



ระบบมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งความถี่
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX

โดย
นายรัฐพล อิศริยโชติ
นายสมเจตน์ จำเอนก

วัน เดือน ปี..... 17 ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039034
เลขเรียกหนังสือ..... 110275 1056จ.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039034

ระบบมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งความถี่
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบมัลติเพลกซ์โดยการแบ่งความถี่

FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX

โดย นายรัฐพล อิศริยโชติ 37014357

นายสมเจตน์ จำเอนก 37014455

อาจารย์ที่ปรึกษา คร.ปัญญา จิตมัทธมา

บทคัดย่อ

Frequency Division Multiplex (FDM System) เป็นระบบที่สำคัญมากในการสื่อสารระบบทางไกลซึ่งเป็นระบบของการแบ่งความถี่ เป็นวิธีการหนึ่งของระบบมัลติเพลกซ์(Multiplex) ซึ่งถูกนำมาใช้ใน Carrier Telephone System โดยส่งสัญญาณไปตามสายส่ง(Transmission Line) สำหรับโครงการนี้ประกอบไปด้วยภาคอินพุตซึ่งจะได้รับสัญญาณที่จะทำการมัลติเพลกซ์เข้ามาและภาคมัลติเพลกซ์สัญญาณอินพุตให้สามารถส่งสัญญาณอินพุตทั้งหมดออกไปได้โดยแบ่งตามความถี่

ABSTRACT

Frequency Division Multiplex (FDM) System are necessary for long distance communication system by sharing the frequency channel. FDM are using in carrier telephone system by transmitted on transmission line. In this project consist of the unit for receiving the multiplex signal and multiplexing part for multiplexing input signal and finally the transmitting multiplexed signal by FDM method.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง :

เรื่อง ระบบมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งความถี่

FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX

ผู้จัดทำ

1. นายรัฐพล อิศริยโชติ 37014357

2. นายสมเจตน์ ขำเอนก 37014455

๙-๙

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ปัญญา วุฒิมีชัยมา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
การมอดูเลตทางแอมพลิจูด	
2.1 เปอร์เซนต์การมอดูเลต	4
2.2 ไซค์แบนด์ AM	7
2.3 แบนด์วิคท์ของสัญญาณ AM	10
2.4 การมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ	11
2.5 กำลังของคลื่นพาหะ	11
2.6 แบนด์วิคท์	12
2.7 ปัญหาการแผ่กระจายคลื่น	12
2.8 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	12
2.9 วงจร BM (Balance Modulator)	13
2.10 ข้อเสียของการมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ	18
2.11 ระบบซิงเกิล ไซค์แบนด์	18
2.12 วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์	19
2.13 การแปลงความถี่	23
2.14 การเลือกไซค์แบนด์	24
2.15 วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB โดยการจัดเฟส	26
2.16 วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB แบบวีเวอร์	27
2.17 วงจรขายถี่เนียร์	28
2.18 การคำนวณกำลังของ SSB	28
2.19 วิธีการสังเคราะห์ความถี่	29
2.20 เฟสล็อกกลูป	30
2.21 การใช้เฟสล็อกกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	31
2.22 รูปแบบของการสังเคราะห์ความถี่	32
2.23 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	35
2.24 วงจร RC Active Filter	36
2.25 ระบบส่งสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์ความถี่	64
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	81
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	87
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	94

สารบัญ(ต่อ)

กิตติกรรมประกาศ
หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

วิศวกรรมส่งสัญญาณ

ลักษณะทั่วไปของวิศวกรรมส่งสัญญาณ

จุดประสงค์ของการสื่อสารโดยทั่วไป คือ การนำข่าวสารจากผู้เรียกหรืออุปกรณ์ ไปยังผู้ถูกเรียกหรืออุปกรณ์ได้อย่างถูกต้อง ในระบบโทรคมนาคมข้อมูลถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าและส่งผ่านตัวกลาง ซึ่งเป็นวงจรส่งสัญญาณ ชนิดที่เหมาะสมที่สุดของวงจรหรือระบบส่งสัญญาณ ขึ้นอยู่กับความต้องการนั้น ๆ

วิศวกรรมส่งสัญญาณเป็นเทคโนโลยีเกี่ยวกับการค้นคว้าวิจัย เพื่อพัฒนาระบบใหม่ ๆ ที่ดีและประหยัดกว่าและเกี่ยวกับการวางแผน ออกแบบ สร้าง และบำรุงรักษาระบบส่งสัญญาณ (transmission system)

ระบบโทรคมนาคมที่เราคุ้นเคยมากที่สุดในชีวิตประจำวันคือโทรศัพท์ ในระบบโทรศัพท์ เสียงพูดจะถูกเปลี่ยนเป็นการเดินของกระแสไฟฟ้าหรือกระแสเสียง (speech current) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบของความถี่ต่าง ๆ มากมาย จากประมาณ 50 ถึง 7,000 Hz เช่นเดียวกับเสียงพูดของคนเรา แต่มีองค์ประกอบจาก 300 ถึง 3,400 Hz เท่านั้นที่เราได้ยินชัดเจน ดังนั้นเพื่อความประหยัดระบบส่งสัญญาณส่วนใหญ่ จึงถูกออกแบบให้ส่งสัญญาณในแถบความถี่ที่จำกัดนี้

ระบบส่งสัญญาณแยกออกเป็นระบบมีสาย (wired system) และระบบไม่มีสาย (wireless system) แต่ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะระบบมีสายโทรศัพท์เท่านั้น ในสมัยแรกวงจรส่งสัญญาณเป็นระบบส่งกระแสเสียงในรูปแบบเดิม คือวงจรเสียง (voice circuit) ที่ทั้งสองสามารถพูดติดต่อกันได้ประกอบด้วย สายเปลือยหรือเคเบิลที่คว้านเป็นวัสดุที่มีความต้านทานต่ำมาก เช่น อลูมิเนียม หรือทองแดง เนื่องจากความต้องการใช้โทรศัพท์ทางไกลมีสูงมาก วงจรทางไกล (Toll circuit) ที่มีประสิทธิภาพและประหยัด จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งเพราะค่าก่อสร้างและค่าบำรุงรักษาของวงจรทางไกลสูงมากเหลือเกิน เพื่อการทำงานในสภาพดังกล่าวเราจึงได้มีชุมสายทางไกล (Toll Exchange) ขึ้น เพื่อสร้างวงจรทางไกลและระบบโทรศัพท์พาหะ (carrier telephone system) สำหรับเรียกโทรศัพท์พร้อม ๆ กันหลาย ๆ คนได้ด้วยการใช้ตัวนำเพียงคู่เดียว

ระบบโทรศัพท์คลื่นพาหะ (carrier telephone system) ประกอบด้วยอุปกรณ์ปลายทาง (terminal equipment) ที่ชุมสายปลายทาง (terminal office) ทั้งสองและวงจรทวนสัญญาณ (repeater transmission circuit) ระหว่างชุมสายเหล่านั้น

อุปกรณ์ปลายทางนำกระแสเสียง (speech current) จำนวนหนึ่งมาจัดเป็นระเบียบ ด้วยการแปลเป็นสัญญาณรวม (composite signal) ที่ประกอบขึ้นด้วยสัญญาณอื่น ๆ และส่งสัญญาณนี้ไปยังวงจรทวนสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดวิธีนี้เรียกว่า “มัลติเพลกซิง” (multiplexing) และกระแสที่ส่งประกอบด้วย กระแสเสียงและ กระแสที่เป็นความถี่ของสายส่ง เมื่อกระแสนี้ถึงอุปกรณ์รับปลายทาง ผ่านทางวงจรทวนสัญญาณก็จะถูกจัดแยกออกเป็น กระแสเสียงตามเดิมต่าง ๆ อีกครั้งหนึ่ง

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทางทะเล เส้นทางที่จัดไว้สำหรับแต่ละกระแสเรียกว่า “ชันเนล (channel)” วงจรส่งสัญญาณทวน คือ สายส่งสัญญาณที่มีอุปกรณ์ทวนสัญญาณหรือรีพีทเตอร์ (repeater) ติดตั้งอยู่เป็นระยะ ๆ ที่ห่างเท่ากัน และ ทำงานด้วยการส่งกระแสที่มีความถี่ของสายปลายทางด้านส่ง ไปยังปลายทางด้านรับ ที่ระดับพลังงานสูงพอโดยไม่มีการบิดเบือน (distortion)

ระบบสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ทางทะเลที่ใช้ในปัจจุบัน แบ่งออกเป็น 2 อย่างคือ ระบบมัลติเพลกซ์ หรือระบบทวีควิชิตวีชัน มัลติเพลกซ์ (frequency division (FDM) system) และระบบมัลติเพลกซ์แบ่งเวลาหรือระบบไทม์ควิชิตวีชันมัลติเพลกซ์ (time division multiplex (TDM) system)

ในระบบ FDM แถบความถี่ของการส่งสัญญาณ ของสายส่งแบ่งออกเป็นความถี่เล็ก ๆ และเรียกแต่ละแถบว่า “ชันเนล” (channel) อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater) ในระบบนี้ประกอบด้วยเครื่องขยายหรือแอมพลิไฟเออร์ (amplifier) และเครื่องปรับค่า หรือ อีควอลไลเซอร์ (equalizer) เพื่อชดเชยการสูญเสียในสายและการลดของระดับสัญญาณ (attenuation) ตามลำดับ

ในระบบ TDM เวลาใช้งานของสายส่ง ถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาเล็กๆ และเรียกแต่ละกลุ่มของช่วงเวลาที่กำหนดแน่นอน (definite time interval) ว่า “ชันเนล” (channel) กระแสของสายในระบบนี้เป็นขบวนพัลส์ (pulse train) และจะถูกแต่งขึ้นใหม่อีกด้วยรีเจนเนอเรตีฟ รีพีทเตอร์ (regenerative repeater) (เนื่องด้วยกระบวนการพัลส์โดยทั่วไปจะถูกบิดเบือน และลดระดับลงระหว่างการส่ง จึงจำเป็นต้องมีการตกแต่งใหม่พร้อมทั้งขยายขึ้นเป็นระยะ ๆ อย่างสม่ำเสมอ)

ตอนแรกเราจะคิดระบบ FDM ขึ้นมาก่อน และใช้เวลาอย่างมากกว่าจะพัฒนาขนาดของมัลติเพลกซ์ จากสองสามชันเนลจนถึงขนาดกว่า 10,000 ชันเนลในระบบซูเปอร์มัลติเพลกซ์ (supermultiplex system) ในปัจจุบันนี้ และพัฒนาสายจากสายเปลือยมาเป็นเคเบิลพาหะแบบไม่มีโหลด (non loaded carrier cable) และเป็นเคเบิลแกนร่วม (coaxial cable) ในที่สุด

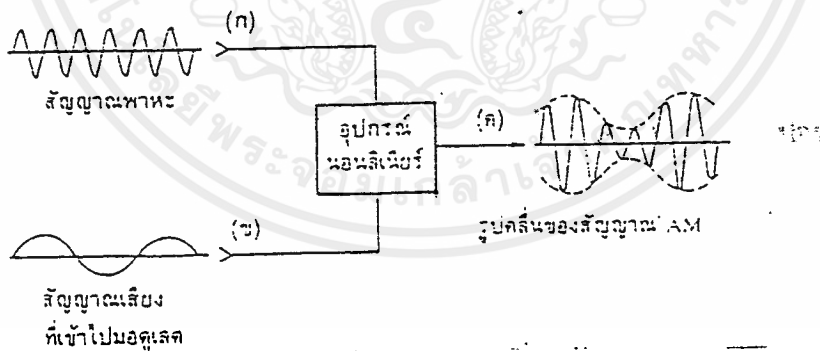
ต่อมาหลังจากนั้นเราได้คิดระบบ TDM ขึ้น เพื่อให้กับระบบระยะทางสั้นด้วยเคเบิลถ่วงดุล (balanced cable) และระบบทางไกลด้วยเคเบิลแกนร่วม

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

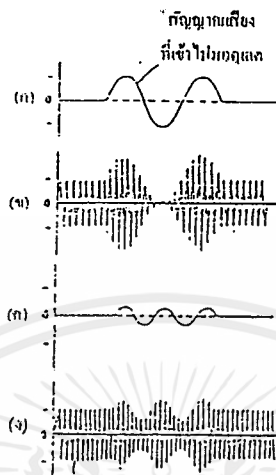
การมอดูเลตทางแอมพลิจูด

การมอดูเลตแบบ AM นั้น เราใช้สัญญาณข่าวสาร สมมติว่าให้สัญญาณเสียงมอดูเลตกับ สัญญาณพาหะเพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติทางแอมพลิจูด (หรือขนาด) ของพาหะ ในรูปที่ 2.1 เราใช้สัญญาณพาหะ (ก) ผสมกับสัญญาณเสียง (ข) ลงในวงจรนอนลิเนียร์ (Nonlinear) เช่น ใช้ไดโอด หรือทรานซิสเตอร์ โดยให้มีจุดทำงานอยู่ในบริเวณที่ไม่เป็นลิเนียร์ ในอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์จะทำให้เกิดสัญญาณ AM ดังรูปที่ 2.1 (ค) ขึ้น จะสังเกตว่าสัญญาณพาหะซึ่งถูกมอดูเลตแล้วจะมีแอมพลิจูด (ขนาด) เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียง สัญญาณที่เสียงปนอยู่ในสัญญาณ AM จะปรากฏเป็นรูปคลื่น (Envelope) บนและล่างดังเช่นรูปที่ 2.2 (ก) เป็นสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดขนาดหนึ่งโดยรูปที่ 2.2 (ข) คือสัญญาณ AM ที่มีสัญญาณเสียงในรูปที่ 2.2 (ก) มอดูเลต ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเล็กดังรูปที่ 2.2 (ค) สัญญาณ AM ที่เกิดขึ้นจะมีกรอบ (การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด) เล็กดังขั้ว ดังรูปที่ 2.2 (ง)



รูปที่ 2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดมากและน้อยเพื่อมอดูเลตบนคลื่นพาหะ

2.1 เปอร์เซนต์การมอดูเลต

ในรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าปริมาณการมอดูเลตของสัญญาณเสียงลงบนพาหะไม่เท่ากัน สังเกตได้ว่า แอมพลิจูด ของพาหะมีการเปลี่ยนแปลงมากในรูปที่ 2.2 (ข) และการเปลี่ยนแปลงน้อยมากในรูปที่ 2.2 (ง) ปริมาณมอดูเลตนี้นิยามวัดเป็นเปอร์เซนต์ (บางทีเรียก แฟกเตอร์มอดูเลต มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1) รูปที่ 2.3 (ก) สมมติว่าพาหะมี แอมพลิจูดจากขอดบวกถึงขอดลบเท่ากับ 40 Vp-p

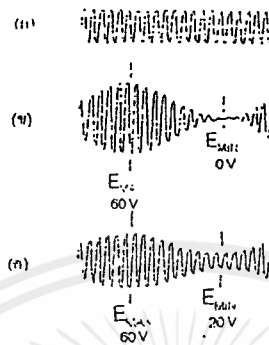
ในรูปที่ 2.3 (ข) พาหะมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงเต็มที่ 100 เปอร์เซนต์แอมพลิจูดของพาหะจะตกลงมาถึง 0 และแอมพลิจูดขอดบวกถึงขอดลบของพาหะจะให้ได้สูงสุด 60 Vp-p อย่างไรก็ตามค่าแอมพลิจูดโดยเฉลี่ยของพาหะคงเป็น 40 Vp-p เท่าเดิม

ในรูปที่ 2.3 (ค) พาหะถูกมอดูเลตเพียง 50 เปอร์เซนต์ แอมพลิจูดของคลื่นรูปพาหะสูงสุด 60 Vp-p และต่ำสุด 20 Vp-p แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาหะเท่ากับ 40 Vp-p เช่นเดิม เราสามารถใช้สูตรคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$\text{เปอร์เซนต์การมอดูเลต} = (E_{\max} - E_{\min}) / (E_{\max} + E_{\min}) \times 100\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มืออย่างการคำนวณของรูปที่ 2.3



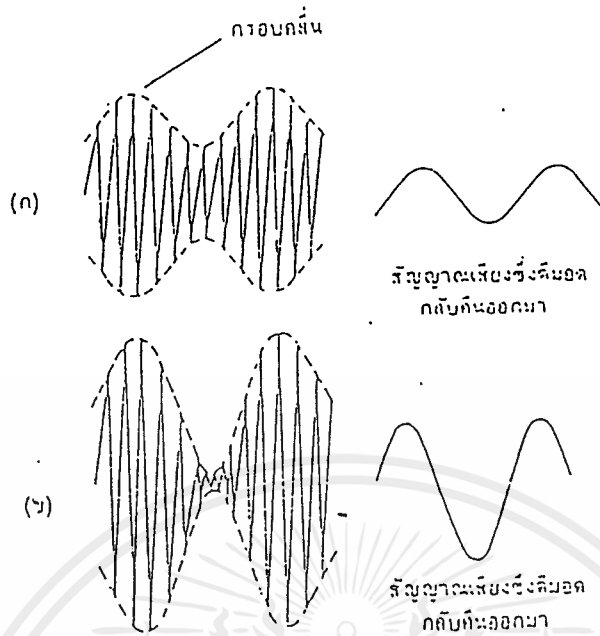
รูปที่ 2.3 การวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

$$\begin{aligned}\text{เปอร์เซ็นต์มอดูเลต} &= (E_{max} - E_{min}) (E_{max} + E_{min}) \times 100\% \\ &= (60V - 20V)(60V / 20V) \times 100\% \\ &= (40V \times 100)/80 = 0.5 \times 100\% \\ &= 50\%\end{aligned}$$

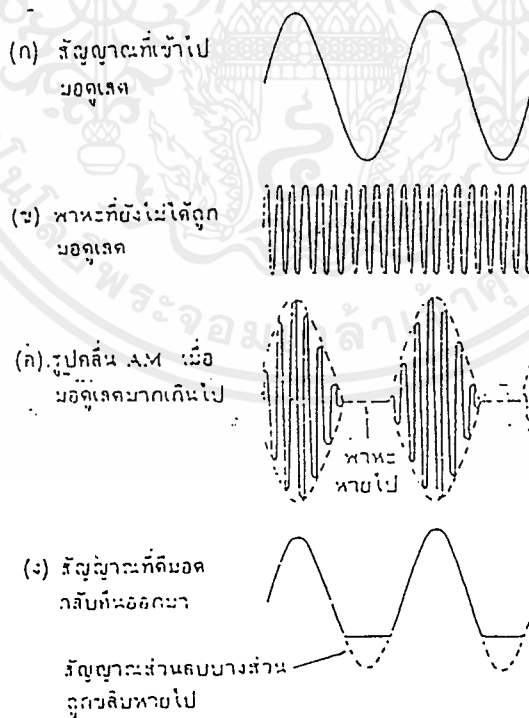
ปกติเราต้องการให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูงสุด เพื่อว่าสัญญาณเสียงที่ได้รับที่เครื่องรับจะมีกำลังแรง (เสียงดัง) จากรูปที่ 2.4 เนื่องจากเครื่องรับ AM เป็นสัญญาณเสียง โดยการแยกเอาเฉพาะสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลตลงบนพาหะกลับคืนจากคลื่น AM (คือคลื่นมอดูเลต) ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ได้รับได้ในกรณีที่ความมอดูเลตมาแรง (เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูง) จะได้เสียงดังกว่านั้นคือ ในที่นี้รูปที่ 2.4 (ข) จะให้สัญญาณเสียงดังกว่ารูปที่ 2.4 (ค) เพราะเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมากกว่า

อย่างไรก็ตามการมอดูเลตต้องไม่สูงเกินไป (ไม่เกิน 100 เปอร์เซ็นต์) เพราะจะทำให้สัญญาณเสียงที่รับที่เกิดการเพี้ยน การมอดูเลตมากเกินไปเรียกว่า การมอดูเลตเกิน (over modulation) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า โอเวอร์มอด จะเห็นว่าแอมพลิจูดสัญญาณ AM ลดลงได้ไม่ต่ำกว่า 0 ไม่ว่าจะมอดูเลตแรงเท่าใดก็ตาม ยิ่งถ้าสัญญาณที่มอดูเลตมีค่ามาก คลื่นพาหะจะหายไป (cut off) บางส่วนเสียด้วยซ้ำ ดังนั้นกรอบคลื่นของสัญญาณ AM จึงมีรูปร่างผิดไปจากสัญญาณเสียงที่เข้าไปมอดูเลต ดังในรูปที่ 2.5 (ก) เป็นสัญญาณเสียงที่เข้าไปมอดูเลต (คือ สัญญาณเสียง) รูปที่ 2.5 (ข) เป็นพาหะที่ยังไม่ได้มอดูเลต รูปที่ 2.5 (ค) เป็นพาหะที่มอดูเลต ด้วยสัญญาณเสียงที่มีความแรงมากเกินไป ทำให้พาหะบางช่วงหายไป เมื่อเครื่องรับคลื่นมอดูเลตกลับมามีลักษณะเหมือนกับกรอบคลื่นซึ่งเพี้ยนไปจากเดิม ดังรูปที่ 2.5 (ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แอมพลิจูดของสัญญาณเสียงที่มอดคีนมาได้ที่เครื่องรับ
จะมีความแรงแรงมากขึ้นขึ้นอยู่กับเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลต



รูปที่ 2.5 การโอเวอร์มอดจะทำให้สัญญาณที่ได้จากการมอดที่เครื่องรับมีความเพี้ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราลองวิเคราะห์สัญญาณ AM (รูปที่ 2.6) ในเชิงความถี่ดูว่าเป็นอย่างไรและมียอดประกอบอะไรบ้าง ในที่นี้สัญญาณ AM เกิดจากสัญญาณพาหะรูปไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ มอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ดูเห็น ๆ อาจพบว่าผลของการมอดูเลตแบบ AM ของสัญญาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ กับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ น่าจะได้เป็นพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์เท่านั้น

อย่างไรก็ตามถ้าเราป้อนสัญญาณทั้งคู่ให้แก่วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (Band pass filter) ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เราจะพบว่าเอาต์พุตจากวงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นสัญญาณรูปที่ 2.6 (ข) แต่เอาต์พุตจากวงจรแบนด์พาสความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ จะไม่เป็นสัญญาณ รูปได้ว่าสัญญาณพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว ผลปรากฏว่าสัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะไม่มีอยู่ในคลื่นพาหะที่มอดูเลตแล้ว (คลื่น AM) เลย แต่ไปปรากฏเป็นกรอบคลื่นแทน อย่างไรก็ตามเราทราบดีว่าคลื่น AM จะต้องมีส่วนประกอบของสัญญาณเสียงปนอยู่แน่นอน เพราะกรอบของรูปคลื่นเป็นสิ่งที่ ชื่นชอบอย่างชัดเจน

ถ้าเราใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสแบบพิเศษ ที่สามารถจูนความถี่ใกล้เคียงความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือใช้สเปกตรัมอนาไลเซอร์ เพื่อค้นหาสัญญาณที่เข้าไปในมอดูเลตบนพาหะว่าไปหลบซ่อนอยู่ที่ส่วนไหนของพาหะ (วิเคราะห์ในเชิงความถี่) ด้วยวิธีการนี้เราพบว่า สัญญาณ AM นั้นนอกจากจะมีพาหะความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว ยังมีคลื่นข้างเคียงเกิดขึ้นอีก 2 ข้าง คือ ที่ความถี่ 1.01 เมกะเฮิร์ตซ์ กับ 0.99 เมกะเฮิร์ตซ์ คลื่นข้างเคียงทั้งสองข้างเรียกว่า ไซด์แบนด์ (Sideband) ซึ่งเราจะตรวจพบได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีความคมหรือละเอียดในการจูนตรวจค้นสัญญาณ ดังรูปที่ 2.6 (ค)

ไซด์แบนด์ที่มีความถี่สูงเรียกว่า “ไซด์แบนด์ด้านบน (Upper sideband หรือ USB)” ความถี่ของ USB เท่ากับผลรวมความถี่พาหะกับความถี่สัญญาณมอดูเลต

$$\text{ความถี่ USB} = f_c + f_m$$

ในที่นี้ f คือ ความถี่พาหะ

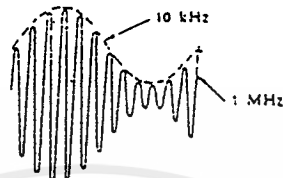
f คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปในมอดูเลต

ตามตัวอย่าง $f = 1\text{MHz}$, $f = 10\text{kHz}$ ฉะนั้นความถี่ของ USB จะเท่ากับ

$$\begin{aligned}\text{ความถี่ USB} &= 1\text{ MHz} + 10\text{ kHz} \\ &= 1.01\text{ MHz}\end{aligned}$$

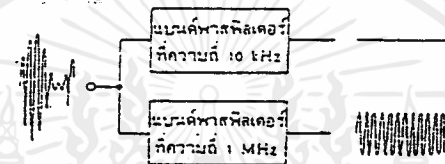
สำหรับไซด์แบนด์ที่มีความถี่ต่ำเรียกว่า “ไซด์แบนด์ด้านล่าง (Lower sideband หรือ LSB)” ความถี่ของ LSB เท่ากับความถี่พาหะลบด้วยความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต ในกรณีนี้จะได้

$$\begin{aligned}
 \text{ความถี่ LSB} &= f_c - f_m \\
 &= 1 \text{ MHz} - 10 \text{ kHz} \\
 &= 0.99 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

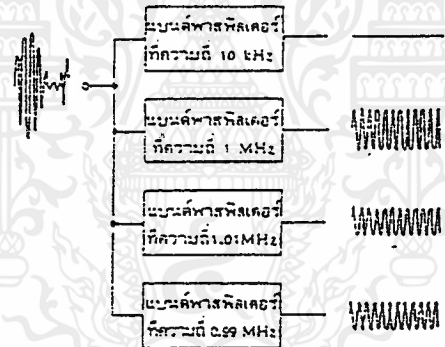


(a)

รูปที่ 2.6



(b)



(c)

รูปที่ 2.6 วิเคราะห์คลื่น AM ในเชิงความถี่

กล่าวโดยสรุปได้ว่า คลื่น AM ประกอบด้วยคลื่นพาหะ และคลื่นไซด์แบนด์ 2 ข้าง คือ USB กับ LSB ถ้าเราลองพิจารณาแอมพลิจูดต่าง ๆ ในรูปที่ 2.6 (ค) จะพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและไซด์แบนด์มีค่าคงที่ ซึ่งเราทราบมาในตอนต้นแล้วว่าพาหะจะมีแอมพลิจูดคงเดิมเสมอจนกว่าจะมีสัญญาณเข้าไปมอดูเลต แต่แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาหะยังมีค่าคงเดิมตลอดไป ไม่ว่าจะมอดูเลตหรือไม่ก็ตาม อาจจะมีข้อสงสัยว่าแอมพลิจูดของสัญญาณแต่ละชนิดจะประกอบขึ้นเป็น AM คือ คลื่นพาหะกับไซด์แบนด์นั้นมีแอมพลิจูดคงที่ได้อย่างไรทั้ง ๆ ที่แอมพลิจูดหรือขนาดของสัญญาณ AM ก็เปลี่ยนแปลงตามคลื่นสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

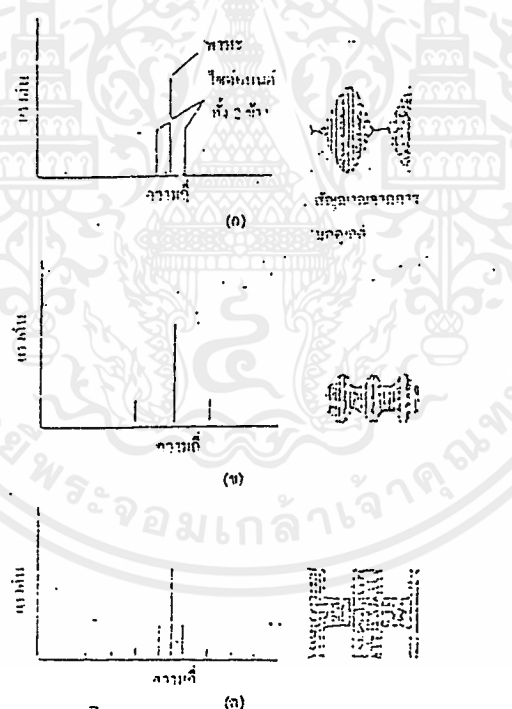
จากการวิเคราะห์รูปที่ 2.7 สรุปได้ว่ารูปกรอบคลื่นไม่ได้ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์แบนด์ แต่ความถี่ของสัญญาณไซน์แบนด์ทั้งคู่จะเป็นตัวกำหนดเฟสสัญญาณไซน์แบนด์ว่าตรงกับเฟสหรือต่างกับเฟส พาหะ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณ AM หรือกรอบคลื่น แอมพลิจูดของไซน์แบนด์จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของกรอบคลื่น นั่นเป็นตัวกำหนดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ทั้งนี้ เนื่องจากไซน์แบนด์อาจมาเสริมหรือหักล้างกับแอมพลิจูดของพาหะก็ได้

Figure 1 consists of two subplots comparing input and output waveforms for two different input frequencies. The top subplot is for a 100 Hz input, and the bottom subplot is for a 1000 Hz input. Both plots have a time axis labeled 'เวลา' (Time) and a vertical dashed line indicating the input signal frequency. The input signal is shown as a noisy waveform, and the output signal is shown as a smoother waveform. The output signal is labeled 'สัญญาณขาออก' (Output Signal) and the input signal is labeled 'สัญญาณขาเข้า' (Input Signal). The output signal is also labeled 'สัญญาณขาออก' (Output Signal) and the input signal is labeled 'สัญญาณขาเข้า' (Input Signal).

2.8 (ก) แอมพลิจูดของไซน์แบนด์จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของพาหะ สถานะเช่นนี้เป็นสถานะของการมอดูเลตเต็มที่ หรือเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100 เปอร์เซ็นต์ ฉะนั้นเมื่อสัญญาณทั้งพาหะและไซน์แบนด์มีเฟสตรงกัน แอมพลิจูดของไซน์แบนด์รวมกับพาหะจะได้ 2 เท่าของพาหะและเมื่อสัญญาณไซน์แบนด์ (ทั้งคู่) และพาหะมีเฟสตรงข้ามกัน แอมพลิจูดจะเป็นศูนย์

รูปที่ 2.8 (ข) แสดงการมอดูเลตบนพาหะดังกล่าวด้วยเปอร์เซ็นต์ที่ลดลงเหลือ 50 เปอร์เซ็นต์ สังเกตว่า แอมพลิจูดของพาหะคงเดิม แต่ไซน์แบนด์มีแอมพลิจูดลดลง นอกจากนี้ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีความถี่สูงขึ้น ความถี่ของไซน์แบนด์ก็ยิ่งห่างออกไปจากพาหะมากขึ้น

รูปที่ 2.8 (ค) เราใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเข้าไปมอดูเลตลงบนพาหะ สังเกตว่าคราวนี้เกิดสัญญาณไซน์แบนด์ขึ้นมากมาย เพราะว่าสัญญาณสี่เหลี่ยมประกอบด้วยความถี่พหุคูณ และความถี่ฮาร์โมนิกจำนวนมาก ฉะนั้นไซน์แบนด์ของสัญญาณไซน์แบนด์ 1 คู่ สำหรับพหุคูณแรก ไซน์แบนด์อีก 1 คู่ สำหรับฮาร์โมนิกที่ 3 อีก 1 คู่ สำหรับฮาร์โมนิกที่ 5, ... ฯลฯ



รูปที่ 2.8 เปรียบเทียบคลื่น AM ในเชิงความถี่และเชิงเวลา

2.3 แบนด์วิธของสัญญาณ AM

เราสังเกตจากรูปที่ 2.8 ได้ว่า การส่งสัญญาณ AM มิใช่เป็นการส่งสัญญาณเพียงความถี่พาหะความถี่เดียว แต่เป็นการส่งหลาย ๆ ความถี่หรือเป็นแถบความถี่ และความจริงข้างวสารก็ไม่ได้อยู่ในคลื่นพาหะแต่ป็นอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้าง ถ้าเราส่งแค่พาหะไปอย่างเดียว ข่าวดาวก็ไปไม่ถึงเครื่องรับ ฉะนั้นระบบ AM ทั้งพาหะ และไซด์แบนด์จะถูกส่งไปให้เครื่องรับ

ช่วงความถี่หรือแถบความถี่ของสัญญาณ AM จะเริ่มจากความถี่ LSB ไปยัง USB ฉะนั้นแถบความถี่ หรือ แบนด์วิธ (Bandwidth) ของสัญญาณ AM จะเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณมอดูเลต เช่น สมมติความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงมอดูเลตเท่ากับ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ แบนด์วิธของสัญญาณ AM จะเท่ากับ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ในกรณีที่เรามอดูเลตด้วยสัญญาณที่มีรูปคลื่นซับซ้อน เช่น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแบนด์วิธของสัญญาณ AM ข้อมเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ฮาร์มอนิกสูงที่สุดของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (อย่างไรก็ตามเครื่องส่ง ถูกออกแบบมาให้ใช้งานในแบนด์วิธที่จำกัด ฉะนั้นตัวเครื่องจึงจำกัดแบนด์วิธของสัญญาณ AM เอง)

2.4 การมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ

การมอดูเลต AM ที่อธิบายคอนค้นเรียกว่าการมอดูเลตแบบ AM ซึ่งสัญญาณที่ส่งออกไปมีทั้งไซด์แบนด์ 2 ข้างกับพาหะครบถ้วน การมอดูเลตแบบ AM อีกแบบหนึ่งเป็นการมอดูเลตแบบ AM เช่นกัน แต่จำกัด (Suppress) พาหะออกไป เรียกว่าเป็น การมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ หรือ AMSC

การส่งแบบ AM ธรรมดาจะมีข้อดีตรงที่ง่ายและไม่ซับซ้อน แต่ก็มียข้อเสียหลายประการที่สำคัญคือ

1. กำลังส่วนใหญ่ในระบบ AM อยู่ในคลื่นพาหะ กำลังนี้สูญเสียโดยเปล่าประโยชน์เพราะข่าวดาวทั้งหมดอยู่ในคลื่นไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้าง (ในคลื่นพาหะไม่มีข่าวดาวปนอยู่เลย)
2. แบนด์วิธของคลื่น AM ที่ส่งออกอากาศกว้างเป็น 2 เท่าของแบนด์วิธของสัญญาณข่าวดาว
3. คลื่นไซด์แบนด์และพาหะ จะต้องมีความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดและเฟสที่ถูกต้องซึ่งค่อนข้างทำได้ยากในบางสภาวะ

2.5 กำลังของคลื่นพาหะ

สมมติว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดาที่กำลังส่งออกอากาศ 100 วัตต์ ในขณะที่ยังไม่มีการ มอดูเลตกำลัง 100 วัตต์จะอยู่ในพาหะ เมื่อมีกำลังข่าวดาวมอดูเลต 100 เปอร์เซ็นต์ กำลังส่งออกอากาศจะกลายเป็น 150 วัตต์ สังเกตว่าเครื่องส่งยังคงส่งกำลังของคลื่นพาหะ 100 วัตต์เท่าเดิม แต่กำลังส่งอีก 50 วัตต์นั้น เป็นกำลังส่งของคลื่นไซด์แบนด์ เนื่องจากกำลังส่งของคลื่นไซด์แบนด์ทั้งสองข้างเท่ากัน แต่ละไซด์แบนด์จึงมีกำลังส่งเท่ากับ 25 วัตต์ นอกจากนี้ในกรณีที่มอดูเลตไม่ถึง 100 เปอร์เซ็นต์ กำลังส่งคลื่นไซด์แบนด์ก็จะไม่ถึง 25 วัตต์

จะเห็นว่าคลื่นพาหะนั้น ความถี่ของแอมพลิจูดไม่เปลี่ยนแปลง จึงไม่มีข่าวดาวใด ๆ ปนอยู่เลย ข่าวดาวทั้งหลายส่งไปในคลื่นไซด์แบนด์ทั้งสิ้น คลื่นพาหะทำหน้าที่เป็นตัวช่วยในการเปลี่ยนสัญญาณเสียงให้เป็นคลื่นไซด์แบนด์ความถี่สูงและช่วยคืนตัวสัญญาณเสียงกลับมาในการเปลี่ยนสัญญาณคอนติโมดหรือดีเทก นอกจากการใช้มอดูเลตแล้ว คลื่นพาหะก็ไม่มีประโยชน์ใดเลย ฉะนั้นในระบบการส่งแบบ AM ธรรมดา กำลังส่งอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อ 2 ใน 3 ต้องสูญเสียไปในคลื่นพาหะซึ่งไม่มีข่าวสารปนอยู่เลย (คำนวณจากกำลังพาหะมี 100 วัตต์ ในกำลังส่งทั้งสิ้น 150 วัตต์ ในการมอดูเลต 100 เปอร์เซนต์)

2.6 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสัญญาณ AM จะกว้างหรือว่าแคบนั้นขึ้นอยู่กับสัญญาณเสียง (ข่าวสาร) เช่น คลื่นพาหะ 600 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกมอดูเลตแบบ AM ด้วยสัญญาณเสียง 5 กิโลเฮิร์ตซ์ย่อมก่อให้เกิดคลื่นไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้างของคลื่นพาหะ 600 กิโลเฮิร์ตซ์ คือ ไซด์แบนด์ 595 กิโลเฮิร์ตซ์ และ ไซด์แบนด์ 605 กิโลเฮิร์ตซ์ ในระบบ AM เราส่งคลื่นไซด์แบนด์ทั้ง 2 ชนิดไปพร้อมกัน ฉะนั้นจะต้องใช้ แบนด์วิดท์เท่ากับ 605 กิโลเฮิร์ตซ์ - 595 กิโลเฮิร์ตซ์ = 10 กิโลเฮิร์ตซ์ คิดเป็น 2 เท่าของความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต (หรือสัญญาณเสียง) หรือ $2 * 5$ กิโลเฮิร์ตซ์ นั่นเอง

เมื่อความถี่ของสัญญาณเสียงที่มอดูเลตเปลี่ยนแปลง ความถี่ของคลื่นไซด์แบนด์ทั้งสองก็จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย แต่ทั้งนี้คลื่นพาหะยังคงมีกำลังความถี่เท่าเดิมอยู่ตลอดเวลา จะเห็นว่าข่าวสารปะปนอยู่ในคลื่นไซด์แบนด์เท่านั้น ไม่ได้ปนอยู่ในคลื่นพาหะเลย และข่าวสารที่ปนอยู่ในไซด์แบนด์ด้านต่ำ (LSB) และในไซด์แบนด์ด้านสูง (USB) ก็เป็นข่าวสารเดียวกัน ฉะนั้นหากเราทราบค่าความถี่ของคลื่นไซด์แบนด์และคลื่นพาหะ เราก็จะสามารถทราบค่าความถี่ของข่าวสารที่เข้ามอดูเลตได้ สรุปได้ว่าระบบ AM แบนด์วิดท์ใช้กันกว้างเกินความจำเป็นเพราะเราใช้เพียงครึ่งเดียวก็พอ

2.7 ปัญหาการแผ่กระจายคลื่น

ที่เครื่องรับ สัญญาณ AM ที่ได้รับ จะต้องประกอบไปด้วยพาหะและไซด์แบนด์ทั้งคู่ แต่ในทางปฏิบัติการแผ่กระจายคลื่นอาจเกิดการผิดพลาด เนื่องจากสิ่งแวดล้อมระหว่างเส้นทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ ทำให้คลื่นพาหะและคลื่นไซด์แบนด์ได้รับผลกระทบกระเทือน (ทางเฟสและแอมพลิจูด) ไม่เหมือนกัน เพราะว่าความถี่ทั้งพาหะแต่ละไซด์แบนด์มีค่าไม่เท่ากัน ด้วยเหตุนี้สัญญาณ AM แบบธรรมดา มักเกิดปรากฏการณ์ เฟดดิ้ง (Fading) และถูกรบกวน (Interference) ได้ง่ายในกรณีที่สภาวะการแผ่กระจายคลื่นไม่ดี

2.8 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

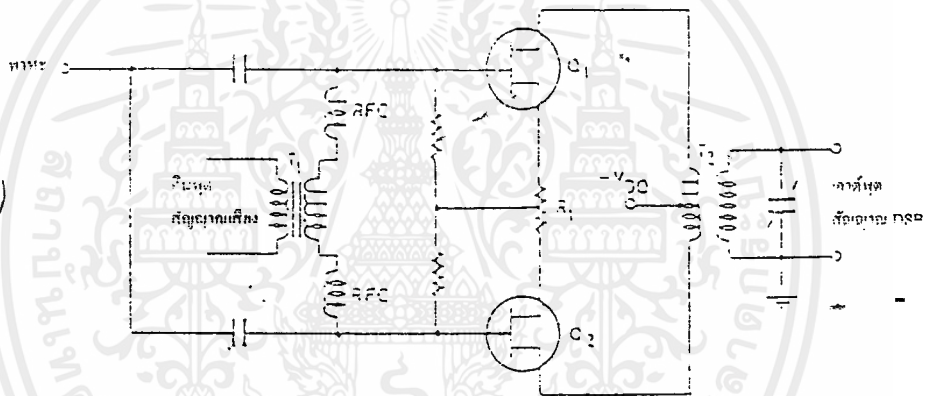
เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีข่าวสารอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรนี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulator) หรือเขียนย่อ ๆ ว่า BM วงจร BM จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาต์พุตได้ สัญญาณที่ได้จากวงจร BM เรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC (ย่อมาจาก amplitude modulate double sideband suppressed carrier)

2.9 วงจร BM

วงจร BM มีอยู่หลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียประจำตัวของมัน ต่อไปเราจะพิจารณาวงจรแบบต่าง ๆ

2.9.1 BM ชนิดใช้ FET คู่

รูปที่ 2.9 แสดงวงจร BM อย่างง่าย อินพุต RF ป้อนเข้าที่เกตของ Q_1 และ Q_2 พร้อม ๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (Drain) ไหลผ่านขดไทม์วารีของหม้อแปลง T_1 ทำให้ เอาต์พุต เนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โทเทินชิโอมิเตอร์ R_1 เป็นตัวปรับสมดุล (Balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสอง วิธีปรับ R_1 ให้วัดเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อย ๆ ปรับ R_1 จนกระทั่งเอาต์พุตลดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์



รูปที่ 2.9 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

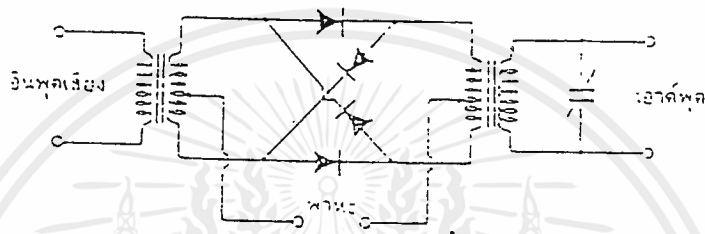
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง T_1 เข้าสู่เกตของ Q_1 และ Q_2 สัญญาณที่เกิด Q_1 จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณที่เกิด Q_2 ฉะนั้นเสียงจะมองเห็นวงจร BM ทำงานแบบหักล้าง การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัว ไซด์แบนด์ผลลัพธ์ปรากฏครอบคลุมไทม์วารีของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณหักล้าง แล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณพาหะหักล้างกันที่ขดไทม์วารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นจะถูกทิ้งไปเพราะวงจรเทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) จนไว้ที่ความถี่พาหะ เอาต์พุตที่ปรากฏจึงเป็นสัญญาณ AM DSB-SC

อย่างไรก็ตามสัญญาณพาหะอาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้ เมื่อ FET ทั้งคู่มี Characteristic แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมชช์กัน) เราสามารถปรับสมดุลได้ที่ R_1 นอกจากนี้เราอาจปรับจุดกลาง

(Center tap) ของหม้อแปลง T_1 ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติวงจร BM ชนิดนี้กำจัดพาหะออกไปได้ถึง 60 เดซิเบลต่ำกว่าสัญญาณไวต์แบนด์

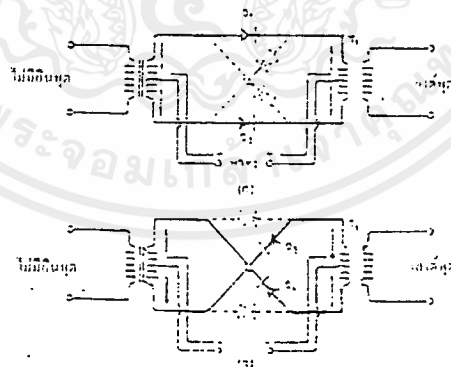
2.9.2 BM ชนิดใช้ไดโอดต่อเนื่องเป็นวง

วงจร BM ชนิดใช้ไดโอดต่อเนื่องเป็นวง (Ring) นี้บางทีเรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ (Ring modulator) รูปที่ 2.10 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้เหมือนกันเพื่อให้กำจัดพาหะให้หมดสิ้น



รูปที่ 2.10 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

รูปที่ 2.11(ก) แสดงการทำงานของวงจร เมื่อสัญญาณ (กระแส) RF ตามทิศทางที่แสดงไว้ D_1 , D_2 ก็จะนำกระแสไหลสวนกัน หม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส กระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกัน หม้อแปลง T_1 อีก ดังรูปที่ 2.11 (ข) เอาต์พุตก็เป็นศูนย์

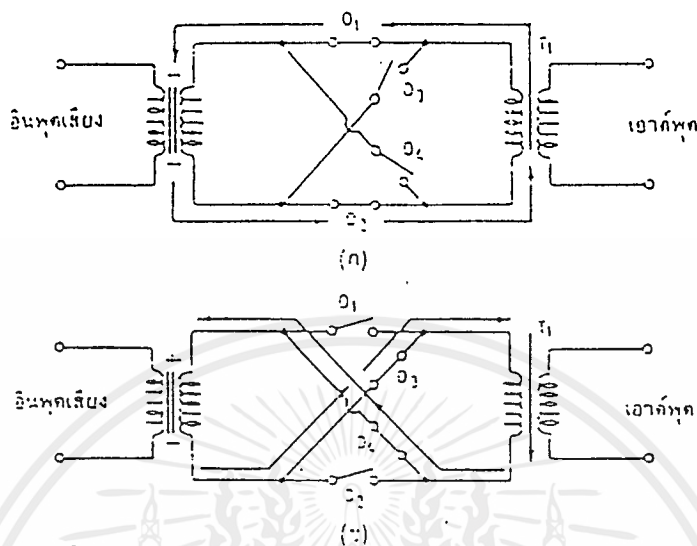


รูปที่ 2.11 หลักการของริงมอดูเลเตอร์ (ในสถานะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

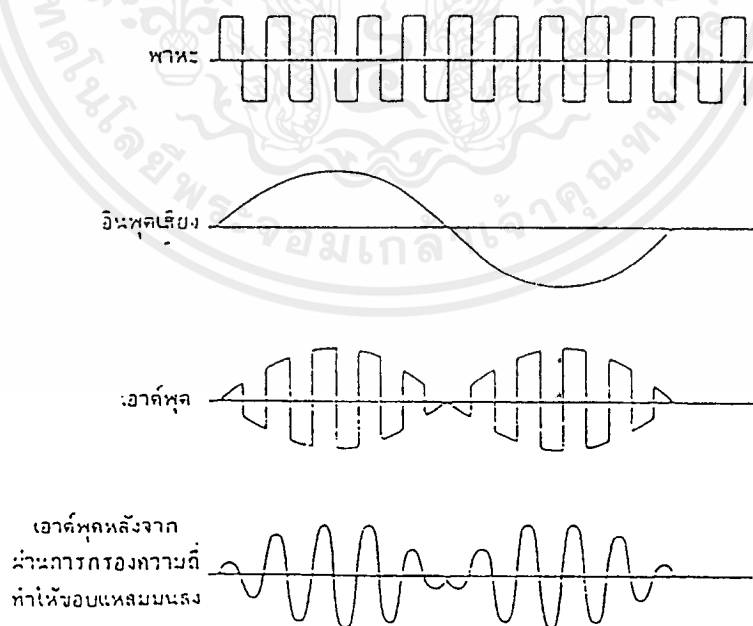
เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 2.12(ก)) ไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น และไดโอดเขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่แสดงไว้ เมื่อสัญญาณ RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส (รูปที่ 2.12(ข))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณคร่อม T_1 ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่ปรากฏที่ทรานส์ฟอร์มเมอร์ T_1 จะกลับขั้วไปมาอยู่ตลอดเวลาตาม
จังหวะของสัญญาณ RF



รูปที่ 2.12 การทำงานของรีจเนอเรเตอร์เพื่อป้อนสัญญาณออไดโอเข้าไปมอดูเลต



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นต่าง ๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

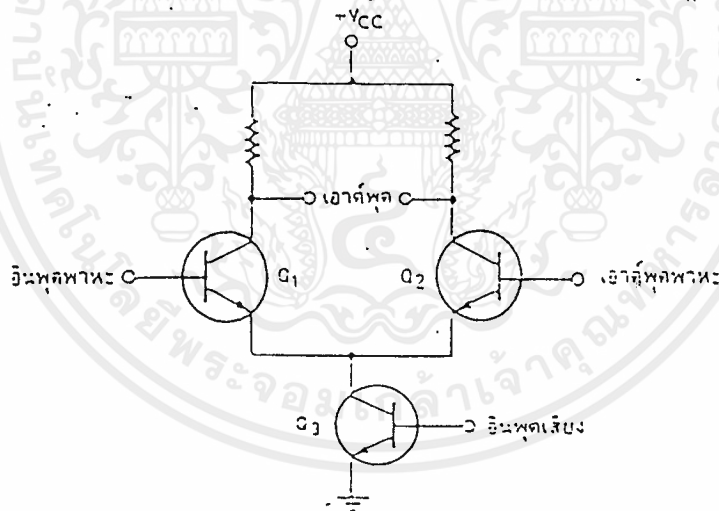
รูปคลื่นของสัญญาณ ณ จุดต่าง ๆ แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 ในที่นี้เราเขียนสัญญาณ RF เป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อแสดงสวิตช์ของไดโอด สังเกตว่าทุกครั้งที่สัญญาณ RF เป็นลบ เอาต์พุตจะสลับขั้วด้วย นอกจากนี้กรอบคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะด้านบนกับด้านล่าง (บวกและลบ) เหมือนภาพสะท้อนกระจก ซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของสัญญาณ AM ธรรมดา สัญญาณ AMDSBSC นี้ ประกอบด้วย ไซด์แบนด์ 2 ข้าง เท่านั้น เพราะพาหะถูกกำจัดออกไปแล้ว

ท่านอาจสงสัยว่าไซด์แบนด์เกิดขึ้นได้อย่างไร ในเมื่อไดโอดเพียงแต่ถูกสวิตช์ให้ ON และ OFF ธรรมดา ๆ เท่านั้น คำตอบก็คือ ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่มีความต้านทาน ไม่ลิเนียร์ การผสมผสานสัญญาณแบบไม่ลิเนียร์จะก่อให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้น และในกรณีนี้สัญญาณพาหะหักล้างกันเอง จึงไม่ปรากฏเอาต์พุต

วงจรมอดูเลเตอร์นี้ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากมีช่วงความถี่ใช้งานกว้าง และกำจัดพาหะออกได้ดียิ่ง

2.9.4 BM ชนิดใช้ไอซี

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมจะนำมาใช้เป็น BM ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 2.14) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q_1 กับ Q_2 มีเฟสตรงกันกระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดที่เอาต์พุต สภาวะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (Common mode rejection) ของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองออกไปหมด

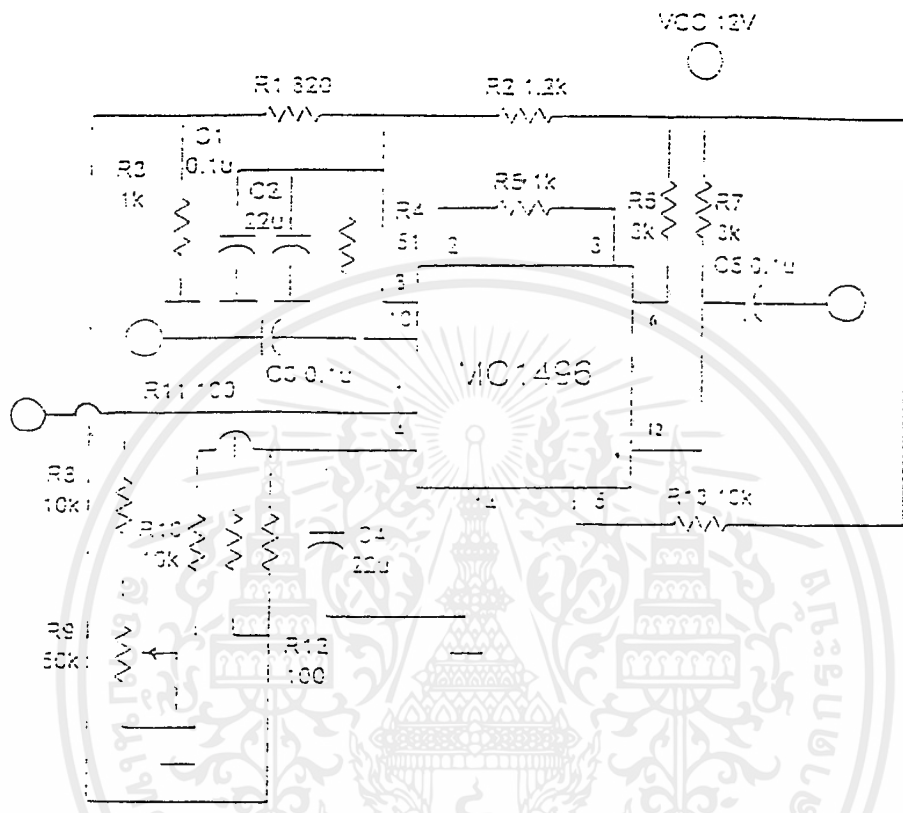


รูปที่ 2.14 ขาดานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

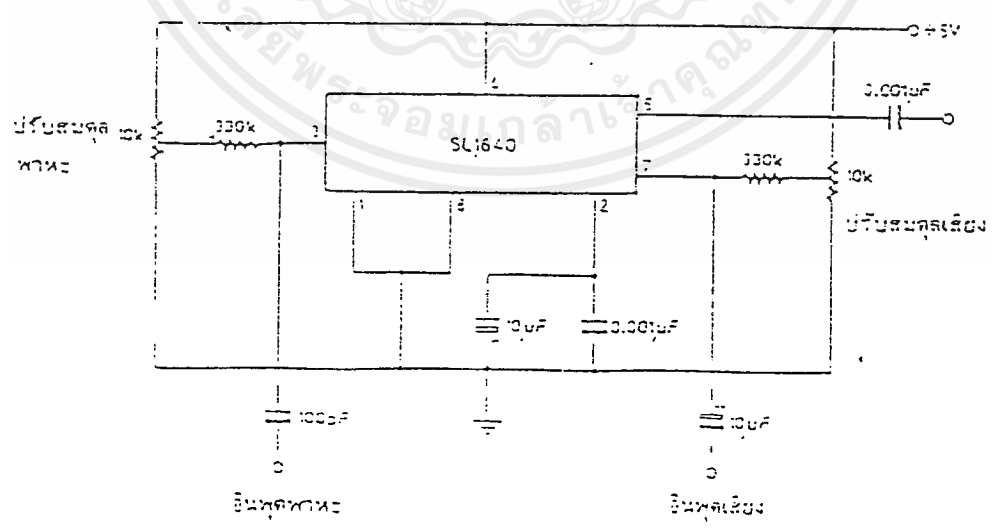
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมขึ้นที่ Q_1 และ Q_2 การผสมแบบนอนลิเนียร์นี้จะทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุตอย่างไรก็ตามพาหะก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณ โหมดร่วมถูกกำจัดออกไปตามที่อธิบายมาในคอนเด็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเฟอเรนเชียลที่ีจะต้องทรานซิสเตอร์ที่เมฆกันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็นไอซีในรูปที่ 2.15 เป็น ไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจร RF โดยเฉพาะ รูปที่ 2.15 (ก) คือ ไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกส์ (Signetecs) วงจรนี้ใช้หลักการวงจรเฟอเรนเชียล ที่กล่าว มาแล้ว การกำจัดพาหะสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิรตซ์)



(ก) เบอร์ 1496



(ข) เบอร์ SL 1640

รูปที่ 2.15 IC ที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ข้อเสียของการมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ

ข้อเสียของการมอดูเลตแบบ AM ธรรมดา ก็คือ กำลังส่วนใหญ่อยู่ในคลื่นพาหะทั้ง ๆ ที่พาหะไม่มีข่าวสารปนอยู่เลย ส่งออกอากาศไปก็ไร้ประโยชน์ต้องใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลตกำจัดพาหะเสียก่อน สัญญาณที่ส่งออกอากาศไปก็จะมีแค่ไซด์แบนด์ทั้ง 2 เท่านั้น อย่างไรก็ตามสัญญาณ AMSC ก็ยังมีข้อเสีย คือ แบนด์วิดท์ยังคงกว้างเกินความจำเป็นและยังเป็นปัญหาการแผ่กระจายคลื่น เป็นที่น่าสังเกตว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AMSC (หรือ DSB) ก็ยังคงเป็น 2 เท่าของความถี่ที่มอดูเลต

การรับสัญญาณ AM ที่สมบูรณ์ ทั้งพาหะและไซด์แบนด์จะต้องได้เหมือนกับสัญญาณที่ส่งมาในกรณีระบบ AMSC มีไซด์แบนด์ส่งมาโดยปราศจากพาหะ ฉะนั้นในคอนสลิโมดเราจะต้องสร้างพาหะขึ้นใหม่เพื่อเติม (Reinsert) แก่วงจร พาหะที่เติมใหม่นี้จะต้องมีความถี่และเฟสตรงกับพาหะที่เครื่องส่งใช้มอดูเลต ปัญหาข้อนี้มีความสำคัญมากที่สุดในการออกแบบวงจรในระบบ AMSC ระบบ AMDSBSC นี้มีการใช้ในการส่งโทรทัศน์สีและการส่งระบบ FM สเตอริโอ

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของระบบ AMSC ก็คือ การมอดูเลตมักทำที่ระดับต่ำ (Low level modulation) ฉะนั้นก่อนส่งออกอากาศจะต้องมีการขยายให้มีความถี่สูงขึ้น การขยายนี้เราต้องรักษาทั้งสัญญาณ RF และกรอบคลื่นของสัญญาณให้คงเดิม นั่นก็คือต้องขยายวงจรขยาย (ลิเนียร์) ทำงานในคลาส B หรือ AB ซึ่งประสิทธิภาพต่ำ (เทียบกับคลาส C)

ในระบบ AM ธรรมดา เรามักมอดูเลตที่ระดับสัญญาณสูง (High level modulation) คือ คิมอดที่ภาคขยายกำลังภาคสุดท้าย ฉะนั้นวงจรขยายที่สามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่าได้ อย่างไรก็ตามสัญญาณเสียงก็ยังคงถูกขยายทุกชุดคลาส AB ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ

สรุปแล้วระบบการส่ง AM ธรรมดา หรือ AMSC ก็มีข้อดีข้อเสียอยู่ในตัวของมันเอง แล้วแต่การเลือกใช้งาน อย่างไรก็ตามความซับซ้อนของระบบ AMDSBSC นั้น ทำให้การใช้งานจำกัดอยู่เฉพาะงานสื่อสารบางอย่าง

2.11 ระบบซิงเกิลไซด์แบนด์

ข้อเสียของระบบ AM ได้แก่ ความสูญเสียกำลังพาหะสิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (กว้างเกินไป 2 เท่า) และมีปัญหาการแผ่กระจายของคลื่น ปัญหาเหล่านี้ไม่เกิดขึ้นในระบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (Single sideband หรือ SSB) เพราะเราส่งเฉพาะไซด์แบนด์ข้างใดข้างหนึ่งเพียงข้างเดียวออกอากาศไปเท่านั้น คลื่นไซด์แบนด์ที่ส่งออกไปนี้ มีข่าวสาร (สัญญาณมอดูเลต) ปนอยู่ครบถ้วน

เครื่องส่งในระบบ SSB นี้มีความซับซ้อนและแพงกว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดา วงจรที่ใช้ผลิตสัญญาณ SSB ก็คือ ใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลตร่วมกับวิธีการหักล้างหรือกรองไซด์แบนด์ทิ้งไป สำหรับวงจรที่เครื่องรับก็เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มีความซับซ้อนเช่นกัน เนื่องจากพาหะที่เลือกใช้เพื่อส่งไปจะต้องตรงกับความถี่และเฟสกับพาหะที่เครื่องส่ง แต่ก็นับเป็นการง่ายที่จะรักษาเฟสและความถี่ในระบบ DSB ดังนั้นในระบบ SSB จึงมีความซับซ้อนกว่า DSB แต่ก็ยังซับซ้อนและแพงกว่าระบบ AM ธรรมดา อย่างไรก็ตาม ข้อดีของระบบ SSB เหนือกว่า AM ในหลาย ๆ ด้าน ซึ่งก็คุ้มกับความซับซ้อน

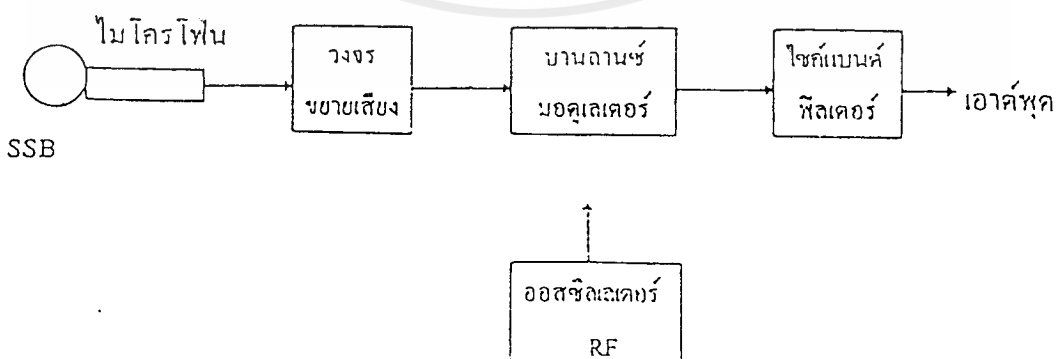
ข้อดีของระบบ SSB ก็คือกำลังส่งทั้งหมดเป็นข่าวสารล้วน ๆ แตกต่างกับระบบ AM ธรรมดา ซึ่ง 2 ใน 3 สูญเสียเป็นพาหะ (ที่ไม่มีข่าวสารปนอยู่) ซากตัวอย่างเช่น ใช้เครื่องส่ง SSB กำลัง 50 วัตต์ ระดับสัญญาณเสียงรับได้ที่เครื่องรับจะมีค่าเท่ากับเครื่อง AM ที่มีกำลังส่ง 150 วัตต์

นอกจากนี้ แบนด์วิธของระบบ SSB กว้างเพียงครึ่งเดียวของระบบ AM เพราะส่งไซด์แบนด์ออกอากาศเพียงข้างเดียว ฉะนั้นย่านความถี่ที่ใช้ส่ง AM 1 ช่อง สามารถส่ง SSB ได้ 2 ช่อง

สำหรับการแผ่กระจายคลื่น จากการทดลองเราพบว่าส่งคลื่น SSB ได้ดีกว่าคลื่น AM มาก (อาจดีกว่าถึง 8 เท่า ในสภาวะแผ่กระจายคลื่นที่เลวมาก ๆ) ทั้งนี้เนื่องมาจากมีข้อดีเกี่ยวกับแบนด์วิธของ SSB แคบและใช้กำลังส่งประหยัดกว่า

2.12 วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่นิยมอย่างแพร่หลายที่สุดคือ ฟิลเตอร์ จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.16 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจากไมโครโฟนผ่านการขยายเข้าสู่วงจร BM เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBSC ซึ่งป้อนต่อไปให้ ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (Side band filter) ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการ และกันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ เอาต์พุตจึงเป็นไซด์แบนด์ด้านบน (USB) หรือ ไซด์แบนด์ด้านล่าง (LSB) ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ผ่านที่กำหนด (Pass band) ของฟิลเตอร์

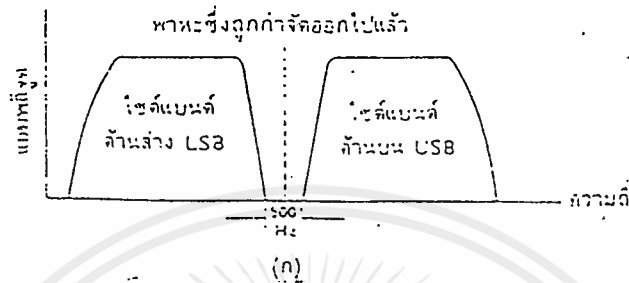


รูปที่ 2.16 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

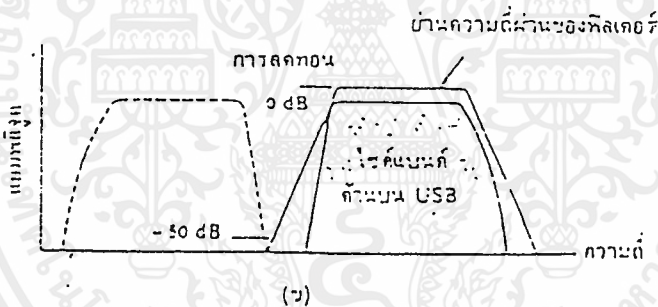
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีไปใช้

039034

ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ ในเครื่องส่ง SSB สัญญาณจะถูกจำกัดย่านความถี่ไว้ตั้งแต่ 250 เฮิรตซ์ขึ้นไป แต่ไม่เกิน 300 เฮิรตซ์ ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่ที่ช่องเท่านี้นี้ก็ฟังได้ชัด (หรือฟังเข้าใจ) แล้ว ซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ ของเครื่องลดลงไปด้วย การจำกัดความถี่ต่ำของสัญญาณไว้ที่ 250 เฮิรตซ์ ทำให้ไซด์แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงมีความถี่ห่างกันอยู่ 500 เฮิรตซ์ ดูรูปที่ 2.17 (ก)



รูปที่ 2.17 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

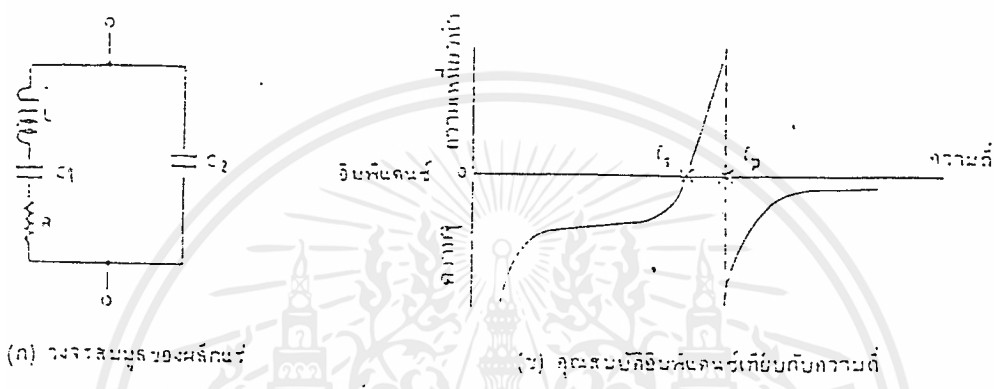


รูปที่ 2.17 (ต่อ)

หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ลดทอนสัญญาณด้านหนึ่ง และยอมให้ไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งผ่านไป ได้ ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีคุณสมบัติลดทอนจาก 0 เดซิเบล ลงมาเป็น -50 เดซิเบล ในช่วงความถี่ 500 เฮิรตซ์ ซึ่งนับเป็นเส้นโค้งที่ชัน (Sharp) มาก ลักษณะเส้นโค้งของฟิลเตอร์ในรูปที่ 2.17 (ข) จะยอมให้สัญญาณ USB ผ่านได้ แต่กันสัญญาณ LSB ไว้

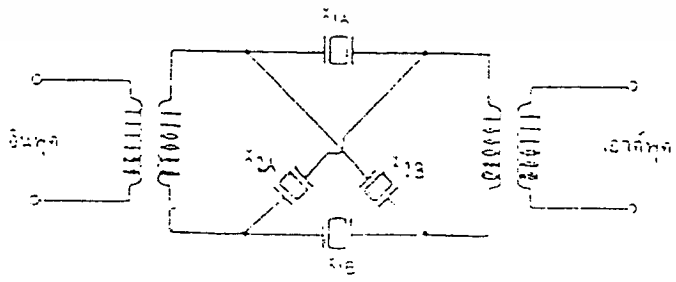
คริสตัลฟิลเตอร์ โดยทั่วไปไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ทำมาจากพนักควอตซ์ (Quartz) รูปที่ 2.18 (ก) แสดงใน วงจรสมมูลของพนักควอตซ์ L เปรียบเสมือนมวลของพนัก C₁ เสมือนความยืดหยุ่นทางพีโซอิเล็กทริก (Piezoelectric resilience) R เสมือนความสูญเสียเนื่องจากความเสียด (Frictional loss) และ C₂ เสมือนความจุระหว่างขาคือ (Electrode) ของตัวพนัก โดยปกติ R มักมีค่าน้อย (ความเสียดน้อย) ฉะนั้นค่า Q ของวงจรพนักจึงสูงมาก ค่า Q มีค่าอยู่ในช่วง 10,000 ขึ้นไป จนถึง 1,000,000 ถึง 2,000,000 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเส้นโค้งลักษณะของผลึกควอร์ตซ์ ดังรูปที่ 2.18 (ข) จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ อิมพีแดนซ์ของวงจรมีลักษณะเป็นความจุ เมื่อความถี่สูง ๆ อิมพีแดนซ์จะลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ (เป็นความต้านทาน) ที่ความถี่นี้เป็นความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมของผลึก ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาและแนวตัด (Crystal cut) ของผลึกลองเปรียบเทียบกับวงจรที่สมมูลจะเห็นว่า เมื่อรีแอคแตนซ์ L กับ C_1 เท่ากัน จะเกิดเรโซแนนซ์อนุกรมที่ความถี่ f_s เมื่อความถี่สูงขึ้นไปอีก เมื่อรีแอคแตนซ์ L กับ C_1 รวมกับ C_2 เท่ากัน จนเกิด เรโซแนนซ์ขนานที่ความถี่ f_p ลักษณะเส้นโค้งของผลึกควอร์ตซ์นี้สามารถนำมาใช้ประโยชน์เป็นแบบไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ได้

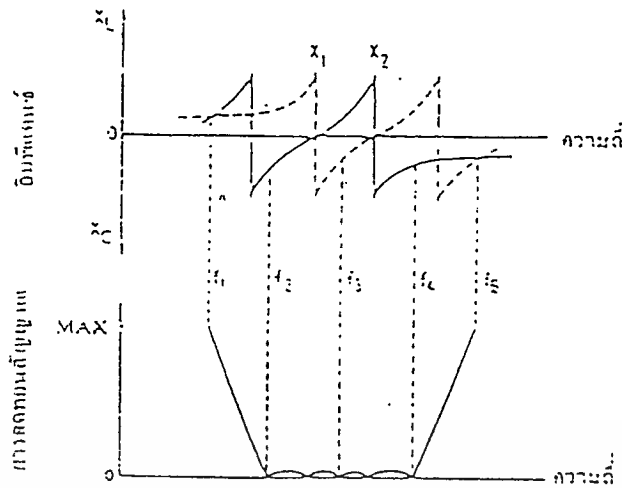


รูปที่ 2.18

ในรูปที่ 2.19 เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่ต่อผลึกเป็นโครงข่าย (Lattice) โดยเลือกใช้ผลึกที่มีแมชกัน 2 คู่ เป็นลักษณะบริดจ์ (Bridge) ในที่นี้ X_{1A} กับ X_{1B} แมชกัน และ X_{2A} กับ X_{2B} แมชกันโดยเลือกใช้ผลึกทั้งสองคู่แตกต่างกันเล็กน้อย เส้นโค้งมีลักษณะอิมพีแดนซ์ของวงจรฟิลเตอร์โครงข่ายผลึก (Crystal lattice filter) เป็นเส้นซัดคิง 2 เส้น ดังรูปที่ 2.20 หมายความว่า มีความถี่เรโซแนนซ์ขนาน 2 คู่ ความถี่สำหรับผลึกแต่ละคู่ (เส้นเค็มกับเส้นประ)



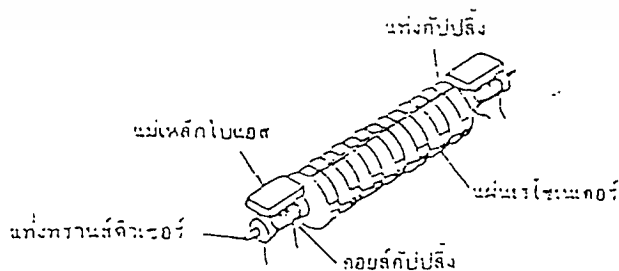
รูปที่ 2.19 วงจรฟิลเตอร์โครงข่ายผลึก



รูปที่ 2.20 กราฟแสดงอิมพีแดนซ์และเส้นโค้งเลือกตัวดีของวงจรฟิลเตอร์โครงผลึก

ฟิลเตอร์ชนิดเมคานิก ฟิลเตอร์อีกชนิดหนึ่งที่ใช้ในเครื่องส่ง SSB ก็คือ ฟิลเตอร์ชนิดเมคานิก (Mechanical filter) ฟิลเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการเปลี่ยนพลังงานเป็นพลังงานกล โดยสัญญาณจากขดลวด (Coupling coil) ในรูปที่ 2.21 จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามแม่เหล็กซึ่งอาจจะเสริมหรือหักล้างกับแม่เหล็กไบแอส (Biasing magnet) สนามแม่เหล็กนี้ จะทำให้ขดลวดและแกนของทรานสดิวเซอร์ (Transducer rod) เคลื่อนไหวต่อไปแกนนี้ต่อไปยังจานเรโซเนเตอร์ (Disc resonator) งานนี้มีขนาดพอดีให้เรโซแนนซ์ทางกลที่ความถี่ค่าหนึ่ง เมื่อจานสั่น แกนทรานสดิวเซอร์ที่เอาต์พุตอีกด้านหนึ่งก็สั่นด้วย ถ้าจานไม่เรโซแนนซ์สัญญาณจะถูกลดทอนอย่างมาก

ฟิลเตอร์ชนิดเมคานิกนี้มีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก แต่ยังมีข้อเสียตรงที่ใช้งานความถี่สูงไม่เกิน 60 ถึง 600 กิโลเฮิรตซ์ แต่ฟิลเตอร์ชนิดผลึกสามารถใช้งานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์



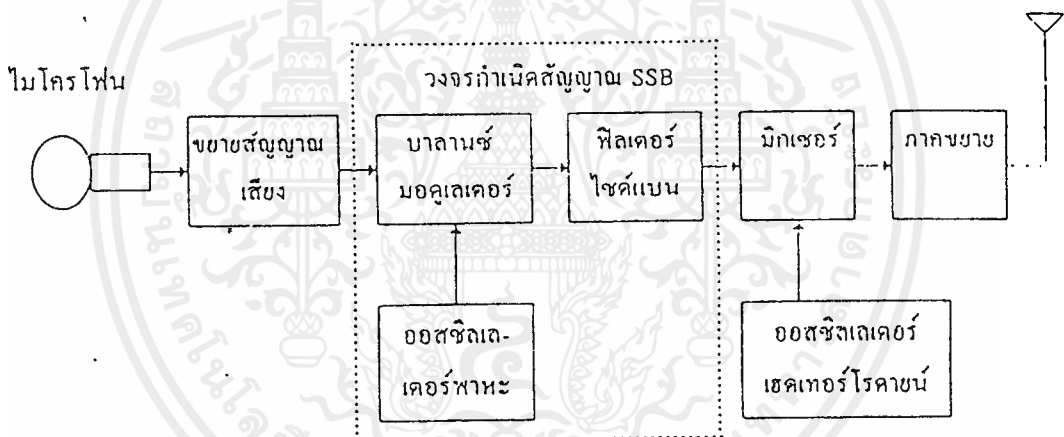
รูปที่ 2.21 ฟิลเตอร์ชนิดเมคานิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 การแปลงความถี่ (Frequency conversion)

ไม่ว่าสัญญาณ SSB ที่กำเนิดขึ้นมาโดยวิธีใดก็ตาม ความถี่ของสัญญาณจะมีค่าตายตัวซึ่งไม่ตรงตามที่เราใช้งาน ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องแปลงความถี่ (Convert) ของสัญญาณ SSB ให้เป็นความถี่ที่ใช้งานตามต้องการ รูปที่ 2.22 แสดงวิธีการแปลงความถี่นี้บางทีเรียกว่า การผสมคลื่น (Mixing) หรือเฮเทอโรไดน์ (Heterodyne)

จะเห็นว่าหลังจากสัญญาณเสียงมอดูเลต (บนพาหะ) เป็นสัญญาณ SSB แล้ว ความถี่กลางจะได้ประมาณ 9 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเมื่อป้อนให้แก่วงจรมิกเซอร์เพื่อผสมสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 4 หรือ 14 เมกะเฮิร์ตซ์ (เรามักเลือกใช้ความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น) ถ้าออสซิลเลเตอร์ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ปรับค่าความถี่ได้ ความถี่ใช้งานก็จะสามารถเลือกได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.22 แผนผังของเครื่องส่ง SSB

ออสซิลเลเตอร์เฮเทอโรไดน์ในที่นี้กำเนิดความถี่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ และอาจมีความถี่ปรับค่าได้หรือมีสวิตช์เลือกความถี่เพื่อปรับให้ได้ตามต้องการ ในตัวอย่างมีสัญญาณ 9 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ จะผสมกันในวงจรมิกเซอร์ เกิดผลลัพธ์ขึ้นเป็นสัญญาณความถี่ผลรวม 14 เมกะเฮิร์ตซ์ กับสัญญาณความถี่ผลต่าง 4 เมกะเฮิร์ตซ์ จากนั้นสัญญาณทั้งคู่ที่ต้องการใช้ขยายออกไปสู่สายอากาศ วงจรขยายกำลังจะต้องจูนไว้ที่ความถี่เดียวกับความถี่ของแท่ง กำลังของสัญญาณ SSB จากวงจรมิกเซอร์มีค่าน้อยมาก เมื่อขยายที่วงจรขยายกำลังจะได้ค่ากำลังที่ต้องการ สรุปแล้วสัญญาณนิคมกำเนิดที่ระดับสัญญาณต่าง ๆ และมีความถี่ตายตัว จากนั้นจึงแปลงความถี่ให้ได้เป็นความถี่ที่ต้องการโดยรวมวิธีเฮเทอโรไดน์หรือ มิกซ์ (หรือผสมคลื่น)

2.14 การเลือกไซด์แบนด์

การเลือกไซด์แบนด์ว่าจะเอาเฉพาะ USB หรือ LSB นั้น ทำได้ 3 วิธีคือ

วิธีที่ 1 โดยการใส่ฟิเตอร์ 2 ตัว ดังรูปที่ 2.23 (ก) จะเห็นว่าวิธีนี้ทำให้สลับเปลี่ยนฟิเตอร์เพิ่มอีก 1-ตัว

วิธีที่ 2 รูปที่ 2.23 (ข) เราใช้วิธีเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์พาหะ ในกรณีของ USB พาหะจะมีความถี่อยู่ที่ขอบล่าง ในกรณี LSB พาหะจะมีความถี่เลื่อนไปที่ขอบบนของย่านความถี่ผ่าน การเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ทำได้โดยการสวิตช์เลือกแรงบังคับความถี่ (นิยมเรียกแรหรือคริสตอล)

ที่ความถี่ f_c (รูปที่ 2.20) ทั้ง X_1 กับ X_2 จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากัน สัญญาณอินพุตจึงผ่าน X_{1A} และ X_{2A} (ดูรูปที่ 2.19) ไปได้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ผ่าน X_{1A} ออกจากขั้วหนึ่ง และอีกสัญญาณที่ผ่าน X_{2A} ออกจากอีกขั้วหนึ่งทางหม้อแปลง จึงมีเฟสตรงกันข้ามหักล้างกัน ในทำนองเดียวกับสัญญาณที่ผ่าน X_{1B} กับ X_{2B} หักล้างกันด้วย จุดนี้เป็นจุดการลดทอนลงมากที่สุดของเส้นโค้งในลักษณะในรูปที่ 2.20 สัญญาณความถี่ f_1 จะถูกกั้นไว้ ผ่านไปไม่ได้

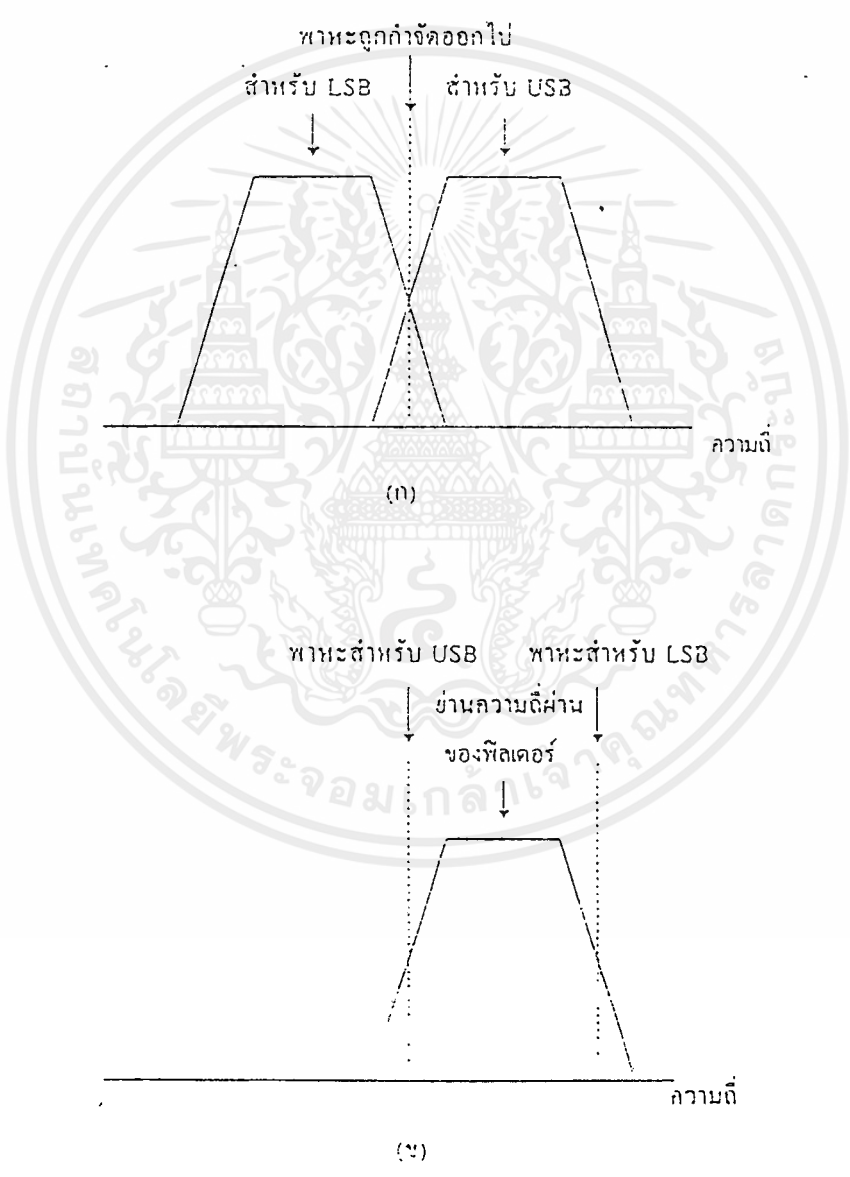
ที่ความถี่ f_2 ทั้ง X_1 และ X_2 จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากันอีก แต่ X_1 เป็นความเหนี่ยวนำ X_2 เป็นความจุ ผลก็คือสัญญาณผ่านไปได้โดยมีเฟสที่ตรงกัน เช่น สัญญาณที่ผ่าน X_{1A} มีเฟส 0 องศา แต่ X_{1A} มีคุณสมบัติเป็นความเหนี่ยวนำ จึงมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา ส่วนสัญญาณที่ผ่าน X_2 มีเฟส 180 องศา (ออกจากอีกขั้วหนึ่งของหม้อแปลง) แต่ X_{2A} มีคุณสมบัติเป็นตัวเก็บประจุ เฟสจึงเลื่อนไป -90 องศา ผลก็คือสัญญาณมาถึงเอาต์พุต โดยมีเฟสที่ตรงกัน (เท่ากับ -90 องศา) และไม่มีการลดทอนจึงผ่านได้ตลอด

ที่ความถี่ระหว่าง f_2 และ f_3 (รูปที่ 2.20) X_2 เกิดเรโซแนนซ์อนุกรมและ X_1 เกิดเรโซแนนซ์ขนาน สัญญาณจะผ่านไปได้ตลอดในเส้นทาง X_{2A} และ X_{2B} ที่ความถี่ f_3 อิมพีแดนซ์ของ X_1 กับ X_2 เท่ากันอีก แต่เป็นความจุกับการเหนี่ยวนำ สัญญาณผ่านตลอดเช่นกัน สำหรับความถี่ระหว่าง f_3 กับ f_4 X_1 เกิดเรโซแนนซ์อนุกรม X_2 เกิดเรโซแนนซ์ขนาน ไม่มีการลดทอน ที่ความถี่ f_4 อิมพีแดนซ์เท่ากัน แต่ตรงกันข้ามไม่มีการลดทอนอีกเมื่อถึงความถี่ f_5 อิมพีแดนซ์เท่ากัน และเฟสเหมือนกัน เอาต์พุตหักล้างกัน ทำให้การลดทอนสูงมากสัญญาณถูกกั้นไว้ ผ่านไม่ได้

จะเห็นว่าวงจรฟิเตอร์โรจนัน มีเส้นโครงลักษณะการลดทอนที่ชันมาก ในงานส่วนใหญ่บางครั้งเราต้องการความชันที่ชันกว่านี้อีก เพื่อให้ได้การลดทอน (ต่อไซด์แบนด์) มีค่ามาก เพื่อจะได้กั้นไซด์แบนด์ ที่ไม่ต้องการได้อย่างไม่มีทางเกิดตลอดออกมาได้เลย ด้วยเหตุนี้บางวงจรจึงต้องเป็นโครงผลึก (Crystal lattice) คือเอาผลึกหลาย ๆ ชุด ต่อพ่วงหรือคาสเคด (Cascade) กัน

วิธีที่ 3 ในการเลือกไซด์แบนด์ก็คือ การกลับความถี่ ซึ่งสามารถทำได้โดยกรรมวิธีเฮตเตอร์โรไดอันเช่น สมมติว่า USB กำหนดโดยใช้ความถี่ 9 เมกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ของไซด์แบนด์เท่ากับ 9.003 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณนี้เมื่อผสมกับวิธีเฮตเตอร์โรไดอัน 15 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลลัพธ์ที่ความถี่รวม 24 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีความถี่ของไซด์แบนด์เท่ากับ 24.003 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งยังคงเป็นสัญญาณ USB เหมือนเดิม แต่ถ้าเลือกใช้ผลลัพธ์เป็นความถี่ ผลต่าง 6 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณไซด์แบนด์ที่ได้จะมีความถี่ 5.997 เมกะเฮิร์ตซ์ กลับกลายเป็นสัญญาณ LSB

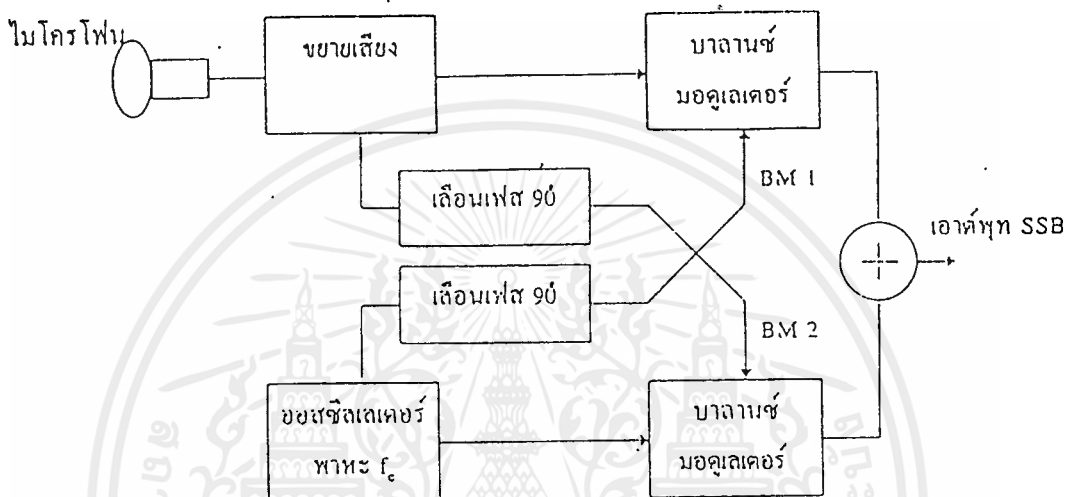
การกลับความถี่เช่นนี้สามารถนำมาใช้ในการเลือกไซด์แบนด์ร่วมกับทั้งสองวิธีแรก ไม่ว่าจะเป็นการใช้ไซด์แบนด์ก็ตาม เราจะต้องคำนึงถึงการกลับขั้ว USB เป็น LSB (หรือกลับกัน) ในกรรมวิธีเฮตเตอร์โรไดอันอยู่เสมอ



รูปที่ 2.23 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ

2.15 วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB โดยการจัดเฟส

ข้อเสียของการใช้ระบบเฟสเฟลเตอร์ก็คือ เฟลเตอร์จำพวกนี้เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาแพง แต่ก็มีวิธีกำเนิดสัญญาณอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งไม่ได้ใช้เฟลเตอร์แต่อาศัยหลักการจัดเฟสของสัญญาณมาหักล้างกันดังแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยวิธีจัดเฟส

จากแผนผังรูปที่ 2.24 สัญญาณจะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งป้อนโดยตรงแก่วงจร BM_1 อีกส่วนหนึ่งผ่านวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา แล้วป้อนให้วงจร BM_2 ในทำนองเดียวกันสัญญาณพาหะ RF ก็แบ่งออกเป็น 2 ชุดเช่นกัน ชุดหนึ่งป้อนโดยตรงแก่ BM_1 อีกส่วนหนึ่งผ่านวงจรเลื่อนเฟสไป 90 องศา ก่อนแล้วจึงป้อนแก่ BM_2

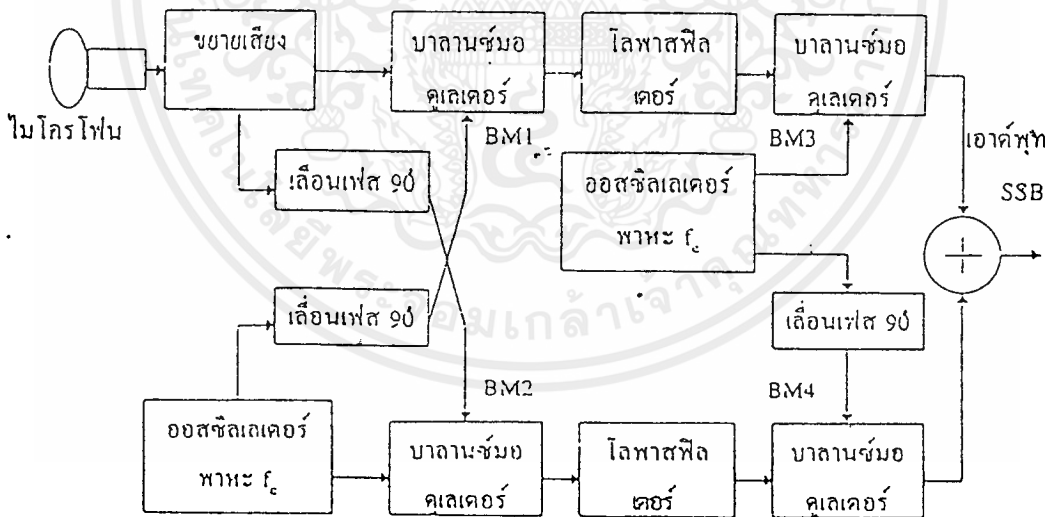
วงจร BM จะกำจัดพาหะออก โดยให้เอาต์พุตเป็น DSBSC ออกมา เมื่อเอาต์พุตจาก BM ทั้งสองป้อนให้วงจรบวกสัญญาณจะได้เป็นสัญญาณ SSB ทั้งนี้เนื่องจากไซด์แบนด์ข้างหนึ่งเสริมกันแต่ไซด์แบนด์อีกข้างหนึ่งจะหักล้างกัน

ข้อเสียของวิธีกำเนิด SSB โดยจัดเฟสก็คือ ใช่วงจรที่ซับซ้อนกว่าและการปรับจูน ของวงจรจะต้องเที่ยงตรง (สมมูล) จริง ๆ มิฉะนั้นสัญญาณที่ได้จะมีความเพี้ยนและมีไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องเล็ดลอดออกมาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16 วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB แบบวีเวอร์

วิธีการกำเนิดสัญญาณอีกวิธีหนึ่งนิยมเรียกว่า วิธีวีเวอร์ (Weaver) ค้นพบในปี พ.ศ. 2493 โดยนาย ดี.เค.วีเวอร์ ใช้หลักการจัดเฟสเช่นเดียวกัน แต่สัญญาณเสียงจะถูกนำไปมอดูเลตบนพาหะรองเสียก่อน BM_1 และ BM_2 (รูปที่ 2.25) จะกำเนิดไซด์แบนด์ 2 ข้างของพาหะรอง F_0 โดยไซด์แบนด์ที่กำเนิดจาก BM_1 และ BM_2 มีเฟสต่างกัน 90 องศา ไซด์แบนด์ทั้ง 2 คู่จะผ่านการกรองเหลือเพียงไซด์แบนด์ด้านเดียว ป้อนให้แก่ BM_3 และ BM_4 ซึ่งกำเนิดไซด์แบนด์ 2 ข้างของพาหะ f_c BM_1 กำเนิดไซด์แบนด์ $(f_c - f_0 + f_m)$ กับ $(f_c - f_0 - f_m)$ ที่เลื่อนเฟสไป +90 องศา และ -90 องศาตามลำดับ ส่วน BM_2 กำเนิดไซด์แบนด์ $(f_c - f_0 + f_m)$ กับ $(f_c - f_0 - f_m)$ ซึ่งเลื่อนเฟสไป +90 องศา และ -90 องศาตามลำดับ ไซด์แบนด์ตัวหลังจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา เพื่อป้อนสู่วงจรบวกเพื่อหักล้างกัน แต่ไซด์แบนด์ตัวแรกมีเฟสต่างกัน เมื่อเข้าสู่วงจรบวกจะเสริมกัน เอาต์พุต จะกลายเป็นสัญญาณ SSB ที่มีความถี่ $(f_c - f_0)$ นั่นคือ เหมือนกับสัญญาณเสียงมอดูเลตบนพาหะที่มีความถี่ $(f_c - f_0)$ สังเกตว่า วิธีการกำเนิดวีเวอร์นี้ใช้พาหะ 2 ตัว มีการมอดูเลต 2 ครั้ง ใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลต 4 ชุด จึงต้องใช้วงจรที่ซับซ้อนกว่า



รูปที่ 2.25 หลักการกำเนิดสัญญาณ SSB ด้วยวิธีวีเวอร์

2.17 วงจรขยายลิเนียร์

โดยปกติการกำหนดสัญญาณ SSB จะกระทำในระดับสัญญาณค่าต่ำ ๆ (น้อยกว่า 1 วัตต์) ซึ่งเราจะต้องขยายกำลังให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งออกอากาศ วงจรขยายกำลังที่ใช้ในการขยายสัญญาณ SSB จะต้องมีความลิเนียร์ มิฉะนั้นจะทำให้เกิดความเพี้ยนและอาจเกิดสัญญาณฮาร์มอนิกกับสัญญาณสปีวเรซ (Spurious) เกิดลอคออกอากาศไปด้วย ซึ่งจะทำให้ไปรบกวนเครื่องรับอื่น ๆ

การขยายแบบลิเนียร์นี้ วงจรขยายที่ใช้จะต้องทำงานใน คลาส A, AB หรือ B อาศัยปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ (บางทีเราก็มักจะพูดถึงสมบัตินี้หลายที) ของวงจรเพนซ์ในการสร้างสัญญาณ C นั้น ไม่สามารถนำไปขยายสัญญาณ SSB เพราะความเพี้ยนสูงมาก วงจรขยายลิเนียร์ที่นิยมใช้กันมักทำงานในคลาส AB หรือ B เพราะประสิทธิภาพสูงกว่าคลาส A

2.18 การคำนวณกำลังของ SSB

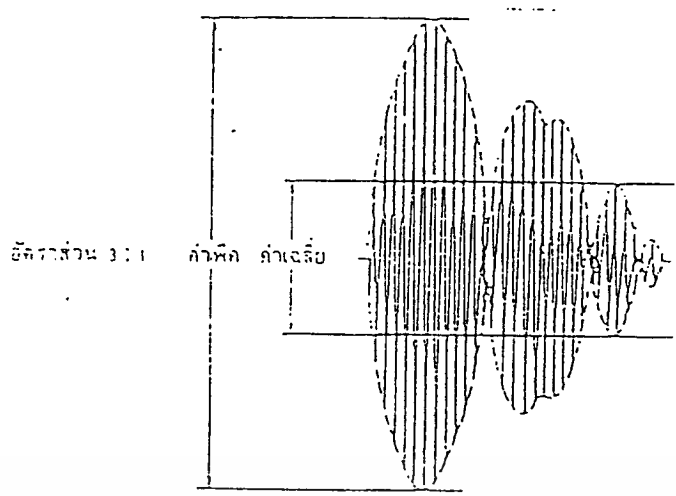
กำลังของเครื่องส่ง AM คำนวณได้จากกำลังอินพุตที่ป้อนเข้าให้แก่วงจรสุดท้ายในสถานะที่มีพาหะล้วน (นั่นคือไม่มีสัญญาณมอดูเลต) อย่างไรก็ตามในกรณีของเครื่องส่ง SSB เราได้ส่งคลื่นพาหะไป กำลังส่งจะเกิดขึ้น (หรือมีเอาต์พุต) ก็ต่อเมื่อสัญญาณเข้ามามอดูเลตเท่านั้น ดังนั้นการวัดกำลังส่งจึงต้องวัดในสถานะที่มีสัญญาณเข้ามามอดูเลต

ในรูปที่ 2.26 เอาต์พุตของเครื่องส่ง SSB จะให้รูปคลื่นตามที่แสดงไว้เมื่อมีเสียงพูด (Speech) เข้ามอดูเลต กำลังในช่วงขอดของสัญญาณเรียกว่า กำลังขอดของกรอบคลื่น (Peak envelope power) หรือที่เรียกย่อ ๆ ว่า (PEP) อย่างไรก็ตามคลื่นที่เกิดขึ้นแต่ละช่วงบางค่าในเสียงพูดเท่านั้น ดังนั้นเราจึงต้องหาทางกำหนดหลักเกณฑ์การวัดโดยเฉลี่ย ความจริงแล้วค่ากระแสแรงดันที่อ่านได้จากมอมิเตอร์ก็เป็นเฉลี่ยอยู่แล้ว เพราะเข็มมอมิเตอร์ไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงฉับพลันได้

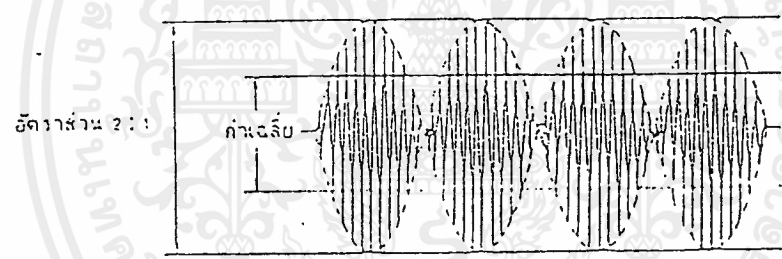
การคำนวณ PEP จึงต้องทราบอัตราส่วนของขอดคลื่นและระดับคลื่นเฉลี่ยซึ่งไม่ค่อยสะดวก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเสียงพูดแต่ละคนไม่เหมือนกัน ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราจึงนิยม ใช้สัญญาณทดสอบสองโทน (two-tone test signal) ซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณรูปไซน์ ความถี่อยู่ในย่านความถี่เสียง ห่างกันประมาณ 1,000 เฮิรตซ์ เข้ามอดูเลตแก่เครื่องส่ง ฉะนั้นเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.27

สัญญาณสองโตนี้นี้มีอัตราค่าเฉลี่ยเท่ากับ 2:1 ดังนั้นกำลังส่ง PEP จึงเป็นสองเท่า ของกำลังอินพุต (เฉลี่ย) โดยทั่วไปอัตราส่วนค่าขอดของเสียงพูดตามปกติจะอยู่ในช่วง 5:1 ถึง 6 หรือ 7:1 ฉะนั้นการใช้สัญญาณสองโทนในการวัดค่ากำลังเครื่องส่ง SSB จึงนับได้ว่าค่อนข้างสมเหตุผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลตด้วยเสียงพูด



รูปที่ 2.27 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลตด้วยสัญญาณสองโทน

2.19 วิธีการสังเคราะห์ความถี่ (SYNTHESIZER)

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มี ความถี่ขนาดที่ต้องการตามที่เรากำหนด (คือคำสั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยตั้งสวิทช์ หรือคอปุ่ม แต่ในปัจจุบันสังงานด้วยคอมพิวเตอร์

ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ทีละขั้น เรียกว่า เรโซลูชัน (resolution)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

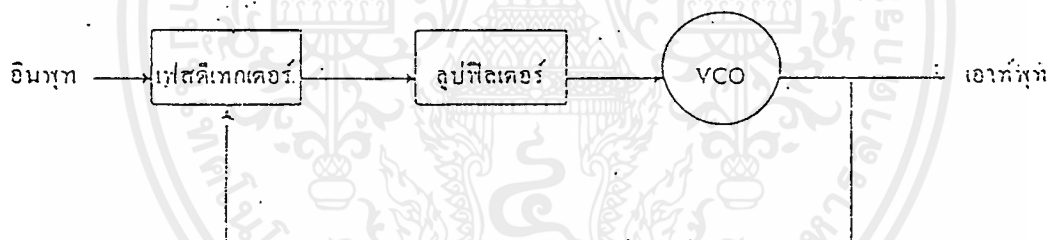
1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (direct synthesis). ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่าผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แอมป์ความถี่หลายชุด ซึ่งในที่นี้จะไม่กล่าวถึง
2. วิธีสังเคราะห์ทางอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกกลูป (phase locked loop) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า PLL

2.20 เฟสล็อกกลูป

เฟสล็อกกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาคคือ

- ภาคเทียชเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (phase detector)
- ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter)
- ภาค VCO

รูปที่ 2.28 ในที่นี้สมมติว่าเราต่อเอาต์พุตจากวงจร VCO



รูปที่ 2.28 แผนผังของเฟสล็อกกลูป

สมมติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (periodic) เข้ามาที่อินพุตภาคเทียชเฟส ทำหน้าที่เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณ VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเปรียบเทียบเทียชเฟส ดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนผลต่างในเฟสสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ชนิดโลทาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ตามที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจมีเฟสแตกต่างกัน แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นมีค่าคงที่ (constant phase difference) ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกัน ภาคเฟสล็อกกลูปเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

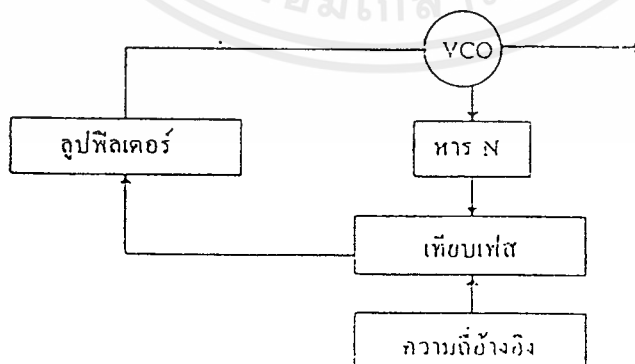
ดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกกลับไปใช้สังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูง เทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิโมคสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าความผันแปรกับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

2.21 การใช้เฟสล็อกในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาถึงกลไกไปแล้วจะพบว่าเฟสล็อกเป็นหัวใจของการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 2.29 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่ประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ (programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคฟีดแบ็คซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ค่าไปใช้



รูปที่ 2.29 ระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนผังในรูปที่ 2.29 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสจาก 2 แหล่ง คือ จาก VCO มีความถี่เทียบเท่ากับ F_0/N และจากสัญญาณอ้างอิงความถี่เท่ากับ F_R ซึ่งสามารถกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_0 = NF_R$$

(คำนวณ จาก $F_0/N = F_R$ ที่วงจรเทียบเฟสค่าปกติ)

กล่าวอีกนัยหนึ่งคือว่า เอาต์พุตมีความเป็น N เท่าของความอ้างอิง สมมติว่า $F_R = 1$ กิโลเฮิร์ตซ์ $N = 100$ จะได้ $F_0 = 1$ เมกะเฮิร์ตซ์ ถ้า N เพิ่มขึ้น 1 เป็น 1001, 1002, 1003, ... ค่า F_0 จะเพิ่มขึ้น 1 กิโลเฮิร์ตซ์ไปเรื่อย ๆ เป็น 1001, 1002, 1003, ... เมกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ

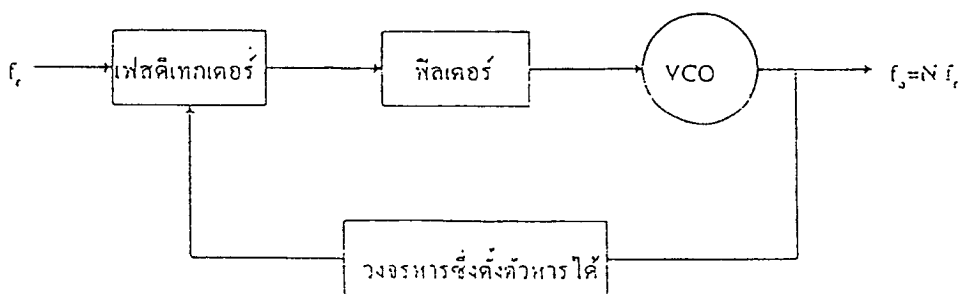
ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้แค่เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร (คือ N) ซ่อมเป็นตัวเลขจำนวนเต็มเสมอ

2.22 รูปแบบของการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่กล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง

2.22.1 PLL แบบโดยตรง

วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ ใช้ PLL แบบโดยตรง นับเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (รูปที่ 2.30) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ความถี่อาจจะขึ้นไปถึงมาก จำเป็นต้องปรับขึ้นไปได้ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตาม วงจรนับที่โปรแกรม ตัวหาร N นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น

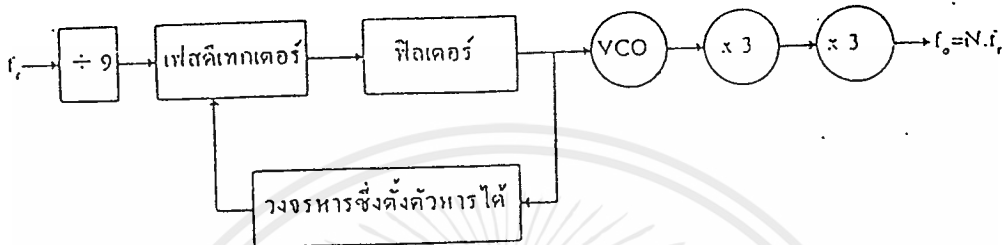


รูปที่ 2.30 PLL แบบโดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.22.2 PLL แบบคูณความถี่

สังเกตว่าในรูปที่ 2.31 เราหาความถี่อ้างอิง f_r ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่โปรแกรมวงจรเฟส ดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วยลดการทำงานของวงจร หาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง

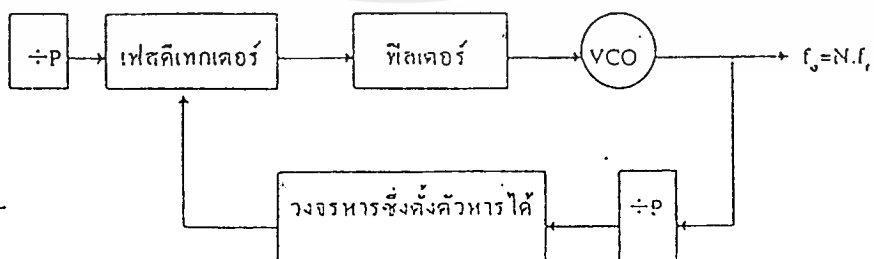


รูปที่ 2.31 PLL แบบคูณความถี่

2.22.3 PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 2.32 ใช้วิธีการหารความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่า ก่อนที่จะให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่อีก P เท่าภายในรูป แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกดังเช่น PLL แบบคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจร มัลติพลาย

วงจรหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟล็อปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ด้วยตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 2.31

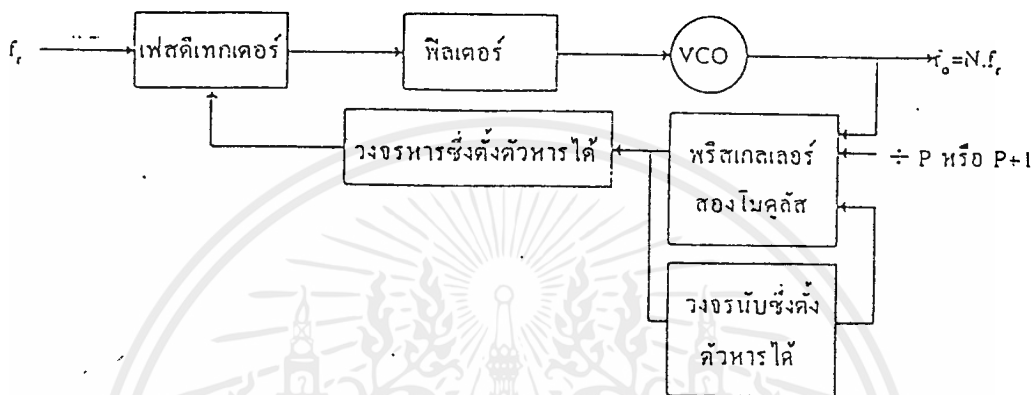


รูปที่ 2.32 PLL พรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.22.4 PLL แบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

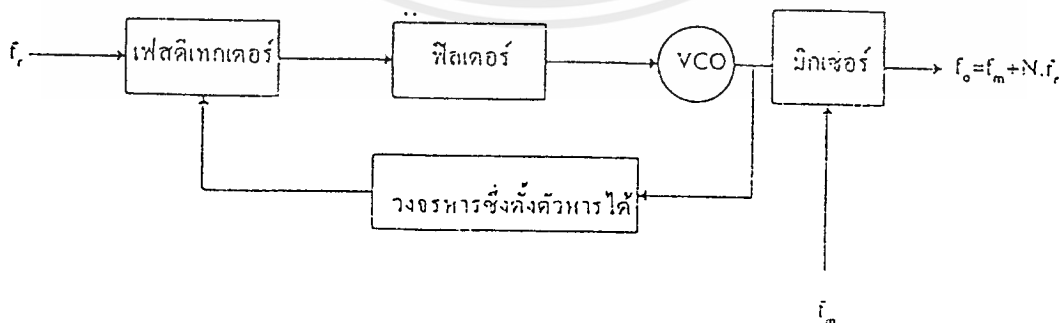
PLL ในรูปที่ 2.33 ใช้พริสเกลเลอร์เช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 2.32 เว้นแต่วงจรพริสเกลเลอร์ นี้มีใช้เป็นตัววงจรนับ ซึ่งหารค่าคาบตัว P แต่เป็นวงจรนับซึ่งหารตัวเปลี่ยนค่าได้ ระหว่าง P กับ $P+1$ เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า พริสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก $P+1$ ก็ได้) วงจรนับหาร ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้ตั้งนั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลง



รูปที่ 2.33 PLL แบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

2.22.5 PLL แบบมิกซ์จิงนอก-loop

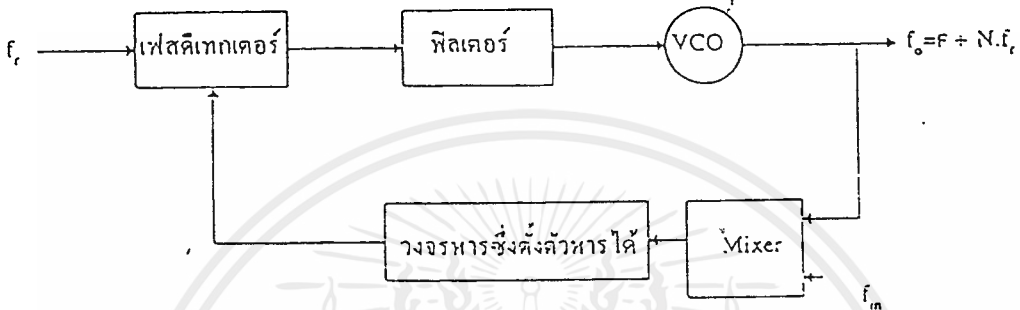
PLL ในรูปที่ 2.34 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับความถี่ได้ขึ้นละ f_m เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุต เท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 2.34 PLL แบบมิกซ์จิงนอก-loop

2.22.6 PLL แบบมิกซิงในลูป

PLL ในรูปที่ 2.35 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในลูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ f_m จะป้อนกัน ได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนวงจรนับหาร N ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมา มิกซ์ f_m กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.35 แบบมิกซิงในลูป

2.23 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

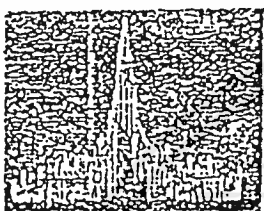
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (frequency range) ที่ต้องผลิต และเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำหนดสัญญาณเพียงอย่างเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เรเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ ล็อกความถี่ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (lock-up time) ดังนั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ก็ได้อย่างรวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

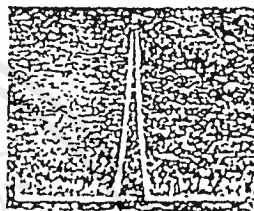
วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (spectrum purity) นั่นคือ ความถี่ฮาร์โมนิกและ สปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้รบกวนจากวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความบริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่อย่างเดียว (ดูรูปที่ 2.36) ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยซ์ดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟส นอยซ์ (phase noise)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเที่ยงตรง (accuracy) และ เสถียรภาพ (stability) ทางความถี่ของวงจร สัมพันธ์ความถี่ขึ้นกับ สัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บิงค์กับความถี่ สัมพันธ์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงกับความถี่ เทียบเท่ากับคริสตัลออสซิลเลเตอร์



(ก) เอาต์พุตมีเฟสออสซ์



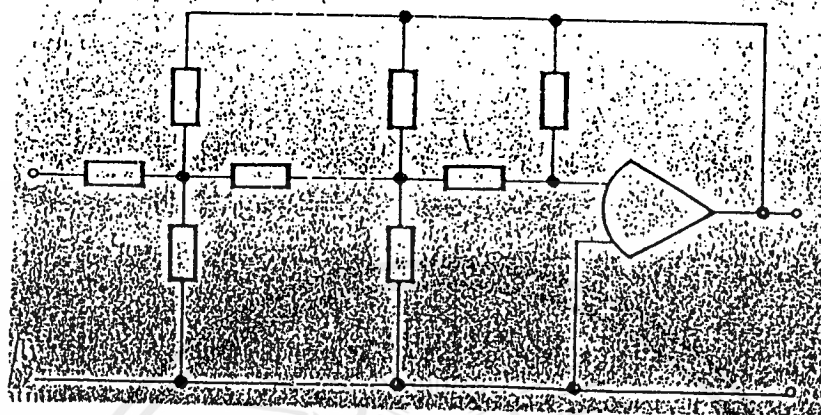
(ข) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์

รูปที่ 2.36 เฟสออสซ์ปรากฏเป็นความถี่แปลกล้อมในบริเวณใกล้ ๆ กับความถี่เอาต์พุต

2.24 วงจร RC ACTIVE FILTER

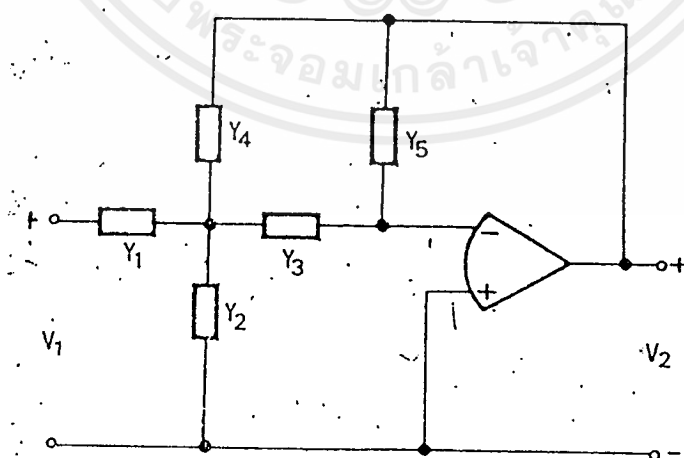
2.24.1 Active Filter โดยใช้การประยุกต์ของ Operational Amplifier

เราจะพิจารณาการใช้ Operational Amplifier มาประยุกต์ใช้เป็น active filter ซึ่งมีตัวที่มีกำลังขยาย เป็นอนันต์ 1 ตัว (single infinite-gain element) มีคุณสมบัติเป็น VCS (voltage control source) และยังมีส่วน ประกอบเป็น passive RC เพื่อจะทำให้ voltage transfer function เป็นจริงขึ้นมาได้ จุดประสงค์ของการอธิบาย ในบทนี้ จะเน้นหนักถึงเรื่องการมีตัวป้อนกลับหลายตัว (multiple-feedback) จาก output ของ Operational Amplifier ตัว passive network จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.37 ซึ่งในแต่ละ block นั้นแสดง ถึงส่วนพาสซีฟ 1 ตัว ซึ่งมีปลายสองปลาย นั่นคืออาจจะเป็นตัวความต้านทาน (Resistor) หรือตัวเก็บประจุ (Capacitor)



รูปที่ 2.37 โครงสร้างของ Operational Amplifier ที่มีตัวป้อนกลับหลายตัว (multiple-feedback)

อันดับต่อไป จะได้กล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่างส่วนต่างๆ ของวงจรกับฟังก์ชันของวงจร ที่ต้องการ (desired network-function) เพื่อเป็นการง่ายแก่การอธิบายจึงได้จัดลดย่อวงจร ดังแสดงในรูปที่ 2.38 ซึ่งประกอบขึ้นด้วยส่วนประกอบ 5 ส่วน และ Operational amplifier 1 ตัว



รูปที่ 2.38 โครงสร้างของ infinite-gain multiple-feedback สำหรับ second-degree voltage transfer function

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Open-circuit voltage transfer function สำหรับวงจรในรูปที่ 2.38 จะหามาได้โดยง่ายคือ

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 - \left(\frac{1}{K}\right)[(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_3 Y_5)]} \quad (2-1)$$

เมื่อค่า K มีขีดจำกัดและมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (infinity) จากสมการ (2-1) จะได้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - Y_3 Y_4} \quad (2-2)$$

จากส่วนประกอบทั้ง 5 ส่วนนี้ เราสามารถที่จะทำ active filter ให้เป็นจริงได้ทั้ง low-pass และ

band-pass

2.24.2 Low-pass Active Filter

Network function ของ Low-pass filter เมื่อพิจารณารูปที่ 2.38 จะได้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{H}{S + b_1 S + b_2} \quad (2-3)$$

H : gain constant (อาจจะเป็นบวก (positive) หรือลบ (negative))

S : complex-frequency variable

b_j : positive coefficient

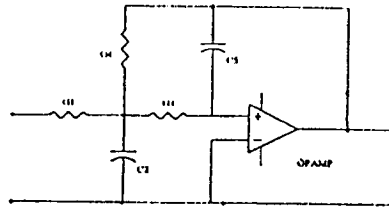
เมื่อเปรียบเทียบกับเศษส่วนระหว่างสมการที่ (2-2) และ (2-3) จะเห็นได้ว่า

เมื่อพิจารณาเทอมเศษ ค่าของเทอม Y_1 และ Y_3 ต้องเป็นค่าความต้านทาน (Resistor)

เมื่อพิจารณาเทอมส่วน ค่าของเทอม Y_2 และ Y_4 ต้องเป็นค่าประจุ (Capacitor) เพื่อต้องการที่จะให้เทอมกำลังสอง (second-degree term) และ Y_5 ก็จะต้องเป็นค่าความต้านทาน (Resistor) เพื่อจะให้ได้เทอมกำลังศูนย์ (zero-degree term) เพราะฉะนั้น โครงร่างของวงจรทั้งหมดจะเป็นดังรูปที่ 2.39 และจะมี voltage transfer function เป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-G_1 G_3}{S^2 C_2 C_5 + S C_5 (G_1 + G_3 + G_4) + G_3 G_4} \quad (2-4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 Low-pass network realization

ตัวอย่างที่ 1 จากรูปที่ 2.39 เมื่อต้องการ pass filter ที่มี frequency normalized function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-10}{S - \sqrt{2}S + 1} \quad (2-4)$$

จากสมการ (2-4) จะคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังนี้คือ

$$G_1 = 3.01 \text{ mhos}$$

$$C_2 = 4.69 \text{ farads}$$

$$G_3 = 3.32 \text{ mhos}$$

$$G_4 = 0.30 \text{ mhos}$$

$$C_5 = 0.213 \text{ farads}$$

2.24.3 High-pass active filter

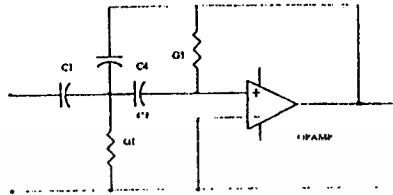
การพิจารณา High-pass active filter จะมีวิธีการพิจารณาเหมือนกับในการที่พิจารณา Low-pass active filter สำหรับในการที่กำลังสอง (second degree case) ค่า มี frequency normalized function จะแสดงได้ดังสมการ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{HS^2}{S^2 + b_1S + b_2} \quad (2-5)$$

จากการพิจารณาเทียบกับสมการ (2-2) จะทำให้ทราบค่า Y_1 , Y_3 จะต้องเป็นตัวเก็บประจุ (Capacitor) Y_2 , Y_4 จะต้องเป็นตัวความต้านทาน (Resistor) และ Y_5 จะต้องเป็นตัวเก็บประจุ (capacitor) ด้วย ดังนั้นค่า voltage transfer function จะต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-S^2 C_1 C_3}{S^2 C_3 C_4 + S G_5 (C_1 + C_3 + G_4) + G_2 G_5} \quad (2-6)$$



รูปที่ 2.40 High-pass network realization

ตัวอย่างที่ 2 จากตัวอย่างของการใช้โครงร่างของ network ตามรูปที่ 2.40 เพื่อ realize high-pass function ให้พิจารณา frequency normalized function ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-10S^2}{S^2 + \sqrt{2}S + 1}$$

จากสมการ (2-6) จะคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้คือ

$$C_1 = 3.01 \text{ farads}$$

$$G_2 = 4.69 \text{ mhos}$$

$$C_3 = 3.32 \text{ farads}$$

$$C_4 = 0.301 \text{ farads}$$

$$G_5 = 0.213 \text{ mhos}$$

2.24.4 Band-pass Active Filter

ในการทำงานเดียวกัน ส่วนประกอบทั้ง 5 ส่วน กับ amplifier ก็ยังสามารถนำมาพิจารณาเป็นวงจรของ band-pass filter ได้โดยเปรียบเทียบกับสมการของ band-pass network function

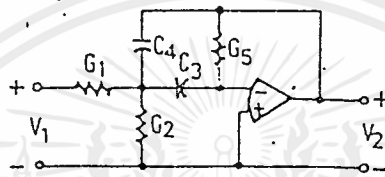
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{HS}{S^2 + b_1 S + b_2} \quad (2-7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (2-2) กับสมการ (2-7) จะทำให้ทราบว่า ค่า Y_1 , Y_2 , Y_3 จะต้องเป็นค่าความต้านทาน (Resistor) และค่า Y_3 และ Y_4 จะต้องเป็นค่าตัวเก็บประจุ (Capacitor) ดังนั้นจะได้ voltage transfer function เป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-S^2 C_1 C_3}{S^2 C_3 C_4 + SG_5(C_1 + C_3 + G_4) + G_5(G_1 + G_2)} \quad (2-8)$$

วงจรของ band-pass filter ดังแสดงในรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 Band-pass network realization

ตัวอย่างที่ 3 จากตัวอย่างของการใช้โครงร่างของวงจรตามรูปที่ 2.45 เพื่อ realize band pass function ให้พิจารณา frequency normalized function ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-10S}{S^3 + 0.1S + 1}$$

จากสมการ (2-8) จะคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$G_1 = 10 \text{ mhos}$$

$$G_2 = 10 \text{ mhos}$$

$$C_3 = 1 \text{ farad}$$

$$C_4 = 1 \text{ farad}$$

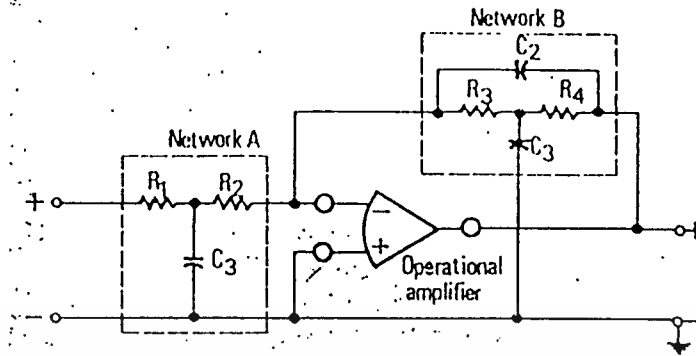
2.24.5 ตัวอย่างการออกแบบ Active Filter แบบมีการต่อวงจรป้อนกลับตัวเดียว และมีการป้อนกลับหลายทาง

วงจรที่ 1 การออกแบบ Low-pass Filter ชนิดที่โวลต์เดจเทรานสเฟอ์ฟังก์ชันลำดับที่สอง โดยใช้วงจร

ออปแอมป์ที่มีการต่อวงจรป้อนกลับตัวเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.46 วงจร Low-pass Filter แบบมีการป้อนกลับทางเดียว

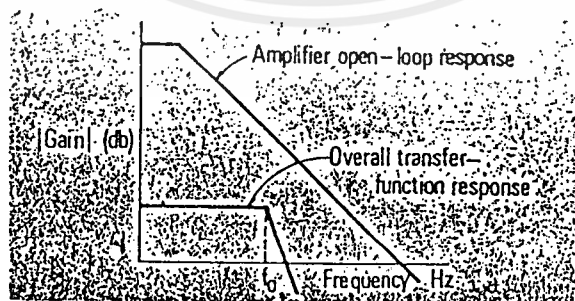
ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแบบทั่วไป

โวลต์เดจทรานสเฟอร์ฟังก์ชันในเทอมของ frequency normalization constant W_0 และ constant a

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{HW_0^2}{S^2 + W_0S + W_0^2}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป

รูปที่ 2.47 แสดงลักษณะคุณสมบัติโดยทั่วไป ของวงจรด้วยวิธีการของ Bode plot ซึ่งแสดงถึงความสัมพันธ์ของกำลังขยาย (gain-characteristic) กับ transfer function ของวงจรและของ open-loop ของ operational amplifier



รูปที่ 2.47 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่ (Gain frequency response)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , W_0 และ H

1. กำหนดค่า $d = 2.5 - a$
2. เลือกค่า C_2 (farads) ที่มีค่าสะดวกในการใช้ (โดยปกติจะมีค่าน้อยที่สุดในจำนวน capacitor 3 ตัว)
3. กำหนดค่า $b = C_2 W_0$
4. คำนวณ (ohms และ farads)

$$R_1 = R_2 = \frac{a}{2Hb}$$

$$R_3 = \frac{1}{ab}$$

$$R_4 = \frac{a - (1/d)}{b}$$

$$C_1 = \frac{4HV_2}{a^2}$$

$$C_3 = \frac{d^2 C_2}{ad - 1}$$

ตัวอย่างวงจรที่ 1 จง realize วงจร Low pass Filter ให้มีค่า flat-magnitude (Butterworth) ให้มากที่สุดของ transfer function ต่อไปนี้

สิ่งที่กำหนดให้ $F = \frac{W_0}{2} = 200 \text{ Hz}$, $a = \sqrt{2}$, $H = 1.58$

เลือกใช้ค่า $C_2 = 0.00796 \text{ } \mu\text{F}$

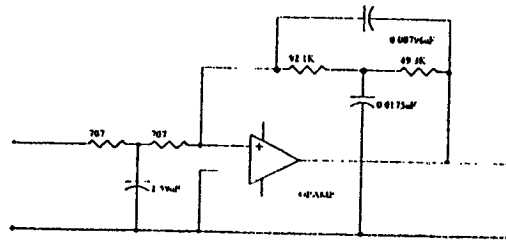
การคำนวณ $b = 10^{-5}$, $d = 1.086$

Transfer function

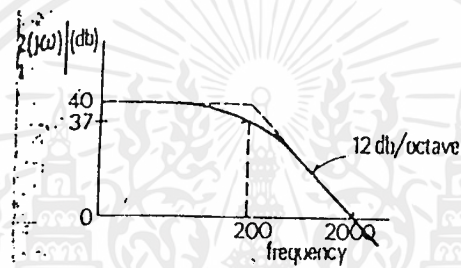
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{HW_0^2}{S^2 + W_0S + W_0^2}$$

$$\frac{-1.58 \times 10^8}{S^2 + \sqrt{2} \times 1.25^6 \times 10^3 S + 1.58 \times 10^8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



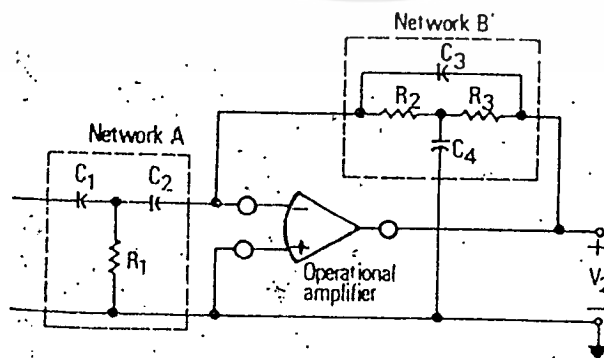
รูปที่ 2.48 วงจร Low-pass Filter (single-feedback)



รูปที่ 2.49 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วงจรที่ 2 Design High pass Filter ชนิด second-degree voltage transfer function โดยใช้วงจรของ Operational amplifier ที่มีการต่อวงจรป้อนกลับตัวเดียว

รูปวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.50 วงจร High-pass Filter (Single-feedback)

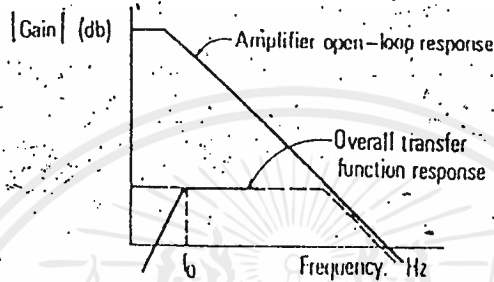
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transfer function โดยทั่วไป

Voltage transfer function ในเทอมของ frequency normalization constant W_0 และ constant a

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Hs^2}{S^2 + aW_0s + W_0^2}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.51 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

ในรูปที่ 2.51 แสดงลักษณะคุณสมบัติโดยทั่วไป ของวงจรด้วยวิธีการของ Bode Plot ซึ่งแสดงถึงความสำคัญของลักษณะของกำลังขยาย (gain characteristic) กับ transferfunction ของวงจรและของ operational amplifier

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , W_0 และ H

1. กำหนดค่า $d = 2.5 - a$
2. เลือกค่า C_3 (farads) ที่มีค่าสะดวกในการใช้ (โดยปกติจะมีค่าน้อยที่สุดในจำนวน capacitor 3 ตัว)
3. กำหนดค่า $b = C_3 W_0$
4. คำนวณ (ohms และ farads)

$$C_1 = C_2 = 2HC_3$$

$$C_4 = \frac{d^2 C_3}{ad - 1}$$

$$R_1 = \frac{1}{4Hab}$$

$$R_2 = \frac{1}{db}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{a - (1/d)}{b}$$

ตัวอย่างวงจรที่ 2 จง realize วงจร High-pass filter ให้มีค่า flat-magnitude (Butterworth) ให้มากที่สุดของ transfer function ต่อไปนี้

สิ่งที่กำหนดให้ $F_0 = \frac{W_0}{2} = 20 \text{ Hz}, H = 10, a = \sqrt{2}$

เลือกใช้ค่า $C_3 = 0.0796 \text{ }\mu\text{F}$

การคำนวณ

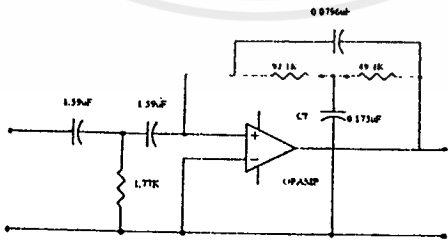
$$b = 10^{-5}, D = 1.086$$

$$R_1 = 1.77 \text{ k}\Omega, R_2 = 92.1 \text{ k}\Omega, R_3 = 49.3 \text{ k}\Omega$$

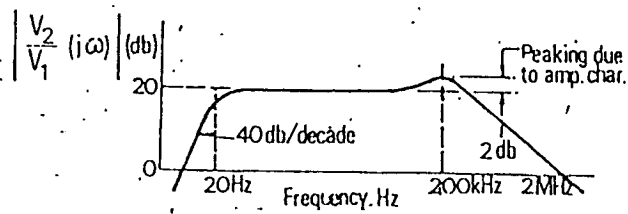
$$C_1 = C_2 = 1.592 \text{ }\mu\text{F}$$

Transfer function

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{-Hs^2}{S^2 + aw_0s + w_0^2} \\ &= \frac{-10s^2}{S^2 + \sqrt{2} \times 1.25^6 \times 10^{25} + 1.58 \times 10^4} \end{aligned}$$



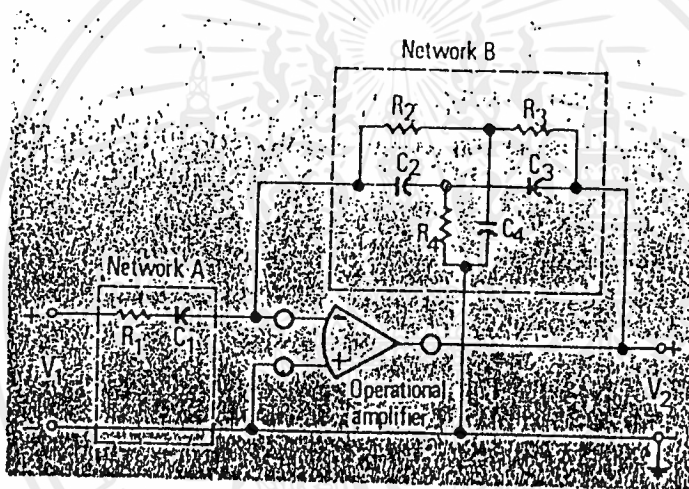
รูปที่ 2.52 วงจร High-pass Filter (single-feedback)



รูปที่ 2.53 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วงจรที่ 3 Design Band pass Filter ชนิด second-degree voltage transfer function โดยใช้วงจร operational amplifier ที่มีการต่อวงจรป้อนกลับตัวเดียว

รูปวงจรทั่วไป



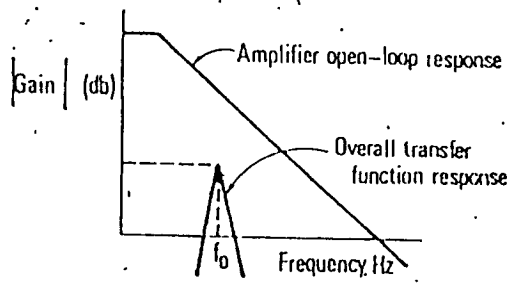
รูปที่ 2.54 Band-pass Filter (single feedback)

Transfer function โดยทั่วไป

voltage transfer function ในเทอมของ frequency normalization constant W_0 และ constant a คือ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-Hw_0s}{S^2 + aw_0S + w_0^2}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.55 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , W_0 และ H

1. กำหนดค่า $d = (2.5 - a) \frac{1+a}{2+a}$
2. เลือกค่า C_2 (farads) ที่มีค่าสะดวกในการใช้งาน
3. กำหนดค่า $b = C_2 W_0 / d$
4. คำนวณ (ohms และ farads)

$$R_1 = \frac{1}{Hb}$$

$$C_1 = \frac{Hb}{W_0}$$

$$R_2 = \frac{1}{db}$$

$$C_3 = \frac{db}{(d-1)W_0}$$

$$R_3 = \frac{d-1}{db}$$

$$C_4 = \frac{d}{1+a} C_3$$

$$R_4 = \frac{(a+1)}{d} R_3$$

ตัวอย่างวงจรที่ 3 จง realize band-pass function มีค่า $Q = 10$ ($Q = \text{Quality factor}$)

สิ่งที่กำหนดให้

$$f_0 = \frac{W_0}{2\pi} = 100 \text{ Hz}, A = 0.1, H = 6.28$$

เลือกค่า

$$C_2 = 0.2 \text{ } \mu\text{F}$$

คำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณ

$$b = 10^{-4}$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad C_1 = 0.159 \text{ }\mu\text{F}$$

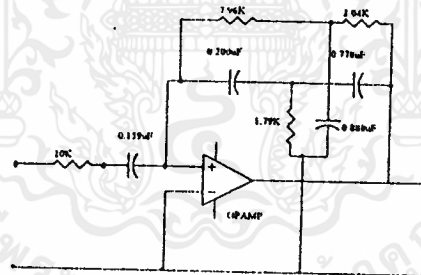
$$R_2 = 7.96 \text{ k}\Omega \quad C_3 = 0.778 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_3 = 2.04 \text{ k}\Omega \quad C_4 = 0.838 \text{ }\mu\text{F}$$

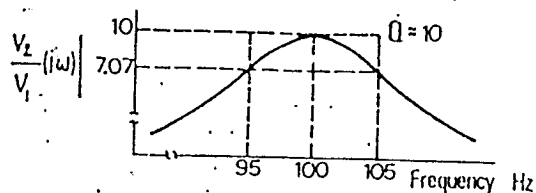
$$R_4 = 1.79 \text{ k}\Omega$$

Transfer function

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{-Hw_0S}{S^2 + aw_0S + w_0^2} \\ &= \frac{-6.28 \times 10^2 S}{S^2 + aw_0s + 39.5 \times 10^4} \end{aligned}$$



รูปที่ 2.56 วงจร Band-pass Filter (single-feedback)

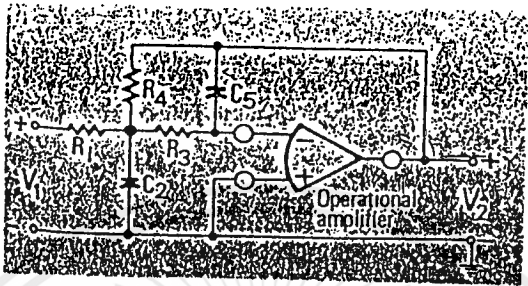


รูปที่ 2.57 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ 4 Design Low pass Filter second-degree voltage transfer function โดยใช้วงจร op-amp ที่มีการต่อ
วงจรป้อนกลับหลายทาง (multiple feedback)

รูปวงจรทั่วไป



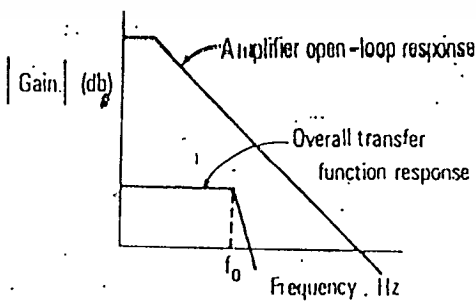
รูปที่ 2.58 วงจร Low-pass Filter (multiple feedback)

Transfer function โดยทั่วไป

voltage transfer function ในเทอมของส่วนประกอบวงจร (Circuit elements) และในเทอมของ
frequency normalization constant W_0 และ constant a คือ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-1/R_1R_3}{S^2C_2C_5 + SC_5(1/R_1) + (1/R_3) + (1/R_4) + 1/R_3R_4}$$
$$= \frac{-Hw_0^2}{S^2 + aw_0^2S + w_0^2}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.59 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , W_0 และ H

1. เลือกค่าที่สะดวกในการใช้งานของ C_s
2. กำหนดค่า constant $b = W_0 C_s$
3. คำนวณ (ohms และ farads)

$$R_1 = \frac{a}{2Hb} \quad C = \frac{4}{a^2}(H+1)C_s$$

$$R_3 = \frac{a}{2(H+1)b}$$

$$R_4 = \frac{a}{2b}$$

ตัวอย่างวงจรที่ 4 จง realize วงจร Low-pass function ให้มีค่า flat-magnitude (Butterworth) ที่มีค่ามากที่สุดของ transfer function ต่อไปนี้

สิ่งที่กำหนดให้ $f_0 = \frac{W_0}{2\pi} = 100 \text{ Hz.}, H = 10, a = \sqrt{2}$

เลือกค่า $C_s = 0.1 \text{ } \mu\text{F}$

การคำนวณ $b = 6.28 \times 10^{-5}$

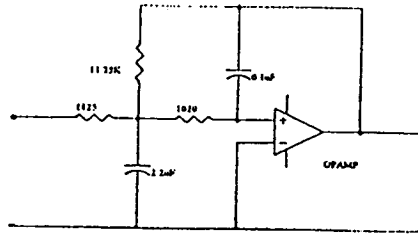
$$R_1 = 1.125 \text{ } \Omega$$

$$R_3 = 1020 \text{ } \Omega$$

$$R_4 = 11.25 \text{ K}\Omega$$

Transfer function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-39.5 \times 10^5}{S^2 + 8.9 \times 10^2 S + 39.5 \times 10^4}$$

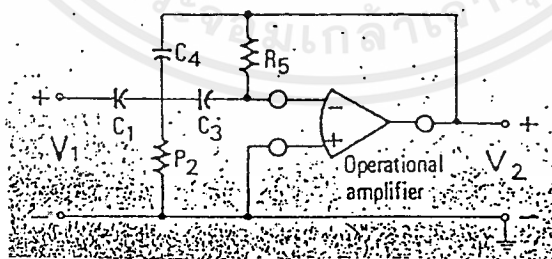


รูปที่ 2.60 วงจร Low-pass Filter (multiple-feedback)



รูปที่ 2.61 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วงจรที่ 5 Design High pass-Filter ชนิด second-degree voltage transfer function โดยใช้วงจร op-amp ที่มี การต่อวงจรป้อนกลับหลายทาง (multiple feedback) รูปวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.62 วงจร High-pass Filter (multiple feedback)

Transfer function โดยทั่วไป

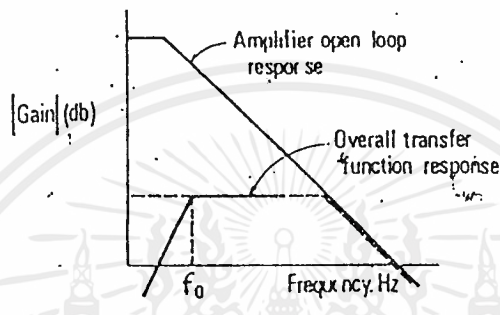
voltage transfer function ในเทอมของส่วนประกอบวงจร (Circuit elements) และในเทอมของ frequency normalization constant ω_0 และ constant a คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-S^2 C_1 C_3}{S^2 C_3 C_4 + S(1/R_5) + (C_1 + C_3 + C_4) + 1/R_3 R_4}$$

$$= \frac{-HS^2}{S^2 + a\omega_0 S + \omega_0^2}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.63 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , ω_0 และ H

1. เลือกค่าที่สะดวกในการใช้งานของ C_1
2. กำหนดค่า constant $b = C_1 \omega_0$
3. คำนวณ (ohms และ farads)

$$R_2 = \frac{a}{b[2 + (1/H)]} \qquad C_3 = C_1$$

$$R_5 = \frac{H[2 + (1/H)]}{ab} \qquad C_4 = \frac{C_1}{H}$$

ตัวอย่างวงจรที่ 5 จง realize วงจร High-pass function ให้มีค่า flat-magnitude ที่มีค่ามากที่สุดของ transfer function ต่อไปนี้

สิ่งที่กำหนดให้ $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 0.1 \text{ Hz.}, a = \sqrt{2}$

เลือกค่า $C_1 = 10 \text{ } \mu\text{F}$

คำนวณ $b = 6.28 \times 10^{-6}$

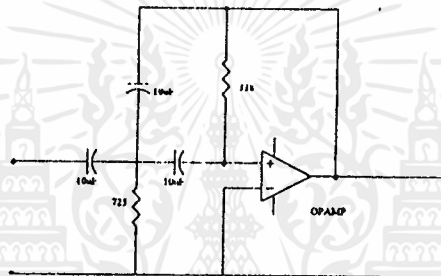
$$R_2 = 75.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 338 \text{ K}\Omega$$

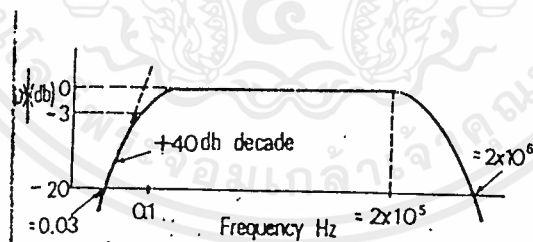
$$C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}, C_4 = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

Transfer function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-S^2}{S^2 + 0.89S + 0.395}$$



รูปที่ 2.64 วงจร High-pass Filter (multiple-feedback)

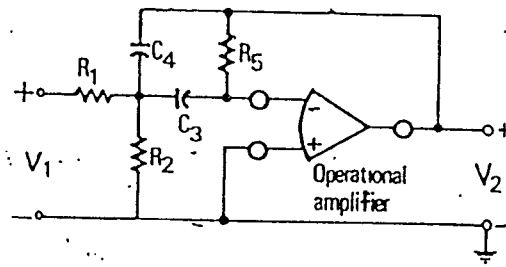


รูปที่ 2.65 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วงจรที่ 6 Design Band pass Filter ชนิด second-degree voltage transfer function โดยใช้วงจร op-amp ที่มี การต่อวงจรป้อนกลับหลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปวงจรทั่วไป



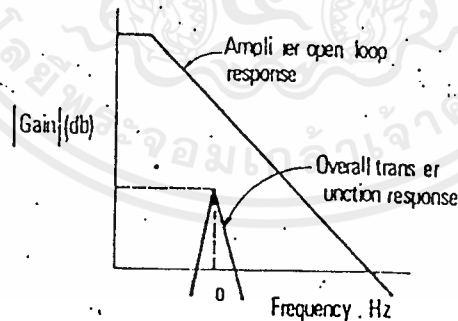
รูปที่ 2.66 วงจร Band-pass Filter (multiple feedback)

Transfer function โดยทั่วไป

voltage transfer function ในเทอมของส่วนประกอบวงจร (Circuit elements) และในเทอมของ frequency normalization constant W_0 และ constant a คือ

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{-S(C_3/R_1)}{S^2 C_3 C_4 + S(1/R_5)(C_3 + C_4) + (1/R_5)(1/R_1) + (1/R_2)} \\ &= \frac{-Hw_0 S}{S^2 + aw_0 S + w_0^2} \end{aligned}$$

คุณสมบัติของวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.67 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่

วิธีดำเนินการ Design

สิ่งที่กำหนดให้ในการ design คือ a , W_0 และ H

1. เลือกค่าที่สะดวกในการใช้งานของ C_3
2. กำหนดค่า constant $b = C_3 W_0$
3. คำนวณ (ohms และ farads)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างวงจรที่ 6 จะ realize วงจร band-pass function $Q = 10$ (Q : Quality factor)

สิ่งที่กำหนดให้ $f_0 = \frac{\omega_0}{2} = 1.6 \text{ Hz.}, a = 0.1, H = 1$

เลือกค่า $C_3 = 10 \text{ } \mu\text{F}$

คำนวณ $b = 10^{-4}$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

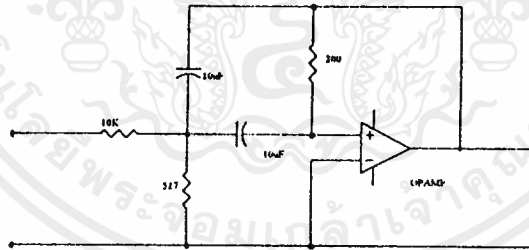
$$R_2 = 527 \text{ } \Omega$$

$$R_3 = 200 \text{ k}\Omega$$

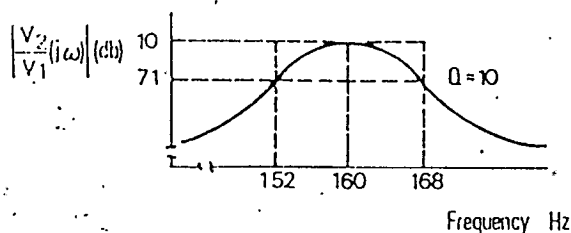
$$C_4 = 10 \text{ } \mu\text{F}$$

Transfer function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-10S}{S^2 + S + 100}$$



รูปที่ 2.68 วงจร Band-pass Filter (multiple-feedback)



รูปที่ 2.69 การตอบสนองกำลังขยายกับความถี่ (Gain-frequency response)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

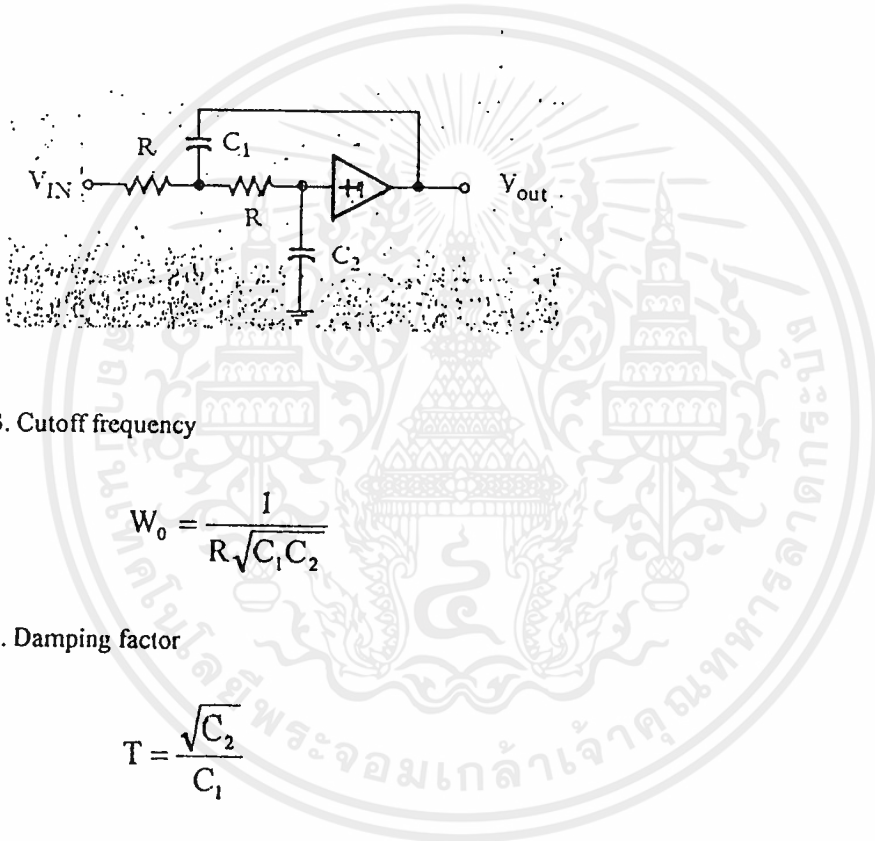
2.24.6 สรุปหลักเกณฑ์การออกแบบ Active Filter แบบลำดับที่สอง

ก. Low-pass

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{W_0^2}{s^2 + 2TW_0s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



3. Cutoff frequency

$$W_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}$$

4. Damping factor

$$T = \frac{\sqrt{C_2}}{C_1}$$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2}\right)$$

$$(b) \frac{\Delta T}{T} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C_2}{C_2} - \frac{\Delta C_1}{C_1} \right)$$

6. Component values

$$R = \frac{T}{W_0} \cdot \frac{1}{C_2}$$

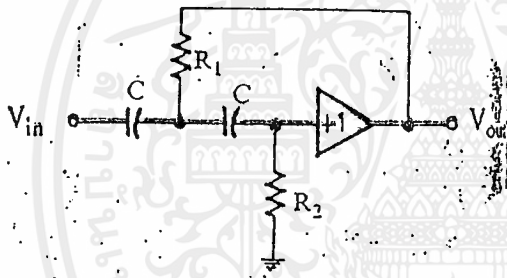
$$C_1 = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{1}{C_2}$$

ข. High-Pass

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2TW_0s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



3. Cutoff frequency

$$W_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}$$

4. Damping factor

$$T = \frac{\sqrt{R_2}}{R_1}$$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2} \right)$$

$$(b) \frac{\Delta T}{T} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. Component values

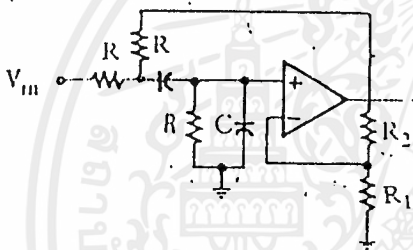
$$C = \frac{T}{W_0} \cdot \frac{1}{R_2}$$

ก. Band-Pass A

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{R_0(W_0/Q)s}{s^2 + (W_0/Q)s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



3. Center frequency

$$W_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$$

4. Quality factor and center frequency gain

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{5-K}$$

$$K_0 = \frac{K}{5-K}$$

where $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\sqrt{2} \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(b) \frac{\Delta Q}{Q} = (2\sqrt{2}Q - 1) \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right)$$

$$(c) \frac{\Delta K_0}{K_0} = (3.54Q) \left(\frac{2.84Q - 1}{3.54Q - 1} \right) \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right)$$

6. Component values

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{W_0 C}$$

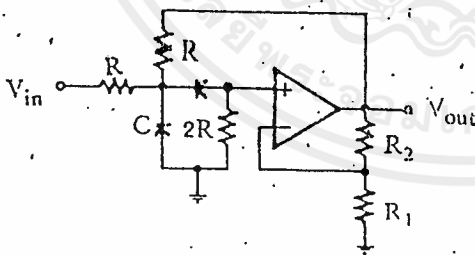
$$R_2 = 4 - \frac{\sqrt{4}}{Q} R_1 = (K - 1) R_1$$

3. Band-Pass B

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{K_0 (W_0 / Q) s}{s^2 + (W_0 / Q) s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



3. Center frequency

$$W_0 = \frac{1}{RC}$$

4. Quality factor and center frequency gain

$$Q = \frac{1}{3 - K}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_0 = \frac{K}{3-K}$$

where $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right)$$

$$(b) \frac{\Delta Q}{Q} = (2Q-1)\left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1}\right)$$

$$(c) \frac{\Delta K_0}{K_0} = (3Q)\left(\frac{2Q-1}{3Q-1}\right)\left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1}\right)$$

6. Component values

$$R = \frac{1}{W_0 C}$$

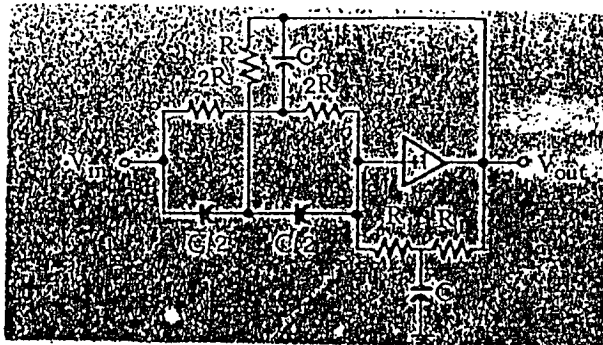
$$R_2 = \left(2 - \frac{1}{Q}\right)R_1 = (K-1)R_1$$

10. Band-Reject

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{s^2 + W_0^2}{s^2 + (W_0/Q)s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Center frequency

$$W_0 = \frac{1}{RC}$$

4. Quality factor

$$Q = \frac{R_1}{4R}$$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right)$$

$$(b) \frac{\Delta Q}{Q} = \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R}{R}\right)$$

6. Component values

$$R = \frac{1}{W_0 C}$$

$$R_1 = \left(\frac{4Q}{W_0}\right) \cdot \frac{1}{C}$$

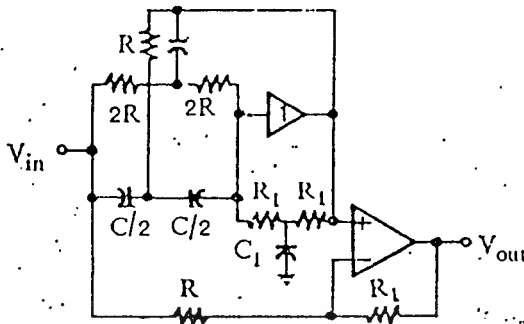
$$C_1 = \left(\frac{1}{2Q}\right) C$$

ก. All-Pass (360)

1. Transfer function

$$H(s) = \frac{s^2 - (W_0/Q)s + W_0^2}{s^2 + (W_0/Q)s + W_0^2}$$

2. Circuit Configuration



3. Center frequency

$$W_0 = \frac{1}{RC}$$

4. Quality factor

$$Q = \frac{R_1}{4R}$$

5. Stability function

$$(a) \frac{\Delta W_0}{W_0} = -\left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right)$$

$$(b) \frac{\Delta W}{Q} = \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R}{R}\right)$$

6. Component values

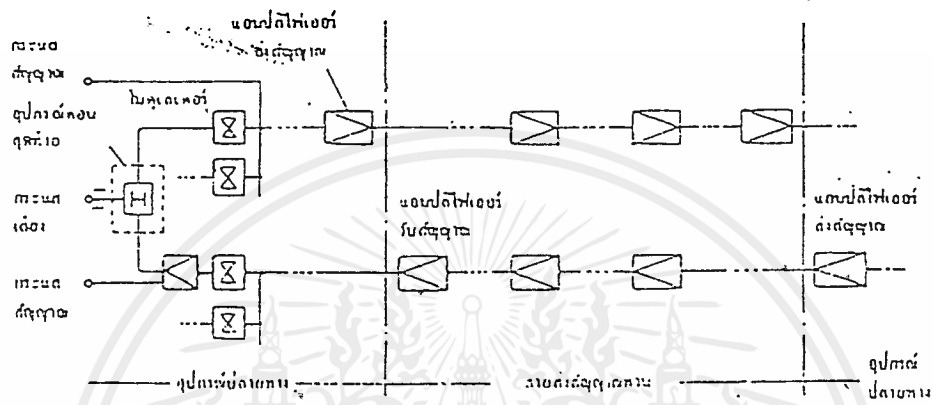
$$R = \frac{1}{W_0 C}$$

$$R_1 = \left(\frac{4Q}{W_0}\right) \cdot \frac{1}{C}$$

$$C_1 = \left(\frac{1}{2Q}\right) C$$

2.25 ระบบส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์แบ่งความถี่ (FDM)

ระบบส่งสัญญาณ FDM เป็นระบบที่นำส่งสัญญาณมัลติเพล็กซ์ของกระแสเสียง (speech current) โดยที่ชิ้นส่วนของแต่ละกระแสเสียงเท่ากับช่องความถี่แบ่งออกไว้ในแถบความถี่ที่ส่ง ระบบนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์ปลายทาง 2 ชุด และสายส่งสัญญาณทวน (repeater transmission line) ดังแสดงในรูปที่ 2.70



รูปที่ 2.70 ฟังก์ชันระบบโทรศัพท์แบบใช้คลื่นพาหะ

2.25.1 อุปกรณ์ปลายทาง (Terminal equipment)

อุปกรณ์ปลายทางประกอบด้วยหน่วยส่งสัญญาณ สำหรับส่งกระแสเสียงที่ถูกมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (frequency division multiplexed speech current) ไปยังสายส่งสัญญาณทวน และหน่วยรับสัญญาณ ซึ่งจะเปลี่ยนสัญญาณกลับเป็นกระแสเสียงเดิม ในอุปกรณ์ปลายทางมีโมดูเลเตอร์ (modulator) ดีโมดูเลเตอร์ (demodulator) ฟิลเตอร์ (filter) อุปกรณ์จ่ายกระแสพาหะร่วม (carrier current common supply equipment) และอุปกรณ์คอนสแตนท์

2.25.2 โมดูเลเตอร์และดีโมดูเลเตอร์ (Modulator and Demodulator)

(1) การซ้อนทับหรือโมดูเลชัน (modulation) และองค์ประกอบของคลื่นโมดูเลต

โมดูเลชันและดีโมดูเลชัน เป็นส่วนสำคัญของการส่งสัญญาณระบบ FDM โมดูเลชันเป็นการทำงานที่ความถี่สูงค่าเดียว เพื่อให้ค่าของความถี่เปลี่ยนตามค่าของกระแสเสียง (หรือสัญญาณที่ใช้) ส่วนดีโมดูเลชันเป็นการทำงานที่ความถี่สูงนี้นำข้อมูลของกระแสเสียง (speech current) ไปด้วย และเรียกว่ากระแสพาหะ (carrier current)

สมมติให้ A , ω และ ϕ เป็นค่าแอมพลิจูด ค่าความถี่เชิงมุม (angular frequency) และมุมเฟส (phase angle) ตามลำดับ กระแสพาหะจะมีค่าดังนี้

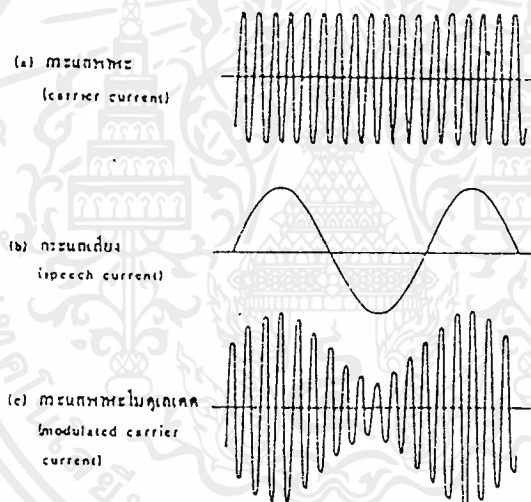
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_c = A \cdot \cos(ct + \phi) \quad (2-8)$$

เมื่อค่า A , c และ ϕ เปลี่ยนตามค่ากระแสเสียงเราเรียกการทำงานว่าเป็น “แอมพลิจูดโมดูเลชัน (amplitude modulation (AM))” “ฟริควนซีโมดูเลชัน (frequency modulation (FM))” และ “เฟสโมดูเลชัน (phase modulation (PM))” ตามลำดับ

ในคอนค่อไปนี้ เราจะพูดถึงระบบ AM แต่เพียงอย่างเดียวเพราะปัจจุบันนี้เราใช้ระบบ AM กันอย่างกว้างขวางในระบบส่งสัญญาณ FDM

ความหมายทางกายภาพของแอมพลิจูดโมดูเลชัน คือการให้ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสเสียงเป็นแอมพลิจูดของกระแสพาหะ ดังแสดงในรูปที่ 2.71(c) และเราเรียกกระแสที่ได้นี้ว่า “กระแสคลื่นโมดูเลต (modulated current or wave)”



รูปที่ 2.71 ความหมายทางกายภาพของแอมพลิจูด โมดูเลชัน

สมมติว่า กระแสพาหะ i_c และ กระแสเสียง i_p มีค่าดังนี้

$$i_c = A \cdot \cos(ct + \phi) \quad (2-9)$$

$$i_p = \alpha \cdot \cos(pt + \theta) \quad (2-10)$$

เมื่อ α , p และ θ เป็นแอมพลิจูด ความถี่เชิงมุมและมุมเฟสของกระแสเสียงตามลำดับ กระแสพาหะโมดูเลตจะมีค่าดังนี้

$$i_m = \{A + \alpha \cos(pt + \theta)\} \cos(ct + \phi)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= A \cos(ct + \varphi) + \frac{KA}{2} \cos\{(c + \rho)t + (\varphi - \theta)\} + \frac{KA}{2} \cos\{(c - \rho)t + (\varphi - \theta)\} \quad (2-11)$$

เมื่อ

$$k = \frac{\alpha}{A} (0 \leq k \leq 1)$$

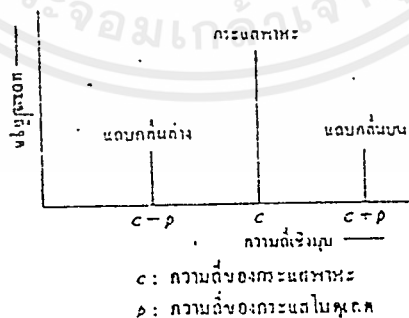
แทนความลึกของโมดูเลชัน และเรียกว่า องศาของโมดูเลชัน (modulation degree)

กระแสพาหะโมดูเลตประกอบด้วยองค์ประกอบความถี่สามค่าดังแสดงในรูปที่ 2.72 ค่าแรกเป็นกระแสพาหะในสมการ (2-9) ส่วนค่าที่สองและค่าที่สามเป็นองค์ประกอบที่มีความถี่เชิงมุมเท่ากับผลบวกและผลต่างของความถี่เชิงมุมของกระแสพาหะ และกระแสเลี้ยวตามลำดับ และเรียกค่าเหล่านี้ว่า แถบคลื่นส่วนบนและแถบคลื่นส่วนล่าง (upper and lower sideband wave) ตามลำดับ

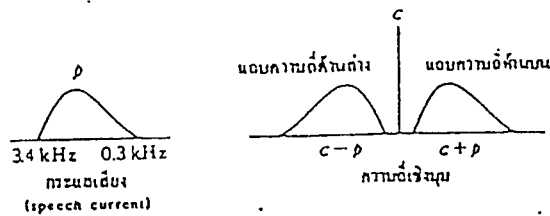
ที่กล่าวมาแล้วข้างบน เราถือว่ากระแสเลี้ยวมีความถี่เดียว แต่ในทางปฏิบัติกระแสเลี้ยวจะประกอบด้วยความถี่เป็นแถบ และค่าให้ความถี่ด้านบนและความถี่ด้านล่างเป็นช่วงดังแสดงในรูปที่ 2.73 และมีสัญลักษณ์แทนดังในรูปที่ 2.74

(2) การส่งสัญญาณคลื่นพาหะที่มีแถบความถี่ด้านเดียว (Single sideband transmission)

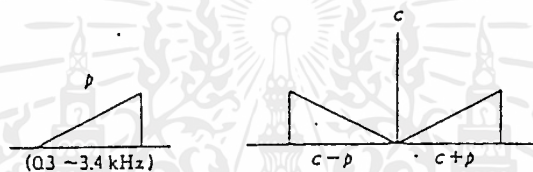
คลื่นโมดูเลต (modulated wave) ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ คลื่นพาหะ และแถบความถี่สองด้าน ในการส่งวิทยุกระจายเสียงส่วนทั้งสามจะถูกส่งออกทางคลื่นส่ง และรับด้วยวงจรเรกติไฟเออร์แบบง่ายๆ ทางด้านรับเพื่อแยกโปรแกรมออกมา



รูปที่ 2.72 องค์ประกอบความถี่เชิงมุมของคลื่นพาหะแอมพลิจูดโมดูเลต



รูปที่ 2.73 สเปกตรัมความถี่เชิงมุมของคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลตด้วยกระแสเสียง



รูปที่ 2.74 สัญญาณแทนคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลตด้วยกระแสเสียง

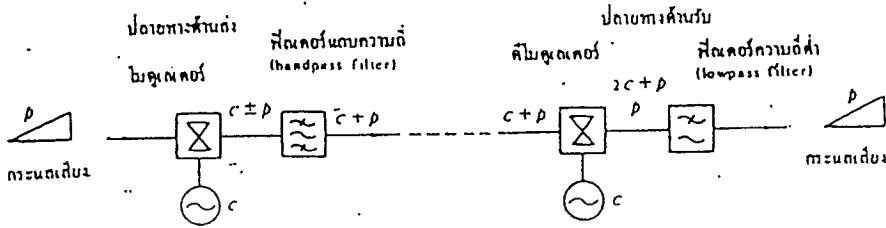
แต่ในระบบส่งสัญญาณ FDM แตกต่างกับการส่งวิทยุ คือเพียงแต่แถบความถี่ด้านเดียวจากสามส่วนเท่านั้นที่ถูกส่งและเราเรียกระบบนี้ว่า “ระบบส่งสัญญาณที่คลื่นพาหะถูกกำจัดเหลือแถบความถี่ด้านเดียว (carrier suppressed single sideband transmission system)” และมีข้อดีดังต่อไปนี้

- 1) กระแสในสายไม่มีองค์ประกอบของคลื่นพาหะ ที่มีแอมพลิจูดสูง จนเป็นภาระแก่อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater)
- 2) ประหยัดแถบความถี่ที่จำเป็นสำหรับการส่งสัญญาณทวน เพราะส่งเพียงแถบความถี่หรือไซด์แบนด์ข้างเดียวเท่านั้น

หลักการของระบบส่งสัญญาณซิงเกิลไซด์แบนด์ มีดังแสดงในรูปที่ 2.75 กระแสเพียง p ถูกทับหรือโมดูเลตบนกระแสพาหะ c ทำให้เกิดแถบความถี่ข้างหรือไซด์แบนด์ บนและล่าง $c \pm p$ เมื่อไซด์แบนด์ทั้งสองผ่านเครื่องกรองความถี่หรือฟิลเตอร์ (filter) จะเหลือแต่เพียงแถบความถี่ส่วนบน $c + p$ เท่านั้น ที่ถูกส่งต่อออกให้กับสายส่งที่มีอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater line) ทางปลายทางด้านส่ง ส่วนที่ปลายทางด้านรับ คอนแทรกต์ไซด์แบนด์ส่วนบนจะถูกโมดูเลตกับกระแสพาหะที่มีความถี่ c เท่ากัน ทำให้ได้แถบความถี่ $2c + p$ และ p ออกมา และเมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) ก็จะได้กระแสเสียง p ออกมา นั่นคือการส่งซิงเกิลไซด์แบนด์ แต่เพียงอย่างเดียวก็สามารถได้กระแสเสียงเดิมกลับคืนมาที่ปลายทางด้านรับ เราเรียกการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมดูเลชันที่ปลายทางด้านรับว่า “ดีโมดูเลชัน (demodulation)” ซึ่งความจริงแล้วทั้ง โมดูเลชันและดีโมดูเลชันใช้หลักการเดียวกัน



รูปที่ 2.75 หลักการของระบบส่งสัญญาณซิงเกิลไซด์แบนด์ (SSB)

ในการส่งสัญญาณซิงเกิลไซด์แบนด์ เราต้องเลือกไซด์แบนด์ใดไซด์แบนด์หนึ่งก่อน จะเป็นด้านบนหรือด้านล่างก็ได้ด้วยการใช้ฟิลเตอร์โดยทั่วไป ฟิลเตอร์ทำหน้าที่แยกคลื่นความถี่ที่ต้องการออกจากคลื่นที่มีความถี่จำนวนมาก เราแบ่งฟิลเตอร์ออกเป็น 4 ชนิด คือ ฟิลเตอร์ความถี่ต่ำ (low pass filter (LPF)) ฟิลเตอร์ความถี่สูง (high pass filter (HPF)) ฟิลเตอร์แถบความถี่ (band pass filter (BPF)) และฟิลเตอร์ตัดแถบความถี่ (band elimination filter (BEF))

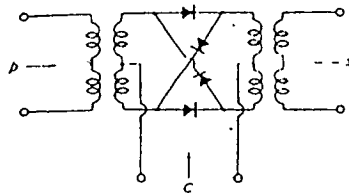
เราจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ราคาแพงจำนวนมาก สำหรับปลายทางของโทรศัพท์แบบใช้คลื่นพาหะ (carrier telephone terminal) และราคาของอุปกรณ์ปลายทางส่วนใหญ่เป็นค่าของฟิลเตอร์

(3) โมดูเลเตอร์วงแหวน (Ring modulator)

ที่ผ่านมาส่วนใหญ่ใช้เซอเมเนียมไดโอด (germanium diode) ในวงจรโมดูเลชัน แต่ปัจจุบันนี้เราใช้ทรานซิสเตอร์แทนเซอเมเนียมไดโอดกันมาก

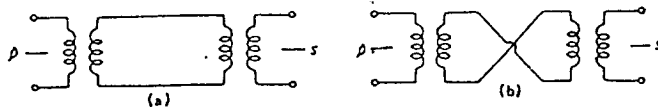
ในตอนนี้เราจะอธิบายหลักการของใช้โมดูเลเตอร์วงแหวนที่ใช้เซอเมเนียมไดโอด

อิมพีแดนซ์ของเซอเมเนียมไดโอด จะมีค่าเกือบเท่ากับศูนย์เมื่อมีไบอัส (bias) ไปข้างหน้า และมีค่าเกือบเท่าอินฟินิตี้ เมื่อมีไบอัสกลับทาง วงจรเบื้องต้นของ โมดูเลเตอร์วงแหวนมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.76

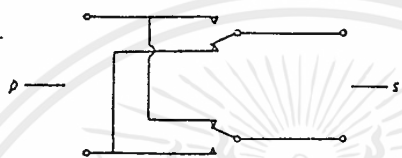


รูปที่ 2.76 วงจรพื้นฐานของโมดูเลเตอร์วงแหวน (ring modulator)

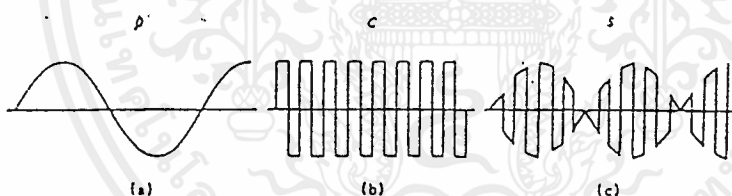
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.77 วงจรเทียบเท่าของโมดูเลเตอร์วงแหวน



รูปที่ 2.78 วงจรเทียบเท่าอีกชนิดหนึ่งของโมดูเลเตอร์วงแหวน



รูปที่ 2.79 คลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลตโดยโมดูเลเตอร์วงแหวน

ในการพิจารณาลักษณะของคลื่นที่ออกมาจากวงจร เราอาจจะถือว่าวงจรเทียบเท่ากับวงจรในรูปที่ 2.77 (a) หรือ (b) สลับกันทุกๆ ครึ่งรอบที่เป็นบวกหรือเป็นลบของไบแอสสลับ (alternate bias) จากกระแสพาหะ เพราะกระแสพาหะมีความถี่สูงกว่ากระแสเสียงมากและคลื่นของกระแสพาหะมีลักษณะเกือบเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสองขั้ว (rectangular bipolar waveform) วงจรในรูปที่ 2.77 (a) และ (b) อาจจะแทนได้ด้วยวงจรสวิตช์ในรูปที่ 2.78

คั้งนั้นกระแสเสียง p กระแสพาหะ c และกระแสพาหะที่ถูกโมดูเลต s จะมีความสัมพันธ์ระหว่างกันดังแสดงในรูปที่ 2.79 องค์ประกอบสำคัญของคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลต (modulated carrier wave) คือ $c \pm p$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(4) โมดูเลชันหลายชั้น (Multistage modulation)

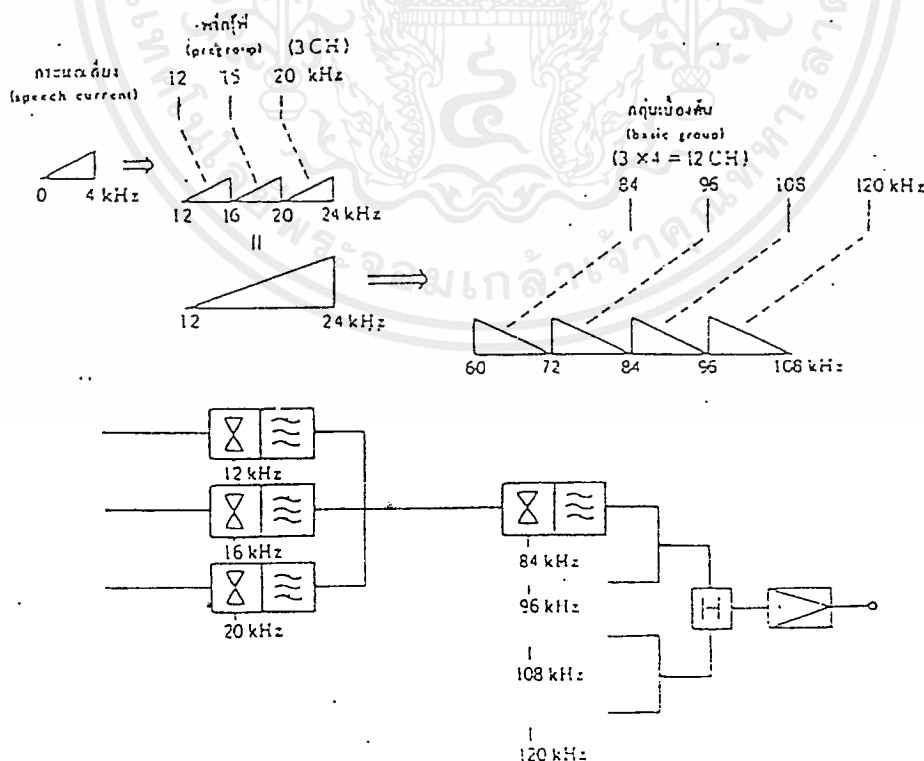
ในการจัดเข้าด้วยกันหรือมัลติเพลกซิง (multiplexing) ของกระแสเสียง (0.3 ถึง 3.4 kHz) เราจะต้องจัดซึ่งเกิดไซด์แบนด์ของคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลต (modulated carrier wave) อย่างมีระเบียบ เพื่อไม่ให้อยู่ในช่วงความถี่เดียวกัน และเราจัดให้ช่วงความถี่ของกระแสพาหะมีความกว้างที่แน่นอนคือ 4 kHz

เนื่องจากความยุ่งยากทางเทคนิคในการจัดเข้าด้วยกัน หรือมัลติเพลกซ์กระแสเสียงจำนวนมาก ด้วยวิธีการโมดูเลชันชั้นเดียว เราจึงใช้วิธีโมดูเลชันซ้ำ หรือเรียกว่า “โมดูเลชันหลายชั้น (Multistage modulation)” เพื่อให้ได้มัลติเพลกซิงที่มีคุณภาพสูง

รูปที่ 2.80 แสดงผังการทำงานของอุปกรณ์ส่งสัญญาณและการจัดช่วงความถี่ในกรณีที่มีเครื่องจัดชันเนลหรือชันเนลทรานสเลเตอร์ (channel translator) สำหรับกระแสเสียง 12 คำ

ตอนแรกกระแสเสียง 3 คำ โมดูเลตบนความถี่พาหะในชันเนล 12, 13 และ 20 kHz ตามลำดับ และเราจะได้แถบความถี่ด้านบนหรือไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband) ของแต่ละคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลตจากฟิลเตอร์แถบความถี่ (band pass filter) ในชันเนลนั้นๆ ไซด์แบนด์บนทั้งสามนี้รวมกันเป็นพรีกรุป (pre-group) ซึ่งประกอบด้วยกระแสเสียงสามคำ

ในตอนที่แล้ว พรีกรุป 4 กลุ่ม จะโมดูเลตบนความถี่พาหะพรีกรุป (pre-group carrier frequency) 4 คำ คือ 84, 96, 108 และ 120 kHz ตามลำดับ และไซด์แบนด์ล่าง (lower sideband) ของแต่ละคลื่นพาหะที่ถูกโมดูเลต จะได้จากการผ่านฟิลเตอร์แถบความถี่ในชันเนลนั้นๆ ไซด์แบนด์ล่างทั้งสี่รวมกันเป็นกลุ่มเบื้องต้น (basic group) ซึ่งประกอบด้วยกระแสเสียง 12 คำ



รูปที่ 2.80 ผังแสดงอุปกรณ์สัญญาณของเครื่องจัดชันเนลและการจัดช่วงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรวมกระแสเสียง 3 คำ เป็นพริกกู๊ปเรียกว่าชั้นเนลทรานสเลชัน (channel translation) และการรวมพริกกู๊ป 4 คำ เป็นกลุ่มเบื้องต้นเรียกว่า การจัดพริกกู๊ปทรานสเลชัน (pregroup translation) ระบบโมดูเลชันหลายชั้นนี้มีชื่อว่า 3x4 multistage modulation ซึ่งเป็นระบบโมดูเลชันมาตรฐานสากล

หน่วยส่งสัญญาณของอุปกรณ์ปลายทางส่งกลุ่มกระแสเสียงที่จัดเข้าชั้นเนลแล้ว หรือกลุ่มจากการโมดูเลชันหลายชั้น ไปยังสายส่งสัญญาณทวน (repeater line) กลุ่มกระแสเสียงในระบบส่งสัญญาณมีชื่อเรียกดังนี้

$$3 \times 4 \times 5 = 60 \quad \text{ซูเปอร์กรู๊ปเบื้องต้น (basic super group)}$$

$$3 \times 4 \times 5 \times 5 = 300 \quad \text{มาสเตอร์กรู๊ปเบื้องต้น (basic master group)}$$

$$3 \times 4 \times 5 \times 5 \times 3 = 900 \quad \text{ซูเปอร์มาสเตอร์กรู๊ปเบื้องต้น (basic super master group)}$$

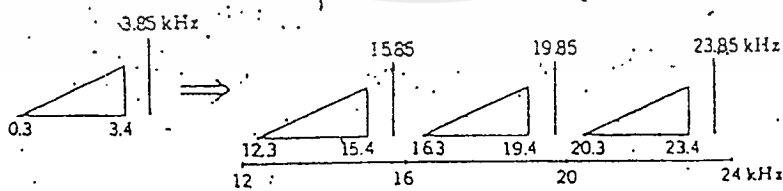
$$3 \times 4 \times 5 \times 5 \times 3 \times 4 = 3,600 \quad \text{จัมโบกรู๊ปเบื้องต้น (basic jumbo group)}$$

หน่วยรับสัญญาณจะถอดสัญญาณหรือดีโมดูเลต (demodulate) กระแสจากสายส่งทีละชั้นจนกระทั่งได้รับกระแสเสียงเดิม

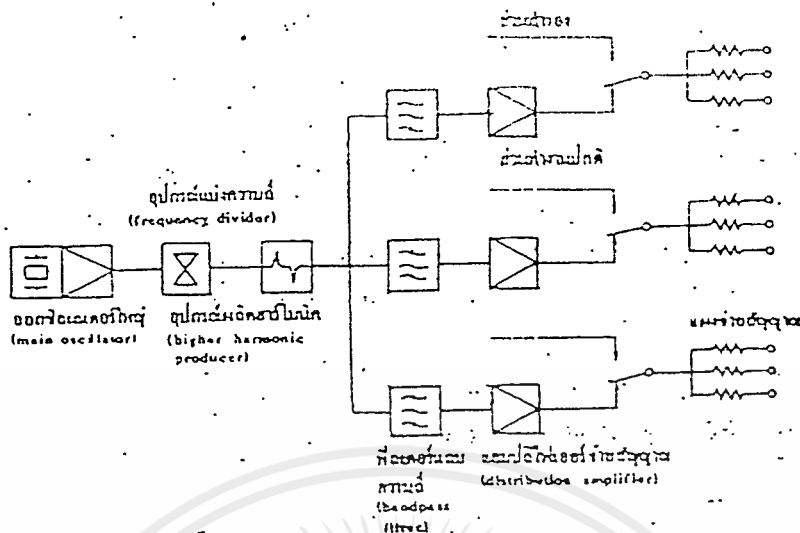
5. บทบาทของกระแสสัญญาณและความถี่

ในตอนที่แล้ว เราได้อธิบายเกี่ยวกับกระแสเสียงแต่เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้กล่าวถึงกระแสสัญญาณ (signaling current) ที่นำข้อมูลต่างๆ ไปด้วยเพื่อควบคุมสวิทช์ในชุมสายที่อยู่ระหว่างผู้ใช้โทรศัพท์ทั้งสองฝ่าย สวิทช์จะต้องวงจรทางไกล (toll circuit) ก่อนที่จะมีการพูดโทรศัพท์

โดยทั่วไป สายส่งได้สร้างขึ้นเพื่อส่งกระแสสัญญาณพร้อมๆ กับกระแสเสียงที่ถูกมัลติเพลกซ์ (multiplexed speech current) ในระบบ FDM ของประเทศต่างๆ ส่วนใหญ่กระแสสัญญาณถูกจัดให้อยู่นอกช่วงความถี่ของกระแสเสียง และถูกส่งไปยังสายส่งโดยไม่มีกระแสเสียงความถี่ของกระแสสัญญาณในพริกกู๊ปจัดไว้ดังแสดงในรูปที่ 2.81



รูปที่ 2.81 การจัดความถี่สำหรับแต่ละกระแสสัญญาณ



รูปที่ 2.82 แสดงส่วนต่างๆ ของอุปกรณ์จ่ายกระแสพาหะร่วม

2.25.3 อุปกรณ์จ่ายกระแสพาหะร่วม (Carrier current common supply equipment)

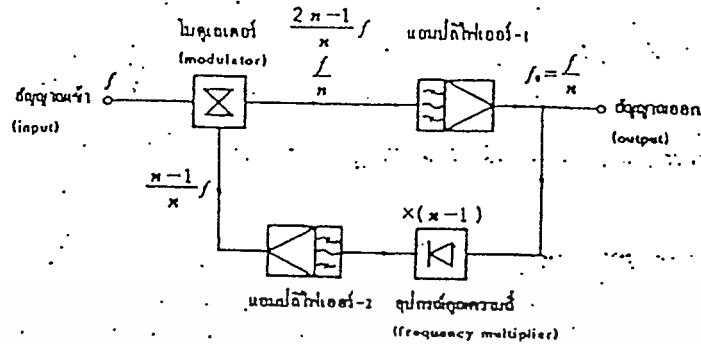
ในระบบ FDM มีกระแสพาหะหลายชนิดสำหรับ โมดูเลเตอร์และดีโมดูเลเตอร์มีกระแสควบคุม (supervisory current) ซึ่งกำหนดการทำงานของสายส่งและมีกระแสสัญญาณ ดังได้กล่าวมาแล้ว อุปกรณ์จ่ายกระแสพาหะร่วม เป็นอุปกรณ์สำหรับผลิตกระแสเหล่านี้ด้วยความแม่นยำ และมีความถี่แน่นอนเพื่อส่งไปยังหน่วยที่เกี่ยวข้องกับกระแสนั้น

อุปกรณ์ที่แสดงในรูปที่ 2.82 ประกอบด้วยออสซิลเลเตอร์ใหญ่ อุปกรณ์ผลิตฮาร์โมนิก อุปกรณ์แบ่งความถี่ฟิลเตอร์แถบความถี่ แอมพลิฟายเออร์จ่ายสัญญาณ และแผงจ่ายสัญญาณ

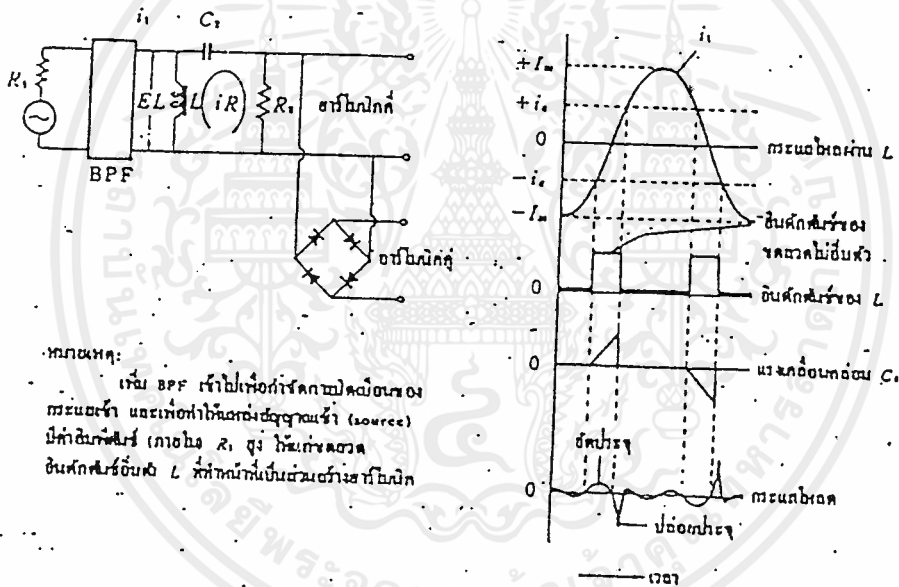
ออสซิลเลเตอร์ใหญ่ (main oscillator) สร้างความถี่เบื้องต้นสำหรับความถี่พาหะทั้งหมด ค่าความถี่นี้จะต้องแน่นอนและไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งเราใช้ควอตซ์ออสซิลเลเตอร์ (quartz oscillator) ที่มีความแน่นอนของความถี่ดีมาก และติดตั้งในเครื่องควบคุมอุณหภูมิ

อุปกรณ์แบ่งความถี่ (frequency divider) เป็นอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ให้เป็น $1/n$ ของความถี่ที่เข้าไป (เมื่อ n เป็นเลขจำนวนเต็ม) และเพื่อให้มีความแน่นอนของความถี่ เราจึงใช้อุปกรณ์แบ่งความถี่แบบป้อนกลับ (feedback frequency oscillator) ด้วยโมดูเลเตอร์วงแหวนกันอย่างกว้างขวาง รูปที่ 2.83 แสดงหลักการทำงานของอุปกรณ์แบ่งความถี่แบบป้อนกลับด้วยตัวคูณ $1/n$ สัญญาณรบกวน (noise) ค่าต่ำๆ จากระบบไฟฟ้ากำลังที่เกิดขึ้นที่ขั้วออกของอุปกรณ์แบ่งความถี่ จะถูกป้อนกลับด้วยค่า $(n-1)$ เท่าของความถี่ และถูกกรองด้วยฟิลเตอร์เพื่อให้ได้องค์ประกอบที่มีความถี่ $(n-1) f_0$ เท่านั้นออกมา เมื่อ f_0 เป็นความถี่ที่มีค่า $1/n$ ของความถี่เข้า (input frequency) สัญญาณออกจากฟิลเตอร์แถบความถี่จะถูกส่งเข้าโมดูเลเตอร์ หลังจากถูกขยายด้วยแอมพลิฟายเออร์ 2 แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.83 หลักการทำงานของอุปกรณ์แบ่งความถี่แบบป้อนกลับ (feedback frequency demultiplier)



รูปที่ 2.84 หลักการทำงานของอุปกรณ์สร้างฮาร์โมนิก (harmonic producer)

ถ้าความถี่ที่เข้าไปเท่ากับ f ความถี่ที่ออกจากโมดูเลเตอร์จะเท่ากับ $f \pm (n-1)/n f$ และความถี่ของไซน์แบนด์ล่าง f/n เท่านั้นที่จะถูกขยายโดยแอมพลิไฟเออร์-1 ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากข้อออก ส่วนหนึ่งของสัญญาณออกจะถูกป้อนกลับและเลือกขยายส่งไปยังโมดูเลเตอร์ สภาพการต่อเนื่องของการแบ่งความถี่จะมีอยู่ตลอดเวลา ถ้ากำลังขยาย (gain) ของรอบวงจรคือ จากโมดูเลเตอร์ไปยังแอมพลิไฟเออร์-1 เครื่องแบ่งความถี่และแอมพลิไฟเออร์-2 มีค่ามากกว่า 1 จะมีฮาร์โมนิกสูงๆ จำนวนมากของความถี่เบื้องต้นเกิดขึ้นในอุปกรณ์สร้างฮาร์โมนิกสูง ซึ่งมีหลักการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.84

เราใช้ขดลวดแม่เหล็กอิ่มตัว (saturated magnetic coil) สำหรับสร้างฮาร์โมนิกที่สูงขึ้นไป เมื่อกระแสที่ไหลผ่านขดลวดมีระดับต่ำกว่าระดับที่กำหนดไว้ ขดลวดจะทำงานเป็นขดลวดเฉลี่ย (average coil) แต่เมื่อกระแสสูงกว่าระดับที่กำหนดไว้ ขดลวดจะทำงานดังนี้

เอ็กส่าร์เป็นเอ็กส่าร์ที่ส่งผ่านไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) จะอยู่ในระดับอิมพีแดนซ์ของขดลวดและค่าอินดักแตนซ์จะลดลงอย่างมาก.

2) ประจุจะอัดและปล่อยออกจาก C_2 สลับซ้ำกันตลอดเวลา

3) กระแสของการปล่อยประจุที่มีลักษณะเป็นพัลส์ไหลผ่านโหลด R_2 กระแสของการปล่อยประจุจะมีแต่ความถี่ที่เป็นฮาร์โมนิคส์ของความถี่หลัก (fundamental frequency) เท่านั้น

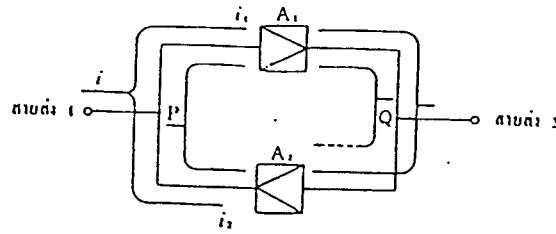
เรกติไฟเคชันคลื่นเต็ม (full-wave rectification) หรือการเปลี่ยนกระแสสลับเต็มคลื่น ให้เป็นกระแสตรงของการสาดจากการปล่อยประจุ (discharge current) ทำให้เราได้ฮาร์โมนิคส์ เราได้กระแสพาหะที่ต้องการ และกระแสควบคุม (supervisory current) จากฮาร์โมนิคส์เหล่านี้ด้วยการผ่านฟิลเตอร์แถบความถี่ (band pass filter) ที่เหมาะสม กระแสเหล่านี้จะถูกขยายโดยแอมพลิฟายเออร์ (distributing amplifier) และถูกส่งผ่านเครื่องจ่าย (distributor) ไปยังโหลดของเครื่องนั้น อุปกรณ์จ่ายร่วมกระแสพาหะ (carrier current common supply equipment) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญยิ่งในระบบ FDM ถ้าอุปกรณ์ไม่ทำงานการจ่ายกระแสพาหะ และกระแสควบคุมจะหยุดชะงัก วงจรโทรศัพท์จำนวนมากจะใช้ไม่ได้ ดังนั้นเพื่อความแน่นอน ในการจ่ายกระแสเหล่านี้ เราจึงใช้ชิ้นส่วนที่มีคุณภาพสูงเท่านั้นสำหรับอุปกรณ์นี้ นอกจากนี้ยังจัดอุปกรณ์สำรองเตรียมไว้ เมื่อเกิดการขัดข้อง จะได้ต่อใช้งานได้ทันที

อุปกรณ์จ่ายร่วมกระแสพาหะ มีออสซิลเลเตอร์สำหรับจ่ายกระแสสัญญาณ (signaling current) รวมอยู่ด้วย เราใช้ควอตซ์ออสซิลเลเตอร์ (quartz oscillator) ทุ่นึงฟอร์คออสซิลเลเตอร์ (tuning fork oscillator) หรือ ทุ่นึงไดโอดออสซิลเลเตอร์ (tuning element oscillator) ในระบบคูเพลกซ์ (duplex system)

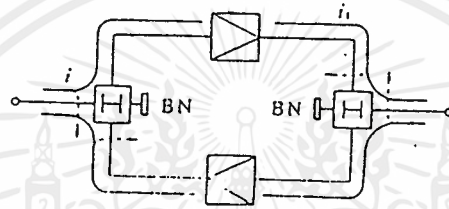
2.25.4 อุปกรณ์ปลายสาย (Terminating equipment)

ในส่วนส่งสัญญาณมัลติเพลกซ์ วงจรโทรศัพท์ประกอบด้วยขดลวด 4 เส้นซึ่งมีสายส่งสัญญาณอยู่ 2 ทิศ คือ จากตะวันออกไปตะวันตก และจากตะวันตกไปตะวันออก และใช้สายส่งได้ทั้งสองทาง หรือนั่นคือสายส่งประกอบด้วยขดลวด 2 เส้นทางคานผู้เข้า

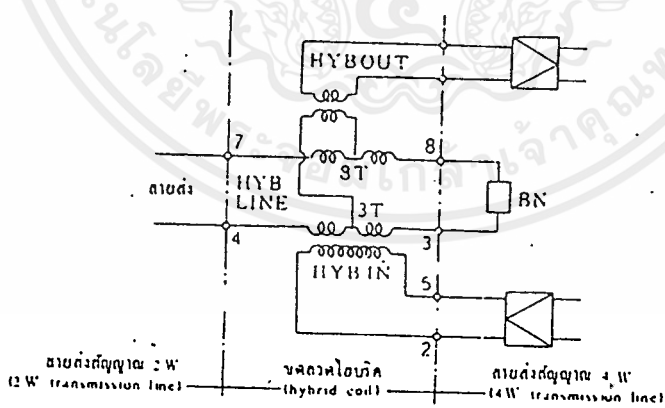
อุปกรณ์ปลายสาย (terminating equipment) คืออุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนระบบส่งสัญญาณขดลวด 2 สาย (two wire transmission system) เป็นระบบสัญญาณขดลวด 4 สาย หรือในทางกลับกันจากระบบ 4 สายเป็นระบบ 2 สาย และประกอบด้วยขดลวดไฮบริด (hybrid coil) ซึ่งมีขดลวด 3 ชุด และข่ายวงจรถ่วงดุลย์ (balancing network) ถ้าสภาพสายส่งใช้ได้ เราอาจจะใช้ความต้านทานไฮบริด (hybrid resistance) หรืออย่างอื่นที่มีลักษณะคล้ายกันแทนขดลวดไฮบริดก็ได้



รูปที่ 2.85 หลักการเกิดซิงกิง (singing)



รูปที่ 2.86 การเพิ่มขดลวดไฮบริด (hybrid coil)



รูปที่ 2.87 ผังการทำงานของขดลวดไฮบริด

สมมติว่ามีสายส่งสัญญาณ 2-W 4-W 2-W ซึ่งมีสายทวนสัญญาณ (repeater line) W-E และ E-W และไม่มีขดลวดไฮบริด กระแสเสียง (speech current) i_1 จากสายส่ง 1 จะแยกเป็น i_1 และ i_2 ที่จุด P กระแส i_2 ไม่สามารถผ่านแอมพลิฟายเออร์ A_2 ได้ เพราะไหลกลับทาง แต่กระแส i_2 ไหลไปข้างหน้าผ่านแอมพลิฟายเออร์ A_1 และ A_2 จนครบวงจร ทุกครั้งที่กระแส i_1 ไหลครบรอบของวงจร จะถูกขยายครั้งหนึ่งจนในที่สุดทำให้เกิดสภาวะแกว่ง (oscillatory state) ขึ้น หรือเรียกว่าสภาพซิงกิง (singing state) และเราจะไม่สามารถโทรศัพท์ผ่านวงจรเช่นนั้นไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อขดลวดไฮบริดที่จุด P และ Q ที่ซึ่งกระแสส่งสัญญาณ E-W และ W-E แยกออกจากกัน ความสูญเสียของสัญญาณในขดลวดต่างกันตามทิศทางที่สัญญาณเข้าและที่สัญญาณออก ขดลวดจะขัดขวางการส่งสัญญาณจากด้านรับ 4-W ไปยังด้านส่ง 4-W ตามสภาพที่กำหนดไว้

สมมติว่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายส่ง 2-W ปรับเข้ากับของขั้ววงจรถ่วงดุลย์ได้อย่างสมบูรณ์ กระแสเสียงจาก HYB LINE แบ่งออกเท่าๆ กันไปยัง HYB OUT และ HYB IN และไม่มีไปยัง BN ขณะเดียวกันกระแสเสียงจาก HYB IN แบ่งออกเท่าๆ กันให้ HYB LINE และ BN แต่ไม่ให้ HYB OUT หลักการทำงานของขดลวดไฮบริด มีดังแสดงในรูปที่ 2.88 (a) และ (b)

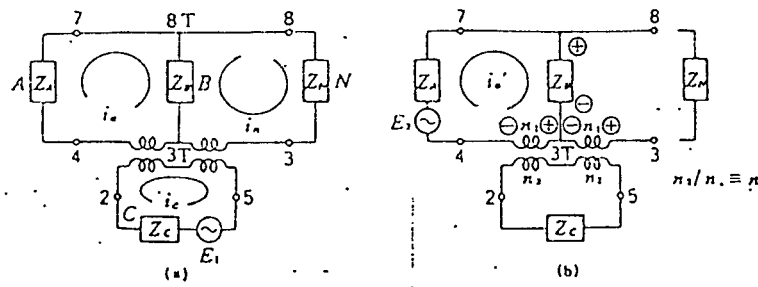
ตอนแรกกระแส i_c ไหลดังแสดงในรูปที่ 2.88 (a) ผ่านขดลวด 2-5 เพราะ แรงเคลื่อนไฟฟ้า E_1 จึงมีการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นในขดลวด 3-3T และ 3T-4 แรงเคลื่อนไฟฟ้าทั้งสองนี้มีขนาดเท่ากัน และมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้น ถ้า $Z_A = Z_N$ เราจะได้กระแส i_{α} และ i_u หักล้างกันพอดี เมื่อไม่มีกระแสผ่าน Z_2 ก็จะไม่มีการไหลผ่าน HYB OUT ดังแสดงในรูปที่ 2.87 และจะไม่มีการไหลใน HYB IN เลยแม้แต่น้อย

ต่อมาเมื่อกระแส i_{α} ไหลดังแสดงในรูปที่ 2.88 (b) ผ่านขดลวด 3T-4 จากแรงเคลื่อนไฟฟ้า E_2 จะมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเกิดขึ้นในขดลวด 2-5 และ 3-3T ถ้าเลือกค่า Z_B ให้เหมาะสม (เท่ากับ $1/4n_2$ ของ Z_2) แรงเคลื่อนในขดลวด 3T-4 อาจจะเท่ากับความต่างศักย์ที่เกิดคร่อม Z_B ได้ และแรงเคลื่อนเท่ากับของขดลวด 3-3T เพราะมีฟลักซ์แม่เหล็กเท่าๆ กันผ่านขดลวดทั้งสอง ดังนั้นจะไม่มีมีความต่างศักย์ไฟฟ้าเกิดขึ้นระหว่าง 3-8 และจะไม่มีการไหลผ่าน Z_N ถึงแม้ Z_N จะต่อคร่อม 3-8 ก็ตาม

โดยทั่วไปเราจัดค่า $2x^2$ ให้เท่ากับ 1 และกำลังไฟจาก HYB LINE จะแบ่งให้ทางด้าน HYB IN และ HYB OUT เท่า ๆ กัน และจะไม่แบ่งไปทางด้าน BN เลยดังในรูป 2.87

อิมพีแดนซ์ของขั้ววงจรถ่วงดุลย์ (balancing network) BN จะต้องเลือกให้เกือบเท่ากับอิมพีแดนซ์เข้าของสายส่ง 2-W ให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้เพื่อป้องกันการเกิดซิงกิง (singing) ในระบบส่งสัญญาณ

ขั้ววงจรถ่วงดุลย์ชนิดเที่ยงตรง (precision type) สร้างขึ้นด้วย L, C และ R ค่าอิมพีแดนซ์จะสามารถปรับได้ด้วยการเปลี่ยนการจัด L, C และ R ตามชนิดของสายส่งสัญญาณลวด 2 เส้นนั้นๆ ส่วนขั้ววงจรถ่วงดุลย์แบบง่ายๆ สร้างขึ้นด้วย R และ C



รูปที่ 2.89 การย้ายกระแสในขดลวดไฮบริด

2.25.5 อุปกรณ์ทวนสัญญาณหรือรีพีตเตอร์ (Repeater equipment)

อุปกรณ์ทวนสัญญาณประกอบด้วยแอมพลิไฟเออร์และอีควอไลเซอร์ (equalizer) สำหรับชดเชยการลดระดับสัญญาณ (attenuation) และการบิดเบือน (distortion) ที่เกิดขึ้นในส่วนอุปกรณ์ทวนสัญญาณระหว่างการส่งสัญญาณ

2.25.6 อุปกรณ์ทวนสัญญาณปลายทาง (Terminal repeater equipment)

อุปกรณ์ทวนสัญญาณปลายทาง เป็นส่วนหนึ่งของอุปกรณ์ปลายทางและประกอบด้วยแอมพลิไฟเออร์รับสัญญาณและมีอีควอไลเซอร์ด้วย

แอมพลิไฟเออร์ส่งสัญญาณติดตั้งอยู่ระหว่างโมดูลเตอร์ และสายส่งสัญญาณ มีหน้าที่ขยายกระแสพาหะที่ปลายทางของสายส่งสัญญาณทวน

2.25.7 อุปกรณ์ทวนสัญญาณกลางทาง (Intermediate repeater equipment)

อุปกรณ์ทวนสัญญาณกลางทางติดตั้งอยู่เป็นระยะๆ บนสายส่งระหว่างอุปกรณ์ปลายทางด้านส่งและอุปกรณ์ปลายทางด้านรับ เพื่อทำหน้าที่ปรับและขยายกระแสในสายส่งที่ลดระดับลงจะเกิดการบิดเบือนขึ้นในช่วงสายนั้นๆ อุปกรณ์ทวนสัญญาณบางเครื่องที่ปรับระดับกระแสอย่างอัตโนมัติ (automatic level regulation) จะติดตั้งห่างกันออกไปอีก

อุปกรณ์ทวนสัญญาณกลางทางติดตั้งในบ่อคนลง (manhole) ได้ดินหรือในตู้เครื่องทวนสัญญาณบนดิน และโดยทั่วไปรับกำลังไฟฟ้าจากหม้อสายที่มีพนักงานควบคุม

2.25.8 การปรับค่าให้เท่ากันและการรักษาระดับโดยอัตโนมัติ (Equalization and automatic level resolution)

กระแสที่ความถี่ของสายส่งประกอบขึ้นด้วยองค์ประกอบของความถี่จำนวนมาก เนื่องจากองค์ประกอบที่ความถี่สูงจะถูกลดระดับลงมากระหว่างการส่งสัญญาณ กระแสที่ได้รับจากสายส่งอาจจะมีค่าไม่เท่ากันใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

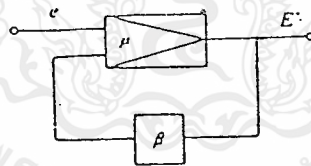
คุณสมบัติของการลดระดับสัญญาณกับความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.89 เพื่อชดเชยการลดระดับสัญญาณกับความถี่ที่เราใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณและติดตั้งอีควอลไลเซอร์ (equalizer) ที่มีคุณสมบัติชดเชยการสูญเสีย หรือมีคุณสมบัติเพิ่มค่าตามความถี่ไว้ทางด้านรับสัญญาณเข้าและเราเรียกการออกแบบชนิดนี้ว่า “การปรับค่าให้เท่ากัน (equalization)”

นอกจากนั้น ผลการสูญเสียในสายส่งซึ่งเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ จะถูกหักล้างให้หมดไป ด้วยการปรับระดับสัญญาณออกของอุปกรณ์ทวนสัญญาณอย่างอัตโนมัติตามระดับของกระแสควบคุมที่ตรวจพบการสูญเสียในสายส่ง

2.25.9 แอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับ (Feedback amplifier)

เราใช้แอมพลิไฟเออร์จำนวนมากสำหรับชดเชยการสูญเสียในสายส่งหรือการสูญเสียอื่นๆ ในระบบ FDM ด้วยแอมพลิไฟเออร์เหล่านี้จะต้องมีคุณภาพดีมาก เพื่อชดเชยกระแสเสียงจำนวนมากที่ถูกเปลี่ยนโดยกระแสพาหะในเวลาเดียวกัน เราจึงจำเป็นต้องใช้แอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับ

แอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับเป็นแอมพลิไฟเออร์ที่สัญญาณเข้ามีส่วนหนึ่งของสัญญาณออกส่งผ่านวงจรควบคู่ (coupling circuit) รวมอยู่ด้วย แอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับแบบบวก (positive feedback amplifier) มีกำลังขยาย (gain) สูงกว่ากำลังขยายเมื่อไม่มีป้อนกลับ ส่วนแอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับแบบลบ (negative feedback amplifier) มีกำลังขยายต่ำกว่ากำลังขยายเมื่อไม่มีป้อนกลับมาก



E : สัญญาณเข้า

E' : สัญญาณออก

μ : กำลังขยายไปข้างหน้า เมื่อไม่มีป้อนกลับ

β : กำลังขยายป้อนกลับ

รูปที่ 2.90 หลักการทำงานของแอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับ

แอมพลิไฟเออร์ป้อนกลับแบบลบมีข้อดีดังนี้

- 1) มีกำลังขยายคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่
- 2) ปรับการบิดเบือนที่ไม่เป็นสัดส่วนโดยตรง (non-linear distortion) ให้ดีขึ้น
- 3) ทำให้การรบกวนภายใน (internal noise) ลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) กำลังขาขามีความมั่นคงไม่เปลี่ยนแปลงตามแรงเคลื่อนของไฟฟ้ากำลัง หรือตามการเสื่อมคุณภาพของส่วนประกอบของแอมพลิฟายเออร์

5) สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า หรือด้านออกได้ตามความต้องการ

รูปที่ 4.2.21 แสดงหลักการทำงานของแอมพลิฟายเออร์ป้อนกลับ แรงเคลื่อนออก E มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงเคลื่อนออกเมื่อไม่มีป้อนกลับ E_1 กับค่าเพิ่มของแรงเคลื่อนออก เมื่อมีป้อนกลับ E_2 นั่นคือ

$$E = E_1 + E_2$$

เมื่อ

$$E_1 = \mu e$$

$$E_2 = \mu \beta E$$

ดังนั้น

$$E = \mu e + \mu \beta E$$

หรือ

$$E = \frac{\mu E}{1 - \mu \beta} \quad (\text{เมื่อสมมติว่าแอมพลิฟายเออร์อยู่ในสภาวะคงที่})$$

ดังนั้น ค่ากำลังขาขาคงตัว

$$A = \frac{E}{e}$$

$$= \frac{\mu}{1 - \mu \beta}$$

(2-12)

ถ้า $|\mu \beta| \geq 1$ สมการ (4.2.4) จะเหลือเท่ากับ

$$A = \frac{1}{\beta}$$

(2-13)

เมื่อแรงเคลื่อนออกที่ป้อนกลับไปยังด้านเข้ามีค่าสูง หรือนั่นคือ $|\mu \beta| \geq 1$ กำลังขาขของแอมพลิฟายเออร์จะถูกกำหนดด้วยค่า β ซึ่งเป็นอิสระต่อ μ ดังที่ได้กล่าวเกี่ยวกับข้อดีของแอมพลิฟายเออร์ชนิดนี้มาแล้ว ดังนั้นเราสามารถสร้างแอมพลิฟายเออร์ที่มีกำลังขาข A คงที่ และมีคุณสมบัติกับความถี่ต่างๆ กัน ด้วยการสร้างวงจร β (ป้อนกลับ)

คุณสมบัติของการป้อนกลับจะถูกกำหนดโดย $|\mu \beta| \geq 1$ ในสมการ

$$|1 - \mu \beta| = 1 \quad A = \mu \quad (\text{ไม่มีป้อนกลับ})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$|1 - \mu\beta| < 1 \quad |A| > |\mu|$ (ป้อนกลับแบบบวก)

$|1 - \mu\beta| > 1 \quad |A| < |\mu|$ (ป้อนกลับแบบลบ)

$|1 - \mu\beta| = 0 \quad A = \infty$ (แกว่งหรือ oscillatory)

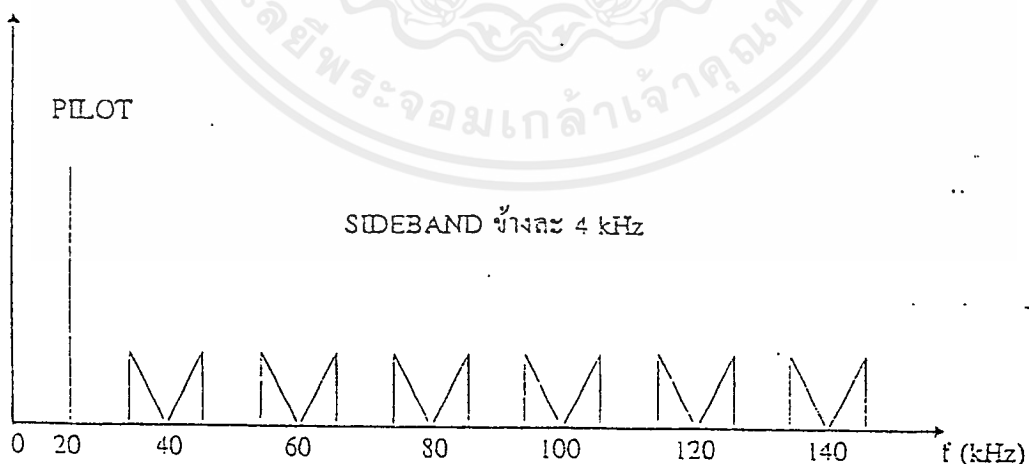


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

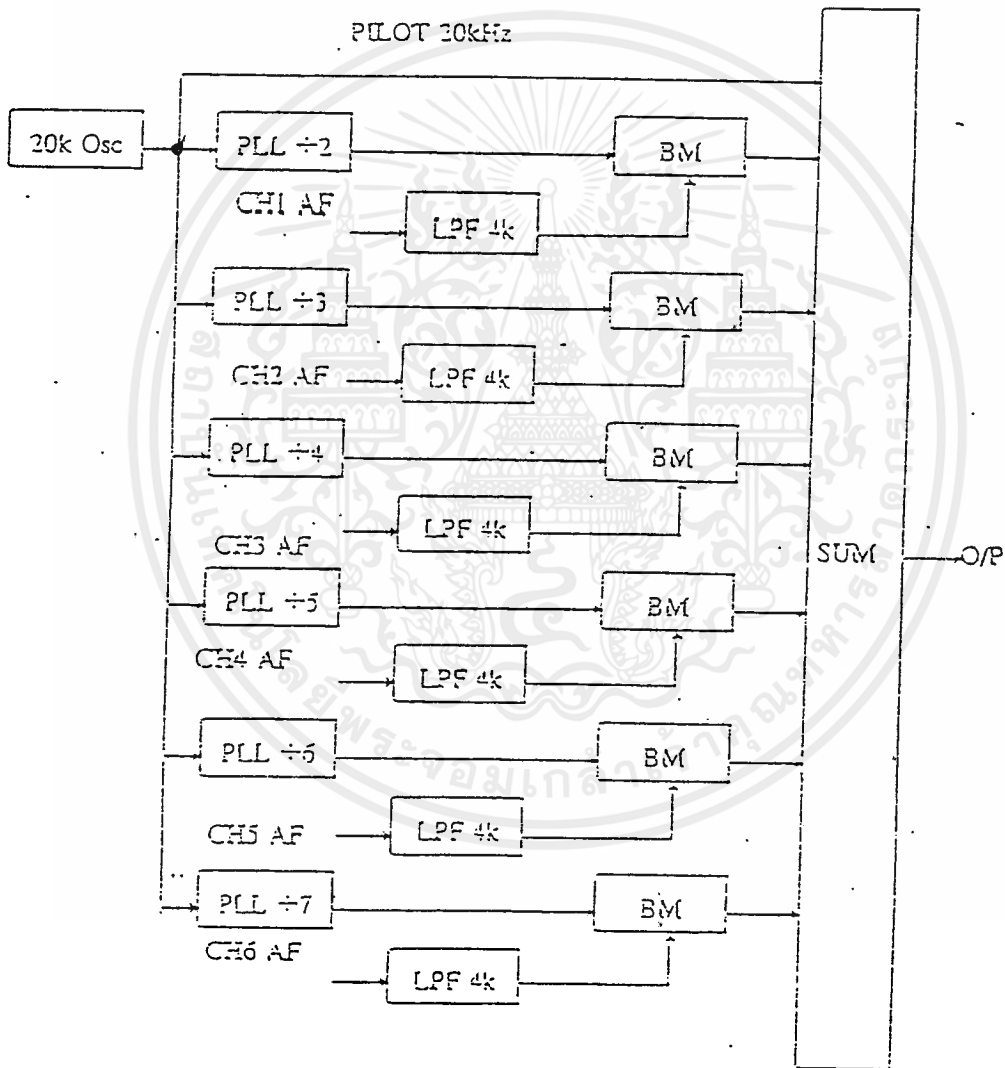
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

การส่งสัญญาณที่มีช่องสัญญาณจำนวนมาก ไปตามสายสัญญาณเพียงเส้นเดียวโดยใช้วิธีการของ Frequency Division Multiplex หรือที่เรียกย่อ ๆ ว่า FDM ในการรวมสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณที่มีความถี่ของคลื่นพาหะที่นำมอดูเลต (Modulate) มีค่าแตกต่างกัน แล้วทำการส่งออกไปยังจุดหมายทำให้เป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายของสายส่ง FDM ที่ทำขึ้นนี้ ใช้สายสัญญาณเพียงเส้นเดียวในการส่งสัญญาณ 6 ช่องสัญญาณ อันประกอบไปด้วย ช่องสัญญาณย่อย (Sub channel) 6 ช่องสัญญาณ ในแต่ละช่องสัญญาณนี้เป็นการส่งแบบ DSB และได้ทำการส่งสัญญาณ Pilot ไปพร้อมกับสัญญาณทั้ง 6 ช่องสัญญาณด้วยเพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปใช้ในการ คีมอดูเลต (Demodulate) ในภาครับที่สถานีปลายทางได้ง่ายขึ้น โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ , วงจรเฟสล็อกคัลคูล์ ร่วมกับวงจรหารโดยมีความถี่ 20 kHz เป็นความถี่ pilot ย่านความถี่เดียวไม่เกิน 4 kHz ซึ่งใช้ความถี่ คลื่นพาหะของแต่ละช่องสัญญาณเป็น 40 kHz , 60 kHz , 80 kHz , 100 kHz , 120 kHz และ 140 kHz และที่ภาครับจะใช้วงจร Band pass Filter กรองความถี่ 20 kHz ออกมา เพื่อสร้าง Carrier โดยใช้ Phase Lock Loop และวงจรหารเหมือนภาคส่ง เพื่อป้อนให้กับวงจร Demodulate ที่ Spectrum ของสัญญาณ แต่ละช่องเป็นดังรูปที่ 3.1



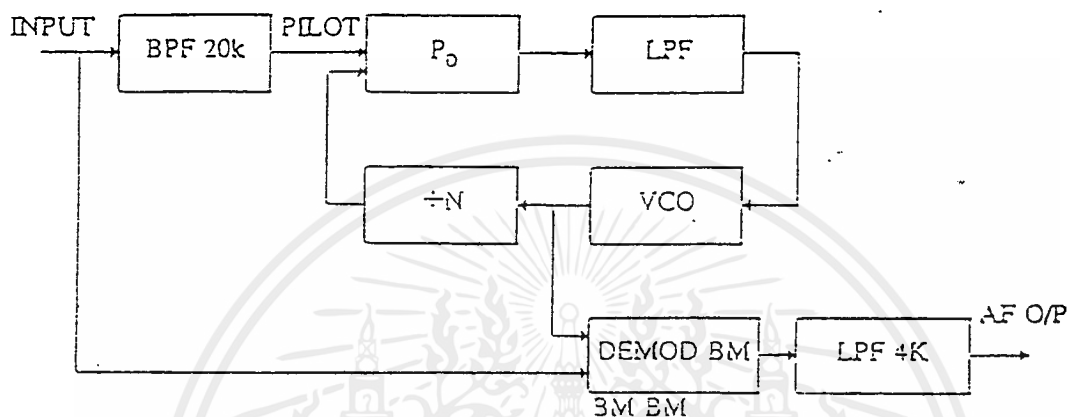
Block Diagram ในภาคส่งของ FDM จะเป็นการส่ง 6 Channels โดยมีวงจรกำเนิดความถี่ 20 kHz และ วงจร Phase Lock Loop วงจร Low pass Filter ตามด้วยวงจร Balance Modulator แล้วทำการส่งไป ดังรูป 3.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block Diagram ในภาครับของ FDM โดยการรับ Input เข้ามาผ่าน Band Pass Filter 20 kHz และผ่าน วงจร Phase Lock Loop เข้ามาสู่วงจร Demodulator แล้วผ่านวงจร Low Pass Filter ออกมาเป็น Output ดังรูป

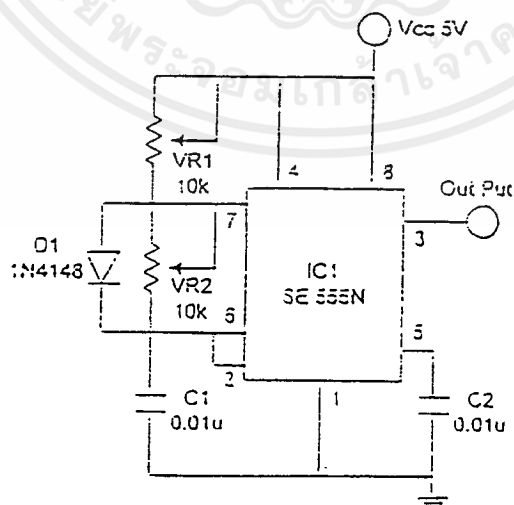
รูป 3.3



รูปที่ 3.3 แสดง Block Diagram ในภาครับของ FDM

วงจรในแต่ละ Block Diagram เป็นดังนี้

วงจรกำเนิด Oscillator Square Wave 20 kHz โดยใช้คุณสมบัติของ IC 555 ดังรูปที่ 3.4

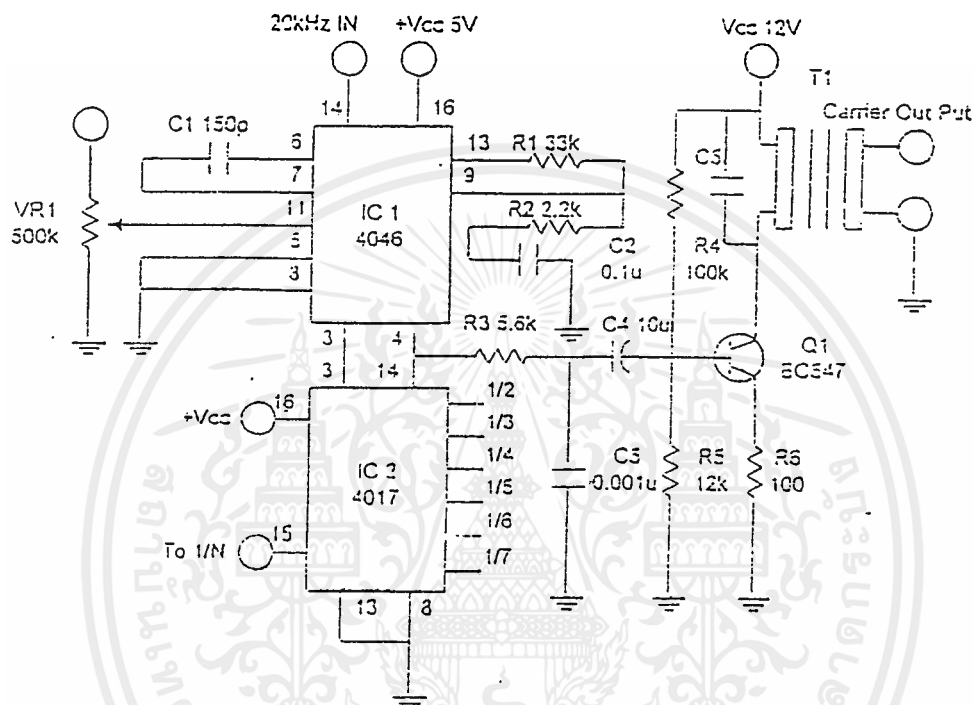


รูปที่ 3.4 แสดงวงจร Oscillator Square Wave 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

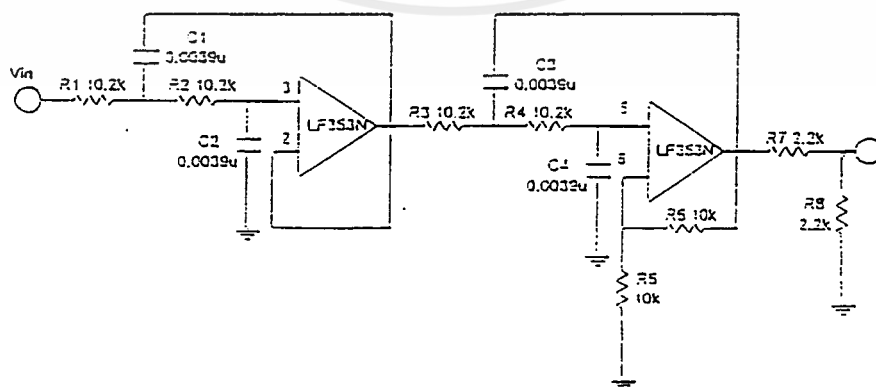
วงจร Phase Lock Loop จะใช้คุณสมบัติของ IC 4017 โดยที่ Carrier output จะผ่านหม้อแปลงคัปปลิ่ง และมีสัญญาณความถี่ 20 kHz เข้ามาทางขา IC 4046 ส่วน Channel ต่าง ๆ จะอยู่ที่ IC 4017 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร Phase Lock Loop

วงจร Low Pass Filter โดยใช้ Op-Amp 2 ตัวใน IC LF353N ซึ่ง Cut Off ที่ความถี่ $F_c = 4$ kHz ดังรูปที่

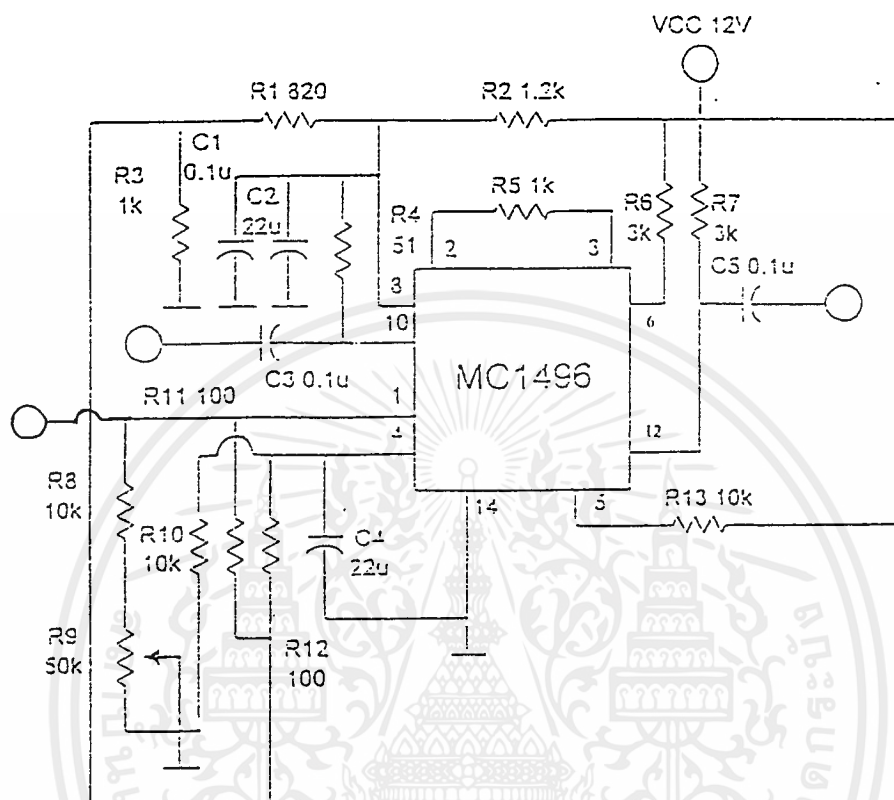
3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Low pass Filter ($F_c = 4$ kHz)

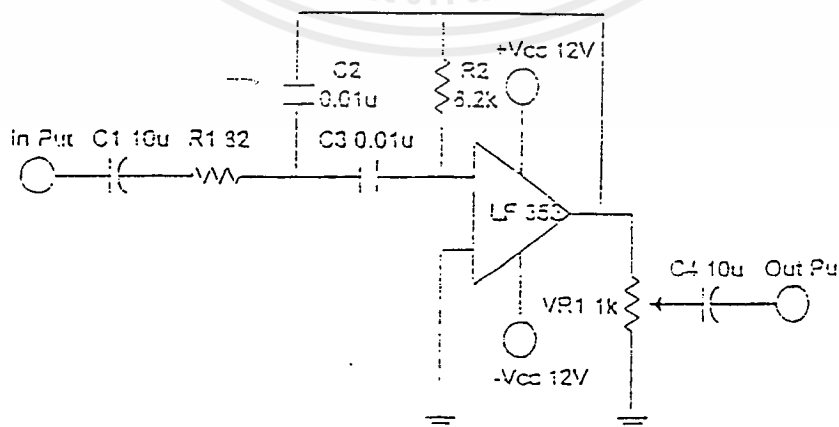
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และห้ามมิให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Balance Modulator ใช้คุณสมบัติของ IC MC1496 โดยที่ขา 10 จะ เป็นสัญญาณทำการ Modulate ออกมาเป็น output ที่ขา 6 ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงวงจร Balance Modulator

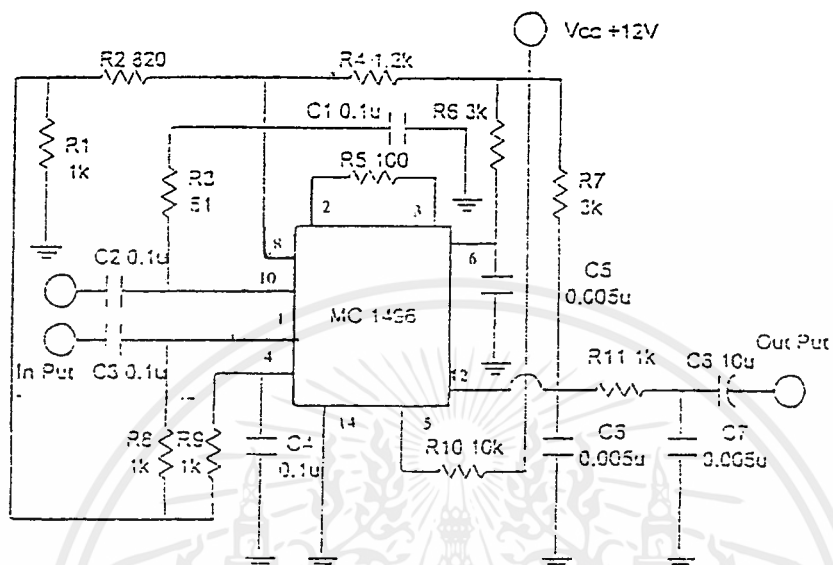
วงจร Band Pass Filter ใช้คุณสมบัติของ IC LF353N และจะมี R ปรับค่าได้เพื่อปรับ Amplitude ของ output ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงวงจร Band Pass Filter 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Detector เป็นการใช้อุปกรณ์ของ IC MC1496 ดังรูปที่ 3.9



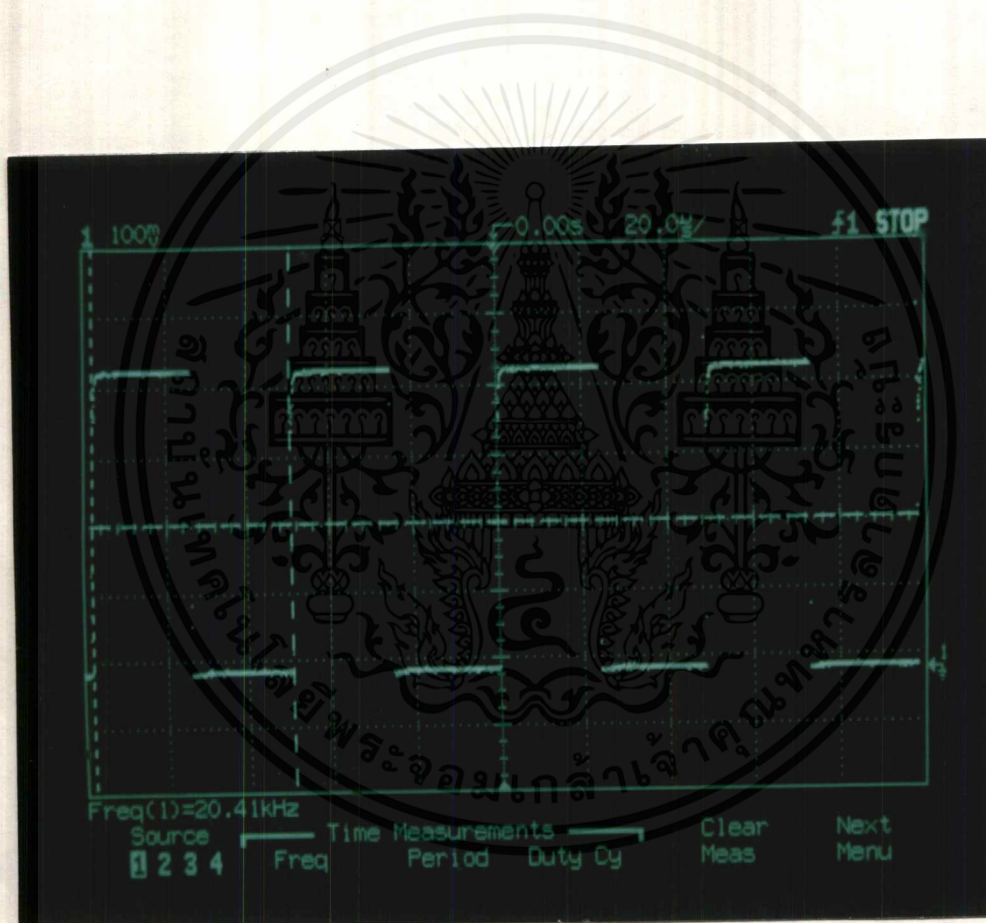
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Detector

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

เราได้ทำการทดสอบคุณสมบัติของวงจรต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

ทดสอบคุณสมบัติของวงจร Oscillator Square Wave 20 kHz โดยการวัดสัญญาณจากวงจร Oscillator Square Wave 20 kHz โดยการป้อนไฟเลี้ยง 5 Volts ที่ขา 8 ของ IC 555 แล้วนำสโคปมาจับที่ขา 3 (output) จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สัญญาณจากวงจร Oscillator Square Wave 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

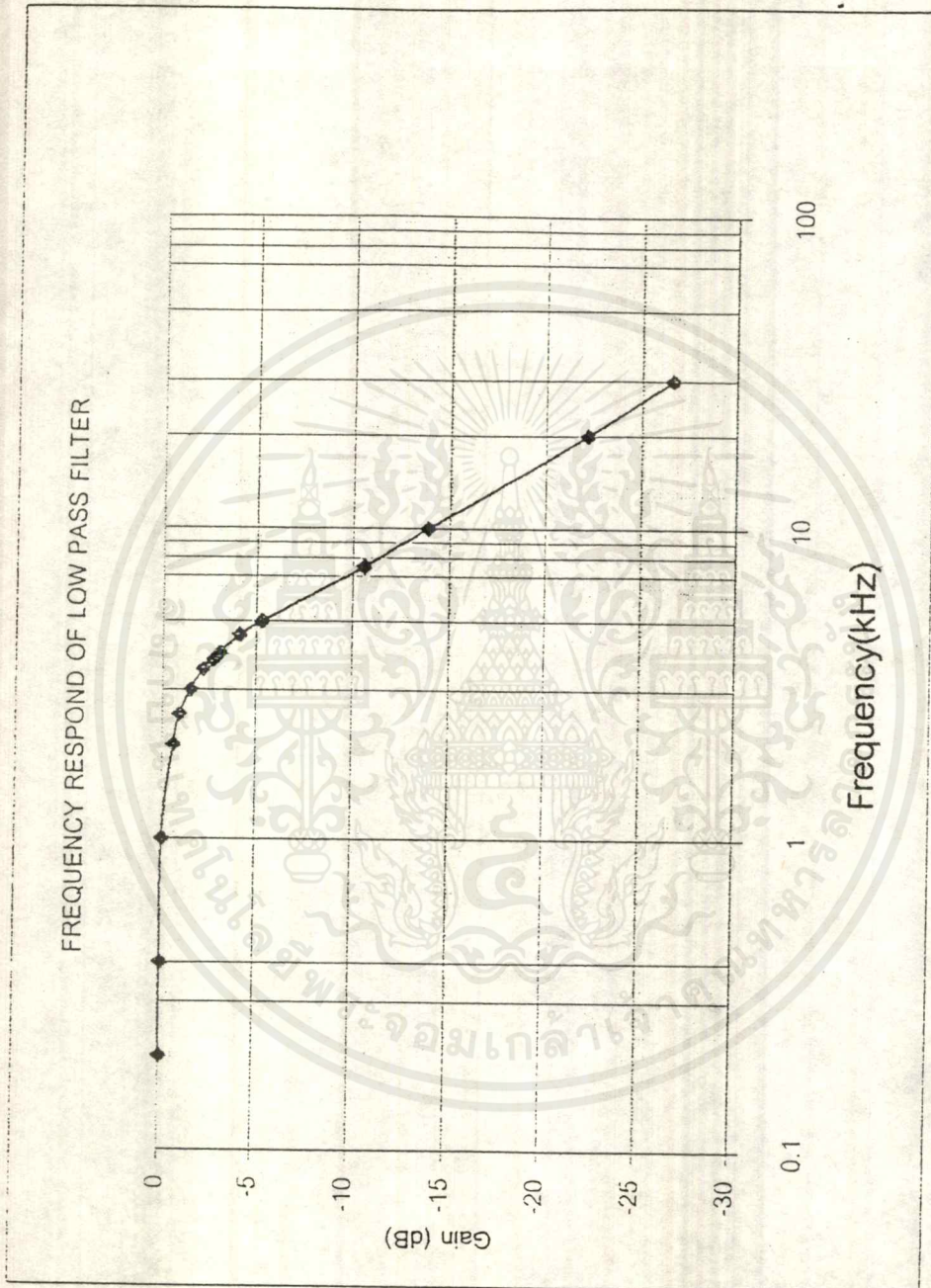
ทดสอบคุณสมบัติของวงจร Low Pass Filter ($F_c = 4 \text{ kHz}$) โดยทำการป้อนสัญญาณ input Sine Wave มีขนาด Amplitude 10 V_{p-p} เริ่มจาก 0 kHz แล้วทำการวัด output ค่อย ๆ เพิ่มความถี่ขึ้นไปเรื่อย ๆ ทำการวัด Amplitude ที่ output เปรียบเทียบกับ Amplitude ของสัญญาณ input แล้วทำการหาอัตราขยาย (gain) จะเห็นว่าความถี่อยู่ที่ประมาณ $3.8\text{-}3.9 \text{ kHz}$ เนื่องจากทำให้ output มี gain เป็น -3 dB ซึ่งผลที่ได้ใกล้เคียงกับผลที่ต้องการคือ 4 kHz

ผลการทดลองแสดงดังตารางต่อไปนี้

ความถี่ของสัญญาณอินพุต (kHz)	แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต (V_{p-p})	อัตราขยาย (dB)
0.2	10	0
1	10	0
2	9.375	-0.56
2.5	9.063	-0.85
3	8.438	-1.48
3.5	7.812	-2.14
3.75	7.344	-2.68
3.83	7.187	-2.87
3.95	7.031	-3.06
4.5	6.250	-4.08
5	5.469	-5.24
10	2.031	-13.8
20	0.781	-22.1
30	0.468	-26.6

ตารางแสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร Low Pass Filter ที่ความถี่ต่าง ๆ

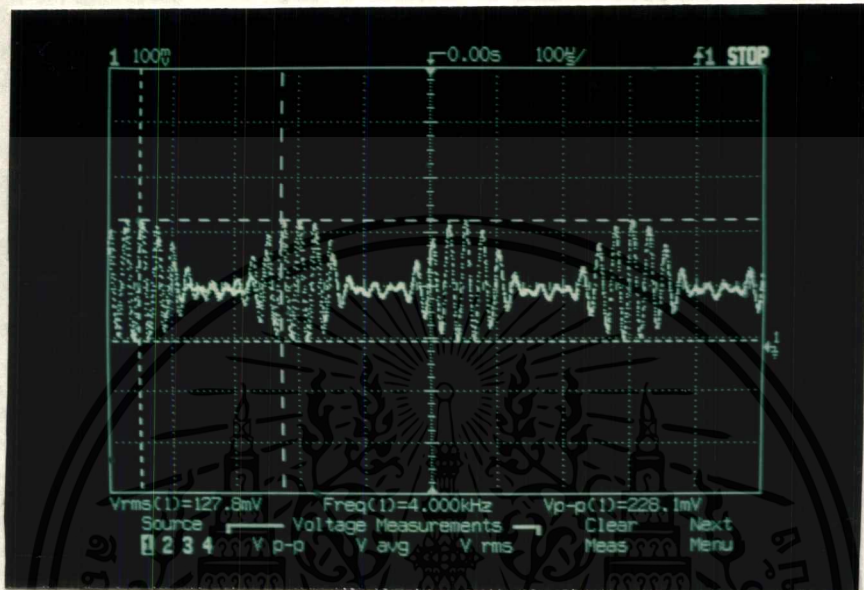
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Low Pass Filter

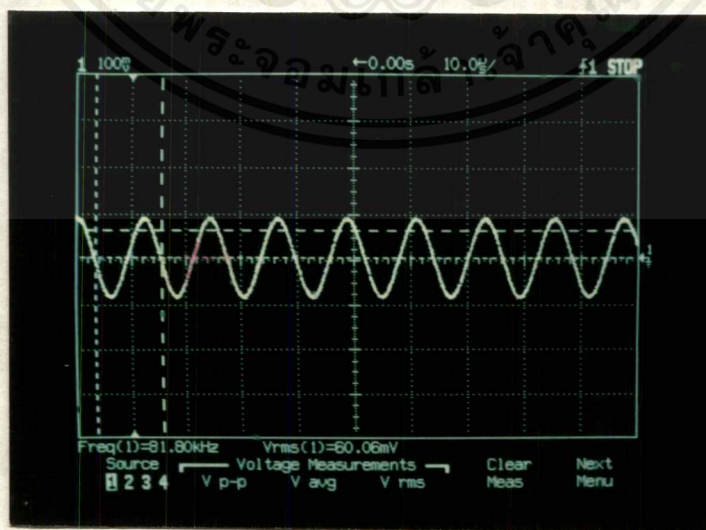
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบวงจร Balance Modulator โดยการป้อน Carrier ที่ขา 10 ของ MC 1496 มีความถี่ประมาณ 9 kHz ป้อน Signal ที่ขา 1 ความถี่ประมาณ 1 kHz จะสังเกตได้ดังรูปที่ 4.3 ที่ channel 2 จะเป็นความถี่ Signal และทำการวัดสัญญาณที่ขา 12 output ออกมาจะเป็นการ Modulate แบบ Amplitude แต่วงจรยังไม่เสถียร สัญญาณที่ออกมาจึงไม่ดีเท่าที่ควรดังในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 สัญญาณจากวงจร Balance Modulator

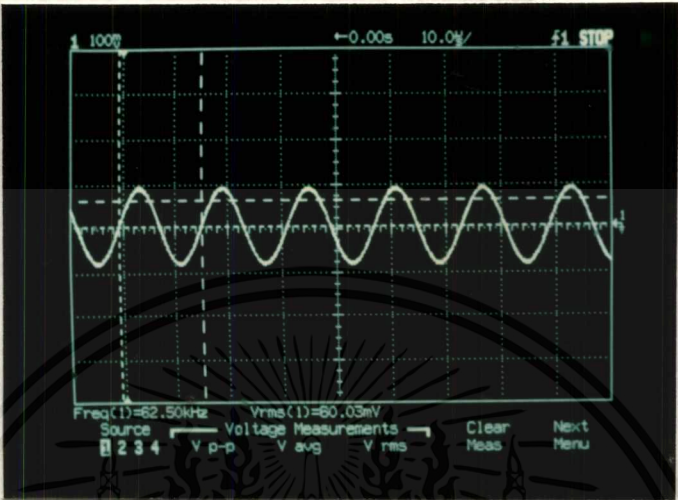
ทดสอบวงจร Oscillator Sine Wave 80 kHz โดยการป้อนไฟเลี้ยง +15 Volts และ -15 Volts ที่ขา 4 และขา 11 ของ IC ตามลำดับจะได้สัญญาณ output ดังรูป



รูปที่ 4.4 สัญญาณจากวงจร Oscillator มีความถี่ประมาณ 82 kHz V_{rms} ประมาณ 60 mV

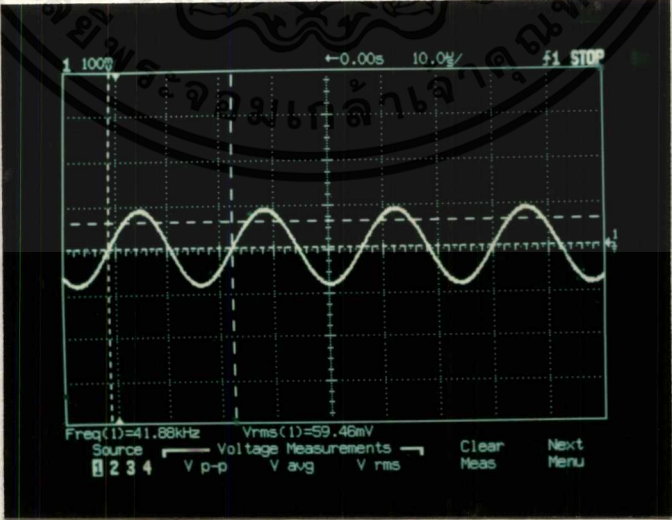
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบวงจร Oscillator Sine Wave 60 kHz โดยการป้อนไฟเลี้ยง +15 Volts และ -15 Volts ที่ขา 4 และขา 11 ของ IC ตามลำดับจะได้สัญญาณ output ดังรูป



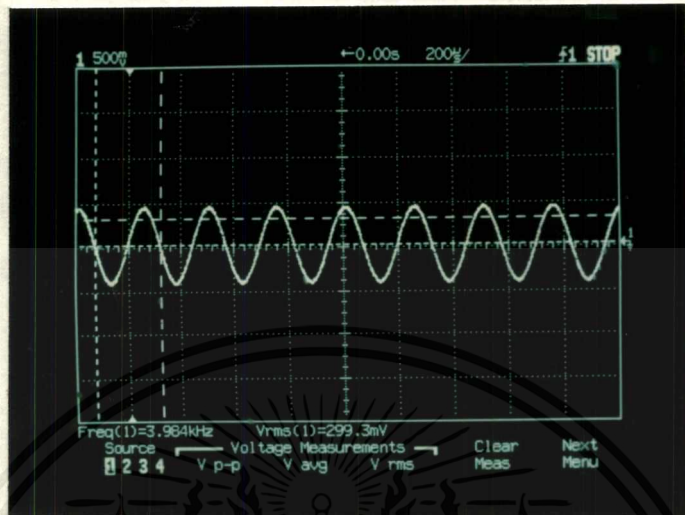
รูปที่ 4.5 สัญญาณจากวงจร Oscillator มีความถี่ประมาณ 62 kHz V_{rms} ประมาณ 60 mV

ทดสอบวงจร Oscillator Sine Wave 40 kHz โดยการป้อนไฟเลี้ยง +15 Volts และ -15 Volts ที่ขา 4 และขา 11 ของ IC ตามลำดับจะได้สัญญาณ output ดังรูป



รูปที่ 4.6 สัญญาณจากวงจร Oscillator มีความถี่ประมาณ 42 kHz V_{rms} ประมาณ 60 mV

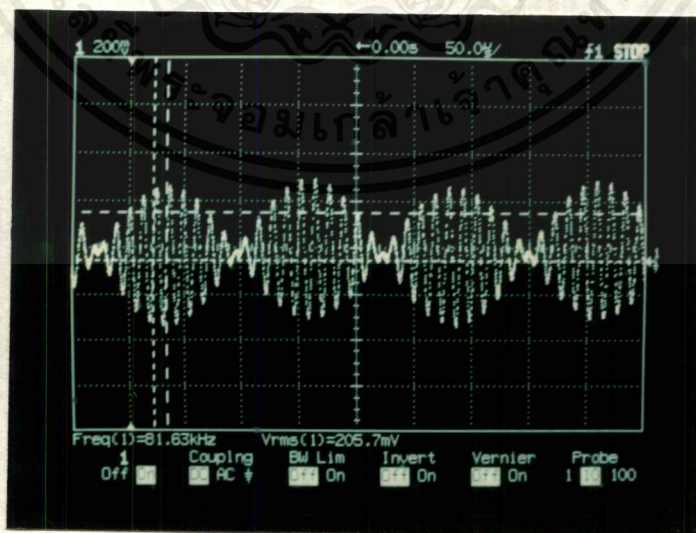
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ signal 4 kHz V_{rms} ประมาณ 300 mV

นำสัญญาณ signal 4 kHz กับสัญญาณ Carrier ที่ได้จาก Oscillator มา Modulate รวมกันจะได้ดังรูปต่อไปนี

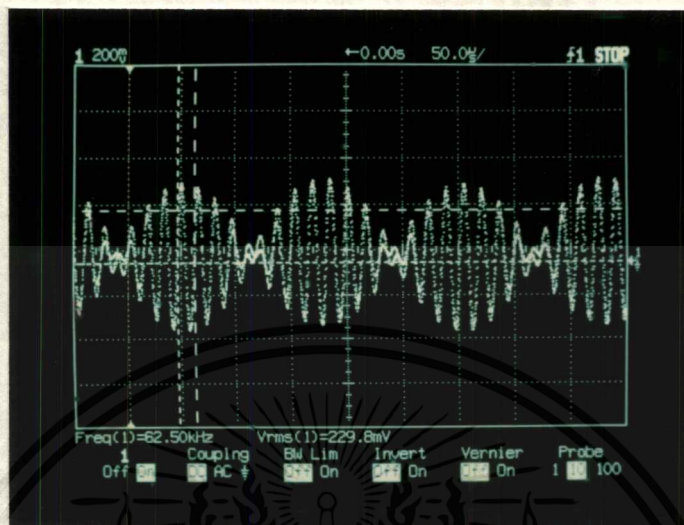
Output จากวงจร Modulator โดยใช้ Carrier ประมาณ 80 kHz



รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากการ Modulate signal 4 kHz กับ carrier ประมาณ 80 kHz

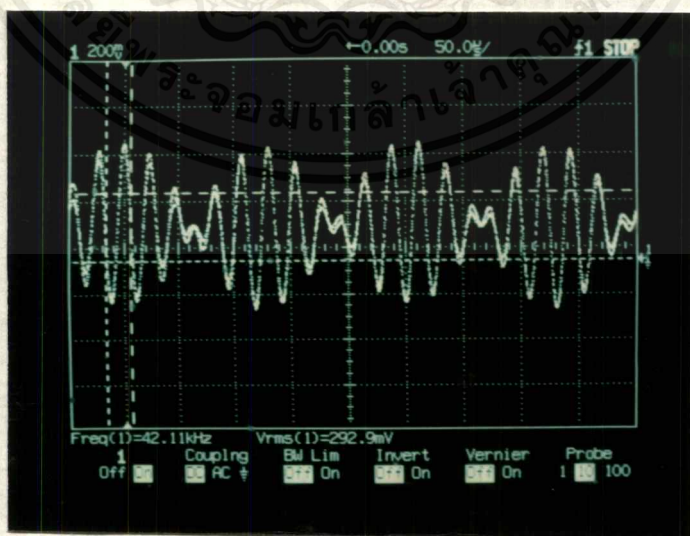
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Output จากวงจร Modulator โดยใช้ Carrier ประมาณ 60 kHz



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากการ Modulate signal 4 kHz กับ carrier ประมาณ 60 kHz

Output จากวงจร Modulator โดยใช้ Carrier ประมาณ 40 kHz



รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้จากการ Modulate signal 4 kHz กับ carrier ประมาณ 40 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากมีผู้ใดฝ่าฝืนจะดำเนินการตามกฎหมายต่อไป

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

ปฏิยานุทธานรื่อง FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX นี้ได้ทำในส่วนของภาคส่งซึ่งเป็น Pre-group โดยจะรวมช่องสัญญาณ 3 ช่องสัญญาณไว้ในสายส่งเดียวกัน โดยจะทำการ Modulate สัญญาณเสียงที่มี bandwidth ตั้งแต่ 0-4 kHz เข้ากับสัญญาณ carrier 40 kHz, 60 kHz, 80 kHz ในแต่ละช่องสัญญาณตามลำดับ ซึ่งการ Modulate จะเป็นแบบ Double-Sideband Suppressed Carrier โดยที่เลือกการ Modulate แบบนี้เพราะมีการรบกวนของสัญญาณน้อยกว่าการ Modulate แบบ Single Sideband

ในส่วนของตัวเครื่องส่งนั้นจะมีช่องสัญญาณสำหรับป้อนเข้า 3 ช่องสัญญาณและช่อง ground อีก 1 ช่องสัญญาณ และจะถูก Modulate เข้ากับ Carrier ดังกล่าวจากนั้นจึงรวมกันออกมาเป็นช่องสัญญาณเดียว ปัญหาที่อาจเกิดขึ้น ได้กับเครื่องนี้คือ ที่วงจร Regulator ถ้ามีการใช้ไปนาน ๆ อาจทำให้ IC ร้อนจนเกินไปทำให้ไฟเลี้ยงไม่เสถียรอาจมีการไม่คงที่ของ Carrier จึงน่าจะมีการส่งสัญญาณ pilot ไปด้วยเพื่อการ Detect ในภาครับ จะทำได้โดยง่าย ในส่วนของ Oscillator ที่ผลิตความถี่ออกมาไม่สามารถผลิตความถี่ออกมาได้ตรงตามที่ต้องการเพราะไม่สามารถหาค่าของ C (ตัวเก็บประจุ) ได้ตรงตามที่คำนวณตามทฤษฎีจึงมีค่าความถี่ผิดเพี้ยนไปเล็กน้อย ส่วนในภาคของ Modulator สามารถทำงาน ได้ตรงตามที่ต้องการจึงไม่มีปัญหาเกิดขึ้น

ในการพัฒนาต่อไปนั้นเนื่องจากโครงงานนี้ได้ทำเพียงเทอมเดียวจึงไม่สามารถทำในภาครับได้ทัน ถ้าเป็นไปได้การมีเครื่องรับเพื่อมาตรวจสอบคุณภาพของเครื่องส่ง ก็จะทำให้ทราบคุณภาพของเครื่องส่งได้ดีขึ้น และการพัฒนาในขั้นที่สูงขึ้นไปกว่านี้ก็อาจจะเปลี่ยนจากระบบสายส่งเป็นระบบไร้สายก็เป็นได้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC 1496

BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR

These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression — 65 dB typ @ 0.5 MHz
— 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection — 85 dB typ

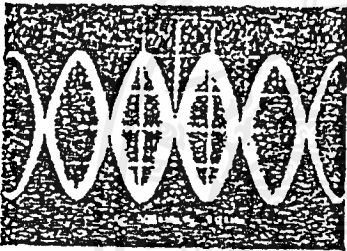


FIGURE 1 —
SUPPRESSED CARRIER
OUTPUT WAVEFORM

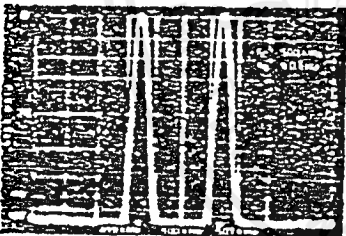


FIGURE 2 —
SUPPRESSED CARRIER
SPECTRUM

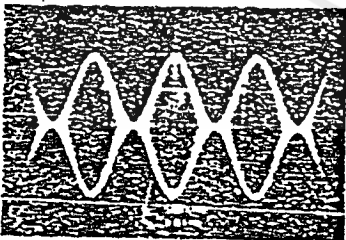


FIGURE 3 —
AMPLITUDE MODULATION
OUTPUT WAVEFORM

**BALANCED
MODULATOR/DEMODULATOR**

**L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 832**

**D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
ISO-141**

**P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646**

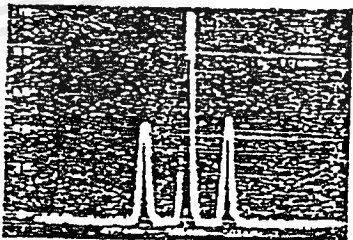
PIN ASSIGNMENTS*

Signal Input	1	14	VEE
Gain Adjust	2	13	NC
Gain Adjust	3	12	Output
Signal Input	4	11	NC
Sigs	5	10	Carrier Input
Output	6	9	NC
NC	7	8	Input Carrier

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D		SO-14
MC1496L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596L	-55°C to -125°C	Ceramic DIP

FIGURE 4 — AMPLITUDE MODULATION SPECTRUM



MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS* (T_A = -25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V _G - V _g , V ₁₀ - V ₁ , V ₁₂ - V _g , V ₁₂ - V ₁₀ , V _g - V _L , V _g - V ₁ , V ₁₀ - V _L , V _g - V ₁₀ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	V _V	30	V _{DC}
Differential Input Signal V _g - V ₁₀ , V _L - V ₁		-5.0 ±(5 - I _g R _g)	V _{DC}
Maximum Bias Current	I _g	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R _{JA}	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T _A	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = -12 V_{DC}, V_{EE} = -8.0 V_{DC}, I_g = 1.0 mA_{DC}, R_L = 3.9 kΩ, R_g = 1.0 kΩ, T_A = -25°C, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mV _{pk} square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	—	40 140	—	—	40 140	—	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression I _g = 10 kHz, 300 mV(rms) I _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave I _C = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	—	50 50	—	—	40 50	—	dB
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave I _g = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _g = 300 mV(rms) sine wave V _{CD} = 0.5 V _{DC}	8	8	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	kHz
Signal Gain V _g = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz, V _{CD} = 0.5 V _{DC}	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 kHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r _{ip} C _{ip}	—	200 2.0	—	—	200 2.0	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 kHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r _{op} C _{op}	—	40 5.0	—	—	40 5.0	—	kΩ pF
Input Bias Current I _{BS} = $\frac{I_1 + I_2}{2}$; I _{BC} = $\frac{I_9 + I_{10}}{2}$	7	—	I _{BS} I _{BC}	—	12 12	25	—	12 12	30	μA
Input Offset Current I _{OS} = I ₁ - I ₂ ; I _{OC} = I ₉ - I ₁₀	7	—	I _{OS} I _{OC}	—	0.7 0.7	5.0	—	0.7 0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	(TC) _{IOI}	—	2.0	—	—	2.0	—	μA/°C
Output Offset Current (I _g - I _g)	7	—	I _{OOI}	—	14	50	—	14	50	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	(TC) _{OOI}	—	30	—	—	30	—	μA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, I _g = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V _{DC}
Common-Mode Gain, Signal Port, I _g = 1.0 kHz V _{CD} = 0.5 V _{DC}	9	—	ACM	—	-45	—	—	-45	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V _{OUT}	—	2.0	—	—	2.0	—	V _{DC}
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{OUT}	—	2.0	—	—	2.0	—	V _{DC}
Power Supply Current I _g = I ₁₂ I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	—	2.0 2.0	3.0 4.0	—	2.0 2.0	4.0 5.0	mA
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	—	—	—	—	—	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596.

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R₁ of Figure 5).

Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower-carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S. Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair — or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_1}{R_E + 2r_E} \text{ where } r_E = \frac{26 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" (V_C = 0.5 Vdc). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_S.

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

Power dissipation, P_D, within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming V_{I2} = V_S, I_S = I_S = I_{I2} and ignoring base current, P_D = 2 I_S (V_S - V_{I4}) + I_S V_S - V_{I4} where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_5 = I_{I2},$$

$$I_5 < I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V_5 - \phi}{I_5} \approx 500 \Omega \text{ where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition I_S = 1.0 mA and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{I2} = V^+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq (V_6, V_{I2}) - (V_8, V_{I1}) \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq (V_8, V_{I1}) - (V_1, V_4) \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq (V_1, V_4) - (V_5) \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{I2}, V_8 = V_{I1}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 8, and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \bigg|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \bigg|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

Capacitors C_1 and C_2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than $5.0\ \Omega$ at the carrier frequency.

The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

V_{gg} should be dc only. The insertion of an RF choke in series with V_{gg} can enhance the stability of the internal current sources.

Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.

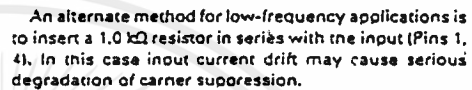


FIGURE 3 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION

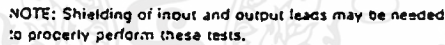


FIGURE 9 - COMMON MODE GAIN

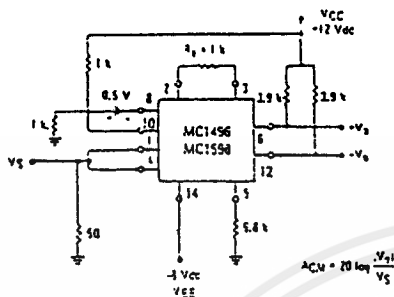
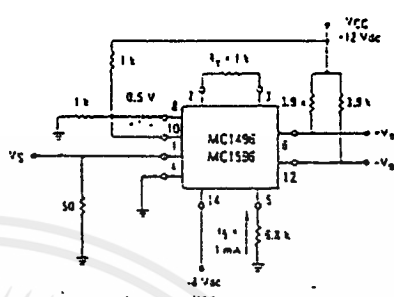


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 50$ mV (rms), $I_S = 1$ mA, $V_S = 300$ mV (rms), $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

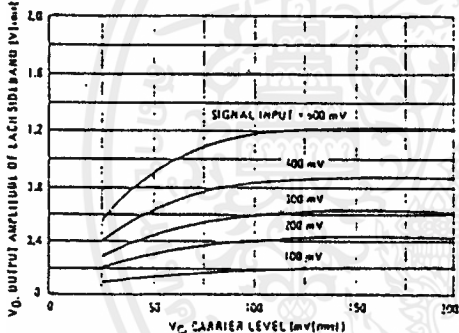


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

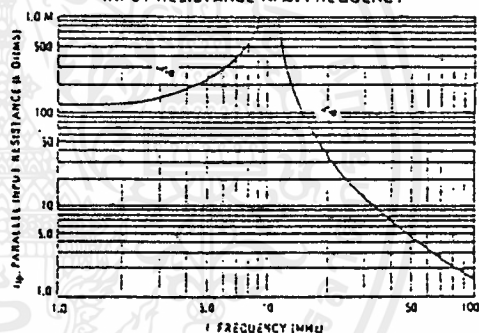


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

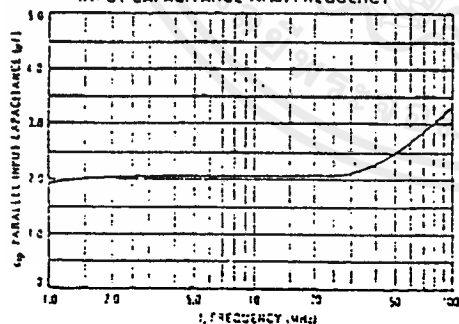
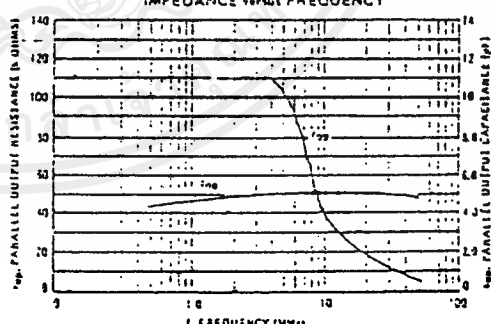


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_c = 500$ kHz (sine wave),
 $V_G = 60$ mV(rms), $I_S = 1$ mA, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIOBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

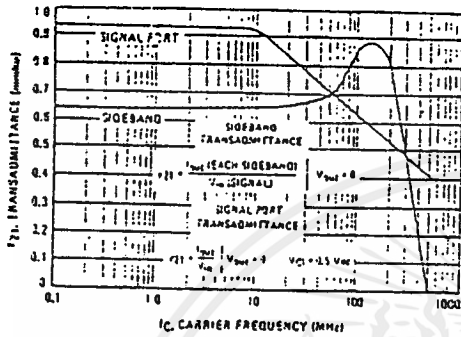


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

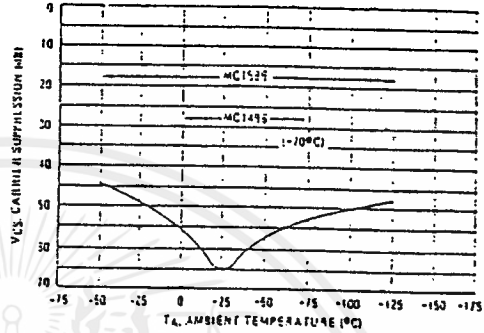


FIGURE 17 - SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

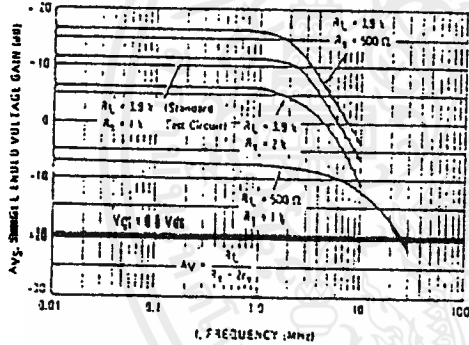


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

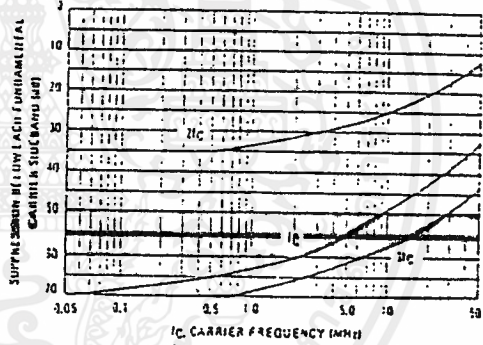


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

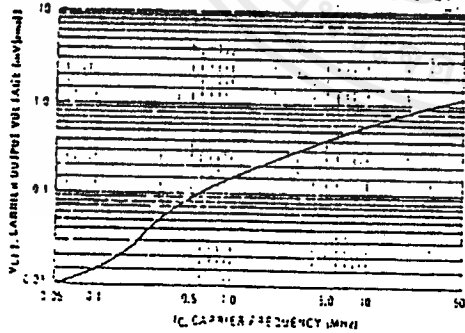
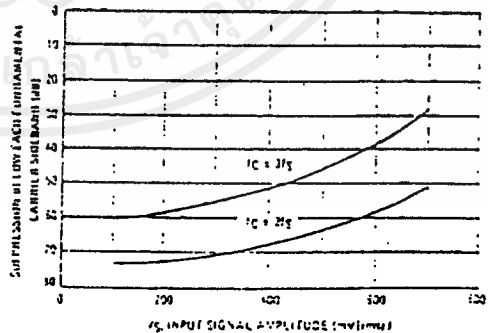


FIGURE 20 - SIOBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



A line graph showing Vc Carrier Suppression (μV) on the y-axis (0 to 70, inverted) versus Vc Carrier Input Level (mVrms) on the x-axis (0 to 500). Two curves are plotted: one for fC = 16 MHz and one for fC = 500 kHz. The 16 MHz curve starts at ~42 μV, dips to ~58 μV at 150 mVrms, and then rises to ~32 μV at 500 mVrms. The 500 kHz curve starts at ~60 μV, dips to ~68 μV at 100 mVrms, and then rises to ~50 μV at 500 mVrms.

Vc Carrier Input Level (mVrms)	Vc Carrier Suppression (μV) at fC = 16 MHz	Vc Carrier Suppression (μV) at fC = 500 kHz
0	42	60
100	48	68
150	58	65
200	52	62
300	42	58
400	36	52
500	32	50

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 27.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency coupler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC

The schematic diagram shows a differential amplifier circuit. It consists of two input stages. The top stage has two inputs: 'CHARGER' (Vc) and 'DIGITAL' (Vd). The bottom stage has two inputs: 'BIAS' and 'Vee'. The circuit includes resistors of 500 and 1000 ohms. The outputs are 'Vout' and 'Vout ADJUST'. A note indicates that resistor values are 1% tolerance.

[illegible]

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (I_E) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

FIGURE 25 - TABLE 1
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + r_e) \left(\frac{KT}{q} \right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E - 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2 \sqrt{2} \left(\frac{KT}{q} \right) (R_E - 2r_e)}$	$f_C \approx f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E - 2r_e}$	$f_C \approx f_M, 2f_C \approx f_M, 3f_C \approx f_M, \dots$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $I_C = I_M$ and $I_C = I_M$.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at $+25^\circ\text{C}$:

$$r_e \approx \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 25 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 30 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 30 kHz the 0.1 μF capacitors on pins 6 and 10 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 200 mV(rms) input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

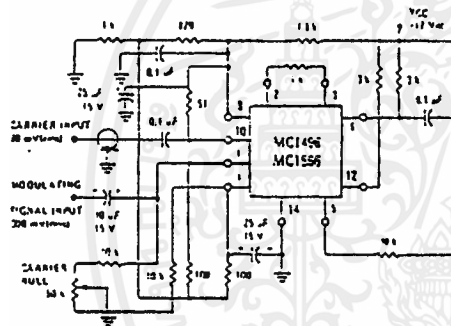


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

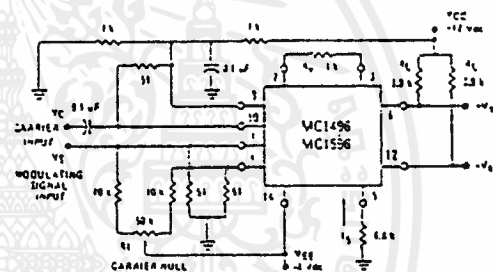


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

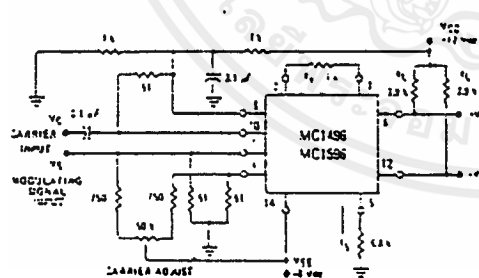


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

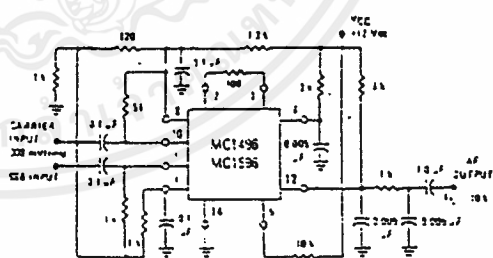


FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER
1800 kHz BAND INPUTS, 3.0 MHz TUNED OUTPUT

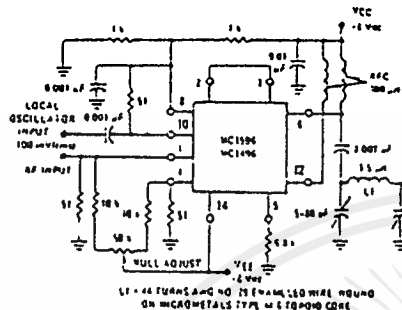


FIGURE 31 - LOW-FREQUENCY DOUBLER

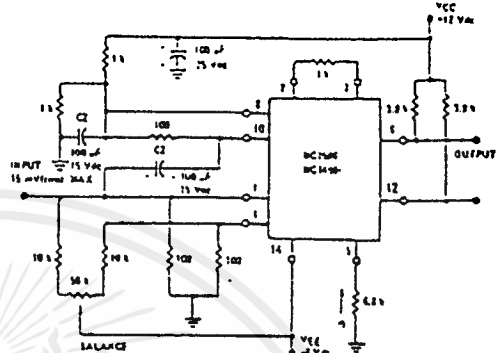
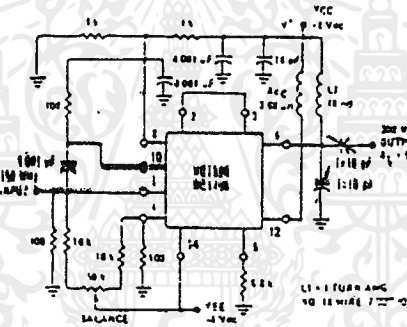


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



DEFINITIONS
 10C CARRIER FUNDAMENTAL
 10S MODULATING SIGNAL
 10C + 10S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBANDS
 10C - 10S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBANDS
 10C + 20S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 20S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 30S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 30S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 40S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 40S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 50S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 50S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 60S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 60S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 70S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 70S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 80S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 80S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 90S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 90S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C + 100S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 10C - 100S FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

74HC/HCT 4046A

Signetics

74HC/HCT4046A
Phase-Locked Loop with
VCO

Product Specification

HC MOS Products

FEATURES

- Low power consumption
- Centre frequency of up to 17 MHz (typ.) at $V_{CC} = 4.5\text{ V}$
- Choice of three phase comparators: EXCLUSIVE-OR; edge-triggered JK flip-flop; edge-triggered RS flip-flop
- Excellent VCO frequency linearity
- VCO-inhibit control for ON/OFF, keying and for low standby power consumption
- Minimal frequency drift
- Operating power supply voltage range: VCO section 3.0 to 6.0 V digital section 2.0 to 6.0 V
- Zero voltage offset due to op-amp buffering
- Output capability: standard
- I_{CC} category: MSI

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
f_o	VCO centre frequency	$C_1 = 40\text{ pF}$ $R_1 = 3\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	18	18	MHz
C_1	input capacitance (pin 5)		3.5	3.5	pF
C_{PD}	power dissipation capacitance per package	note 1	38	39	pF

$GND = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Note 1

Applies to phase comparator section only (VCO disabled). For power dissipation of VCO and demodulator sections see Figs 22, 23 and 24.

ORDERING INFORMATION / PACKAGE OUTLINES

74HC/HCT4046AN: 16-pin plastic DIP; NJ1 package

74HC/HCT4046AD: 16-pin SO-16; DJ1 package

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4046A are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with the "4046" of the "4000B" series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7. The 74HC/HCT4046A are phase-locked-loop circuits that comprise a linear voltage controlled oscillator (VCO) and three different phase comparators (PC1, PC2 and PC3) with a common signal input amplifier and a common comparator input.

The signal input can be directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. A self-bias input circuit keeps small voltage signals within the linear region of the input amplifiers. With a passive low-pass filter, the "4046A" forms a second-order loop PLL. The excellent VCO linearity is achieved by the use of linear op-amp techniques.

(continued on next page)

APPLICATIONS

- FM modulation and demodulation
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Tone decoding
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Motor-speed control

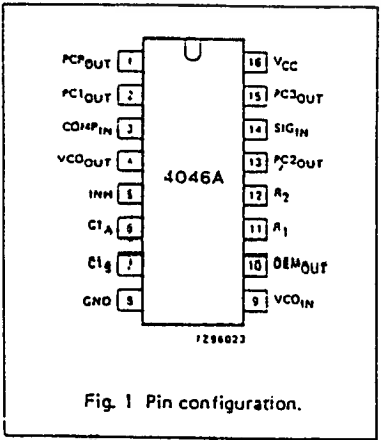


Fig. 1 Pin configuration.

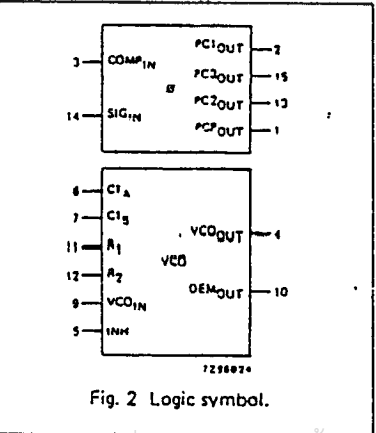


Fig. 2 Logic symbol.

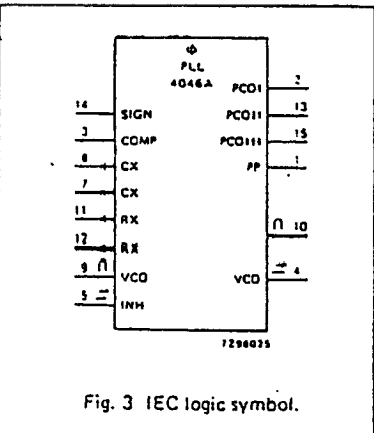


Fig. 3 IEC logic symbol.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL DESCRIPTION (Cont'd)

Phase comparators (Cont'd)

Phase comparator 2 (PC2)

- This is a positive edge-triggered phase and frequency detector. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. PC2 comprises two D-type flip-flops, control-gating and a 3-state output stage. The circuit functions as an up-down counter (Fig. 5) where SIG_{IN} causes an up-count and $COMP_{IN}$ a down-count. The transfer function of PC2, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed, is:

$$V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{4\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;

$V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT}$ (via low-pass filter).

The average output voltage from PC2, fed to the VCO via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig. 8. Typical waveforms for the PC2 loop locked at f_0 are shown in Fig. 9.

When the frequencies of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are equal but the phase of SIG_{IN} leads that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver at PC2OUT is held "ON" for a time corresponding to the phase difference (ϕ_{DEMOUT}). When the phase of SIG_{IN} lags that of $COMP_{IN}$, the n-type driver is held "ON"

When the frequency of SIG_{IN} is higher than that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver is held "ON" for most of the input signal cycle time, and for the remainder of the cycle both n and p-type drivers are "OFF" (3-state). If the SIG_{IN} frequency is lower than the $COMP_{IN}$ frequency, then it is the n-type driver that is held "ON" for most of the cycle. Subsequently, the

voltage at the capacitor (C2) of the low-pass filter connected to PC2OUT varies until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point the voltage on C2 remains constant as the PC2 output is in 3-state and the VCO input at pin 9 is a high impedance. Also in this condition, the signal at the phase comparator pulse output (PCPOUT) is a HIGH level and so can be used for indicating a locked condition.

Thus, for PC2, no phase difference exists between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ over the full frequency range of the VCO. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced because both p and n-type drivers are "OFF" for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range and is independent of the low-pass filter. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC2, to its lowest frequency.

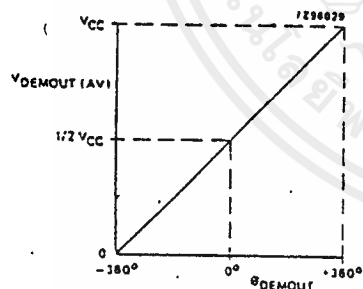


Fig. 8 Phase comparator 2: average output voltage versus input phase difference:

$$V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT} =$$

$$\frac{V_{CC}}{4\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{DEMOUT} = (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN}).$$

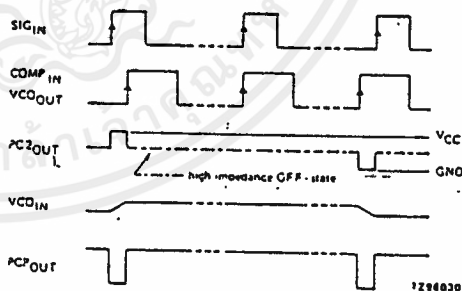


Fig. 9 Typical waveforms for PLL using phase comparator 2, loop locked at f_0 .

Phase comparator 3 (PC3)

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS-type flip-flop. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. The transfer characteristic of PC3, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed, is:

$$V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{2\pi}(\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;

$V_{DEMOUT} = V_{PC3OUT}$ (via low-pass filter).

The average output from PC3, fed to the VCO via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig. 10. Typical waveforms for the PC3 loop locked at f_0 are shown in Fig. 11.

The phase-to-output response characteristic of PC3 (Fig. 10) differs from that of PC2 in that the phase angle between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ varies between 0° and 360° and is 180° at the centre frequency. Also PC3 gives a greater voltage swing than PC2 for input phase differences but as a consequence the ripple

content of the VCO input signal is higher. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC3, to its highest frequency.

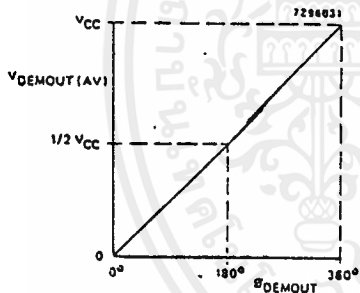


Fig. 10 Phase comparator 3: average output voltage versus input phase difference:

$$V_{DEMOUT} = V_{PC3OUT} =$$

$$\frac{V_{CC}}{2\pi}(\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{DEMOUT} = (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN}).$$

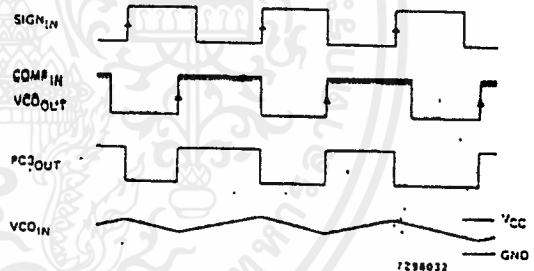


Fig. 11 Typical waveforms for PLL using phase comparator 3, loop locked at f_0 .

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1	PCP _{OUT}	phase comparator pulse output
2	PC1 _{OUT}	phase comparator 1 output
3	COMP _{IN}	comparator input
4	VCO _{OUT}	VCO output
5	INH	inhibit input
6	C1 _A	capacitor C1 connection A
7	C1 _B	capacitor C1 connection B
8	GND	ground (0 V)
9	VCO _{IN}	VCO input
10	DEM _{OUT}	demodulator output
11	R ₁	resistor R1 connection
12	R ₂	resistor R2 connection
13	PC2 _{OUT}	phase comparator 2 output
14	SIG _{IN}	signal input
15	PC3 _{OUT}	phase comparator 3 output
16	VCC	positive supply voltage

GENERAL DESCRIPTION (Cont'd)
VCO

The VCO requires one external capacitor C1 (between C1_A and C1_B) and one external resistor R1 (between R1 and GND) or two external resistors R1 and R2 (between R1 and GND, and R2 and GND). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required.

The high input impedance of the VCO simplifies the design of low-pass filters by giving the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low-pass filter, a demodulator output of the VCO input voltage is provided at pin 10 (DEM_{OUT}). In contrast to conventional techniques where the DEM_{OUT} voltage is one threshold voltage lower than the VCO input voltage, here the DEM_{OUT} voltage equals that of the VCO input. If DEM_{OUT} is used, a load resistor (R_S) should be connected from DEM_{OUT} to GND; if unused, DEM_{OUT} should be left open. The VCO output (VCO_{OUT}) can be connected directly to the comparator input (COMP_{IN}), or connected via a frequency-divider. The VCO output signal has a guaranteed duty factor of 50%. A LOW level at the inhibit input (INH) enables the VCO and demodulator, while a HIGH level turns both off to minimize standby power consumption.

Phase comparators

The signal input (SIG_{IN}) can be directly coupled to the self-biasing amplifier at pin 14, provided that the signal swing is between the standard HC family input logic levels. Capacitive coupling is required for signals with smaller swings.

Phase comparator 1 (PC1)

This is an EXCLUSIVE-OR network. The signal and comparator input frequencies (f_i) must have a 50% duty factor to obtain the maximum locking range. The transfer characteristic of PC1, assuming ripple (f_r = 2f_i) is suppressed, is:

$$V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;

$$V_{DEMOUT} = V_{PC1OUT} \text{ (via low-pass filter).}$$

The average output voltage from PC1, fed to the VCO input via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of signals (SIG_{IN}) and the comparator input (COMP_{IN}) as shown in Fig. 6. The average of V_{DEMOUT} is equal to 1/2 V_{CC} when there is no signal

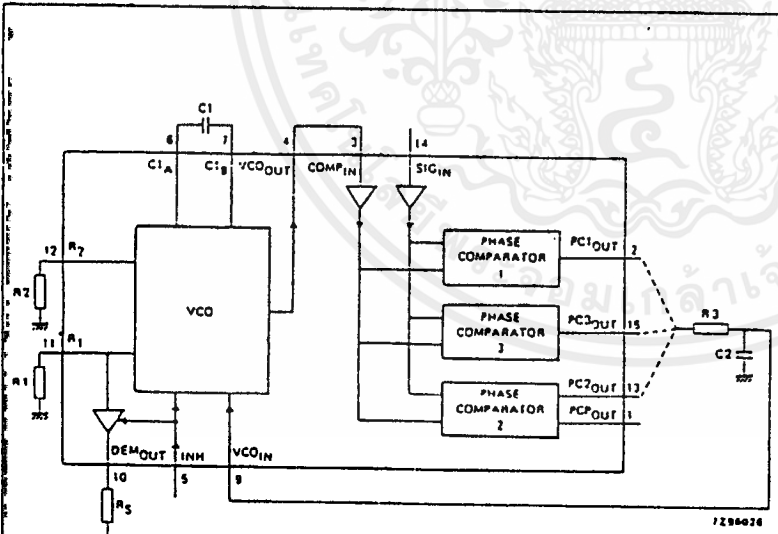


Fig. 4 Functional diagram.

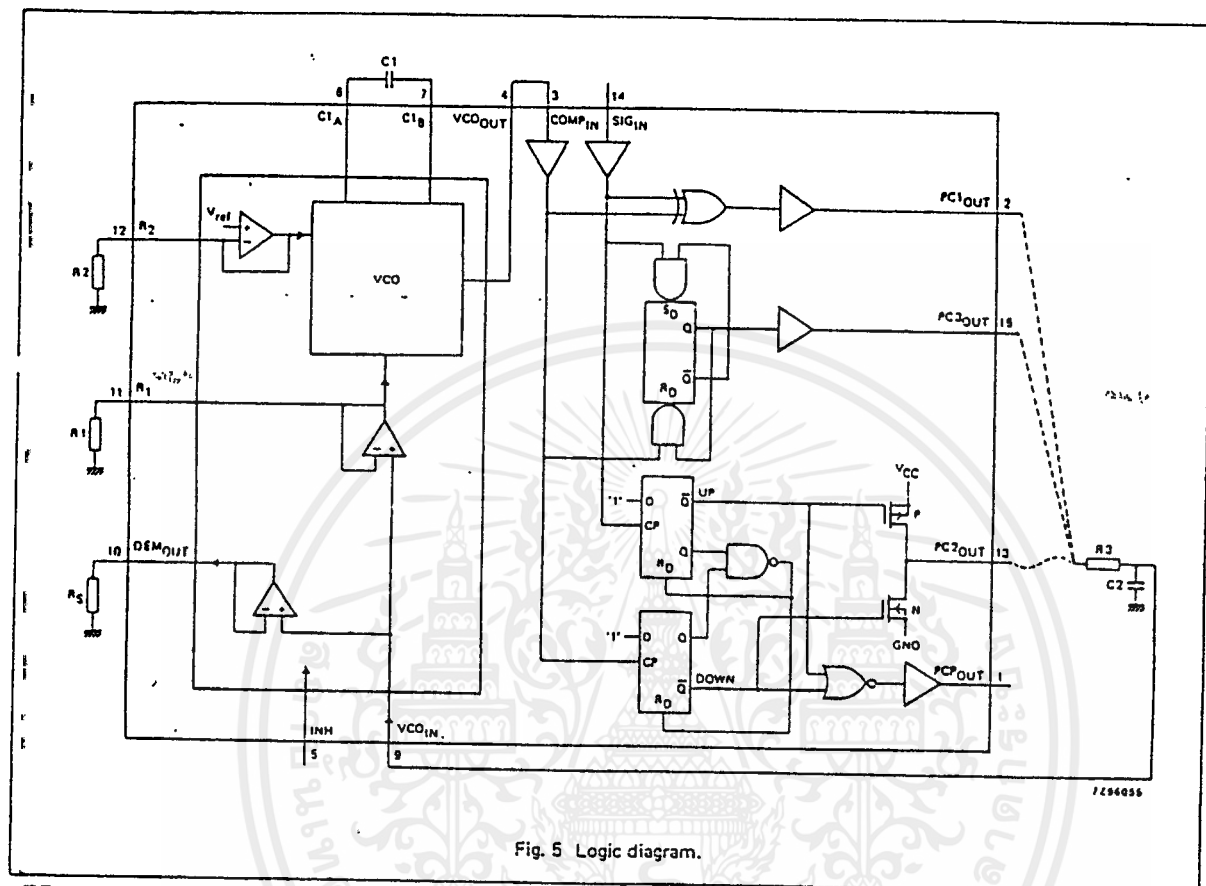


Fig. 5 Logic diagram.

of noise at SIG_{IN} and with this input the VCO oscillates at the centre frequency (f_0). Typical waveforms for the PC1 loop locked at f_0 are shown in Fig. 7.

The frequency capture range ($2f_{cl}$) is defined as the frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out-of-lock. The frequency lock range ($2f_{ll}$) is defined as the frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock. The capture range is smaller or equal to the lock range.

With PC1, the capture range depends on the low-pass filter characteristics and can be made as large as the lock range. This configuration retains lock even with very noisy input signals. Typical behaviour of this type of phase comparator is that it can lock to input frequencies close to the harmonics of the VCO centre frequency.

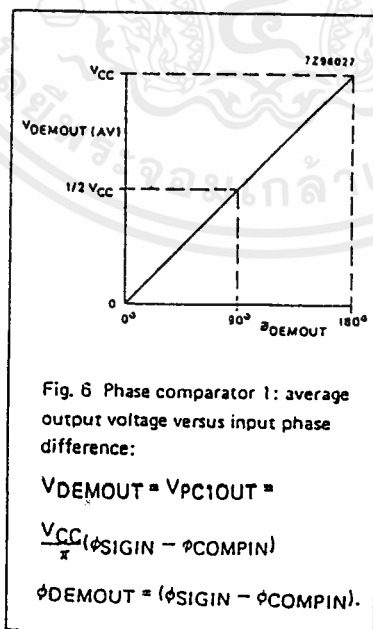


Fig. 6 Phase comparator 1: average output voltage versus input phase difference:

VDEMOUT = VPC1OUT =

$$\frac{V_{CC}}{R}(\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{\text{DEMOUT}} = (\phi_{\text{SIGIN}} - \phi_{\text{COMPIN}}).$$

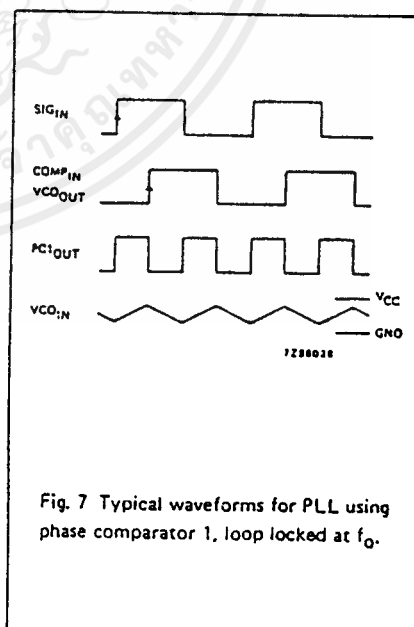


Fig. 7 Typical waveforms for PLL using phase comparator 1, loop locked at f_0 .

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS FOR 74HC/HCT

SYMBOL	PARAMETER	74HC			74HCT			UNIT	CONDITIONS
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.		
V _{CC}	DC supply voltage	3.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V _{CC}	DC supply voltage if VCO section is not used	2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V _I	DC input voltage range	0		V _{CC}	0		V _{CC}	V	
V _O	DC output voltage range	0		V _{CC}	0		V _{CC}	V	
T _{amb}	operating ambient temperature range	-40		+85	-40		+85	°C	see DC and AC CHARACTERISTICS
T _{amb}	operating ambient temperature range	-40		+125	-40		+125	°C	
t _r , t _f	input rise and fall times (pin 5)		6.0	1000 500 400		6.0	500	ns	V _{CC} = 2.0 V V _{CC} = 4.5 V V _{CC} = 6.0 V

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT	CONDITIONS
V _{CC}	DC supply voltage	-0.5	+7	V	
±I _{IK}	DC input diode current except C1A, C1B		20	mA	for V _I < -0.5 V or V _I > V _{CC} + 0.5 V
±I _{IK}	DC input diode current C1A, C1B		10	mA	for V _I < -0.5 V or V _I > V _{CC} + 0.5 V
±I _{OK}	DC output diode current		20	mA	for V _O < -0.5 V or V _O > V _{CC} + 0.5 V
±I _O	DC output source or sink current		25	mA	for -0.5 V < V _O < V _{CC} + 0.5 V
±I _{CC} ; ±I _{GND}	DC V _{CC} or GND current		50	mA	
T _{stg}	storage temperature range	-65	+150	°C	
P _{tot}	power dissipation per package				for temperature range: -40 to +125 °C
	plastic DTL		500	mW	74HC/HCT
	plastic mini-pack (SO)		400	mW	above +70 °C: derate linearly with 8 mW/K above +70 °C: derate linearly with 6 mW/K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

Quiescent supply current

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							V _{CC} V	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
I _{CC}	quiescent supply current (VCO disabled)			8.0		80.0		160.0	μA		6.0

Phase comparator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC									V _{CC} V	V _I	OTHER
		+25			-40 to +85		-40 to +125						
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
V _{IH}	DC coupled HIGH level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}	1.5 3.15 4.2	1.2 2.4 3.2		1.5 3.15 4.2		1.5 3.15 4.2		V	2.0 4.5 6.0			
V _{IL}	DC coupled LOW level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}		0.8 2.1 2.8	0.5 1.35 1.8		0.5 1.35 1.8		0.5 1.35 1.8	V	2.0 4.5 6.0			
V _{OH}	HIGH level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}	1.9 4.4 5.9	2.0 4.5 6.0		1.9 4.4 5.9		1.9 4.4 5.9		V	2.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 20 μA -I _O = 20 μA -I _O = 20 μA	
V _{OH}	HIGH level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}	3.98 5.48	4.32 5.81		3.84 5.34		3.7 5.2		V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 4.0 mA -I _O = 5.2 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}		0 0 0	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	V	2.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 μA I _O = 20 μA I _O = 20 μA	
V _{OL}	LOW level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}		0.15 0.16	0.26 0.26		0.33 0.33		0.4 0.4	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA	
±I _I	input leakage current SIG _{IN} , COMP _{IN}			3.0 7.0 18.0 30.0		4.0 9.0 23.0 38.0		5.0 11.0 27.0 45.0	μA	2.0 3.0 4.5 6.0	V _{CC} or GND		
±I _{OZ}	3-state OFF-state current PC _{2OUT}			0.5		5.0		10.0	μA	6.0	V _{IH} or V _{IL}	V _O = V _{CC} or GND	
R _I	input resistance SIG _{IN} , COMP _{IN}		800 250 150						kΩ	3.0 4.5 6.0	V _I at self-bias operating point; ΔV _I = 0.5 V; see Figs 12, 13 and 14		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

Demodulator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
R _S	resistor range	50		300						kΩ	3.0	at R _S > 300 kΩ the leakage current can influence V _{DEMOUT}
		50		300					4.5			
		50		300					6.0			
V _{OFF}	offset voltage V _{COIN} to V _{DEMOUT}		±30 ±20 ±10						mV	3.0 4.5 6.0	V _I = V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; values taken over R _S ranges see Fig. 15	
R _D	dynamic output resistance at DEM _{OUT}		25 25 25						Ω	3.0 4.5 6.0	V _{DEMOUT} = 1/2 V _{CC}	

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC (Cont'd)
VCO section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC									V _{CC} V	V _I	OTHER
		+25			-40 to +85		-40 to +125						
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
V _{IH}	HIGH level input voltage INH	2.1 3.15 4.2	1.2 2.4 3.2		2.1 3.15 4.2		2.1 3.15 4.2		V	3.0 4.5 6.0			
V _{IL}	LOW level input voltage INH		0.8 2.1 2.8	0.9 1.35 1.8		0.9 1.35 1.8		0.9 1.35 1.8	V	3.0 4.5 6.0			
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	2.9 4.4 5.9	3.0 4.5 6.0		2.9 4.4 5.9		2.9 4.4 5.9		V	3.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 20 μA -I _O = 20 μA -I _O = 20 μA	
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	3.98 5.48	4.32 5.81		3.84 5.34		3.7 5.2		V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 4.0 mA -I _O = 5.2 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0 0 0	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	V	2.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 μA I _O = 20 μA I _O = 20 μA	
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0.15 0.16	0.26 0.26		0.33 0.33		0.4 0.4	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage C1A, C1B (test purposes only)			0.40 0.40		0.47 0.47		0.54 0.54	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA	
±I _I	input leakage current INH, VCO _{IN}			0.1		1.0		1.0	μA	6.0	V _{CC} or GND		
R1	resistor range	3.0 3.0 3.0		300 300 300					kΩ	3.0 4.5 6.0		note 1	
R2	resistor range	3.0 3.0 3.0		300 300 300					kΩ	3.0 4.5 6.0		note 1	
C1	capacitor range	40 40 40		no limit					pF	3.0 4.5 6.0			
V _{VCOIN}	operating voltage range at VCO _{IN}	0.9 0.9 0.9		1.9 3.2 4.6					V	3.0 4.5 6.0		over the range specified for R1; for linearity see Figs 20 and 21. Refer to note 2	

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

Phase comparator section

GND = 0 V; $t_r = t_f = 6\text{ ns}$; $C_L = 50\text{ pF}$

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC ₁ OUT		63 23 18	200 40 34		250 50 43		300 60 51	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 16	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC ₂ OUT		96 35 28	340 68 58		425 85 72		510 102 87	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 16	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC ₃ OUT		77 28 22	270 54 46		340 68 58		405 81 69	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 16	
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 16	
t _{PZH} / t _{PZL}	3-state output enable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC ₂ OUT		83 30 24	280 56 48		350 70 60		420 84 71.4	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 17	
t _{PHZ} / t _{PLZ}	3-state output disable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC ₂ OUT		99 36 29	325 65 55		405 81 69		490 98 83	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 17	
V _{I(p-p)}	AC coupled input sensitivity (peak-to-peak value) at SIG _{IN} or COMP _{IN}		0.05 0.05 0.05 0.05						V	2.0 3.0 4.5 6.0	f _i = 1 MHz C _L = 15 pF	

VCO section

GND = 0 V; $t_r = t_f = 6\text{ ns}$; $C_L = 50\text{ pF}$

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	typ.	max.	min.	max.				
Δf/T	frequency stability with temperature change				0.20 0.15 0.14				%/K	3.0 4.5 6.0	V _I = V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; R ₁ = 100 kΩ; R ₂ = ∞; C ₁ = 100 pF; see Fig. 18	
f _o	VCO centre frequency (duty factor = 50%)	3.0 11.0 13.0	10.0 17.0 21.0						MHz	3.0 4.5 6.0	V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; R ₁ = 3 kΩ; R ₂ = ∞; C ₁ = 40 pF; see Fig. 19	
Δf _{VCO}	VCO frequency linearity		1.0 0.4 0.3						%	3.0 4.5 6.0	R ₁ = 100 kΩ; R ₂ = ∞; C ₁ = 100 pF; see Figs 20 and 21	
δ _{VCO}	duty factor at VCO _{OUT}		50 50 50						%	3.0 4.5 6.0		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT
Quiescent supply current
Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
I _{CC}	quiescent supply current (VCO disabled).			8.0		80.0			160.0	μA	6.0	pins 3, 5 and 14 at V _{CC} ; pin 9 at GND; I _I at pins 3 and 14 to be excluded
ΔI _{CC}	additional quiescent supply current per input pin for unit load coefficient is 1 (note 1) V _I = V _{CC} − 2.1 V		100	360		450			490	μA	4.5 to 5.5	pins 3 and 14 at V _{CC} ; pin 9 at GND; I _I at pins 3 and 14 to be excluded

Note

1. The value of additional quiescent supply current (ΔI_{CC}) for a unit load of 1 is given above.
To determine ΔI_{CC} per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
INH	1.00

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT (Cont'd)
Phase comparator section
Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT									V _{CC} V	V _I	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125						
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
V _{IH}	DC coupled HIGH level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}	3.15	2.4						V	4.5			
V _{IL}	DC coupled LOW level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}		2.1	1.35					V	4.5			
V _{OH}	HIGH level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}	4.4	4.5		4.4		4.4		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	−I _O = 20 μA	
V _{OH}	HIGH level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}	3.98	4.32		3.84		3.7		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	−I _O = 4.0 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}		0	0.1		0.1		0.1	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 μA	
V _{OL}	LOW level output voltage PC _{OUT} , PC _{nOUT}		0.15	0.26		0.33		0.4	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA	
±I _I	input leakage current SIG _{IN} , COMP _{IN}			30		38		45	μA	5.5	V _{CC} or GND		
±I _{OZ}	3-state OFF-state current PC _{2OUT}			0.5		5.0		10.0	μA	5.5	V _{IH} or V _{IL}	V _O = V _{CC} or GND	
R _I	input resistance SIG _{IN} , COMP _{IN}		250						kΩ	4.5	V _I at self-bias operating point; ΔV _I = 0.5 V; see Figs 12, 13 and 14		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT (Cont'd)
VCO section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT									V _{CC} V	V _I	OTHER
		+25			-40 to +85		-40 to +125						
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
V _{IH}	HIGH level input voltage INH	2.0	1.6		2.0		2.0		V	4.5 to 5.5			
V _{IL}	LOW level input voltage INH		1.2	0.8		0.8		0.8	V	4.5 to 5.5			
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	4.4	4.5		4.4		4.4		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 20 μA	
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	3.98	4.32		3.84		3.7		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 4.0 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0	0.1		0.1		0.1	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 μA	
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0.15	0.26		0.33		0.4	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage C1A, C1B (test purposes only)			0.40		0.47		0.54	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA	
±I _I	input leakage current INH, VCO _{IN}			0.1		1.0		1.0	μA	5.5	V _{CC} or GND		
R1	resistor range	3.0		300					kΩ	4.5		note 1	
R2	resistor range	3.0		300					kΩ	4.5		note 1	
C1	capacitor range	40		no limit					pF	4.5			
V _{VCOIN}	operating voltage range at VCO _{IN}	0.9		3.2					V	4.5		over the range specified for R1; for linearity see Figs 20 and 21. Refer to note 2	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT (Cont'd)
Demodulator section
Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
R _S	resistor range	50		300						kΩ	4.5	at R _S > 300 kΩ the leakage current can influence V _{DEMOIJT}
V _{OFF}	offset voltage V _{COIN} to V _{DEMOUT}		±20							mV	4.5	V _I = V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; values taken over R _S range; see Fig. 15
R _D	dynamic output resistance at DEM _{OUT}		25							Ω	4.5	V _{DEMOUT} = 1/2 V _{CC}

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

Phase comparator section
GND = 0 V; $t_r = t_f = 6 \text{ ns}$; $C_L = 50 \text{ pF}$

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
¹ PHL/ ¹ PLH	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC1 _{OUT}		26	45		56		68	ns	4.5	Fig. 16	
¹ PHL/ ⁴	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}		38	68		85		102	ns	4.5	Fig. 16	
¹ PHL/ ¹ PLH	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC3 _{OUT}		34	60		75		90	ns	4.5	Fig. 16	
¹ THL/ ¹ TLH	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig. 16	
¹ PZH/ ¹ PZL	3-state output enable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}		35	60		75		90	ns	4.5	Fig. 17	
¹ PHZ/ ¹ PLZ	3-state output disable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}		40	70		88		105	ns	4.5	Fig. 17	
V _I (p-p)	AC coupled input sensitivity (peak-to-peak value) at SIG _{IN} or COMP _{IN}		0.05						V	4.5	f _i = 1 MHz C _L = 15 pF	

VCO section

GND = 0 V; $t_r = t_f = 6 \text{ ns}$; $C_L = 50 \text{ pF}$

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)							UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT								V _{CC} V	OTHER
		+25			−40 to +85		−40 to +125				
		min.	typ.	max.	typ.	max.	min.	max.			
ΔI/T	frequency stability with temperature change				0.15				%/K	4.5	V _I = V _{VCOIN} within recommended range; R1 = 100 kΩ; R2 = ∞; C1 = 100 pF; see Fig. 18b
f _o	VCO centre frequency (duty factor = 50%)	11.0	17.0						MHz	4.5	V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; R1 = 3 kΩ; R2 = ∞; C1 = 40 pF; see Fig. 19
Δf/VCO	VCO frequency linearity		0.4						%	4.5	R1 = 100 kΩ; R2 = ∞; C1 = 100 pF; see Figs 20 and 21
h _{VCO}	duty factor at VCO _{OUT}		50						%	4.5	

FIGURE REFERENCES FOR DC CHARACTERISTICS

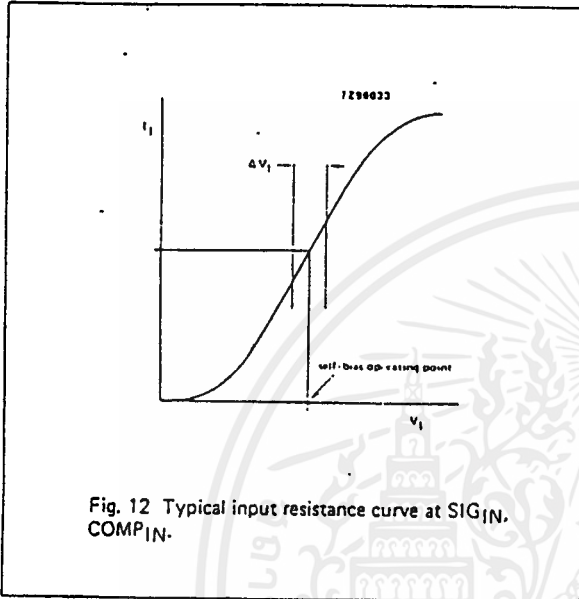


Fig. 12 Typical input resistance curve at SIG_{1N}, COMP_{1N}.

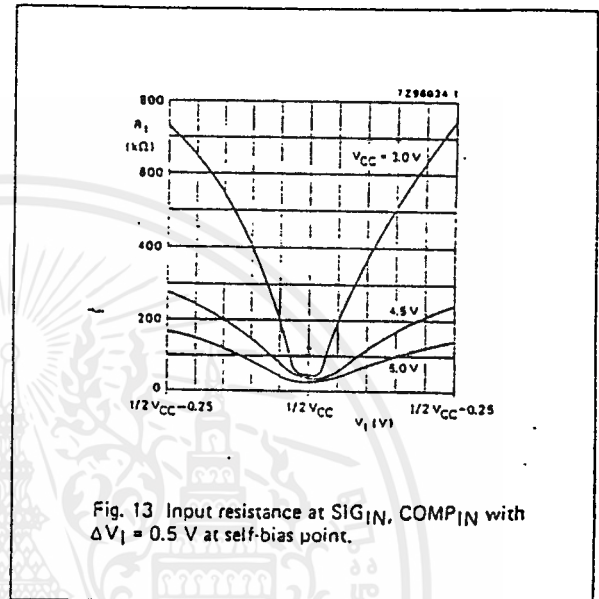


Fig. 13 Input resistance at SIG_{1N}, COMP_{1N} with $\Delta V_i = 0.5$ V at self-bias point.

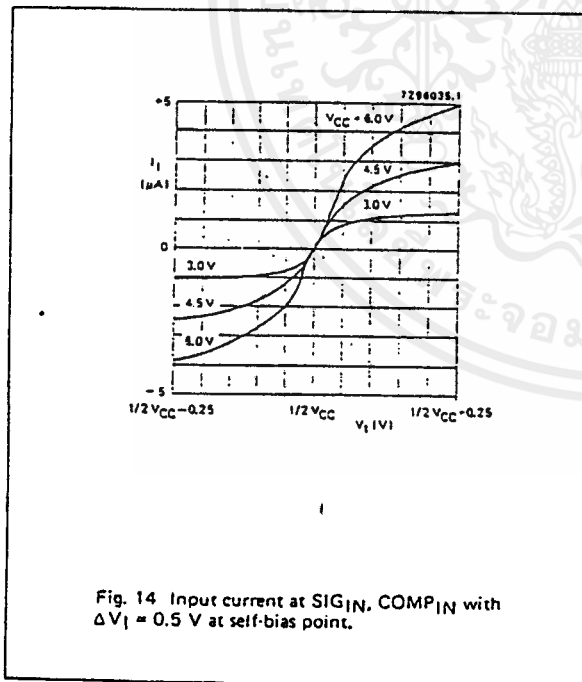
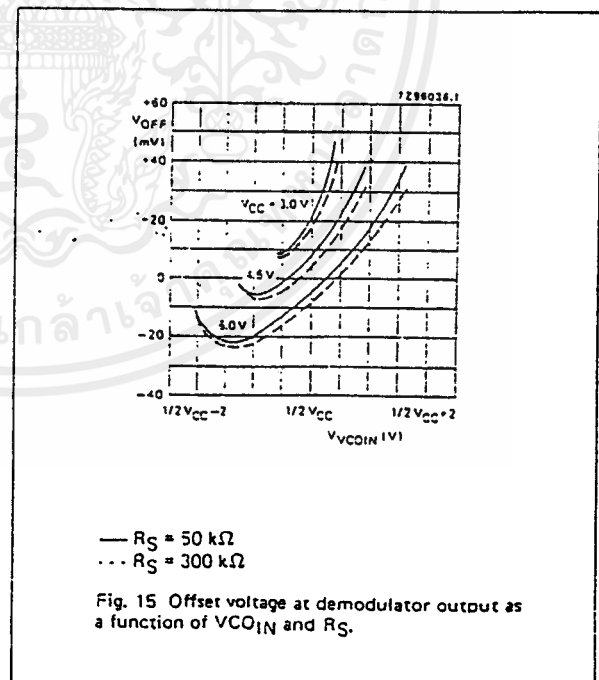


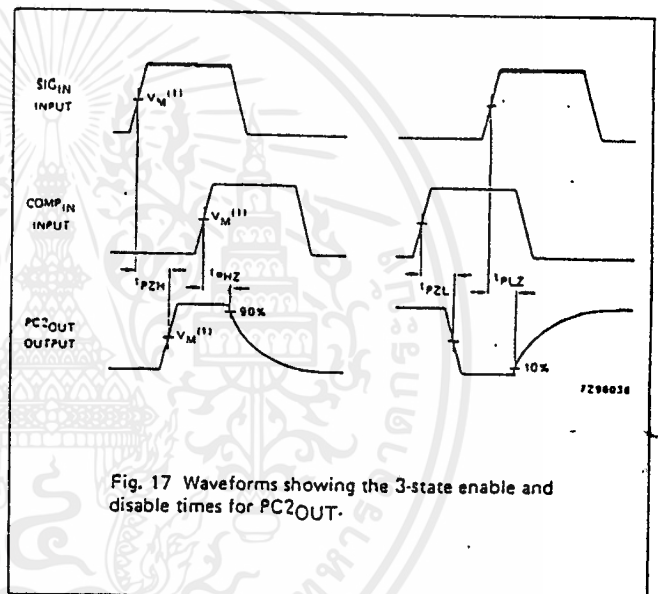
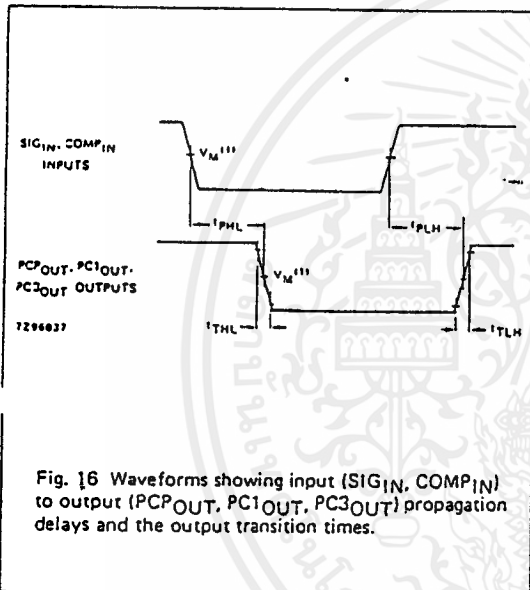
Fig. 14 Input current at SIG_{1N}, COMP_{1N} with $\Delta V_i = 0.5$ V at self-bias point.



— $R_S = 50$ k Ω
 ... $R_S = 300$ k Ω

Fig. 15 Offset voltage at demodulator output as a function of VCO_{1N} and R_S .

AC WAVEFORMS



Note to AC waveforms

- (1) HC : $V_M \approx 50\%$; $V_I = \text{GND to } V_{CC}$.
 HCT: $V_M = 1.3 \text{ V}$; $V_I = \text{GND to } 3 \text{ V}$.

AC WAVEFORMS (Continued)

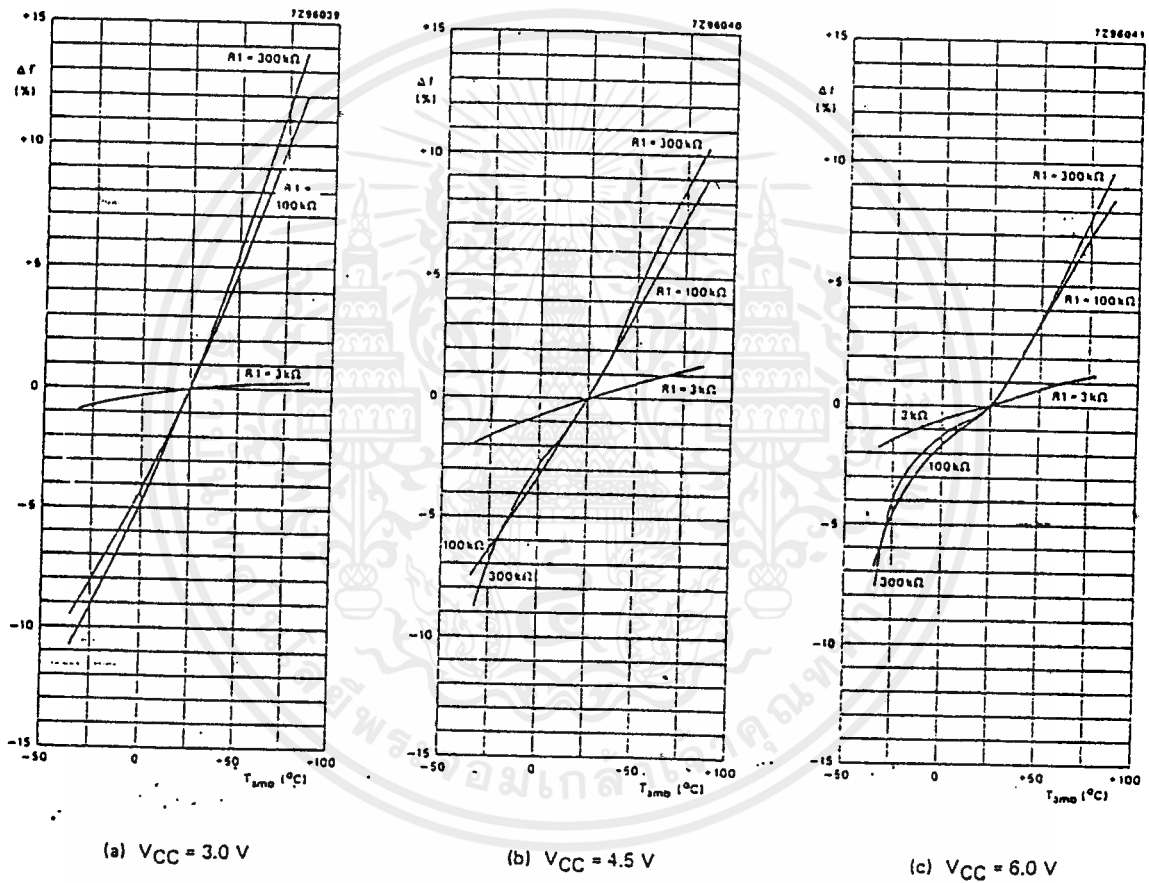
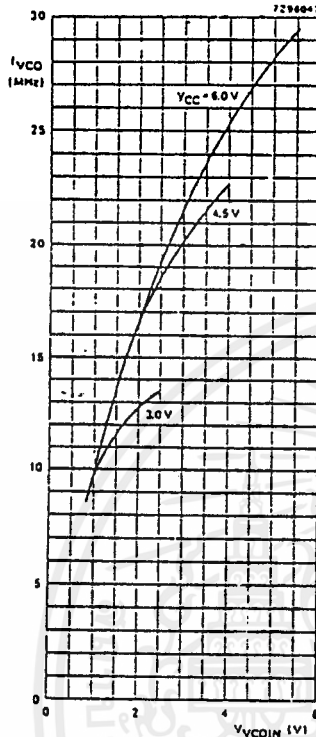
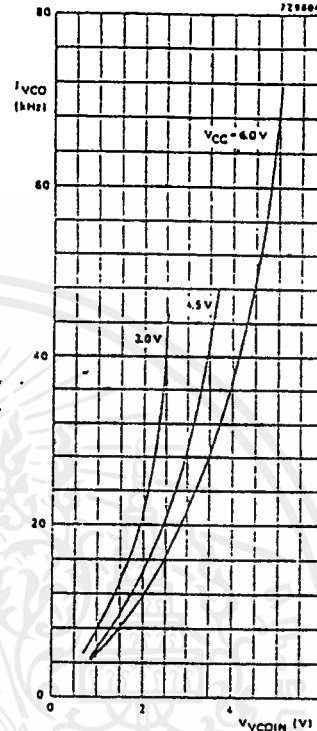


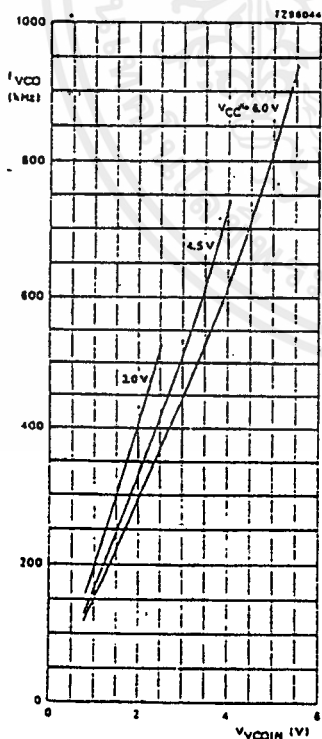
Fig. 18 Frequency stability versus ambient temperature: $C1 = 100 pF$; $R2 = \infty$; $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$.



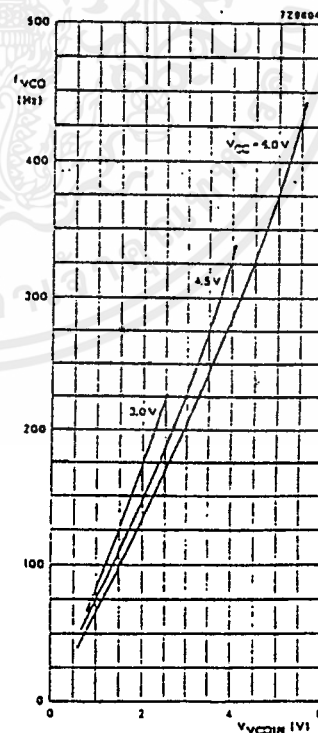
(a) $R1 = 3\text{ k}\Omega$;
 $C1 = 40\text{ pF}$



(b) $R1 = 3\text{ k}\Omega$;
 $C1 = 100\text{ nF}$



(c) $R1 = 300\text{ k}\Omega$;
 $C1 = 40\text{ pF}$



(d) $R1 = 300\text{ k}\Omega$;
 $C1 = 100\text{ nF}$

Fig. 19 Graphs showing VCO frequency (f_{VCO}) as a function of the VCO input voltage (V_{VCOIN}).

AC WAVEFORMS (Continued)

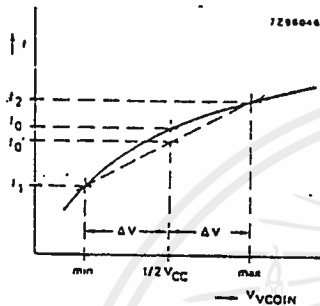


Fig. 20 Definition of VCO frequency linearity:
 $\Delta V = 0.5 \text{ V}$ over the V_{CC} range:
 for VCO linearity

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

$$\text{linearity} = \frac{f_0 - f_1}{f_0} \times 100\%$$

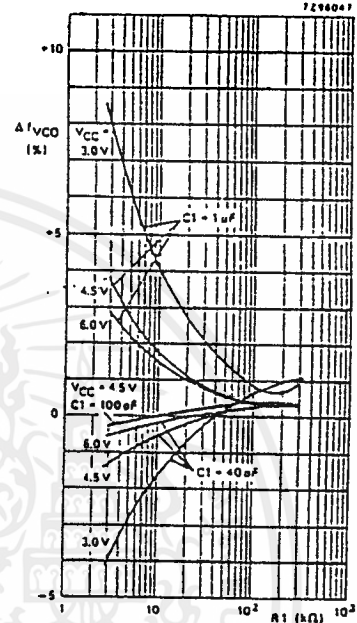


Fig. 21 Frequency linearity as a function of R_1 , C_1 and V_{CC} : $R_2 = \infty$ and $\Delta V = 0.5 \text{ V}$.

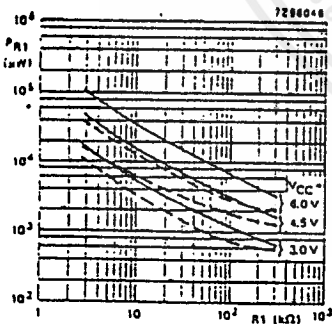


Fig. 22 Power dissipation versus the value of R_1 : $C_L = 50 \text{ pF}$; $R_2 = \infty$; $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

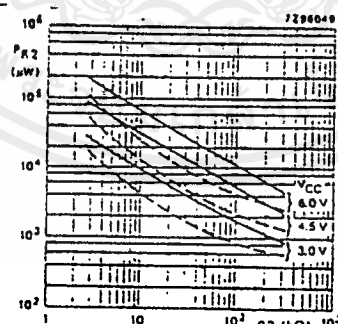


Fig. 23 Power dissipation versus the value of R_2 : $C_L = 50 \text{ pF}$; $R_1 = \infty$; $V_{VCOIN} = \text{GND} = 0 \text{ V}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

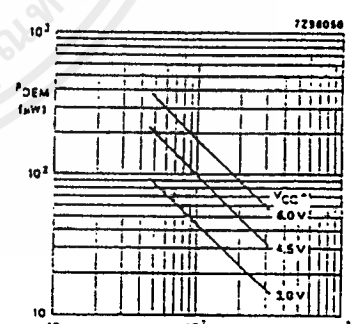


Fig. 24 Typical dc power dissipation of demodulator section as a function of R_S : $R_1 = R_2 = \infty$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

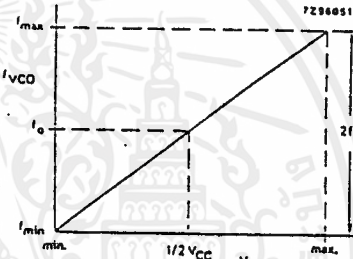
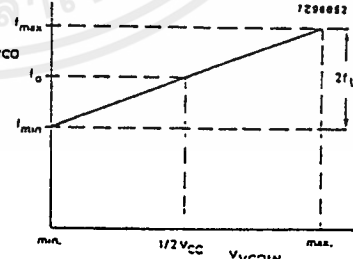
APPLICATION INFORMATION

This information is a guide for the approximation of values of external components to be used with the 74HC/HCT4046A in a phase-lock-loop system.

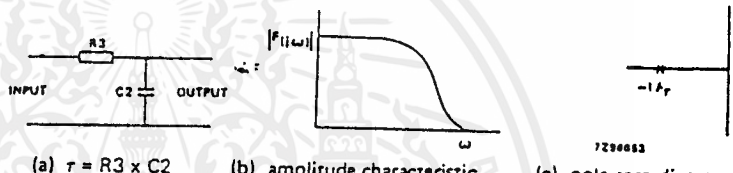
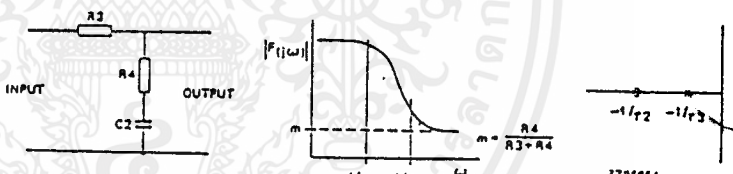
References should be made to Figs 29, 30 and 31 as indicated in the table.

Values of the selected components should be within the following ranges:

- R1 between 3 k Ω and 300 k Ω ;
- R2 between 3 k Ω and 300 k Ω ;
- R1 + R2 parallel value > 2.7 k Ω ;
- C1 greater than 40 pF.

SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
VCO frequency without extra offset	PC1, PC2 or PC3	VCO frequency characteristic With R2 = ∞ and R1 within the range 3 kΩ < R1 < 300 kΩ, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig. 25. (Due to R1, C1 time constant a small offset remains when R2 = ∞.)  Fig. 25 Frequency characteristic of VCO operating without offset: f_o = centre frequency; $2f_L$ = frequency lock range.
	PC1	Selection of R1 and C1 Given f_o, determine the values of R1 and C1 using Fig. 29.
	PC2 or PC3	Given f_{max} and f_o, determine the values of R1 and C1 using Fig. 29, use Fig. 31 to obtain $2f_L$ and then use this to calculate f_{min}.
VCO frequency with extra offset	PC1, PC2 or PC3	VCO frequency characteristic With R1 and R2 within the ranges 3 kΩ < R1 < 300 kΩ, 3 kΩ < R2 < 300 kΩ, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig. 26.  Fig. 26 Frequency characteristic of VCO operating with offset: f_o = centre frequency; $2f_L$ = frequency lock range.
	PC1, PC2 or PC3	Selection of R1, R2 and C1 Given f_o and f_L, determine the value of product R1C1 by using Fig. 31. Calculate f_{off} from the equation $f_{off} = f_o - 4.3f_L$. Obtain the values of C1 and R2 by using Fig. 30. Calculate the value of R1 from the value of C1 and the product R1C1.

APPLICATION INFORMATION (Continued)

SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
PLL conditions with no signal at the SIG _{IN} input	PC1	VCO adjusts to f_0 with $\phi_{\text{DEMOUT}} = 90^\circ$ and $V_{\text{VCOIN}} = 1/2 V_{\text{CC}}$ (see Fig. 6).
	PC2	VCO adjusts to f_0 with $\phi_{\text{DEMOUT}} = -360^\circ$ and $V_{\text{VCOIN}} = 0 \text{ V}$ (see Fig. 8).
	PC3	VCO adjusts to f_0 with $\phi_{\text{DEMOUT}} = +360^\circ$ and $V_{\text{VCOIN}} = V_{\text{CC}}$ (see Fig. 10).
PLL frequency capture range	PC1, PC2 or PC3	Loop filter component selection  (a) $\tau = R3 \times C2$ (b) amplitude characteristic (c) pole-zero diagram A small capture range ($2f_c$) is obtained if $\tau > 2f_c \approx 1/\pi\sqrt{2\pi f_L/\tau}$. Fig. 27 Simple loop filter for PLL without offset.  (a) $\tau_1 = R3 \times C2$; $\tau_2 = R4 \times C2$; $\tau_3 = (R3 + R4) \times C2$ (b) amplitude characteristic (c) pole-zero diagram Fig. 28 Simple loop filter for PLL with offset.
PLL locks on harmonics at centre frequency	PC1 or PC3	yes
	PC2	no
noise rejection at signal input	PC1	high
	PC2 or PC3	low
AC ripple content when PLL is locked	PC1	$f_r = 2f_i$, large ripple content at $\phi_{\text{DEMOUT}} = 90^\circ$
	PC2	$f_r = f_i$, small ripple content at $\phi_{\text{DEMOUT}} = 0^\circ$
	PC3	$f_r = f_{\text{SIGIN}}$, large ripple content at $\phi_{\text{DEMOUT}} = 180^\circ$

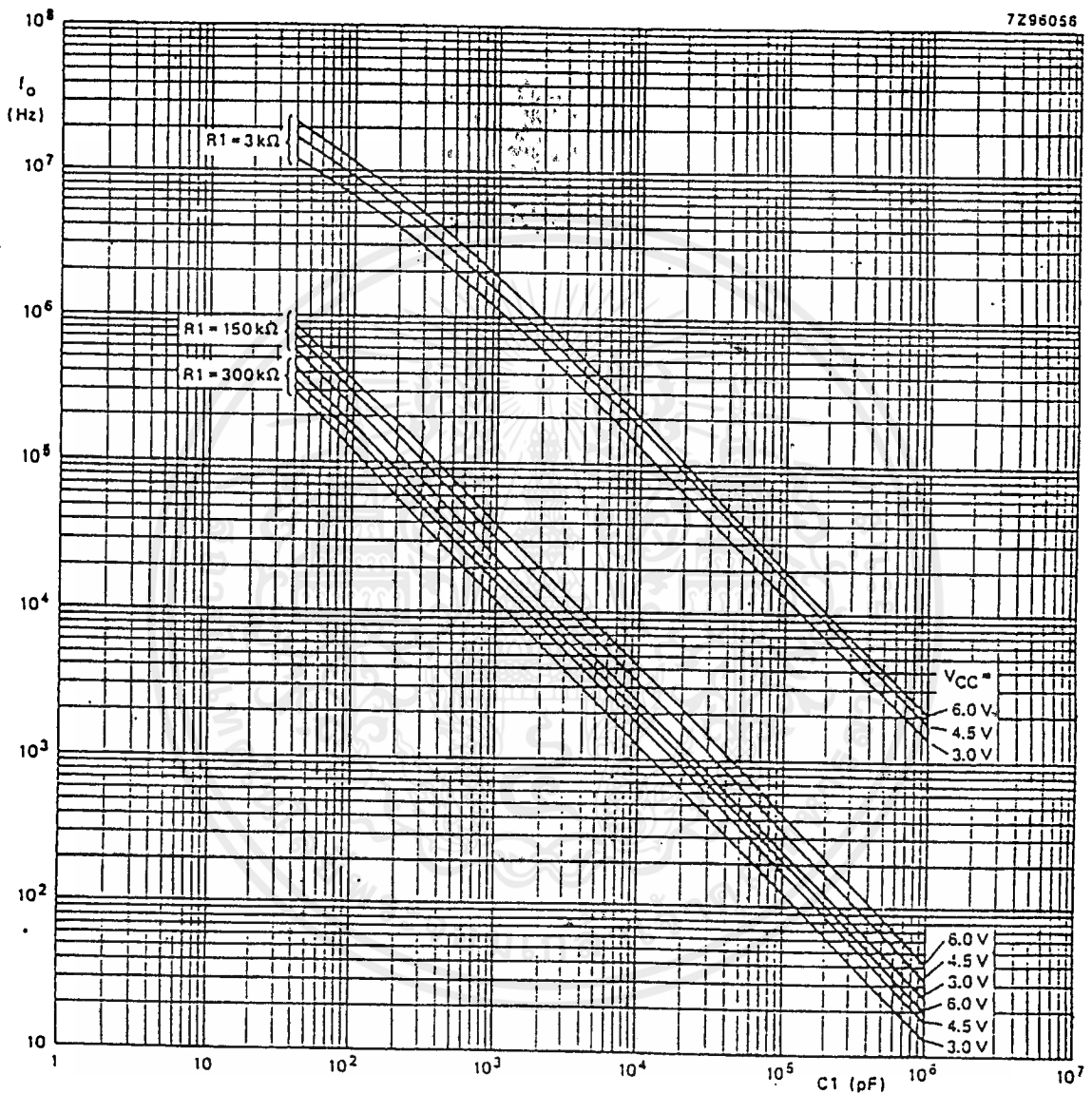


Fig. 29 Typical value of VCO centre frequency (f_o) as a function of C_1 : $R_2 = \infty$; $V_{COIN} = 1/2 V_{CC}$; $INH = GND$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

APPLICATION INFORMATION (Continued)

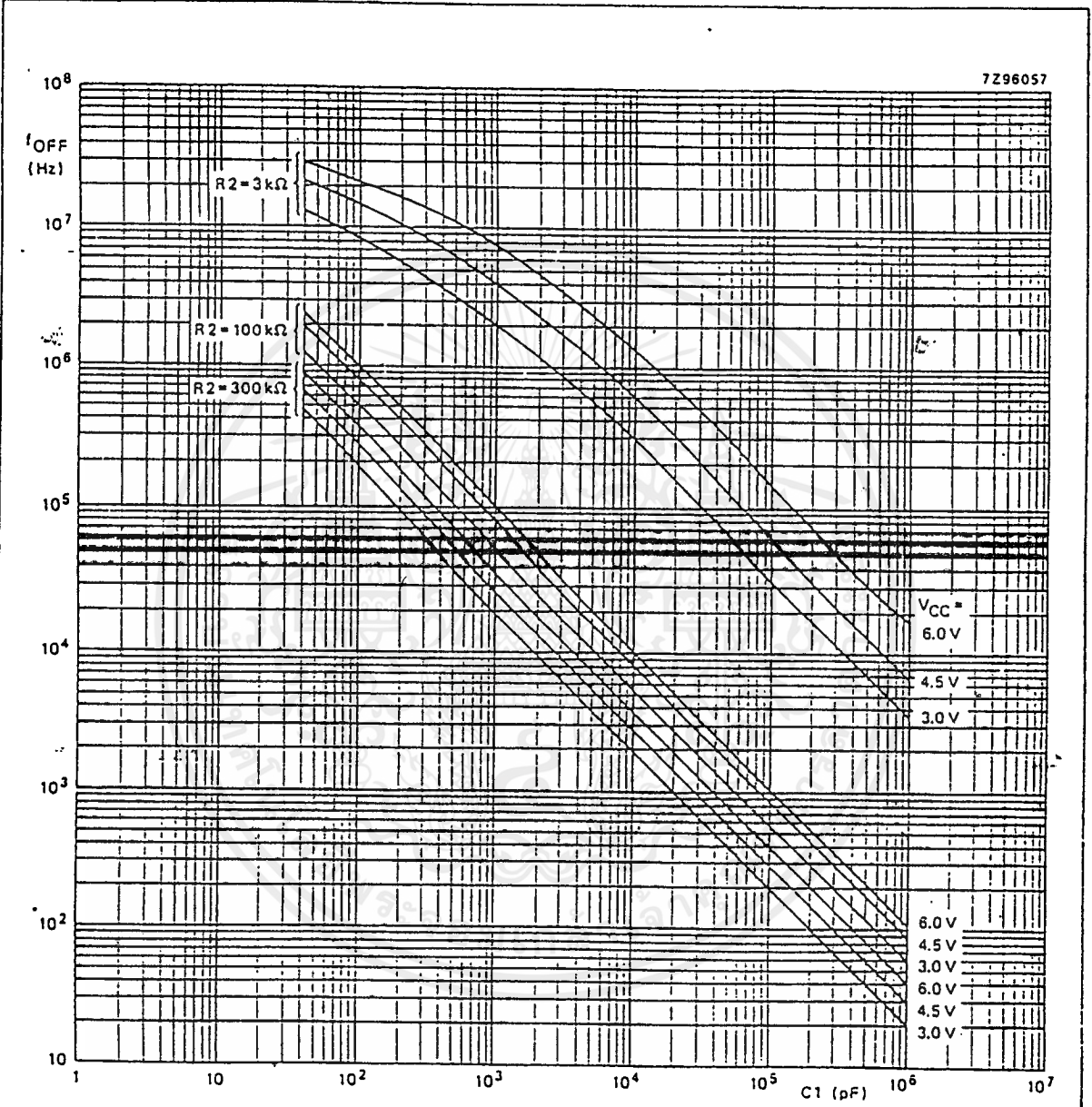


Fig. 30 Typical value of frequency offset as a function of $C1$: $R1 = \infty$; $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $INH = GND$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

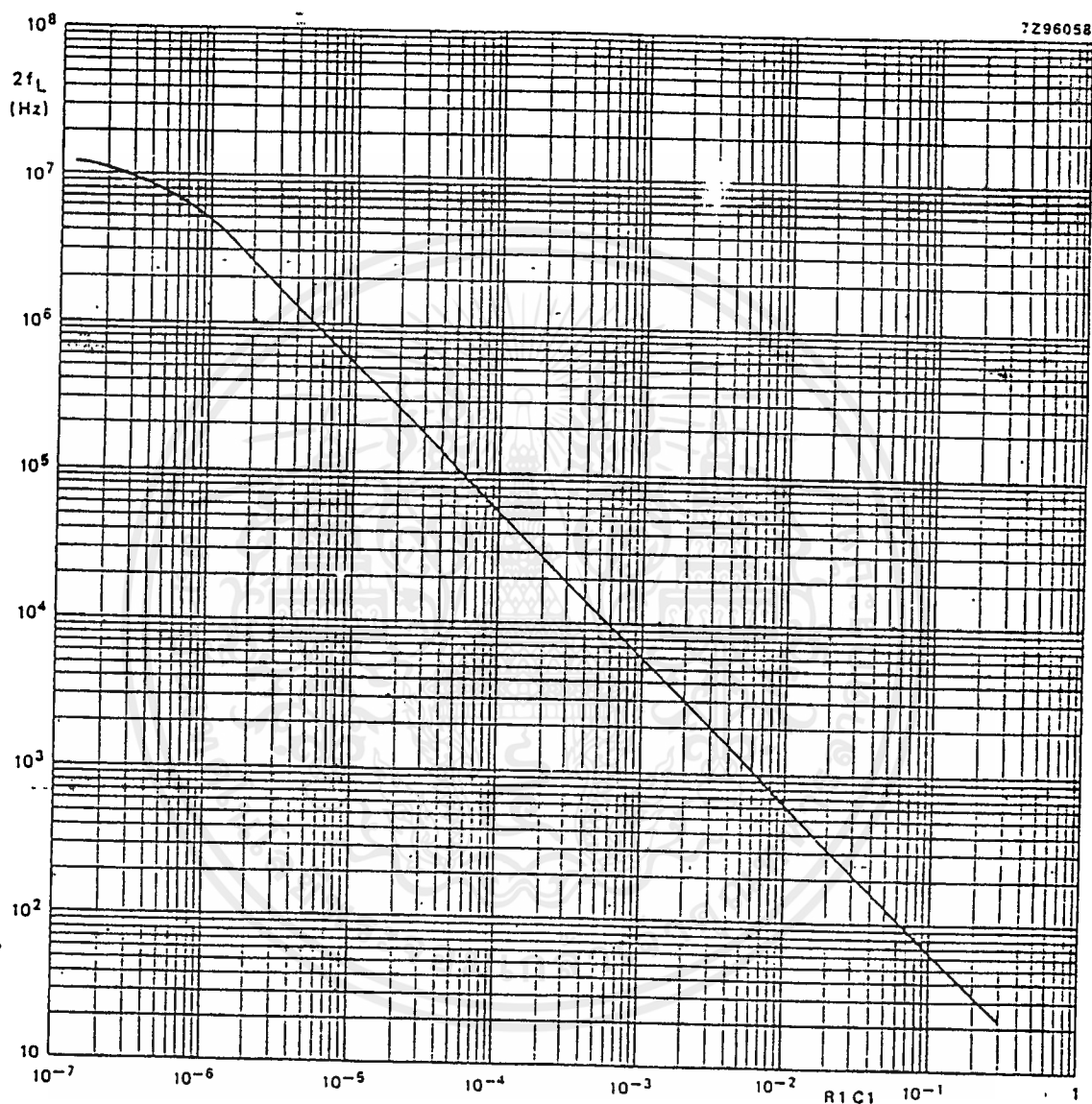


Fig. 31 Typical frequency lock range ($2f_L$) versus the product $R1C1$: V_{VCOIN} range = 0.9 to $(V_{CC} - 0.9)$ V; $V_{CC} = 4.5$ V; $R2 = \infty$.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้จะเสร็จลุล่วงไม่ได้ถ้าขาดความความเอ็นดู ช่วยเหลือจาก ดร. ปิณญา ฐิติมัทธินา ซึ่งเป็นบุคคลที่ให้ความเคารพมาตลอด และให้คำปรึกษาและให้คำแนะนำ นอกจากนี้คณะผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือรวมถึงเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและให้กำลังใจตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. สุชาติ กังวารจิตต์, “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร”, ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2532.
2. โยธิน เปรมปราชญ์, “คู่มือการใช้ ลิเนียร์ไอซี”, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย - ญี่ปุ่น), 2529
3. ดร.โกศล เพ็ชรสุวรรณ, มร.ชิเงกิ โซจิ, “เทคโนโลยีโทรคมนาคม”, ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2534
4. Gobind Daryanani “Principles of Active Network Synthesis and Design”, Jonh Wiley & Sons, 495p., 1976.
5. Howard M. Berlin “ 555 Timer Applications Source book , with Experiments”, E & L Instruments Inc., 1976.
6. Motorola , “Fast and LS. TTL Data”, USA, 1993.
7. Motorola, “Linear/Interface ICs device Data”, USA, 1993.
8. Texas Instruments Inc., “The TTL Data book”, USA, 1992.