

ปริญญาบัตร
เครื่องป้องกันการดักฟังวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิรตซ์
CB SCRAMBLE



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
 คณะวิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท เครื่องป้องกันการดักฟังสำหรับเครื่องรับ-ส่งวิทยุ 27 เมกะเฮิร์ตซ์

CB SCRAMBLE

- ชื่อนักศึกษา
- นางสาวจิรฐา ไชยเดชาร รหัสประจำตัว 36031106
 - นายณรงค์ เสมอภักดิ์ รหัสประจำตัว 36031112
 - นายฤทธิรงค์ บุญศรีธา รหัสประจำตัว 36031113
 - นายอดิศักดิ์ หงส์นันทกุล รหัสประจำตัว 36031143

หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท

- อาจารย์วิสุทธิ อธิพรธรรม
- อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
- อาจารย์โกศล ตราชู

คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์วิสุทธิ อธิพรธรรม	
2. อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์	
3. อาจารย์โกศล ตราชู	
4. อาจารย์กิติพงศ์ มะโน	
5. อาจารย์ขรรค์วิทย์ สมหา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22/เมย./38 เวลา 13.30 น. ถึงเวลา 14.30 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.301 คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
 ลงนาม.....
 (ผศ.ดร.ธีระศักดิ์ เทพหัสดิน ณ อยุธยา)
 หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
 วันที่ 20 เดือน กรกฎาคม พ.ศ. 2568

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องป้องกันการค้าฟิงวิทย์ย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์

CB SCRAMBLE

ผู้จัดทำ

1. นางสาวจิรฐา ไชยเดชาร
2. นายฉรงค์ เสมากักดี
3. นายฤทธิรงค์ บุญศรีธา
4. นายอดิศักดิ์ หงส์นันทกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

ลงนาม.....

(อาจารย์วิสุทธิ อธิพรธรรม)

ลงนาม.....

(อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)

ลงนาม.....

(อาจารย์โกศล ตราชู)

หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

ลงนาม.....

(ผศ.ดร.ธีระพล เทพหัสดิน ณ อยุธยา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องป้องกันการดักฟังวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์

CB SCRAMBLE

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง และหลักการเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์
2. เพื่อวิเคราะห์ออกแบบวงจรป้องกันการดักฟัง และวิเคราะห์วงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์
3. เพื่อสร้างวงจรป้องกันการดักฟังและวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ได้ออกแบบไว้
4. เพื่อทำการทดสอบการทำงานของวงจรป้องกันการดักฟัง และวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อนำไปใช้งาน
5. เพื่อนำไปเป็นแนวทางในการพัฒนา เครื่องป้องกันการดักฟังสำหรับเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ ให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่สมบูรณ์ต่อไป

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถศึกษาและเข้าใจการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง และหลักการของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์
2. สามารถออกแบบวงจรป้องกันการดักฟัง และวิเคราะห์วงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์
3. สามารถทำการทดสอบวงจรป้องกันการดักฟัง และวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์
4. สามารถที่จะนำเอาเครื่องป้องกันการดักฟัง และวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ ไปใช้งานจริงได้
5. สามารถนำเครื่องป้องกันการดักฟัง และเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ ไปปรับปรุงและพัฒนาให้มีความมีประสิทธิภาพการทำงานที่สมบูรณ์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องป้องกันการดักฟังสำหรับเครื่องรับ-ส่งวิทยุ 27 เมกะเฮิรตซ์

นางสาวจิรฐา	ไชยเดชชาทร
นายณรงค์	เสมาภักดี
นายฤทธิรงค์	บุญศรีธธา
นายอดิศักดิ์	หงส์นันทกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา	
อาจารย์วิสุทธิ	อิทธิพรธรรม
อาจารย์พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์
อาจารย์โกศล	ตราชู
ปีการศึกษา 2537	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอเครื่องป้องกันการดักฟังสำหรับวิทยุสื่อสารในย่านความถี่ประชาชน เพื่อเป็นการเพิ่มความปลอดภัยในการรับ-ส่งสัญญาณเสียงให้สูงขึ้น ในการศึกษาและออกแบบวงจร เราจะใช้วิธีการป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก

วิธีการป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อกการออกแบบจะใช้วิธีการเลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณเสียงให้เปลี่ยนไปจากเดิม โดยเริ่มแรกจะนำสัญญาณเสียงมาแยกเป็นสองส่วนโดยมีเฟสต่างกัน ซึ่งวิธีนี้เราเรียกว่าการแปลงสัญญาณแบบฮิลเบิร์ต สัญญาณที่ได้นี้จะต้องนำไปผ่านการบาลานซ์มอดูเลเตอร์ สัญญาณเสียงที่ได้นี้จะถูกส่งผ่านช่องสื่อสารทางเสียงมายังเครื่องรับ โดยทางเครื่องรับจะใช้เทคนิคเดียวกันกับทางด้านส่งเพื่อแปลงสัญญาณเสียงให้เหมือนเดิม

CB SCRAMBLE

MISS.JIRATHA CHAIYADECHATORN

MR.NARONG SEMAPAKDEE

MR.RITHIRONG BUNSRATHA

MR.ADISAK HONGNANTAKUL

ADVISOR

MR.WISUIT ATIPORNTUM

MR.PEERAWUT SUWANJAN

MR.KOSOL TRACHU

1994

ABSTRACT

This thesis explains how the citizen band scrambler. For security to the audio message data in this transmission system. This project will be used the analog method to design application circuit both scramble and descramble

In the analog scrambling and descrambling method used the spectram shifting theory this theorem is called hillbert tranform. Hillbert tranform will use splitting the audio signal by splitter circuit. Splitted-signals will have out of phase

These signal are tranmitted to modulation by balance modulator then these modulated signals will be tranmitted by tranmission link to the receiver. Which the receiver will use the same technique to convert these signal

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องมาจากความสามัคคีและความเข้าใจกัน ภายในกลุ่มเป็นอันดับแรก รวมไปถึงพระคุณของบิดามารดาและผู้มีพระคุณทุกท่าน ที่ให้กำเนิด เลี้ยงดูและอุปการะผู้จัดทำจนเติบโตและประสบความสำเร็จในชีวิต

ขอขอบคุณ คณาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความช่วยเหลือในการให้คำปรึกษา คำแนะนำ ตลอดจนอำนวยความสะดวกเรื่องอุปกรณ์ เครื่องมือ เครื่องใช้ และสถานที่ในการปฏิบัติงาน

นอกจากนี้แล้วขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือและกำลังใจ อีกทั้งให้ความเป็นห่วง เป็นใยกันมาตลอด ซึ่งคณะผู้จัดทำขอขอบคุณเป็นอย่างยิ่งจากใจจริง



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 ข้อมูลสำหรับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน	2
2.1.1 ข้อกำหนดสำหรับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน	2
2.1.2 ข้อมูลด้านเทคนิค	3
2.2 การทำงานของวิทยุรับ-ส่ง ความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์	4
2.2.1 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง (Transmitter)	4
2.2.2 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องรับ (Receiver)	4
2.3 การเลือกความถี่และการควบคุมความถี่	4
2.3.1 เสถียรภาพทางความถี่	4
2.3.2 การกำเนิดความถี่	5
2.3.3 เงื่อนไขสำหรับการกำเนิดความถี่	6
2.3.4 การขยายกำลังงาน	6
2.3.5 แมทซิ่งเนทเวิร์ค	6
2.4 ภาครับ-ภาคส่ง ย่านความถี่ประชาชน	8
2.4.1 ข้อมูลทางเทคนิคของวงจร	8

	หน้า
2.4.3 วงจรสแควลซ์คอนโทรล	14
2.4.4 ภาคส่ง	16
2.5 ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด	17
2.5.1 การเข้ารหัสเสียงพูด	
ด้วยวิธีการทางอนาลอก (Analog Encrypting Speech)	17
2.5.2 การเข้ารหัสเสียงพูดด้วย	
วิธีการทางดิจิทัล (Digital Encrypting Speech)	29
2.5.3 สัญญาณแบบดิจิทัล	32
2.5.4 เพอมีวเทร้นชั้นแรกและชั้นสุดท้าย	46
2.5.5 การคำนวณฟังก์ชัน $f(R_{i-1}, K_i)$	47
2.6 ความหมายของการมอดูเลชัน (Modulation)	56
2.6.1 ชนิดของการมอดูเลชันทางอนาลอก	56
2.6.2 ชนิดของการมอดูเลชันทางดิจิทัล	65
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบวงจร	78
3.1 กล่าวนำ	78
3.2 PRE MIC	79
3.3 LOW PASS FILTER	80
3.4 HIGH PASS FILTER	82
3.5 SCRAMBLE	84
3.5.1 SHIFT PHASE $+45^\circ$	85
3.5.2 SHIFT PHASE -45°	86
3.5.3 MULTIPLIER	88
3.5.4 MIXER	88

3.5.5 วงจรรวมทางด้านสแควมเบิ้ล	90
3.6 DESCRAMBLE	97
3.6.1 SHIFT PHASE -45°	98
3.6.2 SHIFT PHASE $+45^{\circ}$	100
3.6.3 วงจรรวมทางด้านดีสแควมเบิ้ล	102
3.7 OSCILLATOR	109
3.8 CONTROL PUSH TO TALK	110
3.9 POWER SUPPLY	110
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	111
4.1 SCRAMBLE	112
4.2 DESCRAMBLE	114
บทที่ 5 บทสรุปและแนวทางการพัฒนา	119
5.1 บทสรุป	119
5.2 ปัญหาในการทำงาน	119
5.3 แนวทางการพัฒนา	120
บรรณานุกรม	121
ภาคผนวก ก. คู่มือการใช้เครื่องป้องกันการดักฟัง วิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน	122
ภาคผนวก ข. เอกสารการประยุกต์ใช้งานวงจรรวม	126

สารบัญภาพ

ภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 สัญญาณฮาร์โมนิกของภาคออสซิลเลเตอร์	5
รูปที่ 2.2 วงจรพายนเทเวิร์ค	7
รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมภาครับระบบดับเบิลคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง	11
รูปที่ 2.5 วงจรภาครับ-ภาคส่ง ย่านความถี่ประชาชน	15
รูปที่ 2.6 ย่านความถี่เสียงพูดกำหนดอยู่ในช่วง 200-3200 เฮิรตซ์	17
รูปที่ 2.7 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณเสียงที่ถูกอินเวิร์ท	18
รูปที่ 2.8 Inverse and Reversion to restore original	19
รูปที่ 2.9 สัญญาณ A.M.gfb,ความถี่ด้านบนความถี่ด้านล่างและสัญญาณพาห์	20
รูปที่ 2.10 หลักการของการเลื่อน-สลับแถบคลื่น	21
รูปที่ 2.11 เทคนิคการสแครมบลิงแถบคลื่น	22
รูปที่ 2.12 ไทม์อีเลเมนต์สแครมบลิง	23
รูปที่ 2.13 ไทมิงไดอะแกรมของ T.E.S	25
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างของระบบ T.E.S	27
รูปที่ 2.15 ระบบดิจิทัล ไชเฟอร์ (Digital Cipher System)	29
รูปที่ 2.16 ระบบดิจิทัล ไชเฟอร์ที่ถูกปรับปรุง	30
รูปที่ 2.17 ขั้นตอนการแปลงอนาลอกไปเป็นสัญญาณดิจิทัล	32
รูปที่ 2.18 การมอดูเลชันระหว่างสัญญาณอนาลอกกับสัญญาณพัลส์	33
รูปที่ 2.19 แนวความคิดในทฤษฎีการแซมปลิง	34
รูปที่ 2.20 ระยะห่างของการแซมปลิง	35
รูปที่ 2.21 PAM ของสัญญาณที่ผ่านการแซมปลิงแล้ว	36

รูปที่ 2.22	ผลของความถี่สัญญาณสุ่มค่าและสัญญาณอนาลอกคือ PCM	36
รูปที่ 2.23	การจัดระดับสัญญาณ PAM	37
รูปที่ 2.24	การนำสัญญาณ PAM มาเข้ารหัส	38
รูปที่ 2.25	รูปแบบทั่วไปของการเข้าและถอดรหัสแบบบล็อก	39
รูปที่ 2.26	ระบบการเข้ารหัสแบบบล็อกที่มีหลายสเตจ	40
รูปที่ 2.27	การสลับจำนวน 4 บิต ของ P BOX	41
รูปที่ 2.28	รูปแบบทั่วไปของการเข้าและถอดรหัสแบบซิงค์ไครนัส	41
รูปที่ 2.29	โพลีชาร์ทแสดงการเข้ารหัสดีไอเอส	43
รูปที่ 2.30	โพลีชาร์ทแสดงรายละเอียดอัลกอริทึมของรหัสดีไอเอส	44
รูปที่ 2.31	โพลีชาร์ทของการเข้าและถอดรหัสดีไอเอส	45
รูปที่ 2.32	Inversion Permutation and Inversion Initial Permutation	46
รูปที่ 2.33	โพลีชาร์ทแสดงรายละเอียดฟังก์ชัน $f(R_i-1, K_i)$	47
รูปที่ 2.34	ตาราง Select E Permutation Table ยึดข้อมูล 32 บิตของ R ในกลายเป็น 48 บิต	47
รูปที่ 2.35	ตาราง Permutation P เปลี่ยนข้อมูลที่ได้จาก S1 ถึง S8 ให้เป็น $f(R_i-1, K_i)$	49
รูปที่ 2.36	ตารางฟังก์ชัน S1 ถึง S8 โปรดดูวิธีใช้ในรูปที่ 2.37	50
รูปที่ 2.37	การใช้ตาราง S1 ถึง S8	51
รูปที่ 2.38	ตาราง Permuted Choice 1 ซึ่งแยกคีย์ออกเป็น CO กับ DO แต่ละส่วนยาว 28 บิต	51
รูปที่ 2.39	ตารางแสดงจำนวนครั้งของการหมุนข้อมูลไปนารีไปทางซ้ายเพื่อหา n	52
รูปที่ 2.40	โพลีชาร์ทแสดงการคีย์ย่อยๆ จากคีย์ใหญ่ยาว 56 บิต ที่ผู้ใช้ป้อนเข้าไป	53
รูปที่ 2.41	การสร้าง K_i จาก Subkey C_i และ D_i ด้วย ตาราง Permuted Choice 2	54
รูปที่ 2.42	สัญญาณและผลของการมอดูเลต	55
รูปที่ 2.43	การมอดูเลตสัญญาณทางขนาด	55
รูปที่ 2.44	การผสมสัญญาณแบบแอมพลิฟิเคชัน	57

รูปที่ 2.45	ลักษณะกำลังของสัญญาณ	58
รูปที่ 2.46	เปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลท	59
รูปที่ 2.47	เปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลทกับคลื่นพาหะ	60
รูปที่ 2.48	สเปกตรัมแอมพลิจูดมอดูเลชันแบบต่างๆ	62
รูปที่ 2.49	วงจรมอดูเลชัน	64
รูปที่ 2.50	การผลิต SSB โดยใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ฟิลเตอร์	65
รูปที่ 2.51	บล็อกไดอะแกรมของเซลล์มอดูเลชัน	66
รูปที่ 2.52	สัญญาณอินพุตที่เป็นอนาล็อกและสัญญาณประมาณค่า	66
รูปที่ 2.53	ผลของการใช้ความกว้างของสเตรปไม่เหมาะสมกับสัญญาณอินพุต	67
รูปที่ 2.54	ผลของการเข้ารหัสแบบเซลล์มอดูเลชันพร้อมกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น	68
รูปที่ 2.55	บล็อกไดอะแกรมของอะแด็ปทีฟเซลล์มอดูเลชัน	69
รูปที่ 2.56	สัญญาณส่งออกของอะแด็ปทีฟเซลล์มอดูเลชัน	70
รูปที่ 2.57	ความเข้มพัลส์ของระดับการเปลี่ยนแปลงสูงสุดกับ ขนาดของสเตรปจากการควอนไทซ์	71
รูปที่ 2.58	สัญญาณของวงจรส่วนต่างๆ ในระบบเซลล์มอดูเลชัน	71
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องป้องกันการดักฟัง	78
รูปที่ 3.2	วงจรมอดูเลชัน	79
รูปที่ 3.3	การตอบสนองของวงจรมอดูเลชัน	80
รูปที่ 3.4	วงจรมอดูเลชันฟิลเตอร์	80
รูปที่ 3.5	วงจรมอดูเลชันของวงจรมอดูเลชันความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 2	81
รูปที่ 3.6	การตอบสนองของวงจรมอดูเลชันความถี่สูงผ่าน	82
รูปที่ 3.7	วงจรมอดูเลชันความถี่สูงผ่าน	82
รูปที่ 3.8	วงจรมอดูเลชันของวงจรมอดูเลชันความถี่สูงผ่านอันดับที่ 2	83

	หน้า
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของภาคสแควมเบิล	84
รูปที่ 3.10 วงจรเลื่อนเฟส $+45^\circ$	85
รูปที่ 3.11 วงจรเลื่อนเฟส -45°	86
รูปที่ 3.12 วงจร Multiplier	87
รูปที่ 3.13 วงจรมิกเซอร์	88
รูปที่ 3.14 วงจร Multiplier และ LPF	89
รูปที่ 3.15 วงจรรวมทางด้านสแควมเบิล	90
รูปที่ 3.16 วงจรพิมพ์ของภาคสแควมเบิล	91
รูปที่ 3.17 การวางอุปกรณ์ของภาคสแควมเบิล	92
รูปที่ 3.18 บล็อกไดอะแกรมของภาคดีสแควมเบิล	98
รูปที่ 3.19 วงจรเลื่อนเฟส -45°	99
รูปที่ 3.20 วงจรเลื่อนเฟส $+45^\circ$	100
รูปที่ 3.21 วงจรออสซิลเลเตอร์	101
รูปที่ 3.22 วงจรรวมทางด้านดีสแควมเบิล	102
รูปที่ 3.23 วงจรพิมพ์ของภาคดีสแควมเบิล	103
รูปที่ 3.24 การวางอุปกรณ์ของภาคดีสแควมเบิล	104
รูปที่ 3.25 วงจร Control Push To Talk	109
รูปที่ 3.26 วงจร Power Supply	110
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลอง	111
รูปที่ 4.2 การทดลองของวงจรสแควมเบิล	112
รูปที่ 4.3 สัญญาณก่อนป้อนเข้าวงจรสแควมเบิล	113
รูปที่ 4.4 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรสแควมเบิล	113
รูปที่ 4.5 การทดลองของวงจรดีสแควมเบิล	114

	หน้า
รูปที่ 4.6 สัญญาณจากวงจรสแตมเบิล	115
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ดีสแตมเบิลแล้ว	116
รูปที่ 4.8 เครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น	116
รูปที่ 4.9 การต่อวงจรภายในเครื่อง	117
รูปที่ 4.10 การใช้งานกับวิทยุรับ-ส่ง ย่าน VHF	117
รูปที่ 4.11 การใช้งานกับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน	118
รูปการใช้งานวิทยุรับ-ส่ง ยี่ห้อ ICOM	123
รูปการใช้งานวิทยุรับ-ส่ง ยี่ห้อ KENWOOD	124



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมาก ทั้งในทางทหาร ราชการ พลเรือนและวงการธุรกิจ ซึ่งทั้งนี้ก็เพื่อเพิ่มความสะดวกรวดเร็วประหยัดค่าใช้จ่ายและเวลา ปัจจุบันระบบการสื่อสารมีด้วยกันหลายทางเช่น ทางคู่สายโทรศัพท์ ข้อมูลทางวิชาการ หรือความบันเทิงต่างๆ ที่ไม่ เป็นความลับใดๆ แต่ในการติดต่อสื่อสารระหว่างหน่วยงานที่สำคัญ บางครั้งก็จะต้องคำนึงถึงความปลอดภัย ในการแพร่ข่าวสารผ่านวิทยุมือถือหรือคู่สายโทรศัพท์ ซึ่งจะถูกลักลอบดักฟังได้ง่ายมาก จากผู้หวังประโยชน์ ยังผลให้เกิดความเสียหายในการแพร่ข่าวสารนั้น

เครื่องวิทยุรับ-ส่งซึ่งใช้ในย่านความถี่ 26.965-27.255 เมกะเฮิร์ตซ์หรือวิทยุในย่านความถี่ ประชาชน (CITIZEN BAND RADIO) หรือที่เราเรียกกันว่า ซี.บี (C.B) ซึ่งเป็นคลื่นความถี่วิทยุที่ อนุญาตให้ประชาชนใช้ได้ ซึ่งเครื่องที่อนุญาตให้ใช้เป็นแบบไม่เกิน 40 ช่องความถี่ ต่อมาจึงมีการ อนุญาตให้ใช้แบบมือถือชนิดกำลังส่งต่ำได้ ในปัจจุบันนับว่ามีความจำเป็นต่อชีวิตประจำวันมาก และเป็นที่ยอมรับใช้งานกันอย่างแพร่หลายมาก ไม่ว่าจะเป็นการใช้งานเพื่อธุรกิจหรือเพื่อการศึกษา เพราะสามารถใช้งานได้ง่าย มีความคล่องตัวสูง อีกทั้งราคาไม่แพงและง่ายต่อการบำรุงรักษา เนื่องจากว่าวิทยุในย่านความถี่ประชาชน ในปัจจุบันเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาก ทำให้ความถี่ที่ ใช้งานขาดความเป็นส่วนตัวไป ซึ่งทำให้ในบางครั้งข้อมูลที่เรต้องการสื่อสารอาจจะไม่ต้องการให้ ใครรับรู้ได้ จากเหตุผลดังกล่าวจึงได้จัดทำวิทยานิพนธ์นี้ขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น โดยการจัดทำเครื่องป้องกันการดักฟังขึ้น เพื่อเป็นทางเลือกใหม่สำหรับผู้ที่ต้องรักษาความลับใน การสื่อสารข้อมูล เครื่องป้องกันการดักฟังที่จัดทำขึ้นนี้ได้มีการออกแบบและศึกษาถึงวงจรป้องกันการ ดักฟังแบบอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

ในการติดต่อสื่อสารในสื่อต่างๆ ที่มีอยู่นั้น มีจุดประสงค์เพียงเพื่อที่จะทำการสื่อสารข่าวสารให้ถูกต้อง รวดเร็ว ลดค่าใช้จ่ายในการเดินทาง แต่ในการติดต่อสื่อสารบางครั้ง ก็จำเป็นต้องรักษาข่าวสาร เพื่อป้องกันการรั่วไหล ปัญหาหลักอันหนึ่งที่ผู้ออกแบบเครื่องมือป้องกันต้องคำนึงถึง คือ ความก้าวหน้าและความทันสมัย ในการนำเทคนิคใหม่ๆ มาใช้ในระบบสื่อสารหลายเทคนิคจำเป็นต้องมีขีดจำกัดและกฎข้อบังคับสำหรับการสื่อสารแต่ละประเภทนั้น ดังตัวอย่างเช่น การกำหนดย่านความถี่ (Bandwidth) ของระบบโทรศัพท์และวิทยุ ทั้งยังมีอีกส่วนหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงก็คือคุณภาพของเสียงที่นำไปใช้ในระบบสื่อสารประเภทนั้น ว่ามีความชัดเจนเพียงใด ความชัดเจนของเสียงจะมีคุณภาพต่ำลง ถ้าระบบการเชื่อมโยงการส่งผ่าน (Transmission Link) ไม่ดีพอการย้ายข่าวสารเพื่อความถูกต้องเนื่องจากเหตุผลดังกล่าว เป็นการไม่ปลอดภัยสำหรับข่าวสารนั้นจึงควรที่จะพิจารณาถึงความเหมาะสมกับการนำไปใช้งาน สำหรับแต่ละชนิดของเครื่องป้องกันการดักฟังและชนิดของระบบเชื่อมโยงการส่งผ่านที่ใช้อยู่

2.1 ข้อมูลสำหรับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน

วิทยุรับ-ส่งในย่านความถี่สำหรับประชาชน หรือวิทยุซี.บี.ที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยปกติแล้วจะเป็นทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งในตัวเดียวกัน (Transceiver) ซึ่งจะสามารถทำงานครอบคลุมในย่านความถี่ตั้งแต่ 26.965-27.255 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยจะสามารถนำไปใช้งานได้ 23 ช่องความถี่ ใช้การผสมคลื่นทางขนาด (Amplitude Modulation) และจะใช้การผสมคลื่นทางความถี่ (Frequency Modulation) การส่งกระจายคลื่นแบบแถบคลื่นข้างเดียว (Single Side Band) นั้น กำลังส่งของเครื่องส่งจะถูกจำกัดไว้ที่ 5 วัตต์ทางด้านอินพุตและ 4 วัตต์ทางด้านเอาต์พุตซึ่งสถานีวิทยุที่ได้รับอนุญาตจะต้องปฏิบัติตามระเบียบนี้ อย่างไรก็ตามสำหรับผู้ที่ไม่มิใบอนุญาตก็ต้องปฏิบัติตามเช่นเดียวกัน

2.1.1 ข้อกำหนดสำหรับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน

วิทยุรับ-ส่ง ในย่านความถี่ประชาชน จะมีคลาสอื่นๆ ของอุปกรณ์อีกมากมายหลายคลาสที่ได้รับอนุญาตให้ใช้ในย่านวิทยุประชาชนเช่น วิทยุคลาสเอ ทำงานในย่าน 460-470 เมกะเฮิร์ตซ์ สถานีคลาสซี เป็นเครื่องส่งวิทยุควบคุม (Radio Control Transmitter) และสถานีคลาสดี เป็นรถแข่งโมเดลขนาดเล็กที่มีวิทยุรับ-ส่ง เป็นเครื่องส่งวิทยุควบคุม (Radio Control Transmitter) และไม่ได้รับอนุญาตให้ใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประเภทที่ได้รับอนุญาตให้ใช้ในรถยนต์ รถขนส่ง โดยเครื่องส่งในคลาสดีทั้งหมด จะต้องมิลักษณะเป็นแบบใช้แร่คริสตอลควบคุม (Crystal Control) ตามข้อกำหนดของเอฟซีซี (FCC) วิทยุในย่านความถี่ประชาชนมีอยู่หลายแบบด้วยกันเช่น

- 1 ช่องสัญญาณเดียว เครื่องส่งและเครื่องรับเป็นแบบจูนคงที่ (Single Channel Fixed Tune Transmitter-Receiver)
- 2 ช่องสัญญาณเดียว เครื่องส่งจะเป็นแบบจูนคงที่ และเครื่องรับจะเป็นแบบจูนปรับได้ (Single Channel Fixed Tune Transmitter Variable Receiver)
- 3 เครื่องส่งและเครื่องรับจะเป็นแบบเลือกช่องของสัญญาณได้หลายช่อง (Ultiselectable Channel Transmitter Receiver)
- 4 เครื่องส่งจะเป็นแบบเลือกช่องสัญญาณได้หลายช่อง เครื่องรับจะเป็นแบบปรับจูนได้ (Multiselectable Channel Transmitter Tunable Receiver)
- 5 เครื่องส่งจะเป็นแบบเลือกช่องสัญญาณได้ 23 ช่อง ส่วนเครื่องรับจะเป็นแบบปรับจูนได้ (23 Selectable Channel Transmitter Tunable Receiver)
- 6 เครื่องส่งและเครื่องรับเป็นแบบเลือกช่องสัญญาณได้ 23 ช่อง (23 Selectable Channel Transmitter-Receiver)

2.1.2 ข้อมูลทางด้านเทคนิค

- 1 การผสมคลื่นเป็นแบบ เอเอ็ม หรือ เอฟเอ็ม ก็ได้
- 2 กำลังงานทางด้านเข้าจนถึงภาคขยายความถี่ภาคสุดท้ายถูกจำกัดไว้ที่ 5 วัตต์ กำลังงานทางด้านออก 4 วัตต์
- 3 เสถียรภาพทางความถี่ของเครื่องส่งจะต้องมีค่า 0.005% หรือน้อยกว่านี้
- 4 ความถี่ที่ใช้ในการผสมคลื่นยอมให้ใช้ได้สูงสุดที่ 3000 เฮิร์ตซ์
- 5 ความสูงของสายอากาศจำกัดที่ความยาว 20 ฟุต ย่านการติดต่อภายใต้ข้อจำกัดเหล่านี้ปกติถูกจำกัดที่ระยะ 1 ไมล์ ระหว่างสถานีติดตั้ง 2 สถานี โดยใช้สายอากาศภายใน เมื่อใช้สายอากาศภายนอกจะสามารถเพิ่มระยะทางได้ไกลถึง 30 ไมล์ สำหรับย่านการติดต่อ จากสถานีภาคพื้นดินกับสถานีเคลื่อนที่จะขึ้นอยู่กับความสูงของสายอากาศ

2.2 การทำงานของวิทยุรับ-ส่ง ความถี่ 27 เมกะเฮิรตซ์

สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ

2.2.1 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องส่ง (Transmitter)

จุดมุ่งหมายของการส่งก็เพื่อจะทำการผสมคลื่นสัญญาณพาห้ (Carrier) ความถี่สูงด้วย ข่าวดสารต่างๆ เช่น เสียงดนตรี คำพูด ข้อมูล สัญญาณภาพ เพื่อที่จะทำให้ข่าวสารจะได้ส่งไปอย่างมีประสิทธิภาพจนถึงเครื่องรับ ดังนั้นเครื่องส่งจึงจะต้องมีกำลังส่งที่เพียงพอที่จะเอาชนะสัญญาณรบกวนใดๆ ที่บริเวณการรับนั้นๆ จึงต้องมีความถี่ที่เที่ยงตรงและสัญญาณที่จะต้องมีความชัดเจนอยู่ในความกว้างของแถบคลื่น (Bandwidth) ที่ได้กำหนดไว้ สัญญาณพาห้ซึ่งถูกผสมคลื่นพร้อมที่จะป้อนออกสู่สายอากาศจะต้องแทนข่าวสารที่ป้อนเข้ามาอย่างถูกต้อง นั่นคือ การตอบสนองทางด้านขนาด (Amplitude) ทางเฟส (Phase) และรวมทั้งมีการบิดเบี้ยวและการแทรกสอดเกิดในระบบ (Intermodulation Distortion) ซึ่งจะต้องมีการพิจารณาในทุกๆ จุดของเครื่องส่ง

2.2.2 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องรับ (Receiver)

สัญญาณที่แพร่กระจายออกมา จะถูกทำการแยกสัญญาณ (Demodulate) เพื่อทำให้เกิดเป็นสัญญาณเสียงขึ้น เครื่องรับจะประกอบด้วยตัวแยกสัญญาณ (Detector) และวงจรมขยายเสียง (Audio Amplifier) สัญญาณที่เข้ามายังดีเทคเตอร์ประกอบด้วยสัญญาณคลื่นพาห้และสัญญาณของแถบคลื่น ซึ่งที่ด้านออกของภาคดีเทคเตอร์ สัญญาณที่จะผ่านออกมาจะไปเข้ายังวงจรมขยาย และถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณเสียงออกทางลำโพง

2.3 การเลือกความถี่และการควบคุมความถี่

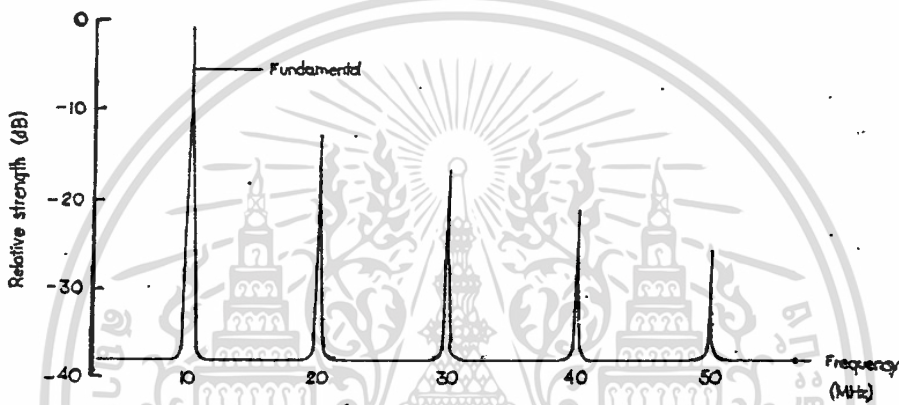
สำหรับวิทยุรับ-ส่ง ซี.บี. จะต้องใช้ภาคออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีหน้าที่ผลิตความถี่ออกมาใช้งานอย่างน้อยที่สุด 2 ชุด คือ ชุดที่หนึ่งใช้สำหรับการผลิตความถี่ของเครื่องส่งซึ่งจะต้องใช้คริสตอลควบคุมและอีกชุดหนึ่งสำหรับการผลิตความถี่ของเครื่องรับซึ่งอาจจะเป็นแบบใช้คริสตอลควบคุมหรือแบบจูนคองที่โดยไม่ใช้คริสตอลควบคุมหรือแบบปรับจูนก็ได้ เมื่อการผลิตความถี่จึงจำเป็นต้องมีเสถียรภาพการทำงานของเครื่องประมาณ 0.005% ของความถี่ที่ทำงาน

2.3.1 เสถียรภาพทางความถี่

ตามข้อตกลงมาตรฐานทางเทคนิคของเอฟซีซี ความถี่ของเครื่องส่งนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงไม่เกินกว่า 0.005% จากความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้ ซึ่งหมายความว่า ที่ความถี่ในช่วงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

27.025 เมกะเฮิร์ตซ์ ความถี่พาห้ของเครื่องส่ง จะต้องคงอยู่ในช่วง 1,351 เฮิร์ตซ์ ของ 27.025 เมกะเฮิร์ตซ์ เพราะว่า 27.025 เมกะเฮิร์ตซ์คูณกับ 0.005% ได้ 1,351 เฮิร์ตซ์ หรือ 1.351 กิโลเฮิร์ตซ์ (0.005% เท่ากับ 0.00005)

2.3.2 การกำเนิดความถี่



รูปที่ 2.1 สัญญาณฮาร์โมนิกของภาคออสซิลเลเตอร์

ภาคแรกในเครื่องส่งที่เราควรทราบก็คือ ภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นส่วนที่กำเนิดความถี่ออกมาใช้งาน โดยที่แท้จริงแล้วภาคออสซิลเลเตอร์ก็จะเป็นวงจรขยายชนิดพิเศษ ซึ่งอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์ หลอดสุญญากาศ หรือ เอฟอีที (FET) ก็ได้ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ป้อนเข้ามา แต่ที่แตกต่างออกไปจากวงจรขยายทั่วไป ก็คือ ส่วนหนึ่งของสัญญาณทางด้านออก (Output) จะมีการป้อนกลับทางบวก (Positive Feed Back) มายังด้านเข้า (Input) ซึ่งจะเป็นการเพิ่มขนาดของสัญญาณ และด้วยเหตุนี้ในบางครั้งภาคออสซิลเลเตอร์จึงอาจจะเรียกได้ว่า วงจรขยายตัวเอง (Self-Driven Amplifier) ความถี่ที่วงจรขยายจะทำการผลิตขึ้นมาเป็นอันดับแรกจะเกิดขึ้นมาจาก วงจรเลือกความถี่ (Frequency Selective Network) ซึ่งรู้จักกันโดยทั่วไปก็คือ ผลึกแร่คริสตอล (Quartz crystal) หรือ วงจรจูน แอล-ซี (L-C Tuned-Circuit)

สำหรับความต้องการความถี่และระดับกำลังงานใดๆ นั้น เราสามารถจะออกแบบได้ด้วยวงจรที่แตกต่างกันโดยจะแตกต่างกันในเรื่องของสัญญาณฮาร์โมนิกและเสถียรภาพของสัญญาณที่เกิดขึ้น

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณฮาร์โมนิกของความถี่จากภาคออสซิลเลเตอร์ จะเกิดขึ้นเท่าที่มันมีอยู่เสมอและขนาดความสูงสามารถทำการลดลงได้ด้วยการออกแบบจากคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านหรือวงจรกรองความถี่ช่วงกลางผ่าน ในรูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณฮาร์โมนิกซึ่งปรากฏบนเครื่องสเปกตรัม (Spectrum Analyzer) อย่างไรก็ตามสัญญาณฮาร์โมนิกจะสูงหรือไม่ขึ้นอยู่กับระดับกำลังงานที่ใช้และการเลือกใช้ออสซิลเลเตอร์ขยายสัญญาณนั้น ส่วนเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์ก็เป็นส่วนที่สำคัญอย่างยิ่ง

2.3.3 เงื่อนไขสำหรับการกำเนิดความถี่

วงจรออสซิลเลเตอร์จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ

- ส่วนที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device) เช่น ทรานซิสเตอร์ หลอดหรือเอฟอีที ซึ่งจะให้อัตราการขยายกำลัง
- ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนสัญญาณกลับซึ่งกำหนดความถี่การทำงาน ในส่วนนี้เป็นส่วนที่สำคัญซึ่งจะเป็นตัวกำหนด

1. ความถี่ของการออสซิลเลท
2. อัตราการเบี่ยงเบนอุณหภูมิ (Thermal Drift)
3. ระดับของสัญญาณรบกวนทางด้านออก
4. สัญญาณฮาร์โมนิก
5. ระดับสัญญาณของแถบคลื่น

2.3.4 การขยายกำลังงาน

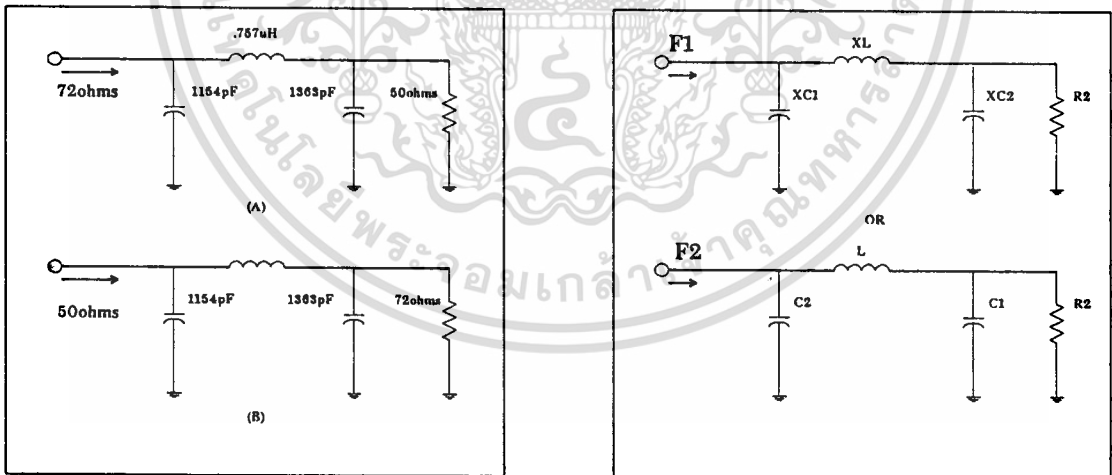
ในเครื่องส่งแบบง่ายๆ จะมีภาควิทยุกำลังงานต่อหลังจากวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะขยายกำลังที่ออกจากภาคออสซิลเลเตอร์ที่มีระดับต่ำให้สูงขึ้น กำลังของภาควิทยุภาคสุดท้ายอาจจะเป็นเพียงมิลลิวัตต์, วัตต์ หรือเป็นร้อยๆ วัตต์ ภาควิทยุแต่ละภาควิทยุกำลังสูงขึ้น กระแสและแรงดันก็จะสูงตามไปด้วย จึงทำให้ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่

2.3.5 แมทซิ่ง เนทเวิร์ค

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สามารถทำงานที่แหล่งจ่ายแรงไฟต่ำ และทำงานที่ระดับกำลังหลายๆ วัตต์ ทำให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางคอลเลคเตอร์ต่ำประมาณ 50 ถึง 75 Ω ซึ่งเป็นอีกสิ่งหนึ่งที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้เครื่องส่งจะต้องถูกออกแบบให้มีการทำงานที่อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่า 50 ถึง 75 Ω ทรานซิสเตอร์ภาคสุดท้ายในเครื่องส่งที่ทำงานที่กำลังงานหลายๆ วัตต์จะต้องมีเนทเวิร์คต่ออยู่ที่คอลเลกเตอร์ โดยจะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ของคอลเลกเตอร์ที่มีค่าต่ำให้มีค่าสูงขึ้น จึงเป็นหม้อแปลงหรือเนทเวิร์คเพิ่ม แต่สำหรับหลอดสูญญากาศจะต้องการหม้อแปลง หรือ เนทเวิร์คลดค่าอิมพีแดนซ์ เนื่องจากค่าเพลทอิมพีแดนซ์จะมีค่ามากกว่า 50 ถึง 75 Ω โดยจะมีค่าประมาณ 10,000 Ω

เมทซิ่ง เนทเวิร์ค มีหลายชนิดที่จะนำมาใช้ในเครื่องส่ง วงจรเนทเวิร์คที่ใช้กันมากที่สุดสำหรับวิทยุสมัครเล่น ก็คือ ชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดยถ้ามีความถี่ที่สูงกว่าจุดที่ได้ออกแบบไว้เข้ามาเนทเวิร์คจะทำให้สัญญาณนั้นเกิดการลดทอนลง (Attenuator) สมมติว่า การลดทอนช่วงสุดท้ายนั้นมีค่า 6 dB ต่อ ออกพุท ต่อ อุปกรณ์ในเนทเวิร์ค ถ้าวงจรที่นำมาใช้งานในเครื่องส่งวิทยุสมัครเล่นเป็นดับเบิลพาย เนทเวิร์ค (Double π Network) ซึ่งมีค่า Q ต่ำ ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 3 ตัว ถ้าเราจะออกแบบให้มีการตัดความถี่ที่ 7 เมกะเฮิร์ตซ์ การลดทอนที่ความถี่ 14 เมกะเฮิร์ตซ์ จะมีค่า 30 dB และจะสูงขึ้น ถ้าเนทเวิร์คนั้นมีค่า Q สูงขึ้น



รูปที่ 2.2 วงจรพายเนทเวิร์ค

นอกจากจะมีคุณสมบัติในการลดทอนแล้ว ยังทำหน้าที่เป็นตัวเลือกโหลด ซึ่งนับว่าเป็นคุณสมบัติที่สำคัญมาก โดยสมมติว่าถ้าเครื่องส่งกำลังต่ำเครื่องหนึ่ง ได้ออกแบบไว้ใช้งานสำหรับกำลังงาน 1 วัตต์ ที่แหล่งจ่ายไฟตรง 12 โวลต์ ดังนั้นถ้าความต้านทานโหลดที่จะนำมาต่อกับคอลเลกเตอร์จะมีค่าเท่ากับ $V_{2cc} - 2P_c = 72 \Omega$ เนทเวิร์คที่เหมาะสมก็คือ ชนิดพาย (π -Type) ซึ่ง

ได้มีการออกแบบไว้เพื่อแปลงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 50 Ω เป็นค่า 72 Ω ตามต้องการ หมายความว่า ถ้าปลายของเนทเวิร์คต่อเข้ากับตัวต้านทาน 50 Ω เมื่อมองที่อีกปลายหนึ่งแล้วก็จะมีค่าความต้านทานเท่ากับ 72 Ω เนทเวิร์คนี้เรียกว่า ซิงเกิล โหลด (Single Loded) วงจรเนทเวิร์ค แอลซี ก็จัดเป็นซิงเกิล โหลด

จากรูปที่ 2.2 แสดงถึงพายเนทเวิร์ค ซึ่งออกแบบไว้ที่ 50 Ω เพื่อให้เกิดความต้านทานที่ปลายอีกด้านหนึ่งมีค่า 72 Ω อย่างไรก็ตาม ถ้ามีการใช้เนทเวิร์คอันเดิมกับความต้านทาน 72 Ω ซึ่งมีอิมพีแดนซ์สูงก็จะปรากฏอิมพีแดนซ์ต่ำ 50 Ω ในอีกปลายหนึ่งเช่นกันโดยจะไม่มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันเลยโดยมีค่า Q เท่ากับ 3 ที่ความถี่ 7 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับการออกแบบคำนวณสามารถหาได้จากสูตรดังนี้

$$X_{c1} = R1/Q$$

$$X_{c2} = R2$$

$$Q^2+1 = R1/R2$$

$$X_L = \frac{QR1+R1R2}{X_{c2}Q^2+1}$$

2.4 ภาครับ - ภาคส่ง ย่าน CB

2.4.1 ข้อมูลทางเทคนิคของวงจร

พอจะอธิบายได้ดังนี้

1. ในภาครับและภาคส่ง ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดและควบคุมความถี่ จะอาศัยแหล่งจ่ายแรงดันไฟแบบเรกกูเลตเข้ามาช่วยเพื่อไม่ต้องการให้ความถี่ทั้งด้านรับและส่งเกิดการเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และวงจรสามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพที่แรงดันไฟเลี้ยง 7.2 โวลต์ ถึง 15 โวลต์

2. ทางด้านความไวของภาครับนั้น สามารถรับสัญญาณได้ต่ำถึง 0.3 ไมโครโวลต์ ดังนั้นแม้สัญญาณที่ถูกส่งเข้ามาจะมีระดับความแรงของสัญญาณต่ำๆ เครื่องก็ยังสามารถรับได้ดี ดังนั้นแม้ว่าระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่งจะห่างไกลกันมากเพียงใด จนทำให้สัญญาณที่ส่งออกอากาศมีความแรงไม่พอแต่ภาครับชนิดนี้ก็ยังสามารถรับได้ เสมือนกับว่าวิทยุรับ-ส่งในระบบนี้สามารถส่งได้ไกลขึ้นโดยไม่ต้องเพิ่มกำลังส่ง

3. ภาคส่งยังสามารถได้รับการปรับปรุงให้มีคุณภาพดีขึ้น โดยทำการเพิ่มภาคปริโคร์ฟเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคออสซิลเลเตอร์ให้ทำงานได้อย่างคงที่ที่สุด ดังเหตุผลได้อธิบายไว้ในข้อ 2 แล้ว

4. ที่ภาคไดรฟ์เวอร์ยังได้มีการออกแบบ โดยใส่ตัวต้านทานอิมิตเตอร์และตัวเก็บประจุที่ขาอิมิตเตอร์ไว้เพื่อเหตุผลในการเพิ่มกำลังส่ง โดยสามารถเพิ่มกำลังส่งได้ที่ภาคนี้เอง

5. ที่วงจรกรองความถี่ โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter) สามารถที่จะปรับปรุงให้ได้ความถี่ฮาร์โมนิกน้อยกว่า -60 เดซิเบล

การทำงานของภาครับตามบล็อกไดอะแกรมของภาครับ

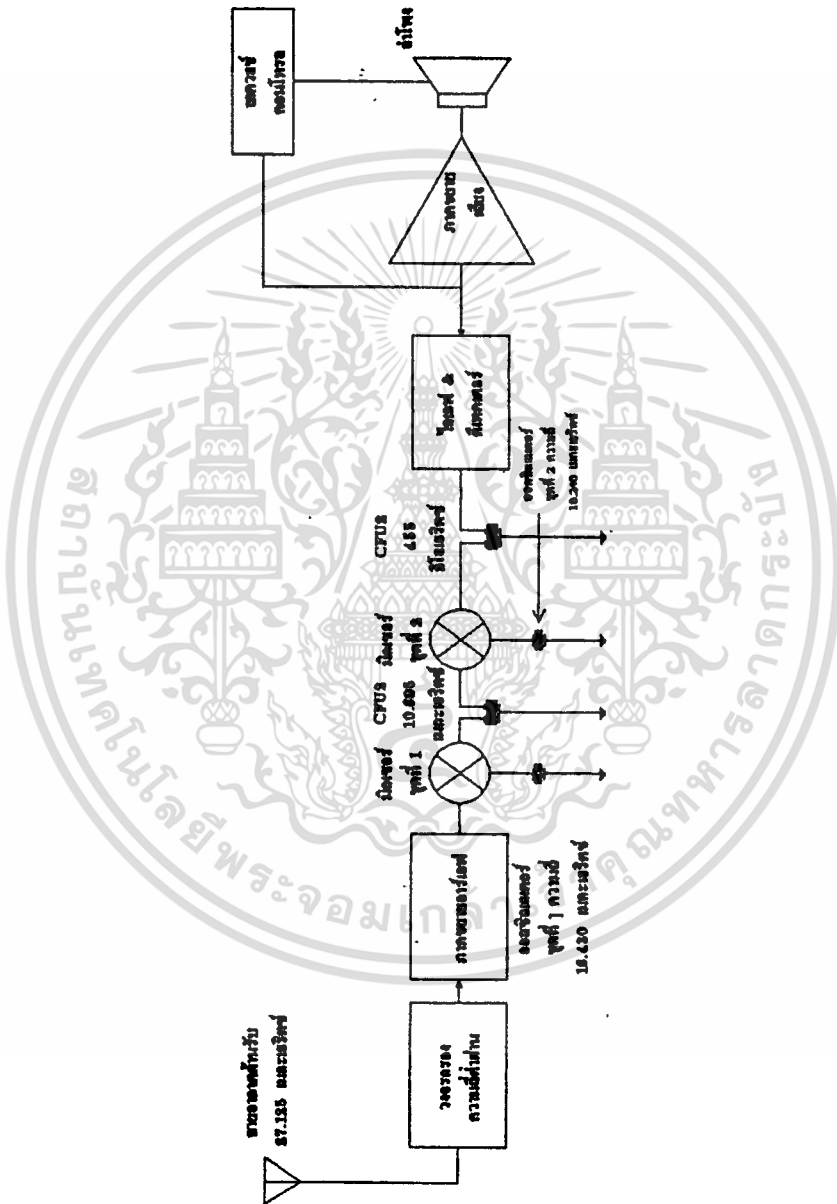
การทำงานตามบล็อกไดอะแกรมของภาครับ ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 เริ่มจากสายอากาศ ซึ่งจะทำหน้าที่รับสัญญาณความถี่วิทยุ ที่ส่งมาจากเครื่องส่งอีกชุดหนึ่ง ซึ่งมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการ (27.125 เมกะเฮิร์ตซ์) ซึ่งอาจจะมีความถี่ใกล้เคียงแทรกแซงเข้ามาได้บ้างบางส่วน แล้วทำการขยายความถี่วิทยุที่ภาคขยายอาร์เอฟ หรือที่เรียกกันโดยทั่วไปว่า ฟรอนต์เอนด์ (Front End) ทำการขยายความถี่นี้ให้แรงขึ้นในระดับหนึ่ง

สัญญาณที่ได้ผ่านการขยายจากภาคขยายอาร์เอฟแล้วนั้น ก็จะถูกนำมารวมกันกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นเองด้วยคริสตอลที่ภาคมิกเซอร์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐานที่เกิดขึ้นเป็นความถี่ออสซิลเลเตอร์ชุดที่หนึ่งมีค่าความถี่เท่ากับ 16.430 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งการผสมกันของความถี่อาร์เอฟและความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้ ก็จะทำให้เกิดความถี่ใหม่ขึ้นมาทั้ง ความถี่ที่สูงขึ้นและความถี่ต่ำลง ในภาคมิกเซอร์นี้จะเป็นการนำเอาความถี่มูลฐานไปหักล้างกับความถี่อาร์เอฟดังนั้นความถี่ที่ออกจากภาคมิกเซอร์จะเท่ากับ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ ลบด้วย 16.430 เมกะเฮิร์ตซ์ จะทำให้ได้ความถี่ไอเอฟเท่ากับ 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือประมาณ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

ความถี่เอาท์พุทของมิกเซอร์ชุดที่หนึ่งจะถูกเซรามิกฟิลเตอร์ CFU1 ทำการบล็อกเอาเฉพาะความถี่ตามค่าของ CFU1 เท่านั้น ในที่นี้ใช้ค่า 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้น ความถี่ที่สูงหรือต่ำกว่านี้ จะไม่สามารถผ่านชุดฟิลเตอร์นี้ไปได้ ความถี่ไอเอฟ 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์ ผ่าน CFU1 ไปได้และจะถูกทำการรวมความถี่เข้าด้วยกันกับความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐานอีกในภาคคอนเวอร์เตอร์หรือมิกเซอร์ชุดที่สอง เพื่อทำการลดทอนความถี่ไอเอฟลงมาให้เหลือ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

ความถี่ไอเอฟ 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อรวมกับความถี่มูลฐานที่ภาคออสซิลเลเตอร์กำเนิดขึ้นมา มีค่าเท่ากับ 10.240 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อรวมกันที่ภาคมิกเซอร์แล้ว ความถี่ไอเอฟที่ออกไปจากภาคมิกเซอร์ชุดนี้จะมีค่าความถี่เท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ผ่าน CFU2 เพื่อทำการบล็อกเอาเฉพาะความถี่ไอเอฟ 455 กิโลเฮิร์ตซ์นี้เท่านั้น เข้าไปทำการขยายความแรง และทำการดีเทคเอาความถี่

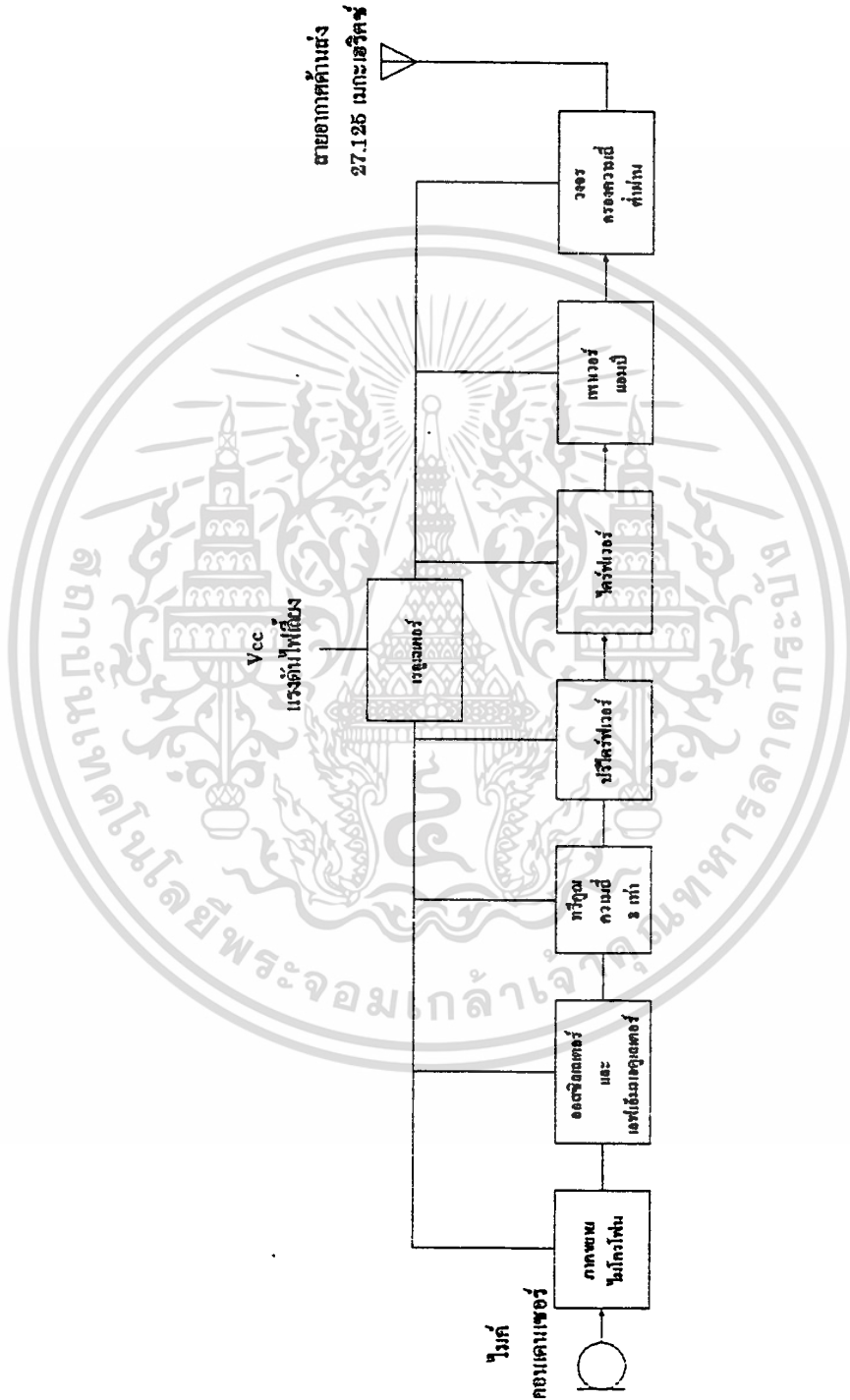
เสียงออกมาที่ภาคขยายไอเอฟและดีเทกเตอร์ สัญญาณที่ออกจากภาคนี้จะเป็นความถี่เสียงเข้าทำการขยายออกลำโพงต่อไป



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมภาครีระบบดับเบิลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมภาคส่งและการทำงาน



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดโอดแกรม ของภาคส่งนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 2.4 เมื่อพิจารณาแล้วการทำงานจะไม่ซับซ้อนเหมือนภาครับ โดยที่เริ่มจากสัญญาณเสียงจะถูกทำการเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยคอนเดนเซอร์ไมค์ แล้วทำการขยายสัญญาณเสียงนั้น ให้มีความแรงสูงขึ้น สัญญาณที่ถูกขยายนี้จะถูกนำไปมอดูเลตกับความถี่วิทยุหรือความถี่อาร์เอฟซึ่งถูกทำการสร้างขึ้นมาจากภาคออสซิลเลเตอร์ มีความถี่เท่ากับ 9.0416 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทวีคูณความถี่ขึ้นเป็นสามเท่า ก็จะได้ความถี่เท่ากับ 27.1248 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือประมาณ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ ตามที่ต้องการแล้วส่งไปทำการขยายที่ภาคปริไคร์ฟเวอร์และภาคไคร์ฟเวอร์ ก่อนที่จะเข้าสู่ภาคขยายความถี่อาร์เอฟต่อไป ซึ่งการมอดูเลตในภาคนี้จะเป็นการมอดูเลตทางความถี่หรือเอฟเอ็ม (Frequency Modulation:FM)

เอาท์พุทที่ได้จาก ภาคขยายความถี่อาร์เอฟสุดท้าย จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่งออกสู่สายอากาศเพื่อให้มีเฉพาะความถี่อาร์เอฟ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ เท่านั้นที่จะถูกส่งออกไป และในบล็อกไดโอดแกรมในสามบล็อกแรกจะใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ผ่านการเรกกูเลตเสียก่อน เพื่อที่จะรักษาแรงดันให้คงที่เพื่อการกำเนิดความถี่ที่เที่ยงตรงดังได้กล่าวมาแล้ว

2.4.2 การทำงาน ภาครับ

ที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการทำงานตามบล็อกไดโอดแกรมซึ่งกล่าวเป็นการรวมและรวบรัดแต่การทำงานในส่วนนี้ เราจะนำเข้าสู่การทำงานจริงของวงจรสมบูรณวิทยุรับ-ส่ง CB ย่านความถี่ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังแสดงไว้ในรูป 2.5

การทำงานจะอธิบายในส่วนของภาครับก่อน เริ่มจากความถี่อาร์เอฟ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ส่งมาจากเครื่องส่งอีกชุดหนึ่ง จะเข้ามายังสายอากาศ ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งประกอบด้วย L_{10}, L_{11}, L_{12} , ตัวเก็บประจุค่า 270 pF, ตัวเก็บประจุค่า 270 pF และ ตัวเก็บประจุค่า 60 pF เพื่อทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์เท่านั้น แต่อาจจะมีความถี่แทรกแซงผ่านไปได้บ้างแต่เป็นปริมาณที่ไม่มาก

จากวงจรกรองความถี่ต่ำจะถูกส่งมายัง ชุดกรองความถี่อาร์เอฟและภาคขยายอาร์เอฟ มีตัวเก็บประจุค่า 47 pF เป็นตัวเก็บประจุคัปปลิงสัญญาณ D_1 และ D_2 เบอร์ 1N4148 ทำหน้าที่เป็นวงจรคัปเปอร์ และป้องกันสัญญาณที่แรงเกินไปซึ่งอาจจะเป็นอันตรายต่อ L_1 และวงจรต่อไปได้ L_1 , ตัวเก็บประจุค่า 25 pF, ตัวเก็บประจุค่า 47 pF, L_2 โดยที่จะทำหน้าที่จูนรับเอา เฉพาะความถี่ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ เท่านั้น ส่วนความถี่อื่นนั้นจะถูกบายพาสลงกราวด์ไป มีตัวเก็บประจุค่า 5 pF คัปปลิงสัญญาณระหว่างคอยล์ทั้งสอง ตัวเก็บประจุค่า 68 pF คัปปลิงสัญญาณที่ผ่านการจูนเอา เฉพาะความถี่ เข้าสู่ขาเบสของ Q_2 ซึ่งเป็นภาคขยายความถี่อาร์เอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบางครั้งสัญญาณที่รับเข้ามาได้จะมีความแรงของสัญญาณที่มีระดับต่ำมาก (ยิ่งเป็นการส่งระยะทางไกลๆ จะยังมีสัญญาณที่เบามาก) จะต้องทำการขยายสัญญาณนั้นให้มีความแรงขึ้นมาอยู่ในระดับหนึ่งเสียก่อน โดยมีความต้านทานค่า $470 \text{ k}\Omega$ ทำหน้าที่ไบแอสกระแสให้ที่ขาเบสมี L_3 ปรับอัตราขยายความถี่อาร์เอฟของ ทรานซิสเตอร์ Q_2 และปรับระดับสัญญาณ เพื่อทำการผสมสัญญาณในภาคมิกเซอร์ด้วย

ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำหน้าที่เป็นชุดกำเนิดความถี่มูลฐาน โดยทำงานร่วมกับคริสตอล (16.34 เมกะเฮิร์ตซ์) มีความต้านทานค่า $82 \text{ k}\Omega$ และความต้านทานค่า $470 \text{ }\Omega$ ต่อเป็นวงจรขยายความถี่คอมมอนคอลเล็กเตอร์ ตัวเก็บประจุค่า 10 pF และตัวเก็บประจุค่า 33 pF ทำหน้าที่รักษาเสถียรภาพการกำเนิดความถี่ของคริสตอล

ตัวเก็บประจุค่า 150 pF คัปปลิงความถี่ออสซิลเลเตอร์มาเข้าสู่ขาเกต G_1 ของ Q_3 เพื่อการผสมความถี่กับความถี่อาร์เอฟที่คัปปลิงผ่าน L_3 มาเข้าสู่ขาเกต G_3 ของ Q_3 ซึ่ง Q_3 นี้เป็น ทรานซิสเตอร์มอสเฟตแบบเกตคู่ (Dual Gate Mosfet) สัญญาณที่ออกไปทางขาซอส (S) ของ Q_3 จะเป็นความถี่ที่ถูกกลดลงมาเป็นความถี่ไอเอฟค่าความถี่เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ L_4 จะทำหน้าที่เป็นตัวปรับอัตราขยายและเรโซแนนซ์ความถี่ของ Q_3 ความถี่ไอเอฟนี้ก็จะผ่าน L_4 ไปเข้าสู่ วงจรกรองความถี่ผ่าน CFU_2 เพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์เท่านั้นผ่านไปได้ความถี่อื่นจะถูกบล็อกไม่ให้ผ่าน C_{16} จะคัปปลิงความถี่ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ เข้าสู่ขา 16 ของ IC_1 ซึ่งภายใน IC_1 นี้จะประกอบด้วยวงจรมิกเซอร์ชุดที่สองและออสซิลเลเตอร์ชุดที่สองทำให้การออกแบบวงจรในส่วนหลังนี้ค่อนข้างง่าย

ที่ชุดกรองความถี่ CFU_1 นี้ จะกรองเอาเฉพาะความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ผ่านเข้าไปโดย เข้าสู่ขา 5 ของ IC_1 โดยมี C_{20}, C_{21} จะทำหน้าที่เป็นวงจรดีคัปปลิง ขดลวด L_5 และความต้านทานค่า $33 \text{ k}\Omega$ ที่ต่ออยู่กับขา 8 ของ IC_1 ทำหน้าที่เป็น วงจรควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์และจะทำการดีเทคเอาสัญญาณเอฟเอ็มออกมาทางขา 9 ผ่านวงจรกรองสัญญาณ ผ่านความต้านทานค่า $4.7 \text{ k}\Omega$ ความต้านทานค่า $4.7 \text{ k}\Omega$, ตัวเก็บประจุค่า $0.001 \text{ }\mu\text{F}$, ตัวเก็บประจุค่า $0.001 \text{ }\mu\text{F}$ และคัปปลิงผ่านทางตัวเก็บประจุค่า $1 \text{ }\mu\text{F}$ เข้าสู่ภาคขยายเสียง โดยมีโวลลุ่ม VR_2 ทำหน้าที่เร่งลดระดับความดังของเสียง

ที่ขา 2 ของ IC_2 จะเป็นขาอินพุตของภาคขยายเสียงมีตัวเก็บประจุค่า $1 \text{ }\mu\text{F}$ ต่อระหว่างขา 1 กับขา 8 เพื่อเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณ ความต้านทานค่า $10 \text{ }\Omega$, ตัวเก็บประจุค่า $0.1 \text{ }\mu\text{F}$ ทำหน้าที่ป้องกันกรออสซิลเลทที่ความถี่สูง C คัปปลิงสัญญาณทางเอาท์พุทออกสู่ลำโพงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 วงจรสquelch คอนโทรล

วงจรสquelch (Squelch Control) เป็นหัวใจสำคัญของวิทยุรับ-ส่งเลขที่เดียว โดยจะทำหน้าที่ลดเสียงซ่า หลักการทำงานของวงจรสquelch นี้จะอาศัยหลักการคือจะนำเอาเสียงซ่านั้น (Noise) มาทำการเปรียบเทียบและควบคุมการเปิด-ปิด ภาคขยายเสียง เพื่อต้องการให้ภาคขยายเสียงทำงาน เฉพาะช่วงที่มีสัญญาณความถี่วิทยุถูกส่งมายังเครื่องรับเท่านั้น วงจรสquelch ก็มี ส่วนประกอบ ที่ค่อนข้างจะซับซ้อนนิดหน่อย แต่สำหรับ IC₁ เบอร์ MC3361BP แล้วมีอุปกรณ์และการทำงานภายในไว้หมดต่ออุปกรณ์ร่วมภายนอกนิดหน่อย

การทำงานมีดังนี้ สัญญาณเสียงที่ออกมาจากขา 9 ของ IC₁ นั้นจะมีสัญญาณรบกวนออกมาสลับกับสัญญาณความถี่เสียง กล่าวคือ เมื่อไม่มีความถี่วิทยุเข้ามาที่ขา 16 ของ IC₁ จะทำให้ไอซีผลิตสัญญาณรบกวนเป็นจำนวนมากออกมาที่ขา 9 แต่พอมีความถี่วิทยุเข้ามาที่ขา 16 จะทำให้สัญญาณรบกวนนี้ลดลงถึงระดับต่ำมากๆ หรือหายไปเลย

แต่เนื่องจากในขณะที่ใช้งาน สัญญาณที่ออกมาจากขา 9 ของ IC₁ จะมีทั้งสัญญาณเสียงและสัญญาณรบกวนออกมา แต่สิ่งที่ต้องการก็คือสัญญาณรบกวนเท่านั้น จึงใช้ความต้านทานค่า 1 k Ω , ตัวเก็บประจุค่า 0.01 μ F และตัวเก็บประจุค่า 470 pF ทำหน้าที่กรองเอาสัญญาณเสียงออก เหลือแต่สัญญาณรบกวนไปเข้าขา 10 และทำการขยายสัญญาณรบกวนนี้ให้แรงขึ้น โดยมี ความต้านทานค่า 470 k Ω เป็นตัวกำหนดอัตราการขยายของออปแอมป์ภายในไอซี

สัญญาณรบกวนที่ได้จากการผ่านกระบวนการขยายแล้วจะถูกนำไปส่งผ่านทางตัวเก็บประจุค่า 0.1 μ F, D₃(#1N4148) และ D₄(#1N4148) ซึ่งก็จะต่อเป็นวงจรทวีแรงดัน (Voltage Doubler) และจึงจะทำการเรกตีไฟเออร์อีกด้วย โดยที่จะมีตัวเก็บประจุค่า 1 μ F ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟให้เรียบ โวลุ่มสquelch VR (20k Ω) จะปรับแรงดันในวงจรเปรียบเทียบแรงดันภายใน ไอซีโดยจ่ายให้กับขา 12 ของ IC₁ ซึ่งจะให้อาท์พุทควบคุมในลักษณะพัลส์ออกทางขา 13

ลักษณะพัลส์ทางเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันขา 13 จะมีลักษณะดังนี้คือ เมื่อแรงดันที่ขา 12 ของ IC₁ ต่ำกว่า 0.6 โวลท์ หรือเป็น "0" จะให้อาท์พุท "1" ออกไปทางขา 13 และในทางกลับกัน ถ้าแรงดันที่ขา 12 สูงกว่า 0.6 โวลท์ หรือเป็น "1" จะให้อาท์พุทเป็น "0" ที่ขา 13 ของ IC₁ โดยมีทรานซิสเตอร์ Q₄ (#C458) และ Q₅ (#BC237) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เพื่อเปิด-ปิดแรงดันไฟที่จะจ่ายให้กับภาคขยายเสียง IC (#LM386) ทางขา 6 ตามจังหวะของการปรับที่โวลุ่มสquelch นั้นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 ภาคส่ง

สัญญาณเสียงนั้นจะถูกส่งผ่านเข้ามาที่ วงจรจูน L_6 และ VC_1 (#BB505) ซึ่งความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตขึ้นมาจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความจุของ VC_1 ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของแรงดันสัญญาณเสียงที่เข้ามา กล่าวคือเมื่อไม่มีสัญญาณเสียงเข้ามา แรงดันที่ขาคาโอดของ VC_1 จะวัดได้ประมาณ 2.0-2.5 โวลต์ แต่พอมีเสียงเข้ามา แรงดันจะเปลี่ยนแปลงขึ้นลง ตามลักษณะความแรงของเสียงที่เข้ามาจึงทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงมากบ้างน้อยบ้าง โดยทั่วไปแล้วเรียกว่า การมอดูเลตทางความถี่ (เอฟเอ็ม) นั่นเอง

เนื่องจากความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดขึ้นจากความถี่ขั้นมูลฐานในออร์เคอร์ที่หนึ่งของคริสตอล X-TAL มีค่าความถี่เท่ากับ 9.0416 เมกะเฮิร์ตซ์เท่านั้นจึงต้องอาศัย Q (#C458) ทำหน้าที่เป็นวงจรทวิคูณความถี่ฮาร์โมนิกที่สองของ X-TAL ส่งความถี่ที่ได้ผ่าน ตัวเก็บประจุค่า 68 pF มาเข้าขาเบสของ Q(#C458) ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรทวิคูณความถี่ฮาร์โมนิกที่สามของ X-TAL โดยจะมีวงจรเทงก์ L_7 และตัวเก็บประจุค่า 27 pF จะทำหน้าที่จูนให้ได้ความถี่โรเซนซ์ที่ประมาณ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่ที่เอาท์พุทของ Q (#C458) ที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีความถี่ฮาร์โมนิกที่หนึ่ง 9.0416 เมกะเฮิร์ตซ์ และฮาร์โมนิกที่สอง 18.0832 เมกะเฮิร์ตซ์ ปะปนออกมาด้วย

จากความถี่ที่ปะปนออกมากับความถี่ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเราต้องการเพียงความถี่หลังเท่านั้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำจัดความถี่ที่ปะปนเข้ามาด้วยออกไปโดยใช้วงจรเทงก์ L_8 และตัวเก็บประจุค่า 29 pF โดยต่ออยู่ในลักษณะของวงจรดับเบิลจูน ซึ่งก็จะทำให้ได้เฉพาะความถี่ 27.125 เมกะเฮิร์ตซ์ คัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุค่า 68 pF ไปเข้าภาคปริโวล์ฟเวอร์ต่อไป

ทรานซิสเตอร์ Q (#C458) ทำหน้าที่ขยายความถี่อาร์เอฟ ให้มีความแรงอยู่ในระดับหนึ่งเสียก่อน โดยมีความต้านทานค่า 82 k Ω ทำหน้าที่ไบแอสกระแสให้เอาท์พุทที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกคัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุค่า 68 pF ไปเข้าที่ขาเบสของ Q(#C2314) ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวโวล์ฟเวอร์ ซึ่งจะสามารถสังเกตได้ที่บริเวณขาอิมิตเตอร์ของ Q(#C2314) จะต่อความต้านทานค่า 1 k Ω และตัวเก็บประจุค่า 0.01 μ F ต่อลงกราวด์อยู่เพื่อที่จะเป็นการจำกัดอัตราขยายของภาคเพาเวอร์ไม่ให้เกิน 1 วัตต์

ดังนั้นจึงต้องใส่ R_{31} และ C_{33} ไว้ก่อน จากนั้นหากต้องการเพิ่มกำลังวัตต์ก็ให้ลัดวงจรความต้านทานค่า 1 k Ω และตัวเก็บประจุค่า 0.01 μ F ต่อลงกราวด์ไปหมายความว่าต่อขาอิมิตเตอร์ของ Q_{11} (#C2314) ต่อกราวด์โดยตรงก็จะทำให้ได้กำลังที่ส่งออกอากาศแบบสูงสุดเลยทีเดียว

Q_{12} (#C2072) เป็นเพาเวอร์เอ๊าท์พุท ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟออกไปสู่สายอากาศโดยคัปปลิ่งผ่าน ตัวเก็บประจุค่า $0.1 \mu\text{F}$ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L_{10} - L_{12}

2.5 ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด

การเข้ารหัสเสียงพูด (Encrypting Speech) แบ่งตามเทคนิคได้ 2 ประเภท คือ

1. ทางด้านอนาลอก (Analog)
2. ทางด้านดิจิทัล (Digital)

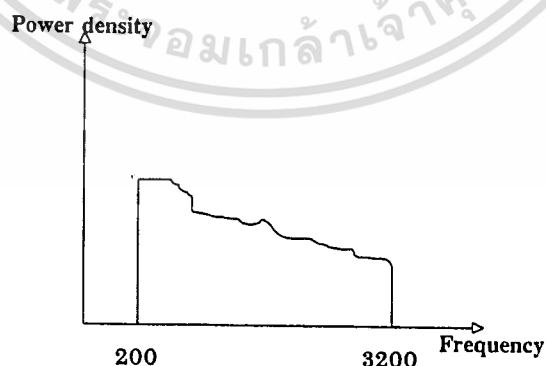
2.5.1 การเข้ารหัสเสียงพูดด้วยวิธีการทางอนาลอก (Analog Encrypting Speech)

มีหลายแบบด้วยกัน เช่น สปีช อินเวอร์ชัน (Speech Inversion) , แบนด์-ชิฟ อินเวอร์ชัน (Band-Shift Inversion) , แบนด์สแครมบลิง หรือ แบนด์สปลิตเตอร์ (BandScrambling Or Bandsplitter) , ไทม์ อีเลเมนต์ สแครมบลิง (Time Element Scrambling)

ในแต่ละแบบสามารถอธิบายโดยสังเขปได้ ดังนี้

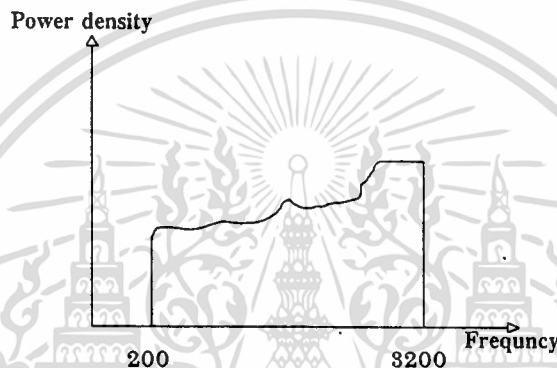
2.5.1.1 สปีช อินเวอร์ชัน

เป็นการสแครมบลิง (Scrambling) ความถี่แบบหนึ่งซึ่งเป็นที่รู้จักกันดี สมมุติว่าเรามีสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดธ์จำกัดอยู่ในช่วง 200-3200 เฮิรตซ์ ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ย่านความถี่เสียงพูดกำหนดอยู่ในช่วง 200-3200 เฮิรตซ์

ความคิดพื้นฐานของวิธีการดังกล่าวเพื่อที่จะทำการเปลี่ยนจากความถี่สูงให้เป็นความถี่ต่ำ และจากความถี่ต่ำให้เป็นความถี่สูง ความสัมพันธ์นี้ค่อนข้างที่จะเข้าใจง่าย ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวแสดงไว้ดังรูปที่ 2.7 ระบบดังกล่าวเป็นระบบที่ไม่ซับซ้อนมากนัก การสแครมบลิง ด้วยวิธีการดังกล่าวนั้นจะไม่มีความปลอดภัยเท่าใดนัก เนื่องจากว่ายังสามารถที่จะทำการดีสแครมบลิง (Descrambling) ได้โดยทำการอินเวอร์ท (Reinvert) แบบลองผิดลองถูก (Trial And Error) ก็ สามารถที่จะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา



รูปที่ 2.7 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณเสียงที่ถูกอินเวอร์ท

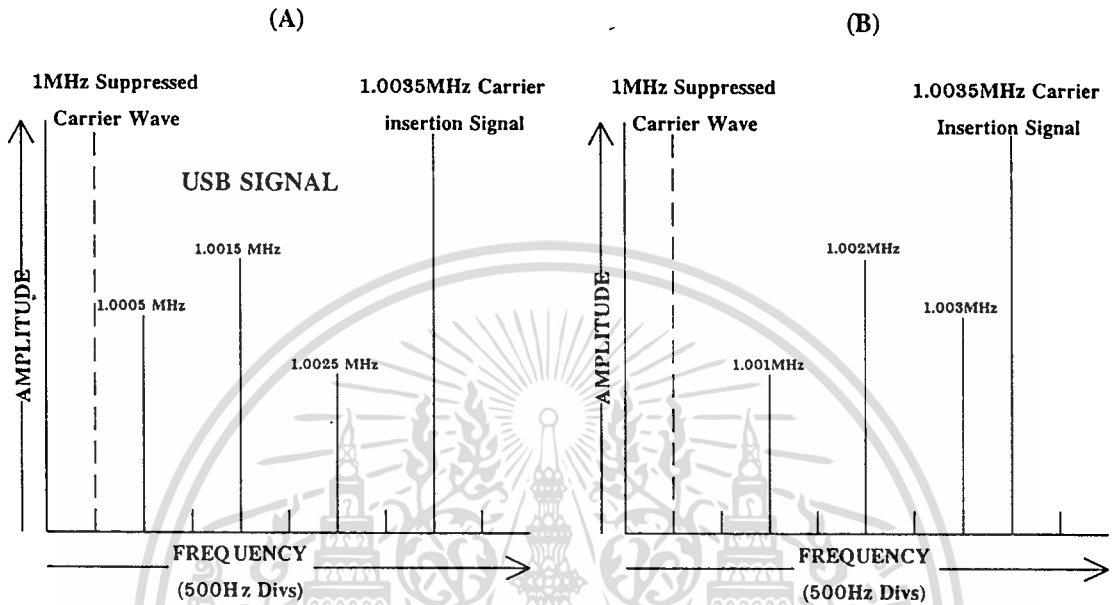
การประยุกต์ SSB ในการสลับความถี่

ดูเหมือนว่าหลักการของ การสลับความถี่ นั้นจะไม่ยุ่งยากเท่าไรนักสามารถทำได้โดยใช้วิธี เฮเทอร์โรไดน์ (Heterodyne) ธรรมดา แต่ในทางปฏิบัติจริงๆ แล้วมีความยุ่งยากแฝงอยู่เช่นกัน เราสามารถทำ การเข้ารหัสเสียงพูด (Voice Scramble) โดยอาศัยพื้นฐานของการส่งแบบ SSB ซึ่งการรับส่งประเภทนี้จะสามารถทำการแยกออกเป็นสองไซด์แบนด์ ประกอบกันคือ ความถี่ด้านบน (Upper Side Band) และ ความถี่ด้านล่าง (Lower Side Band) ถ้าเราตั้งเครื่องรับไว้ที่ ความถี่ด้านล่าง เพื่อรับสัญญาณที่ส่งมาด้วย ความถี่ด้านบนแล้วเสียงที่ออกมาจะจับใจความไม่ได้

การส่งแบบ SSB เป็นแบบหนึ่งของการมอดูเลชันทางขนาด โดยที่มีข้อแตกต่างจากมาตรฐานคือ สัญญาณพาห์ และ ไซด์แบนด์หนึ่งจะถูกตัดทิ้งไป เพื่อที่จะทำให้เข้าใจง่ายขึ้นให้ดูรูปที่ 2.7 แสดง สเปกตรัมที่เกิดจากการมอดูเลทสัญญาณพาห์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ด้วยสัญญาณเสียงที่เข้ามา 500 เฮิร์ตซ์ 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 2.5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะเห็นได้ว่าตรงกลางคือความถี่สัญญาณพาห์ซึ่งมีขนาด 1 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วไซด์แบนด์ทั้งสองข้างจะสมมาตรกันโดยที่แต่ละอินพุท จะให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณออกมาเป็น 2 ไซด์แบนด์ เช่น อินพุท 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะให้สัญญาณที่เป็นความถี่ด้านบน 1.0015 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ด้านล่าง 0.9985 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.8 Inversion and Reinversion to restore original

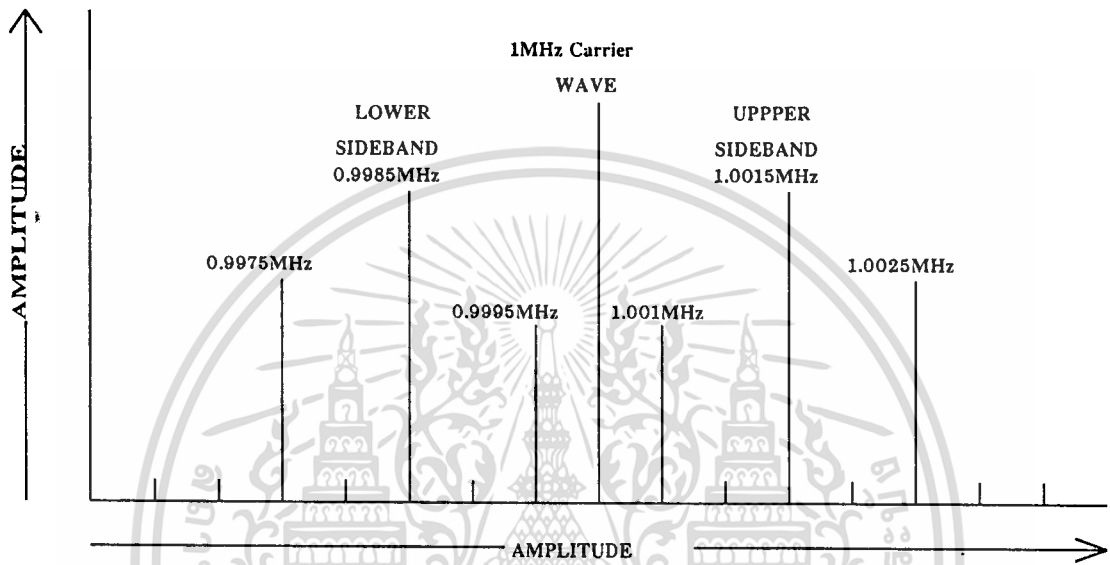
การสร้างสัญญาณ SSB สามารถที่จะกระทำได้หลายวิธีด้วยกัน แต่วิธีที่จะกล่าวคือแบบใช้ฟิลเตอร์ เพราะจะเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด โดยที่ความเที่ยงตรงนั้นจะขึ้นอยู่กับคุณภาพของ คริสตอลเซรามิก (Crystal Ceramic) หรือ ฟิลเตอร์ ที่ใช้ตัดไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการออก แต่แบบนี้จะลดระดับสัญญาณพาห้ได้ไม่มาก ซึ่งก็สามารถแก้ไขได้โดยใช้วิธีบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งจะสร้างดับเบิลไซด์แบนด์ แต่จะขจัดสัญญาณพาห้ให้เรียบร้อย

การดีมอดูเลชัน สัญญาณ SSB โดยทั่วไปใช้วิธี บาลานซ์มิกเซอร์ (Balance Mixer) โดยที่สัญญาณ SSB จะถูกป้อนเข้าที่อินพุทหนึ่ง ในขณะที่เดียวกันที่เอาท์พุทของ แคเรียร์ อินเสิร์ทชั่น ออสซิลโลสโคป (Carrier Insertion Oscilloscope) จะถูกป้อนเข้าที่อีกอินพุทหนึ่ง ดังนั้นความถี่เอาท์พุทที่ได้ก็คือ ผลรวมและผลต่างของสัญญาณอินพุท และที่เราต้องการก็คือ ความถี่ของผลต่าง ส่วนความถี่ของผลรวมที่ไม่ต้องการก็สามารถจะตัดทิ้งโดยใช้ โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)

การที่เราสลับความถี่ที่เราต้องการนั้น เมื่อเราตัดสัญญาณคลื่นพาห้เดิมทิ้งไปแล้วก็ใส่สัญญาณคลื่นพาห้ใหม่ซึ่งมีการเลื่อนความถี่ ไปอีกซีกหนึ่งของ SSB เข้าไปแทน เพื่อความเข้าใจ

เอกสารโดยง่ายให้ดูรูปที่ 2.10 ประกอบ ที่ความถี่ 500 เฮิร์ตซ์, 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 2.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการมอดูเลทด้วย สัญญาณคลื่นพาห์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วเลือกเอาความถี่ด้านบนและเมื่อเราทำการตัดสัญญาณพาห์เดิมออก แล้วใส่สัญญาณคลื่นพาห์ใหม่เข้าไปแทนที่ จะได้ผลดังรูปข้างล่าง เมื่อทำการคำนวณจะให้ความถี่ เอาท์พุท ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.9 สัญญาณ A.M. gfb,ความถี่ด้านบน,ความถี่ด้านล่างและสัญญาณพาห์

$$1.0035 \text{ MHz} - 1.0005 \text{ MHz} = 3 \text{ KHz}$$

$$1.0035 \text{ MHz} - 1.0015 \text{ MHz} = 2 \text{ KHz}$$

$$1.0035 \text{ MHz} - 1.0025 \text{ MHz} = 1 \text{ KHz}$$

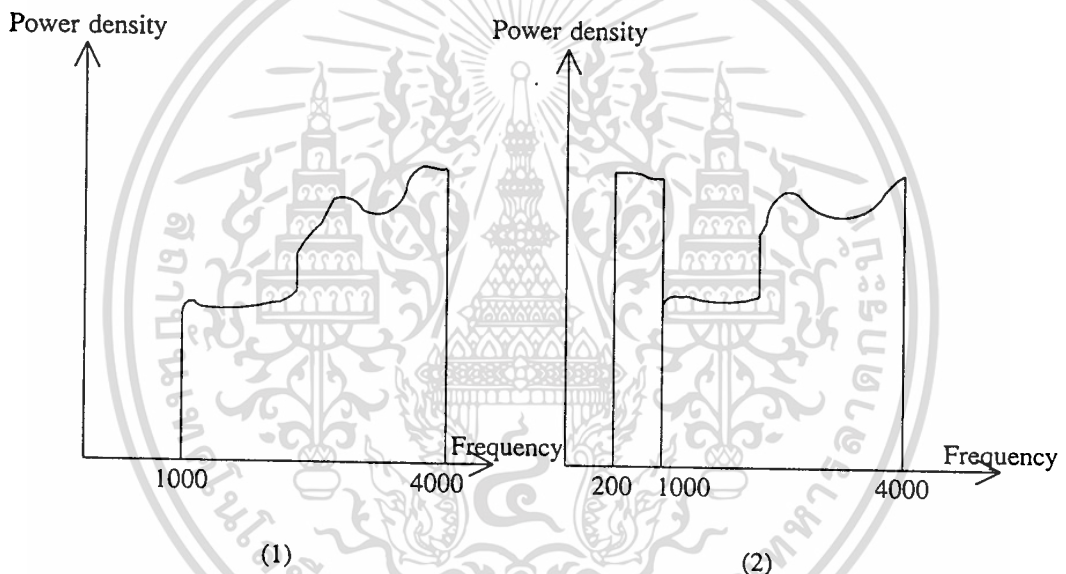
จะเห็นได้ว่าความถี่เดิมคือ 500 เฮิร์ตซ์ , 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 2.5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะถูกเปลี่ยนไปเป็น 3 กิโลเฮิร์ตซ์ , 2 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

สำหรับทางด้าน รีอินเวอร์ชันความถี่สเปกตรัมที่ได้รับเป็น USBSC เมื่อป้อนอินพุตแคเรียร์ ที่มีความถี่เท่ากับด้านส่งเข้าไปจะได้ความถี่สเปกตรัม ดังรูปข้างบนทำให้ผลต่างความถี่ออกมาเป็น 500 เฮิร์ตซ์ , 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับซึ่งเหมือนกับสัญญาณเดิมทุกประการ

อาศัยหลักการข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วจึงมีหลายๆ บริษัทที่ทำการผลิต สแครมบลิ้งชิพ (Scrambling Chip) ออกมาจำหน่ายเมื่อไม่นานมานี้เอง ซึ่งจะเป็นผลให้ง่ายต่อการศึกษารื่องการเข้ารหัสเสียงพูด ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวถึงต่อไป

2.5.1.2 การเลื่อน-สลับแถบคลื่น (Band Shift Inversion)

เป็นการปรับปรุง การสลับเสียงพูด โดยที่สัญญาณที่อยู่ในช่วง 200 - 3200 เฮิรตซ์ จะถูกอินเวอร์ทและเลื่อน แบนด์วิดท์ (1000 - 4000) สเปกตรัมของสัญญาณดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.10 สัญญาณนี้จะอยู่นอกแบบมีความแตกต่างจากสัญญาณตัวแรก แต่เราก็สามารถที่จะจัดการเอาส่วนที่เกิน 3200 เฮิรตซ์ ย้ายมาอยู่ทางด้านความถี่ต่ำ (สังเกตดูถึงแม้ว่าสัญญาณในรูป 2.10 จะมีขอบเขต (Range) ของความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ก็มีแบนด์วิดท์เท่ากับสัญญาณตัวแรก) หลักการของ การเลื่อน-สลับแถบคลื่น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 หลักการของ การเลื่อน-สลับแถบคลื่น

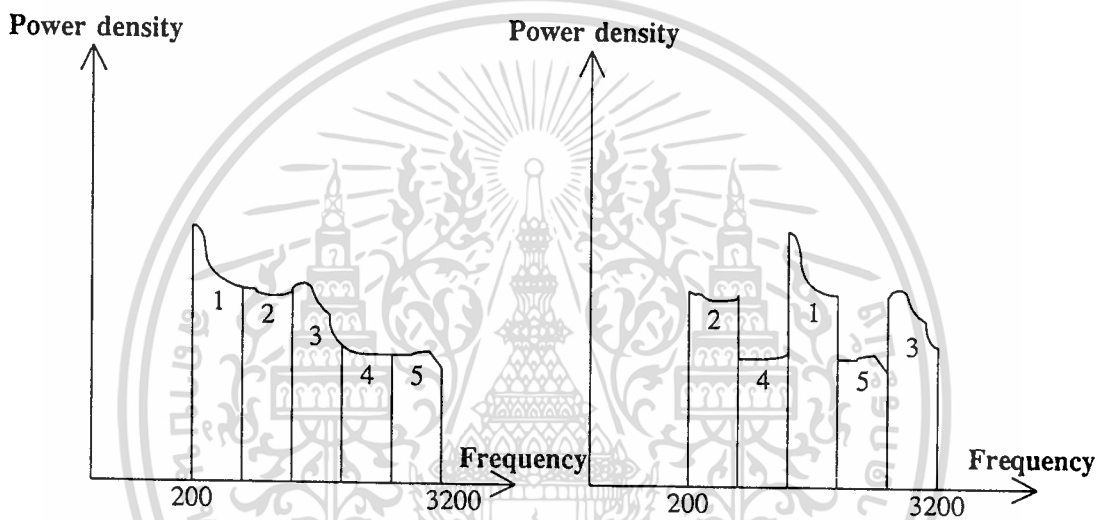
ตัวอย่างของ การเลื่อน-สลับแถบคลื่น อันหนึ่งมีการอินเวอร์ทสัญญาณด้วยความถี่พาหะ ที่แตกต่างกันโดยที่มีการเลื่อน แบนด์วิดท์แบบคงที่ทำให้คอมบิเนชันที่เป็นไปได้ยากมีจำนวนจำกัด การที่จะทำการเพิ่มคอมบิเนชันอาจจะใช้เครื่องกำเนิดการสุ่มตัวอย่างแบบเทียม (Pseudo Random Generator) เป็นตัวเลือกการเลื่อนที่แตกต่างกัน และแต่ละแบบให้มีช่วงเวลา (Time Interval) ประมาณ 10 ms ถึง 20 ms แล้วจัดลำดับให้สลับเปลี่ยนกันไปเป็นลักษณะไซคลิก (Cyclic) หลักการอันนี้เรียกว่า ไซคลิก แบนด์ชิฟ อินเวอร์ชัน (Cyclic Band-Shift Inversion) ทำให้คอมบิเนชันที่เป็นไปได้มีมากขึ้น

ข้อเสียของ การเลื่อน-สลับแถบคลื่น ที่เด่นชัดมีอยู่ 2 ข้อ ข้อแรกเนื่องจากคอมบิเนชันดีส

แक्रमบลิ่งทำได้ง่ายโดยวิธีการลองผิดลองถูก อันที่สองความสามารถในการเข้าใจจากรายละเอียดค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ยังเหลืออยู่ (Residual Intelligibility) หมายถึง ความสามารถความชำนาญและความคุ้นเคยที่จะเข้าใจเสียงที่ถูกสเครมบลิ่งแล้ว แต่ก็ยังคงจะมีบางส่วนที่การสเครมบลิ่งเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปไม่มากนัก ทำให้สามารถที่จะเดาความหมายจากบางส่วนที่ยังเหลืออยู่ได้ ค่อนข้างสูง และจะยิ่งสูงขึ้นเมื่อข่าวสารได้ถูกรีอินเวิร์ทด้วยแล้ว

2.5.1.3 การสเครมบลิ่งแถบคลื่น (Band Scrambling)



รูปที่ 2.11 เทคนิคการสเครมบลิ่งแถบคลื่น

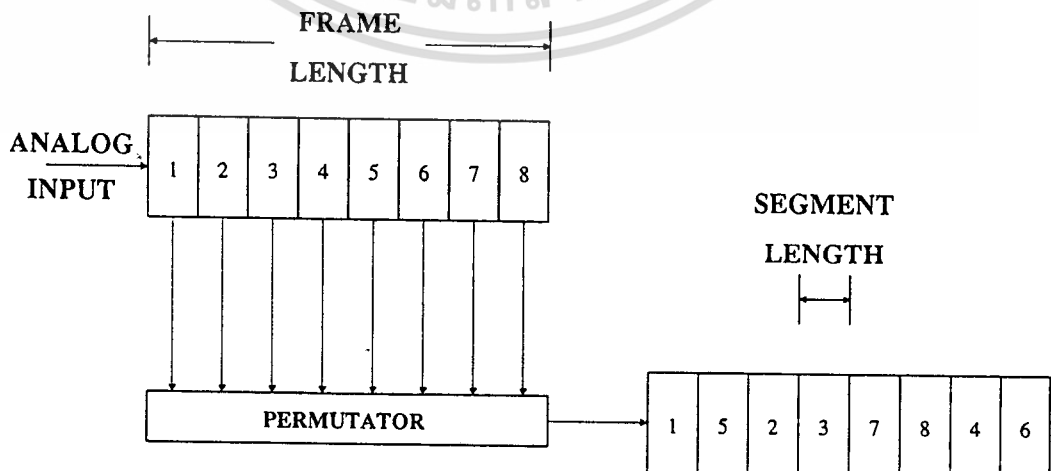
ในกรณีของ การสเครมบลิ่งแถบคลื่น หรือ การแบ่งแถบคลื่น แบนด์วิดธ์ของเสียงพูด (Speech Bandwidth) จะแบ่งออกเท่าๆ กันเป็นหลายๆ ส่วนเรียกว่าแบนด์ย่อย (Sub-Band) แต่ละแบนด์ย่อยจะถูกสเครมบลิ่งโดย การสลับลำดับ (Permutation) แบนด์ย่อยเสียใหม่ ในบางระบบ อาจจะมีการอินเวิร์ทในแต่ละแบนด์ย่อยด้วย รูปที่ 2.11 จะแสดงตัวอย่างของ การสเครมบลิ่งแถบคลื่น แบบง่ายโดยแบ่งออกเป็น 5 แบนด์ย่อย จากรูปแบนด์ย่อยที่ 1, 2 และ 5 จะถูกอินเวิร์ทและถูกสลับตำแหน่งตามที่แสดงในตัวอย่างดังกล่าว โดยจะมีการจัดลำดับที่สามารถเป็นไปได้ (Possible Reorderings) เท่ากับ $5!$ และจะมีคอมบินชันด้วย สำหรับการอินเวิร์ททั้ง 5 ตำแหน่งเท่ากับ 2^5 นั่นหมายความว่าสามารถที่จะมีคอมบินชัน $5! \times 2^5$ เท่ากับ 3840 แบบแต่ไม่ใช่ทั้งหมดที่สามารถนำไปใช้ได้ มีบางส่วนหลังจากที่สัญญาณถูกทำสเครมบลิ่งแล้วก็จะมีการเปลี่ยนแปลงสมบูรณ์ (คือไม่สามารถที่จะเข้าใจรายละเอียดได้) ส่วนที่เหลือซึ่งเป็นส่วนใหญ่ไม่สามารถนำมาใช้สเครมบลิ่งได้เพราะยังพอที่จะเข้าใจความได้แบบคลุมเคลือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการจัดลำดับใหม่เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้ทำการอินเวอร์ทมีเพียง 10 % เท่านั้นที่ทำการสแครมบลิงแล้วใช้ได้ มีการหาเหตุผลว่าเพราะเหตุใดถึงเป็นเช่นนั้น ได้มีการทดลองเอาแบนด์ย่อยบางอันออก แล้วจัดลำดับใหม่จะพบว่าก็ยังมีย่อยบางส่วนของที่พอเข้าใจได้ จากการวิเคราะห์ 40 เปอร์เซนต์ ของ Power Spectrum Energy ของเสียงจะไปอยู่ที่สองแบนด์ย่อยแรก ซึ่งก็คือ (200-1700 เฮิรตซ์) นั้นหมายความว่ายังมีเพียงสองแบนด์ย่อยแรก ก็สามารถพอที่จะเข้าใจความหมายได้ เพราะฉะนั้น ไม่เป็นการยากเลยสำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องที่หาตำแหน่งของสองแบนด์นั้น มาจัดเรียงใหม่ทำให้มีโอกาสเข้าใจข่าวสารนั้นได้วิธีแก้ก็คือต้องแบ่งสองแบนด์ย่อยแรกให้มากขึ้น แล้วจึงใช้เครื่องกำเนิดการสุ่มตัวอย่างแบบเทียม เป็นตัวกำหนดการจัดลำดับที่แตกต่างกันทุกๆ 100-200 ms โดยเรียกใช้จากการแอดเดรสซิง (Addressing) ที่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่ง

ตัวอย่างที่ได้แสดง ไว้อธิบาย การทำงานได้ดังนี้ สำหรับ 5 แบนด์ย่อยสามารถจัดลำดับได้ 32 แบนด์ คอมบิเนชันของการอินเวอร์ท แบนด์ย่อยเท่ากับ 2^5 แบบและ 1024 แบบสำหรับการจัดเรียง (Rearrangement) 10 บิต แอดเดรสของหน่วยความจำ จะเห็นว่าคอมบิเนชันเป็นไปได้มีมากขึ้นถ้าพิจารณาถึงการเพิ่มจำนวนแบนด์ย่อยของ การสแครมบลิงแถบคลื่น ดูเหมือนจะเป็นการเพิ่มจำนวนการจัดลำดับและความปลอดภัยของข่าวสาร แต่ถ้ามากเกินไปจะทำให้ยุ่งยากในทางปฏิบัติ เพราะการเพิ่มจำนวนการแบ่งแบนด์ย่อยจะต้องใช้ฟิลเตอร์และส่วนประกอบอื่นๆ เพิ่มตาม ซึ่งก็จะทำให้สัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในระบบมีมากขึ้นจนดูเหมือนว่าการปรับปรุงแก้ไข (Modification) การสแครมบลิงมากเกินไป ไม่ได้ทำให้คุณภาพของเสียงดีขึ้น

2.5.1.4 ไทม์อีเลเมนต์ สแครมบลิง (Time Element Scramblings (T.E.S))

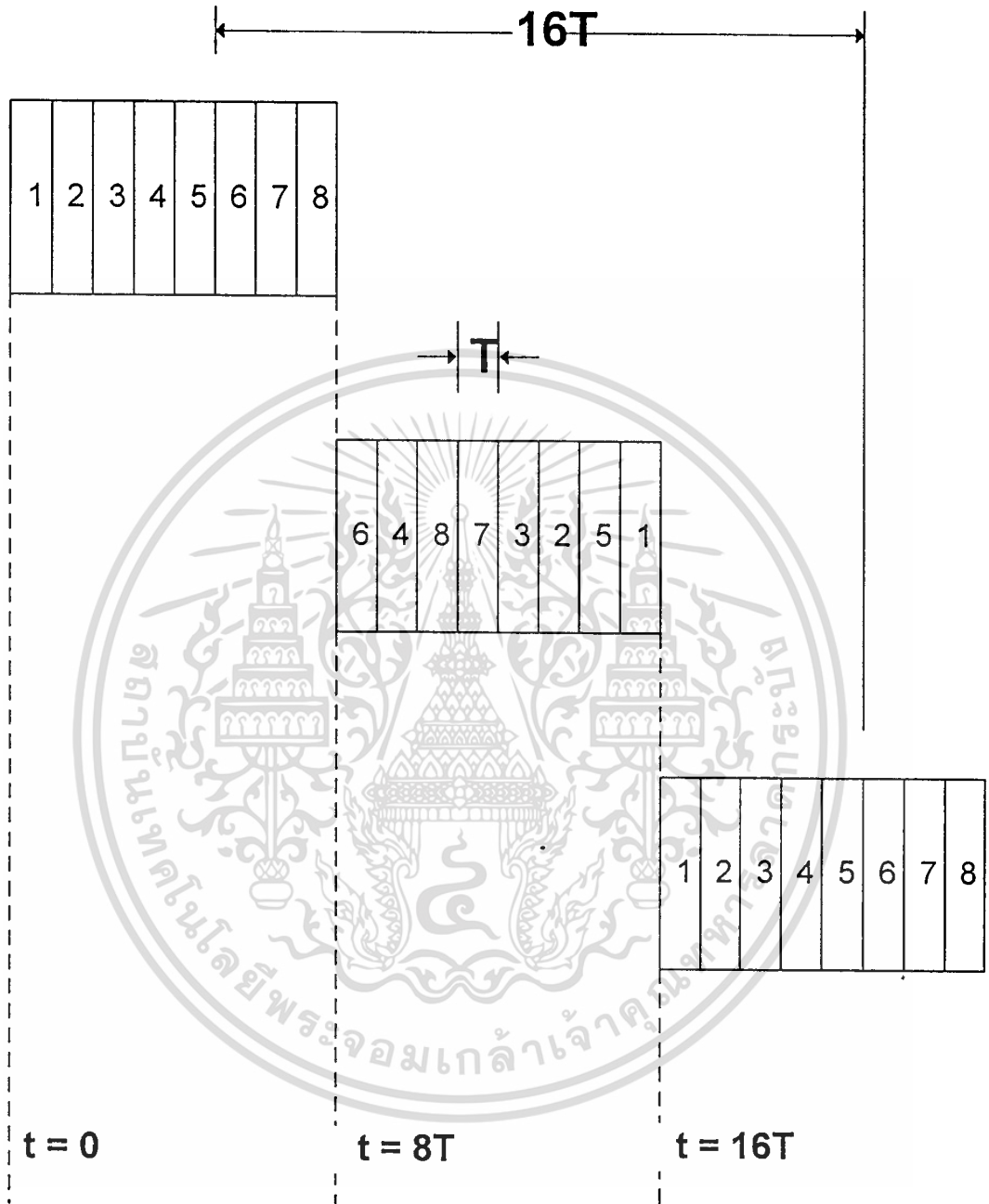


การทำงาน ไทม์อีเลเมนต์ สแควมบลิง (T.E.S) อาศัยหลักการพื้นฐานโดยชั้นแรก แบ่ง สัญญาณอนาลอกเป็นคาบเวลา (Time Period) เท่าๆ กัน โดยแต่ละส่วนเรียกว่า เฟรม (Frame) แล้วแต่ละเฟรมก็จะถูกทำการแบ่งย่อยออกมาเป็นคาบเวลาเล็กๆ เรียกว่า เซกเมนต์ (Segment) และในทุกๆ เฟรม ของอินพุทจะถูกสแควมบลิงเซ็กเมนต์เหล่านี้ด้วยวิธีการสลับลำดับ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งในที่นี้แต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น 8 เซกเมนต์

เมื่อเราจะออกแบบระบบจำเป็นต้องหาค่าความยาวของเฟรม (Frame Length) และความยาวของเซกเมนต์ (Segment Length) ที่เหมาะสม จุดสำคัญอยู่ที่สัญญาณภายในหนึ่งเซกเมนต์จะต้องชัดเจน ไม่ผิดเพี้ยน (Distored) และต้องกำหนดว่าแต่ละเซกเมนต์ควรจะครอบคลุมข่าวสาร (Message) เท่าไร ซึ่งเป็นการยากที่ให้ความเหมาะสมได้ ถ้าสมมติว่าเราทำให้ทุกเซกเมนต์มีคาบเวลานี้ เราก็ควรที่จะให้คาบเวลาของเซกเมนต์ยืดหยุ่นได้โดยขึ้นอยู่กับคุณภาพของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป คุณภาพจะลดลงถ้าคาบเวลาของเซกเมนต์น้อยเกินไป ในการเลือกขนาดของเฟรม เราจะต้องคำนึงถึงผลเนื่องจากการหน่วงเวลา (Time Delay) ที่เกิดขึ้นระหว่างการสแควมบลิงของตัวรับและดีสแควมบลิงตัวส่งด้วย เพื่อที่จะให้เข้าใจถึงการหน่วงเวลาของระบบ เรามาพิจารณารูปที่ 2.13 จากตัวอย่าง ให้ความยาวเซกเมนต์เท่ากับ T วินาที ดังนั้น จะใช้เวลาไป 8t วินาที สำหรับ 8 เซกเมนต์ ของเสียงพูดเพื่อจะสแควมบลิงโดยการสลับลำดับและอีก 8t วินาที สำหรับตัวรับในการดีสแควมบลิง โดยถือว่าไม่มีการหน่วงเวลาในการส่งผ่านเลย ก็เท่ากับว่ามีการหน่วงเวลาของระบบเท่ากับ 16t วินาทีต่อเซกเมนต์ ในรูปที่ 2.13 แสดงให้เห็นว่าเซกเมนต์ไหนถูกผ่านกระบวนการทำงาน (Process)

ลักษณะของการหน่วงในระบบนี้ ก็คล้ายกับการหน่วงสัญญาณในการใช้โทรศัพท์ทางไกลข้ามประเทศโดยผ่านดาวเทียม ทำให้ผู้ใช้มักจะไม่คุ้นเคยกับเสียงที่ได้ถูกหน่วงไปดังกล่าว ซึ่งในกรณีนี้ อาจแก้ไขโดยลดขนาดของเฟรมลงอีก แต่จากการทดลองขนาดของเฟรม น้อยเกินไป ประสิทธิภาพของการสแควมบลิงก็จะลดลง เหตุผลที่เป็นเช่นนี้สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้คือ สมมติว่าเรามีเฟรมหนึ่ง ซึ่งมีความแคบจนกระทั่งประกอบไปด้วยเสียงเพียงโทนเดียว (Single Tone) ทำให้การสแควมบลิงเนื่องจากการสลับลำดับนั้นไม่ดีเท่าที่ควรเพราะหลังจากที่สแควมบลิงแล้วก็ยังคงได้เสียงโทนเดียวเช่นเดิมและเฟรมที่มีความแคบจนเกินไปนั้นจะทำให้การกระจายเซกเมนต์ทำได้ยาก ด้วยผลดังกล่าวทำให้เข้าใจเนื้อหาบางส่วน หรือ ทั้งหมดของข่าวสารได้ โดยที่ยังไม่มีการดีสแควมบลิง จากที่กล่าวไว้ข้างต้น สรุปได้ว่าหลักการของ T.E.S. จะต้องคำนึงถึงขนาดของเฟรมและเซกเมนต์ แต่ก็เป็นการยากที่จะหาหลักการและวิเคราะห์ด้วยวิธีใดที่จะเลือกขนาดของเฟรมและเซกเมนต์ที่เหมาะสมได้ ในทางปฏิบัติจำเป็นที่จะต้องออกแบบทดสอบ เพื่อหาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ไทมิ่ง ไดอะแกรม ของ T.E.S

ข้อมูลที่จะกำหนดขนาดระบบ T.E.S. ที่สร้างขึ้นมาใช้งานเท่าที่พบหนึ่งเฟรมจะประกอบด้วย 8 ถึง 16 เซกเมนต์ และแต่ละเซกเมนต์มีขนาดระหว่าง 20 ถึง 60 ms การจัดเซกเมนต์และเฟรมเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอันหนึ่งของระบบ T.E.S. ส่วนประกอบอีกอันหนึ่งของระบบคือการสลับลำดับกัน การสลับลำดับสำหรับ n จำนวน จะเท่ากับ $n! (1 \times 2 \times 3 \dots \times n)$ จากทั้งหมดที่มีเพียงบางส่วนเท่านั้นที่ได้นำเอาเข้ามาใช้ในการสแตมบลิง ในการสลับลำดับที่ถูกนำมาไว้ใช้งานไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในลักษณะของ การเลื่อน-สลับแถบคลื่น หรือ การสแครมบลิ้งแถบคลื่น ก็เช่นเดียวกัน เราสามารถใช้รหัส (Key Code) ให้เลือกเฉพาะการสลับลำดับอันใดอันหนึ่งที่ระบุแน่ชัด แล้วใช้การสลับลำดับที่กำหนดคนั้นสำหรับทุกเฟรม หรืออีกทางหนึ่งโดยใช้ เครื่องกำเนิดการจัดลำดับ (Sequence Generator) ในการเลือกการสลับลำดับที่มีความแตกต่างกันสำหรับแต่ละเฟรม สำหรับ 8 เซกเมนต์ในหนึ่งเฟรมจำนวนของการสลับลำดับได้ 8! เท่ากับ 40320 แบบ ซึ่งถ้าแต่ละเซกเมนต์มีคาบเวลาเท่ากับ 40 ms จะต้องใช้เวลาอย่างน้อย 3.6 ชม. ต่อเนื่องถึงจะหมด ถึงแม้ว่ามีการสลับลำดับได้สูงสุด 40320 แต่ดังที่กล่าวแล้วในตอนต้นว่า เราจะไม่สามารถนำมาใช้สแครมบลิ้งได้หมด ซึ่งพอที่จะอธิบายได้ด้วย ตัวอย่างของการสลับลำดับ 2 ตัวอย่างตามที่ได้แสดงข้างล่างนี้ จากตัวอย่างบรรทัดแรกแทนลำดับเซกเมนต์ของสัญญาณหลัก (Original Signal) และบรรทัดที่สองแทนลำดับหลังจากการสลับลำดับแล้ว

ตัวอย่างที่ 1	1 2 3 4 5 6 7 8
	1 3 2 4 5 7 6 8
ตัวอย่างที่ 2	1 2 3 4 5 6 7 8
	3 6 2 5 8 4 7 1

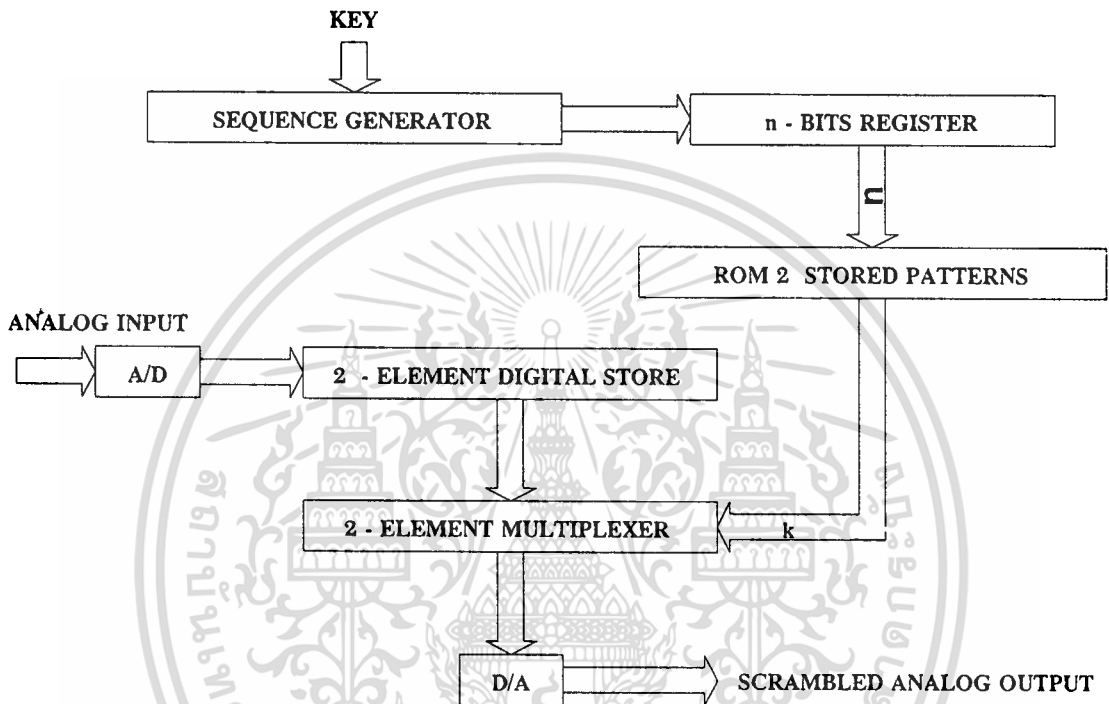
ถ้าเราสามารถที่จะฟังผลของการสลับลำดับแต่ละอันได้นั้น เราจะสามารถพบว่าในตัวอย่างแรกความสามารถในการที่จะทำความเข้าใจจากรายละเอียดต่างๆ ที่ยังคงเหลืออยู่ค่อนข้างสูง (High Residual Intengibility) โดยถ้าเราฟังสักสองหรือสามครั้งบางทีเราอาจเริ่มที่จะเข้าใจข่าวสารบ้าง ส่วนในตัวอย่างที่สองนั้น ความสามารถในการที่จะทำความเข้าใจรายละเอียดที่ยังคงเหลืออยู่ค่อนข้างต่ำ (Low Residual Intengibility) และถ้าพยายามฟังหลายๆ ครั้งอาจจะทำให้สับสนยิ่งขึ้นไปอีก ถ้าเรามาพิจารณาให้ละเอียดกับตัวอย่างทั้งสองเราจะพบว่า ในตัวอย่างแรกนั้นมี 4 เซกเมนต์ที่ไม่ได้ถูกเคลื่อนย้าย ส่วนที่เหลือก็จะเคลื่อนย้ายไปจากตำแหน่งเดิม มีเพียงหนึ่งเซกเมนต์เท่านั้น ส่วนในตัวอย่างที่สองเกือบจะทุกเซกเมนต์ที่ถูกสลับลำดับไปจากเดิม ถ้าเราให้การสลับลำดับใดๆ เป็น $\alpha(i)$ แทนตำแหน่งที่เซกเมนต์ใดๆ ย้ายไปและมีดิสเพลซเมนต์ (Displacement) ของ i เท่ากับ $|i - \alpha(i)|$ (จากตัวอย่างที่ 2, $\alpha(2) = 3$ และถ้าดิสเพลซเมนต์ของ 2 นั้นเท่ากับ $\text{abs}(2-3) = 1$) เรา

สามารถจะหาดิสเพลซเมนต์โดยเฉลี่ยสำหรับการสลับลำดับแต่ละแบบได้เท่ากับ สามารถจะหา
 ดิสเพลซเมนต์โดยเฉลี่ยสำหรับการสลับลำดับแต่ละแบบได้เท่ากับ ไปอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8

$$1/8 \sum_{i=1} |i - \alpha(i)|$$

i=1



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างของระบบ T.E.S

สำหรับตัวอย่างที่ 1 ค่าเฉลี่ยของดิซเพลซเมนต์เท่ากับ $1/2$ ขณะที่ตัวอย่างที่ 2 เท่ากับ $3/2$ ซึ่งค่าเฉลี่ยของดิซเพลซเมนต์เรียกว่าตัวประกอบของการเลื่อน (Shift-Factor) ของการสลับลำดับ ถ้าตัวประกอบดังกล่าวยังมีค่ามากขึ้น นั่นหมายถึงว่ามีการสลับลำดับที่ดีซึ่งจะมีผลทำให้ความสามารถในการเข้าใจจากรายละเอียดส่วนที่เหลือต่ำ ในการสแครมบลิงสัญญาณเราจะเอาเฉพาะการจัดลำดับที่มีตัวประกอบของการเลื่อนที่อยู่ในเกณฑ์เท่านั้น โดยมีการพิจารณา 2 ทาง โดยวิธีแรกจะใช้เครื่องกำเนิดการจัดลำดับเป็นตัวเลือก การสลับลำดับในลักษณะที่ไม่มีการเลือกเฉพาะแต่การสลับลำดับที่ดี แต่จะใช้วิธีกัน (Screen) การสลับลำดับที่ไม่ต้องการโดยพิจารณาจากการฟัง อีกวิธีโดยเลือกเอาการสลับลำดับที่มีตัวประกอบของการเลื่อนอยู่ในเกณฑ์ที่ใช้ได้เก็บ (Store) เอาไว้ในหน่วยความจำ (Rom) แล้วจึงจะทำการใช้เครื่องกำเนิดการจัดลำดับเพื่อที่เป็นตัวกำหนดในลักษณะแรนดอมเทียม (Pseudo Random) โดยแอดเดรสซึ่งการสลับลำดับจากหน่วยความจำ ข้อบกพร่องของวิธีแรกตรงที่มีตัวประกอบเวลา (Time Factor) ถ้าสมมติว่าเฟรมหนึ่งๆ สิ้นสุดลงเราจะต้อง

เลือกเอาการสลับลำดับที่ดีเป็นตัวจัดเฟรมถัดไปแต่ถ้าเครื่องกำเนิดการจัดลำดับกำหนดแล้วไม่สามารถที่จะรู้ได้ว่าการสลับลำดับถัดไปจะดีหรือไม่ในกรณีนี้ต้องทำการค้น โดยพิจารณาจากการฟัง ซึ่งในทางปฏิบัติทำได้ยาก ส่วนวิธีการที่สองเราสามารถจัดลำดับและมีขั้นตอนการทำงาน (Algorithm) ในการกำหนดการสลับลำดับแล้วโปรแกรมไว้ในหน่วยความจำ การจะเรียกใช้จะต้องแอดเดรสซึ่งหน่วยความจำเท่านั้น สำหรับการสลับลำดับเพียง 8 เซกเมนต์แล้ว การสลับลำดับต้องมีจำนวนมากขึ้นต้องขยายหน่วยความจำมากขึ้นไปอีกและเปลืองค่าใช้จ่ายกว่าวิธีแรก

ในรูปที่ 2.14 แสดงแผนภาพการทำงานของระบบ T.E.S. ถ้าเครื่องกำเนิดการจัดลำดับที่ใช้กำหนดรูปแบบ (Pattern) ของการสลับลำดับเป็นรีจิสเตอร์ (Register) ขนาด n bit และหน่วยความจำต้องควบคุมด้วยโปรเซสเซอร์ (หรือด้วยวงจรร้อย) จะเปลี่ยนอนาลอกอินพุตเป็นดิจิตอลเพื่อที่จะให้ง่ายสำหรับการโปรเซส เมื่อถูกเปลี่ยนเป็นดิจิตอลแล้ว สัญญาณจะถูกส่งไปยังหน่วยความจำที่มีขนาดเท่ากับ 2 อิลีเมนต์ (Element ในที่นี้อาจจะเป็นไบท์ซึ่ง 1 ไบท์ ซึ่งประกอบด้วย 8 บิต หรือมากกว่าขึ้นกับ A/D) ซึ่งเท่ากับจำนวนเซกเมนต์ในหนึ่งเฟรม (ดังในตัวอย่างที่กล่าวมาแล้วมีขนาด 8 เซกเมนต์, K เท่ากับ 3) และแต่ละอิลีเมนต์จะถูกสลับลำดับโดยมัลติเพลกเซอร์ (Multiplexer)

ที่แอดเดรสซึ่ง จากหน่วยความจำที่เป็นตัวกำหนดสลับลำดับให้ จากนั้นสัญญาณก็จะถูกเปลี่ยนกลับเป็นอนาลอกเพื่อพร้อมที่จะทำการส่ง จากวิธีการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเราสามารถที่จะปรับปรุงให้มีความสามารถในการเข้าใจจากรายละเอียดที่ยังเหลืออยู่เพิ่มขึ้นอีกด้วยเทคนิค 3 วิธี

วิธีแรกง่ายๆ โดยอินเวอร์ท บิตบางบิตในแต่ละอิลีเมนต์ได้จากการเปลี่ยนด้วย A/D ผลของการทดสอบจะพบว่า ทำให้ความสามารถในการเข้าใจจากรายละเอียดที่ยังคงเหลืออยู่ลดลงไปอีก 10 เปอร์เซ็นต์

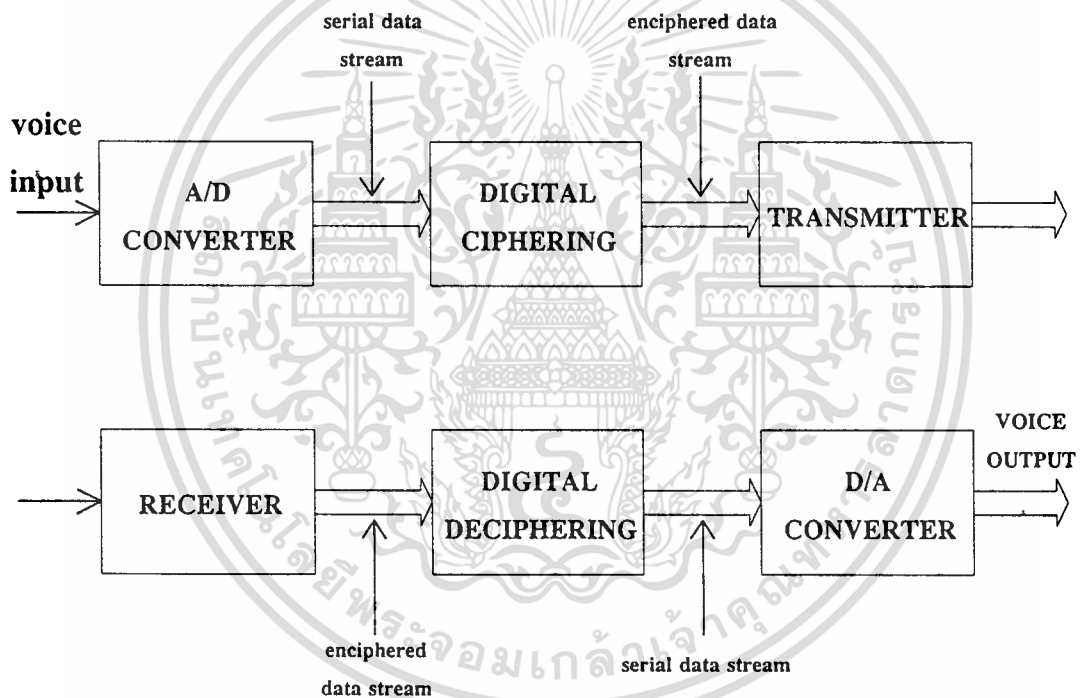
วิธีสอง เปลี่ยนแปร (Vary) อัตราความเร็วของสัญญาณนาฬิกา (Clock Rate) ของ A/D และ D/A ซึ่งวิธีนี้เป็นลักษณะของการมอดูเลชันด้วยความถี่ ซึ่งเท่ากับการสแครมบลิง 2 แบบพร้อมกัน (Two-Dimensional Scrambling-) คือทั้งเวลาและความถี่ ในกรณีของการเปลี่ยนความเร็วในการคอนเวิร์ท (Convert) จะมีผลต่อสัญญาณในแกนความถี่ (Frequency Domain) จากการทดสอบประสิทธิภาพในการสแครมบลิงเพิ่มอีก 15 เปอร์เซ็นต์

วิธีที่สาม โดยจะใช้เทคนิคของการสแครมบลิงแถบคลื่น และ T.E.S. ไปพร้อมๆ กันในลักษณะสแครมบลิงทั้งสองแบบ ถึงแม้ว่าจากการทดสอบจะได้ผลเพิ่มขึ้นอีก 20 เปอร์เซ็นต์ แต่ก็ยังมีข้อเสียอยู่ 2 ข้อ ข้อแรกเรื่องราคาเพราะต้องใช้อุปกรณ์มากกว่า ข้อสองระบบจะทำงานได้ดีต้องมี

เสถียรภาพที่ดีทางด้านความถี่ (Frequency Stability) และระบบส่งผ่านสัญญาณจะต้องมีสัญญาณรบกวนน้อย (Noise-Free Transmission Path) เพื่อให้ได้คุณภาพเสียงที่ดีที่สุด

ที่เราจะสังเกตเห็นได้ว่าการปรับปรุงแก้ไข ทุกแบบถึงแม้ว่าจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการทำการสแควมบลิ่ง แต่ก็ไปลดคุณภาพของเสียงให้เกิดผิดเพี้ยนทางด้านความถี่เป็นผลทำให้ระบบส่งผ่านสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity)

2.5.2 การเข้ารหัสเสียงพูดด้วยวิธีทางดิจิทัล (Digital Encrypting Speech)

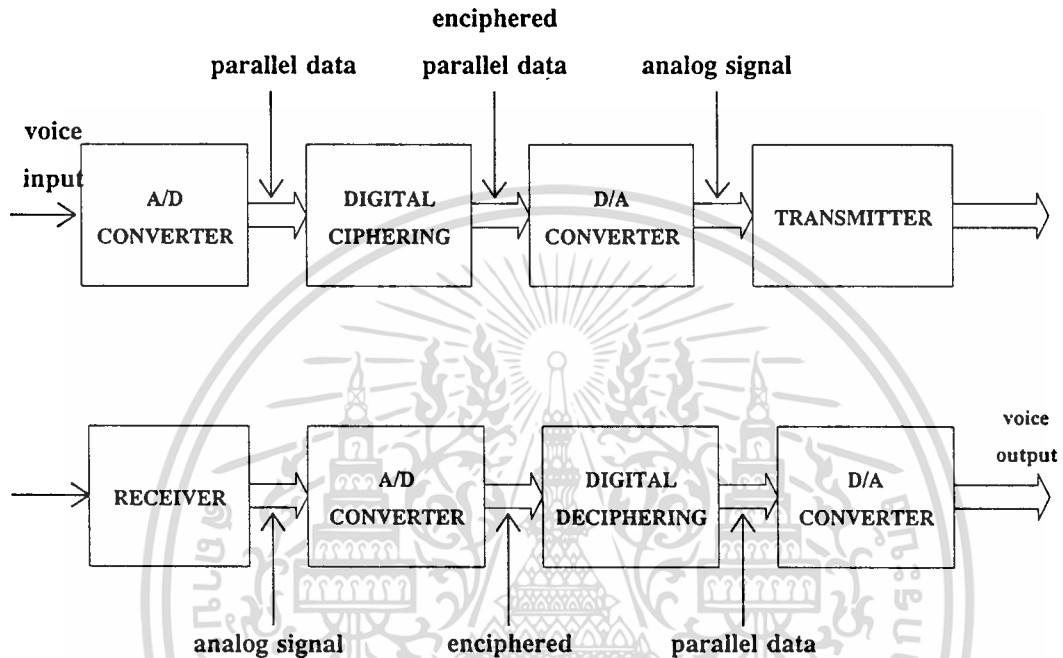


รูปที่ 2.15 ระบบดิจิทัลไซเฟอร์ (Digital Cipher System)

รูปที่ 2.15 เสียงที่ถูกเปลี่ยน (Convert) เป็นสัญญาณดิจิทัลจะอยู่ในรูปของ ซีเรียล ดาต้า สตรีม (Serial Data Stream) ซึ่งอาจจะเป็น 64 Kbit/S, 32 Kbit/S, 16 Kbit/S, 9.6 Kbit/S, 4.8 Kbit/S หรือ 2.4 Kbit/S แต่ถ้าอัตราความเร็วของบิต (Bit Rate) ขนาด 9.6 Kbit/S และที่สูงกว่า จะเป็นการเพิ่มแบนด์วิดธ์ของสัญญาณทำให้เพิ่มความยุ่งยากในการนำไปใช้งานขึ้นอีก โดยจะต้องพิจารณาถึงระบบเชื่อมโยงการส่งผ่าน ที่จะสามารถทำการตอบสนองต่อสัญญาณที่ใช้ได้สำหรับอัตราความเร็ว

ของบิตที่ต่ำกว่า 9.6 Kbit/S สามารถที่จะนำมาใช้ได้ก็จริง แต่ทั้งนี้ประสิทธิภาพสัมพันธ์กับการไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดรูปของการจำรูปแบบของเสียง (Reduction In Voice Recognition) ขบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนต้องใช้อุปกรณ์จำนวนมากและมีราคาแพง



รูปที่ 2.16 ระบบดิจิทัลโทรศัพท์ที่ถูกปรับปรุง

จากรูปที่ 2.16 เป็นการคิดแปลง โดยเสียงที่ถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วผ่านเข้ารหัสทางดิจิทัล (Digital Ciphering) จากนั้นเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลกลับมาเป็นอนาลอก โดยผ่าน D/A และจึงส่งผ่านให้กับตัวส่ง ส่วนทางด้านรับก็เพิ่ม A/D เข้าไป จะเห็นแบนด์วิดธ์ของสัญญาณไม่ถูกเปลี่ยนแปลงไป

การเข้ารหัสของสัญญาณเสียงให้มีประสิทธิภาพนั้น ในระบบโครงข่ายของการสื่อสาร ปัจจุบันมักจะส่งสัญญาณเสียงให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลด้วยความเร็ว 64 Kbit/S ดังนั้นสัญญาณเสียงที่เป็นสัญญาณอนาลอกก็จะถูกทำให้เปลี่ยนไปเป็นข่าวสารในรูปของสัญญาณดิจิทัล ในการเปลี่ยนรูปของสัญญาณอนาลอกไปเป็นดิจิทัลนั้น จะเกิดควอนไตซิงนอยส์เสมอ เมื่อเป็นเช่นนี้การเปลี่ยนสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดธ์ 4 กิโลเฮิรตซ์ จากอนาลอกให้เป็นดิจิทัลต้องใช้ความเร็วประมาณ 10 Kbit/S ซึ่งจะทำให้ควอนไตซิงนอยส์ลดลง และเป็นผลทำให้คุณสมบัติของสัญญาณที่ขึ้นมาได้

แต่อย่างไรก็ตามก็จำเป็นที่จะต้องทำให้อัตราการส่งนั้นต่ำเพียงพอที่จะรักษา
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณภาพที่ต้องการไว้ได้ ดังนั้นการเข้ารหัสของพัลส์โค้ดมอดูเลชัน (Pulse Code Modulation (PCM)) ซึ่งใช้ในทางปฏิบัติต่างๆ ได้นำเอาคอมแพนเดอร์ (Compander) มาใช้เพื่อรักษาคุณภาพของสัญญาณให้เหมือนกับการจัดระดับแบบยูนิฟอร์ม สิ่งนี้ก็เป็นหลักการหนึ่งในความคิดอย่างกว้างๆ ของการเข้ารหัสของสัญญาณเสียงอย่างมีประสิทธิภาพ จากคุณลักษณะของสัญญาณเสียงซึ่งมีดังนี้

1. ขนาดของสัญญาณที่มีขนาดต่ำจะเกิดขึ้นบ่อย
2. ระดับของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงอย่างมากไปกับเวลา
3. สเปกตรัมของความถี่จะไม่เป็นแบบยูนิฟอร์ม และแนวโน้มกำลังงานของสัญญาณเสียงส่วนใหญ่ จะอยู่ในบริเวณความถี่ต่ำ
4. เมื่อทำการสุ่มค่าสัญญาณเสียงเพื่อทำให้เป็นดิจิตอลนั้น สัญญาณสุ่มค่าที่อยู่ข้างเคียงกัน จะมีความคล้ายคลึงกันอย่างมาก
5. สัญญาณเสียงในขณะที่สนทนากันจะมีคาบเวลา (Pitch)

สำหรับเสียงที่มนุษย์ได้ยินนั้น เมื่อสัญญาณมีกำลังสูง (เสียงดัง) ควอนไทซ์นอยส์ จะถูกกดโดยสัญญาณไว้ ซึ่งตามความเป็นจริงแล้วจะไม่ได้ยินเสียงรบกวนนี้เลย ในความถี่ที่แตกต่างกันก็จะได้ยินเสียงแตกต่างกัน แต่จะได้ยินเสียงชัดเจนที่สุดในบริเวณที่ใกล้เคียงกับความถี่ 800 เฮิรตซ์

จากคุณลักษณะของสัญญาณเสียงที่กล่าวมา พอที่จะทำให้รู้วิธีการกดส่วนเกินของเสียงโดยอาศัยคุณลักษณะของสัญญาณเสียงและการได้ยิน ดังนี้

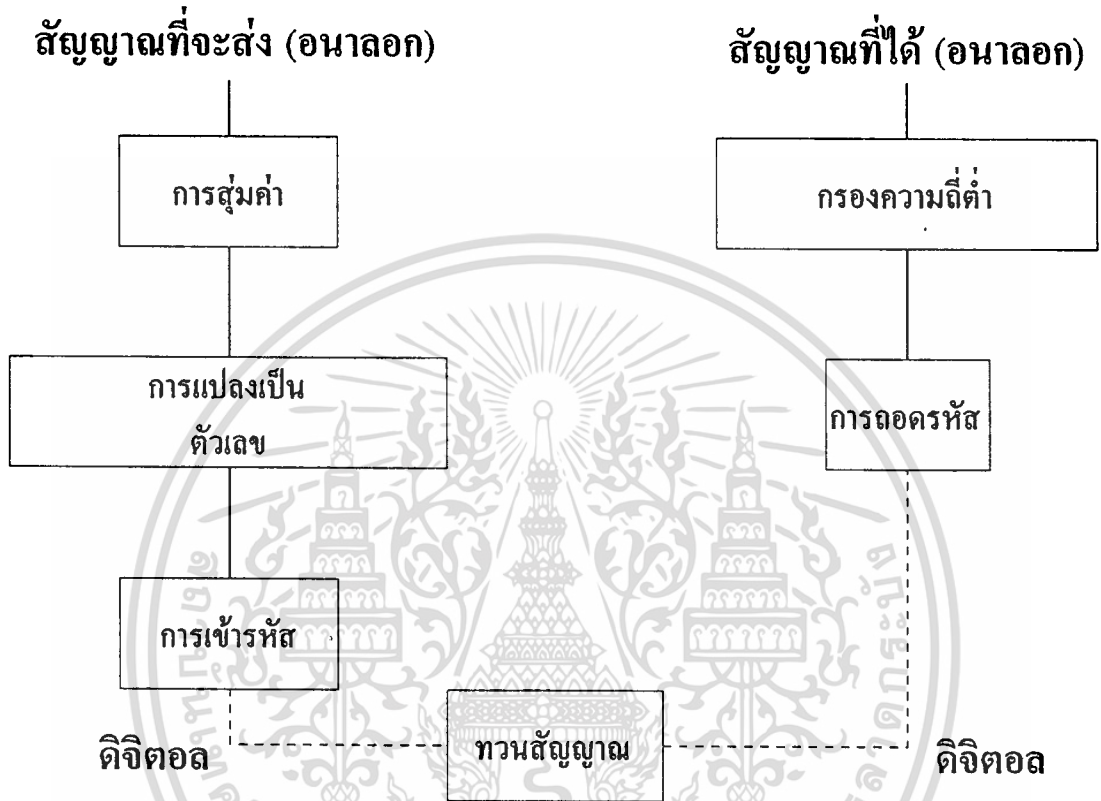
1. การจัดระดับแบบอะแดปทีฟ (Adaptive Quantizing)

กระทำโดยการเปลี่ยนขนาดของระดับการควอนไทซ์ ให้เป็นไปตามระดับสัญญาณ เช่น ทำให้ช่วงของระดับการควอนไทซ์ห่างขึ้นเมื่อระดับของสัญญาณสูงขึ้น วิธีนี้เป็นการหลีกเลี่ยงการเพิ่มของสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์อย่างมีประสิทธิภาพ และในขณะเดียวกันก็สามารถที่จะลดอัตราเร็วของบิตได้ด้วย แต่ก็ยังใช้ได้ผลดีและไม่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณเสียงต่อสัญญาณรบกวน (S/N) เพิ่มขึ้นแต่อย่างใด ดังนั้นวิธีนี้จึงนำไปใช้กับระบบการเข้ารหัสของสัญญาณเสียงอย่างมีประสิทธิภาพเกือบทุกชนิด

2. การเข้ารหัสโดยการคาดคะเน (Predictive Coding)

เป็นการคาดคะเนสัญญาณอินพุตปัจจุบันจากสัญญาณอินพุตตัวก่อนที่เข้ามา โดยที่จะใช้ความสัมพันธ์ (Correlation) ระหว่างระยะห่าง ของสัญญาณสุ่มค่าข้างเคียง เมื่อระดับสัญญาณจริงเข้ามา จะหาผลต่างระหว่างสัญญาณจริงนี้กับสัญญาณที่คาดคะเนได้แล้วทำการเข้ารหัสส่งออก
 ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไป จากวิธีการนี้จะทำให้ขนาดของสัญญาณที่คาดคะเนได้ มีขนาดน้อยกว่าขนาดของสัญญาณอินพุทซึ่งสามารถลดปริมาณข่าวสารได้



รูปที่ 2.17 ขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

3. การแบ่งตามแถบความถี่ (Band Division)

สัญญาณอินพุทจะถูกแบ่งให้เป็นหลายๆ แถบความถี่ ขั้นตอนการเข้ารหัสและการจัดบิตต่างๆ ของส่วนที่มีความสำคัญของทุกแถบความถี่ จะถูกกำหนดไว้เป็นอิสระกัน จึงสามารถลดปริมาณข่าวสารทั้งหมดได้

4. การแบ่งตามเวลา (Time Division)

สัญญาณอินพุทจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ ตามแกนเวลา และทำการจัดบิตตามระดับกำลังของสัญญาณในแต่ละช่วงเวลานั้น

2.5.3 สัญญาณแบบดิจิทัล

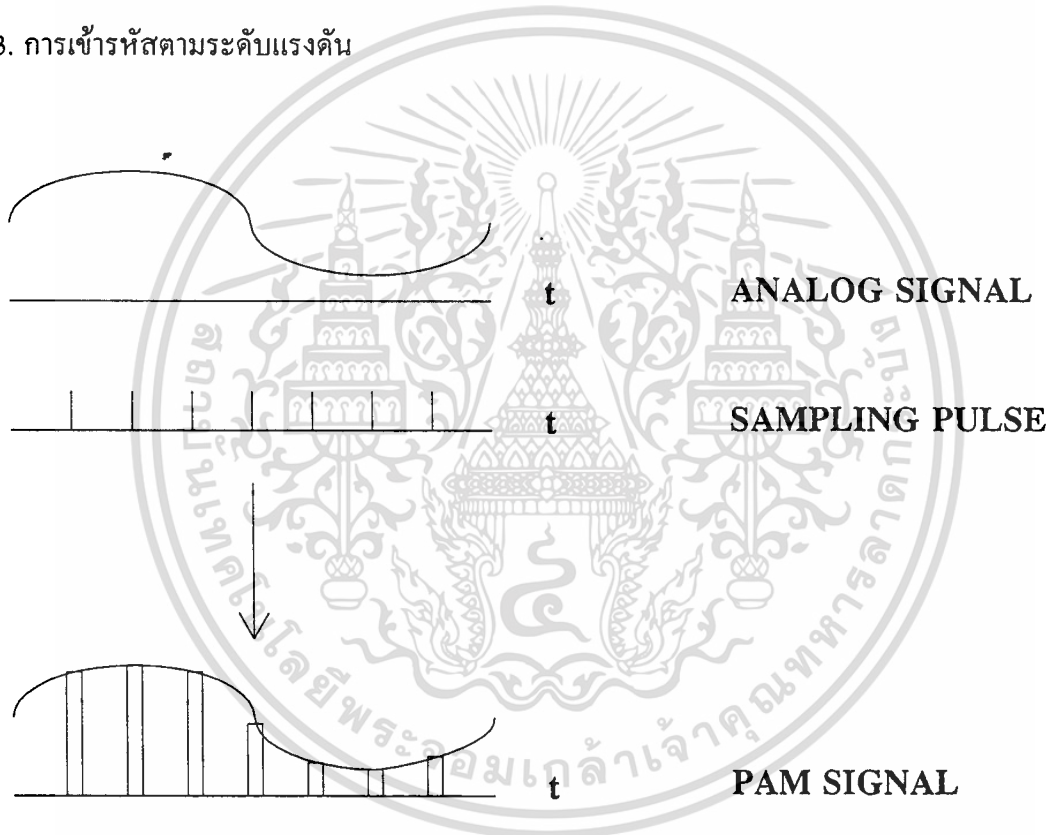
ระบบการสื่อสารส่วนใหญ่ในปัจจุบัน การมอดูเลชันของสัญญาณดิจิทัล ถูกน
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การมอดูเลชันแบบอนาลอกนั่นคือสัญญาณที่เป็นอนาลอกจะถูกเปลี่ยนมาเป็นสัญญาณดิจิทัลก่อน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้งาน

แล้วทำการมอดูเลทสัญญาณที่ได้เพื่อทำการส่งผ่านทางสายส่งหรือคลื่นวิทยุ หลังจากนั้นทางด้านรับก็จะทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลกลับมาเป็นสัญญาณอนาลอกตามเดิม

วิธีการของระบบการมอดูเลชันสัญญาณดิจิทัล

จะต้องผ่านขบวนการที่สำคัญ 3 ขบวนการคือ

1. การสุ่มตัวอย่าง
2. การแบ่งแรงดันออกเป็นระดับต่างๆ
3. การเข้ารหัสตามระดับแรงดัน



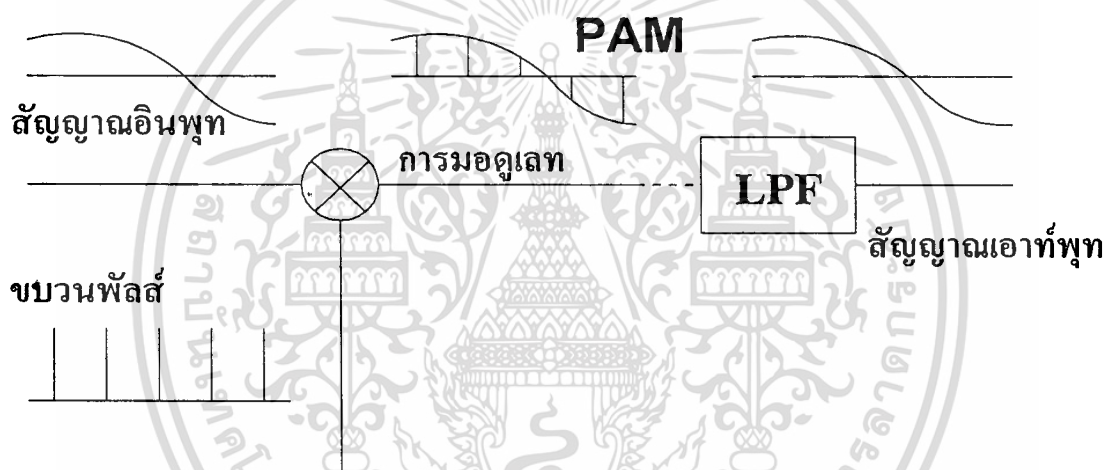
รูปที่ 2.18 การมอดูเลชันระหว่างสัญญาณอนาลอกกับสัญญาณพัลส์

สัญญาณอนาลอกจะเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องกันตลอดตามแกนของเวลาการสุ่มค่าคือ ขบวนการนำค่าขนาดของสัญญาณอนาลอกบางค่า ในช่วงเวลาที่ห่างกันคงที่ มาเรียงต่อกัน ซึ่งเสมือนการมอดูเลททางขนาด โดยคลื่นพาหะที่มีลักษณะเป็นขบวนพัลส์ (Analog Pulse Modulation System) ซึ่งมีคาบเวลาระหว่างพัลส์คงที่โดยผลลัพธ์ที่ได้ จะเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องตามแกนเวลา เรียกว่า PAM ดังรูปที่ 2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการสุ่มสัญญาณคือ จะใช้ความถี่เท่าไรจึงจะเหมาะสม นั่นคือ ในการสุ่มค่า จะอาศัยทฤษฎีการสุ่มค่าหรือ ทฤษฎีการแซมปลิง (Sampling Theorem) ซึ่งได้ผ่านการพิสูจน์ทางคณิตศาสตร์แล้ว โดยมีแนวความคิดเบื้องต้นที่กล่าวได้ว่าขบวนพัลส์ที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณอินพุท ดังรูปที่ 2.19

สำหรับทางด้านรับนั้น องค์ประกอบความถี่สูงของขบวนพัลส์ทั้งหมดจะถูกจำกัดออกมาโดยวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว จะทำให้ได้รับสัญญาณเดิม หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ถ้าหากว่าทำการแซมปลิงสัญญาณอินพุท ด้วยขบวนพัลส์ที่มีระยะห่างที่มีขนาดที่เท่ากันแล้วก็



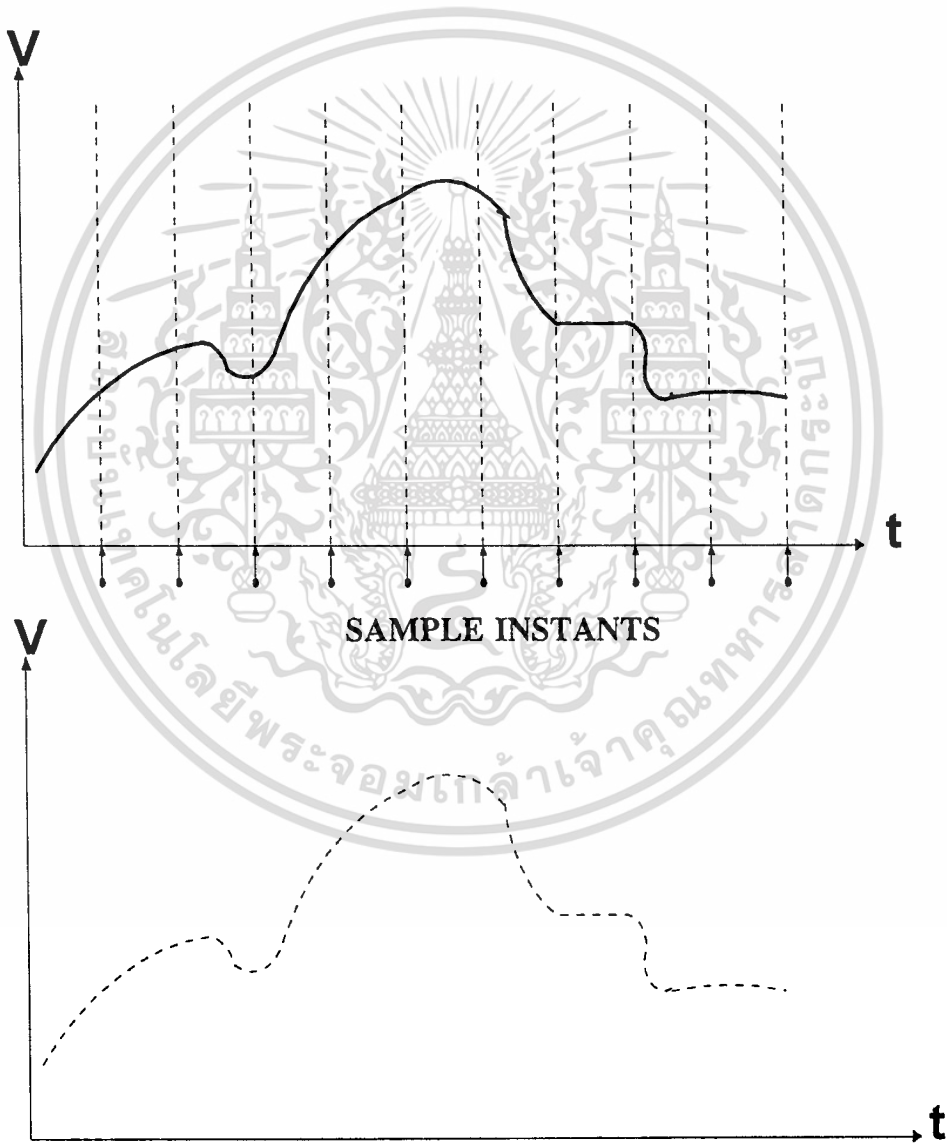
รูปที่ 2.19 แนวความคิดในทฤษฎีการแซมปลิง

สามารถจะทำให้เกิดสัญญาณเดิมได้อย่างสมบูรณ์ทางด้านรับ ซึ่งตามทฤษฎีการแซมปลิงสามารถกล่าวไว้ว่า "ถ้าข่าวสารในสัญญาณถูกจำกัดให้มีความถี่สูงสุดเป็น f_0 แล้วหากใช้ขบวนพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับหรือมากกว่า $2f_0$ ทำการแซมปลิงแล้ว ก็จะสามารถเก็บข่าวสารได้อย่างสมบูรณ์" ระยะห่างของแต่ละจุดที่ทำการแซมปลิง คือ $1/2f_0$ เรียกว่า Nyquist Interval

เมื่อผ่านการแซมปลิงแล้วความถี่สูงสุดของสัญญาณอนาลอก (f_0) และความถี่ของการแซมปลิง (f_s) ให้แถบความถี่ ของสัญญาณ PAM ดังรูปที่ 2.21 จากรูปจะพบว่ามันจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกของสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ที่มีความถี่เป็นทวีคูณของความถี่พัลส์รวมกันอยู่ ($0, f_s, 2f_s, \dots$)

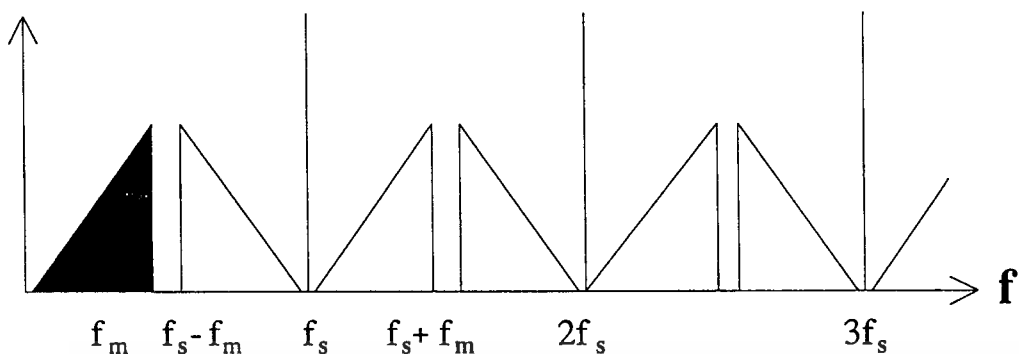
ในทางด้านรับนั้น จะสามารถนำสัญญาณอนาลอกกลับคืนมาได้ โดยวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งแสดงได้ดังรูป 2.21

จากรูป 2.21ก ถ้าความถี่ f_s มากกว่าสองเท่าของความถี่ f_0 แล้วจะไม่มีอาการซ้อนทับกันของความถี่ข้างเคียง ซึ่งตรงข้ามกับรูปที่ 2.21ข ที่ใช้ความถี่สุ่มค่าน้อยกว่าสองเท่าของความถี่เสียง ที่ไม่สามารถสร้างสัญญาณอนาลอกกลับคืนมาได้ดังเดิม

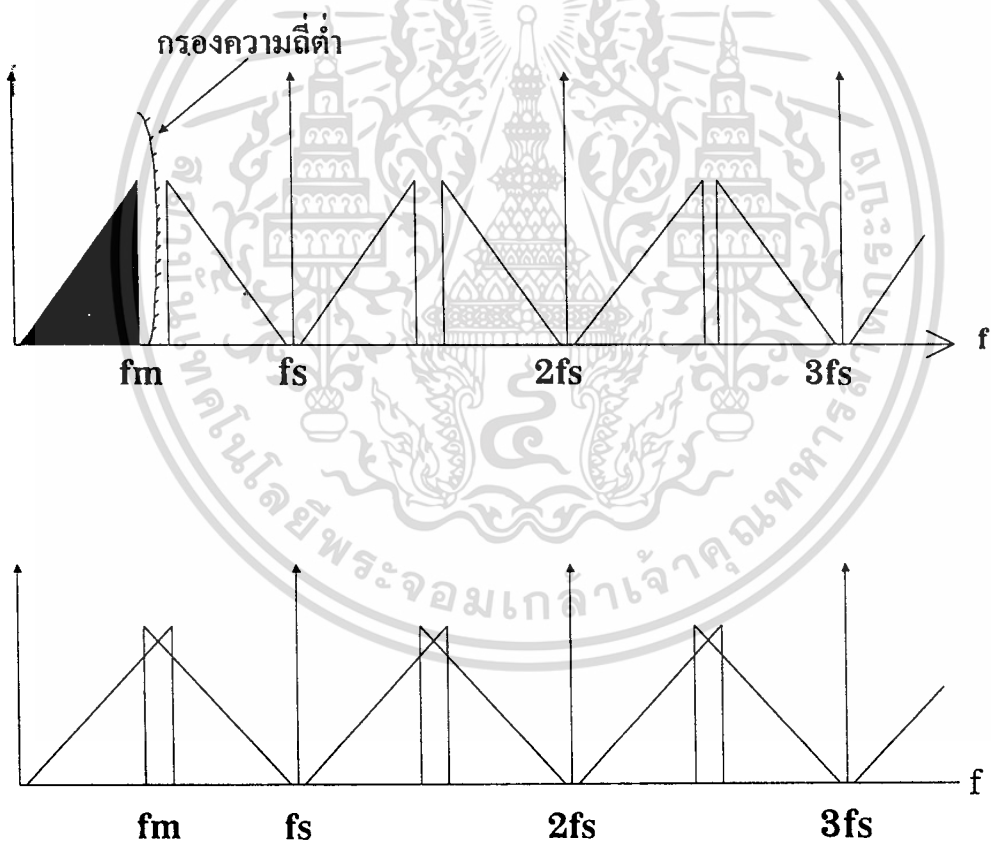


รูปที่ 2.20 ระยะห่างของการแซมปลิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



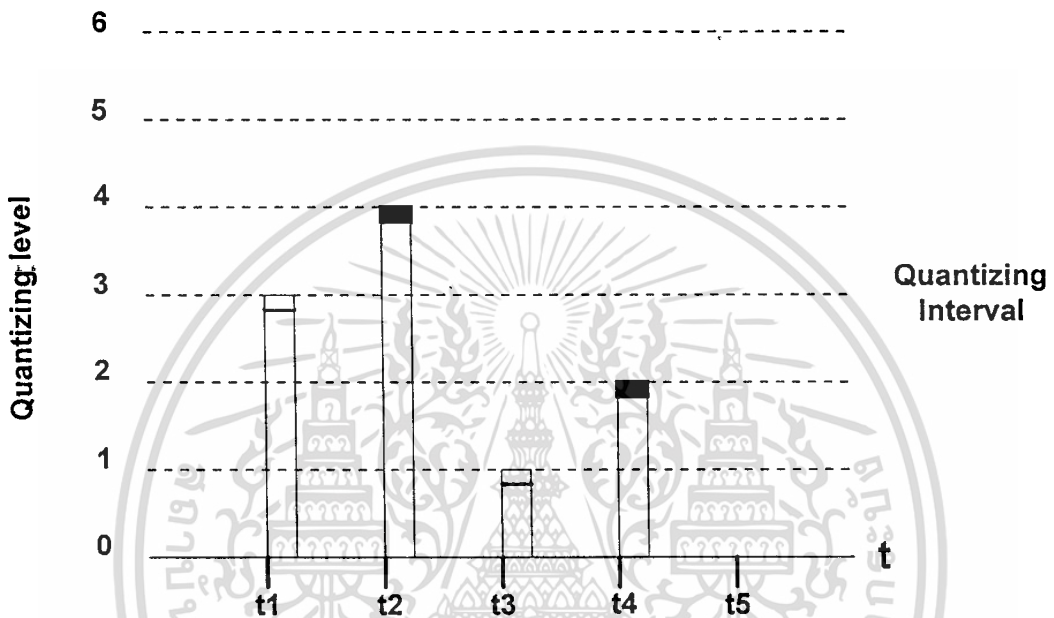
รูปที่ 2.21 PAM ของสัญญาณที่ผ่านการแซมปลิงแล้ว



รูปที่ 2.22 ผลของความถี่สัญญาณสุ่มค่าและสัญญาณอนาลอกต่อ PCM

ในระบบโทรศัพท์ที่มีแถบความถี่เสียงจำกัดนั้นจะมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 0.3 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 3.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นความถี่ที่ใช้ในการแซมปลิงจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 6.8 กิโลเฮิร์ตซ์ ในทางไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฏิบัติจะใช้ 8 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อให้การสร้างวงจรสัญญาณง่ายขึ้น ดังนั้นช่วงเวลาที่ใช้ในการแซมปลิงแต่ละครั้งจะเท่ากับ $1/8000$ วินาที (125 ไมโครวินาที) เมื่อสุ่มค่าได้สัญญาณ PAM แล้วจะถูกส่งไปผ่านการแปลงค่าเป็นตัวเลข โดยการแบ่งขนาดออกเป็นช่วง ๆ ดังรูป 2.23

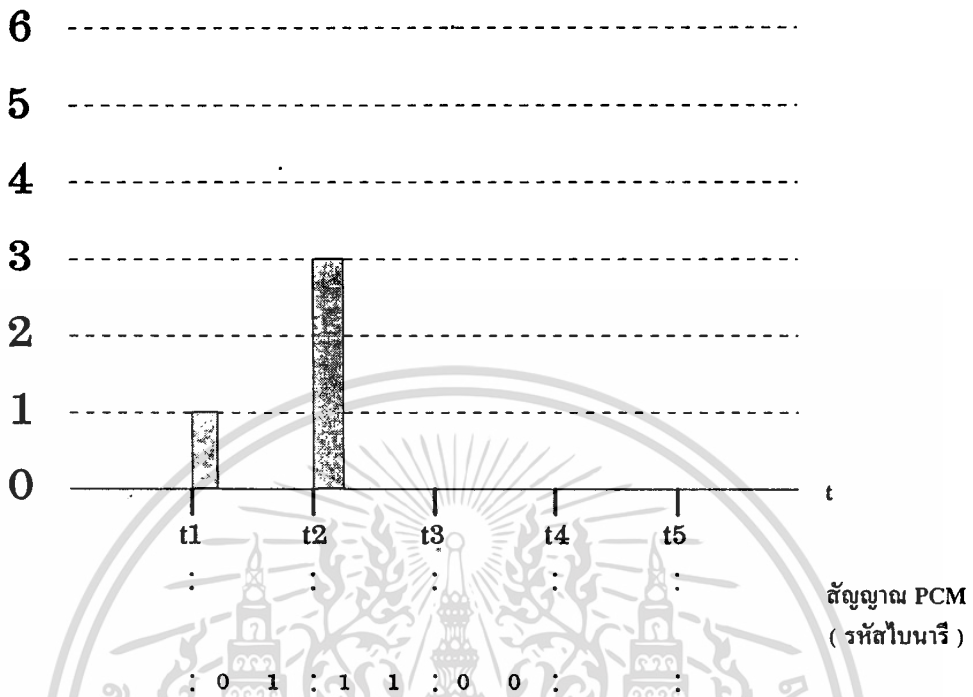


รูปที่ 2.23 การจัดระดับสัญญาณ PAM

จากรูปขนาดของสัญญาณ ถูกสุ่มค่าจะถูกจัดให้เป็นระดับ เรียกว่า ระดับควอนไทซ์ (Quantization Level) โดยมีระยะห่างแต่ละระดับ เรียกว่า Quantizing Interval หรือ Quantizing Step ที่เท่ากัน และซึ่งเป็นการจัดระดับแบบยูนีฟอร์ม ขนาดของสัญญาณสุ่มค่า (Sample) ทุกตัวจะแสดงด้วยค่าระดับควอนไทซ์ที่ใกล้เคียงที่สุด เช่น การจัดให้มีช่วงการควอนไทซ์ห่างกันอยู่ 1 ถ้าสัญญาณสุ่มค่าเป็น 2.8 ก็จะถูกจัดให้เป็นระดับ 3 ดังนั้น PAM ที่ถูกจัดระดับแล้วจะเป็นเพียงค่าประมาณของสัญญาณอนาล็อกเท่านั้น ส่วนขนาดและส่วนเกินของการจัดระดับจึงเป็นค่าผิดพลาดของสัญญาณเดิม กับค่าที่ได้จัดระดับ เรียกค่านี้อีกว่า ควอนไทซ์นอยส์

ในทางปฏิบัติ เราไม่อาจเลี่ยงควอนไทซ์นอยส์ได้ แต่สามารถรักษาคุณภาพของเสียงได้ โดยการลดควอนไทซ์อินเตอร์วัลให้แคบลง หลังจากสัญญาณได้รับการจัดระดับแล้ว ก็จะถูกนำไปเข้ารหัสโดยเปลี่ยนเป็นรหัสเลขฐานสองดังรูป 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 การนำสัญญาณ PAM มาเข้ารหัส

ในการเข้ารหัสอาจเป็นการเข้ารหัสแบบธรรมดา แบบเกรย์หรือแบบสมมาตรก็ได้ซึ่งจำนวนบิตที่ใช้ในการเข้ารหัสอาจใช้หลายๆ บิต สัญญาณที่ได้นี้เรียกว่า สัญญาณ PCM โดยระดับค่าตัวเลขจะถูกกำหนดโดยจำนวนบิตของเลขฐานสองของแต่ละค่า เช่น ใช้ 7 บิต จะได้ค่าตัวเลข 128 ระดับนั้นคือจำนวนค่าตัวเลขเท่ากับ 2^n เมื่อ n คือจำนวนบิต

สำหรับการส่งผ่านตัวกลางโดยทั่วไปสัญญาณที่ส่งจะถูกรบกวน หรือถูกลดทอนทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้นสาเหตุอาจมาจากสัญญาณรบกวนการตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของสายส่ง ซึ่งจะมีการลดทอนมากของความถี่สูงและจะลดทอนน้อยลงที่ความถี่ต่ำเนื่องจากพฤติกรรมของสายส่งที่มีการกระจายอยู่ของค่าจากตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่กระจายอยู่ภายในสาย ซึ่งมีคุณสมบัติของวงจรความถี่ต่ำอยู่ ปัญหาเหล่านี้ได้รับการแก้ไขโดยการสร้างสัญญาณ PCM (Regenerating Repeater) ขึ้นใหม่ทางด้านรับตราบโคที่เครื่องยังตัดสินใจได้ว่าสัญญาณนั้นเป็น 0 หรือ 1 ส่วนในการส่งระยะทางไกลๆ จะต้องมีอุปกรณ์ทวนสัญญาณแบบสร้างขึ้นใหม่ระหว่างทาง ซึ่งอุปกรณ์นี้จะมีหน้าที่ 3 ประการ คือ

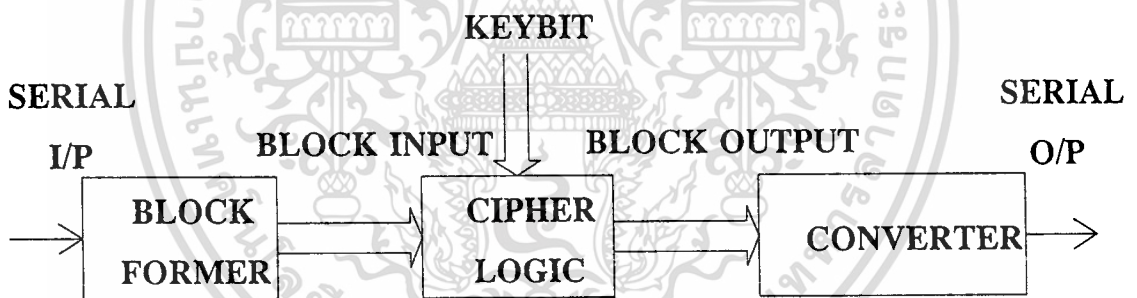
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การจัดรูปใหม่ (Reshaping) คือ การนำสัญญาณที่ลดทอนลง นำไปมาขยายและจัดรูปโดยใช้อิกควอลไลซิงแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งจะง่ายต่อการตีเทคพัลส์
2. การจัดเวลาใหม่ (Retiming) เป็นการกำหนดตำแหน่งเวลาที่จะเลือกว่ามีพัลส์หรือไม่
3. การสร้างใหม่ (Regenerating) คือ การวัดขนาดของสัญญาณรบกวนดังเช่นในระบบการส่งสัญญาณอนาลอก

เมื่อทางด้านรับได้รับสัญญาณดิจิทัล PCM ก็จะแปลงกลับไปเป็นสัญญาณอนาลอก โดยผ่านการถอดรหัสและการกรองสัญญาณ

2.5.2.1. บล็อกไซเฟอร์ (Block Cipher)

บล็อกไซเฟอร์เป็นวิธีการเข้ารหัสแบบดิจิทัลอย่างง่าย จึงมีโอกาที่จะถูกแกะออกมาได้ด้วยการ วิเคราะห์ความถี่ของบล็อก ดังนั้นเพื่อเพิ่มความปลอดภัย ต้องใช้บล็อกที่มีขนาดใหญ่ ลักษณะทั่วไปของการเข้ารหัสและถอดรหัสวิธีนี้ แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.25

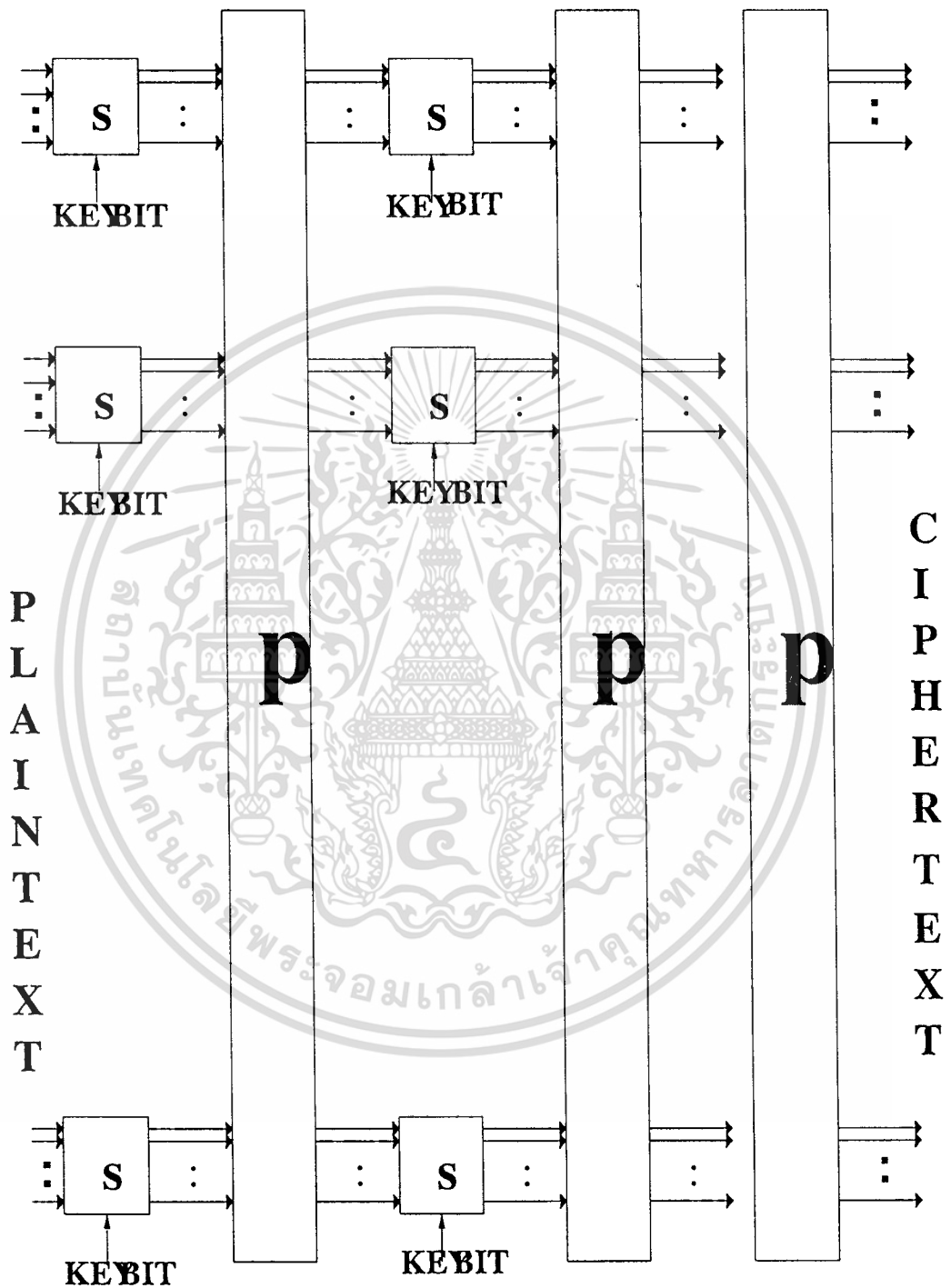


รูปที่ 2.25 รูปแบบทั่วไปของการเข้ารหัส-ถอดรหัสแบบบล็อก

การกำหนดให้บล็อกมีขนาดใหญ่นั้น จำนวนบิตของคีย์ที่ใช้ต้องมีจำนวนมากขึ้นด้วย ถ้าขนาดของบล็อกมีค่าเท่ากับ n บิต จะมีบล็อกรูปแบบต่างๆ กัน 2^n บล็อก เมื่อผ่านการเข้ารหัสแล้ว จะได้บล็อกที่มีรูปแบบต่างๆ กัน 2^n บล็อก เมื่อผ่านการ $[\log(2^n)]+1$ เพื่อลดจำนวนของคีย์ลง วิธีการหนึ่ง คือ จะต้องใช้รูปแบบการเข้ารหัสแน่นอน ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.25 บล็อกของข้อความที่นำมาเข้ารหัสจะถูกแปลงเปลี่ยนไปอย่างต่อเนื่องสลับกันระหว่างกลุ่มของ S boxes และ P boxes ภายใน S boxes จะประกอบไปด้วยดิจิทัลลอจิก ซึ่งอาจจะให้ค่าเอาต์พุตเป็น ฟังก์ชันบูลีนของอินพุต

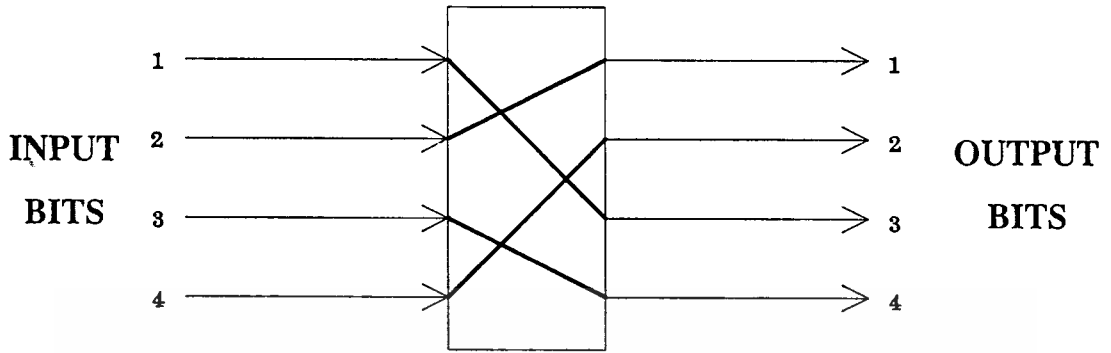
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กัณฑ์ ส่วน P boxes เป็นการจัดเรียงหรือสับเปลี่ยนที่ของบิตอินพุท ซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.26 ระบบการเข้ารหัสแบบบล็อกที่มีหลายสแตจ

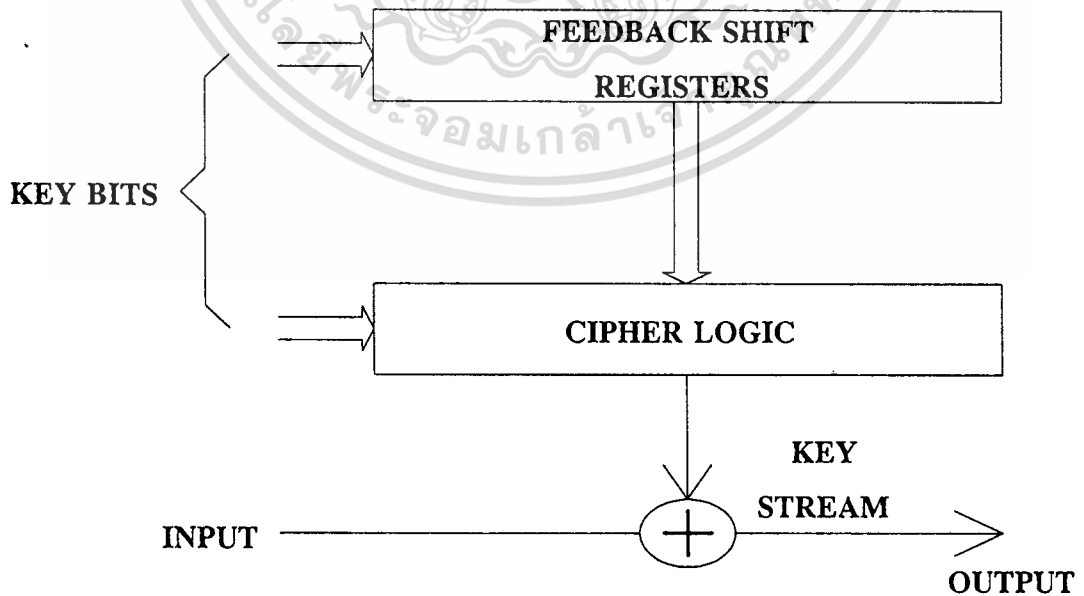
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การสลับจำนวน 4 บิต ของ P BOX

ถ้าภายใน P boxes ไม่มีการใช้ค่าคีย์ จำนวนบิตของคีย์ที่ต้องการใช้สำหรับการเข้ารหัส มีค่าเท่ากับจำนวนของ S boxes ทั้งหมด การถอดรหัสทำได้โดยการนำข้อมูลในลำดับที่กลับผ่านเข้าไปในบล็อกต่างๆ เหล่านี้ ซึ่งจะมีการเรียงย้อนกลับกันจากการเข้ารหัส ในทางปฏิบัติแล้ว จำนวนบล็อกต่างๆ ที่ใช้ในระบบนี้จะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาด้วยค่าเวลาที่ใช้ในการเข้าหรือถอดรหัสในแต่ละบล็อก

2.5.2.2 ซิงค์โครนัส ไซเฟอร์ (Synchronous Cipher)



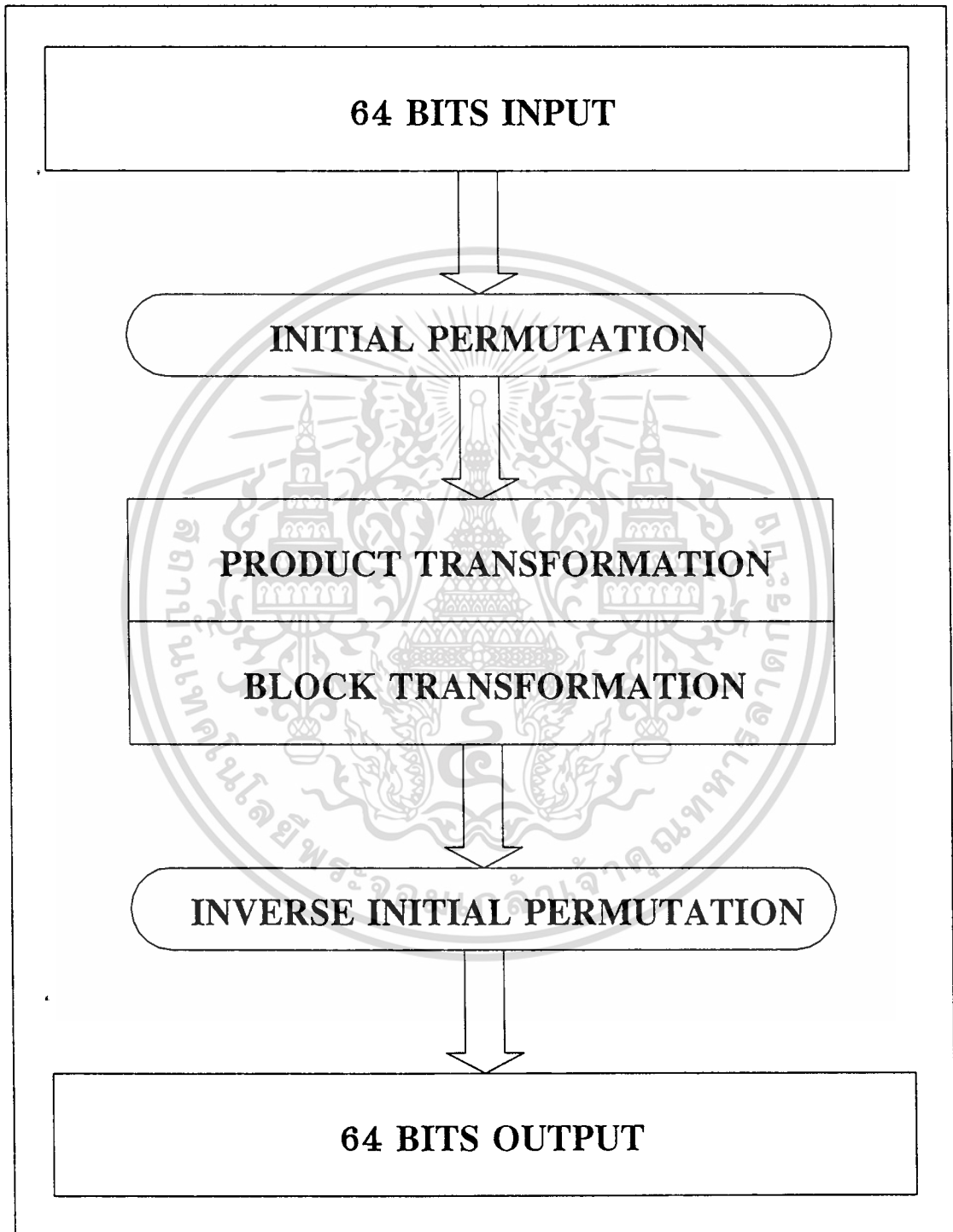
รูปที่ 2.28 รูปแบบทั่วไปของการเข้ารหัสและถอดรหัสแบบซิงค์โครนัส

การเข้ารหัสต่อเนื่อง (Stream Cipher) มีอยู่ 2 ประเภท คือ ประเภทที่ค้ำของคีย์สตรีม (Key Stream) ขึ้นอยู่กับค้ำของข้อมูลที่นำมาเข้ารหัส และประเภทที่ค้ำของคีย์สตรีมเป็นฟังก์ชันของข้อมูลที่นำมาเข้ารหัส ประเภทแรกนั้นเรียกว่า ซิงค์โครไนส์ไซเฟอร์ เพราะว่ามันต้องการซิงค์กันระหว่างค้ำของคีย์กับข้อมูลอินพุท เพื่อให้ถอดรหัสเป็นไปอย่างถูกต้อง

ค้ำของคีย์สตรีมถูกสร้างขึ้นมาอย่างไม่เป็นระเบียบ มีความยาวเท่ากับข้อมูลที่นำมาเข้ารหัส และเพราะว่าค้ำของคีย์ที่ผ่านไปแล้ว จะไม่มีการนำมาใช้ซ้ำอีก หรือยาวขึ้นจะไม่มีผลในการนำไปใช้จริง ดังนั้นจะใช้จำนวนบิตของคีย์และฟังก์ชันพีคแบบซิงโครไนส์ในจำนวนที่พอดี เพื่อสร้างค้ำคีย์สตรีม รูปแบบในการเข้าและถอดรหัส วิธีนี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.28 ซึ่งเครื่องหมายพวกแสดงถึงการทำมอดูโล-ทู (Modulo Two)

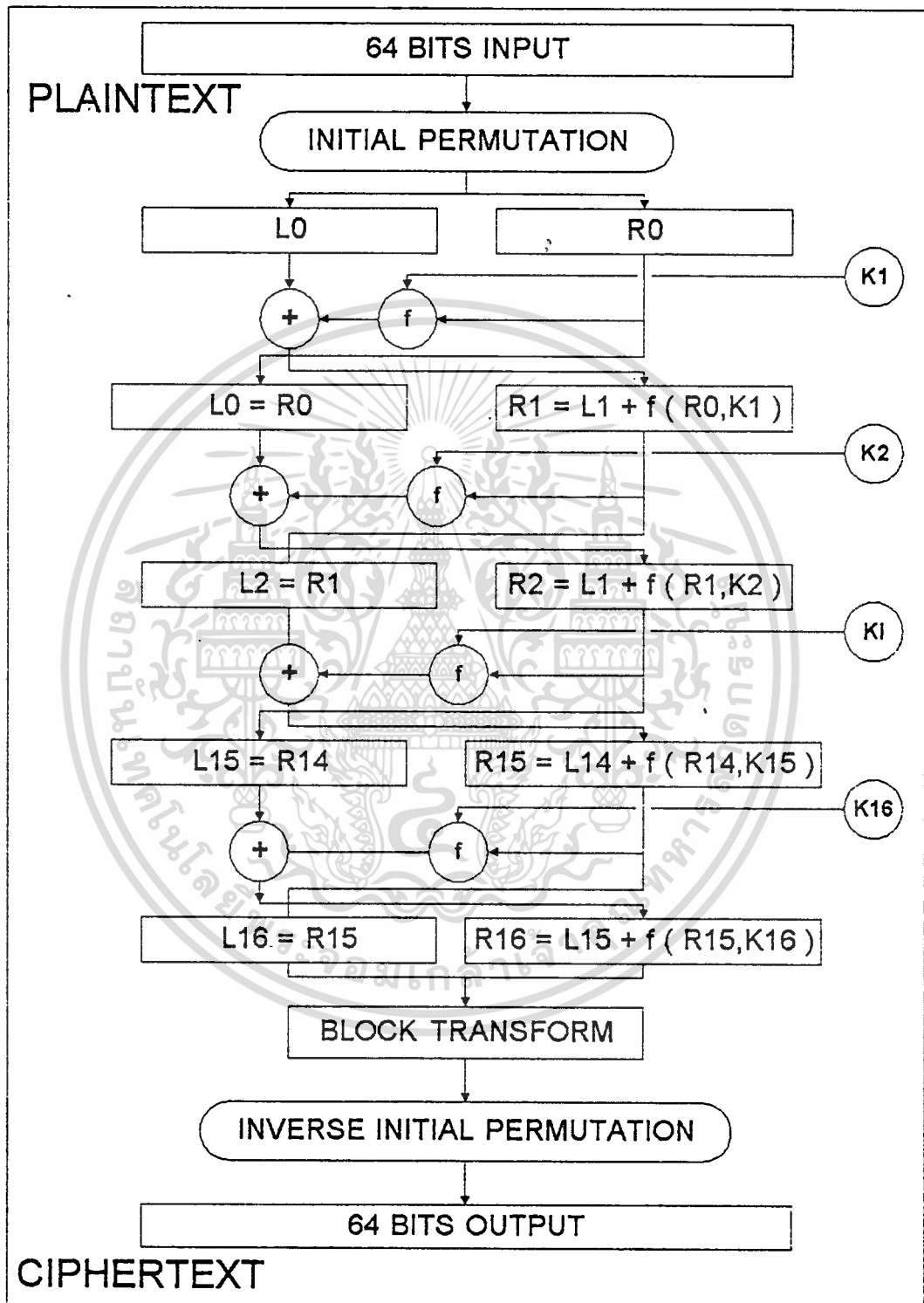
ลิเนียร์พีคแบบซิงโครไนส์ จะสร้างค้ำคีย์สตรีมค้ำสะเปะสะปะที่มีความยาวต่อเนื่องกันไป แต่อย่างไรก็ตาม โครงสร้างการทำงานแบบลิเนียร์นี้ทำให้ง่ายต่อการที่จะวิเคราะห์หาข้อมูลที่จริงออกมาได้และยังมีข้อจำกัดของจำนวนซิงโครไนส์ในการนำไปใช้งาน ดังนั้นจึงเปลี่ยนการทำงานในบางส่วนให้มีการทำงานเป็นแบบนอน-ลิเนียร์ เช่น ในส่วนของเอทพุท หรือ ฟังก์ชันเพื่อลดจำของซิงโครไนส์ให้สั้นลง

2.5.2.3 ค้า้าเอนคริปชั่นสแตนดาร์ด (Data Encryption Standard)



รูปที่ 2.29 โพล้ซาร์ทการเข้ารหัสแบบคี้เอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

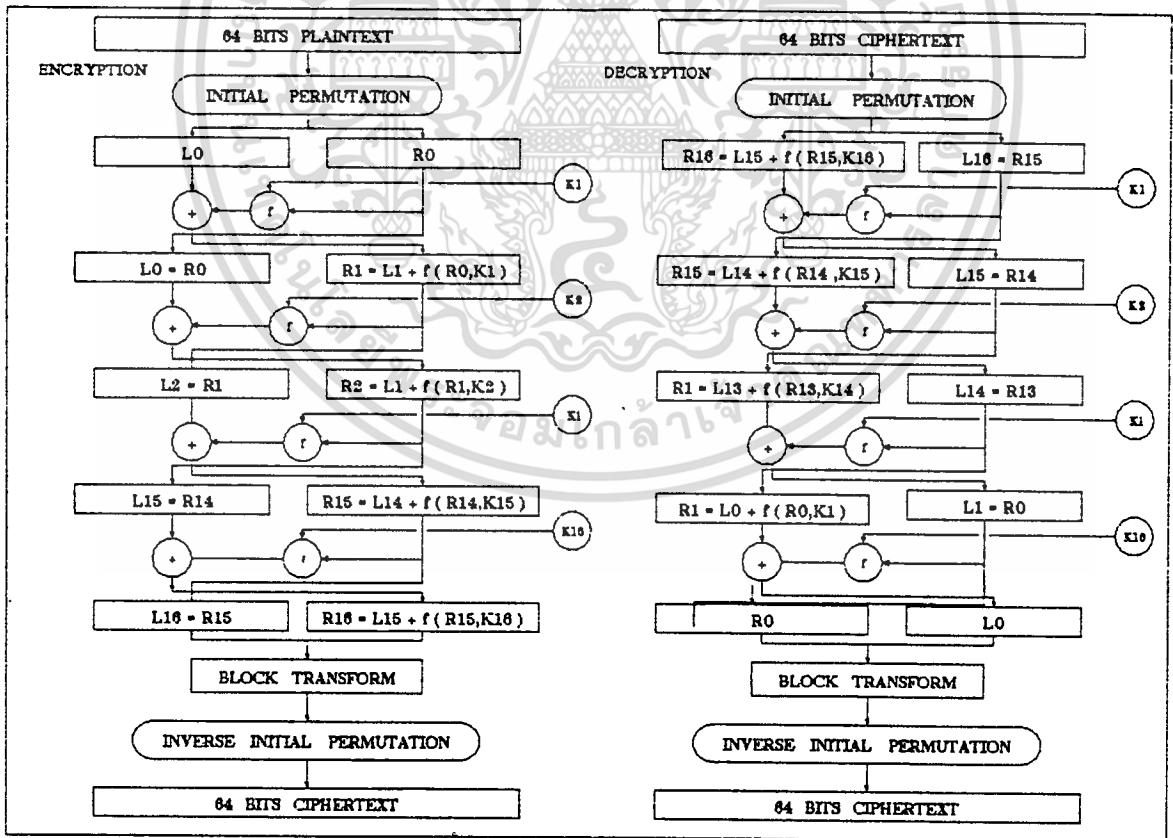


รูปที่ 2.30 โพลีชาร์ทรายละเอียดอัลกอริทึมของรหัสดีไอเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.29 เป็นแผนภูมิแสดงการทำงานของการทำงานของการเข้ารหัสแบบคีย์เอสแบบพื้นฐานข้อความที่ต้องการเข้ารหัส (Plaintext) ทีละ 64 บิต จะถูกเพอร์มิวเทค (Permutate) เสียก่อนให้บิตสลับที่กันแล้วจึงทำ Product Transformation ซึ่งเป็นส่วนที่ยุ่ยากที่สุด ส่วน Block Transformation เป็นเพียงการสลับที่ 32 บิต ซิกซ้ายซิกขวาแล้ว ขั้นตอนสุดท้าย คือ การหา Inverse Initial Transformation กลับกับการเพอร์มิวเทคขั้นแรก ก็จะได้ข้อความที่เข้ารหัส ออกมาตามต้องการ

แผนผังการทำงานที่ละเอียดขึ้นในรูปที่ 2.30 แสดงให้เห็นว่าหลังจากการเพอร์มิวเทคขั้นแรกแล้ว ข้อมูล 64 บิต จะถูกแบ่งครึ่งออกเป็นซิกซ้าย (L) และซิกขวา (R) ดังที่เขียนไว้ว่า LO และ RO ก็หมายถึง L กับ R ในรอบที่ 0 ก่อนจะเริ่มตั้งต้น จากนั้น LO กับ RO ก็จะถูกคลุกเคล้าผสมกับคีย์ (K1 ถึง K16) ด้วยฟังก์ชัน f และสลับที่ซ้ายขวา รวมทั้งสิ้น 16 รอบด้วยกัน ก็จะได้เป็น L1 ถึง L16 และ R1 ถึง R16 เป็นอันเสร็จ Product Transformation ส่วน Block Transformation นั้นก็คือ การสลับที่ L16 กับ R16 เท่านั้นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.31 โฟล์ซาร์ทของการเข้าและถอดรหัสคีย์เอสไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.30 เป็นฟังก์ชันที่เราจะมารายละเอียดกันในหัวข้อที่ 3 ส่วน K1 นั้น K16 เป็น คีย์ย่อยๆ ยาว 48 บิต ที่ได้มาจากคีย์ใหญ่ซึ่งยาว 56 บิต แต่จะได้มาอย่างไรนั้นเราจะรายละเอียด กันในหัวข้อที่ 4 สำหรับเครื่องหมายบวกในวงกลมก็คือ การบวกแบบมอดุโลสอง (Bitwise Exclusive Or) ในกรณีนี้พูดง่ายๆ ก็คือ การเอ็กคลูซีฟออร์ ทีละบิตนั่นเอง คุณสมบัติอย่างหนึ่งของ ระบบดีไอเอส คือ เป็นระบบสามารถทั้งเข้า และถอดรหัสได้ ดังเช่น ในรูปที่ 2.31 จะเห็นได้ว่า การ ถอดรหัสนั้นทำได้ง่ายมากเพียงแต่ป้อนข้อความที่เข้ารหัสแล้ว (Ciphertext) เข้าทางอินพุตแล้วเรียง สลับทิศของคีย์ย่อยเสียใหม่ ก็จะได้เอาท์พุทเป็นข้อความที่ถอดรหัสออกมา

2.5.4 เพอร์มิวเทชันขั้นแรกและขั้นสุดท้าย

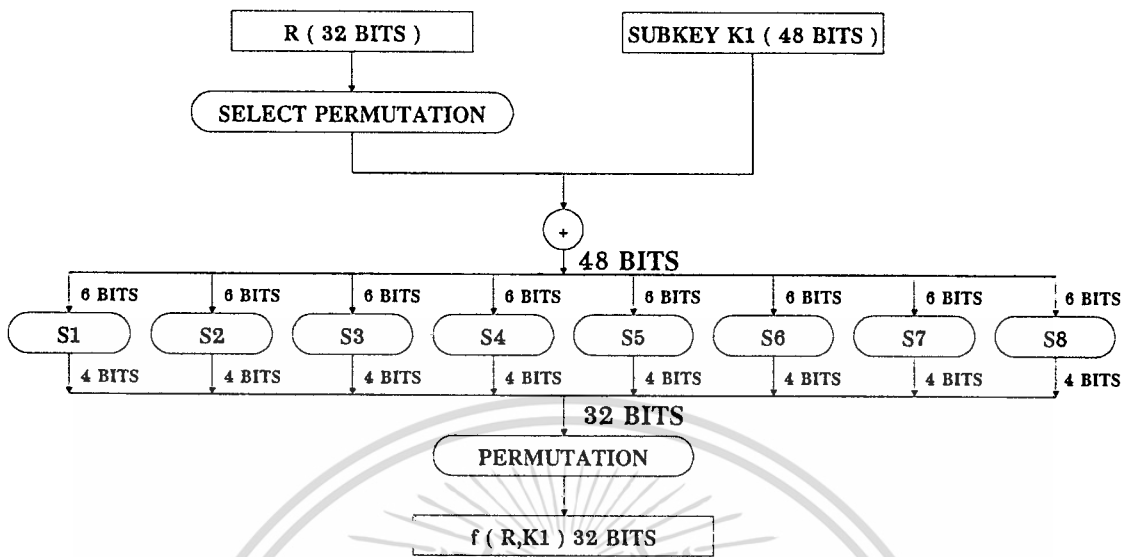
ในรูปที่ 2.32ก และ 2.32ข แสดงตารางเพอร์มิวเทชันขั้นต้นและขั้นสุดท้าย ซึ่งกลับทิศกัน (Inverse) กับขั้นต้น ถ้าเรานำหมายเลขบิตของอินพุทกับเอาท์พุทไปเปลี่ยนเป็นหมายเลขบิตแบบ ไบนารีธรรมดาแล้วลากเส้นเชื่อมโยงจากอินพุทไปยังเอาท์พุท ก็จะได้ผลตามรูปที่ 2.34 ซึ่งจะเห็น ได้โดยง่ายกว่า แต่ละไบท์ของเอาท์พุทจะเป็นบิตในตำแหน่งต่างๆ ที่มาจากอินพุทตามลำดับ คือ 1-3-5-7-0-2-4-6 ซึ่งง่ายต่อการจดจำและทำความเข้าใจมากกว่าตารางในรูปที่ 2.32ก ส่วนตาราง Inverse Initial Permutation ในรูปที่ 2.32ข ก็จะมีลักษณะกลับกันกับตารางใน รูปที่ 2.32ก หมายความว่า ถ้านำเพลนเท็กซ์ผ่านการเพอร์มิวเทชันครั้งหนึ่งแล้วนำผลที่ได้ไปผ่านการเพอร์มิวเทค กลับ (Inverse Permutation) และผ่านการสลับ 32 บิตซ้ายขวา ก็จะได้เพลนเท็กซ์ของเดิมกลับมา ให้อยู่ในรูปของหมายเลขบิตแบบไบนารีธรรมดา

58 50 42 34 26 18 10 2	40 8 48 16 56 24 64 32
60 52 44 36 28 20 12 4	39 7 47 15 55 23 63 31
62 54 46 38 30 22 14 6	38 6 46 14 54 22 62 30
64 65 48 40 32 24 16 8	37 5 45 13 53 21 61 29
57 49 41 33 25 17 9 1	36 4 44 12 52 20 60 28
59 51 43 35 27 19 11 3	35 3 43 11 51 19 59 27
61 53 45 37 29 21 13 5	34 2 42 10 50 18 58 26
63 55 47 39 31 23 15 7	33 1 41 9 49 17 57 25

(ก) Inversion Permutation

(ข) Inversion Initial Permutation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.32 Inversion Permutation and Inversion Initial Permutation
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเบื้องหน้าที่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

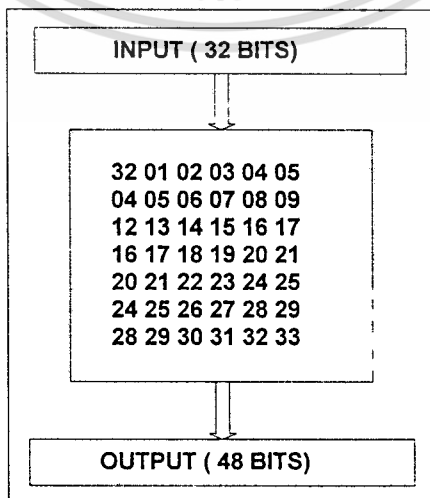


รูปที่ 2.33 โฟลว์ชาร์ตรายละเอียดฟังก์ชัน $f(R_{i-1}, K_i)$

การอ่าน คือ การอ่านจากข้างซ้ายไปข้างขวาและจากข้างบนลงข้างล่าง เช่น บิตหมายเลข 1 ของ Permuted Data จะมีค่าเท่ากับ บิตหมายเลข 58 ของข้อมูลที่ได้อ่านเข้าไป

การอ่าน ก็เช่นเดียวกันกับตารางในรูปที่ 2.32ก จะเห็นได้ว่าบิตหมายเลข 58 ของเอาต์พุต มีค่าเท่ากับบิต 1 ของอินพุต คือ กลับกันกับตารางในรูปที่ 2.32ก

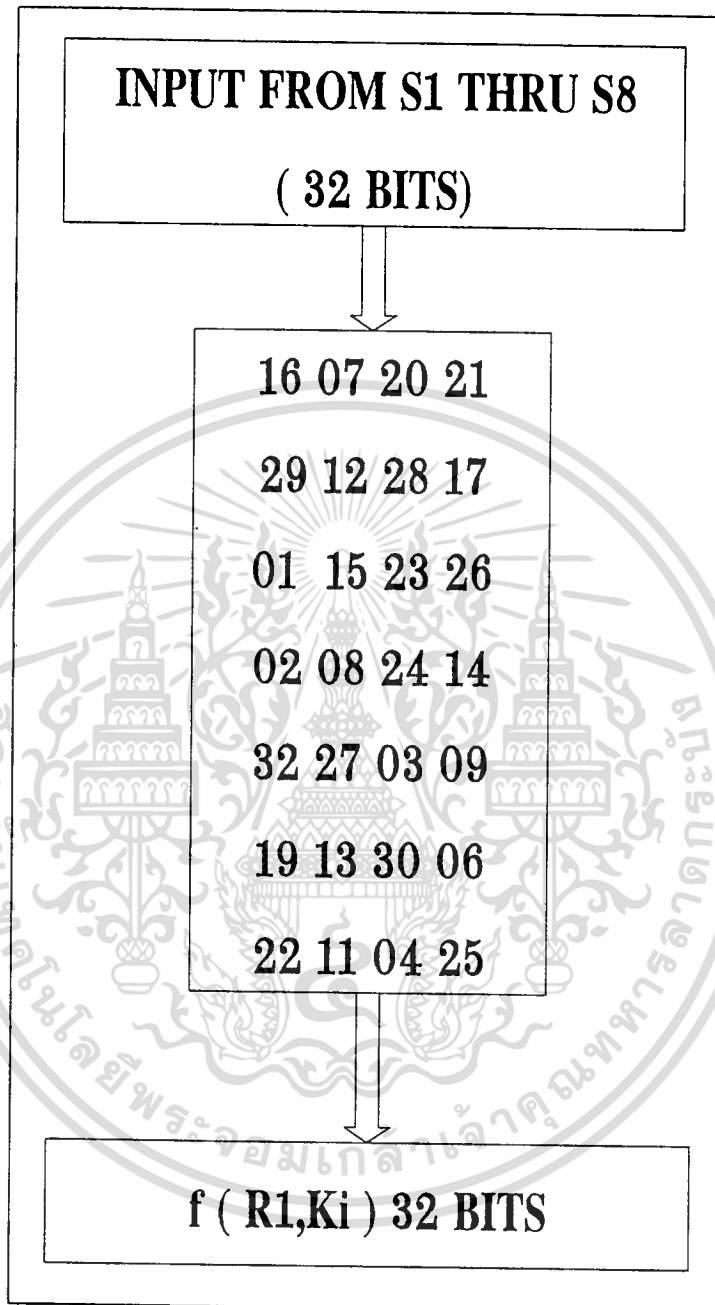
2.5.5 การคำนวณฟังก์ชัน $f(R_{i-1}, K_i)$



เอกสารนี้ รูปที่ 2.34 ตาราง Select Permutation Table ยึดข้อมูล 32 บิตของ R ให้กลายเป็น 48 บิต เป็นการคำนวณการคำนวณฟังก์ชัน $f(R, K1)$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชัน $f(Ri-1, Ki)$ มีรายละเอียดดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.33 ชั้นแรก $Ri-1$ จะถูกเพอร์มิวเทตเสียก่อนด้วยตาราง SELECT E ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.34 ซึ่งจะเปลี่ยนข้อมูล 32 บิตของ $Ri-1$ ให้เป็น 48 บิต เพื่อที่จะนำมาบวกแบบมอดูโลสองกับคีย์ย่อย Ki ที่ยาว 48 บิต เหมือนกัน จากนั้นผลบวก 48 บิต จะถูกยุบให้เหลือ 32 บิต ด้วยฟังก์ชัน S ดังจะอธิบายต่อไปในขั้นสุดท้าย คือการเพอร์มิวเทตด้วยตาราง Permutation P ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.35 ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ออกมาเป็น $F(Ri-1, Ki)$

การยุบข้อมูล 48 บิตให้เหลือ 32 บิต นั้นทำได้โดยใช้ตารางแพด ตารางทำงานให้ขนานกัน แต่ตารางจะมีอินพุต 6 บิต และเอาท์พุต 4 บิต เรียกว่า Selection Function S1 ถึง S8 ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.36 แต่ละตารางมีวิธีอ่านเหมือนกันดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.37 ส่วนตาราง Permutation P ขั้นสุดท้ายนั้นก็แสดงไว้ในรูปที่ 2.37 ซึ่งไม่มีอะไรพิเศษมาก เพียงแค่เปลี่ยนข้อมูล 32 บิตที่ได้จาก S1 ถึง S8 ให้เป็นผลลัพธ์ $f(Ri-1, Ki)$ ซึ่งมีความยาว 32 บิตเช่นกัน



รูปที่ 2.35 ตาราง Permutation P เปลี่ยนข้อมูลที่ได้จาก S1 ถึง S8 ให้เป็น $f(R_i-1, K_i)$

ยกตัวอย่างว่า เรามีข้อมูลป้อนเข้าเท่ากับ 010001 เราก็ตั้งหลักต้นกับหลักท้ายมาเป็นเลขบอกแถว และสี่หลักกลางมาเป็นเลขบอกคอลัมน์ อ่านจากตาราง(สมมติว่า S1) ได้ผลลัพธ์ออกมาเป็น 10 ฐานสิบ ก็เท่ากับ 1010 นั่นเอง หนึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นการเปลี่ยนแปลงข้อมูล 6 บิตให้เหลือ 4 บิตด้วย

สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S1

14 04 13 01 02 15 11 08 03 10 06 12 05 09 00 07
 00 15 07 04 14 02 13 01 10 06 12 11 09 05 03 08
 04 01 14 08 13 06 02 11 15 12 09 07 03 10 05 00
 15 12 08 02 04 09 01 07 05 11 03 14 10 00 08 13

S2

15 01 08 14 06 11 03 04 09 07 02 13 12 00 05 10
 03 13 04 07 15 02 08 14 12 00 01 10 06 09 11 05
 00 14 07 11 10 04 13 01 05 08 12 06 09 03 02 15
 13 08 10 01 03 15 04 02 11 06 07 12 00 05 14 09

S3

10 00 09 14 06 03 15 05 01 13 12 07 11 04 02 08
 13 07 00 09 03 04 06 10 02 08 05 14 12 11 14 01
 13 06 04 09 08 15 03 00 11 01 02 12 05 10 14 07
 01 10 13 00 06 09 08 07 04 15 14 03 11 05 02 12

S4

07 13 14 03 00 06 09 10 01 02 08 05 11 12 04 15
 13 08 11 05 06 15 00 03 04 07 02 12 01 10 14 09
 10 06 09 00 12 11 07 13 15 01 03 14 05 02 08 04
 03 15 00 06 10 01 13 08 09 04 05 11 12 07 02 14

S5

02 12 04 01 07 10 11 06 08 05 03 15 13 00 14 09
 14 11 02 12 04 07 13 01 05 00 15 10 03 09 08 06
 04 02 01 11 10 13 07 08 15 09 12 05 06 03 00 14
 11 08 12 07 01 14 02 13 06 15 00 09 10 04 05 03

S6

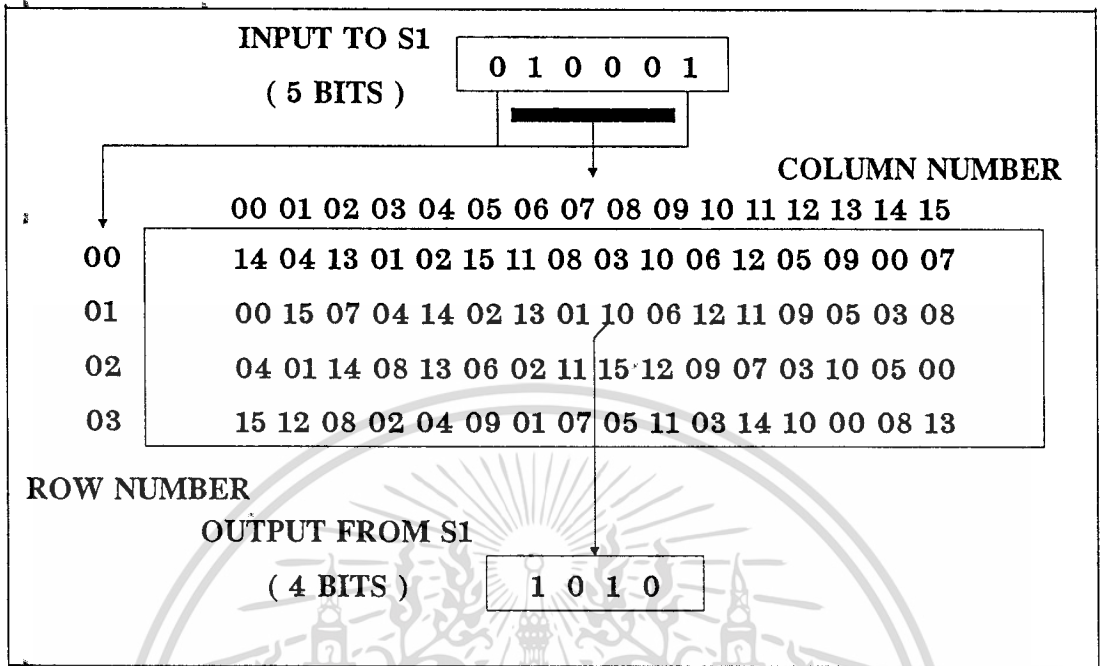
12 01 10 15 09 02 06 08 00 13 03 04 14 07 05 11
 10 15 04 02 07 12 09 05 06 01 13 14 00 11 03 08
 09 14 15 05 02 08 12 03 07 00 04 10 01 13 11 06
 04 03 02 12 09 05 15 10 11 14 01 07 06 00 08 13

S7

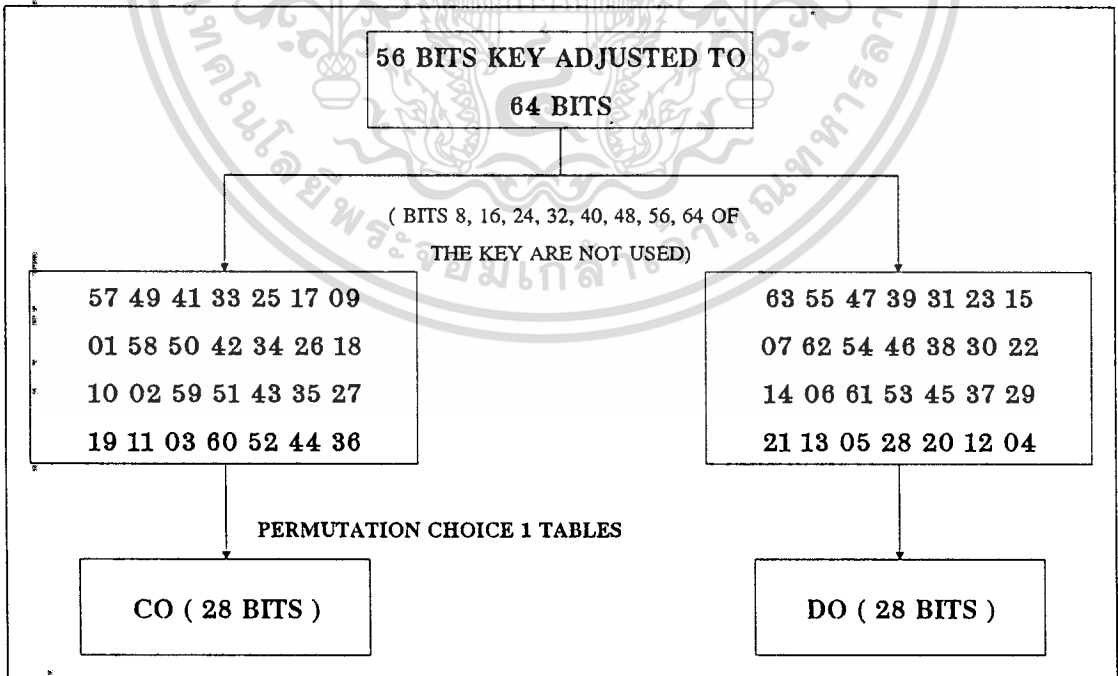
04 11 02 14 15 00 08 13 03 12 09 07 05 10 06 01
 13 00 11 07 04 09 01 10 14 03 05 12 02 15 08 06
 01 04 11 13 12 03 07 14 10 15 06 08 00 05 09 02
 06 11 13 08 01 04 10 07 09 05 00 15 14 02 03 12

S8

13 02 08 04 06 15 11 01 10 09 03 14 05 00 12 07
 01 15 13 08 10 03 07 04 12 05 06 11 00 14 09 02
 07 11 04 01 09 12 14 02 00 06 10 13 15 03 05 08
 02 01 14 07 04 10 08 13 15 12 09 00 03 05 06 11



รูปที่ 2.37 การใช้ตาราง S1 ถึง S8

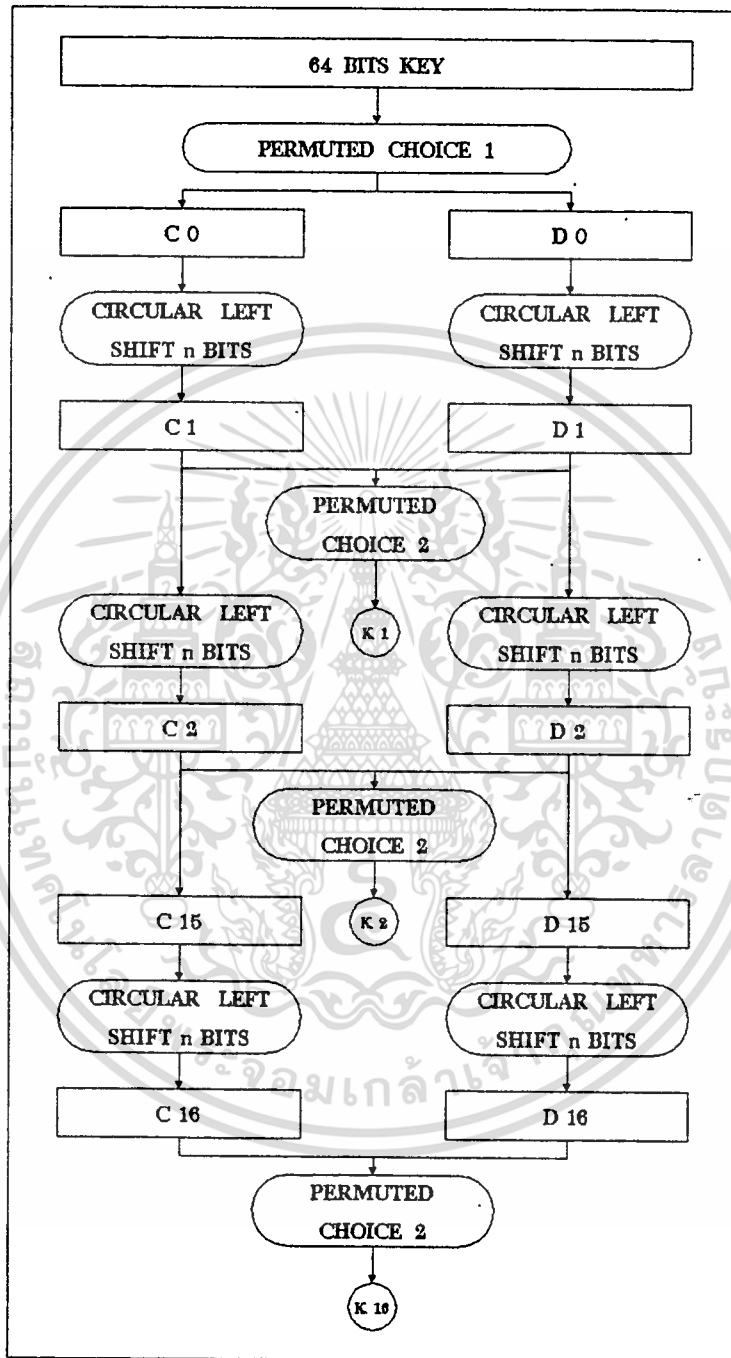


เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันวิจัยและพัฒนาพื้นที่พิเศษภาคตะวันออก (สกพอ) และอยู่ภายใต้การคุ้มครองลิขสิทธิ์ของ สกพอ. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	NUMBER OF CIRCULAR LEFT SHIFT (n)
1	1
2	1
3	2
4	2
5	2
6	2
7	2
8	2
9	1
10	2
11	2
12	2
13	2
14	2
15	2
16	1

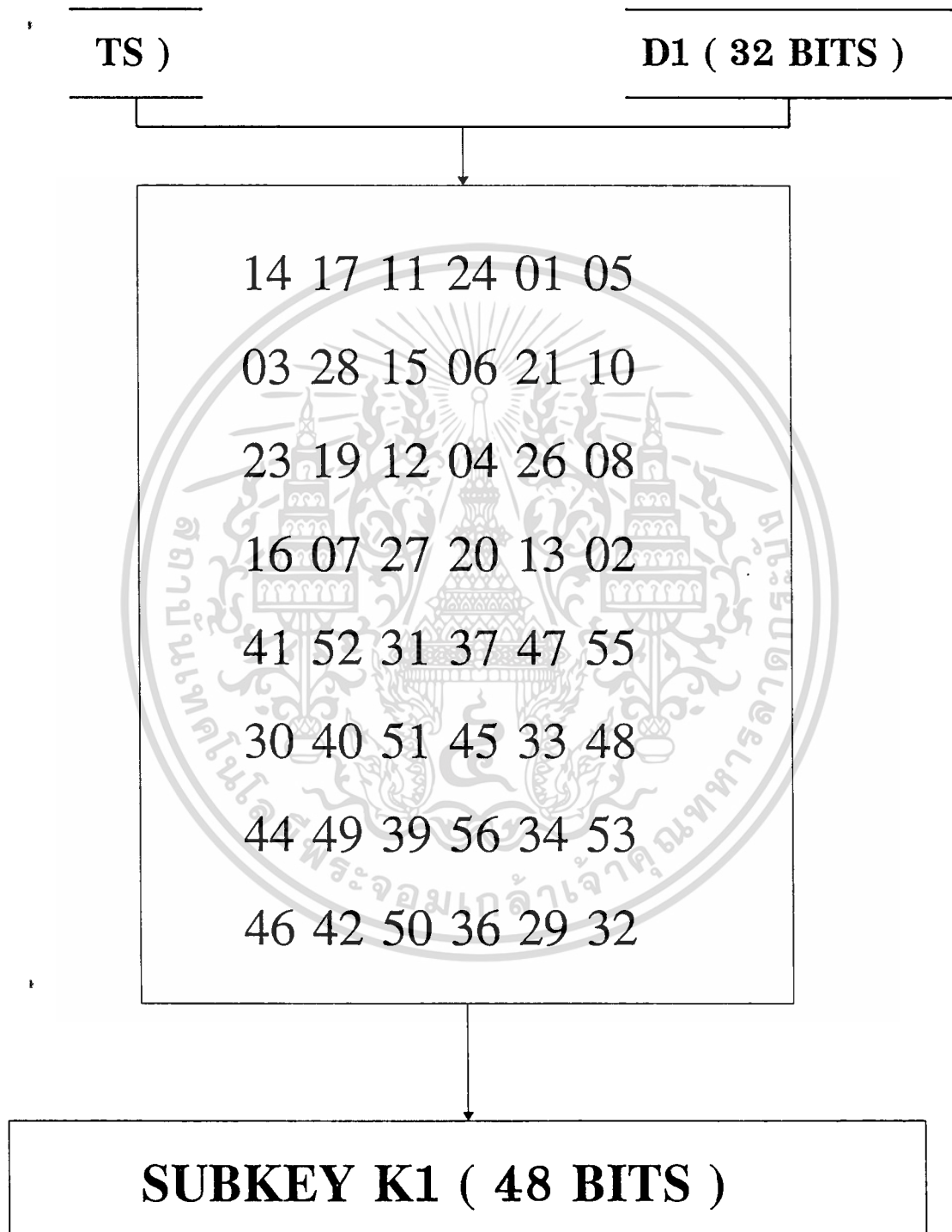
รูปที่ 2.39 ตารางจำนวนครั้งของการหมุนข้อมูลไบนารีไปทางซ้ายเพื่อหา n

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

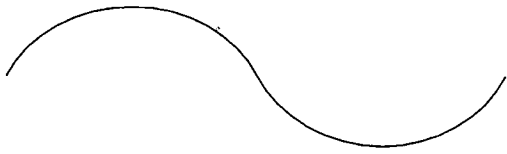


รูปที่ 2.40 โพลีชาร์ทการคีย์ย่อยๆ จากคีย์ใหญ่ยาว 56 บิต ที่ผู้ใช้ป้อนเข้าไป

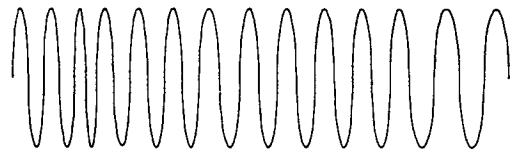
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.41 การสร้าง K_i จาก $Subkey_{Ci}$ และ D_i ด้วย ตาราง Permuted Choice 2 ด้านการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



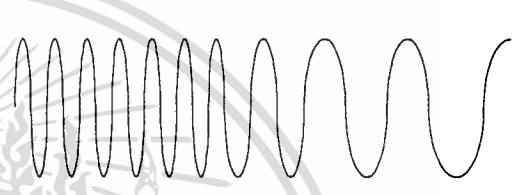
คลื่นสัญญาณความถี่เสียง



คลื่นสัญญาณพาหะ



คลื่นสัญญาณที่มอดูเลทแล้ว

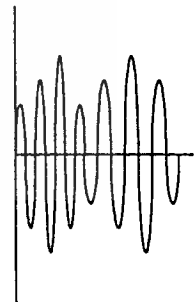


คลื่นสัญญาณที่มอดูเลทแล้ว

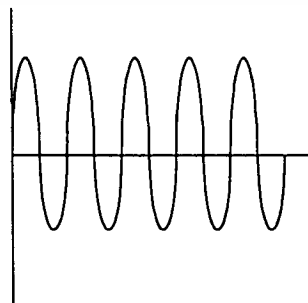
รูปที่ 2.42 สัญญาณและผลของการมอดูเลท



วงจรมอดูเลท
แบบ เอเอ็ม



ตัวกำเนิด
สัญญาณพาหะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.43 การมอดูเลทสัญญาณทางขนาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ความหมายของการมอดูเลชัน (Modulation)

เป็นการใช้สัญญาณหรือคลื่นไฟฟ้าเป็นตัวพาหะนำสัญญาณเสียงที่ส่งไปนั้นขบวนการนี้อาศัยหลักการผสมคลื่นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกับคลื่นไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณเสียงแล้วส่งสัญญาณออกไป

โดยปกติคลื่นเสียงมีความถี่ต่ำ ดังนั้นการส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยตรงไม่ได้ผล ทั้งนี้ เพราะคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีความถี่ต่ำไม่สามารถที่จะเดินทางไกลๆ ได้ การมอดูเลชันจึงมีความจำเป็นโดยการนำคลื่นสัญญาณที่มีความถี่สูงมาใช้งานหรือที่เราเรียกกันว่า “คลื่นพาหะ” เป็นตัวนำสัญญาณคลื่นความถี่เสียงเพื่อที่จะได้ส่งคลื่นออกไปได้

2.6.1 ชนิดของการมอดูเลชันทางอนาลอก

2.6.1.1 การมอดูเลชันของคลื่นแบบต่อเนื่อง (Continuous Modulation)

- การมอดูเลชันทางขนาด (Amplitude Modulation)
- การมอดูเลชันทางความถี่ (Frequency Modulation)
- การมอดูเลชันทางเฟส (Phase Modulation)

2.6.1.2 การมอดูเลชันของคลื่นแบบพัลส์ (Pulse Modulation)

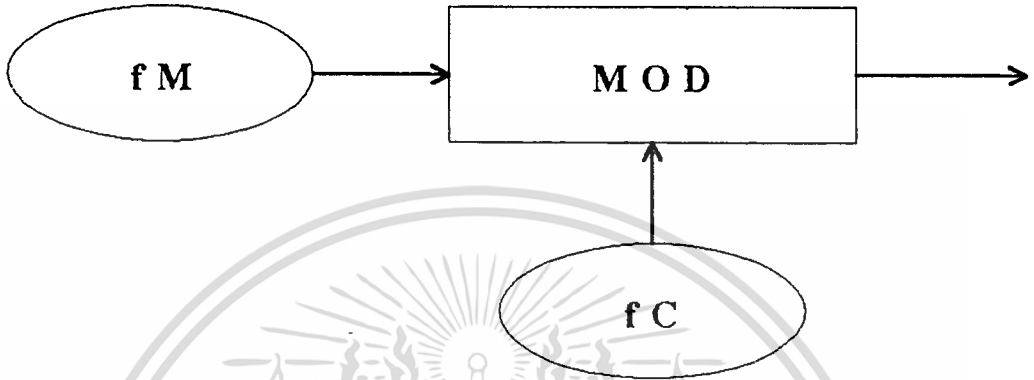
- การมอดูเลชันทางความสูงแบบพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation)
- การมอดูเลชันทางเวลา (Pulse Time Modulation)

2.6.1.3 การมอดูเลชันทางขนาด

ในการมอดูเลชันแบบนี้ เริ่มต้นเมื่อมีคนพูดใส่ไมโครโฟน ไมโครโฟนจะเป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่อยู่ในย่านความถี่เสียง สัญญาณความถี่เสียงจะรวมกับสัญญาณความถี่พาหะในวงจรมอดูเลชัน จะได้สัญญาณ เอเอ็ม เมื่อสังเกตขอบบนและขอบล่างของสัญญาณเอเอ็ม จะพบว่าที่ขอบทั้งสองด้านนี้มีลักษณะสมมาตรกัน และเหมือนสัญญาณความถี่เสียง แต่เมื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณความถี่เสียงขึ้นทั้งสองด้านจุดสูงสุดและจุดต่ำสุดของสัญญาณเอเอ็ม จะเกิดการเปลี่ยนแปลงตาม โดยส่วนต่ำสุดของขอบบนและส่วนสูงสุดของขอบล่างจะบีบเข้าหากัน ส่วนสูงสุดของขอบบนและส่วนต่ำสุดของขอบล่างจะห่างจากกัน แต่ถ้าเพิ่มสัญญาณเสียงมากขึ้นส่วนที่บีบเข้าหากันจะชิดกันมากและถ้าเพิ่มมากขึ้นจะกลายเป็นแถบเส้นตรงตาม

เอกสารแนบนี้เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

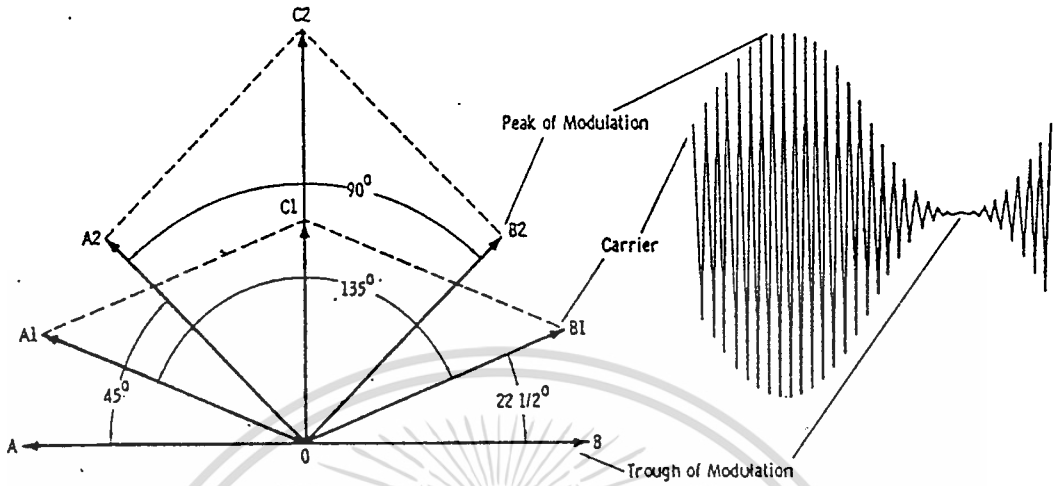
การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ เอเอ็ม



รูปที่ 2.44 การผสมสัญญาณแบบ แอมพลิจูดมอดูเลท

$$\begin{aligned}
 e_m &= \text{ขนาดของความถี่เสียง} \\
 e_c &= \text{ขนาดของความถี่พาหะ} \\
 e_{AM} &= \text{เอาท์พุทของสัญญาณเอเอ็ม} \\
 e_m &= EM \sin(wmt) \\
 e_c &= EC \sin(wct) \\
 e_{AM} &= [EC + EM \sin(wmt)] * \sin(wct) \\
 &= EC \sin(wct) + EM \sin(wmt) * \sin(wct) \\
 &= EC \sin(wct) + EM/2 [\cos(wc-wm)t - \cos(wc+wm)t] \\
 M &= \text{Modulation Degree} \\
 M &= EM/EC \\
 e_{AM} &= EC \sin(wct) + MEC/2 [\cos(wc-wm)t - \cos(wc+wm)t]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 ลักษณะกำลังของสัญญาณ

กำลังของสัญญาณเอเอ็ม

$$\begin{aligned}
 P_T &= P_C + P_{(USB)} + P_{(LSB)} \\
 &= EC^2/R + (MEC/2)^2/R + (MEC)^2/R \\
 &= EC^2/R + (MEC)^2/4R + (MEC)^2/4R \\
 &= P_C + P_C(M)^2/2
 \end{aligned}$$

$$P_T = P_C * (1+M^2/2)$$

กรณีที่ คำนี การมอดูเลต = 100%

$$P_T = P_C * (1+1/2)$$

$$P_T = 1.5P_C$$

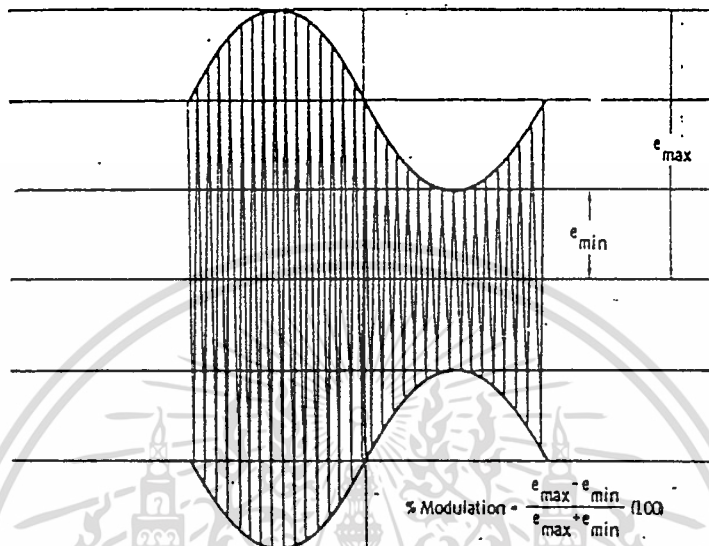
เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

ความสัมพันธ์ของขนาดของสัญญาณความถี่เสียงกับขนาดของสัญญาณพาหะในขณะที่ยังไม่ได้มอดูเลตจะเป็นบอกให้ทราบว่าลักษณะของสัญญาณเอเอ็ม ที่ได้จะมีรูปร่างลักษณะอย่างไร ค่าความสัมพันธ์นี้เรียกว่า เปอร์เซนต์มอดูเลชัน

ค่าเปอร์เซนต์มอดูเลชัน ก็คือค่าอัตราส่วนของสัญญาณความถี่เสียงกับขนาดของสัญญาณความถี่พาหะ เมื่อคิดเป็นเปอร์เซนต์ ถ้าค่าทั้งสองนี้มีค่าเท่ากันก็กำหนดให้เป็น 100% ในกรณีของ

เปอร์เซนต์มอดูเลชันเป็น 100% สัญญาณความถี่เสียงจะมีค่าทำให้สัญญาณเอเอ็ม ทั้งด้านขอบบนและด้านขอบล่างเกินค่าเฉลี่ยของพาหะไปเท่ากันหมด ซึ่งถ้าเกินค่าเฉลี่ยของพาหะไปมากจนเกินไปจะทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และด้านขบล่างมาชนกันกึ่งกลางพอดี หรือผลต่างของค่าต่ำสุดของขบบนกับค่าสูงสุดของขบล่างมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 2.46 เปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลท

ถ้าขนาดของสัญญาณความถี่เสียงมีค่าน้อยกว่าขนาดของสัญญาณความถี่พาหะค่าเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันจะมีค่าน้อยกว่า 100% ดังตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณความถี่เสียงมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณพาหะ ค่าเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันก็จะมีค่า 50%

การหาค่าเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันอาจหาได้โดยตรงจากสัญญาณเอเอ็ม โดยการคำนวณหาตามสมการต่อไปนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์มอดูเลชัน} = (E_{\max} - E_{\min}) * 100 / (E_{\max} + E_{\min})$$

เมื่อ E_{\max} คือค่าความสูงที่วัดจากระยะสูงสุดของขบบนลงมาถึงระยะต่ำสุดของขบล่างของสัญญาณเอเอ็ม

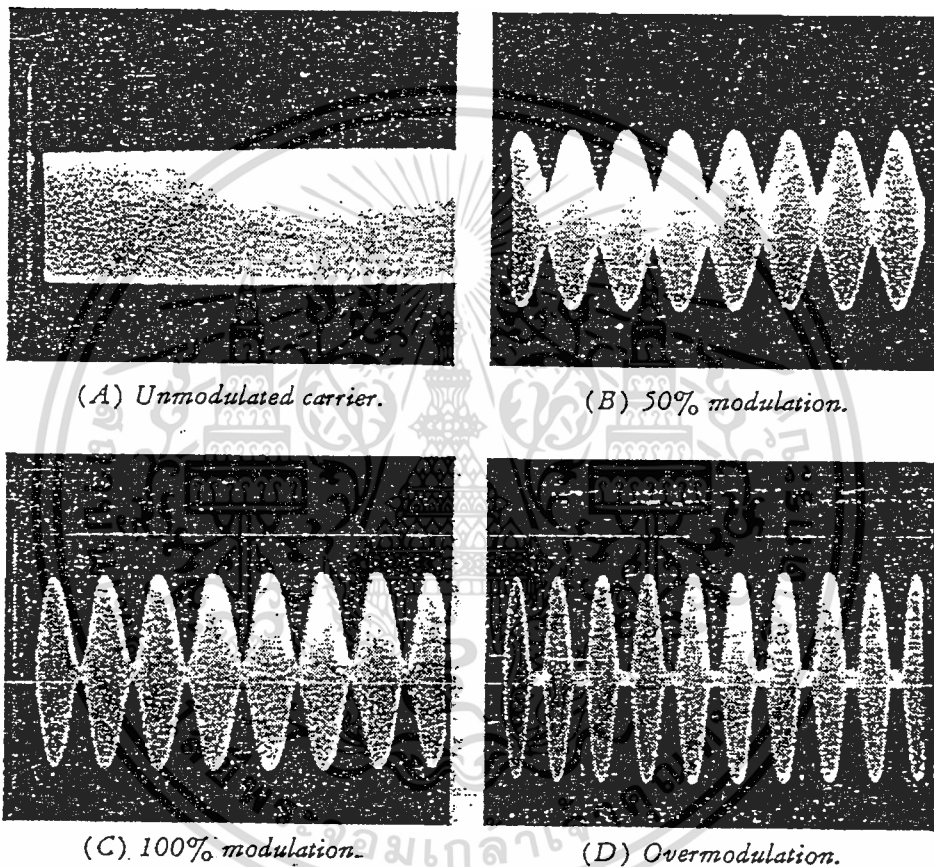
E_{\min} คือค่าความสูงที่วัดจากระยะต่ำสุดของขบบนลงมาถึงระยะสูงสุดของขบล่าง ของสัญญาณเอเอ็ม

ดังตัวอย่างการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทจากรูปสัญญาณเอเอ็ม

จากรูปวัดหาค่า E_{\max} ได้ 167 โวลท์ และวัดค่า E_{\min} ได้ 33 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} &= (167 - 33) * 100 / (167 + 33) \\ &= 0.67 * 100 \\ &= 67\% \end{aligned}$$



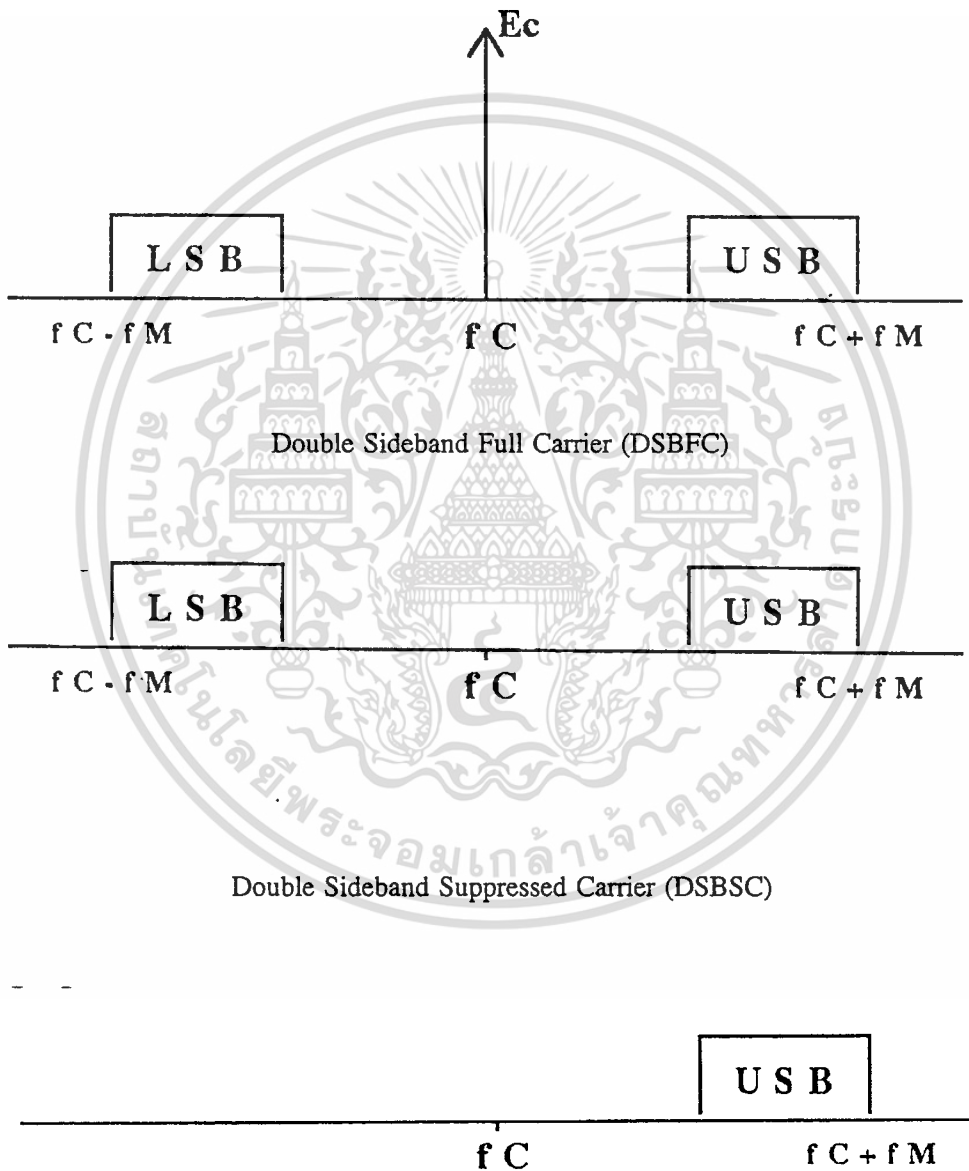
รูปที่ 2.47 เปอร์เซนต์ของการมอดูเลตกับคลื่นพาหะ

จากวิธีการหาค่าดังกล่าวนี้สามารถหาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตที่มีค่าไม่เกิน 100% เท่านั้น ถ้าเปอร์เซ็นต์มอดูเลตเกินกว่า 100% เราจะเรียกว่า การโอเวอร์มอดูเลต ไม่สามารถหาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ด้วยวิธีนี้ โดยปกติการมอดูเลตที่เกิน 100% เป็นสิ่งไม่ต้องการเพราะทำให้เกิดการเพี้ยนของสัญญาณที่จะใช้ในการสื่อสาร

การเพี้ยนนั้นย่อมจะต้องเกิดจากการ โอเวอร์มอด ซึ่งเห็นได้ชัดเจนจากรูปถ้ำขนาดของ สัญญาณความถี่เสียงมีค่ามากกว่าขนาดของสัญญาณความถี่พาหะ ส่วนที่สูงที่สุดทางด้านบนของ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

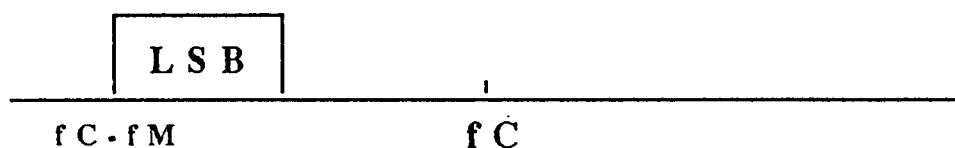
สัญญาณเอเอ็ม จะมีค่ามากกว่าสองเท่าของขนาดของสัญญาณความถี่พาหะ แต่ส่วนที่ต่ำสุดทางขอบบนจะลดลงถึงจุดกึ่งกลางของสัญญาณเอเอ็มแล้วจะลดลงอีกไม่ได้แล้ว ปรากฏออกมาที่เห็นคือรูปซึ่งส่วนนี้จะเป็นผลทำให้ขอบของสัญญาณเอเอ็มจะเกิดการเพี้ยนไปจากสัญญาณความถี่เสียง

Spectrum (AM) แบบต่างๆ



Single Sideband Suppressed Carrier (SSBSC)แบบ Upper Sideband

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Single Sideband Suppressedcarrier (SSBSC) แบบ Lower Sideband

รูปที่ 2.48 สเปกตรัมแอมพลิจูดมอดูเลชันแบบต่างๆ

การติมอดูเลทสัญญาณเอเอ็ม

การติมอดูเลทสัญญาณ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า การตีเทคชัน (Detection) คือวิธีการแยกเอาสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารนั้นกลับคืนมาจากสัญญาณเอเอ็ม ตามที่ได้ทราบแล้วว่าสัญญาณเอเอ็ม จะยังมีสัญญาณความถี่เสียงประกอบอยู่ และถ้าพิจารณาที่รูปสัญญาณเอเอ็ม เราจะเห็นว่าส่วนเปลี่ยนแปลงทางด้านขนาดหรือที่ขอบของสัญญาณนั้นจะเหมือนกับรูปร่างลักษณะสัญญาณเสียงมาก

การตีเทคชันก็คือการนำเอาสัญญาณเอเอ็มผ่านวงจรที่ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข่าวสารออก ขบวนการตีเทคชันที่ใช้กันทั่วไปคือ การตัดสัญญาณเพียงด้านใดด้านหนึ่งแล้วนำมาผ่านวงจรกรองความถี่เอาความถี่พาห้หรือความถี่สูงมากออก ซึ่งก็จะปรากฏเป็นสัญญาณที่ขอบของสัญญาณที่เหมือนกับสัญญาณที่ขอบของสัญญาณเอเอ็ม

ข้อเสียของการมอดูเลทและการตีเทคแบบสัญญาณเอเอ็ม คือสัญญาณเอเอ็ม ถูกรบกวนได้ง่ายจากสิ่งต่างๆ เช่น ฟ้าร้อง ฟ้าผ่าในเวลาเกิดพายุฝน คลื่นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่คล้ายคลึงกัน จะถูกสอดแทรกได้โดยง่าย แม้แต่อุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ เช่น มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยสิ่งเหล่านี้จะเกิดขึ้นแบบเดียวกับการมอดูเลทและจะกลายเป็นส่วนหนึ่งของสัญญาณเอเอ็มและผ่านการตีเทคสัญญาณไปพร้อมคลื่นเอเอ็ม หลังจากผ่านการตีเทคไปแล้วจะเกิดออกมาในรูปเสียงหรือคลื่นที่ผิดรูปไป ซึ่งถ้ามีความแรงเพียงพอมันจะครอบคลุมสัญญาณข่าวสารที่ต้องการเสียหมด ทำให้สัญญาณที่ต้องการจากการตีเทคนั้นไม่เกิดขึ้น การที่จะกำจัดการรบกวนหรือการสอดแทรกคือหาวิธีการมอดูเลทอื่นที่มีคุณสมบัติป้องกันการสอดแทรก ซึ่งวิธีหนึ่งก็คือ การมอดูเลททางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารระบบแถบข้างเดียวหรือซิงเกิลไซด์แบนด์ (SSB)

ในปัจจุบันการสื่อสารระบบแถบข้างเดียวใช้กันอย่างแพร่หลายมากโดยทางกรมไปรษณีย์ได้กำหนดความถี่ในช่วง 3-30 เมกะเฮิรตซ์ ให้บริษัทหรือหน่วยงานต่างๆ ใช้ซึ่งถือว่าแบบความถี่นี้เป็นแถบความถี่ทางการค้า (Commercial Band For SSB) และมีผู้ขออนุญาตจากกรมไปรษณีย์ใช้กันมาก

นอกจากนี้ในวงการวิทยุสมัครเล่นก็ได้ใช้ระบบการสื่อสารข้างเดียว เป็นที่นิยมใช้กันมากกว่าเครื่องส่งชนิดอื่น

สาเหตุสำคัญที่ทำให้การสื่อสาร SSB มีผู้นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายคือ

- 1 การใช้งานมีความเชื่อถือสูง (Reliability)
- 2 ช่วยลดความยุ่งยากในเรื่องความถี่
- 3 มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา
- 4 ประสิทธิภาพการส่งสูง (ทำให้ส่งได้ระยะทางไกลโดยที่ใช้กำลังงานต่ำ อาจส่งข้ามทวีปได้ด้วยกำลังเพียงไม่กี่วัตต์)
- 5 ปราศจากคลื่นรบกวนที่มาจากสัญญาณเอเอ็ม
- 6 มีแถบความถี่ที่ใช้งานได้มาก (สามารถส่งได้เพียงไซด์แบนด์เดียว)
- 7 ใช้กำลังงานน้อย เพราะขณะไม่มีการส่งสัญญาณความถี่เสียงจะไม่มีสัญญาณใดๆ ออกจากเครื่องส่งและขนส่งความถี่พาหะไม่ปรากฏออกไปเช่นกัน

ลักษณะสำคัญของสัญญาณข้างเดียว ระบบการสื่อสารระบบแถบข้างเดียวมีใช้กันมากและมีผู้เข้าใจว่า ระบบการสื่อสารระบบแถบข้างเดียว ที่ใช้กันเป็นสัญญาณแถบใดแถบหนึ่งที่อยู่ข้างเคียงกับความถี่พาหะของสัญญาณเอเอ็ม ดังนั้นถ้าปรับปรุงเครื่องรับเอเอ็ม ให้รับแต่สัญญาณข้างก็จะเป็นเครื่องรับซิงเกิลไซด์แบนด์ได้ซึ่งเป็นการเข้าใจไม่ถูกต้องนักที่ถูกต้อง ความหมายของซิงเกิลไซด์แบนด์ในทางสื่อสารจะต้องเฉพาะเจาะจงในเรื่องการจัดแบนด์พาหะด้วย ดังนั้นเราอาจจะเรียก สัญญาณซิงเกิลไซด์แบนด์หรือสัญญาณแถบข้างเดียว ให้เต็มว่า "สัญญาณไซด์แบนด์ที่จำกัดความถี่พาหะไม่ให้ส่งออก" หรือใช้อักษรย่อว่า SSBSC

การผลิต (SSB)

-1 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator Filter) ซึ่งใช้ในโครงงานนี้

เอกสารฉบับนี้เป็นการจัดพิมพ์ขึ้นไว้สำหรับการใช้งานใน-3 Third Method นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของบาลานซ์มอดูเลเตอร์

จากคลื่นเอเอ็ม แบบ DSB เราจะได้สมการ

$$e_{AM} = [1 + M\sin(\omega_m t)] * \sin(\omega_c t)$$

โดยสมมุติ EC มีค่า = 1

$$e_{AM} = \sin(\omega_c t) + M/2 [\cos(\omega_c - \omega_m)t] + M/2 [\cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

จะเห็นว่า ไซค์แบนด์ทั้งสองเกิดจากการคูณของ สัญญาณพาห์กับสัญญาณในขณะที่มีขนาดของสัญญาณพาห์เป็นเสมือนไฟกระแสตรง สำหรับให้สัญญาณเดินทางไป ดังนั้น ถ้าหากวงจรมอดูเลทสามารถหักล้างส่วนที่เป็นไฟกระแสตรงให้หมดไปเหลือแต่สัญญาณที่คูณกันที่เอาท์พุทก็จะมีแต่ไซค์แบนด์ทั้งสองออกไป นั่นคือ วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

$$e_m = EM\sin(\omega_m t)$$

$$e_c = EC\sin(\omega_c t)$$

$$e_{bal\ mod} = e_m * e_c$$

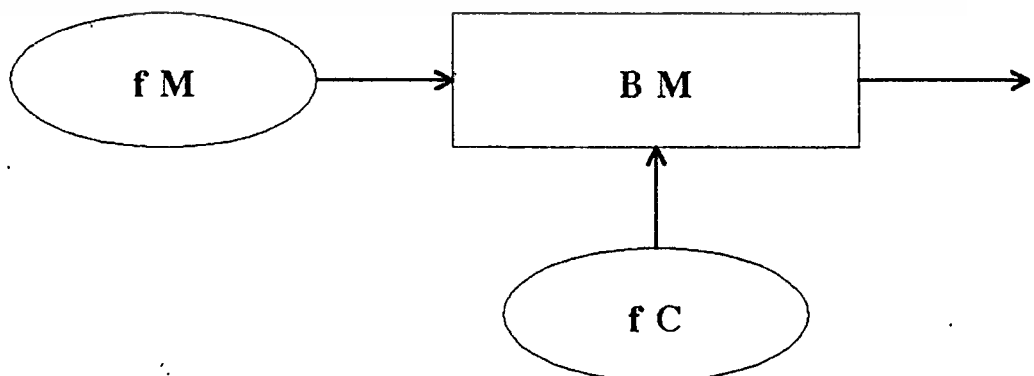
โดย EC มีค่าคงที่ = 1

$$e_{bal\ mod} = EM\sin(\omega_m t) * \sin(\omega_c t)$$

$$= EM/2 [\cos(\omega_m - \omega_c)t - \cos(\omega_m + \omega_c)t]$$

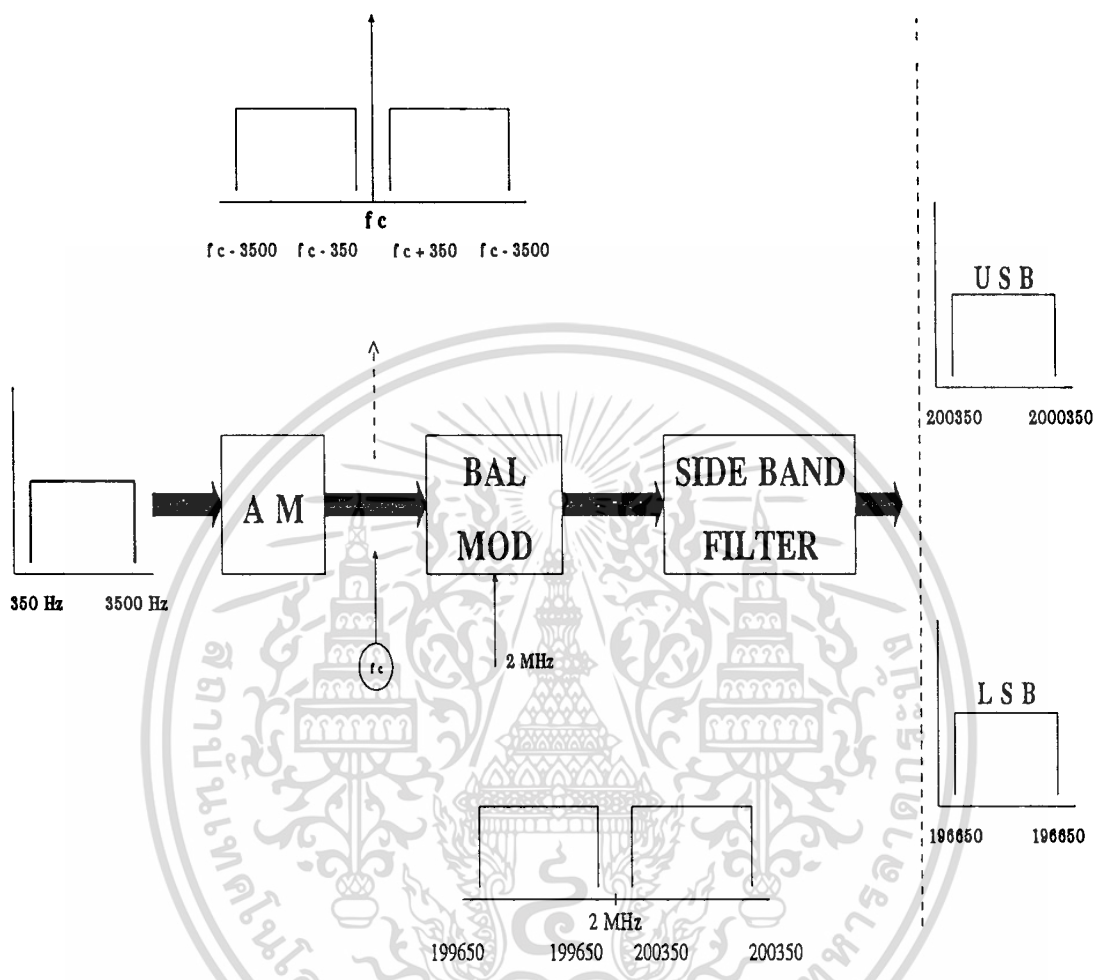
$$M = EM/EC$$

$$e_{bal\ mod} = M/2 [\cos(\omega_m - \omega_c)t - \cos(\omega_m + \omega_c)t]$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ รูปที่ 2.49 ที่วงจรบาลานซ์มอดูเลชัน อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผลิต SSB โดยใช้ BALANCE MODULATOR FILTER



รูปที่ 2.50 การผลิต SSB โดยใช้ บาลานซ์มอดูเลเตอร์ฟิลเตอร์

2.6.2 ชนิดของการมอดูเลชันทางดิจิทัล

2.6.2.1 เคลต้ามอดูเลชัน (Deltamodulation)

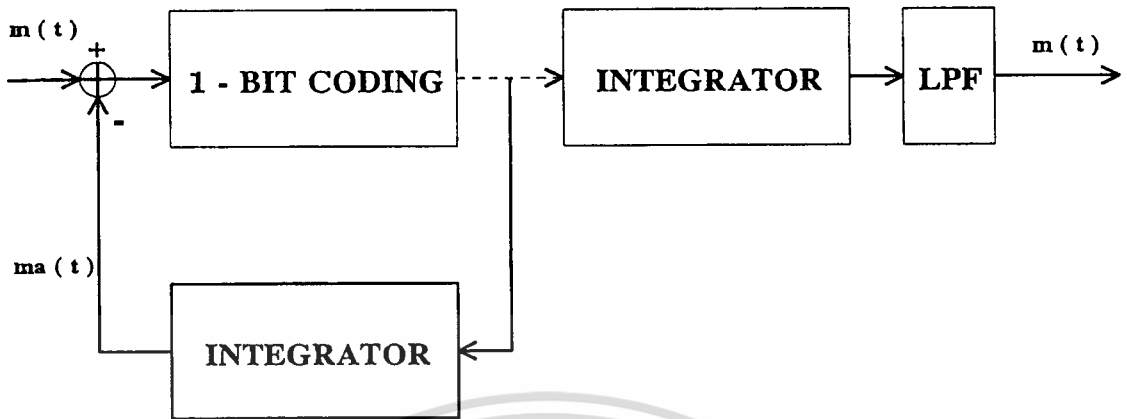
ลักษณะทั่วไปของเคลต้ามอดูเลชัน

ลักษณะวงจรของเคลต้ามอดูเลชัน สามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.51

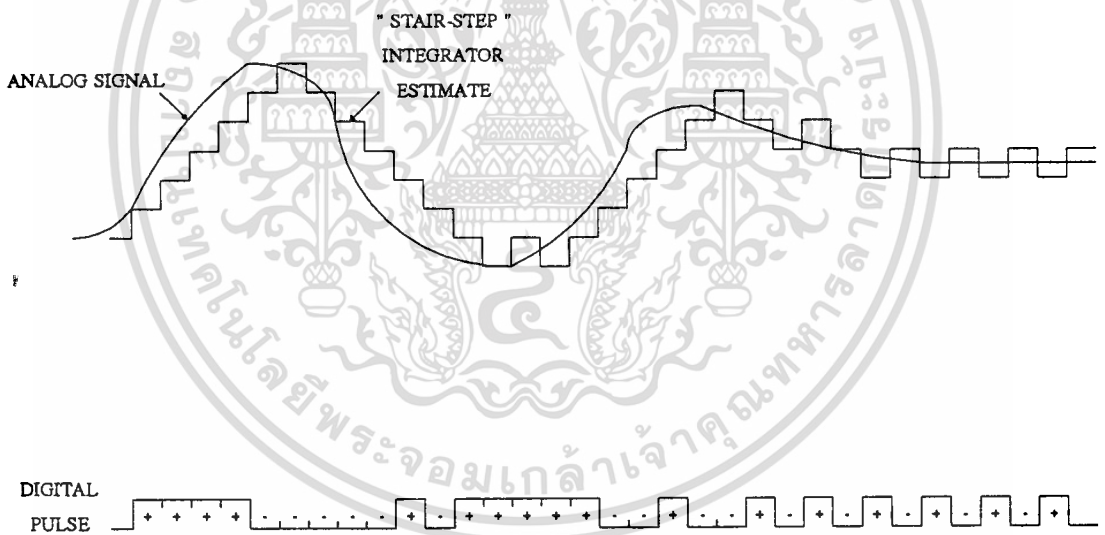
จากรูปเคลต้ามอดูเลชันประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบ (Comparator), วงจรเข้ารหัส (Coding), วงจรสำหรับอินทิเกรตสัญญาณ (Integrator) ส่วนทางด้านรับนั้น จะมีลักษณะคล้ายกับ ส่วนป้อนกลับของทางด้านส่ง แต่เพิ่มวงจรรองความถี่ต่ำเข้าไป เพื่อกรองเอาสัญญาณในช่วงที่

ต้องการออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.51 บล็อกไดอะแกรมของเซลล์ตามอดูลชั้น

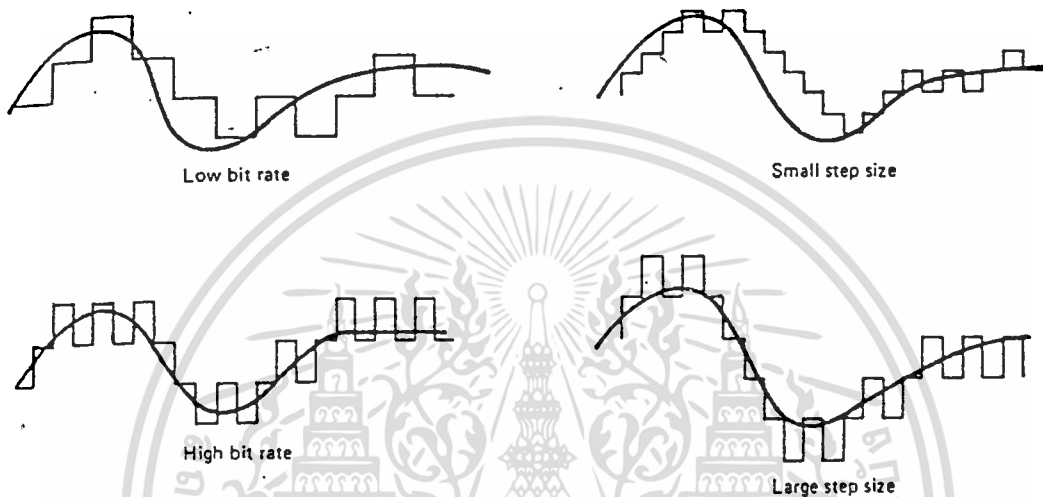


รูปที่ 2.52 สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาลอกและสัญญาณประมาณค่า

สัญญาณที่เป็นรูปขั้นบันไดนั้นเรียกว่า สัญญาณประมาณค่า (Approximation Signal, $M_a(T)$) ซึ่งได้จากการประมาณค่าสัญญาณที่ผ่านการแซมปลิงครั้งก่อน สำหรับวงจรเปรียบเทียบ จะเป็นตัวเปรียบเทียบโดยใช้ความแตกต่างของระดับสัญญาณ ระหว่างสัญญาณอินพุต $M(T)$ กับ สัญญาณจากการประมาณค่า $M_a(T)$ โดยค่าความแตกต่างนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณ 2 ระดับ คือ $\pm\delta$ ซึ่ง δ เป็นขนาดของความกว้างของขั้นบันได (Step Interval) โดยมีหลักการประมาณค่าคือ ถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 หากสัญญาณอินพุตสูงกว่าสัญญาณจากการประมาณค่าที่ตำแหน่งของการแซมปลิงครั้งก่อนจะได้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์บวกส่งออกไปพร้อมกันนั้นสัญญาณพัลส์นี้ก็จะถูกป้อนกลับมาที่วงจรมติเกรเตอร์ เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณประมาณค่าขนาด δ และในทางตรงกันข้าม ถ้าสัญญาณจากการประมาณค่ามีค่ามากกว่าสัญญาณอินพุท สัญญาณประมาณค่าจะถูกเพิ่มไปอีก $-\delta$ เช่นกัน ดังรูปที่ 2.52



รูปที่ 2.53 ผลของการใช้ความกว้างของสเต็ปไม่เหมาะสมกับสัญญาณอินพุท

จากวิธีการนี้ วงจรมติเกรต จะทำการสร้างสัญญาณตามอินพุทของมัน โดยใช้ 1 สเต็ปที่ได้จากการแซมปลิงและการเข้ารหัสในแต่ละครั้ง

สำหรับพัลส์ที่ได้จาก ทางด้านส่งนั้น ซึ่งมีขนาดเป็น $+\delta$ หรือ $-\delta$ จะประกอบเป็นสัญญาณดิจิทัลส่งออกไป เมื่อถึงทางด้านรับสัญญาณรูปขั้นบันไดจะถูกสร้างกลับมาอีกครั้ง โดยวงจรมติเกรตของทางด้านรับ ซึ่งมีหลักการทำงานเช่นเดียวกันกับทางด้านส่ง แล้วสัญญาณที่ได้นี้จะถูกส่งผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ที่มีความกว้างแบนด์วิดธ์อยู่ในช่วงความถี่ใช้งานเท่ากับสัญญาณทางด้านอินพุทแล้วจะได้ลักษณะสัญญาณเดิมออกมา

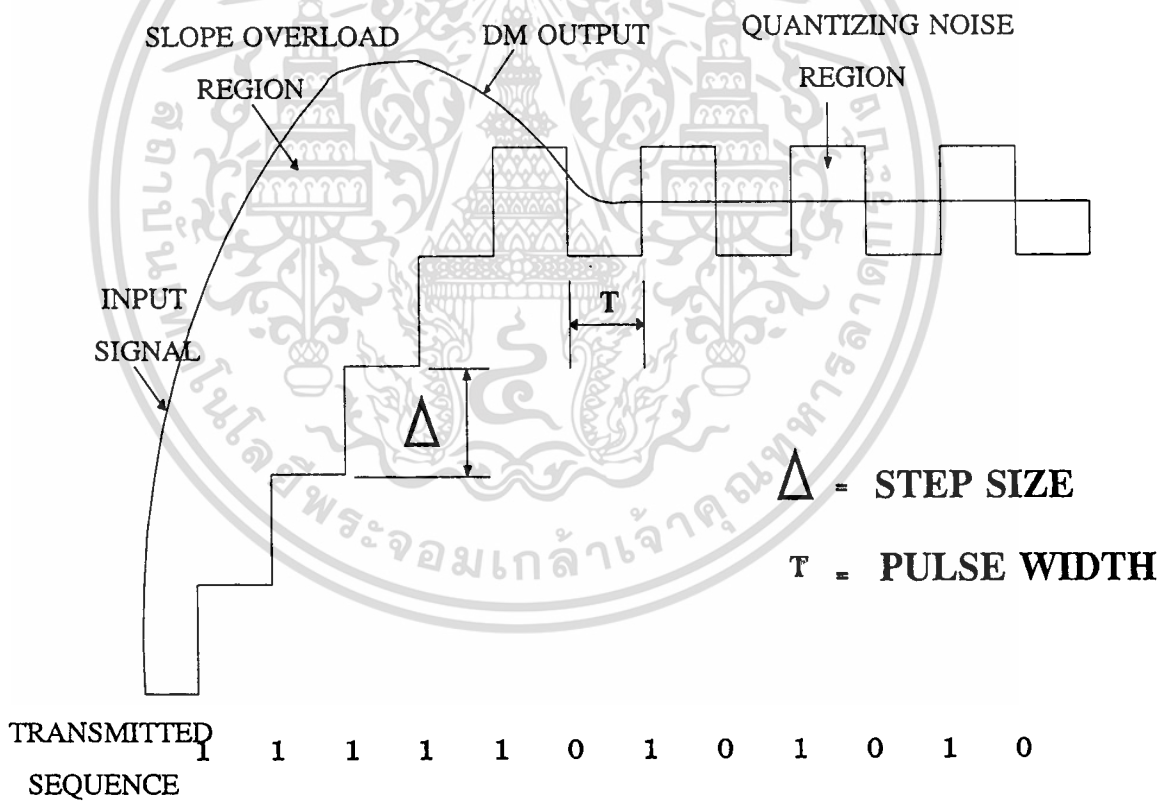
ถ้าหากการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอินพุทไม่เร็วจนเกินไป (ความชันของสัญญาณน้อย) จะได้ว่า สัญญาณที่เป็นรูปขั้นบันไดจากการประมาณค่า จะมีการเปลี่ยนแปลงเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทไม่เกิน $\pm\delta$ และสำหรับสัญญาณสุ่มค่าแต่ละค่า การส่งข้อมูลจะส่งเป็นรหัส 1 บิต โดยมีอัตราการส่งผ่านข้อมูลเท่ากับอัตราการแซมปลิง (Sampling Rates) ที่มีค่า f , หรือ $1/T$,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบเคลด้ามอดูเลชันจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของสัญญาณ ที่เราเรียกว่า Quantization Error ที่มีสาเหตุ 2 ประการ คือ

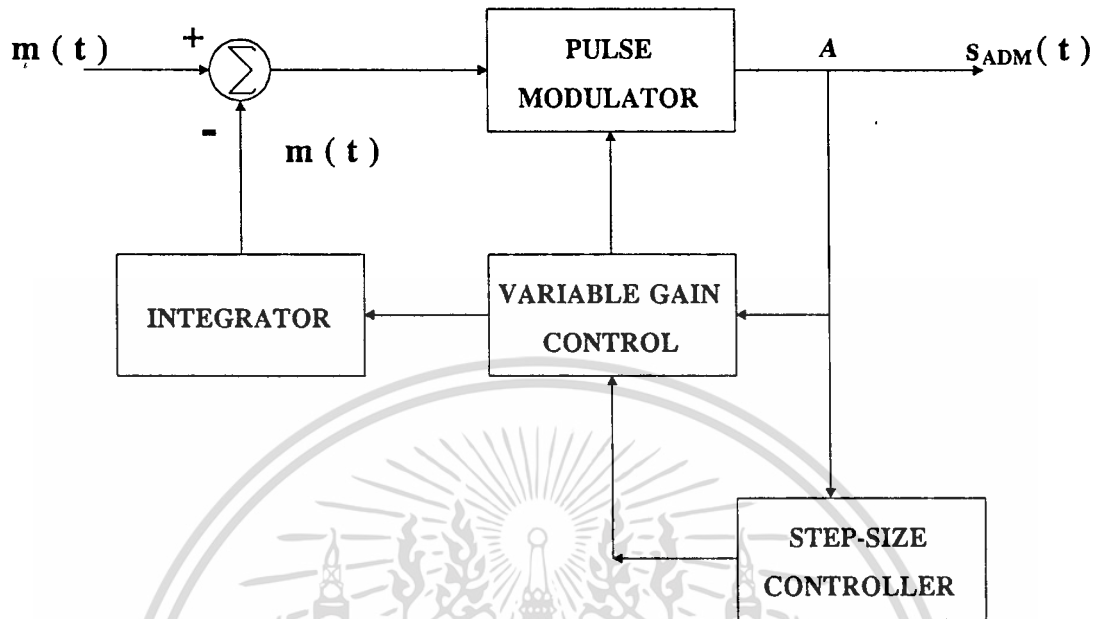
1. เกิดจาก สโลป โอเวอร์โหลด ดิสตอร์ชัน (Slope Overload Distortion) เกิดเมื่อขนาดของสเต็ปแคบเกินไป ทำให้สัญญาณที่อยู่ในรูปขั้นบันได ไม่สามารถเพิ่ม หรือลดค่าตามระดับสัญญาณอินพุต ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับอย่างรวดเร็วได้ทัน

2. เกิดจาก Granular Noise ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวน ที่เกิดในลักษณะตรงข้ามกับกรณีแรก โดยเมื่อขนาดของสเต็ปของขั้นบันไดที่ได้จากการประมาณค่าแกว่งขึ้นลงด้วยขนาดที่กว้างเกินไป ในขณะที่สัญญาณอินพุตมีลักษณะราบเรียบ หรือมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณช้า

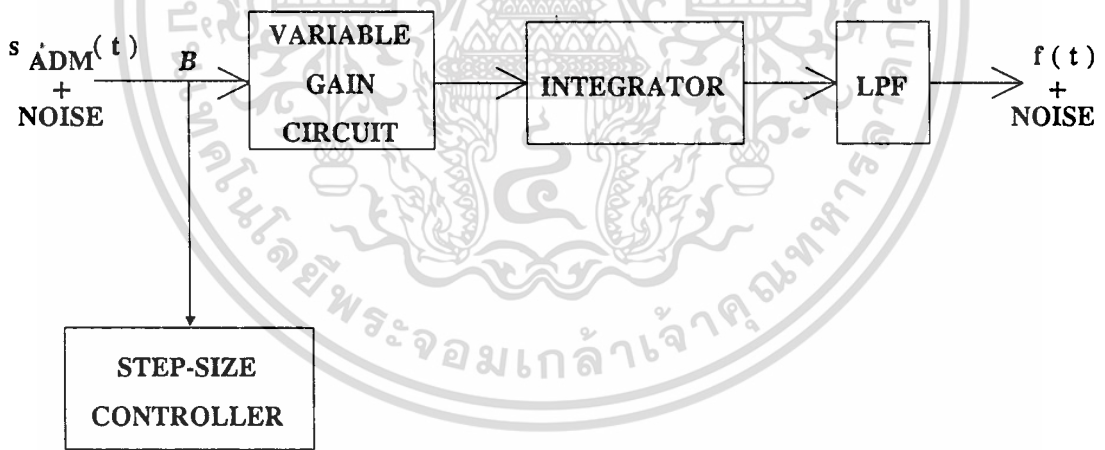


รูปที่ 2.54 ผลของการเข้ารหัสแบบเคลด้ามอดูเลชันพร้อมกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

นอกจากนี้ ยังมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากสาเหตุอื่นๆ อีก เช่น สัญญาณรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



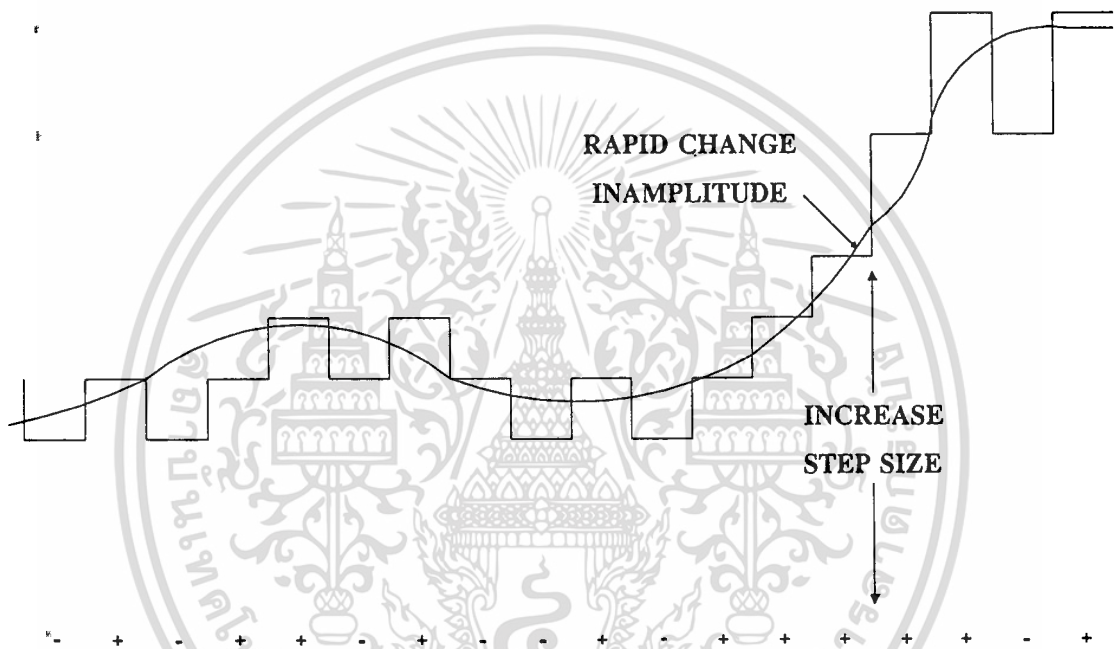
(b)

รูปที่ 2.55 บล็อกไดอะแกรมของอะแด็ปทีฟเดลต้ามอดูเลชัน

สำหรับเดลต้ามอดูเลชันเมื่อเกิด สโลป โอเวอร์โหลด ขึ้นสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มขนาดของสเต็ป (δ) หรือใช้วงจรกรองความถี่ต่ำกรองสัญญาณเสียงก่อนการแซมปลิง แต่การใช้การกรองสัญญาณ และการเพิ่มขนาดของสเต็ปจะทำให้เกิด Granular Noise มาก ส่วนการเพิ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ การกรองสัญญาณ และการเพิ่มขนาดของสเต็ปจะทำให้เกิด Granular Noise มาก ส่วนการเพิ่มไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการแซมปลิง ก็จะทำให้มีแบนด์วิดท์ที่มากขึ้นสำหรับการส่งสัญญาณ ดังนั้นทางที่เหมาะสมที่สุดในการลดปัญหา สโลป โอเวอร์โหลด คือการใช้การตรวจสอบเงื่อนไขของการเกิด โอเวอร์โหลด แล้วทำให้ ขนาดของสเต็ปเพิ่มขึ้น เมื่อมีการตรวจสอบได้ว่าเกิด โอเวอร์โหลด และลดขนาดของสเต็ปลงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอินพุตเกิดขึ้นซ้ำๆ ซึ่งวิธีการที่ใช้ขนาดของสเต็ปที่ไม่คงที่นี้ เรียกว่า Adaptive Delta Modulation (ADM)

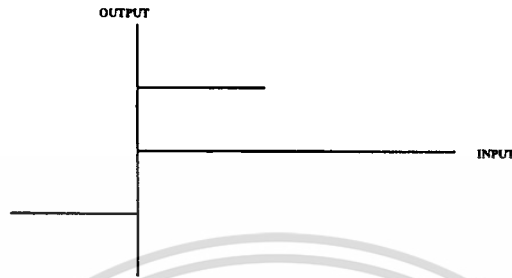


รูปที่ 2.56 สัญญาณส่งออกของอะแด็ปทีฟเดลต้าตามอดูเลชัน

จากรูปที่ 2.55 จะเป็นบล็อกไดอะแกรมแบบหนึ่งของอะแด็ปทีฟเดลต้าตามอดูเลชัน ที่สามารถปรับขนาดสเต็ปของขั้นบันไดตามลักษณะของสัญญาณ โดย Step Size Controller จะทำหน้าที่ตรวจสอบเงื่อนไขของการเกิด สโลป โอเวอร์โหลด จากสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกในรูปแบบของขบวนพัลส์ ถ้าขนาดความชันของสัญญาณมีมาก (พัลส์ที่มีขั้วเหมือนกันเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง) สัญญาณจากวงจรควบคุม (Controller) จะทำให้วงจรขยายที่ปรับค่าได้มีอัตราการขยายเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้ขนาดของสเต็ปกว้างขึ้น และในทางกลับกัน ถ้าสัญญาณมีระดับความชันน้อย (พัลส์ที่มีขั้วต่างกันเกิดสลับกันไป) อัตราการขยายของวงจรก็จะน้อย มีผลทำให้ขนาดของสเต็ปแคบลง ในส่วนของวงจรป้อนกลับนี้ มันจะพยายามประมาณค่า $m_a(t)$ ให้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต $m(t)$

เอกสาร โดยวงจรอินทิเกรตได้ และวงจรทางด้านรับ ก็จะได้สัญญาณคืนรูปเดิมออกมาได้ โดยอาศัยวงจรไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

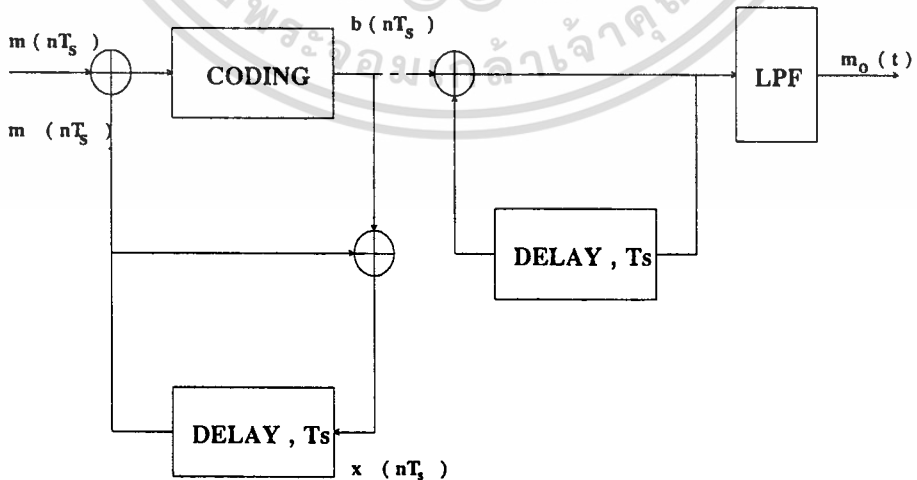
ในลักษณะเดียวกันกับส่วนของวงจรป้อนกลับทางด้านส่ง แล้วนำสัญญาณที่ต้องการออกมาพร้อมกับสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.57 ความสัมพันธ์ของระดับการเปลี่ยนแปลงสูงสุดกับขนาดของสแต็ปจากการควอนไทซ์

การวิเคราะห์เกี่ยวกับสัญญาณรบกวนในระบบเคลต้ามอดูลชัน

ในหัวข้อนี้การกล่าวถึงสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ส่วนต่างๆ ของระบบซึ่งจากการทำงานของระบบต้องทราบค่าผลต่างระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณประมาณค่าที่จะถูกทำการควอนไทซ์ให้เป็นสัญญาณที่มี 2 ระดับเท่านั้น คือ $\pm \delta$ โดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณอินพุตต้องไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาระหว่างการสุ่มค่าแต่ละครั้งโดยที่ $|\delta|$ คือขนาดของระดับที่มีการเปลี่ยนแปลงได้สูงสุดของแต่ละบิต ดังนั้นขนาดของสแต็ปของการควอนไทซ์ (Δ) จึงมีความสัมพันธ์กับระดับของสัญญาณ ตามรูปที่ 2.57



รูปที่ 2.58 สัญญาณของวงจรส่วนต่างๆ ในระบบเคลต้ามอดูลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta = 2\delta \quad (1)$$

พิจารณาการส่งและรับของเซลล์ตามอคูเลชั่น จากรูปที่ 2.58

กำหนดให้ $m(t)$: สัญญาณอินพุท

$m(t)$: สัญญาณจากการประมาณค่าของอินทิเกรเตอร์

จะได้สมการแสดงสัญญาณช่วงต่างๆ ของเซลล์ตามอคูเลชั่น ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e(nT_s) &= m(nT_s) - m_a(nT_s) \\ &= m(nT_s) - x_a(nT_s - T_s) \end{aligned} \quad (2)$$

$$b_n(nT_s) = \sum \text{sgn}[e(nT_s)] \quad (3)$$

และ

$$x_a(nT_s) = x_a(nT_s - T_s) + b(nT_s) \quad (4)$$

เมื่อ T_s : ช่วงระยะเวลาระหว่างการแซมปลิงแต่ละครั้ง

$e(n=T_s)$: ผลต่างระหว่างสัญญาณแซมเปิ้ลปัจจุบัน $m(nT_s)$ กับสัญญาณที่ประมาณค่าของแซมเปิ้ลก่อนหน้านั้น $m_a(nT_s)$ โดยที่

$$m_a(nT_s) = x_a(nT_s - T_s)$$

$b(nT_s)$: แสดงเครื่องหมายของค่าที่ได้จากการควอนไทซ์สัญญาณ

$$e(nT_s)$$

โดย $b(nT_s)$ จะเป็นรหัสของสัญญาณที่จะใช้ทำการส่ง หรือ ใช้แสดงขนาดของสัญญาณไปนารี พร้อมกับเครื่องหมายที่แสดงผลต่างของ $e(nT_s)$ สัญญาณที่ได้จากการควอนไทซ์ $b(nT_s)$ จะถูกป้อนกลับไปเป็นอินพุทของวงจรอินทิเกรเตอร์ เพื่อทำการประมาณค่าของสัญญาณนั้นๆ ดังสมการ

$$m(nT_s) = \delta \sum \text{sagn}[e(iT_s)] = \sum b(iT_s) \quad (5)$$

สำหรับทางด้านรับสัญญาณประมาณค่า $m_a(t)$ จะถูกสร้างกลับมาอีกครั้งตามลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เป็นข้อมูลตามลำดับ ดังรูป 2.53 (การทำงานเหมือนกับทางด้านส่ง) ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำจะทำการกรองเอาเฉพาะสัญญาณที่มีความถี่อยู่ในช่วงที่ต้องการเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนในระบบเคลต้ามอดูเลชัน

สัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการเข้ารหัสของทางด้านส่งที่เรียกว่าควอนไทซ์เซชันนอยซ์ (Quantization Noise) , $n_q(t)$ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในขณะที่ทำการส่ง $n_q(t)$ มีผลทำให้สัญญาณที่รับได้จากวงจรถอดรหัสแตกต่างไปจากสัญญาณอินพุตทางด้านส่ง พิจารณา Quantizing Error ที่เกิดขึ้นจากทางด้านส่ง จากสมการที่ 4 ที่แสดงถึงสัญญาณจากอินทิเกรเตอร์ที่เวลาใดๆ จะได้ว่า

$$m_a(nT_s) = m(nT_s) = n_q(nT_s) \quad (6)$$

เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ 2 ที่เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรควอนไทซ์

$$e(nT_s) = m(nT_s) - m(nT_s - T_s) - n_q(nT_s - T_s) \quad (7)$$

ถ้าไม่นำเทอม ค่าความคลาดเคลื่อนของการควอนไทซ์ $n_q(nT_s - T_s)$ มาพิจารณา ก็จะได้ อินพุตของการควอนไทซ์เป็น First Backward Difference ของสัญญาณอินพุต ที่เป็นการแปลงกลับของสัญญาณดิจิทัล โดยวงจรอินทิเกรเตอร์ ปกติความคลาดเคลื่อนจากการควอนไทซ์ มี 2 ชนิด คือ Slope Overload Distortion และ Granular Noise

ถ้าเราทำการพิจารณาค่าความชันสูงสุดของสัญญาณอินพุต $m(t)$ ที่จะทำให้ลำดับการประมาณค่า $m_a(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องไปกับระดับสัญญาณอินพุต $m(nT_s)$ โดยจะมีเงื่อนไขความชันสูงสุดของอินพุต ตามสมการ

$$[\delta/T_s] \geq |dm(t)/dt|_{\max} \quad (8)$$

ถ้ากำหนดให้อินพุตมีสมการของสัญญาณเป็น

$$m(t) = A \cos \omega_m t \quad (9)$$

โดยที่ $\omega_m = 2\pi f_m$ และ f_m เป็นความถี่ของสัญญาณอินพุต แล้วเมื่อนำค่าไปแทนในสมการที่ 8 จะได้ว่าค่าความชันสูงสุดของอินพุตเป็น

$$|dm(t)/dt|_{\max} = 2\pi f_m A \quad (10)$$

ดังนั้น ในการแซมปลิงแต่ละช่วงสัญญาณอินพุตจะสามารถมีการเปลี่ยนแปลงขนาดได้มากที่สุด $\omega_m AT_s$ จึงจะไม่ทำให้เกิด สโลป โอเวอร์โหลด ที่ขนาดสแควร์ $\Delta = 2\delta$ ได้ดังนี้

$$[\delta/T_s] \geq 2\pi f_m A \quad (11)$$

ดังนั้น ขนาดสูงสุดของอินพุตคือ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A \leq [\delta / (2\pi f_m T_s)] = [.w_s / 2\pi f_m T_s) \quad (12)$$

ดังนั้น สัญญาณอินพุตที่มีขนาดไม่เกินค่าในสมการที่ 12 จะไม่ทำให้เกิด สโลป โอเวอร์ โหลด

สัญญาณรบกวนทางด้านรับนั้น พิจารณาได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} m_1(t) &= m(t) + \text{noise} \\ &= m_0(t) + n_q(t) + n_o(t) \end{aligned} \quad (13)$$

เมื่อ $m_1(t)$: สัญญาณเอาต์พุตของวงจรทางด้านรับ

$m_0(t)$: สัญญาณจริงที่รับได้ ซึ่งมักจะประมาณค่าให้เท่ากับอินพุตทางด้านส่ง

$n_q(t), n_o(t)$: สัญญาณรบกวนต่างๆ ที่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ

$n_q(t)$ นี้จะมีผลต่อความคลาดเคลื่อนของการควอนไทซ์ $e_0(t)$ สมมติให้สัญญาณ $e_0(t)$ มีการกระจายของความน่าจะเป็นแบบคงที่ในช่วง $(-\delta, \delta)$ จะได้ แวเรียนซ์ ของค่าความคลาดเคลื่อนจากการควอนไทซ์ โดยการแทนค่าลงในสมการของ แวเรียนซ์ ดังนี้

ถ้าให้ Normalized Power ของสัญญาณ $e_0(t)$ มีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ในช่วงตั้งแต่ความถี่ 0 Hz ถึง f_s Hz จะทำให้สามารถกำหนด Power Spectral Density ($G_{\infty}(f)$) ของ $e_q(t)$ โดยที่

$$G_{\infty}(f) = \begin{cases} \delta^2 f_s / 6 & \text{-----, } f < f_s \\ 0, & \text{อื่นๆ} \end{cases} \quad (15)$$

เนื่องจากอัตราส่วนระหว่างผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณเบสแบนด์ (Base Band Filter) คือ $n_q(t)/e_q(t)$ ทำให้สามารถคำนวณเฉลี่ยในสภาวะปกติของสัญญาณ $n_q(t)$ ได้โดย

$$\begin{aligned} E[n_q(t)]^2 &= \int G_{\infty}(f) df, \quad G_{\infty}(f) = \delta^2 f_s / 6 \\ &= [\delta^2 f_m] / [3f_s] \end{aligned} \quad (16)$$

สำหรับกำลังของ สัญญาณเอาต์พุต $m_0(t)$ นั้น จะพิจารณาจากกรณีที่เลวที่สุดของเคลด้า มอดูเลชัน นั่นคือกรณีที่ขนาดทำให้เกิด สโลป โอเวอร์โหลด พอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารจากการ 9 เราจะประมาณค่าให้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_o(t) = m(t) = A \cos w_m t$$

แล้วจะได้

$$E[m_o(t)]^2 = A^2 / 2 \quad (17)$$

เมื่อ ค่า A ที่ทำให้เกิด สโลป โอเวอร์โหลด มีค่า $(f_c)/(2\pi f_m)$ และค่าที่ได้ในสมการที่ 17 คือค่ากำลังสูงสุด แล้วจะได้อัตราส่วนของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการควอนไทซ์ จากสมการที่ 16 และสมการที่ 17 จะได้

$$E[m_o(t)]^2 / E[n_q(t)]^2 = [3ws^3] / [8\pi^2 w_m^3] \quad (18)$$

ในการวัดคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ จะวัดอยู่ในรูปของอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรบกวน (Signal To Noise Ratio, S/N) ซึ่งหาได้ดังนี้

จากสมการ 13 จะได้

$$[S/N]_o = E[m_o(t)]^2 / [E[N_q(t)]^2 + E[N_o(t)]^2] \quad (19)$$

$$\text{และ } |e_q(t)| = |m(t) - m_q(t)| \leq \delta \quad (20)$$

สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณของระบบเดลด้ามอดูเลชั่น

เมื่อช่องสัญญาณถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนของข้อมูลได้ง่าย เพราะเป็นการส่งแบบขบวนพัลส์ โดยมีขนาด $\pm\delta$ เมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนจะทำให้ลักษณะเครื่องหมาย δ เปลี่ยนไป เกิดการผิดพลาดของพัลส์ข้อมูลที่มีขนาด 2δ สัญญาณรบกวนนี้มักจะเกิดขึ้นที่ทางด้านรับที่อินพุทของอินทิเกรเตอร์ การเกิดการคลาดเคลื่อนจะมีลักษณะที่ไม่แน่นอน กำหนดให้เวลาเฉลี่ยของช่วงห่างระหว่างความผิดพลาดของพัลส์แต่ละครั้งเป็น T_e/P_o เมื่อ P_o คือความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดของพัลส์ (Error Bit)

ดังนั้น สามารถแสดง เพาเวอร์สเปกตรัลเดนซิตี ของขบวนพัลส์นี้ในรูปของ White Noise ที่มีขนาด $4\delta^2 P_o f_c$ ถ้าให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์เป็น $1/jw$ แล้วจะได้เพาเวอร์สเปกตรัลเดนซิตี ของความคลาดเคลื่อนเนื่องจากช่องสัญญาณถูกรบกวน (Channel Error Noise) ที่ได้จากวงจรมอดูเลชันอินทิเกรเตอร์ (G_w) คือ

$$G_w(f) = [4\delta^2 P_o f_c] / [2\pi f]^2 \quad (21)$$

เมื่อทราบพหุคูณสเปกตรัลเดนสิตี้ของสัญญาณแล้วจะสามารถหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวน $E[n_q(t)]^2$ โดยทำอินทิเกรต $G_w(f)$ ตลอดช่วงผ่านของวงจรรองความถี่ และเมื่อ $G_w(f)$ มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ในขณะที่ f มีค่าเข้าใกล้ศูนย์เช่นกัน แล้วอินทิกรัลของ $G_w(f)$ เหนือขอบเขตขึ้นไป ที่ $f=0$ จะได้

$$\begin{aligned} E[n_q(t)]^2 &= 2 \int_0^{f_m} G_w(f) df \\ &= [\delta^2 P_o f_s / \pi] [1/f_1 - 1/f_2] \\ &= 2\delta^2 P_o f_s / [f_1 \pi^2] \end{aligned} \quad (22)$$

ซึ่ง $f_1 \ll f_m$ แสดงสมการ 22 คือค่าของกำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับจุดคัทออฟความถี่ต่ำ (f_1) มากกว่า จุดคัทออฟความถี่สูง (f_m)

จากสมการที่ 18 และ 22 จะสามารถเขียนสมการ 19 ใหม่ได้คือ

$$[S/N]_o = [3f_s^3 / \pi^2 f_m^3] [1 + (6P_o f_s^2 / \pi f_1 f_s)] \quad (23)$$

แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ

สมมติให้จำนวนสัญญาณเสียงที่จะทำการมัลติเพล็กซ์ คือ N ดังนั้นเวลาที่ใช้สำหรับแต่ละสัญญาณคือ T_s / N นั่นคือ ความกว้างของพัลส์ที่จะใช้ทำการแซมปลิง (Sample Pulse Duration) ต้องมีค่าไม่เกิน T_s / N วินาที ถ้า W_{ch} คือแบนด์วิดท์ต่ำสุดของช่องสัญญาณ ที่สามารถส่งพัลส์มีขนาดได้

$$\begin{aligned} W_{ch} &\geq \pi / \\ W_{ch} &\geq N_w / 2 \end{aligned} \quad (24)$$

มักจะออกแบบให้ มีขนาดกว้างพอที่จะนำพาค่ากำลังสูงสุดต่อสัญญาณแซมปลิง โดยเฉพาะถ้าหากวงจรทางด้านรับนั้นมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นมามาก แบนด์วิดท์ของแต่ละสัญญาณ (W : Input Bandwidth) ในช่องสัญญาณหนึ่งจะมีความสัมพันธ์กับอัตราการแซมปลิง $f_m < W$ แต่ W จะมิต่ำน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราการแซมปลิง ดังนั้น ถ้าให้กำลังของ สัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ $E[n_q(t)]^2$ มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มในช่อง ($f_m, -f_s$) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{แล้ว } [S/N_q]_{\max} &= E[m(t)]^2 / E[n_q(t)]^2 \\ &= 3 / [8\pi^2 w f_m^2 f_s^3] \end{aligned} \quad (26)$$

จากสมการจะพบว่า ถ้าไม่มีการเกิดสไลปโอเวอร์โหลดแล้ว อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดของระบบ ซึ่งจะแปรตามอัตราการแซมปลิงกำลังสาม (สมมติว่าไม่เกิด White Noise)

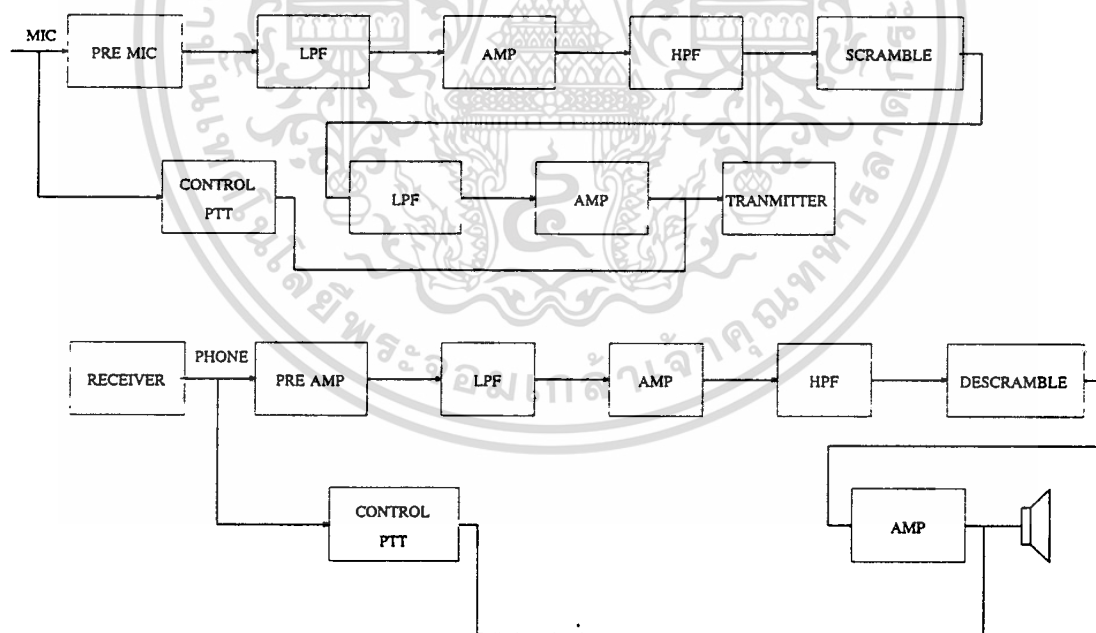


บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบวงจร

3.1 กล่าวนำ

จากรายละเอียดที่ได้ศึกษาเกี่ยวกับการเข้ารหัสสัญญาณเสียงชนิดต่างๆ และหลักการ
ทำงานของวิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน ในการคำนวณและการออกแบบวงจรเราจะใช้การเข้ารหัสสัญญาณเสียงแบบอนาล็อก โดยใช้หลักการของการเลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณเสียงออกไป
จากเดิม เหตุผลที่เราเลือกเอาการเข้ารหัสสัญญาณเสียงแบบเลื่อนสเปกตรัมนั้น เนื่องจากว่า
สัญญาณเสียงส่วนมากแล้วจะอยู่ที่ช่วงความถี่ต่ำเป็นผลให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณเสียงต่อ
สัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio) มีค่าดีขึ้น การทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟังของ
วิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชนแสดงดังรูป



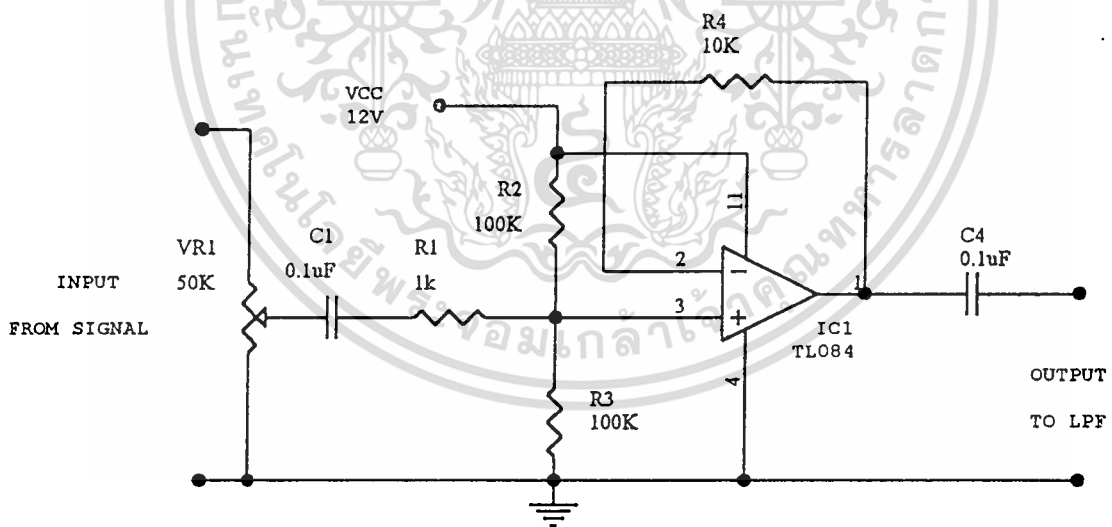
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องป้องกันการดักฟัง

ระบบการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟังของวิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน
ประกอบด้วยวงจรที่เป็นส่วนสำคัญดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.) ปรีแอมป์ (Pre Amp)
- 2.) โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)
- 3.) ไฮพาสฟิลเตอร์ (High Pass Filter)
- 4.) สแครมเบิล (Scamble)
- 5.) ดิสแครมเบิล (Descamble)
- 6.) คอนโทรล-พีทีที (Control PTT)
- 7.) แอมพลิไฟเออร์ (Amplifier)

3.2 PRE MIC

วงจร PRE MIC นี้ จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากไมค์ให้มีความแรงพอที่จะส่งไปยัง โลว์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งสัญญาณนี้ไม่ควรจะมีความแรงเกินไป เพราะจะทำให้สัญญาณเกิดการ พร่าเพี้ยนได้



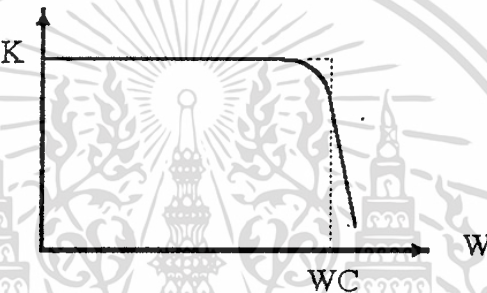
รูปที่ 3.2 วงจรปรีไมค์

การทำงานของวงจรรูปที่ 3.2 สัญญาณที่เข้ามาจากไมค์จะผ่าน C_1 ซึ่งทำหน้าที่ร่วมกับ R_1 โดยมีหน้าที่คลิปปลิง (Clipping) สัญญาณ ส่วนอัตราขยายของวงจรหาได้จาก R_4 โดยทำการเปลี่ยนค่า R_4 จะทำให้ได้สัญญาณที่เอาต์พุต (Out Put) ตามต้องการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

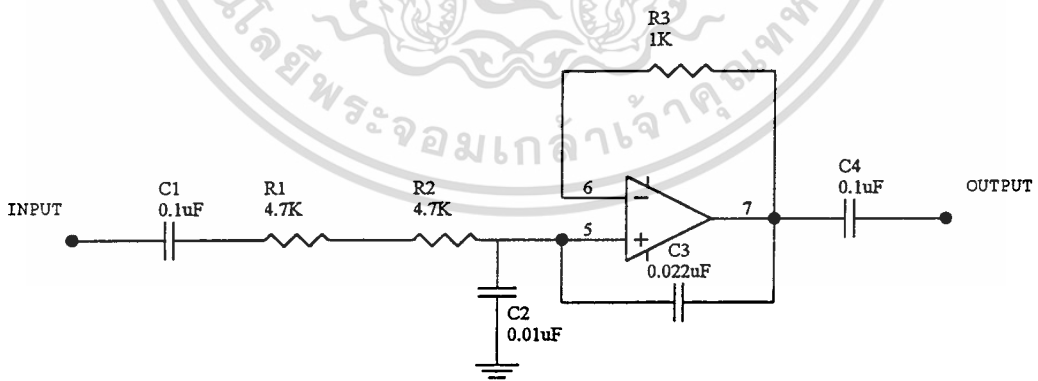
3.3 LOW PASS FILTER

วงจรกรองสัญญาณเป็นส่วนหนึ่งของเครื่องป้องกันการคักฟัง ซึ่งนับได้ว่าเป็นส่วนสำคัญในการขจัดปัญหาสิ่งรบกวนที่สอดแทรกมากับสัญญาณ หรือเกิดจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขึ้นอันเนื่องมาจากตัวอุปกรณ์เอง การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำจะต้องคำนึงถึงขีดความสามารถในการลดทอนสัญญาณส่วนที่ไม่ต้องการให้มีผลต่อการรับฟังของเครื่องป้องกันการคักฟังให้น้อยที่สุด โดยวงจรกรองความถี่ต่ำนี้จะออกแบบให้ Cut Off Frequency ที่ 3.4 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 2 ซึ่งทำให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ

AMPLITUDE



รูปที่ 3.3 การตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.4 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

ลักษณะของ TRANSFER FUNCTION ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอันดับสองจะอยู่ในลักษณะ

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{s^2 + as + b} \quad (1)$$

K = ค่าคงที่

a, b = ค่าคงที่ของการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ

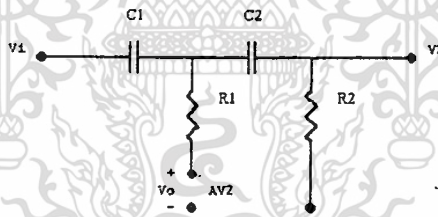
ถ้าให้

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (2)$$

จากสมการที่ 2 การตอบสนองขนาดของสัญญาณเขียนได้เป็น

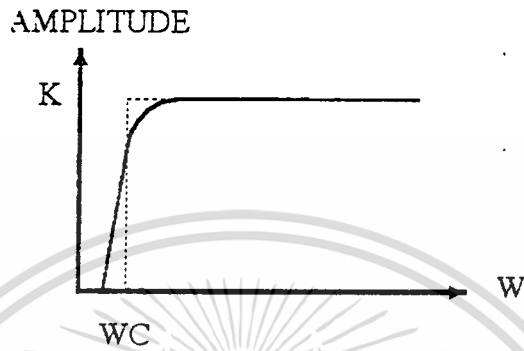
$$|H(j\omega)| = K\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad (3)$$

จากรูป 3.4 สามารถเขียนวงจรทักเทียบได้ตามรูป 3.5



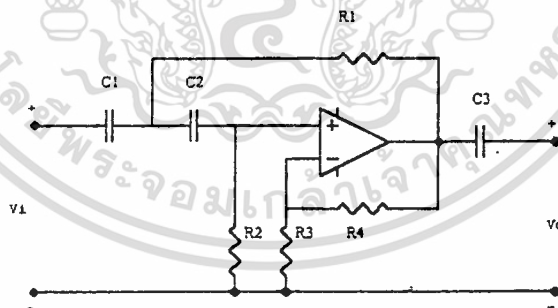
รูปที่ 3.5 วงจรทักเทียบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 2

3.4 HIGH PASS FILTER



รูปที่ 3.6 การตอบสนองวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

การออกแบบวงจรเราจะใช้แบบ Active Filter เหมือนกับชนิดแรก ซึ่งเป็นแบบ บัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 2



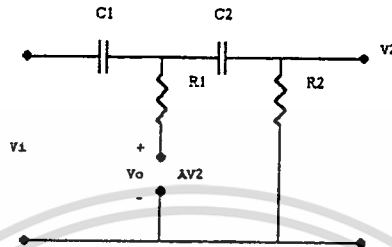
รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

ลักษณะของทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูงผ่านที่มีอันดับ 2 จะอยู่ในลักษณะ

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + as + b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K = ค่าคงที่
 a, b = ค่าคงที่ในการออกแบบวงจรกรองความถี่สูง



รูปที่ 3.8 วงจรตัดเทียบของวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับที่ 2

จากรูป 3.8 สามารถกำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 K &= A = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \\
 a &= \frac{1 - A}{R_1 C} + \frac{2}{R_2 C} \\
 b &= \frac{1}{R_1 R_2 C^2}
 \end{aligned}$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่านที่ใช้งานจำเป็นต้องมีการลดทอนสัญญาณสูงจึงได้ออกแบบวงจรเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับ 4 โดยใช้วงจรความถี่สูงอันดับ 2 มาต่ออนุกรมกัน หรือบางครั้งการเลือกใช้ความต้านทานและตัวเก็บประจุ จะดูจากกราฟหรือใช้การคำนวณก็ได้ ค่าที่ใช้งานจริง เมื่อกำหนดความถี่ Cut Off ที่ 3.4 กิโลเฮิร์ตซ์ , Gain = 1

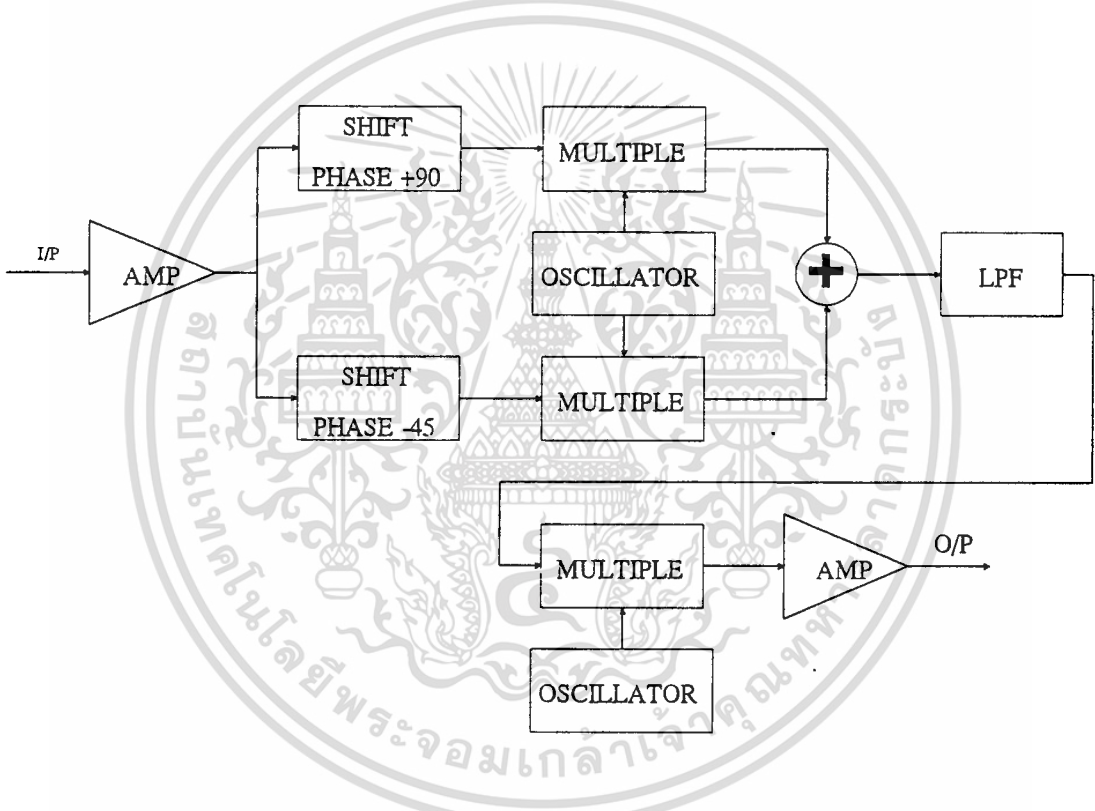
$$\begin{aligned}
 C &= C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F} \\
 R_1 &= 330 \text{ k}\Omega \\
 R_2 &= 150 \text{ k}\Omega \\
 R_4 &= 1 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 SCRAMBLE

หลักการของการป้องกันการดักฟังจะใช้หลักการป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก โดยใช้วิธีการของการเลื่อนสเปกตรัมออกไปจากเดิม ซึ่งจะทำให้เสียงที่ได้นี้เกิดการผิดเพี้ยนไปจากเดิม

หลักการของการเลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณเสียงนี้ เราจะทำการแบ่งสัญญาณเสียงออกเป็น 2 ส่วน โดยทั้ง 2 ส่วนนี้จะต้องมีลักษณะที่เหมือนกันทุกประการ ซึ่งหลักการแบบนี้เราเรียกว่า การแปลงแบบฮิลเบิร์ต (HILBERT TRANSFER) โดยสัญญาณที่แยกเป็น 2 ส่วนนี้ จะนำไปเลื่อนสเปกตรัมออกไป ซึ่งหลักการทำงานแสดงดังบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของภาคสแครมเบิล

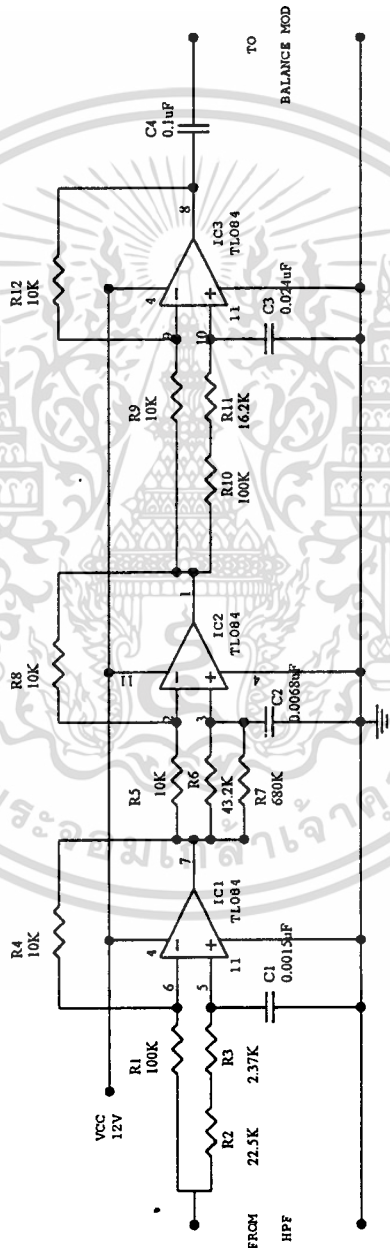
ระบบการทำงานของภาคสแครมเบิลจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ ดังนี้

- SHIFT PHASE + 45°
- SHIFT PHASE - 45°
- MULTIPLE
- OSCILATOR
- AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

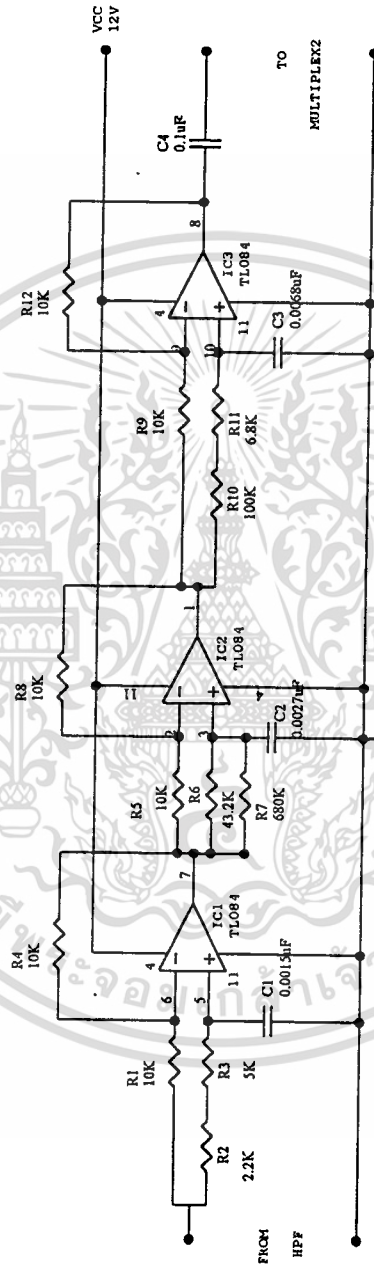
3.5.1 SHIFT PHASE + 45°

วงจรนี้จะทำหน้าที่เลื่อนเฟสของสัญญาณที่เข้ามาให้เปลี่ยนไปจากสัญญาณเดิมซึ่งในการเลื่อนเฟสของสัญญาณนี้จะใช้วงจร Band Pass Filter ทำงานร่วมกับตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุ



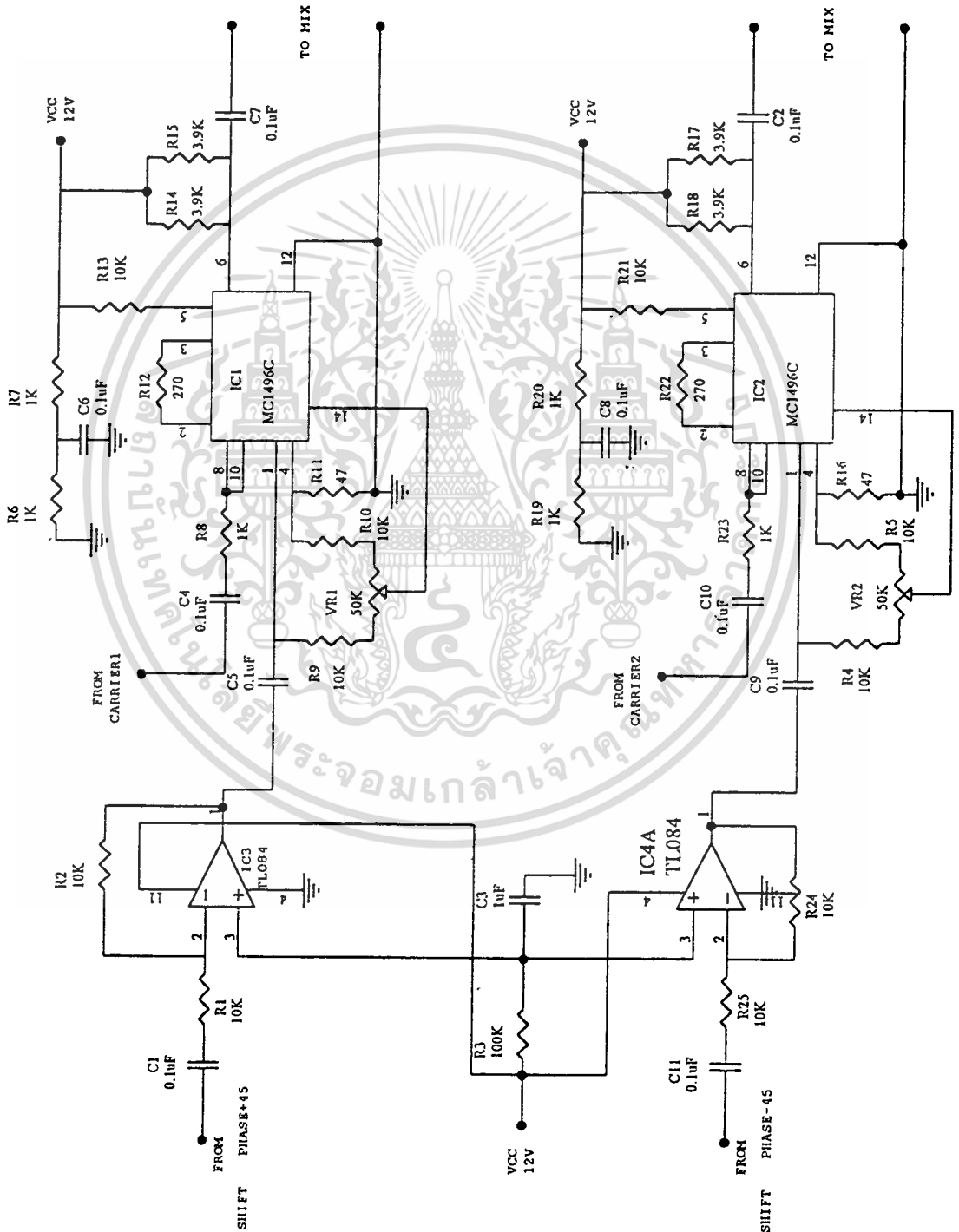
รูปที่ 3.10 วงจรเลื่อนเฟส +45°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 SHIFT PHASE -45° รูปที่ 3.11 วงจรเลื่อนเฟส -45°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรจะเหมือนกับการเลื่อนเฟส $+45^\circ$ ทุกประการ แต่จะแตกต่างกันตรงนี้ วงจรจะเลื่อนเฟสลงไป -45° ได้ การทำงานของตัวเก็บประจุและตัวต้านทานทำงานร่วมกับ IC ทั้ง 3 ตัว



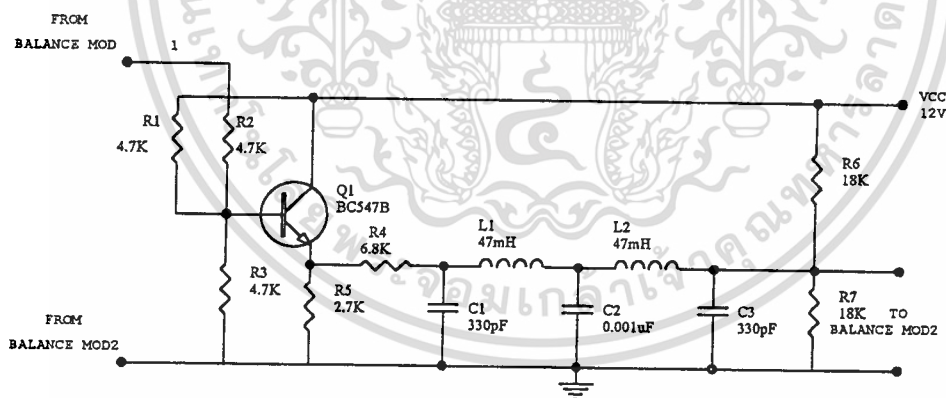
3.5.3 MULTIPLIER

วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์(Balance Modulator) โดยจะนำสัญญาณที่ทำการเลื่อนเฟสทั้งทางด้านบวกและด้านลบมารวมกับสัญญาณคลื่นพาห้ 22 กิโลเฮิร์ตซ์

การทำงานของวงจร Multiplier สัญญาณที่ผ่านการชิฟเฟส (Shift Phase) ทั้ง $+45^\circ$ และ -45° โดย IC TL084C ทั้ง 2 ตัว จะทำหน้าที่กลับสัญญาณจากบวกเป็นลบและจากลบเป็นบวก สัญญาณที่ได้จะนำไปเข้า IC MC1496 ซึ่งเป็นวงจรบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ โดยสัญญาณคลื่นพาห้ที่ใช้ประมาณ 24 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมี VR_1 และ VR_2 ทำหน้าที่ปรับการบาลานซ์ของสัญญาณที่เข้ามา สัญญาณที่ได้จะมีลักษณะเป็น Double Sideband (ดับเบิล ไซด์แบนด์) แต่เราจะใช้เฉพาะด้าน Lower Sideband (โลว์เวอร์ ไซด์แบนด์) เท่านั้น

3.5.4 MIXER

วงจร Mixer นี้ จะนำเอาสัญญาณที่ได้จากบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ ทั้ง 2 ค่า โดยจะนำมารวมกันที่วงจร Mixer นี้

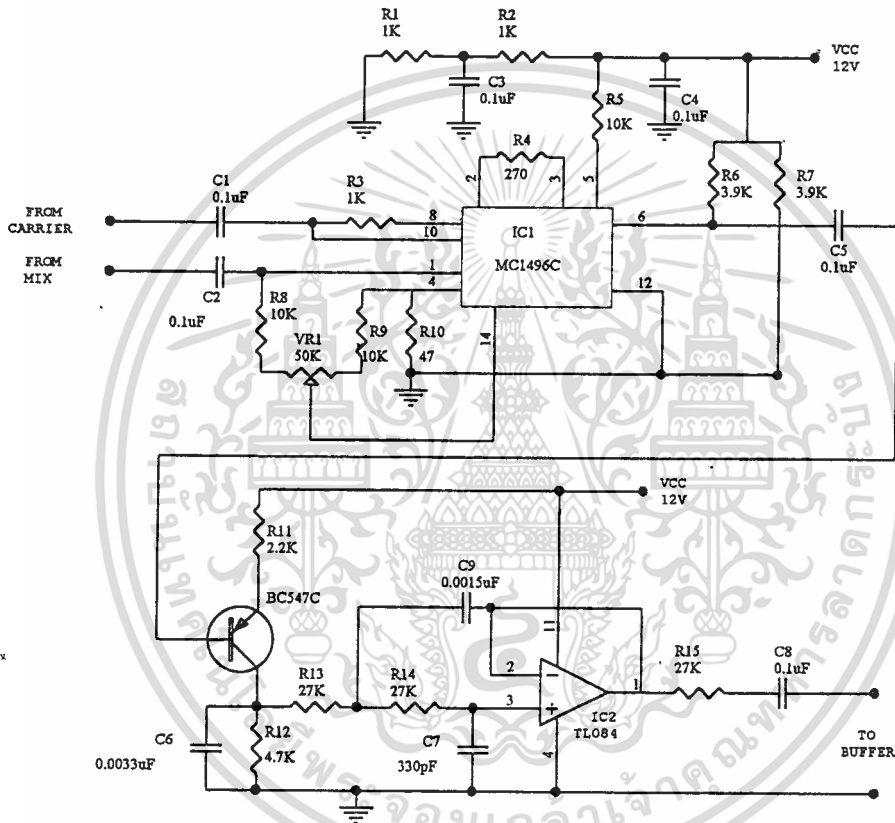


รูปที่ 3.13 วงจรมิกเซอร์

การทำงานของวงจรจะเริ่มจาก สัญญาณที่ได้จากบาลานซ์มอดูเลชั่น ทั้ง 2 ชุด จะนำมา รวมกันที่ Q_1 (BC547B) และเมื่อนำมารวมกัน การบาลานซ์ มอดูเลชั่น ทั้ง 2 ตัว จะเกิดการรวมกัน ทำให้สัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนไปด้วย สัญญาณที่ได้นี้จะ เป็น ดับเบิล ไซด์แบนด์แต่เราจะใช้เฉพาะ

ด้านใดด้านหนึ่งเท่านั้นซึ่งโดยปกติแล้วองค์ประกอบของความถี่จะรวมกันอยู่ที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นเราจึงกรองเอาเฉพาะความถี่ทางด้านต่ำเท่านั้น

สัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วจะนำสัญญาณที่ได้ไปทำการบาลานซ์ มอดูเลชัน อีกครั้งหนึ่ง โดยจะใช้ความถี่พาหะต่างจากการบาลานซ์ มอดูเลชัน ตัวแรก

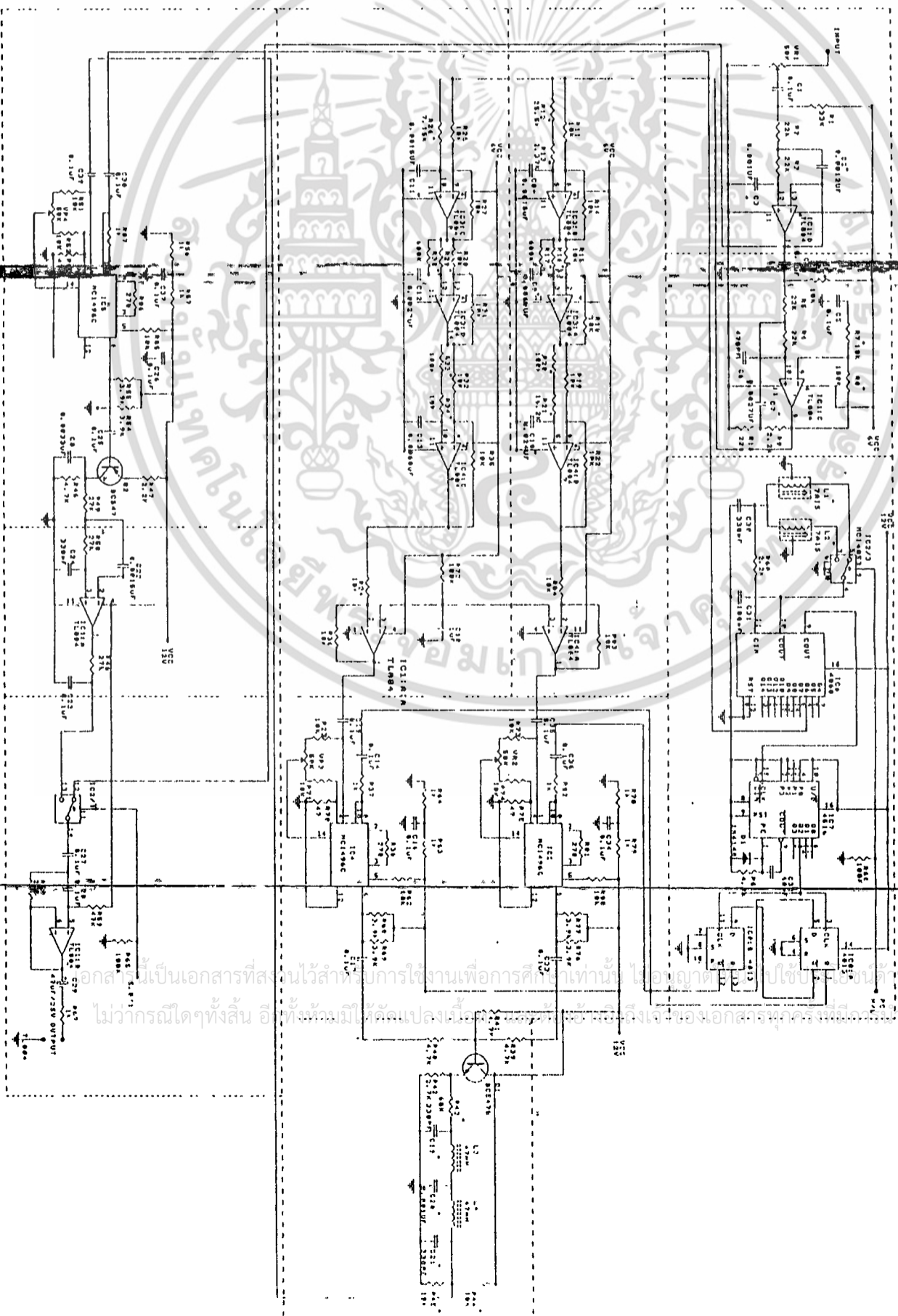


รูปที่ 3.14 วงจร Multiplier และ LPF

การทำงานของวงจรจะนำสัญญาณจาก LPF มาทำการบาลานซ์มอดูเลชัน อีกครั้งหนึ่งโดยใช้คลื่นพาหะ 45 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะเป็นผลให้สัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนขึ้นไปอีกสัญญาณนี้ผ่านการบาลานซ์มอดูเลชันแล้ว จะนำไปกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำอีกครั้ง ซึ่งจะทำได้สัญญาณที่สามารถจะส่งไปยังผู้รับโดยไม่สามารถที่จะฟังได้รู้เรื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

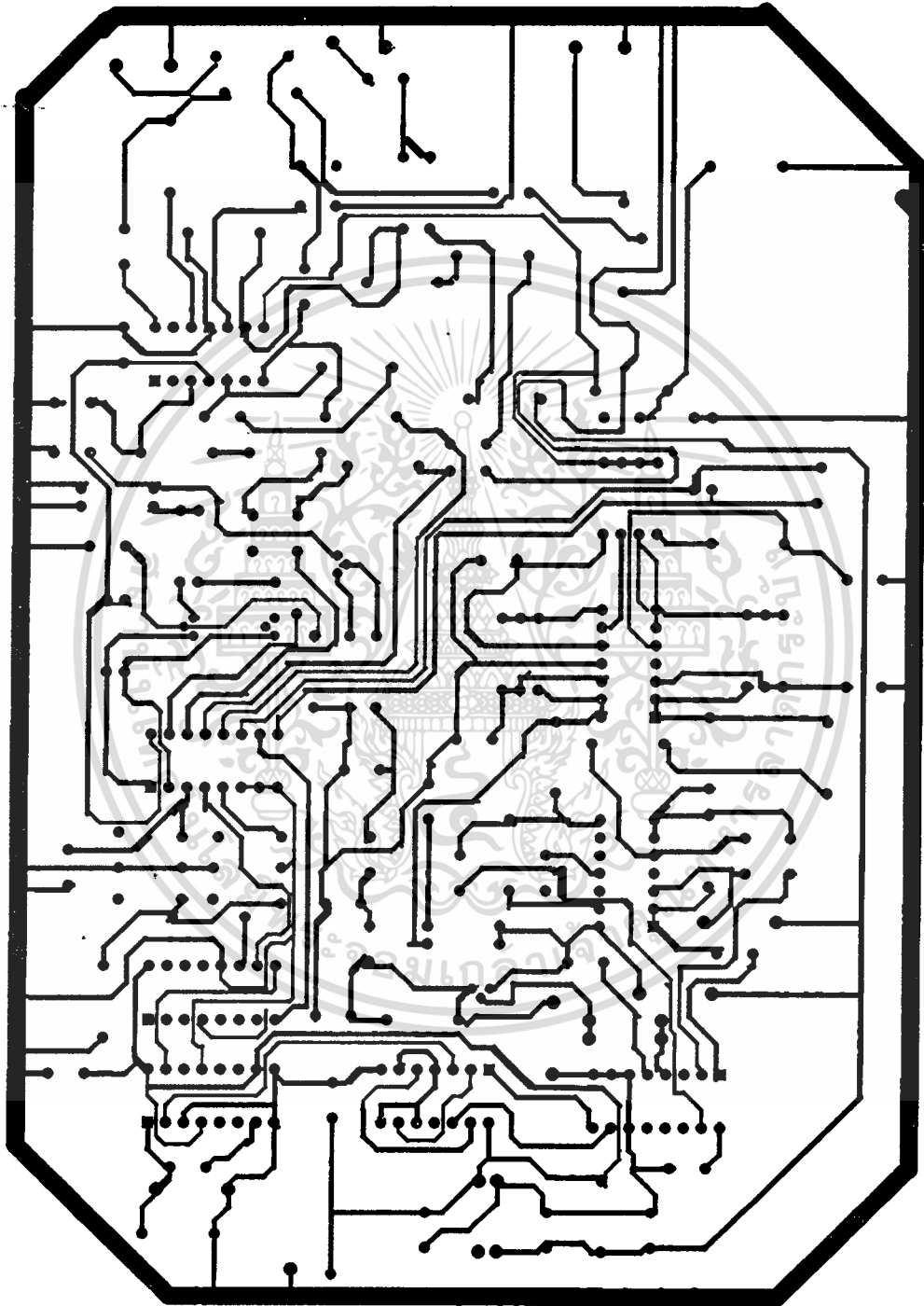
3.5.5 วงจรรวมทางด้านแอมป์



รูปที่ 3.15 วงจรรวมทางด้านแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ซ้ำโดยไม่ผ่านการคำ
 อนุญาตจากผู้จัดทำเอกสารนี้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

ลายปริ้นท์และการวางอุปกรณ์ทางด้านการสแครมเบิล



รูปที่ 3.16 วงจรพิมพ์ของภาคสแครมเบิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ของภาคสมการเปิด

วงจร LOW PASS FILTER

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₁	Carbon	33k Ω	1
R ₂ ,R ₃	Carbon	22k Ω	2
VR ₁	Trimplot	50k Ω	1
C ₁	Polypopylyne	0.1 μ F	1
C ₂	Polypopylyne	0.0012 μ F	1
C ₃	polypopylyne	0.001 μ F	1
IC ₁ :D	Op-Amp	TL084	1

วงจร HIGH PASS FILTER

R ₅ ,R ₆	Carbon	22k Ω	2
R ₇	Carbon	10k Ω	1
R ₈	Carbon	100k Ω	1
R ₉	Carbon	2.2k Ω	1
R ₁₀	Carbon	220 Ω	1
C ₄ ,C ₅	Polypopylyne	0.1 μ F	2
C ₆	Polypopylyne	470pF	1
C ₇	Polypopylyne	0.0027 μ F	1
IC ₁ :C	Op-Amp	TL084	1

วงจร SHIFT PHASE -45°

R ₁₁ ,R ₁₄ ,R ₁₅	Carbon	10k Ω	4
R ₁₂	Carbon	25.5k Ω	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₁₆	Carbon	43.2kΩ	1
R ₁₇	Carbon	680kΩ	1
R ₁₈ ,R ₁₉ ,R ₂₂ ,R ₈₃ ,R ₈₄	Carbon	10kΩ	5
R ₂₀	Carbon	100kΩ	1
R ₂₁	Carbon	16.2kΩ	1
C ₈	Polypopylyne	0.0015μF	1
C ₉	Polypopylyne	0.0068μF	1
C ₁₀	Polypopylyne	0.024μF	1
IC ₃ :B:A	Op-Amp	TL084	2
IC ₄ :A:B	OpAmp	TL084	1
วงจร SHIFT PHASE +45°			
R ₂₄ ,R ₃₂ ,R ₃₅ ,R ₃₆	Carbon	10kΩ	4
R ₂₅ ,R ₂₇ ,R ₂₈ ,R ₃₁	Carbon	10kΩ	4
R ₂₆	Carbon	7.15kΩ	1
R ₂₉	Carbon	43.2kΩ	1
R ₃₀	Carbon	680kΩ	1
R ₃₃ ,R ₇₂	Carbon	100kΩ	2
R ₃₄	Carbon	18kΩ	1
C ₁₁	Polypopylyne	0.0015μF	1
C ₁₂	Polypopylyne	0.0012μF	1
C ₁₃	Polypopylyne	0.0068μF	1
C ₁₈	Electrolytic	1μF 25V	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
IC ₄ :C:D	Op-Amp	TL084	1
วงจรถ่าย BALANCE MODULATION 1			
R ₂₃ ,R ₇₁ ,R ₇₃ ,R ₇₄	Carbon	10kΩ	4
R ₃₇ ,R ₆₃ ,R ₆₄	Carbon	1kΩ	3
R ₃₈ ,R ₈₁	Carbon	270Ω	2
R ₆₂ ,R ₈₀	Carbon	10kΩ	2
R ₆₈ ,R ₆₉ ,R ₇₆ ,R ₇₇	Carbon	3.9kΩ	4
R ₇₀ ,R ₇₅	Carbon	47Ω	2
R ₇₈ ,R ₇₉ ,R ₈₂	Carbon	1kΩ	3
VR ₃ ,VR ₄	Trimplot	50kΩ	2
C ₁₄ ,C ₁₅ ,C ₁₆ ,C ₁₇	Polypopylyne	0.1μF	4
C ₃₃ ,C ₃₄ ,C ₃₅ ,C ₃₆	Polypopylyne	0.1μF	4
IC ₂ ,IC ₄	Balance Mod	MC1496	2
วงจรถ่าย MIXER			
R ₃₉ ,R ₄₀ ,R ₄₁	Carbon	4.7kΩ	3
R ₄₂	Carbon	2.7kΩ	1
R ₄₃	Carbon	68kΩ	1
R ₄₄ ,R ₄₅	Carbon	18kΩ	2
C ₁₉ ,C ₂₁	Polypopylyne	330pF	2
C ₂₀	Polypopylyne	330pF	1
L ₃ ,L ₄	Inductor	47mH	2
Q ₁	NPN	BC547B	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร BALANCE MODULATION 2

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₄₆	Carbon	4.7k Ω	1
R ₄₇	Carbon	2.2k Ω	1
R ₄₉	Carbon	27k Ω	1
R ₅₁ ,R ₅₂ ,R ₈₅	Carbon	10k Ω	3
R ₅₃	Carbon	47 Ω	1
R ₅₄ ,R ₅₅	Carbon	3.9k Ω	2
R ₅₆ ,R ₅₇ ,R ₈₇	Carbon	1k Ω	3
R ₈₆	Carbon	270 Ω	1
VR ₄	Trimplot	50k Ω	1
C ₈	Polypolylyne	0.0033 μ F	1
C ₂₅ ,C ₂₆	Polypolylyne	0.1 μ F	2
C ₃₇ ,C ₃₈ ,C ₃₉	Polypolylyne	0.1 μ F	3
IC ₅	Balance Mod	MC1496	1
Q ₂	PNP	BC547	1

วงจร LOW PASS FILTER

R ₄₈ ,R ₅₀	Carbon	27k Ω	2
C ₂₂	Polypolylyne	0.0015 μ F	1
C ₂₃	Polypolylyne	0.1 μ F	1
C ₂₄	Polypolylyne	330pF	1
IC ₁ :A	Op-Amp	TL084	1

วงจร BUFFER

เอกสารนี้เป็น R₅₈สารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

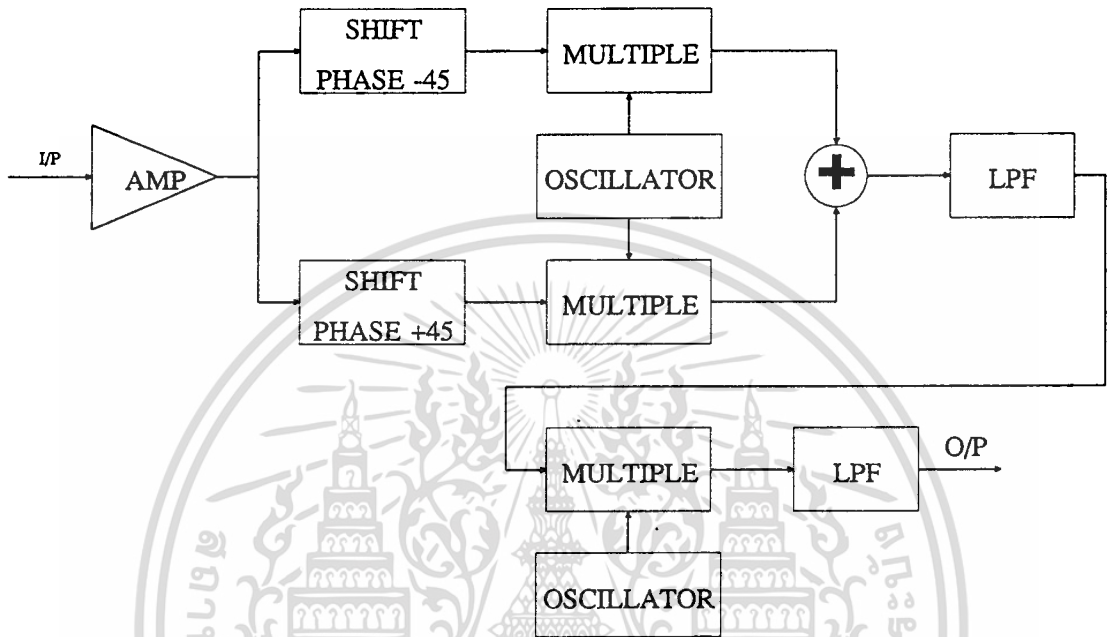
PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₅₉	Carbon	47k Ω	1
R ₆₅	Carbon	100k Ω	1
R ₆₇	Carbon	1k Ω	1
C ₂₇ ,C ₂₈	Polypopylyne	0.1 μ F	2
C ₂₉	Electrolytic	47 μ F 25V	1
IC ₁ :B	Op-Amp	TL084	1
IC _{2/1}	Switch	MC14053	1
วงจร OSCILLATOR			
R ₆₀	Carbon	2.2k Ω	1
R ₆₁	Carbon	4.7k Ω	1
C ₃₀	Polypopylyne	330pF	1
C ₃₁	Polypopylyne	180pF	1
C ₃₂	Polypopylyne	68pF	1
L ₁ ,L ₂	Inductor	100 μ H	2
D ₁	Diode	1N4148	1
IC _{2/3}	Switch	MC14053	1
IC ₆	Oscillator	HEF4060	1
IC ₇	Divider Frequency	MC4516	1
IC ₈	Diverder Frequency	MC14013	1

3.6 DESCRAMBLE

วงจรมีหน้าที่ถอดสัญญาณเสียงที่ทำการถอดรหัสมาแล้วจากวงจรสแครมเบิ้ลซึ่ง
วงจรมีจะเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ถูกเลื่อนไปประมาณ 1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ในวงจรสแครมเบิ้ลให้กลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาที่เดิมซึ่งก็จะทำให้ได้สัญญาณกลับมาได้เหมือนเดิม ซึ่งวงจรที่ใช้งานมีลักษณะเหมือนกับวงจรสแควมเบิลทุกประการ แต่จะแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย ดังบล็อกไดอะแกรม

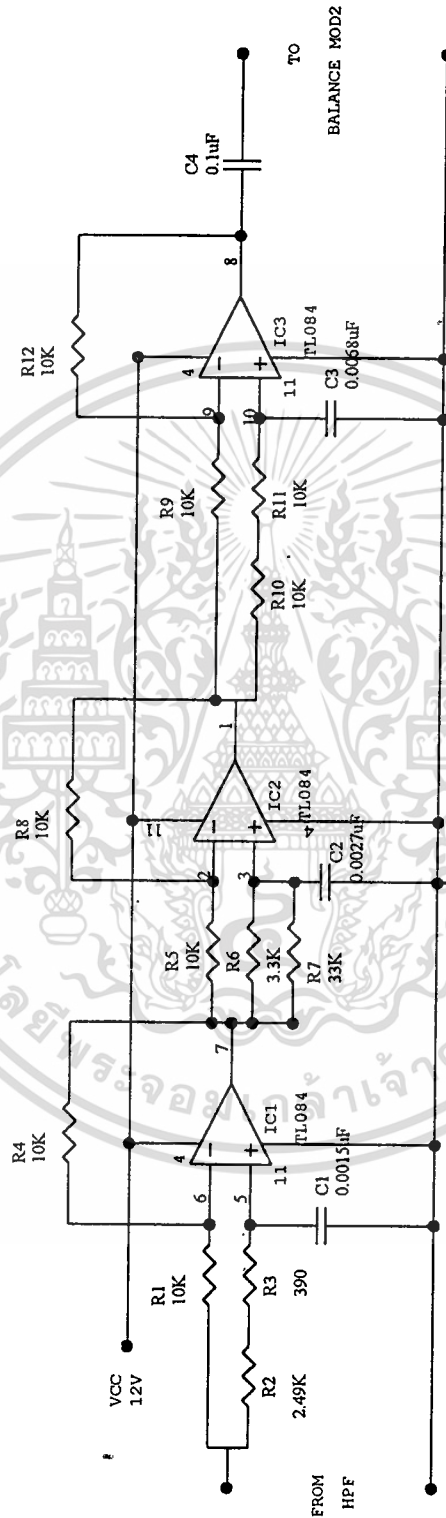


รูปที่ 3.18 บล็อกไดอะแกรมของคิสแควมเบิล

จากบล็อกไดอะแกรม จะเห็นได้ว่าลักษณะการทำงานมีรูปแบบเหมือนกับการสแควมเบิลทุกประการแต่จะแตกต่างกันตรงที่การชิฟเฟสเท่านั้น โดยจะต้องทำการเลื่อนเฟสให้กลับมาที่เดิม ดังนั้นในที่นี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะการชิฟเฟสเท่านั้น

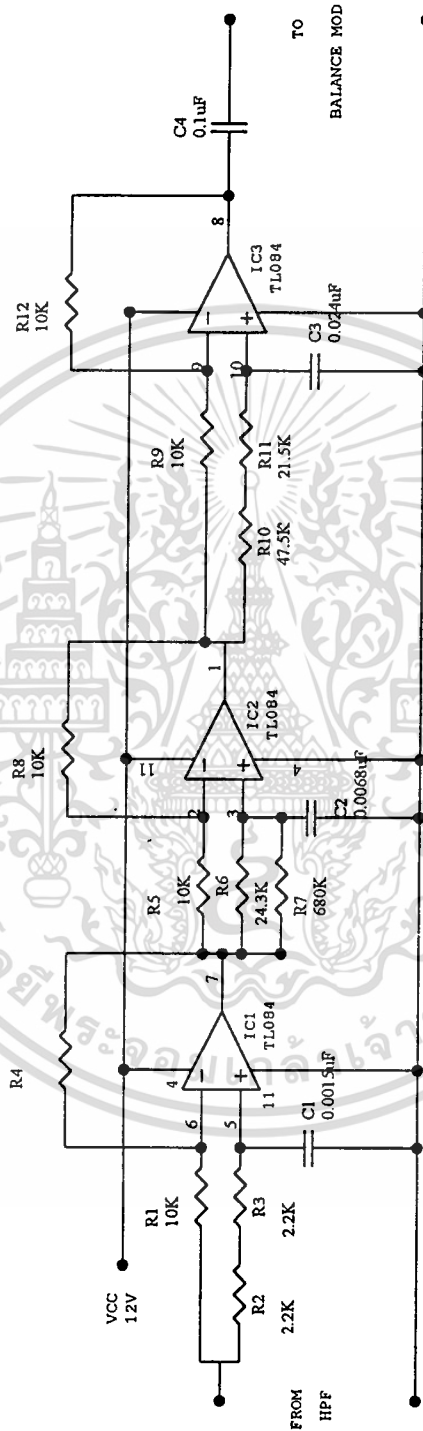
3.6.1 SHIFT PHASE -45°

วงจรนี้จะทำหน้าที่เลื่อนเฟสให้กลับมาขงที่เดิม โดยหลังจากที่ในวงจรสแควมเบิล ได้เลื่อนเฟสออกมาจากสัญญาณเดิมแล้ว ดังนั้นในวงจรสแควมเบิลจึงจำเป็นต้องเลื่อนเฟสให้กลับมาที่เดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.19 ที่วงจรเลื่อนเฟส 45° มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

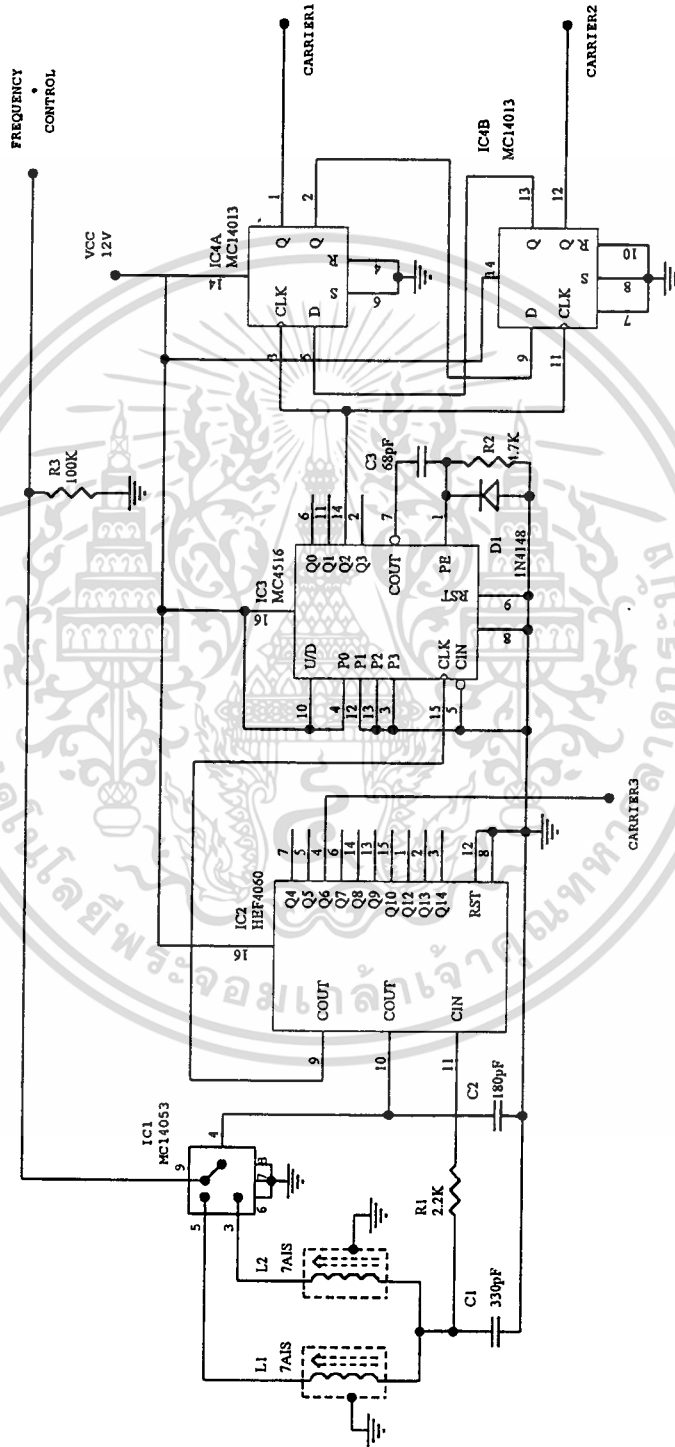
3.6.2 SHIFT PHASE +45°



รูปที่ 3.20 วงจรเลื่อนเฟส +45°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

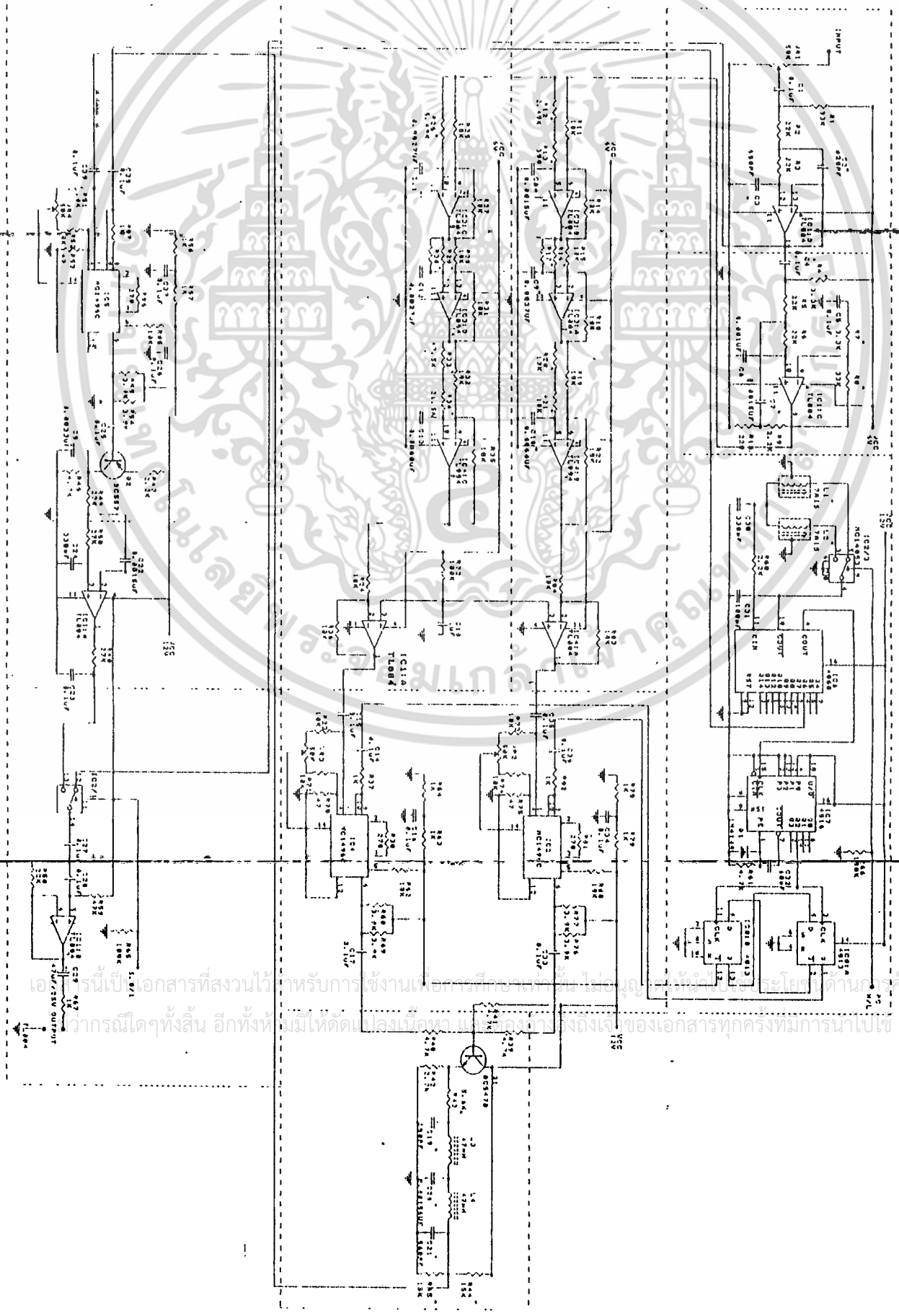
วงจรนี้จะทำหน้าที่ดึงสัญญาณหลังจากที่วงจรสแควมเมตได้เลื่อนเฟสลงไป -45° ให้กลับมายังที่เดิม เพื่อให้ได้สัญญาณเหมือนกับอินพุตที่ป้อนเข้ามา



รูปที่ 3.21 วงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

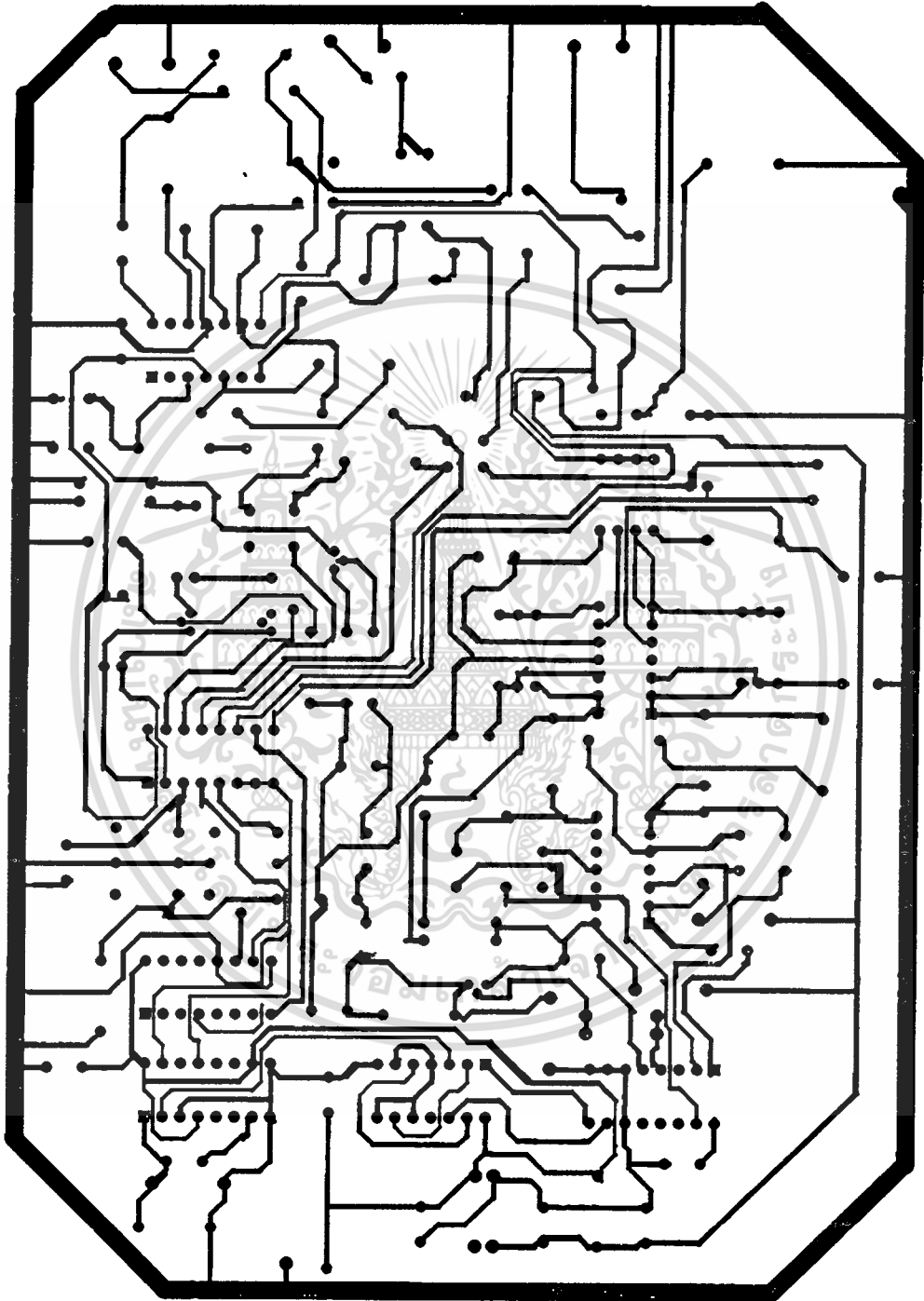
3.6.3 วงจรรวมทางตำแหน่งแอมพลิจูด



รูปที่ 3.22 วงจรรวมทางตำแหน่งแอมพลิจูด

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 วิศวกรรมศาสตราจารย์ ดร. อรุณรัตน์ อรุณรัตน์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ลายปริ้นท์และการวางอุปกรณ์ทางด้านคิสแครบเบิล



รูปที่ 3.23 วงจรพิมพ์ภาคคิสแครบเบิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ของภาคคีสแควมเบ็ด

วงจร SHIFT PHASE +45°

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₁₁ ,R ₁₄ ,R ₁₅	Carbon	10kΩ	3
R ₁₈ ,R ₁₉ ,R ₂₀	Carbon	10kΩ	3
R ₂₁ ,R ₈₃ ,R ₈₄	Carbon	10kΩ	3
R ₁₂	Carbon	2.49kΩ	1
R ₁₃	Carbon	390Ω	1
R ₁₆	Carbon	12.4kΩ	1
R ₁₇	Carbon	390kΩ	1
C ₈	Polypopylyne	0.0015μF	1
C ₉	Polypopylyne	0.0027μF	1
C ₁₀	Polypopylyne	0.0068μF	1
IC ₃ :A:B	Op-Amp	TL084	2
IC ₄ :A:B	Op-Amp	TL084	2

วงจร SHIFT PHASE -45°

R ₂₅ ,R ₂₇ ,R ₂₈	Carbon	10kΩ	3
R ₃₁ ,R ₃₂ ,R ₃₅	Carbon	10kΩ	3
R ₂₄ ,R ₃₆	Carbon	10kΩ	2
R ₂₆	Carbon	5.49kΩ	1
R ₂₉	Carbon	24.3kΩ	1
R ₃₀	Carbon	820kΩ	1
R ₃₃	Carbon	47.5kΩ	1
R ₃₄	Carbon	21.5kΩ	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
R ₇₂	Carbon	100k Ω	1
C ₁₁ ,C ₁₂	Polypopylyne	0.0027 μ F	2
C ₁₃	Polypopylyne	0.0068 μ F	1
IC ₃ :A:B	Op-Amp	TL084	2
IC ₄ :C:D	Op-Amp	TL084	1

วงจร BALANCE MODULATION 1

R ₂₃ ,R ₆₂ ,R ₇₁	Carbon	10k Ω	3
R ₃₇ ,R ₆₄ ,R ₆₈	Carbon	1k Ω	3
R ₃₈ ,R ₈₁	Carbon	270 Ω	2
R ₆₂ ,R ₇₉ ,R ₈₂	Carbon	1k Ω	3
R ₆₈ ,R ₆₉ ,R ₇₆	Carbon	3.9k Ω	3
R ₇₀ ,R ₇₅	Carbon	27 Ω	2
R ₇₃ ,R ₇₄ ,R ₈₀	Carbon	10k Ω	3
R ₇₇	Carbon	3.9k Ω	1
R ₇₈	Carbon	1k Ω	1
VR ₂ ,VR ₃	Trimplot	50k Ω	2
C ₁₄ ,C ₁₅ ,C ₁₆ ,C ₁₇	Polypopylyne	0.1 μ F	4
C ₃₃ ,C ₃₄ ,C ₃₅ ,C ₃₆	Polypopylyne	0.1 μ F	4
IC ₂ ,IC ₄	Balance Mod	MC1496	2

วงจร MIXER

R ₃₉ ,R ₄₀ ,R ₄₁	Carbon	4.7k Ω	3
R ₄₂	Carbon	2.7k Ω	1
R ₄₄ ,R ₄₅	Carbon	15k Ω	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
C ₁₉	Polypopylyne	180pF	1
C ₂₀	Polypopylyne	0.0015μF	1
C ₂₁	Polypopylyne	560pF	1
L ₃ ,L ₄	Inductor	47mH	2
Q ₁	NPN	BC547	1

วงจรมอดูเลชัน BALANCE MODULATION 2

R ₄₆	Carbon	4.7kΩ	1
R ₄₇	Carbon	2.2kΩ	1
R ₄₉	Carbon	27kΩ	1
R ₅₁ ,R ₅₂	Carbon	10kΩ	2
R ₅₃	Carbon	47Ω	1
R ₅₄ ,R ₅₅	Carbon	3.9kΩ	2
R ₅₆ ,R ₅₇ ,R ₈₅	Carbon	1kΩ	3
R ₈₆	Carbon	270Ω	1
VR ₄	Trimplot	50kΩ	1
C ₃	Polypopylyne	0.0033μF	1
C ₂₅ ,C ₂₆	Polypopylyne	0.1μF	2
C ₃₇ ,C ₃₈ ,C ₃₉	Polypopylyne	0.1μF	3
Q ₂	PNP	BC557	1
IC ₅	Balance Mod	MC1496	1

วงจรมอดูเลชัน LOW PASS FILTER 2

R ₄₈ ,R ₄₉	Carbon	27kΩ	2
C ₂₂	Polypopylyne	0.0015μF	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PART	MODEL	DESCRIPTION	QUANTITY
C ₂₃	Polypopylyne	0.1 μ F	1
C ₂₄	Polypopylyne	330pF	1
IC ₁ :A	Op-Amp	TL084	1
วงจร BUFFER			
R ₅₈	Carbon	22k Ω	1
R ₅₉	Carbon	47k Ω	1
R ₆₅	Carbon	100k Ω	1
R ₆₇	Carbon	1k Ω	1
C ₂₇ ,C ₂₈	Polypopylyne	0.01 μ F	2
C ₂₉	Electrolytic	47 μ F 25V	1
IC ₁ :B	Op-Amp	TL084	1
IC _{2/1}	Switch	MC14053	1
วงจร OSCILLATOR			
R ₆₀	Carbon	2.2k Ω	1
R ₆₁	Carbon	4.7k Ω	1
R ₆₆	Carbon	100k Ω	1
C ₃₀	Polypopylyne	330pF	1
C ₃₁	Polypopylyne	180pF	1
C ₃₂	Polypopylyne	68pF	1
L ₁ ,L ₂	Inductor	100mH	2
IC _{2/3}	Switch	MC14053	1
IC ₆	Oscillator	HEF4060	1
IC ₇ ,IC ₈	Divider Frequency	MC4516	1

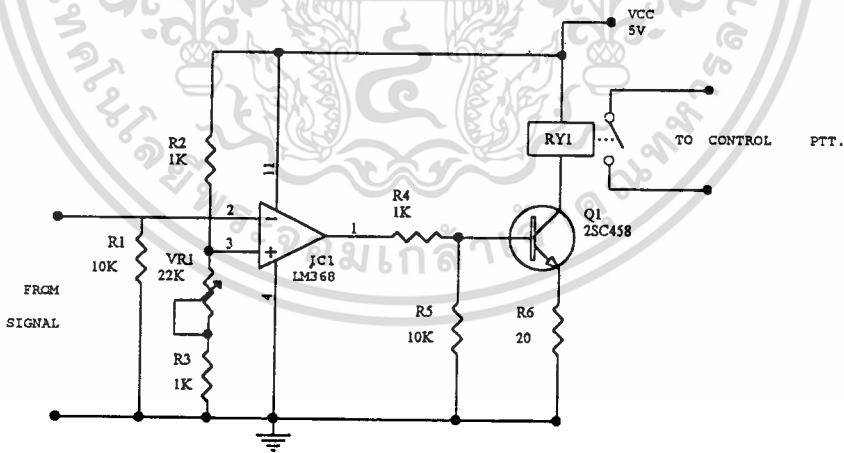
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 OSCILLATOR

วงจรนี้จะทำหน้าที่ผลิตความถี่ เพื่อนำไปใช้เป็นคลื่นพาห์ของวงจรมอดูเลเตอร์ ทั้ง 3 และจะเป็นตัวกำหนดความถี่ที่จะใช้ในการเลื่อนเฟสด้วย และในการทำงานนั้นทางภาคส่งและภาครับจะต้องมีความถี่ที่เท่ากันด้วย

การทำงานของวงจรจะใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรถุน โดยเราสามารถที่จะเลือกค่าความถี่ของวงจรถุนได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำ ความถี่ที่ผลิตโดยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุนี้จะทำงานร่วมกับ IC₁ HEF4060 โดยจะทำหน้าที่เป็น Carry Counter/Divider Amp Oscillator ซึ่งจะทำความถี่ที่ได้นี้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น และจะนำสัญญาณส่วนหนึ่งจาก IC₁ HEF4060 ไปเป็นคลื่นพาห์ของวงจรมอดูเลชัน ตัวที่ 3 ซึ่งจะมีค่าประมาณ 45 กิโลเฮิรตซ์สัญญาณอีกส่วนหนึ่งจะนำไปทำการหารความถี่โดยใช้ IC₂ 74HC4516 ทำการหารความถี่โดยจะทำการหาร 60 หลังจากนั้นแล้วจึงจะนำไปทำการหาร 4 อีกครั้งหนึ่งโดยใช้ IC₃ MC14013 โดยจะทำหน้าที่เป็นฟลิป-ฟลอปด้วย โดยเราจะนำเอาสัญญาณจากขา Q และของฟลิป-ฟลอปทั้ง 2 ตัว โดยที่ Q และจะมีเฟสตรงกันข้ามกัน ซึ่งเราจะนำสัญญาณที่ตรงกันข้ามนี้ไปเป็นคลื่นพาห์ของวงจรมอดูเลเตอร์ ของตัวที่ 1 และบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ตัวที่ 2



รูปที่ 3.25 วงจร Control Push To Talk

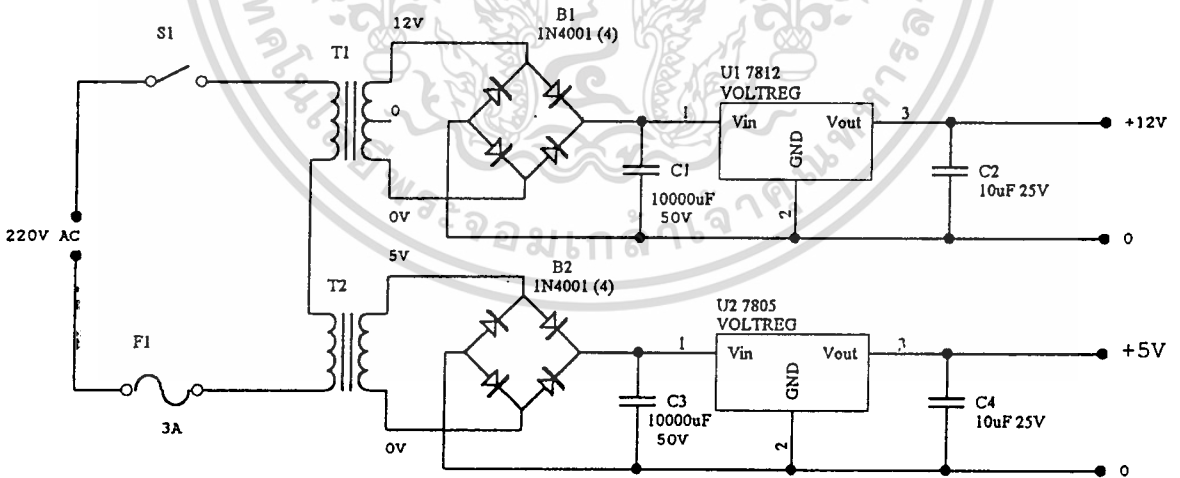
3.8 CONTROL PUSH TO TALK

วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์ควบคุม ที่วิทยุรับ-ส่ง ให้สามารถรับและส่งได้ตามต้องการ สาเหตุที่เราต้องมีการสวิตช์ควบคุมนั้นเนื่องจากว่าตัวสัญญาณที่จะไปสวิตช์ควบคุม นั้นเป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งสัญญาณนี้ไม่สามารถที่จะผ่านตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่ Coupling สัญญาณได้

การทำงานของวงจรนี้จะเริ่มจาก สัญญาณจากไมค์ที่เข้ามาจะมีทั้งองค์ประกอบไฟตรงและไฟสลับ กล่าวคือ สัญญาณจากการพูดคือสัญญาณไฟตรงและไฟสลับ คือสัญญาณที่จะใช้ สวิตช์ควบคุม โดยจะทำการส่งสัญญาณรวมกันมา โดยที่สัญญาณไฟตรงนั้นเมื่อมีการกด Switch จะมีค่าประมาณ 3.8V และเมื่อไม่มีการกด Switch จะมีค่า 5V ดังนั้นเราจึงนำสัญญาณไฟตรงนี้ไปเข้ายังวงจร เปรียบเทียบ เพื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณโดยที่เมื่อมีการกด Switch จะเกิดการเปรียบเทียบทำให้เอาท์พุทของวงจร เปรียบเทียบ เป็น High สัญญาณนี้จะนำไปจับ Relay เพื่อให้ Relay ไป สวิตช์ควบคุม ซึ่งจะทำให้เรา ควบคุมสวิตช์ เพื่อทำการส่งสัญญาณได้

3.9 POWER SUPPLY

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ให้กับวงจรภายในเครื่อง ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟ 5 VDC และ 12 VDC โดยแสดงวงจรดังรูป

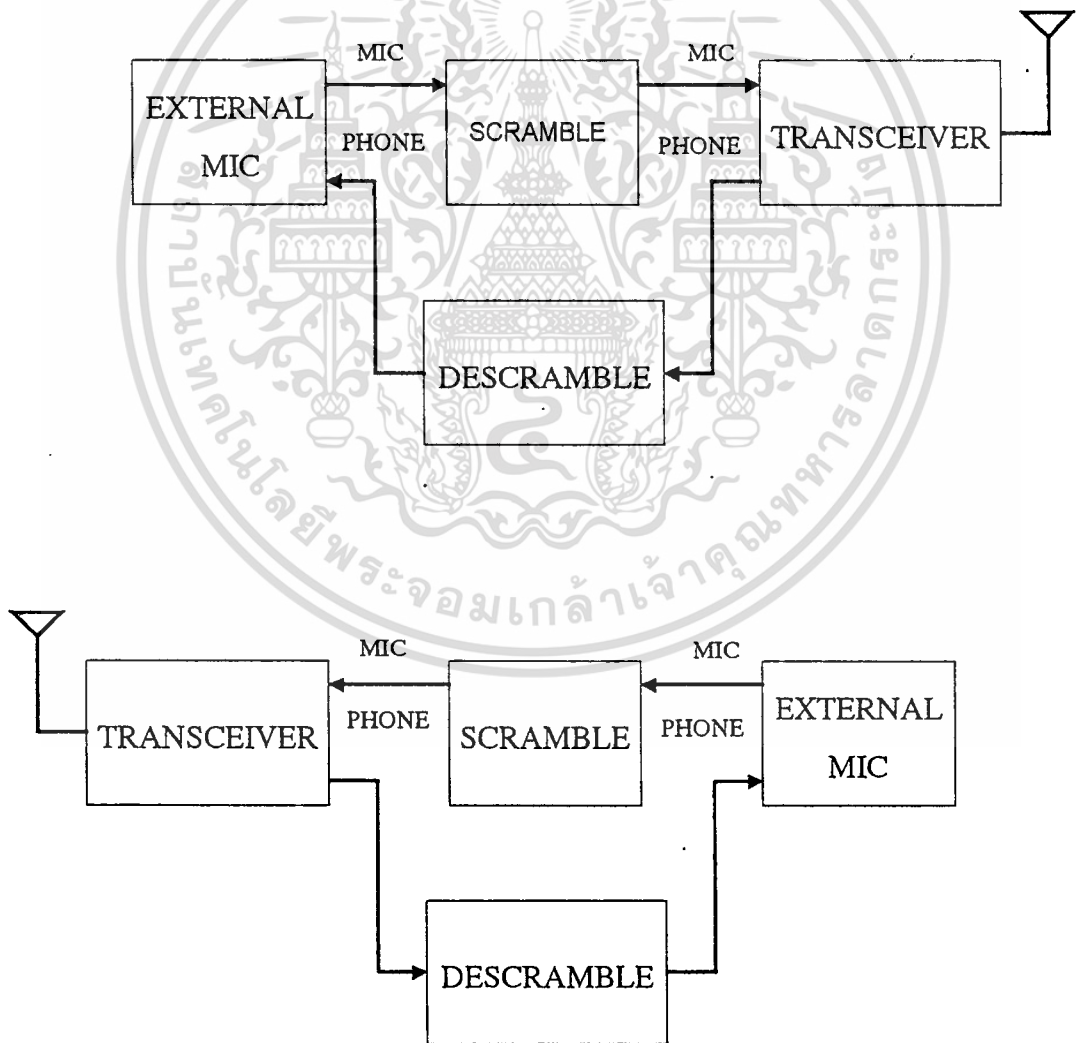


รูปที่ 3.26 วงจร Power Supply

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองและผลการทดลองของเครื่องเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณเสียงพูด จะทำการทดลองวงจรในแต่ละภาคของทั้ง 2 วงจร คือทั้งเครื่องเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูดและถอดรหัสสัญญาณเสียงพูด ซึ่งในการทดลองจะใช้ทั้งวิทยุรับ-ส่ง ย่าน VHF และวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน มาใช้ในการทดลองโดยจะใช้วิทยุรับ-ส่งของ ICOM, YAESU และ KENWOOD มาเป็นมาตรฐานในการทดลอง



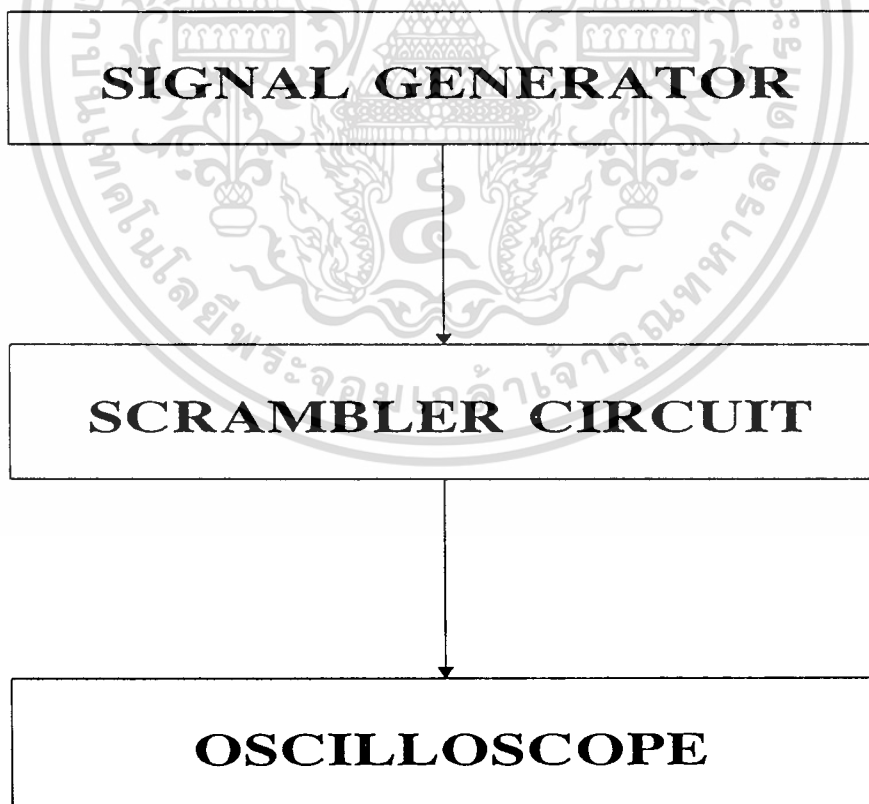
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยัดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน External Mic จะใช้ของ STANDARD และ KENWOOD มาทำการทดลอง เหตุผลที่เราเอาวิทยุรับ-ส่งของ ICOM และ KENWOOD มาใช้งานนั้นเนื่องจากว่าปัจจุบันนิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย และความแตกต่างของวิทยุรับ-ส่ง ทั้ง 2 นี้ จะอยู่ที่ Jack ของ Mic และ Phone จะมีความแตกต่างกัน คือวิทยุรับ-ส่งของ ICOM Jack Mic จะตัวเล็ก ส่วน Jack Phone จะตัวใหญ่ แต่วิทยุรับ-ส่งของ KENWOOD Jack Mic จะตัวใหญ่ ส่วน Jack Phone จะตัวเล็ก ซึ่งในความแตกต่างนี้เอง ในการออกแบบการใช้งานจริง จึงต้องออกแบบจุดต่อ External Mic ใช้ทั้ง 2 แบบ

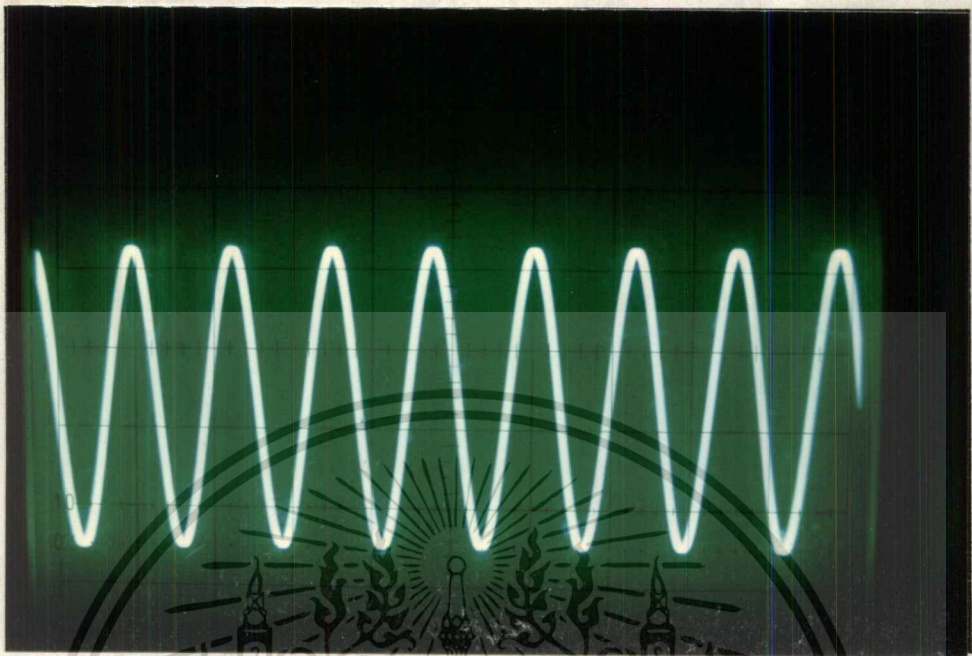
4.1 สคริปต์

วงจรนี้ นำเอาสัญญาณเสียงมาทำการเข้ารหัสสัญญาณเสียงเพื่อไม่ให้ผู้ฟังทางด้านเครื่องรับสามารถรับรู้ข้อความนั้นได้ โดยในการทดลอง เราจะใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณเป็นสัญญาณในการป้อนแทนสัญญาณเสียงจริง และจะใช้ Oscilloscope เป็นตัวจับสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรสคริปต์



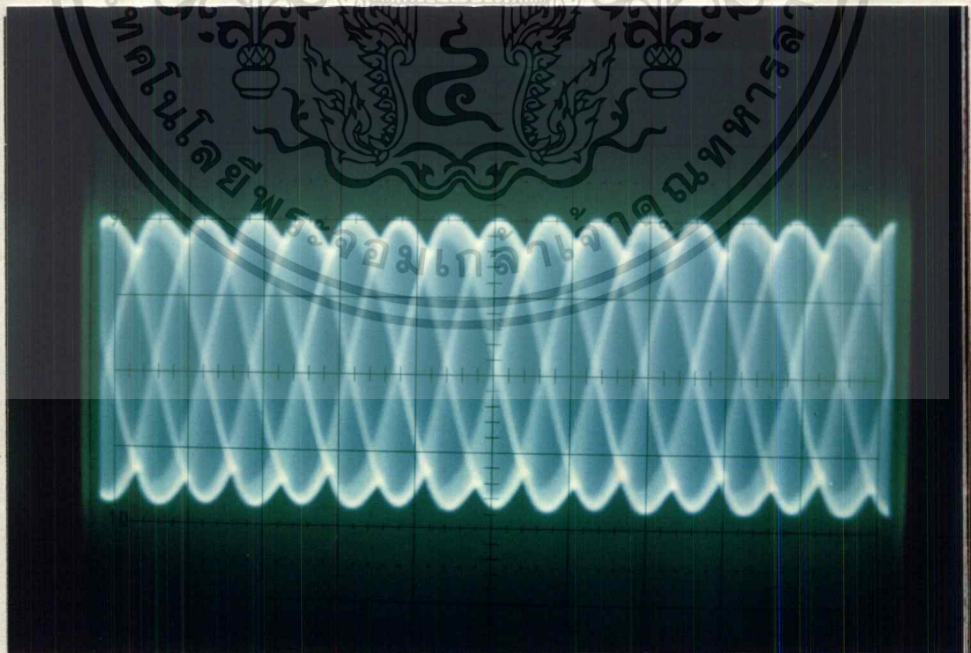
รูปที่ 4.2 การทดลองของวงจรสคริปต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Frequency = 1K Volt/Div = 0.5V Time/Div = 10uS

รูปที่ 4.3 สัญญาณก่อนป้อนเข้าวงจรสแตมเบิล



Frequency = 1K Volt/Div = 2V Time/Div = 20uS

รูปที่ 4.4 สัญญาณหลังจากผ่านวงจรสแตมเบิลแล้ว

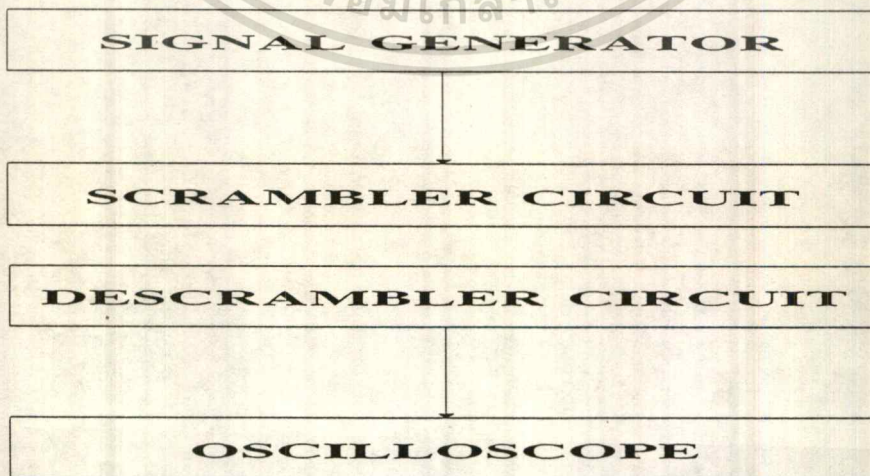
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองวงจรสแครมเบิ้ล โดยการป้อนสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณเข้าสู่ วงจรสแครมเบิ้ล ปรากฏว่าสัญญาณที่ได้ทางด้านเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งแสดงว่าลักษณะ ของรูปที่สแครมเบิ้ลแล้วดังรูปที่ 4.4 จากการทดลองถ้าเราป้อนสัญญาณเกินความถี่เสียง จะทำให้ วงจรไม่สามารถทำงานได้

ในการทดลองใช้งานจริง โดยป้อนสัญญาณเสียงพูดจริงเข้าไปที่ External Mic ผ่านวงจร สแครมเบิ้ล แล้วป้อนเข้าวิทยุรับ-ส่งเพื่อส่งสัญญาณที่สแครมเบิ้ลแล้วไปที่เครื่องรับจากการทดลอง ปรากฏว่าสัญญาณที่ออกจากวงจรสแครมเบิ้ลนั้นเบามาก จึงจำเป็นต้องใส่วงจรขยายสัญญาณเข้า ไปอีก ก่อนที่จะส่งสัญญาณเข้าไปในวิทยุรับ-ส่ง และสัญญาณที่ส่งเข้าไปในวิทยุรับ-ส่งนั้น ไม่ควร จะมีความแรงของสัญญาณมากเกินไป เพราะจะทำให้เกิดการโอเวอร์มอดของสัญญาณได้ และอาจ จะทำให้เกิดความเสียหายแก่วิทยุรับ-ส่งได้

ส่วนสัญญาณเสียงที่ได้จากการสแครมเบิ้ลแล้วและส่งออกไปที่เครื่องรับ สัญญาณที่ได้ไม่ สามารถที่จะจับใจความได้ แต่ถ้ามีแหล่งกำเนิดสัญญาณมาเปรียบเทียบกับขณะที่ฟังสัญญาณเสียงที่ สแครมเบิ้ลแล้วที่เครื่องรับ จะทำให้พอที่จะจับใจความของสัญญาณเสียงได้ ในการส่งสัญญาณที่ สแครมเบิ้ลแล้วเข้ากับวิทยุรับ-ส่ง ย่านVHF และวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน จากการทดลอง เมื่อส่งสัญญาณเข้าวิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน สัญญาณเสียงที่รับได้จะมีสัญญาณรบกวนมาก กว่าส่งสัญญาณเข้ากับวิทยุรับ-ส่ง ย่านVHF

4.2 ดีสแครมเบิ้ล

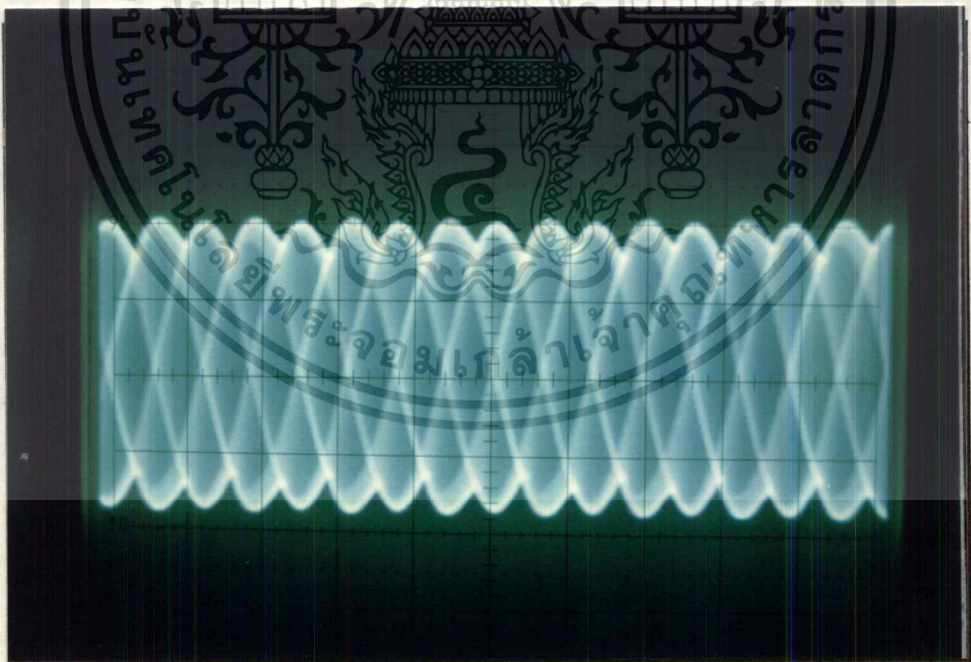


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.5 การทดลองวงจรดีสแครมเบิ้ล ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการฉ้อโกงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรนี้จะทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณเสียงหลังจากที่ทำการเข้ารหัสมาแล้ว ในการทดลอง เรานำเอาสัญญาณที่ได้จากการสแควมเบิ้ลแล้วมาทำการดิสแควมเบิ้ล เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมือน เดิมหรือใกล้เคียงที่สุด

จากการทดลองวงจรดิสแควมเบิ้ล โดยจะนำสัญญาณจากวงจรสแควมเบิ้ล ปรากฏว่า สัญญาณที่ได้ทางเอาท์พุทของดิสแควมเบิ้ล มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณที่ป้อนเข้ามาทางด้าน อินพุทของวงจร สแควมเบิ้ล แต่จะมีสัญญาณรบกวนเป็นจำนวนมาก

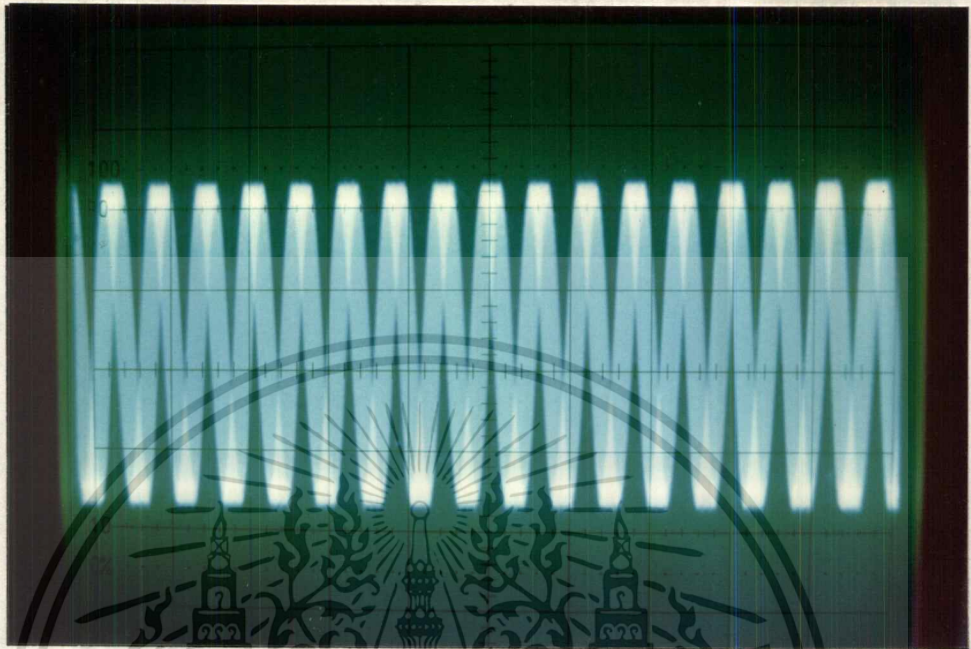
ในการใช้งานจริง จะทำการรับสัญญาณจากวิทยุรับ-ส่งที่ทำการสแควมเบิ้ลมาแล้ว มาเข้า ยังวงจรดิสแควมเบิ้ล ปรากฏว่าสัญญาณรับได้นั้นเบามาก จึงต้องทำการขยายสัญญาณก่อนที่จะนำ ไปเข้าวงจรดิสแควมเบิ้ลและเมื่อทำการดิสแควมเบิ้ลแล้ว สัญญาณที่ได้นั้นจะเบามาก จึงต้องขยาย ความแรงของสัญญาณให้พอที่จะป้อนออกลำโพง สัญญาณเสียงที่ได้ทำการดิสแควมเบิ้ลแล้ว สามารถรับฟังได้ชัดเจน แต่จะเกิดสัญญาณรบกวนเป็นจำนวนมากทำให้ประสิทธิภาพของเสียงที่ได้ ลดลง แต่ก็พอที่จะฟังได้เข้าใจ



Frequency = 1K Volt/Div = 0.5V Time/Div = 10uS

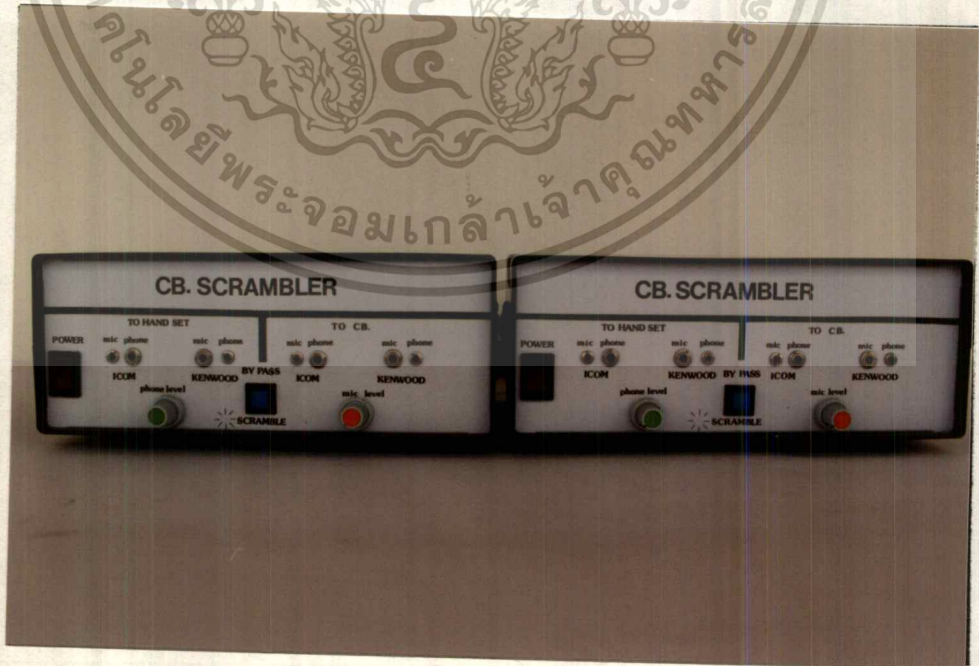
รูปที่ 4.6 สัญญาณจากวงจรสแควมเบิ้ล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



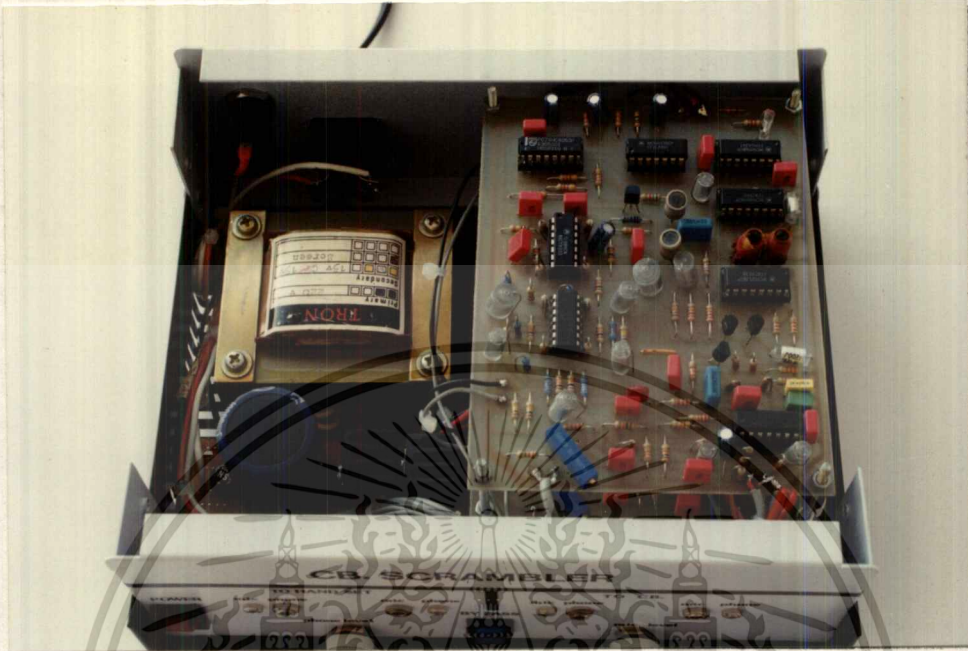
Frequency = 1K Volt/Div = 5V Time/Div = 50uS

รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ทดสอบแล้ว



รูปที่ 4.8 เครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

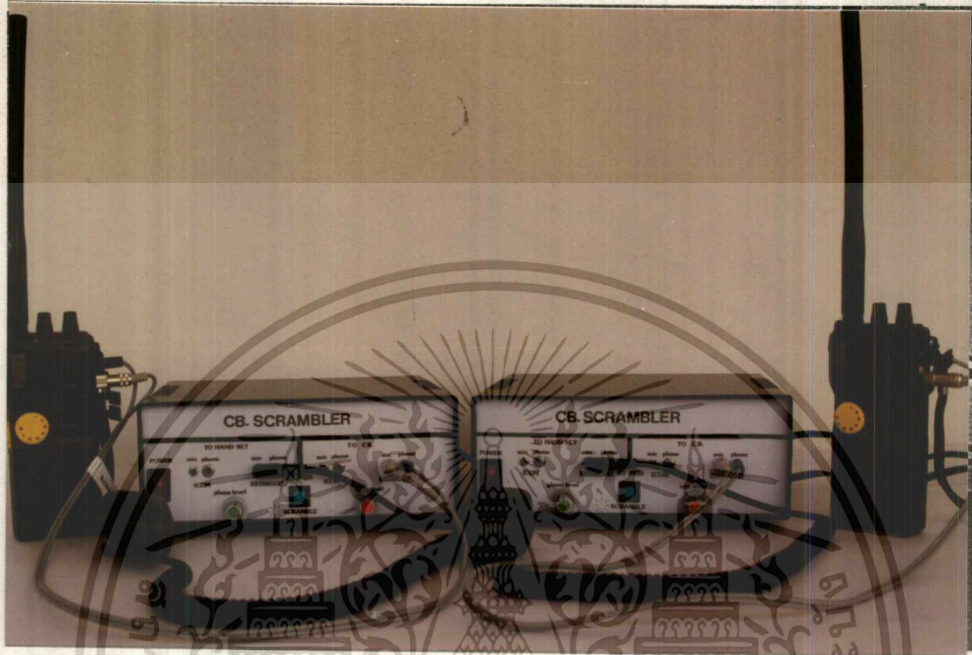


รูปที่ 4.9 การต่อวงจรภายในเครื่อง



รูปที่ 4.10 การใช้งานกับวิทยุรับ-ส่ง ย่าน VHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 การใช้งานกับวิทยุรับ-ส่ง ย่านความถี่ประชาชน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์ รูป และแนวทางการพัฒนา

5.1 บทสรุป

ในการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณเสียงในปริภูมิอนาล็อก เพื่อศึกษาระบบการเข้ารหัสสัญญาณเสียงแบบอนาล็อก เพื่อที่จะนำไปใช้กับการสื่อสารด้านวิทยุสมัครเล่นทั่วไป เช่น วิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน วิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ VHF

ส่วนในด้านเครื่องรับนั้น จะนำเอาสัญญาณเสียงที่นำการเข้ารหัสมาทำการถอดรหัส เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงให้กลับมามีความดัง และการทดลองที่ได้เป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง กล่าวคือ การเข้ารหัสสัญญาณเสียงไม่สามารถที่จะรับฟังได้เข้าใจ ส่วนที่ภาครับนั้นเมื่อรับสัญญาณที่เข้ารหัสมาแล้วจะทำการถอดรหัสสัญญาณเสียงพูด ซึ่งจะสามารถรับฟังสัญญาณได้เข้าใจและชัดเจนแต่จะมีสัญญาณรบกวนจากภายนอกและภายในบ้างเล็กน้อย

5.2 ปัญหาในการทำงาน

ในระหว่างการทำปริภูมิอนาล็อกนี้ได้เกิดปัญหาและอุปสรรคขึ้น ซึ่งคณะผู้จัดทำได้รวบรวมปัญหาและแนวทางการแก้ไขปัญหาที่ได้เกิดขึ้นเอาไว้ดังนี้

- (1) การทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter) ไม่ทำงานได้ดีเท่าที่ควร ทำให้เกิดการรบกวนของสัญญาณจากภายนอก
- (2) ไม่สามารถหาอุปกรณ์ทางด้านพาสซีฟ เช่น ตัวเก็บประจุ ที่มีค่าความผิดพลาดต่ำกว่า 2.5% มาใช้งานได้ เนื่องจากเป็นตัวเก็บประจุที่หาซื้อได้ยาก ทำให้คุณภาพของเสียงออกมาไม่ดีเท่าที่ควร
- (3) อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการผลิตความถี่ ไม่สามารถที่จะจัดหามาใช้งานได้ จำเป็นต้องใช้ อุปกรณ์อื่นทดแทน ซึ่งไม่สามารถที่จะทำงานได้ดีเท่าที่ควร
- (4) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองไม่เพียงพอ เช่น วิทยุรับ-ส่ง, External-Mic

5.3 แนวทางการพัฒนา

ทางคณะผู้จัดทำพยายามที่จะจัดทำปฏิญญานิพนธ์อย่างเต็มความสามารถเพื่อที่จะทำให้เป็นเครื่องเข้ารหัสสัญญาณเสียงที่มีประสิทธิภาพมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ภายในระยะเวลาที่กำหนดและงบประมาณที่จำกัด แต่ก็ถือว่ามีย่อจำกัดบางอย่างที่ควรจะพัฒนาให้ดียิ่งๆ ขึ้นไป ซึ่งพอที่จะสรุปเป็นแนวทางได้ดังนี้

- (1) พัฒนาให้สามารถเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูดให้ใช้งานได้มากขงยิ่งขึ้น
- (2) พัฒนาให้สามารถเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูดให้เป็นแบบดิจิทัล ซึ่งจะทำให้คุณภาพของเสียงที่ได้ดียิ่งขึ้น
- (3) พัฒนาโดยการเขียนโปรแกรมทางด้านซอฟต์แวร์มาควบคุมการทำงานของเครื่องเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูด



บรรณานุกรม

1. “เครื่องป้องกันการดักฟัง”,วารสารเคมีคอนดัคเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 87,2531, หน้า 172-177
2. “เครื่องป้องกันการดักฟัง”,วารสารเคมีคอนดัคเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 135,2537, หน้า 58-66
3. จิตติพงษ์ ศรีสว่าง, “ การเข้ารหัสสัญญาณเสียงอย่างมีประสิทธิภาพ”, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
4. “วิทยุรับ-ส่ง 27 MHz”,วารสารเคมีคอนดัคเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 135,2537, หน้า 39-51
5. CNS GROUP, “การใช้งานอปแอมป์”,ฟิสิกส์เซนเตอร์ กรุงเทพมหานคร
6. DON J.TORRIERI. “PRINCIPLE OF SECURE COMMUNICATION SYSTEM”,ARTECH HOUSE INC,PP 367-411,1985
7. RUDOFT F.GRAT & WILLIAM SHEEL, “SCRAMBLING AND DESCRAMBLING FOR TV”,FIRST EDITION,USA,1991



ภาคผนวก ก

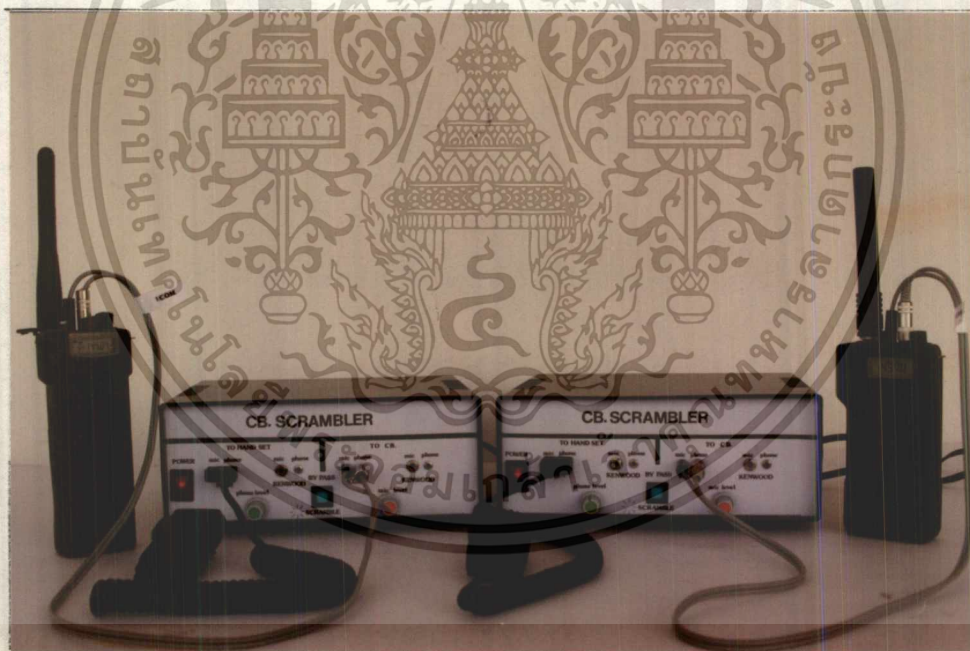
เครื่องป้องกันการดักฟัง วิทยุรับ-ส่งย่านความถี่ประชาชน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มือการใช้งาน CB SCRAMBLE

คุณสมบัติของเครื่อง CB SCRAMBLE

1. สามารถเข้ารหัสเสียงเพื่อป้องกันการดักฟังจากบุคคลภายนอก
2. สามารถพูดคุยกับสถานีอื่นได้ตามปกติ เมื่อไม่ต้องการเข้ารหัส
3. สามารถใช้ได้กับเครื่องวิทยุสื่อสาร KENWOOD, ICOM, STANDARD และยี่ห้ออื่นๆ ที่ช่อง MIC และ PHONE ที่มีขนาดและคุณสมบัติเหมือนเครื่องดังกล่าวข้างต้น
4. ชุด HANDSET ที่ใช้จะใช้ได้เฉพาะกับเครื่องวิทยุที่ยี่ห้อเดียวกันหรือทำงานเหมือนกันเท่านั้น เช่น ICOM ใช้กับ STANDARD ได้



รูปการใช้งานวิทยุรับ-ส่ง ยี่ห้อ ICOM

หมายเหตุ สาย JACK ที่ใช้ต้องเป็น JACK ที่เขียนไว้ว่า ICOM เท่านั้น

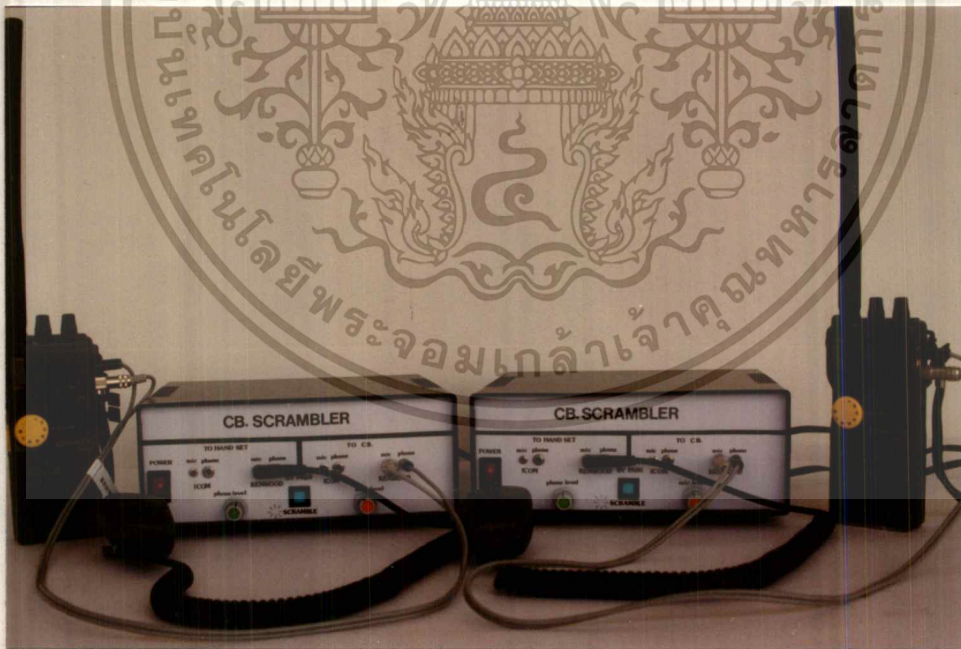
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการติดตั้งเพื่อใช้งานกับเครื่อง ICOM และ STANDARD

1. เสียบชุด HANDSET (เฉพาะHANDSET ICOM หรือ STANDARDเท่านั้น) เข้ากับช่องซ้ายสุด ที่เขียนข้างล่างไว้ว่า ICOM
2. ต่อ JACK จากช่องด้านขวามือ (TO CB) ที่เขียนกำกับข้างล่างไว้ว่า ICOM ไปยังเครื่องรับ-ส่งวิทยุหือ ICOM หรือ STANDARD โดยต่อเข้าที่ช่อง MIC และ PHONE ของเครื่อง ดังแสดงในรูป

วิธีการติดตั้งเพื่อใช้งานกับเครื่อง KENWOOD

1. เสียบชุด HANDSET (เฉพาะHANDSET KENWOOD เท่านั้น) เข้ากับช่องด้านซ้าย (TO HANDSET) ตรง JACK ที่เขียนกำกับไว้ว่า KENWOOD
2. ต่อ JACK จากช่องด้านขวามือ (TO CB) ที่เขียนกำกับข้างล่างว่า KENWOOD ไปยังช่อง MIC และ PHONE ของเครื่องรับ-ส่งวิทยุหือ KENWOOD ดังแสดงในรูป



รูปการใช้งานวิทยุรับ-ส่ง ยี่ห้อ KENWOOD

หมายเหตุ สาย JACK ที่ใช้ต้องเป็น JACK ที่เขียนกำกับไว้ว่า KENWOOD เท่านั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการใช้งานเครื่อง CB SCRAMBLE

1. เมื่อติดตั้งเครื่องเสร็จสิ้นตามขั้นตอนที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว จึงทำการเปิดเครื่องที่ปุ่ม POWER
2. สังเกตดูที่ปุ่ม BY PASS/SCRAMBLE ว่ามีไฟติดหรือไม่ ถ้าไม่ติดแสดงว่าไม่ได้ สแตรมเบิล เราสามารถพูดคุยกับสถานีอื่นได้ตามปกติ
3. ลองกดปุ่ม PTT ที่ HANDSET ดูแล้วลองพูด ถ้าที่เครื่องรับ รับสัญญาณจากเครื่องส่งเราได้แต่ ไม่มีเสียงออกลำโพง ให้ปรับที่ปุ่ม MIC LEVEL ช่วยจนที่เครื่องรับได้ยินเสียงของเรา
4. เมื่อเราเป็นฝ่ายรับ เราสามารถปรับปุ่ม PHONE LEVEL เพื่อปรับระดับความดังของเสียงที่ออก ลำโพงด้านเราได้
5. เมื่อต้องการ สแตรมเบิล ให้กดปุ่ม BY PASS/SCRAMBLE จะสังเกตมีไฟติดสว่างแสดงว่า ตอนนี้สัญญาณที่เราส่งออกไปมีการ สแตรมเบิล แล้ว สถานีอื่นที่ต้องการรับฟังและโต้ตอบกับเรา จะต้องกดปุ่มนี้เช่นเดียวกัน จึงจะพูดคุยกันรู้เรื่อง

ข้อควรระวังในการใช้งาน

1. ควรใช้สาย JACK ให้ถูกต้องกับขั้วที่ต่าง ๆ ที่กำหนดไว้ ถ้าใช้งานผิดจะใช้งานไม่ได้
2. การเปิด POWER ควรเปิดที่เครื่อง สแตรมเบิล ก่อน แล้วจึงทำการเปิดที่เครื่องวิทยุ ถ้าเปิดวิทยุ ก่อน เครื่องวิทยุอาจจะส่งค้างเนื่องจากชุด CONTROL PUSH TO TALK ของเครื่อง CB ยังทำงานค้างอยู่ต้องรอไฟเลี้ยง
3. การปิดเครื่องต้องกระทำสลับกับตอนเปิดเครื่อง คือ เริ่มปิดที่เครื่องวิทยุรับ-ส่งก่อน แล้วจึงปิดที่เครื่อง CB SCRAMBLE
4. ควรต่อให้ถูกต้องตามวิธีการติดตั้งของแต่ละขั้ว เพราะถ้าต่อผิดจะไม่สามารถใช้งานได้



ภาคผนวก ข

รายละเอียดข้อมูลและคุณสมบัติของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEF4060B

MSI

14-STAGE RIPPLE-CARRY BINARY COUNTER/DIVIDER AND OSCILLATOR

The HEF4060B is a 14-stage ripple-carry binary counter/divider and oscillator with three oscillator terminals (RS, R_{TC} and C_{TC}), ten buffered outputs (O₃ to O₉ and O₁₁ to O₁₃) and an overriding asynchronous master reset input (MR). The oscillator configuration allows design of either RC or crystal oscillator circuits. The oscillator may be replaced by an external clock signal at input RS. The counter advances on the negative-going transition of RS. A HIGH level on MR resets the counter (O₃ to O₉ and O₁₁ to O₁₃ = LOW), independent of other input conditions.

Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.

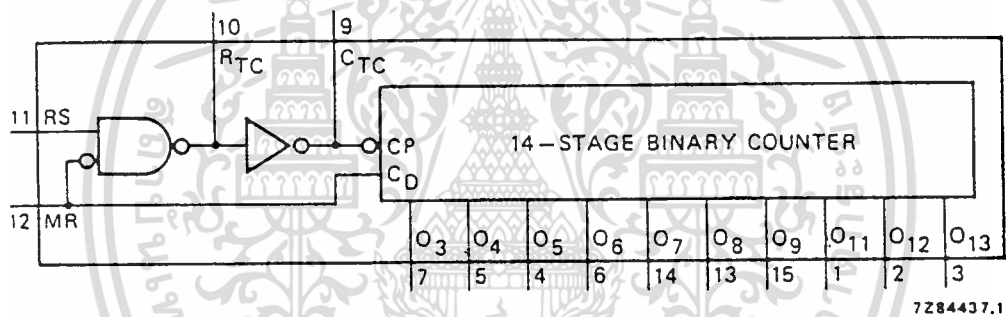


Fig. 1 Functional diagram.

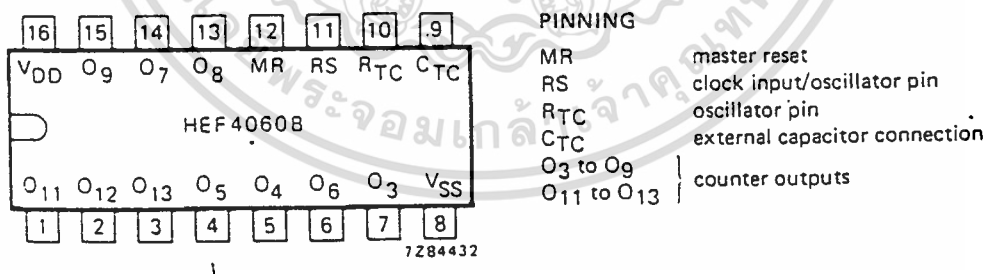


Fig. 2 Pinning diagram.

- EF4060BP : 16-lead DIL; plastic (SOT-38Z).
- EF4060BD : 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-74).
- EF4060BT : 16-lead mini-pack; plastic (SO-16; SOT-109A).

FAMILY DATA

see Family Specifications

V_{DD} LIMITS category MSI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

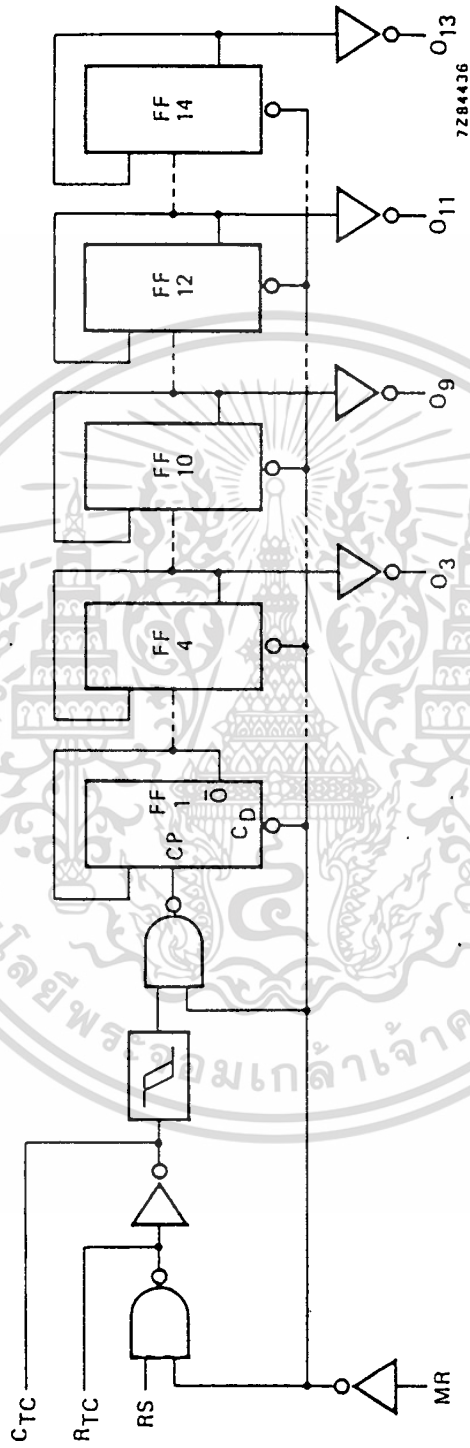


Fig. 3 Logic diagram.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0 \text{ V}; T_{amb} = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}; C_L = 50 \text{ pF}; \text{input transition times} \leq 20 \text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	typical extrapolation formula
Propagation delays $RS \rightarrow O_3$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}		210	420 ns	$183 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		80	160 ns	$69 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		50	100 ns	$42 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$	
LOW to HIGH	5	t_{PLH}		210	420 ns	$183 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		80	160 ns	$69 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		50	100 ns	$42 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$	
$O_n \rightarrow O_{n+1}$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}		25	50 ns	
	10		10	20 ns		
	15		6	12 ns		
LOW to HIGH	5	t_{PLH}		25	50 ns	
	10		10	20 ns		
	15		6	12 ns		
MR $\rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}		100	200 ns	$73 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		40	80 ns	$29 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		30	60 ns	$22 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$	
Output transition times HIGH to LOW	5	t_{THL}		60	120 ns	$10 \text{ ns} + (1,0 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60 ns	$9 \text{ ns} + (0,42 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		20	40 ns	$6 \text{ ns} + (0,28 \text{ ns/pF}) C_L$	
LOW to HIGH	5	t_{TLH}		60	120 ns	$10 \text{ ns} + (1,0 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60 ns	$9 \text{ ns} + (0,42 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		20	40 ns	$6 \text{ ns} + (0,28 \text{ ns/pF}) C_L$	
Minimum clock pulse width input RS HIGH	5	t_{WRSH}	120	60	ns	
	10		50	25	ns	
	15		30	15	ns	
Minimum MR pulse width; HIGH	5	t_{WMRH}	50	25	ns	
	10		30	15	ns	
	15		20	10	ns	
Recovery time for MR	5	t_{RMR}	160	80	ns	
	10		80	40	ns	
	15		60	30	ns	
Maximum clock pulse frequency input RS	5	f_{max}	4	8	MHz	
	10		10	20	MHz	
	15		15	30	MHz	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0 \text{ V}$; $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; input transition times $\leq 20 \text{ ns}$

	V_{DD} V	typical formula for P (μW) [*]
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$700 f_i + f_o C_L V_{DD}^2$
	10	$3300 f_i + f_o C_L V_{DD}^2$
	15	$8900 f_i + f_o C_L V_{DD}^2$
Total power dissipation when using the on-chip oscillator (P)	5	$700 f_{osc} + f_o C_L V_{DD}^2 + 2C_t V_{DD}^2 f_{osc} + 690 V_{DD}$
	10	$3300 f_{osc} + f_o C_L V_{DD}^2 + 2C_t V_{DD}^2 f_{osc} + 6900 V_{DD}$
	15	$8900 f_{osc} + f_o C_L V_{DD}^2 + 2C_t V_{DD}^2 f_{osc} + 22000 V_{DD}$

^{*} where:

f_i = input frequency (MHz)

f_o = output frequency (MHz)

C_L = load capacitance (pF)

V_{DD} = supply voltage (V)

C_t = timing capacitance (pF)

f_{osc} = oscillator frequency (MHz)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RC oscillator

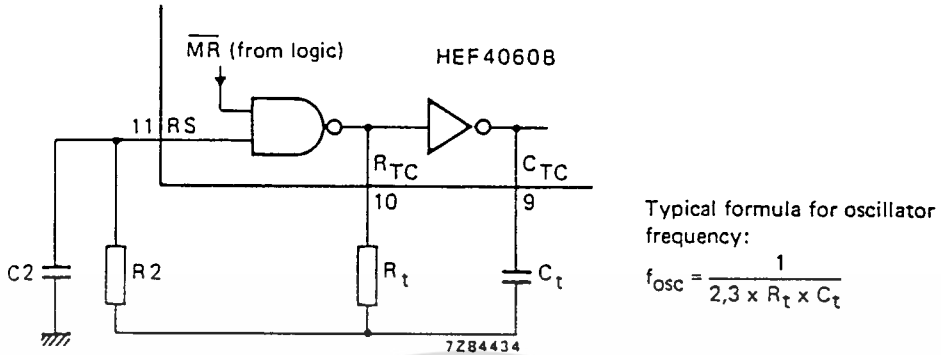


Fig. 4 External component connection for RC oscillator.

Timing component limitations

The oscillator frequency is mainly determined by $R_t C_t$, provided $R_t \ll R_2$ and $R_2 C_2 \ll R_t C_t$. The function of R_2 is to minimize the influence of the forward voltage across the input protection diodes on the frequency. The stray capacitance C_2 should be kept as small as possible. In consideration of accuracy, C_t must be larger than the inherent stray capacitance. R_t must be larger than the LOCMOS 'ON' resistance in series with it, which typically is 500Ω at $V_{DD} = 5 V$, 300Ω at $V_{DD} = 10 V$ and 200Ω at $V_{DD} = 15 V$.

The recommended values for these components to maintain agreement with the typical oscillation formula are:

- $C_t \geq 100 \text{ pF}$, up to any practical value,
- $10 \text{ k}\Omega \leq R_t \leq 1 \text{ M}\Omega$.

Typical crystal oscillator circuit

In Fig. 5, R_2 is the power limiting resistor. For starting and maintaining oscillation a minimum transconductance is necessary.

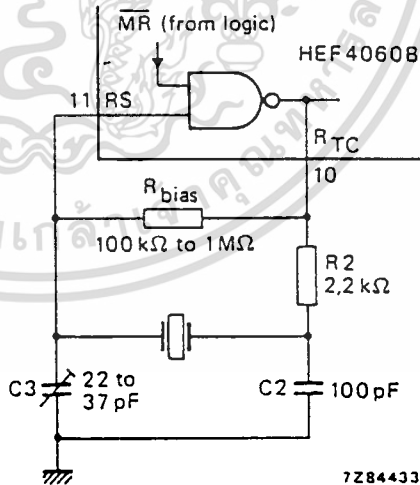


Fig. 5 External component connection for crystal oscillator.

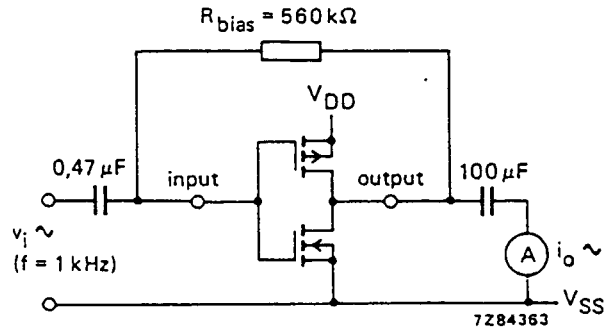


Fig. 6 Test set-up for measuring forward transconductance $g_{fs} = di_o/dv_i$ at v_o is constant (see also graph Fig. 7); MR = LOW.

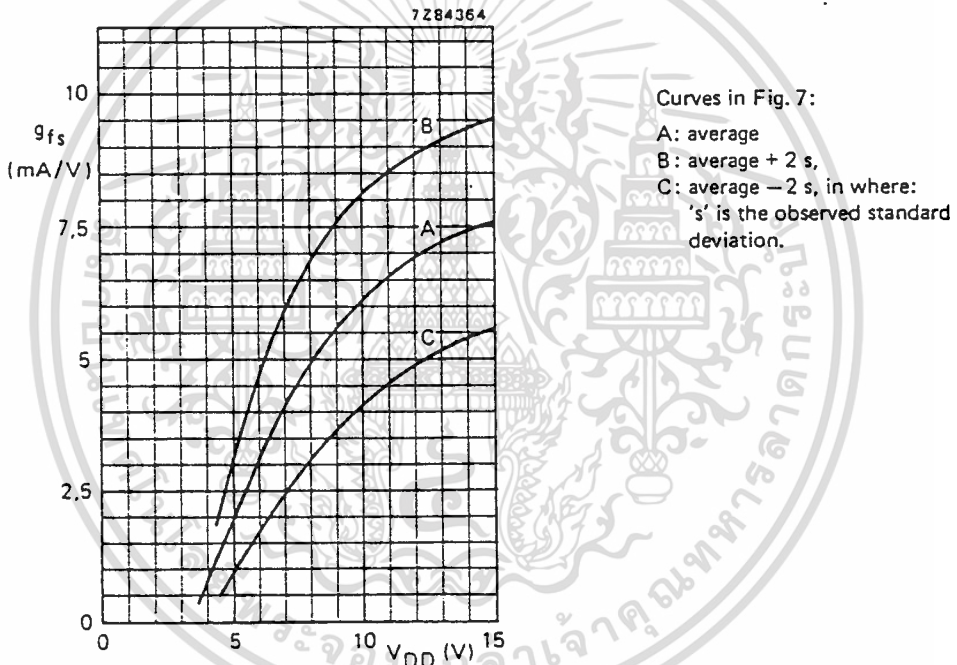


Fig. 7 Typical forward transconductance g_{fs} as a function of the supply voltage at $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

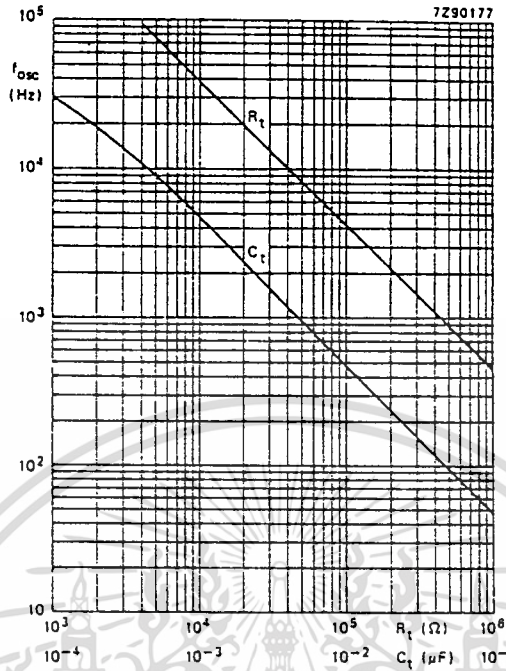


Fig. 8 RC oscillator frequency as a function of R_t and C_t at $V_{DD} = 5$ to 15 V; $T_{amb} = 25$ °C.
 C_t curve at $R_t = 100$ k Ω ; $R_2 = 470$ k Ω .
 R_t curve at $C_t = 1$ nF; $R_2 = 5 R_t$.

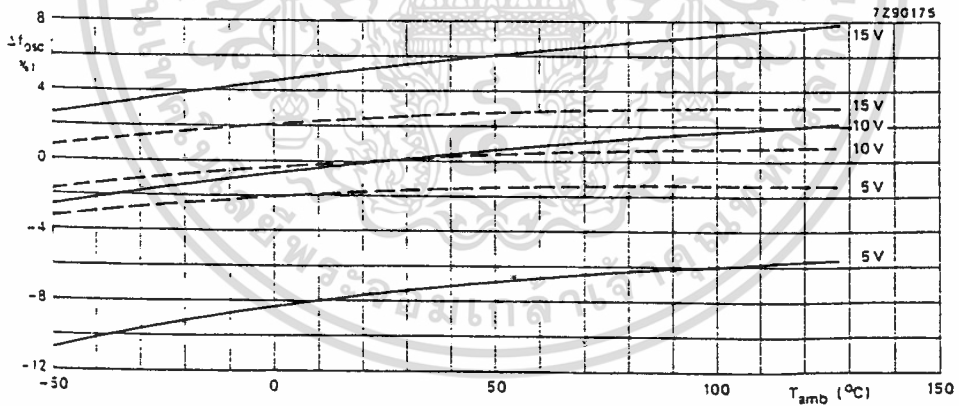


Fig. 9 Oscillator frequency deviation (Δf_{osc}) as a function of ambient temperature; referenced at: f_{osc} at $T_{amb} = 25$ °C and $V_{DD} = 10$ V.

- $R_t = 100$ k Ω ; $C_t = 1$ nF; $R_2 = 0$.
- - $R_t = 100$ k Ω ; $C_t = 1$ nF; $R_2 = 300$ k Ω .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4013B



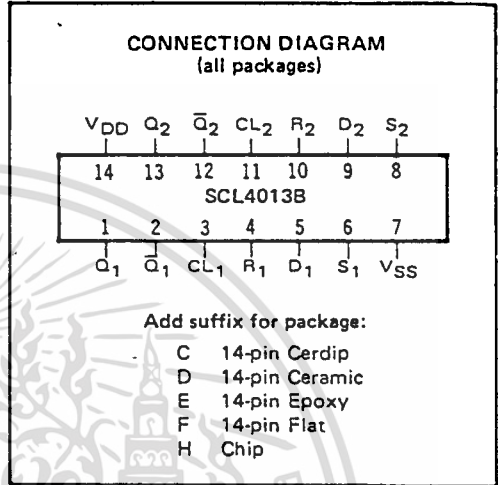
CMOS DUAL D-TYPE FLIP-FLOP

FEATURES

- ◆ Independent Set and Reset Controls
- ◆ Static Operation
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 16MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4013B consists of two identical, independent D-type Flip-Flops. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting the \bar{Q} output to the Data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the Clock pulse. Setting or resetting is independent of the Clock and is accomplished by a high level on the Set or Reset line, respectively.



TRUTH TABLE

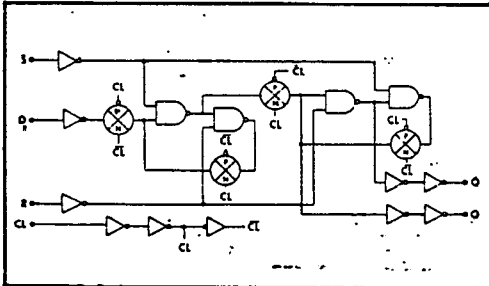
CL	D	R	S	Q	\bar{Q}	
	0	0	0	0	1	
	1	0	0	1	0	
	x	0	0	0	\bar{Q}	NO CHANGE
x	x	1	0	0	1	
x	x	0	1	1	0	
x	x	1	1	1	1	

▲ = Level Change
x = Don't Care

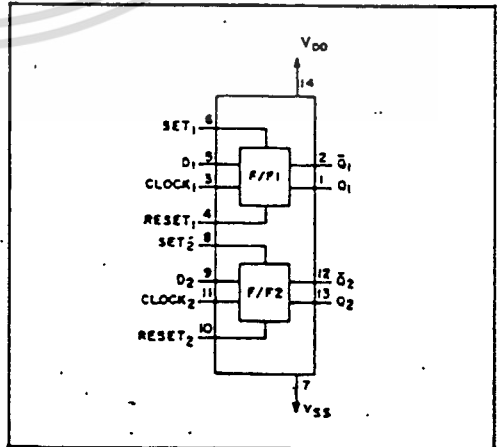
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

LOGIC DIAGRAM



BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS^{1,2}

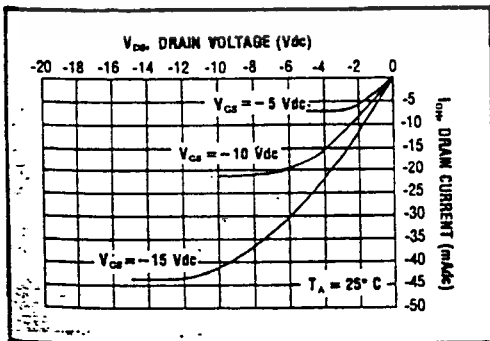
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	5 V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} 10 All valid input 15 combinations	-	1.0	-	0.005	1.0	-	30	μA _{dc}
			-	2.0	-	0.01	2.0	-	60	
			-	4.0	-	0.02	4.0	-	120	

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.

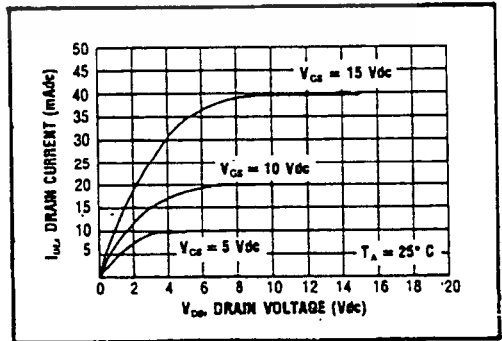
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH, tPHL}	5 10 15	-	125 65 45	250 130 90
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLN, tTHL}	5 10 15	-	100 50 40	200 100 80
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5 10 15	-	70 30 20	140 60 40
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5 10 15	3.5 8.0 12.5	7.0	-
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME ¹	t _{CL, t_{FCL}}	5 10 15	15 10 5	-	-
MINIMUM SETUP TIME	t _{setup}	5 10 15	-	25 10 7.5	50 20 15
MINIMUM HOLD TIME	t _{hold}	5 10 15	-	-25 -10 -5	0 0 0
SET AND RESET OPERATIONS					
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to Q	t _{PLH}	5 10 15	-	125 65 45	250 130 90
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW _{S, PW_R}	5 10 15	-	65 30 25	130 60 50
SET AND RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5 10 15	-	0 0 0	25 10 5

¹When 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4051B, SCL4052B
SCL4053B



CMOS ANALOG MULTIPLEXERS
/DEMULTIPLEXERS

FEATURES

- ◆ Wide Range of Digital and Analog Signal Levels: Digital-3 to 15V, Analog-to 15V_{p-p}
- ◆ Low ON-Resistance: 80Ω (typ.) over entire 15V_{p-p} Signal-Input Range for V_{DD}-V_{EE} = 15V
- ◆ High OFF-Resistance: Input Leakage ± 10pA (typ) @ V_{DD}-V_{EE} = 10V
- ◆ Logic-Level Conversion for Digital Addressing Signals of 3 to 15V (V_{DD}-V_{SS} = 3V to 15V) to Switch Analog Signals to 15V_{p-p} (V_{DD}-V_{EE} = 15V)
- ◆ Matched Switch Characteristics: ΔR_{ON} = 5Ω (typ.) for V_{DD}-V_{EE} = 18V
- ◆ Very Low Quiescent Power Dissipation under all Digital Control Input and Supply Conditions: 1μW typ. @ V_{DD}-V_{SS} = V_{DD}-V_{EE} = 10V
- ◆ Binary Address Decoding on Chip

DESCRIPTION

The SCL4051B, SCL4052B, and SCL4053B are Digitally-Controlled Analog Switches having low ON-impedance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to 15V_{p-p} can be achieved by digital signal amplitudes of 3 to 15V. For example, if V_{DD} = +5V, V_{SS} = 0V, and V_{EE} = -5V, analog signals from -5V to +5V can be controlled by digital inputs of 0 to 5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full V_{DD} - V_{SS} and V_{DD} - V_{EE} supply-voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logic "1" is present at the Inhibit input terminal all channels are OFF.

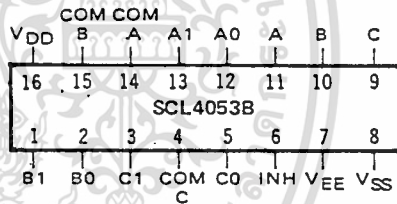
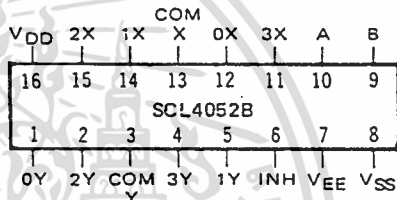
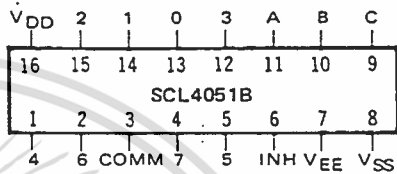
SCL4051B is a Single 8-Channel Multiplexer having three binary Control inputs, A, B, and C, and an Inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned ON and connect the input to the output.

SCL4052B is a Differential 4-Channel Multiplexer having two binary Control inputs, A and B, and an Inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

SCL4053B is a Triple 4-Channel Multiplexer having three separate digital Control inputs, A, B, and C, and an Inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

When the devices are used as demultiplexers, the "CHANNEL IN/OUT" terminals are the outputs and the "COMMON OUT/IN" terminal(s) is (are) the input(s).

CONNECTION DIAGRAMS
(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

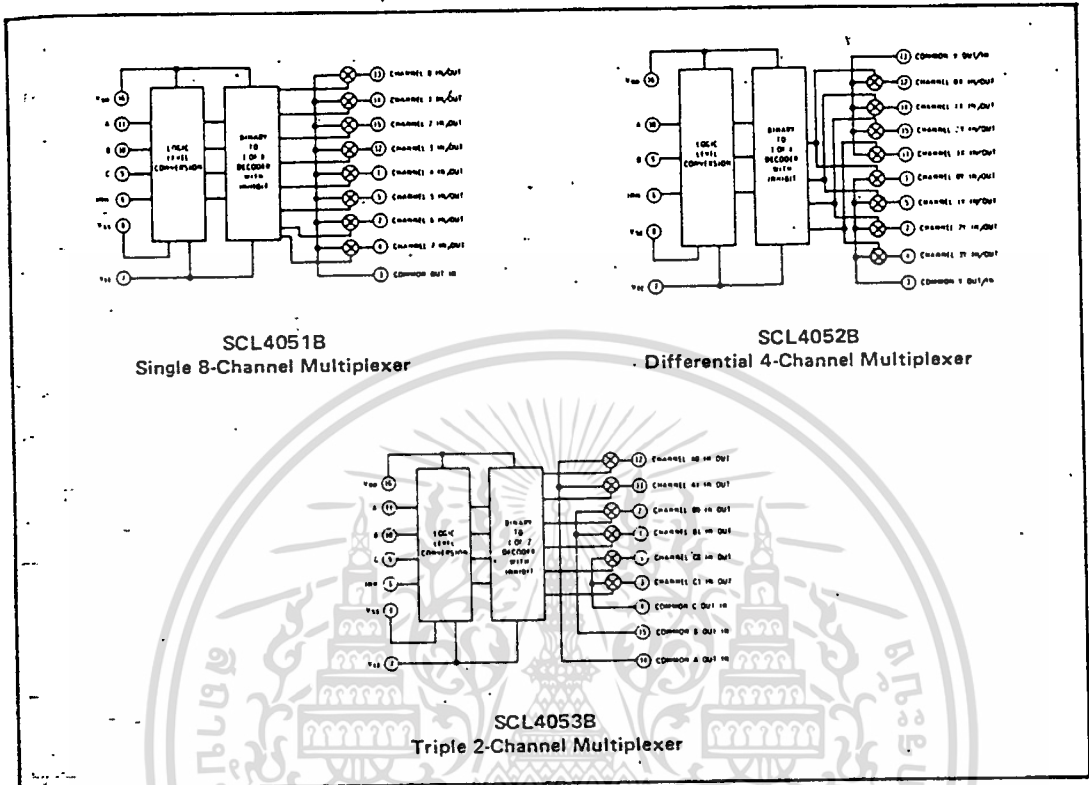
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	V _{DD} - V _{SS}	3 to 15	Vdc
	V _{DD} - V _{EE}	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T _A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

NOTE: There are no restrictions on the relative magnitudes of V_{SS} and V_{EE}, providing Absolute Maximum Ratings are observed.

SCL4051B, SCL4052B, SCL4053B

LOGIC DIAGRAMS



SCL4051B
Single 8-Channel Multiplexer

SCL4052B
Differential 4-Channel Multiplexer

SCL4053B
Triple 2-Channel Multiplexer

TRUTH TABLE

INPUT STATES				"ON" CHANNELS		
INHIBIT	C	B	A	4051	4052	4053
0	0	0	0	0	Ox, Oy	cx, bx, ax
0	0	0	1	1	1x, 1y	cx, bx, ay
0	0	1	0	2	2x, 2y	cx, by, ax
0	0	1	1	3	3x, 3y	cx, by, ay
0	1	0	0	4		cy, bx, ax
0	1	0	1	5		cy, bx, ay
0	1	1	0	6		cy, by, ax
0	1	1	1	7		cy, by, ay
1	*	*	*	NONE	NONE	NONE

* = Don't care

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS ^{1,3}

PARAMETER	CONDITIONS	V _{SS} (Vdc)	V _{DD} (Vdc)	V _{EE} (Vdc)	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	0	+5	0	-	5	-	0.05	5	-	150	μAdc		
		0	+10	0	-	10	-	0.1	10	-	300			
		0	+5	-5	-	-	-	-	-	-	-		-	
		0	+15	0	-	20	-	0.2	20	-	600			
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE (Control and Inhibit Inputs)	V _{IN} V _{IS} =V _{EE} V _{OS} =V _{DD} I _{OS} =10μA	0	5	0	-	3.5	-	2.75	3.5	-	3.5	Vdc		
		0	10	0	-	7.0	-	5.5	7.0	-	7.0			
		0	15	0	-	11.0	-	8.25	11.0	-	11.0			
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE (Control and Inhibit Inputs)	V _{IL} V _{IS} =V _{EE} V _{OS} =V _{DD} I _{OS} =10μA	0	5	0	1.5	-	1.5	2.25	-	1.5	-	Vdc		
		0	10	0	3.0	-	3.0	4.5	-	3.0	-			
		0	15	0	4.0	-	4.0	6.75	-	4.0	-			
SWITCH INPUT/ OUTPUT LEAKAGE Any channel OFF	I _{OFF} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{IS} =±7.5Vdc	0	+7.5	-7.5	-	±100	-	±0.01	±100	-	±500	nAdc		
		All channels OFF	I _{OFF} I _{nh} = 7.5Vdc V _{IS} = ±7.5Vdc SCL4051B	0	±7.5	-7.5	-	±400	-	±0.08	±400		-	±1000
				SCL4052B	-	±200	-	±0.04	±200	-	±1000			
				SCL4053B	-	±100	-	±0.02	±100	-	±1000			
ON-RESISTANCE C, D, F, H device	R _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	-	-	-	-	-	-	Ω		
		0	+15	0	-	220	-	125	280	-	400			
		-5	+5	-5	-	310	-	180	400	-	580			
		0	+10	0	-	-	-	-	-	-	-			
		-2.5	+2.5	-2.5	-	2000	-	470	2500	-	3500			
	E device	R _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	230	-	125	280	-	360	Ω	
			0	+15	0	-	-	-	-	-	-	-		
			-5	+5	-5	-	330	-	180	400	-	520		
			0	+10	0	-	-	-	-	-	-	-		
			-2.5	+2.5	-2.5	-	2100	-	470	2500	-	3200		
ON-RESISTANCE MATCH (Same Package)	ΔR _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	-	-	5	-	-	-	Ω		
		0	+15	0	-	-	-	10	-	-	-			
		-5	+10	-5	-	-	-	-	-	-	-			
		0	+10	0	-	-	-	-	-	-	-			
		-2.5	+2.5	-2.5	-	-	-	50	-	-	-			

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 These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4051B, SCL4052B, SCL4053B

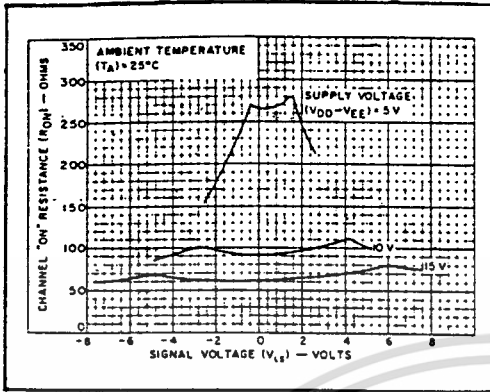
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

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

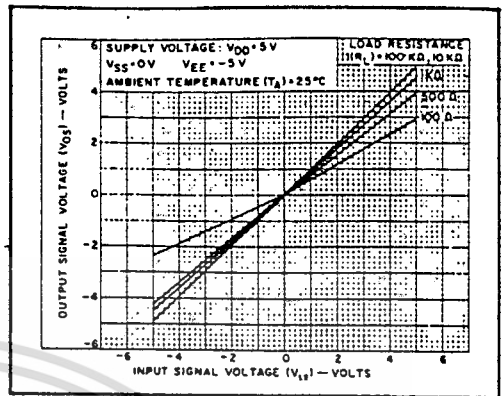
PARAMETER	CONDITIONS	V _{SS} (Vdc)	V _{DD} (Vdc)	V _{EE} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
SIGNAL INPUTS (V_i) AND OUTPUTS (V_o)									
PROPAGATION DELAY TIME ¹ Signal Input to Signal Output	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = Square Wave R _L = 10kΩ	0	5	0	—	30	60	ns	
		0	10	0	—	15	30		
		0	15	0	—	12.5	25		
BANDWIDTH (-3dB) (Sine Wave)	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = 5V _{p-p} centered @ 0.0Vdc	R _L 1kΩ	0	+5	-5	—	54	MHz	
		10kΩ	—	—	—	—	40		
		100kΩ	—	—	—	—	38		
		1MΩ	—	—	—	—	37		
INSERTION LOSS (= 20 log ₁₀ $\frac{V_{out}}{V_{in}}$)	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = 5V _{p-p} centered @ 0.0Vdc	R _L 1kΩ	0	+5	-5	—	2.3	dB	
		10kΩ	—	—	—	—	0.2		
		100kΩ	—	—	—	—	0.1		
		1MΩ	—	—	—	—	0.05		
SIGNAL DISTORTION (Sine Wave)	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = 5V _{p-p} centered @ 0.0Vdc f _b = 1.0kHz R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	—	0.1	—	%	
		-5	+5	-5	—	0.2	—		
		-2.5	+2.5	-2.5	—	1.0	—		
FEEDTHROUGH (-40dB)	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = 5V _{p-p} centered @ 0.0Vdc	R _L 1kΩ	0	+5	-5	—	1250	kHz	
		10kΩ	—	—	—	—	140		
		100kΩ	—	—	—	—	18		
		1MΩ	—	—	—	—	2		
CROSSTALK (-40dB) Between two switches	Inh = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = 5V _{p-p} centered @ 0.0Vdc R _L = 1.0kΩ	0	+5	-5	—	1.0	—	MHz	
CAPACITANCE Input	Inh = V _{DD}	C _{in}	0	+5	-5	—	5	pF	
		Common	SCL4051B	—	—	—	—		30
			SCL4052B	0	+5	-5	—		18
			SCL4053B	—	—	—	—		10
Feedthrough	C _{oss}	0	+5	-5	—	0.2	pF		
CONTROL INPUTS									
PROPAGATION DELAY TIME ¹ Turn on	Inh = V _{SS} V _{EE} < V _b < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+7.5	-7.5	—	160	320	ns	
		0	+15	0	—	120	240		
		0	+5	-5	—	225	450		
		0	+10	0	—	160	320		
		-2.5	+2.5	-2.5	—	400	800		
		0	+5	0	—	360	720		
INHIBIT INPUT PROPAGATION DELAY TIME Turn on	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _b = V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+7.5	-7.5	—	160	320	ns	
		0	+15	0	—	120	240		
		0	+5	-5	—	200	400		
		0	+10	0	—	160	320		
		-2.5	+2.5	-2.5	—	400	800		
		0	+5	0	—	360	720		
INHIBIT RECOVERY TIME ²	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _b < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+7.5	-7.5	—	150	300	ns	
		0	+15	0	—	80	160		
		0	+5	-5	—	200	400		
		0	+10	0	—	105	210		
		-2.5	+2.5	-2.5	—	300	600		
		0	+5	0	—	225	450		

Notes: ¹ Channel Overlap time – interval following change of control input during which two channels may be ON simultaneously.
² Interval following removal of Inhibit during which channel information is invalid.

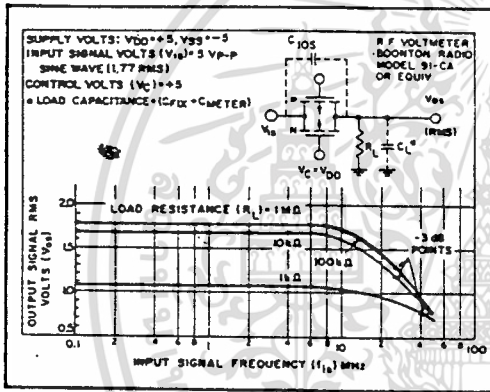
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



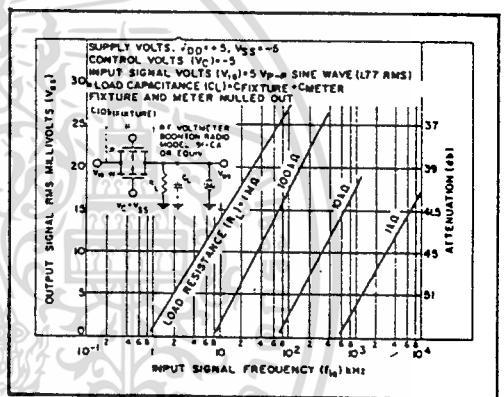
Typical Channel "ON" resistance vs. signal voltage



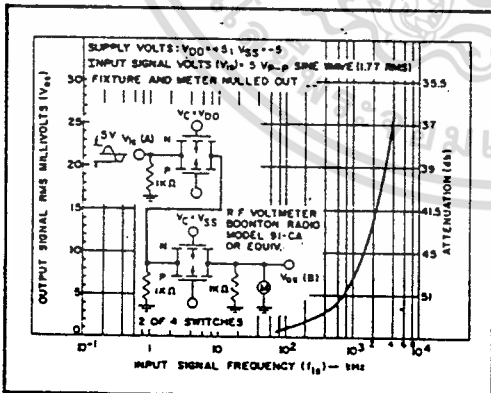
Typical "ON" characteristics



Typ. switch frequency response-switch "ON"

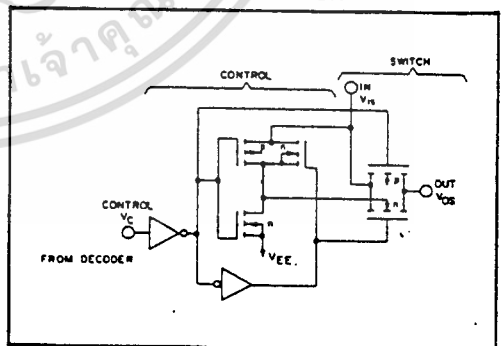


Typ. feedthru vs. freq. - switch "OFF"



Typ. crosstalk between switch circuits in the same package

SCHEMATIC DIAGRAM OF ONE SWITCH



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4516B



CMOS
BINARY UP/DOWN COUNTER

FEATURES

- ◆ Internally Synchronous for High Speed
- ◆ Asynchronous Preset Enable
- ◆ Asynchronous Reset
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 6MHz Counting Rate @ 10Vdc
- ◆ Carry Output for Cascading Stages

DESCRIPTION

The SCL4516B consists of a four-stage Up/Down Counter with provisions for "look-ahead" carry in both counting modes. The inputs consist of a single Clock, Carry-in (Clock Enable), Reset, Up/Down, Preset Enable, and four individual Jam signals. Four separate buffered Q signals and a Carry-out signal are provided as outputs.

A high Preset Enable signal allows information on the Jam inputs to preset the counter to any state asynchronously with the Clock. A high on the Reset line resets all stages to the "zero" state. The counter is advanced one count at the positive transition of the Clock when the Carry-in and Preset Enable signals are low. Advancement is inhibited when the Carry-in or Preset Enable signals are high. The Carry-out signal is normally high and goes low when the counter reaches its maximum count in the Up mode or the minimum count in the Down mode, provided the Carry-in signal is low. The Carry-in signal in the low state can thus be considered a "Clock Enable." The Carry-in terminal must be connected to V_{SS} when not in use.

The counter counts Up when the Up/Down input is high, and Down when the Up/Down input is low. Multiple packages can be connected in either a parallel-clocking or a ripple-clocking arrangement. Parallel clocking provides synchronous control and hence faster response from all counting outputs. Ripple-clocking allows for longer clock input rise and fall times.

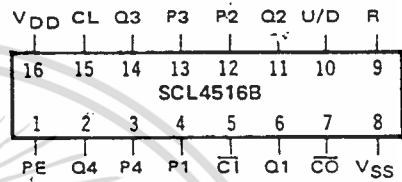
This counter finds primary use in up/down and differential counting and frequency synthesizer applications. It is also useful in A/D and D/A conversion and for magnitude and sign generation.

TRUTH TABLE

CARRY IN	UP/DOWN	PRESET ENABLE	RESET	ACTION
1	X	0	0	No Count
0	1	0	0	Count Up
0	0	0	0	Count Down
X	X	1	0	Preset
X	X	X	1	Reset

X = Don't Care

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

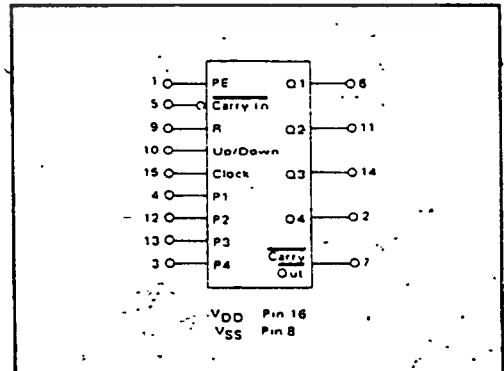
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

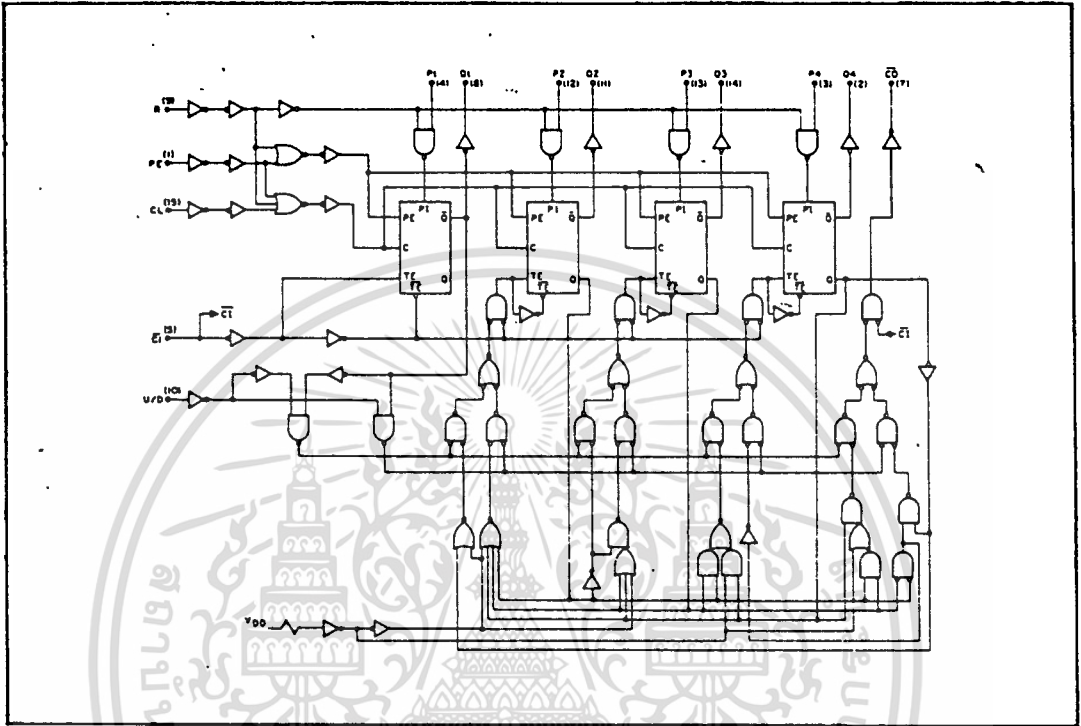
DC Supply Voltage	V _{DD} - V _{SS}	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T _A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

BLOCK DIAGRAM

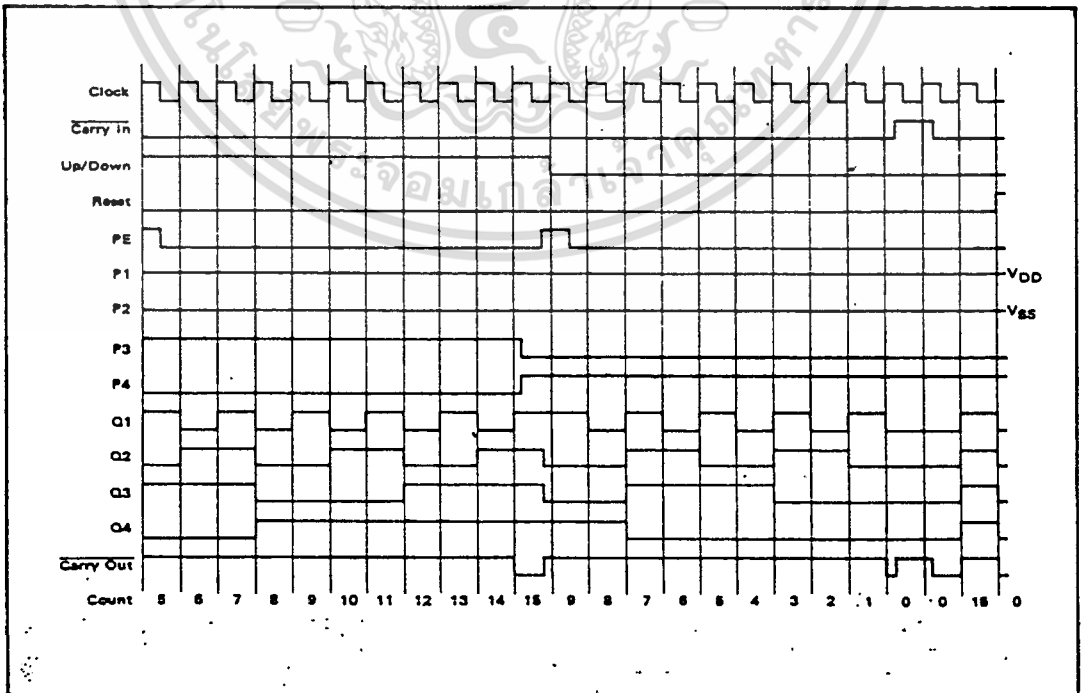


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOGIC DIAGRAM



TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4516B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS¹

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ³		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT I _{DD}	5	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	—	5	—	0.05	5	—	150	μA _{dc}
	10		—	10	—	0.1	10	—	300	
	15		—	20	—	0.2	20	—	600	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

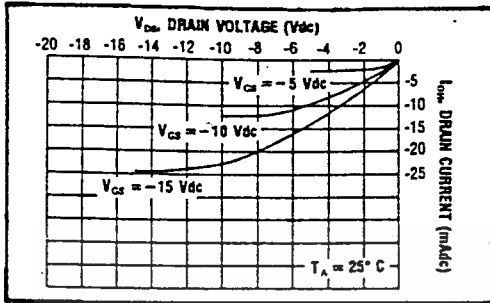
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

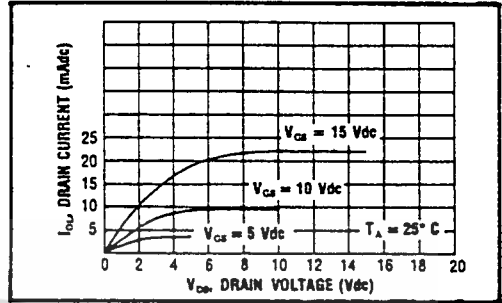
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
CLOCKED OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME Clock to Q	t _{PLH} , t _{PHL}	5	—	325	650	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
Clock to Carry Out		5	—	325	650	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
Carry In to Carry Out		5	—	175	350	ns
		10	—	75	150	
		15	—	65	110	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	—	130	260	ns
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	—	170	340	ns
		10	—	85	170	
		15	—	70	140	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	1.5	3.0	—	MHz
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME ¹	t _{rCL} , t _{fCL}	5	15	—	—	μs
		10	15	—	—	
		15	15	—	—	
MINIMUM SETUP TIME Carry In	t _{setup}	5	—	130	260	ns
		10	—	65	130	
		15	—	50	100	
Up/Down		5	—	250	500	ns
		10	—	100	200	
		15	—	75	150	
PRESET OR RESET OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME Preset Enable or Reset to Q	t _{PLH} , t _{PHL}	5	—	325	650	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
Preset Enable or Reset to Carry Out		5	—	410	820	ns
		10	—	165	330	
		15	—	130	260	
MINIMUM PRESET ENABLE OR RESET PULSE WIDTH	PW _{PE} , PW _{PR}	5	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
PRESET ENABLE OR RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	—	325	650	ns
		10	—	110	220	
		15	—	90	180	

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.

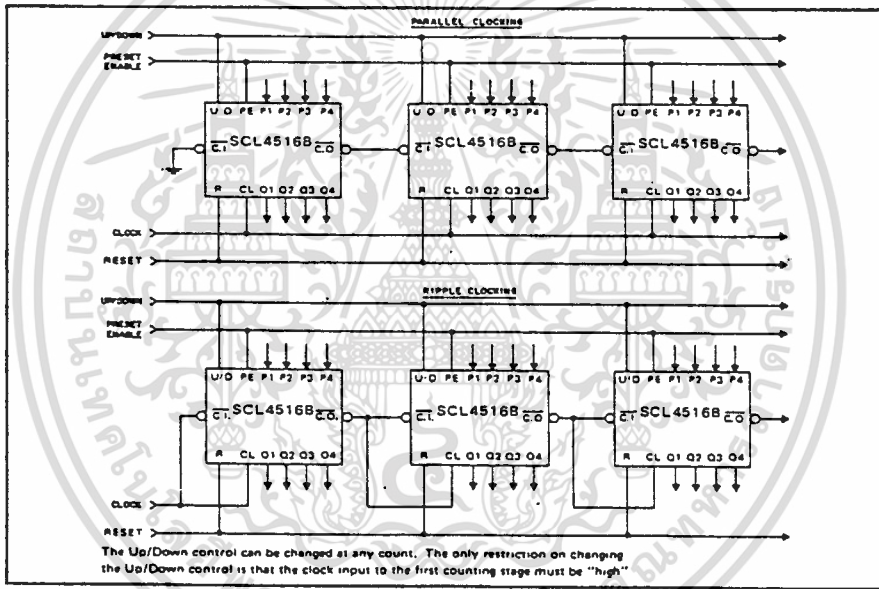


Typical P-Channel Source Current Characteristics

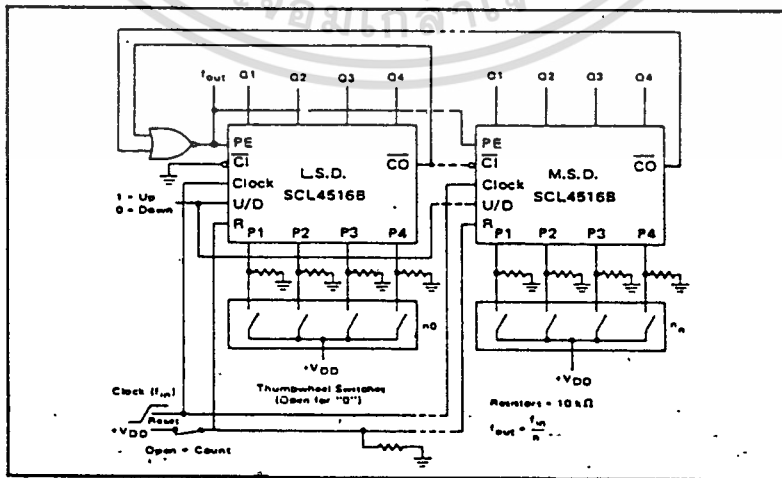


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

APPLICATIONS INFORMATION
CASCADING COUNTERS



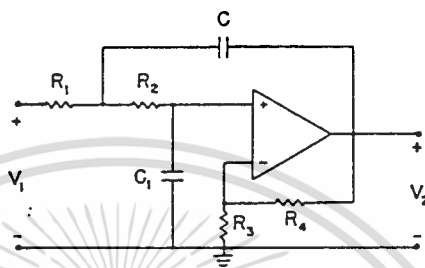
Cascading counter packages.



Programmable Cascaded Frequency Divider

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SUMMARY OF LOW-PASS SECOND-ORDER FILTER DESIGN PROCEDURE



General circuit.

Procedure

Given f_c (Hz), gain, and filter type (Butterworth or Chebyshev), perform the following steps:

1. Select a value of capacitance C , determining a K parameter from Fig. 2.10a if f_c is between 1 and $10^2 = 100$, from Fig. 2.10b if f_c is between 100 and $10^4 = 10,000$, and from Fig. 2.10c if f_c is between 10,000 and $10^6 = 1,000,000$ Hz.
2. Using this value of K , find the remaining element values of the circuit from the appropriate one of Figs. 2.11 through 2.15 for the Butterworth filter, and Figs. 2.16 through 2.27 for the Chebyshev filter, depending on the gain and, in the Chebyshev case, the dB ripple desired.
3. Select standard element values which are as close as possible to those indicated on the graph and construct the circuit.

Comments and Suggestions

The curves are designed for 35 standard values of capacitance. Any intermediate values of capacitance may be used by observing that dividing the capacitance values by a constant k multiplies the cutoff frequency f_c by k . The resistances remain unchanged. This procedure of changing the capacitances may be accomplished by interpolation on the frequency versus K parameter graphs.

If the op-amp to be used has a low-input resistance (less than

250 k Ω), values of K from 1 to 10 give best results. For higher input resistances (like 1 M Ω), K values up to 25 are acceptable, and for very high input resistances, such as those associated with FET op-amps, values of K up to 100 may be used in most cases.

The values on the graphs for R_3 and R_4 were determined to minimize the dc offset of the op-amp. Other values of R_3 and R_4 may be used as long as the ratio R_4/R_3 is the same as that of the graph values. Standard element values of 5% tolerance normally yield acceptable results, but for best performance higher precision elements with values close to the graph values should be used. This is especially true for the higher gains where the element values are much more critical.

Finally there must be a dc return to ground at the filter input, the open-loop gain of the op-amp should be at least 50 times the gain of the filter at f_c , and the desired peak-to-peak voltage at f_c should not exceed $10/\pi f_c$ times the slew rate of the op-amp.

A specific example of a second-order design is given in Sec. 2.3.

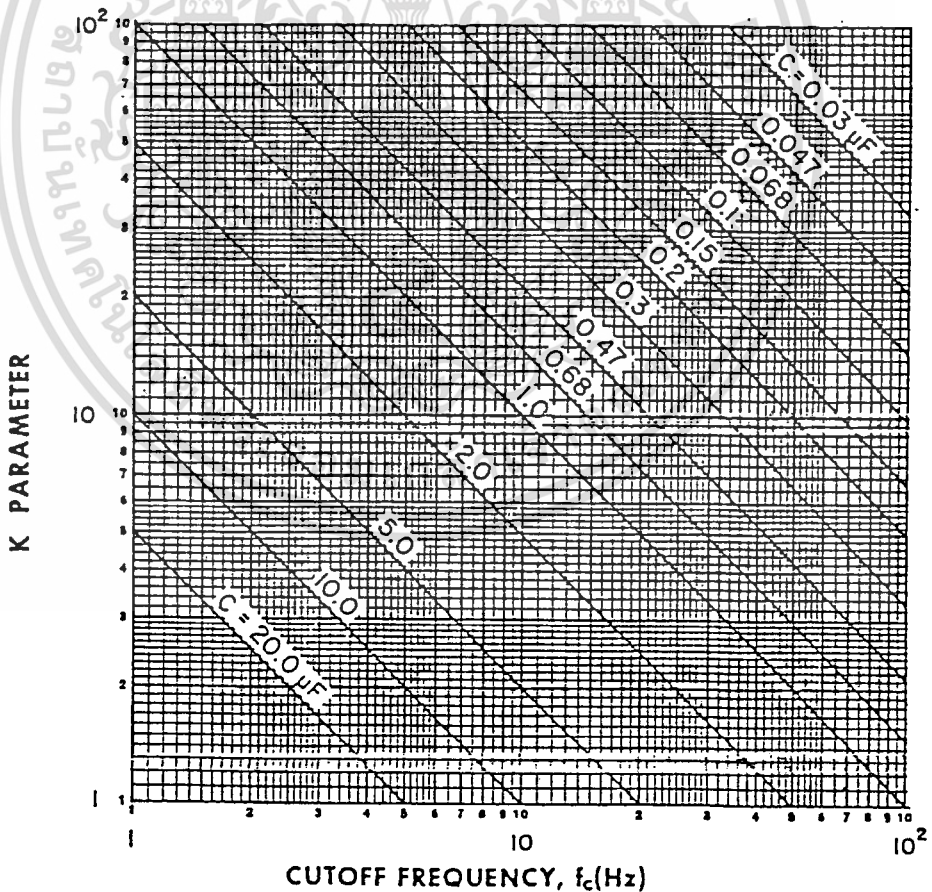


Fig. 2.10. (a) K parameter versus frequency.

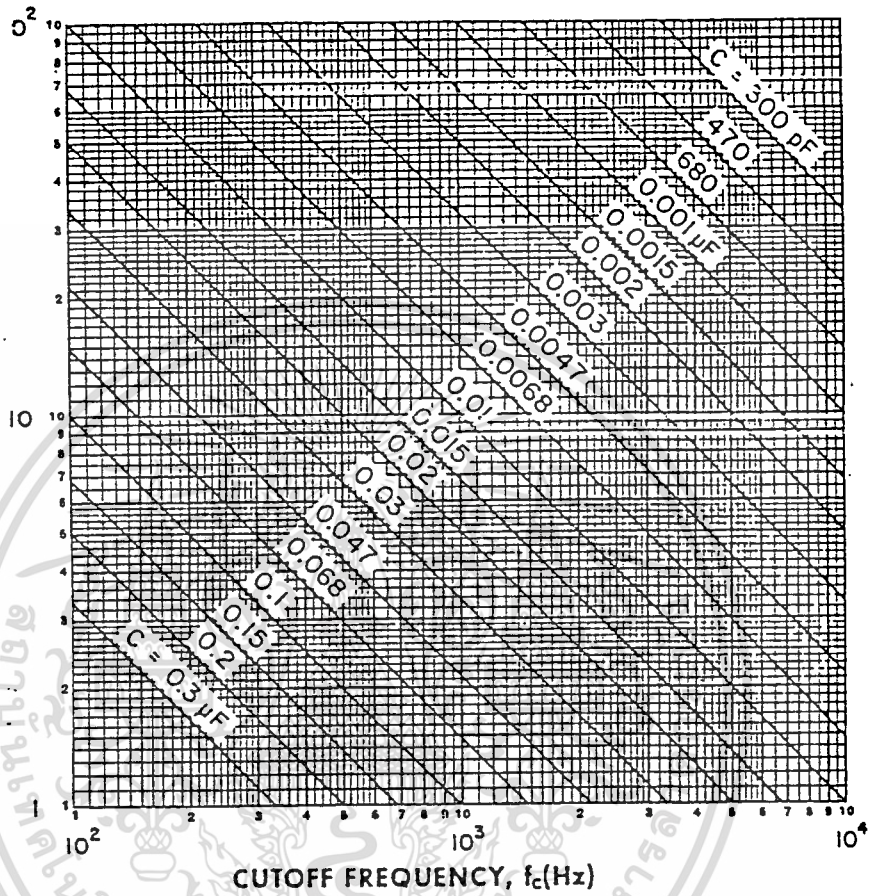


Fig. 2.10. (b) K parameter versus frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

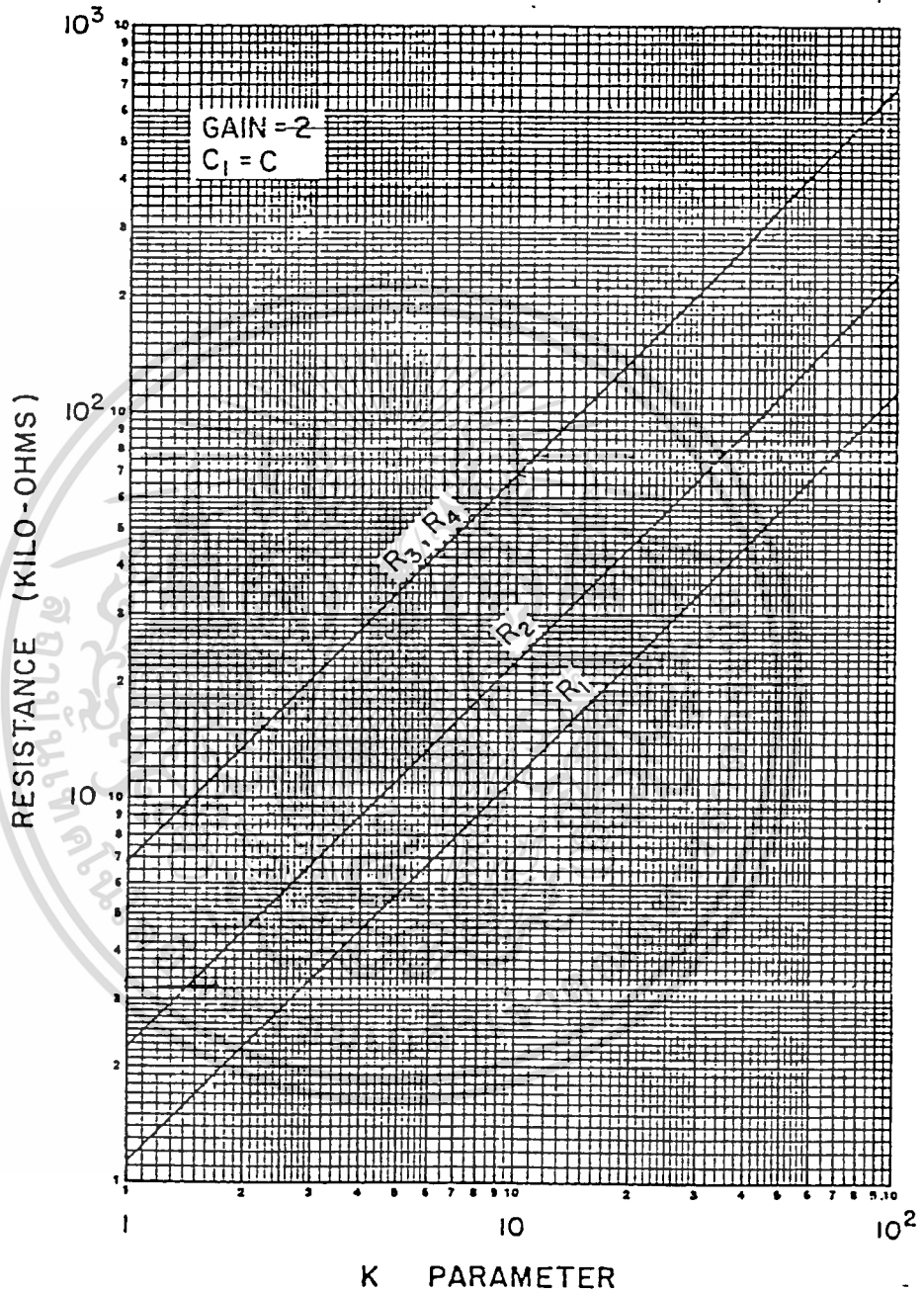


Fig. 2.11. Second-order low-pass Butterworth filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

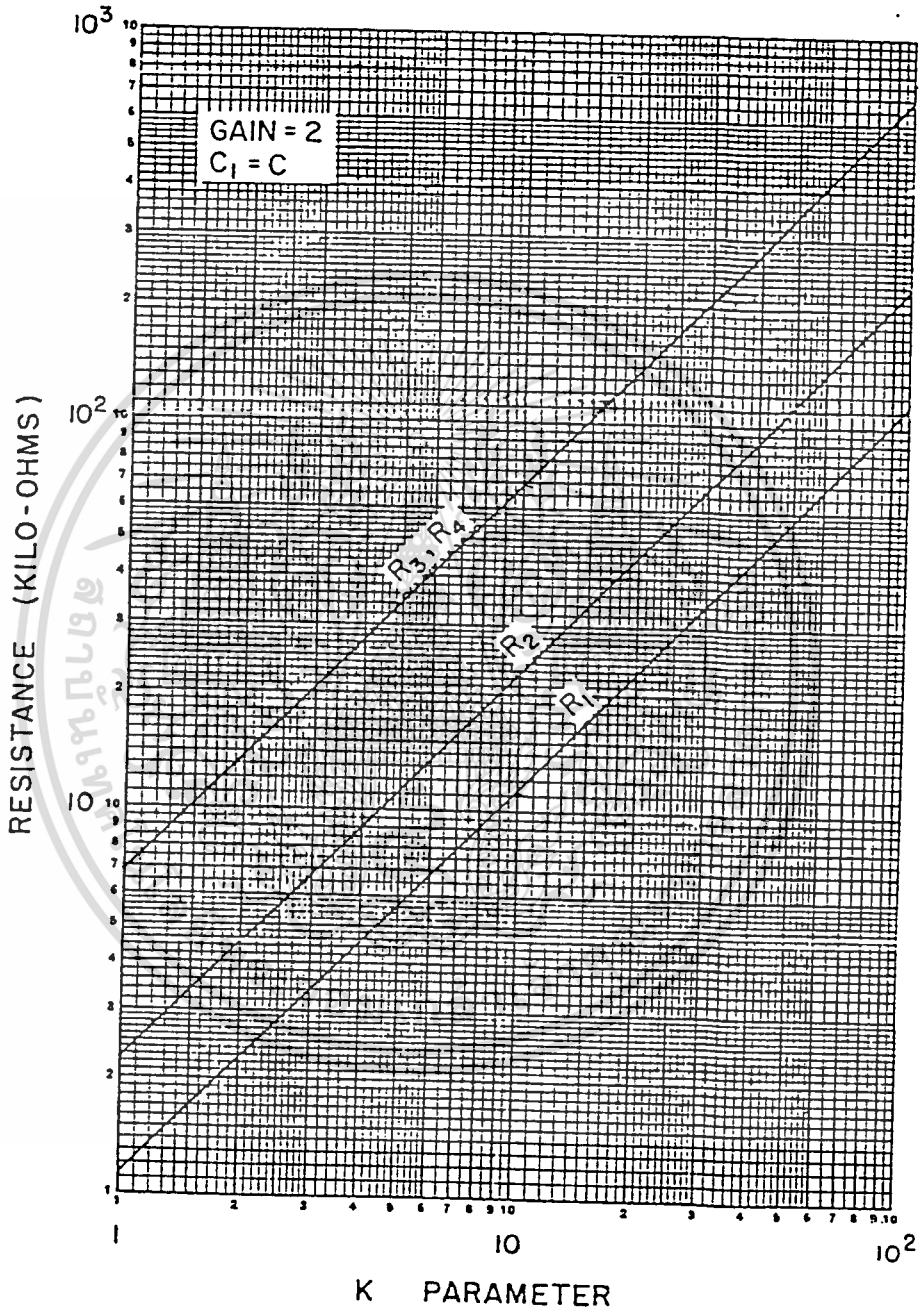
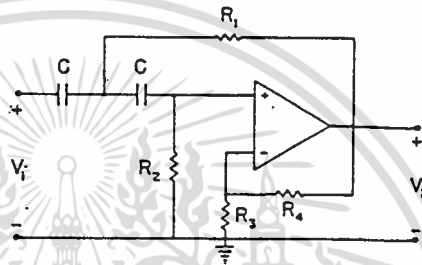


Fig. 2.11. Second-order low-pass Butterworth filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SUMMARY OF HIGH-PASS SECOND-ORDER FILTER DESIGN PROCEDURE



General circuit.

Procedure

Given f_c (Hz), gain, and filter type (Butterworth or Chebyshev), perform the following steps:

1. Select a value of capacitance C , determining a K parameter from Fig. 3.6a if f_c is between 1 and $10^2 = 100$, from Fig. 3.6b if f_c is between 100 and $10^4 = 10,000$, and from Fig. 3.6c if f_c is between 10,000 and $10^6 = 1,000,000$ Hz.
2. Using this value of K , find the resistance values of the circuit from the appropriate one of Figs. 3.7 through 3.12 for the Butterworth filter, and Figs. 3.13 through 3.24 for the Chebyshev filter, depending on the gain and, in the Chebyshev case, the dB ripple desired.
3. Select standard resistance values which are as close as possible to those indicated on the graph and construct the circuit.

Comments and Suggestions

These are exactly like those of the low-pass second-order case, except that the dc return to ground is already satisfied by the resistor R_2 .

A specific example is given in Sec. 3.2.

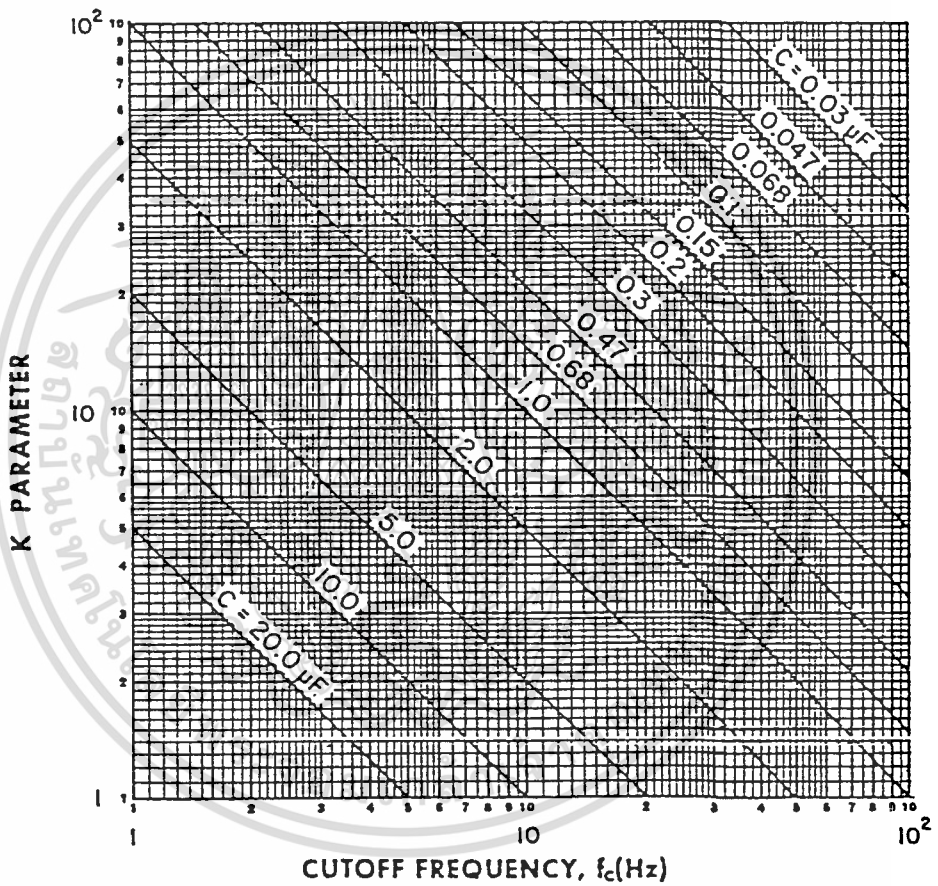


Fig. 3.6. (a) K parameter versus frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

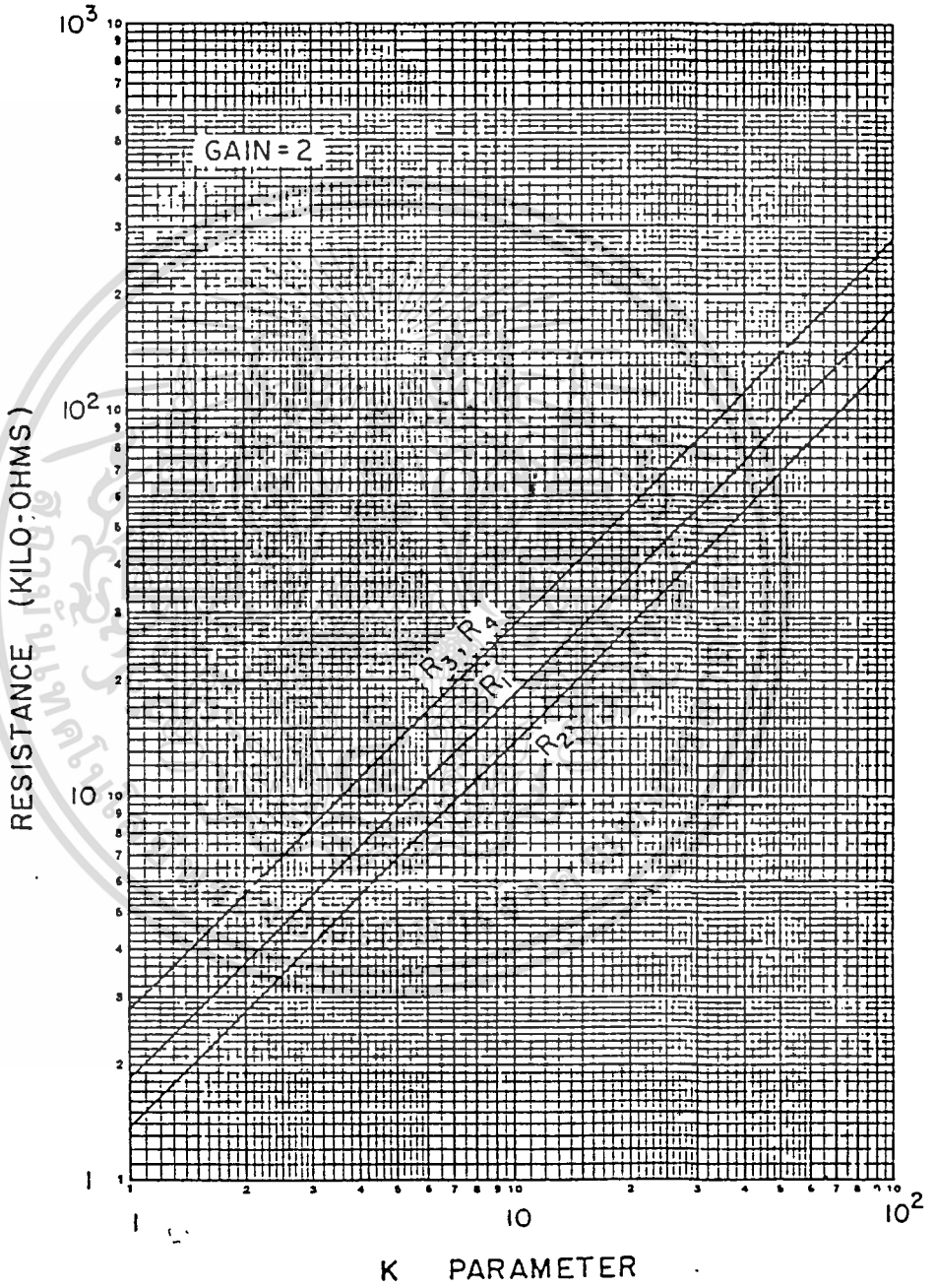


Fig. 3.8. Second-order high-pass Butterworth filter.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ศึกษาวิจัย ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้