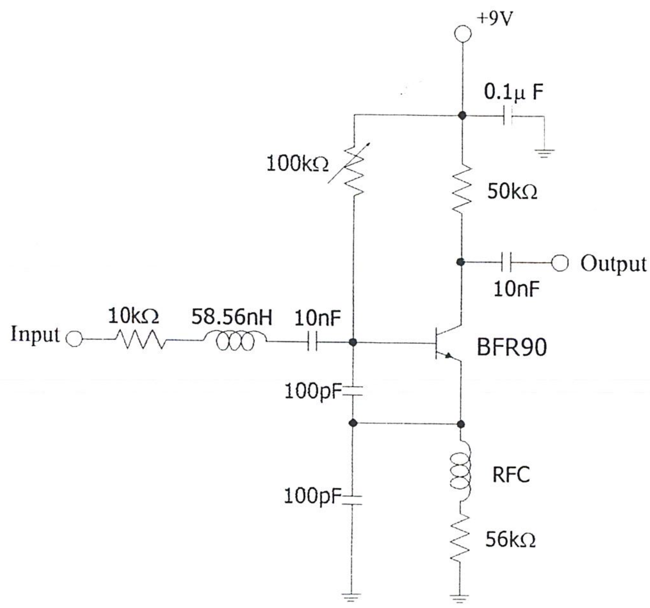
$$= 22.067pF$$

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

$$= \frac{1}{(2\pi \times 140MHz)^2 (22.067pF)}$$

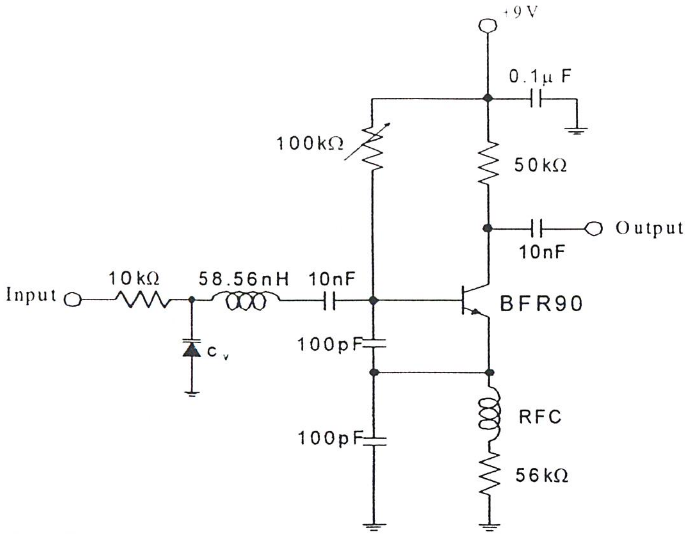
$$= 58.565nH$$

เมื่อทำการใส่ค่าตามที่ได้คำนวณแล้วจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณดังรูป 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณ

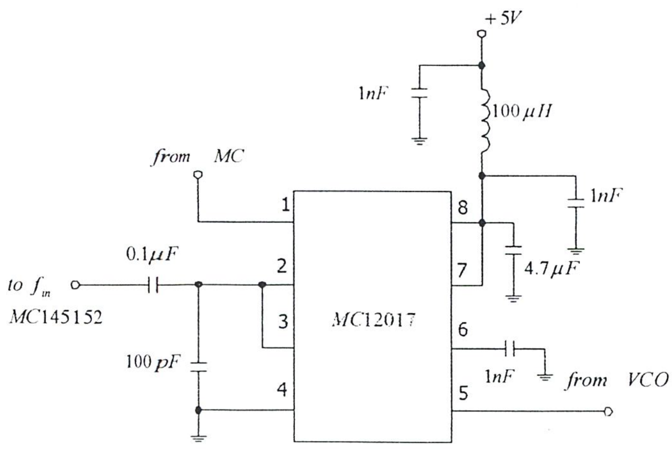
จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูป 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

3.3.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

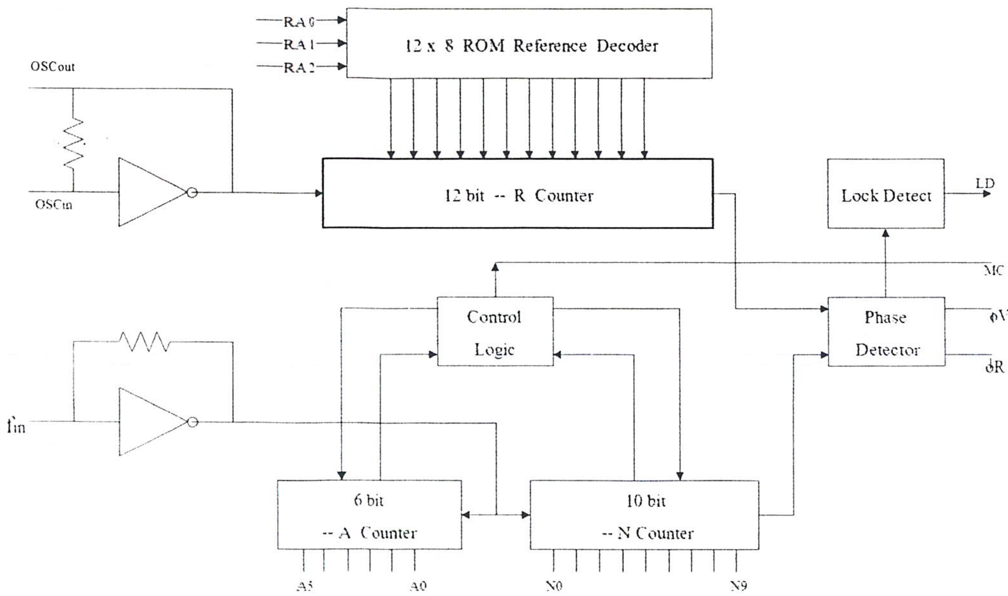
พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้ไอซีเบอร์ MC 12017 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.11



รูปที่ 3.11 การต่อวงจรของไอซี MC12017

3.3.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152–2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Dectect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกลูปอีกด้วย



รูปที่ 3.12 ส่วนประกอบต่าง ๆ ของไอซีเบอร์ MC145152–2

ในส่วนความถี่อ้างอิง จะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA_0 , RA_1 และ RA_2 ซึ่งดูจากตารางดังนี้

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

ตารางที่ 3.1 ค่า RA2,RA1 และ RA0 ที่กำหนดตัวหารค่าต่างๆ

ในส่วนนี้ กำหนด RA_0 , RA_1 และ RA_2 เป็น " 1 0 1 " ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_t) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ ของวงจรVCO (f_{vco}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{vco}}{f_{ref}} = \frac{140MHz}{10kHz} = 14000$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_t = NP + A$ จากดาต้าชีต ของไอซี MC 145152–2 โดยที่

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

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

P คือ ตัวหารของ prescaler หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้ ; 10000 = (N * 64) + A

ดังนั้น N = 218 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB) 0011011010 (LSB)

A = 48 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB) 110000 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิตของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz (64 * 10 kHz) ต่อ 1 บิตของ N

3.3.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 358 ซึ่งมีการออกแบบตามดาต้าชีตของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

กำหนดให้ (ตามคำแนะนำของ Data Motolora)

f_o = 140 MHz (local oscillator frequency)

f_s = 10 kHz (channel spacing)

f_b = 0.01 f_s (loop bandwidth)

f_{rc} = 20 f_b (filter cut off frequency)

δ = 0.8 (loop damping factor)

V_{DD} = 5 volts (PLL supply voltage)

$KVco = 2\pi \dfrac{\Delta fvco}{\Delta Vvco}$ (VCO gain , measureed on VCO)

C_1 = 0.1 μF (active integrator comonent)

$K_\phi = \dfrac{V_{DD}}{2\pi}$ (Phase detector gain)

$\omega_n = \dfrac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{\left((2\delta^2+1)^2+1\right)}}}$ (Natural frequency)

$N_t = \dfrac{f_o}{f_s}$ (Total Division ratio in feedback loop)

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

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

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

จากสมการด้านบน ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ R_1, R_2 และ C_c เพราะฉะนั้น แทนค่าลงในสมการคือ

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957$$

$$KVco = 2\pi\frac{\Delta fvco}{\Delta Vvco} = 2\pi\frac{(154.75-121.5)MHz}{(5-0)} = 23.038\times10^{6}\ rad/V$$ (ได้จากการวัด)

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01\times10\times10^{3} = 100\ Hz$$

$$\omega_n = \frac{2\pi\times100}{\sqrt{2(0.8)^2+1+\sqrt{\left(2(0.8)^2+1\right)^2+1}}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69\ rad/\sec$$

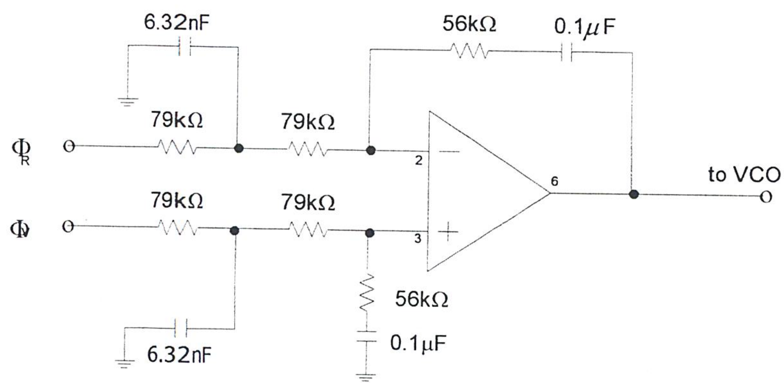
$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{140\times10^{6}}{10\times10^{3}} = 14000$$

$$R_1 = \frac{0.7957\times23.038\times10^{6}}{0.1\times10^{6}\times(287.69)^2\times14000} = 158.203\ k\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2\times0.8}{287.69\times0.1\times10^{-6}} = 55.61\ k\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rr}} = \frac{4}{2\times158.203\times10^{3}\times20\times100} = 6.32\ nF$$

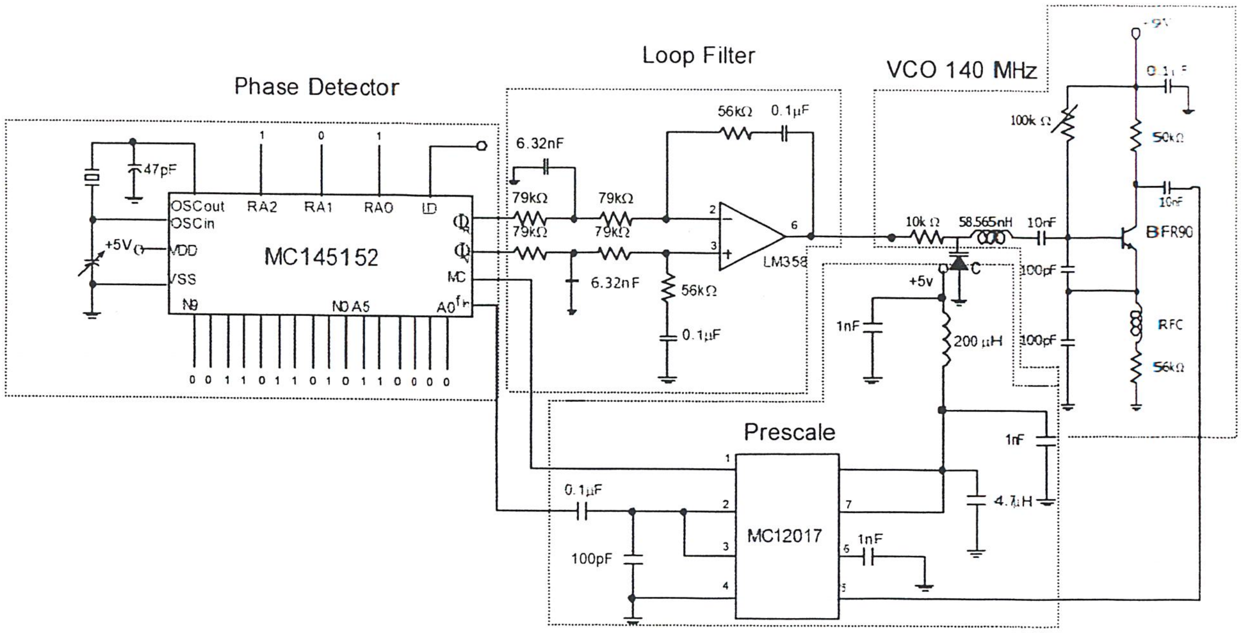
หลังจากนั้นทำการแบ่ง R_1 ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 79.10 $k\Omega$ และ 79.10 $k\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ79 $k\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจร ลูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรลูปฟิลเตอร์

3.3.5 วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 140 เมกะเฮิตรซ์

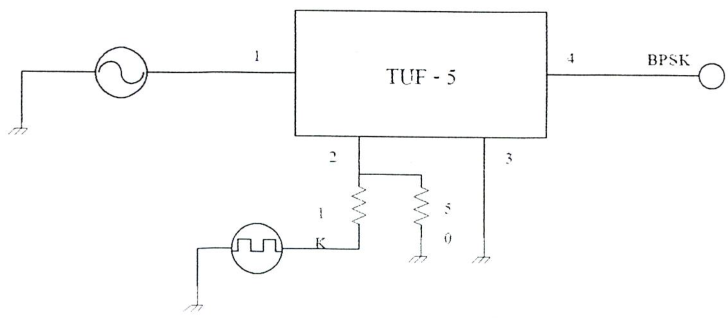
หลังจากที่ออกแบบวงจรในแต่ละส่วนแล้วก็นำมาต่อเข้าร่วมให้ครบลูปได้ดังรูป 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์

3.4 การออกแบบวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator)

วงจรมอดูเลเตอร์ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ กับข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์มาแล้ว เอาท์พุทที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์จะมีลักษณะเป็นสัญญาณบีพีเอสเค เมื่อนำเอาท์พุทจากวงจรมอดูเลเตอร์ 2 สัญญาณมารวมกันจะได้สัญญาณคิวพีเอสเค ซึ่งมอดูเลเตอร์ที่ใช้ ใช้ มินิเซอร์กิต เบอร์ TUF – 5 โดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

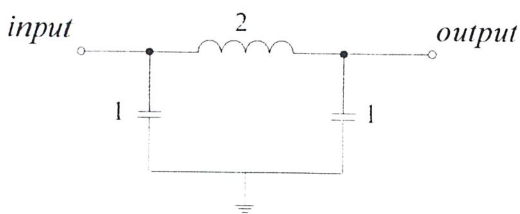
3.5 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 15 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 140 MHz Bandwidth 15 MHz)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ซึ่งวงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน ซึ่งในการออกแบบต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอีกทีหนึ่ง

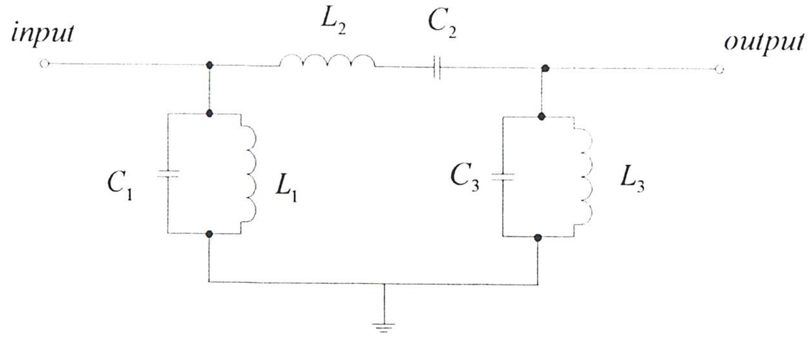
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.2 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.16 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L, C ขนานและอนุกรมเข้าไปดังรูปที่ 3.17

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.2 ค่านอมัลไลซ์ของวงจรแบบบัตเทอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3



รูปที่ 3.17 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้
สำหรับอุปกรณ์ที่ต่อขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f^2 L_n}$$

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f^2 C_n R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

เมื่อ C_n , L_n คือ ค่านอมัลไลซ์จากตารางที่ 3.3

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

B คือ ค่าความกว้างของช่วงผ่าน (Bandwidth 3 dB)
เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ จึงกำหนด B เท่ากับ 15 MHz

f คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 140 MHz

ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

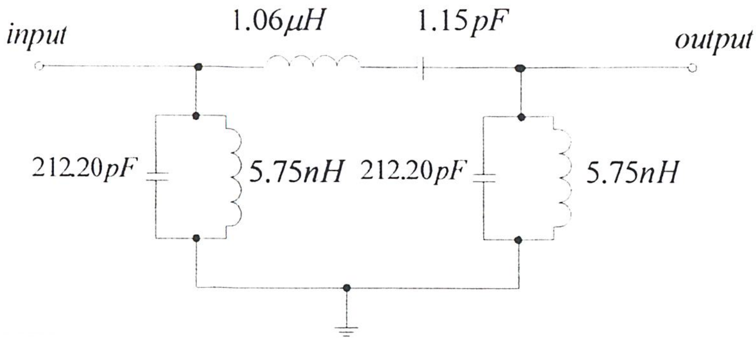
$$C_1 = C_3 = 212.20pF$$

$$C_2 = 1.15pF$$

$$L_1 = L_3 = 5.75nH$$

$$L_2 = 1.06\mu H$$

วงจรที่ออกแบบได้แสดงดังรูป



รูปที่ 3.18 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

3.6 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

ในการสร้างเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $V_{CE}=15\ V_{DC}$ และ $I_C = 50\ mA_{DC}$ จากดาต้าชีตจะทราบค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ ดังนี้

$$S_{11} = 0.563\angle 187.45^\circ$$

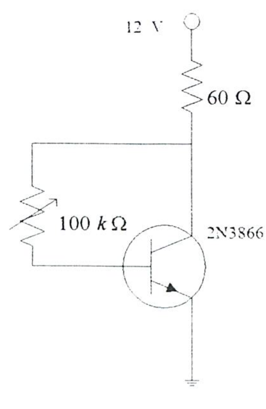
$$S_{12} = 0.05\angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 6\angle 80^\circ$$

$$S_{22} = 0.42\angle -38^\circ$$

จากนั้นทำตามกระบวนการในบทที่ 2 หาค่าต่างๆดังนี้

1. ออกแบบวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ได้ $V_{CE} = 15\,V_{DC}$ และ $I_C = 50\ mA_{DC}$ จะได้วงจรดังนี้



รูปที่ 3.19 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2. หาค่า D_S : $$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$
$$= 0.064\angle -28.54^\circ$$

3. ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1+|D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\cdot|S_{21}|\cdot|S_{12}|}$$
$$= 0.854$$

$\therefore\ K \langle 1$ ดังนั้น แอมปลิฟายเออร์อยู่ในสถานะโพเทนเชี่ยลอินสเตบิลิตี้

4. เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด – ซอร์สของวงจรขยายสัญญาณเพื่อใช้ในการแมชชิ่งอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ

4.1 หาค่า C_1

$$C_1 = S_{11} - (\ D_S S_{22}^*\ )$$
$$= 0.59\angle 187.41^\circ$$

4.2 หาค่า C_2

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$$
$$= 0.453\angle -37.75^\circ$$

4.3 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$$
$$= 1.88\angle -187.41^\circ$$

4.4 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$p_{S1} = \left|\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}\right|$$
$$= 0.958$$

4.5 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$$
$$= 2.65\angle 37.75^\circ$$

4.6 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$p_{S2} = \left|\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}\right|$$
$$= 1.758$$

4.7 หาค่าของอัตราขยายสูงสุด

$$G_{MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} = \frac{6}{0.05} = 120\ (20.8\,dB)$$

4.8 หาค่าของอัตราขยายที่ต้องการ โดยต้องการอัตราขยาย 20 dB

$$G = \frac{Gain\ desired\ (absolute)}{|S_{21}|^2}$$

$$= \frac{100}{6^2}$$

$$= 2.78$$

4.9 หาค่าของ D_2

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2$$

$$= 0.17$$

4.10 จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีอัตราขยายคงที่

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G}$$

$$= \frac{2.78(0.453\angle 37.75°)}{1 + 0.17(2.78)}$$

$$= 0.855\angle 37.75°$$

4.11 รัศมีของวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G}$$

$$= \frac{\sqrt{1 - (2 \times 0.744 \times 0.036 \times 6.8 \times 2.16) + (6.8 \times 0.036 \times 2.16)^2}}{(1 + 2.16(0.365))}$$

$$= 0.353$$

4.12 หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด(Γ_L)โดยจากสมิทธ์ชาร์ทเลือกจุด Z_L ที่อยู่บนเส้นวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่ (20 dB) และอยู่นอกวงกลมเสถียรภาพของอินพุตและเอาต์พุต และเพื่อสะดวกในการสร้างวงจรจะเลือกค่า $Z_L = 2 + j1.4\ \Omega$

จาก $\Gamma_L = \dfrac{Z_L + 1}{Z_L - 1}$

จะได้ $\Gamma_L = 0.52\angle 29.45°$

4.13 หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส(Γ_S) ได้ดังนี้

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

$$= 0.757\angle -184.71°$$

5. เมื่อทราบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดและซอร์สก็สามารถหาอิมพีแดนซ์ที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

จาก $$Z_S = \frac{1+\Gamma_S}{1-\Gamma_S}$$

$$= 0.14 + j0.03 \ \Omega$$

เนื่องจาก Z_S เป็นค่านอมัลไลซ์ดังนั้น

$$Z_{in} = Z_S \times 50$$

$$= 7 + j1.5 \ \Omega$$

จาก $$Z_L = 2+j1.4 \ \Omega$$

$$\therefore \ Z_{out} = 100 - j70 \ \Omega$$

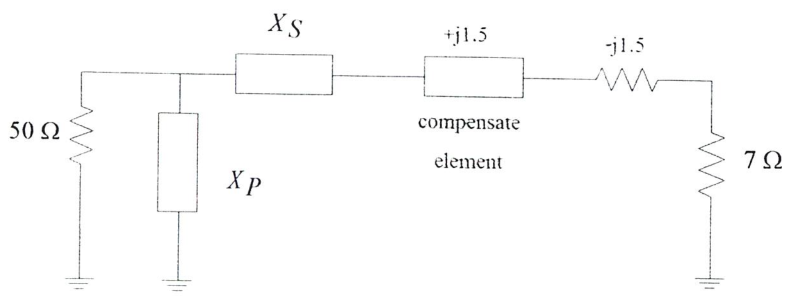
6. จากนั้นนำค่า Z_{in} และ Z_{out} ไปคำนวณวงจรแมชชิ่งที่อินพุต

จาก $$Z_{in} = 7 + j1.5 \ \Omega$$

คำนวณหาค่า $$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{in}} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{7} - 1}$$

$$= 2.47$$



รูปที่ 3.20 วงจรแมชชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R}{Q} = \frac{50}{2.47} = 20.24$$

$$X_S = RQ = 7 \times 2.47 = 17.29$$

เลือก X_S ให้เป็นค่า inductance ดังนั้น $X_S = 17.29 - 1.5 = 15.79$

$$X_S = X_L \text{ และ } X_P = X_C$$

$$X_S = +j15.79 \times L$$

$$\therefore L = \frac{15.79}{2\pi \times 144 \times 10^6} = 18\ nH$$

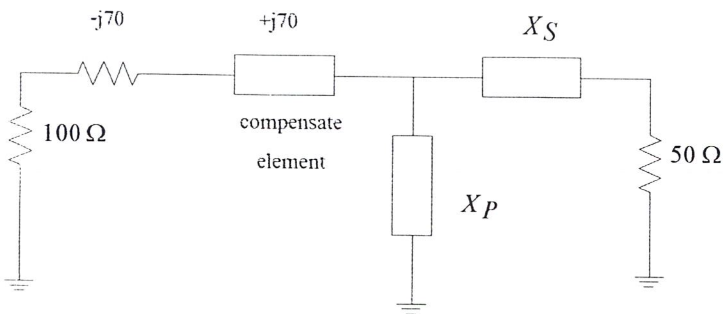
$$X_P = -j20.24 \times C$$

$$\therefore C = \frac{1}{2\pi \times 144 \times 10^6 \times 20.24} = 54.6\ pF$$

ที่เอาต์พุตจาก $Z_{out} = 100 - j70$

compensate element เป็น L โดยที่ $X_L = +j70$

$$\therefore L = \frac{70}{2\pi \times 144 \times 10^6} = 78\ nH$$



รูปที่ 3.21 วงจรแมชชิ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

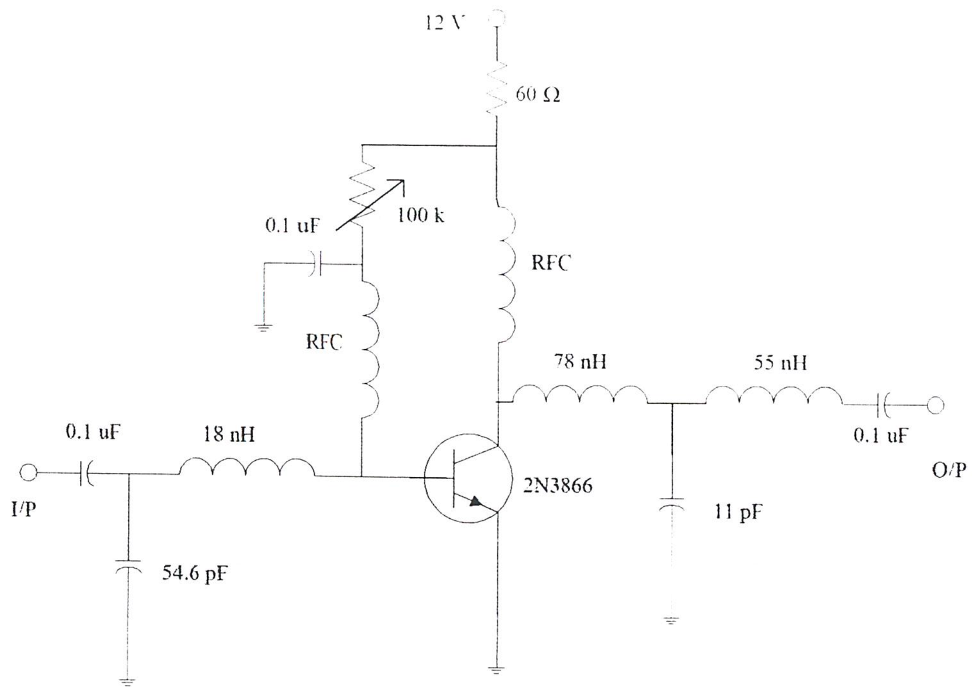
หา Q จาก $Q = \sqrt{\frac{R_{out}}{R} - 1} = \sqrt{\frac{100}{50} - 1} = 1$

$$X_P = \frac{R}{Q} = \frac{100}{1} = 100$$

$$\therefore C = \frac{1}{2\pi \times 144 \times 10^6 \times 100} = 11\ pF$$

$$X_S = RQ = 50 \times 1 = 50$$

$$\therefore L = \frac{50}{2\pi \times 144 \times 10^6} = 55\ nH$$



รูปที่ 3.22 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็กโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866

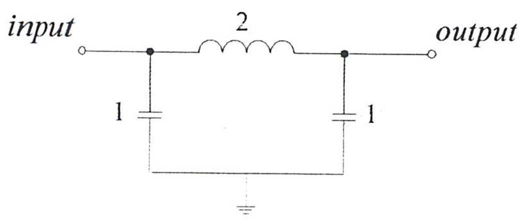
3.7 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 140 MHz Bandwidth 30 MHz)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ซึ่งวงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน ซึ่งในการออกแบบต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอีกทีหนึ่ง

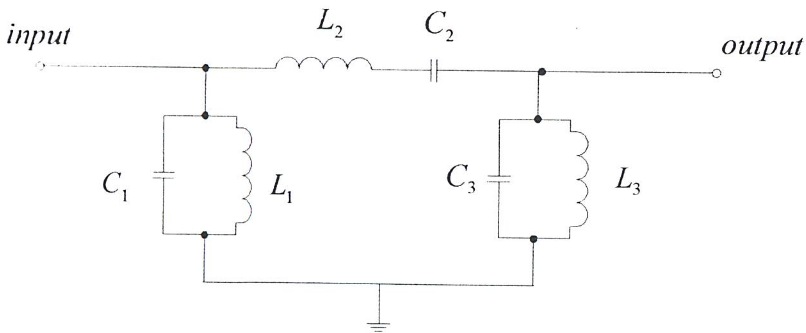
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.3 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.23 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L, C ขนานและอนุกรมเข้าไปดังรูปที่ 3.24

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.3 ค่านอมัลไลซ์ของวงจรแบบบัตเทอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.23 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3



รูปที่ 3.24 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่อขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f^2 L_n}$$

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f^2 C_n R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

เมื่อ C_n , L_n คือ ค่านอมัลไลซ์จากตารางที่ 3.3

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

B คือ ค่าความกว้างของช่วงผ่าน (Bandwidth 3 dB)

เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ จึงกำหนด B เท่ากับ 30 MHz

f คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 140 MHz

ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

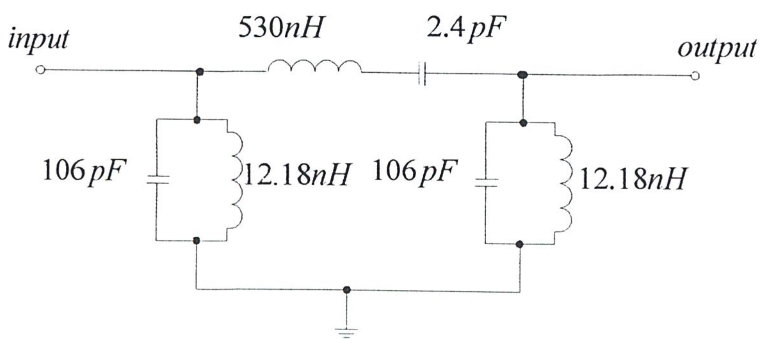
$$C_1 = C_3 = 106pF$$

$$C_2 = 2.4pF$$

$$L_1 = L_3 = 12.18nH$$

$$L_2 = 530nH$$

วงจรที่ออกแบบได้แสดงดังรูป



รูปที่ 3.25 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

การออกแบบวงจรภาครับ

Receiver Circuit Design

3.8 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์

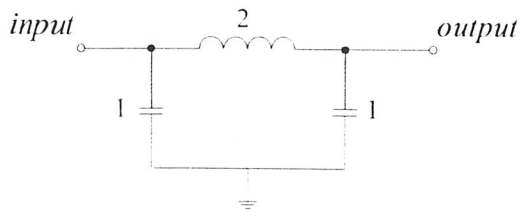
(Band Pass Filter 140 MHz Bandwidth 30 MHz)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ซึ่งวงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน ซึ่งในการออกแบบต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอีกทีหนึ่ง

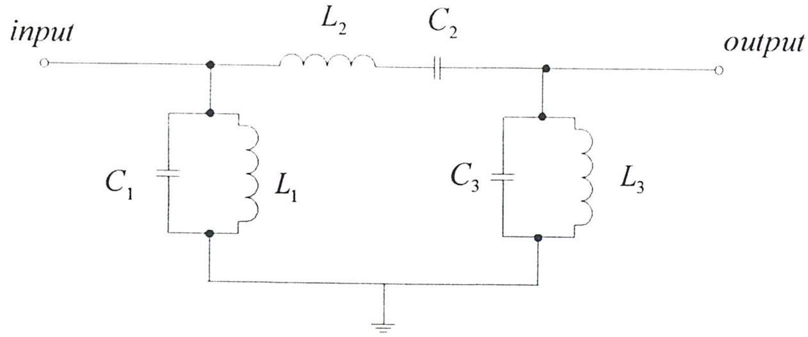
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.4 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.26 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L, C ขนานและอนุกรมเข้าไปดังรูปที่ 3.27

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.4 ค่านอมัลไลซ์ของวงจรแบบบัตเทอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.26 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 3



รูปที่ 3.27 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่อขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f^2 L_n}$$

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f^2 C_n R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

เมื่อ C_n , L_n คือ ค่านอมัลไลซ์จากตารางที่ 3.3

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

B คือ ค่าความกว้างของช่วงผ่าน (Bandwidth 3 dB)

เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ จึงกำหนด B เท่ากับ 30 MHz

f คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 140 MHz

ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

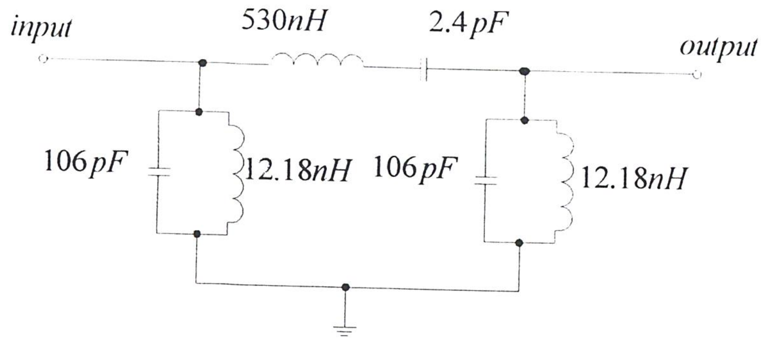
$$C_1 = C_3 = 106\,pF$$

$$C_2 = 2.4\,pF$$

$$L_1 = L_3 = 12.18\,nH$$

$$L_2 = 530\,nH$$

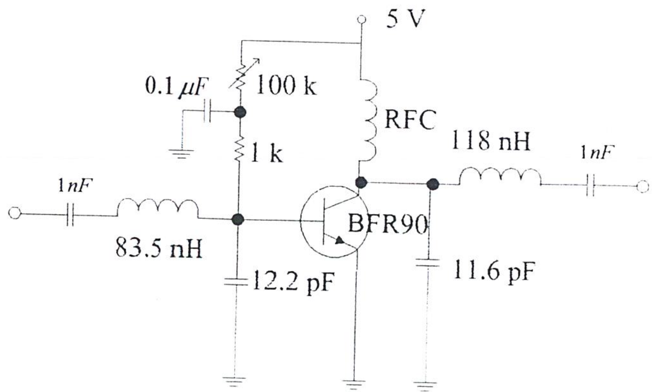
วงจรที่ออกแบบได้แสดงดังรูป



รูปที่ 3.28 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

3.9 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ 140 MHz (Low Noise Amplifier)

การออกแบบอาศัยหลักการเดียวกับหัวข้อที่ 3.6 จะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.29 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

3.10 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง

ควรทำการเลือกทรานซิสเตอร์ที่จะใช้งานก่อน ในที่นี้เลือกใช้ BFR 90 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

f_t = 5 GHz ที่ I_C = 14 mA_{dc}

V_{CEO} = 15 V_{dc}

I_c max = 30 mA_{dc}

พาวเวอร์ดิสสิเพชัน = 180 mW

การออกแบบเลือกให้วงจรมีกำลังขยายเท่ากับ 20 dB หรือ 10 เท่า จะได้ว่า

$$Gain = \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} = 10$$

AC Analysis

เลือก	R_{E1}	=	10	โอห์ม
ได้	R_{F1}	=	90	โอห์ม
เลือก	R_{E2}	=	210	โอห์ม
และ	R_{F2}	=	3000	โอห์ม
ดังนั้น	R_{in}	=	50.95	โอห์ม
	R_{out}	=	53.59	โอห์ม

DC Analysis

เลือกให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 รับภาระน้อยกว่าตัวที่ 2 โดยกำหนดให้ V_{CC} = 12 โวลต์ และ

β = 113 เท่า (จากการวัดจริง)

I = 10 mA_{dc}

I = 15 mA_{dc}

กำหนด V_{C2} = 7.5 โวลต์

ได้ V_{E1} = 0.1 โวลต์ ทำให้ V_{B1} = 0.8 โวลต์

V_{E2} = 3.15 โวลต์ทำให้ V_{B2} = 3.85 = V_{C1}

เป็นผลให้ R_{C1} = 815 โอห์ม

R_{C2} = 300 โอห์ม

เลือก RFC โชค ≈ 560 uH

Ci = 0.1 uF

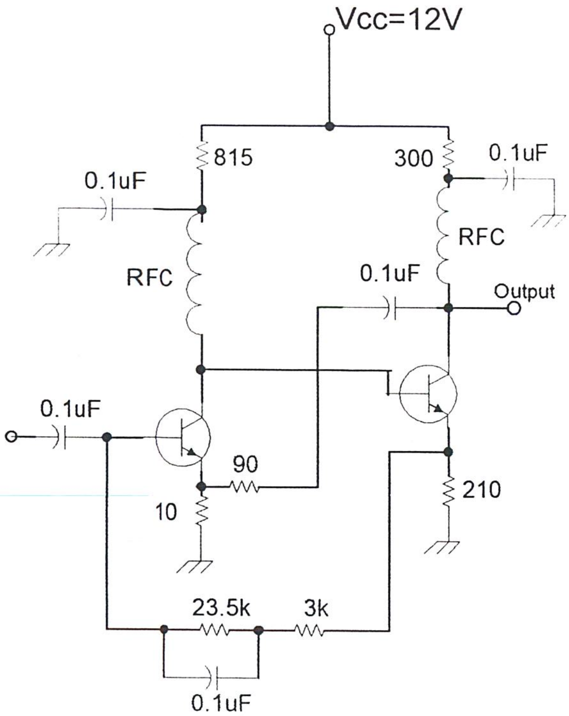
Co = 0.1 uF

ทำการ บายพาส RF ด้วย ค่าตัวเก็บประจุ = 0.1 uF

C_P = 0.1 uF บายพาสเอซี

C_D = 0.1 uF กันดีซี ให้ ไบอัส ง่ายขึ้น

ดังนั้น รูปวงจรสมบูรณ์ไว้ดังรูป



รูปที่ 3.30 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง

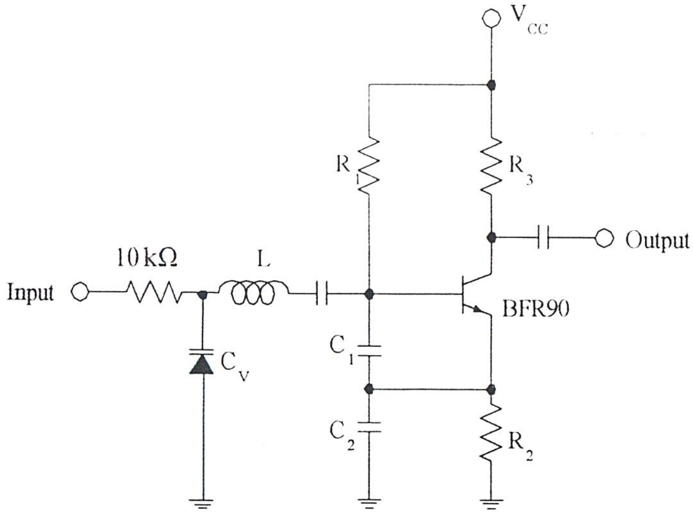
3.11 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 150.7 เมกะเฮิรตซ์

ประกอบด้วยวงจรต่างๆได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ใช้ไอซีเบอร์ MC12017
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ ซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358
5. วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

3.11.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) ดังรูปที่ 3.31



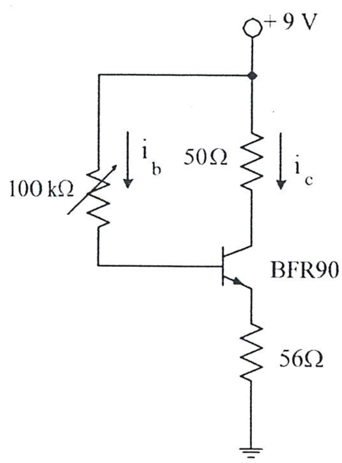
รูปที่ 3.31 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts Oscillator)

ทำการไบอัสโดยให้

R_1 = 100kΩ

R_2 = 56Ω

โดยในที่นี้ค่า β_{dc} ของ BFR90 มีค่าเท่ากับ 113 (ตามดาต้าชีท และจากการวัด)



รูปที่ 3.32 วงจรสมมูลทางดีซีของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ต้องการ i_c = 10 mA

$$g_m = i_c / V_T = 0.35$$

เพราะฉะนั้นจาก

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega(C_1 C_2 / C_1 + C_2)} \tag{3.3}$$

$$R_{in} = \frac{1}{(2\pi \times 150.7 MHZ)^2 (20\, pF \times 20\, pF)} \tag{3.4}$$

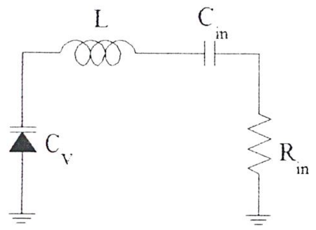
$$= -2788.391\Omega$$

ให้ $C_1 = C_2 = 20$ pF เพราะฉะนั้น

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

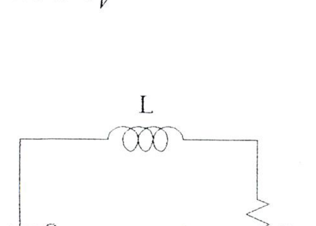
$$= \frac{20\,pF \times 20\,pF}{20\,pF + 20\,pF}$$

$$= 10\,pF$$



รูปที่ 3.33 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ

จากรูปได้ว่า $C_N = C_{in}$ อนุกรมกับ C_V



รูปที่ 3.34 วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_V

วาริแคปใช้เบอร์ mv104 ซึ่งเลือกค่า C_V กลางๆประมาณ 39.5 pF ดังนั้นได้ค่า C_N และ L ดังนี้

$$C_N = \frac{C_{in}C_V}{C_{in}+C_V}$$

$$= \frac{10pF \times 39.5pF}{10pF + 39.5pF}$$

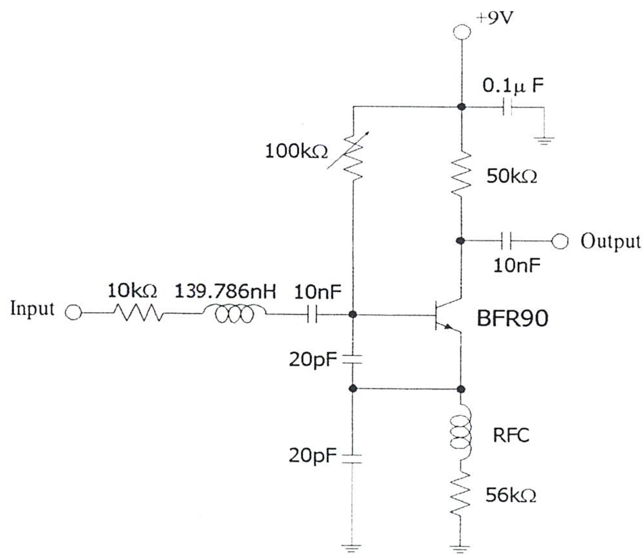
$$= 7.979pF$$

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

$$= \frac{1}{(2\pi \times 150.7MHz)^2 (7.979pF)}$$

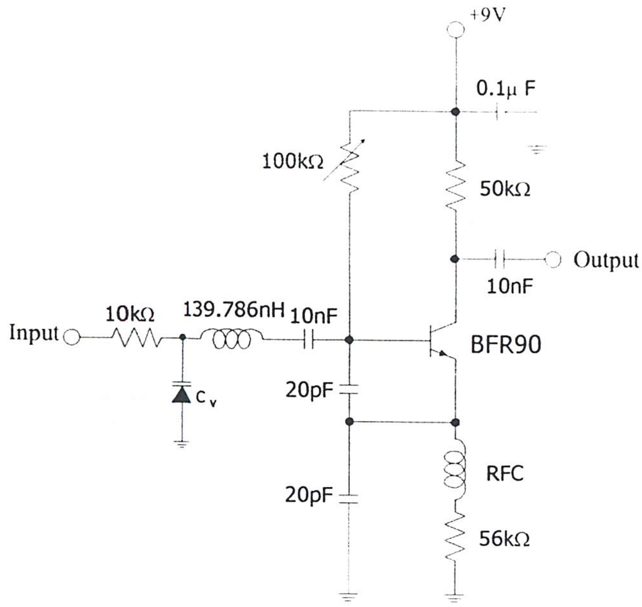
$$= 139.786nH$$

เมื่อทำการใส่ค่าตามที่ได้คำนวณแล้วจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณดังรูป 3.35



รูปที่ 3.35 วงจรกำเนิดสัญญาณ

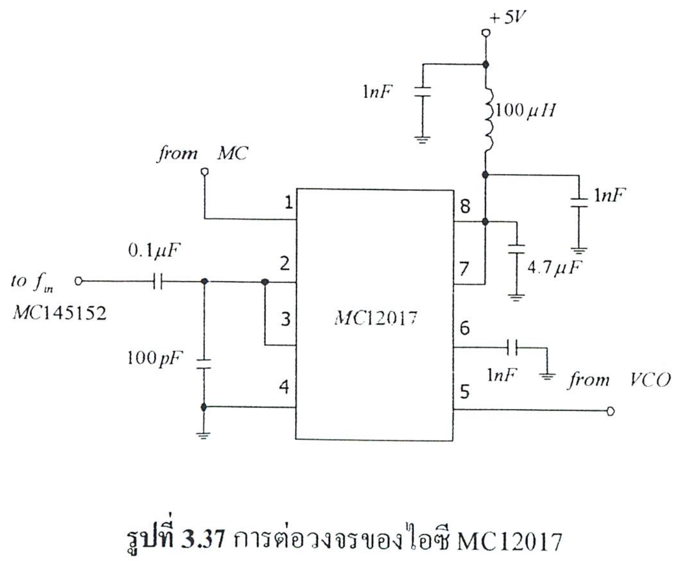
จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูป 3.36



รูปที่ 3.36 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

3.11.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

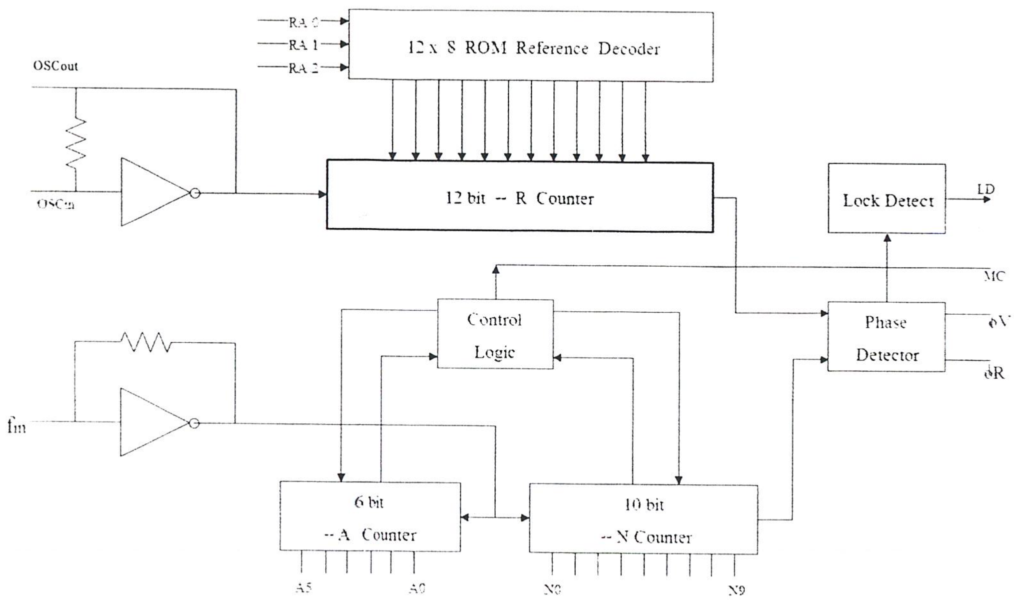
พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้ไอซีเบอร์ MC 12017 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.37



รูปที่ 3.37 การต่อวงจรของไอซี MC12017

3.11.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152–2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 3.38 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Dectect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกลูปอีกด้วย



รูปที่ 3.38 ส่วนประกอบต่าง ๆ ของไอซีเบอร์ MC145152–2

ในส่วนความถี่อ้างอิง จะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA_0 , RA_1 และ RA_2 ซึ่งดูจากตารางดังนี้

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

ตารางที่ 3.5 ค่า RA2,RA1 และ RA0 ที่กำหนดตัวหารค่าต่างๆ

ในส่วนนี้ กำหนด RA_0 , RA_1 และ RA_2 เป็น " 1 0 1 " ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_t) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ ของวงจร VCO (f_{vco}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{vco}}{f_{ref}} = \frac{150.7MHz}{10kHz} = 15070$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_t = NP + A$ จากดาต้าชีต ของไอซี MC 145152–2 โดยที่

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

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

P คือ ตัวหารของ prescaler หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้ ; 10000 = (N * 64) + A

ดังนั้น N = 235 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB)0011101011(LSB)

A = 30 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB) 011110 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิตของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz (64 * 10 kHz) ต่อ 1 บิตของ N

3.11.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 358 ซึ่งมีการออกแบบตามดาต้าชีตของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

กำหนดให้ (ตามคำแนะนำของ Data Motolora)

f_o = 100 MHz (local oscillator frequency)

f_s = 10 kHz (channel spacing)

f_b = 0.01 f_s (loop bandwidth)

f_{rc} = 20 f_b (filter cut off frequency)

δ = 0.8 (loop damping factor)

V_{DD} = 5 volts (PLL supply voltage)

$KVco = 2\pi \frac{\Delta fvco}{\Delta Vvco}$ (VCO gain , measureed on VCO)

C_1 = 0.1 μF (active integrator comonent)

$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi}$ (Phase detector gain)

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

$N_t = \frac{f_o}{f_s}$ (Total Division ratio in feedback loop)

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

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

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

จากสมการด้านบน ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ R_1, R_2 และ C_c เพราะฉะนั้น แทนค่าลงในสมการคือ

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957$$

$$KVco = 2\pi\frac{\Delta fvco}{\Delta Vvco} = 2\pi\frac{(164.25-142.13)MHz}{(9-0)} = 15.358\times10^6 \ rad/V$$ (ได้จากการวัด)

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01 \times 10 \times 10^3 = 100\ Hz$$

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{\left(2(0.8)^2 + 1\right)^2 + 1}}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69\ rad/\sec$$

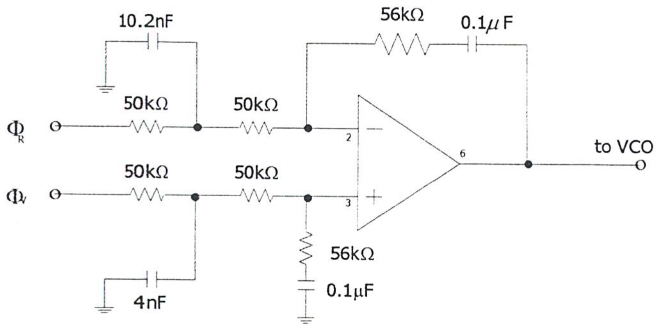
$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{150.7 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 15070$$

$$R_1 = \frac{0.7957 \times 15.358 \times 10^6}{0.1 \times 10^6 \times (287.69)^2 \times 15070} = 97.976\ k\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.69 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 55.61\ k\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 97.976 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 10.206\ nF$$

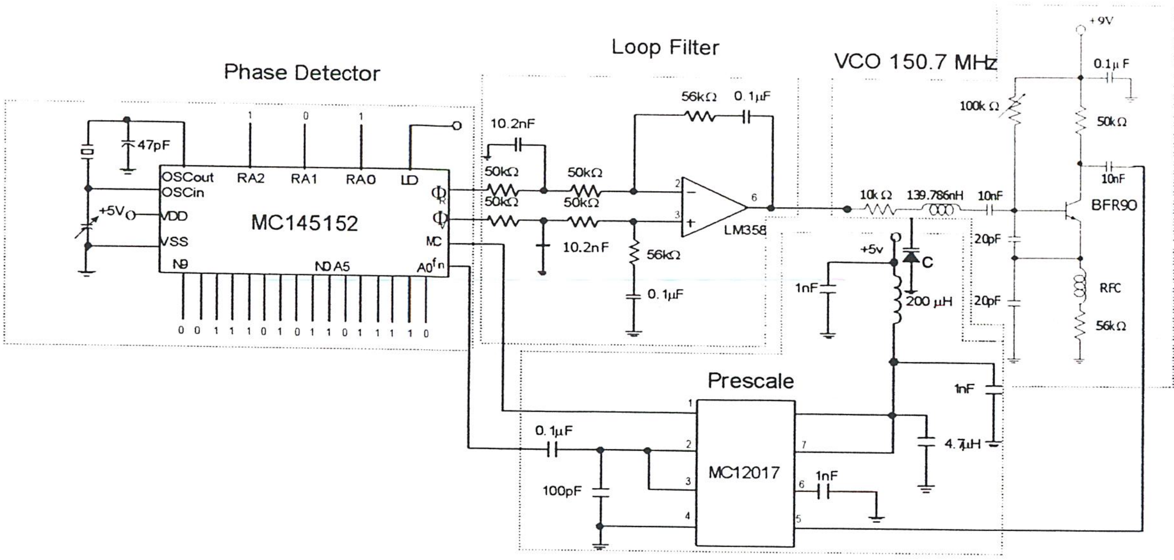
หลังจากนั้นทำการแบ่ง R_1 ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 48.98 $k\Omega$ และ 48.98 $k\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ 50 $k\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจร ลูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.39



รูปที่ 3.39 วงจรลูปฟิลเตอร์

3.11.5 วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

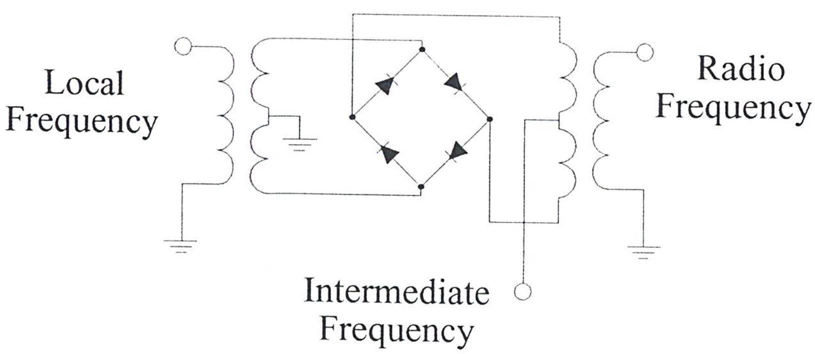
หลังจากที่ออกแบบวงจรในแต่ละส่วนแล้วก็นำมาต่อเข้าร่วมให้ครบลูปได้ดังรูป 3.40



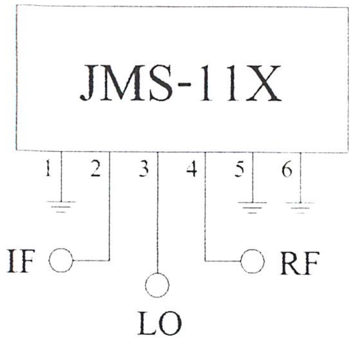
รูปที่ 3.40 วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

3.12 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ใช้ JMS-11X โดยให้สัญญาณความถี่140 เมกะเฮิรตซ์ เป็นความถี่วิทยุและให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่โลคอล การต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.41



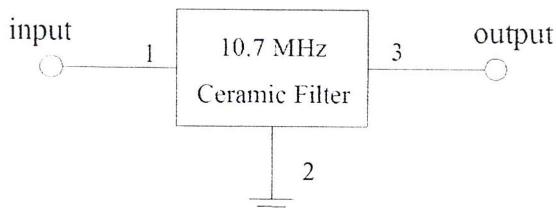
รูปที่ 3.41 วงจรภายในของ JMS-11X



รูปที่ 3.42 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.13 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

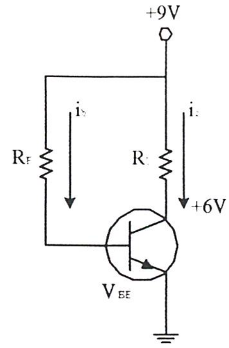
สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆรวมอยู่ด้วยฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองความถี่ผ่านเพื่อกรองเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ โดยเลือกใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) 10.7 เมกะเฮิรตซ์มากรองสัญญาณหลังผ่านวงจรมิกเซอร์ มีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.43



รูปที่ 3.43 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.14 วงจรขยายกำลังความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน จะมีขนาดสัญญาณเล็ก จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป พิจารณาวงจรสมมูลทาง ดีซี (DC)



รูปที่ 3.44 วงจรสมมูลทางดีซี (DC) ของวงจรคอมมอนอีมิตเตอร์

กำหนดให้

$V_{CC} = +9 \quad V$

$V_{BE} = 0.65 \quad V$

$\beta \;=\; 191$ (จากคาต้าชีท)

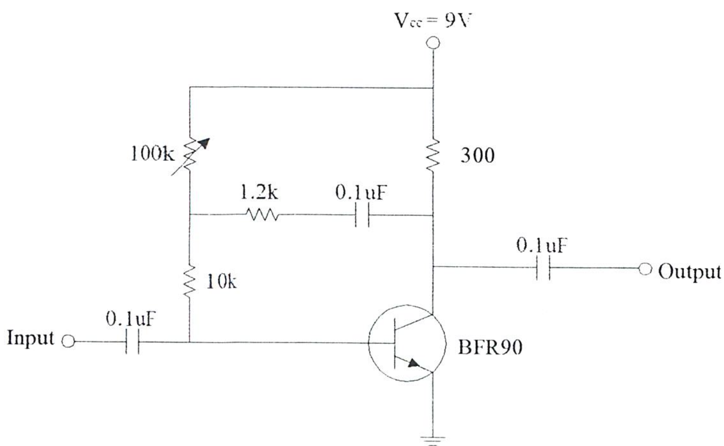
และ $I_C \;=\; 10 \quad mA$

คำนวณ ดีซีไบอัส (DC bias) จะได้

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_c}{I_c} = 300\Omega$$

$$R_F = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 46.38k\Omega$$

นำค่าที่คำนวณได้มาต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.45



รูปที่ 3.45 วงจรขยายความถี่กลางที่ใช้งานจริง

3.15 การออกแบบวงจรกู้สัญญาณพาหะ (Carrier Recovery)

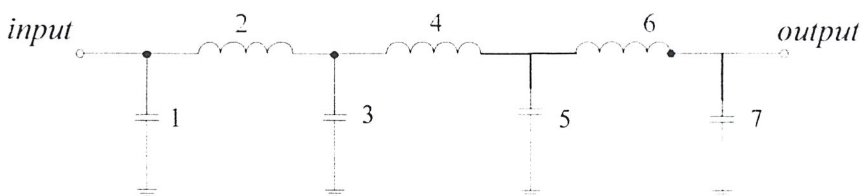
3.15.1 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Low Pass Filter 10.7 MHz)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 7 ซึ่งวงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 7 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.6 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.46

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.6 ค่านอมัลไลซ์ของวงจรแบบบัตเทอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.46 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 7

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_c}$$

เมื่อ C_n , L_n คือ ค่านอมัลไลซ์จากตารางที่ 3.6

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

f คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 10.7 MHz

ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

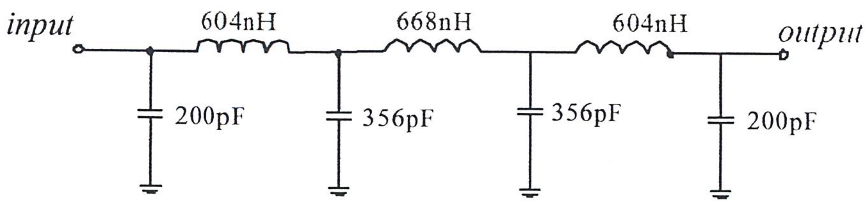
$$C_1 = C_7 = 200pF$$

$$C_3 = C_5 = 356pF$$

$$L_1 = L_3 = 604nH$$

$$L_2 = 668nH$$

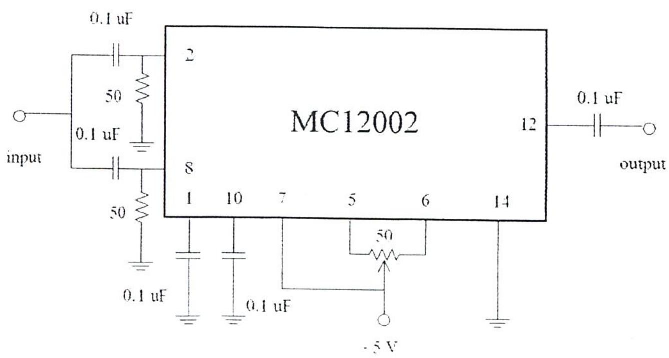
วงจรที่ออกแบบได้แสดงดังรูปที่ 3.47



รูปที่ 3.47 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.15.2 การออกแบบวงจรยกกำลังสอง

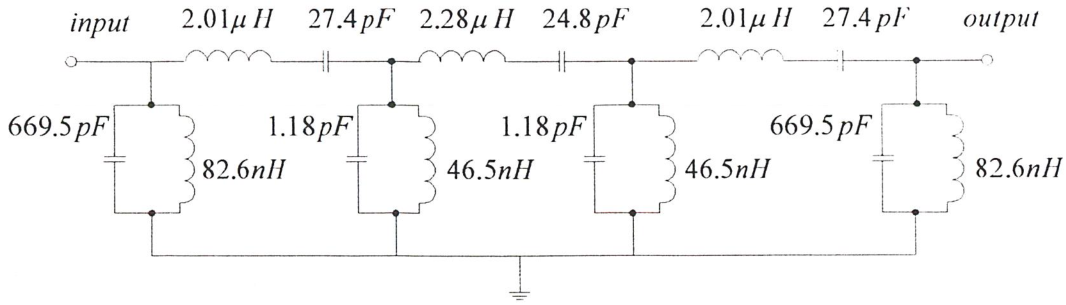
การออกแบบใช้วงจรตามการประยุกต์ใช้งานของไอซีเบอร์ MC 12002 จะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.48 วงจรยกกำลังสอง

3.15.3 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 21.4 เมกะเฮิรตซ์

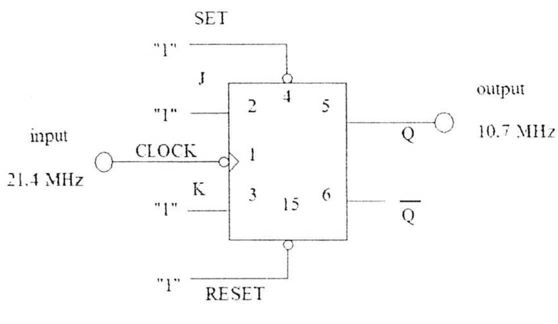
การออกแบบอาศัยหลักการเดียวกับหัวข้อที่ 3.8 โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท อันดับที่ 14 มีความถี่กลาง 21.4 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 600 กิโลเฮิรตซ์ ได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.49 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 21.4 MHz

3.15.4 วงจรหารความถี่

เนื่องจากคลื่นพาหะที่ต้องการมีความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ จึงต้องหารความถี่ที่ได้จากวงจรยกกำลังสอง ลงด้วยวงจรหาร 2 ดังรูป

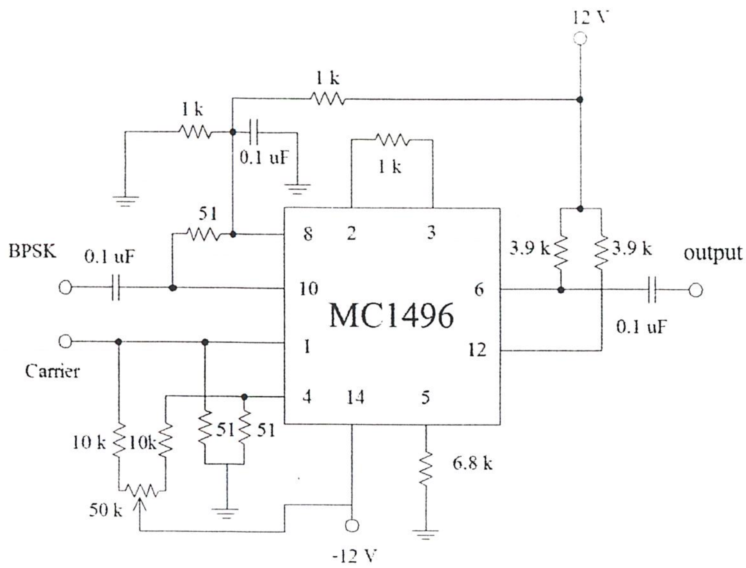


รูปที่ 3.50 วงจรหาร 2

3.16 การออกแบบวงจรดีมอดูเลต BPSK

3.16.1 วงจรคูณสัญญาณ

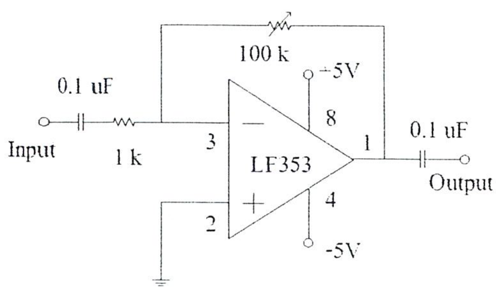
การออกแบบใช้วงจรตามการประยุกต์ใช้งานของไอซีเบอร์ MC 1496 จะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.51 วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ MC1496

3.16.2 วงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง

สัญญาณจากวงจรคูณมีขนาดต่ำดังนั้นจึงนำไปขยายโดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติงดังรูป



รูปที่ 3.52 วงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง

3.17 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ (Active Low Pass Filter)

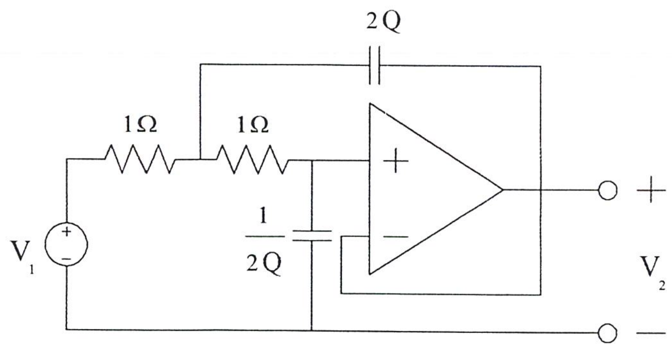
ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ อันดับที่ 8 และให้มีความถี่คัทออฟที่ 320 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ในตารางที่ 3.7 คือ

Even-Order	2	4	6	8	10
Q_1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51
Q_2		1.31	0.71	0.60	0.56
Q_3			1.93	0.90	0.71
Q_4				2.56	1.10
Q_5					3.20

Odd-Order	3	5	7	9	11
Q_1	1.00	0.62	0.55	0.53	0.52
Q_2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q_3			2.24	1.00	0.76
Q_4				2.88	1.20
Q_5					3.51

ตารางที่ 3.7 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่าง ๆ

เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราการขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีการนอมัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 3.53



รูปที่ 3.53 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

เมื่อ

$$C_1 = 2Q$$
$$C_2 = \frac{1}{2Q} \qquad (3.5)$$

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.7 แล้วทำการสเกลความถี่และสเกลค่า อิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการคือ

$$R_{new} = R_{old} \times R_m \tag{3.6}$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_C \times R_m} \tag{3.7}$$

เมื่อ f_C คือความถี่คัทออฟ และ R_m คือความต้านทานที่ต้องการเปลี่ยนค่าไปจากเดิมเป็นจำนวนเท่า วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับที่ 8 มีค่า Q ทั้งหมด 4 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้

ที่ Q_1 = 0.51 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.51) = 1.02$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.51) = 0.98$

ที่ Q_2 = 0.60 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.60) = 1.20$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.60) = 0.83$

ที่ Q_3 = 0.90 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.90) = 1.80$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.90) = 0.56$

ที่ Q_4 = 2.56 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(2.56) = 5.12$

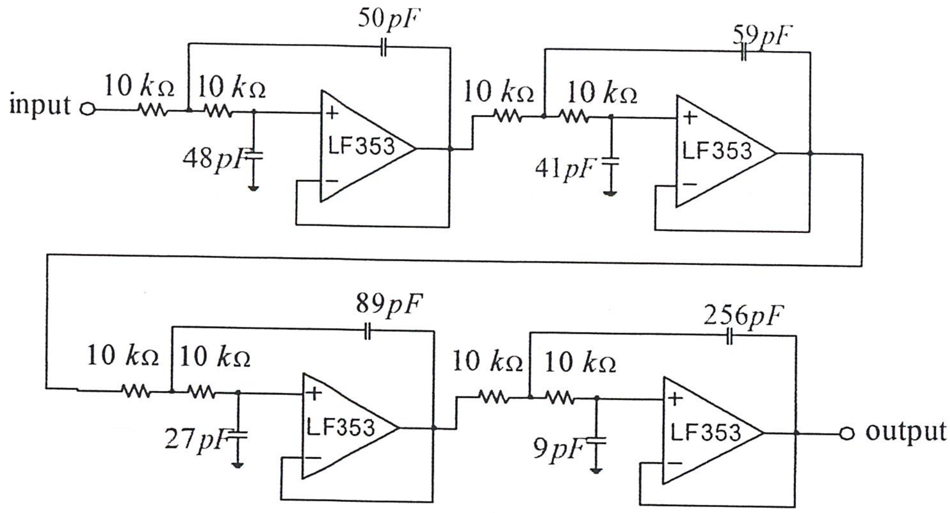
$C_2 = 1/2Q = 1/2(2.56) = 0.195$

เมื่อกำหนดค่า R_m = 10 $k\Omega$ และนำค่าที่ได้ไปแทนในสมการ 3.6 และ 3.7 ได้ผลดังตารางที่ 3.8

ความถี่		Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
320 kHz	$R_1 = R_2$	10k Ω	10k Ω	10k Ω	10k Ω
	C_1	50pF	59pF	89pF	254pF
	C_2	48pF	41pF	27pF	9pF

ตารางที่ 3.8 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่าง ๆ

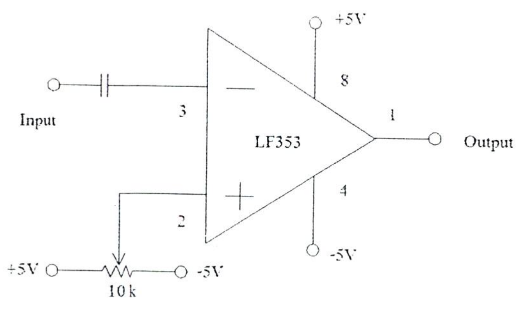
เมื่อนำค่าต่างๆ ที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของแต่ละชุด จะได้วงจรในแต่ละชุดโดยออปแอมป์ในวงจรคือไอซีเบอร์ LF353 ดังรูป



รูปที่ 3.54 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟทางภาคส่งความถี่คัทออฟ 320 กิโลเฮิรตซ์

3.18 วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)

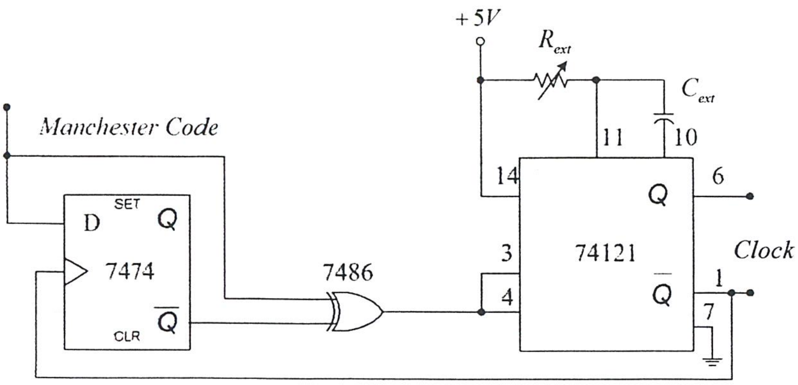
สัญญาณที่ทำการดีมอดูเลตออกมาได้จากวงจรดีมอดูเลตนั้นสัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องมีวงจรเปรียบเทียบสัญญาณซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นพัลส์ เราสามารถสร้างสัญญาณดิจิตอลที่ปราศจากความผิดเพี้ยนขึ้นใหม่ได้โดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณดังรูป



รูปที่ 3.42 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

3.19 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)

เมื่อได้สัญญาณพัลส์ออกมาจากวงจรเปรียบเทียบแล้วนำมาเข้าวงจรกู้สัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมา เพื่อใช้ในการถอดรหัสแมนเชสเตอร์ในวงจรกู้สัญญาณจะใช้ดีฟลิปฟลอป(D-Flipflop : ใช้ไอซีเบอร์ 74HC74) เอกซ์คลูซีฟออร์เกต (XOR gate : ใช้ไอซีเบอร์ 74HC86) และโมโนสเตเบิล (Monostable : ใช้ไอซีเบอร์ 74121) ดังรูปที่3.55



รูปที่ 3.55 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

โดยที่ค่าความต้านทาน (R)และค่าตัวเก็บประจุ (C)ที่ใช้ในวงจรกู้สัญญาณในรูปที่ 3.55 สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{64k} = 15.625uS$$

จาก $T = KCR$

โดยที่ $K \approx 0.7$ (ใช้ได้ที่ $C > 1000$ pF)

T = ความกว้างของพัลส์ของสัญญาณนาฬิกา หน่วย ns

C = ค่าของตัวเก็บประจุ หน่วย pF

R = ค่าความต้านทาน หน่วย kΩ

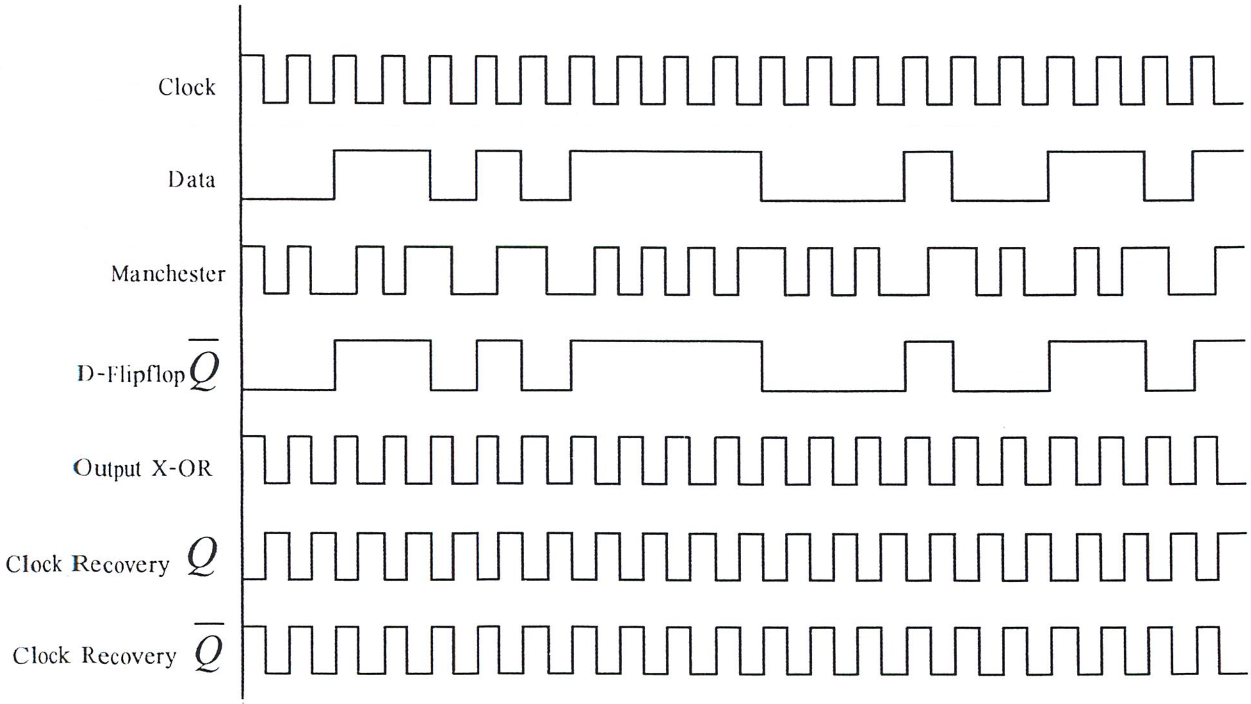
ที่นี้กำหนดให้ $C = 0.01\,\mu$ F

$$R = \frac{T}{KC} = \frac{15.625 \times 10^{-6}}{0.7 \times 0.01 \times 10^{-6}} \cong 2.232k\Omega$$

ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ได้จะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่เวลา ในการต่อวงจรจะกำหนดให้ค่าความต้านทานเป็นแบบปรับค่าได้เพื่อสามารถปรับค่าคาบเวลาของโมโนสเตเบิลได้ เวลาใช้งานจะปรับค่าคาบเวลาให้ได้ค่าดิวตี้ไซเคิล(Duty Cycle) มากกว่า 50 % เล็กน้อย โดยสัญญาณนาฬิกาที่ได้จริง (ขา 6) จะ

กลับเฟสกับทางด้านล่าง จึงเลือกใช้เอาท์พุทจากขา 1 ($\overline{Q}$) ซึ่งจะมีค่าดิวตี้ไซเคิลต่ำกว่า 50 % เล็กน้อย แต่มีเฟสตรงกันกับทางด้านล่าง เพื่อที่จะสามารถดีเทกต์ค่าได้อย่างถูกต้อง

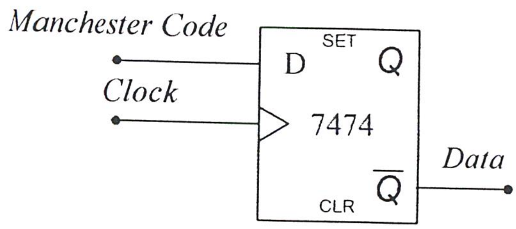
เริ่มต้นการทำงานสัญญาณรหัสแมนเชสเตอร์ จะแยกเข้าขา D ของดีฟลิปฟลอปและขา 1 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกต ถ้า Q มีค่าเริ่มต้นเป็น 0 เมื่อสัญญาณที่เข้าขา 1 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกตมีค่าเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 จะทำให้เอาท์พุทของเอกซ์คลูซีฟออร์เกตเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ซึ่งจะทำให้โมโนสเตเบิลทำงาน เนื่องจากโมโนสเตเบิลทำงานที่ขอบขาลงของสัญญาณ สัญญาณพัลส์จะถูกสร้างออกมาที่ขา 6 ของไอซีซึ่งจะมีความกว้างพัลส์เท่ากับค่าคงที่เวลาRC สัญญาณที่ขา 1 จะเป็นส่วนกลับของสัญญาณของขา 6 ซึ่งเราจะนำไปเข้าขาสัญญาณนาฬิกาของดี-ฟลิปฟลอป เพื่อทริกให้ฟลิปฟลอปรับสัญญาณรหัสแมนเชสเตอร์ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา จะทำให้สัญญาณขา 2 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกทตรงข้ามกับสัญญาณที่เข้าขา 1 ทำให้เอาท์พุทของเอกซ์คลูซีฟออร์เกตเป็น 1 เมื่ออินพุททางขา 1 เปลี่ยนตามรหัสแมนเชสเตอร์แต่ขา 2 ไม่เปลี่ยน เนื่องจากไม่มีสัญญาณนาฬิกามาทริก จึงทำให้สถานะของเอกซ์คลูซีฟออร์เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 เกิดขอบขาลงไปทริกโมโนสเตเบิลวนไปเรื่อยๆอยู่เช่นนี้ จะได้สัญญาณนาฬิกาออกมาที่ขา 1 ของโมโนสเตเบิล ซึ่งนำไปใช้ในการถอดรหัสต่อไป



รูปที่ 3.56 ไทม์ไดอะแกรมของวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

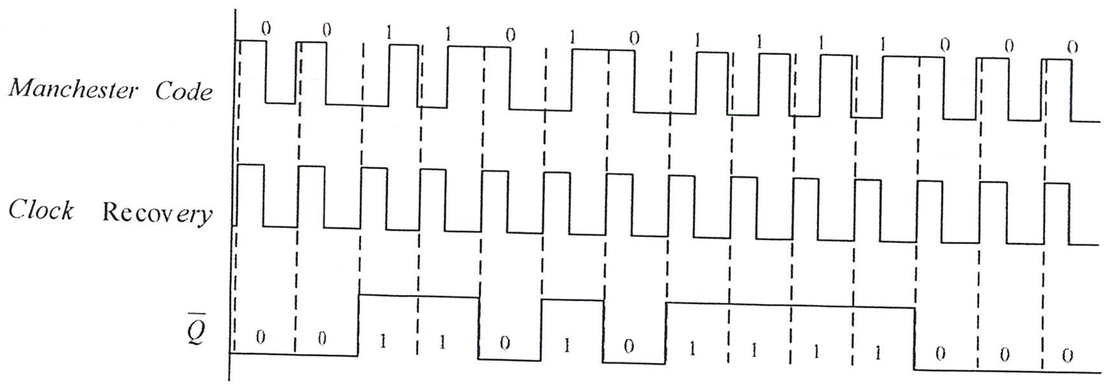
3.20 วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์ (Manchester Decoder)

สามารถทำการถอดรหัสได้โดยนำสัญญาณแมนเชสเตอร์และสัญญาณนาฬิกาที่กู้กลับมานำมาผ่านดีฟลิปฟลอป จะได้ข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.57 วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์

โดยหลักการของดีฟลิปฟลอปคือ ฟลิปฟลอปจะคงสภาพเอาท์พุทเดิมจนกว่าจะมีสัญญาณนาฬิกาขาขึ้น และอินพุทเข้ามาใหม่ หากอินพุทมีสภาวะเดิม สภาวะเอาท์พุทจะไม่เปลี่ยน ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณที่เป็นข้อมูลจากทางด้านส่งกลับคืนมา



รูปที่ 3.58 รูปของสัญญาณจากการถอดรหัสแมนเชสเตอร์โดยใช้ดีฟลิปฟลอป

บทที่ 4
การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัติวงจรต่างๆที่คำนวณและออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎี โดยเฉพาะวงจรความถี่สูงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่เก็บผลโดยใช้อุปกรณ์ดังต่อไปนี้

1. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) รุ่น TDS360 ของ Tektronix
2. สเปกตรัมอนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) รุ่น HP8596E ของ Hewlett Packard
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator)
   -รุ่น HP8648C ของ Hewlett Packard
   -รุ่น AFG310 ของ Tektronix

สำหรับผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรสามารถที่จะแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

1. ผลการทดลองของวงจรภาคส่งโมเด็มไร้สาย
2. ผลการทดลองของวงจรภาครับโมเด็มไร้สาย

ผลการทดลองภาคส่ง
Transmitter

4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)

วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่มนี้ใช้ในการจำลองข้อมูลและนำข้อมูลที่จำลองได้ไปทำการเข้ารหัสข้อมูลอีกทีหนึ่ง (หัวข้อที่ 4.2) โดยข้อมูลของวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่มมีวัตถุประสงค์เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลในการทดสอบการทำงานของ โมเด็มไร้สายซึ่งผลการทดลองประกอบด้วย 2 ส่วนด้วยกันคือ

4.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์

4.1.1.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

4.1.1.2 วงจรหารความถี่ 10 เท่า (÷10 Frequency Divider)

4.1.1.3 วงจรหารความถี่ 16 เท่า (÷16 Frequency Divider)

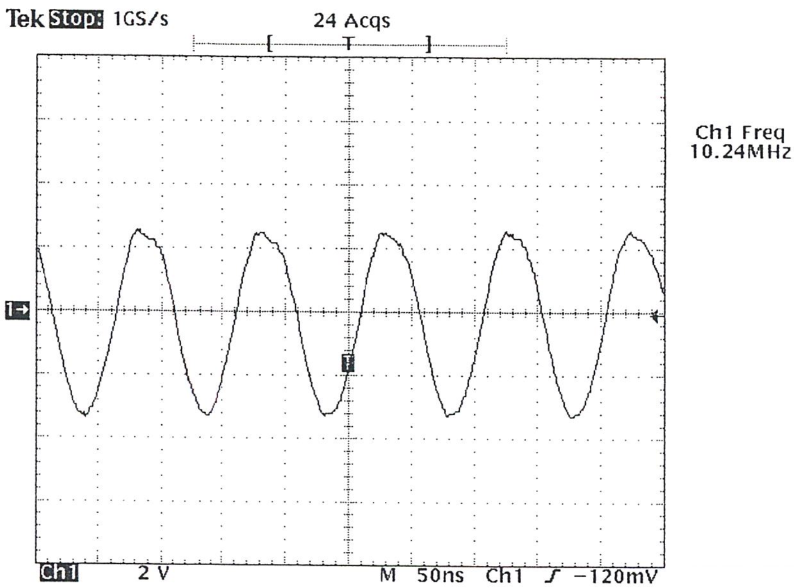
4.1.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)

โดยผลการทดลองในแต่ละส่วนมีดังนี้

4.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์

4.1.1.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ (10.24 MHz Crystal Oscillator)

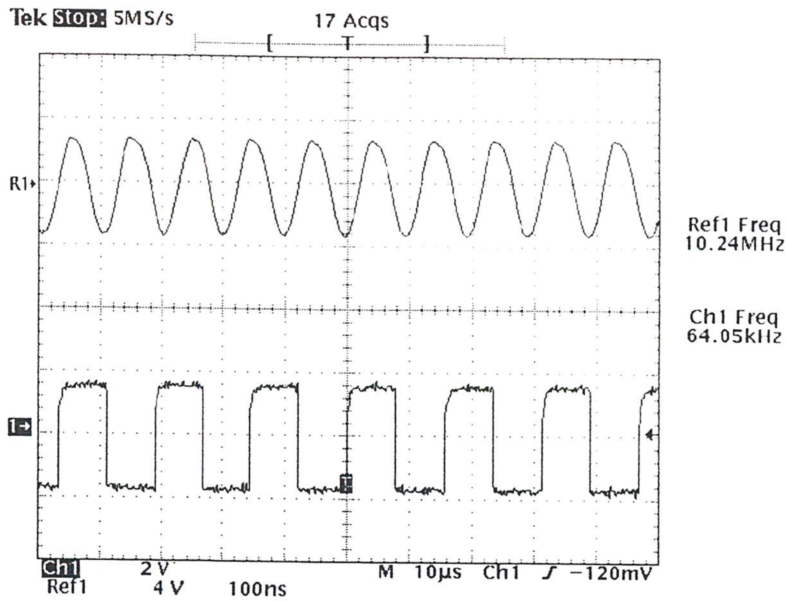
วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์นี้ใช้คริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์เป็นตัวกำหนดความถี่ร่วมกับการทำงานของอินเวอเตอร์ซีมอส (CMOS) 74HC04 รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณและความถี่ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณและความถี่ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

4.1.1.2 วงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

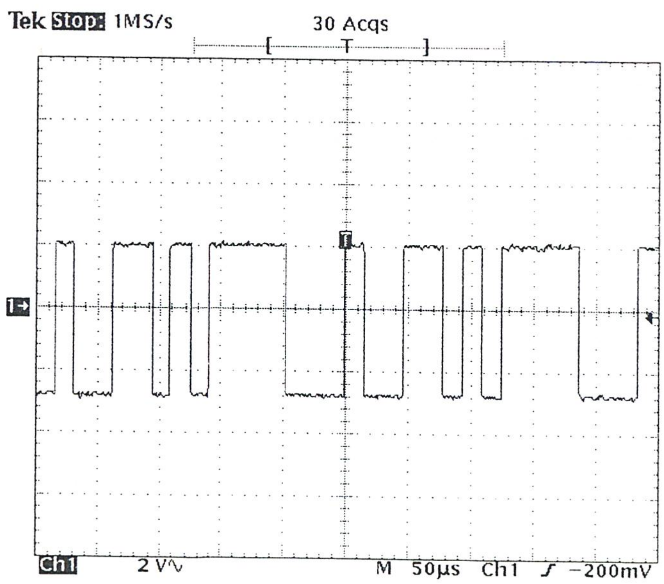
สัญญาณจากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ ถูกนำมาหาร 10 โดยใช้ไอซี TTL เบอร์ 74LS90 และใช้วงจรหารความถี่ 16 เท่า โดยใช้ไอซี CMOS เบอร์ 4020 เพื่อให้ได้ความถี่เพื่อเอาต์พุตที่ความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.2 แสดงเอาท์พุตสุดท้ายที่ได้จากวงจรหารความถี่โดยเอาท์พุตสุดท้ายอยู่ที่ 64 kHz

4.1.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator)

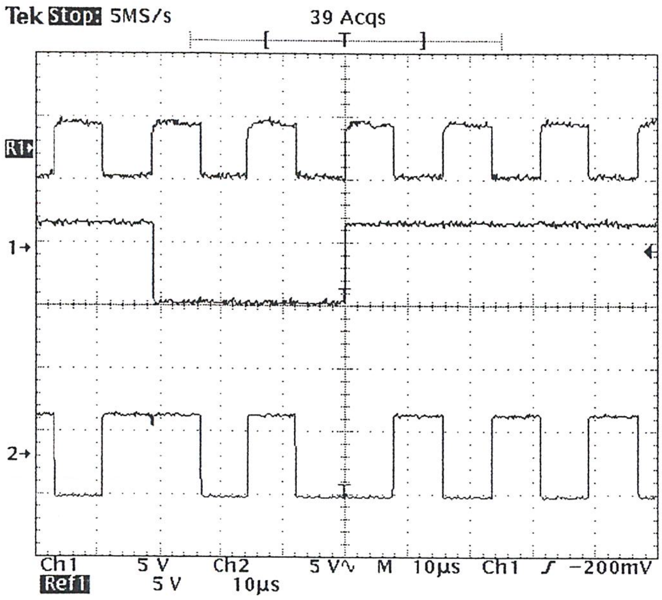
สัญญาณความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์จากวงจรหารความถี่ (หัวข้อที่ 4.1.1.2) นำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาแก่วงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบสุ่มในการกำเนิดข้อมูล



รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสร้างพัลส์แบบสุ่ม

4.2 วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบแมนเชสเตอร์ (Manchester Encoder)

ข้อมูลจำลองที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม(หัวข้อที่4.1)นำมาเข้ารหัสกับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์ (หัวข้อที่ 4.1.1) โดยใช้การเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์ด้วยเอกซ์คลูซีฟออร์ ผลการเข้ารหัสแสดงได้ตามรูป

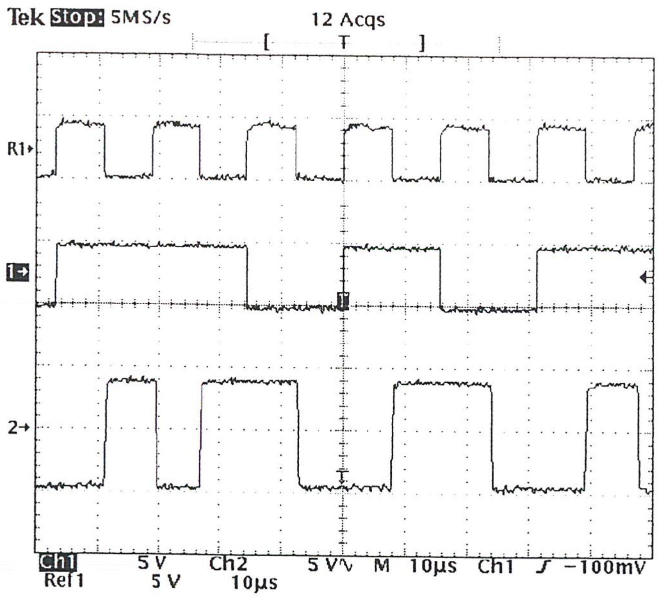


รูปที่ 4.4 ตัวอย่างที่ 1 ของการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เมื่อ

R1 : คือสัญญาณอ้างอิงของข้อมูล (Clock)

Ch1 : คือสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะเข้ารหัส(Data)

Ch2 : คือสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากการเข้ารหัสแล้ว

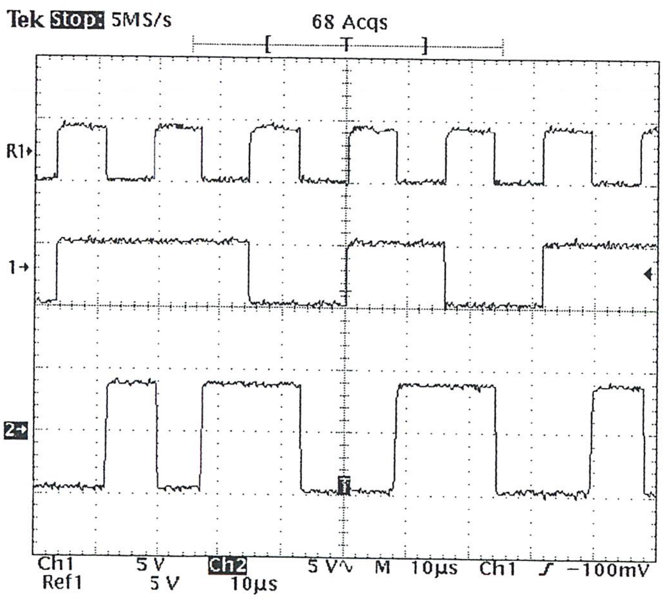


รูปที่ 4.5 ตัวอย่างที่ 2 ของการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เมื่อ

R1 : คือสัญญาณอ้างอิงของข้อมูล (Clock)

Ch1 : คือสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ จะเข้ารหัส(Data)

Ch2 : คือสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากการเข้ารหัสแล้ว

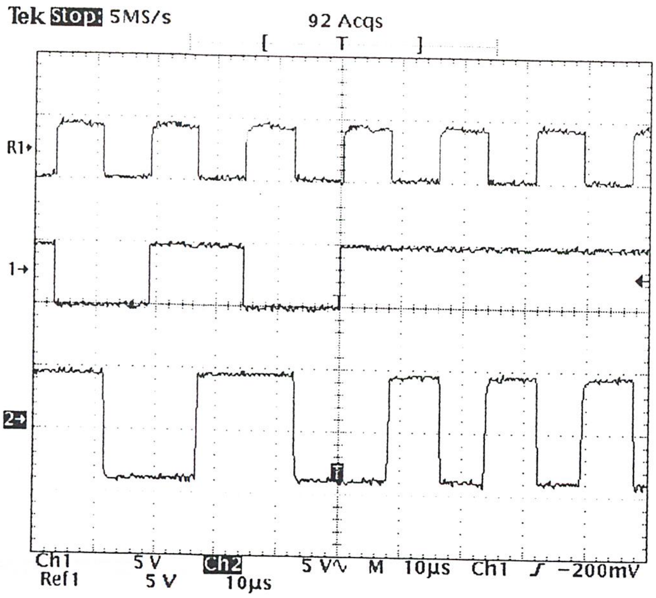


รูปที่ 4.6 ตัวอย่างที่ 3 ของการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เมื่อ

R1 : คือสัญญาณอ้างอิงของข้อมูล (Clock)

Ch1 : คือสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ จะเข้ารหัส(Data)

Ch2 : คือสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากการเข้ารหัสแล้ว



รูปที่ 4.7 ตัวอย่างที่ 4 ของการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เมื่อ

R1 : คือสัญญาณอ้างอิงของข้อมูล (Clock)

Ch1 : คือสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะเข้ารหัส(Data)

Ch2 : คือสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากการเข้ารหัสแล้ว

4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 140 เมกะเฮิรตซ์ (140 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปใช้ความถี่ที่ 140 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 140 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์
- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect : LD)
- ϕ_R, ϕ_V
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled :MC)

4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

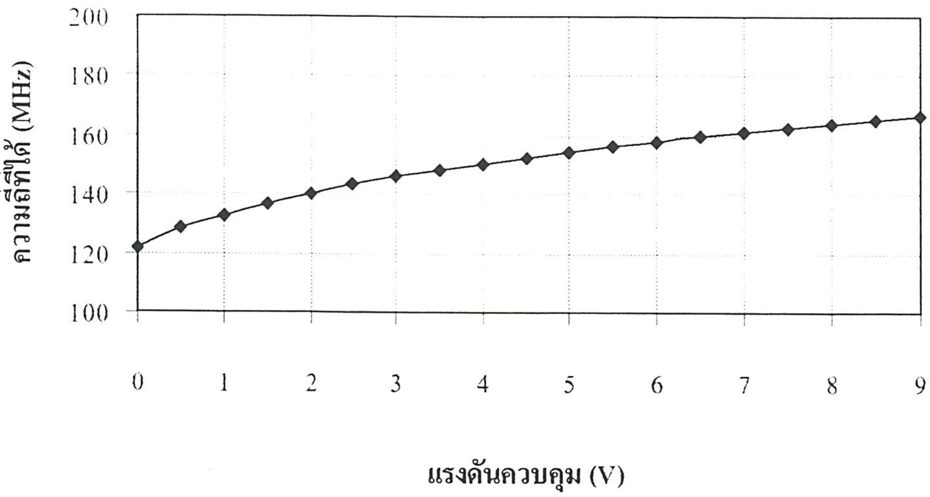
4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 140 เมกะเฮิรตซ์

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

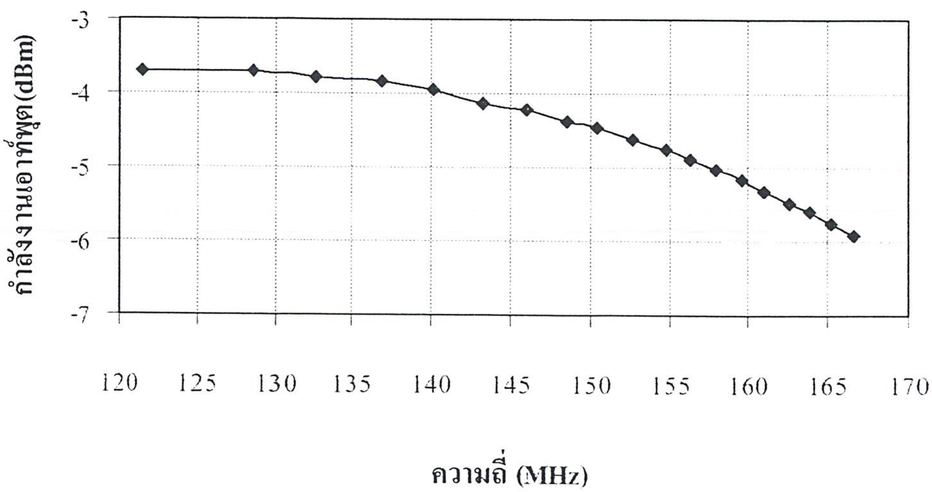
ผลการทดลองอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 140 เมกะเฮิรตซ์อีกทีหนึ่ง ผลการทดลองแสดงได้ตามตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.8 - 4.9

แรงดันควบคุม (Vc)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานที่ได้ (dBm)
0	121.50	-3.71
0.5	128.50	-3.70
1.00	132.75	-3.79
1.50	136.88	-3.83
2.00	140.13	-3.94
2.50	143.25	-4.13
3.00	146.00	-4.22
3.50	148.50	-4.38
4.00	150.38	-4.47
4.50	152.63	-4.63
5.00	154.75	-4.77
5.50	156.25	-4.90
6.00	157.88	-5.04
6.50	159.63	-5.17
7.00	161.00	-5.33
7.50	162.63	-5.48
8.00	163.88	-5.59
8.50	165.25	-5.75
9.00	166.63	-5.91

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จาก
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

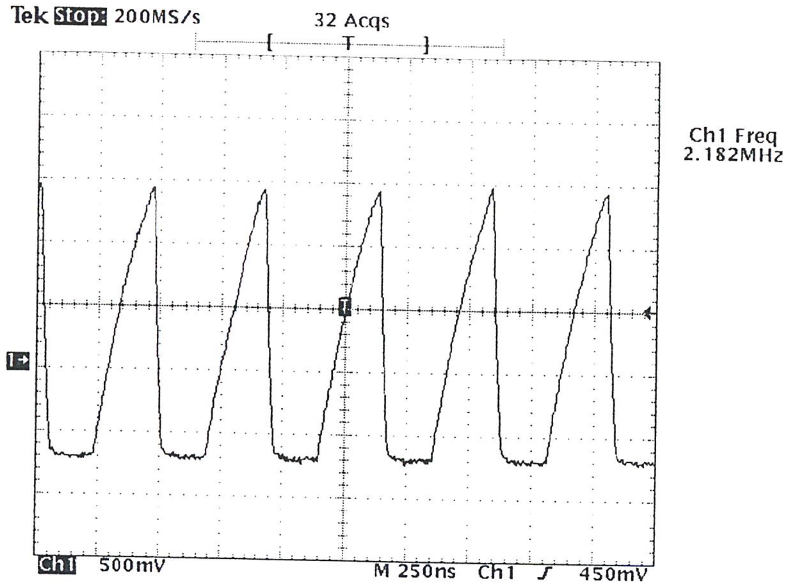


รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้
จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC12017 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุทของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อที่ 4.3.1) และเอาต์พุตที่ได้จาก

วงจรพรีสเกลเลอร์ (ขาที่ 2) จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน MC145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



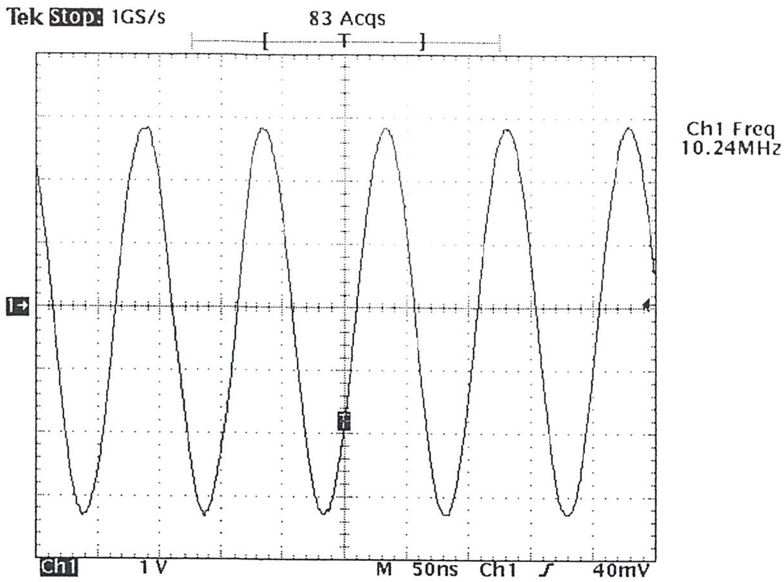
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์

4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 140 เมกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี MC145152 ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆ โดยเมื่อทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

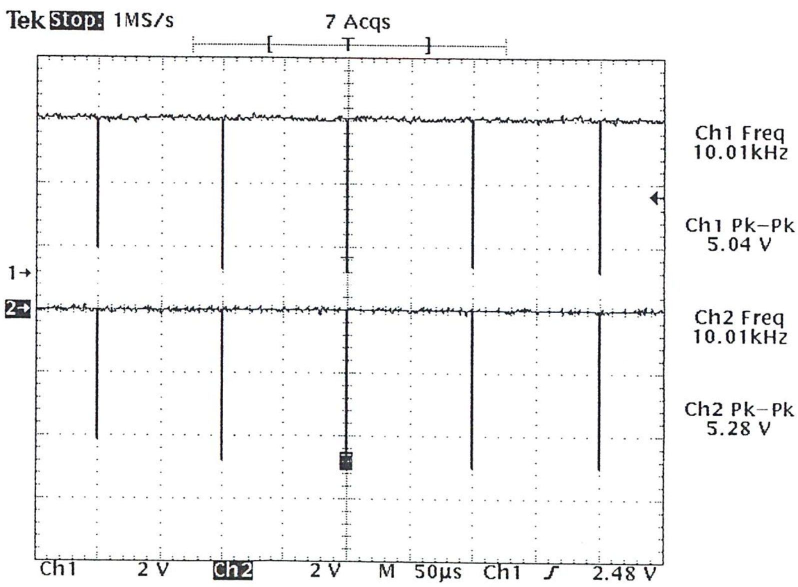
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง หากวงจรสังเคราะห์ความถี่ล็อกความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้



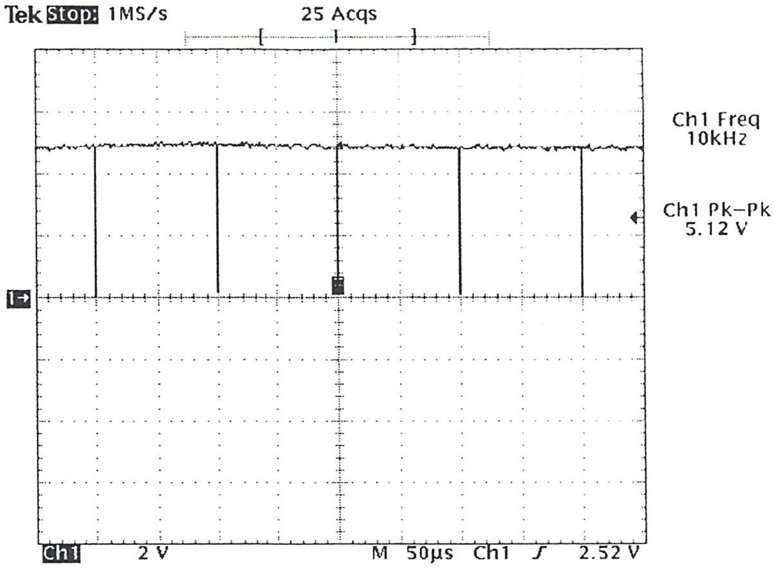
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152

เมื่อ **Ch1** : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

Ref1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

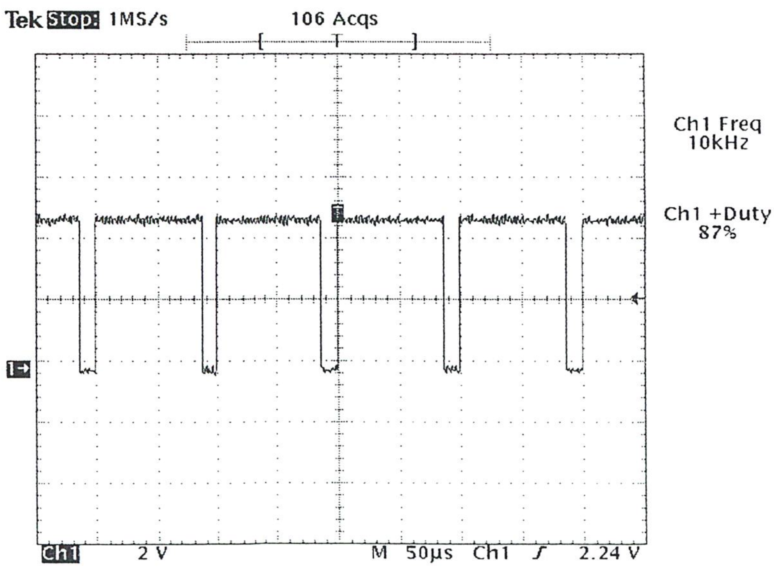
หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก(ขาที่ 28) ของ MC145152 แสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

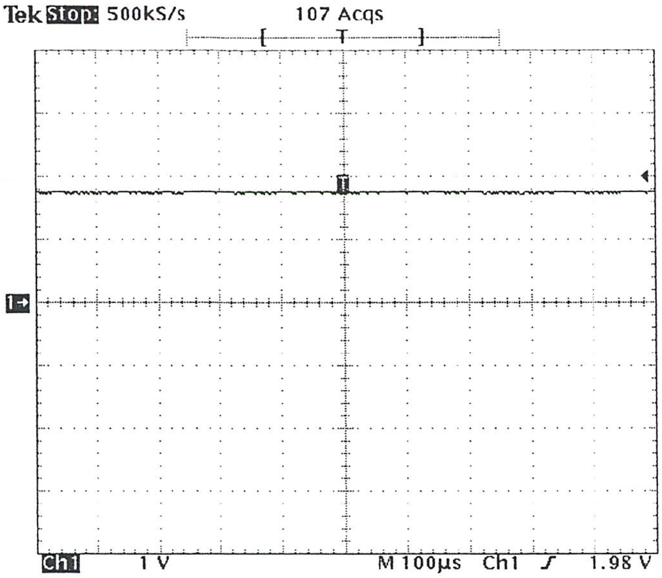
สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ควบคุมการหารของพรีสเกลเลอร์โดยดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา A_0–A_5และ N_0–N_9และสัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูป



รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152

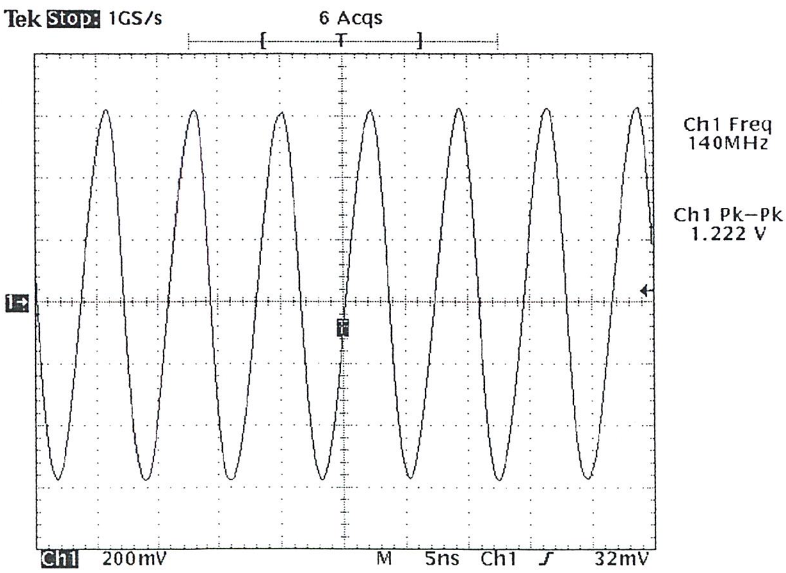
4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

นำสัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7) ,ϕ_V (ขาที่ 8)ของไอซี MC145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรง ซึ่งใช้เป็นแรงดันการควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า เอาต์พุตที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์แสดงดังรูป 4.15



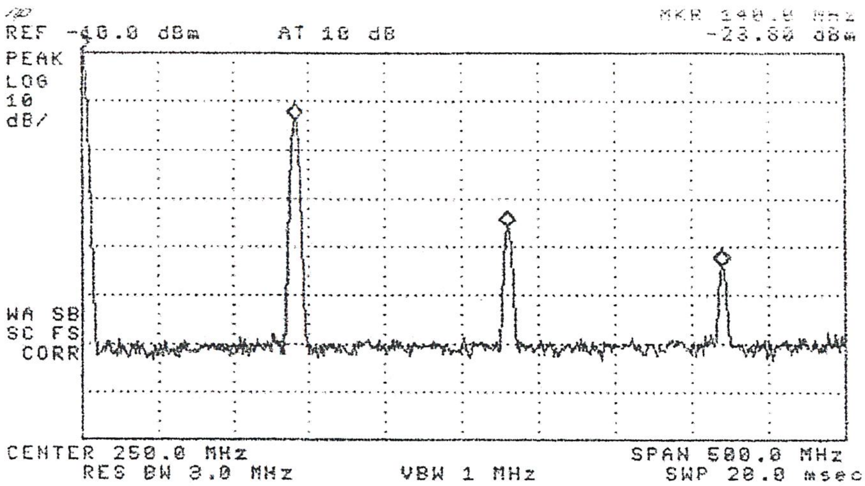
รูปที่ 4.15 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์

4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 140 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.16 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์

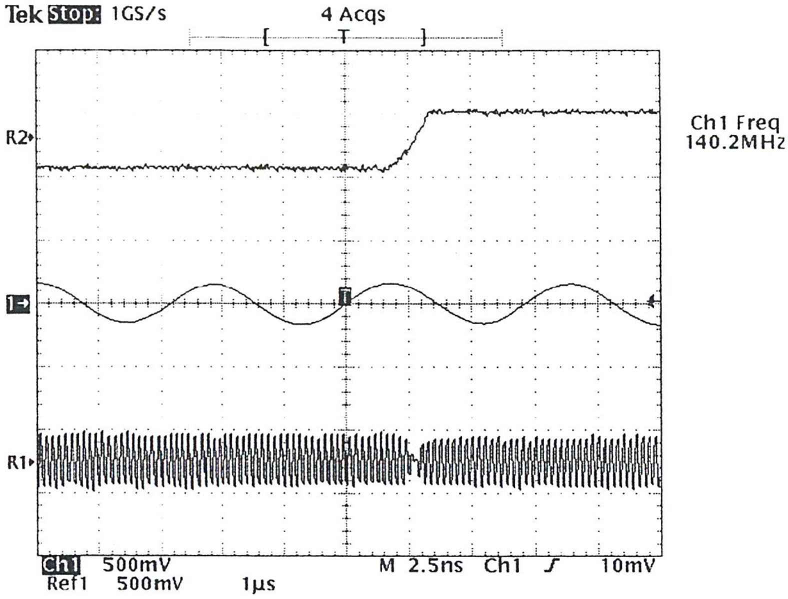
สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์เป็นดังรูป 4.12 ฮาร์โมนิกที่ 1 (ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด -3.80 dBm ฮาร์โมนิกที่ 2 (ความถี่ 280 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด -20.55 dBm และฮาร์โมนิกที่ 3 (ความถี่ 520 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด –39.72 dBm



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 140 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation)

4.4 ผลการทดลองของวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์

ผลการทดลองของวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์ที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลแบบ BPSK สัญญาณดิจิตอลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ 140 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังรูปที่4.19

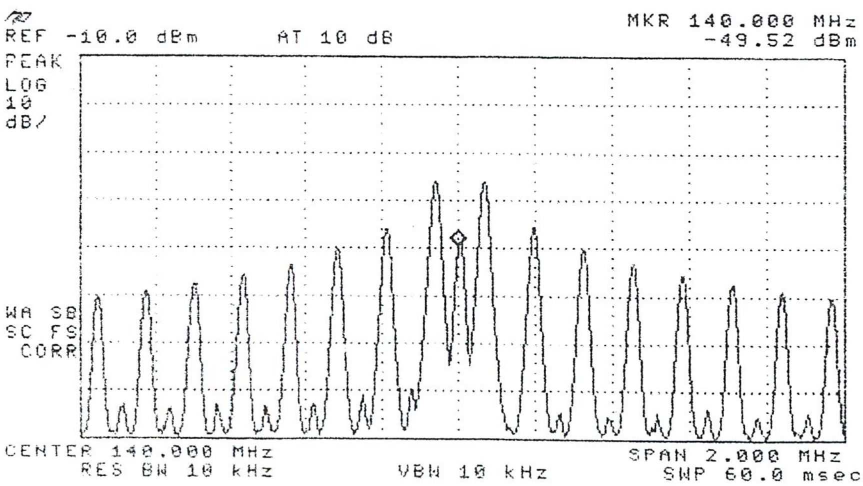


รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตจากวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์

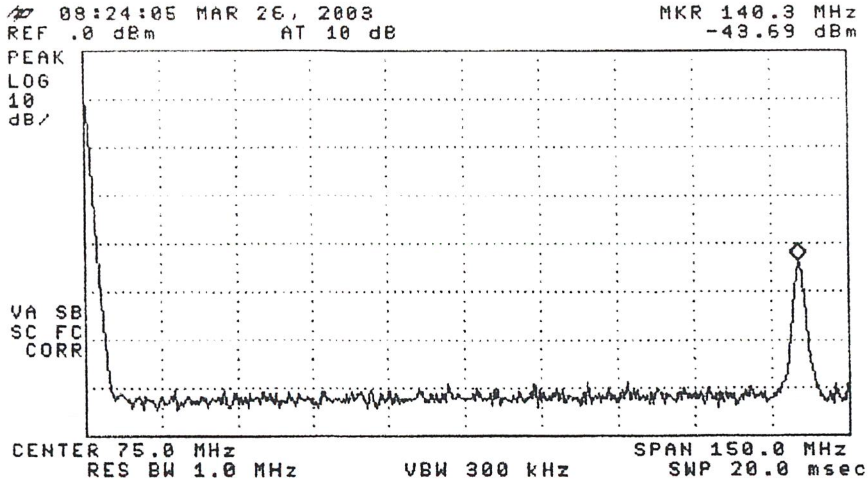
R2 คือ สัญญาณข้อมูล(Data)ที่ต้องการมอดูเลท

Ch1 คือ คลื่นพาหะที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์

R1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกมอดูเลตแบบ BPSK จากวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณหลังการมอดูเลทด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 64 kHz



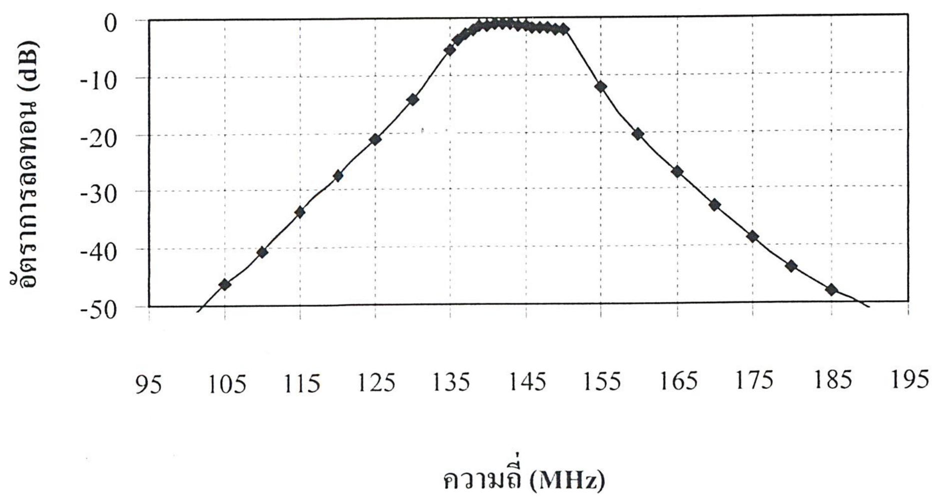
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์(20 dB External Attenuation)

4.5 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

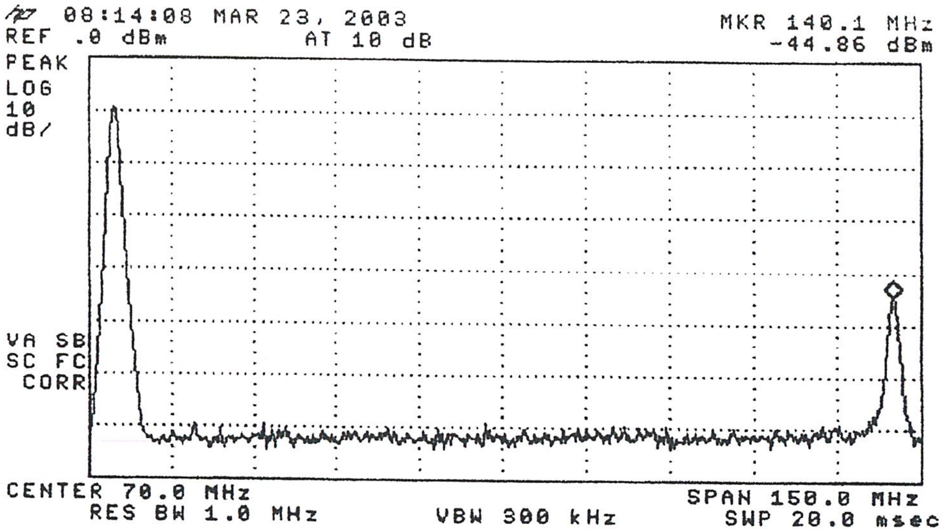
เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยหลายความถี่จึงใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมา โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กลาง 140 เมกะเฮิรตซ์ และมีแบนด์วิดท์ 15 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
95	-58.17	138	-1.94	149	-2.19
100	-52.85	139	-1.47	150	-1.93
105	-46.35	140	-1.25	155	-12.06
110	-40.50	141	-1.16	160	-20.51
115	-33.60	142	-1.18	165	-27.21
120	-27.32	143	-1.21	170	-32.94
125	-21.35	144	-1.36	175	-38.37
130	-14.17	145	-1.40	180	-43.83
135	-5.41	146	-1.57	185	-47.77
136	-3.87	147	-1.65	190	-50.96
137	-2.71	148	-1.81	195	-55.50

ตารางที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 15 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟ



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (20 dB External Attenuation)

4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

สัญญาณที่มอดูเลตแล้วยังมีระดับสัญญาณต่ำ ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุเพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดและกำลังที่สูงยิ่งขึ้น โดยทำการออกแบบตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866

ผลของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่1 (RF Amplifier)

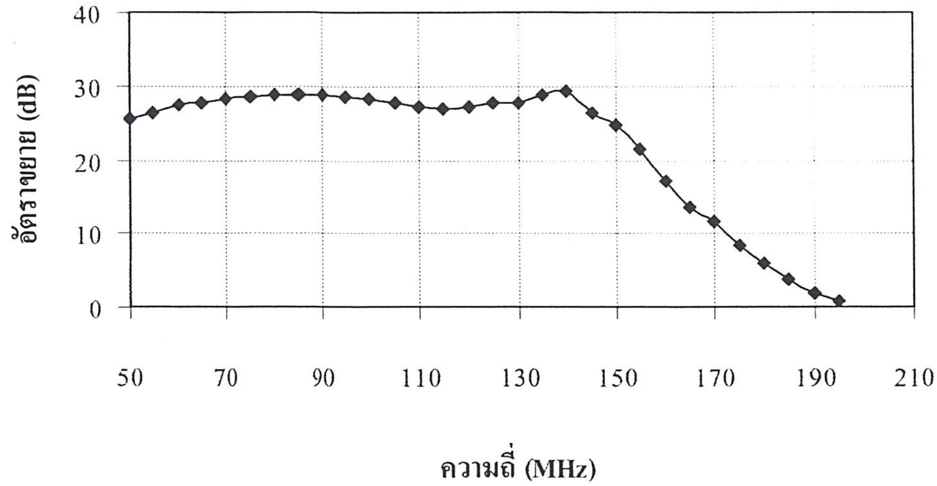
ทดลองระหว่างความถี่และอัตราการขยายได้ดังตาราง 4.3 และผลการทดลองระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตแสดงได้ดังตาราง 4.4

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
50	25.61
55	26.33
60	27.37
65	27.80
70	28.30
75	28.56
80	28.76
85	28.82
90	28.84
95	28.56
100	28.20
105	27.81
110	27.18
115	26.99
120	27.33

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
125	27.86
130	27.89
135	28.89
140	29.31
145	26.51
150	24.76
155	21.59
160	17.06
165	13.56
170	11.76
175	8.34
180	5.86
185	3.77
190	1.93
195	0.77

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายที่ได้จาก
วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 1เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด –20 dBm

จากตารางแสดงผลการทดลองนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการขยายได้ ดังรูป 4.24

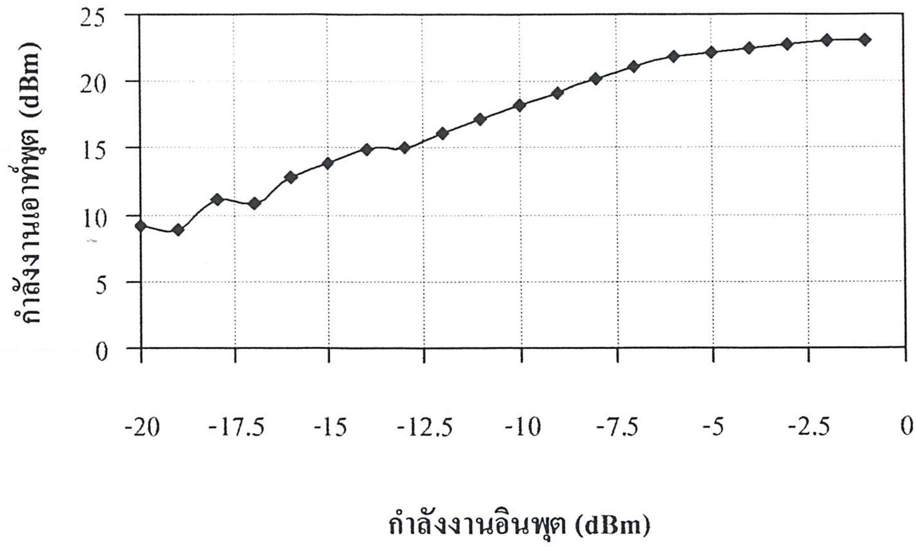


รูปที่ 4.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 1เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด –20 dBm

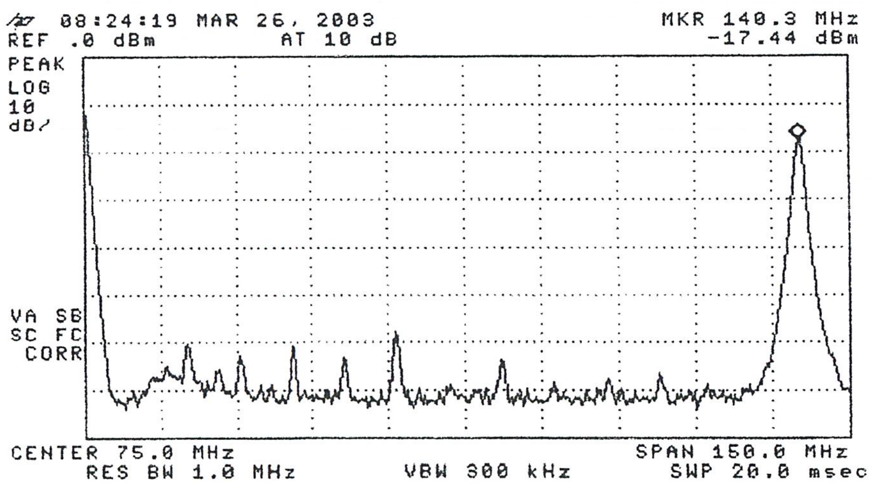
กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)
-20	9.21	-10	18.16
-19	8.82	-9	19.11
-18	11.21	-8	20.14
-17	10.81	-7	21.02
-16	12.83	-6	21.81
-15	13.84	-5	22.17
-14	14.87	-4	22.48
-13	15.07	-3	22.78
-12	16.09	-2	23.05
-11	17.17	-1	23.05

ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 1

จากตารางแสดงผลการทดลองนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างระดับสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุตได้ดังรูป 4.25



รูปที่ 4.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 1



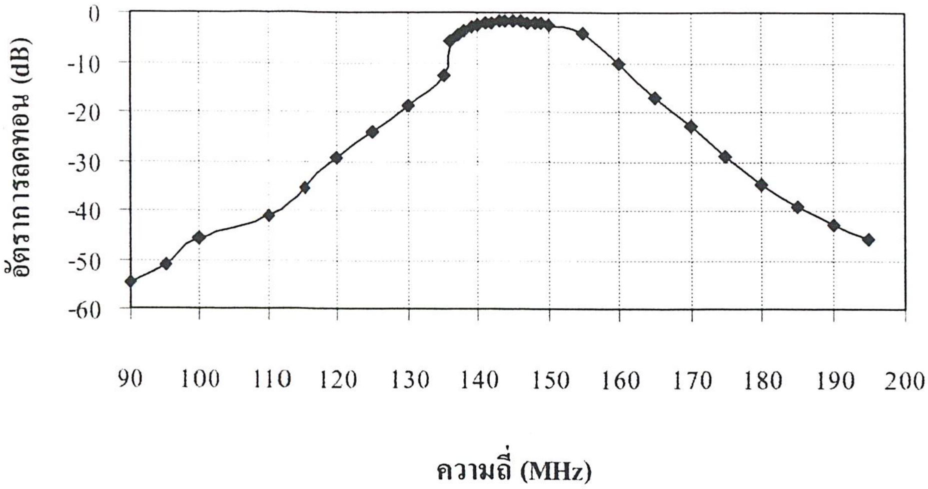
รูปที่ 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่1 (20 dB External Attenuation)

4.7 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

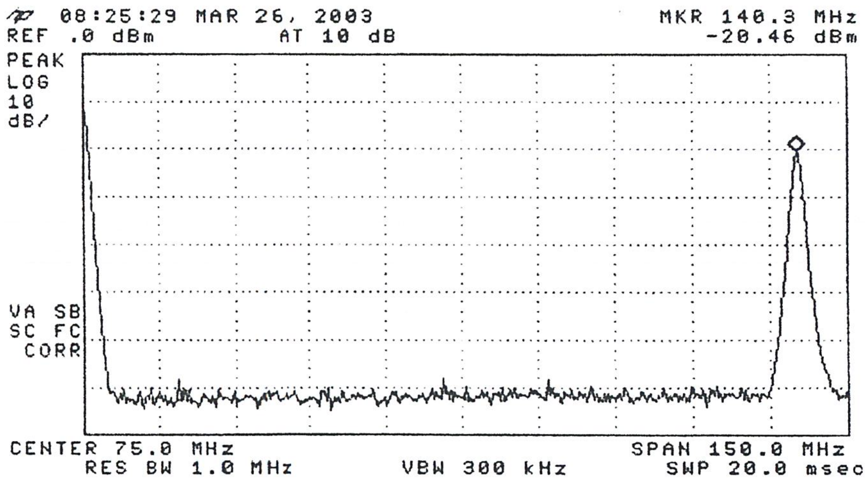
เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ ประกอบด้วยหลายความถี่จึงใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กลาง 140 เมกะเฮิรตซ์ และมีแบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
90	-54.70	138	-3.70	149	-2.21
95	-51.13	139	-2.96	150	-2.40
100	-45.81	140	-2.50	155	-3.94
110	-41.16	141	-2.15	160	-10.39
115	-35.57	142	-1.92	165	-17.24
120	-29.42	143	-1.75	170	-23.04
125	-23.90	144	-1.61	175	-29.03
130	-18.64	145	-1.66	180	-34.52
135	-12.51	146	-1.75	185	-39.02
136	-5.72	147	-1.88	190	-42.72
137	-4.60	148	-2.09	195	-45.67

ตารางที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 6 ความถี่คัทออฟที่ 140 เมกะเฮิรตซ์แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.27 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(20 dB External Attenuation)

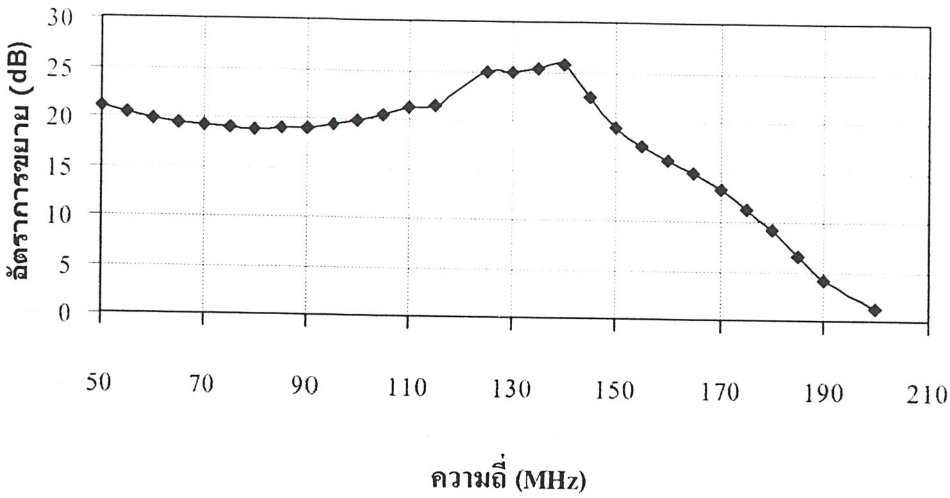
ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2 (RF Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุมีกำลังต่ำ เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางไกลๆต้องมีกำลังเอาต์พุตที่สูง คือ ถ้ายิ่งสัญญาณมีกำลังมากยิ่งส่งไปได้ระยะทางไกลดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2 เพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศออกไป ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายกำลังแสดงได้ตารางที่ 4.6

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
50	20.95
55	20.35
60	19.85
65	19.39
70	19.11
75	18.99
80	18.86
85	18.96
90	19.02
95	19.30
100	19.80
105	20.48
110	21.30
115	21.37
125	24.86

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
130	24.96
135	25.38
140	25.65
145	22.50
150	19.38
155	17.63
160	16.19
165	14.83
170	13.25
175	11.31
180	9.16
185	6.58
190	3.98
200	1.15

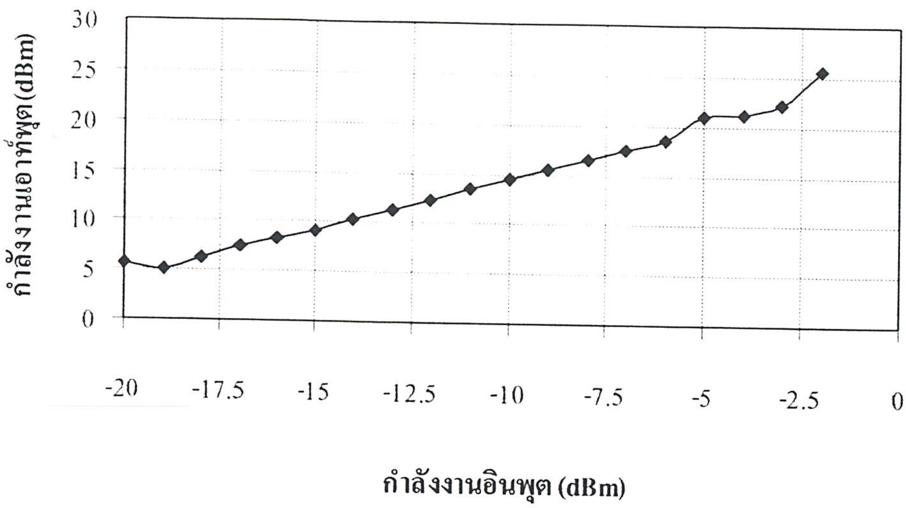
ตารางที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2 เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด –20 dBm



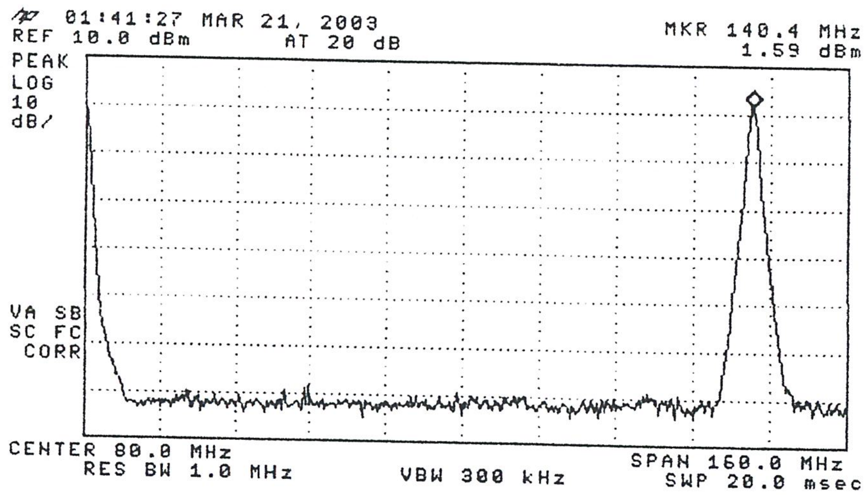
รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด –20 dBm

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)
-20	5.62
-19	5.11
-18	6.25
-17	7.38
-16	8.31
-15	9.08
-14	10.35
-13	11.31
-12	12.32
-11	13.44
-10	14.42
-9	15.46
-8	16.50
-7	17.51
-6	18.53
-5	20.96
-4	21.07
-3	22.18
-2	25.55

ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาท์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2



รูปที่ 4.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่ 2

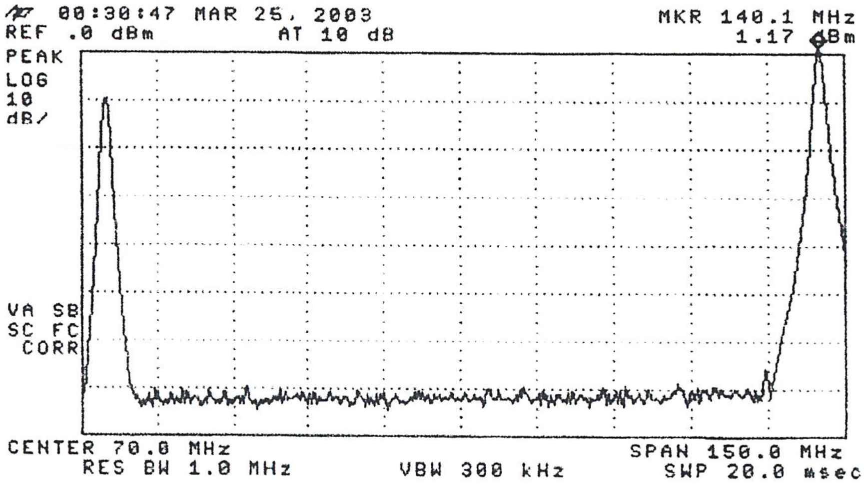


รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุตัวที่2 (20 dB External Attenuation)

จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังมีระดับสัญญาณสูงถึง 20 dBm หรือ100 มิลลิวัตต์ซึ่งเพียงพอที่ส่งไปได้ระยะทางไกลขึ้น

4.8 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟประกอบด้วยหลายความถี่จึงใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 6 ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะนำส่งออกอากาศ ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กลาง 140 เมกะเฮิรตซ์ และมีแบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังหัวข้อที่ 4.7



รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(20 dB External Attenuation)

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาท์พุตทางภาคส่งมีระดับสัญญาณสูงถึง 20 dBm หรือ100 มิลลิวัตต์ซึ่งเพียงพอที่ส่งไปได้ระยะทางไกลขึ้น

ผลการทดลองภาครับ

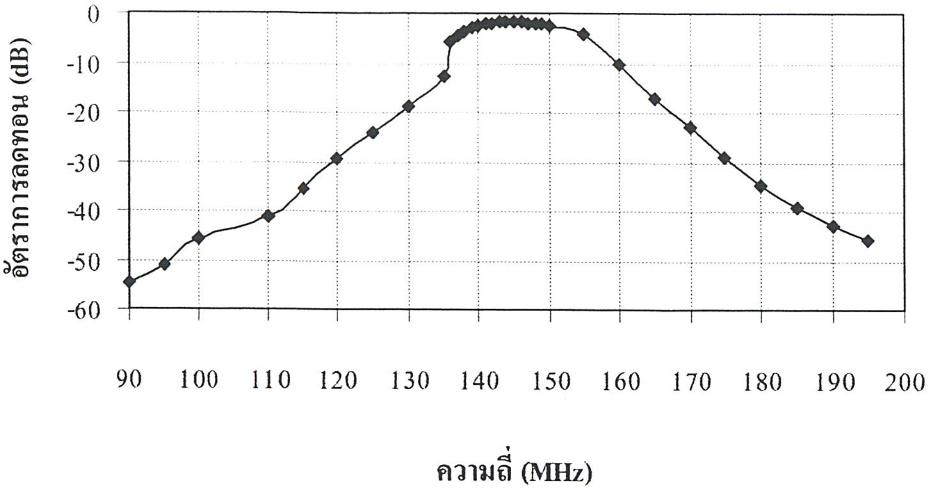
Receiver

4.9 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

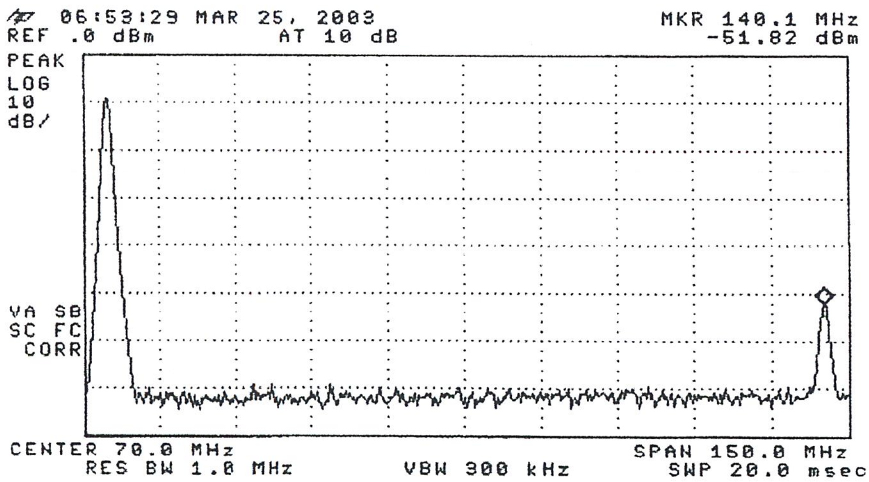
สัญญาณจากทางภาคส่งที่ส่งผ่านอากาศมาจะถูกลดทอนสัญญาณและเกิดสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาเราจึงต้องทำการกรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้นจึงนำวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาใช้ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.8 และรูปที่ 4.33

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
90	-54.70	138	-3.70	149	-2.21
95	-51.13	139	-2.96	150	-2.40
100	-45.81	140	-2.50	155	-3.94
110	-41.16	141	-2.15	160	-10.39
115	-35.57	142	-1.92	165	-17.24
120	-29.42	143	-1.75	170	-23.04
125	-23.90	144	-1.61	175	-29.03
130	-18.64	145	-1.66	180	-34.52
135	-12.51	146	-1.75	185	-39.02
136	-5.72	147	-1.88	190	-42.72
137	-4.60	148	-2.09	195	-45.67

ตารางที่ 4.8 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.32 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 6 ความถี่คัทออฟที่ 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



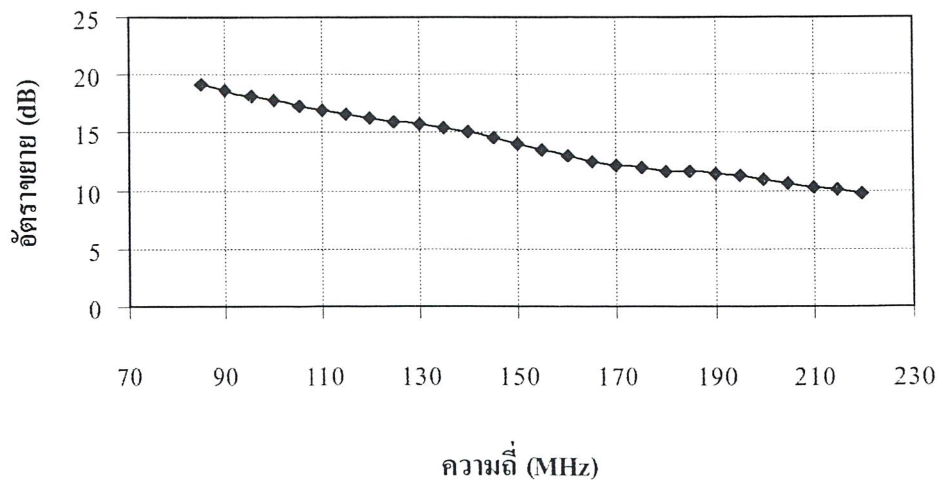
รูปที่ 4.33 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(20 dB External Attenuation)

4.10 การทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

สัญญาณที่รับได้ทางด้านภาครับมีระดับสัญญาณต่ำมากเนื่องจากเกิดการลดทอนจากการเดินทางผ่านอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณ ให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอ เพื่อที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFR 90 ทำการออกแบบในบทที่ 3 ผลการทดลองดังตาราง 4.9 และรูปที่ 4.35

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
85	19.17	155	13.54
90	18.66	160	12.99
95	18.18	165	12.53
100	17.75	170	12.18
105	17.29	175	11.97
110	16.89	180	11.70
115	16.54	185	11.56
120	16.25	190	11.49
125	15.97	195	11.23
130	15.72	200	10.97
135	15.39	205	10.57
140	15.06	210	10.34
145	14.59	215	10.06
150	14.03	220	9.75

ตารางที่ 4.9 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

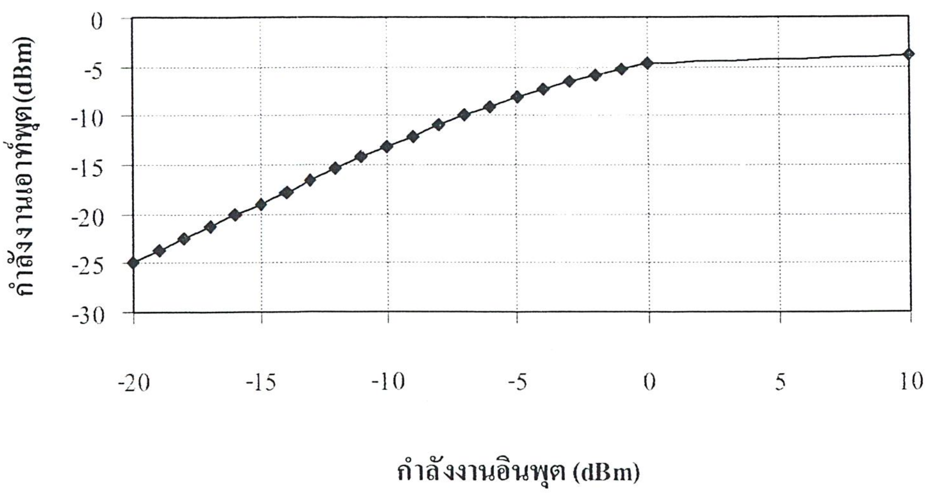


รูปที่ 4.34 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

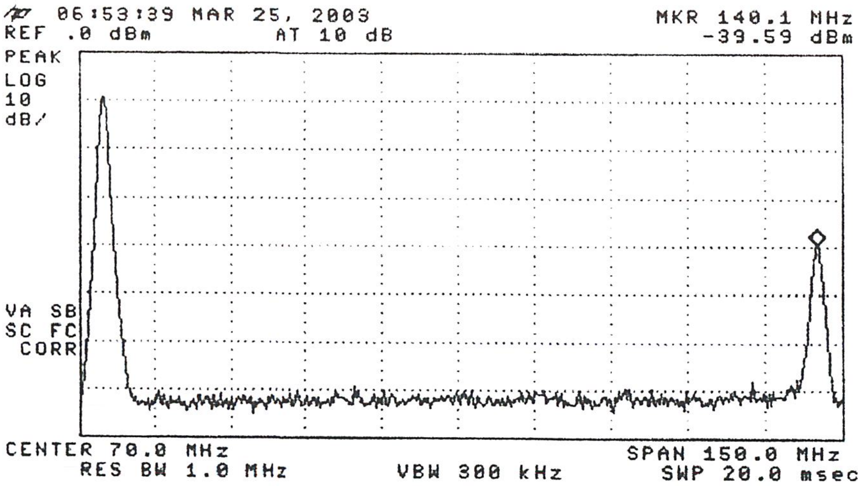
ทำการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.10 และรูปที่ 4.36

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)
-20	-24.99	-9	-12.07
-19	-23.76	-8	-11.01
-18	-22.56	-7	-10.01
-17	-21.26	-6	-9.13
-16	-20.06	-5	-8.11
-15	-18.97	-4	-7.28
-14	-17.83	-3	-6.53
-13	-16.64	-2	-5.90
-12	-15.46	-1	-5.21
-11	-14.29	0	-4.76
-10	-13.15	10	-3.93

ตารางที่ 4.10 ตารางเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต



รูปที่ 4.35 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.36 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

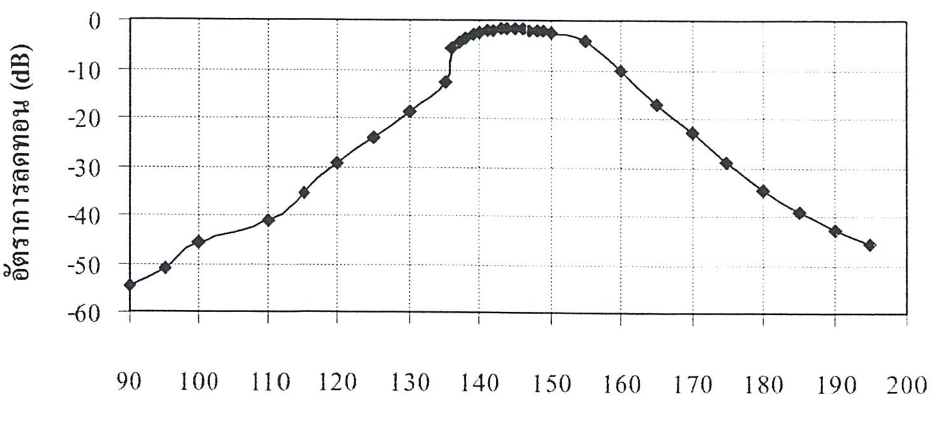
(20 dB External Attenuation)

4.11 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์

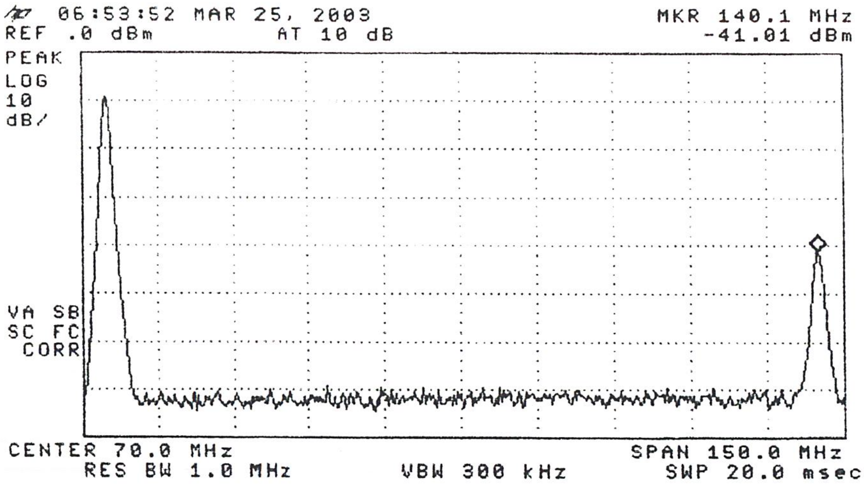
สัญญาณจากทางภาคส่งที่ส่งผ่านอากาศมาจะถูกลดทอนสัญญาณและเกิดสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาเราจึงต้องทำการกรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้นจึงนำวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาใช้ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.11 และรูปที่ 4.38

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
90	-54.70	138	-3.70	149	-2.21
95	-51.13	139	-2.96	150	-2.40
100	-45.81	140	-2.50	155	-3.94
110	-41.16	141	-2.15	160	-10.39
115	-35.57	142	-1.92	165	-17.24
120	-29.42	143	-1.75	170	-23.04
125	-23.90	144	-1.61	175	-29.03
130	-18.64	145	-1.66	180	-34.52
135	-12.51	146	-1.75	185	-39.02
136	-5.72	147	-1.88	190	-42.72
137	-4.60	148	-2.09	195	-45.67

ตารางที่ 4.11 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 140 เมกะเฮิรตซ์แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.37 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 6 ความถี่คัทออฟที่ 140 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 30 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(20 dB External Attenuation)

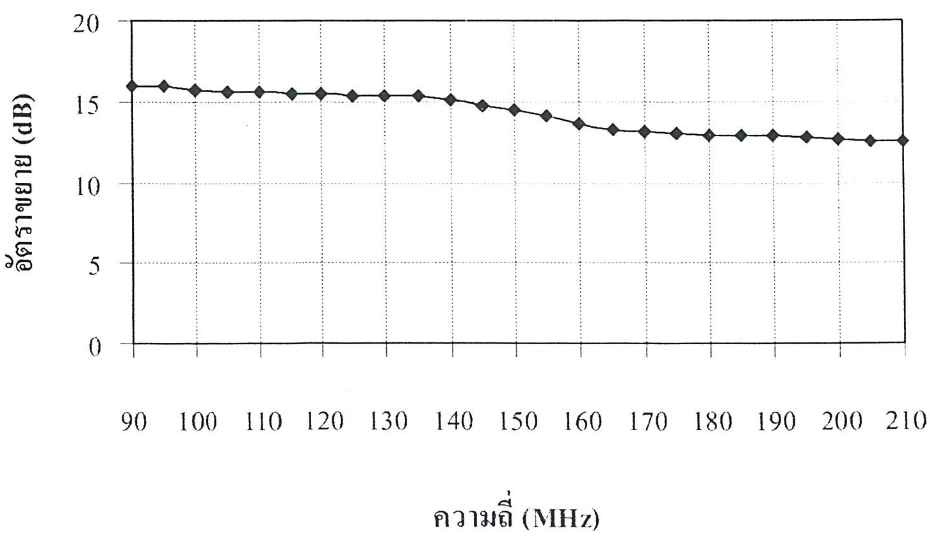
4.12 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณแบนวิดท์กว้าง (Wideband Amplifier)

สัญญาณที่รับได้ทางด้านภาครับมีระดับสัญญาณต่ำ จึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอเพื่อที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFR 90 ทำการออกแบบในบทที่ 3 ผลการทดลองดังตาราง 4.12 และรูปที่ 4.40

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
90	15.99
95	15.97
100	15.76
105	15.63
110	15.56
115	15.44
120	15.41
125	15.38
130	15.35
135	15.28
140	15.10
145	14.75
150	14.45

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
155	14.05
160	13.63
165	13.31
170	13.07
175	12.98
180	12.94
185	12.94
190	12.94
195	12.78
200	12.64
205	12.56
210	12.50

ตารางที่ 4.12 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแบนวิดท์กว้าง

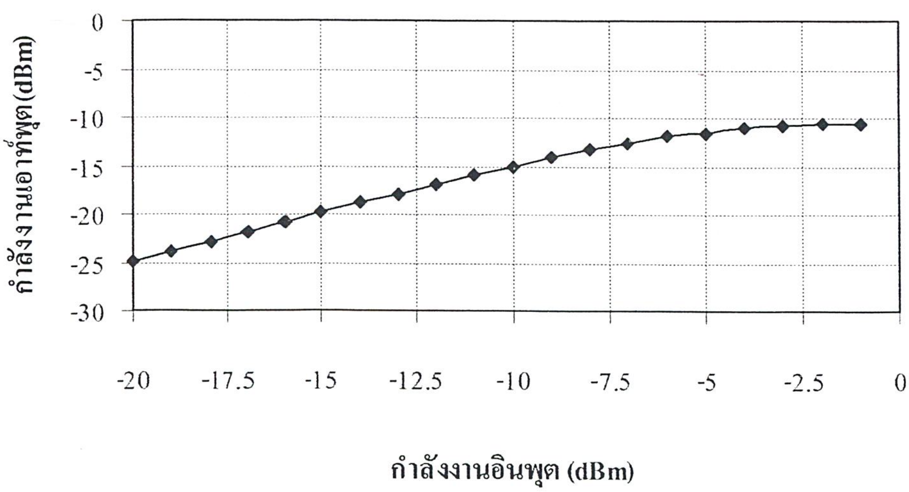


รูปที่ 4.39 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแบนวิดท์กว้าง

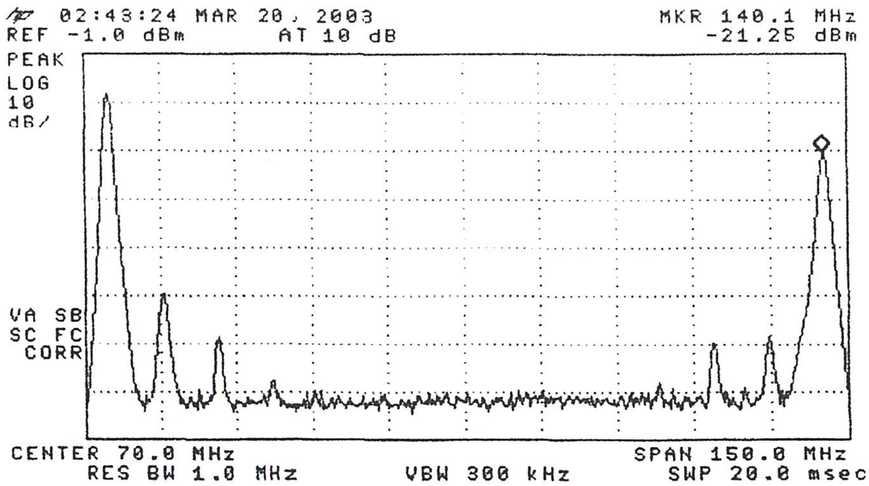
ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.13 และรูปที่ 4.41

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาท์พุต (dBm)
-20	-24.90	-10	-15.05
-19	-23.85	-9	-14.17
-18	-22.82	-8	-13.31
-17	-21.76	-7	-12.56
-16	-20.73	-6	-11.91
-15	-19.76	-5	-11.60
-14	-18.87	-4	-11.10
-13	-17.87	-3	-10.73
-12	-16.94	-2	-10.59
-11	-15.96	-1	-10.57

ตารางที่ 4.13 ตารางเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต



รูปที่ 4.40 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.41 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณแบนวิดท์กว้าง

(20 dB External Attenuation)

4.12 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 150.7 เมกะเฮิรตซ์ (150.7 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปจะใช้ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน แสดงเป็นผลการทดลองในวงจรต่างๆได้ดังนี้คือ

4.5.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

4.5.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.5.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 150.7 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์
- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect : LD)
- ϕ_R, ϕ_V
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled :MC)

4.5.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

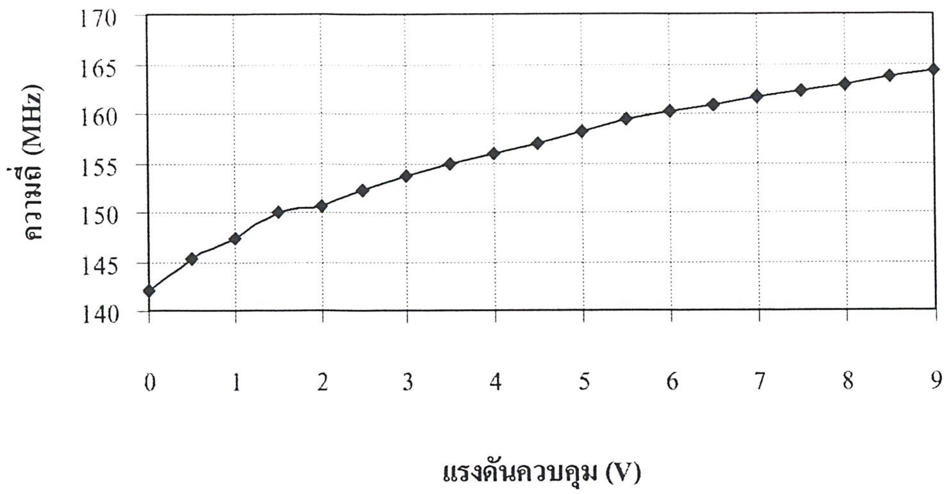
4.5.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

4.13.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

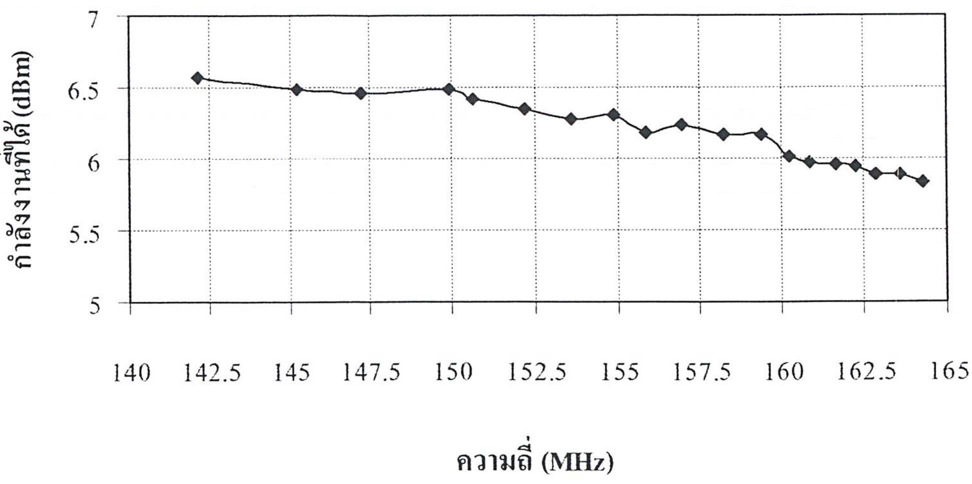
ผลการทดลองจะอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ ควบคุมกับความถี่และกำลังงานที่ได้เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์อีกทีหนึ่ง โดยมีผลการทดลองดังนี้

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
0.00	142.13	6.57
0.50	145.25	6.48
1.00	147.25	6.46
1.50	149.90	6.49
2.00	150.63	6.42
2.50	152.25	6.35
3.00	153.63	6.28
3.50	154.88	6.30
4.00	155.88	6.18
4.50	157.00	6.24
5.00	158.25	6.17
5.50	159.38	6.16
6.00	160.25	6.02
6.50	160.88	5.97
7.00	161.63	5.96
7.50	162.25	5.94
8.00	162.88	5.89
8.50	163.63	5.89
9.00	164.25	5.83

ตารางที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



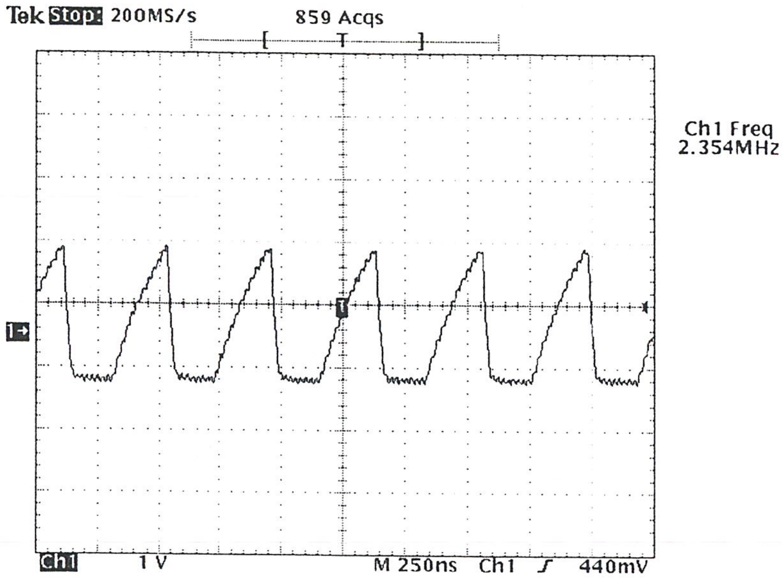
รูปที่ 4.42 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.43 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

4.13.2 ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC12017 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อที่ 4.5.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ (ขาที่ 2) จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน MC145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



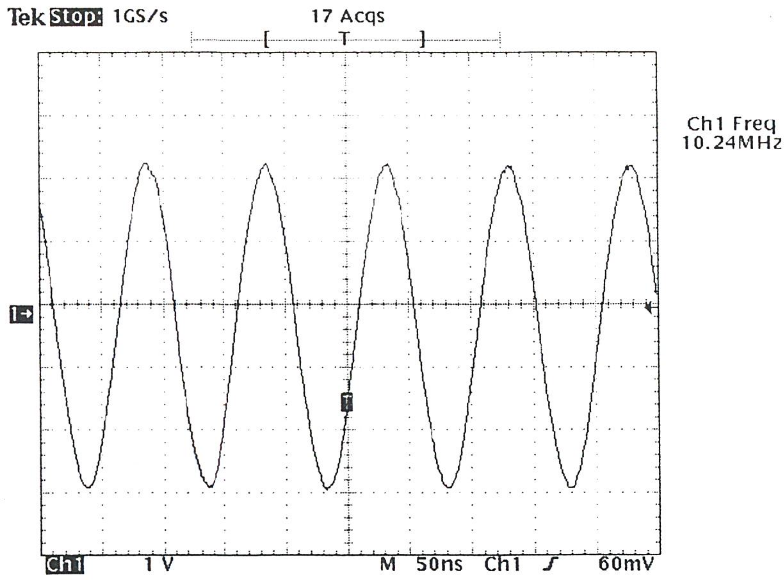
รูปที่ 4.44 สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

4.13.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 150.7 เมกะเฮิรตซ์

วงจรในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี MC145152 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองเมื่อล็อกความถี่แล้วโดยแยกเป็นส่วนต่างๆดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

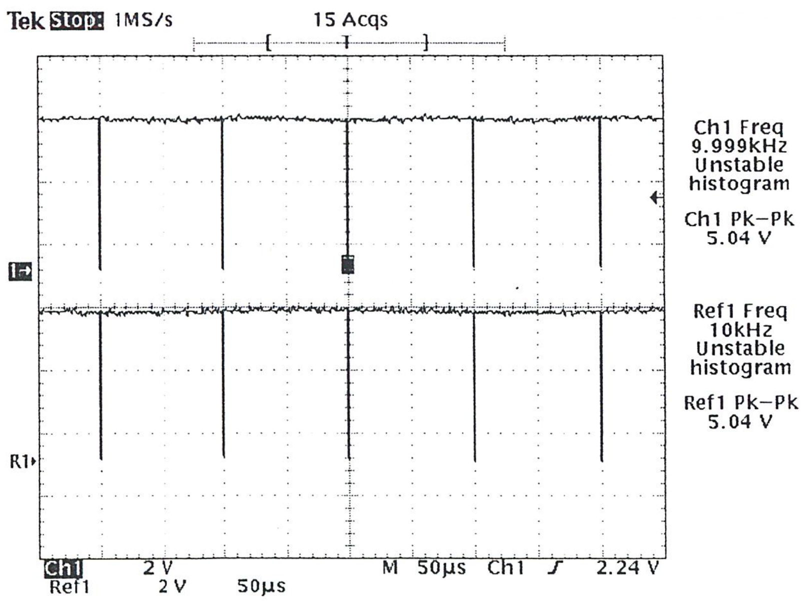
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.46



รูปที่ 4.45 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรสังเคราะห์ความถี่ล็อกความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 4.47



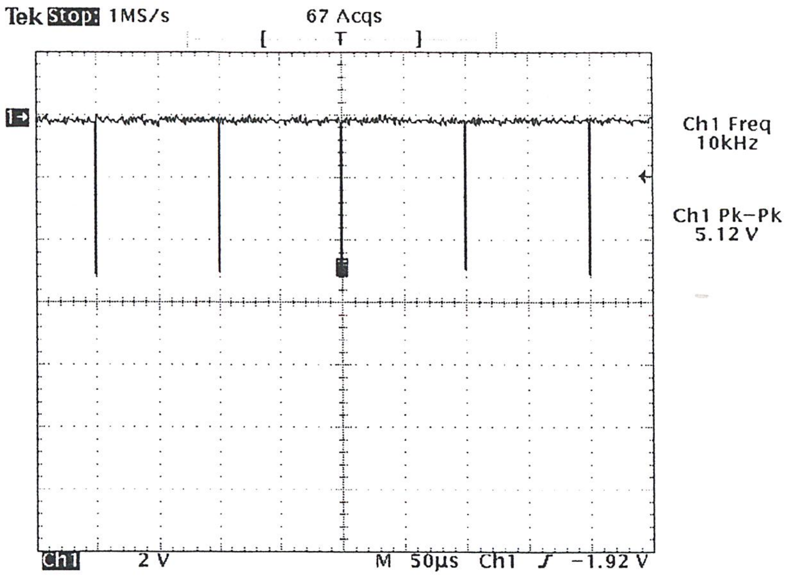
รูปที่ 4.46 สัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152

เมื่อ Ref1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

Ch1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

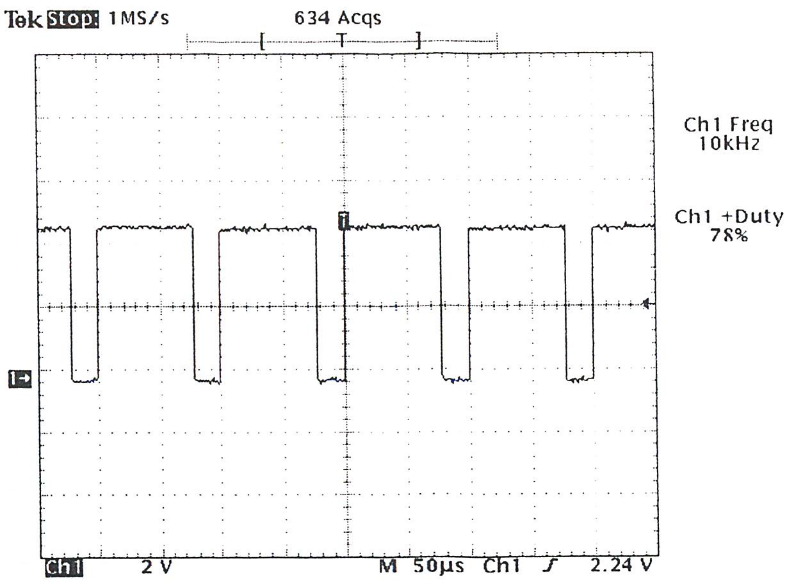
สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152 แสดงได้ดังรูปที่ 4.48



รูปที่ 4.47 รูปสัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

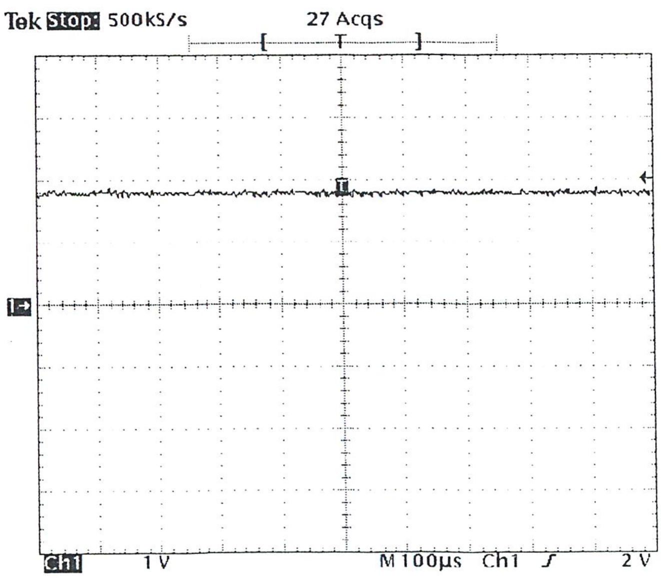
สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์โดยดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา A_0–A_5 และ N_0- N_9 สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสโทรลคอนแสดงดังรูปที่ 4.49



รูปที่ 4.48 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152

4.13.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

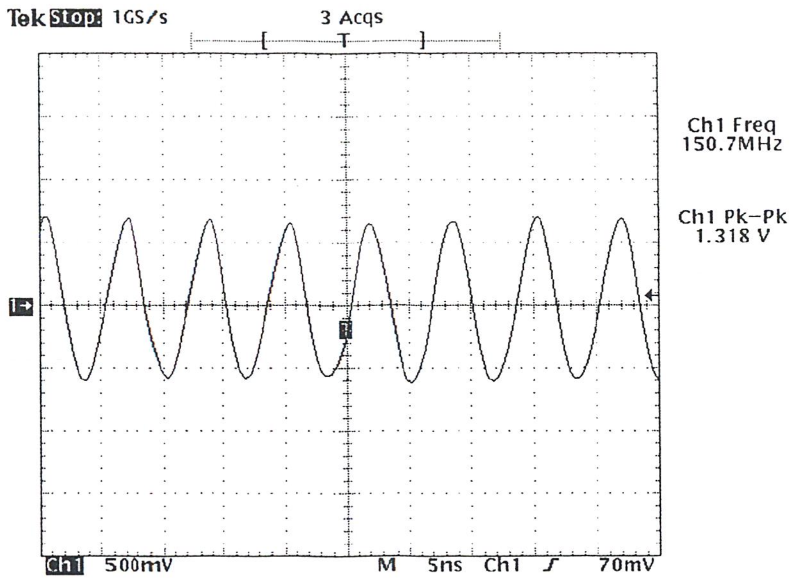
นำสัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8)จากไอซี MC145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้เป็นแรงดันการควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.49 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่มีความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

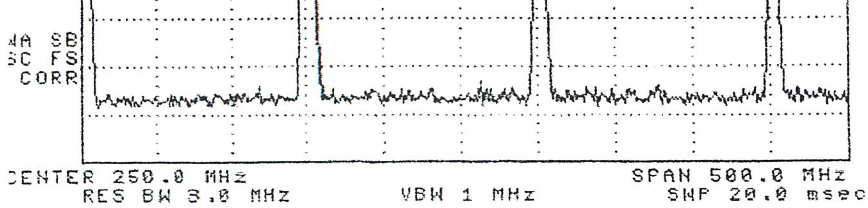
4.13.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 150.7 MHz ที่ภาครับได้ผลการทดลองดังนี้

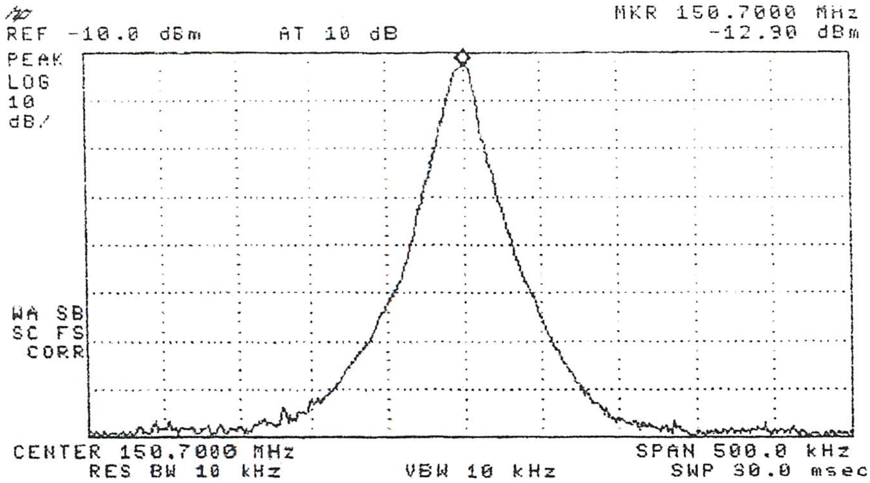


รูปที่ 4.50 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

สเปกตรัมของสัญญาณที่ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์หลังจากล็อกความถี่แล้ว ได้ผลดังรูปที่ 4.30 ซึ่งสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 1 (150.7 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด 6.33 dBm ฮาร์โมนิกที่ 2 (ความถี่ 301.4 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด -4.51 dBm และฮาร์โมนิกที่ 3 (ความถี่ 452.1 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด –11.55 dBm



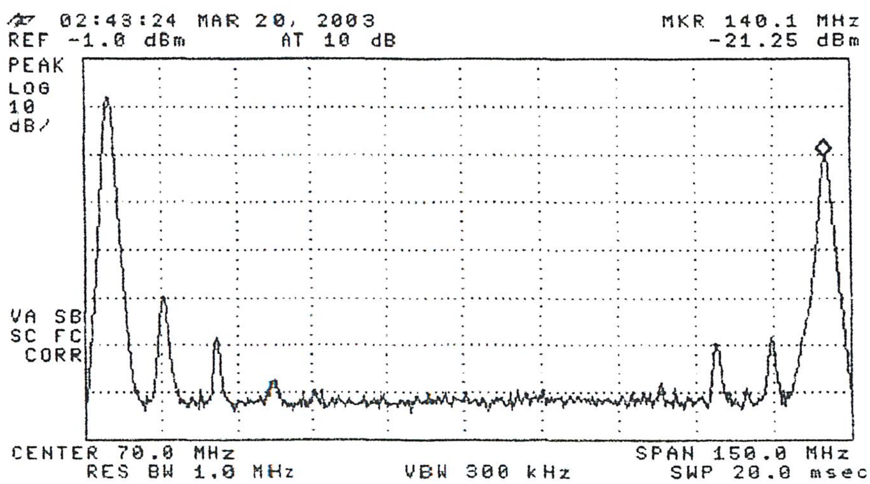
รูปที่ 4.51 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation)



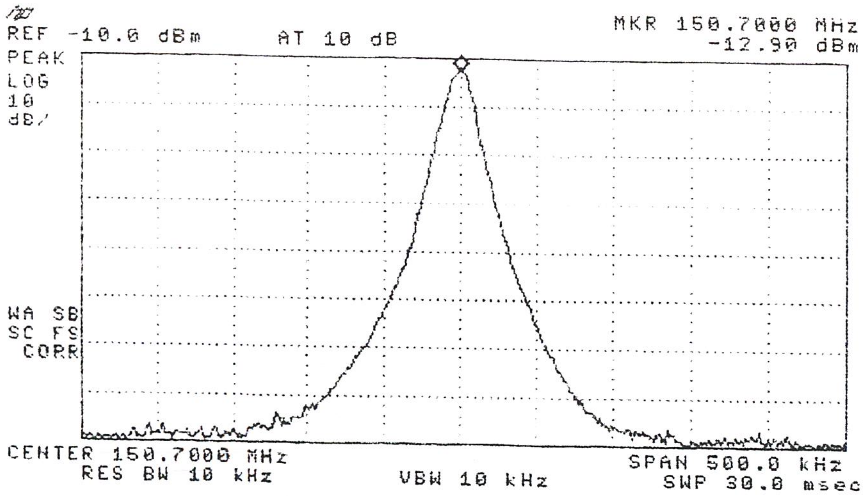
รูปที่ 4.52 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์

4.14 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

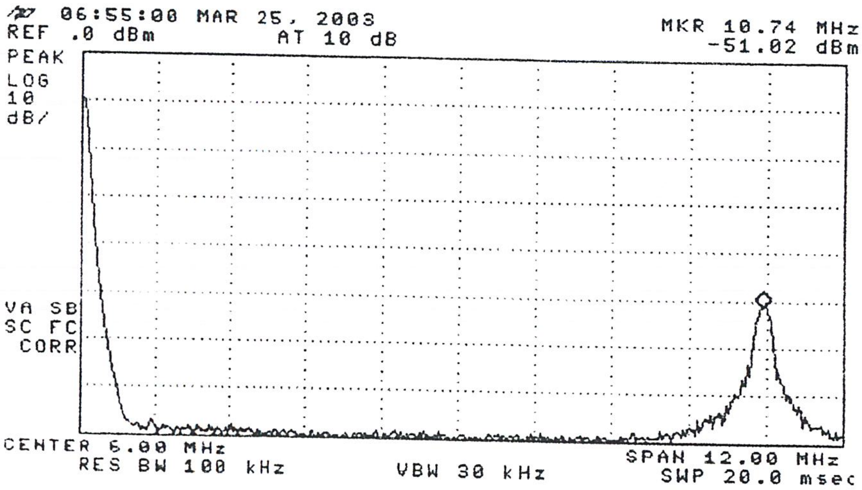
วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่ลดความถี่จาก 140 เมกะเฮิรตซ์ มาเป็นความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (ความถี่กลาง) แล้วทำการวัดผลด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ได้ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุต(สัญญาณความถี่วิทยุที่รับได้และสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์แสดงได้ตามรูปที่ 4.54 – 4.56



รูปที่ 4.53 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 140 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB Ext. Att.)



รูปที่ 4.54 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 150.7 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์(20 dB Ext. Att.)



รูปที่ 4.55 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ (20 dB Ext. Att.)

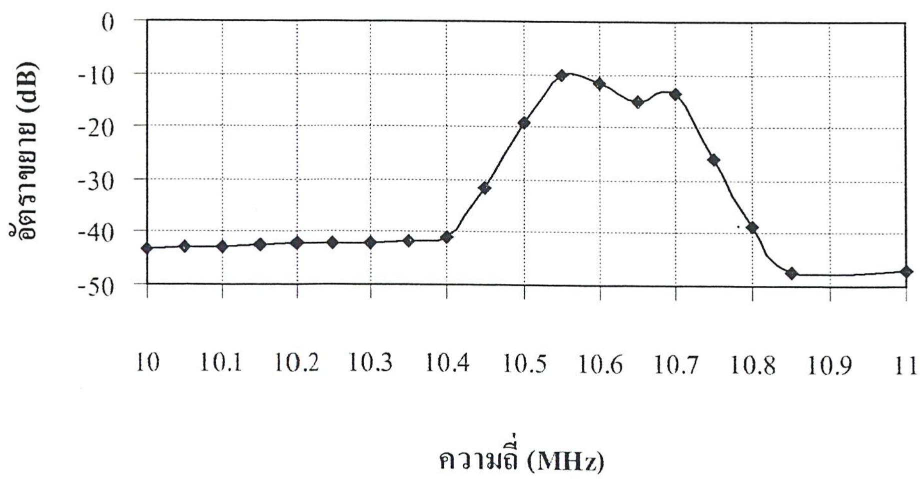
4.15 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตาราง ที่ 4.15 และกราฟตามรูปที่ 4.57

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
10.00	-43.21
10.05	-42.97
10.10	-42.67
10.15	-42.43
10.20	-42.29
10.25	-42.10
10.30	-41.98
10.35	-41.89
10.40	-40.79
10.45	-31.69

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
10.50	-19.04
10.55	-10.10
10.60	-11.47
10.65	-15.12
10.70	-13.51
10.75	-26.00
10.80	-38.71
10.85	-47.54
11.00	-47.01

ตารางที่ 4.15 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



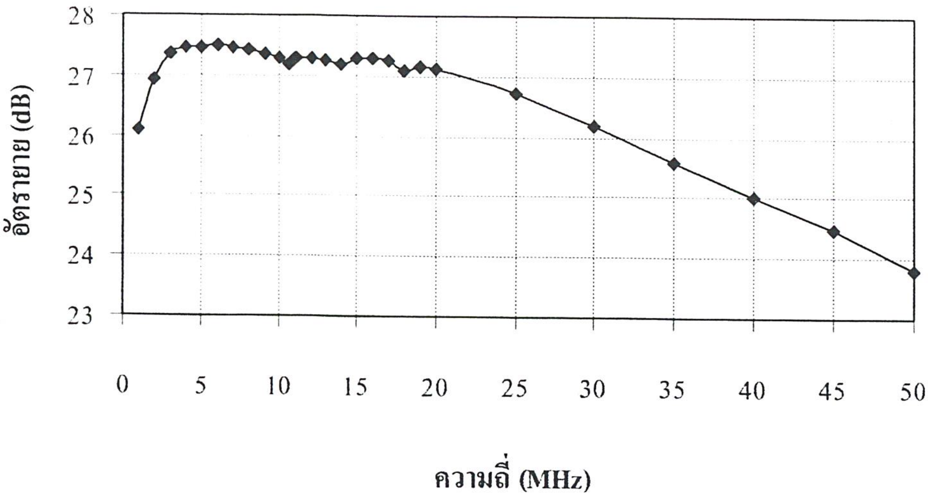
รูปที่ 4.56 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

4.16 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต –20 dBm ได้ผลตามตารางที่ 4.16 และรูปที่ 4.58

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
1	26.09
2	26.94
3	27.35
4	27.47
5	27.47
6	27.49
7	27.47
8	27.44
9	27.37
10	27.30
10.7	27.20
11	27.30
12	27.28
13	27.26
14	27.20
15	27.28
16	27.29
17	27.27
18	27.09
19	27.17
20	27.13
25	26.73
30	26.18
35	25.60
40	25.02
45	24.47
50	23.82

ตารางที่ 4.16 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



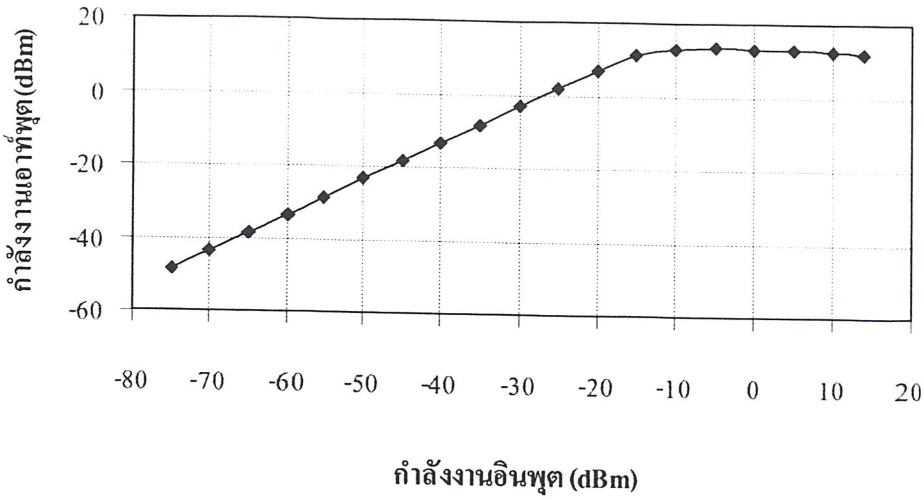
รูปที่ 4.57 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

ทำการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.17 และรูปที่ 4.59

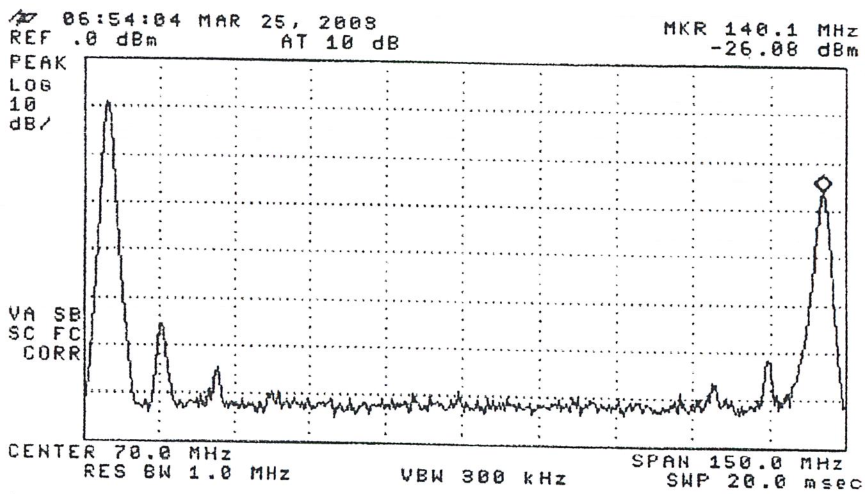
กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-75	-48.70
-70	-43.80
-65	-38.60
-60	-33.60
-55	-28.64
-50	-23.50
-45	-18.43
-40	-13.26
-35	-8.23
-30	-3.04

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-25	2.02
-20	7.01
-15	10.98
-10	12.92
-5	13.24
0	13.10
5	12.68
10	12.20
14	12.00

ตารางที่ 4.17 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.58 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ความถี่10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.59 แสดงสเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

(20 dB External Attenuation)

4.17 ผลการทดลองของวงจรกู้สัญญาณพาหะ

ประกอบด้วยส่วนประกอบต่างๆ คือ

4.15.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

4.15.2 วงจรยกกำลังสอง

4.15.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์

4.15.4 วงจรขยายสัญญาณ

4.15.4 วงจรหารสองความถี่

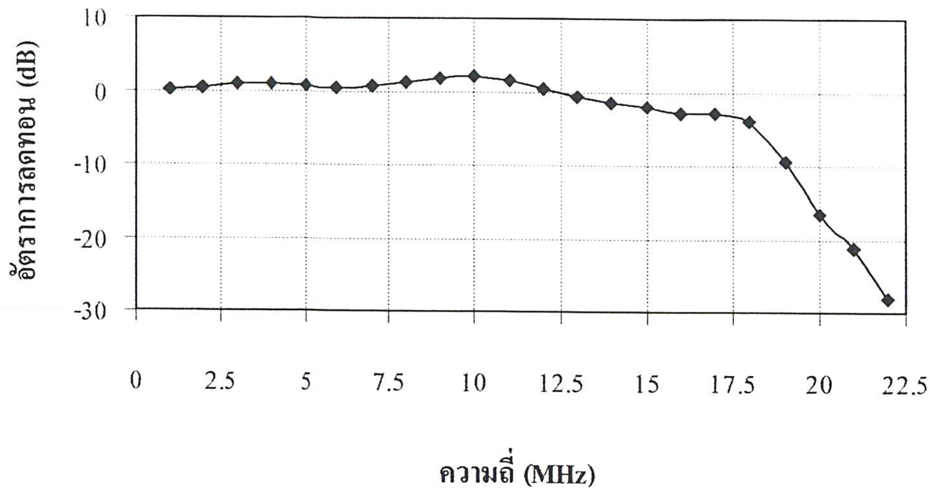
4.15.5 วงจร Ceramic Filter ที่ 10.7 MHz

4.17.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

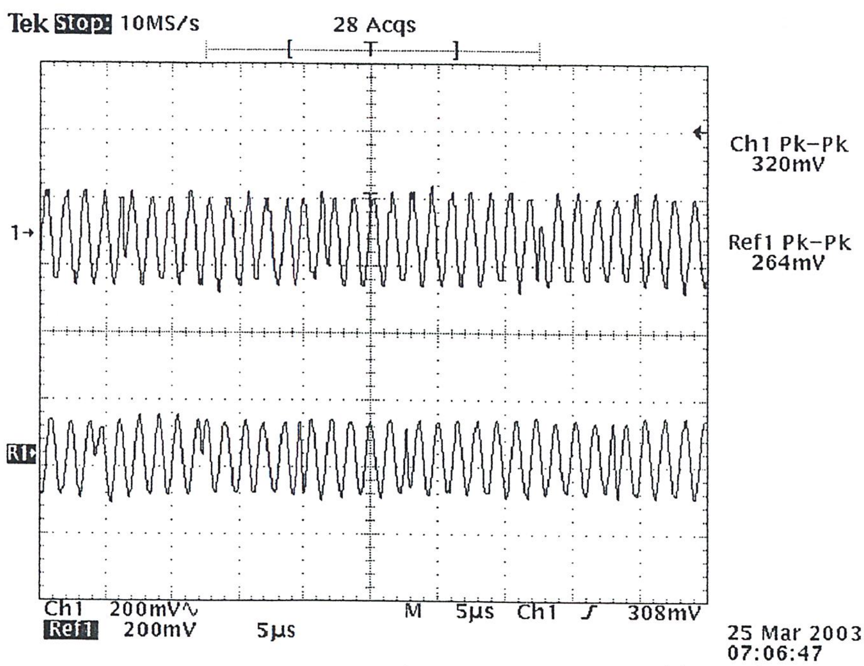
เพื่อให้วงจรในส่วนต่อไปทำงานได้อย่างสมบูรณ์ จึงจำเป็นต้องกรองเอา เฉพาะความถี่ Fundamental มาใช้เท่านั้น ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์ จะเหมือนกับหัวข้อที่ 4.15 โดยผลการทดลองแสดงได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1	0.137	12	0.407
2	0.538	13	-0.574
3	0.984	14	-1.514
4	0.984	15	-2.180
5	0.732	16	-2.757
6	0.538	17	-2.853
7	0.732	18	-4.096
8	1.168	19	-9.473
9	1.755	20	-16.478
10	1.979	21	-21.211
11	1.408	22	-28.116

ตารางที่ 4.18 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์



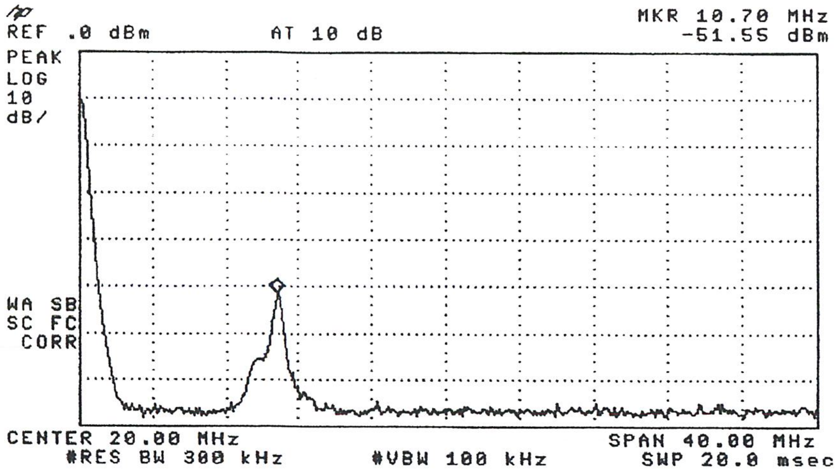
รูปที่ 4.60 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.61 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นสัญญาณ BPSK

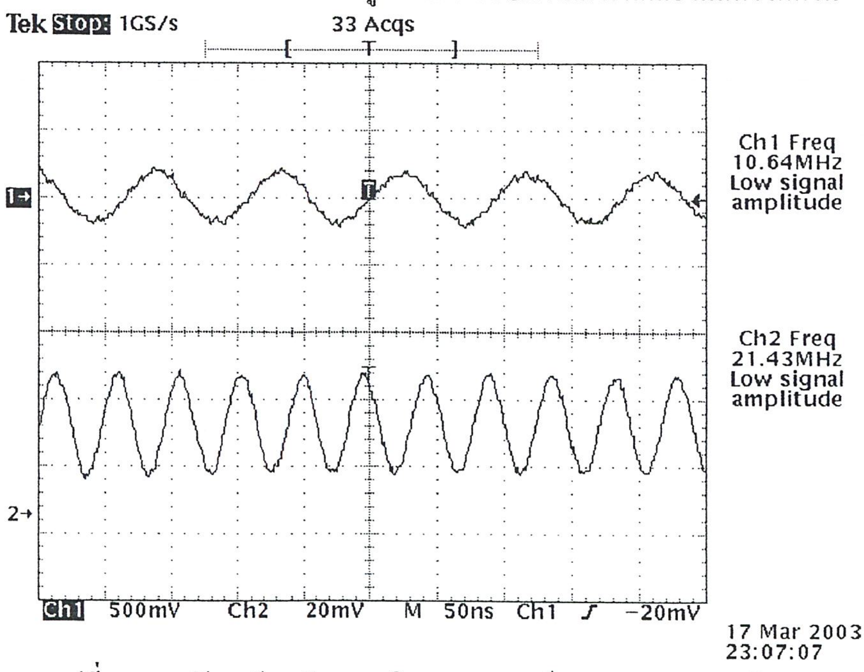
Ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นสัญญาณ BPSK



รูปที่ 4.62 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

4.17.2 วงจรยกกำลังสอง

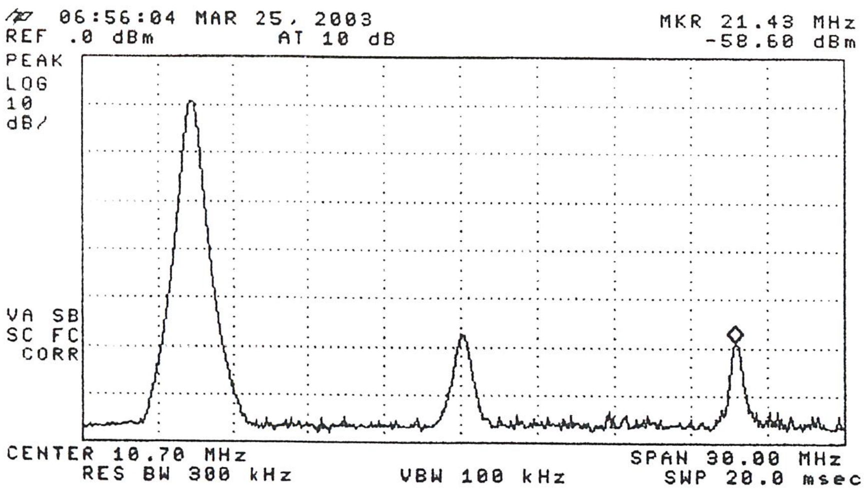
นำสัญญาณ BPSK ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ มาทำการยกกำลังสองเพื่อกู้สัญญาณพาหะจะได้สัญญาณความถี่ 21.4 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งนำไปใช้ในการดีมอดูเลตแบบ BPSK ผลการทดลองแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.63 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรยกกำลังสอง

R1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรยกกำลังสองซึ่งเป็นสัญญาณ BPSK

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรยกกำลังสองมีความถี่ 21.4 เมกะเฮิรตซ์



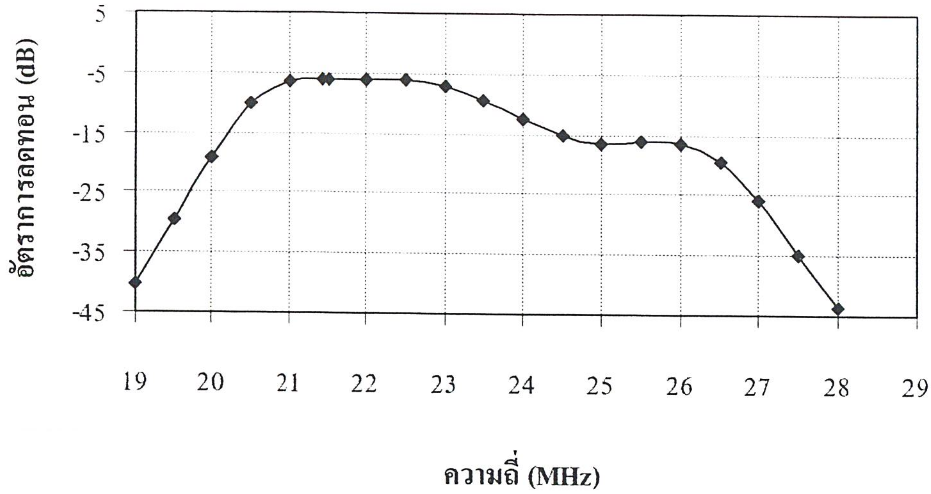
รูปที่ 4.64 สเปกตรัมของสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสอง

4.17.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์

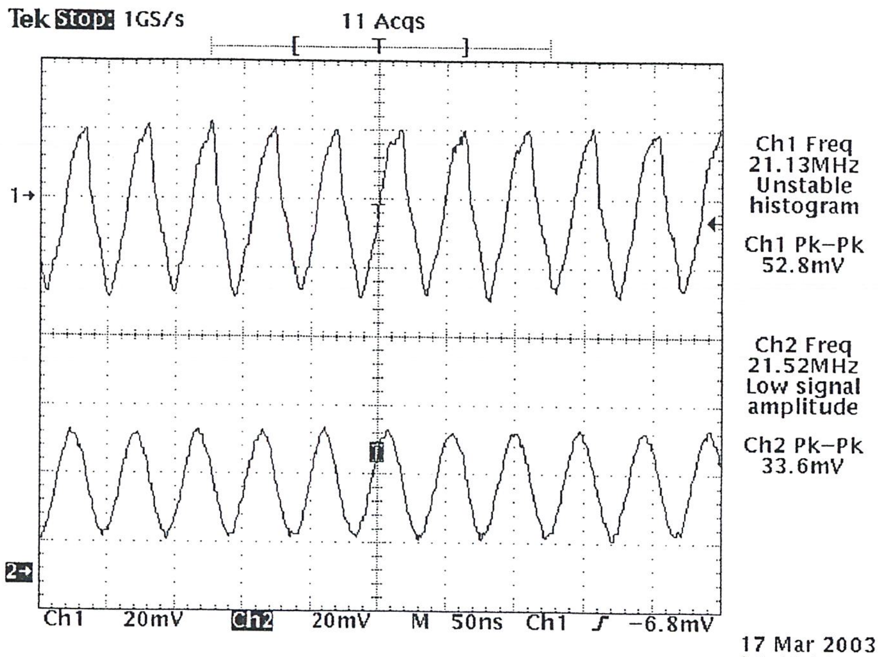
สัญญาณที่ได้จากวงจรยกกำลังสองยังไม่สามารถทำเป็นสัญญาณพาหะอ้างอิงได้ เนื่องจากยังมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ จึงต้องใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีแบนด์วิดท์แคบ ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กลาง 21.4 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 600 กิโลเฮิรตซ์ แสดงได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
19.0	-40.46	23.50	-9.43
19.5	-29.44	24.00	-12.60
20.0	-19.07	24.50	-15.18
20.5	-10.01	25.00	-16.41
21.0	-6.52	25.50	-16.30
21.40	-5.97	26.00	-16.50
21.50	-5.97	26.50	-19.39
22.00	-5.97	27.00	-25.97
22.50	-6.04	27.50	-35.06
23.00	-7.05	28.00	-43.55

ตารางที่ 4.19 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์



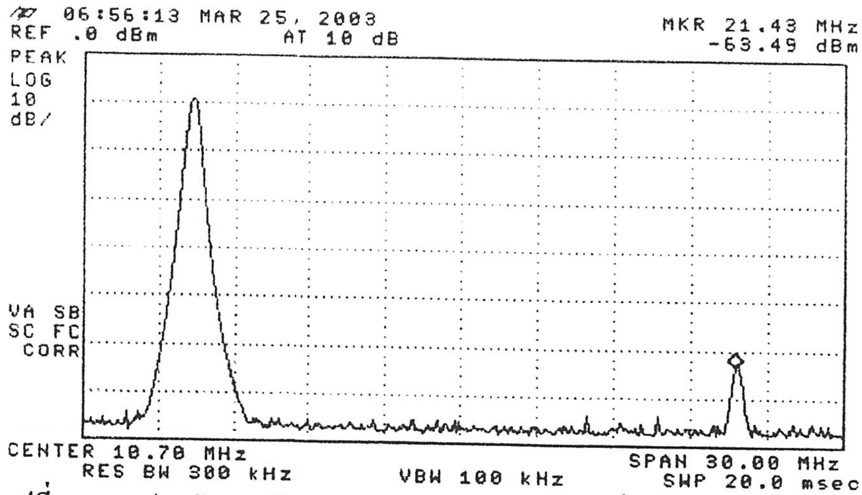
รูปที่ 4.65 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.66 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตก่อนและหลังผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

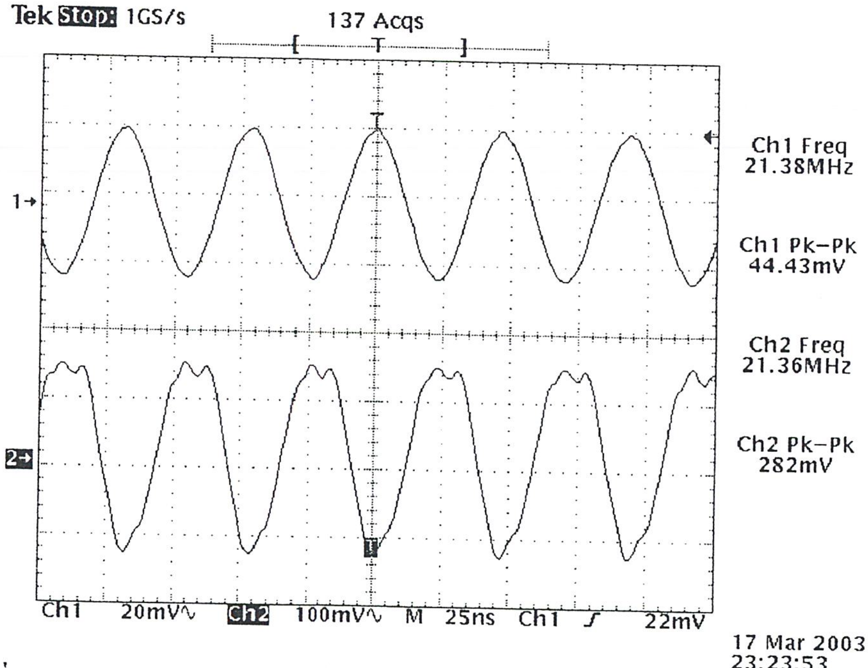
Ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 4.67 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 21.4 เมกะเฮิรตซ์

4.17.4 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณ

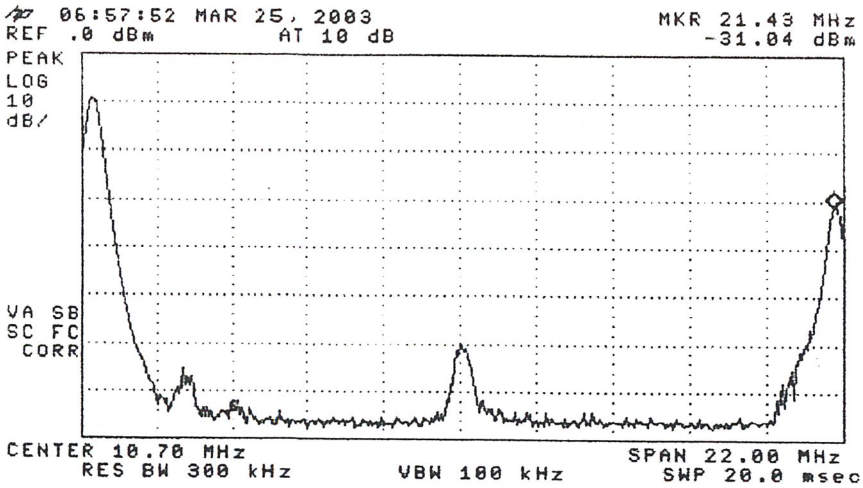
วงจรขยายสัญญาณทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่เพื่อให้วงจรหารสองสามารถที่จะทำการหารได้ ผลการทดลองมีดังนี้



รูปที่ 4.68 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตก่อนและหลังผ่านวงจรขยายสัญญาณ

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ

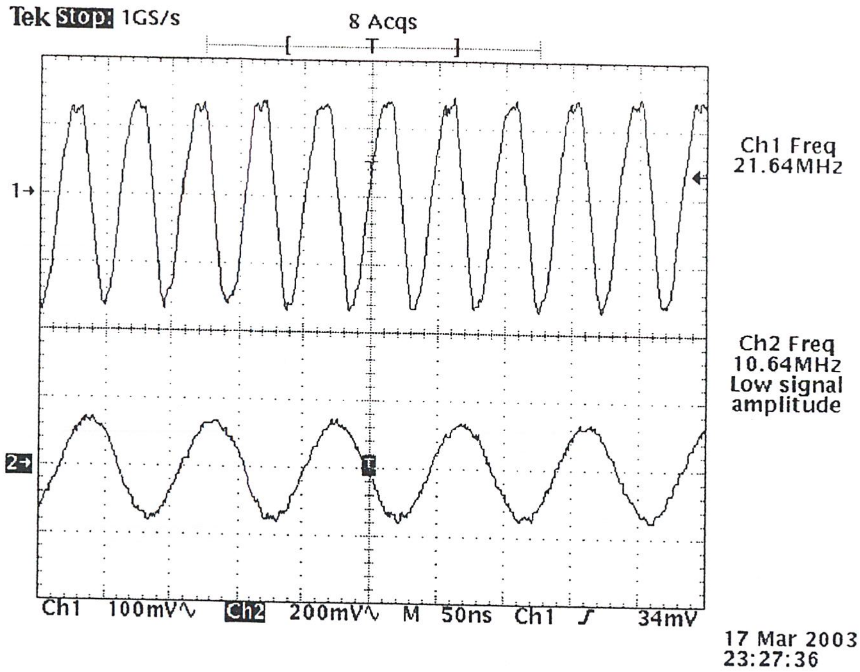
Ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 4.69 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณ

4.17.5 วงจรหารสองความถี่และวงจร Ceramic Filter ที่ 10.7 MHz

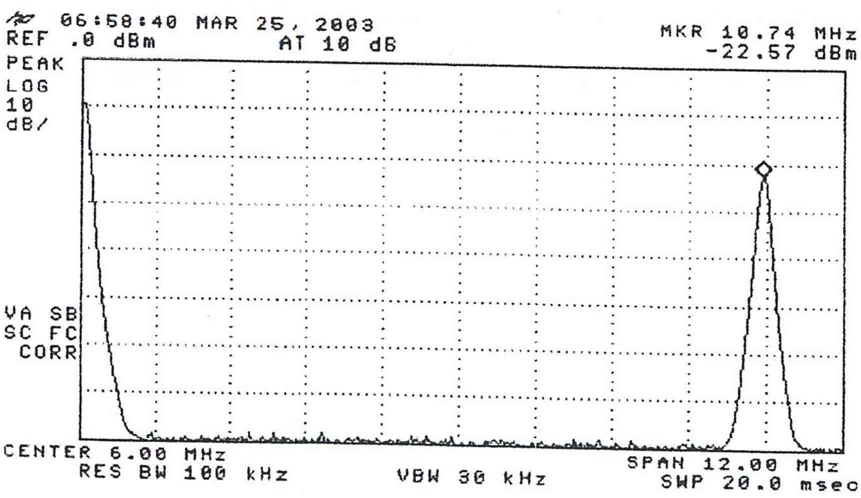
เราต้องการสัญญาณพาหะที่ใช้ในการดีมอดูเลตแบบ BPSK ที่มีความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ จึงนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรยกกำลังสองความถี่ 21.4 เมกะเฮิรตซ์ หารความถี่ลง 2 เท่า และใช้วงจร Ceramic Filter เพื่อกรองความถี่ใช้โดยกรองความถี่เอาเฉพาะ Fundamental Harmonic มีผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.70 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารความถี่

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรหารความถี่ซึ่งมีความถี่ 21.4 เมกะเฮิรตซ์

Ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหารความถี่ซึ่งมีความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์และผ่านวงจร Ceramic Filter ที่ 10.7 MHz



รูปที่ 4.71 สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่และผ่านวงจร Ceramic Filter ที่ 10.7 MHz

4.18 ผลการทดลองของวงจรดีมอดูเลตแบบ BPSK

ประกอบด้วยส่วนประกอบต่างๆคือ

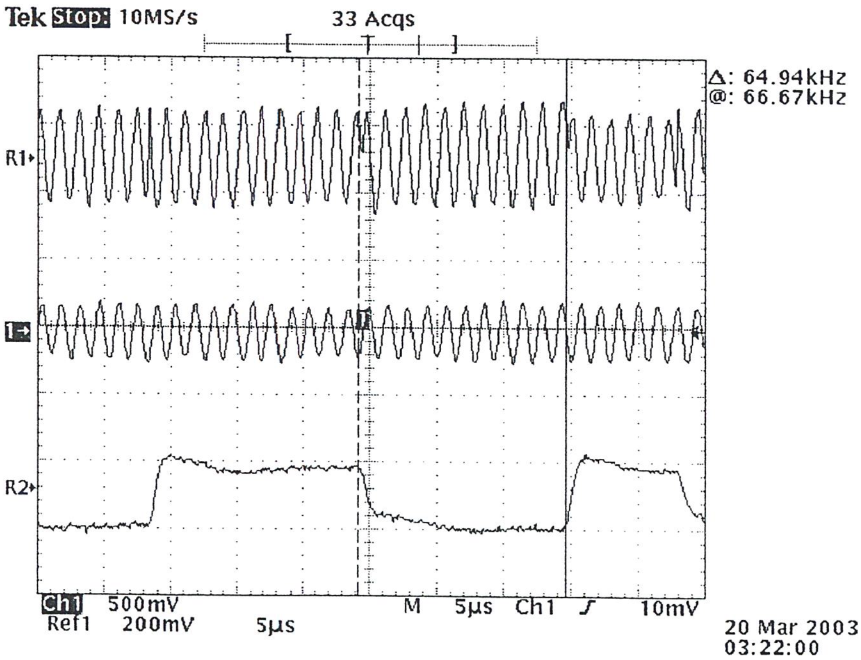
4.16.1 วงจรคูณ

4.16.2วงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง

4.16.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ 320 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter)

4.18.1 วงจรคูณและวงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง

การดีมอดูเลตแบบ BPSK ทำได้โดยการนำสัญญาณจากวงจรกู้สัญญาณพาหะคูณกับสัญญาณ BPSK และสัญญาณดิจิตอลที่ได้จากวงจรคูณมีขนาดต่ำ จึงต้องขยายสัญญาณโดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง จากนั้นสร้างสัญญาณดิจิตอลขึ้นมาใหม่ที่ปราศจากความผิดเพี้ยนโดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ผลการทดลองแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.72 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคูณ

R1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรคูณซึ่งเป็นสัญญาณ BPSK

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรคูณซึ่งเป็นสัญญาณพาหะ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

R2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลดิจิตอลที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สติง

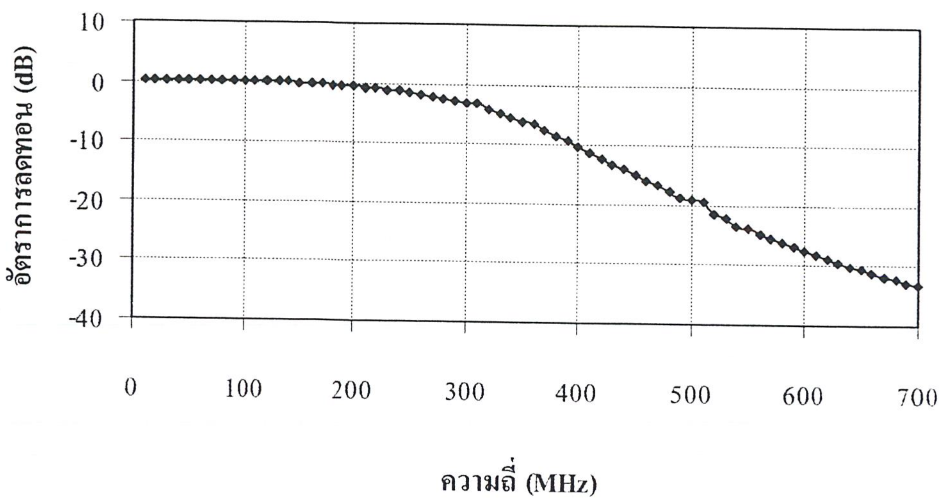
4.18.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟอันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 320 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟโดยใช้วงจร Sallen and Key มีความถี่คัทออฟที่ 320 กิโลเฮิรตซ์มีผลการทดลองเช่นเดียวกับทางด้านภาคส่ง นำสัญญาณที่ผ่านการดีมอดูเลตแล้วมาทำการกรองความถี่ ผลการทดลองแสดงได้ดังตาราง 4.20 และรูป 4.74

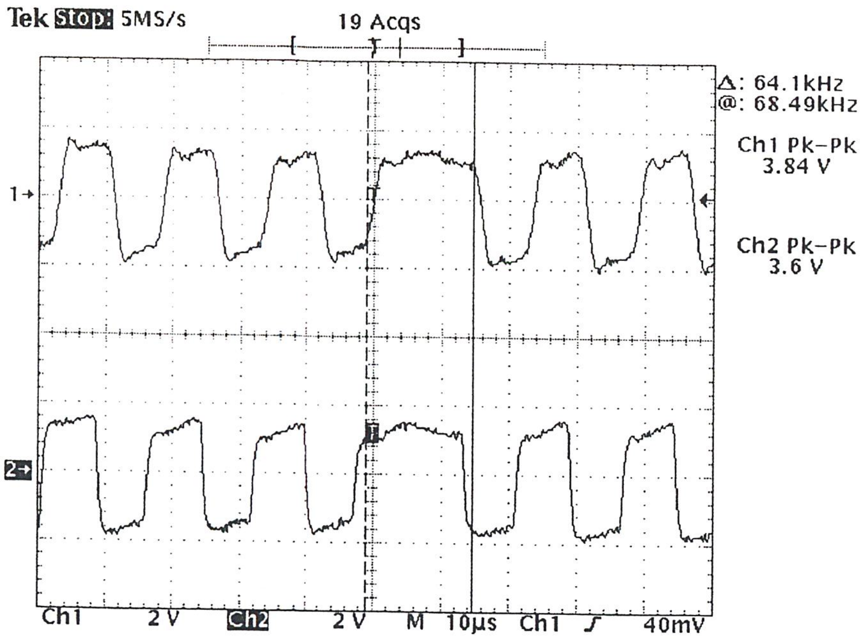
ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
10	0.340	250	-1.350	490	-18.710
20	0.340	260	-1.766	500	-19.172
30	0.340	270	-2.025	510	-19.331
40	0.340	280	-2.383	520	-21.514
50	0.340	290	-2.757	530	-21.938
60	0.340	300	-3.248	540	-23.349
70	0.340	310	-3.166	550	-23.768
80	0.340	320	-4.321	560	-24.671
90	0.273	330	-4.913	570	-25.416
100	0.205	340	-5.547	580	-26.090
110	0.205	350	-6.090	590	-26.974
120	0.205	360	-6.650	600	-27.452
130	0.069	370	-7.618	610	-28.134
140	0.069	380	-8.496	620	-28.683
150	0.000	390	-9.268	630	-29.473
160	-0.069	400	-10.116	640	-30.342
170	-0.211	410	-11.372	650	-30.574
180	-0.354	420	-12.252	660	-31.056
190	-0.427	430	-13.230	670	-31.835
200	-0.500	440	-14.066	680	-32.110
210	-0.649	450	-15.089	690	-32.995

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
220	-0.953	460	-15.917	700	-33.310
230	-1.031	470	-16.594		
240	-1.269	480	-17.855		

ตารางที่ 4.20 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ



รูปที่ 4.73 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ



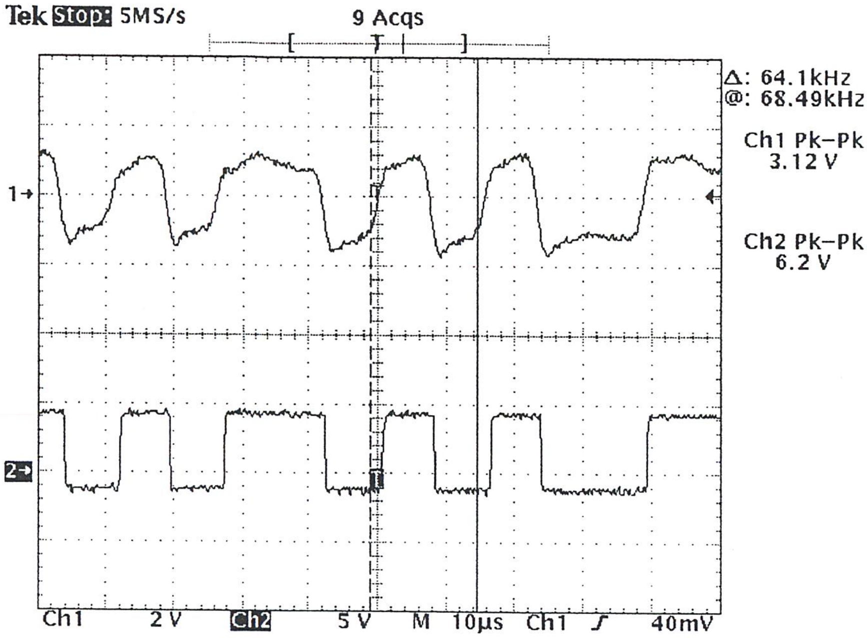
รูปที่ 4.74 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

Ch1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ 320 กิโลเฮิรตซ์

Ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ320 กิโลเฮิรตซ์

4.19 ผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

จากนั้นสร้างสัญญาณดิจิตอลขึ้นมาใหม่ที่ปราศจากความผิดเพี้ยนโดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ผลการทดลองแสดงได้ดังนี้



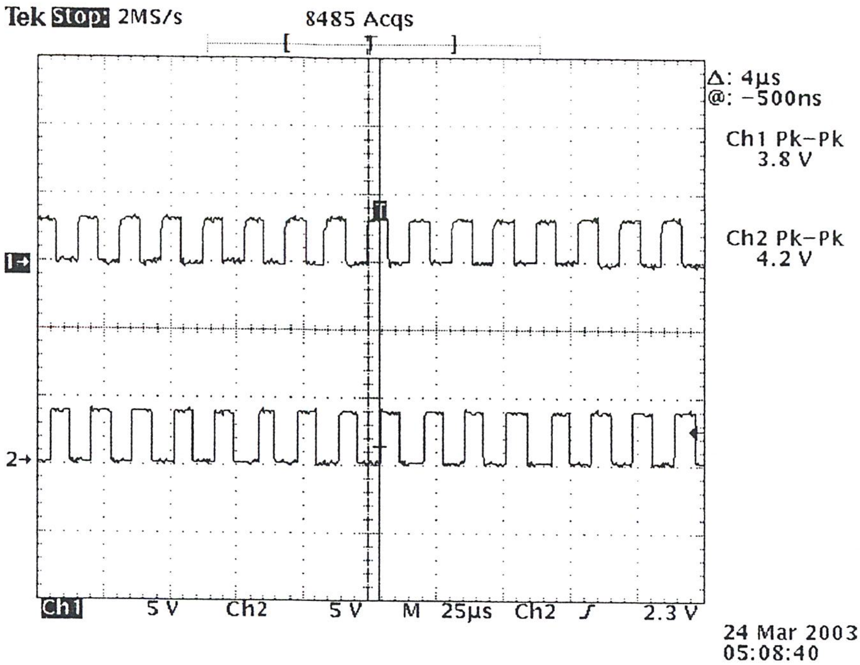
รูปที่ 4.75 ผลการทดลองวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

Ch1 : เป็นสัญญาณข้อมูลอินพุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

Ch2 : เป็นสัญญาณข้อมูลเอาท์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

4.20 ผลการทดลองวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)

การกู้สัญญาณนาฬิกาใช้วงจรดังหัวข้อ 3.19 ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.77



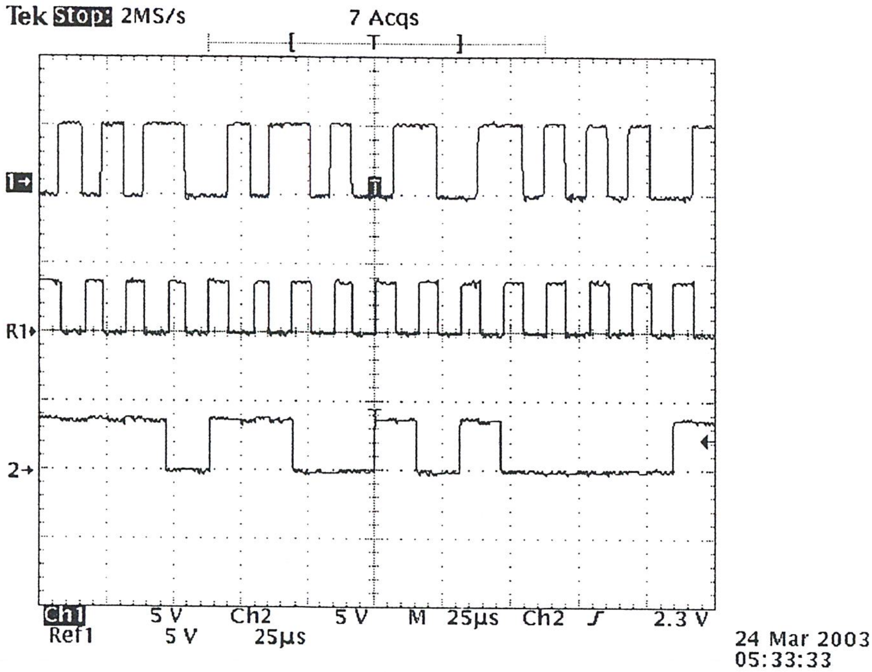
รูปที่ 4.76 ผลการทดลองของวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

Ch1 : คือสัญญาณนาฬิกาทางภาคส่ง

Ch2 : คือสัญญาณนาฬิกาที่กู้กลับคืนมาได้

4.21 ผลการทดลองของวงจรถอดรหัสสัญญาณด้วย D-Flip Flop

ได้ผลการทดลองดังนี้

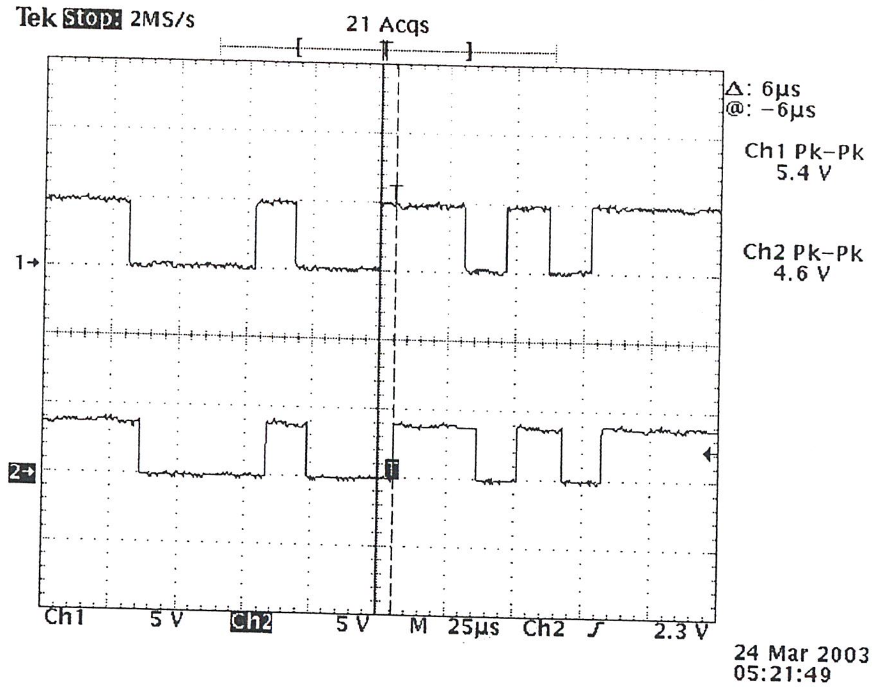


รูปที่4.77 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรถอดรหัส

Ch1 : คือสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ดีมอดูเลทได้

R1 : คือสัญญาณ Clockที่กู้กลับมาได้

Ch2 : สัญญาณข้อมูลที่กู้กลับมาได้



รูปที่4.78 แสดงการเปรียบเทียบการล้าช้า(Delay Times) ของข้อมูลที่เกิดขึ้นในการรับส่ง

Ch1 : คือสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องส่ง

Ch2 : คือสัญญาณข้อมูลที่กู้กลับมาได้ทางด้านเครื่องรับ

บทที่ 5
บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญานิพนธ์นี้ได้ทำการคำนวณและสร้างโมเด็มไร้สาย ความเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะที่ความถี่ 140 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ซึ่งแบ่งเป็น 2 ส่วน คือวงจรภาคส่งและวงจรภาครับ

ปัญหาที่พบ

1. การออกแบบและสร้างวงจรในย่านความถี่สูงมีความยากลำบากและประสบปัญหามาก ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณความถี่สูงที่เข้ามารบกวน การออกแบบไม่สามารถหลีกเลี่ยงค่าตัวเหนี่ยวนำได้ซึ่งมักจะทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลต

2. วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ TUF-5 เอาต์พุตที่ได้มีกำลังงานต่ำ เพื่อให้ได้กำลังงานเอาต์พุตตามที่ต้องการต้องใช้วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟหลายภาค

3. เกิดการสูญเสียของสัญญาณในสายส่ง

4. วงจรกรองความถี่มีความคมต่ำเกินไป

5. กำลังส่งมีค่าต่ำเพียง 100 มิลลิวัตต์ เท่านั้น

6. อุปกรณ์ไม่มีคุณภาพหรือไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้

7. เกิดการรบกวนกันเองของสัญญาณความถี่สูงและความถี่ต่ำ

แนวทางการแก้ไข และการพัฒนา

1. ทำการแยกวงจรในแต่ละส่วนออกจากกันแล้วทำการชิลด์ให้มิดชิดเรียบร้อย อย่าให้มีช่องว่างเกิดขึ้นเนื่องจากอาจทำให้สัญญาณหลุดลอดออกไปรบกวนต่อวงจรอื่นได้

2. ทำการแยกไฟเลี้ยงระหว่างสัญญาณแอนะลอก และสัญญาณดิจิตอลออกจากกัน เนื่องจากอาจเกิดการกระชากของกระแสซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนในวงจรได้

3. ทำการชิลด์ขดลวดเหนี่ยวนำ เนื่องจากขดลวดอาจประพฤติตัวเป็นสายอากาศได้ ทำให้เกิดการรบกวนกันเองของคลื่นที่ออกอากาศ

4. ทำการดีคัปปลิ้งไฟเลี้ยงของวงจรให้เพียงพอ เพื่อไม่ให้ความถี่สูงไปรบกวนวงจรในส่วนอื่นๆ

5. ทำการเชื่อมต่อในแต่ละวงจรด้วยสายสัญญาณความถี่สูง เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณอันเป็นเหตุให้เกิดการลดลงของสัญญาณที่ความถี่สูง หรืออาจทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ ไม่เพียงพอโดยเฉพาะอย่างยิ่งในการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลเพราะมีแบนด์วิดท์กว้าง

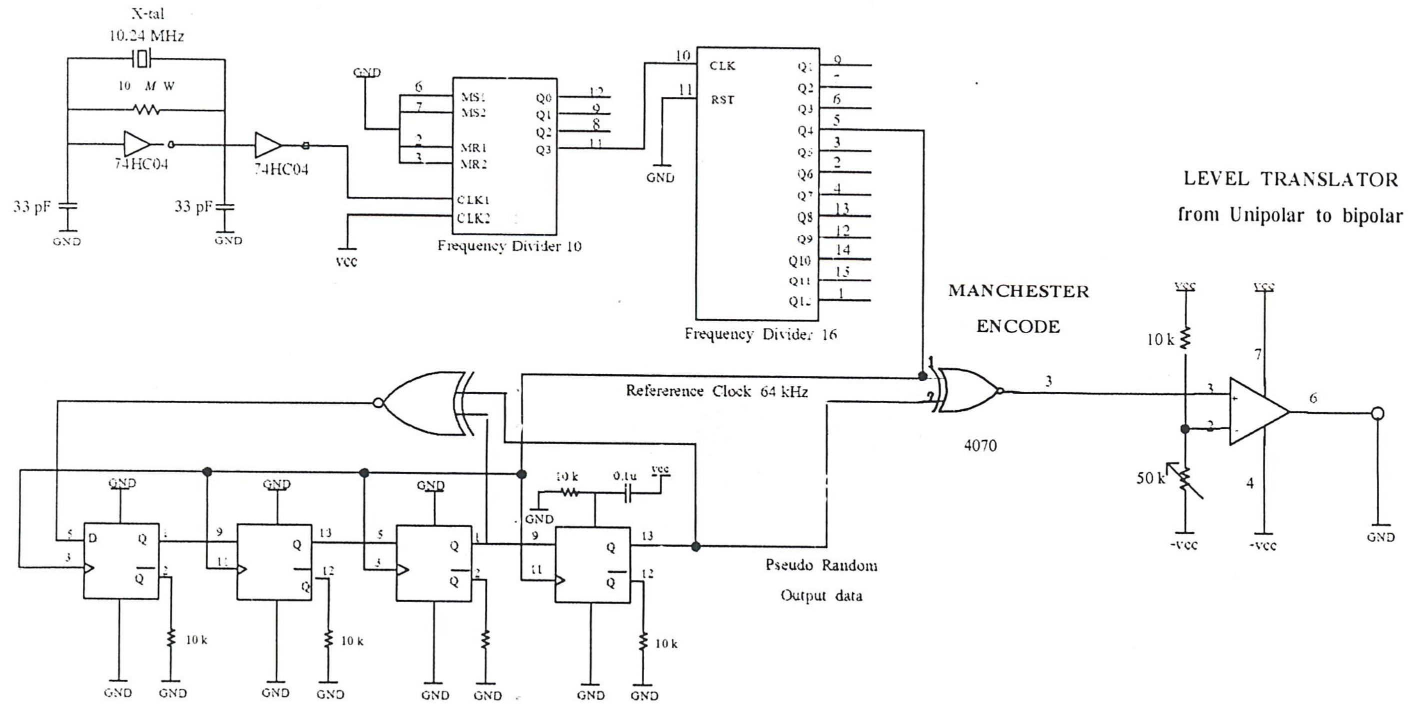
6. ทำวงจรกรองความถี่ที่มีความคมมากกว่านี้ แต่เนื่องจากในวงจรบางครั้งค่าของตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมากจึงไม่สามารถที่จะทำขึ้นมาเองได้ดังนั้นจึงเลือกแบนด์วิดท์ของวงจรเท่าที่เราสามารถที่จะสร้างได้เท่านั้น

7. เพิ่มกำลังส่งของวงจรให้มากขึ้น มีผลทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ไกลมากขึ้นและมีความถูกต้องมากขึ้น

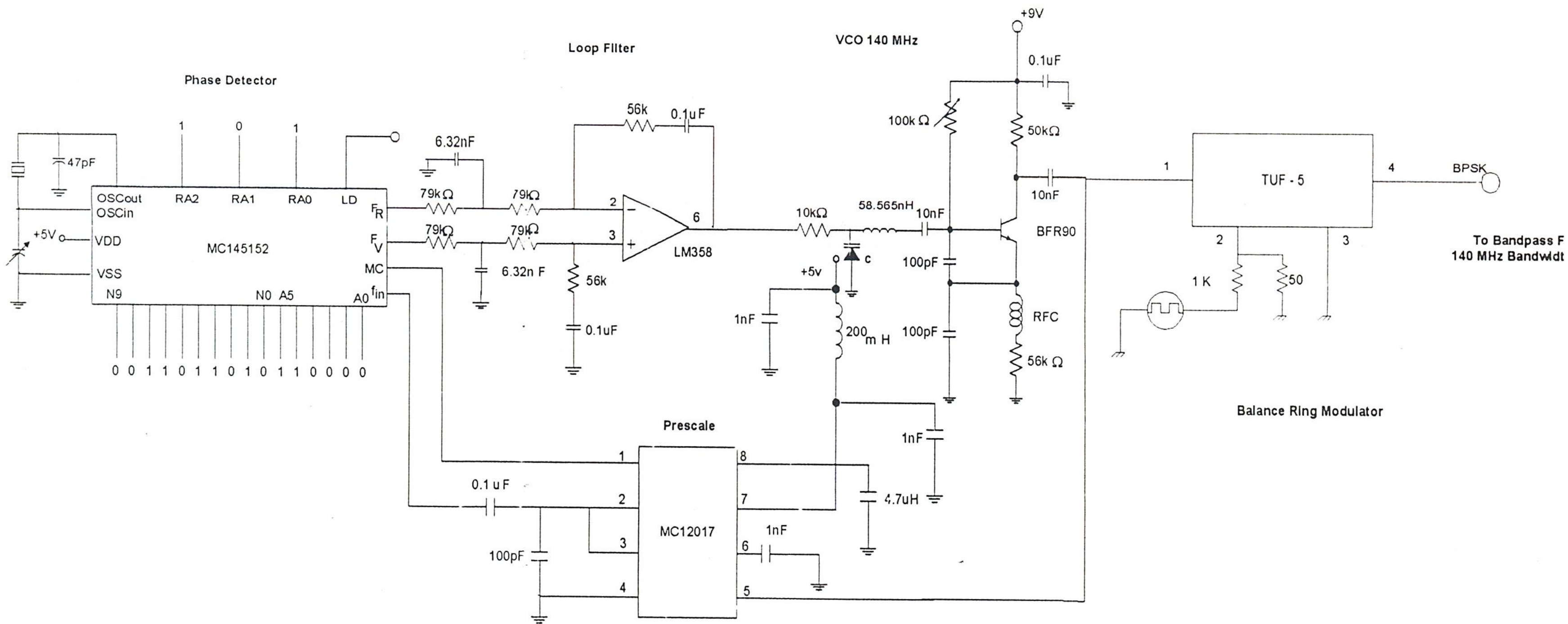
การทำโครงงานในครั้งนี้ทำให้ผู้จัดทำได้มีประสบการณ์ในการนำทฤษฎีที่เรียนมา มาปฏิบัติและทำการทดลองจริง เพื่อให้ได้รู้ปัญหาและวิธีการแก้ไข ในที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานจริง

ภาคผนวก ก

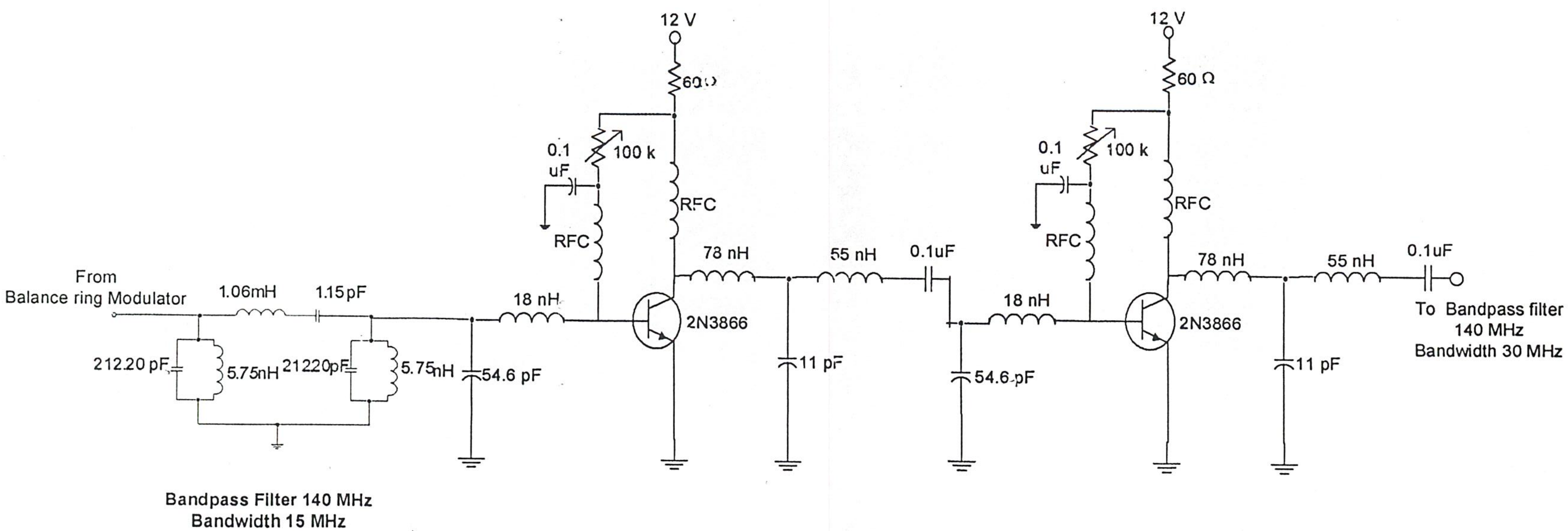
CLOCK GENERATOR CIRCUIT 64 kHz



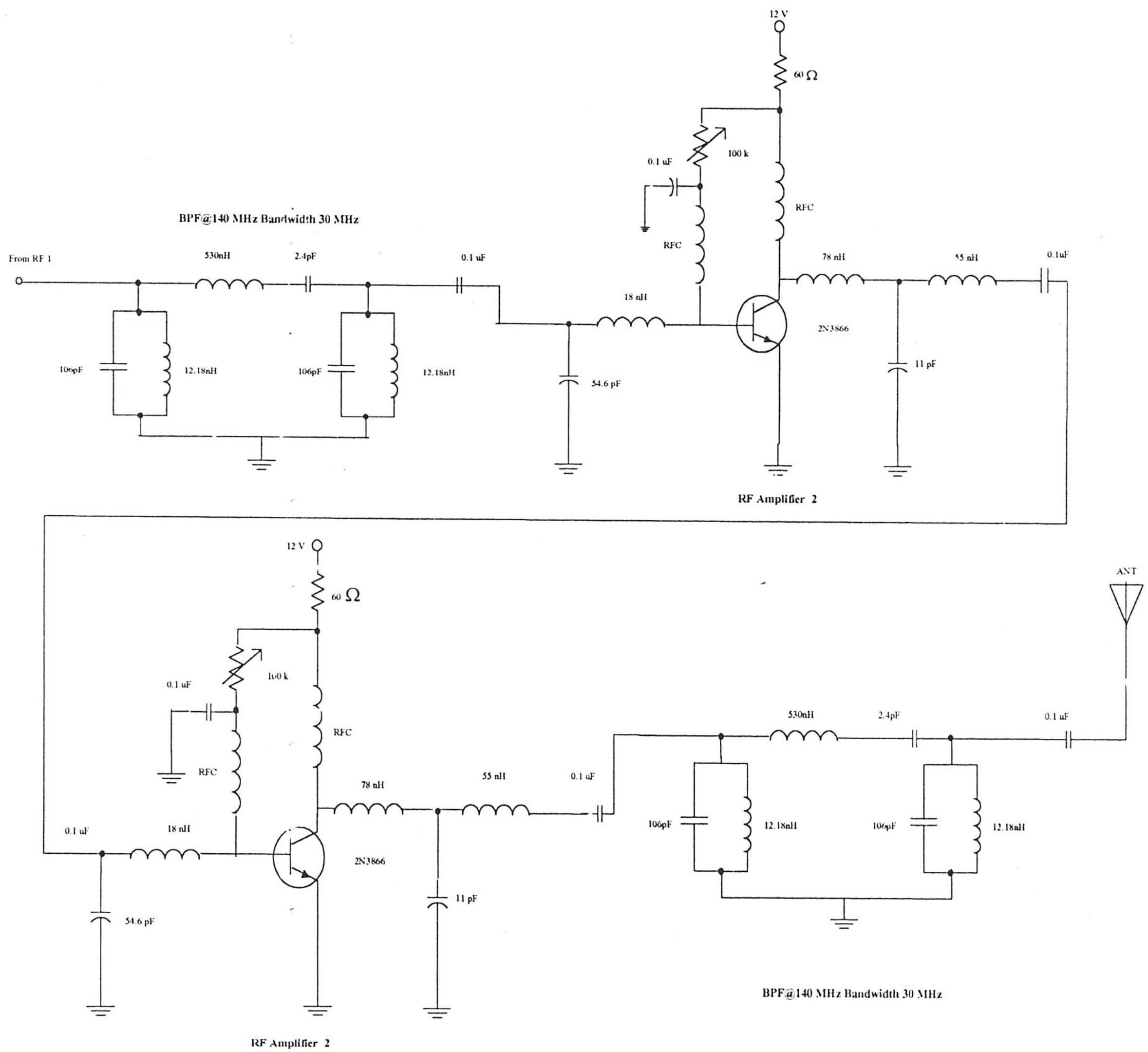
PSEUDO RANDOM PULSE GENERATOR CIRCUIT



Frequency synthesizer 140 MHz

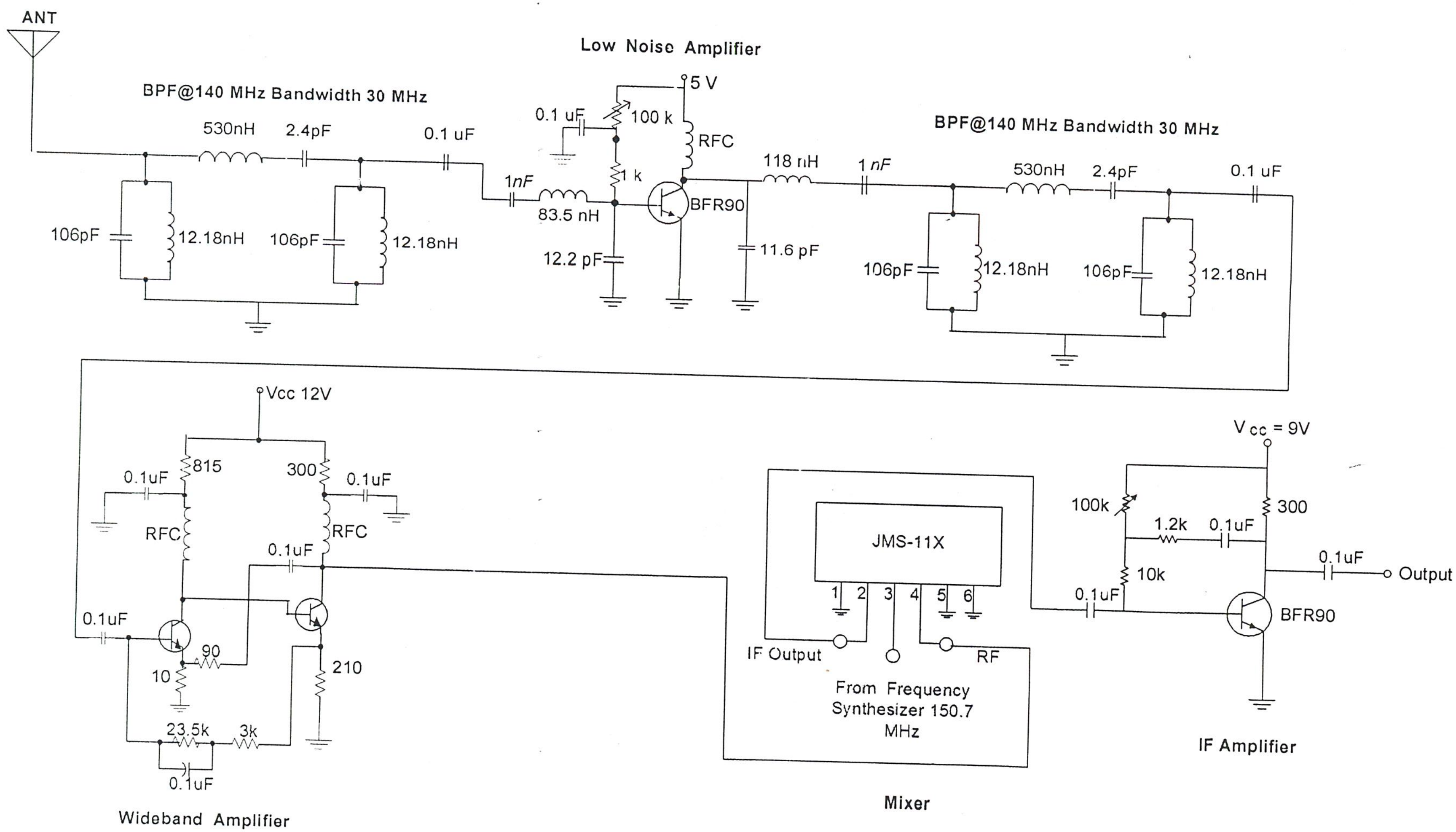


RF Amplifier

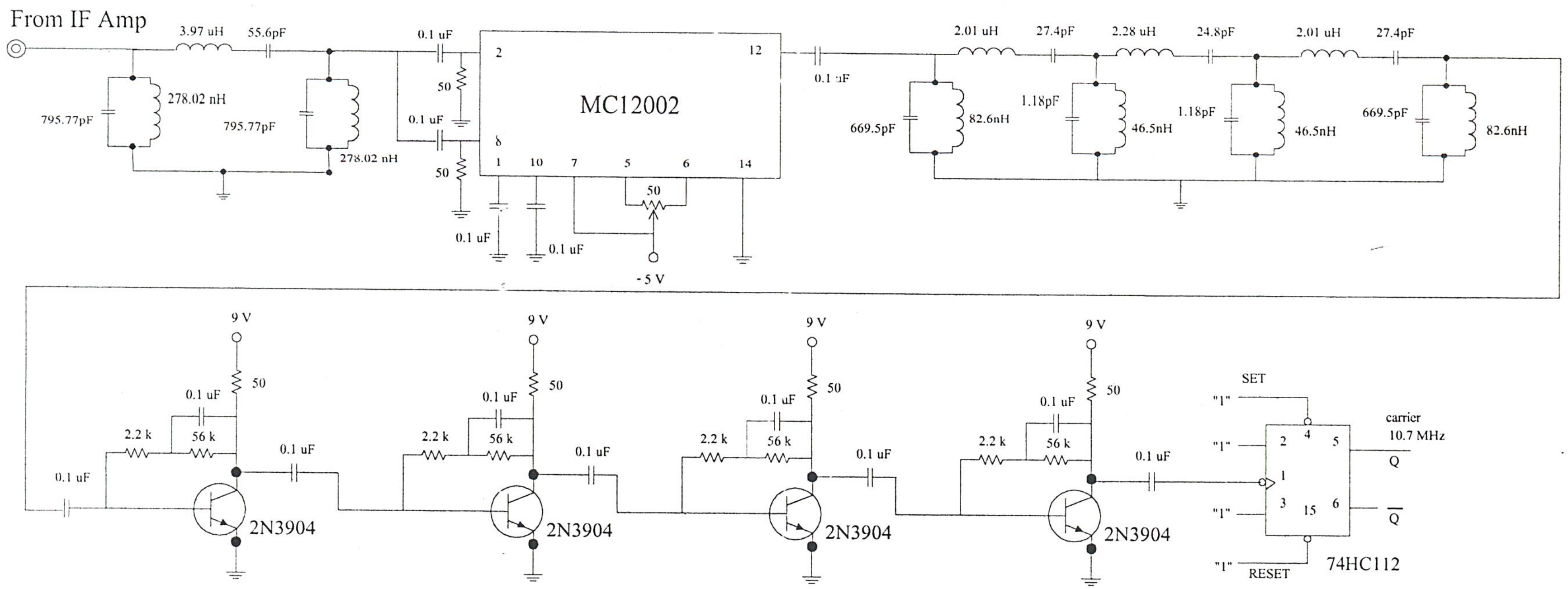


BPF@140 MHz Bandwidth 30 MHz
From RF 1
530nH
2.4pF
0.1 uF
106pF
12.18nH
106pF
12.18nH
18 nH
54.6 pF
12 V
60 Ω
0.1 uF
100 k
RFC
RFC
78 nH
55 nH
0.1uF
2N3866
11 pF
RF Amplifier 2
12 V
60 Ω
0.1 uF
100 k
RFC
RFC
78 nH
55 nH
0.1 uF
0.1 uF
18 nH
2N3866
54.6 pF
11 pF
RF Amplifier 2
ANT
530nH
2.4pF
0.1 uF
106pF
12.18nH
106pF
12.18nH
BPF@140 MHz Bandwidth 30 MHz

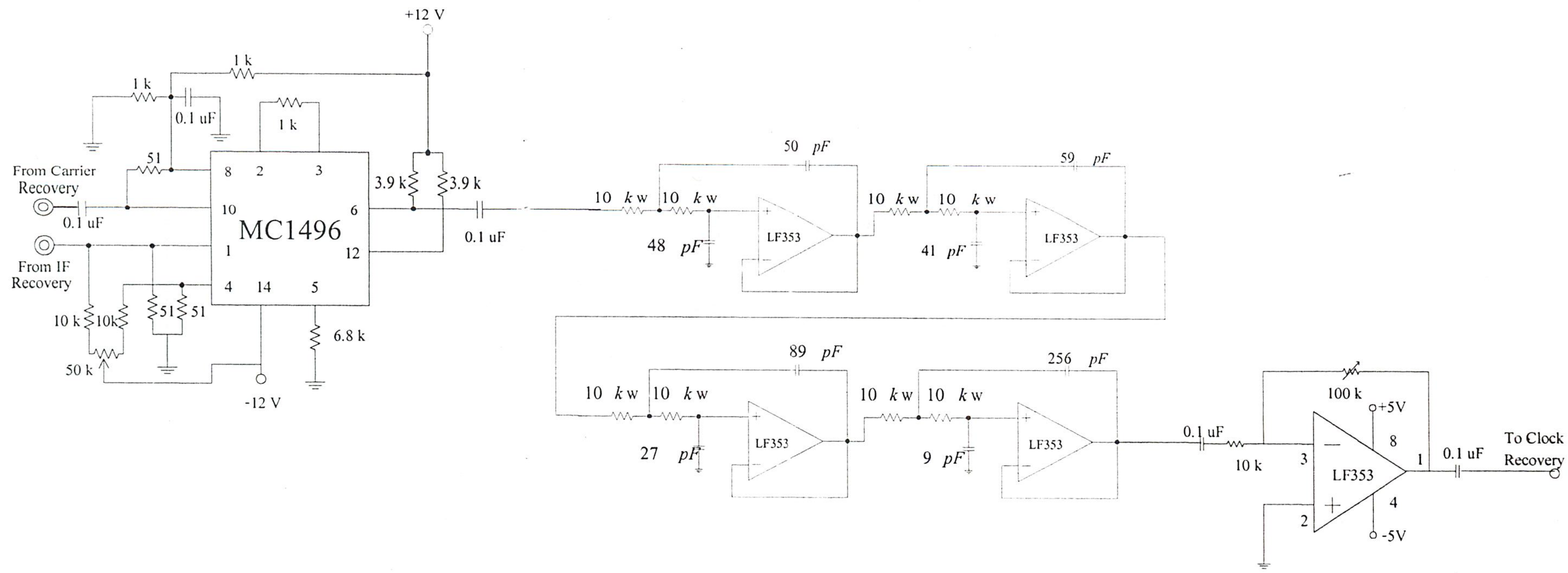
ภาคผนวก ข



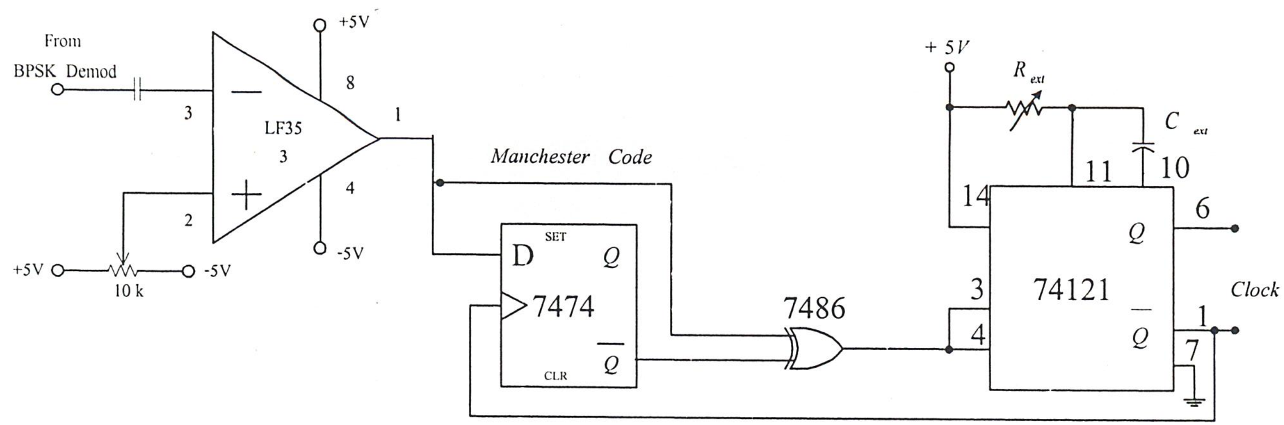
ANT
BPF@140 MHz Bandwidth 30 MHz
530nH
2.4pF
0.1 uF
106pF
12.18nH
106pF
12.18nH
Low Noise Amplifier
5 V
0.1 uF
100 k
RFC
1 k
1nF
83.5 nH
BFR90
12.2 pF
118 nH
11.6 pF
1 nF
BPF@140 MHz Bandwidth 30 MHz
530nH
2.4pF
0.1 uF
106pF
12.18nH
106pF
12.18nH
Vcc 12V
815
300
0.1uF
0.1uF
RFC
RFC
0.1uF
0.1uF
90
10
210
23.5k
3k
0.1uF
Wideband Amplifier
JMS-11X
1
2
3
4
5
6
IF Output
RF
From Frequency Synthesizer 150.7 MHz
Mixer
V cc = 9V
100k
300
1.2k
0.1uF
10k
0.1uF
0.1uF
Output
BFR90
IF Amplifier



Carrier Recovery



BPSK Demodulator



CLOCK RECOVERY

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.ทองทด วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงงาน
2. นายณฤทธิ์ ญังธนิศรา
3. นางสาวมิ่งขวัญ ธนะชัยขันธ์

และบุคคลอื่นที่มิได้กล่าวถึงในที่นี้

ในโอกาสนี้จึงขอขอบคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง

หนังสืออ้างอิง

1. L.W. Couch. " Digital anf Analog Communication Systems" : Macmillan Publishing Company, 1987.
2. K.S. Shanmugam. "Digital and Analog Communication Systems".,New York: John Wiley & Sons.1979
3. BP Lathi. "Modem Digital and Analog Communication Systems." Japan: Holt-Sannders.1983
4. James Bignell and Robert Donovan. "Digital Electronics:3rd edition."New York :Delmar Pubishers Inc.,1994
5. Chiris Bowick. "RF Circuit Design". Carmel: Howard W. Same& Company, 1982
6. รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ "วิศกรรมการสื่อสาร",อักษรสยามการพิมพ์ , 2540