



โมเด็มในระบบเคเบิลทีวี
MODEM OF CABLE TV



โดย
นายบุญเลิศ จิตบรรจง
นายปรีชา เสลาหอม
นายอมรเทพ คาบเจริญชัย

เลขเรียกหนังสือ..... ๑๗ ๓๕๒๓ ๒๕๔๑

เลขทะเบียน..... ๐๔๐๕๒๘

วัน เดือน ปี..... ๑๖ ๓๓ ๒๕

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา ๒๕๔๑

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร

Modem of Cable TV.

โมเด็มในระบบเคเบิลทีวี

ชื่อนักศึกษา

นาย บุญเลิศ จิตบรรจง 39013348

นาย ปรีชา เสลาหอม 39013353

นาย อมรเทพ คาบเจริญชัย 39013372

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2541

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
ปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรม ศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

..... ประธานกรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 ระบบ Cable TV	1
1.3 ระบบเครือข่าย	2
1.4 การออกแบบสำหรับให้บริการปฏิสัมพันธ์	3
1.5 การแทรกสอดที่ไม่พึงประสงค์	5
1.6 พื้นฐานของระบบเคเบิลทีวี	5
1.7 ข่านความถี่ที่ใช้งาน	5
1.8 หน่วยที่ใช้ในระบบเคเบิลทีวี	6
1.9 ระบบสายนำสัญญาณ	7
บทที่ 2 Spread Spectrum	8
2.1 เวลากับความถี่	8
2.2 แถบกว้างความถี่	9
2.3 สัญญาณรบกวน	9
2.4 ความเป็นมาของ Spread Spectrum	10
2.5 ฟรีควอนซีฮอปเปอร์	11
2.6 ไคเร็กต์ซีควেনสปรดดิ้ง	13
2.7 ระบบเชิร์ป	14
2.8 ไทม์ฮอปปี้ง	15
2.9 การประยุกต์ใช้งาน	16
2.10 ความหมายของ Spread Spectrum	18
2.11 แบบจำลองของ SS Communication System	18
2.12 วิธีการแผ่ Spectrum	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การออกแบบเครื่องส่ง	21
3.1 Direct Sequence System	21
3.2 Process Gain ของระบบ Direct Sequence	24
บทที่ 4 รูปแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง	26
4.1 Clock Generator and Frequency Divider	26
4.2 Data Generator	26
4.3 Data Convertor	27
4.4 Differential Encode	28
4.5 Spectrum Spreader	29
4.6 PN Generator	29
4.7 Balance Modulator	30
4.8 วงจรออสซิลเลเตอร์	35
4.9 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลท	36
4.10 วงจรบัฟเฟอร์	45
4.11 วงจรขยายคอลเล็กเตอร์ร่วม	46
บทที่ 5 วงจรทางภาครับ	51
5.1 Block diagram Direct Sequence System Reciever	51
5.2 วงจรCarrier Recovery Circuit	51
5.3 วงจรยกกำลังสอง	52
5.4 แบบจำลองเฟสล็อกกลูป	53
5.5 วงจรกรองความถี่ในรูป	54
5.6 วงจรหาร 2	56
5.7 วงจรจูนแอมป์	57
5.8 วงจรคูณสัญญาณ	58
5.9 วงจรกู่สัญญาณนาฬิกา	58
5.10 วงจรกรองความถี่ต่ำ	59
5.11 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลดีโค้ด	60
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	66
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอภัยถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเด็มในระบบเคเบิลทีวี

ชื่อนักศึกษา	นาย บุญเลิศ จิตบรรจง	39013348
	นาย ปรีชา เสลาหอม	39013353
	นาย อมรเทพ คาบเจริญชัย	39013372
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ	
ปีการศึกษา	2541	

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ที่ทำขึ้นฉบับนี้ เป็นการศึกษาและทดลองระบบการมอดูเลต PSK แบบกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ ซึ่งการประยุกต์ใช้เป็น modem ใช้ในช่องสัญญาณส่งกลับ (Return path) หรือ Up Stream ของ Cable TV ที่มีย่านความถี่ขนาด (5-40 MHz) โมเด็มที่ออกแบบใช้ความถี่คลื่นพาห้ขนาด 12.5 MHz และบิตเรทขนาด 2.048 Mbps โดยภาครับ PSK ใช้การคู่ Carrier แบบ Squaring Loop การกระจายสเปกตรัมใช้การ EX-OR สัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกึ่งแรนคอมขนาด $2^x - 1$ ซึ่งทำให้สเปกตรัมกว้างขึ้นยังผลให้ สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดีขึ้นมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Modem of Cable TV

BY	Mr. Boonlert Jitbunjong	39013348
	Mr. Precha Selahom	39013353
	Mr. Amorntep Dabchorenchai	39013372
ADVISOR	Mr. Katdakorn Klomkarn	
YEAR	2541	

 ABSTRACT

This thesis deals with the research and experiment of Direct sequence – phase shift keying spread spectrum (DS – PSK – SS) which application for modem used in retrun path or Up stream of cable TV channel (5-40 MHz). The modem with 12.5 MHz and bit rath about 2.048 Mbps has been constructed in demodulation section the carrier recovery circuit was implemente by squaring loop. Spread spectrum has been accomplished by modulo baseband data with pseudo random signal with $2^x - 1$ length, spectrum the result of widely spectrum are improved signal to noise ratio of ratio

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ สามารถสำเร็จขึ้นมาได้ เนื่องจากการอนุเคราะห์จากคณาจารย์ และเพื่อนนักศึกษา โดยมีอาจารย์ กฤดากร กล่อมการ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาให้ข้อมูลความรู้ และช่วยเหลือแนะนำแก้ไขปัญหามาโดยตลอดและขอขอบคุณ อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล ที่ช่วยแนะนำในการทำงานหลายๆ จุด คณะผู้จัดทำใคร่ขอขอบคุณมา ณ. ที่นี้



.....คณะผู้จัดทำ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ระบบการสื่อสาร Spread-Spectrum Communication System (SS-System) ได้พัฒนามาจากปลายศตวรรษ 1940 ดังนั้น จึงเป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดี แต่ SS System ถูกใช้ในกรณีพิเศษเท่านั้น เช่น การสื่อสารของทหารเป็นต้น คิดว่า เนื่องจากเหตุผลที่ว่า ระบบนี้เป็นระบบใหญ่ ดังนั้น จึงต้องใช้ต้นทุนสูงและประสิทธิภาพก็ไม่สูงนัก ดังนั้น จึงไม่เป็นที่นิยมเท่าที่ควร

แต่ในปัจจุบันนี้ เราสามารถอ่านพบรายงานมากมายเกี่ยวกับ SS System เช่น IEEE ซึ่งนั่นก็หมายความว่า การสื่อสารระบบ SS System กำลังได้รับความสนใจจากหลายวงการ ซึ่งข้าพเจ้าคิดว่า เป็นเพราะสาเหตุหลายประการ คือประการแรก ระบบการสื่อสารกำลังเคลื่อนย้ายจากระบบ analog สู่อะนาล็อก ประการที่สอง ราคาต้นทุนของอุปกรณ์ถูกลงมาก และระบบ SS System ก็ใช้กับระบบดิจิทัลได้ง่าย ประการที่สาม ความถี่ไม่เพียงพอ (ความถี่ที่สามารถใช้ได้) และประการสุดท้าย โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ระบบ SS System มีความปลอดภัยสูง ด้วยเหตุผลต่างๆ ดังกล่าวนี้อเอง ระบบ SS System จึงถูกหยิบยกมาพิจารณาอีก ในปัจจุบัน

การที่ระบบ SS System ใช้ได้ผลดี เนื่องจากมีความปลอดภัยสูงรวมทั้งคุณสมบัติทางด้านป้องกันการดักจับและการสอดแทรกในระบบ Radio Multiple Communication ได้เป็นอย่างดี

สำหรับการสื่อสารดาวเทียม เราใช้ FDMA และ TDMA แต่คิดว่าในอนาคต ระบบ SS System จะเป็นที่นิยมใช้ โดยระบบ Multiple Access Communication ซึ่งเรียกว่า CDMA (Code Division Multiple Access) และด้วยเหตุที่ว่าระบบ Spread Spectrum สามารถป้องกันการดักจับและสอดแทรกในระบบ Radio ทำให้เราสนใจที่จะนำมาประยุกต์ใช้ใน Cable Television เนื่องจากภาค Up-Stream ของ Cable Television นั้นอยู่ในช่วง 10-40 MHz ซึ่งในช่วงนี้มีสัญญาณรบกวนสูงจึงต้องใช้เทคนิคการ Modulation ที่จะ Anti Noise ในระบบได้ จึงทำให้ระบบ Spread Spectrum เหมาะมากที่จะนำมาใช้ เพราะมีคุณสมบัติดังกล่าวในตัวเอง

1.2 ระบบ Cable TV

ในช่วงปลายศตวรรษปี 1940 ประเทศสหรัฐอเมริกาเริ่มต้นใช้ระบบ CATV เป็นครั้งแรก โดยสร้างขึ้นในเมืองขนาดเล็กหรือบริเวณพื้นที่ชานเมืองไม่สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ออกอากาศได้ เนื่องจากระยะทางที่ส่งหรือสภาพภูมิประเทศเป็นภูเขา ดังนั้นจึงทำการสร้างสายอากาศบนยอดเขาหรือใช้หอคอยสูงเพื่อรับสัญญาณที่ออกอากาศมาและแจกจ่ายไปทั่วทั้งเมือง ในปี 1952 มีระบบ CATV ประมาณ 70 ระบบ โดยมีสมาชิกผู้เช่าประมาณ 14,000 รายช่องรายการของระบบเริ่มต้นจาก 3 ช่องจากนั้นจึงเพิ่มเป็น 5 ช่องและ 12 ช่องตามลำดับ อุปกรณ์ของระบบ CATV ซึ่งได้แก่สายนำสัญญาณและ

นั้นจึงเพิ่มเป็น 5 ช่องและ 12 ช่องตามลำดับ อุปกรณ์ของระบบ CATV ซึ่งได้แก่สายนำสัญญาณและอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ ยุ่งยาก คุณภาพของรูปที่ได้เพียงแค่ออมรับได้และความเชื่อถือได้ของระบบค่อนข้างต่ำเนื่องจากใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณที่เป็นหลอดสุญญากาศ

ในปัจจุบันพบว่ามียระบบ CATV มากกว่า 7,000 ระบบที่ให้บริการสมาชิกหลายล้านคน เทคโนโลยีในการส่งสัญญาณของระบบ CATV ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วจากหลอดสุญญากาศ ไปสู่วงจรรวม (Interactive Circuit) โดยมีการพัฒนาที่ควบคู่กันไประหว่างการออกแบบสาย Coaxial กับอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ นอกจากนี้การส่งคลื่นไมโครเวฟ (Microwave) และคลื่นแสง (Lightwave) ก็สามารถเป็นไปได้ การติดต่อสื่อสารโดยใช้สาย Coaxial, คลื่นแสง และดาวเทียมในปัจจุบันนี้เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ รวมทั้งความเชื่อถือได้สูงและเกิดการลดทอน (Distortion) ในการรับส่งต่ำทำให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในระบบ CATV

ทุกวันนี้ระบบเครือข่ายเคเบิลทีวีแบบใช้สายเป็นสิ่งที่น่าจับตามอง ด้วยวิธีการ Frequency Multiplexing ทำให้มีความจุสูงเพื่อใช้ในกาส่งกระจายสัญญาณจากต้นทาง (Headend) ไปยังสมาชิกผู้เช่า พร้อมทั้งช่องสัญญาณตอบกลับ (Return Channel) จากสมาชิกผู้เช่ากลับไปสู่ต้นทางอีกด้วย ช่องสัญญาณตอบกลับนี้เป็นมิติใหม่ของการให้บริการ CATV โดยเป็นการประยุกต์ใช้งานในแบบโต้ตอบ (Interactive) เช่น ระบบ Videoconference, ระบบ Video-on-demand, บริการข้อมูลและเสียงซึ่งไม่สามารถเป็นไปได้ในระบบเครือข่ายเคเบิลแถบความถี่กว้าง

1.3 ระบบเครือข่าย

ระบบเครือข่ายเคเบิลทีวี (Cable TV Network) โดยทั่วไปจะใช้สาย Coaxial เป็นหลัก ระบบจะทำการส่งผ่านช่องสัญญาณที่ได้รับจากการส่งกระจายสัญญาณโทรทัศน์แต่ก็อยู่ในระยะทางจำกัด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณไปตลอดเส้นทางเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมด ผู้ให้บริการ CATV จะอาศัยเทคโนโลยีของเส้นใยแก้วนำแสง (Fiber Optic) และคลื่นไมโครเวฟเพื่อขยายพื้นที่ครอบคลุม โดยอาศัยเส้นใยแก้ว, การเชื่อมโยงภายนอก, การเชื่อมต่อกับดาวเทียม, และสาย Coaxial ร่วมกัน การเชื่อมโยงเครือข่ายเหล่านี้ก็จะกลายเป็นเครือข่ายเคเบิลทีวีขึ้นมา

ระบบเครือข่ายเคเบิลทีวีโดยทั่วไป ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต้นทาง (Headend) ระบบรับส่งสัญญาณ (Transmission System) และอุปกรณ์รับสัญญาณ (Receiver) หรือ Set-top Box พร้อมโทรทัศน์ ในหัวข้อนี้จะกล่าวโดยย่อถึงอุปกรณ์ต้นทางและระบบรับส่งสัญญาณประเภทต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

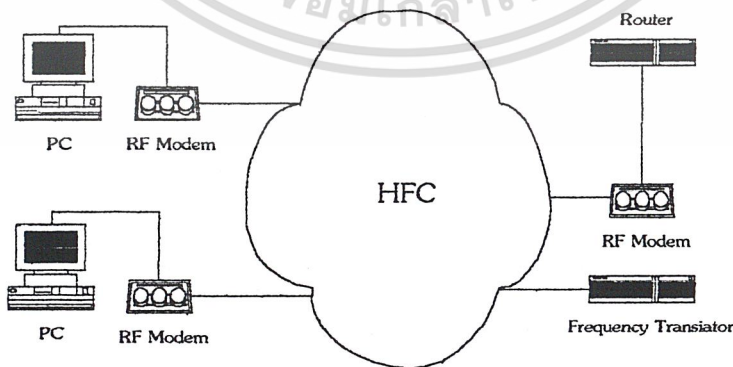
แบบแผนการมอดูเลต	ประสิทธิภาพในการใช้งาน แถบความถี่ (Bit/Sec/Hz)	ค่า S/N ที่ต้องการ (BER<10 ⁻⁸)
QPSK	1.5	15dB
16QAM/4VSB	3	22dB
64QAM/8VSB	4.5	28dB
256QAM/16VSB	6	34dB

ตารางที่ 1 แบบแผนการมอดูเลต

1.4 การออกแบบสำหรับให้บริการปฏิสัมพันธ์ (Designing for Interactive Services)

แถบความถี่ของสัญญาณตอบกลับจะมีสมาชิกใช้ร่วมกันหลายราย เท่ากับจำนวนครัวเรือนที่ส่งผ่านค่อหนึ่ง Fiber Node ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องให้ความสำคัญสำหรับการประยุกต์ใช้งานแต่ละงานไป การประยุกต์ใช้งานบางประเภทก็มีความละเอียดละอ่อนมากกว่างานอื่นๆ

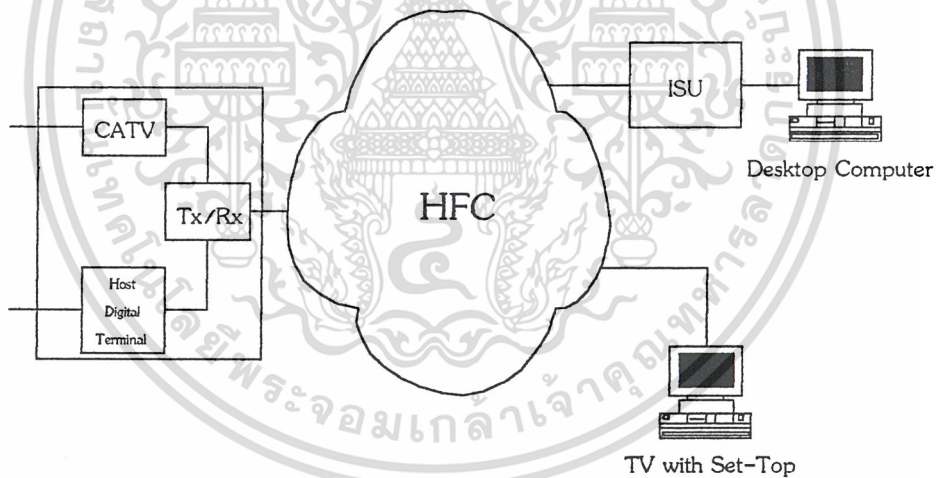
ในการให้บริการ Pay-Per-View นั้น เนื่องจากมีข้อมูลตอบกลับจำนวนน้อยจึงสามารถนำวิธีการ Polling มาใช้ได้ อุปกรณ์ต้นทางจะส่งสัญญาณแต่ละชุดตามลำดับออกไปยังอุปกรณ์แปลงสัญญาณ Set-top ทุกเครื่องเพื่อให้ซื้อบริการ เมื่อมีการซื้อบริการเกิดขึ้น อุปกรณ์ Set-top จะตอบรับอุปกรณ์ต้นทางผ่านเส้นทางตอบรับ ด้วยวิธีการนี้จะสามารถส่งสัญญาณจากอุปกรณ์ Set-top ได้ครั้งละเครื่องเท่านั้น อุปกรณ์แปลงสัญญาณ Set-top จึงจำเป็นต้องมีหน่วยความจำขนาดเล็กเพื่อจดจำการซื้อบริการแต่ละครั้งไว้ก่อนการส่งสัญญาณ



รูปที่ 1.1 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นบนเครือข่าย HFC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับระบบเครือข่ายข้อมูลนั้น ระบบเครือข่ายท้องถิ่น(Local Area Network,LAN) สามารถประยุกต์ใช้งานบนเครือข่าย HFC ได้ดังแสดงในรูปจาก Hub นั้นสามารถสร้างระบบเครือข่ายท้องถิ่นขึ้นมาได้เท่ากับจำนวนของ Fiber Nodes ถ้ามีจำนวนสมาชิก 500 รายต่อ Node ดังนั้นระบบเครือข่ายท้องถิ่นจะถูกกำหนดให้บริการแก่ผู้ใช้จำนวน 500 คนได้ ระบบเครือข่ายท้องถิ่นนี้สร้างด้วยแถบความถี่สองแถบ ได้แก่ Downstream และแถบ Upstream อุปกรณ์ที่จำเป็นได้แก่ RF Modem และอุปกรณ์แปลงความถี่ (Frequency Translator) อุปกรณ์ RF Modem ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณดิจิทัลออกจากคลื่นพาหะ RF โดยทำการเข้ารหัสสัญญาณและใช้แถบความถี่ตอบกลับในการส่งข้อมูลกลับ (Upstream) นอกจากนี้ยังรับสัญญาณเข้ามาจากแถบ Downstream พร้อมทั้งทำการถอดรหัส ที่ตำแหน่ง Hub จะใช้อุปกรณ์แปลงความถี่ในการเปลี่ยนข้อมูลในแถบ Upstream เป็นแถบ Downstream อุปกรณ์ Router ซึ่งใช้งานที่ Hub จะทำหน้าที่ควบคุมการไหลของข้อมูลภายในระบบเครือข่ายท้องถิ่นและระหว่างเครือข่ายท้องถิ่นอื่นๆ ที่ Fiber Node อื่น ระบบเครือข่ายพื้นที่กว้าง (Wide Area Network, WAN) สามารถจัดสร้างขึ้นได้ระหว่าง Hub โดยการเชื่อมต่อแต่ละ Hub ด้วยเครือข่ายข้อมูลความเร็วสูง



รูปที่ 1.2 ระบบจัดสรรแถบความถี่พลวัต(Dynamic Bandwidth Allocation System)

การขยายระบบเครือข่ายท้องถิ่นไปบนเครือข่าย HFC นั้นจะอาศัยการจัดสรรแถบความถี่แบบพลวัต(Dynamic Bandwidth Allocation) หรือแบบช่องเวลา (Time Slot) ในระบบดังกล่าวนี้ ผู้ใช้แต่ละคนบนเครือข่าย HFC จะเชื่อมต่อกับความถี่หรือช่องเวลาที่แน่นอนในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง ซึ่งมีหลักการทำงานคล้ายกับการสลับสัญญาณในระบบโทรศัพท์ แถบความถี่ที่ถูกกำหนดให้นี้เป็นไปตามต้องการที่ $N \times 64$ Kbps ด้วยรูปลักษณะเช่นนี้จึงสามารถใช้กับระบบโทรศัพท์, ระบบ ISDN, และ Videoconferencing ตามมาตรฐาน ITU-T H.320 ได้ อุปกรณ์ RF Modem ชนิดพิเศษจะสามารถเลือกช่องเวลาและใช้แถบความถี่ได้เมื่อมีงานใดต้องการ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 การแทรกสอดที่ไม่พึงประสงค์(Ingress Interference)

สัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์(Ingress Noise) จัดว่าส่งผลกระทบต่อและจำกัดการให้บริการปฏิสัมพันธ์บนเครือข่าย HFC เป็นอย่างมาก การแทรกสอดที่ไม่พึงประสงค์นี้เข้ามาตามเส้นทางคอบกลับและลดทอนคุณภาพในการส่งผ่านสัญญาณลงมาก แหล่งของการแทรกสอดที่ไม่พึงประสงค์เหล่านี้ได้แก่ อุปกรณ์ส่งคลื่นสั้น (Shortwave Transmitter), อุปกรณ์ส่งวิทยุชนิด Hum (Hum Radio Transmitter), มอเตอร์ไฟฟ้า, ระบบจุดระเบิดของยานพาหนะ, ระบบวิทยุติดตามตัว, ฯลฯ แต่ละสาขาของสาย Coaxial เปรียบเสมือนสายอากาศที่รับสัญญาณจาก Unterminated Taps สายนำสัญญาณและจุดเชื่อมต่อสายที่ไม่ดี, และผลกระทบภายนอกอื่นๆ ที่ควบคุมไม่ได้ จุดสำคัญซึ่งทำให้การแทรกสอดที่ไม่พึงประสงค์เล็ดลอดเข้ามาในระบบได้ก็คืออุปกรณ์ปลายทางของสมาชิก ณ จุดนี้เองที่มีการเล็ดลอดเข้ามาในระบบโดยผ่านสายนำสัญญาณที่ต่อกับอุปกรณ์ Set-top โทรทัศน์, หรือเครื่องเล่นวีดีโอสภาพแวดล้อมเช่น แสงแดด, สภาพภูมิอากาศ, และการเปลี่ยนแปลงของฤดูกาล ก็อาจส่งผลกระทบต่อความแรงของสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการตรวจสอบสายนำสัญญาณเป็นประจำเพื่อให้สายและจุดเชื่อมต่อที่บกพร่องหรืออาจใช้วิธีการจัดการความถี่ที่ใช้ในระบบ โทรทัศน์พร้อมเสียงไร้สาย โดยเมื่อตรวจพบแถบความถี่ที่ถูกรบกวนจะยกเลิกการใช้งานแถบความถี่ในช่วงนั้นทันที พร้อมทั้งเปลี่ยนไปยังความถี่ที่ดีกว่าโดยอัตโนมัติ ถ้าแถบความถี่ถูกรบกวนมากเกินไป การเปลี่ยนแปลงความถี่อาจทำให้การเชื่อมต่อยุติลงได้ ดังนั้นจึงต้องใช้ช่วงความถี่แคบๆ ประมาณ 600 KHz เพื่อจำกัดไม่ให้เกิดการเปลี่ยนความถี่บ่อยเกินไป

1.6 พื้นฐานของระบบเคเบิลทีวี

ระบบเคเบิลทีวี(CATV) เกิดขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาในบริเวณพื้นที่ที่มีภูมิประเทศไม่เหมาะสมในการรับทีวีปกติโดยการติดตั้งสถานีรับสัญญาณและสายอากาศขนาดใหญ่ไว้บนยอดเขาและเชื่อมต่อกับสายสัญญาณไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ที่อยู่ในเขตพื้นที่อับคลื่น โดยผู้ให้บริการก็คิดค่าบริการไปยังสมาชิกที่ร่วมอยู่ในเครือข่ายตามอัตราที่กำหนด เทคนิคการให้บริการรูปแบบนี้จึงเสมือนการนำเครื่องรับโทรทัศน์หลายเครื่องมาต่อใช้งานสายอากาศร่วมกันเรียกว่า COMMUNITY ANTENNA TELEVISION (CATV) ส่วนการเปิดบริการของบริษัท UTV นั้นจะเป็นระบบทั้งเคเบิลทีวีปกติ และระบบ PAY PER VIEW คือ จะคิดค่าบริการเมื่อผู้เช่าต้องการชมรายการนั้นๆ

1.7 ย่านความถี่ที่ใช้งาน

ย่านความถี่ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (ELECTROMAGNETIC SPECTRUM) ที่ใช้งานโดยทั่วไป ย่านที่ใช้ในการส่งของระบบ โทรทัศน์และความถี่ที่ใช้ในกิจการอื่นๆ ย่านโทรทัศน์ที่เราสนใจส่งก็คือ

VHF (VERY HIGH FREQUENCY) และ UHF (ULTRA HIGH FREQUENCY) ถ้าเราพิจารณาเฉพาะ ย่านของ CATV ตามมาตรฐานของ FCC อาจแบ่งย่านความถี่ออกเป็น 4 ย่านคือ

1. HIGH FREQUENCY อยู่ในย่านตั้งแต่ 3 MHz ถึง 30 MHz จะใช้สำหรับให้ผู้เช่าส่งสัญญาณ กลับมายังสถานีส่ง สำหรับย่านนี้ในกิจกรรมเคเบิลทีวี เรียกว่า SUB BAND หรือ RETRUN PATH

2. VERY HIGH FREQUENCY อยู่ในย่านตั้งแต่ 30 MHz ถึง 300 MHz ในแถบความถี่ที่ย่านนี้ เราอาจแบ่งในส่วนของๆ ได้อีกดังนี้

2.1 LOW BAND คือช่วงความถี่ตั้งแต่ 54 ถึง 88 MHz เป็นช่วงของช่อง 2,3,4,5, และ 6

2.2 FM BAND คือช่วงความถี่ตั้งแต่ 80 ถึง 120 MHz เป็นความถี่ที่การกระจาย สัญญาณของ วิทยุ FM แต่วิทยุ FM จะเป็นช่องความถี่เพียง 88 ถึง 108 MHz เท่านั้น ส่วนของโทรทัศน์ช่อง A-5,A-4,A-3,A-2, และ A-1 จะอยู่ในย่าน ความถี่ 90 ถึง 120 MHz

2.3 MID BAND คือช่วงความถี่ 120 MHz ถึง 175 MHz เป็นเคเบิลทีวีช่อง A ถึง I ในย่านความถี่ 126 ถึง 136 MHz ซึ่งจะตรงกับความถี่ที่ใช้การสื่อสาร ของระบบการควบคุมการจราจรทางอากาศ ดังนั้นผู้ให้บริการเคเบิลทีวีจะต้อง แน่ใจว่าสัญญาณเคเบิลทีวีไม่ไปรบกวนการควบคุมนั้นๆ

2.4 HIGH BAND คือช่วงความถี่ 174 ถึง 216 MHz เป็นช่วงความถี่ของช่อง 7 ถึง 13 ของระบบเคเบิลทีวี

3. ULTRA HIGH FREQUENCY อยู่ในย่านความถี่ตั้งแต่ 300 MHz ถึง 5 GHz แต่โทรทัศน์ ท้องถิ่นจะส่งย่านความถี่ 470 MHz ถึง 890 MHz ใช้ช่อง 14 ถึง 88 ส่วนเคเบิลทีวีจะเป็นช่อง AA ถึง ZZ

4. SUPER HIGH FREQUENCY อยู่ในย่านความถี่ตั้งแต่ 3 GHz ถึง 30 GHz บางที่เรียกว่า HYPER BAND ซึ่งระบบเคเบิลทีวีจะไม่ใช้ย่านนี้

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเป็นย่านความถี่ตามมาตรฐานซึ่งความถี่ที่ใช้ของบริษัท UTV โดยได้ มีการออกแบบไว้ที่ 50-70 Mhz

1.8 หน่วยที่ใช้ในระบบเคเบิลทีวี

ในระบบเคเบิลทีวีเรานิยมเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่จุดหนึ่งของระบบกับอีกจุดหนึ่งของ ระบบ เช่น เมื่อเราแยกสัญญาณด้วย SPLITTER เรามักเปรียบเทียบสัญญาณที่ออกมาจากอุปกรณ์กับ สัญญาณที่เข้าไปยังอุปกรณ์และเรียกค่าตามนั้น การคำนวณแบบสัดส่วนจะทำได้ง่ายเมื่อเราใช้ LOGERITHMIC SCALE เข้าช่วยจะนั้นในระบบเคเบิลทีวีเราจึงนำ Log (dB) SCALE มาใช้

$$\text{โดยนิยามกำลังงานของสัญญาณ (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \text{ dB}$$

1.9 ระบบสายนำสัญญาณ (Wireline)

ระบบเครือข่ายเคเบิลทีวีโดยทั่วไปอาศัยสาย Coaxial เป็นหลัก ระบบสายนำสัญญาณจะอาศัยความกว้างของสเปกตรัมของสาย Coaxial เพื่อส่งสัญญาณไปยังแต่ละครัวเรือน ระบบเครือข่ายเคเบิลทีวีใหม่ๆ จะใช้สายใยแก้วนำแสงเพื่อช่วยในการรวมสายจำนวนมากเข้าด้วยกัน (Supertrunking) ระบบเครือข่ายเหล่านี้เรียกว่า เครือข่าย Hybrid Fiber Coaxial

ข้อดีและข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DBS (Direct Broadcast Satellite)

ข้อดี

1. ไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายในการจัดตั้งดาวเทียม 300-500 เหรียญสหรัฐ ซึ่งให้ช่องสัญญาณรับส่งมากกว่าหนึ่งร้อยช่อง
2. อายุการใช้งานมากกว่าดาวเทียม ซึ่งดาวเทียมจะกำจัดประมาณ 10 ปีเท่านั้น
3. ประสิทธิภาพจะดีกว่าไม่ด้อยประสิทธิภาพเมื่อเกิดพายุฝนฟ้าคะนอง เมื่อเทียบกับระบบดาวเทียม
4. สามารถให้บริการระบบโทรทัศน์ปฏิสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบ (Full Interactive Television) ส่วนระบบดาวเทียมไม่สามารถให้บริการให้บริการระบบโทรทัศน์ปฏิสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบได้ด้วยตนเอง จึงต้องพึ่งพาเทคโนโลยีอื่นๆ เช่น ระบบบริการโทรทัศน์แบบว่าเพื่อเสริมสร้างระบบโต้ตอบให้สมบูรณ์

ข้อเสีย

1. ไม่สามารถให้บริการได้ทุกครัวเรือน จึงมีความหนาแน่นของจำนวนผู้รับ บริการได้น้อยกว่าและค่าใช้จ่ายสูงกว่าเมื่อเทียบกับดาวเทียม
 2. จำนวนช่องสัญญาณของระบบ wireline น้อยกว่าเมื่อเทียบกับระบบ DBS
 3. คุณภาพทั้งภาพและเสียงเมื่อเทียบกับ DBS อยู่ในระดับวีดีโอเลเซอร์ดีสก์และคุณภาพเสียงระดับ CD ทำให้ดูน้อยกว่า
 4. ในเรื่องการบีบอัดข้อมูลวีดีโอแบบดิจิทัล ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าที่สุดของอุตสาหกรรมเคเบิลทีวี ระบบ DBS สามารถให้บริการใกล้เคียงกับระบบวีดีโอตามต้องการ (Video-on-Demand) และระบบบริการแบบดิจิทัลเข้าไว้ด้วยกันได้อย่างเหมาะสมกว่า ระบบ wire line
- แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

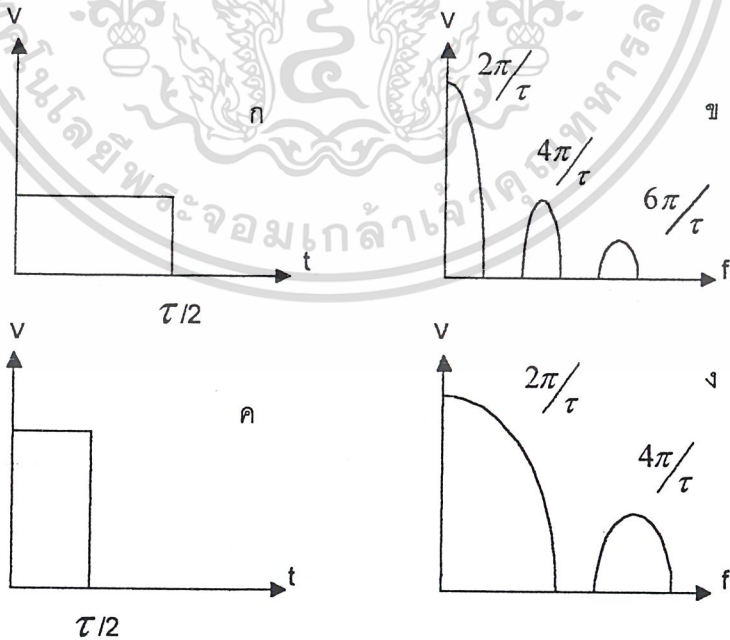
SPREAD SPECTRUM

2.1 เวลากับความถี่

สัญญาณใดๆ ก็ตามสามารถแสดงได้ 2 ลักษณะ ลักษณะแรกที่เราพบได้บ่อยก็คือ การแสดงองค์ประกอบทางเวลาซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับเวลา เรียกว่า การแสดงในโดเมนของเวลากับอีกลักษณะหนึ่งคือ การแสดงองค์ประกอบทางความถี่ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับความถี่หรือเรียกว่า การแสดงในโดเมนของความถี่

ในรูปที่ 2.2 เป็นสัญญาณเดียวกันแต่แสดงให้เห็นทั้ง 2 ลักษณะทั้งในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ รูป (ก) เป็นการแสดงในโดเมนเวลาของพัลส์ข้อมูลขนาดกว้าง ซึ่งลักษณะที่แสดงในโดเมนความถี่คือรูป (ข) ส่วนในรูป(ค) เป็นพัลส์ขนาดแคบในโดเมนเวลา และรูป (ง) เป็นการแสดงในโดเมนความถี่

สัญญาณทุกชนิดทุกความถี่สามารถแสดงในโดเมนอะไรก็ได้ และสามารถที่จะแปลงจากโดเมนหนึ่งไปยังอีกโดเมนหนึ่งได้ โดยใช้ตัวกระทำทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่า การทรานสฟอร์ม ที่ค่อนข้างจะคุ้นเคยสำหรับผู้ที่ยังเรียนทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ระดับสูงก็คือ ฟูรีเยร์และลาปลาซทรานสฟอร์ม ซึ่งต้องใช้ความรู้ทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง คือ แคลคูลัส



รูปที่ 2.1 การแสดงรายละเอียดของสัญญาณในโดเมนของเวลา(ซ้าย) และ โดเมนของความถี่ (ขวา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันฯ จะถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แถบกว้างความถี่

สิ่งที่บอกรากจากการแสดงสัญญาณในโดเมนความถี่ก็คือ แถบกว้างความถี่หรือแบนด์วิดท์ อันเป็นสเปกตรัมของสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่ง ลักษณะเช่นนี้ เรียกว่า *แถบกว้างความถี่ชั่วขณะ (instantaneous bandwidth)* อาจพิจารณาได้ว่าเป็นการมองแวนหนึ่งบนสเปกตรัม แถบกว้างความถี่ชั่วขณะนี้มีประโยชน์มากในการอธิบายสัญญาณที่เป็นพัลส์

สำหรับสเปกตรัมบางวิธีแถบกว้างความถี่ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาด้วย พุคให้ชัดก็คือ ในระบบที่ใช้การกระจายทางความถี่หรือเฟริควนซีฮอปปีง แถบความถี่ชั่วขณะนี้จะแคบ แต่เมื่อพิจารณาเป็นช่วงเวลาแล้วก็จะกวาดออกไปเป็นช่วงความถี่ที่กว้าง สัญญาณที่มีลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดแถบความถี่อีกแบบหนึ่งคือ *แถบกว้างความถี่ครอบคลุม (hopped bandwidth)* ซึ่งก็คือ สเปกตรัมที่ขยายออกไปครอบคลุมสัญญาณที่ถูกกระจาย

สัญญาณสเปกตรัมสเปกตรัม โดยคำจำกัดความแล้ว ต้องใช้แถบความถี่ที่กว้างเกินความจำเป็นในการนำพาข่าวสารมาก แถบกว้างต่ำสุดที่ต้องการสำหรับการนำพาข่าวสารที่บรรจุอยู่ในสัญญาณเรียกว่า *แถบกว้างความถี่ของข่าวสาร (information bandwidth)* ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณที่เป็นเสียงพูดต้องการแถบกว้างแค่เพียง 2000 Hz ส่วนสัญญาณโทรทัศน์ต้องการถึง 6 MHz ทว่าสัญญาณสเปกตรัมสเปกตรัมที่จะส่งข้อความเสียงพูดชุดหนึ่งอาจต้องใช้แถบครอบคลุมมากถึง 100 MHz หรือแถบกว้างความถี่ชั่วขณะถึง 10 MHz หรือมากกว่า

สำหรับเทคนิคของกระบวนการนำสัญญาณ หรือซิกแนลโปรเซสซึ่งนำมาใช้ จำเป็นต้องมีคุณสมบัติอันหนึ่งที่มีต่อสัญญาณที่ยังไม่ผ่านกระบวนการใดๆ คุณสมบัติอันนี้เรียกว่า *โปรเซสเกน (process gain)* ในระบบสเปกตรัมสเปกตรัม โปรเซส คือ อัตราส่วนของแถบกว้างของสเปกตรัมสเปกตรัมกับแถบกว้างของข้อมูลข่าวสารเขียนเป็นสูตรได้ว่า

$$G_p = 10 \text{ LOG } (BW_{RF}/BW_I)$$

เมื่อ BW_{RF} คือแถบกว้างความถี่ของสเปกตรัมสเปกตรัม และ BW_I คือ แถบกว้างความถี่ของข้อมูลข่าวสาร

2.3 สัญญาณรบกวน(noise)

สัญญาณรบกวน หรือนอยส์ อาจพิจารณาได้ว่าเป็นพลังงานความถี่วิทยุอื่นๆ ทั้งหมดนอกเหนือจากสัญญาณที่กำลังสนใจ สัญญาณรบกวนเป็นองค์ประกอบสำคัญที่จำกัดความสามารถของระบบสื่อสาร โดยทั่วไป ที่เครื่องรับนั้นสัญญาณที่ถูกรับเข้ามาได้จำเป็นต้องรับความแรงสูงกว่าระดับของสัญญาณรบกวนเท่านั้น ปริมาณที่ใช้บ่งบอกว่าสัญญาณจะรับได้หรือไม่ และรับได้ดีเพียงใด ก็คือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise radio-SNR) มีหน่วยเป็นเดซิเบล ซึ่งมีสูตรดังนี้

SNR = 10 LOG พลังงานของสัญญาณ

พลังงานสัญญาณรบกวน

ในการออกแบบระบบสื่อสาร แนวทางสำคัญ คือ การทำให้ค่า SNR ที่ปรากฏมีค่าสูงสุดเท่าที่จะทำได้ การเพิ่มความแรงของสัญญาณให้มากขึ้นนอกจากไม่เป็นผลดีในแง่ปฏิบัติแล้ว ยังเป็นไปได้จึงมีเพียงการพยายามลดผลของสัญญาณที่ต้องการอันนี้ก็ขึ้นอยู่กับธรรมชาติของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ซึ่งก็มีอยู่มากมายหลายวิธี

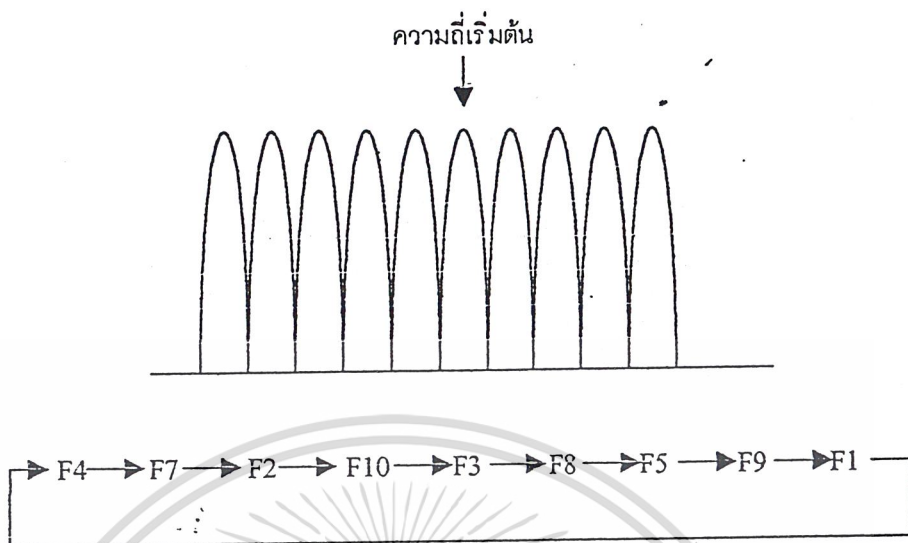
สำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดโดยจงใจ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การส่งคลื่นกำลังสูงเพื่อบดบังสัญญาณที่อ่อนกว่าที่เรียกว่า การแจม (jammimg) นั้น เป็นอีกเรื่องหนึ่ง อย่างไรก็ตามสเปกตรัมปรกศรมก็มีประสิทธิภาพในการต่อต้านสัญญาณรบกวนชนิดนี้ได้ดีเช่นกัน

2.4 ความเป็นมาของสเปกตรัมปรกศรม

ในปลายปี พ.ศ. 2463 วิศวกรที่เกี่ยวข้องกับระบบสื่อสาร มีความตั้งใจที่จะใช้การส่งสัญญาณแบบครอบคลุมแถบความถี่กว้าง เพื่อแก้ไขการจางหายของสัญญาณในการเชื่อมโยงการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุ แนวความคิดก็คือ การกระจายพลังงานของสัญญาณออกไปครอบคลุมความถี่ที่กว้าง จากนั้นก็สร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่โดยการเก็บรวบรวมองค์ประกอบจากทุกความถี่ที่เครื่องรับคั้งนั้น เมื่อมีบางส่วนของแถบความถี่มีการจางหายไปสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นใหม่นี้ก็เพียงเปลี่ยนแปลง ไปเล็กน้อยเท่านั้นถึงแม้จะคิดได้แต่ก็ทำไม่ได้ เนื่องจากเทคโนโลยีในสมัยนั้นยังห่างไกลที่จะทำได้เช่นนั้น โครงการดังกล่าวจึงเป็นไปได้แค่เพียงทฤษฎี

ในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 มีการใช้เครื่องส่งกำลังสูงทำการส่งคลื่นออกไปรบกวนคลื่นวิทยุฝ่ายตรงข้าม จึงมีการคิดค้นหาวิธีป้องกันตัวเองจากกรณีดังกล่าว วิศวกรพยายามแก้ปัญหาโดยการใช้เทคโนโลยีขั้นสูงต่างๆ มากมาย ก่อนที่สงครามจะสงบ ทั้ง 2 ฝ่ายต่างก็ใช้ระบบสื่อสารที่ซับซ้อนซึ่งหลายๆฝ่ายดังกล่าวมีการนำเทคนิคของสเปกตรัมปรกศรมไปใช้แล้วด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



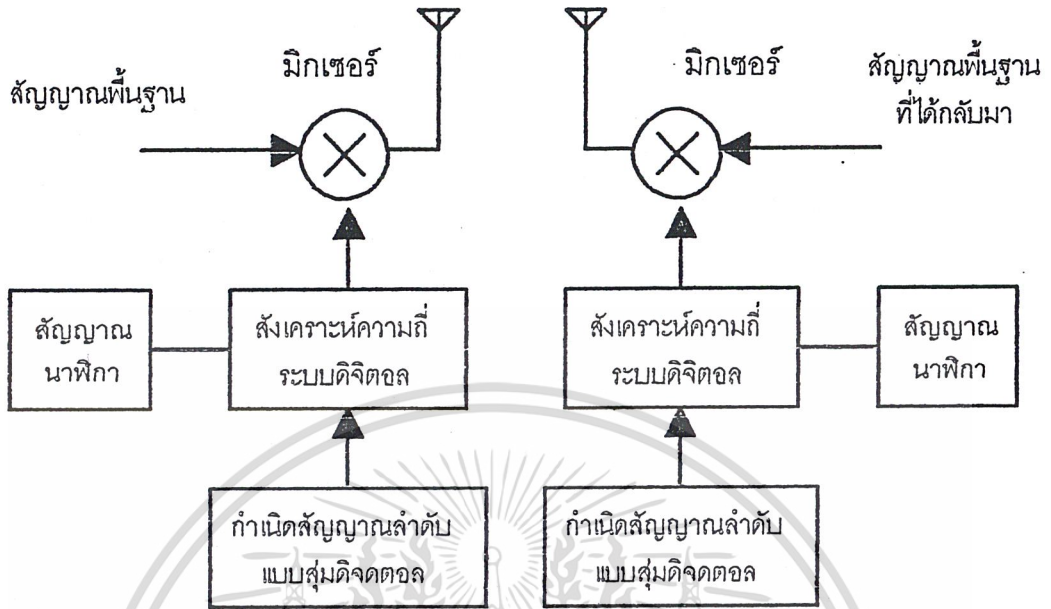
รูปที่ 2.2 การเลื่อนความถี่ออกไปตามร่องความถี่ต่างๆ โดยต่อเนื่อง แต่มีลำดับการสุ่ม ในที่นี้เป็นตัวอย่างของระบบที่ใช้ความถี่ 10 ร่อง ซึ่งมีการเลื่อนความถี่

โดยการใช้แถบความถี่ที่กว้างมากของสัญญาณสเปกตรัมจึงมีความสามารถทนต่อสัญญาณรบกวนจากการแจมด้วยคลื่นกำลังสูงเพิ่มขึ้น รายการปรับปรุงสิ่งที่เรียกว่า แจมมิง (jamming margin) ตัวอย่างเช่นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบอันหนึ่ง หรือขอบเขตที่ยังสามารถรับสัญญาณได้รู้เรื่องภายใต้ระดับของการรบกวนอยู่ค่าหนึ่ง เมื่อเพิ่มโปรเซสเกน G_p เข้าไป 20 dB โดยเทคนิคของสเปกตรัมแปรศรรม สัญญาณจะมีความทนต่อการแจมเพิ่มขึ้นอีก 100 เท่า

ประโยชน์ที่เกิดขึ้นพ่วงท้ายมาจากการกระจายแถบกว้างความถี่ออกไปคือ การลดความหนาแน่นของสัญญาณอย่างเป็นสัดส่วนกัน ทำให้สัญญาณไม่ถูกตรวจจับได้ง่ายจากเครื่องรับอื่นๆ ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นทางยุทธศาสตร์ ทุกวันนี้ผู้ใช้ระบบสเปกตรัมแปรศรรมรายใหญ่ที่สุดจึงเป็นทางทหารไป

2.5 ฟรีเควนซีฮอปเปอร์ (frequency hopper)

ฟรีเควนซีฮอปเปอร์ เป็นสัญญาณสื่อสารที่ซึ่งความถี่คลื่นพาห้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องไปยังร่อง(slot) ความถี่ที่มีอยู่มากมาย เป็นผลให้สัญญาณมีแถบกว้างความถี่ครอบคลุมที่กว้างมากเป็นร้อยเมกะเฮิรตซ์ ในรูปแสดงสเปกตรัมที่ได้จากระบบที่มี 10 ร่องความถี่ ซึ่งจริงๆ แล้วที่ใช้กันอยู่ทุกวันนี้มีร่องความถี่ถึง 1000 ร่องหรือมากกว่า ตัวที่ทำหน้าที่กำหนดร่องความถี่ที่จะใช้ในขณะหนึ่งๆ มักจะใช้ตัวกำเนิดลำดับแบบสุ่มทางดิจิทัล (digital pseudo-noise sequence generator) ตัวอย่างของลำดับความถี่สำหรับระบบ 10 ร่อง แสดงเป็นแผนผังการทำงานได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนผังการทำงานของระบบฟรีควอนซีฮอปเปอร์ ตัวกำเนิดลำดับแบบสุ่ม จะให้เลขลำดับที่ตรงกันทั้งด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ

ฟรีควอนซีฮอปเปอร์ หรือการเลื่อนกระจายทางความถี่ สามารถแบ่งย่อยได้เป็นแบบเลื่อนเร็ว ซึ่งเปลี่ยนความถี่ไปในเวลาอันรวดเร็ว น้อยกว่าไมโครวินาทีและแบบเลื่อนช้า ที่ทำการเปลี่ยนความถี่แต่ละร่องใช้เวลาหลายวินาที แบบเลื่อนเร็วมักใช้ในกิจกรรมการทหารที่ซึ่งการแจมสามารถติดตามได้ทันทีถ้าหากใช้การกวาดความถี่แบบเลื่อนช้า ระบบดังกล่าวนี้จำเป็นต้องใช้เครื่องสังเคราะห์ความถี่ชั้นยอดที่ราคาแพงลิบลิ่ว แบบความถี่เลื่อนเร็วนี้ ความสามารถจะถูกจำกัดโดยความเร็วของเครื่องสังเคราะห์ความถี่ในการเปลี่ยนความถี่ให้ได้ทัน ปัจจุบันสามารถเลื่อนความถี่ไปได้กว้างถึง 1 GHz ภายในเวลาน้อยกว่า 1 μ s

แบบความถี่เลื่อนช้าปกติมักใช้กับระบบที่ต้องการราคาถูกเป็นสำคัญความสามารถในการหลบหลีกการแจมก็คาดหวังเป็นพิเศษไม่ได้ มักจะนำมาใช้เพื่อแบ่งส่วนของแถบความถี่กับผู้อื่นๆ โดยการเลือกจัดลำดับการเลื่อนความถี่หรือโค้ดให้เกิดการเหลื่อมกันแต่ไม่ทับกัน ทำให้ระบบที่เลื่อนความถี่ช้าหลายๆ ชุดสามารถใช้ร่วมกันในแถบความถี่เดียวกันได้ และช่วยให้สามารถใช้พื้นที่ความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมาก ซึ่งลักษณะนี้ ผู้ก่อความถี่ที่ต้องการจะแจมสัญญาณอันใดอันหนึ่งก็ไม่อาจทำได้ เนื่องจากเป็นไปไม่ได้เลยที่จะแยกสัญญาณนั้นออกจากสัญญาณอื่นๆ ที่ใช้แถบความถี่เดียวกัน(แต่ว่าก็อาจแจมมันเสียทั้งหมดเลย ทั้งสัญญาณที่ไม่เกี่ยวข้องด้วยก็ได้)ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ไคเรกต์ซีแควนสเปร์ดคิง (direct-sequen spreading)

ลองจินตนาการดูถึงการที่เราเอาแผ่นกระดาษที่มีข่าวสารสำคัญมาหั่นซอยให้ละเอียดเป็นล้านๆ ชิ้น แล้วขว้างให้กระจายเข้าไปในพายุให้หอบออกไปจากนั้น ณ ที่ไกลออกไปนับพันไมล์ก็มีคนมาเก็บรวบรวมข่าวสารชิ้นเล็กชิ้นน้อยเหล่านี้มาปะติดปะต่อเป็นข้อความข่าวสารเดิม นั่นแหละ ถ้าเปรียบให้สัญญาณสื่อสารเป็นกระดาษแผ่นนั้นคุณก็จะรู้สึกถึงความสลับซับซ้อนและความน่ามหัศจรรย์ของเทคนิคของสเปร์คสเปร์คทรีมที่เรียกว่าไคเรกต์ซีแควนสเปร์คคิง

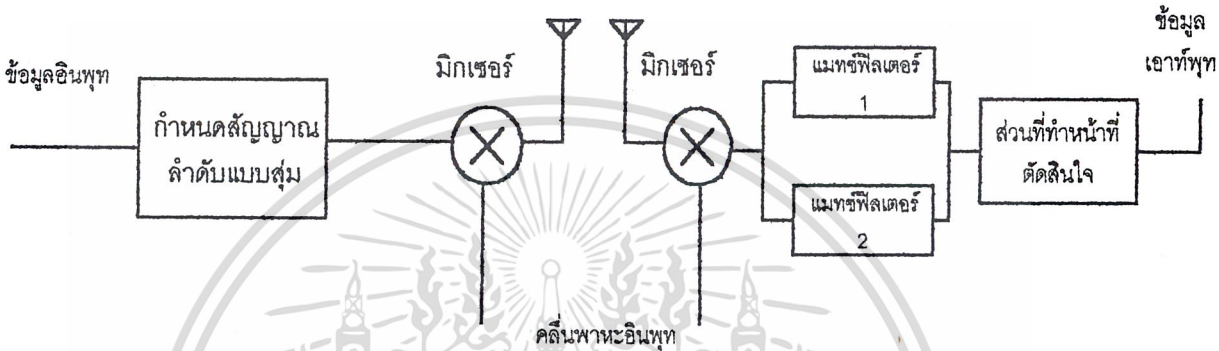
เทคนิคของไคเรกต์ซีแควนนั้นแถบความถี่ที่กระจายออกไป ได้จากการนำคุณสมบัติอันหนึ่งของการมอดูเลตแบบดิจิทัล นั่นคือ เมื่อนำขบวนของพัลส์ผสมเข้ากับสัญญาณพาหะคลื่นวิทยุที่เป็นพาหะก็จะเกิดการถ่างกว้างออกไปเล็กน้อย ทีนี้ถ้าใช้โค้ดต่อเนื่องยาวๆ ที่เป็นข่าวสารแทนที่จะเป็นบิตเดี่ยว ซึ่งเรียกว่า ชิพซีแควน(chip sequen) ส่งเข้าไปในช่วงเวลาเดียวกัน แถบกว้างความถี่ชั่วขณะที่ยาวมากก็จะเกิดขึ้นดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.4 แถบกว้างความถี่ที่กว้างนี้เป็นผลโดยตรงมาจากพัลส์ที่แถบหลายๆ ของบิตที่อยู่ในชิพซีแควนดังกล่าว



รูปที่ 2.4 เมื่อสัญญาณความถี่วิทยุถูกมอดูเลตด้วยพัลส์ดิจิทัล ความถี่พาหะจะกว้างออกไป ถ้าแทนพัลส์นั้นด้วยขบวนพัลส์แถบความถี่จะยิ่งกว้างออกไป

ที่เครื่องรับ สัญญาณความถี่วิทยุจะถูกนำมาหาความคล้าย โดยการผ่านขั้นตอนการรวมสัญญาณหรือการยุบแถบกว้างความถี่ลง ขั้นแรก สัญญาณจะถูกแปลงกลับเป็นสัญญาณพื้นฐานโดยการผสมกับคลื่นพาหะที่เหมาะสมสัญญาณพื้นฐานที่ได้นี้จะมีทั้งสัญญาณรบกวนและสัญญาณชิพซีแควน สัญญาณรบกวนดังกล่าวก็รวมทั้งที่เกิดจากความงใจคือการแจมด้วย ซึ่งจะต้องถูกกำจัดออกไป และก็ทำได้หลายวิธีด้วยกันวิธีการหนึ่งก็คือ การใส่เมตริกซ์ฟิลเตอร์หรือการกรองโดยวิธีเทียบเหมือน โดยวงจรจะทำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเทคนิคแปลงสัญญาณและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำวิธีการเปรียบเทียบสัญญาณชิพซีแควนที่รับได้กับสัญญาณลำดับที่กำหนดขึ้นมาแล้วมองหาความคล้ายคลึง

เครื่องรับบางแบบอาจใช้เมตซ์ฟิลเตอร์ 2 ตัว หรือมากกว่า เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงาน ส่วนวงจรตัดสินใจใช้สำหรับเลือกเอาเอาต์พุตของวงจรอันดับอันดับใดที่มีความเหมือนมากที่สุดที่จะส่งไปยังภาคตีบอดูเตอร์และกระบวนการอื่นๆ ต่อไป แผนผังการทำงานของระบบโคเรคทีซีแควนในรูปที่ 2.5

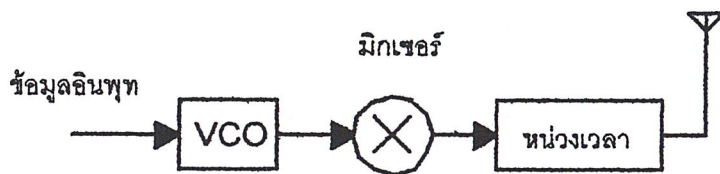


รูปที่ 2.5 เมื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหาลำดับข้อมูลของซีแควนก็จะใช้เมตซ์ฟิลเตอร์หลายๆ ตัวแล้วใช้วงจรอีกส่วนทำการตัดสินใจเลือกเอาตัวใดที่มีความเหมือนมากที่สุด

2.7 ระบบเชียร์ป (chirp system)

ระบบนี้คล้ายกันกับสัญญาณที่ใช้ในกิจการเรดาร์ สัญญาณเชียร์ปได้การกวาดหรือเลื่อนความถี่ของสัญญาณครอบคลุมช่วงกว้างภายในช่วงเวลาพัลส์ แผนผังการทำงานของเครื่องส่งเชียร์ปแสดงในรูปที่ 2.6

เมื่อใช้งานในระบบสื่อสารข้อมูลที่ได้รับเข้ามาจะเป็นตัวกำหนดทิศทางของการเลื่อนความถี่ โดยที่จะถูกรีเฟรชไปทางแถบความถี่ด้วย เมื่อข้อมูลที่รับเป็น 1 แต่ถ้าได้รับเป็น 0 ก็จะถูกเลื่อนไปหาความถี่ด้านต่ำ



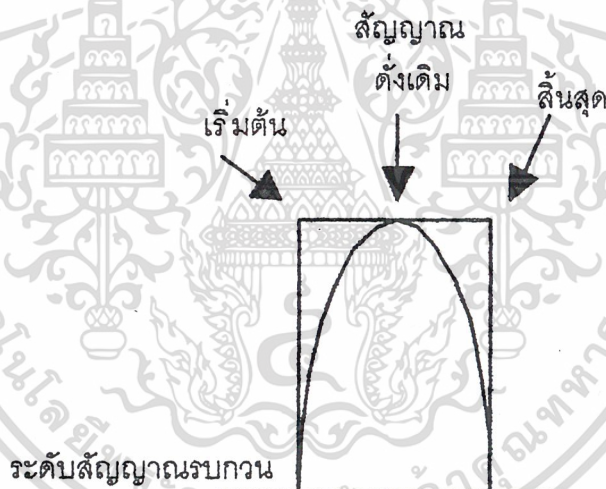
รูปที่ 2.6 แผนผังวงจรด้านส่งของระบบเชียร์ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรับสัญญาณเชิงรับทำได้โดยการใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์เช่นเดียวกับที่ใช้ระบบโคเรลค์ซีควน แต่ว่ามีการทำงานแตกต่างกัน ทั้งนี้เพราะว่าในระบบเชิงรับเราสนใจความถี่มากกว่า แทนที่จะเป็นรูปแบบของแอมพลิจูด โดยมากมักใช้วงจรกรองหลายๆ ชุดร่วมกัน ซึ่งให้อาต์พุทที่เป็นข้อมูลที่ส่งมาได้ชัดเจนดีกว่า

ระบบเชิงรับใช้กับระบบการกวาดความถี่เชิงเส้นแทนการใช้แหล่งกำเนิดลำดับแบบกลุ่ม ลักษณะนี้จึงดูเหมือนอย่างไรก็ดี พิจารณารูปที่ 2.7 จะเห็นว่าทำให้เกิดแถบความถี่กว้างกว่าที่ต้องการ และทำให้เกิด โพรเซสสเกนเช่นกัน

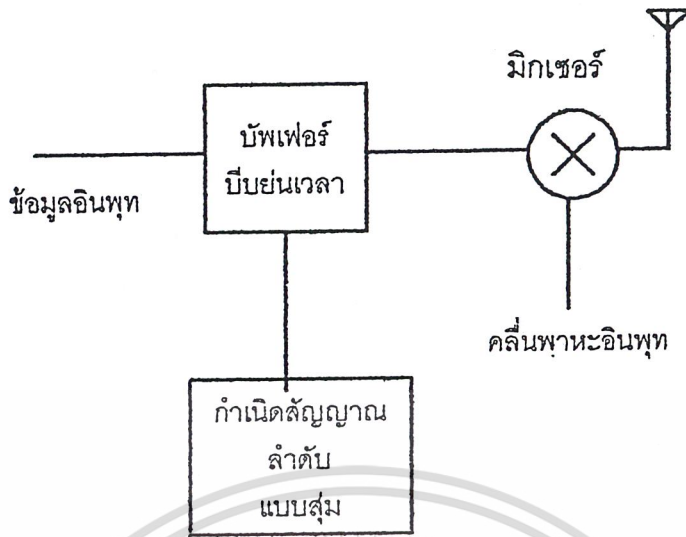
ที่จริงมีอยู่หลายระบบที่มีการทดลองใช้ในช่วงสงคราม ซึ่งบางระบบก็เป็นรูปแบบของเชิงรับบ้าง แต่ว่าในปัจจุบันไม่นิยมใช้ทางด้านการสื่อสาร อย่างน้อยก็สำหรับการสื่อสารระหว่างคนด้วยกัน(เชื่อกันว่าปลาโลมาก็มีการใช้ระบบเชิงรับที่ซับซ้อนในการสื่อสารกัน) ในทางทหารก็มีการใช้สัญญาณลักษณะนี้ในการหาระยะและการนำร่องเหมือนกัน



รูปที่ 2.7 คลื่นพาหะในระบบเชิงรับจะถูกกวาดอยู่ต่อเนื่องไปตลอดแถบความถี่ที่กำหนด โดยมีทิศทางตามสัญญาณอินพุต

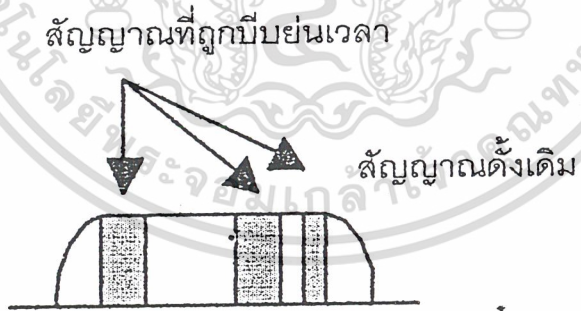
2.8 ไทม์ฮอปปีง (time hopping)

วิธีการของไทม์ฮอปปีงเป็นการใช้หลักการร่วมระหว่างฟรีควนซีฮอปปีงกับโคเรลค์ซีควน เพื่อให้สามารถใช้งานได้ที่หลายช่อง หรือการป้องกันความลับให้สัญญาณในรูปแบบของการส่งแบบเดาสุ่มทางเวลา ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งไทม์ฮอปปีงนี้ต้องมีการเก็บข้อมูลหรือบิตข้อมูล ก่อนที่จะทำการส่งออกไปในลักษณะเป็นกลุ่มๆ อย่างรวดเร็วในระหว่างช่วงแบ่งของร่องเวลาดังรูปที่ 2.8 ๕ ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ในระบบโทมฮอปเปอร์ ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกบีบย่นเวลาลง แล้วจึงค่อยส่งออกไปเป็นครั้งๆ

สำหรับ โพรเซสสแกนของโทมฮอปป์ิง ได้จากข้อคิของเวลาที่ใช้ในการส่งข้อมูลทีต้น เนื่องจากการที่พัลส์ยิ่งแคบในโดเมนเวลา จะยิ่งทำให้ได้แถบกว้างความถี่ที่กว้างมากในโดเมนความถี่และ เนื่องจากลำดับเวลาของการส่ง สามารถได้มาจากการเคาต์นอร์หรือจากแหล่งกำเนิดลำดับแบบสุ่มก็ได้ ระบบโทมฮอปป์ิงจึงจัดเป็นระบบสเปรดสเปกตรัมแบบหนึ่งอย่างปราศจากข้อสงสัย



รูปที่ 2.9 แสดงในโดเมนของเวลาของระบบโทมฮอปเปอร์ ซึ่งจะมีสเปกตรัมคล้ายคลึงกันกับสัญญาณของ ไดเรกต์ซีเควน

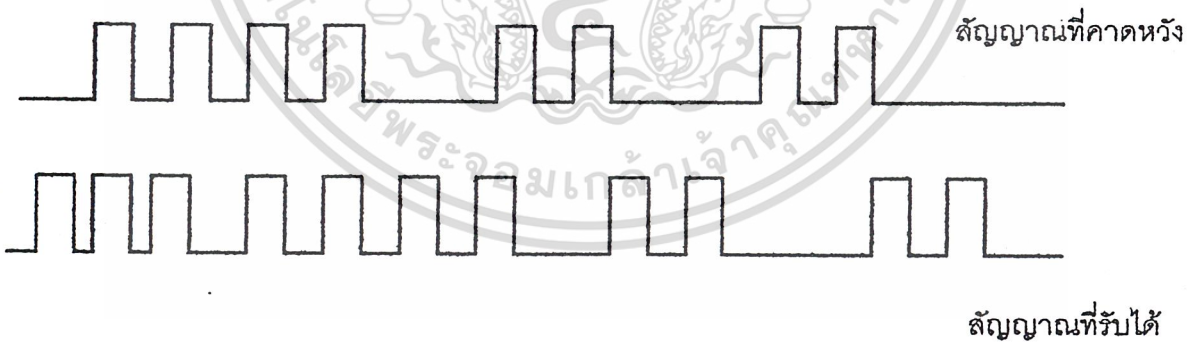
2.9 การประยุกต์ใช้งาน

ฟรีคววนซีฮอปป์ิงอาจนำไปใช้ได้กับทั้งระบบการสื่อสารแบบดิจิตอล และแบบอะนาลอก ทั้งนี้เพราะว่ามีเพียงคลื่นพาหะเท่านั้นที่มีการเปลี่ยนแปลง ไปกองทัพอากาศสหรัฐได้มีการนำความสามารถของฟรีคววนซีฮอปป์ิงมาใช้ในการติดต่อด้วยความถี่วิทยุย่าน UHF ซึ่งใช้สัญญาณอะนาลอก และกำลัง

พัฒนาปรับปรุงเพื่อใช้กับระบบบิจิตคอลที่ซับซ้อนขึ้น ระบบหนึ่งที่กำลังพัฒนาอยู่มีชื่อเรียกว่า *Have Quick* มีการนำเอาเวลาในแต่ละวันมาเป็นตัวเลือกความถี่ที่เลื่อนไปในร่อง ซึ่งมีอยู่กว่า 7000ร่องความถี่

ในระบบหาตำแหน่งเพื่อการนำร่องโดยอาศัยดาวเทียม (global position system = GPS) ใช้เทคนิคการหาระยะด้วยการโคเรลค์ซีเทเวน ระบบดังกล่าวกำลังนำมาทดแทนระบบเก่าๆ ซึ่งหากเมื่อมีการใช้การโดยทั่วไปแล้ว จะทำให้ผู้ใช้งานไม่ว่าจะอยู่ ณ จุดใดๆ บนโลก ก็สามารถหาหรือระบุตำแหน่งของตนเองได้อย่างถูกต้องโดยมีความละเอียดในระดับเป็นเมตร เรียกว่าเป็นการปฏิวัติระบบการนำร่องเลยทีเดียว

ระบบGPS จะประกอบไปด้วยกลุ่มดาวเทียมที่มีจำนวนทั้งสิ้น 18 ดวงโคจรรอบโลกในวงโคจรระดับต่ำ เพื่อให้สามารถครอบคลุมพื้นที่ที่มีสัญญาณไมโครเวฟในระบบโคเรลค์ซีเทเวนให้กว้างสุด โดยหลักการแล้วทุกจุดในพื้นที่ดังกล่าวนี้ จะสามารถรับสัญญาณจากดาวเทียมได้ทีละอย่างน้อย 4 ดวงขึ้นไป เมื่อทำการถอดรหัสแล้ว สัญญาณจากดาวเทียมแต่ละดวงจะใช้เป็นตัวกำหนดระยะทางในแนวตรงจากดาวเทียมนั้นมายังเครื่องรับ โดยระยะทางนี้จะเป็นส่วนโดยตรงกับการหน่วงเวลาเนื่องจากการเดินทาง นั่นก็คือเวลาที่แตกต่างระหว่างสัญญาณที่ส่งออกมากับสัญญาณที่ได้รับ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 สัญญาณจากดาวเทียมเพียง 3 ดวงก็สามารถใช้กำหนดตำแหน่งของเครื่องรับได้ สัญญาณที่ส่งจากดาวเทียมอีกดวงจะ ใช้เป็นตัวแก้ไขสัญญาณเวลาที่มีการคลาดเคลื่อนไป และแก้ไขผลผิดพลาดอื่นๆ



รูปที่ 2.10 การหาระยะเพื่อกำหนดตำแหน่งโดยใช้ระบบ GPS นั้น ระยะจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ หาได้จากเวลาที่ถูหน่วงไปโดยเปรียบเทียบจากสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณที่คาดหวังเอาไว้

ระบบกระจายข้อมูลยุทธการร่วม(Joint Tactical Information Distribule System- JTIDS) ออกแบบมาสำหรับใช้งานด้านการทหารโดยเฉพาะการใช้ฟรีควีนซีฮอป และการมอดูแบบโคเรลค์ซีเทเวน เพื่อเป็นระบบสำหรับการสื่อสาร การนำร่องการควบคุมทั้งทางอากาศ,ทางบก และทางน้ำ ซึ่งระบบนี้ใช้สัญญาณโคเรลค์ซีเทเวนที่เป็นแบบ MSK (minimum shift) ขนาดกว้าง 5 MHz แล้วจึงนำสัญญาณนี้ไปกวาดความถี่ครอบคลุมความถี่ชุด โดยมีความถี่ห่างกัน 3 MHz การชิงโครไนซ์กับระบบกลางโดยใช้

สัญญาณส่วนหน้าเป็นตัวกำหนดข้อมูลต่างๆ สามารถแลกเปลี่ยนระหว่างผู้ใช้ที่ได้อนุญาตที่อยู่ในรัศมี 500 นอตติคอลไมล์

ด้วยเทคโนโลยีในปัจจุบันด้วยระบบสเปกตรัมแพร่กระจายจะพิเศษซับซ้อนพิศดารมาก ซึ่งได้ถูกค้นคว้าวิจัยหรือการทำลายยิ่งจะเป็นไปไม่ได้เอาเลยแล้วจะให้เรียกว่าเป็นระบบการสื่อสารได้อย่างไร

2.10 ความหมายของ Spread Spectrum

“ Spread Spectrum” หมายถึงการทำ Spectrum และ Band-width ของสัญญาณวิทยุแผ่ (Spread) กว้างขึ้น โดย Modulate Code เข้าไปด้วย ดังนั้น ที่เครื่องรับจะ Despread สัญญาณที่รับได้โดยใช้ Code ที่เหมือนและ Synchronous กับ Code ของเครื่องส่ง

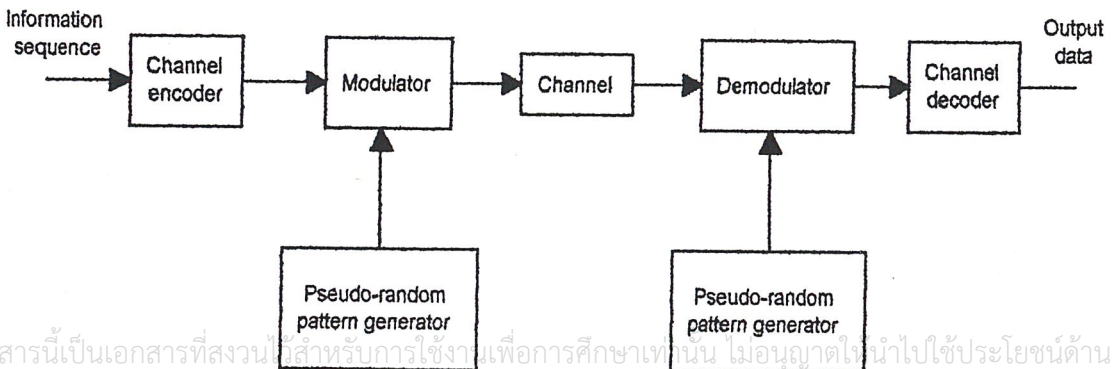
ในที่นี้จะเรียก Code ที่ใช้แผ่ Bandwidth นี้ว่า “Pseudo-Random Noise”



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างของ Binary Pseudo-Random Noise Code

รูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่างของ Binary Pseudo-Random (PN Code) ที่จะถูกส่งไปกับ Original Data ดังนั้น PN Code นี้ จะถูก Modulate กับ Original Data ดังนั้น Radio Frequency ที่ส่งออกไป จะถูกดูเหมือนว่าเป็นสัญญาณของ Noise โดยเครื่องรับที่ Code ไม่ตรงกัน ทั้งนี้เพราะ Code ที่ใส่ไปมี Bandwidth กว้างมากคล้าย Noise

2.11 แบบจำลองของ SS Communication System



รูปที่ 2.12 Model of SS Digital Communication System

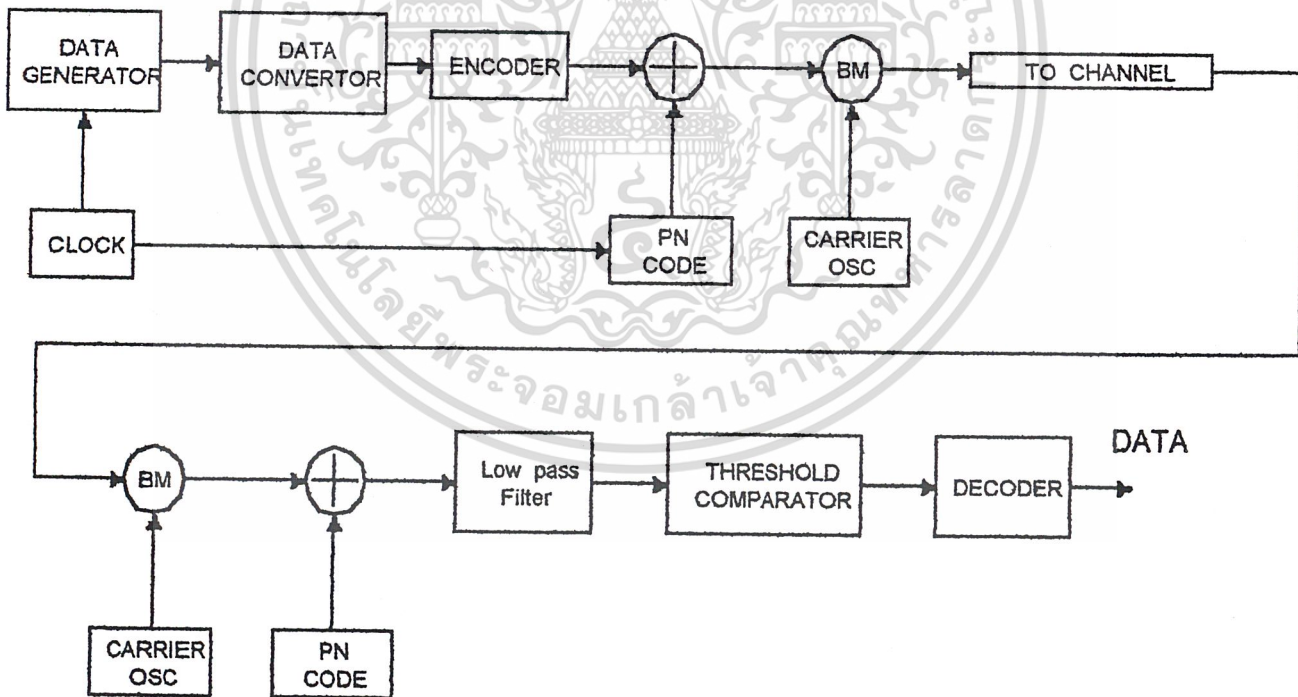
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.12 แสดง Model พื้นฐานของ SS System การ Modulate Digital Information Sequence (Source Signal) ที่เป็นที่รู้จักโดยทั่วไปมี 3 วิธี คือ Phase Shift Keying (PSK) , Frequency Shift Keying (FSK) และ Amplitude shift keying (ASK) เราใช้ PSK

“Channel” ในรูป จะมี Noise เข้ามารบกวนมากมาย เช่น Interference และ Jamming เป็นต้น ดังนั้น ที่ Receiver Side จะรับสัญญาณที่ถูกผสมโดย Information Signal และ Noise (สัญญาณที่ไม่ต้องการ) แต่สัญญาณที่รับได้ กับ PN Sequence ที่ใช้ Synchronous และเหมือนกับของทางด้านส่งเท่านั้น จึงสามารถแสดงผลออกมาได้ ดังนั้น จึงสามารถ Reject Interference และ Jamming ได้

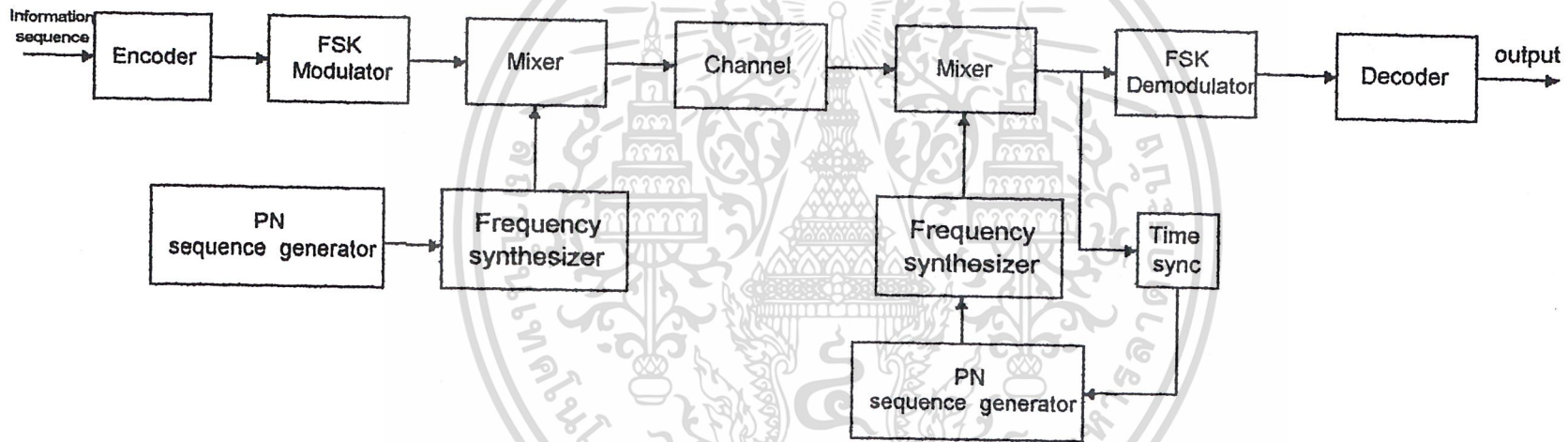
2.12 วิธีการแผ่ Spectrum

วิธีการแผ่ Spectrum ที่เป็นที่ยอมรับกันมี 2 วิธี คือ Direct Sequence System (DS System) และ Frequency hopping system (FH system) ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.13 กับ 2.14



รูปที่ 2.13 Block diagram of direct sequence system

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

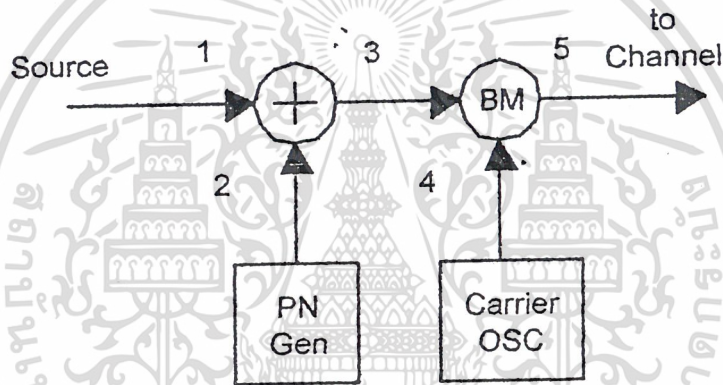


รูปที่ 2.14 Block diagram of frequency hopping system

บทที่ 3

การออกแบบเครื่องส่ง (System block diagram)

รูปที่ 3.1 Block diagram ของ DS system transmitter input ของ Data generator เป็นการจำลองของจาก Data ของ ภาค Up-stream ของ Cable Television และได้ที่ output เป็น biphase PSK signal ซึ่ง frequency oscillator อยู่ที่ 5-40 MHz ที่ใช้ oscillator ความถี่นี้เนื่องจากการส่งสัญญาณใน Cable Television ถูกกำหนดให้ใช้กันในย่าน 50-700 MHz 40-50 MHz เป็นการ์ด Band ทำให้ช่วงต่ำกว่า 40 MHz ลงมายังไม่ได้ใช้ จึงเลือกใช้ภาค Up-Stream ที่ย่านความถี่นี้



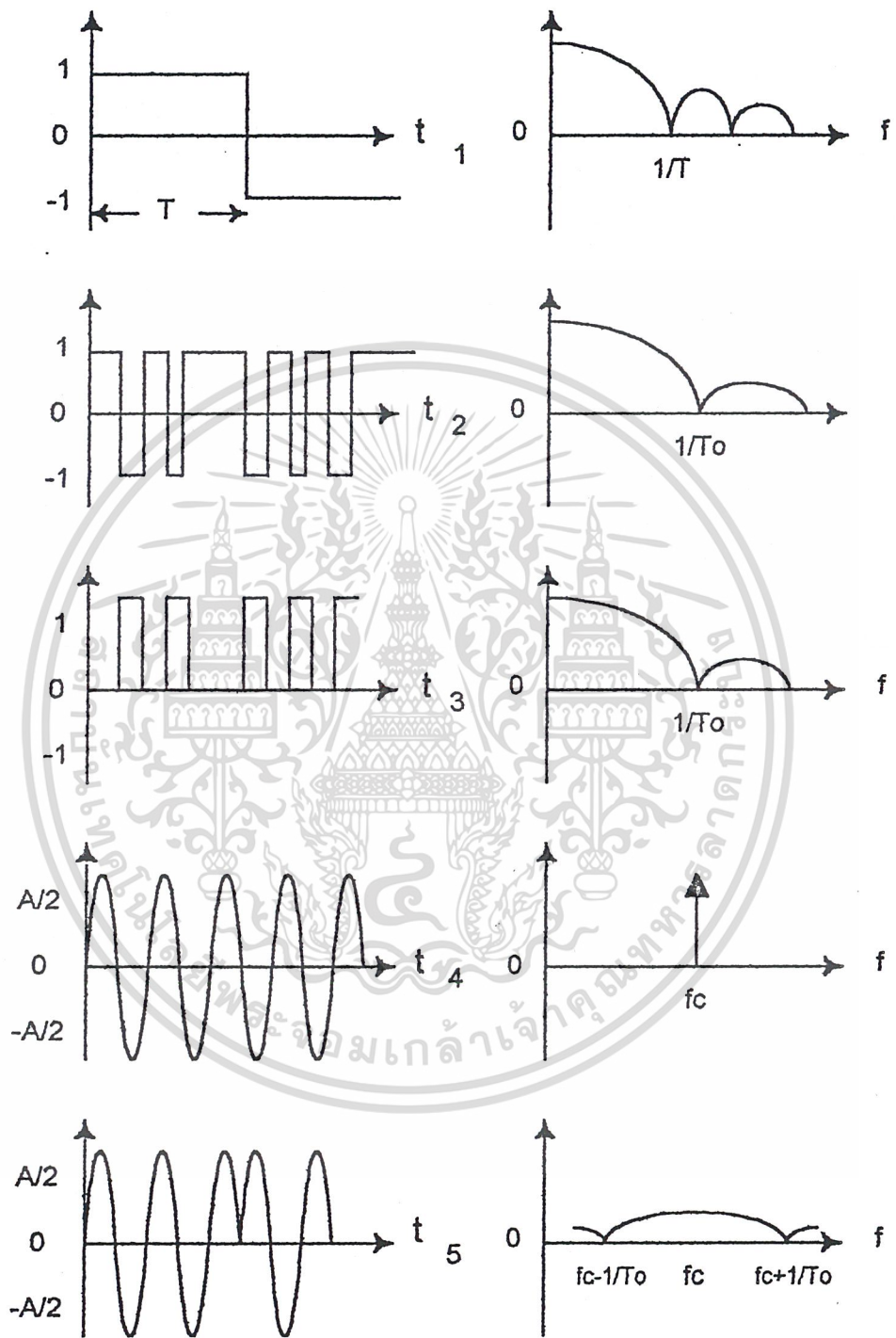
คุณสมบัติพิเศษของ SS System

- Anti Jamming (AJ)
- Anti Interference (AI)
- ความน่าจะเป็นของการดักฟังเป็นไปได้น้อย (LPI)
- สร้างเป็นระบบ Multiplex ได้โดยให้ Carrier ความถี่เดียว (CDMA)

จากคุณสมบัติข้างต้น เราสามารถนำ SS System ไปใช้งานในการสื่อสารได้หลายชนิด เช่น Mobile และ Satellite โดย CDMA Wireless Communication System

3.1 Direct Sequence (DS) System

Direct Sequence Modulation คือ Modulation ของ Input Data กับ Code Sequence ซึ่งอาจอยู่ในรูปของ AM, FM หรือ Angle Modulation วิธีที่ใช้ในที่นี้คือ 180° Biphase Phase Shift Keying ซึ่งเป็นรูปแบบพื้นฐานของ Direct Sequence



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 3.2 แสดงผลที่ได้บดล็อกไดอะแกรมที่ 3.1 นำหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการตีพิมพ์ขึ้น ลีองนี้ด้วยวิธีใด ๆ ล่วงละเมิดอำนาจจึงถึงเจ้าคุณพระคุณศรีที่ปกครองไปใช้
 รูปที่ 3.1 แสดงให้เห็นถึง เครื่องส่งในระบบ Direct Sequence ซึ่งเราใช้ $d(t)$, (point 1) เป็น
 Information Sequence และ $q(t)$, (point 2) เป็น PN Code Sequence

PN Sequence มีช่วงระยะของ $N = T/T_0$ ($T > T_0$) ซึ่งหมายถึงว่าเป็นระยะของ Code Sequence ต่อ Data Bit

ในที่นี้ T เป็น Rectangular Pulses ของระยะเวลาของ $d(t)$

T เป็น Rectangular Pulses ของระยะเวลาของ $q(t)$

หลังจากการแผ่ Information Bandwidth ให้เป็นจำนวน N เท่าของค่า Original สัญญาณที่แผ่ออกจะถูก Modulate โดยสัญญาณ Carrier $A \cos(\omega_s t + \theta)$

โดยที่

A : ระดับ Carrier

ω_s : Carrier Frequency

θ : Carrier Phase (0 or 2π)

สัญญาณที่ถูกส่งจะกลายเป็น (Point 5)

$$S(t) = A d(t) \cdot q(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta)$$

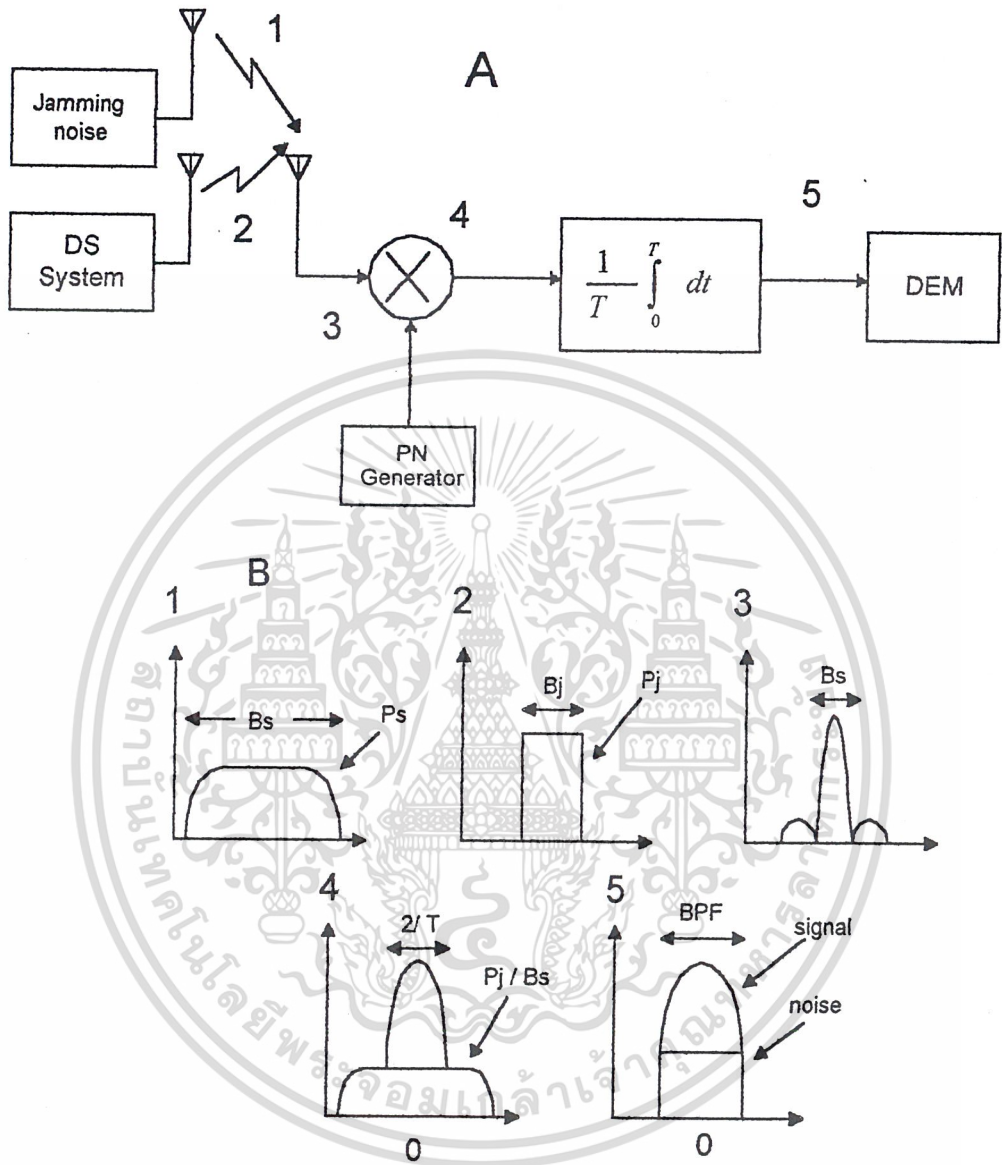
Generation ของ m-sequence

จากคุณสมบัติดังกล่าว Generator ที่เป็นที่รู้จักกันดี คือ Maximum Length Sequence (m-Sequence) และ Gold Sequence ซึ่งใช้ขยาย m-Sequence

$$A_m = \sum_{K=1}^n \alpha_A A_{m-k} \pmod{2} ; \alpha_n = 1$$

m-Sequence Generator โดยใช้ Shift Register and Exclusive-OR Feedback ถ้า Shift Register มีขั้นตอนของ Register ทั้งหมด n ขั้นตอนระยะเวลาของ Code ที่เกิดขึ้นจะเป็น $2^n - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 Direct sequence system with jamming (R x)

(A) Block diagram (B) Spectrums

3.2 Process Gain ของระบบ Direct Sequence

ตัว Parameter ที่มีความสำคัญมากใน Direct Sequence คือ Process Gain ซึ่งเรียกโดยย่อว่า G_p เราสามารถดูได้จากรูป Process Gain สามารถทำได้โดยแผ่ Spectrum ซึ่งแสดงโดยสมการดังต่อไปนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$G = \frac{B_s}{B_d} (= T/N)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ B_u คือ Bandwidth ในกรณีที่ยังไม่แผ่ Spectrum

B_s คือ Bandwidth ในกรณีที่แผ่ Spectrum แล้ว

ความสัมพันธ์ระหว่าง Process Gain กับ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(S/N) สามารถเขียนได้เป็น

$$S/N = \frac{G_p \cdot E_o}{J_o} \text{ (normally } E_o > J_o)$$

โดยที่

J_o เป็น Jamming Power Density

E_o เป็น Signal Energy per bit

คุณสมบัติของ PN Sequence

PN Sequence ซึ่งใช้ในการแผ่ Spectrum ควรจะประกอบไปด้วยคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. สามารถ Generate ได้ง่าย
2. มีลักษณะเป็นตัวแทนที่ดีของการสุ่มตัวอย่าง
3. มี Sequence ที่มีลักษณะเป็นช่วงระยะเวลายาว
4. เปลี่ยนแบบในการสร้างได้ยาก จากส่วนประกอบย่อยเพียงบางส่วน

บทที่ 4

รูปแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง

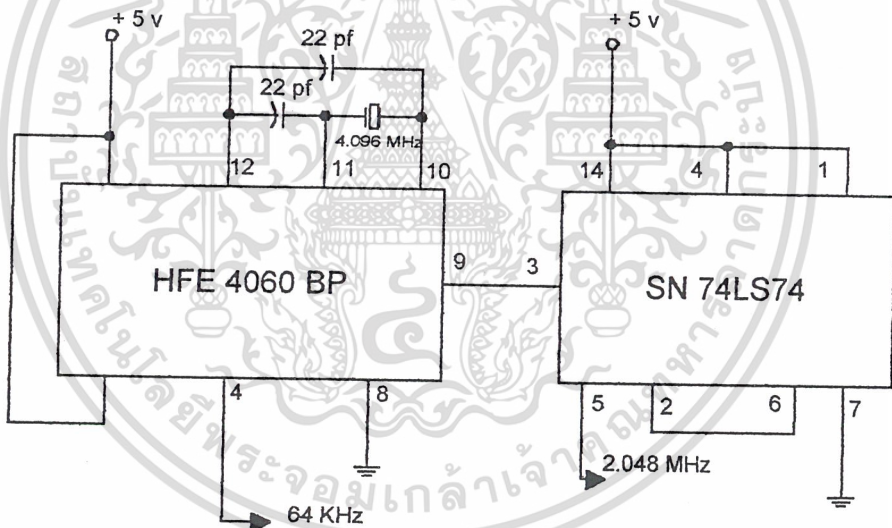
4.1 วงจร Clock Generator and Frequency Divider

เราใช้อัตรา 2.048 MHz bit ซึ่งเป็นอัตรา bit ของ PN sequence และตัดสินใจเลือก process gain

Clock generator และวงจร frequency divider ดังแสดงในรูปที่ 4.1

Process Gain GP คือ

$$G_p = 10 \log \frac{2048 f_c}{64 f_c} = 15.05 \text{ dB}$$

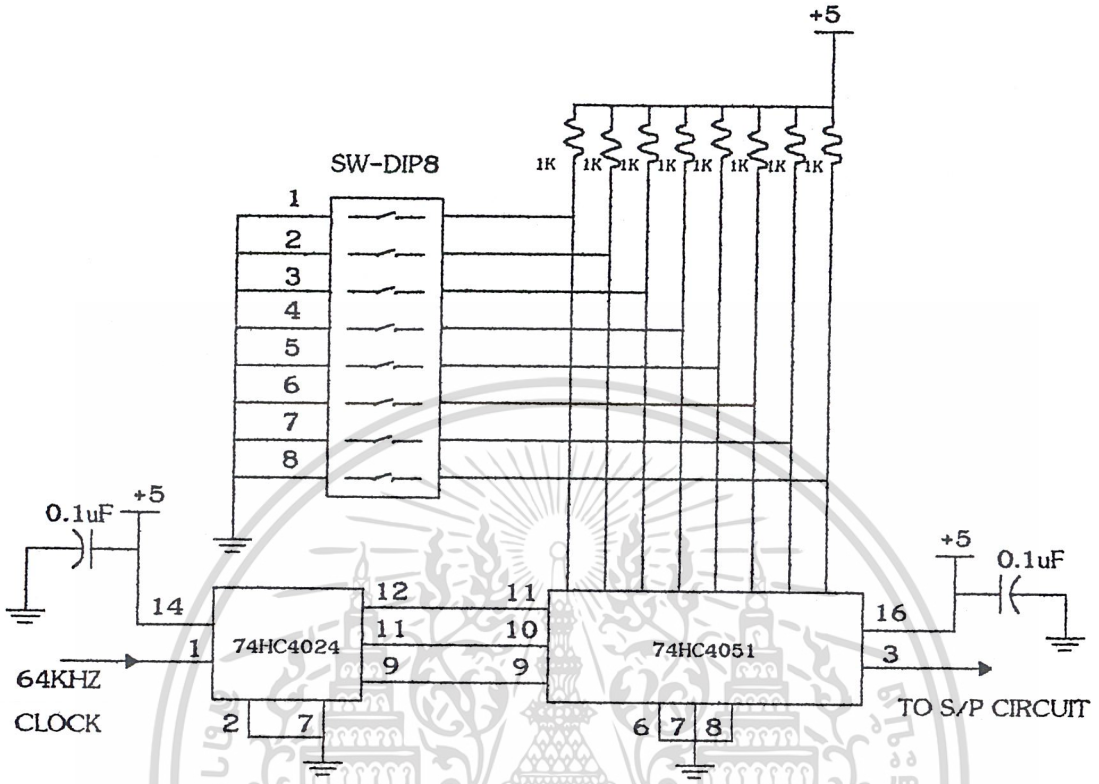


รูปที่ 4.1 แสดงวงจร Clock Generator

4.2 วงจร DATA GENERATOR

วงจร DATA GENERATOR ใช้ในการจำลองระบบ แทน Input ซึ่งจริงๆ แล้วจะได้จาก DATA ของ ภาค Up-Stream ใน Cable Television

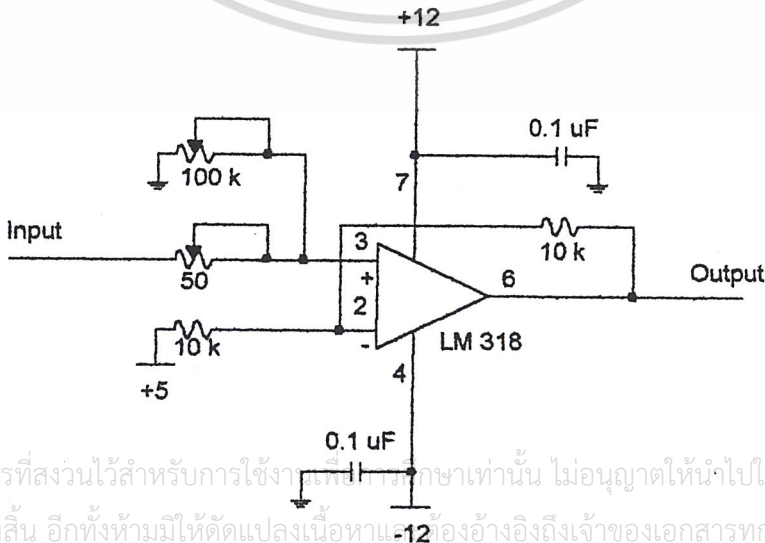
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงวงจร Data Generator

4.3 วงจร DATA CONVERTOR

เนื่องจาก Input ที่เข้ามาในระบบ เป็น Unipolar NRZ ซึ่ง ในระบบการ Modulation ของ Direct Sequence ใช้การ Modulation ระบบ Binary Phase Shift Keying จะต้องการสัญญาณที่จะนำมาทำการ Modulation ระบบ Bipolar NRZ จึงต้องทำการแปลงจาก Unipolar เป็น Bipolar ใช้วงจรดังรูปที่ 4.3

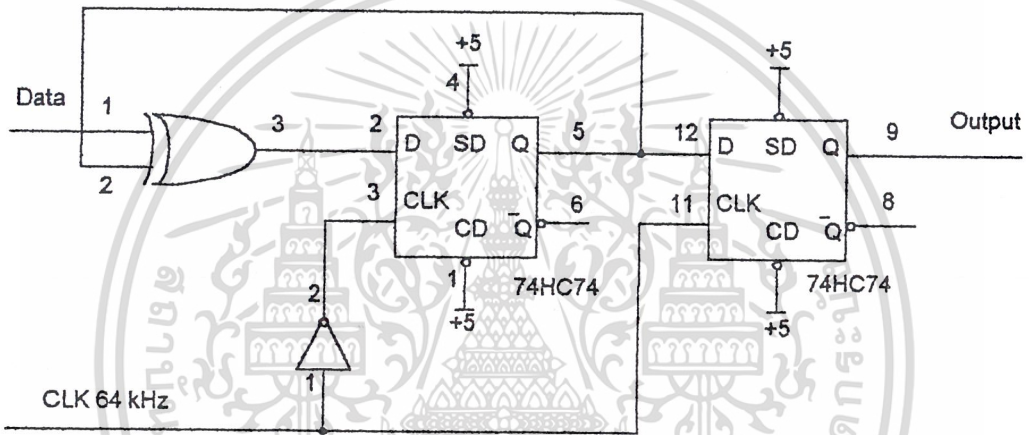


รูปที่ 4.3 แสดงวงจร Data converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรืออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

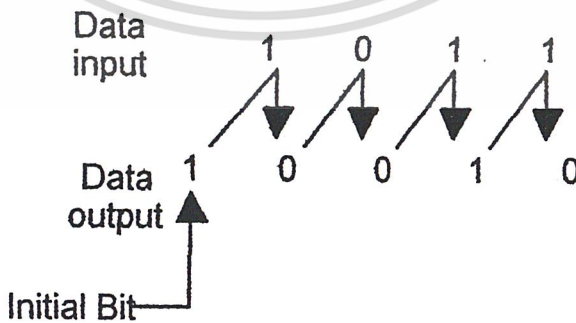
4.4 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลเอนโค้ด (Differential Encode)

คลื่นพาห์อ้างอิงที่ใช้ในการดีเทคแบบร่วมนัยนั้นมีความจำเป็นที่จะต้องมืเฟสที่ตรงกับภาคส่ง แต่ปกติแล้วจะเป็นไปไม่ได้ที่จะให้ทั้งสองชนิดมีเฟสที่ตรงกันอย่างสมบูรณ์และเป็นไปได้ที่เราจะรู้ความต่างเฟสนี้ได้ ทำให้ไม่สามารถที่จะดีเทค ความต่างเฟสนี้เป็นผลทำให้เกิดการผิดพลาดทางเฟสซึ่งปกติเกิดจากวงจร Frequency divider ที่อยู่ในส่วน Carrier recovery ในภาครับ วิธีการแก้ปัญหาเรื่องการผิดพลาดทางเฟสคือทางด้านภาคส่งจะมีการใช้วงจร Differential encoder ก่อนที่จะมอดูเลตซึ่งวงจรเป็นดังรูปที่ 4.4



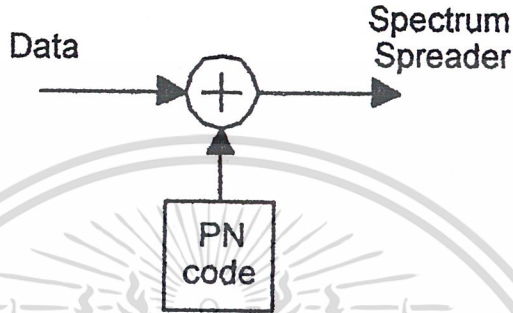
รูปที่ 4.4 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลเอนโค้ด (Differential Encode)

วงจรนี้จะทำการเข้ารหัสในลักษณะของการใช้ X-OR Gate คือ



ซึ่งอัตราส่งของ DATA I/P กับความถี่ของ CLK ที่ป้อนเข้าไปในวงจรต้องมีค่าเท่ากัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

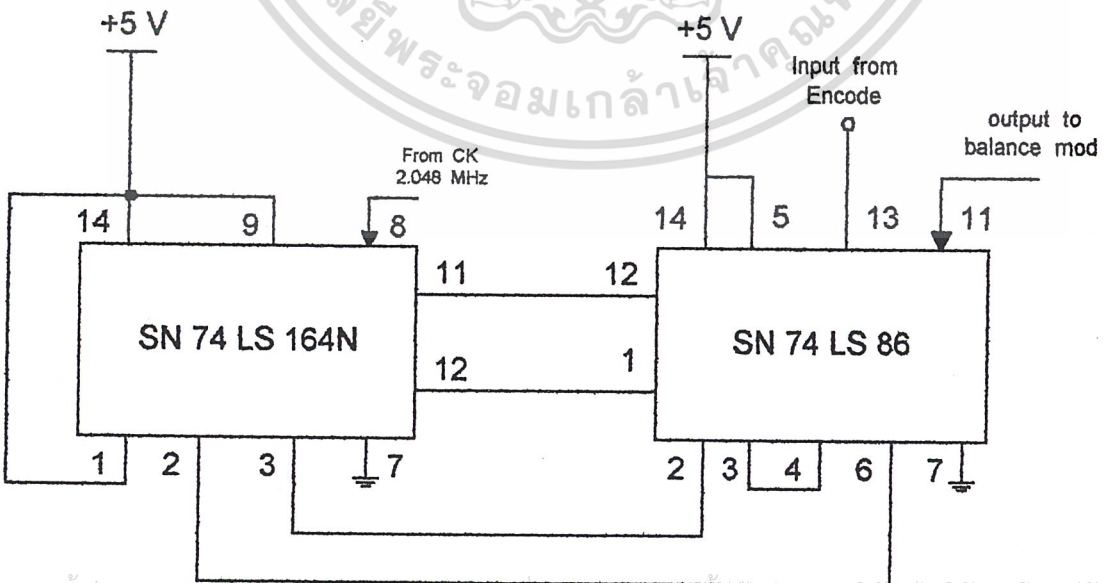
4.5 Spectrum Spreader



รูปที่ 4.5 จะเป็นตัวแพร่ Spectrum ซึ่งใช้ วงจร Exclusive OR
 ทำการ Exclusive OR ระหว่าง PN Code กับ DATA

4.6 PN Generator

จากรูปเป็นวงจรของ PN Generator (m- sequence generator) ซึ่งมี 8 bit shift register ดังนั้น
 ความยาว code เป็น $2^8-1=255$

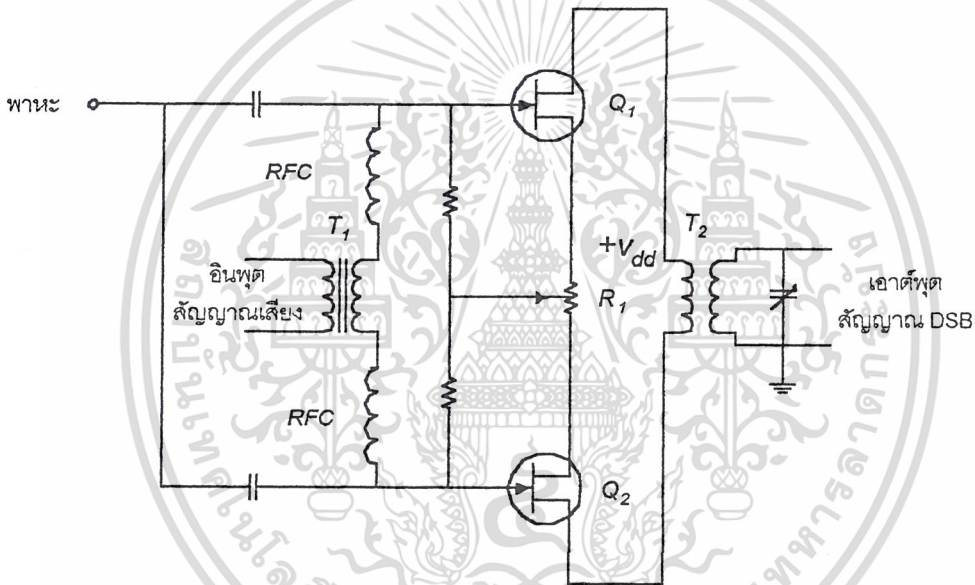


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 รูปที่ 4.6 แสดงวงจร PN Generator

4.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ มีรูปแบบต่าง ๆ กันดังนี้คือ

1. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดที่ใช้เฟคคู่ รูปที่ 4.7 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์อย่างง่าย อินพุต RF ป้อนเข้าที่เกดของ Q_1 และ Q_2 พร้อม ๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (drain) ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลง T_2 ทำให้เอาต์พุตเนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โทเทินซีโอมิเตอร์ R_1 เป็นตัวปรับสมดุล (balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่างเฟททั้งสอง วิธีปรับ R_1 ให้วัดเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อย ๆ ปรับ R_1 จนกระทั่งเอาต์พุตต่ำสุดหรือเป็นศูนย์



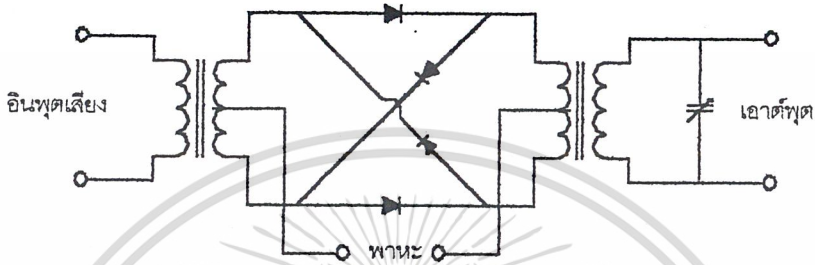
รูปที่ 4.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้เฟคคู่

ตรงข้ามกับสัญญาณที่เกิด Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทำงานแบบพุชพูล การผสมระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่เฟทแต่ละตัว ไซค์แบนด์ผลลัพธ์ซึ่งปรากฏคร่อมขดไพรมารีของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณพุชพูล แล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างกันที่ขดไพรมารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไปเพราะ วงจรเทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) จูนไว้ที่ความถี่พาหะ

อย่างไรก็ตามสัญญาณพาหะอาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้ เมื่อเฟททั้งคู่มีลักษณะสมบัติ (characteristic) แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมตช์กัน เราสามารถปรับสมดุลได้ที่ R_2 นอกจากนี้เราอาจจะปรับจุดกลาง (center tap) ของหม้อแปลง T_2 ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดนี้กำลังพาหะออก ไปได้ถึง 60 เดซิเบล

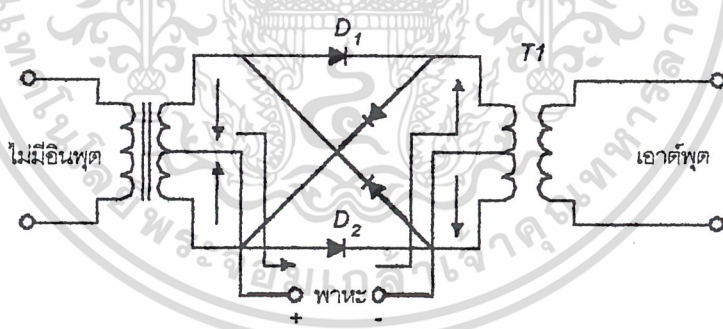
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไดโอดต่อกันเป็นวง วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดไดโอดต่อกันเป็นวง (ring) นี้ บางทีเรียกว่าริงมอดูเลเตอร์ รูปที่ 4.8 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตซ์กันเพื่อให้กำจัดพาหะได้หมดสิ้นไป

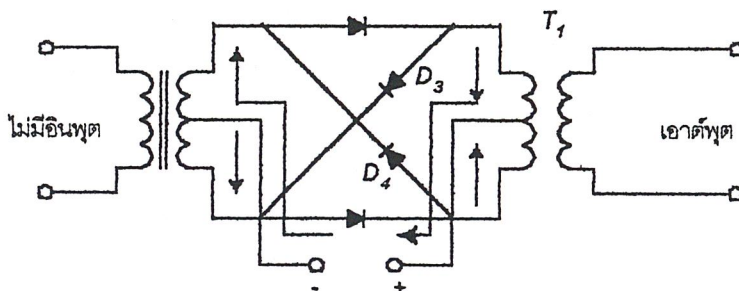


รูปที่ 4.8 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

รูปที่ 4.9 (ก) แสดงการทำงานของวงจร เมื่อมีสัญญาณ (กระแส) RF ตามทิศทางที่แสดงไว้ D_1 กับ D_2 ก็จะนำกระแสไหลส่วนทางกันในหม้อแปลง T_2 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF กลับหัว D_3 กับ D_4 นำกระแส RF ก็ยัง ไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีก ดังรูปที่ 4.9 (ข) เอาต์พุตก็เป็นศูนย์



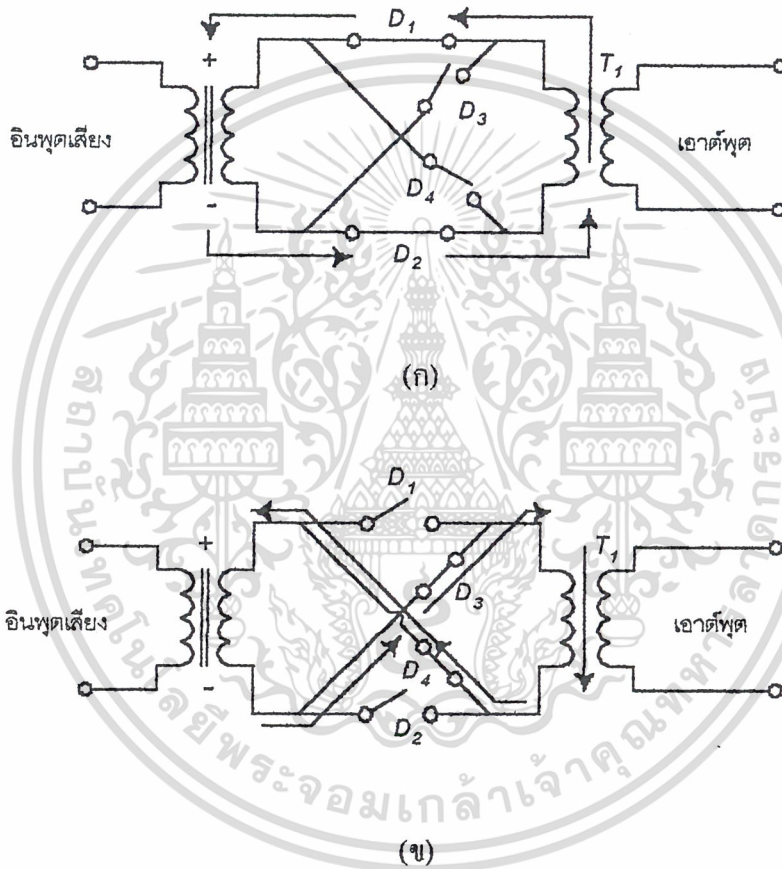
(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกนึ่งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 4.9 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสถานะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

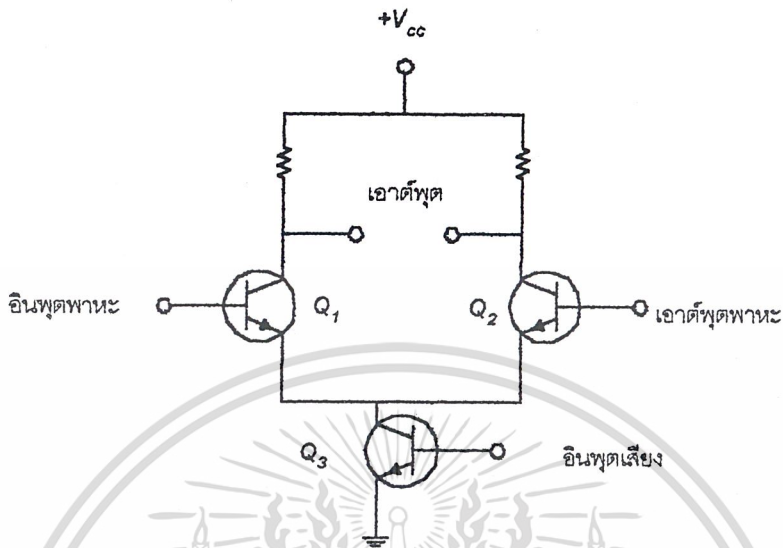
เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 4.10 (ก)) ไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น และไดโอดเขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่แสดงไว้ เมื่อสัญญาณ RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส (รูปที่ 4.10 (ข)) สัญญาณคร่อม T_1 ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ปรากฏที่หม้อแปลง T_1 จะกลับขั้วไปมาอยู่ตลอดเวลาตามจังหวะของสัญญาณ RF



รูปที่ 4.10 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออกดีโอเข้าไปมอดูเลต

3. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 4.11) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q_1 และ Q_2 มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดคร่อม (common mode rejection) ของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

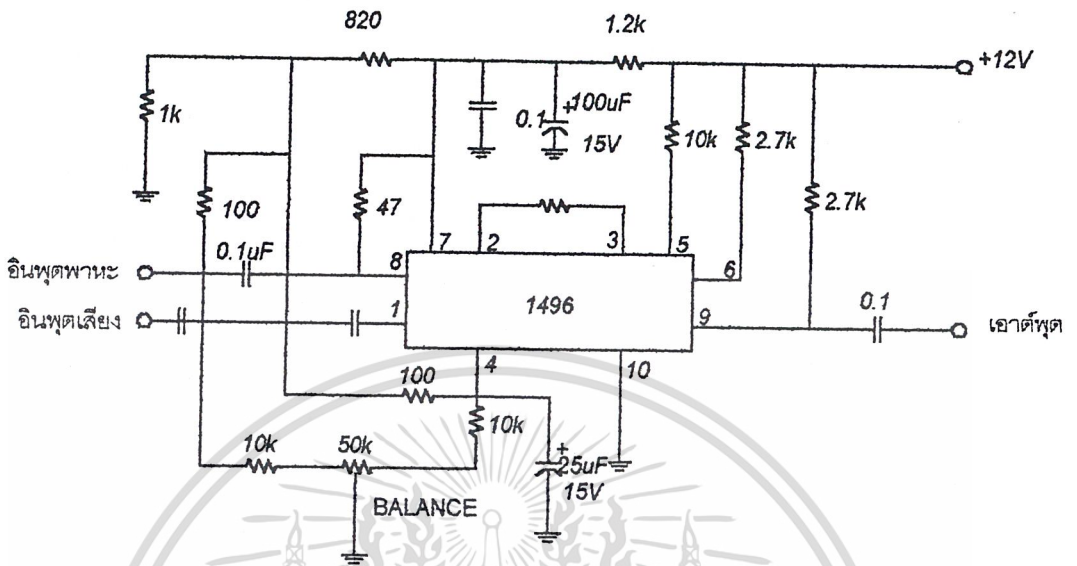


รูปที่ 4.11 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรคิฟเฟอเรนเชียล

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่ Q_1 กับ Q_2 การผสมแบบนอนลิเนียร์นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามพาวเวอร์ก็ยังเป็นศูนย์เช่นกัน เนื่องจากสัญญาณ โหมดร่วม ถูกกำจัดออกไปตามที่อธิบายมาในตอนต้น

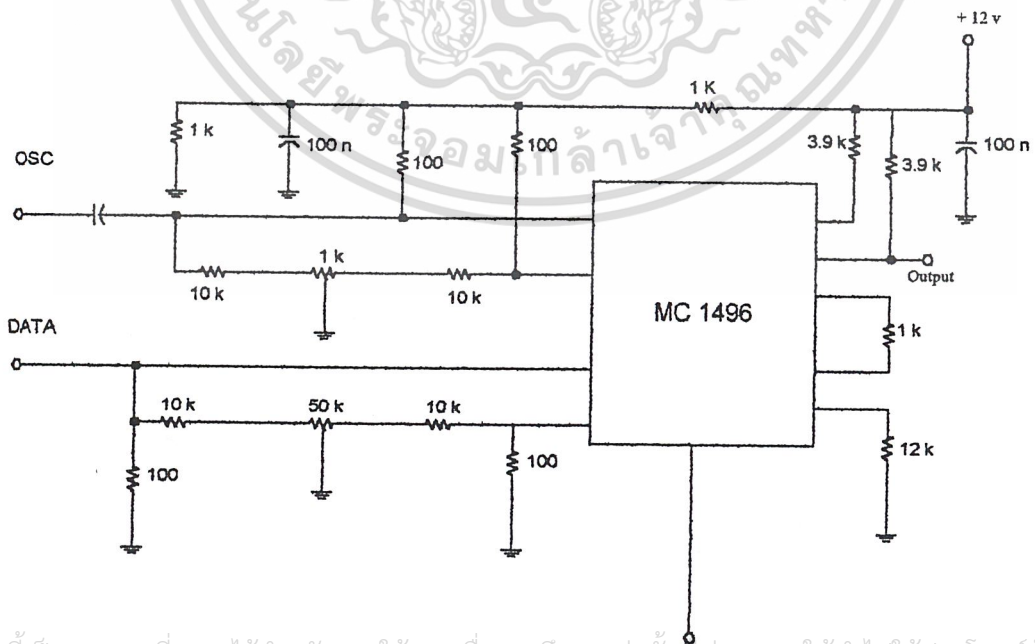
วงจรคิฟเฟอเรนเชียลที่ดีต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตชกันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็น ไอซี ในรูปที่ 4.12 เป็น ไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์โดยเฉพาะ รูปที่ 4.12 (ก) คือ ไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกส์ (Signetics) วงจรนี้ใช้หลักการวงจรคิฟเฟอเรนเชียลที่กล่าวมาแล้ว การกำจัดพาวเวอร์สูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

รูปที่ 4.13 แสดง PSK Modulator ซึ่งถูก Modulate โดย carrier สัญญาณ Sine ความถี่ 15-30 MHz ที่ใช้ IC Mc 1496 L ในการออกแบบจะเป็นแบบ Suppress Carrier โดยการปรับความต้านทาน 50 kΩ ระหว่างขา 1 กับขา 4 ของ Mc 1496 L สัญญาณออกทางขา 6 ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.13 แสดงวงจร Balance Modulator

4.8 วงจรออสซิลเลเตอร์

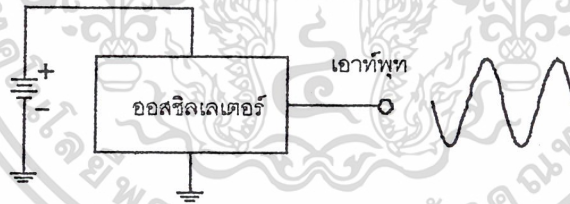
วงจรออสซิลเลเตอร์ แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์ที่คลื่นรูปไซน์ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยมพัลส์ เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะ วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ ซึ่งจะให้กำเนิดคลื่นรูปไซน์ออกมาที่จุดสัญญาณออก

วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ (Sine-wave oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลา โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลท แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์จะแบ่งได้เป็น

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

คุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์

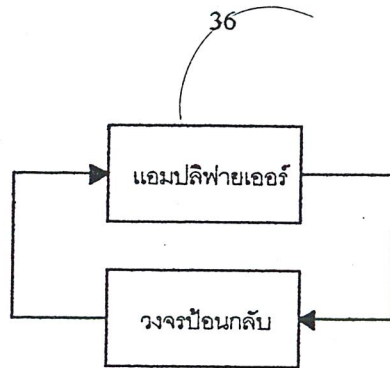
วงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่เปลี่ยน DC เป็น AC ดังแสดงในรูปที่ 4.14 อินพุตไปยังออสซิลเลเตอร์ เป็น DC เพาเวอร์ซัพพลายและเอาต์พุตเป็นคลื่น AC รูปไซน์ ออสซิลเลเตอร์ส่วนมากเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่มีการป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 4.15 ถ้าการป้อนกลับเป็นบวก ฉะนั้น แอมพลิฟายเออร์อาจจะออสซิลเลท (สร้างกระแสสลับ)



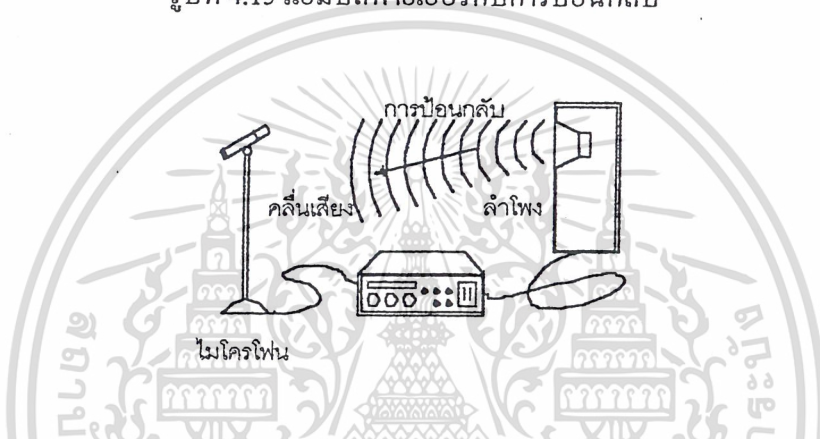
รูปที่ 4.14 ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสสลับ

แอมพลิฟายเออร์จะออสซิลเลท ถ้าสภาพต่าง ๆ ถูกต้อง ตัวอย่างเมื่อปรับตัวควบคุมโวลุ่ม (Volume control) ให้มีค่าสูงมาก ฉะนั้นจะมีเสียงแหลมและเสียงหอนเกิดขึ้นซึ่งเป็นการออสซิลเลท การป้อนกลับในกรณีนี้เป็นคลื่นเสียงจากลำโพงเข้าไปยังไมโครโฟน (รูปที่ 4.16) แม้ว่าการป้อนกลับแบบนี้สามารถสร้างการออสซิลเลท แต่ในทางปฏิบัติเกือบจะทั้งหมดใช้การป้อนกลับทางไฟฟ้า วงจรป้อนกลับใช้ส่วนประกอบอย่างเช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ คอยล์หรือหม้อแปลงต่อไปยังอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ และต่อไปยังเอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แอมพลิฟายเออร์กับการป้อนกลับ



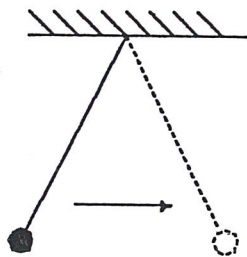
รูปที่ 4.16 การป้อนกลับที่ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีการออสซิลเลท

การป้อนกลับอย่างเดียวยังจะไม่รับประกันการออสซิลเลท ดูรูปที่ 4.16 อีกครั้ง เราเห็นว่า บางทีถ้าปรับตัวควบคุมโวลุ่มให้ลดลง การออสซิลเลทอาจจะหยุด แต่การป้อนกลับยังคงมีผลอยู่ ในตอนนี้ อัตราการขยายมีไม่เพียงพอสำหรับการเอาชนะอัตราการสูญเสีย ในทางเดินของการป้อนกลับ และสัญญาณป้อนกลับต้องมีเฟสเดียวกับอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ ซึ่งเรียกว่าการป้อนกลับแบบบวก เมื่ออินพุตและเอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์มีเฟสต่างกัน (อย่างเช่น ในแอมพลิฟายเออร์แบบ คอมมอนอีมิเตอร์ (Common-emitter) วงจรป้อนกลับจะมีการสร้างเฟตตรงข้าม)

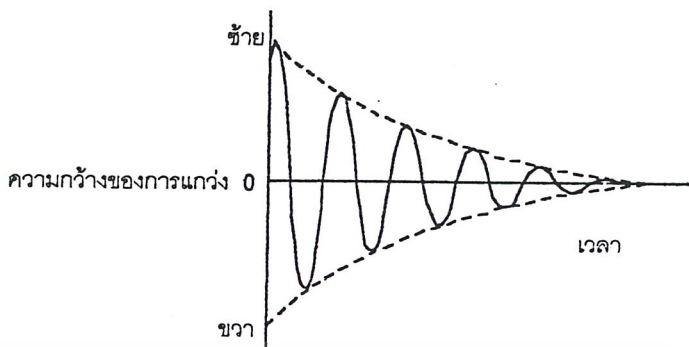
4.9 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลท

กระแสที่ช่วยให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

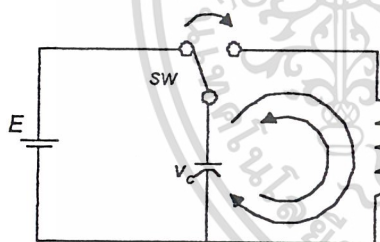


(ก) ลูกตุ้มนาฬิกา

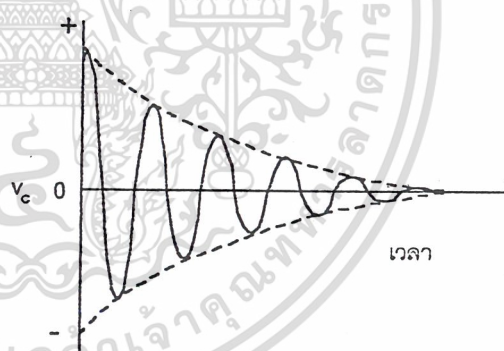


(ข) การออสซิลเลทแบบแอมป์

ตามรูปที่ 4.16 (ก) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือ ก็จะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลท ด้วยคาบคงที่ดังรูปที่ 4.16 (ข) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งหยุด เนื่องจากผลของการต้านของอากาศ และความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 4.17 ได้เหมือนกัน



(ก)

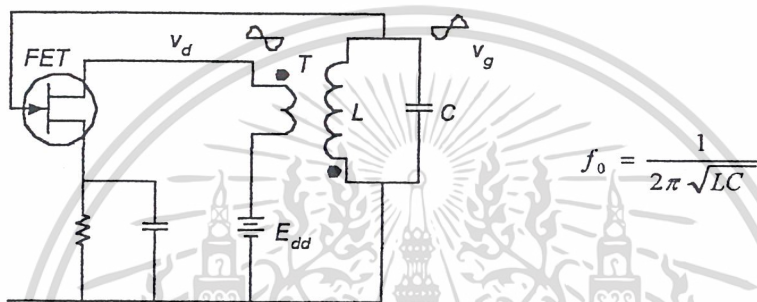


(ข)

รูปที่ 4.17 แสดงการเกิดออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า

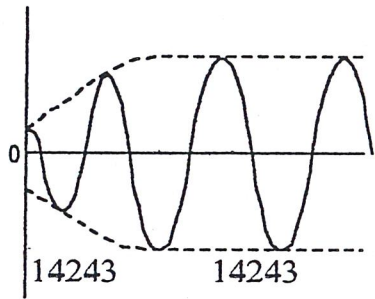
จากรูปที่ 4.17 (ก) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมา ด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวเก็บประจุ C เต็มแล้ว กระแส I จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุ ผ่านไปยังขดลวด L จนหมด (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าที่การประจุตัวเก็บประจูดีกกลับป้กลับมามาเช่นนี้ สภาวะการไหลของกระแสออสซิลเลทจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั้นหมายความว่า การออสซิลเลทจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 4.17 (ข) ซึ่งเหมือนกับกรออสซิลเลททางกล (โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา) การออสซิลเลท ในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้เรียกว่า การออสซิลเลทแบบแอมป์ (damped oscillation) เพื่อช่วยให้การออสซิลเลทเป็นไป

อย่างต่อเนื่อง จะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไปหรือกล่าวได้ว่า ลูกคลื่นนาฬิกา จะต้องถูกผลิตเล็กน้อยเมื่อคลื่นที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลททางไฟฟ้า สวิตช์ต้องถูกผลิตกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_c มีค่าสูงสุดเพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้า จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลิตกลับตำแหน่งเดิม โดยอาศัยหลักการการออสซิลเลททางกล มาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลททางไฟฟ้า ลองมาพิจารณาจากวงจรจริง ๆ คู่มือตามรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต (gate)

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจร จะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้น ยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลทอ่อน ๆ ขึ้นในวงจร LC และเกิดศักดา V_g ขึ้นด้วย ค่าศักดา V_g จะถูกขยายโดยเฟต ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดลวดปฐมภูมิของทรานส์ฟอร์มเมอร์มีค่าเป็น V_d (แหล่งจ่ายไฟฟ้าตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น V_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลทได้ ขนาดของการออสซิลเลทจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 4.19 และการออสซิลเลทในลักษณะแรกนี้เรียกว่า การออสซิลเลทช่วงเริ่มแรก หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่า การออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง



การออสซิลเลชันการออสซิลเลชันขณะระดับคงตัว
ขณะเพิ่มระดับ

รูปที่ 4.19 การออสซิลเลชันในช่วงเริ่มแรก และการออสซิลเลชันแบบต่อเนื่อง

การออสซิลเลชันตามที่ได้อธิบายมานี้ กระแสที่ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลชันอย่างต่อเนื่องได้รับมาจากกำลังที่จ่ายออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

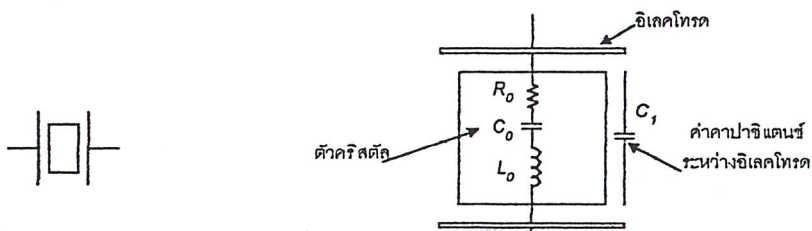
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก (Crystal oscillator circuit)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึก อาศัยการสั่นของชิ้นผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก

จากการศึกษาที่ผ่านมา ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อค่าตัวเก็บประจุ อุนหมุมิโหลต และอื่น ๆ เปลี่ยนแปลงไป การทำให้วงจร LC มีเสถียรภาพทำได้ยาก โดยเหตุนี้ภาคต่าง ๆ ในเครื่องรับวิทยุที่ต้องการความแม่นยำ และเสถียรภาพของความถี่มาก ๆ หรือทางด้านเครื่องส่งก็ตาม มักจะเลือกใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึกเป็นแหล่งกำเนิด สัญญาณความถี่ทั้งสิ้น

1. ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่เป็นแบบควอตซ์เพียโซอิเล็กทริก (Quartz piezoelectric) การสั่นไหวของมันจะทำให้เกิดความถี่ โดยอาศัยคุณสมบัติของสารเพียโซอิเล็กทริก สัญลักษณ์ของชิ้นผลึก จะเป็นไปดังรูปที่ 4.20 (ก)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ ไม่มีเหตุขัดแย้งเนื้อหาและต้องอ้างอิงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) เครื่องหมายที่ใช้แทนชิ้นผลึก (ข) วงจรทักเทียมของชิ้นผลึก

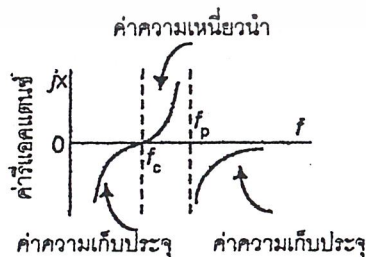
ปรากฏการณ์ของเปียโซอิเล็กทริกถูกค้นพบโดยสองพี่น้อง J.Curie และ P.Curie ในปี 1880 โดยทำการป้อนแรงจากภายนอกเข้าที่ด้านทั้งสองของวงจรมีเปียโซอิเล็กทริก แล้วจะได้ประจุไฟฟ้าทั้งประจุบวก และประจุลบออกมาเป็นสัดส่วนตรงกับแรงภายนอกที่ป้อนเข้าไป ในทางกลับกันเมื่อทำการป้อนศักดาเข้าทั้งสองของชิ้นผลึก ชิ้นผลึกจะเกิดการยืด หรือหดตัวโดยมีขนาดของแรงเครียด (strain) เป็นสัดส่วนตรงกับศักดาที่ป้อนเข้าไป โดยอาศัยคุณสมบัติของชิ้นผลึก จะเริ่มเกิดการสั่น ตามคุณสมบัติความถี่ของตัวมัน ในลักษณะกลับไปมา (บวกและลบ) การสั่นนี้จะทำให้เกิดศักดาบวกและลบ ขึ้นเป็นสัดส่วนตรงกับความเร็วของการไหวตัวและเกิดขึ้นทั้งสองของชิ้นผลึก นั่นคือศักดาไฟสลับซึ่งมีความถี่เท่ากับคุณสมบัติ ด้านความถี่ของชิ้นผลึก ค่อยไปเมื่อป้อนศักดาสัญญาณที่มีความถี่สอดคล้องกับคุณสมบัติด้านความถี่ของชิ้นผลึก เข้าไปให้ชิ้นผลึก จะทำให้ชิ้นผลึกเกิดการกำทอนด้านทางกล และการสั่นจะเกิดขึ้นสูงสุด ที่จุดนี้ ค่าศักดาที่ได้จากชิ้นผลึก จะมีค่ามากที่สุด และกระแสที่ไหลเข้าชิ้นผลึกจากแหล่งสัญญาณความถี่สูงก็จะมีค่ามากที่สุดด้วย เนื่องจากกระแสของวงจรเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดที่ความถี่ที่กำหนดซึ่งลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรกำทอนแบบอนุกรม ดังนั้นวงจรเสมือนทางไฟฟ้าของชิ้นผลึกจะเป็นดังรูปที่ 4.20 (ข)

เมื่อค่าคงที่ทางไฟฟ้าของวงจรของชิ้นผลึกส่วนที่เป็นตัวกำทอนคือ R_0, C_0 และ L_0 สมมติให้มีค่าเป็น $R_0 = 160$, $C_0 = 2.76 \times 10^{-2}$ pF และ $L_0 = 0.102$ H ค่าของความถี่ที่กำทอน f_s และค่า Q จะหาได้เป็น C_1 ในรูปที่ 2.8 เป็นค่าความจุที่เกิดจากแผ่นอิเล็กโทรดภายในยังไม่สนใจในขณะนี้

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.102 \times 2076 \times 10^{-14}}} = 3.0 \text{ MHz} \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{\omega_s L_0}{r} = \frac{2\pi \times 3 \times 10^6 \times 0.102}{160} = 12000 \quad (4.2)$$

จากตัวอย่างนี้จะเห็นได้ว่าค่า Q มีค่าสูงถึง 12000 ซึ่งวงจร LC จะไม่มีทางทำได้สูงถึงขนาดนี้โดยทั่ว ๆ ไป ส่วนกำทอนของชิ้นผลึกจะมีค่า Q ประมาณ 10^4 ถึง 10^6



รูปที่ 4.21 แสดงคุณสมบัติของค่ารีแอกแตนซ์ (reactance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ เมื่อชิ้นผลึกเกิดการกำทอนที่ความถี่ที่ถูกตั้ง f_s แล้ว วงจรกำทอนแบบอนุกรมของชิ้นผลึกจะมีผลเป็นอิมพีแดนซ์ของความถี่ที่ต่ำกว่า f_s และจะเป็นอิมพีแดนซ์ของความถี่ที่ความถี่สูง

กว่า f_s เมื่อไม่สนใจต่อค่าความต้านทาน R_0 ดังรูปที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.21 เมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงมาก ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ C_1 จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจรกำทอนแบบขนาน โดยกำทอนที่ความถี่ f_p ที่จุดนี้อิมพีแดนซ์ของวงจรจะเป็นอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำคือ $\pm \alpha$ ค่า f_p สามารถแสดงเป็นสมการได้ ดังนี้

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_0}{C_1}} \quad (4.3)$$

ถ้าให้ $C_1 = 10$ pF ในตัวอย่างที่ผ่านมา f_p จะเป็น

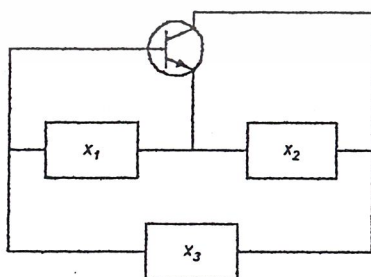
$$f_p = 3 \sqrt{1 + \frac{2.76}{10} \times 10^{-2}} \approx 3.004 \text{ MHz}$$

จากตัวอย่างที่ยกมานี้จะเห็นว่าระยะห่างระหว่าง f_s และ f_p จะแคบมากเป็นพิเศษ (3.000 MHz กับ 3.004 MHz หรือประมาณ 0.004 MHz) และส่วนกำทอนของชิ้นผลึกจะเป็นความเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เหนือช่วงนี้ขึ้นไป เมื่ออุปกรณ์ประเภทความเหนี่ยวนำที่ค่อกันแบบสามจุดถูกแทนด้วยชิ้นผลึกวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จะมีเสถียรภาพทางความถี่สูงมาก ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากชิ้นผลึกนี้มีการสั่นไหวแบบทางกล ดังนั้นมันจึงไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิโดยทั่วไปของชิ้นผลึกจะประมาณ $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ หรือน้อยกว่า

วงจรออสซิลเลเตอร์

ตามรูปที่ 4.22 ซึ่งเป็นวงจรแบบต่อกัน 3 จุด ค่ารีแอกแตนซ์ ทั้งสามตัวจะถูกแทนด้วยชิ้นผลึกได้ โดยอาศัยหลักการเบื้องต้นดังตารางที่ 4.1

วงจรแบบพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบใช้ชิ้นผลึก จะแสดงดังรูปที่ 4.23 ซึ่งได้ มาจากหลักการในตารางที่ 4.1

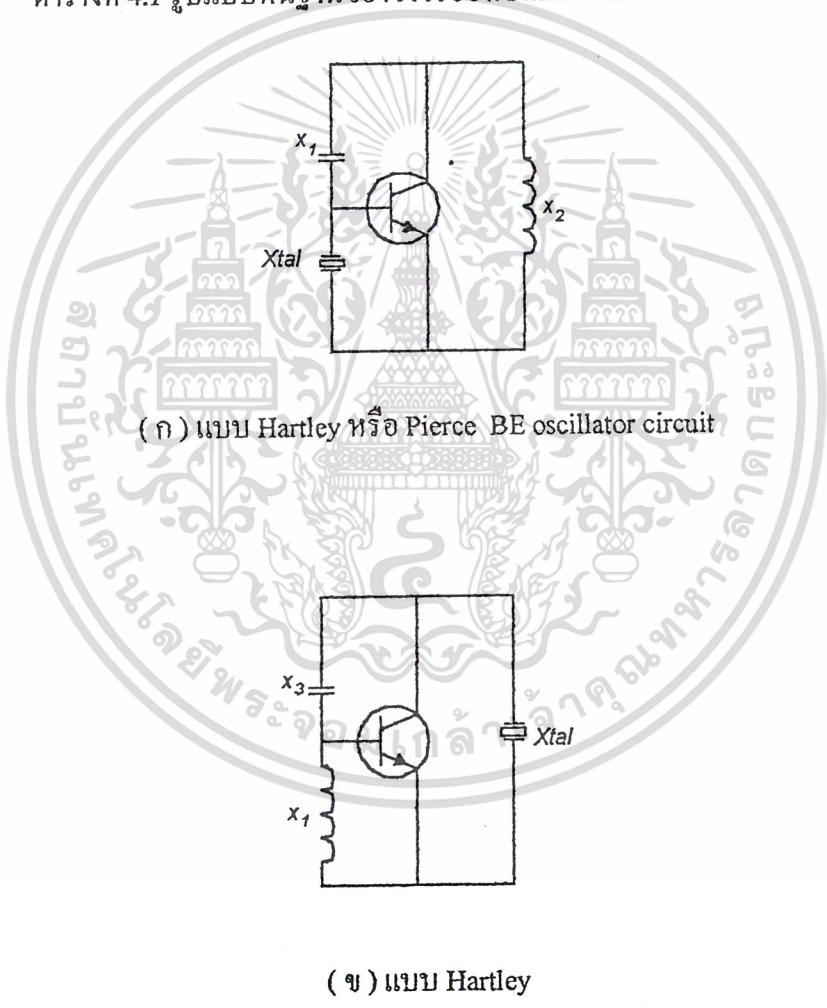


รูปที่ 4.22 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกัน 3 จุด

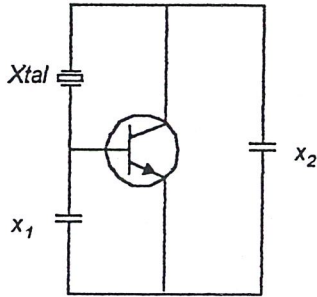
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	x_1	x_2	x_3	
ชนิดฮาร์ทเลย์				วงจร Pierce BE
ชนิดฮาร์ทเลย์				
ชนิดคอลพิทท์				วงจร Pierce CB

ตารางที่ 4.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

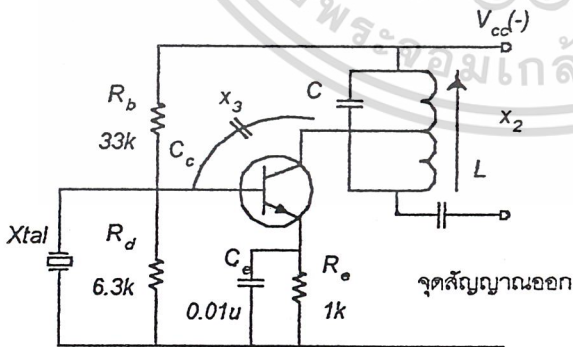


(ค) แบบ Colpitts หรือ Pierce CB oscillator circuit

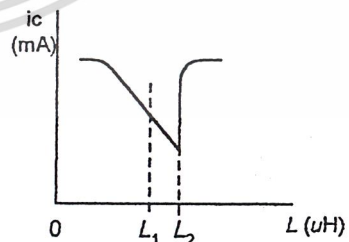
รูปที่ 4.23 วงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ขั้วผลึก

ตามวงจรของรูปที่ 4.23 สามารถใช้เฟสทรานซิสเตอร์ได้เลย โดยไม่ต้องเปลี่ยนรูปแบบของวงจรแต่ควรจะศึกษาถึงวงจรทางด้านปฏิบัติเสียก่อน เพื่อความเข้าใจได้ดียิ่งขึ้น

รูปที่ 4.24 เป็นวงจรแบบฮาร์ทเลย์ที่ใช้งานจริง โดยมีค่าความจุภายใน เป็น X_3 ของวงจร LC แบบขนานเป็น X_2 ค่ารีแอคแตนซ์ของมันจะเป็นความเหนี่ยวนำตามรูปที่ 4.24 (ก) ส่วนรูปที่ 4.24 (ข) แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_c เมื่อ L ถูกปรับค่าไป เมื่อค่ากระแส I_c มีค่าต่ำสุด การออสซิลเลทก็จะมีค่าสูงสุดที่จุดกำหนด L_0 แต่ที่จุดนี้การทำงานจะยังไม่เสถียรภาพดีพอ จุดที่ดีที่สุดควรจะเป็นที่ L_1 ซึ่งเป็นจุดที่ L จะเริ่มมีค่าความเหนี่ยวนำ



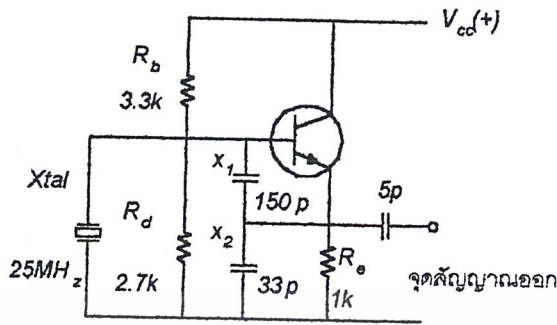
(ก) ตัวอย่างของวงจรที่ใช้งานจริง



(ข) การเลือกค่าความถี่โดยใช้ L

รูปที่ 4.24 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ รูปที่ 4.25 เป็นวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมแบบไม่เลือกความถี่ ซึ่งดัดแปลงมาจากวงจรแบบคอลพิทท์

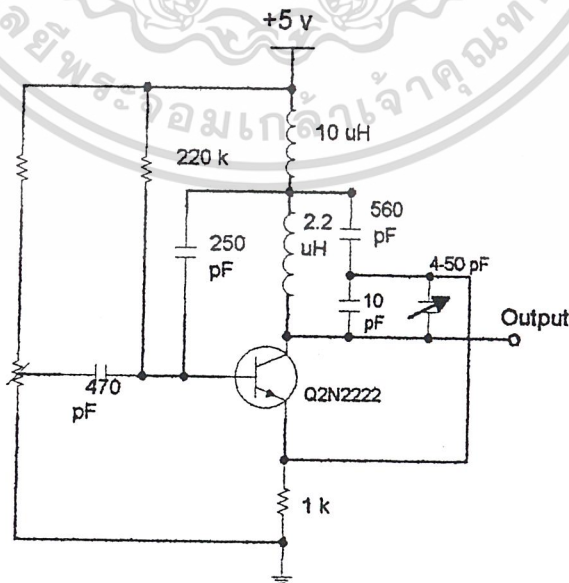


รูปที่ 4.25 แสดงวงจรแบบไม่ใช้อุปกรณ์เลือกความถี่

ผลึกทำให้ราคาของออสซิลเลเตอร์เพิ่มขึ้น สิ่งนี้สามารถกลายเป็นปัญหาในอุปกรณ์บางอย่าง เช่น เครื่องส่งที่มีหลาย 채널 ผลึกจะเป็นที่ต้องการของทุก 채널ซึ่งทำให้เครื่องส่งแบบนี้มีราคาแพง วิธีแก้ปัญหาคือการสังเคราะห์ความถี่ สิ่งเหล่านี้เป็นการรวมวงจรดิจิทัล และวงจรอนาล็อกซึ่งสามารถสังเคราะห์ความถี่ต่าง ๆ จากผลึกตัวเดียวหรือหลายตัว

โคลพิทท์ออสซิลเลเตอร์

ในรูปที่ 4.26 มีลักษณะคล้ายกับ ชันท์-ฮาร์ทเลย์ ออสซิลเลเตอร์ แต่ต่างกันตรงที่เปลี่ยนตัวอินดักเตอร์ แท้ป เป็นตัวคาปาซิเตอร์แยกกันสองตัวแทน ซึ่งทำให้เกิดความเสถียรมากกว่าฮาร์ทเลย์ และมีการนำมาใช้มากกว่าด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งสิ่งที่เป็นหัวใจของเนื้อหาและตัวอย่างจริงในเนื้อหาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.26 แสดงวงจรของออสซิลเลเตอร์ที่ใช้งานจริง

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากวงจรฮาร์ททออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งเป็นสองตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการเทปที่ตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำแรงดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คอลเลคเตอร์ 180° นั่นคือ สัญญาณจะมีลักษณะมีเฟสตรงสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์

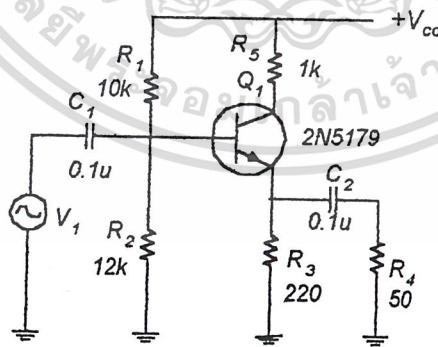
ความถี่ของวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L}}$$

ค่า C_r คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 หรือ $C_r = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

4.10 วงจรบัฟเฟอร์

ใช้ในการต่อวงจรขยายคอลเลคเตอร์ร่วม ดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 แสดงวงจรบัฟเฟอร์

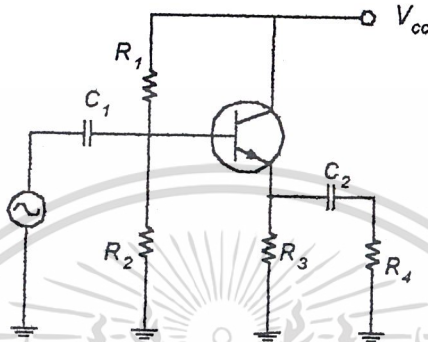
วงจรบัฟเฟอร์ เป็นส่วนของวงจรซึ่งต่ออยู่ระหว่างเอาต์พุต

ของมอดูเลเตอร์และอินพุตของดีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้ เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วม (common collector) หรือวงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower)

วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วม หรือวงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์

วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมนี้ เป็นวงจรขยายที่ให้อัตราขยายแรงดันประมาณ 1.0 สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสเหมือนกับอินพุต ด้วยเหตุนี้วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมจึงมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (Emitter Follower) เนื่องจากสัญญาณที่เอาต์พุตมีขนาดและเฟสใกล้เคียงกับอินพุต

ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมมีค่ามากกว่า .1 เสมอ สำหรับค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมนี้มีค่าสูงมาก ขณะที่ค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าต่ำมาก

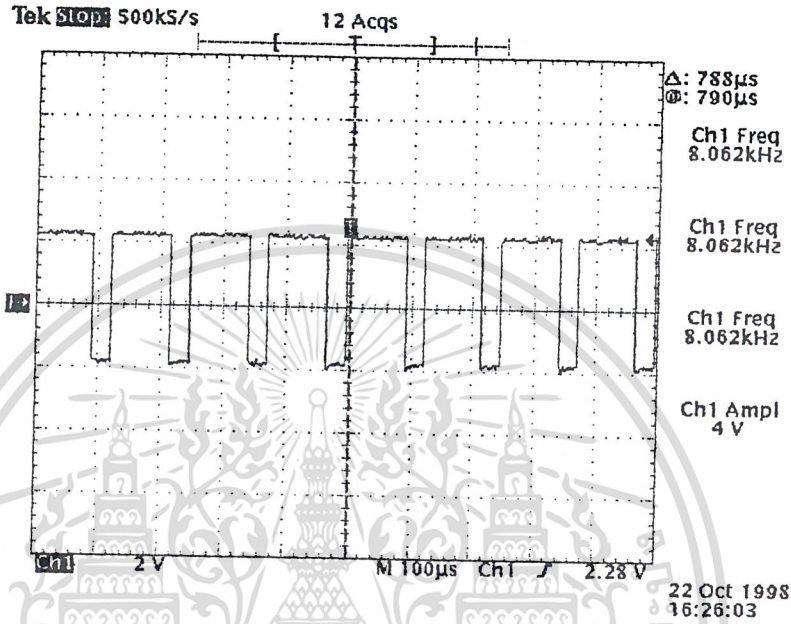
ดังนั้นเราอาจจะสรุปลักษณะสมบัติที่สำคัญ ของวงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมได้ดังนี้คือ

1. อัตราขยายกระแสมีค่าสูงคล้าย ๆ วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม มีค่า $A_i = \beta + 1$
2. อัตราขยายแรงดันมีค่าต่ำกว่า 1 แต่ใกล้เคียง 1 มาก
3. อัตราขยายกำลังมีค่าต่ำกว่ากำลังขยายกระแสเล็กน้อย
4. ค่าความต้านทานขาเข้าสูงมาก สูงกว่าวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม
5. ค่าความต้านทานขาออกต่ำมาก
6. ไม่มี ความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณเข้ากับสัญญาณขาออก

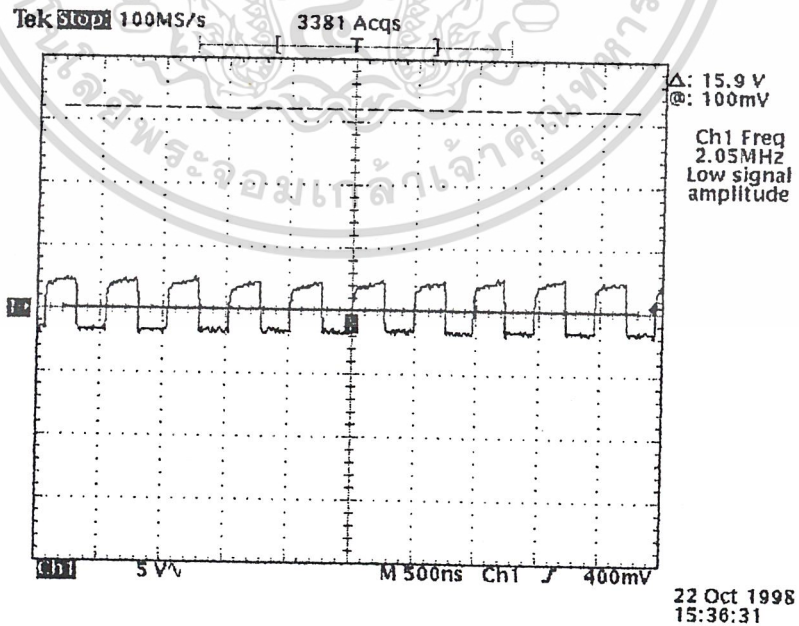
และจากลักษณะสมบัติของวงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมดังกล่าว จึงเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานเป็นบัฟเฟอร์ (buffer)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ได้จากวงจรทางภาคส่ง

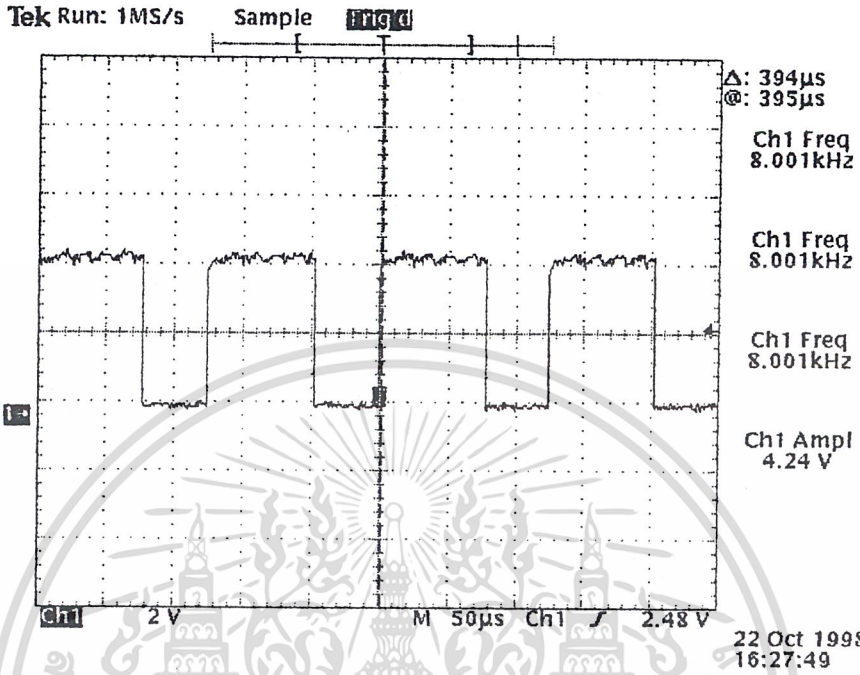


รูปที่ 4.29 แสดง Clock ของ Data Generator

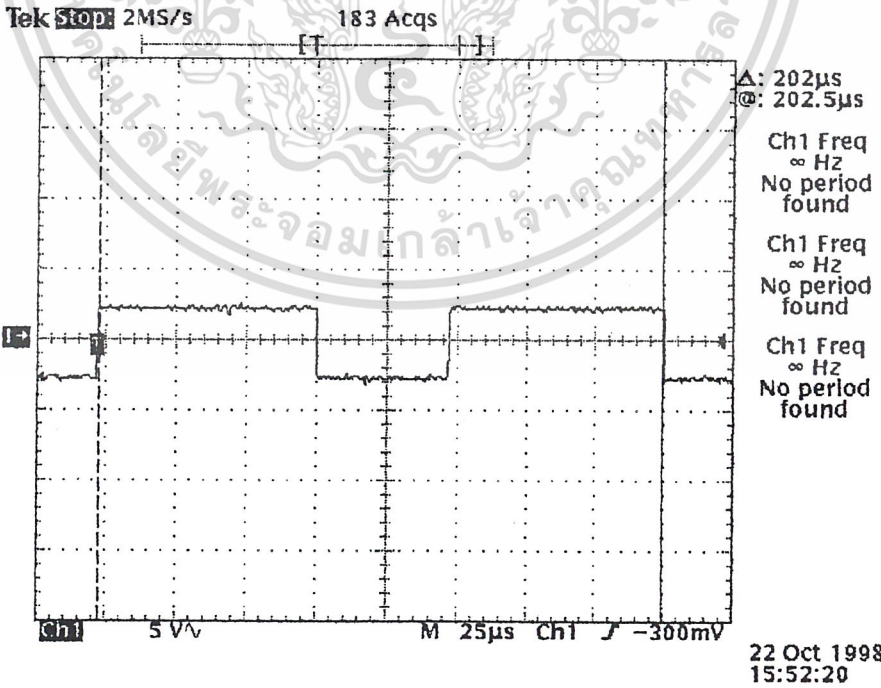


รูปที่ 4.30 แสดง Clock PN ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

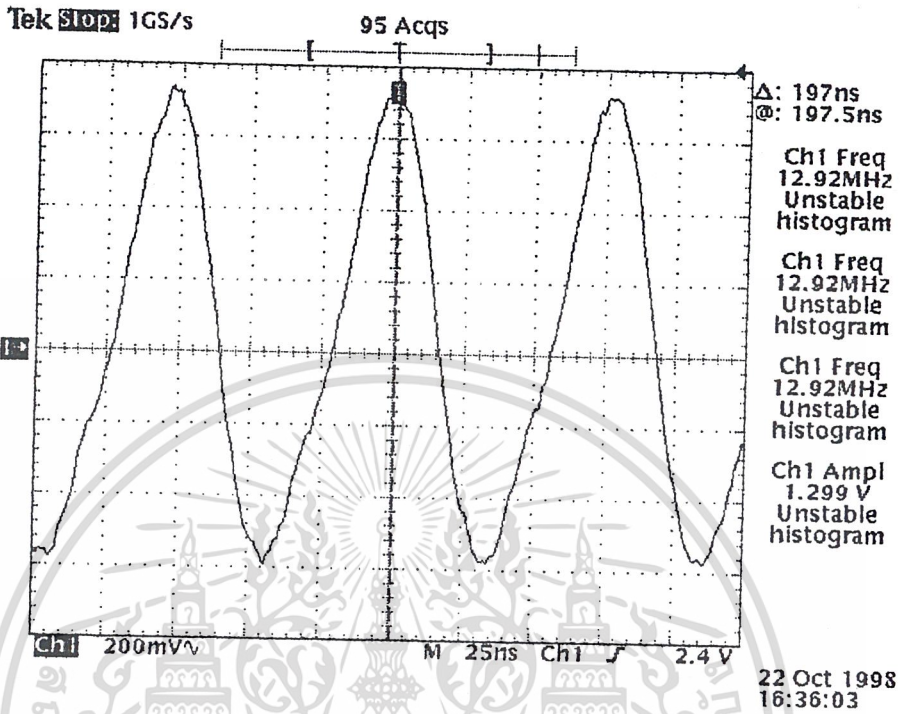


รูปที่ 4.31 แสดงผลที่ได้จากวงจร Data Generator

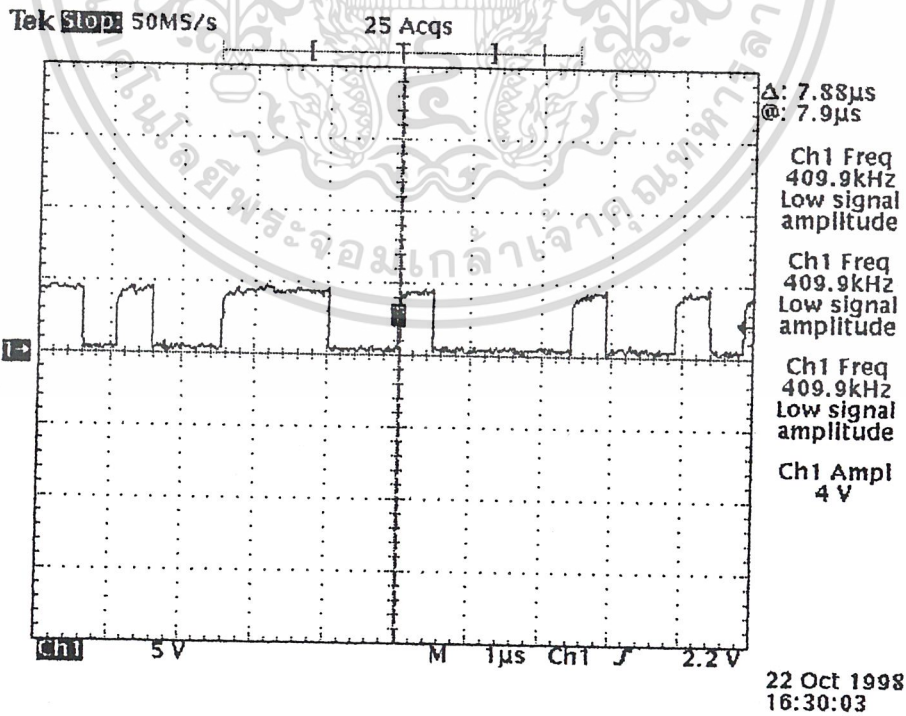


รูปที่ 4.32 แสดง Data Generator ที่ผลิตขึ้น โดยเซ็ทรหัสไว้ที่ 11100111

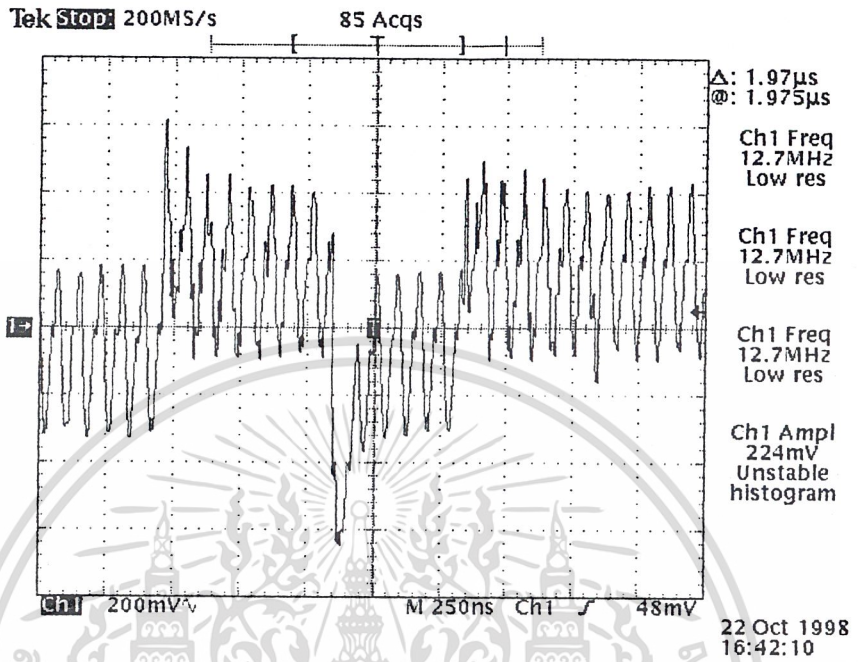
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 แสดงสัญญาณ Carrier ที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.34 แสดงสัญญาณ PN Code ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 แสดง PSK Modulation

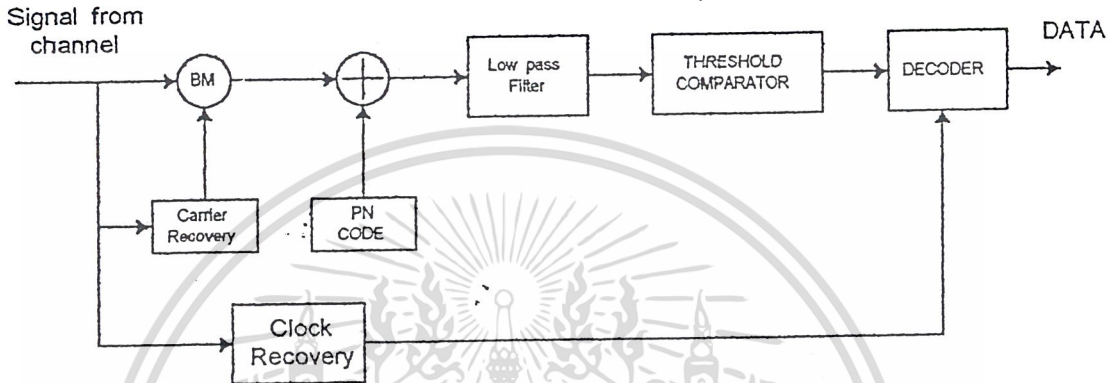
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรทางภาครับ

การออกแบบเครื่องรับ

5.1 Block Diagram ของ Direct Sequence System Receiver



รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกโคโอดแกรมของ Direct sequence receiver

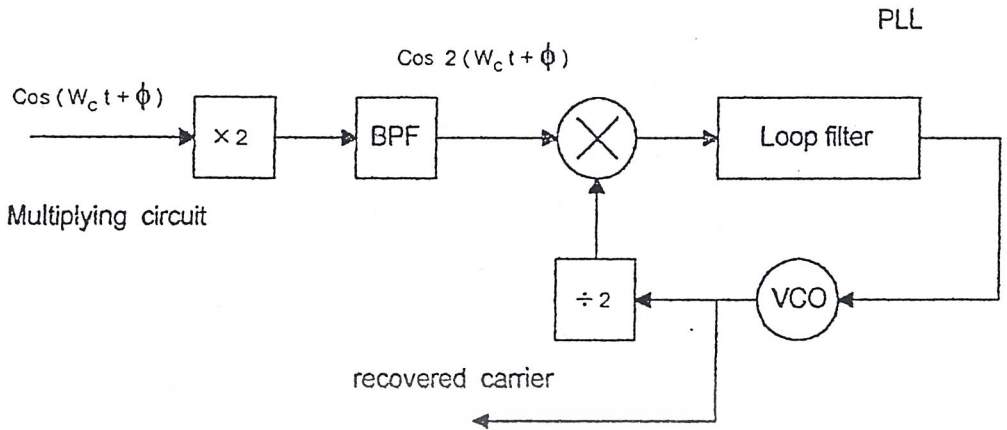
5.2 วงจรแคเรียรีคิเวอร์รี (Carrier Recovery Circuit)

คลื่นพาหะอ้างอิงที่ใช้ใน โคฮีเรนซ์ คือทคชั่น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้เหมือนกับความถี่คลื่นพาหะของสัญญาณที่รับเข้ามาอย่างถูกต้องสมบูรณ์ เนื่องจากการไม่ประหยัคที่จะแยกส่งสัญญาณอ้างอิงมาต่างหาก ควรที่จะสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาใหม่จากสัญญาณที่รับได้ แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากเฟสของคลื่น PSK เปลี่ยนแปลงทุกๆชั่วขณะเวลา ส่วนที่มีการผันแปรเหล่านี้ต้องถูกตัดออกไปหรือลบข้างออกไปเพื่อที่จะรักษาเฟสให้คงที่ ดังนั้นวงจรแคเรียรีคิเวอร์รี จึงถูกใช้สำหรับจุดประสงค์อันนี้

วิธีการคูณสัญญาณ (Multiplying method)

แสดงตามรูปที่ สัญญาณที่เข้ามาเป็น $\cos(W_c t + \phi)$ ถูกคูณเป็น 2 เท่า และสัญญาณที่ผ่านวงจรมัลติพลีเคเตอร์ จะถูกทำให้ผ่านวงจรกรองแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยที่ความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ 2 เท่าของความถี่พาหะ $\cos(W_c t + \phi)$ ที่ได้ออกมาพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงทางเฟสที่เกิดจากการมอดูเลต ผลที่ได้คือการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นทุกๆ π จะถูกตัดออกไปเนื่องจากคลื่นพาหะที่มีความถี่เป็น 2 เท่านี้มีเสียงรบกวนเข้ามาปน และมีแอมพลิจูดเปลี่ยน เนื่องจากเสียงรบกวน เราจะสามารถได้คลื่นพาหะอ้างอิงที่เสถียร โดยมีเสียงรบกวนต่ำสุด โดยการควบคุมความถี่ของ VCO (VCO : Voltage Controlled Oscillator) โดยการใช้เฟสล็อก

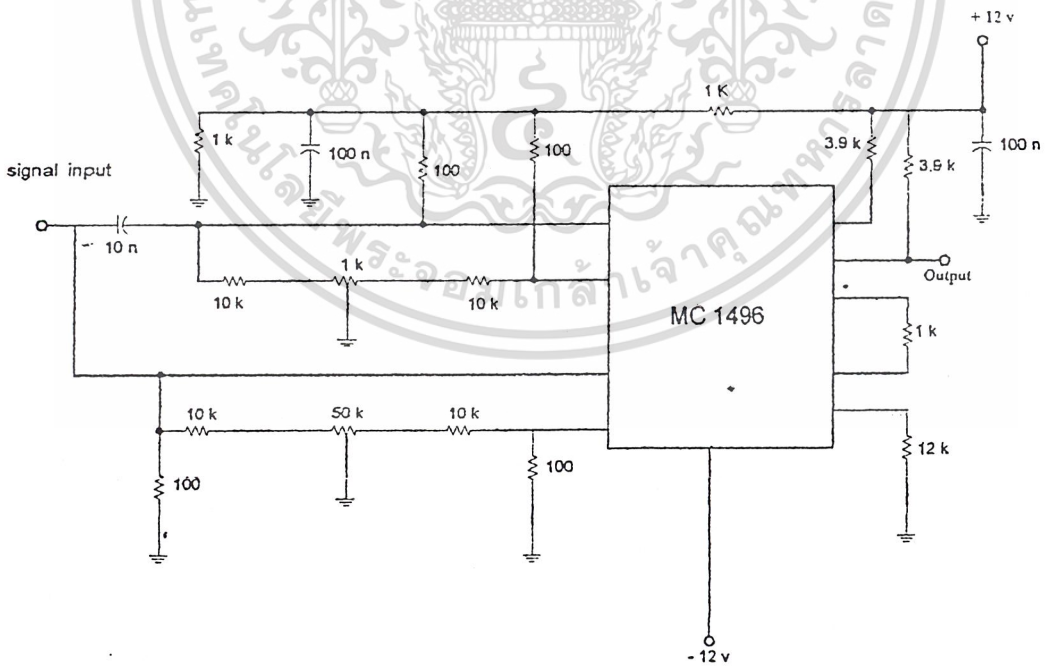
ไม่ผู้ทรงแต่ฯ พึงสน ยกพึงหา มิมีให้ดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรการทำงานแบบ Carrier recovery

5.3 วงจรยกกำลังสอง

เนื่องจากเพื่อให้เกิดการผิดพลาดของเฟสในสัญญาณ carrier จะได้เป็นบวกทั้งหมด จึงต้องทำการยกกำลังสอง จาก $\cos(W_c t + \phi)$ กลายเป็น $\frac{1}{2}(1 + \cos 2(W_c t + \phi))$ สามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงวงจยกกำลังสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 แบบจำลองเฟสล็อกูป

โดยแท้ที่จริงแล้ว PLL เป็นระบบไม่เชิงเส้นแต่สามารถจะจำลองระบบเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และกำหนดเงื่อนไข ในการออกแบบให้เป็นระบบเชิงเส้น โดยให้ความต่างเฟสระหว่าง เฟสดีเทคเตอร์อินพุต และเฟสที่ป้อนกลับมีเฟสแตกต่างกันไม่มาก และให้เฟสเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็นแรงดัน (V_d) โดยขึ้นอยู่กับความต่างเฟสอินพุตและเฟสป้อนกลับหรือเขียนได้เป็น

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o)$$

โดย K_d เป็นค่าเฟสดีเทคเตอร์เกนมีขนาดเป็น V/rad และในกรณีที่ให้ระบบเป็นแบบเชิงเส้นเราจะได้ความถี่เอาต์พุตของวงจร VCO ที่เบี่ยงเบนออกจากความถี่ศูนย์กลางคือ

$$\Delta\omega = K_o V_c$$

โดย V_c เป็นแรงดันอินพุตของวงจร VCO, K_o เป็น VCO เกนมีขนาดเป็น rad/v ดังนั้นเขียนความถี่ที่เอาต์พุตของ VCO คือ

$$\omega_o = \omega_c + \Delta\omega = \omega_c + K_o V_o$$

โดย ω_c เป็นความถี่อิสระ (free running) ของ VCO และ จากความถี่เป็นการอนุพันธ์ของเฟสเทียบกับเวลาหรือเขียนได้เป็น

$$\Delta\omega = \frac{d\theta_o}{dt} = K_o V_o$$

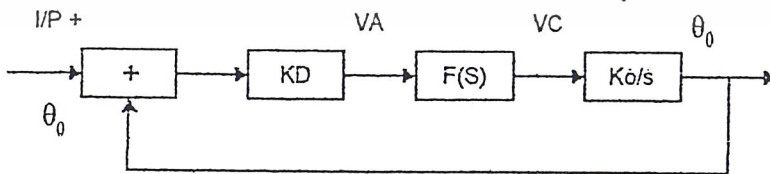
หรือเขียนเฟสเอาต์พุตของลูปอยู่ในรูปของ

$$\theta_o(t) = \int \Delta\omega dt$$

กรณีในระบบของ PLL ถ้าทำการวิเคราะห์ด้วยการแปลงลาปลาซ (Laplace transform) เขียนเฟสเอาต์ได้เป็น

$$\theta_o = (K_o V_c) / S$$

ดังนั้นระบบ PLL สามารถแสดงแบบจำลองได้ดังรูปที่ 5.4



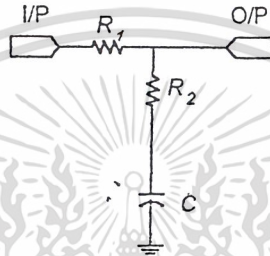
รูปที่ 5.4 แบบจำลองของ PLL

โดยจากรูปเราสามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบได้คือนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

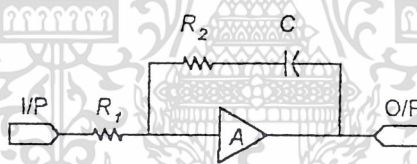
$$\frac{\theta_o(S)}{\theta_i(S)} = \frac{K_d K_0 \frac{F(S)}{S}}{1 + K_d K_0 \frac{F(S)}{S}} \quad (5.1)$$

5.5 วงจรกรองความถี่ในรูป

สำหรับกรณีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $F(s)$ ในรูปซึ่งเป็นตัวควบคุมคุณสมบัติไดนามิกของลูป สำหรับในที่นี้ขอก้าวไว้ 2 ประเภท คือ วงจรกรองแบบพาสซีฟหรือวงจรกรองเป็นลีด-แล็ก (Lead-Lag filter) และวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ



รูปที่ 5.5 วงจรกรองแบบพาสซีฟ



รูปที่ 5.6 วงจรกรองแบบแอกทีฟ

วงจรกรองแบบพาสซีฟ หรือวงจรกรองเป็นลีด-แล็ก (lead-lag filter) แสดงในรูปที่ 5.5 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$F(S) = \frac{ST_2 + 1}{ST_1 + 1} \quad (5.2)$$

โดย

$$T_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$T_2 = R_2C$$

วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ มีทรานเฟอร์ฟังก์ชันแสดงได้คือ

$$F(S) = \frac{ST_2 + 1}{ST_1} \quad (5.3)$$

โดย

$$T_1 = R_1C$$

$$T_2 = R_2C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง $T_2 = R_2C$ กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดย A เป็นแกนของวงจรกรองความถี่ที่กำหนดให้หาค่ามาก ถ้าแทนสมการ (5.2) ลงในสมการ (5.1) จะไปใช้ได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ของเฟสเอ๊าท์พุทต่อเฟสอินพุทคือ

$$\begin{aligned}
 H_1(S) &= \frac{\theta_o(S)}{\theta_i(S)} \\
 &= \frac{K_d K_0 \left(\frac{ST_2 + 1}{T_1} \right)}{S^2 + S \left(\frac{1 + K_d K_0 T_2}{T_1} \right) + \frac{K_d K_0}{T_1}} \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

หรือถ้าวงจรถอบแบบแอดคทีฟ แทนสมการ (5.3) ลงในสมการ (5.1) จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ PLL

$$\text{คือ } H_2(S) = \frac{K_d K_0 \left(\frac{ST_2 + 1}{T_1} \right)}{S^2 + S \left(\frac{1 + K_d K_0 T_2}{T_1} \right) + \frac{K_d K_0}{T_1}} \quad (5.5)$$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (5.4), (5.5) เขียนให้อยู่ในเทอมของระบบป้อนกลับแบบเซอร์โว (servo) ได้เป็น

$$H_2(S) = \frac{2s\omega_n S + \omega_n^2}{s^2 + 2s\omega_n S + \omega_n^2}$$

$$\text{โดยที่ } \omega_n = \sqrt{K_0 K_d / T_1}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{K_0 K_1 / T_1}}{2}$$

และค่าเฟสออร์เรอร์เป็นความแตกต่างระหว่างเฟสอินพุตกับเฟสที่ป้อนกลับมาจะได้

$$\theta_c = \theta_i - \theta_o$$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$\frac{\theta_c}{\theta_i} = \frac{1 - \theta_o(S)}{\theta_i}$$

หรือเขียนได้

$$\frac{\theta_c}{\theta_i} = \frac{S}{S + K_0 K_d F(S)}$$

ถ้า PLL ใช้วงจรถอบชนิด ลีด-แล็ก แบบพาสซีฟแล้วทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสออร์เรอร์ต่อเฟสอินพุตเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
 H_3 &= \frac{\theta_c(S)}{\theta_i(S)} = \frac{S(S + \omega_n^2 / K_0 K_d)}{S + 2\omega_n S + \omega_n} \\
 &= \frac{S[S + 1T_1]}{S + 2\omega_n S + \omega_n}
 \end{aligned}$$

ถ้ากำหนดค่าอุปเกนมากกว่าความถี่ธรรมชาติ ($K_0 K_d \gg \omega_n$) แล้ว

$$H_3(S) = \frac{S^2}{S + 2\omega_n S + \omega_n}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สำหรับทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสออร์เรอร์ต่อเฟสอินพุตของ PLL ที่ใช้วงจรถอบแบบแอดคทีฟหาได้โดย

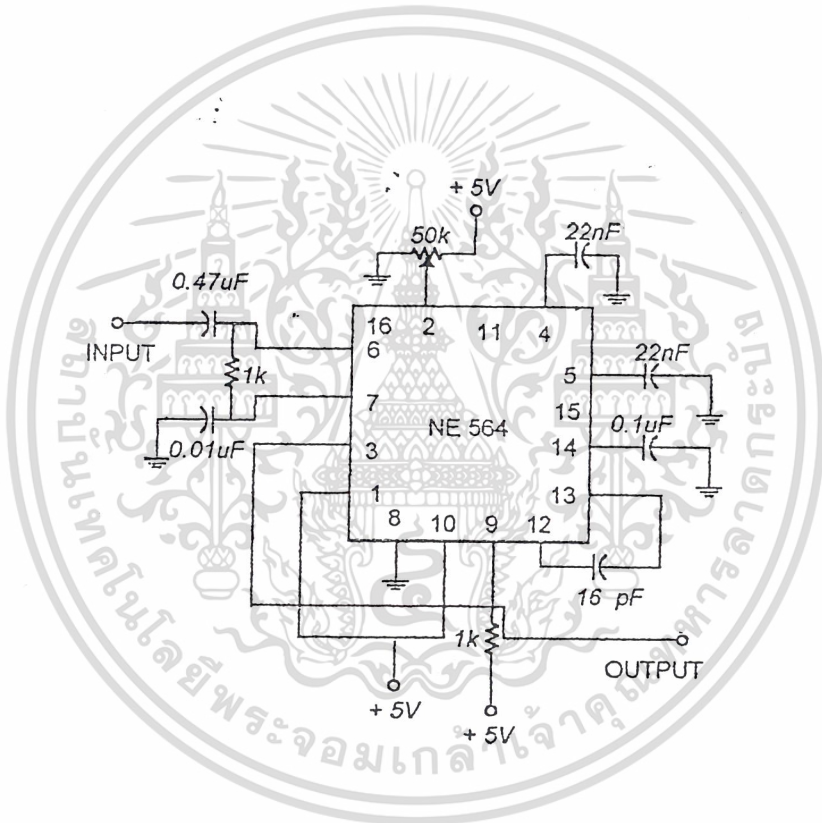
$$H_3(S) = \frac{S_2}{S^2 + 2\omega_n S + \omega_n^2}$$

วงจร PLL ให้สำหรับล็อกสัญญาณคลื่นพาหะที่ทำได้โดยวงจรรวม NE564 โดยแสดงในรูปที่ 5.7 โดยความถี่ศูนย์กลาง f_0 ของรูปคำนวณได้จากสมการ

$$f_0 = \frac{1}{25R_0C_0}$$

เมื่อค่า R_0 เท่ากับ 100 โอห์ม สามารถหาค่า C ได้เมื่อ f_0 เท่ากับ 25 MHz สามารถหาค่า C_0 ได้โดย

$$C_0 = \frac{1}{2500f_0}$$

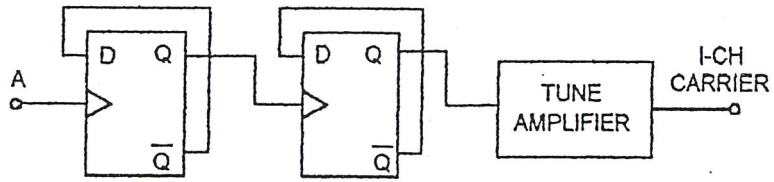


รูปที่ 5.7 วงจร PLL

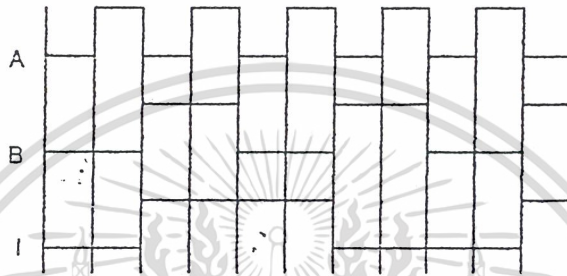
5.6 วงจรหารสอง

เนื่องจากต้องการสัญญาณคลื่นพาหะที่เท่ากับคลื่นพาหะเดิมคือ f_c เพราะฉะนั้นที่ o/p ของ PLL จึงต้องมีวงจรหาร 2 เพื่อให้ได้สัญญาณเดิม โดยใช้ IC 74HC74 ซึ่งจะเป็นการหารสอง ใช้ IC 74HC74 เป็นการ shift Phase ไป 180 องศา แล้วนำสัญญาณไปผ่านวงจร Tune Amplifier เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณรูปคลื่น sine ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



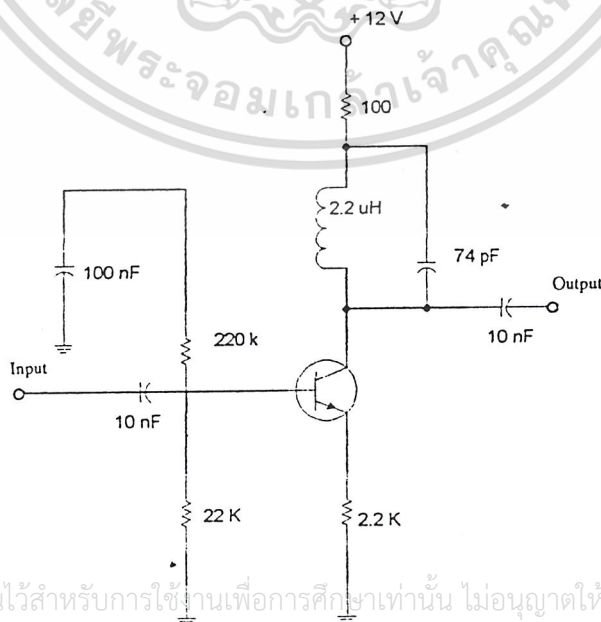
รูปที่ 5.8 วงจรหาร 2



รูปที่ 5.9 สัญญาณของวงจรหาร 2

5.7 วงจรจูนแอมป์ (Tune Amplifier)

เป็นวงจรแบบคัพปลิงที่เลือกเอาเฉพาะย่านความถี่ วงจรจะสามารถเลือกเอาฮาร์โมนิคแรกที่เป็น sinwave ความถี่ที่ 12.5 MHz นำไปเป็น carrier ให้กับวงจร demod ต่อไป ซึ่งค่า L-C สามารถคำนวณได้จากสูตร $F = 1/2\pi \sqrt{LC}$ แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.10

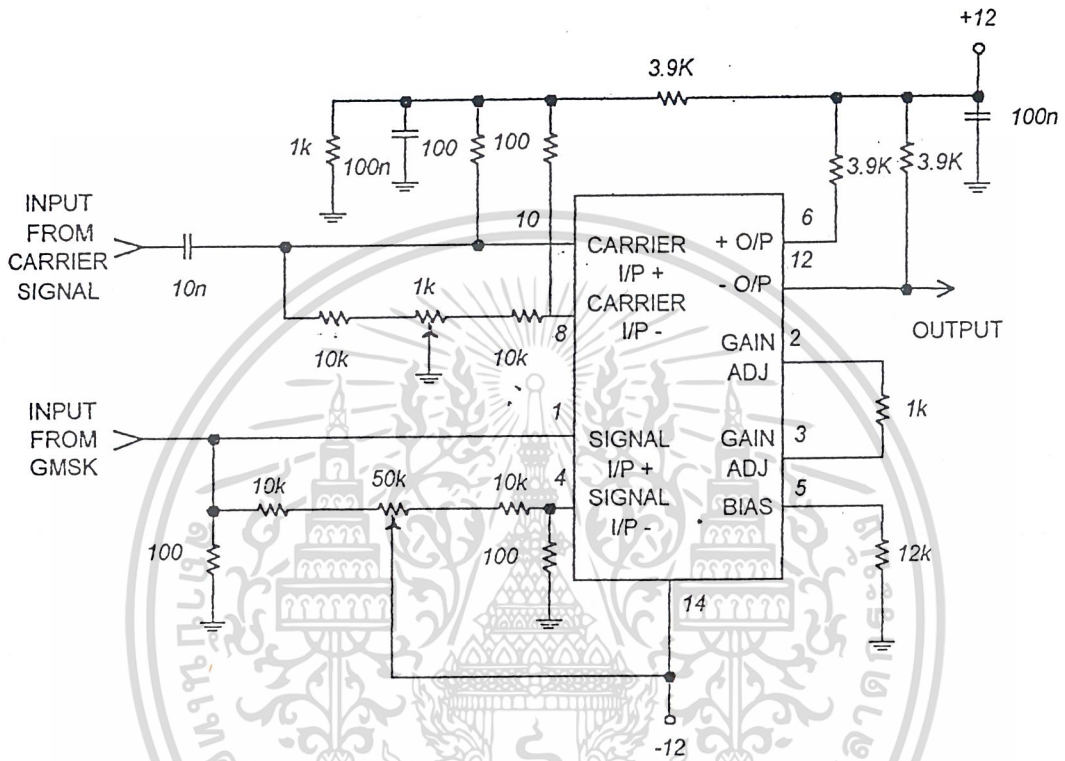


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.10 แสดงวงจรจูนแอมป์

5.8 วงจรคูณสัญญาณ Carrier recovery กับ Signal spreading

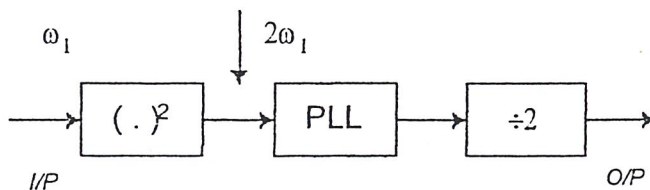
วงจรคูณสัญญาณ carrier recovery กับ signal spreading ใช้วงจรรวม MC1496 โดยสัญญาณป้อนเข้าที่ขา 1 และที่ขา 10 ซึ่งขา 10 เป็นสัญญาณจากวงจรถูสัญญาณคลื่นพาห์ เอาต์พุตของวงจรมีอยู่ที่ขา 6 และขา 12



รูปที่ 5.11 วงจรคูณสัญญาณ carrier recovery กับ signal spreading

5.9 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Timing Recovery Circuit : TR)

สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการกู้ข้อมูลที่ถูกรับ จะต้องซิงค์ไครโนซ์กับสัญญาณนาฬิกาที่ภาคส่ง ซึ่งมีวิธีการกู้สัญญาณนาฬิกามีอยู่หลายวิธีแต่วิธีที่ใช้กันนี้แสดงดังรูปที่ 5.12

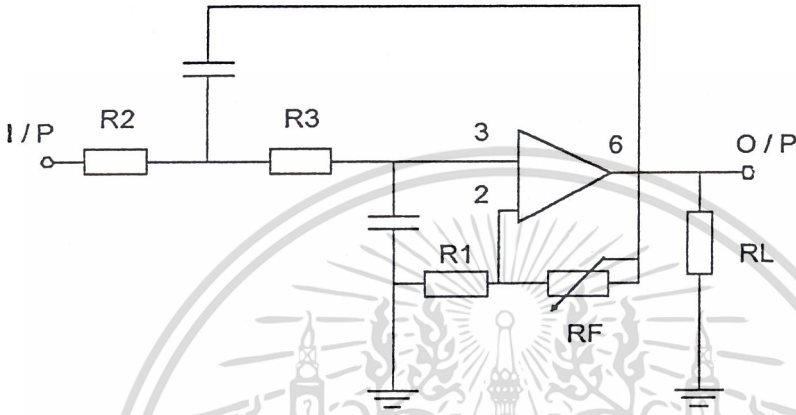


รูปที่ 5.12 โครงสร้างของวงจรถูสัญญาณนาฬิกา

ซึ่ง I/P ตาม BLOCK DIAGRAM ในรูปนี้จะได้มาจาก O/P ของวงจร Spread spectrum วงจรยกกำลังสอง (Squarer) จะทำให้ได้ O/P ออกมาที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ I/P จากนั้น PLL จะทำการล๊อคความถี่และเฟสที่ 128 kHz มาเป็น clock ให้กับวงจร decoder

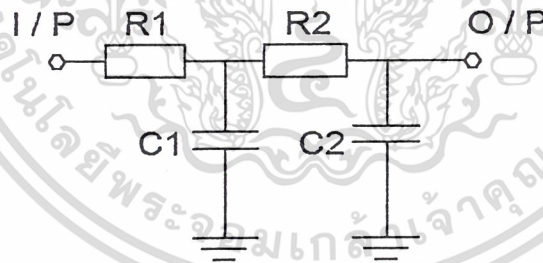
5.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LOW PASS FILTER)

วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ บัสเตอร์เวอร์ เป็นวงจรที่มีกราฟความชันของการตอบสนองที่ -40 dB/decade ซึ่งแสดงวงจร และ กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ตามรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปสามารถเขียนวงจรสมมูลยได้ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 วงจรสมมูลยของ LPF

จากวงจรที่ 5.14 สามารถเขียนสมการความถี่ cutoff (f_H)

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_2 C_3}} \quad (5.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากสมการที่ 1 สามารถคำนวณหาค่า R_2, R_3, C_2, C_3 โดยกำหนดค่าให้ $R_2, R_3 = R$ และ กำหนดค่าไปใช้ของ $C_2 = C_3 = C$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการใหม่ได้ว่า

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (5.7)$$

ถ้าทราบความถี่ f_H และ กำหนดค่าของ C จะหาค่า R ได้จากสมการ 5.7 ได้ว่า

$$R = 1 / 2\pi \cdot f_H \cdot C \quad (5.8)$$

จากสมการที่ 5.8 ให้ความถี่ $f_H = 45,000 \text{ HZ}$, $C = 180 \text{ Pf}$

$$R = 1 / (2 \pi * 45,000 * 180 * 10^{-12}$$

$$R = 19648 \ \Omega$$

การขยายวงจรมหาได้จาก $A_F = 1 + (R_F/R_1)$ (5.9)

จากสมการที่ 5.9 ให้การขยายมีค่า $A_F = 2$

จะได้ $R_1 = R_F = 10 \text{ K } \Omega$

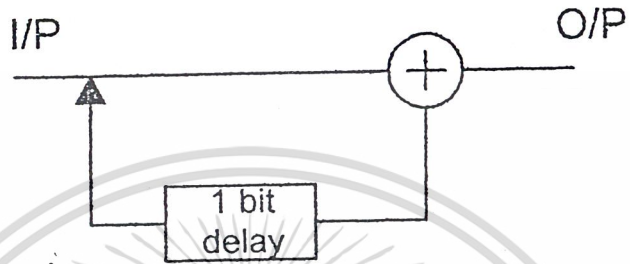
5.11 วงจรดีเฟอเรนเชียลดีโคด (Differential decode)

เนื่องจากต้องการแก้เรื่องการผิดพลาดทางเฟส ดังนั้นที่ภาคส่งจึงต้องมีวงจร Differential encode และที่ภาครับจึงมีวงจร Differential decode ด้วยเพื่อทำการถอดรหัสของสัญญาณข้อมูลออกมาให้ได้ดั้งเดิม วงจร Differential decode ที่ใช้นี้ประกอบไปด้วย X-OR Gate และวงจรหน่วงเวลาสัญญาณที่ถูกตีบอดูเลตแล้วจะถูกป้อนเข้าที่ X-OR Gate และในขณะที่เดียวกันก็ป้อนเข้าวงจรหน่วงเวลา 1 Bit X-OR Gate จะทำการบวกสัญญาณระหว่างสัญญาณที่ถูกตีบอดูเลตกับสัญญาณที่ O/P ของวงจรหน่วงเวลา 1 Bit เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลออกมาเหมือนดั้งเดิมกับภาคส่งซึ่งจะมีลักษณะการบวกดังนี้

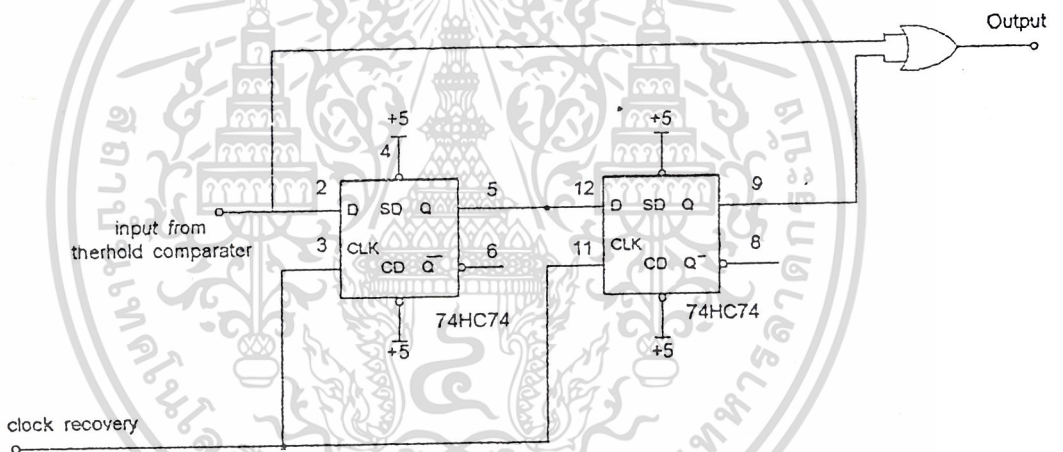
$$\begin{array}{ccccccc} \text{สัญญาณที่ถูกเข้ารหัสจากภาคส่ง} & & 1 & \longrightarrow & 0 & \longrightarrow & 0 & \longrightarrow & 1 & \longrightarrow & 0 \\ & & & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\ & & & & 1 & & 0 & & 1 & & 1 \end{array}$$

สัญญาณที่ได้จาก O/P ของ DD สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมี BLOCK DIAGRAM และวงจรตามรูปที่ 5.15



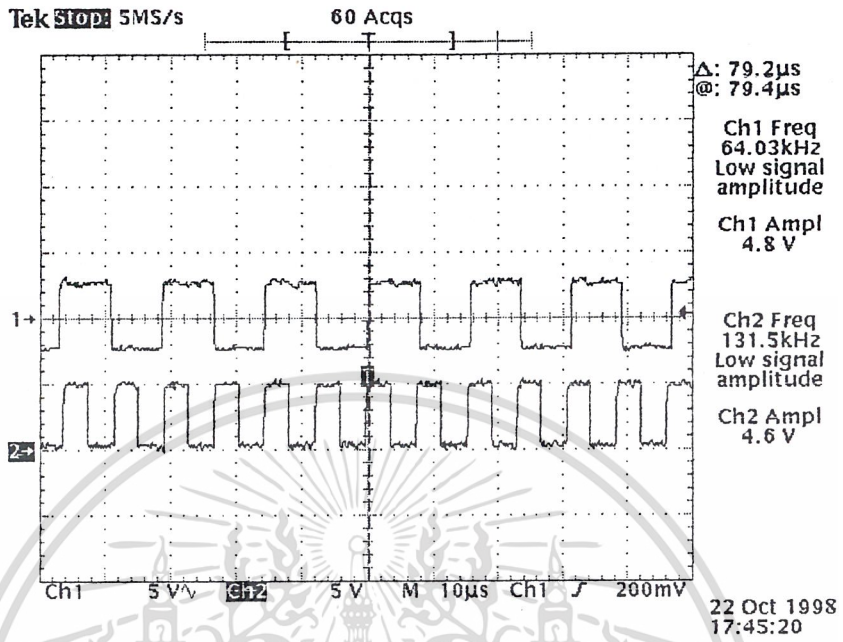
รูปที่ 5.15 BLOCK DIAGRAM ของ Differential decode



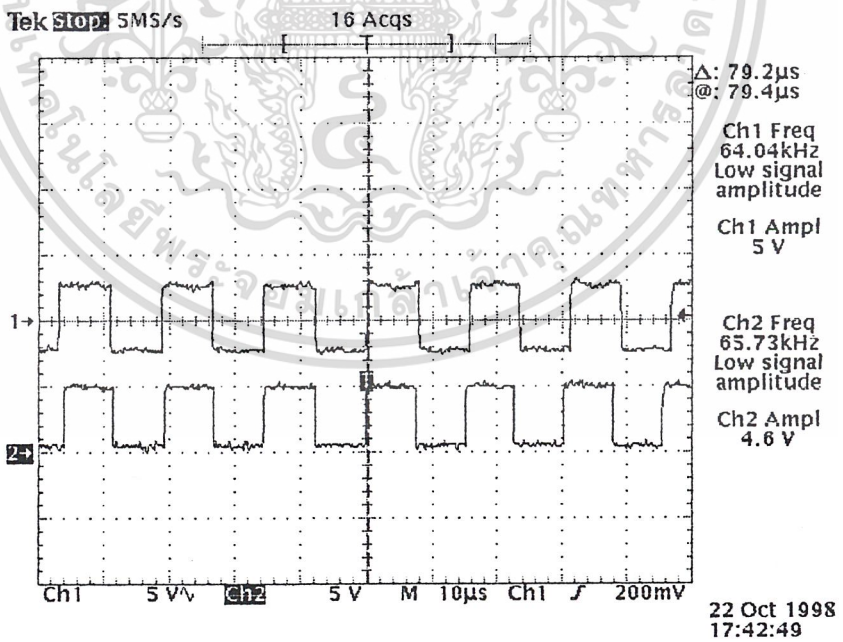
รูปที่ 5.16 วงจร Differential decode

ซึ่งความถี่ของสัญญาณ Clock และสัญญาณที่ I/P ต้องมีค่าเท่ากัน

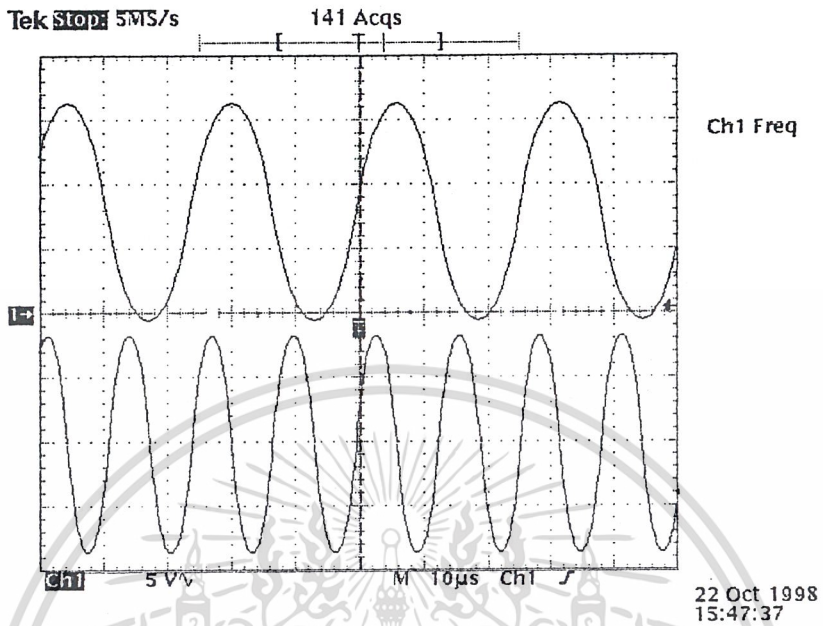
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



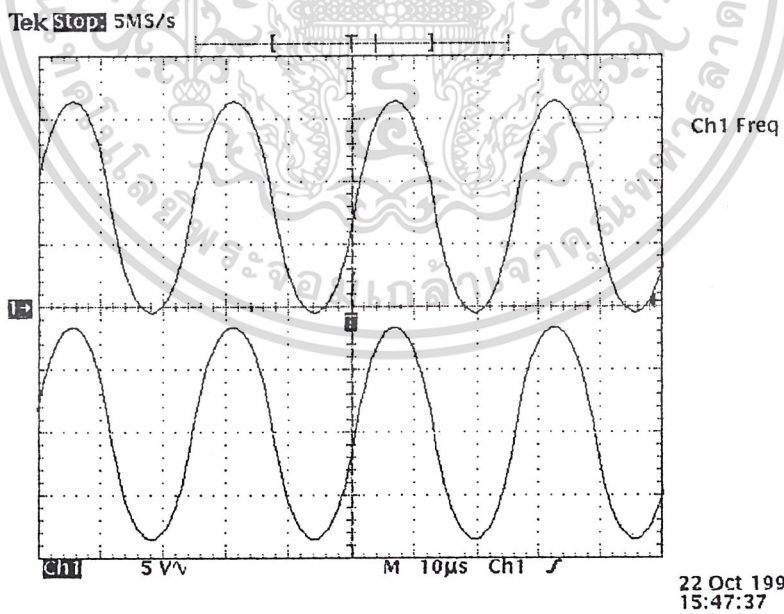
รูปที่ 5.17 แสดง Clock recovery ที่ยังไม่ได้หาร 2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 5.18 แสดง Clock recovery ชาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

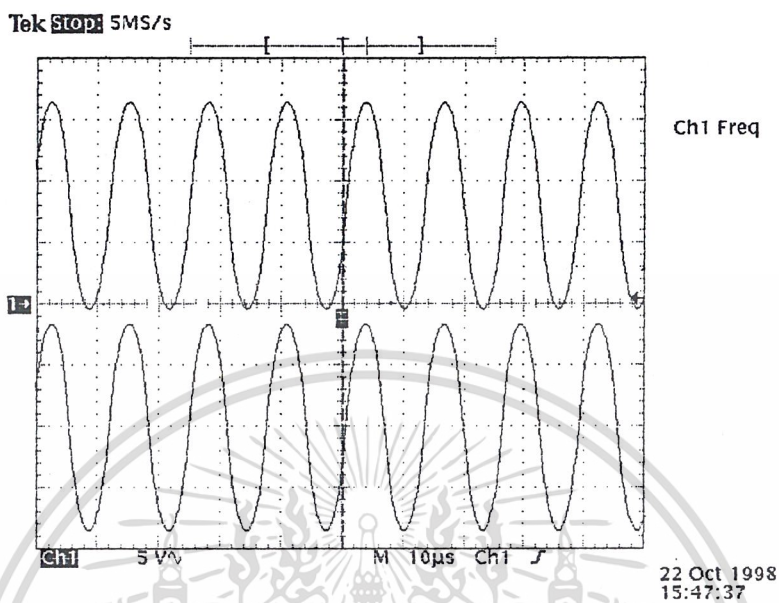


รูปที่ 5.19 แสดง Carrier ที่มีความถี่เป็น 2 เท่า

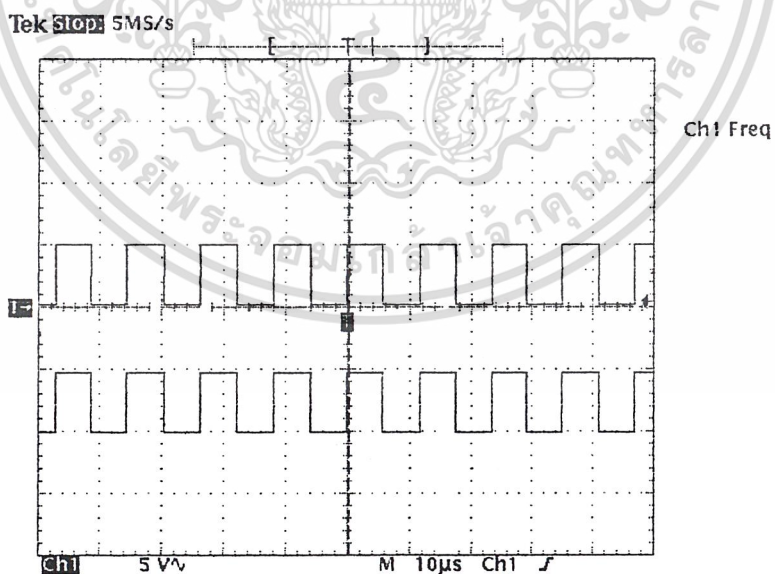


รูปที่ 5.20 แสดง Carrier recovery

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

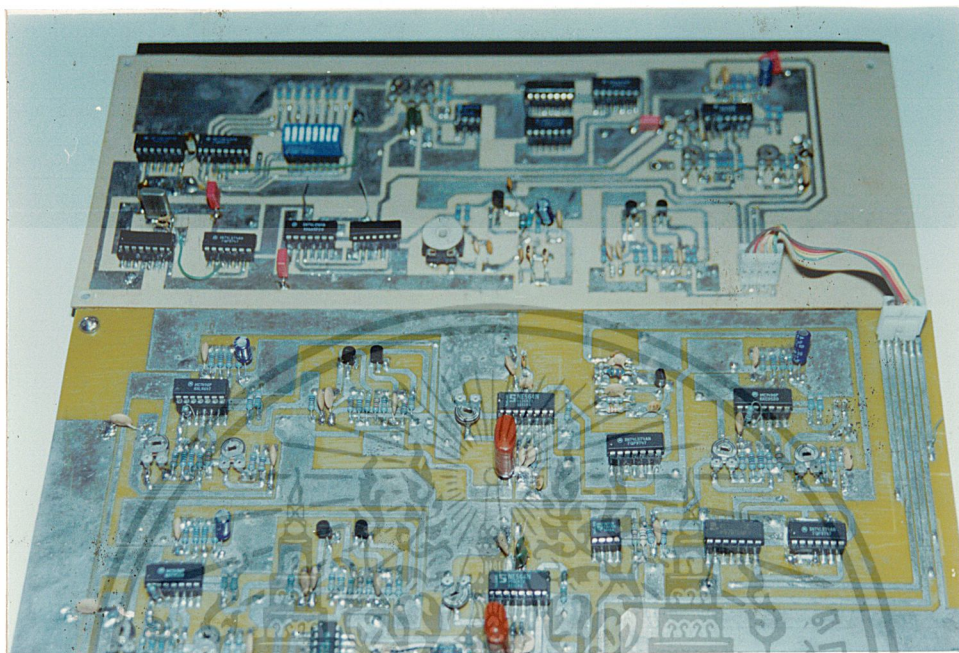


รูปที่ 5.21 แสดงสัญญาณ Carrier ที่ PLL ทำการ lock ความถี่ไว้ได้



รูปที่ 5.22 แสดงสัญญาณที่ Data ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 แสดงชิ้นงานที่ทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

บทสรุป

จากการศึกษาและการออกแบบการส่งข้อมูล โดยเฉพาะการออกแบบโมเด็ม PSK แบบการกระจาย Spectrum ที่กำหนดบิตเรทไว้ที่ 2.048 Mbps และความถี่คลื่นพาห์ 12.5 MHz สรุปและวิจารณ์ผลได้ดังนี้

จากบทที่ 4 การออกแบบโมเด็ม PSK แบบกระจาย Spectrum มีแนวคิดที่จะใช้บิตเรทของ Binary Pseudo Random Code ขนาด 2.048 Mbps มาทำการ Exclusive-or กับ Data ซึ่งมีบิตเรทขนาด 14 Kbps เพื่อกระจาย Spectrum ของ Data ให้มีย่านที่กว้างขึ้น แล้วทำการ Modulate แบบ BPSK คลื่นพาห์ขนาด 12.5 MHz แล้วทำการส่งออกไปตามสายนำสัญญาณ ส่วนทางด้านภาครับสัญญาณ PSK แบบกระจาย Spectrum ที่มีคลื่นพาห์ 12.5 MHz จะถูกรับเข้า แล้วถูกส่งผ่านไปยังโมเด็ม เพื่อแปลงสัญญาณกลับเป็นสัญญาณดิจิทัล Baseband

ซึ่งจะมีการซิงโครไนซ์สัญญาณที่มาจาก Random การออกแบบและปัญหาจากการทำงานโมเด็มแบบ PSK ที่ภาค Modulate สัญญาณ สัญญาณ Baseband จะถูกนำมาทำการเข้ารหัสสัญญาณ เพื่อแก้ปัญหาการผิดพลาดทางเฟสทางด้านภาครับ แล้วนำมาทำการ Exclusive-or กับสัญญาณข้อมูลกึ่ง Random เพื่อกระจาย Spectrum ของข้อมูลให้กว้างขึ้น ยังผลให้สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดีขึ้น เมื่อทำการส่งไปถึงภาครับแล้วทำการคูณสัญญาณที่ได้กับสัญญาณคลื่นพาห์ เอาท์พุทจะได้สัญญาณ BPSK ที่มีรูปร่างเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณ Baseband ที่ Exclusive-or กับสัญญาณกึ่ง Random แล้วสัญญาณที่ได้ผ่านเข้าไปยัง LPF และจะทำการกรองสัญญาณที่มีความถี่ต่ำออกมา โดยสัญญาณนี้จะถูกนำไป Decode ออกเพื่อที่จะได้สัญญาณข้อมูลที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

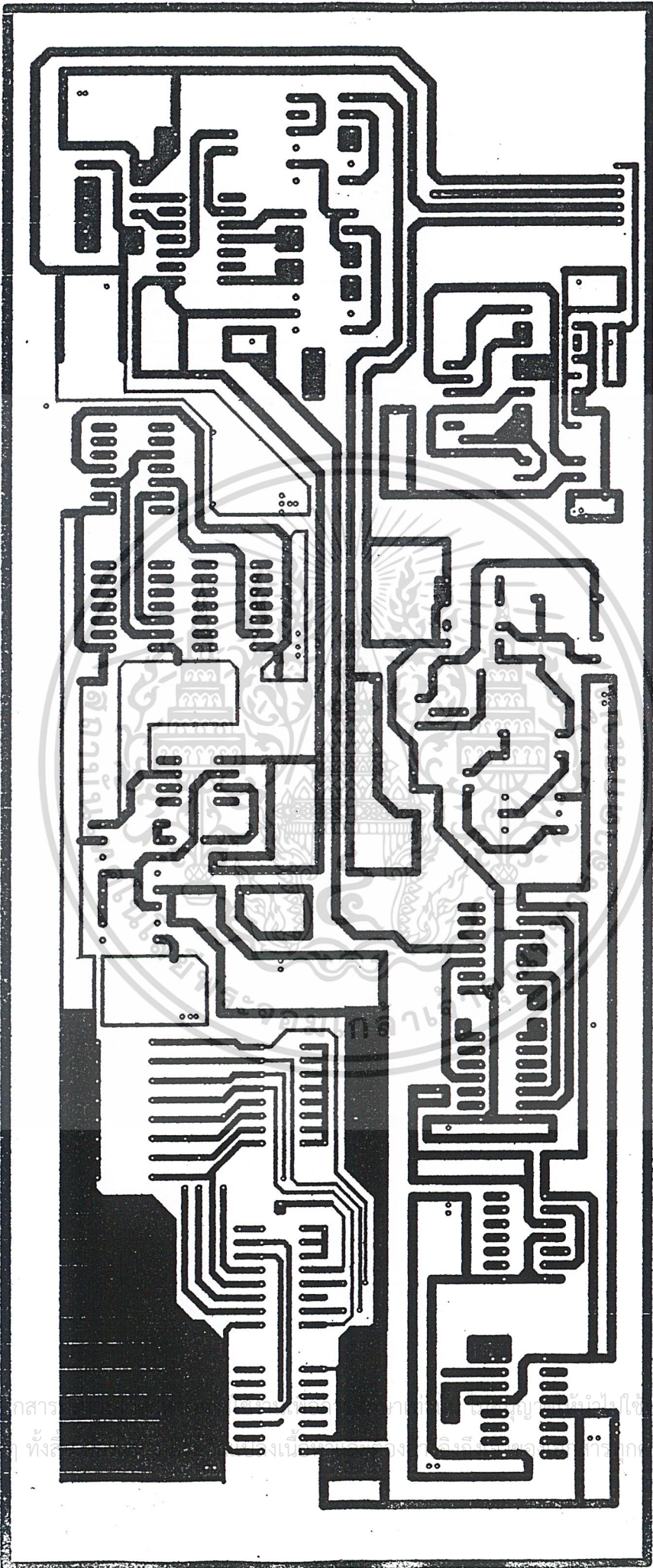
1. หลักการไฟฟ้าสื่อสาร โดย บัณฑิต โรจนอารยานนท์ สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2534
2. คู่มือเทียบเบอร์ไอซี TTL บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่นจำกัด
3. หนังสือ การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดย สืบศักดิ์ พันธุ์ไพโรจน์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
4. ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้าและสายส่ง โดย ถวิด กิ่งทอง คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. Spread Spectrum Systems with commercial applications Third Edition ROBERT C. DIXON
6. LINEAR INTEGRATED CIRCUIT NATIONAL SEMICONDUCTOR CO. FEB 1975



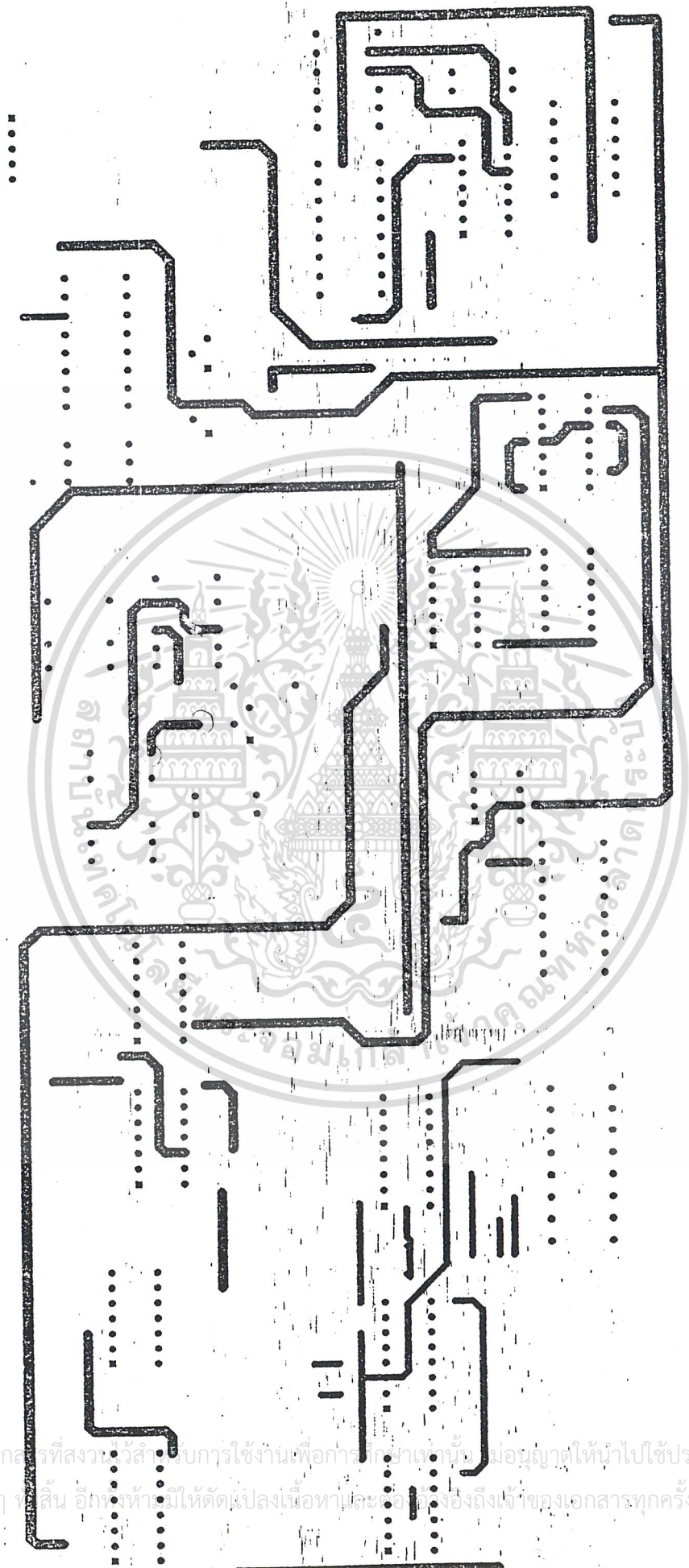
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



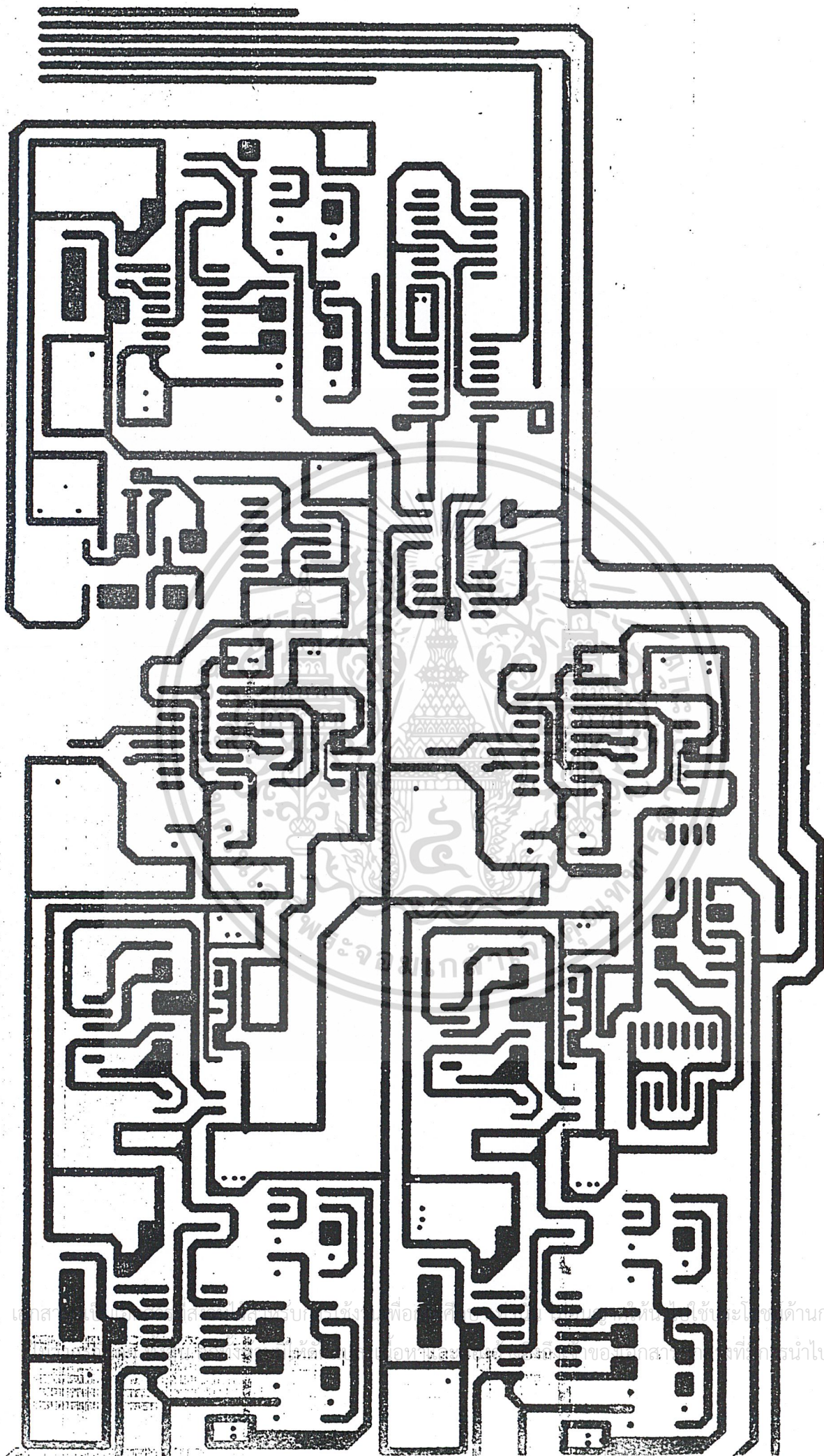
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



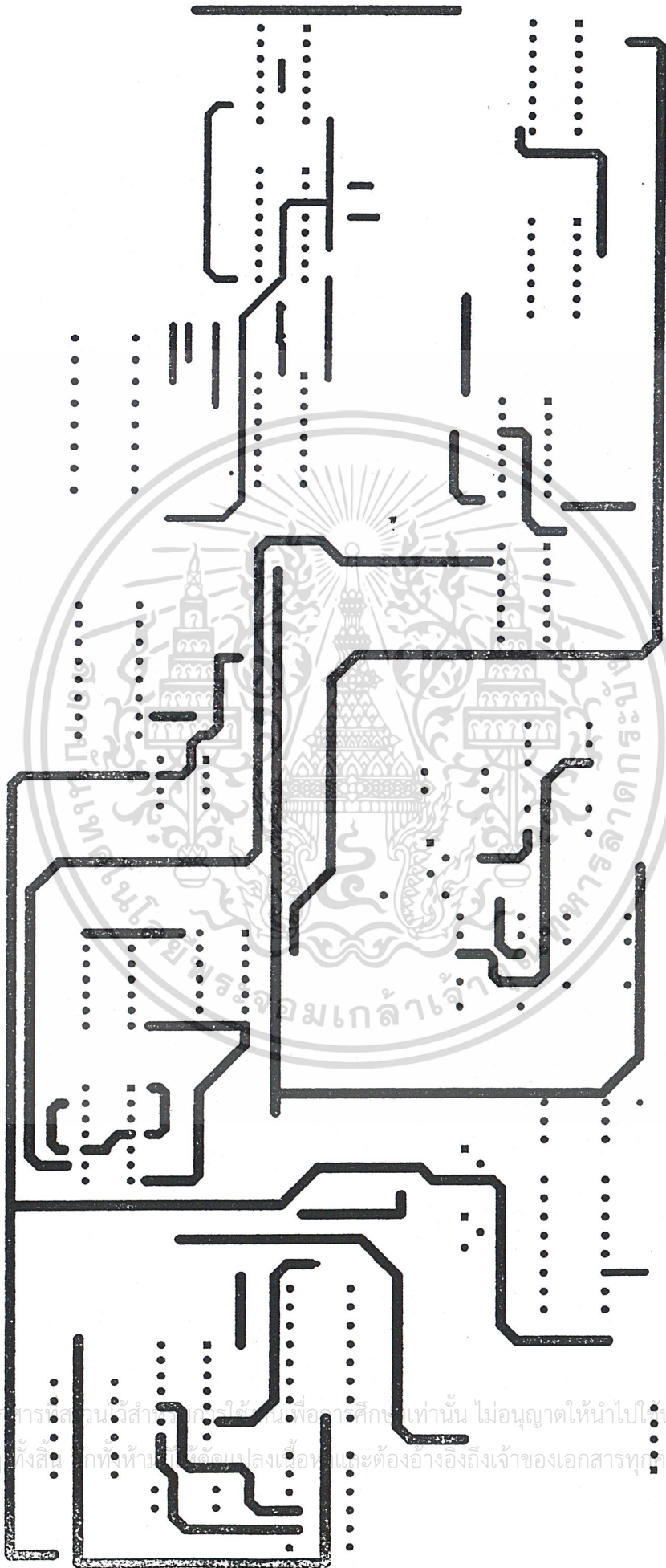
เอกสารนี้เป็นเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น
การนำข้อมูลนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หรือการบริการอื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต
จะถือว่าผิดกฎหมาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้นเป็นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและเอื้อถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
เพื่อส่งเสริมและสนับสนุนงานด้านการศึกษา
ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏไว้
หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยไว้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากทั้งห้าปีที่ผ่านมาผู้ดูแลเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

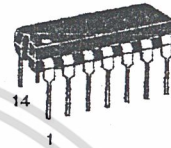
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Balanced Modulators/Demodulators

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 typical

This device contains 8 active transistors.

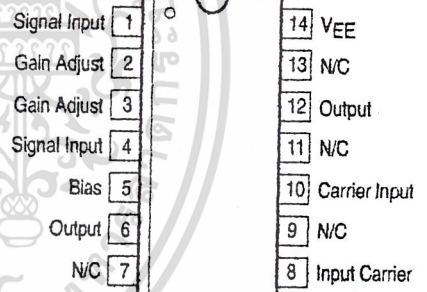


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	$T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

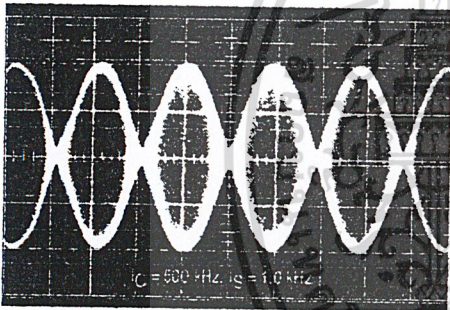


Figure 1. Suppressed Carrier Output Waveform

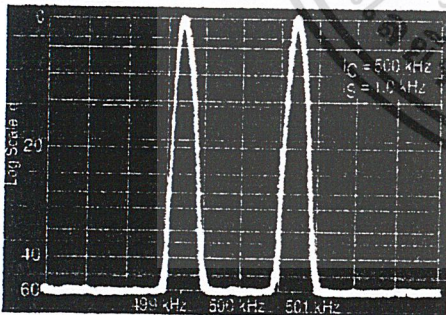


Figure 2. Suppressed Carrier Spectrum

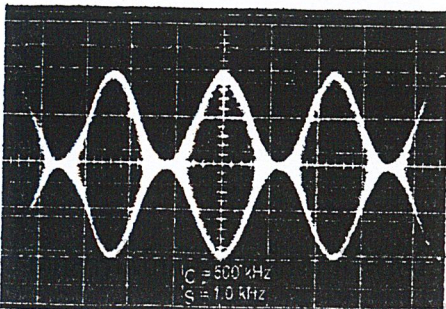
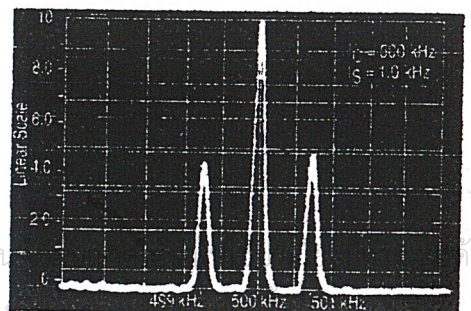


Figure 3. Amplitude Modulation Output Waveform

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



MC1496, B

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₈ , V ₁₀ - V ₁ , V ₁₂ - V ₈ , V ₁₂ - V ₁₀ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₁ , V ₁₀ - V ₄ , V ₆ - V ₁₀ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₈ - V ₁₀ V ₄ - V ₁	+5.0 ±(5 + 15R _θ)	Vdc
Maximum Bias Current	I ₅	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I₅ = 1.0 mAdc, R_L = 3.9 kΩ, R_e = 1.0 kΩ, T_A = T_{low} to T_{high}, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	-	μVrms mVrms
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CS}	40 -	65 50	-	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 Ω) Carrier Input Port, V _C = 60 mVrms sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300 80	-	MHz
Signal Gain (V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc)	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} c _{ip}	-	200 2.0	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} c _{oo}	-	40 5.0	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	-	I _{bS} I _{bC}	-	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁ - I ₄ ; I _{ioC} = I ₈ - I ₁₀	7	-	I _{ioS} I _{ioC}	-	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Iio}	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ -I ₉)	7	-	I _{oo}	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Ioo}	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Power Supply Current I ₆ + I ₁₂ I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	-	33	-	mW

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 MC1496 has been characterized with a 60 mVrms 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,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5 (\text{mA})}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ($V_C = 0.5 \text{ Vdc}$). 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_5 .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1.0 V 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 $V_{12} = V_6$, $I_5 = I_6 = I_{12}$ and ignoring base current, $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 V_5 - V_{14}$ 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:

$$I_5 = I_6 = I_{12},$$

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

then:

$$R_5 = \frac{V_{CC} - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between Pin 5 and ground}$$

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

The MC1496 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

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

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

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 3.0 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 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

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

MC1496, B

Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0Ω at the carrier frequency.

Output Signal

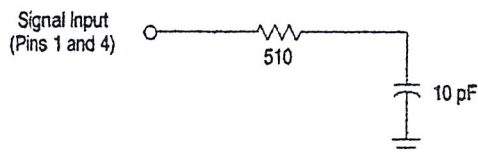
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

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

Signal Port Stability

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.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a $1.0 \text{ k}\Omega$ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

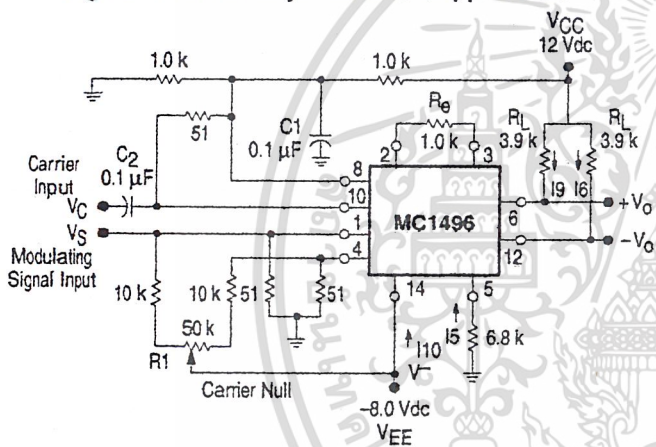
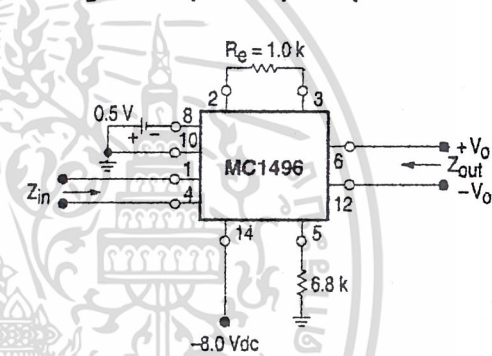


Figure 6. Input-Output Impedance



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

Figure 7. Bias and Offset Currents

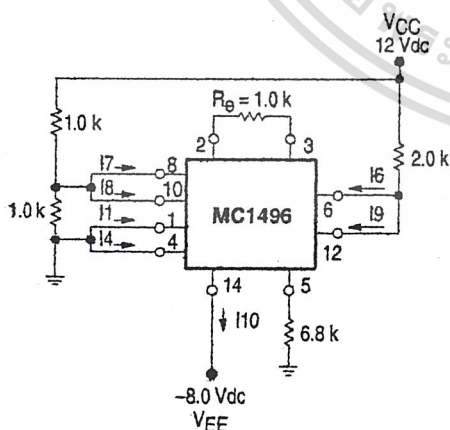
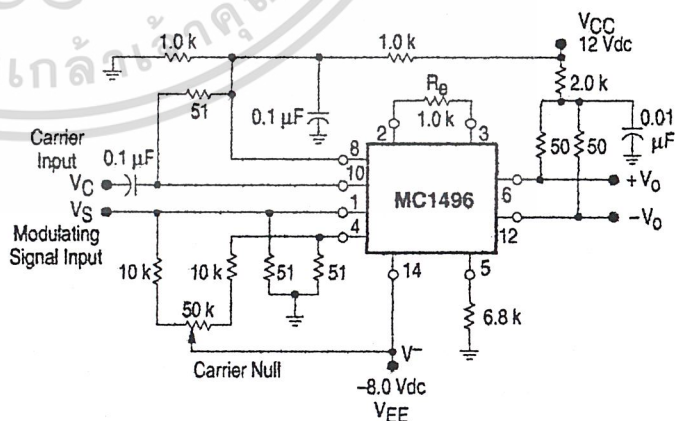


Figure 8. Transconductance Bandwidth



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

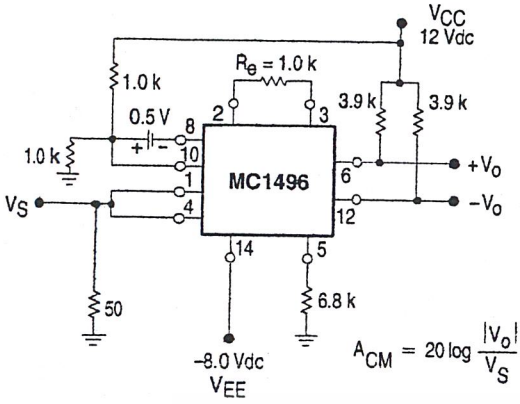
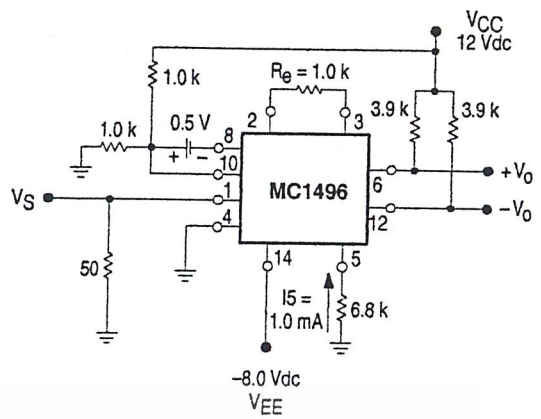


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

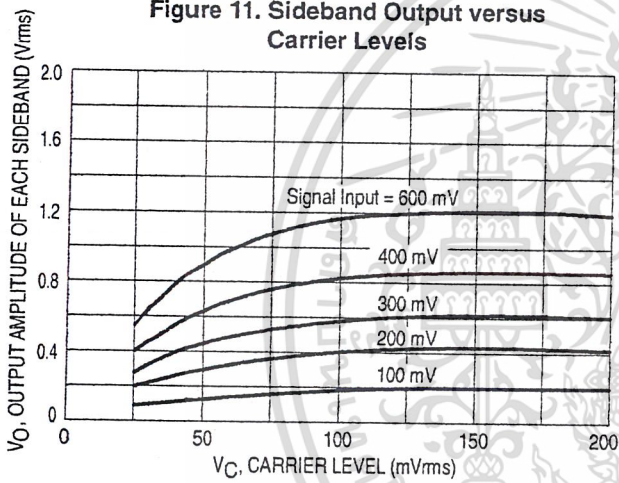


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

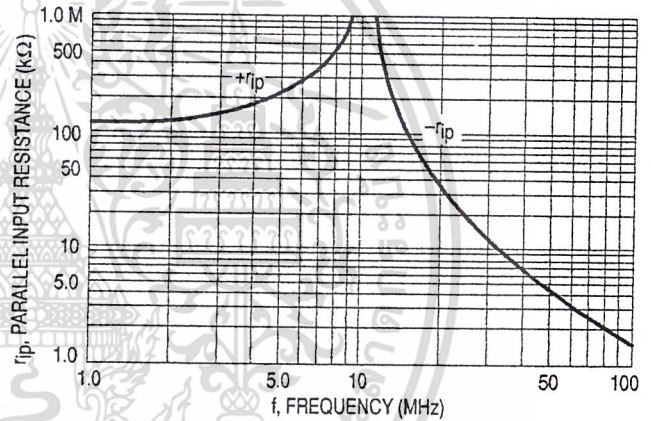


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

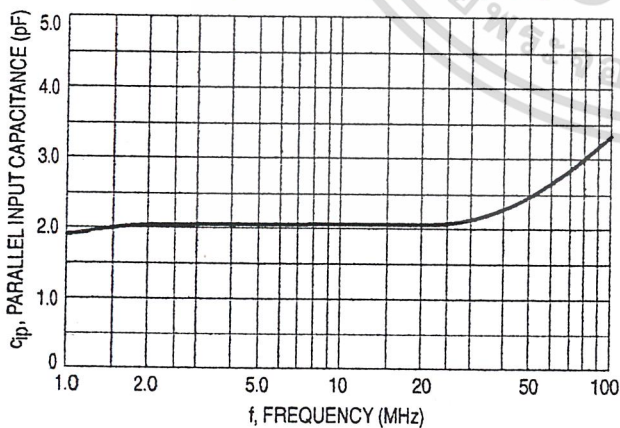
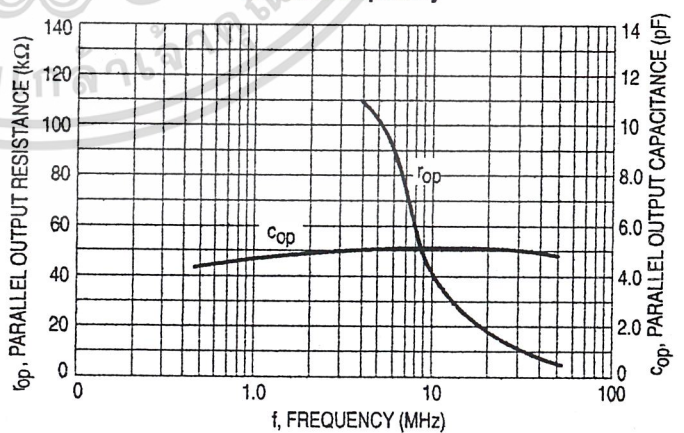


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transadmittances versus Frequency

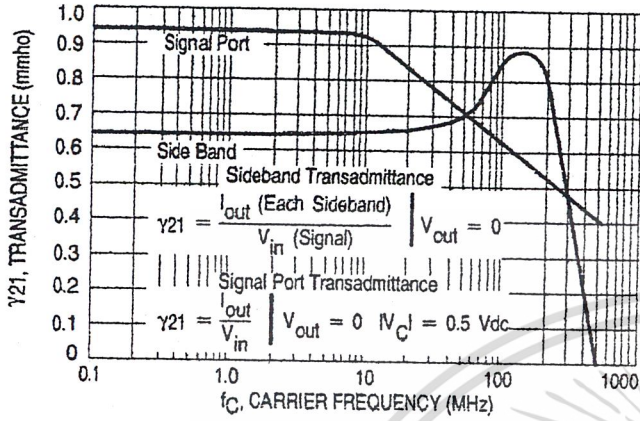


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

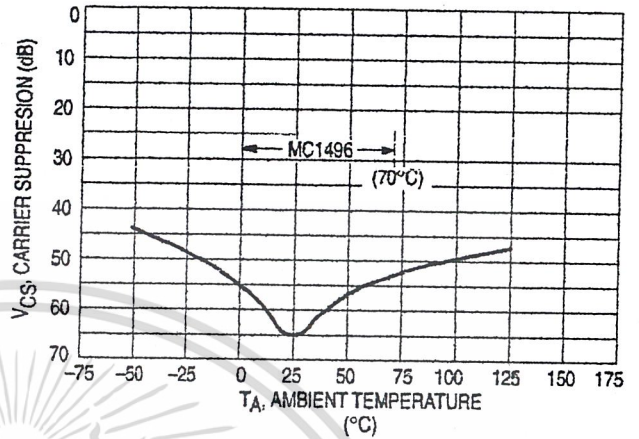


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

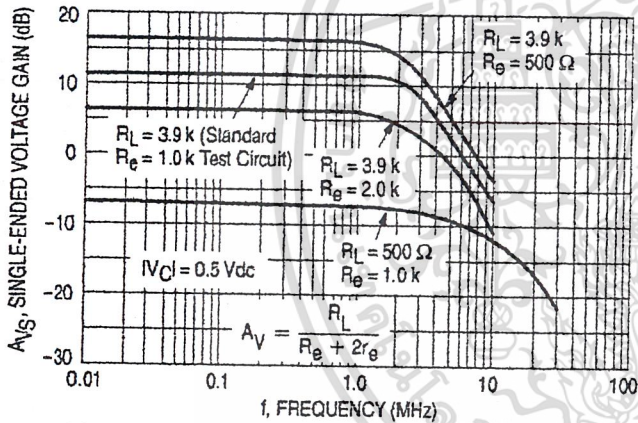


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

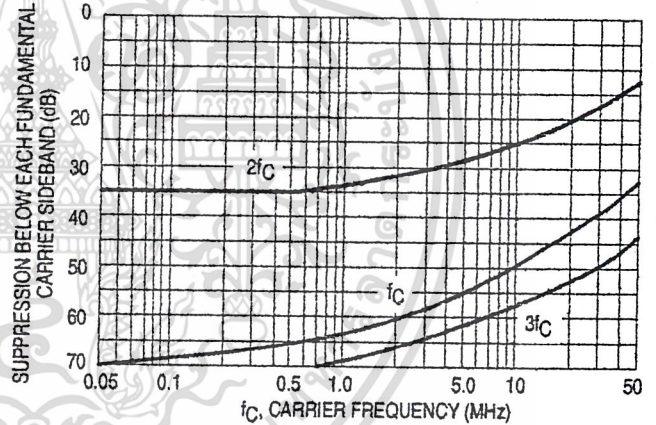


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

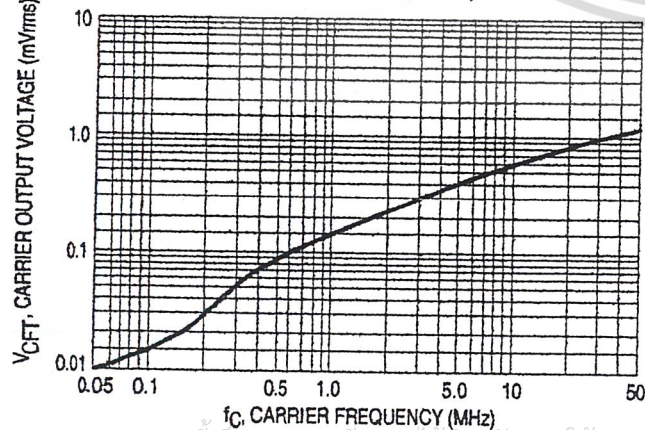
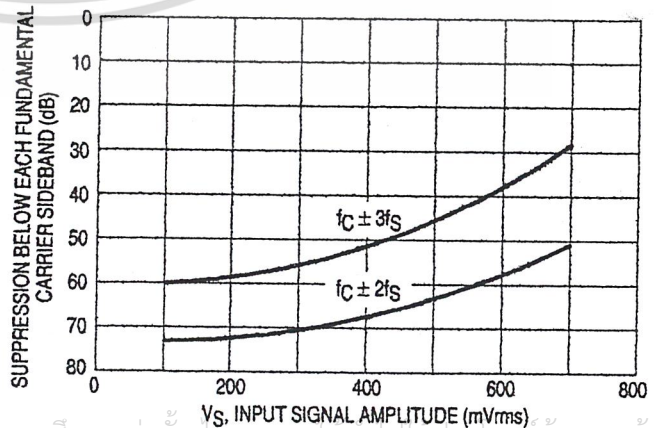


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้เชิงพาณิชย์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

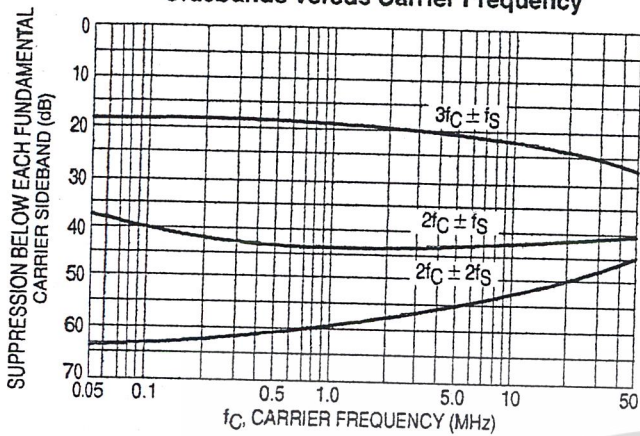
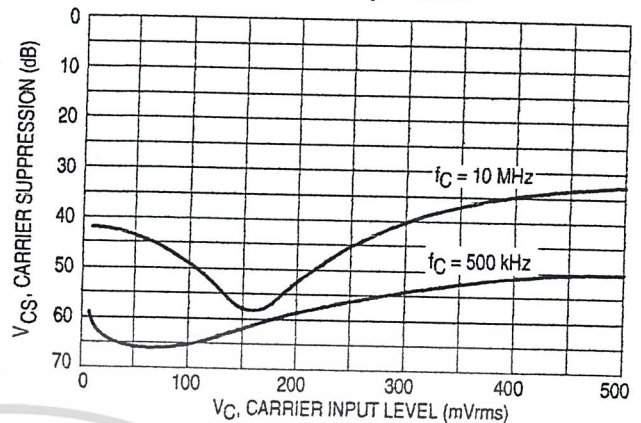


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

The MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

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 doubler, 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.

Signal Levels

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.

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:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

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

Figure 23. Circuit Schematic

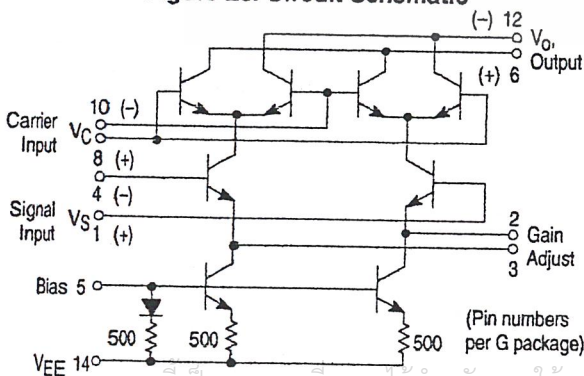
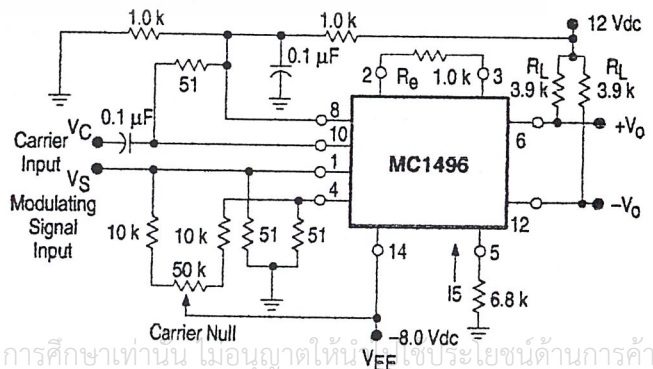


Figure 24. Typical Modulator Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

- 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, $f_C + f_M$ and $f_C - f_M$.
 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°C;

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$

 7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.
 $\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV}$ at room temperature

The gain from the modulating signal input port to the output is the 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 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 Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the 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 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 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 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on Pins 8 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 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

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The 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 mVrms.

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

Frequency Doubler

The 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 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 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 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)

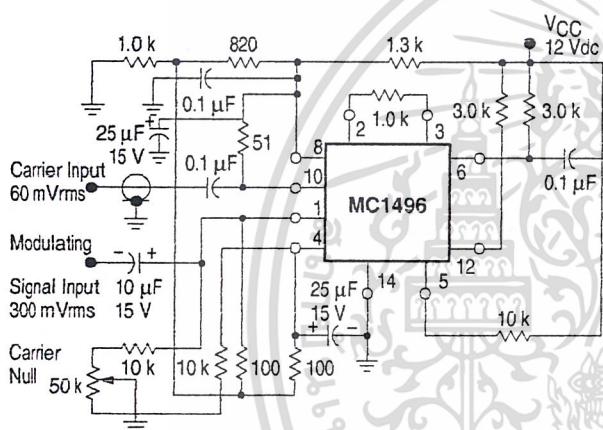


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

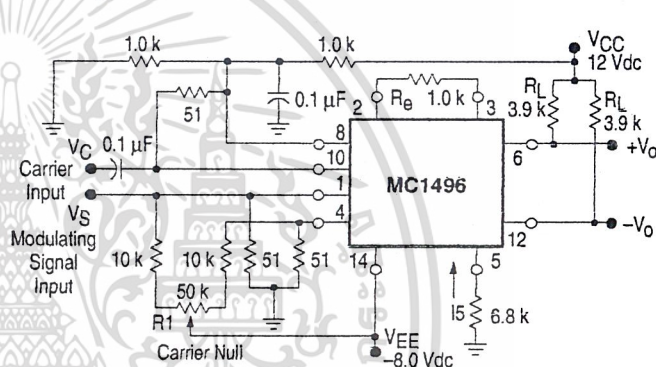


Figure 28. AM Modulator Circuit

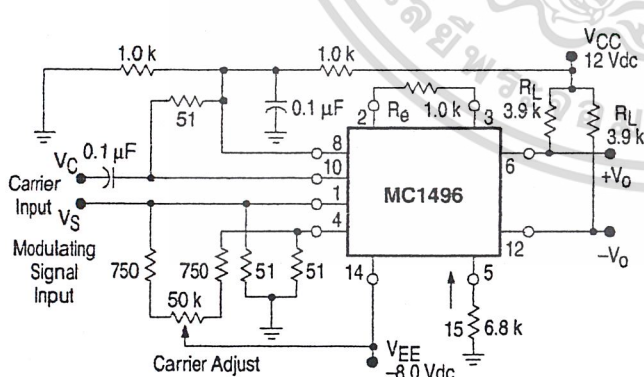
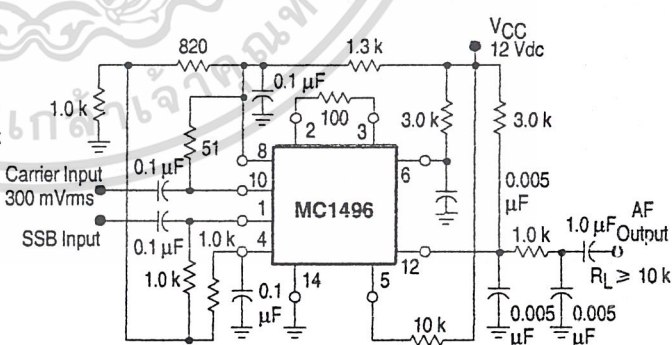


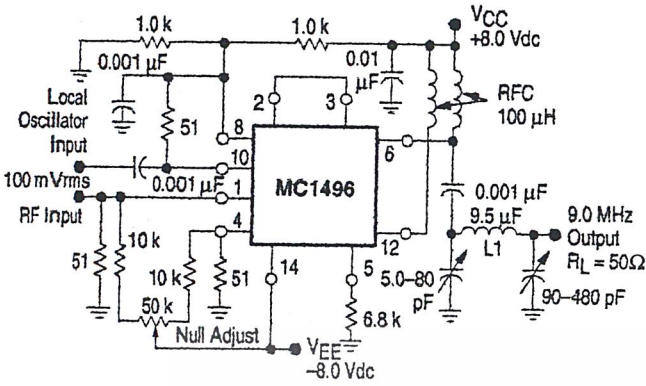
Figure 29. Product Detector
(12 Vdc Single Supply)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

Figure 30. Doubly Balanced Mixer (Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)



L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enamelled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

Figure 31. Low-Frequency Doubler

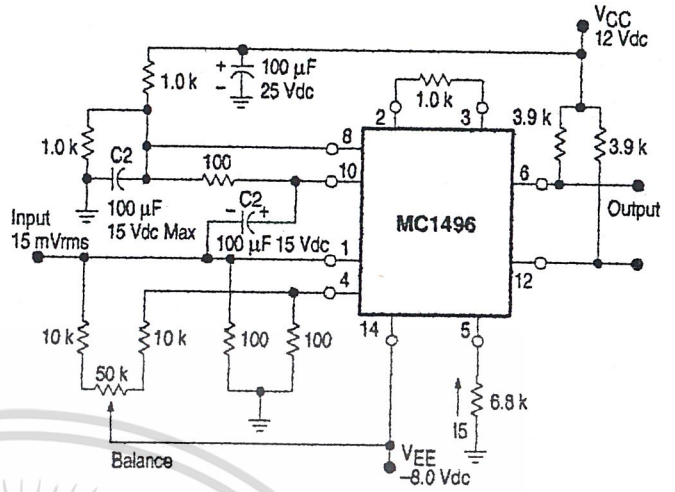
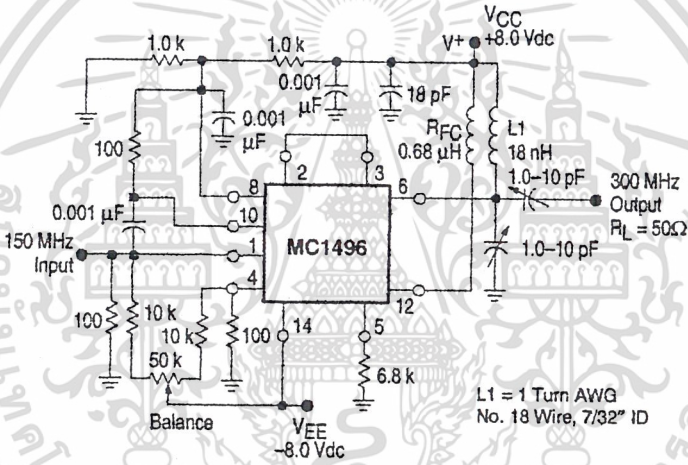
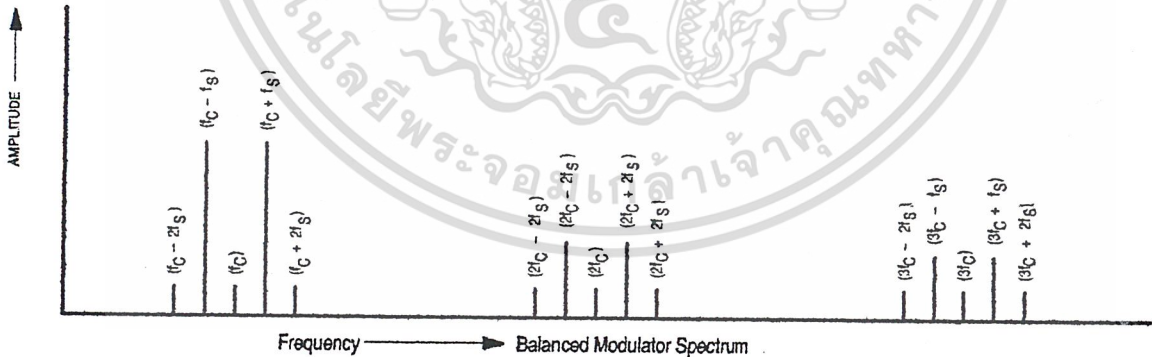


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID



DEFINITIONS

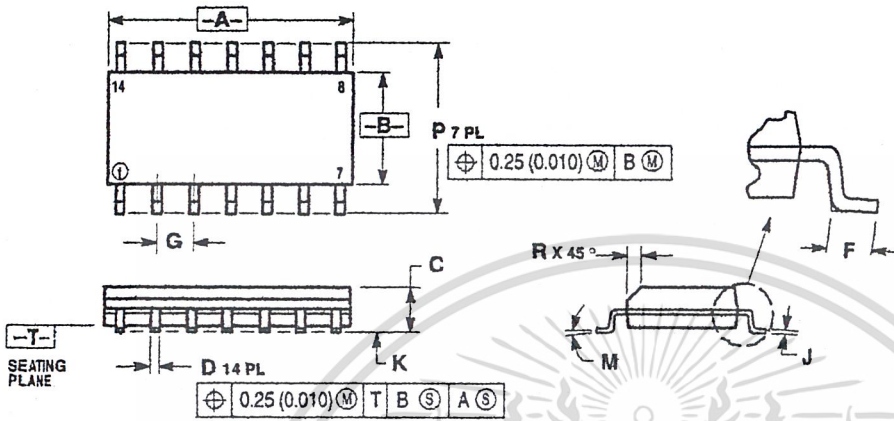
- | | | | |
|---------------|-------------------------------|-----------------|--|
| f_C | Carrier Fundamental | $f_C \pm n f_S$ | Fundamental Carrier Sideband Harmonics |
| f_S | Modulating Signal | $n f_C$ | Carrier Harmonics |
| $f_C \pm f_S$ | Fundamental Carrier Sidebands | $n f_C \pm f_S$ | Carrier Harmonic Sidebands |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751A-03 (SO-14) ISSUE F

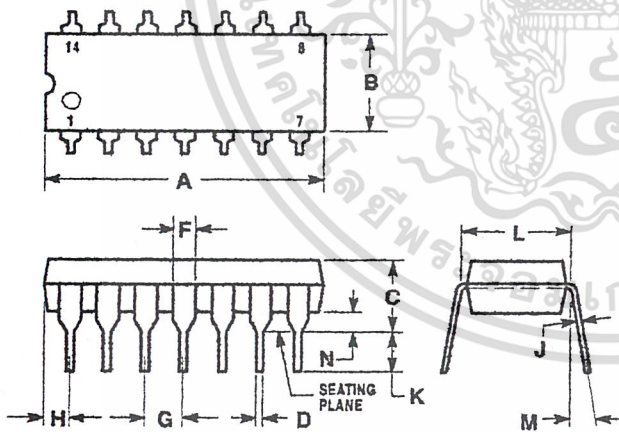


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE L



NOTES:

1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

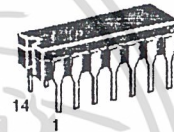
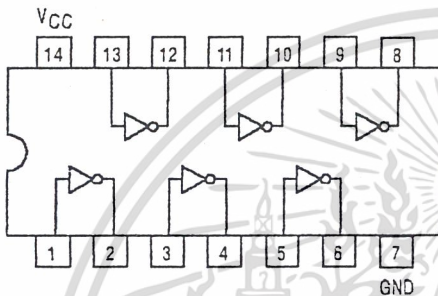
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HEX INVERTER

SN54/74LS04

**HEX INVERTER
LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08**



**N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06**



**D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02**

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

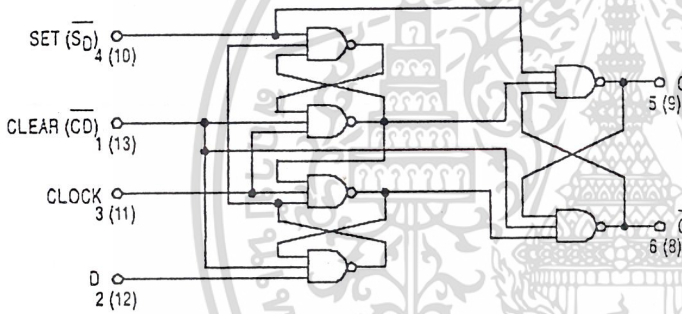


DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

The SN54/74LS74A dual edge-triggered flip-flop utilizes Schottky TTL circuitry to produce high speed D-type flip-flops. Each flip-flop has individual clear and set inputs, and also complementary Q and Q outputs.

Information at input D is transferred to the Q output on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level of the clock pulse and is not directly related to the transition time of the positive-going pulse. When the clock input is at either the HIGH or the LOW level, the D input signal has no effect.

LOGIC DIAGRAM (Each Flip-Flop)



MODE SELECT — TRUTH TABLE

OPERATING MODE	INPUTS			OUTPUTS	
	S _D	S _D	D	Q	Q
Set	L	H	X	H	L
Reset (Clear)	H	L	X	L	H
*Undetermined	L	L	X	H	H
Load "1" (Set)	H	H	h	H	L
Load "0" (Reset)	H	H	l	L	H

* Both outputs will be HIGH while both S_D and C_D are LOW, but the output states are unpredictable if S_D and C_D go HIGH simultaneously. If the levels at the set and clear are near V_{IL} maximum then we cannot guarantee to meet the minimum level for V_{OH}.

H, h = HIGH Voltage Level

L, l = LOW Voltage Level

X = Don't Care

i, h (q) = Lower case letters indicate the state of the referenced input (or output) one set-up time prior to the HIGH to LOW clock transition.

SN54/74LS74A

DUAL D-TYPE POSITIVE
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06

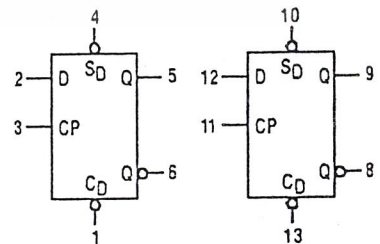


D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

LOGIC SYMBOL

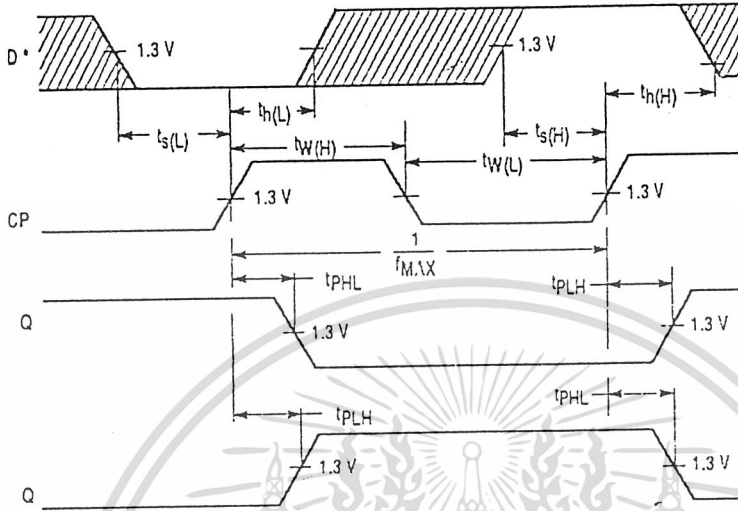


VCC = PIN 14
GND = PIN 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54/74LS74A

AC WAVEFORMS



*The shaded areas indicate when the input is permitted to change for predictable output performance.

Figure 1. Clock to Output Delays, Data Set-Up and Hold Times, Clock Pulse Width

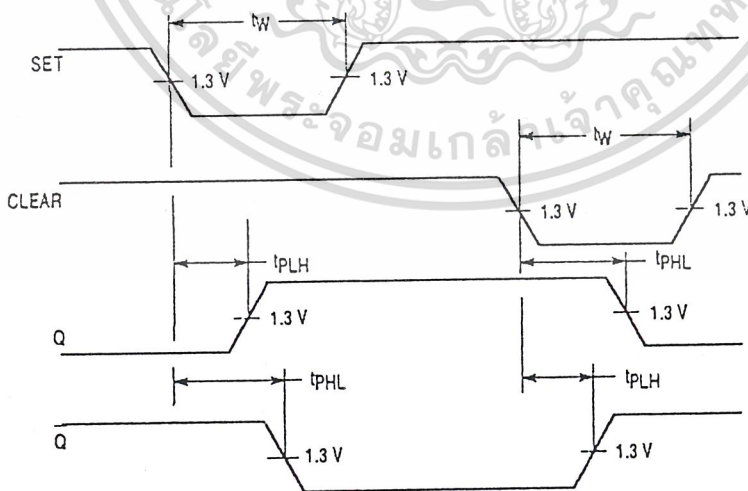


Figure 2. Set and Clear to Output Delays, Set and Clear Pulse Widths

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้