



วิทยุระบบ SCA
SCA RADIO SYSTEM



โดย
นายประสิทธิ์ กงสังข์

เลขเรียกหนังสือ... ๗๗ ๒๗๑๑ ๑๕๖๖
เลขทะเบียน... ๐๔๑๘๐๐
วัน เดือน ปี... ๒๑/๑๑/๒๕

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา ๒๕๔๒

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ดูกิ่งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุระบบ SCA
SCA RADIO SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วิทยุระบบ SCA

SCA RADIO SYSTEM

ผู้จัดทำ

1 นาย ประสิทธิ์ คงสังข์ รหัส 40013060

..... นิก นิลกุล /
(ผศ.นิภา ลีลารุจิ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุระบบ SCA

SCA RADIO SYSTEM

โดย นายประสิทธิ์ คงสังข์ 40013060

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. นิภา ตีถาวรจิ

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์นี้เสนอเรื่องวิทยุระบบ SCA (Subsidiary Communication Authorization) เป็นการประยุกต์ใช้งานช่องสัญญาณ FMSCA (Frequency Modulation SCA) ซึ่งมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ประมาณ 15 KHz การเข้ารหัสสัญญาณ SCA เป็นการมอดูเลตทางมุม (Angle modulation) ซึ่งมีคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) 67 KHz ส่วนทางด้านรับก็จะแยกสัญญาณ SCA ออกจากสัญญาณ FM ปกติออกจากกัน

ABSTRACT

In this project, the SCA RADIO SYSTEM is an application of the FM SCA channel is used for transmission channel which bandwidth is 15 KHz. The SCA coding is angle modulation with subcarrier 67 KHz. For the receiver detecting SCA signal and normal FM signal detector separately.

สารบัญ

เนื้อเรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 ลักษณะทั่วไปของระบบ SCA	2
2.2 การส่งและการรับสัญญาณ SCA	3
การส่ง	3
การรับ	5
การรบกวนกันเองในระบบ	5
2.3 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่	6
2.4 คลื่น FM ความถี่เดียว	8
2.5 FM แบนด์แคบ	9
2.6 ความถี่สเปกตรัมของคลื่น FM	11
2.7 แบบตัววัดที่ใช้ในการส่งคลื่น FM	11
2.8 การผลิตคลื่น FM แบบ Indirect	12
2.9 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	14
2.10 เฟสล็อกกลูป	14
2.10.1 การทำงานของเฟสล็อกกลูป	15
2.10.2 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อกกลูป	17
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	18
3.1 วงจรรออสซิลเลเตอร์	18
3.1.1 ข้อกำหนดการเกิดออสซิลเลท	18
3.1.2 วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด	19
3.2 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	23
3.3 คุณสมบัติของวาเรคเตอร์เบอร์ MV 2104	27
3.4 การเข้ารหัสสัญญาณ SCA	29
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	36
4.1 ส่วนที่ทำหน้าที่ FM Stereo multiplex	36
4.1.1 ภาค Stereo matrix	36
4.2 ภาค Osillator	37
4.3 ภาค Balance modulator	38

4.5 ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกอากาศ	40
4.6 ส่วนที่ทำหน้าที่รับสัญญาณที่ออกอากาศ	40
4.7 ส่วนที่ทำหน้าที่ Band pass filter	41
4.8 ส่วนที่ทำหน้าที่ Demodulator	44
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	50



สารบัญรูปลูกภาพ

รูปปลูกภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM mono	2
รูปที่ 2.2 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM mono บวกกับ SCA	2
รูปที่ 2.3 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM stereo	3
รูปที่ 2.4 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM stereo บวกกับ SCA	3
รูปที่ 2.5 แสดง Block diagram โดยสังเขปของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง Stereophonic + SCA	4
รูปที่ 2.6 แสดง Block diagram โดยสังเขปของเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM Stereo ที่สามารถเลือกรับสัญญาณ SCA ได้ด้วย	5
รูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลททางความถี่และการมอดูเลททางเฟส	8
รูปที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเซอร์ของคลื่น NBFM และคลื่น AM	10
รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมวิธีการผลิตสัญญาณ NBFM	10
รูปที่ 2.10 แสดงกราฟของ Bessel's function	12
รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมการผลิตสัญญาณ WBFM โดยวิธี Indirect	13
รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะการมอดูเลทของคลื่น AM _{DSBSC}	14
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรเฟสล็อกคู่พื้นฐาน	15
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อธิบายโดยไอซิ่งส์ประกอบเอช	18
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด	19
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรหักเหของรูปที่ 3.2	19
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาร์ทเลย์และของคอลพิทท์ของทรานซิสเตอร์	21
รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ถูกพัฒนาขึ้นจากข้อกำหนดของความถี่	21
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ใช้งาน	22
รูปที่ 3.7 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	23
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร Band pass filter ที่ใช้กรองสัญญาณ SCA _{DSB}	27
รูปที่ 3.9 วงจรใช้งานของ MV 2104	28
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเครื่องส่งที่ใช้ ออกอากาศย่าน (87 MHz – 108 MHz)	29
รูปที่ 3.11 แสดงคุณสมบัติของไอซีเบอร์ LM 565	30
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรเข้ารหัสสัญญาณ SCA ด้วยไอซีเบอร์ LM 565	32
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถอดรหัสสัญญาณ SCA ด้วยไอซีเบอร์ LM 565	33
รูปที่ 3.14 วงจร Matrix และวงจรหารความถี่	34
รูปที่ 3.15 แสดงวงจร Balance modulator	35

รูปที่ 4.1 (a) สัญญาณ L ความถี่ 1 KHz	
(b) สัญญาณ R ความถี่ 1 KHz	36
รูปที่ 4.2 (a) สัญญาณ L - R	
(b) สัญญาณ L + R จากภาค Stereo matrix	37
รูปที่ 4.3 (a) สัญญาณ Subcarrier 38 KHz	
(b) สัญญาณ Pilot 19 KHz จากภาค Osillator	37
รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณ L - R เมื่อผ่านวงจร Balance modulator	
(b) สัญญาณ L - R เมื่อสัญญาณ L เป็นศูนย์และสัญญาณ R เท่ากับ 1 KHz	38
รูปที่ 4.5 (a) สัญญาณ SCA ความถี่ 1 KHz	
(b) สัญญาณ SCA ที่ผ่านวงจรเข้ารหัส ความถี่ศูนย์กลางที่ 67 KHz	39
รูปที่ 4.6 (a) สัญญาณ R ความถี่ 1 KHz ในขณะที่สัญญาณ L เป็นศูนย์	
(b) สัญญาณที่ส่งออกอากาศจากภาค Transmitter	40
รูปที่ 4.7 (a) สัญญาณ Pilot 19 KHz จากภาค เครื่องส่ง	
(b) สัญญาณ Pilot 19 KHz จาก Band pass filter และนำมาสร้างใหม่ทางด้านรับ	41
รูปที่ 4.8 (a) สัญญาณ L ความถี่ 1 KHz เมื่อสัญญาณ R มีค่าเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ L - R ที่ Modulated กับสัญญาณ Subcarrier ทางด้านส่ง	
(c) สัญญาณ L + R สัญญาณ L - R _{DSB} และสัญญาณ Pilot จากภาค Band pass filter ทางด้านรับ	
(d) สัญญาณ L จากภาค Demodulator ทางด้านรับ	42
รูปที่ 4.9 (a) สัญญาณ SCA ความถี่ 1 KHz	
(b) สัญญาณ SCA ที่ผ่านภาค Modulator ทางด้านส่ง	
(c) สัญญาณ SCA _{DSB} จาก Band pass filter	
(d) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ	43
รูปที่ 4.10 (a) สัญญาณ L ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ L ทางด้านรับ	44
รูปที่ 4.11 (a) สัญญาณ L ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ R ทางด้านรับ	44
รูปที่ 4.12 (a) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ R ทางด้านรับ	45
รูปที่ 4.13 (a) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ L ทางด้านรับ	45
รูปที่ 4.14 (a) สัญญาณ SCA ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์	
(b) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ	46

- รูปที่ 4.15 (a) สัญญาณ L ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุทอื่นเป็นศูนย์
 (b) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ
 (c) สัญญาณ L ทางด้านรับ
 (d) สัญญาณ R ทางด้านรับ 47

- รูปที่ 4.16 (a) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุทอื่นเป็นศูนย์
 (b) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ
 (c) สัญญาณ L ทางด้านรับ
 (d) สัญญาณ R ทางด้านรับ 48

- รูปที่ 4.17 (a) สัญญาณ SCA ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุทอื่นเป็นศูนย์
 (b) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ
 (c) สัญญาณ L ทางด้านรับ
 (d) สัญญาณ R ทางด้านรับ 49



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันวิทยุกระจายเสียงมีให้รับฟังหลายรายการหลายสถานีสำหรับในเมืองใหญ่ ๆ แต่สำหรับตัวเมืองเล็ก ๆ และพื้นที่ห่างไกลออกไป สถานีส่งกระจายเสียงมีน้อย ทำให้การรับฟังสาระข่าวสารจากวิทยุกระจายเสียงน้อยด้วย วิทยุระบบ SCA (Subsidiary Communication Authorization) เป็นการเพิ่มข่าวสารเข้าไปในระบบวิทยุกระจายเสียงปกติ ทำให้ผู้ฟังสามารถรับฟังสาระข่าวสารได้มากขึ้น ซึ่งไม่ต้องสร้างสถานีวิทยุกระจายเสียงขึ้นมาใหม่ เพียงแค่ฝากสัญญาณข่าวสารของ SCA ไปกับเครื่องกระจายเสียงเดิมที่มีอยู่แล้ว และทางผู้รับฟังสามารถรับฟังข่าวสารที่ฝากมานี้ได้โดยเพียงแค่เพิ่มวงจรดีเทคสัญญาณ SCA เข้าไปในเครื่องรับวิทยุปกติ

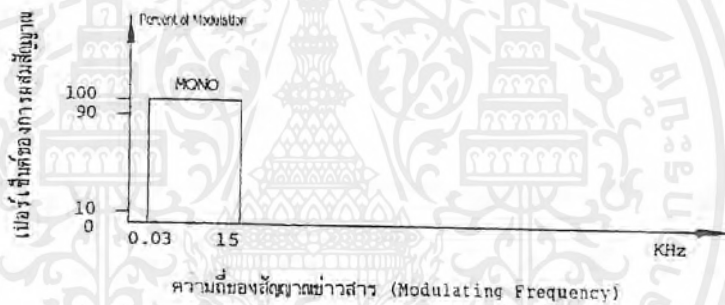
โครงการนี้เป็นวิทยุระบบ SCA โดยการนำเอาคลื่นพาห้ (Carrier signal) ที่ใช้ในการกระจายเสียงระบบ FM (88 -108 MHz) แล้วนำมามอดูเลท (Modulated) กับสัญญาณข่าวสารมากกว่าหนึ่งคลื่นสัญญาณและส่งไปในเครื่องส่งตัวเดียวกัน ส่วนทางด้านรับจะรับสัญญาณ FM (Frequency Modulation) และดีเทคสัญญาณข่าวสารของแต่ละสัญญาณออกจากสัญญาณ FMDSB (Frequency Modulation Double Side Band) จะได้สัญญาณข่าวสารที่ส่งมาแยกอิสระจากกัน

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

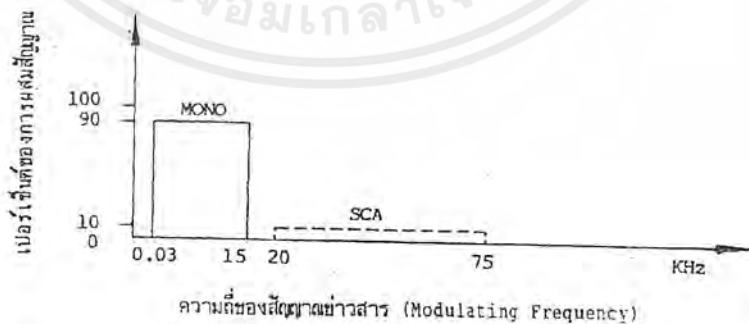
2.1 ลักษณะทั่วไปของระบบ SCA

สำหรับสัญญาณ SCA ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณในระบบ FM นั้นจะต้องมีแอมพลิจูด (Amplitude) และแบนด์วิดท์ (Band width) อยู่ในขอบเขตที่จำกัด เพื่อมิให้เกิดการรบกวนกับรายการ FM ในภาคปกติและสัญญาณของสถานีที่ใช้ความถี่ข้างเคียงกับการรับฟังรายการของ SCA เครื่องรับวิทยุ ต้องมีอุปกรณ์แยกสัญญาณ SCA ด้วยจึงจะสามารถรับฟังรายการ SCA ได้เช่นเดียวกับเครื่องรับวิทยุ ระบบ FM mono ที่ไม่สามารถแยกสัญญาณในระบบ FM stereo multiplex ได้ เนื่องจากไม่มีอุปกรณ์ ในการแยกสัญญาณ Stereomultiplex

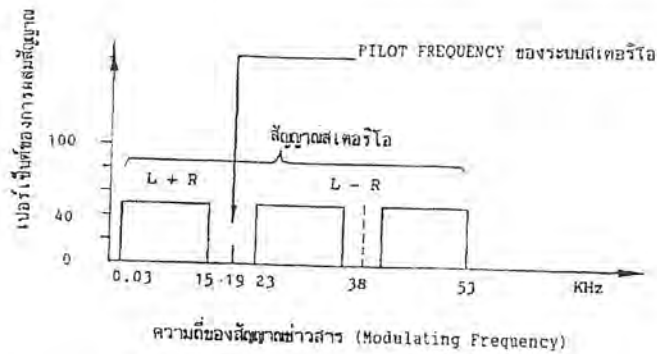
ในรูปที่ 2.1, 2.2, 2.3 และ 2.4 แสดงถึงความแตกต่างของแถบความถี่ที่ใช้ส่งกระจายเสียงใน ระบบ FM mono, FM stereomultiplex, FM mono บวกกับ SCA และ FM stereomultiplex บวก กับ SCA



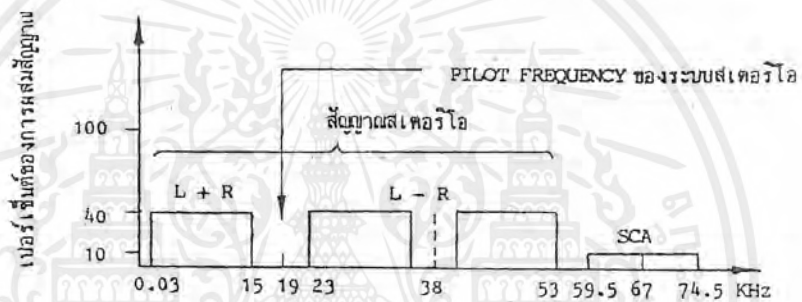
รูปที่ 2.1 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM mono



รูปที่ 2.2 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM mono บวกกับ SCA



รูปที่ 2.3 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM stereo



รูปที่ 2.4 แสดงการใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบ FM stereo บวกกับ SCA

ในรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าระบบ FM mono ความถี่ของสัญญาณข่าวสาร (Modulation frequency) มีความกว้างของแถบความถี่ไม่เกิน 15 KHz รูปที่ 2.2 แสดงระบบ FM stereo ซึ่งจะใช้ความกว้างของแถบความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 53 KHz โดยมีคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) ความถี่ 38 KHz เป็นตัวที่ทำให้เกิดการแยกสัญญาณออกเป็น ข้างซ้าย และ ข้างขวา โดยคลื่นพาห่อย่อยนี้ได้มาจากความถี่ 19 KHz ซึ่งกำหนดขึ้นภายในเครื่องส่ง ความถี่ 19 KHz นี้ยังใช้เป็นความถี่นำ (Pilot frequency) เพื่อให้ทางเครื่องรับทราบว่าเป็นระบบ Stereomultiplex และใช้ในการแยกสัญญาณข้างซ้ายและสัญญาณข้างขวาในเครื่องรับอีกครั้งหนึ่ง

2.2 การส่งและการรับสัญญาณ SCA

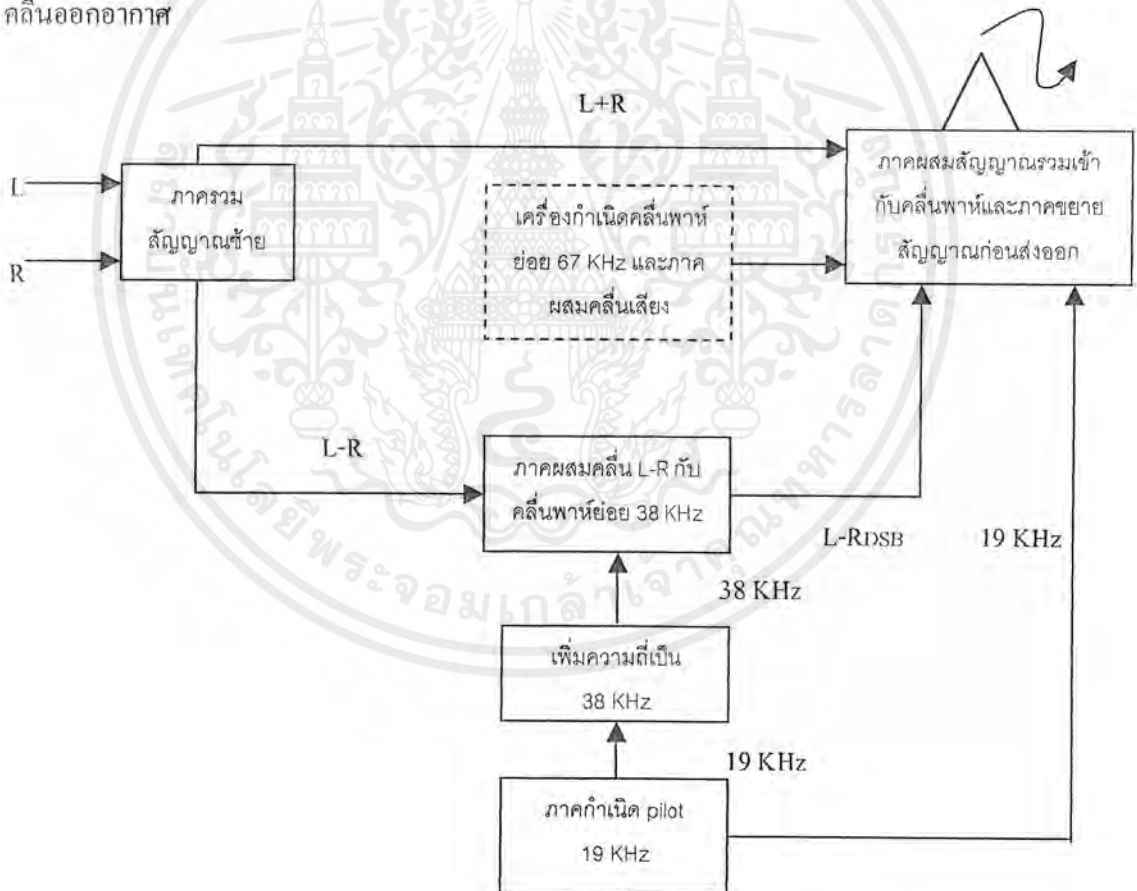
การส่ง

การส่งวิทยุกระจายเสียงระบบ FM มีอยู่ 2 แบบคือ Monophonic และ Stereophonic สำหรับสัญญาณ SCA นั้นสามารถสอดแทรกได้ทั้ง 2 ระบบแต่จะแตกต่างกันตรงขนาดของแบนด์วิดธ์ของคลื่นพาห่นั้น ในระบบ Mono สามารถสอดแทรกคลื่นพาห่อย่อยของ SCA ได้มากกว่ากรณีของระบบ

Stereo เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ดิฉันทั้งห้ามิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

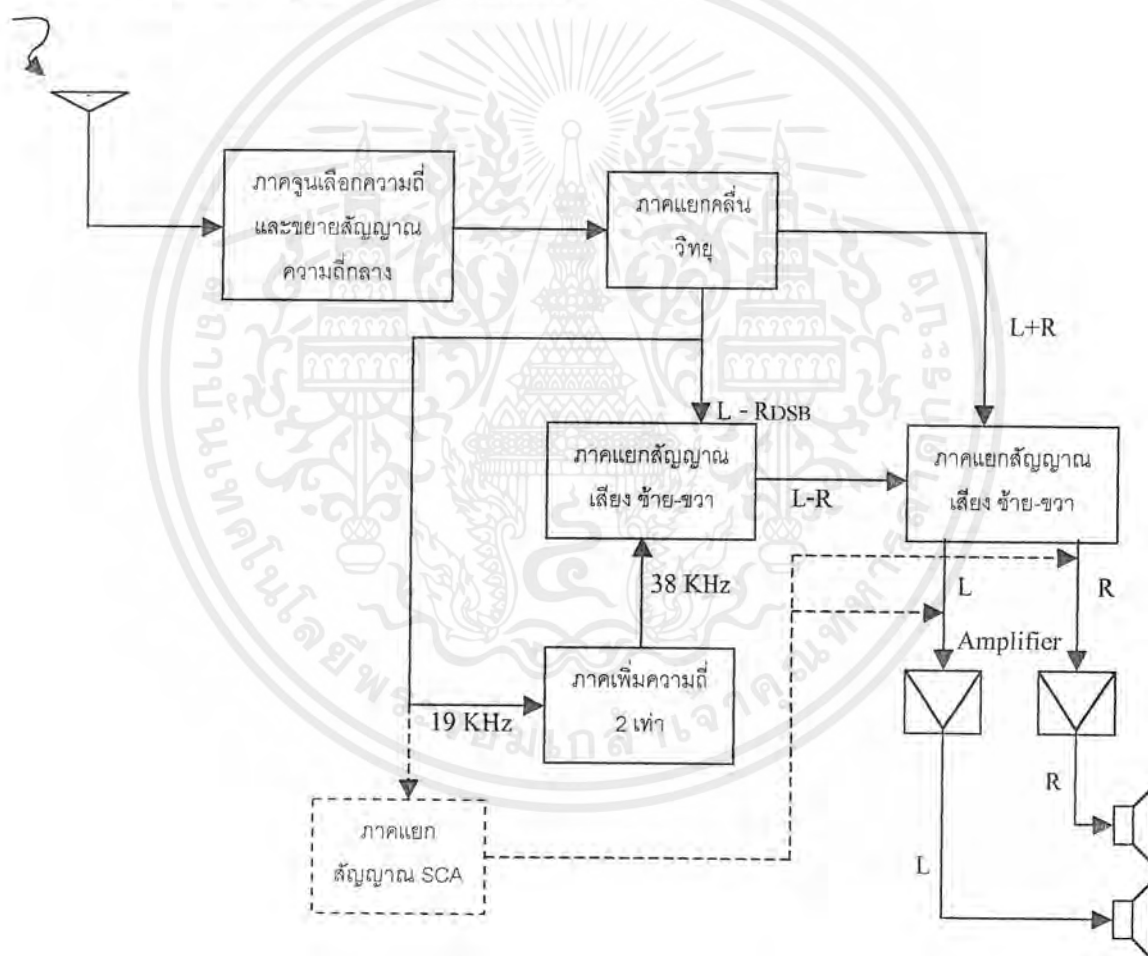
ในระบบ FM stereo โดยปกติสามารถสอดแทรกคลื่นพหุขั้วของ SCA ได้เพียงหนึ่งหรือสองสัญญาณเท่านั้น หากเกินกว่านี้จะทำให้ความกว้างของแถบความถี่ของคลื่นวิทยุมากเกินไป อาจก่อให้เกิดการรบกวนต่อช่องสัญญาณของสถานีที่ใช้ความถี่ข้างเคียงได้ เมื่อได้ทำการสอดแทรกสัญญาณ SCA ร่วมไปกับสัญญาณกระจายเสียงหลักนั้น จะต้องจำกัดขนาดและความแรงของสัญญาณทั้งสัญญาณกระจายหลักและสัญญาณ SCA ด้วย เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ในการส่งกระจายเสียงระบบ FM แบบ Monophonic , Stereophonic , Monophonic + SCA และ Stereophonic + SCA จะใช้อุปกรณ์ในการส่งที่แตกต่างกันโดยที่มี SCA ร่วมอยู่ด้วย จะมีอุปกรณ์ SCA generator เพิ่มเข้ามา ดังแสดงให้เห็นใน Block diagram ของระบบ Stereo + SCA ดังรูปที่ 2.5 Block ที่แสดงด้วยเส้นประแสดงถึงส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจากระบบส่ง FM stereo ปกติ รายการที่ส่งโดย SCA จะถูกผสมคลื่นด้วย คลื่นพหุขั้วขนาดความถี่ 67 KHz แล้วส่งไปพร้อมกับสัญญาณ Stereo ซึ่งเป็นรายการกระจายเสียงระบบ FM เข้าไปผสมกับคลื่นพาห้หลัก (Main carrier) ในเครื่องส่ง แล้วจึงแพร่กระจายคลื่นออกอากาศ



รูปที่ 2.5 แสดง Block diagram โดยสังเขปของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบ Stereophonic + SCA

การรับ

กรณีของการรับสัญญาณของสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบ FM ก็เช่นเดียวกัน จะมีการรับอยู่ 2 แบบ คือ Monophonic และ Stereophonic หากเครื่องรับวิทยุต้องการรับฟังสัญญาณเสียงในระบบ SCA ให้ได้นั้นต้องมีอุปกรณ์แยกสัญญาณ SCA จึงจะสามารถรับฟังรายการหรือข่าวสารของระบบ SCA ได้ ดังแสดงให้เห็นด้วย Block diagram ของเครื่องรับวิทยุซึ่งมีอุปกรณ์แยกสัญญาณ SCA ในรูปที่ 2.6 ในเครื่องรับระบบ SCA สัญญาณ SCA ซึ่งรวมกับสัญญาณ Stereo จะถูกแยกโดยภาคแยกสัญญาณ SCA ดังแสดงใน Block เส้นประ ภาคนี้จะแยกคลื่นพาห้อย่อย (67 KHz) ออกให้เหลือเพียงสัญญาณข่าวสารในรายการ SCA แล้วขยายออกที่ลำโพงของเครื่องรับ



รูปที่ 2.6 แสดง Block diagram โดยสังเขปของเครื่องรับวิทยุ FM stereo ที่สามารถเลือกรับสัญญาณ SCA ได้ด้วย

การรบกวนกันเองในระบบ

โดยที่การส่งคลื่นระบบ SCA หมายถึง การผสมคลื่นอีกชุดหนึ่ง (หรือหลายชุด) เพิ่มจากการแผ่คลื่น FM ตามปกติในช่องความถี่เดียวกัน คลื่นผสมดังกล่าวจึงมีช่วงความถี่ไม่ห่างกันนัก ดังนั้นโอกาสที่เกิดการรบกวนกันเองในสถานีส่งระหว่างคลื่นพาห้อย่อยกับคลื่น SCA (Cross-talk) ซึ่งอาจเกิด

ขึ้นได้หากไม่มีการควบคุมที่ดีพอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่คลื่นความถี่หลักเป็นชนิด FM stereo ซึ่งต้องใช้ความกว้างแถบของความถี่ถึง 30 Hz – 53 KHz การรบกวนกันเองจึงเป็นไปได้มากเกี่ยวกับเรื่องนี้ในกรณีของประเทศสหรัฐอเมริกา FCC (Federal Communication Commission) ซึ่งเป็นหน่วยงานกำหนดและควบคุมการใช้วิทยุของหน่วยงานเอกชนของประเทศได้กำหนดไว้ว่า ในกรณีของ FM mono ความถี่ของคลื่นผสมในระบบ SCA ที่ใช้จะอยู่ในระหว่าง 20 KHz – 75 KHz โดยไม่จำกัดว่าจะใช้ชุดคลื่นผสม SCA ที่ชุดและผลรวมความแรงในการผสมคลื่น SCA จะต้องสูงไม่เกิน 30% และตัวสัญญาณรบกวนของ SCA ที่เข้าไปในช่องความถี่ของช่องสัญญาณ Mono จะต้องมีความแรงของสัญญาณ Mono ไม่น้อยกว่า 60 dB

กรณีของสถานีวิทยุ ระบบ FM stereo ความถี่ของคลื่นผสม SCA จะจำกัดอยู่ในระหว่าง 53 KHz – 75 KHz ความแรงในการผสมคลื่น SCA จะต้องไม่เกิน 10% (ของผลรวมคลื่นผสมทั้งหมดของสถานี) และสัญญาณทั้งหมดของ SCA ที่เลยเข้าไปในช่องสัญญาณ Stereo จะต้องมีความแรงต่ำกว่าสัญญาณ Stereo ไม่น้อยกว่า 60 dB (เช่นเดียวกับกรณีของสัญญาณ Mono) เพื่อป้องกันปัญหาการรบกวนกันเองดังกล่าว สถานีที่มีการส่งคลื่นระบบ SCA ด้วยจะต้องรับผิดชอบในการดำเนินการทางเทคนิค (Technique) ให้เป็นไปตามที่หน่วยงานรับผิดชอบ ของแต่ละประเทศกำหนดไว้หรือไม่ให้เกิดการรบกวนดังกล่าวขึ้น โดยอาจถือเอาตามรายงานของ คณะกรรมาธิการที่ปรึกษาการวิทยุระหว่างประเทศ (CCIR) หรือถือปฏิบัติมาก่อนหน้าในประเทศอื่นในกรณีที่ประเทศนั้น ๆ ยังไม่มีการกำหนดในส่วนที่เกี่ยวข้องกับ SCA ไว้

2.3 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการมอดูเลททางเฟสและทางความถี่

การมอดูเลททางมุมแยกออกได้เป็น 2 แบบ คือ การมอดูเลททางเฟส (Phase modulation) และการมอดูเลททางความถี่ (Frequency modulation) ให้ $\theta_i(t)$ เป็นมุมของคลื่นพาห้ซึ่งผ่านกระบวนการมอดูเลท (Modulation) แล้วซึ่งเป็นฟังก์ชัน (Function) ของข่าวสาร และเมื่อแสดงคลื่นที่มอดูเลททางมุม (Angle modulation) จะได้ดังนี้

$$S(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \dots\dots\dots(2.1)$$

A_c เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห้

ถ้า $\theta_i(t)$ เพิ่มขึ้นทีละขั้นโดยลำดับกับเวลาแล้ว ความถี่เฉลี่ยเป็นเฮิร์ต (Hertz) ในช่วงเวลาจาก t ถึง $t + \Delta t$ จะมีค่าดังนี้

$$f_{\Delta}(t) = \frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \dots\dots\dots(2.2)$$

ดังนั้นจึงสามารถกำหนดความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่นที่มอดูเลททางมุม $S(t)$ ได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่ลงสู่สาธารณะโดยเด็ดขาดถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (2.3) กรณีง่าย ๆ ของคลื่นพาห้ที่ยังไม่มีการมอดูเลทุม $\theta_i(t)$ แสดงโดย

$$= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{[\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)]}{2\pi \Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

ϕ_c คือ ค่าของ $\theta_i(t)$ ที่ $t = 0$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c$$

มีหลายวิธีที่ทำให้ $\theta_i(t)$ เปลี่ยนแปลงไปด้วยสัญญาณเบสแบนด์ (Base band)

1) PM คือ $\theta_i(t)$ ที่เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t)$$

เทอม $2\pi f_c t$ แสดงมุมของคลื่นพาห้ที่ยังไม่มีการมอดูเลท

ค่าคงที่ k_p คือ Phase sensitivity เป็นหน่วย เรเดียน / โวลท์ (Radian per volt)

ดังนั้น แสดงคลื่นที่มอดูเลททางเฟส $S(t)$ ในโดเมนเวลาได้คือ

$$S(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad \dots\dots\dots(2.4)$$

2) FM คือ ความถี่ในขณะหนึ่ง $f_i(t)$ จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

f_c เป็นความถี่ของคลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลท

k_f คือ Frequency sensitivity ในหน่วย เฮิรต์ต่อโวลท์ (Hertz per volt)

อินทิเกรต (2.5) โดยสัมพันธ์กับเวลาทั้งสองข้างแล้วคูณผลลัพธ์ด้วย 2π จะได้

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt$$

แสดงสมการคลื่นที่มอดูเลททางความถี่ ได้ดังนี้

$$S(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad \dots\dots\dots(2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปรียบเทียบ (2.6) และ (2.4) คลื่น FM ก็เหมือนคลื่น PM ถ้าแทน $\int m(t)dt$ ในตำแหน่งของ $m(t)$ หมายความว่าสามารถจะผลิตคลื่น FM ได้จากการอินทิเกรต $m(t)$ แล้วส่งผ่านไปยังเฟสมอดูเลเตอร์ตามบล็อกไดอะแกรม ในรูป 2.7 (a) ในทางตรงกันข้าม ก็สามารถผลิตคลื่น PM ได้โดยดิฟเฟอเรนเชียล $m(t)$ แล้วส่งไปยังควมอดูเลทความถี่ (Frequency modulator)

2.4 คลื่น FM ความถี่เดียว

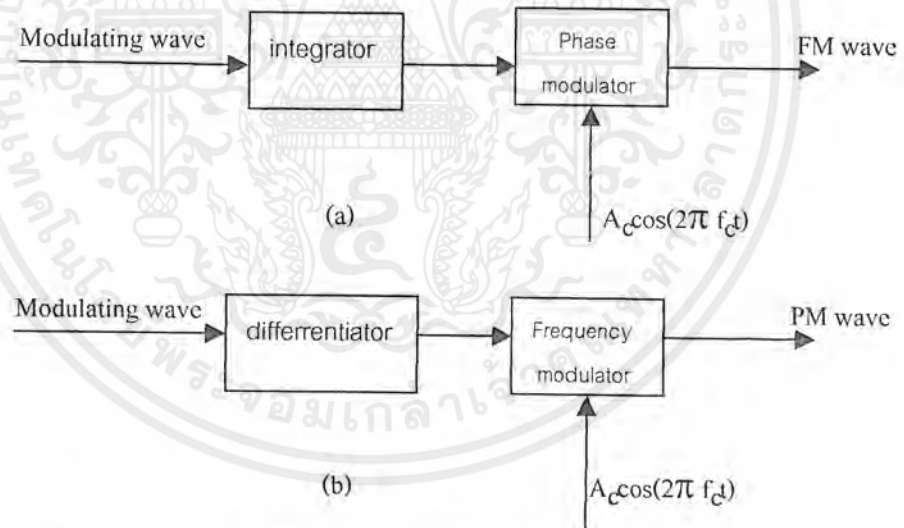
สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ เป็นคลื่นไซน์ (Sine) โดยกำหนดได้ เป็นดังนี้

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

จะได้ความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่น FM ดังนี้

$$f_i(t) = f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) \\ = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t)$$

Δf นี้เรียกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency deviation) ซึ่งแสดงระยะห่างสูงสุดของ $f_i(t)$ จากคลื่นพาห้ f_c



รูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลททางความถี่และการมอดูเลททางเฟส

(a) บล็อกไดอะแกรมการผลิตคลื่น FM โดยการใช้เฟสมอดูเลเตอร์

(b) บล็อกไดอะแกรมการผลิตคลื่น PM โดยการใช้มอดูเลเตอร์ทางความถี่

ค่า Δf จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณเบสแบนด์และไม่ขึ้นกับความถี่

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t) dt$$

$$= 2\pi f_c t + \left(\frac{\Delta f}{f_m}\right) \sin(2\pi f_m t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ให้ $\beta = \Delta f / f_m$ เรียก β ว่าดัชนีการมอดูเลทของคลื่น FM (Modulation index)

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)$$

คลื่น FM คือ

$$S(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + \beta \sin(2\pi f_m t) \dots\dots\dots(2.7)$$

จำแนกคลื่น FM ได้ 2 กรณี คือ

- 1) FM แบนด์แคบ (Narrow band FM : NBFM) เมื่อ β มีค่าน้อยกว่า 1
- 2) FM แบนด์กว้าง (Wide band FM : WBFM) เมื่อ β มีค่ามากกว่า 1

2.5 FM แบนด์แคบ (NBFM)

พิจารณาสมการ (2.7) คลื่น FM

$$S(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] - A_c \sin(2\pi f_c t) \sin[\beta \sin(2\pi f_m t)]$$

สมมติว่า β มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ 1 เรเดียน

$$\cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] \cong 1$$

$$\sin[\beta \sin(2\pi f_m t)] \cong \beta \sin(2\pi f_m t)$$

และเขียนสมการใหม่ ได้ดังนี้

$$S(t) \cong A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta A_c \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_m t) \dots\dots\dots(2.8)$$

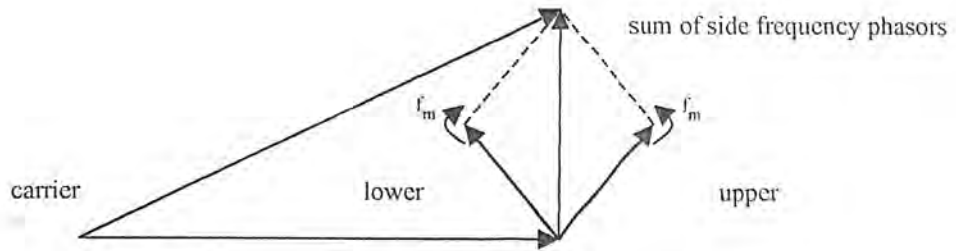
$$\cong A_c \cos(2\pi f_c t) + (\beta A_c / 2) \{ \cos[2\pi(f_c + f_m)t] - \cos[2\pi(f_c - f_m)t] \}$$

ดังนั้น NBFM จำเป็นต้องใช้แบนด์วิดธ์ในการส่งเท่ากับคลื่น AM (Amplitude Modulation) คือ เมื่อเปรียบเทียบกับสมการคลื่น AM

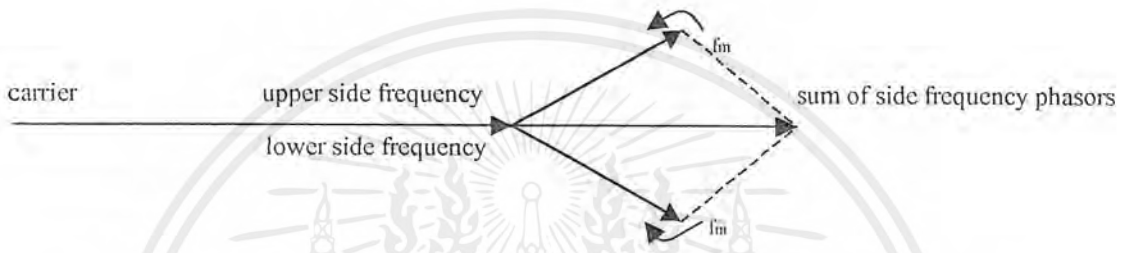
$$S_{AM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + (\mu A_c / 2) \{ \cos[2\pi(f_c + f_m)t] + \cos[2\pi(f_c - f_m)t] \}$$

ถ้าแสดงคลื่น NBFM ด้วยเฟสเซอร์โคออร์เดเนทจะได้ดังรูป 2.8 (a) จะเห็นว่า ผลลัพธ์ของเฟสเซอร์ของความถี่ทั้งสองด้านจะตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้เสมอ จึงทำให้ผลลัพธ์ของ NBFM มีแอมพลิจูดใกล้เคียงกับเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ดิถีทั้งห้ามิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



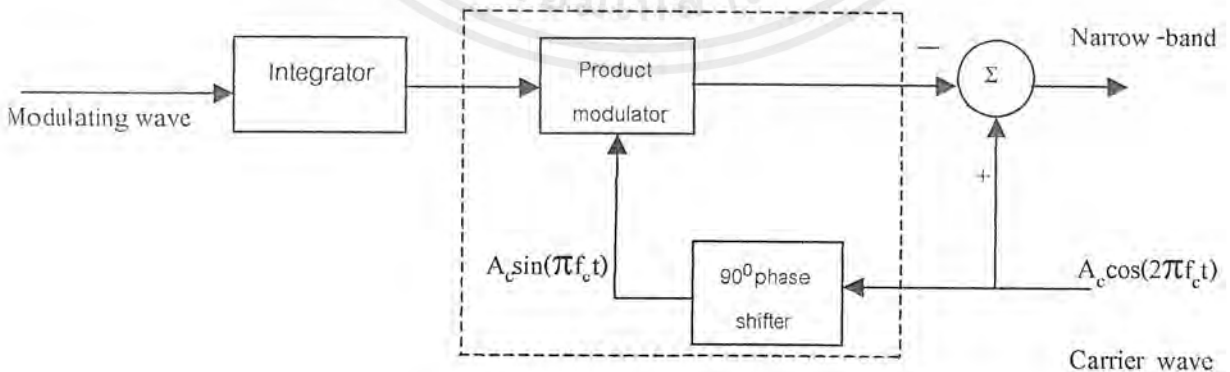
(a)



(b)

รูปที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเซอร์ของคลื่น NBFM และคลื่น AM

รูปที่ 2.8 (b) เป็นกรณีของคลื่น AM ผลลัพธ์จะมีแอมพลิจูดแตกต่างไปจากเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้ แต่จะมีเฟสเดียวกันเสมอ ถ้านำสมการ (2.8) มาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมจะได้ดังรูปที่ (2.9) โมดูเลเตอร์นี้จะแยกคลื่นพาห้ $A_c \cos(2\pi f_c t)$ ออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนหนึ่งจะป้อนเข้าโดยตรงอีกส่วนหนึ่งจะผ่านวงจรเฟสชิฟ 90° แล้วนำมารวมกันเพื่อให้ได้คลื่น DSB – SC



รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมวิธีการผลิตสัญญาณ NBFM

NBFM จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้ (Δf) สูงสุดประมาณ 5 KHz สัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ปกติจะมีความถี่ 3 KHz ส่วน WBFM มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้สูงสุดประมาณ 75 KHz สัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ปกติมีความถี่ตั้งแต่ 30 Hz - 15 KHz

2.6 ความถี่สเปกตรัมของคลื่น FM

จากสมการคลื่น FM (2.7)

$$\begin{aligned} S(t) &= A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \\ &= A_c \cos[\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)] \end{aligned}$$

ใช้ Bessel's function

$$\begin{aligned} S(t) &= J_0(\beta) \cos(\omega_c t) - J_1(\beta) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + J_2(\beta) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - J_3(\beta) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \\ &\quad + \dots \end{aligned}$$

ดังนั้น สเปกตรัมความถี่ของคลื่น FM จะประกอบด้วยความถี่ของคลื่นพาห้ (f_c) และไซด์แบนด์ (Side band) ที่มีความถี่ $\pm f_m, 2f_m, \dots$ ขนาดของทอมคลื่นเฟสและทอมไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่า β

ถ้า $\beta \ll 1$ พบว่ามีแค่ความถี่พาห้และไซด์แบนด์ 1 หรือ 2 ไซด์แบนด์เท่านั้น

ถ้า $\beta \gg 1$ พบว่ามีไซด์แบนด์เพิ่มขึ้นตามค่า β และขนาดของความถี่คลื่นพาห้จะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อ β มีค่าเพิ่มขึ้นและช่วงแบนด์วิดท์ที่ต้องการใช้จะเพิ่มขึ้นด้วย

2.7 แบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งคลื่น FM

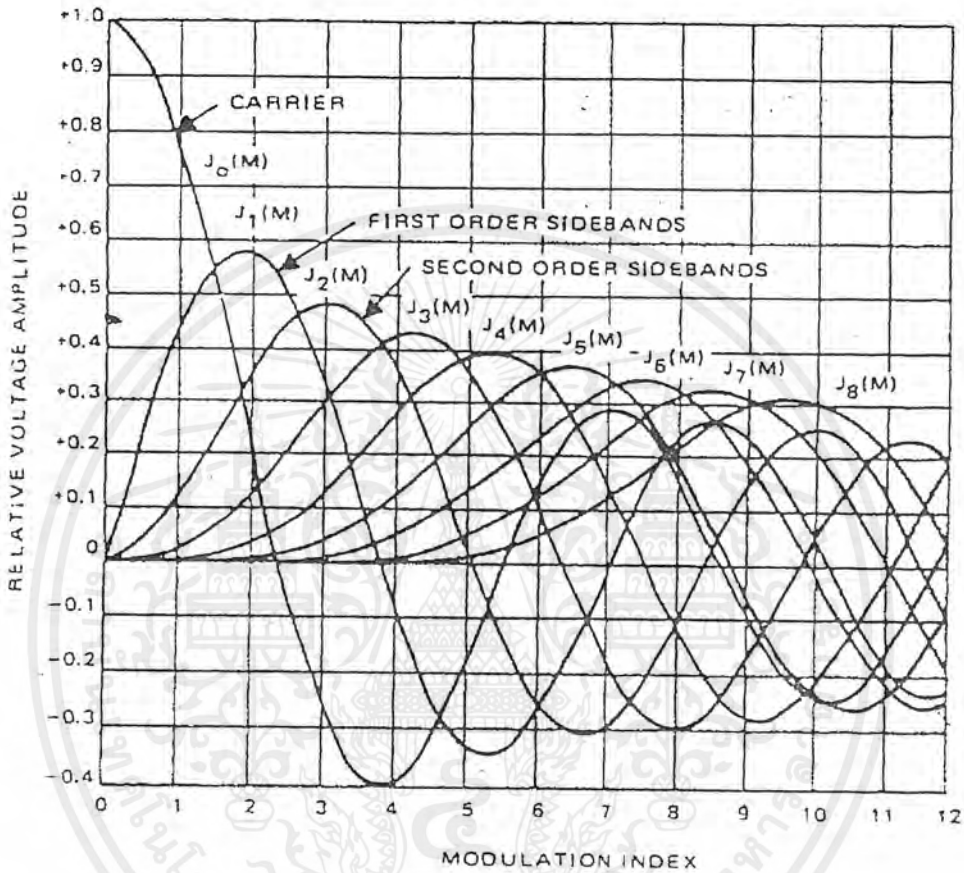
$$\begin{aligned} B_T &= 2\beta f_m = 2(\Delta f / f_m) * f_m \\ &= 2\Delta f \end{aligned}$$

Δf คือ ค่าเบี่ยงเบนสูงสุดจาก f_c (ความถี่คลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลท) ดังนั้นค่าแบนด์วิดท์จะเป็น

สัดส่วนโดยตรงกับ แอมพลิจูด (Amplitude) ของสัญญาณเบสแบนด์ ในกรณี $\beta \gg 1$ เมื่อเปรียบเทียบกับคลื่น AM หรือ NBFM (β มีค่าน้อย) แบนด์วิดท์เท่ากับ $2f_m$ ของแอมพลิจูดทุกครั้งที่มีการนำไ้ใช้

กฎของคาร์สัน (Carson's rule)

$$B_T = 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f [1 + (f_m / \Delta f)] = 2\Delta f [1 + (1 / \beta)]$$



รูปที่ 2.10 แสดงกราฟของ Bessel's function

2.8 การผลิตคลื่น FM แบบ Indirect

ขั้นแรกสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จะผ่านเข้าไปยังอินทิเกรเตอร์แล้วใช้เฟสมอดูเลเตอร์เพื่อทำเป็น NBFM ขั้นต่อมาจะส่งสัญญาณไปยังวงจรถูคูณความถี่ (Frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM ให้ $S_1(t)$ เป็นสัญญาณที่เอาท์พุทของเฟสมอดูเลเตอร์

$$S_1(t) = A_1 \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt)$$

f_c คือ ความถี่ของคริสตัลออสซิลเลเตอร์ (Crystal oscillator) กรณีสัญญาณเบสแบนด์เป็นคลื่นไซน์แล้ว

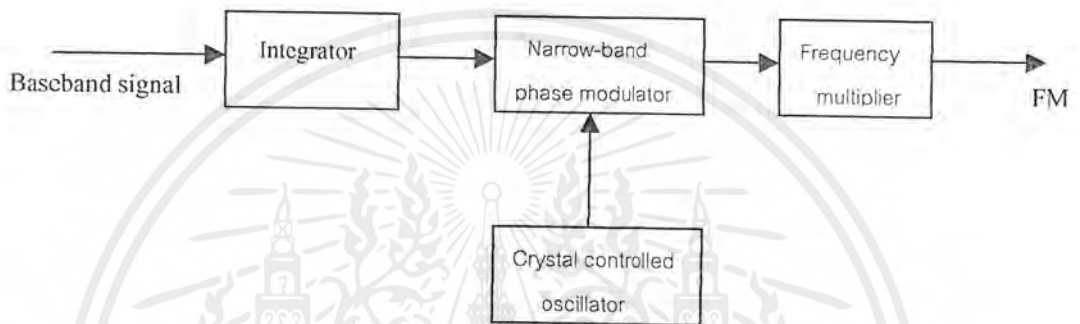
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงพาณิชย์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก แจกจ่าย และต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อส่งผ่านไปยังวงจรความถี่จะได้สัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น n เท่า

$$S(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi n k_f \int_0^t m(t) dt)$$

ซึ่ง $f_c = n f_1$ กรณีที่สัญญาณเบสแบนด์เป็นลักษณะไซน์เขียนสมการได้ใหม่ ดังนี้

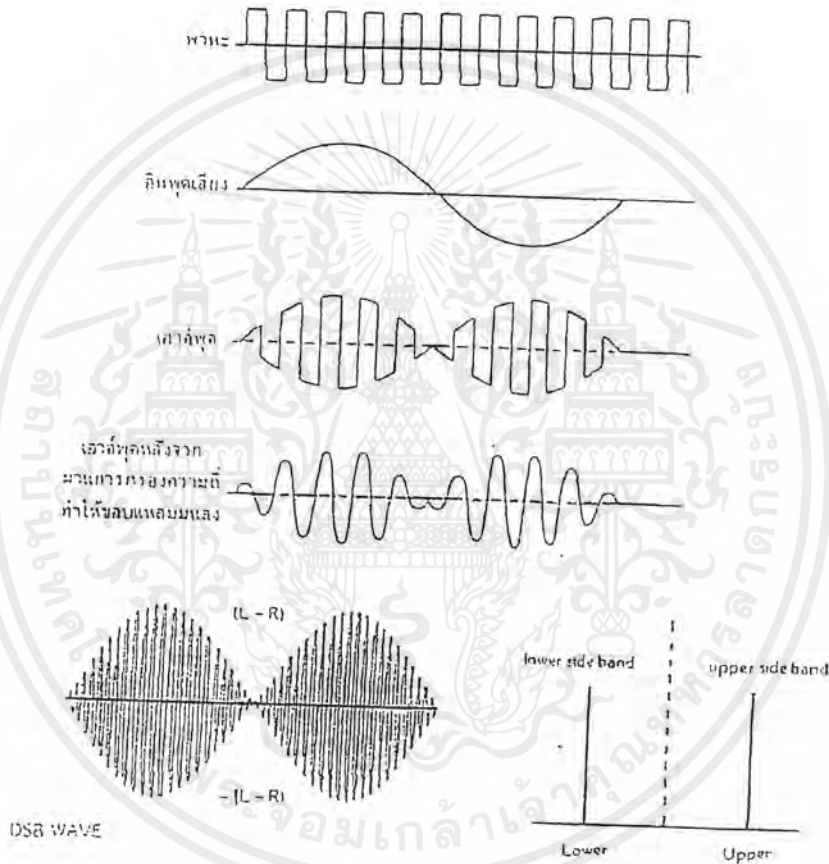
$$S(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)]$$



รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมการผลิตสัญญาณ WBFM โดยวิธี Indirect

2.9 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator : BM)

เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีข่าวสารปนอยู่ในคลื่นพาห้ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาห้ออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance modulator) หรือเขียนว่า BM วงจร BM นี้จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาห้ และผลลัพธ์จากการผสมจะได้เฉพาะไซด์แบนด์ (Sideband) เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาท์พุทได้ สัญญาณที่ได้จากวงจรนี้เรียกว่า AMDSBSC



รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะการมอดูเลทของคลื่น AMDSBSC

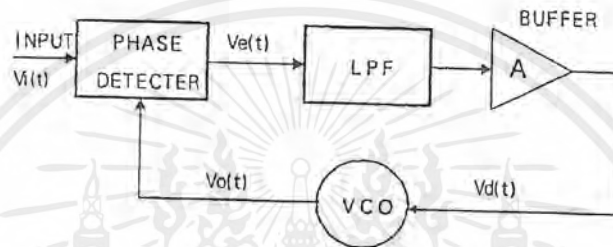
2.10 เฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop : PLL)

เฟสล็อกลูป เป็นวิธีการควบคุมความถี่เฉลี่ย ของคลื่นพาห้ให้คงที่ ในขณะที่เดียวกันก็สามารถทำให้ค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห้ มีค่ากว้างที่ความถี่เบสแบนด์มอดูเลท (Base band modulation frequency) ต่าง ๆ หมายความว่า ระบบเฟสล็อกลูปประพคิตัวคล้ายกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) โดยความถี่ของสัญญาณมอดูเลทที่สูงกว่าจะไม่ผ่านส่วนควบคุม ในขณะที่ความถี่ต่ำกว่าจะถือเป็นค่าที่ผิดเพี้ยนของความถี่เฉลี่ย และลูปจะแก้ไขให้สัญญาณเท่ากับค่าเฉลี่ยจนกระทั่งค่าที่

คิดเพี้ยนหายไป ข้อได้เปรียบอย่างหนึ่งของเฟสล็อกคือความสามารถในการสังเคราะห์ (Synthesize) ความถี่ที่ต้องการจากตัวผลิตความถี่อ้างอิงเพียงชุดเดียว

2.10.1 การทำงานของวงจรเฟสล็อก

วงจรเฟสล็อกประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase comparator) , วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน , วงจรขยายและวงจรงัดความถี่โดยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO) ต่อเป็นวงจรรอบ อย่างเช่นวงจรป้อนกลับทั่ว ๆ ไป



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรเฟสล็อกพื้นฐาน

วงจรเปรียบเทียบเฟส คือ วงจรที่ให้แรงดันออกมาเป็นปฏิภาคกับผลต่างระหว่าง เฟสของสัญญาณที่เข้ามาสองสัญญาณวงจรนี้เป็นวงจรถูก ถ้าสัญญาณเข้า $V_i(t)$ มีความถี่เป็น ω_i และเฟส θ_i

$$V_i(t) = V_i \sin(\omega_i t + \theta_i)$$

และสัญญาณออกจาก VCO มีความถี่ ω_o และเฟส θ_o

$$V_o(t) = V_o \cos(\omega_o t + \theta_o)$$

สังเกตว่าในการเขียนสมการเช่นนี้ V_i และ V_o มีมุมอ้างอิงต่างกันอยู่ 90° เพราะ V_i เขียนเป็นไซน์ (Sine) และ V_o เป็นโคไซน์ (Cosine) ถ้าป้อน V_i และ V_o เข้าที่วงจรเปรียบเทียบเฟสจะได้สัญญาณออก

$$V_e(t) = K_m V_i(t) V_o(t)$$

ถ้าละเลยเทอมความถี่ $2\omega_i$ ซึ่งจะถูกจำกัดโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้

$$V_e = [(K_m V_i V_o)/2] \sin(\theta_i - \theta_o)$$

ถ้าสมมติว่าผลต่าง $(\theta_i - \theta_o)$ มีค่าน้อย จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ดิถีทั้งห้ามิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_v คือ ความไวของวงจรเปรียบเทียบเฟสเท่ากับ $K_m V_i V_o / 2$

แรงดัน V_o นี้จะได้รับการขยายและให้เป็นแรงดันควบคุมความถี่ของ VCO ซึ่งในการทำงานปกติการควบคุมนี้จะมีผลให้สัญญาณ V_o จาก VCO มีความถี่ตรงกับสัญญาณเข้า และถ้าอัตราขยายวงรอบมีค่าสูง V_o จะมีค่าต่ำและเฟส θ_i กับ θ_o จะมีค่าใกล้เคียงกันดังที่สมมติไว้ การทำงานของวงจรเฟสล็อกถูกอธิบายได้คร่าว ๆ ดังนี้ เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ($V_i = 0$) แรงดัน V_c และ V_d (ที่ใช้ควบคุม VCO) จะเป็นศูนย์ VCO จะกำเนิดสัญญาณที่ความถี่หนึ่งเรียกว่าความถี่อิสระ (Free running frequency) f_{ω} เมื่อใส่สัญญาณ (V_i) ที่ความถี่ f_i ถ้า f_i ต่างจาก f_{ω} มาก สัญญาณ V_c ซึ่งมีความถี่เท่ากับ $f_{\omega} - f_i$ จะไม่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแรงดัน V_d ที่ใช้ควบคุม VCO จะยังคงเป็นศูนย์และ VCO ยังคงทำงานที่ความถี่ f_{ω} ถ้า f_i ไม่ต่างจาก f_{ω} มากนัก นั่นคือ $|f_i - f_{\omega}| < \Delta f_c (\pm \Delta f_c)$ มีชื่อว่าช่วงดึงเข้าหรือ (Pull-in) สัญญาณจะมีลักษณะไม่สมมาตรกล่าวคือ มีองค์ประกอบไฟตรงไม่เท่ากับศูนย์ (0) V_d จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นและหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่าเวลาดึง (Pull-in time) ความถี่ f_{ω} ซึ่งค่อย ๆ แปรไปยังค่า f_i จะต่างจาก f_i เพียงคือ $|f_i - f_{\omega}| < \Delta f_c (\pm \Delta f_c)$ มีชื่อว่าช่วงจับ (Capture rang) ถึงตอนนี้ f_{ω} จะแปรเข้าสู่ค่า f_i อย่างรวดเร็วดับพลันเรียกว่าเกิดการล็อก V_d ก็เปลี่ยนแปลงจับพลันเช่นกัน ทั้งนี้สำหรับ VCO โดยทั่วไปความถี่ f_o เป็นปฏิภาคกับการเบี่ยงเบนจากความถี่อิสระนั้น คือ

$$\omega_o - \omega_{\omega} = K_v V_d$$

โดยที่ K_v เรียกว่า ความไวของ VCO มีหน่วยเป็น (rad/sec) / V การได้มา (Acquisition) ซึ่งการล็อกอาจใช้วิธี ดังนี้

- (ก) ณ ขณะหนึ่งความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i น้อยกว่า Δf_c จะเกิดการล็อกโดยดับพลันเรียกว่า เกิดการจับ (capture)
- (ข) ณ ขณะหนึ่งความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i มากกว่า Δf_c แต่น้อยกว่า Δf_p ความถี่ของ VCO กวาด (Sweep) ไปเพื่อเสาะหาความถี่ของสัญญาณหรือถ้าเสียงรบกวน (Noise) มีน้อยก็อาจเพิ่มแถบความถี่ของวงรอบซึ่งจะเพิ่มช่วงการจับ และการดึงเข้าหรือเพิ่มเติมวงจรจำแนกความถี่ (Frequency discriminator) ซึ่งจะปรับ VCO เข้าสู่ช่วงการจับได้รวดเร็ว

เมื่อเกิดการล็อกแล้วถ้าความถี่ของสัญญาณแปรไป ความถี่ของ VCO จะแปรตามไปด้วย เรียกว่าเกิดการตามรอย (Tracking) ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอยความถี่ได้คร่าวๆ ที่ $|f_i - f_{\omega}| < \Delta f_{tr} (\pm \Delta f_{tr})$ มีชื่อว่าช่วงคงไว้ (Hold-in rang) บางทีก็เรียกว่า ช่วงตามรอย หรือช่วงล็อก

2.10.2 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อกกลูป

วงจรเฟสล็อกกลูปมีข้อดีหลายประการสำหรับการใช้งานบางอย่าง ซึ่งไม่มีวงจรอื่นที่จะเทียบเท่าอย่างใดก็ได้ในการใช้งานบางอย่างนั้นก็อาจใช้วงจรกรองแบบแอลซี (LC) หรือ อาร์ซี (RC) แทนได้ ข้อดีของวงจรเฟสล็อกกลูป เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองในงานแบบอาร์ซี ได้แก่

1. ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง วงจรประเภทเฟสล็อกกลูปสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ส่วนวงจรประมวลผลที่ต่อเป็นวงจรกรองในงานนั้นจะทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 100 MHz
2. อำนาจการเลือกสรร (Selectivity) และความถี่ไม่ขึ้นต่อกันกล่าว คือ ความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระของ VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึง ไม่มีปัญหาการเรียงคลื่น (Alignment) อย่างเช่นวงจรกรองความถี่หลาย ๆ หน่วย
3. องค์ประกอบภายนอกวงจรประมวลผลมีน้อยหรือปรับคลื่นได้ง่าย โดยทั่วไปความถี่อิสระของ VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งปรับคลื่นได้ตั้งแต่ค่าต่ำกว่า 1 KHz ถึง 100 MHz

อย่างไรก็ดีเมื่อเทียบกับวงจร LC วงจรเฟสล็อกกลูปมีข้อเสีย ดังนี้

1. ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงสูง วงจรเฟสล็อกกลูปสนองตอบต่อความถี่เท่านั้น คราบเท่าที่สัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่ พอที่จะทำให้เกิดการลื้อกวงจรจะไม่สนองตอบต่อช่วงสูงของสัญญาณเข้า
2. สสนองตอบต่อฮาร์โมนิก (Harmonic) วงจรเฟสล็อกกลูปตอบสนองต่อฮาร์โมนิกหรือฮาร์โมนิกย่อยของสัญญาณเข้าทำให้การขจัดสัญญาณแทรกแซงที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณไม่สู้ได้ผลดีนัก
3. ขาดเทคนิคการสังเคราะห์ เนื่องจากลักษณะการจับของวงจรเฟสล็อกกลูปเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น เทคนิคการสังเคราะห์ให้ได้วงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามข้อกำหนดเป็นเรื่องที่ยากมาก

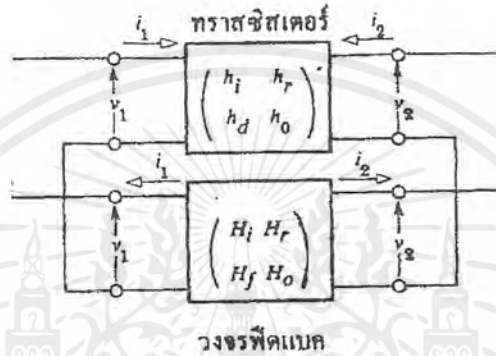
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator circuit)

3.1.1 ข้อกำหนดการเกิดออสซิลเลท

ในกรณีของทรานซิสเตอร์ (Transistor) องค์ประกอบเอช (H) มักจะถูกนำมาใช้บ่อย ๆ วิธีนี้จะเป็นการอธิบายวงจรป้อนกลับ (Feedback circuit) โดยใช้องค์ประกอบของเอช โครงสร้างของวิธีนี้อธิบายได้ดี



รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อธิบายโดยใช้องค์ประกอบเอช

ตามรูปที่ 3.1 องค์ประกอบที่ใช้เกี่ยวกับทรานซิสเตอร์ ให้แทนด้วยอักษรตัวเล็ก (h) ส่วนองค์ประกอบที่ใช้เกี่ยวกับการป้อนกลับให้แทนด้วย อักษรตัวใหญ่ (H) จากนิยามองค์ประกอบเอช จะได้สมการของทรานซิสเตอร์ดังต่อไปนี้

$$V_1 = h_i i_1 + h_r V_2 \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

$$i_1 = h_f i_1 + h_o V_2 \quad \dots\dots\dots(3.2)$$

และสำหรับวงจรป้อนกลับจะได้สมการดังนี้

$$V_1 = H_r (-i_1) + H_o V_2 \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

$$-I_2 = H_f (-i_1) + H_o V_2 \quad \dots\dots\dots(3.4)$$

ต่อไปใช้สมการที่ (3.3) ลบกับสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.4) บวกกับสมการที่ (3.2) ผลที่ได้ จะเป็น

$$0 = (h_i + H_r) i_1 + (h_r - H_r) V_2 \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

$$0 = (h_r - H_r) i_1 + (h_o + H_o) V_2 \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

คำตอบของสมการบนจะได้ เป็น

$$i_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (h_r - H_r) \\ 0 & (h_o + H_o) \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{0}{\Delta} \neq 0 \quad \dots\dots\dots(3.7)$$

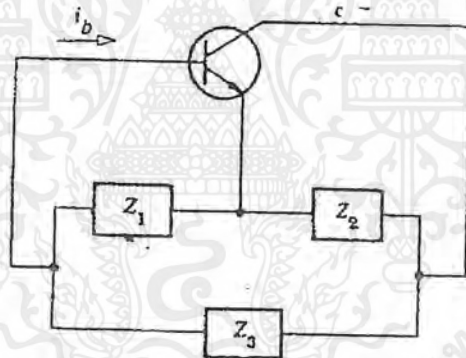
เมื่อ Δ เป็นค่าดีเทอร์มิแนนต์ (Determinant) ของสัมประสิทธิ์ของสมการ (3.5) และ (3.6) ในสมการที่ (3.7) ค่า i_1 จะต้องไม่เป็นศูนย์และมีค่าแน่นอน เมื่อเกิดออสซิลเลทแบบต่อเนื่องจะนั่นค่า Δ จะเป็นศูนย์เท่านั้น

$$(h_i + H_i)(h_o + H_o) - (h_r - H_r)(h_r - H_r) = 0 \quad \dots\dots\dots(3.8)$$

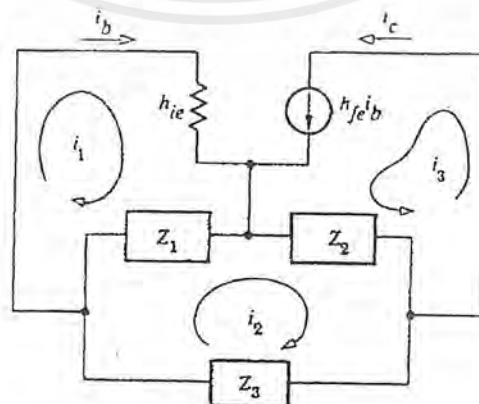
สมการ (3.8) แสดงสภาวะการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง ที่อธิบายด้วยองค์ประกอบแบบเอชเนื่อง จากสมการนี้ประกอบด้วยจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพคำตอบที่ได้จะเป็นข้อกำหนดของขนาดสัปดาห์ สัญญาณอันหนึ่ง และข้อกำหนดความถี่ของสัญญาณอีกอันหนึ่ง

3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกัน 3 จุด

วงจรออสซิลเลเตอร์ ที่มีวงจรป้อนกลับประกอบด้วยอุปกรณ์ 3 ตัว โดยทั่วไปจะเรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ แบบเชื่อมต่อกันสามจุด ยกตัวอย่างเช่น วงจรแบบฮาร์ทลีย์ (Hartley) วงจรคอลพิทท์ (Colpitts) และวงจรใช้ก้อนผลึก เป็นต้น



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรตัดเทียบของรูปที่ 3.2

จากรูปที่ 3.3 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} (h_{ic} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 &= 0 \\ -Z_1i_1 + (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)i_2 + Z_2I_3 &= 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.9)$$

เพราะว่า $i_1 = i_b$, $i_3 = i_c = h_{ic} i_b$ ดังนั้นสมการที่ (3.9) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} (h_{ic} + Z_1)i_b - Z_1i_2 &= 0 \\ (h_{ic}Z_2 - Z_1)i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)i_2 &= 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

ตามสมการบนจะได้คำตอบก็คือเมื่อ I_b และ I_2 ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนต์ Δ จะต้องเป็น $\Delta = 0$ นั่นคือ

$$\begin{aligned} \Delta &= (h_{ic} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) + Z_1(h_{ic}Z_2 - Z_1) \\ \Delta &= h_{ic}(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) + Z_1[Z_2(1 + h_{ic}) + Z_3] = 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

ถ้าค่า Z_1, Z_2 และ Z_3 เป็นค่ารีแอกแตนซ์จริง ๆ แล้ว jx_1, jx_2 และ jx_3 จากสมการที่ (3.11) จะมีค่าเป็น

$$jh_{ic}(X_1 + X_2 + X_3 + Z_4) - X_1X_2(1 + h_{ic}) - X_1X_3 = 0$$

และจากจำนวนจินตภาพและจำนวนจริงจากสมการบนจะได้ว่า

$$X_1 + X_2 + X_3 + Z_4 = 0 \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

$$X_2(1 + h_{ic}) + X_3 = 0 \quad \dots\dots\dots(3.13)$$

จากสมการที่ (3.12) จะแสดงข้อกำหนดของความถี่สัญญาณ ส่วนสมการที่ (3.13) จะแสดงข้อกำหนดคัสคาของสัญญาณ จากสมการที่ (3.13) จะได้ว่า

$$X_2 = -\frac{X_3}{1 + h_{ic}} \quad \dots\dots\dots(3.14)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่า X_1 และ X_2 เป็นค่ารีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน แทนสมการที่ (3.14) ลงในสมการที่ (3.12) ทำให้

$$X_1 = -\frac{h_{ic}X_3}{1 + h_{ic}} \quad \dots\dots\dots(3.15)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่าค่า X_1 และ X_3 จะเป็นค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ชนิดต่างกัน และจากสมการที่ (3.14) และ (3.15) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h_{ic} = \frac{X_1}{X_2} \dots\dots\dots(3.16)$$

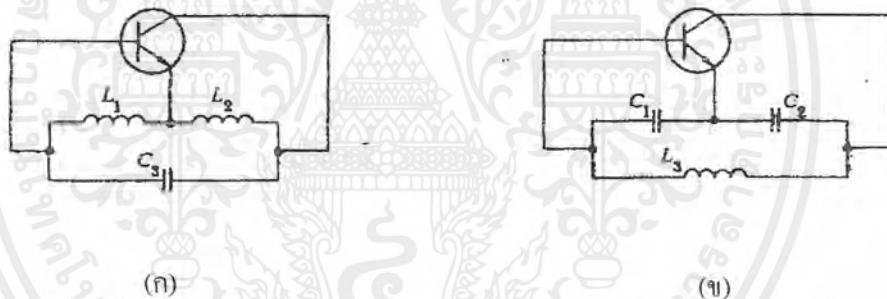
ผลจากสมการเหล่านี้สรุปได้ว่า

- 1) ค่ารีแอกแตนซ์ของ X_1 และ X_2 จะต้องเป็นคนละชนิดกันกับ X_3
- 2) ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆ ควรจะเป็นไปตามข้อกำหนด ดังนี้

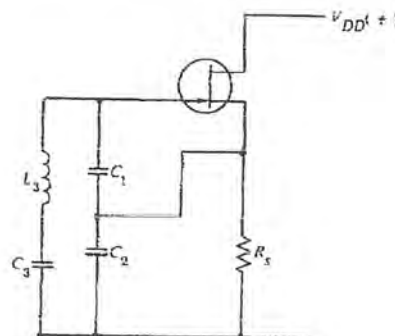
$$|X_2| < |X_3| \quad , \quad |X_1| < |X_3|$$

- 3) h_{ic} ควรจะมีค่าเป็น $h_{ic} = X_1 / X_2$

ค่า h_{ic} ของ 3) นี้จะเป็นค่าที่ออสซิลเลทเป็นแบบอิมิตัวแล้ว ถ้าในกรณีของการเพิ่มจะเริ่มเกิดการออสซิลเลทค่า h_{ic} ควรจะเป็น $h_{ic} > X_1 / X_2$ จากข้อกำหนด 1) และ 2) จะได้วงจรพื้นฐาน ดังรูปที่ 3.4 (ก) และ (ข) วงจรรูป (ก) เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทลีย์ ส่วนรูป (ข) เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาร์ทลีย์และของคอลพิทท์ของทรานซิสเตอร์
 (ก) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทลีย์
 (ข) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์



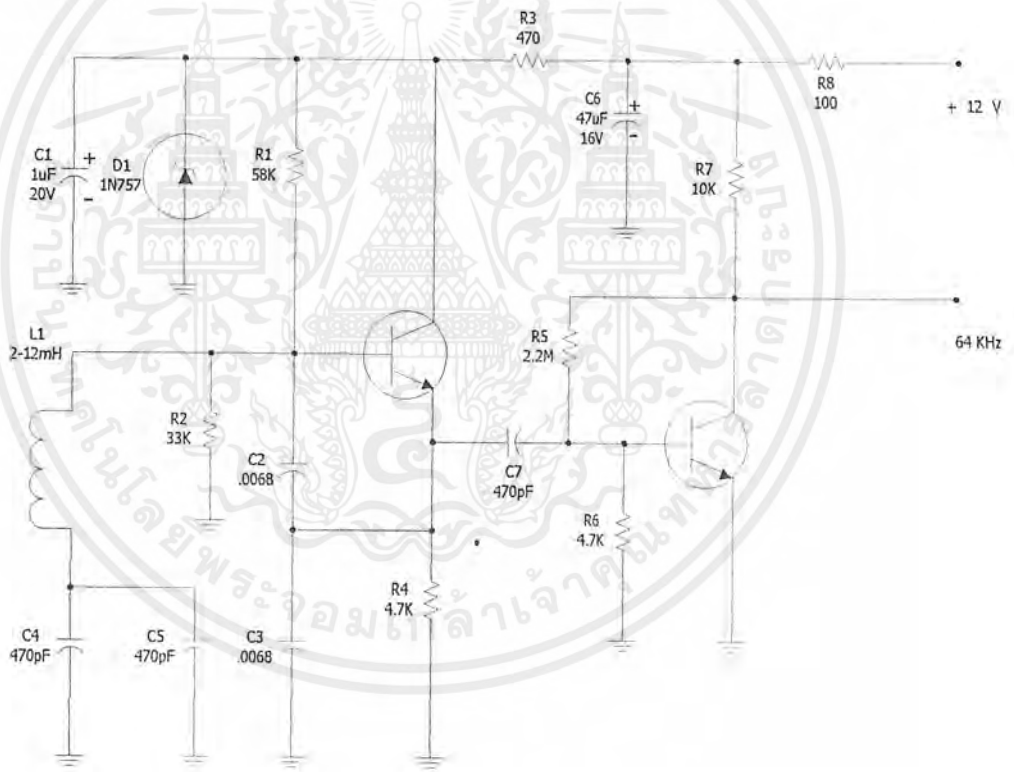
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับอาจารย์และบุคลากรของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ซึ่งมิอาจเผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad \dots\dots\dots(3.17)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3} + j\omega L_3 = 0 \quad \dots\dots\dots(3.18)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 \frac{C_1 C_2 C_3}{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_1 C_2}}} \quad \dots\dots\dots(3.19)$$

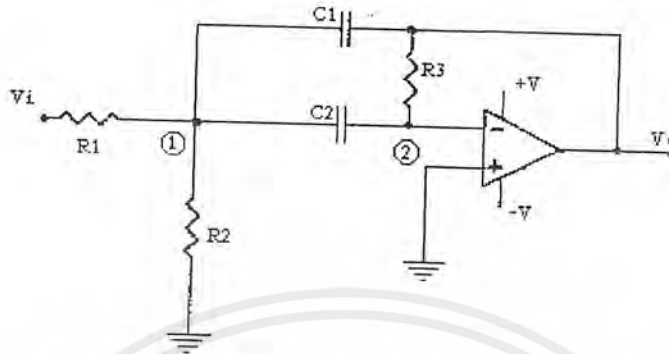
เช่น ต้องการสร้างออสซิลเลเตอร์ความถี่ 64 KHz ใช้ $C_1 = C_2 = 0.0068 \text{ uF}$ และ $C_3 = 940 \text{ pF}$ จากสมการ (3.19) จะได้อ่า $L_3 \approx 8 \text{ mH}$ หรือ ต้องการสร้างออสซิลเลเตอร์ความถี่ 88 MHz ใช้ $C_1 = C_2 = 82 \text{ pF}$ และใช้ $C_3 = 28 \text{ pF}$ จากสมการ (3.19) จะได้อ่า $L_3 \approx 0.2 \text{ uH}$



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ใช้งาน

3.2 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band pass filter)

กำหนด $C_1 = C_2 = C_3$



รูปที่ 3.7 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

node 1;
$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} - \frac{V_1}{R_2} - (V_1 - V_{out})sC - (V_1 - V_2)sC = 0 \quad \dots\dots\dots (3.20)$$

แทน $V_2 = 0$ จะได้

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} - \frac{V_1}{R_2} - (V_1 - V_{out})sC - V_1sC = 0$$

node 2;
$$(V_2 - V_1)sC + \frac{V_2 - V_{out}}{R_3} = 0$$

แทน $V_2 = 0$ จะได้ $V_1sC = -V_{out} / R_3$

$$V_1 = \left[\frac{-1}{sR_3C} \right] V_{out} \quad \dots\dots\dots(3.21)$$

แทนสมการ (3.21) ในสมการ (3.20) จะได้

$$\frac{V_{in} + \left(\frac{1}{sR_3C} \right) V_{out}}{R_1} + \left(\frac{1}{sR_2R_3C} \right) V_{out} - \left[\left(\frac{-1}{sR_3C} \right) V_{out} - V_{out} \right] sC + \left(\frac{1}{R_3} \right) V_{out} = 0$$

นำ $sCR_1R_2R_3$ คูณตลอด จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ถ้าหากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอสงวนสิทธิ์ในการนำออกไปใช้

นำ $C^2R_1R_2R_3$ หารทั้งเศษ และ ส่วน

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\frac{s}{CR_1}}{s^2 + \frac{2}{CR_3}s + \frac{1}{R_2R_3C^2} + \frac{1}{R_1R_2C^2}}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ทิ้งไปของแบนด์พาสฟิลเตอร์เท่ากับ

$$\frac{A \frac{\omega_o}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

A คือ ค่า gain ของออปแอมป์ (Operational amplifier) ดังนั้น

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_2R_3C^2} + \frac{1}{R_1R_3C^2}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_2R_3C^2} + \frac{1}{R_1R_3C^2}} \dots\dots\dots(3.22)$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{2}{CR_3} \dots\dots\dots(3.23)$$

$$Q = \frac{CR_3\omega_o}{2} = \frac{CR_3}{2} \sqrt{\frac{1}{R_2R_3C^2} + \frac{1}{R_1R_3C^2}}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1}} \dots\dots\dots(3.24)$$

$$A \frac{\omega_o}{Q} = \frac{-1}{CR_1}$$

$$A = \frac{-1}{\frac{CR_1}{\omega_o}} \dots\dots\dots(3.25)$$

นำสมการ (3.23) แทนในสมการ (3.25)

ดังนั้น

$$A = -R_3/2R_1 \dots\dots\dots(3.26)$$

โดยทั่วไป

f_r คือ Center frequency

B.W. คือ ค่าแบนด์วิดท์

$$\omega_0 = 2\pi f_r \quad \dots\dots\dots(3.27)$$

ใช้สมการ (3.22) , (3.24) , (3.26) , (3.27) หาค่า R_1, R_2, R_3 จะได้

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r C A}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r C (2Q^2 - A)}$$

$$R_3 = 2R_1 A$$

จากสมการ (3.26) $R_3 = -2R_1 A$ โดยไม่คิดเครื่องหมาย แทนในสมการ (3.24) จากสมการ (3.24)

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1}}$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)}$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{2R_1 A \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)}$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} A + 2A}$$

$$Q^2 = \frac{1}{4} \left(2 \frac{R_1}{R_2} A + 2A \right)$$

$$= \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_2} A + \frac{1}{2} A$$

$$2Q^2 = \frac{R_1}{R_2} A + A$$

$$(2Q^2 - A)R_2 = R_1 A$$

$$\therefore R_2 = \frac{R_1 A}{2Q^2 - A} \quad \dots\dots\dots(3.28)$$

จากสมการ (3.22)

$$\begin{aligned}\omega_o^2 &= \frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2} \\ R_3 C^2 \omega_o^2 &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\end{aligned}\quad \dots\dots\dots(3.29)$$

แทนค่า $R_3 = 2R_1 A$

$$(2R_1 A) C^2 \omega_o^2 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\quad \dots\dots\dots(3.30)$$

แทนสมการ (3.28) ในสมการ (3.30)

$$2R_1 A C^2 \omega_o^2 = \frac{2Q^2 - A}{R_1 A} + \frac{1}{R_1}$$

$$R_1^2 = \frac{2Q^2}{2A^2 C^2 \omega_o^2}$$

$$R_1 = \frac{Q}{AC \omega_o}$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r AC}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r AC} * \frac{A}{2Q^2 - A}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r C (2Q^2 - A)}$$

$$R_3 = 2R_1 A$$

เช่น ต้องการสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์ ที่มีช่วงความถี่ 23 KHz - 53 KHz มี $f_r = 38$ KHz ค่า $A = 1$, $C = 0.01 \mu F$, B.W. = 25 KHz คำนวณค่า R_1 , R_2 , R_3 , Q ได้ดังนี้

$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{38 * 1000}{25 * 1000} = 1.52$$

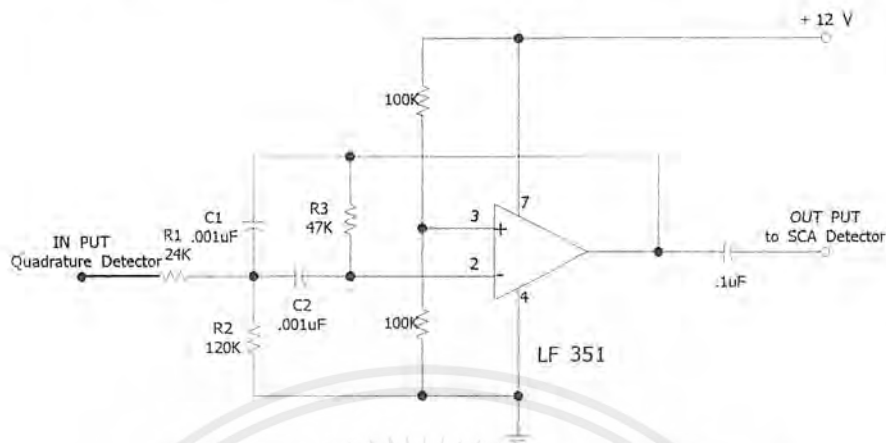
$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r CA} = \frac{1.52}{2\pi(38 * 1000)(0.01 * 10^{-6})(1)} = 636.62 \Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r C (2Q^2 - A)} = \frac{1.52}{2\pi(38 * 1000)(0.01 * 10^{-6})[(2 * 1.52^2) - 1]} = 175.82 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ใต้เห็นฉบับลิขสิทธิ์ของงานวิชาการค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ถือว่าห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย R_1 , R_2 , R_3 จะใช้เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ทั้งหมด เพื่อความสะดวก



รูปที่ 3.8 แสดงวงจร Band pass filter ที่ใช้กรองสัญญาณ SCADSB

3.3 คุณสมบัติของวาระคเตอร์เบอร์ MV 2104

จากข้อมูลคุณสมบัติของวาระคเตอร์ (Varactor) มีค่า Tuning Ratio คือ 2.5 ถึง 1 โดยทำให้มีค่าความจุไฟฟ้าประมาณ 6 pF ถึง 17 pF ที่แรงดันไบอัสกลับ (Reverse bias) มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ระหว่าง 2 ถึง 30 V

เมื่อให้ C_r = อัตราส่วนของค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance)

C_{vmin} = ค่าความจุต่ำสุดของวาระคเตอร์

C_{vmax} = ค่าความจุสูงสุดของวาระคเตอร์

ρ = ค่าเอกซ์โพเนนต์ (Exponent) ของค่าคาปาซิแตนซ์

จะได้

$$C_r = C_{vmin} / C_{vmax}$$

$$= (V_{max}/V_{min})^\rho$$

เลือก Tuning ratio เป็น 2.9

$$C_r = 2.9 = (30/2)^\rho$$

$$\rho = 0.46239 / 1.176.9$$

$$\text{Log}(2.9) = \rho \text{ log}(15)$$

$$= 0.39316$$

ที่แรงดัน 4 โวลต์ (Volt) วาระคเตอร์จะมีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ 12 pF และ ใช้งานแรงดันไบอัสกลับสูงสุดถึง 9 โวลต์ จะได้ (แทนค่าในสมการ C_r)

$$12 \text{ pF} / C_{vmax} = (9/4)^{0.3916}$$

$$C_{vmax} = 12 * 10^{-12} / 1.37551$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความจุไฟฟ้าของวาระคเตอร์ที่แรงดันไบอัสสูงสุดเท่ากับ 8.72399 pF ค่า C_{vmin} จะได้

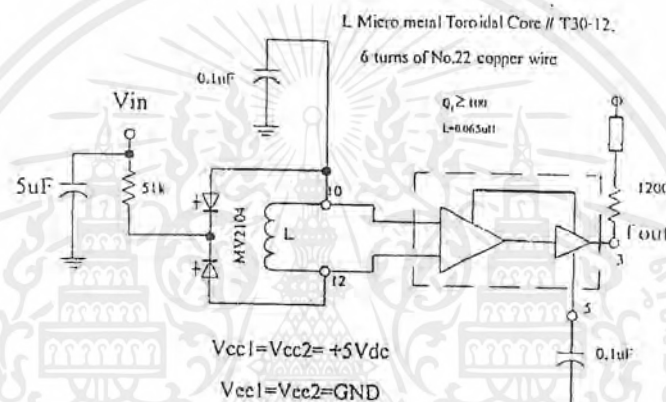
$$C_r = C_{vmin} / C_{vmax}$$

$$2.9 = C_{vmin} / 6 \text{ pF}$$

$$C_{vmin} = 2.9 * 6 \text{ pF}$$

$$\approx 17.4 \text{ pF}$$

จากวงจรใช้งานเราต้องการความถี่เอาต์พุต (Out put) ของ VCO ในช่วงความถี่ 88 - 108 MHz แต่เนื่องจากไอซี (Integrate circuit) MC 1648 จะมีค่าคาปาซิเตอร์ที่ทางอินพุต (In put) ประมาณ 6 pF ดังนั้นสามารถเขียนเป็นวงจรเรโซแนนซ์ (Resonance) ได้เป็นดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรใช้งานของ MV 2104

จะได้สมการ คือ

$$f_0 = 1/2\pi [L (C_d + C_s)]^{1/2}$$

เมื่อ C_d = ค่าความจุไฟฟ้าของวาระคเตอร์

C_s = ค่าความจุไฟฟ้าภายในไอซีมีค่าประมาณ 6 pF

จากคุณสมบัติของวาระคเตอร์ที่ใช้งานเบอร์ MV 2104 จะมีค่าความจุเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างประมาณ 6 pF ถึง 26 pF กำหนดให้ที่ $f = 100 \text{ MHz}$, $C_{varactor} = 48 \text{ pF}$ (ที่ $V_{dc} = 3 \text{ V}$) จาก

$$f_0 = 1/2\pi [L (C_d + C_s)]^{1/2}$$

$$L = 1/(2\pi f)^2 (C_d + C_s)$$

$$= 1/(2\pi * 100 * 10^6)^2 * (48 + 6) * 10^{-12}$$

$$\approx 46.9 \text{ nH} \approx 47 \text{ nH}$$

ที่ $f = 88 \text{ MHz}$

$$C = 1/(2\pi f)^2 (L)$$

$$= 1/(2\pi * 88 * 10^6)^2 * (47 * 10^9)$$

$$= 69.59 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

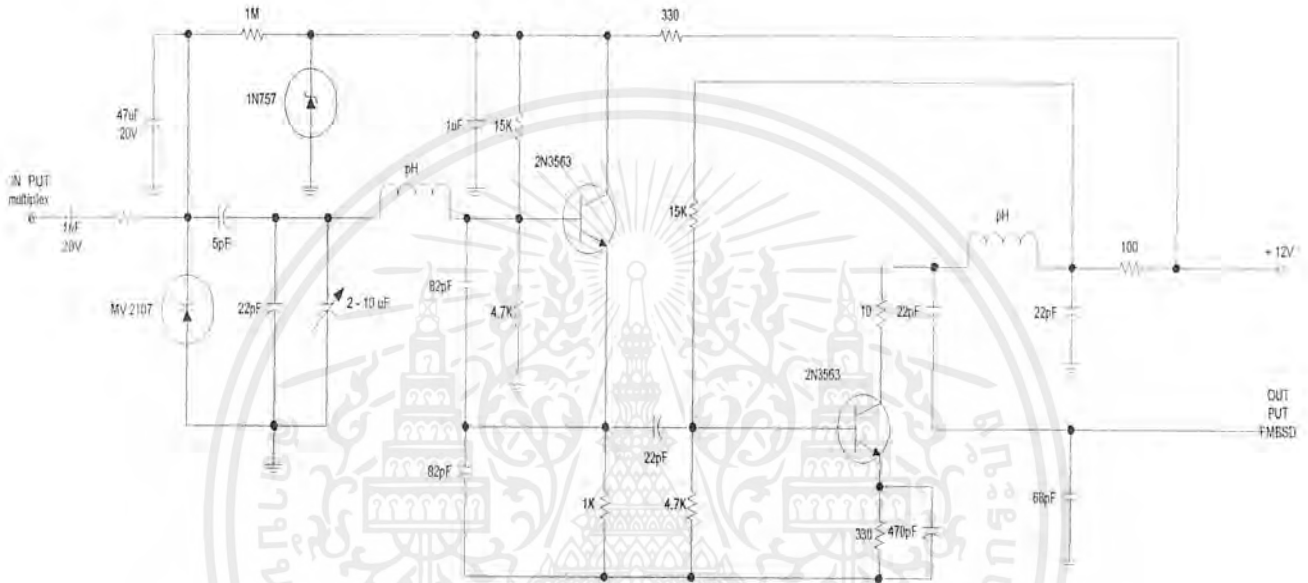
ที่ $f = 100 \text{ MHz}$

$$C = 1 / (2\pi f)^2 (L)$$

$$= 1 / (2\pi * 100 * 10^6)^2 * (47 * 10^{-9})$$

$$= 46.2 \text{ pF}$$

จะเห็นว่า ถ้าใช้ค่า L ประมาณ 47 nH กับวาเรคเตอร์ ไอซีสามารถผลิตความถี่ครอบคลุมได้ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน (ช่วง 88 - 108 MHz)



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเครื่องส่งที่ใช้ ออกอากาศย่าน (87 MHz - 108 MHz)

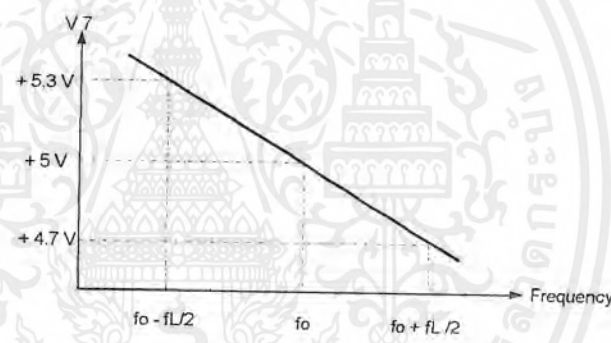
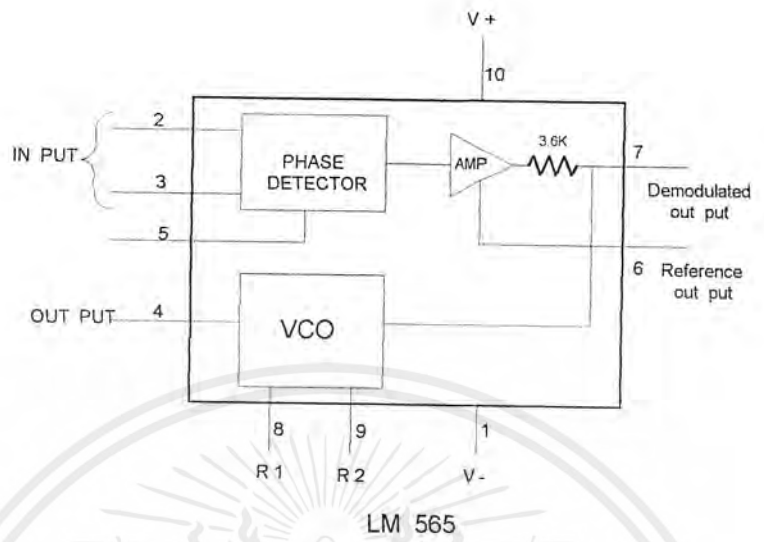
3.4 การเข้ารหัสสัญญาณ SCA

การเข้ารหัสสัญญาณ SCA เป็นการเข้ารหัสสัญญาณแบบ Frequency modulation ซึ่งใช้ ไอซีเบอร์ LM 565 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกและมอดูเลเตอร์ VCO อยู่ภายใน ซึ่งความถี่ของ VCO จะเปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต (SCA) และมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ FM เรียกว่าสัญญาณ SCADSb มีลักษณะการแกว่งสองข้างของความถี่ศูนย์กลาง 67 KHz แล้วนำไป Modulate กับคลื่นพาห์เพื่อออกอากาศ ส่วนทางด้านรับก็จะดีเทค (Detect) สัญญาณ FMSCA และนำสัญญาณ SCADSb มาถอดรหัส ด้วยการเปรียบเทียบเฟสกับความถี่ศูนย์กลาง 67 KHz โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 565 เช่นเดียวกับทางด้านส่ง ซึ่งมอดูเลเตอร์เปรียบเทียบเฟส และ วงจร VCO แรงดันจากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะเปลี่ยนแปลงตามความต่างเฟสของสองสัญญาณ คือ สัญญาณ SCADSb และ สัญญาณจาก VCO (ซึ่งมีความถี่ 67 KHz) ซึ่งแรงดันนี้จะใช้ควบคุมความถี่ของ VCO ให้คงที่คือ 67 KHz ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของแรงดันนี้จะมีลักษณะของสัญญาณ เหมือนกับสัญญาณ SCA ทางด้านส่งและมีคุณสมบัติ

การออกแบบการทำงานโดยใช้ไอซีเฟสล็อก เบอร์ LM 565 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ถือทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 แสดงคุณสมบัติของไอซีเบอร์ LM 565

การคำนวณและการสร้างวงจรเข้ารหัสสัญญาณ SCA โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 565 ซึ่งเป็นเฟส ล็อกถูกใช้ดีเทคสัญญาณ FM จากรูปจะได้ว่า R_1 และ C_1 ใช้กำหนดความถี่อิสระ (Free running : f_0) เท่ากับ

$$f_0 = \frac{0.3}{R_1 C_1}$$

กำหนดให้ $C_1 = 0.001 \mu F$ และ $f_0 = 67 \text{ KHz}$ จะหาค่า R_1 ได้ เท่ากับ

$$R_1 = \frac{0.3}{C_1 f_0}$$

$$R_1 = \frac{0.3}{0.001 \mu F * 67 \text{ KHz}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 \approx 4.5 \text{ K}\Omega$$

$$\text{ซึ่ง } 2 \text{ K}\Omega \leq R_1 \leq 20 \text{ K}\Omega$$

และจะได้ความถี่เบี่ยงเบน (Lock rang frequency : f_L)

$$f_L = \pm \frac{8 * f_0}{V}$$

$$f_L = \pm \frac{8 * 67 \text{ KHz}}{12}$$

$$f_L = \pm 44.666 \text{ KHz}$$

ซึ่งระบบ SCA มีแบนด์วิดธ์เท่ากับ 15 KHz ดังนั้นช่วงจับจะมีค่าเท่ากับ $\pm 7.5 \text{ KHz}$ และ
ได้ความถี่ช่วงจับ (Capture frequency : f_c) ดังนี้

$$f_c = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R_2 C_2}}$$

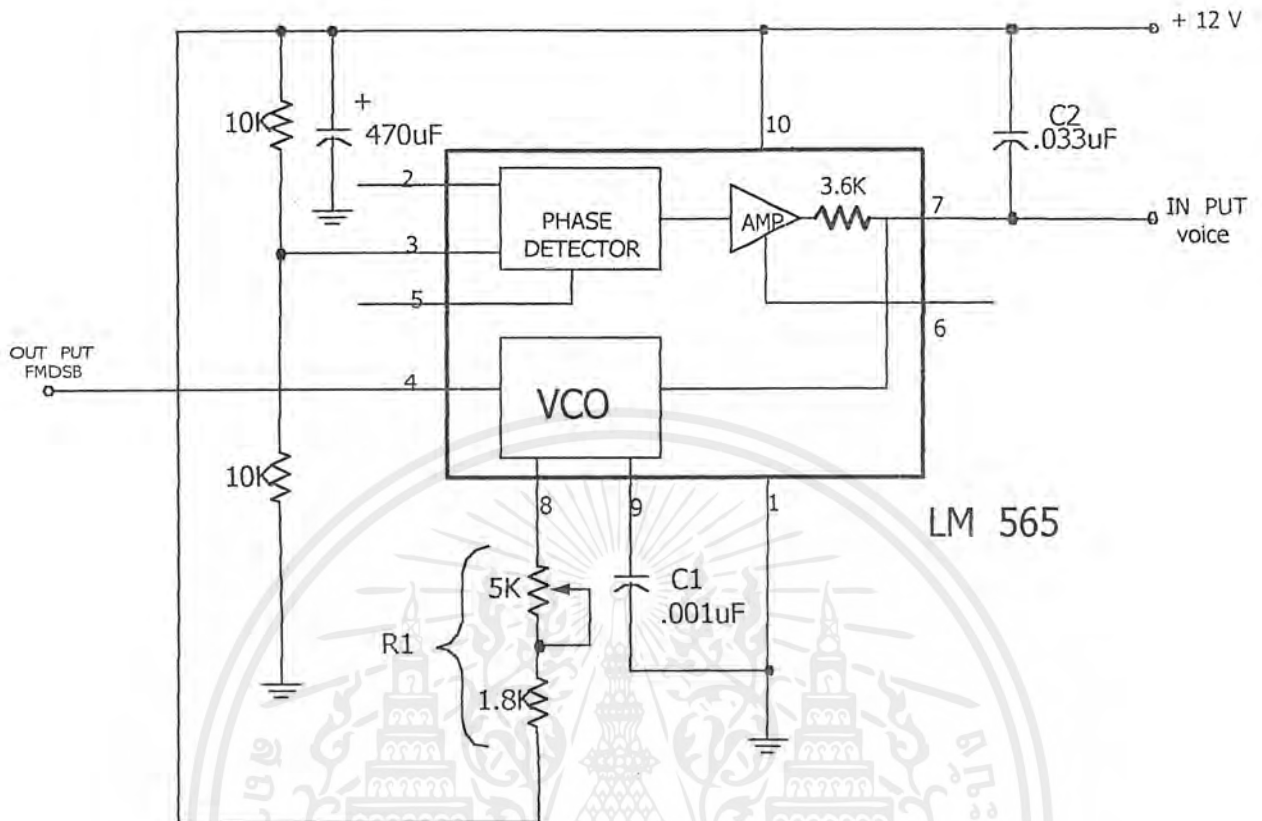
สามารถหาค่า C_2 ได้เท่ากับ

$$C_2 = \pm \frac{1}{(2\pi f_c)^2} \frac{2\pi f_L}{R_c}$$

$$C_2 = \pm \frac{1}{(2\pi + 7.5 \text{ K})^2} \frac{2\pi * 44.666 \text{ K}}{3.6 \text{ K}}$$

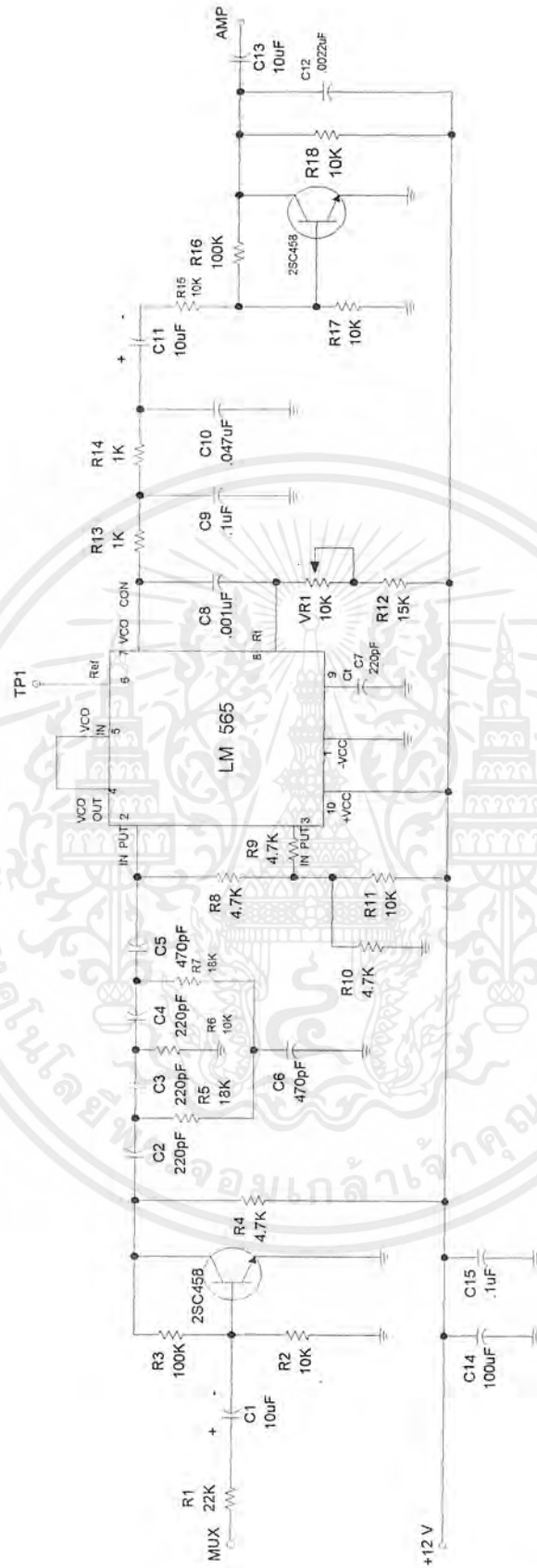
$$C_2 = \pm 0.035 \mu\text{F} \approx 0.033 \mu\text{F}$$

ซึ่งจะได้วงจรการเข้ารหัสสัญญาณ SCA ดังรูป



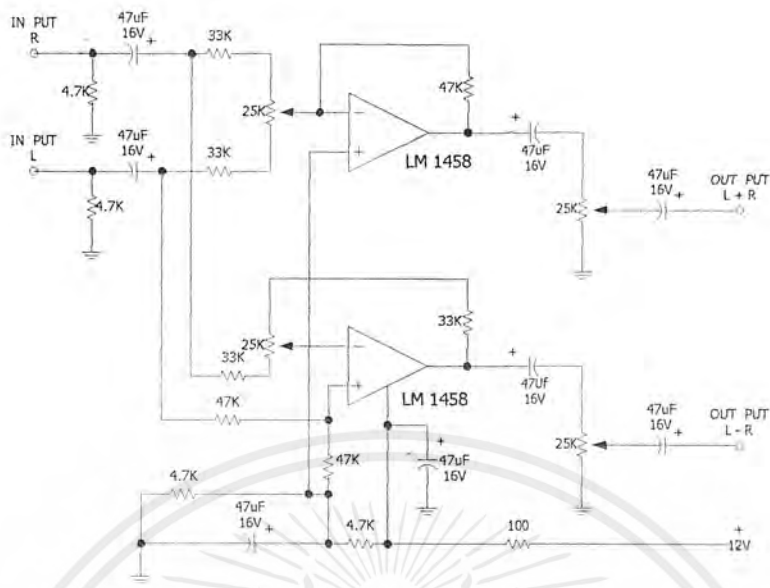
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรเข้ารหัสสัญญาณ SCA ด้วยไอซี เบอร์ LM 565

และทางด้านรับสามารถสร้างวงจรดีเทคสัญญาณ SCA_{DSB} ได้โดยการเปรียบเทียบเฟสสัญญาณที่รับได้ กับสัญญาณที่สร้างจาก VCO ซึ่งความถี่อิสระเท่ากับทางด้านส่ง ทำให้ได้แรงดันที่ใช้ควบคุม VCO เหมือนกับสัญญาณ SCA ทางด้านส่ง ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ LM 565 เช่นเดียวกัน แต่นำวงจรเปรียบเทียบเฟสเข้ามาใช้ด้วย ซึ่งหลักการคำนวณวงจรทางด้านรับก็จะเหมือนทางด้านส่งและได้ลักษณะวงจรดังรูป

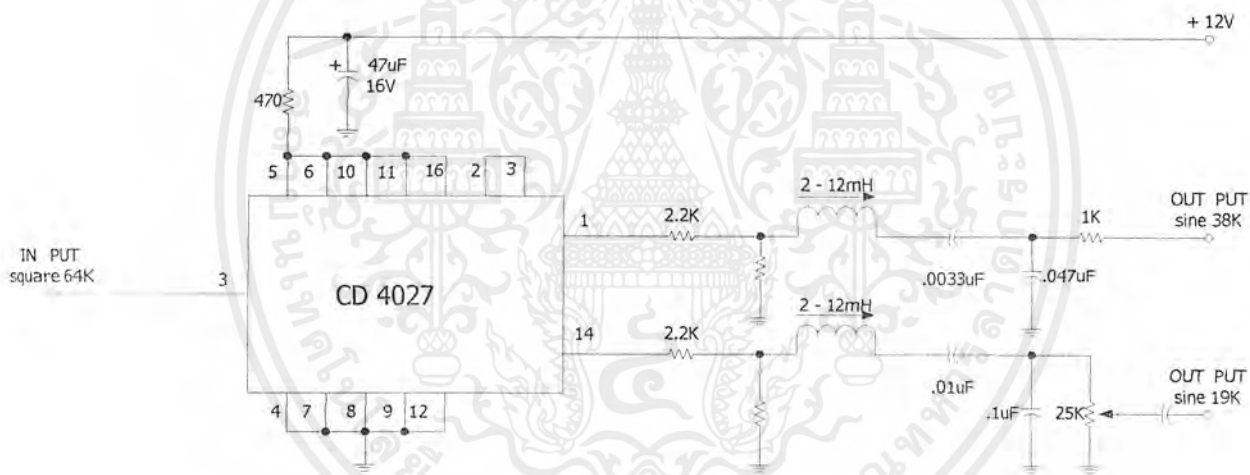


รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถอดรหัสสัญญาณ SCA ด้วยไอซีเบอร์ LM 565

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



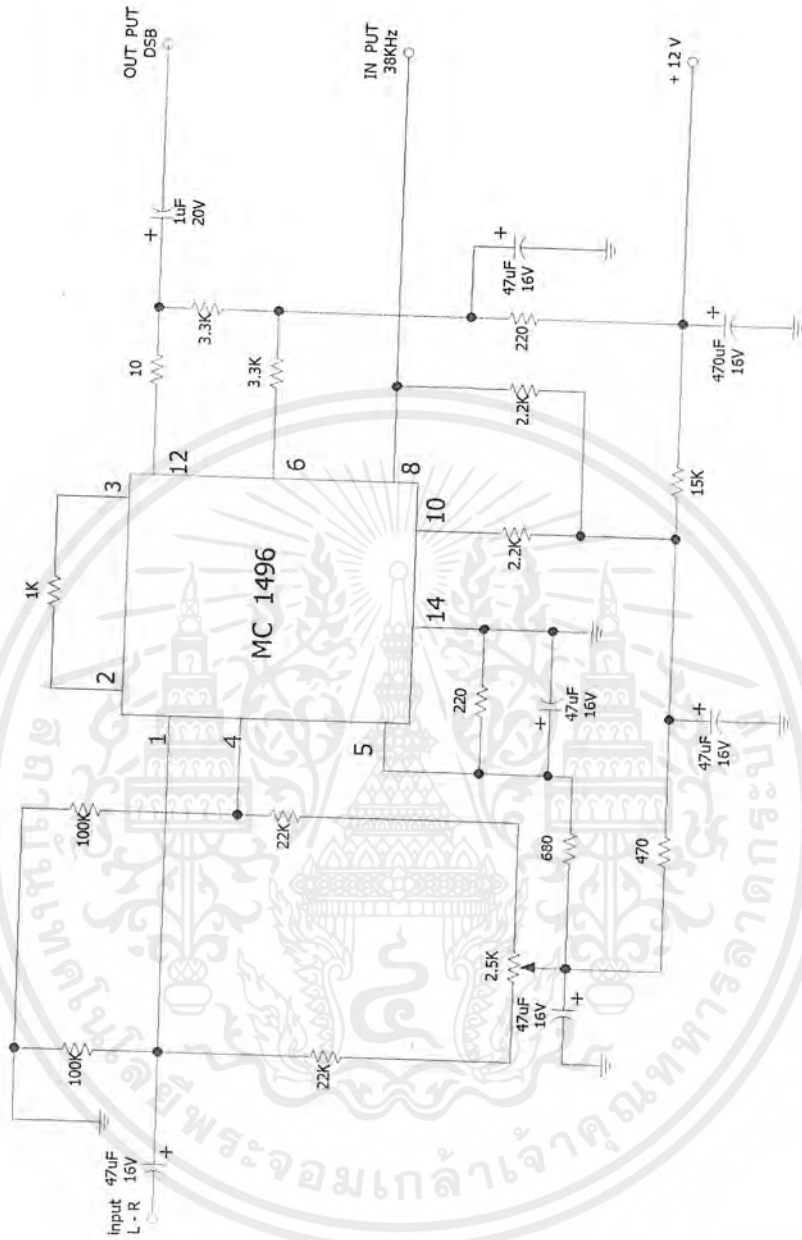
(a)



(b)

รูปที่ 3.14 (a) วงจร Matrix
(b) วงจรหารความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ดิฉันขอร้องให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 แสดงวงจร Balance modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

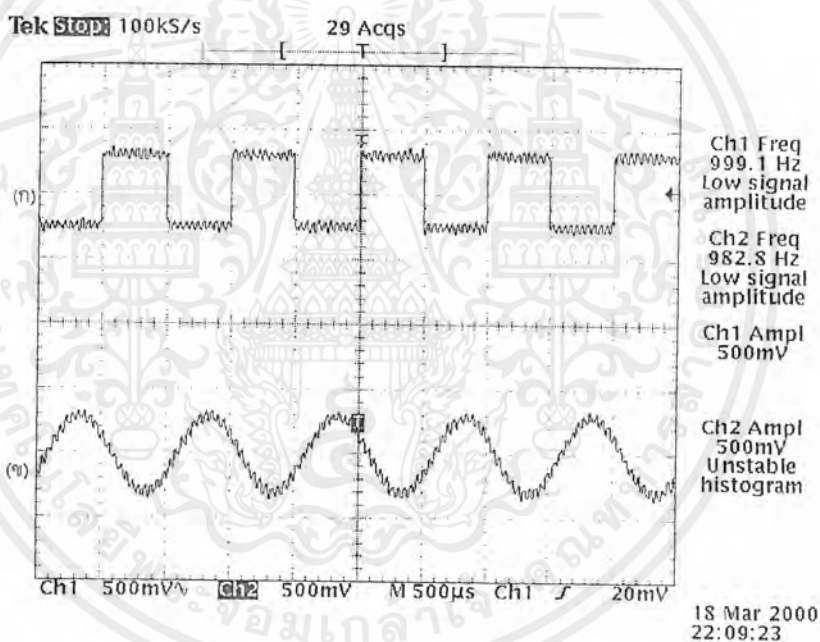
การทดลองและผลการทดลอง

ในโครงการนี้การทดลองแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ภาคส่ง และ ภาครับ

ภาคส่ง ประกอบด้วย

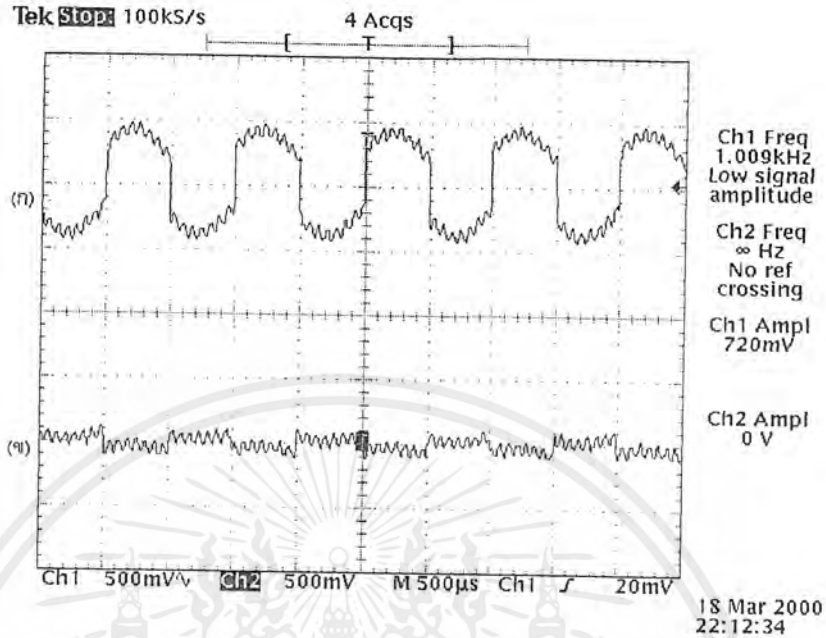
4.1 ส่วนที่ทำหน้าที่ FM Stereo multiplex

4.1.1 ภาค Stereo matrix



รูปที่ 4.1 (ก) สัญญาณ L ความถี่ 1 KHz

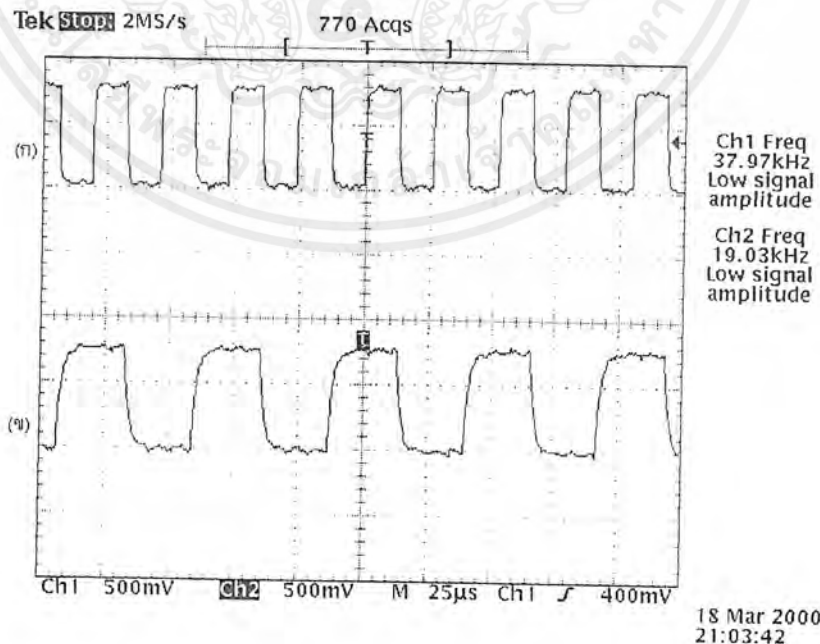
(ข) สัญญาณ R ความถี่ 1 KHz



รูปที่ 4.2 (ก) สัญญาณ L - R

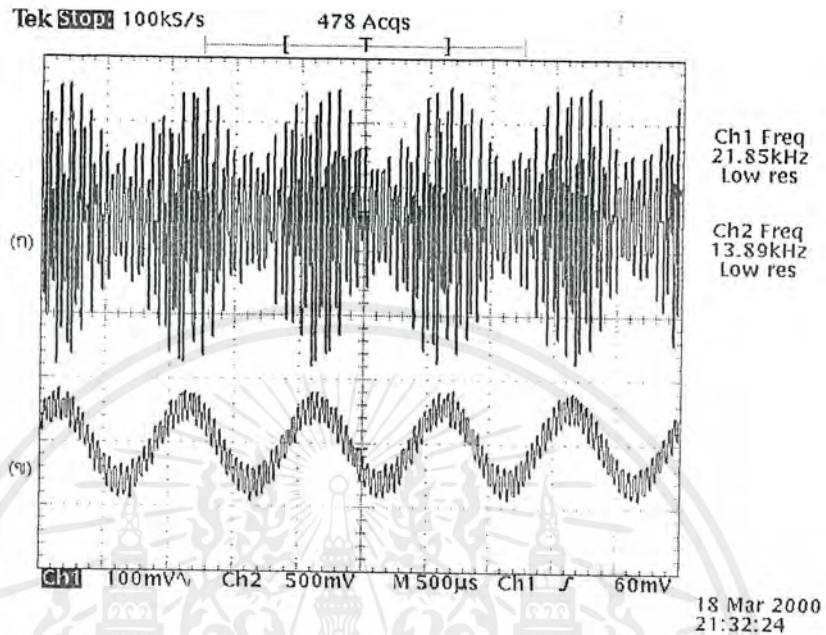
(ข) สัญญาณ L + R จากภาค Stereo matrix

4.2 ภาค Osillator



รูปที่ 4.3 (ก) สัญญาณ Subcarrier 38 KHz

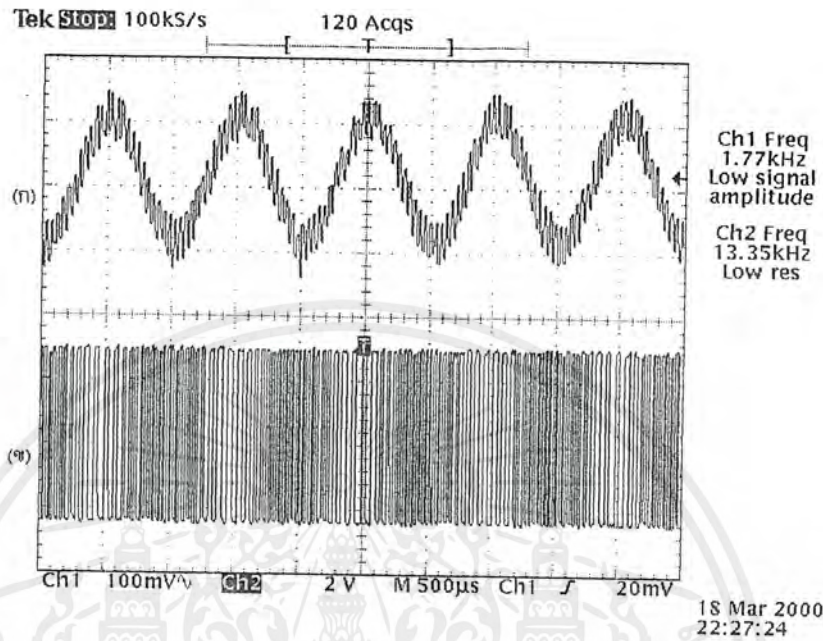
4.3 ภาค Balance modulator



รูปที่ 4.4 (ก) สัญญาณ L-R เมื่อผ่านวงจร Balance modulator

(ข) สัญญาณ L-R เมื่อสัญญาณ L เป็นศูนย์และสัญญาณ R เท่ากับ 1 KHz

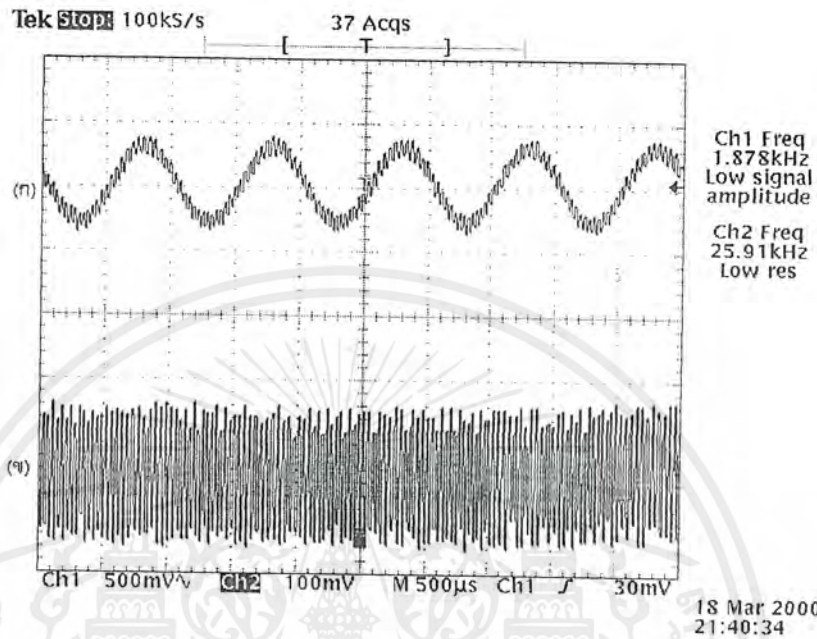
4.4 ส่วนที่ทำหน้าที่เข้ารหัสสัญญาณ SCA



รูปที่ 4.5 (ก) สัญญาณ SCA ความถี่ 1 KHz

(ข) สัญญาณ SCA ที่ผ่านวงจรเข้ารหัสความถี่ศูนย์กลางที่ 67 KHz

4.5 ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกอากาศ



รูปที่ 4.6 (ก) สัญญาณ R ความถี่ 1 KHz ในขณะที่สัญญาณ L เป็นศูนย์

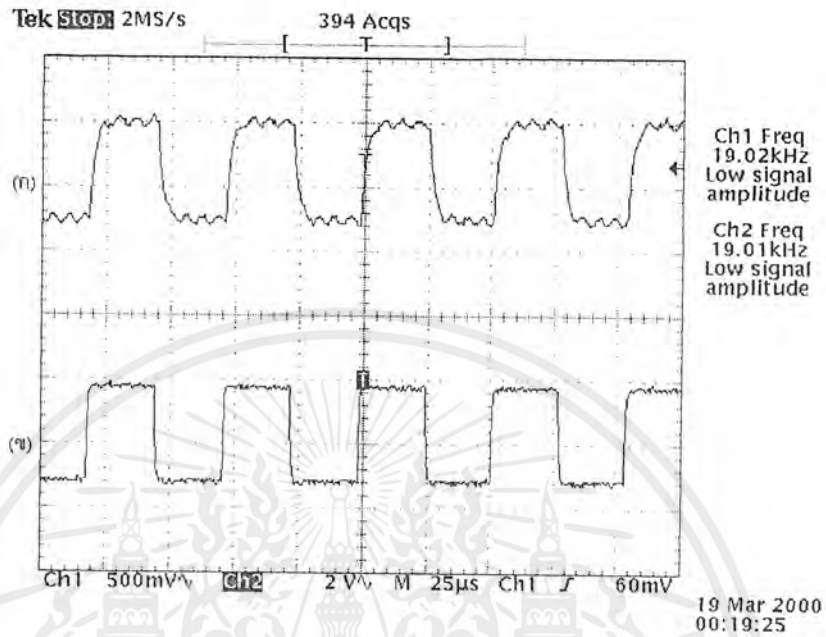
(ข) สัญญาณที่ส่งออกอากาศจากภาค Transmitter

ภาครับ

4.6 ส่วนที่ทำหน้าที่รับสัญญาณที่ออกอากาศ

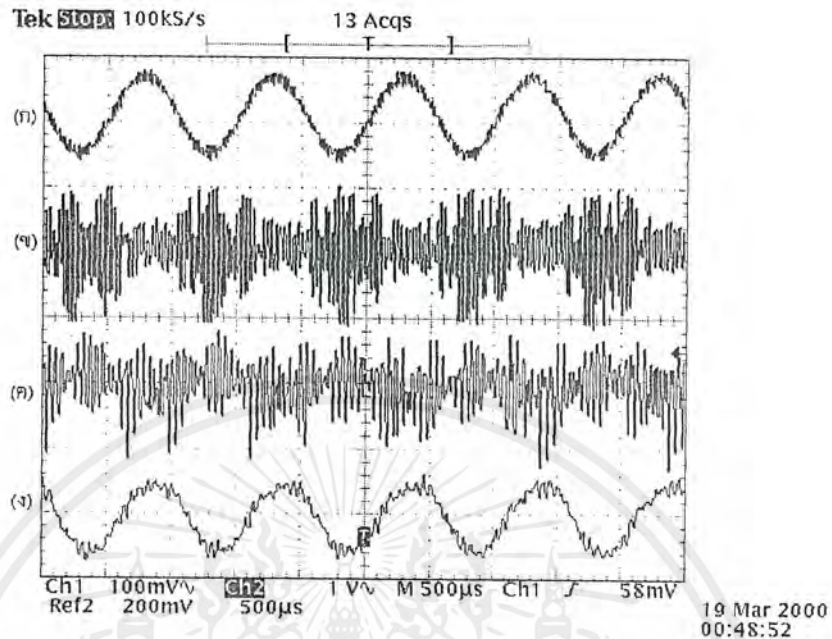
สัญญาณมีค่าน้อยมากสัญญาณที่วัดได้เป็นสัญญาณรบกวนจากเครื่องมือวัดเป็นส่วนใหญ่นำให้สัญญาณที่วัดได้ผิดพลาดจากความเป็นจริง

4.7 ส่วนที่ทำหน้าที่ Band pass filter



รูปที่ 4.7 (ก) สัญญาณ Pilot 19 KHz จากภาคเครื่องส่ง

(ข) สัญญาณ Pilot 19 KHz จาก Band pass filter และนำมาสร้างใหม่ทางด้านรับ

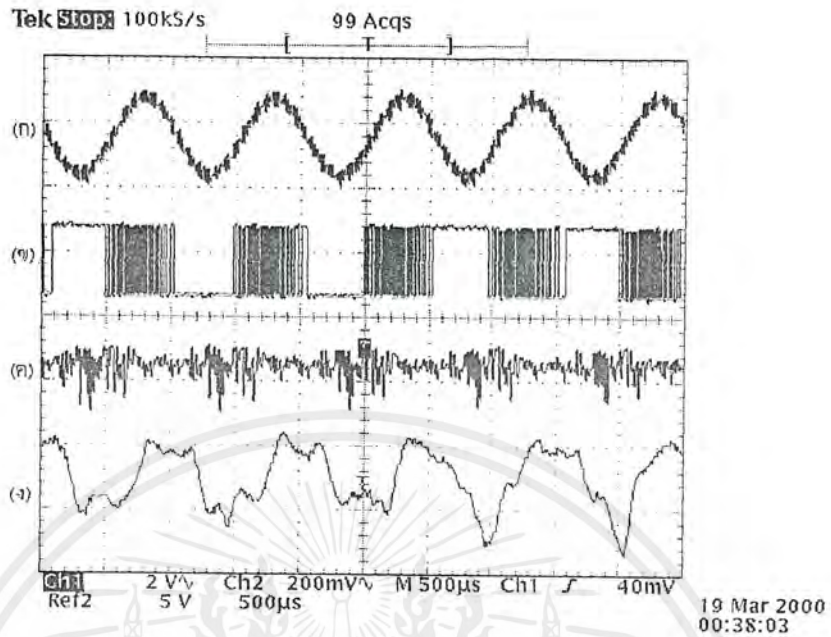


รูปที่ 4.8 (ก) สัญญาณ L ความถี่ 1 KHz เมื่อสัญญาณ R มีค่าเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ L-R ที่ Modulated กับสัญญาณ Subcarrier ทาง
ด้านส่ง

(ค) สัญญาณ L+R สัญญาณ L-RDSB และสัญญาณ Pilot จาก
ภาค Band pass filter ทางด้านรับ

(ง) สัญญาณ L จากภาค Demodulator ทางด้านรับ



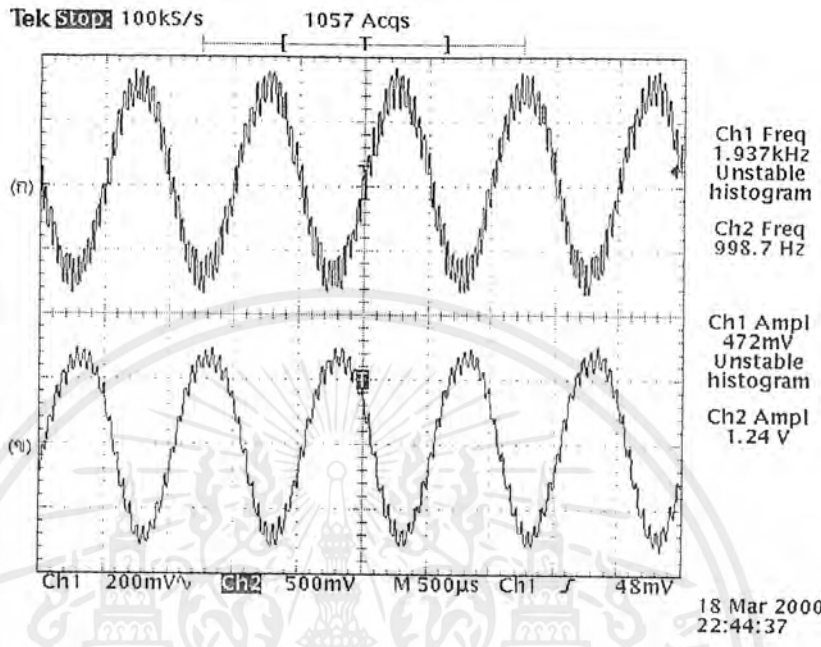
รูปที่ 4.9 (ก) สัญญาณ SCA ความถี่ 1 KHz

(ข) สัญญาณ SCA ที่ผ่านภาค Modulator ทางด้านส่ง

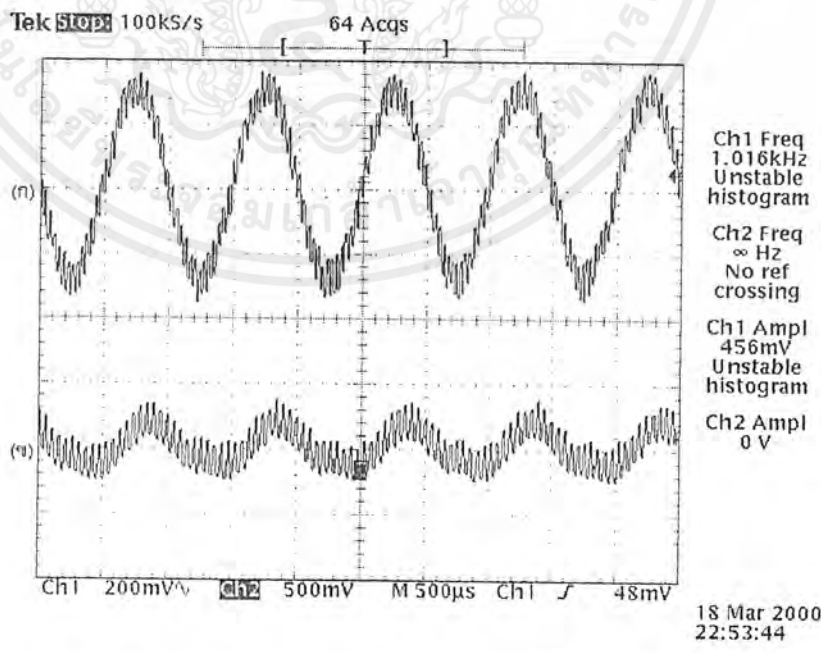
(ค) สัญญาณ SCADSB จาก Band pass filter

(ง) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ

4.8 ส่วนที่ทำหน้าที่ Demodulator

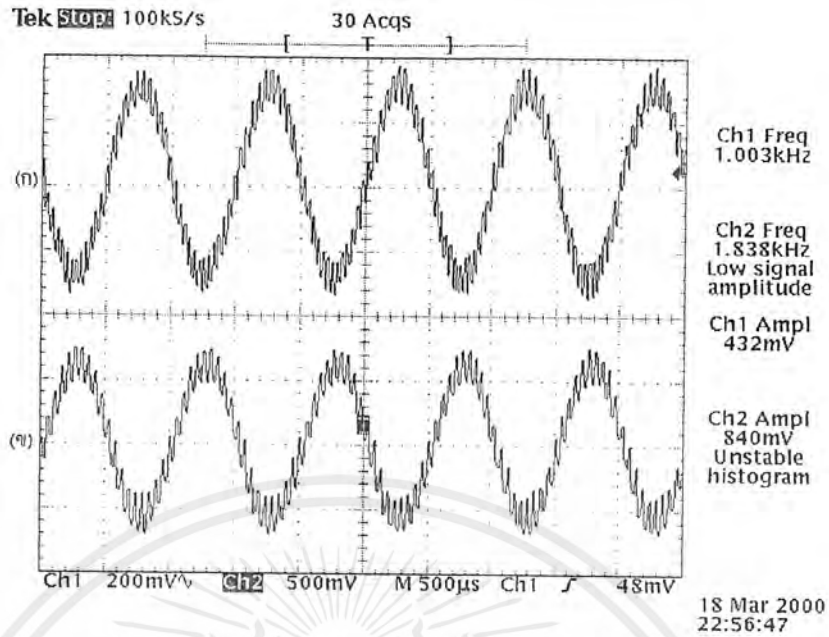


รูปที่ 4.10 (ก) สัญญาณ L ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุทอื่นเป็นศูนย์
(ข) สัญญาณ L ทางด้านรับ



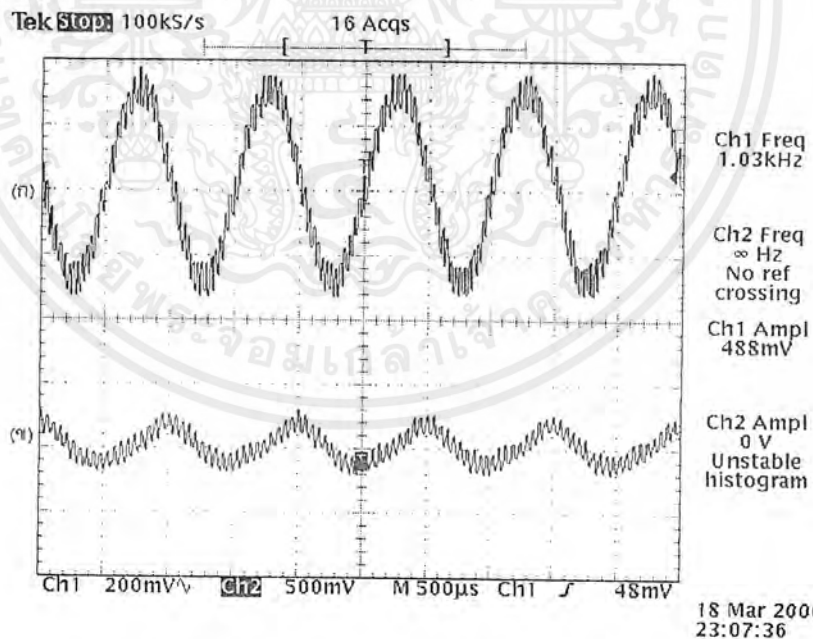
รูปที่ 4.11 (ก) สัญญาณ L ทางด้านส่งขณะที่สัญญาณอินพุทอื่นเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ (ข) สัญญาณ R ทางด้านรับ ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



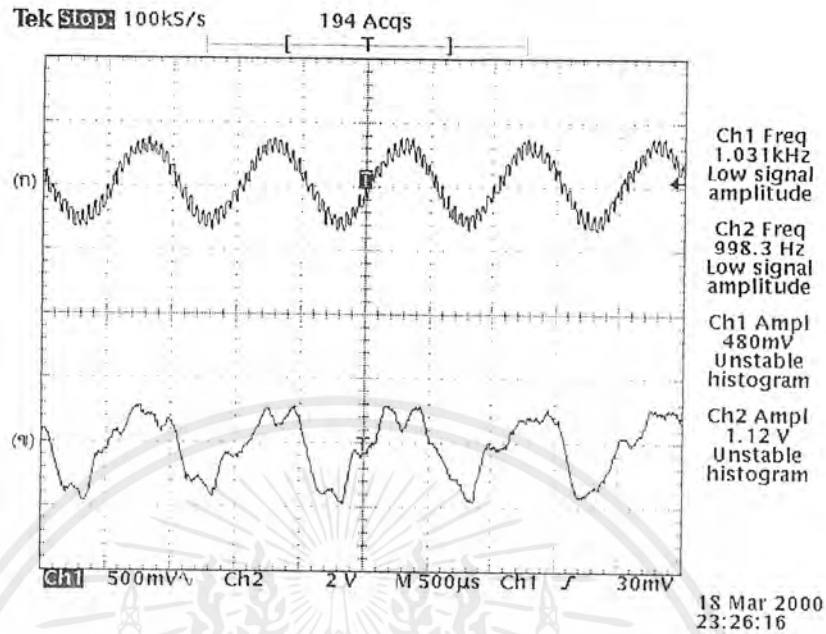
รูปที่ 4.12 (ก) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ R ทางด้านรับ



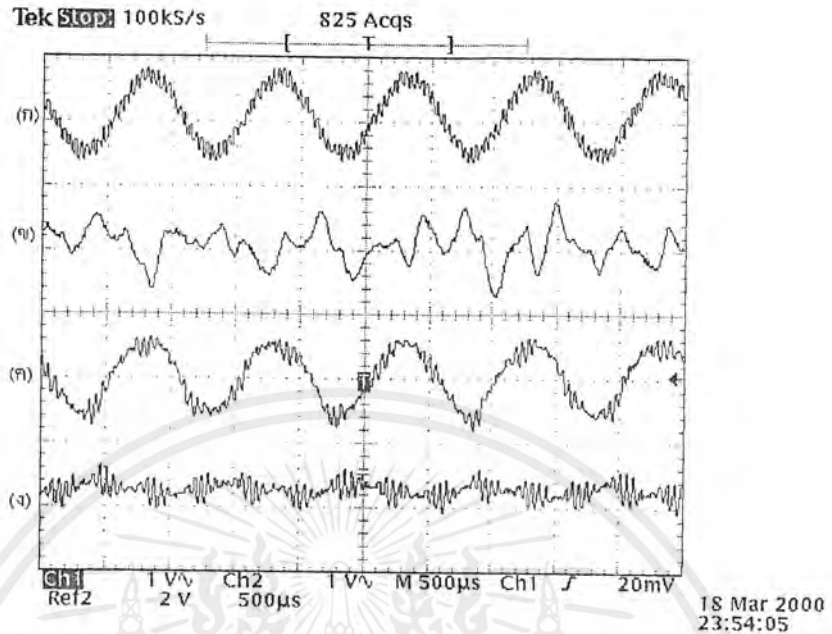
รูปที่ 4.13 (ก) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ L ทางด้านรับ



รูปที่ 4.14 (ก) สัญญาณ SCA ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ

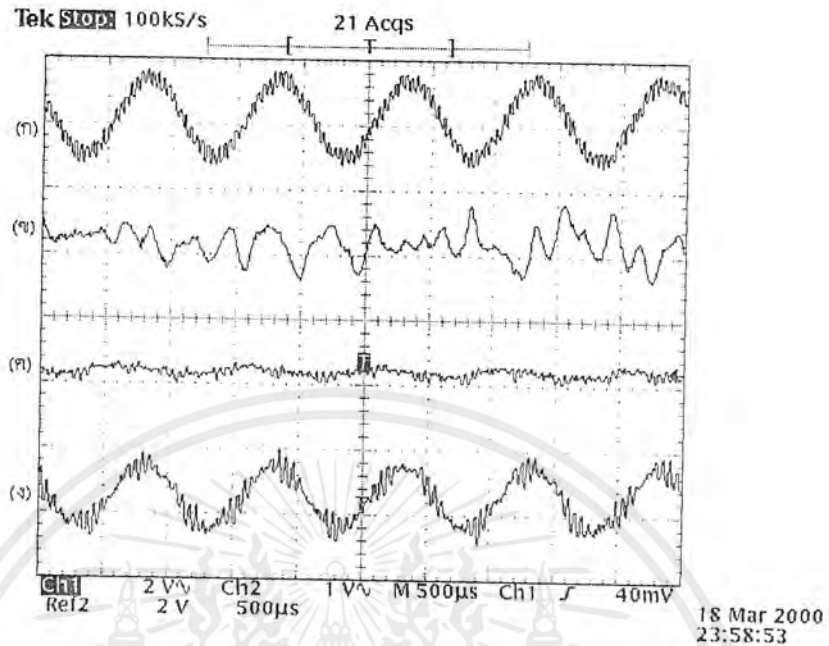


รูปที่ 4.15 (ก) สัญญาณ L ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ

(ค) สัญญาณ L ทางด้านรับ

(ง) สัญญาณ R ทางด้านรับ

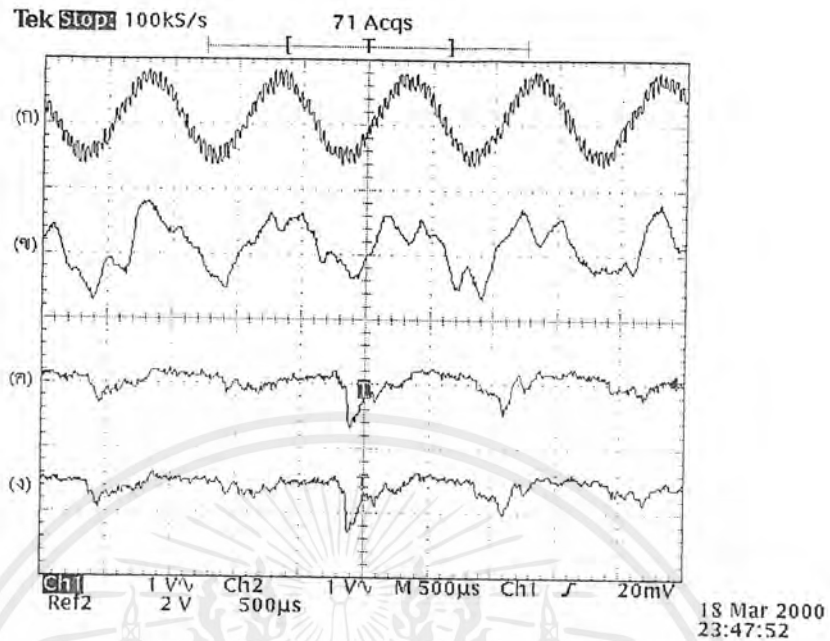


รูปที่ 4.16 (ก) สัญญาณ R ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ

(ค) สัญญาณ L ทางด้านรับ

(ง) สัญญาณ R ทางด้านรับ



รูปที่ 4.17 (ก) สัญญาณ SCA ทางด้านส่ง ขณะที่สัญญาณอินพุตอื่นเป็นศูนย์

(ข) สัญญาณ SCA ทางด้านรับ

(ค) สัญญาณ L ทางด้านรับ

(ง) สัญญาณ R ทางด้านรับ

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากการทดลองซึ่งที่วงจรรอสซิดเลเตอร์ผลของค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าความจุต์้านอิเล็กโตรสแตติก (Electrostatic) ของตัวเก็บประจุจะมีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลทของวงจรโดยตรง ดังนั้นตัวเก็บประจุและขดลวดควรได้รับการป้องกันจากอุณหภูมิและความชื้น พร้อมทั้งโครงสร้างของอุปกรณ์ LC ที่นำมาใช้งานควรหลีกเลี่ยงจากแบบที่เป็นการเคลื่อนไหวทางกล

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่ต่ออยู่โดยตรงกับวงจรรอสซิดเลเตอร์ ความถี่ของวงจรจะได้รับผลกระทบโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความจุที่เกิดจากผลของมิคเตอร์ (Mictor) หรือในบางกรณี L หรือ C ของโหลดจะมีผลกระทบต่อวงจรรอสซิดเลเตอร์โดยตรง เพื่อหลีกเลี่ยงผลต่าง ๆ เหล่านี้ควรใช้วงจรขยายสัญญาณบัฟเฟอร์ (Buffer) ใส่ไว้ระหว่างวงจรรอสซิดเลเตอร์กับโหลด

นอกจากวิธีที่กล่าวมานี้แล้ววิธีการทำให้คาร์แมกเนติกชัมมีเสถียรภาพ การทำให้มีเสถียรภาพแบบบริดจ์ (Bridge) หรือวิธีอื่น ๆ ก็ใช้ได้ แต่ไม่เหมาะสมกับการใช้ทางปฏิบัติ ซึ่งความถี่จากวงจรรอสซิดเลเตอร์จะเป็นความถี่สูงจะทำให้เกิดการรบกวนกับวงจรใกล้เคียง จึงต้องระมัดระวังการเดินสายภายในวงจรที่จะทำให้เกิดการรบกวนกันเองในระบบ จะทำให้ผลที่ได้ไม่สามารถแยกสัญญาณ FM ปกติ กับสัญญาณ SCA ออกจากกันอย่างสิ้นเชิง



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	18V	Operating Supply Voltage Range	10V to 18V
Power Dissipation (Note 2)	715 mW	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (Note 1)

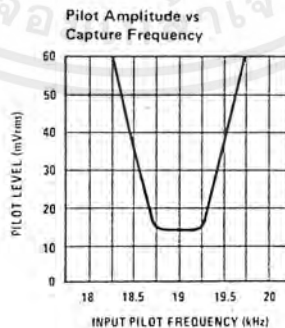
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Current	Lamp "OFF"		18		mA
Lamp Driver Saturation	100 mA Lamp Current		1.3		V
Lamp Driver Leakage			1.0		nA
Pilot Level for Lamp "ON"	Pin 11 Adjusted to 19.00 kHz		15	20	mVrms
Pilot Level for Lamp "OFF"	Pin 11 Adjusted to 19.00 kHz	3.0	7.0		mVrms
Composite Input	Maximum for THD < 0.5%	2.8			Vp-p
Monaural Input	Maximum for THD < 1.0%	2.8			Vp-p
Stereo Channel Separation		30	40		dB
	2.0Vp-p Composite with 10% Pilot		45		dB
Monaural Channel Unbalance	Pilot "OFF"		0.3	1.5	dB
Recovered Audio			485		mVrms
Total Harmonic Distortion			0.3		%
Total Harmonic Distortion	2.0 Vp-p Composite with 10% Pilot		0.15		%
Capture Range	50 mVrms of Pilot		±3.5		% of f_c
Ultrasonic Frequency Rejection	19 kHz		35		dB
	38 kHz		45		dB
Dynamic Input Resistance		20	50		k Ω
SCA Rejection	f = 67 kHz; Measure 9 kHz Beat Note with 1 kHz Modulation "OFF"		75		dB

Note 1: Unless otherwise noted: $V_{CC} = +12 V_{DC}$ and $T_A = +25^\circ C$. The input signal is a 2.8 Vp-p standard multiplex composite signal using 10% Pilot and with L or R-channel only modulated at 1.0 kHz.

Note 2: For operation in ambient temperatures above $25^\circ C$, the device must be derated based on a $150^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ C/W$ junction to ambient.

Note 3: The VCO can be defeated (sometimes desirable when using an AM-FM receiver in the AM mode) by returning pin 14 to ground through a 2.2 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics (Continued)



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage Between Pin 11 and Pins 4, 14
 DC Current Out of Pin 12
 DC Current Out of Pin 13
 DC Current Out of Pin 15

+16V
 5 mA
 5 mA
 2 mA

Power Dissipation (Note 2)
 Operating Temperature Range
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)

1390 mW
 -40°C to +85°C
 -65°C to +150°C
 300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +12V, see Test Circuit)

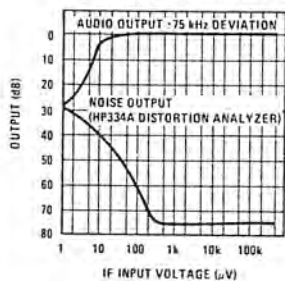
PARAMETER		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS (V_{IN} = 0, NOT MUTED)						
I ₁₁	Supply Current		16	23	30	mA
V _{1, 2, 3}	IF Input and Bias		1.2	1.9	2.4	V
V ₆	Audio Output		5.0	5.6	6.0	V
V ₇	AFC Output		5.0	5.6	6.0	V
V ₁₀	Reference Bias		5.0	5.6	6.0	V
V ₁₂	Mute Control		5.0	5.4	6.0	V
V ₁₃	IF Level			0	0.5	V
V ₁₅	Delayed AGC		4.2	4.7	5.3	V
DYNAMIC CHARACTERISTICS f_o = 10.7 MHz, Δf = ±75 kHz @ 400 Hz						
V _{IN} (LIM)	Input Limiting -3 dB			12	25	μV
AMR	AM Rejection	V _{IN} = 100 mV, AM: 30%	45	55		-dB
V _O (AF)	Recovered Audio	V _{IN} = 10 mV	300	400	500	mVrms
THD	Total Harmonic Distortion	Single Tuned (Note 1)		0.5	1.0	%
		Double Tuned (Note 1)		0.1	0.3	%
S+N/N	Signal to Noise Ratio	V _{IN} = 100 mV	60	70		dB
V ₁₂	Mute Control	V _{IN} = 100 mV		0	0.5	V
V ₁₃	IF Level	V _{IN} = 100 mV	4.0	5.0	6.0	V
V ₁₃	IF Level	V _{IN} = 500 μV	1.0	1.5	2.0	V
V ₁₅	Delayed AGC	V _{IN} = 100 mV		0.1	0.5	V
V ₁₅	Delayed AGC	V _{IN} = 30 mV		2.5		V
V _O (AF)	Audio Muted	V _{IN} = 100 mV, V ₅ = +2.5V		60		-dB

Note 1: Distortion is a function of quadrature coil used.

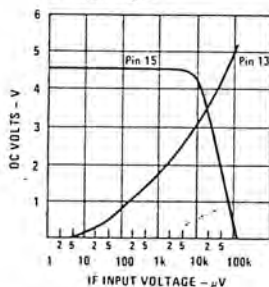
Note 2: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 90°C/W junction to ambient.

Typical Performance Characteristics

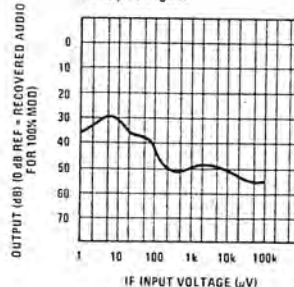
Typical S + N/N and IF Limiting Sensitivity vs IF Input Signal



Typical AGC (Pin 15) and Meter Output (Pin 13) vs IF Input Signal



AM Rejection (30% Mod) vs IF Input Signal

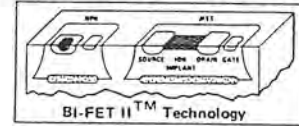




Operational Amplifiers/Buffers

LF351

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier



General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

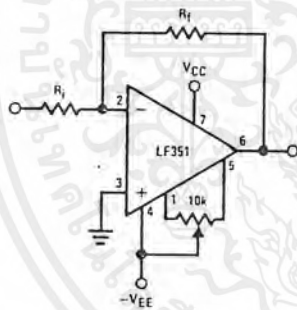
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

tions where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

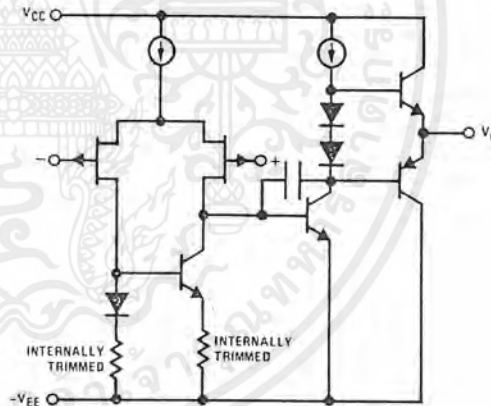
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 nV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹² Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20 V_{p-p}$, $BW = 20 Hz - 20 kHz$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

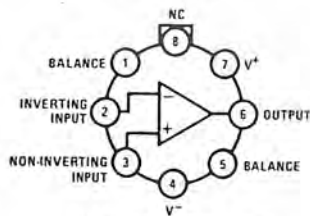


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

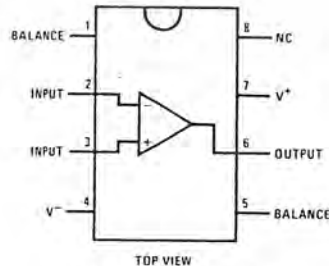
Metal Can Package



Note. Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF351N
See NS Package N08A

3

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _j (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ		10	13	μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _j = 25°C, (Notes 3, 4) T _j ≤ 70°C		25	100	pA
I _B	Input Bias Current	T _j = 25°C, (Notes 3, 4) T _j ≤ 70°C		50	200	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _j = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I _S	Supply Current			1.8	3.4	mA

AC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C		4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000Hz		16		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _j = 25°C, f = 1000Hz		0.01		pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case.

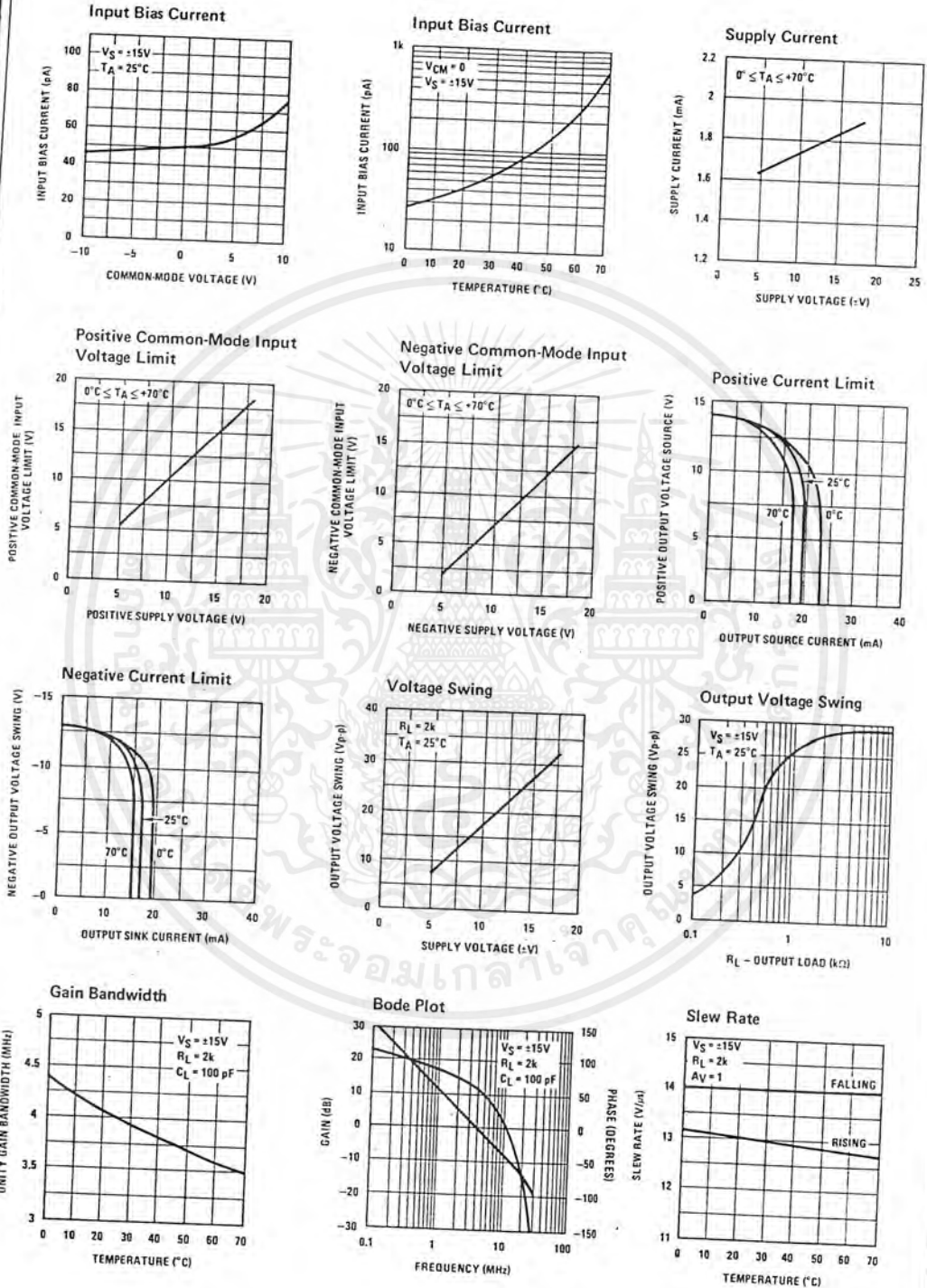
Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C < T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_j = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

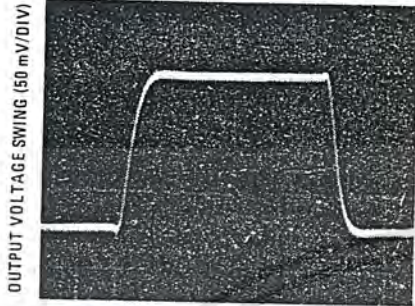
Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

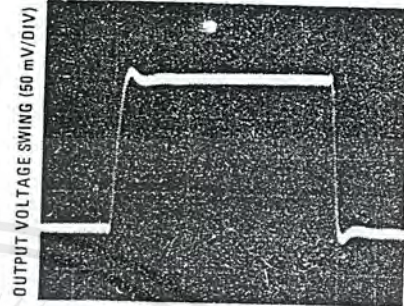
Pulse Response

Small Signal Inverting



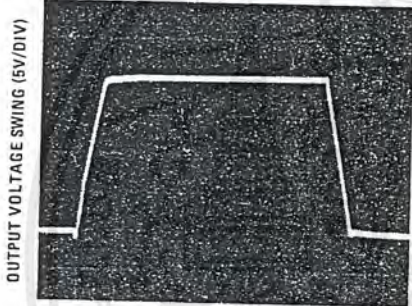
TIME (0.2 μs/DIV)

Small Signal Non-Inverting



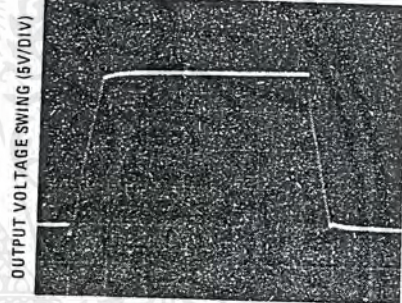
TIME (0.2 μs/DIV)

Large Signal Inverting



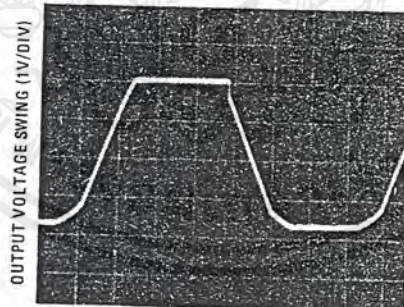
TIME (2 μs/DIV)

Large Signal Non-Inverting



TIME (2 μs/DIV)

Current Limit ($R_L = 100\Omega$)



TIME (5 μs/DIV)

Application Hints

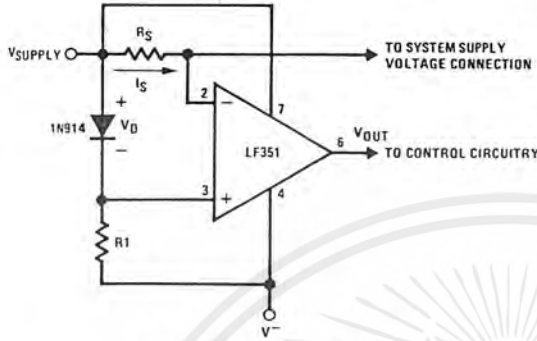
The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be

allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a

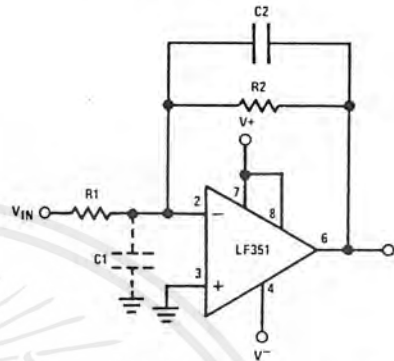
Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



• V_{OUT} switches high when $R_S I_S > V_D$

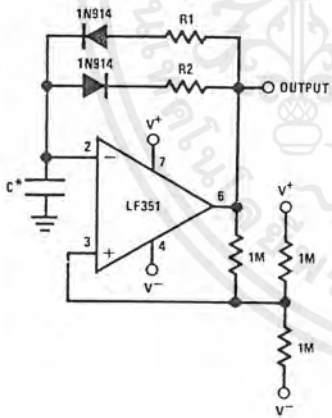
Hi- Z_{IN} Inverting Amplifier



Parasitic input capacitance $C_1 \approx (3 \text{ pF for LF351 plus any additional layout capacitance})$ interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C_2 such that: $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

3

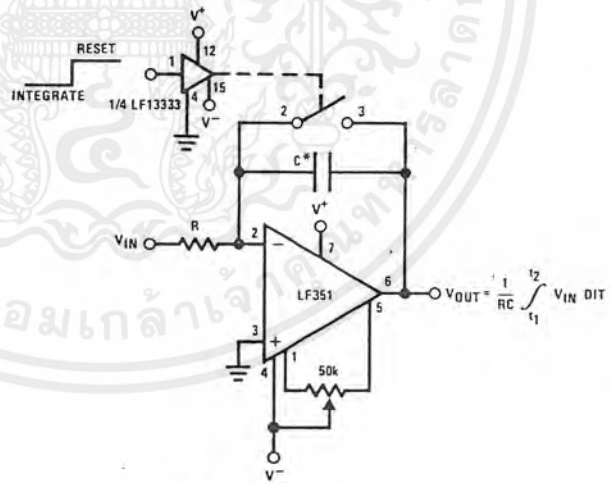
Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- $t_{OUTPUT \text{ HIGH}} \approx R_1 C \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
 - $t_{OUTPUT \text{ LOW}} \approx R_2 C \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where $V_S = V^+ + |V^-|$

* low leakage capacitor

Long Time Integrator



- * Low leakage capacitor
- 50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage LM1558	±22V	Output Short-Circuit Duration	Indefinite
LM1458	±18V	Operating Temperature Range LM1558	-55°C to 125°C
Power Dissipation (Note 1) LM1558H/LM1458H	500 mW	LM1458	0°C to 70°C
LM1458N	400 mW	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Differential Input Voltage	±30V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Input Voltage (Note 2)	±15V		

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM1558			LM1458			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	200		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	500		200	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Supply Current Both Amplifiers	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		3.0	5.0		3.0	5.6	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		20	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12 ±10	±14 ±13		±12 ±10	±14 ±13		V V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±12			±12			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	96		77	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM1558 is 150°C, while that of the LM1458 is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A < 125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM1458, however, all specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{V}$.

LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

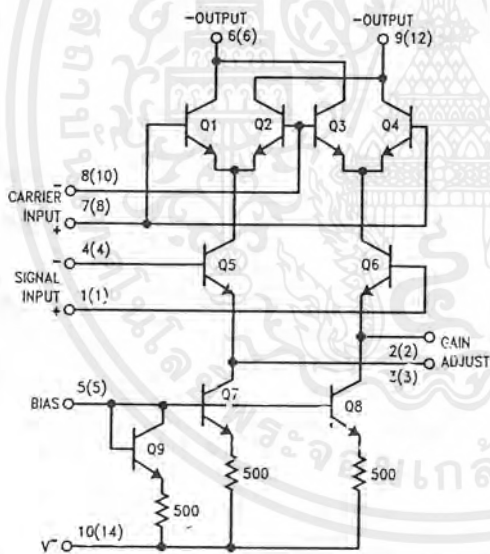
The LM1596/LM1496 are doubled balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

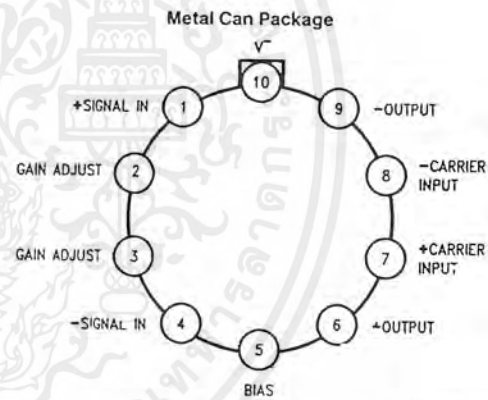
- Excellent carrier suppression
65 dB typical at 0.5 MHz
50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

Schematic and Connection Diagrams



Numbers in parentheses show DIP connections.

TL/H/7887-1



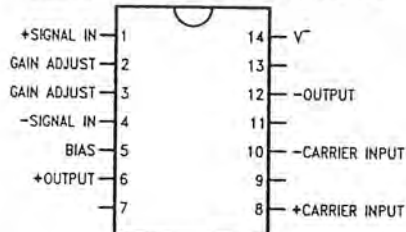
Top View

Note: Pin 10 is connected electrically to the case through the device substrate.

Order Number LM1496H or LM1596H
See NS Package Number H08C

TL/H/7887-2

Dual-In-Line and Small Outline Packages



TL/H/7887-3

Order Number LM1496M or LM1496N
See NS Package Number M14A or N14A

LM1596/LM1496

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_0)V$
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_5)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	-55°C to +125°C
LM1496	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

- Dual-In-Line Package
 - Soldering (10 seconds) 260°C
 - Small Outline Package
 - Vapor Phase (60 seconds) 215°C
 - Infrared (15 seconds) 220°C
- See AN-450 "Surface Mounting Methods and their effects on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified, see test circuit)

Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		40			40		μ Vrms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ kHz, offset adjusted		140			140		μ Vrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		0.04	0.2		0.04	0.2	mVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, not offset adjusted		20	100		20	150	mVrms
Carrier Suppression	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms	50	65		50	65		dB
	$f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted							
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted		50			50		dB
Transadmittance Bandwidth	$R_L = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave		300			300		MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5V_{dc}$		80			80		MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		200			200		k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		2.0			2.0		pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz		40			40		k Ω
Single Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz		5.0			5.0		pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$		12	25		12	30	μ A
Input Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$		12	25		12	30	μ A
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μ A
Input Offset Current	$(I_7 - I_8)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μ A
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$		2.0			2.0		nA/ $^\circ$ C
	$(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$							nA/ $^\circ$ C
Output Offset Current	$(I_6 - I_9)$		14	50		14	60	μ A
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$		90			90		nA/ $^\circ$ C
	$(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$							nA/ $^\circ$ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, unless otherwise specified, see test circuit) (Continued)

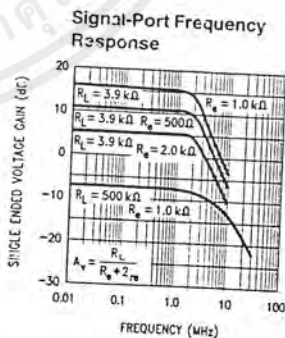
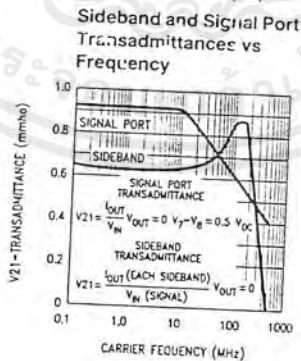
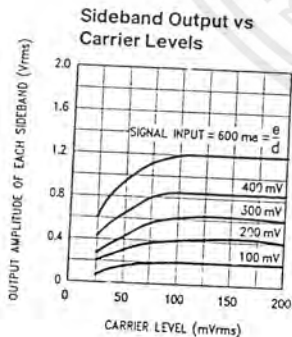
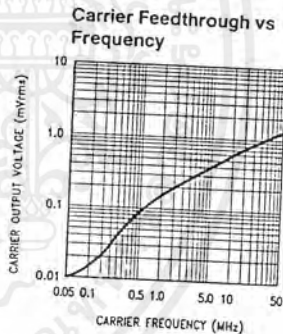
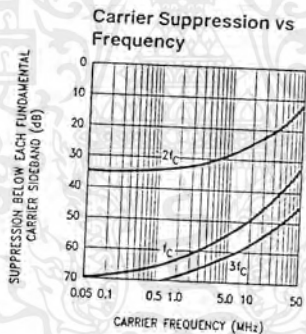
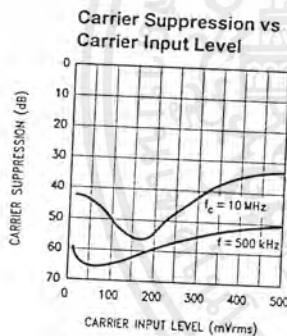
Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	f _S = 1.0 kHz		5.0		5.0			V _{p-p}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	V ₇ - V ₈ = 0.5 Vdc		-85		-85			dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0		8.0			Vdc
Differential Output Swing Capability			8.0		8.0			V _{p-p}
Positive Supply Current	(I ₆ + I ₉)		2.0	3.0	2.0	3.0		mA
Negative Supply Current	(I ₁₀)		3.0	4.0	3.0	4.0		mA
Power Dissipation			33		33			mW

Note 1: LM1596 rating applies to case temperatures to +125°C; derate linearly at 6.5 mW/°C for ambient temperature above 75°C. LM1496 rating applies to case temperatures to +70°C.

Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8, 2-5, 3-5.

Note 3: Refer to rets1596x drawing for specifications of military LM1596H versions.

Typical Performance Characteristics



TL/H/7887-5

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

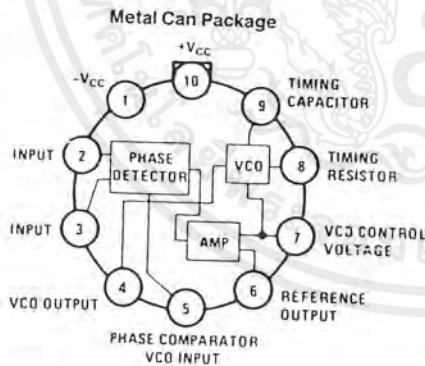
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

Applications

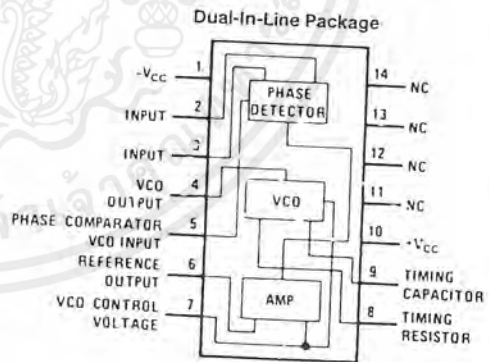
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

Connection Diagrams



Order Number LM565H
See NS Package Number H10C

TL/H/7853-2



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

TL/H/7853-3

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	± 12V
Power Dissipation (Note 1)	1400 mW
Differential Input Voltage	± 1V

Operating Temperature Range

LM565H
LM565CN

-55°C to +125°C
0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

Electrical Characteristics

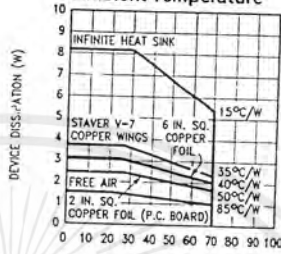
AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 6\text{V}$

Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7\text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_o = 1.5\text{ nF}$ $R_o = 20\text{ k}\Omega$ $f_o = 10\text{ kHz}$	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V _{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V _{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10\text{ kHz}$		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	± 10% Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV _{p-p}
Total Harmonic Distortion	± 10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $			500			500		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_{FD}			.68			.68		V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient or +45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is +85°C/W.

Typical Performance Characteristics

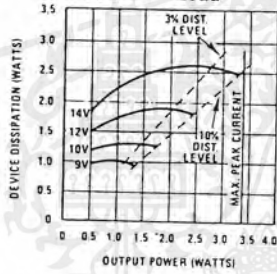
Maximum Device Dissipation vs Ambient Temperature



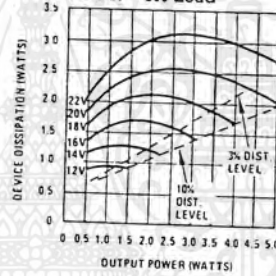
T_A - AMBIENT TEMPERATURE ($^{\circ}C$)
Note: 2 oz. copper foil, single-sided PC board.

TL/H/6977-12

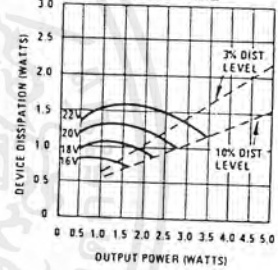
Device Dissipation vs Output Power— 4Ω Load



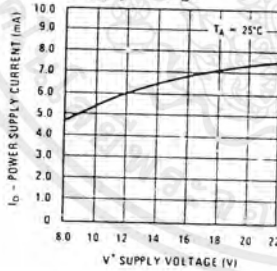
Device Dissipation vs Output Power— 8Ω Load



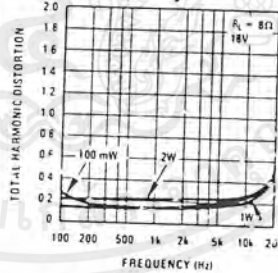
Device Dissipation vs Output Power— 16Ω Load



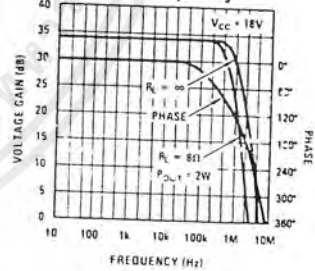
Power Supply Current vs Supply Voltage



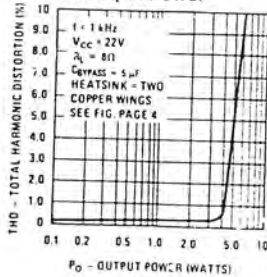
Total Harmonic Distortion vs Frequency



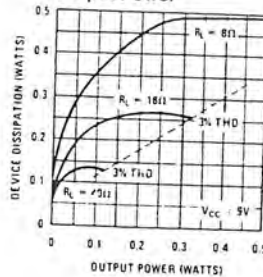
Output Voltage Gain and Phase vs Frequency



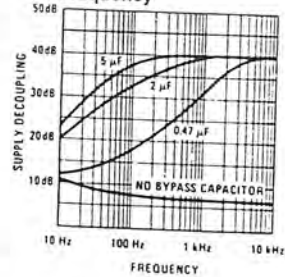
Total Harmonic Distortion vs Output Power



Device Dissipation vs Output Power



Supply Decoupling vs Frequency



TL/H/6977-7

SCL4027B



CMOS DUAL J-K FLIP-FLOP

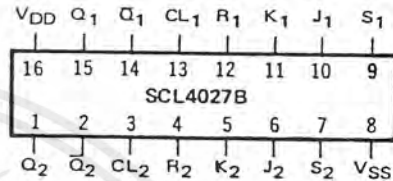
FEATURES

- ◆ Individual Set and Reset Controls
- ◆ Fully Static Operation
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 8MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4027B consists of two identical independent CMOS J-K master-slave Flip-Flops. The SCL4027B is useful in performing control, register, and toggle functions. Logic levels present at the J and K inputs along with internal self-steering control the state of each flip-flop; changes in the flip-flop state are synchronous with the positive-going transition of the Clock pulse. Set and Reset functions are independent of the Clock and are initiated when a high level signal is present at either the Set or Reset input.

CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	VDD - VSS	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	TA	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

TRUTH TABLE

*t _{n-1} INPUTS					†t _n OUTPUTS		
CL▲	J	K	S	R	Q	Q̄	Q̄
1	1	X	0	0	0	1	0
1	X	0	0	0	1	1	0
1	0	X	0	0	0	0	1
1	X	1	0	0	1	0	1
0	X	X	0	0	X	(No Change)	
X	X	X	1	0	X	1	0
X	X	X	0	1	X	0	1
X	X	X	1	1	X	1	1

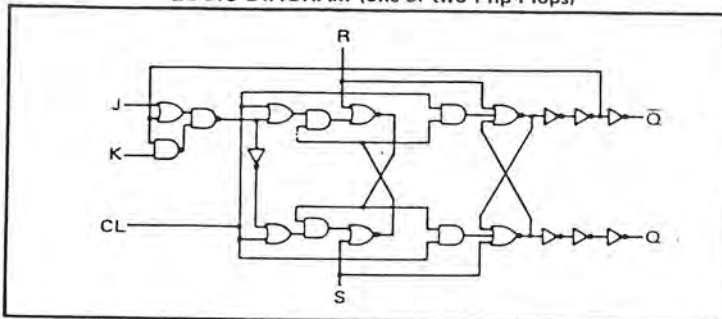
WHERE 1 = HIGH LEVEL
0 = LOW LEVEL

▲ - LEVEL CHANGE
X - DON'T CARE

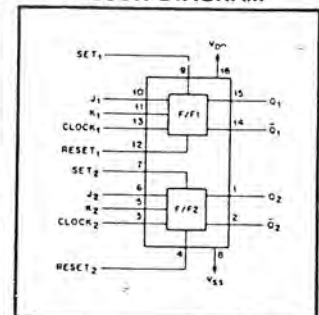
* t_{n-1} REFERS TO THE INTERVAL PRIOR TO THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION

† t_n REFERS TO THE TIME INTERVAL AFTER THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION

LOGIC DIAGRAM (one of two Flip-Flops)



BLOCK DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS ^{1, 2}

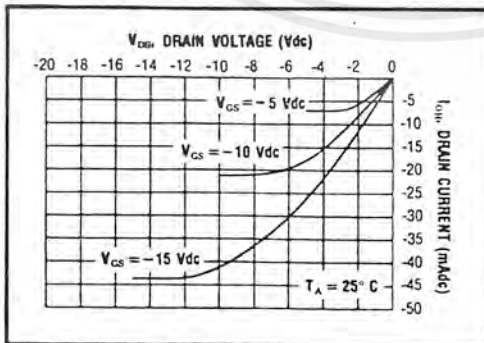
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	—	1.0	—	0.005	1.0	—	30	μA _{dc}
			—	2.0	—	0.01	2.0	—	60	
			—	4.0	—	0.02	4.0	—	120	

- NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.
³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

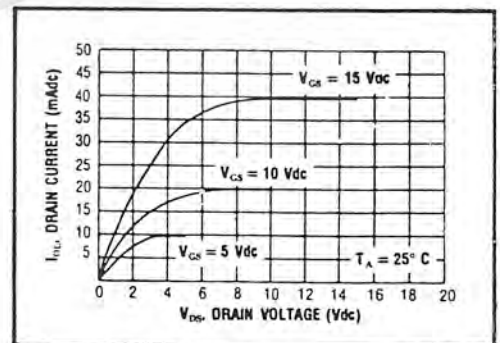
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH} , t _{PHL}	5	—	175	350
		10	—	80	160
		15	—	60	120
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	—	100	200
		10	—	50	100
		15	—	40	80
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	—	165	330
		10	—	60	120
		15	—	50	100
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	1.5	3.0	—
		10	4.0	8.0	—
		15	5.0	10	—
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME ¹	t _{rCL} , t _{fCL}	5	15	—	—
		10	5	—	—
		15	3	—	—
MINIMUM SETUP TIME	t _{setup}	5	—	100	200
		10	—	50	100
		15	—	40	80
MINIMUM HOLD TIME	t _{hold}	5	—	-25	0
		10	—	-10	0
		15	—	-5	0
SET AND RESET OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to Q	t _{PLH}	5	—	150	300
		10	—	70	140
		15	—	55	110
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW _S , PW _R	5	—	100	200
		10	—	50	100
		15	—	40	80
SET AND RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	—	0	25
		10	—	0	10
		15	—	0	5

¹ When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics

บรรณานุกรม

- [1] George Kennedy , “ Electronic Communication Ssystem ” , McGRAW – HILL Book Company , Third Edition , 1997.
- [2] Dennis Rody and John Coolen ,“ Electronic Communication ” , Prentice Hall , Third Edition , 1991.
- [3] Sergio Franco ,“ Design Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuit ” , McGRAW-HILL , 1995.
- [4] Adel S.Sedra , Kennerth C.Smith ,“ Microelectronic Circuit ” , Holt Souders Japan
- [5] J.J Deference Rinchart Press , Sanfrancisco ,“ Communication Electronic Circuit ” , 2nd Edition , 1995.
- [6] Robert T. Payner , st.. Louis Communication College at Forest park st.. Louis Missouri , “ Introductry Electronic Devices And Circuit ” , Conventional Flow Version 2nd Edition , 1990.
- [7] Robert Boylestad , Louis Nashelsky ,“ Electronic Devices and Circuit Theory ” , Prentice Hall , Sixth Edition , 1996.
- [8] ถวิล กิ่งทอง , “ ทฤษฎีและระบบสื่อสาร ” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [9] สุชาติ กังวาลจิตต์ , “ เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร ” , บริษัทซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด , 2541.
- [10] บรรเจิด ตันติภัตยาภรณ์ , “ หนังสือรวมบทความและ โครงการงานวิทยุสมัครเล่นเล่ม 2 ” , บริษัทซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด , 2538.
- [11] MOT GROUP , “ ความรู้เบื้องต้นทางวิทยุกระจายเสียงและวิทยุโทรทัศน์ ” , โครงการตำราเรียน Physics Center
- [12] ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม , ดร.พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสด , โตะมิโอะ อิวะสะกิ , “ ทฤษฎีและหลักการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ” , บริษัทซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด (มหาชน) , 2538.