สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มที่สามารถถอดรหัสอาร์ดีเอสได้

FM RECEIVER RDS SYSTEM

โดย

นายพิชัย งามพริ้ง

นายพูนทวี สังขะจันทร์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42171
วัน, เดือน, ปี 14 พ.ค. 2545

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องรับเอฟเอ็มที่สามารถถอดรหัสอาร์ดีเอสได้			
ชื่อนักศึกษา	นายพิชัย	งามพริ้ง	รหัสประจำตัว	42015609
	นายพูนทวี	สังขะจันทร์	รหัสประจำตัว	42015610
อาจารย์ที่ปรึกษา	อ. กฤดากร	กล่อมการ		
ระดับการศึกษา	ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต			
	สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม			
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม			
ปีการศึกษา	2543			

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต

.....หัวหน้าภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

(ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....อ.ที่ปรึกษา

(อ. กฤดากร กล่อมการ)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis title	FM receiver RDS system
Student	Mr. Pichai Ngampring
	Mr. Poontawee Sungkhachan
Thesis advisor	Mr. Kitdakorn Klomkarn
Level of study	Bachelor degree of industrial technology telecommunication
Department	Industrial Technology
Academic year	2000

Accepted by the faculty of engineering, King mongkul's institute of technology ladkrabang in partial fulfillment of the requirements for the bachelor's degree

.....Chairman
(Asst.Prof.Uthai Sritheeravirojana)

Project report committee

.....Advisor
(Mr. Kitdakorn Klomkarn)

.....Member
(.....)

.....Member
(.....)

.....Member
(.....)

.....Member
(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับวิทยุเอฟ เอ็ม ที่สามารถถอดรหัสอาร์ ดี เอส ได้

โดย	นายพิชัย	งามพริ้ง
	นายพูนทวี	สังขะจันทร์
อาจารย์ที่ปรึกษา	อ. กฤดากร	กล่อมการ
ปีการศึกษา	2543	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอระบบอาร์ดีเอส รวมทั้งการออกแบบ การทดลองและการสร้างเครื่องรับของระบบนี้ โดยที่ข้อมูลที่รับเข้ามาจะถูกประมวลผลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ได้รับมาบนจอขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM RECEIVER RDS SYSTEM

BY Mr.Pichai Ngampring
Mr.Poontawee SungKhachan

ADVISOR Mr.Kitdakron Klomkarn

YEAR 2000

Abstract

This thesis presents the RDS system designing proposed method. The receiver is also built the received data has processed by a microcontroller , which can be dispplayed on mini monitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำขึ้นเป็นผลสำเร็จ ทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณท่านบูรพาจารย์ทั้งหลายท่านผู้เขียนเอกสารและตำราอ้างอิงต่างๆ โดยเฉพาะอาจารย์ที่ปรึกษา อ.กฤดากร กล่อมการ เป็นอย่างสูงที่ช่วยกรุณาถ่ายทอดความรู้ดูแลและเอาใจใส่กระผมเป็นอย่างดี จนทำให้โครงงานชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี และขอบพระคุณบิดา – มารดา ที่เฝ้าตรากตรำทำงานส่งเสียให้พวกเราเรียนจนสำเร็จ ขอบคุณสำหรับกำลังใจจากเพื่อนๆที่ช่วยเหลือและค่อยให้กำลังใจมาโดยตลอด ทั้งนี้คณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ให้โอกาสคณะผู้จัดทำได้มีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ สถาบันแห่งนี้

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ รวมถึงแนวทางความคิดและแนวทางปฏิบัติให้แก่คณะผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จผลตามเป้าหมายทุกประการ

นายพิชัย งามพริ้ง
นายพูนทวี สังขะจันทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญภาพ	ฉ
บทที่1 บทนำ	1
1.1 จุดมุ่งหมายของโครงงาน	1
1.2 กล่าวนำ	1
บทที่2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 Radio data system(RDS)	3
2.1.1 คลื่นพาห์ย่อยของข้อมูล(Data sub-carrier)	3
2.1.2 สัญญาณข้อมูล(Data signal)	4
2.2 หลักการเครื่องรับวิทยุ	6
2.2.1 การเลือกความถี่ IF และออสซิเลเตอร์	7
2.2.2 การตัดสัญญาณอิมเมจ	8
2.2.3 ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง	9
2.2.4 การควบคุมขยายอัตโนมัติ	11
2.3 การมอดูเลชั่นทางความถี่	13
2.3.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ	15
2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	19
2.3.4 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้าง	22
2.3.5 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	26
2.3.6 การใช้วงจรพรีเอมฟาซีสและวงจรดีเอ็มฟาซีสในระบบเอฟเอ็ม	29
2.4 รายละเอียดโดยสังเขปของไอซี SAA6579	34
2.4.1 ส่วนของฟิลเตอร์(Filter part)	34
2.4.2 ส่วนของดิจิตอล(Digital part)	34
2.4.3 ส่วนของเวลา	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่3 หลักการและการออกแบบ	36
3.1 แนวคิดและที่มา	36
3.2 ขั้นตอนการออกแบบ	36
3.2.1 ชุดจำลองข้อมูล	37
3.2.2 ภาครับ	38
บทที่4 การทดลอง	39
4.1 ขั้นตอนการทดลอง	39
4.1.1 ชุดจำลองข้อมูล	40
4.1.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์	41
4.1.3 ภาคประมวลผลและแสดงข้อมูล	42
บทที่5 บทสรุปและวิจารณ์	43
บรรณานุกรม	ซ
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1.1 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณคอมโพสิต ออดิโอและสัญญาณ RDS	3
รูปที่ 2.1.2 สเปคตรัมของ Bi-phase code	4
รูปที่ 2.1.3 ชุดเข้ารหัสของระบบ RDS	5
รูปที่ 2.2.1 (a) เครื่องรับวิทยุซุปเปอร์เฮทเตอร์โรไดน์ (b) สัญญาณสเปคตรัมของเครื่องรับ	6
รูปที่ 2.2.2 (a)วงจรจูนแบบขนาน (b) การตัดความถี่อิมเมจ	9
รูปที่ 2.2.3 ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง	10
รูปที่ 2.2.4 การควบคุมการขยายอัตโนมัติ	12
รูปที่ 2.3.1 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มโดยอาศัยวงจรมอดูเลเตอร์	15
รูปที่ 2.3.3 แผนผังของระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มชนิดแบนด์แคบ	19
รูปที่ 2.3.4 ระบบการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มโดยอ้อมตามวิธีการอาร์มสตรอง	23
รูปที่ 2.3.5 แผนผังของวงจรเพิ่มความถี่และวงจรย้ายความถี่	25
รูปที่ 2.3.6 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	28
รูปที่ 2.3.7 ค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวนในระบบเอฟเอ็มก่อนและหลังการใช้วงจรพรีเอ็มฟาซีส-ดีเอ็มฟาซีส	29
รูปที่ 2.3.8 พรีเอ็มฟาซีส-ดีเอ็มฟาซีสที่ใช้ RC และภาพวาดของโบ	30
รูปที่ 2.3.9 การเขียนเวคเตอร์หมุนและเฟเซอร์แสดงผลที่เกิดจากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม	32
รูปที่ 3.1 (ก)บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง (ข) บล็อกไดอะแกรมภาครับ	36
รูปที่ 3.2 บล็อคไดอะแกรมของชุดจำลองข้อมูล	37
รูปที่ 3.3 โฟล์ชาร์ตการประมวลผลข้อมูล	38
รูปที่ 4.1 รูปสัญญาณจากชุดจำลองข้อมูล(CH1)และสัญญาณนาฬิกา(CH2)	39
รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณนาฬิกาของเครื่องเข้ารหัส(CH1)และสัญญาณจากขา16 ของไอซีSAA6579	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณของเอาท์พุตชุดจำลองข้อมูล(CH1)และสัญญาณจากขา2 ของไอซี SAA6579	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 จุดมุ่งหมายของโครงงาน

เพื่อศึกษาระบบ RDS (Radio Data System)และสร้างเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็ม(FM)ระบบ RDS ได้

1.2 กล่าวนำ

ความบันเทิงและการศึกษาคือจุดประสงค์หลักขององค์กรที่แพร่ภาพและเสียงมีอยู่หลายระบบที่สถานีแพร่ภาพใช้ในการส่ง เช่นในกรณีของสัญญาณโทรทัศน์จะทำการสำรองช่องเวลาใช้งานอย่างอื่นด้วยเช่น เทเลเท็กซ์ (Teletext) โดยที่ไม่รบกวนสัญญาณภาพหรือเสียงเลย

ในการกระจายเสียงสัญญาณวิทยุไม่ได้มีการสำรองช่องเวลานี้ไว้ดังนั้นหากจะเพิ่มเข้าไปจะต้องเพิ่มคลื่นพาห์ย่อย (Sub-Carrier). เข้าไปซึ่งสามารถเพิ่มได้ทั้งทางด้านต่ำกว่าหรือสูงกว่าสัญญาณเสียงก็ได้ ข้อมูลที่ส่งไปจะมีอัตราที่จำกัดเนื่องจากการมอดดูเลตทางเฟส (Phase Modulation) ของคลื่นพาห์ อย่างเช่นระบบ "Teleswitching" ซึ่งใช้ในสหราชอาณาจักร

เครื่องส่งที่มีการมอดดูเลตทางความถี่ (FM) อย่างเช่นที่ 90 kHz แต่ต้องการย่านความถี่แบบสเตริโอ (Stereo) ที่ 53 kHz นั้นคือสำหรับช่องของข้อมูลข่าวสารใช้คลื่นพาห์ย่อยที่สูงกว่า 53 kHz อย่างไรก็ตามการพิจารณาการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันจะต้องลดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณให้น้อยที่สุดจนเป็นที่ยอมรับได้

หลายปีที่ผ่านมาในเยอรมันนีได้มีการให้บริการข้อมูลข่างสารโดยมีเงื่อนไขในการเคลื่อนที่เข้ามาเกี่ยวข้องด้วยโดยการใช้งานนี้จะทำการกดคลื่นพาห์ (Suppressed Carrier) ในความถี่ 57 kHz (สามเท่าของสัญญาณนำร่อง (Pilot tone)) การบริการนี้เรียกว่า Autofahrer Rundfunk Information (ARI) ซึ่งใช้งานได้ดีในการสื่อสารข้อมูลบนรถยนต์ที่มีเครื่องรับที่ได้ติดตั้งดีโค้ดเดอร์ (Decoder)เอาไว้

ในช่วงปี 1974 ถึง 1982 ได้มีการจัดตั้งองค์กร European Broadcasting Union (EBU) เป็นการรวมกันขององค์กรกระจายเสียงหลายองค์กรด้วยกันจุดประสงค์เพื่อความแน่นอนของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบส่งและมีคลื่นพาห์ย่อยที่เหมาะสมตลอดทั้งย่านความถี่ของการแพร่กระจาย (ในย่านความถี่ VHF-FM)

องค์กรนี้ได้ทำการออกแบบและทดสอบระบบจนเป็นที่ยอมรับและออกมาเผยแพร่ในเอกสารที่ชื่อว่า Tech. Specification 3244-E หรือที่รู้จักกันในชื่อ Radio Data System (RDS) โดยมี CCIR รับรองและในปัจจุบันได้ทำการเผยแพร่เอกสารทางเทคนิคออกมา (Technical Document 3260) ในขณะที่กำลังพัฒนาระบบนี้อยู่จากเอกสารที่ EBU ได้เผยแพร่ออกมาได้กำหนดรูปร่างของข้อมูลในระบบ RDS ในการส่งซึ่งมีการใช้งานที่หลากหลายดังนั้นการสร้างเครื่องรับจะต้องสร้างให้เครื่องทำหน้าที่ได้อย่างถูกต้องการใช้งานหลักๆนั้นมีอยู่สี่อย่างดังนี้

1.) ระบบวิทยุบนรถยนต์(Car radio) ที่มีการจูนอัตโนมัติ(auto-tuning)
2.) เครื่องรับวิทยุตามที่อยู่อาศัยที่มีการแสดงชื่อสถานีและง่ายต่อการจูนคลื่นและมีเวลาแสดงด้วย
3.) วิทยุเพจจิ้ง(Radio paging) ที่มีการแสดงหมายเลขโทรศัพท์หรือข้อความสั้นๆได้
4.) ระบบเรดิโอเท็กซ์(Radio text system) ยอมให้แสดงข้อความหรือข่าวสารบนจอ LCD เล็กๆได้

ในการใช้งานสามชนิดแรกได้มีการผลิตเครื่องรับออกมามากแล้วซึ่งการผลิตเครื่องรับเหล่านี้ได้บรรจุดีโค้ดเดอร์และชุดคำสั่งสำหรับการประมวลผลข้อมูลไว้ด้วยและนอกจากนี้ยังได้ติดตั้ง พอร์ต RS 232 เป็นเอาท์พุตที่สามารถเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลได้ ในระบบโมเด็มสื่อสารทางเดียว และเพื่อการขยายการใช้งานในอนาคตจึงยังไม่มีการกำหนดจำนวนพื้นที่ใช้งานและเป็นการง่ายที่จะออกแบบรหัสที่ใช้ส่งตามรายละเอียดของเอกสาร ที่EBU ได้เผยแพร่ออกมา(3244-E)

ในโครงงานนี้จะทำการออกแบบเครื่องรับเครื่องรับให้มีการใช้งานได้ในแบบสุดท้ายคือระบบ เรดิโอเท็กซ์ ที่สามารถแสดงข้อความหรือข่าวสารบนจอ LCD เล็กๆได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

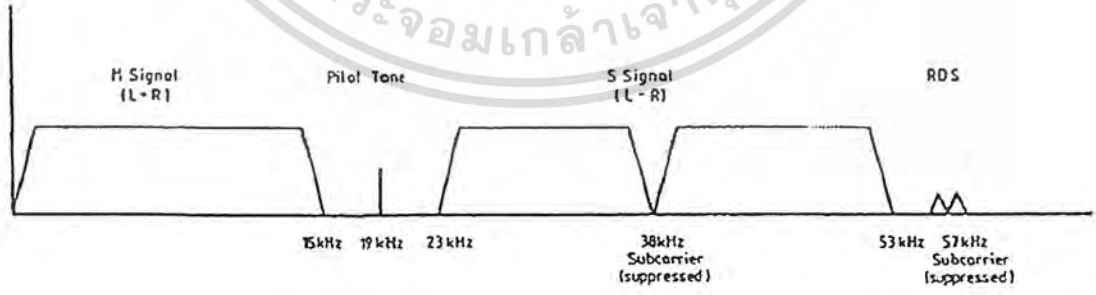
บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 Radio Data System (RDS)

2.1.1 คลื่นพาห์ย่อยของข้อมูล (Data sub-carrier)

ความถี่ที่เลือกมาเป็นคลื่นพาห์ย่อยของข้อมูลคือ 57 kHz ซึ่งมีค่าเป็นสามเท่าของความถี่นำร่องและจะซิงโครไนซ์ (Synchronized) ในฮาโมนิคที่สามของการกระจายเสียงแบบสเตริโอ ในขณะที่การกระจายเสียงแบบโมโนโฟนิค (Monophonic) จะไม่ซิงโครไนซ์แต่ย่านความถี่จะกว้างออกไป

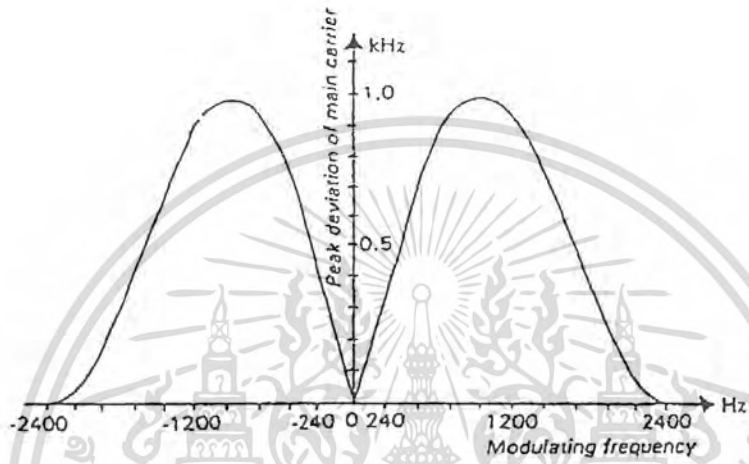
คลื่นพาห์ย่อยนี้จะถูกมอดูเลตด้วย รหัสไบเฟส(Bi-phase Code) ซึ่งเป็นเหมือนกับข้อมูลชนิดไบนารี่(Binary) โดยระบบจะใช้ Two-phase Phase-shift keying (PSK) ที่มีเฟสต่างกัน 90° กำลังงานของระบบทั้งหมดจะมาอยู่ที่คู่ของย่านด้านข้าง(Side band) โดยมีความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยเป็นความถี่กลาง ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมนี้จะคล้ายคลึงกันกับระบบ ARI ของเยอรมันนีที่ใช้ โทน (Tone) ประมาณ 57kHz



รูปที่ 2.1.1 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณคอมโพสิต ออดิโอ (Composite audio) และสัญญาณ RDS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1.1 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณคอมโพสิต ออดิโอ (Composite audio) และสัญญาณ RDS ส่วนในรูปที่ 2.1.2แสดงรายละเอียดของสเปคตรัมขนาดของสัญญาณข้อมูลมีความสำคัญมากเพราะถ้ามีขนาดใหญ่ก็จะทำให้ง่ายต่อการรับแต่สัญญาณที่มีขนาดเพิ่มขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนนั้นไม่ควรจะเกิดขึ้นเกินกว่า 3% ของขนาดสัญญาณ



รูปที่ 2.1.2 สเปกตรัมของ Bi-phase code

2.1.2 สัญญาณข้อมูล(Data Signal)

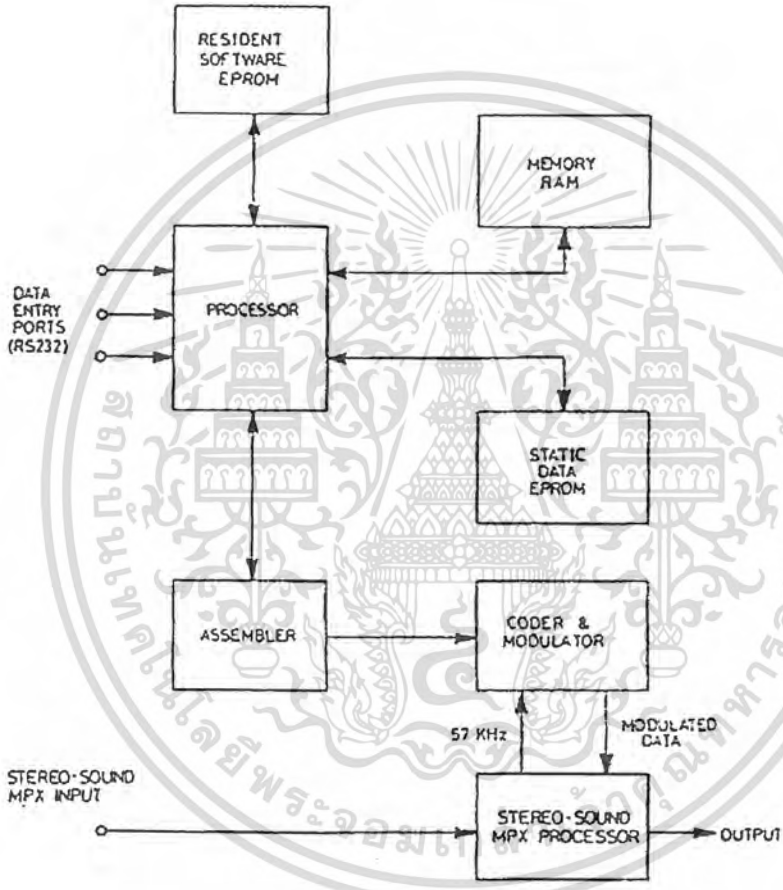
อัตราการส่งข้อมูลที่ทำการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าเท่ากับ 1187.5 บิทต่อวินาที ซึ่งได้มาจากการหารความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยด้วย 48 และเพื่อความสะดวกในการออกแบบดีโค้ดเดอร์จึงกำหนดให้มีการล็อค (Lock) สัญญาณทั้งหมดข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนคือส่วนของข้อมูลคงที่ (Fixed data) ซึ่งเป็นส่วนที่ให้รายละเอียดเกี่ยวกับความถี่ส่งและระบุสถานีส่ง อีกส่วนหนึ่งคือส่วนของข้อมูลที่แปรผันได้(Variable data) เป็นส่วนที่ใช้สำหรับการใช้งานหรือการบริการอื่นๆที่แตกต่างออกไป

ชุดวงจรเข้ารหัสของระบบ RDS (RDS Coder) โดยปกติจะอยู่ที่ภาคส่งสัญญาณ สัญญาณข้อมูลที่แปรผันได้จะถูกป้อนเข้ามาผ่านทางการเชื่อมต่อเทเลคอม (telecom link) ส่วนข้อมูลที่คงที่จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำชนิดอ่านอย่างเดียว (EROM) ของชุดเข้ารหัส ในรูปที่ 2.1.3 แสดงการทำงานของส่วนต่างๆในชุดเข้ารหัสของ RDS จะเห็นว่าข้อมูลที่แปรผันได้ซึ่งเป็นข้อมูลของการให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริการที่แตกต่างออกไปจะผ่านเข้ามาทางพอร์ต (Port) ที่ต่ออยู่กับระบบของตัวประมวลผล (Processor) จากนั้นตัวประมวลผลก็จะนำเอาชุดคำสั่งที่เก็บไว้ในหน่วยความจำมาประมวลผลข้อมูลนั้น

ทางด้านรับก็จะต้องมีดีโค้ดเดอร์เพื่อใช้ในการถอดรหัสที่ส่งมา การทำงานของระบบจะคล้ายคลึงกับระบบของโมเด็ม(Modem)สื่อสารทางเดียว



รูปที่ 2.1.3 ชุดเข้ารหัสของระบบ RDS

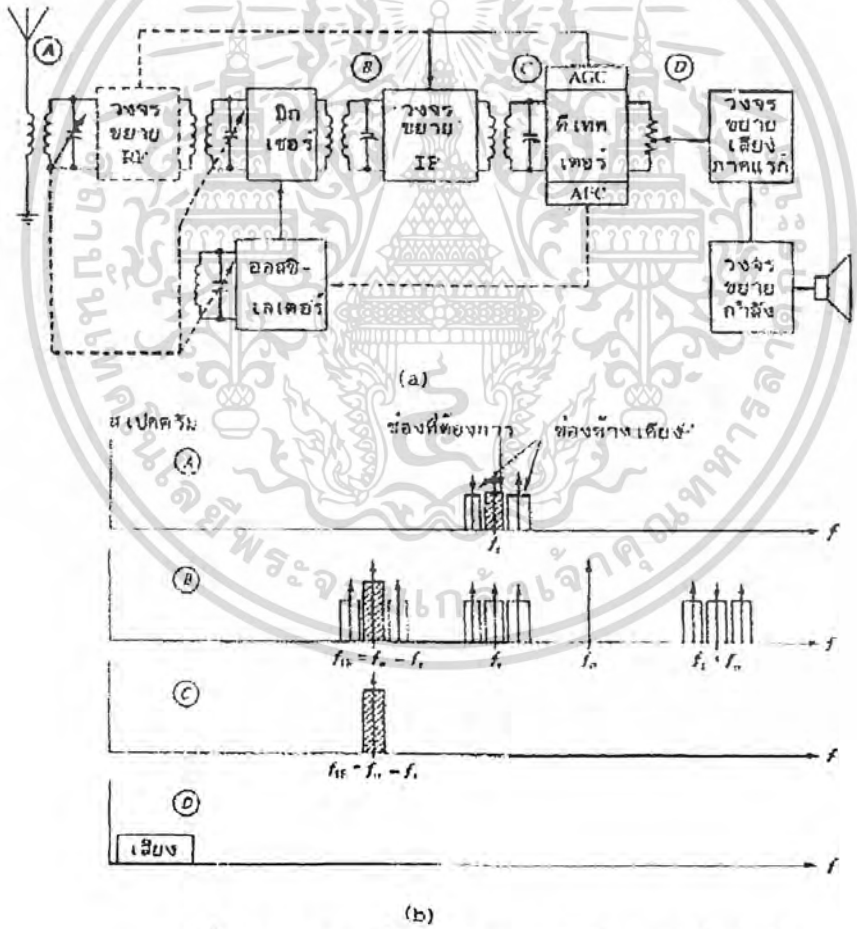
ในรูปที่ 2.1.3ในส่วนMPX Processorจะทำหน้าที่สองอย่างคือเลือกความถี่นำร่องคือความถี่ 19 kHz และทำการล็อคเฟสคลื่นพาห์ของระบบ RDS (57 kHz) สัญญาณคลื่นพาห์นี้จะนำมาใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ RDS โดยจะเพิ่มสัญญาณเสียง stereo-sound MPX ผลลัพธ์ที่ได้จากหน่วยนี้จะนำไปยังเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 หลักการเครื่องรับวิทยุ

เครื่องรับวิทยุมีหน้าที่แยกสัญญาณวิทยุที่ต้องการจากสัญญาณวิทยุอื่นๆ ที่รับจากสายอากาศหลังจากนั้นจะขยายสัญญาณที่แยกมาได้ให้มีระดับสูงพอเหมาะ สุดท้ายก็จะแยกสัญญาณที่ต้องการนี้ออกจากสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier)

เครื่องรับวิทยุแบบซุปเปอร์เฮทเตอร์โรไดน์ (Superheterodyne receiver) นี้ออกแบบมาเพื่อให้มีความไวในการรับดีขึ้นโดยเพิ่มภาคขยายความถี่กลาง (IF) หลักกการเบื้องต้นก็คือเมื่อมีสัญญาณไซน์สองสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันผสมกันเข้ามาจะได้สัญญาณออกซึ่งเป็นผลบวกหรือผลต่างของความถี่ทั้งสอง แล้วจึงนำมาขยายในภาค IF



รูปที่ 2.2.1 (a) เครื่องรับวิทยุซุปเปอร์เฮทเตอร์โรไดน์

(b) สัญญาณสเปกตรัมของเครื่องรับ

จากรูป 2.2.1 (a) ภาคแรกคือภาคขยายสัญญาณวิทยุ (RF Amplifier) เพื่อให้อัตราส่วน S/N ดีขึ้น เพิ่มความไวในการรับสัญญาณพร้อมทั้งลดการกระจาย (Radiation) ที่ย้อนกลับมาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางสายอากาศของออสซิเลเตอร์ในภาคผสมสัญญาณ (Mixer) สัญญาณที่ได้ออกมาจะไปผสมกับสัญญาณออสซิเลเตอร์ในภาคผสมสัญญาณในปกติค่าของความถี่ของออสซิเลเตอร์นี้จะเปลี่ยนโดยค่าของคาปาซิเตอร์ (Capacitor) และโดยปกติค่าของคาปาซิเตอร์ ทั้งสามตัวนี้จะถูกเปลี่ยนค่าไปพร้อมกันโดยการหมุนปุ่มเพียงปุ่มเดียว (ที่หาคลื่นวิทยุ)

สัญญาณที่ได้จากหลังภาคผสมสัญญาณนี้ (ผลต่างของสัญญาณ) จะส่งไปยังภาคขยาย IF ซึ่งมีอยู่ 2 ภาค และผ่านไปยังภาคกรองสัญญาณ (Detector) หรือ ภาคดีมอดูเลเตอร์ (Demo dulator) ในเวลาเดียวกันภาคนี้ก็จะสร้างสัญญาณการควบคุมการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) หรือ AGC ในเครื่องรับวิทยุ AM (Amplitude modulation) และการควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic frequency control) หรือ AFC ในเครื่องรับวิทยุ FM (Frequency Modulation) สัญญาณ AGC นี้จะถูกส่งไปยังภาค IF และภาค RF เพื่อควบคุมการขยายในขณะเดียวกันสัญญาณ AFC ก็จะส่งไปควบคุมความถี่ของออสซิเลเตอร์ในภาคผสมสัญญาณ สัญญาณเสียงที่ได้ออกมาจะไปเข้าภาคขยายสัญญาณเสียงซึ่งใช้โวลุ่ม (Volume) ควบคุมความดังของเสียง และสุดท้ายสัญญาณเสียงที่ต้องการก็จะไปเข้าลำโพง

2.2.1 การเลือกความถี่ IF และออสซิเลเตอร์

โดยปกติจะเลือกความถี่ IF ให้ต่ำกว่าสัญญาณที่เข้ามา มีในกรณีพิเศษเท่านั้นที่เลือกด้านความถี่สูง การเลือกเช่นนี้จะทำให้ความไวในการรับดีขึ้นและสามารถตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกได้สะดวกกว่าอย่างไรก็ตามถ้าใช้สัญญาณความถี่สูงก็สามารถตัดสัญญาณอิมเมจ (Image)ออกได้ ช่วงระยะ (Range) ความถี่ออสซิเลเตอร์นี้เปลี่ยนโดยค่าคาปาซิแตนซ์ซึ่งมีอัตราส่วนในการเปลี่ยนคือ

$$\textit{ช่วงระยะ} = \frac{C_{\textit{สูงสุด}}}{C_{\textit{ต่ำสุด}}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 \qquad (2.2.1)$$

ความถี่ออสซิเลเตอร์สามารถใช้ความถี่ให้สูงหรือต่ำกว่าความถี่สัญญาณ (Signal frequency) f_s ได้ ถ้าจะให้ต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$IF = f_s - f_o \qquad (2.2.2a)$$

ถ้าจะให้สูงกว่า

$$IF = f_o - f_s \qquad (2.2.2b)$$

2.2.2 การตัดสัญญาณอิมเมจ

ภาควงจรผสมสัญญาณจะให้สัญญาณออกมาเป็น $f_s - f_o$ และ $f_o - f_s$ ถ้าความถี่ในการรับของภาค RF ไม่ดีพอ เมื่อปรับมาถึงความถี่ $f_o - IF$ แล้วสัญญาณ $f_o + IF$ ก็จะเข้ามามีผลด้วยสัญญาณนี้เรียกว่าความถี่ของอิมเมจ f_i ซึ่งจะได้

$$f_i = f_s \pm 2IF \qquad (2.2.3)$$

เครื่องหมายบวกใช้เมื่อ $f_o > f_s$ และเครื่องหมายลบใช้ เมื่อ $f_o < f_s$ ความถี่อิมเมจนี้สามารถตัดออกได้โดยวงจรจูน (Tuned circuit) ก่อนจะเข้าภาคผสมสัญญาณ

ภาค RF ของเครื่องรับวิทยุนี้ทำหน้าที่เหมือนวงจรกรอง (Filter) ซึ่งประกอบด้วยวงจรจูนรีโซแนนซ์หนึ่งหรือมากกว่าตามรูป 2.2.2 (a) เป็นวงจรจูนแบบขนานซึ่งใช้แหล่งกระแสดงที่ I_s และให้โวลเตจออก V_o ค่าของความสูงแอดมิทแตนซ์ (Admittance magnitude)จะได้

$$|Y| = Y_o\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^4 + (YQ)^2}$$

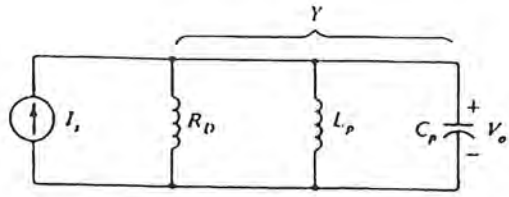
$$\cong Y_o\sqrt{1 + (YQ)^2}$$

และ $$= \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$$

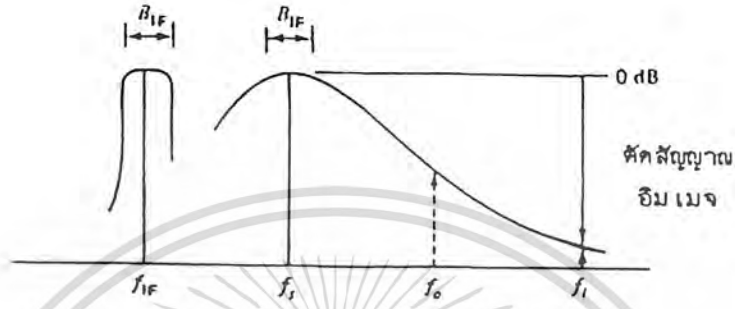
ถ้า ω มีค่ามากหรือน้อยกว่า ω_o หนึ่งหลักโวลเตจออกในช่วงความถี่ นี้คือ

$$|V_o| = \frac{|I_s|}{|Y|} = \frac{|I_s|}{Y_o\sqrt{1 + (yQ)^2}} \qquad (2.2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 2.2.2 (a) วงจรจูนแบบขนาน

(b) การตัดความถี่อิมเมจ

ที่ความถี่รีโซแนนซ์จะได้ $_{o(res)} = I_s / Y_o$ และจะได้ความสัมพันธ์

$$A_r = \frac{|V_o|}{V_{o(res)}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\gamma Q)^2}} \qquad (2.2.5)$$

ถ้าใช้วงจรจูนหลายๆ วงจรรวมกัน จะได้ความสัมพันธ์เป็นผลคูณคือ

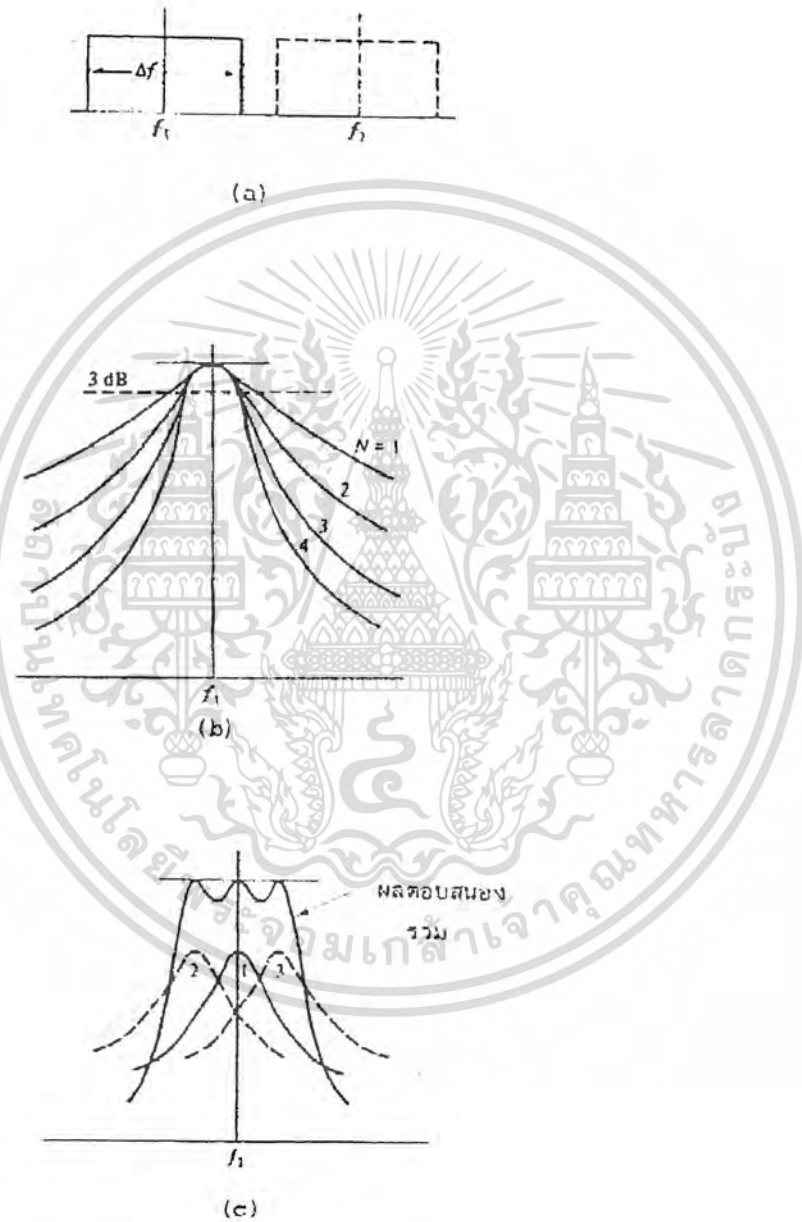
$$A_r = A_r(1)A_r(2) \qquad (2.2.5)$$

ตามรูปที่ 2.2.2 (b) แสดงถึงวงจรจูนสัมพันธ์กับความถี่สูงสุดอยู่ที่ f_s ซึ่งลักษณะจะลาดลงมาเนื่องจากข้อจำกัดของวงจร กรองผ่าน IF (IF Bandpass) ออสซิเลเตอร์ f_o จะอยู่ที่ $f_s + IF$ และอิมเมจอยู่ที่ $f_s + 2IF$ ค่าของการเอาสัญญาณอิมเมจออกนี้มีหน่วยเป็นเดซิเบลซึ่งจะลดลงจากจุดรีโซแนนซ์มาก

2.2.3 ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความไวของภาค RF ในการรับสัญญาณขึ้นอยู่กับความถี่ ในช่วงความถี่ต่ำจะมีความไวดีกว่าความถี่สูง และเป็นการยากที่จะออกแบบวงจรให้มี Q สูงมากๆ ดังนั้นเครื่อง รับวิทยุส่วนมากยังมีความไวไม่ดีพอในภาค RF ต้องใช้ภาค IF ช่วยอีกภาคหนึ่งด้วย



รูปที่ 3.2.3 ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง (a) การกรองแบบอุดมคติ(b) คุณสมบัติของวงจรจูนต่อแบบคาสเคดกัน(c) คุณสมบัติของวงจรต่อแบบสแตกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอนุญาติให้มีสถานีส่งวิทยุมากๆ ทำให้เกิดสเปกตรัมอยู่ติดกันอย่างมากมาย ปกติจะให้ห่างกัน 10kHz สำหรับสถานีส่ง AM ในช่วง Medium Frequency และ High Frequency ของ FM จะกว้างกว่านี้ สำหรับโทรทัศน์และไมโครเวฟจะกว้างมากกว่านี้ คุณลักษณะของ IF แสดงตามรูป 2.2.3 (a)

สำหรับ IF อุดมคตินี้จะไม่มีสัญญาณจากช่องข้างเคียง เข้ามารบกวนสัญญาณ f ได้ในทางปฏิบัติยังไม่สามารถสร้างวงจรกรองแบบอุดมคติได้ อย่างไรก็ตามเราก็ยังยอมให้มีค่ามากหรือน้อยกว่านี้ได้ เครื่องรับที่ดีจะต้องมีการตัดช่องใกล้เคียงออกประมาณ 60 ถึง 80dB สำหรับการกระจายเสียงที่คุณภาพดีจะมีค่ามากกว่านี้ วงจร IF โดยทั่วไป จะใช้วงจรจูนง่ายๆ โดยใช้วงจรขยายหลายๆ วงจรให้จูนที่ความถี่เดียวกันตามรูป 2.2.3 (b) วงจรจูนยิ่งมากเส้นโค้งยิ่งชันขึ้นอย่างไรก็ตามวิธีนี้จะมีความเพี้ยนทางความถี่สูงและเฟส

เพื่อลดความเพี้ยนลงเราจึงใช้วงจรที่หลายๆ ความถี่โดยให้อยู่ที่ความถี่ตรงกลาง (Center frequency) วงจรหนึ่งที่เหลือก็ไปจูนที่ความถี่อื่นๆ ให้ได้ช่วงกว้างคลื่นตามที่เราต้องการ วิธีนี้เรียกว่าสแตกเกอร์ตามรูป 3.2.3 (c) จะเห็นว่ามีจุดสูงสุด (Peak) อยู่หลายๆ จุดทำให้เกิดเป็นคลื่น (Ripple) ที่จุดยอดของแบนซึ่งสามารถทำให้เรียบขึ้นอีกโดยใช้วงจรจูนให้ใกล้ชิดกันเข้ามาอีก ความชันของเส้นโค้งขึ้นอยู่กับจำนวนวงจรจูน

2.2.4 การควบคุมขยายอัตโนมัติ

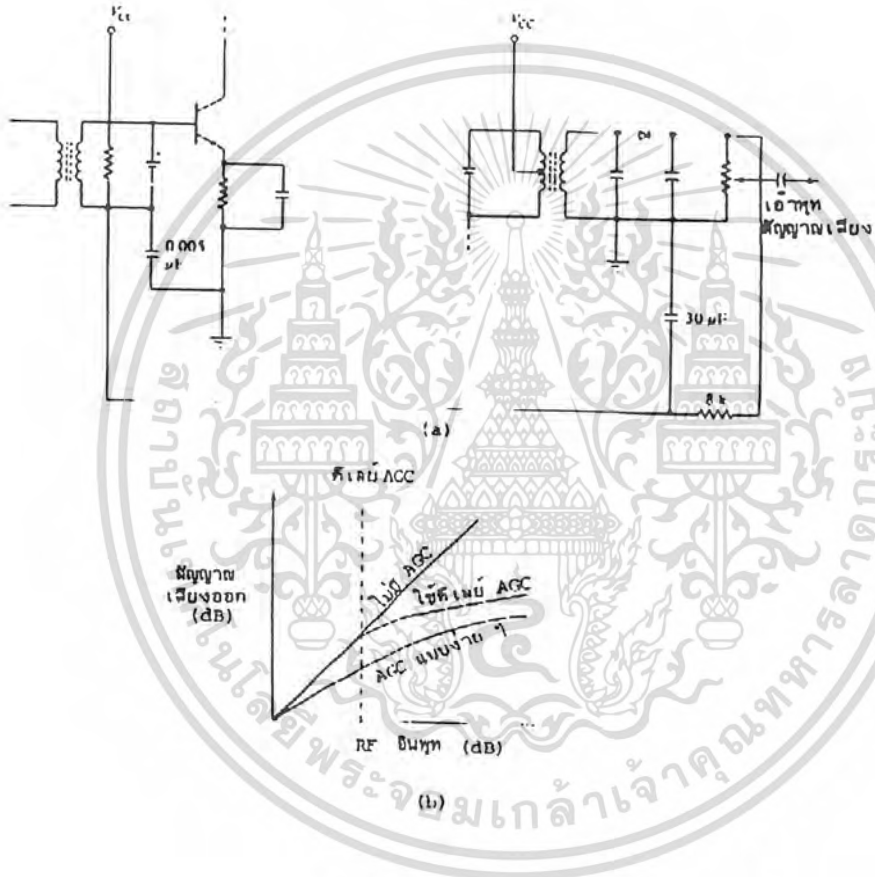
เครื่องรับวิทยุที่ไม่มีวงจรควบคุมการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) อยู่เมื่อรับสัญญาณแรงๆ จะทำให้ภาค IF และภาคขยายสัญญาณเสียงเกิดการโอเวอร์โหลด (Over – load) จะทำให้สัญญาณที่ได้เพี้ยนไปจากความจริงมาก สาเหตุเช่นนี้สามารถป้องกันได้โดยใช้วงจร AGC สัญญาณ AGC จะแปรตามค่าเฉลี่ยของความแรงสัญญาณเข้ามาและจะไปควบคุมการขยายของวงจร IF หรือวงจร RF เมื่อระดับค่าเฉลี่ยของความแรงสัญญาณเพิ่มขึ้น ขนาดของ AGC ก็จะเพิ่มขึ้นด้วยทำให้การขยายของวงจรที่ไปควบคุมลดลง วงจรขยายจะขยายสูงสุดเมื่อสัญญาณ AGC เท่ากัน

AGC แบบง่ายจะนิยมใช้วิทยุราคาถูกโดยทั่วไป โดยใช้วงจร RC แบบเรคติฟายครึ่งคลื่นซึ่งจะได้ระดับแรงดันไฟตรงแปรตามค่าเฉลี่ยระดับสัญญาณหลังจากเอาสัญญาณเสียงออกโดยใช้วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จรกรองผ่านความถี่ต่ำแล้วจะได้แรงดันไฟตรงซึ่งไปไบอัสให้กับเบสของทรานซิสเตอร์ในวงจรขยาย IF หรือ RF

จากรูป 2.2.4 (a) จะเห็นได้ว่าด้านล่างของขอทุติยภูมิ ต่อเข้ากับ AGC และมี C ต่ออยู่เพื่อแยกออกจากวงจรกราวน์ความต้านทานที่ต่อจาก –VCC มีไว้เพื่อให้กระแสไบอัสกับเบสของทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณอ่อนหรือไม่มีสัญญาณเลยเพื่อการขยายของ Class A



รูปที่ 2.2.4 การควบคุมการขยายอัตโนมัติ

(a) วงจร AGC แบบง่าย

(b) เครื่องรับวิทยุที่มี AGC ดีเลย์และแบบง่ายๆ

สำหรับเครื่องมือสื่อสาร ที่มีประสิทธิภาพจะใช้ดีเลย์ AGC (Delayed AGC) ซึ่งคุณสมบัติของดีเลย์ AGC จะดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับ AGC แบบง่ายและแบบไม่มี AGC ดูตามรูป 2.2.4 (b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การมอดูเลชั่นทางความถี่ (FREQUENCY MODULATION)

สมการคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตคือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \qquad (2.3.1)$$

ตามปรกติค่า θ ตาม (2.3.1) จะมีชื่อเรียกว่า เฟส ของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ ทั้งนี้โดยอ้างอิงเทียบกับสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ ดังนั้นการทำให้ θ แปรผันตามค่า $m(t)$ ได้ กล่าวคือ

$$\theta = k\, m(t) \qquad (2.3.2)$$

เมื่อ k_p คือ ค่าคงที่ เราจะกล่าวว่าสัญญาณ $\phi(t)$ ตามสมการ (2.3.1) นั้นเป็นสัญญาณชนิดมอดูเลตเฟส (phase modulated signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณพีเอ็ม (PM signal)

อย่างไรก็ดี ถ้าเราสามารถที่จะทำให้ค่า θ นี้ แปรผันตามค่าอินทิเกรตของสัญญาณข่าวสารได้ กล่าวคือ

$$\theta = k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau \qquad (2.3.3)$$

โดยในที่นี้ k_f คือ ค่าคงที่ เราจะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นว่าเป็นสัญญาณชนิดมอดูเลตความถี่ (frequency modulated signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณเอฟเอ็ม (FM signal) สาเหตุที่ได้ชื่อเช่นนี้ก็เพราะว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase) θ_i นั้นมีความสัมพันธ์กับค่า ความถี่ชั่วขณะ (instantaneous frequency) ω_i ดังนี้ คือ

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \qquad (2.3.4)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int \omega_i(\tau) d\tau \qquad (2.3.5)$$

จะพบว่า ค่าความถี่ของคลื่นตามสมการ(2.3.1) ภายหลังการมอดูเลตความถี่แล้วจะมีส่วนเปลี่ยนแปลงของความถี่ไปจากความถี่ ω_c เท่ากับ ส่วนที่เกิดจากการทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาของสมการ(2.3.3) กล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta\omega_i(t) = k_f m(t) \qquad (2.3.6)$$

นั่นคือ ความถี่ในส่วนที่ต่างจาก ω_c ของ $\phi(t)$นั้น จะแปรผันโดยตรงกับค่าความแรงของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ด้วยเหตุนี้เองที่ทำให้คลื่น $\phi(t)$ ภายหลังการมอดูเลตแล้วมีชื่อว่าสัญญาณเอฟเอ็ม ดังกล่าว

จาก สมการ(2.3.1) และ (2.3.2) จะได้สมการ พีเอ็ม คือ

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_p m(t)\} \qquad (2.3.7)$$

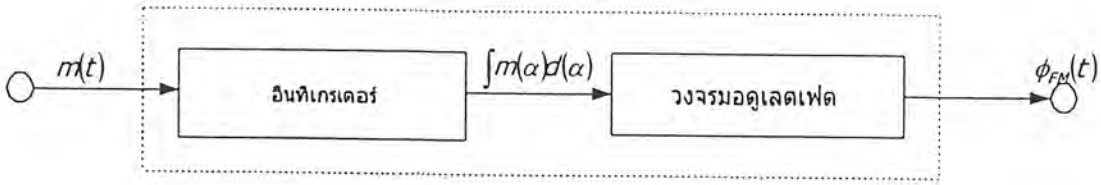
จากสมการ (2.3.1) และสมการ (2.3.3) จะได้สมการของเอฟเอ็ม คือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos\left\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\right\} \qquad (2.3.8)$$

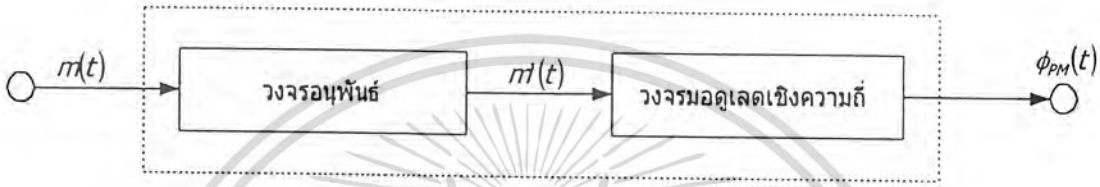
จะเห็นว่าทั้งคลื่นเอฟเอ็ม และคลื่นพีเอ็ม ต่างเกิดจากการมอดูเลตที่เกี่ยวกับการควบคุมค่ามุมหรือค่าเฟสของ $\phi(t)$ ทั้งสิ้น ดังนั้นเราจึงเรียกการมอดูเลตทั้งสองวิธีนี้ว่า การมอดูเลตเชิงมุม จาก สมการ(2.3.7) และสมการ (2.3.8) จะพบว่า ถ้าเรานำวงจรอินทิเกรตสัญญาณมาเพิ่มขึ้นข้างหน้าวงจรมอดูเลตเฟส ก็จะทำให้วงจรทั้งหมดทำงานเหมือนวงจรมอดูเลตความถี่ (ดูรูปที่2.3.1 (ก) ประกอบ)และในทางกลับกัน ถ้าเรานำวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณมาเพิ่มไว้ข้างหน้าวงจรมอดูเลตความถี่ ดังแสดงในรูป 2.3.1ข ก็จะทำให้วงจรรวมทั้งหมดทำงานเป็นวงจรมอดูเลตเฟสได้ การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มด้วยวิธีการเช่นนี้ เรียกกันว่า การสร้างสัญญาณ เอฟเอ็มและพีเอ็มทางอ้อม (indirect FM and indirect PM) ตามลำดับ

จะเห็นว่าสัญญาณพีเอ็ม และเอฟเอ็มนั้นมีความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิดสามารถที่จะแปลงกลับหากันไปได้โดยง่าย ดังนั้นพฤติกรรมของสัญญาณพีเอ็ม และเอฟเอ็มนั้น จึงมีส่วนคล้ายกันอย่างยิ่ง เพราะฉะนั้นการที่เรารู้พฤติกรรมของสัญญาณแบบหนึ่ง ก็จะทำให้เราเข้าใจถึงพฤติกรรมของสัญญาณอีกแบบหนึ่งได้ด้วยโดยง่าย ด้วยเหตุนี้ต่อจากนี้ไปเราจะอธิบายถึงพฤติกรรมของสัญญาณเอฟเอ็มเป็นหลักไว้เพียงอย่างเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม
จากวงจรมอดูเลตเฟส



ข. การสร้างสัญญาณพีเอ็ม
จากวงจรมอดูเลตเชิงความถี่

รูปที่2.3.1 การสร้างสัญญาณ เอฟเอ็ม และพีเอ็ม โดยอาศัยวงจรมอดูเลเตอร์ แบบพีเอ็ม และเอฟเอ็ม ตามลำดับ

2.3.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

การพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสารทั่วไปนั้นทำได้ลำบาก เพราะการมอดูเลตความถี่นั้น ไม่ใช่การมอดูเลตชนิดเชิงเส้น เหมือนสัญญาณเอเอ็ม การพิจารณา $m(t)$ในกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวนั้น จะทำให้พออนุมานเกี่ยวกับเรื่องนี้ได้ ดังนั้นเราจึงจะพิจารณากรณีเช่นว่านี้ไว้เป็นพื้นฐาน โดยสมมติให้

$$m(t) = a\cos(\omega_m t) \qquad (2.3.9)$$

ในกรณีนี้ $m(t)$จะไปทำให้ค่าความถี่ชั่วขณะของ $\phi(t)$เปลี่ยนไปจากค่าความถี่ ω_c ซึ่งหาได้จาก สมการ(2.3.6) คือ

$$\Delta\omega_i(t) = ak_f\cos(\omega_m t) \qquad (2.3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่า $|\cos(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุด คือ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุดก็ คือ

$$\Delta\omega = ak_f \qquad (2.3.11)$$

ค่า $\Delta\omega$ นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (peakfrequency deviation) ค่าความถี่ชั่วขณะ $\omega_i(t)$ของ $\phi(t)$ที่เวลาใดๆ จะมีค่าเป็น

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega\cos(\omega_m t) \qquad (2.3.12)$$

โดยอาศัยสมการ (2.3.8) และสมการ (2.3.12) จะได้

$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= A_c\cos\left\{\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin(\omega_m t)\right\} \\ &= A_c\cos\{\omega_c t + \beta\sin(\omega_m t)\} \qquad (2.3.13)\end{aligned}$$

โดยในที่นี้ได้กำหนดให้

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \qquad (2.3.14)$$

และดังที่จะได้เห็นต่อไปนี้ว่า ค่า β นี้มีความสำคัญในการกำหนดค่าแบนด์วิดท์ และค่าเอสเอ็นอาร์ในการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มนี้ จึงได้มีการกำหนดให้ ค่า β นี้เป็น ดัชนีการมอดูเลต (modulationindex) ของสัญญาณเอฟเอ็ม

สำหรับในกรณีที่ β มีค่าน้อย เราสามารถที่จะกระจายพจน์ทางขวามือของสมการ (2.3.13) โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์โดยประมาณดังนี้ คือ

$$\phi_{FM}(t) \approx A_c\cos(\omega_c t) - A_c\beta\sin(\omega_m t)\sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2}\beta^2\sin^2(\omega_m t)\cos(\omega_c t) + \mathrm{K}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ในกรณีที่ β มีค่าน้อยมากๆ เราสามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า β กำลังสูงคูณอยู่ออกได้ ค่า $\phi_{FM}(t)$ ในกรณีนี้จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ (narrow band FM) และเขียนแทนด้วย $\phi_{NBFM}(t)$ ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t)\sin(\omega_c t) \qquad (2.3.15)$$

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์ $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2}\{\cos(A-B) - \cos(A+B)\}$ จะได้

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2}\cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{A_c \beta}{2}\cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \qquad (2.3.16)$$

จะเห็นว่า $\phi_{NBFM}(t)$ นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ความถี่ $\omega_c - \omega_m$, ω_c และ $\omega_c + \omega_m$ ตาม สมการ(2.3.16) ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือ 2 เท่าของ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งค่าแบนด์วิดท์นี้จะเท่ากับของสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งถือว่าเป็นแบนด์วิดท์ที่แคบ จึงเป็นเหตุที่มาของชื่อของสัญญาณ เอฟเอ็มชนิดนี้ ในทางทฤษฎีจะใช้ค่า

$\beta < \frac{1}{10} = 0.316$ แต่ในการใช้งาน อาจมีค่าสูงถึง 0.5

เมื่อพิจารณา (2.3.15) มาเขียนใหม่ คือ

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \mu A_c \cos(\omega_m t)\cos(\omega_c t) \qquad (2.3.15)$$

หรือ

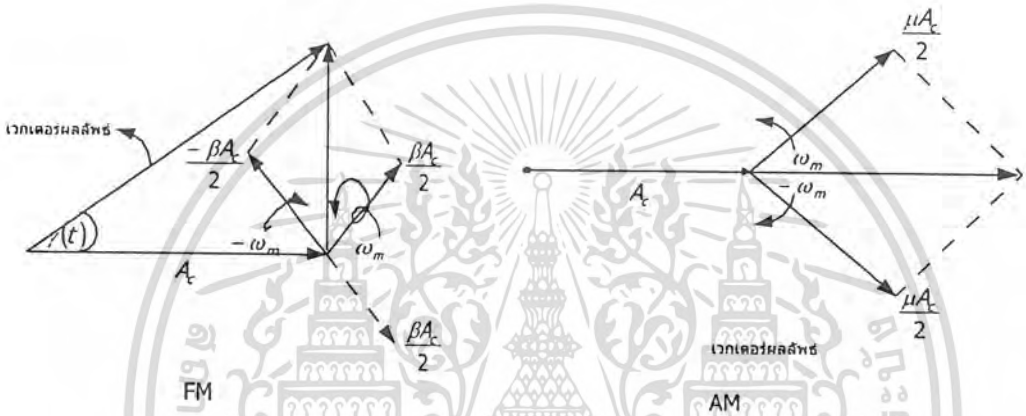
$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{\mu A_c}{2}\cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{\mu A_c}{2}\cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \qquad (2.3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

42171

จะเห็นว่าสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบจะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณเอเอ็มมาก ดังนั้นจึงอาจอนุมานได้ว่าสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ (รวมทั้งพีเอ็มแบนด์แคบ) นั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็ม ต่างกันเพียงแต่ค่าเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น

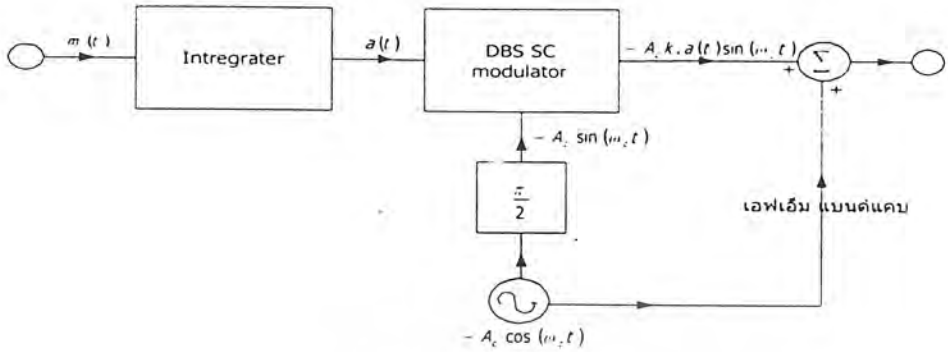
โดยใช้หลักของเฟเซอร์ (phasor) หรือเฟสเวกเตอร์ (phase vector) ของสัญญาณ เมื่อใช้ $e^{j\omega_c t}$ เป็นเวกเตอร์อ้างอิง เราจะได้แผนผังของเฟเซอร์ (phasor diagram) ของ $\phi_{NBFM}t$ ตามสมการ (2.3.6) ดังแสดงในรูปที่ 2.3.2 และของ $\phi_{AM}(t)$ตามสมการ(2.3.18) ดังแสดงในรูปที่ 2.3.2 (ข)



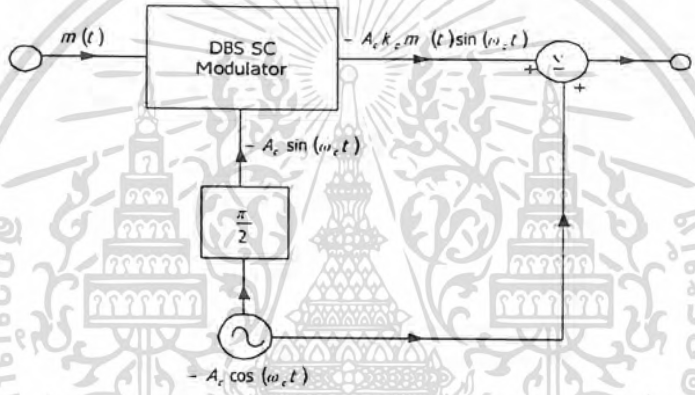
รูปที่2.3.2 เฟเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม

โดยอาศัยสมการ(2.3.15) เมื่อพิจารณาว่า $\beta\sin(\omega_m t)$นั้นได้มาจาก $k_f\int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau$ เราสามารถที่จะเขียนแผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.3.3 (ก) และเมื่อเทียบรูปที่ 2.3.1(ก) กับรูปที่ 2.3.3(ก) เราจะได้แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบดังแสดงในรูปที่ 2.3.3 (ข) ข้อดีของการสร้างเอฟเอ็มชนิดนี้ ก็คือ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เป็นแบบที่ผลิตความถี่คงที่ที่ ω_c เพียงค่าเดียว ทำให้สร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพดีได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Block diagram
การสร้างสัญญาณแบนด์แคบ



Block diagram
การสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ

รูปที่ 2.3.3 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มชนิดแบนด์แคบ

2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามาก เราจะพิจารณาค่าความสัมพันธ์ของ $\phi_{FM}(t)$ตาม สมการ(2.3.13) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตามสมการ (2.3.9) เราสามารถแทนสมการ (2.3.13) ได้ในรูปแบบของฟังก์ชันเชิงซ้อน ดังต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= \mathrm{Re}\left[A_c e^{j\{\omega_c t+\beta\sin(\omega_m t)\}}\right] \\ &= \mathrm{Re}\left[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta\sin(\omega_m t)}\right] \qquad (6\text{-}19)\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะเรารู้ว่า $e^{j\beta\sin(\omega_m t)}$ เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีค่าคาบเวลาซึ่งมีค่าความถี่มูลฐานคือ ω_m ดังนั้น เราจึงสามารถที่จะกระจายมันออกอยู่ในรูปของอนุกรมฟูริเยร์ได้ คือ

$$e^{j\beta\sin(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t} \qquad (2.3.20)$$

โดย F_n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์ คือ

$$F_n = \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta\sin(\omega_m t)} e^{-jn\omega_m t}\,dt \qquad (2.3.21)$$

โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลง ค่าตัวแปร $x = \omega_m t = \frac{2\pi t}{T}$ จะได้

$$F_n = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta\sin x - nx)}\,dx \qquad (2.3.22)$$

ซึ่งสมการ(2.3.22) นั้นไม่สามารถหาคำตอบในรูปฟังก์ชันสำเร็จได้ คงต้องใช้วิธีการหาค่าเชิงตัวเลข ซึ่งมีการสรุปเป็นกราฟ หรือตารางไว้ ค่า F_n ตามสมการ(2.3.22) นี้ จะเป็นฟังก์ชันของ β และ n ซึ่งค่าการอินทิเกรตในรูปแบบนี้มีชื่อเรียกว่า ฟังก์ชันของเบสเสลชนิดที่หนึ่ง (Bessel function of the first kind) ลำดับที่ n ของตัวแปร β ซึ่งใช้สัญญลักษณ์แทนด้วย $J_n(\beta)$ รูปร่างฟังก์ชัน $J_n(\beta)$ มีดังแสดงในรูปที่ 2.3.4 คุณสมบัติที่สำคัญของ $J_n(\beta)$ เมื่อ n เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม และ β เป็นค่าจริง ที่ต่อเนื่อง $J_n(\beta)$ มีค่าจริงจะได้

$$\phi_{FM}(t) = \mathrm{Re}\left\{A_c e^{j\omega_c t}\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t}\right\}$$

$$= A_c\sum J_n(\beta)\cos\{(\omega_c + n\omega_m)t\} \qquad (2.3.23)$$

จะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(t)$ นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้นมีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงหายไปอย่างรวดเร็ว เมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก กราฟในรูปที่ 2.3.5 แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β ที่ ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \le 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า n มีค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ ทำให้เราสรุปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่า ถ้า แถบข้างที่มีนัยสำคัญ คือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว จะมีไซด์แบนด์ตัวสุดท้าย คือตัวที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทัศนะดังกล่าวแล้วจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ (BW) ของสัญญาณเอฟเอ็มตาม สมการ (2.3.23) นั้น จะมีค่าประมาณได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$BW \approx 2n\omega_m$$
$$\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \qquad (2.3.24)$$

นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \qquad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \qquad (2.3.25)$$

สำหรับเมื่อ β มีค่าน้อยมากๆ นั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูปที่ 2.3.4 ได้ว่าขนาดของ $J_n(\beta)$ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$และ $J_1(\beta)$จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับค่าที่ทราบกันมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3.2 คือ

$$BW \approx 2\omega_m \text{ สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย} \qquad (2.3.26)$$

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ตามสมการ (2.3.23) ในกรณีที่ β มีค่าต่างๆ มีดังแสดงในรูป 2.3.6

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (tone modulation) นั้น เจอาร์ คาร์สัน (J.R Carson) ได้เสนอสูตรจากการประสมผสานสมการ(2.3.25) และ (2.3.26) ในรูปต่อไปนี้ คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \qquad (2.3.27)$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 1) \qquad (2.3.28)$$

สมการ (2.3.27) และ (2.3.28) รู้จักกันดีในชื่อของ กฎของคาร์สัน (Carson's rule) อย่างไรก็ดี สำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป มีรายงานว่า กฎนี้ใช้ได้ดี เมื่อ $\Delta\omega << \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega << \omega_m$ ไม่เป็นจริง คือ ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (wide band FM : WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m)$$

หรือ

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 2) \qquad (2.3.29)$$

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิผลกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์ดดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 2) \quad \text{เรเดียน /วินาที} \qquad (2.3.30)$$

โดย $k = 1$เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราคิดว่า ω_m คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi B$ เรเดียน / วินาที เราจะพบว่า ค่าแบนด์วิดท์ตามสมการ(2.3.30) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ ได้ดังนี้ คือ

$$BW \approx 2f_m(\beta + k) \qquad (2.3.31)$$

2.3.4 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้าง

การผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้าง สามารถทำได้สองวิธีดังต่อไปนี้ คือ

2.3.4.1 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างโดยตรง

วิธีการสามัญที่ผลิตสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรง ก็คือการใช้สัญญาณ $m(t)$ มาควบคุมการเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ L หรือค่าความจุ C ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทางอิเลกทรอนิกส์ ซึ่งเมื่อค่า L หรือ C ของวงจรจูน (tune circuit) เปลี่ยนไป มันจะทำให้ค่าความถี่ของการออสซิลเลตคือ $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ เปลี่ยนไป ด้วย และสำหรับการเปลี่ยนแปลงความถี่ค่าน้อยๆ กล่าวคือ $\Delta\omega << \omega_m$ ค่าส่วนกลับรากที่สองนี้สามารถประมาณได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงชนิดเชิงเส้นทำให้ได้การเปลี่ยนแปลงของ ω_o เป็นไปตามค่าสัญญาณอินพุต $m(t)$ อย่างเชิงเส้นได้

วิธีการหลายวิธีที่จำทำให้ค่าของ L และ C ของวงจรจูนนั้นเปลี่ยนแปลงไป ตามค่าสัญญาณ $m(t)$ วิธีสามัญทั่วไป เมื่อ ω_o อยู่ในย่านความถี่กลาง และความถี่สูง อาจทำได้โดยการใช้ $m(t)$ ไปควบคุมแรงดันกลับ (reverse-biased voltage) ของไดโอดที่เรียกว่า วารีแคป(variable capacitance diode) หรือวาแรกเตอร์ไดโอด (varactor diode) ซึ่งจะทำให้ค่า C ของไดโอดนั้นเปลี่ยนไป เปอร์

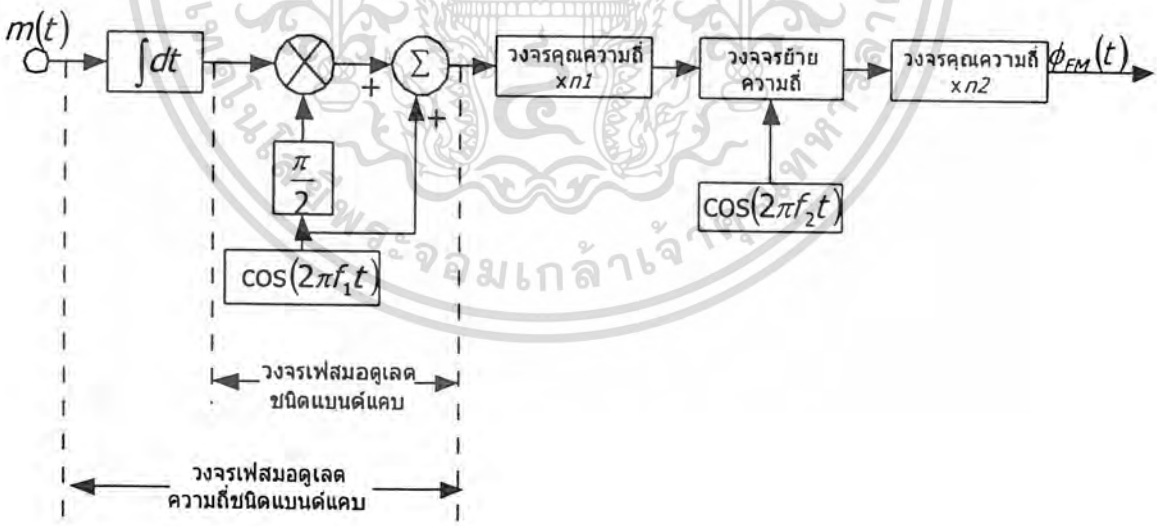
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซนต์การเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้อาจจะมีค่าค่อนข้างน้อย การเพิ่มค่าเปอร์เซนต์ของความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้ ทำได้ด้วยการทำมอดูเลตที่ความถี่สูง และใช้การย้ายความถี่ด้วยหลักการเฮเทอโรดายน์ (heterodyne) ลงมาสู่ความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง

อีกวิธีหนึ่ง คือ การใช้ควบคุมความถี่ของวงจรอาร์ซี ออสซิลเลเตอร์ (RC oscillator) ด้วยเอฟอีที (FET) หรืออุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติคล้ายกัน วงจรออสซิลเลเตอร์ใดๆ ก็ตามที่สามารถใช้แรงดันอินพุตมาควบคุมความถี่ของมันได้จะถูกเรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน หรือ วีซีโอ เราสามารถที่จะใช้วีซีโอนี้มาผลิตสัญญาณเอฟเอ็มได้โดยตรง

2.3.4.2 การผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างโดยทางอ้อม

วิธีการนี้เริ่มต้นด้วยการใช้วงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ ตามรูป 2.3.3(ข) มาเพิ่มวงจรอินทิเกรตสัญญาณเข้าไป เพื่อทำให้ได้วงจรมอดูเลตเอฟเอ็มชนิดแบนด์แคบก่อน แล้วจึงทำการเพิ่มเติมส่วนประกอบอื่นให้กับวงจรเพื่อที่จะให้สามารถผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างตามต้องการออกมาในที่สุด ลักษณะโครงประกอบของวงจรมอดูเลเตอร์ชนิดนี้ มีดังแสดงในรูปที่2.3.4



รูปที่2.3.4 ระบบการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มโดยอ้อมตามวิธีการอาร์มสตรอง

หลักการทองานของระบบนี้ อธิบายได้โดยเริ่มจากในเบื้องต้นนั้นจะมีสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบจากมอดูเลเตอร์ชนิดแบนด์แคบ ซึ่งจะมีค่าดัชนีการมอดูเลต β ต่ำมาก แต่เมื่อสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ได้ผ่านเข้าไปในวงจรเพิ่มความถี่หรือวงจรคูณความถี่ (frequency mulitplier) ค่า β ใหม่ของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้นเท่ากับอัตราการคูรความถี่ n ของวงจรคูณความถี่นั้น ซึ่งคุณสมบัตินี้จะเข้าใจได้เมื่อพิจารณาหลักการคูณความถี่ที่ว่า ถ้าเราทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณด้วยวงจรคูณสัญญาณที่มีอัตราการขยายการคูณเท่ากับ a และให้สัญญาณอินพุตทั้งสองวงจรมีค่าเดียวกัน คือ $e_i(t)$ แล้วจะได้แรงดันเอาต์พุต $e_o(t)$ ของวงจรเป็น

$$e_o(t) = ae_i^{\,2}(t) \tag{2.3.33}$$

เมื่ออินพุต $e_i(t)$ คือสัญญาณเอฟเอ็มตามสมการ (2.3.13) กล่าวคือ

$$e_i(t) = A_c \cos\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\} \tag{2.3.34}$$

จะทำให้เกิดเอาต์พุต คือ

$$\begin{aligned} e_o(t) &= aA_c^{\,2} \cos^2\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\} \\ &= \frac{aA_c^{\,2}}{2} + \frac{aA_c^{\,2}}{2} \cos\{2\omega_m t + 2\beta \sin(\omega_m t)\} \end{aligned} \tag{2.3.35}$$

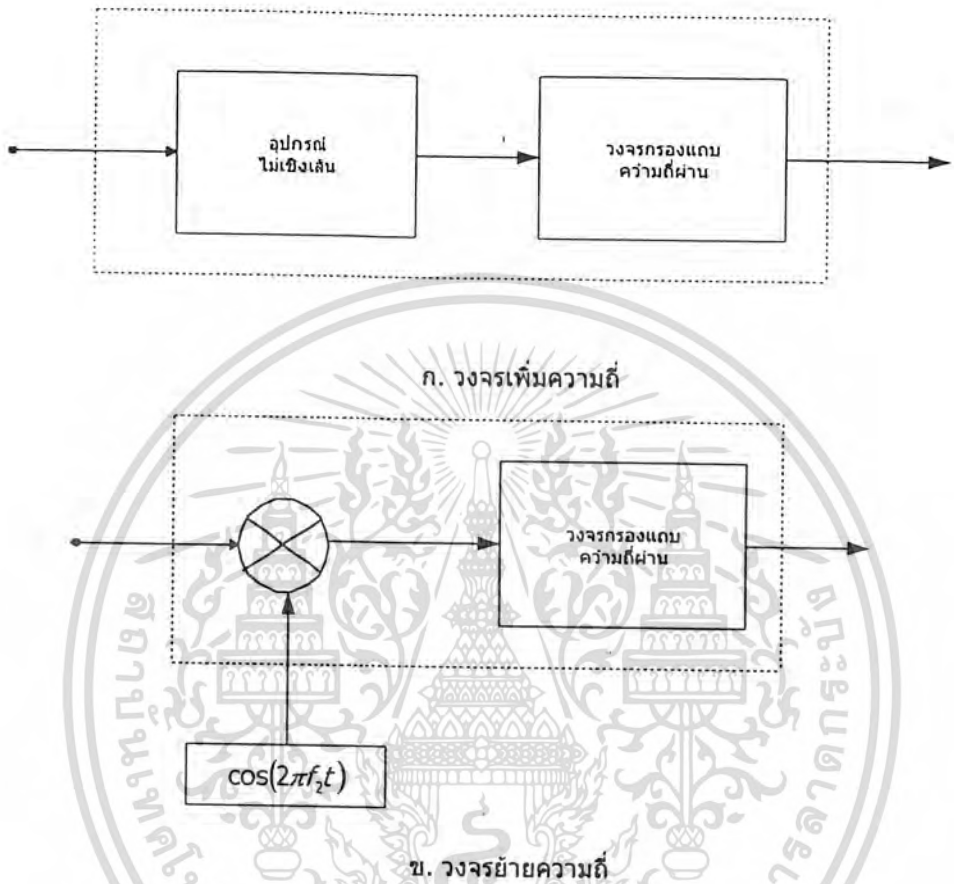
เมื่อขจัดสัญญาณไฟตรงที่ไม่ต้องการออกโดยใช้วงจรกรองความถี่ จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณ $_o(t)$ เป็น

$$_o(t) = \frac{aA_c^{\,2}}{2} \cos\{2\omega_c t + 2\beta \sin(\omega_m t)\} \tag{2.3.36}$$

จะเห็นว่าสัญญาณ $_o(t)$ ตามสมการ(2.3.36) คือ สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่าความถี่คลื่นพาห์สูงขึ้นเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต และมีค่าดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าด้วย ดังนั้นถ้าเราใช้วงจรคูณความถี่ ซึ่งมีอัตราการคูณความถี่เพิ่มขึ้นเป็น n เท่าเราก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่า β เพิ่มขึ้นเป็น n เท่าด้วย แต่ก็อาจจะเกิดปัญญหาตรงที่ค่าความถี่ของคลื่นพาห์สูงขึ้นมาเป็น n เท่าด้วย ปัญหาในเรื่องนี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจรแปลงความถี่ (frequency convertor) หรือวงจรย้ายความถี่มาช่วย วงจรแปลงความถี่ทำงานด้วยหลักการเฮเทอโรดายน์ (heterodyne) คือ การเลื่อนความถี่ไปตามต้องการ โดยใช้หลักการของการมอดูเลตแอมปลิจูดที่มีคุณสมบัติในการย้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณแผนผังของวงจรคูณความถี่หรือวงจรเพิ่มความถี่ และวงจรแปลงความถี่ มีดังแสดงในรูปที่2.3.5



ก. วงจรเพิ่มความถี่

ข. วงจรย้ายความถี่

รูปที่2.3.5 แผนผังของวงจรเพิ่มความถี่ และวงจรย้ายความถี่

ควรพิจารณาความแตกต่างของวงจรทั้งสองว่า แม้มันจะอยู่บนพื้นฐานเดียวกันแต่วงจรเพิ่มความถี่นั้นจะเกิดจากการคูณกันเองของสัญญาณอินพุตจำนวน n ครั้ง แต่วงจรแปลงความถี่จะทำงานด้วยการคูณกันของสัญญาณอินพุต กับคลื่นรูปไซน์ $(\cos(2\pi f_2 t))$ที่มีความถี่ที่เหมาะสมกับการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต

วงจรย้ายความถี่ในรูปที่2.3.4 ทำหน้าที่ย้ายความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มให้ไปอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ที่ต้องการให้เป็นหลังจากมีการเพิ่มความถี่ขึ้นอีก n_2 เท่าแล้ว โดยกระบวนการเช่นนี้ สัญญาณเอาต์พุตสุดท้ายที่ได้จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างที่มีค่า β และค่าความถี่ของคลื่นพาห์ตามต้องการได้ จากรูปที่2.3.4นี้ ค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณเอฟเอ็มจะมีค่าสูงขึ้นเป็น $n_1 n_2$ เท่าของค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบในภาคแรกและคลื่นพาห์เอาต์พุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีความถี่กึ่งกลางเท่ากับ $n_2(n_1 f_1 - f_2)$ เมื่อ f_1 คือ ค่าความถี่กึ่งกลางของสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบภาคแรก และ f_2 คือค่า ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในวงจรย้ายความถี่

การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบนี้ มีชื่อว่า การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มโดยทางอ้อมด้วยวิธีการของอาร์มสตรอง (Armstrong's indirect FM) วิธีการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มโดยทางอ้อมนี้นิยมทำกันเพราะมีข้อดีที่สามารถคุมเสถียรภาพของความถี่ของคลื่นพาห์ที่ได้มาดีกว่าวิธีการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรง ผู้อ่านควรสังเกตว่าวิธีการทางอ้อมนี้ วงจรออสซิเลเตอร์จะผลิตความถี่ออกมาเพียงความถี่เดียว จึงทำให้สะดวกในการหามาตรการควบคุมความถี่ให้มีเสถียรภาพได้ง่ายกว่าในกรณีของการสร้างเอฟเอ็มแบนด์กว้างโดยตรง

2.3.5 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

ในการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้น อาจทำได้ทั้งวิธีตรง และวิธีอ้อม วิธีตรงคือ วิธีใช้ระบบที่มีคุณสมบัติการเปลี่ยนความถี่ไปเป็นโวลเตจอย่างเชิงเส้น ที่เรียกกันว่า วงจรดิสคริมิเนตความถี่ (frequency discriminator) และวิธีอ้อมที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ (FM demodulator with feedfack : FMFB) และการใช้เฟสล็อกลูป (phase-locked loop: PLL) เป็นต้น อย่างไรก็ดีวัตถุประสงค์ของหนังสือเล่มนี้นั้นต้องการให้ผู้อ่านเข้าใจถึงวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณโดยพื้นฐานเป็นเกณฑ์ ดังนั้นจึงกล่าวถึงวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบธรรมดา คือ วิธีการโดยตรงเท่านั้น

วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรงที่ง่ายที่สุดก็คือ การใช้วงจรทำอนุพันธ์ตามอุดมคติ (idcal differentiator) รวมกับวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ คุณสมบัติที่เห็นได้ชัดก็คือ ขนาดของ $H(\omega)$ แปรผันเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์กับความถี่ เพราะฉะนั้น ถ้าสัญญาณเอฟเอ็มผ่านวงจรทำอนุพันธ์แล้วก็จะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีค่าเปลี่ยนตามความถี่ ซึ่งก็คือได้เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามขนาดความแรงของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้นี้ไปผ่านวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณก็จะได้สัญญาณข่าวสารตามต้องการ

ลักษณะสมการโดยทั่วไปของคลื่นเอฟเอ็ม ตามสมการ(2.3.5) เมื่อทำการอนุพันธ์แล้วจะได้ผลลัพธ์ คือ

$$\frac{d\phi_{FM}(t)}{dt} = -A_c\{\omega_c + k_f m(t)\}\sin\left\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty} m(\tau)d\tau \right. \qquad (2.3.37)$$

ปรกติการมอดูเลตความถี่นั้น จะใช้ค่า $\omega_c >> k_f m(t)$ ดังนั้นเอนเวโลป $E(t)$ของ (2.3.37) จึงเหมือนกับสัญญาณเอเอ็ม คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E(t) = A\omega_c \left\{1 + \frac{k_f}{\omega_c} m(t)\right\} \qquad (2.3.38)$$

และค่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห์ตามสมการ(2.3.37) คือ

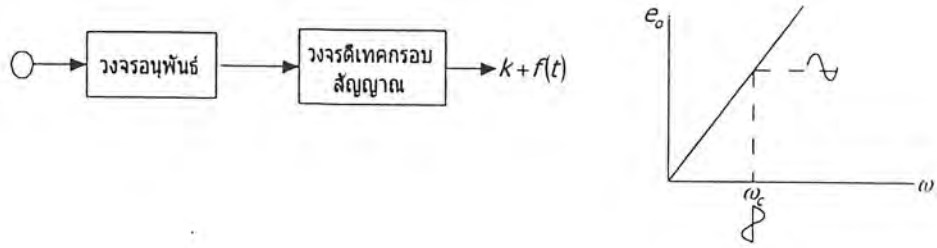
$$\omega_i = \omega_c + k_f m(t) \qquad (2.3.39)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรทำอนุพันธ์ ทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นเอฟเอ็มให้เป็นคลื่นเอเอ็ม ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงอยู่บ้างเล็กน้อย ดังนั้นจึงสามารถใช้วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณมาทำการดีเทกต์สัญญาณ m(t) ออกจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรทำอนุพันธ์สมการ (2.3.37) ได้ ซึ่งรูปที่2.3.6(ก) จะช่วยอธิบายให้เห็นภาพพจน์ของระบบการดีมอดูเลตสัญญาณชนิดนี้ได้เป็นอย่างดี

พฤติกรรมของวงจรอนุพันธ์ตามอุดมคติ อาจจะประมาณโดยวงจรที่ประกอบจากตัวความต้านทานและขดลวดเหนี่ยวนำ (RL) หรือวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งเมื่อนำมาต่อกับวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ จะได้วงจรดิสคริมิเนตความถี่ ดังแสดงในรูปที่2.3.6 (ข) และ (ค) ตามลำดับ วงจรดิสคริมิเจรความถี่เหล่านี้ รู้จักกันในนามของวงจรดีเทกต์ความชัน (slope detector) แม้ว่าวงจรดีเทกต์ความชันทั้งสองนี้จะทำได้โดยง่าย แต่มันก็มีขีดจำกัดในการใช้งาน คือ ความเป็นเชิงเส้นของอัตราการแปลงความถี่เป็นแรงดันนั้นมีช่วงแคบมาก การแก้ไขให้ดีขึ้นอาจทำได้โดยการใช้วงจรจูนสามความถี่ ดังแสดงในรูปที่2.3.6(ง) วงจรนี้จะมีคุณสมบัติในการแปลงความถี่เป็นแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นในย่านความถี่ที่กว้างขึ้น และมีข้อดีที่ค่าเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่าความถี่คลื่นพาห์

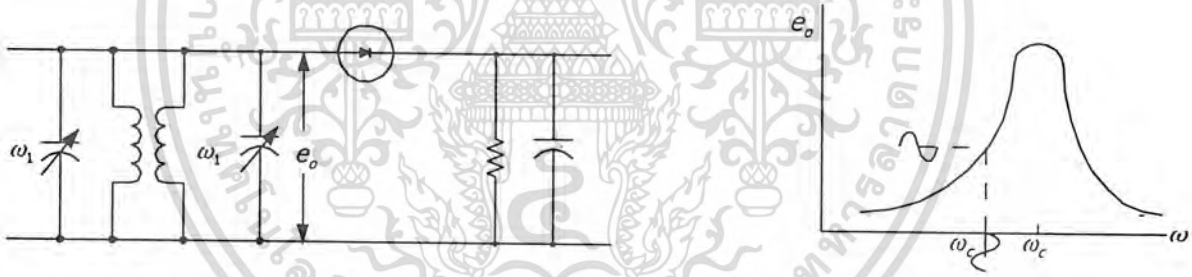
วงจรดิสคริมิเนตความถี่นั้นสามารถทำได้ในอีกหลายรูปแบบ ซึ่งอาจใช้วิธีการประยุกต์ใช้การตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ (zero crossing) หรือวิธีการเปลี่ยนความถี่เป็นโวลเตจที่ผู้เขียนได้นำเสนอในเอกสารอ้างอิง [36,37] หรือวิธีการใช้หลักการแปลงฮิลเบิร์ต [38,39] ซึ่งมีความแม่นยำสูงก็ได้ หรืออาจใช้การเลียนแบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ [40] ก็ได้อีกเช่นกัน อย่างไรก็ดีเรื่องเหล่านี้อยู่พ้นขอบเขตเนื้อหาของหนังสือเล่มนี้ ผู้อ่านที่สนใจสามารถที่จะค้นคว้าเพิ่มเติมได้โดยง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

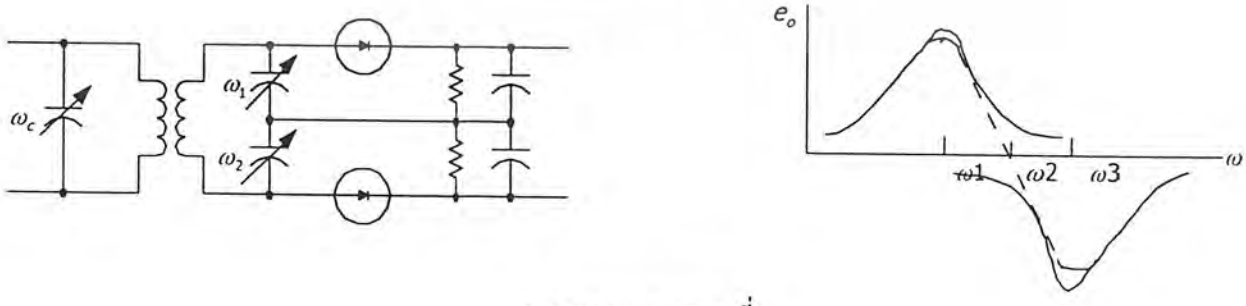


ก. วงจรพื้นฐาน

ข. R-L ดีเทคเตอร์



ค. วงจรจูนเดี่ยว



ง. วงจรจูน 3 ความถี่

รูป2.3.6 การดีมอดูเลตสัญญาณ เอฟเอ็ม

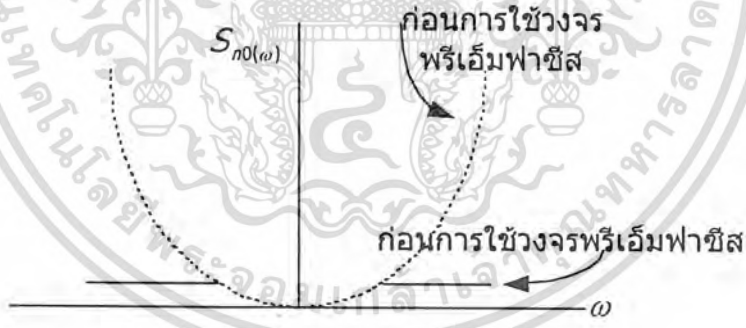
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6 การใช้วงจรพรีเอ็มฟาซิส และวงจรดีเอ็มฟาซีสในระบบเอฟเอ็ม

ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงพฤติกรรมของสัญญาณรบกวนที่ผ่านวงจรดิสครมิเนตความถี่ไว้พอสังเขปก่อนดังต่อไปนี้ คือ เมื่อสมมติว่ามีสัญญาณรบกวนขาวที่มีพีเอสดี คือ $S_{ni}(\omega) = \eta$ ผ่านวงจรดิสครมิเนตความถี่ที่ประกอบด้วยวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณนั้น และวงจรดิเทกต์กรอบสัญญาณ เราจะพบว่า เพราะค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณ คือ $H(\omega) = j\omega$ ดังนั้นจะได้ค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณ คือ

$$S_{no}(\omega) = |H(\omega)|^2 S_{ni}(\omega)$$
$$\eta\omega^2 \qquad (2.3.40)$$

เราจะพบว่าการแจกแจงกำลังของพีเอสดีของสัญญาณรบกวนนั้นมีค่าเพิ่มขึ้น ตามค่ากำลังสองของความถี่ ดังแสดงโดยเส้นประในรูปที่2.3.7

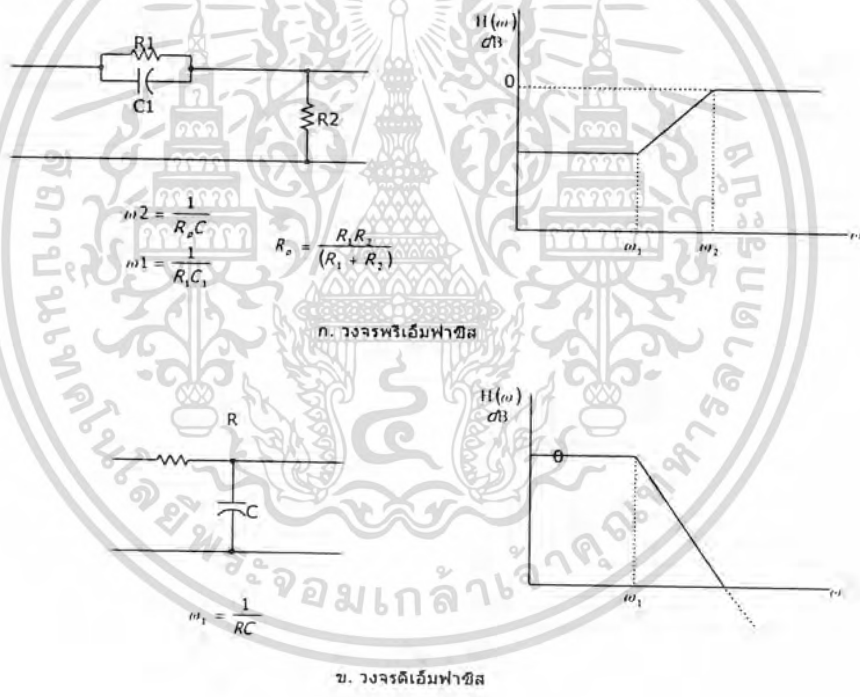


รูปที่2.3.7 ค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวนในระบบเอฟเอ็มก่อนและหลังการใช้วงจรพรีเอ็มฟาซีส-ดีเอ็มฟาซิส

ดังนั้นจึงเป็นที่คาดได้ว่าค่าเอสเอ็นอาร์ของเอาต์พุตของระบบจะมีค่าแจกแจงที่ความถี่ต่างๆ ไม่เท่ากันคือที่ความถี่สูงขึ้นค่าเอสเอ็นอาร์จะมีค่าเลงวล เพราะเหตุนี้จึงได้มีการเตรียมแก้พฤติกรรมที่ไม่พึงปรารถนานี้ด้วยการจัดให้มีการสร้างวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณองค์ประกอบของสัญญาณข่าวสารที่มีความถี่สูงให้มีค่ามากขึ้นตามค่าความถี่ ทั้งนี้เพื่อใช้ปรับค่าพีเอสดีของสัญญาณข่าวสารขึ้นก่อนที่จะนำไปทำการมอดูเลตความถี่ เพื่อที่จะทำให้ค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณข่าวสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นก่อนที่จำนำไปทำการมอดูเลตความถี่ เพื่อที่จะทำให้ค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณภายหลังจากผ่านการดีมอดูเลตออกมาแล้ว มีค่าประมาณเท่ากันทุกความถี่ย่อมเป็นการแน่นอนว่าเมื่อมีการเตรียมขยายสัญญาณองค์ประกอบที่ความถี่สูง ทางด้านเครื่องส่งเช่นนี้ ย่อมจะทำให้ค่าพีเอสดีของสัญญาณข่าวสารผิดไป ดังนั้นทางด้านเครื่องส่งเช่นนี้ ย่อมจะทำให้ค่าพีเอสดีของสัญญาณข่าวสารผิดไป ดังนั้นทางด้านเครื่องรับจึงจำเป็นจะต้องมีวงจรที่มีคุณสมบัติตรงกันข้ามกับวงจรที่ใช้ทางด้านเครื่องส่ง มาเพิ่มเข้าต่อจากวงจรที่ทำการดีมอดูเลตสัญญาณ เพื่อที่จะใช้แกหรือชดเชยความผิดเพี้ยนของพีเอสดีของสัญญาณให้กลับเหมือนเดิม วงจรที่ใช้ปรับค่าพีเอสดีของสัญญาณทางด้านเครื่องส่งนั้นมีชื่อเรียกว่า วงจรพรีเอ็มฟาซีส (pre-emphasis) และวงจรทางด้านเครื่องรับที่ใช้ปรับค่าพีเอสดีของสัญญาณข่าวสารให้กลับเหมือนเดิมนั้นมีชื่อเรียกว่า วงจรดีเอ็มฟาซีส (de-emphasis) การใช้วงจรพี



รูป2.3.8 พรีเอ็มฟาซีส – ดีเอ็มฟาซีสที่ใช้ RC และภาพวาดของโบ

เอ็มฟาซีส และวงจรดีเอ็มฟาซีสนี้มีผลเทียบเท่ากับ การใช้วงจรที่ช่วยปรับให้ค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวน $S_{no}(\omega)$มีลักษณะดีขึ้น ดังแสดงในรูปที่2.3.7 คือ มีการปรับตัวจากที่มีลักษณะเป็นเส้นประ กลายลงมาเป็นตามเส้นทึกในรูปนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรพรีเอ็มฟาซีสที่ควรเป็น คือ ควรมีค่าคงที่ที่บริเวณความถี่ต่ำ และปฏิบัติตัวคล้ายวงจรทำอนุพันธ์ที่ความถี่สูงขึ้นมา ปรกติแล้วในทางปฏิบัติจะใช้วงจรอาร์ซี (RC) ดังแสดงในรูปที่2.3.8 ก ซึ่งจะมีรูปแบบของขนาดฟังก์ชันการถ่ายโอนที่เขียนด้วยวิธีการของโบด (Bode's plot) ดังแสดงอยู่รูปข้างเคียงกัน การเลือกค่าความถี่หักมุม ω_1 ในทางปฏิบัตินั้นมักเลือกที่ค่าความถี่ที่มีค่าพีเอสดี ของสัญญาณข่าวสารลดลง 3 เดซิเบล ซึ่งสำหรับในระบบวิทยุกระจายเสียง จะใช้ค่า f_1 = 2.1 กิโลเฮิรตซ์ (RC = 75 ไมโครวินาที) และเลือกค่า ω_2ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ของเสียงที่นำมามอดูเลต วงจรดีเอ็มฟาซีสที่ใช้ทางเครื่องรับจะเป็นวงจรอาร์ซีง่ายๆ ดังแสดงในรูป 2.3.8ข ซึ่งมีรูปขนาดที่เขียนด้วยวิธีการของโบด ดังแสดงอยู่คู่กัน

2.3.7 การแทรกสอดในระบบสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณแทรกสอดในระบบสัญญาณเอฟเอ็มนั้นอาจมาจากสถานีวิทยุข้างเคียงที่ใช้ค่าความถี่ของคลื่นพาห์ที่ใกล้เคียงกัน หรือใช้ความถี่ที่ทับกัน ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของการแทรกสอดดังต่อไปนี้ คือ จะสมมติว่าสัญญาณแทรกสอดนั้นเป็นสัญญาณสถานีอื่น ซึ่งไม่มีการมอดูเลต กล่าวคือ มีแต่คลื่นพาห์เท่านั้น คือ กำหนดให้คลื่นแทรกสอด $i(t)$ เป็นดังนี้คือ

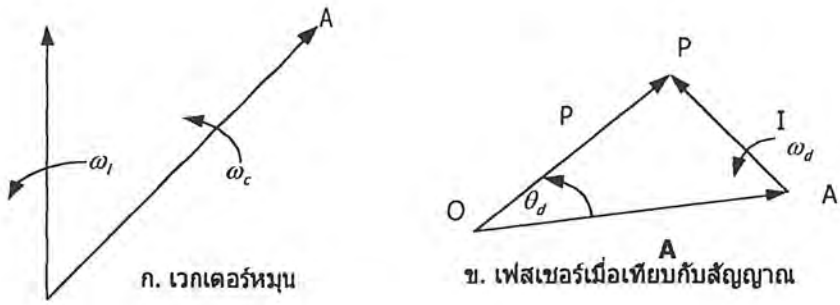
$$i(t) = I\cos(\omega_i t) \qquad (2.3.41)$$

และกำหนดให้สถานีส่งที่ถูกแทรกสอดนั้นใช้คลื่นพาห์ คือ

$$\phi(t) = A\cos(\omega_c t) \qquad (2.3.42)$$

โดยการเขียนเวกเตอร์หมุนแทนสัญญาณทั้งสองนี้ จะได้รูปเวกเตอร์เป็นดังแสดงในรูปที่ 2.3.9(ก) สัญญาณแทรกสอดนี้จะตี (beat) กับสัญญาณคลื่นพาห์ด้วยความถี่ $\omega_d = \omega_i - \omega_c$ ซึ่งถ้ายึดว่าเวกเตอร์หมุนในแนว OA คือ A เป็นเวกเตอร์อ้างอิงจะทำให้ได้เฟสเวกเตอร์ หรือ เฟเซอร์ดังแสดงในรูปที่2.3.9(ข) ซึ่งจะทำให้รู้ค่าเฟเซอร์ลัพธ์ P ในแนว OP ว่าเป็นดังนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. เวกเตอร์หมุน ข. เฟสเซอร์เมื่อเทียบกับสัญญาณ

รูปที่2.3.12 การเขียนเวกเตอร์หมุนและเฟเซอร์แสดงผลที่เกิดจากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม

$$\begin{aligned}\vec{P} &= \bar{A} + \bar{I}e^{j\omega_d t} \\ &= \bar{A} + \bar{I}\cos(\omega_d t) + j\bar{I}\sin(\omega_d t) \\ &= \bar{e}(t)e^{j\theta_d}\end{aligned} \tag{2.3.43}$$

โดยในที่นี้ได้กำหนดให้

$$e(t) = \sqrt{\left[\bar{A} + \bar{I}\cos(\omega_d t)\right]^2 + \left[\bar{I}\sin(\omega_d t)\right]^2} \tag{2.3.44}$$

และ

$$\theta_d(t) = \tan^{-1}\left[\frac{\bar{I}\sin(\omega_d t)}{\bar{A} + \bar{I}\cos(\omega_d t)}\right] \tag{2.3.45}$$

จะพบว่า ถ้า $I << A$ จะเป็นผลให้

$$\theta_d(t) \approx \frac{\bar{I}}{\bar{A}}\sin(\omega_d t) = \frac{I}{A}\sin(\omega_d t) \tag{2.3.46}$$

จากสมการของเฟเซอร์ (2.3.43) จะเขียนแปลงเป็นสมการของคลื่นเอฟเอ็มลัพธ์ ได้ดังนี้

$$\phi_{FM}(t) = e(t)\cos(\omega_d t + \theta_d) \tag{2.3.47}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรกติในการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม การกระเพื่อมของเอนเวโลป $e(t)$ จะถูกจำกัด โดยวงจร ลิมิตเตอร์ ทำให้คิดได้ว่า $e(t)$จะไม่มีผลทำให้เกิดการรบกวนขึ้นกับสัญญาณเอาต์พุต แต่สัญญาณเอาต์พุตจริงๆ จะได้มาจากการทำอนุพันธ์ของ $\theta_d(t)$เทียบกับเวลา ตามหลักการในหัวข้อ 2.3.5 ดังนั้น เมื่ออาศัยสมการ(2.3.46) จะรู้ค่าเอาต์พุต $_d(t)$ ของวงจรดิสคริมิเนตความถี่ว่า คือ

$$_d(t) = \frac{d\theta_d(t)}{dt} = \frac{I\omega_d}{A}\cos(\omega_d t) \qquad (2.3.48)$$

ซึ่งค่า $_d(t)$นี้คือ ค่าเอาต์พุตที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอด $i(t)$ดังนั้นสัญญาณ $_d(t)$ ส่วนนี้จะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่เอาต์พุต ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอด จะมีผลแปรผกผันกลับกับค่าแอมปลิจูดของคลื่นพาห์ A กล่าวคือ ถ้าคลื่นพาห์มีขนาดแรง สัญญาณเอฟเอ็มจะกดค่าสัญญาณแทรกสอดให้ต่ำลงให้หายไป โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อสัญญาณแทรกสอดมีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณเอฟเอ็มมากๆ ($\omega_d \approx 0$) ทั้งนี้เพราะค่าการรบกวนจากการแทรกสอดแปรผันโดยตรงกับ ω_d (พิจารณาสมการ(2.3.48) ประกอบ) ปรากฏการณ์เช่นนี้ มีชื่อเรียกว่า แคปเจอร์เอฟเฟกต์ (capture effect) เป็นที่น่าสนใจว่า ถ้าสถานีส่งเอฟเอ็มสองสถานีซึ่งมีค่าความถี่คลื่นพาห์ต่างกันเพียงเล็กน้อย คือ มีความต่างกันอยู่ในย่านของสัญญาณเสียงแล้ว สัญญาณจากสถานีที่มีกำลังส่งมากจะกดสัญญาณเสียงจากสถานีที่มีกำลังส่งน้อยให้ไม่ปรากฏออกมาได้ด้วยผลของแคปเจอร์เอฟเฟกต์ดังกล่าวแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 รายละเอียดโดยสังเขปของ ไอซี SAA 6579

(Radio Data System (RDS) Demodulator)

SAA 6579 เป็นวงจรรวมแบบ CMOS ใช้สำหรับการดีมอดูเลต(Demodulation)ในระบบ RDS ทำให้สามารถที่จะรับข้อมูลข่าวสารที่ไม่ใช่เสียงจากการกระจายเสียงแบบ เอฟเอ็ม(FM)ได้

สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากวงจรรวมนี้คือสัญญาณข้อมูล(Data Signal) และสัญญาณนาฬิกา(Clock signal)ทั้งนี้เพื่อความสะดวกในการประมวลผลและถอดรหัสด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ต่อไป

ภายในของวงจรรวมจะมีแบนด์พาสฟิลเตอร์(Bandpass Filter) ซึ่งจะกรองความถี่ 57 kHz ออกมาและมีดิจิตอลดีมอดูเลเตอร์(Digital demodulator) ในการแยกเอาข้อมูล RDS ออกมาจากสัญญาณมัลติเพลกซ์(Multiplex signal)

2.4.1 ส่วนของฟิลเตอร์(Filter part)

สัญญาณมัลติเพลกซ์จะผ่านฟิลเตอร์แบบแอนติไลซิ่งฟิลเตอร์ อันดับสอง(2^{nd}Order Anti-aliasing filter)และส่งต่อให้กับ 57 kHz แบนด์พาสฟิลเตอร์(เป็นฟิลเตอร์อันดับแปดมีความกว้างของย่านความถี่ 3 kHz) เพื่อที่จะแยกเอาสัญญาณ RDS ฟิลเตอร์นี้ใช้คาปาซิเตอร์สวิตช์เทคนิคมาใช้และใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 541.5 kHz ซึ่งได้มาจากผลึกแร่ความถี่ 4.332 MHz หรือ 8.664 MHz เป็นตัวออสซิลเลทจากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้ามาที่รีคอนสทรักชั่นฟิลเตอร์(Reconstruction filter) เพื่อให้รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการกรอง(สัญญาณ RDS) มีความสมบูรณ์พอก่อนที่จะส่งออกไปที่ขา 8 ของวงจรรวมและจะมีสัญญาณ เอซีครัปเปิ้ล(AC-Coupled)เป็นสัญญาณเปรียบเทียบอยู่ที่ขา 7 ซึ่งตัวเปรียบเทียบ(Comparator) นี้จะใช้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 228 kHz (ซิงโครไนซ์ด้วยสัญญาณความถี่ 57 kHz ของดีมอดูเลเตอร์)

2.4.2 ส่วนของดิจิตอล(Digital part)

วงจรซิงโครไนซ์ดีมอดูเลทเตอร์ที่มีการกู้สัญญาณคลื่นพาห์จากการดีมอดูเลทสัญญาณดิจิตอลแล้วส่งผ่านวงจรโลพาสฟิลเตอร์ (Lowpass filter) จะได้ลักษณะของพัลส์(Pulse) ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมือนกับทางด้านที่ส่งมา ซึ่งในทางอุดมคติแล้วจะต้องเหมือนกันทุกประการเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว

วงจรอินทิเกรต (Integrate Circuit) และวงจรดัมพ์ (Dump Circuit) จะทำการรวมสัญญาณภายใต้สัญญาณนาฬิกาผลที่ได้จากการดีมอดูเลทสัญญาณและสัญญาณในรูปแบบของสัญญาณ RDS ที่อยู่ในรูปแบบไบเฟส (Biphase Symbols) ก็คือสัญญาณที่ได้จากวงจรอินทิเกรตและวงจรดัมพ์และท้ายที่สุดสัญญาณ RDS ที่เป็นไบเฟสนี้จะถูกถอดรหัส (Decoding)

2.4.3 ส่วนของเวลา(Timing)

สามารถกำหนดผลึกแร่ในการออสซิลเลทได้สองความถี่คือ 4.332 MHz และ 8.664 MHz เพื่อให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาของระบบ RDS ที่ความถี่ 1.1875 kHz (ออกมาที่ ขา RDCL ของ SAA 6579) ทำให้ข้อมูล

หมายเหตุ รายละเอียดของ SAA 6579 ทั้งหมดดูได้ที่ภาคผนวกท้ายเล่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
หลักการและการออกแบบ

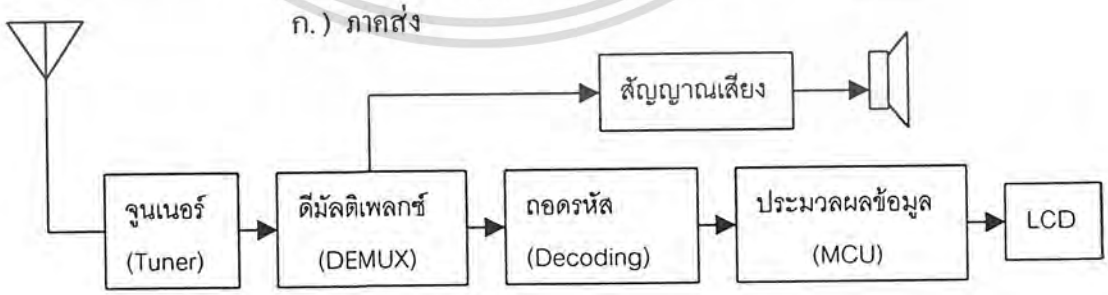
3.1 แนวคิดและที่มา

เนื่องด้วยในประเทศไทยตอนนี้ยังไม่มีสถานีส่งในระบบ RDS ดังนั้นจึงได้อาศัยโครงงานที่มีอยู่แล้วคือโครงงานเครื่องส่งวิทยุระบบเอฟเอ็มมัลติเพลกซ์ และโครงงานเครื่องเข้ารหัสในระบบ RDS ดังนั้นการออกแบบจะต้อง ทำชุดจำลองข้อมูลเพื่อที่จะส่งให้กับชุดเข้ารหัสและทำการมัลติเพลกซ์สัญญาณเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

เมื่อได้สัญญาณที่มีการมัลติเพลกซ์กับข้อมูลที่เข้ารหัสในระบบ RDS แล้วจากนั้นจึงทำการออกแบบเครื่องรับวิทยุที่มีการถอดรหัสข้อมูลด้วย โดยอาศัยวงจรจูนเนอร์ (Tuner Circuit) ของวิทยุเอฟเอ็ม และไอซีดีมอดูเลทของระบบ RDS (SAA 6579) และใช้ไมโครคอลโทรลเลอร์ในการประมวลผลข้อมูล

3.2ขั้นตอนการออกแบบ

ก.) ภาคส่ง



ข.) ภาครับ

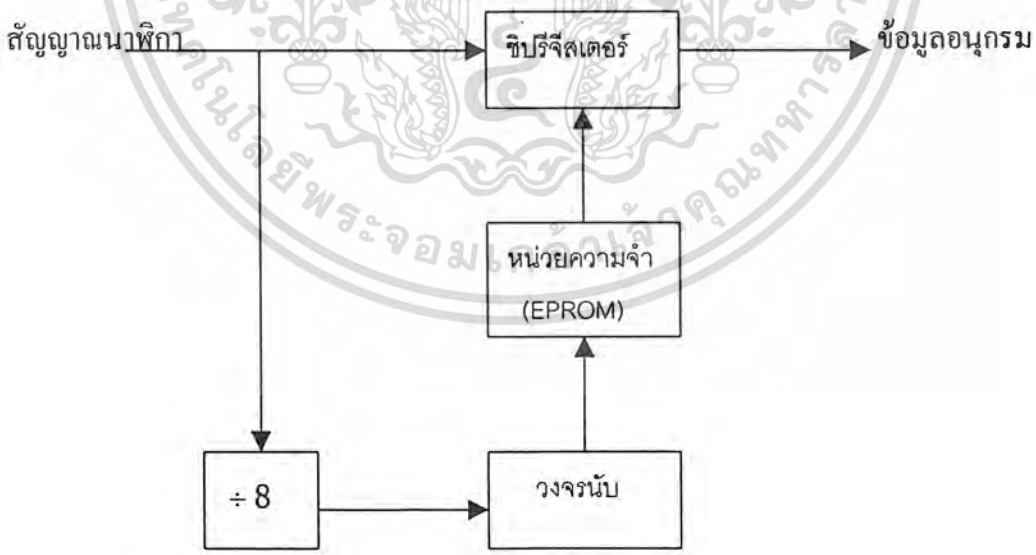
รูปที่ 3.1 (ก.)บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง (ข.)บล็อกไดอะแกรมภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 3.1 จะเป็นบล็อกไดอะแกรมของระบบทั้งหมด แต่ในโครงงานนี้จะทำเฉพาะชุดจำลองข้อมูลในภาคส่งและในส่วนของภาครับทั้งหมด ในส่วนของชุดจำลองข้อมูลอาศัยหน่วยความจำชนิดอ่านอย่างเดียว(EPROM)ใช้ AT27C256R เป็นตัวเก็บข้อมูลที่จะใช้ส่ง จากนั้นจะใช้วงจรนับในการเรียกข้อมูลออกมาโดยจะต่ออยู่ที่ขา แอดแดส(Address)ของหน่วยความจำ ในส่วนของภาครับจะอาศัยวงจรจูนเนอร์ของวิทยุเอฟเอ็มและไอซีดีมอดูเลเตอร์ของระบบ RDS (SAA6579) ในการแยกเอาสัญญาณเสียงและข้อมูลออกจากคลื่นพาห์จากนั้นจะนำเอาข้อมูลที่ได้มาทำการประมวลผลเพื่อที่จะแสดงที่ภาคแสดงผล(LCD)

3.2.1 ชุดจำลองข้อมูล

ข้อมูลที่จะใช้นั้นจะเป็นตัวอักษร(Character)ซึ่งจะเป็นรหัสแอสกี้(ASCII Code)และรูปแบบในการส่งจะประกอบด้วยบิทเริ่มต้นเป็น FF (ฐานสิบหก)และตามด้วยรหัสแอสกี้ซึ่งข้อมูลเหล่านี้จะถูกโปรแกรมลงในหน่วยความจำและถูกกวาดออกมาโดยวงจรนับโดยใช้สัญญาณนาฬิกาจากชุดเข้ารหัส จากนั้นข้อมูลผ่านชิปรีจีสเตอร์เพื่อให้ได้ข้อมูลที่เป็นอนุกรม ข้อมูลเหล่านี้จะนำไปป้อนให้กับชุดเข้ารหัส



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของชุดจำลองข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ภาครับ

3.2.2.1 วงจรจูนเนอร์

อาศัยวงจรจูนเนอร์ที่ได้รับการออกแบบสำหรับเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสเตริโอมัลติเพลกซ์ ซึ่งจะได้สัญญาณความถี่กลางของเสียงและสัญญาณ อาร์ดีเอส และนั้นก็เพียงพอที่จะได้สัญญาณเสียงและข้อมูล สัญญาณ อาร์ดีเอส ที่ได้จะถูกส่งไปที่วงจรดีมอดูเลเตอร์ของระบบอาร์ดีเอสเพื่อกู้สัญญาณนาฬิกาและพัลส์ของข้อมูลที่ส่งมาด้วย

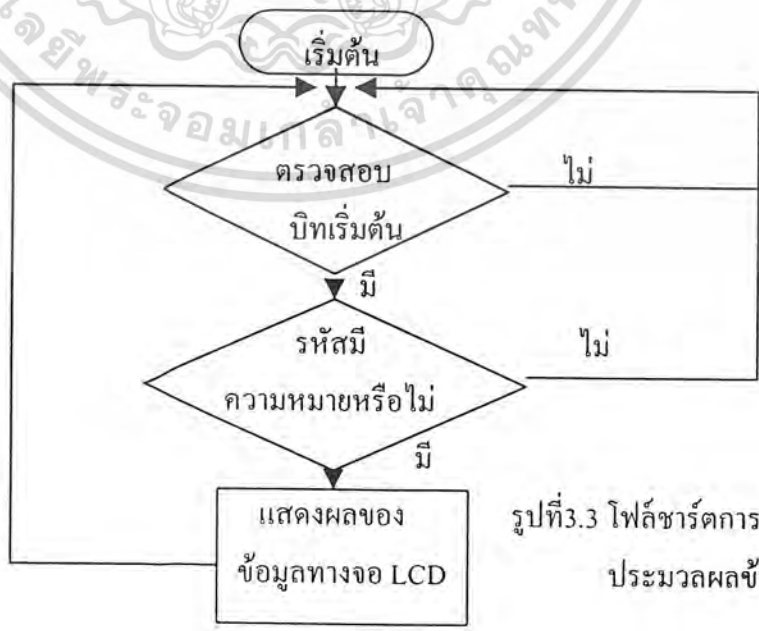
3.2.2.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์

วงจรดีมอดูเลเตอร์จะอาศัยไอซี SAA 6579 ซึ่งทำหน้าที่ในการดีมอดูเลตสัญญาณในระบบอาร์ดีเอสสัญญาณที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์คือสัญญาณนาฬิกาของระบบมีความถี่ 1.1875 kHz และพัลส์ของข้อมูลที่มีลักษณะเป็นบิทอนุกรมซึ่งมีอัตราส่วนของข้อมูลสัมพันธ์กับสัญญาณนาฬิกาของระบบ

3.2.2.3 ภาคประมวลผลและแสดงข้อมูล

บอร์ด AVR เวอร์ชั่น 2 จะทำหน้าที่ในการประมวลผลและแสดงข้อมูลด้วยจอ LCD ขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด บอร์ดทดลองที่นำมาใช้นี้มี ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT 90S8535 เป็นตัวประมวลผลและส่งข้อมูลออกมาทาง LCD โมดูลของบอร์ดนี้

ขั้นตอนการทำงานสามารถเขียนเป็นโฟล์ชาร์ตเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบชุดคำสั่งในการประมวลผลดังนี้



รูปที่3.3 โฟล์ชาร์ตการประมวลผลข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง

หลังจากที่ออกแบบส่วนต่างๆในบทที่ 3 แล้ว จะเริ่มทำการทดลองทีละส่วนโดยจะเริ่มจากชุดจำลองข้อมูล ส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์และภาคประมวลผลและแสดงข้อมูลตามลำดับ

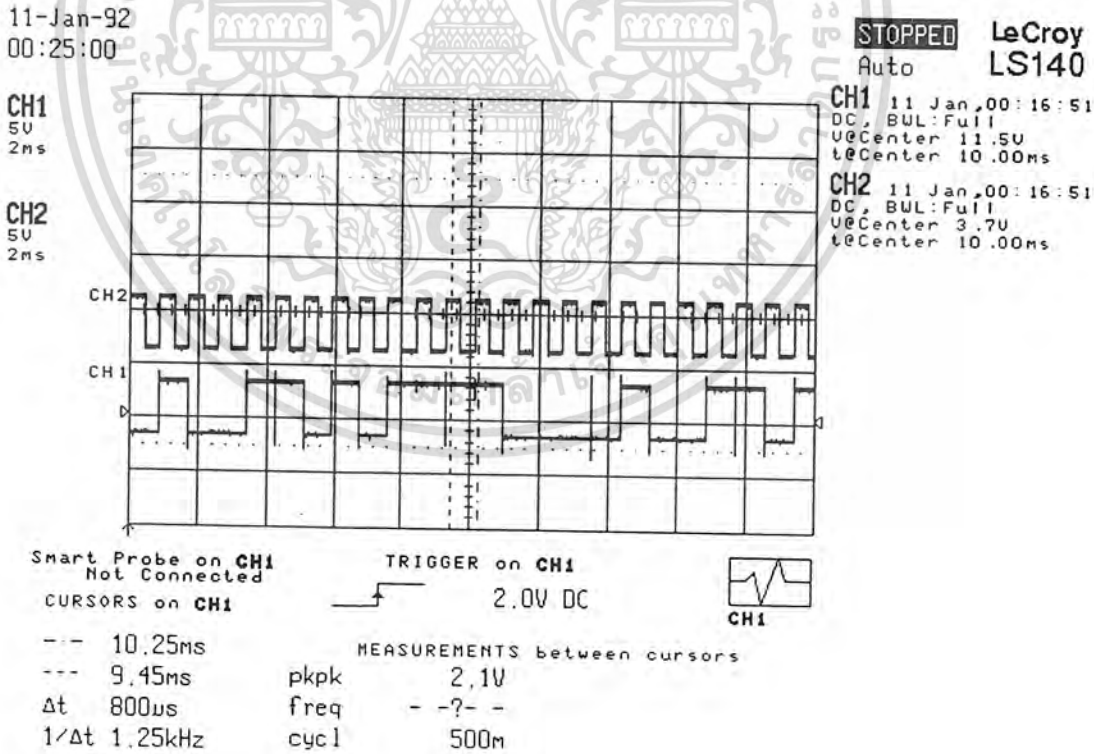
4.1 ขั้นตอนการทดลอง

4.1.1 ชุดจำลองข้อมูล

1.) ทำการต่อวงจรชุดจำลองข้อมูลตามวงจรที่ได้ออกแบบไว้

2.) นำเอาสัญญาณนาฬิกาจากเครื่องเข้ารหัสระบบ RDS มาต่อในวงจรชุดจำลองข้อมูลที่ได้ต่อไว้

3.) ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเอาท์พุตของวงจรเทียบกับสัญญาณนาฬิกาของเครื่องเข้ารหัสระบบ RDS



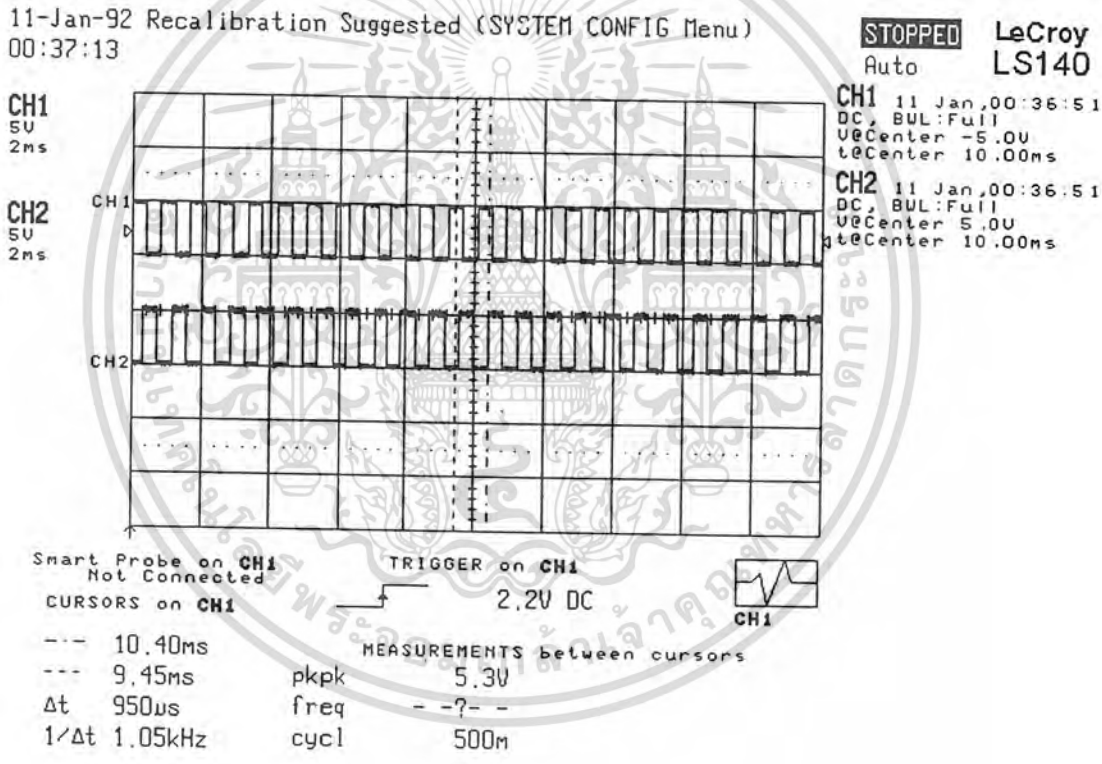
รูปที่4.1 รูปสัญญาณจากชุดจำลองข้อมูล(CH1)และสัญญาณนาฬิกา(CH2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์

1.) นำเอาเอาท์พุตของชุดจำลองข้อมูลเข้าที่ DATA INPUT ของเครื่องเข้ารหัสระบบ RDS และต่อวงจรดีมอดูเลเตอร์เข้าที่ RDS Signal ดังรูป

2.) วัดสัญญาณที่ขา 16 ของไอซี SAA 6579 (สัญญาณนาฬิกาที่ได้กู้มาแล้วจากสัญญาณ RDS (RDS Signal)) เทียบกับสัญญาณนาฬิกาของเครื่องเข้ารหัสระบบ RDS

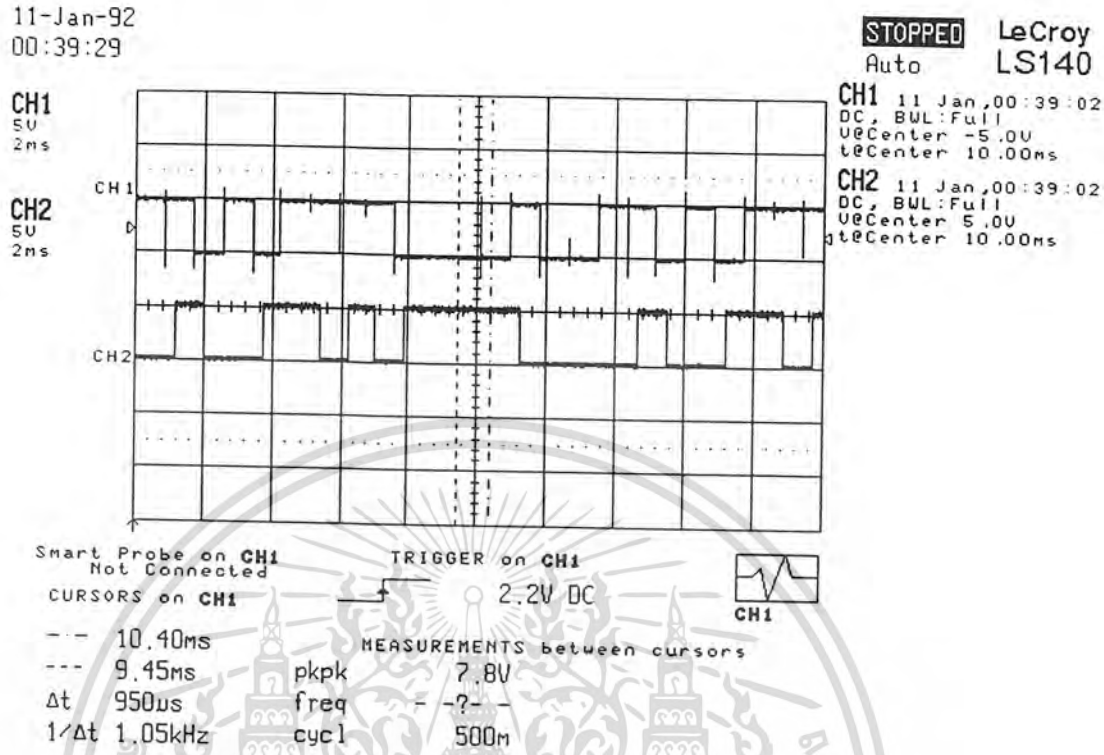


รูปที่4.2 รูปสัญญาณนาฬิกาของเครื่องเข้ารหัส(CH1)และสัญญาณจากขา 16 ของ ไอซี SAA 6579

3.) วิเคราะห์และตรวจสอบสัญญาณที่ได้การจากวัดเทียบสัญญาณต้องเหมือนกันทั้งสองรูปคลื่นสัญญาณ

4.) วัดสัญญาณที่ขา 2 ของไอซี SAA 6579 (สัญญาณข้อมูลที่ได้จากสัญญาณ RDS) เทียบกับเอาท์พุตของชุดจำลองข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณของเอาท์พุตชุดจำลองข้อมูล(CH1)และสัญญาณจากขา 2 ของไอซี SAA6579

5.) วิเคราะห์และตรวจสอบสัญญาณที่ได้จากการวัดเทียบสัญญาณต้องเหมือนกันทั้งสองรูปคลื่นสัญญาณ

4.1.3 ภาคประมวลผลและแสดงข้อมูล

1.) นำสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์มาต่อเข้ากับไมโครคอลโทรลเลอร์เพื่อทำการประมวลผล

2.) ทำการออกแบบชุดคำสั่งเพื่อแสดงข้อมูลที่ได้รับมาบนจอ LCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทสรุปและวิจารณ์

เนื่องด้วยในประเทศไทยยังไม่มีสถานีส่งในระบบ RDS ดังนั้นการทดลองและการออกแบบเครื่องรับวิทยุในระบบนี้จึงเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์นัก แต่ทั้งนี้ได้มีหน่วยงานที่ได้พัฒนาอุปกรณ์เพื่อรองรับระบบนี้อยู่บ้างจึงทำให้การสร้างสะดวกขึ้นอย่างเช่น ไอซีดีมอดูเลเตอร์ในระบบ RDS (SAA 6579) ของบริษัทฟิลลิปเป็นต้น

จากการทดลองในบทที่ 4 จะเห็นได้ว่ารูปสัญญาณของพัลส์ข้อมูลที่ได้จากชุดจำลองข้อมูลกับรูปสัญญาณของพัลส์ข้อมูลที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์จะมีความล้าหลังกันอยู่ เป็นไปได้อย่างมากว่าหากมีการส่งออกอากาศจริงความผิดพลาดของข้อมูลต้องเกิดขึ้นอย่างแน่นอน ทั้งนี้การทดลองที่ได้ปฏิบัตินั้นเป็นเพียงแค่การนำสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณอาร์ดีเอสจากเครื่องเข้ารหัสระบบอาร์ดีเอสเท่านั้นผลที่ได้จึงมีความผิดพลาดน้อย

ความผิดพลาดของข้อมูลที่เกิดขึ้นนั้นอาจแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มส่วนของวงจรกรองความถี่และการตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดของข้อมูล(Errorcollection)

ภายในเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มระบบ RDS จะประกอบด้วยสามส่วนหลักๆคือ

1.) ส่วนของภาคจูนเนอร์ซึ่งเป็นจูนเนอร์ของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มมัลติเพลกซ์ทั่วไป
2.) ส่วนของภาคดีมอดูเลชั่น ทำหน้าที่ในการกู้สัญญาณนาฬิกาของระบบและข้อมูลที่ส่งมาจากสถานีส่งระบบ RDS
3.) ส่วนของภาคประมวลผลและแสดงข้อมูล ในโครงงานนี้ใช้ไมโครคอลโทรลเลอร์ในการประมวลผลและใช้ LCD ในการแสดงข้อมูลทั้งนี้อาจใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ในการประมวลผลและแสดงข้อมูลก็ได้เช่นกัน

ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าสามารถที่จะดัดแปลงเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มมัลติเพลกซ์ทั่วไปให้เป็นเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มในระบบ RDS ได้ โดยอาศัยวงจรดีมอดูเลเตอร์และชุดคำสั่งในการประมวลผลเพื่อแสดงข้อมูลโดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์และจอ LCD หรือจะใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. รศ.ดร. วิวัฒน์ ติรานนท์ วิศวกรรมการสื่อสาร อักษรสยามการพิมพ์ กรุงเทพมหานคร 2540.
2. รศ. ประกิจ ตังติสานนท์ วิศวกรรมการสื่อสารไฟฟ้า – อิเล็กทรอนิกส์ ภาควิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 2539.
3. www. Philips.com.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมประมวลผลและแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ldi   r29,0xff
out   DDRC,r29
ldi   r29,0xff
out   PORTC,r29

rcall  init_lcd       ;init LCD

ldi   r21,0x03
rcall  goto_lcd
ldi   r21,0x52        ;R
rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x44        ;D
rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x53        ;S
rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x20        ;sp
rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x53        ;S
rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x59        ;Y
   rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x53        ;S
   rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x54        ;T
   rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x45        ;E
   rcall  wr_lcd
ldi   r21,0x4D        ;M
   rcall  wr_lcd
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
;**** MAIN
*********************************************************************

main:       sbic   PIND,2
            rjmp   main
        rcall  LCD2
WAIT:       sbis   PIND,2
            rjmp   WAIT
            rjmp   main

;**** show data ***************************************************************

LCD2:       ldi    temp,0x44
        ldi    r17,0x0d
loop1:      mov    r21,temp
        rcall  goto_lcd
        ldi    r21,0x46       ;F
        rcall  wr_lcd
        ldi    r21,0x4D       ;M
        rcall  wr_lcd
        ldi    r21,0x20       ;sp
        rcall  wr_lcd
        ldi    r21,0x31       ;1
        rcall  wr_lcd
        ldi    r21,0x30       ;0
        rcall  wr_lcd
        ldi    r21,0x37       ;7
            rcall  wr_lcd
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    ldi   r21,0x2E      ;.
    rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x35      ;5
      rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x20      ;sp
      rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x4D      ;M
      rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x48      ;H
      rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x7A      ;z
      rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x20      ;sp
    rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x20      ;sp
    rcall  wr_lcd
    ldi   r21,0x20      ;sp
    rcall  wr_lcd
    rcall  delay
    rcall  delay
    rcall  delay
    dec   temp
    dec   r17
    brne   loop1
    rcall  sub
    ret

;**** Sub Data ********************************************************************

sub:    ldi   temp,0x44
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        ldi   r17,0x0d
sub2:    mov   r21,temp
        rcall  goto_lcd
        ldi   r21,0x54      ;T
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x68      ;h
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x69      ;i
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x73      ;s
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x61      ;a
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x72      ;r
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x65      ;e
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x61      ;a
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x69      ;i
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x73      ;s
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x20        ;sp
        rcall   wr_lcd
        rcall   delay
        rcall   delay
        rcall   delay
        dec     temp
        dec     r17
        brne    sub2
        rcall   subB
        ret

subB:   ldi     temp,0x44
        ldi     r17,0x0d
sub3:   mov     r21,temp
        rcall   goto_lcd
        ldi     r21,0x69        ;i
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x6E        ;n
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x66        ;f
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x6F        ;o
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x72        ;r
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x6D        ;m
        rcall   wr_lcd
        ldi     r21,0x61        ;a
        rcall   wr_lcd
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        ldi   r21,0x74      ;t
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x69      ;i
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x6F      ;o
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x6E      ;n
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
          rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x6F      ;o
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x66      ;f
        rcall  wr_lcd
        ldi   r21,0x20      ;sp
        rcall  wr_lcd
        rcall  delay
        rcall  delay
        rcall  delay
        dec   temp
        dec   r17
        brne   sub3
        rcall  subC
        ret

subC:  ldi   temp,0x44
        ldi   r17,0x0d
sub4:  mov   r21,temp
        rcall  goto_lcd
        ldi   r21,0x54      ;T
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x68        ;h
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x65        ;e
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x20        ;sp
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x73        ;s
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x74        ;t
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x61        ;a
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x74        ;t
    rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x69        ;i
    rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x6F        ;o
    rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x6E        ;n
    rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x20        ;sp
    rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x20        ;sp
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x20        ;sp
rcall  wr_lcd
ldi    r21,0x20        ;sp
rcall  wr_lcd
rcall  delay
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        rcall   delay
        rcall   delay
        dec     temp
        dec     r17
        brne    sub4
        rcall   del
        ret

;**** delate ***************************************************************

del:      ldi     temp,0x40
        ldi     r17,0x0f

del2:     mov     r21,temp
        rcall   goto_lcd
del3:     ldi     r21,0x20        ;sp
        rcall   wr_lcd
        rcall   delay

        dec     r17
        brne    del3
        ret

;**** Control LCD **********************************************************

goto_lcd:   sbr     r21,0x80
        rcall   wr_ins
        ret
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
init_lcd:   cbi    PORTC,1
        ldi    r21,0x33        ;set DL = 1 3-time
        rcall  wr_ins
        ldi    r21,0x32        ;clear DL = 0;1-time
        rcall  wr_ins
        ldi    r21,0x28        ;Function set
        rcall  wr_ins          ;DL = 0 4 bit,N = 1 2 line
        ldi    r21,0x0c
        rcall  wr_ins
        ldi    r21,0x06
        rcall  wr_ins
        ldi    r21,0x01
        rcall  wr_ins
        ret


;*********************************************
;*        write instruction LCD          *
;*  input : r21                  *
;*********************************************
wr_ins:    cbi    PORTC,1          ;clear RS_LCD
        mov    r22,r21
        andi   r21,0xf0
        in     r16,PORTC
        andi   r16,0x0f
        or     r16,r21
        out    PORTC,r16        ;send high byte
        rcall  en_lcd
        swap   r22
        andi   r22,0xf0
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        in    r16,PORTC
        andi  r16,0x0f
        or    r16,r22
        out   PORTC,r16          ;send low byte
        rcall en_lcd
        ret

;*********************************************

;*********************************************
wr_lcd:  sbi   PORTC,1
        mov   r22,r21
        in    r16,PORTC
        andi  r16,0x0f
        andi  r21,0xf0
        or    r16,r21
        out   portc,r16
        rcall en_lcd
        swap  r22
        in    r16,PORTC
        andi  r16,0x0f
        andi  r22,0xf0
        or    r16,r22
        out   PORTC,r16
        rcall en_lcd
        ret

;*********************************************

;*********************************************
```

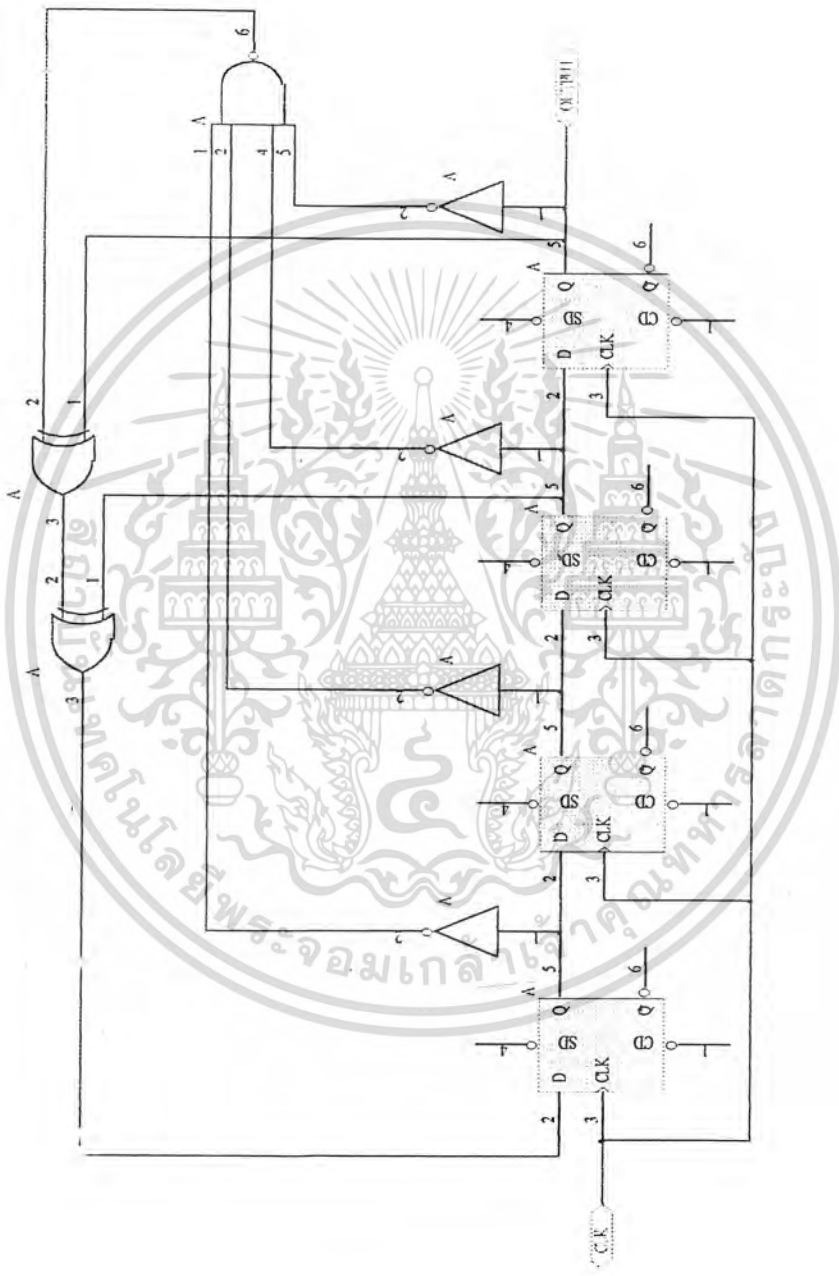
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
en_lcd:   cbi   PORTC,0
          rcall  busy
          sbi   PORTC,0
          ret

;*****************************************

;*****************************************
busy:     ldi   r25,0x10
busy2:    ldi   r26,0xff
busy1:    dec   r26
          brne  busy1
          dec   r25
          brne  busy2
          ret

;*****************************************
;*            delay
;*****************************************
delay:    ldi   r28,0xff
delay2:   ldi   r29,0xff
delay1:   dec   r29
          brne  delay1
          dec   r28
          brne  delay2
          ret
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

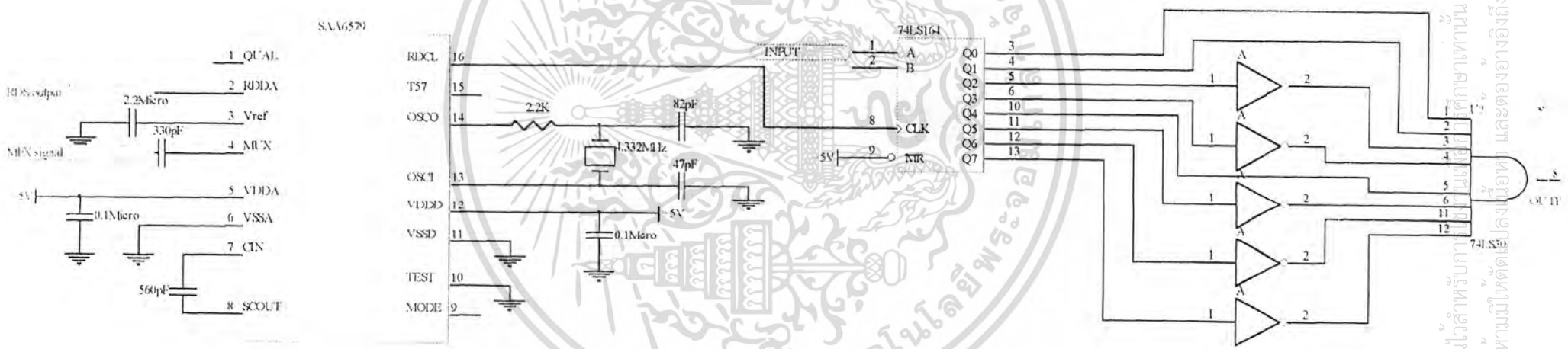
ภาคผนวก ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



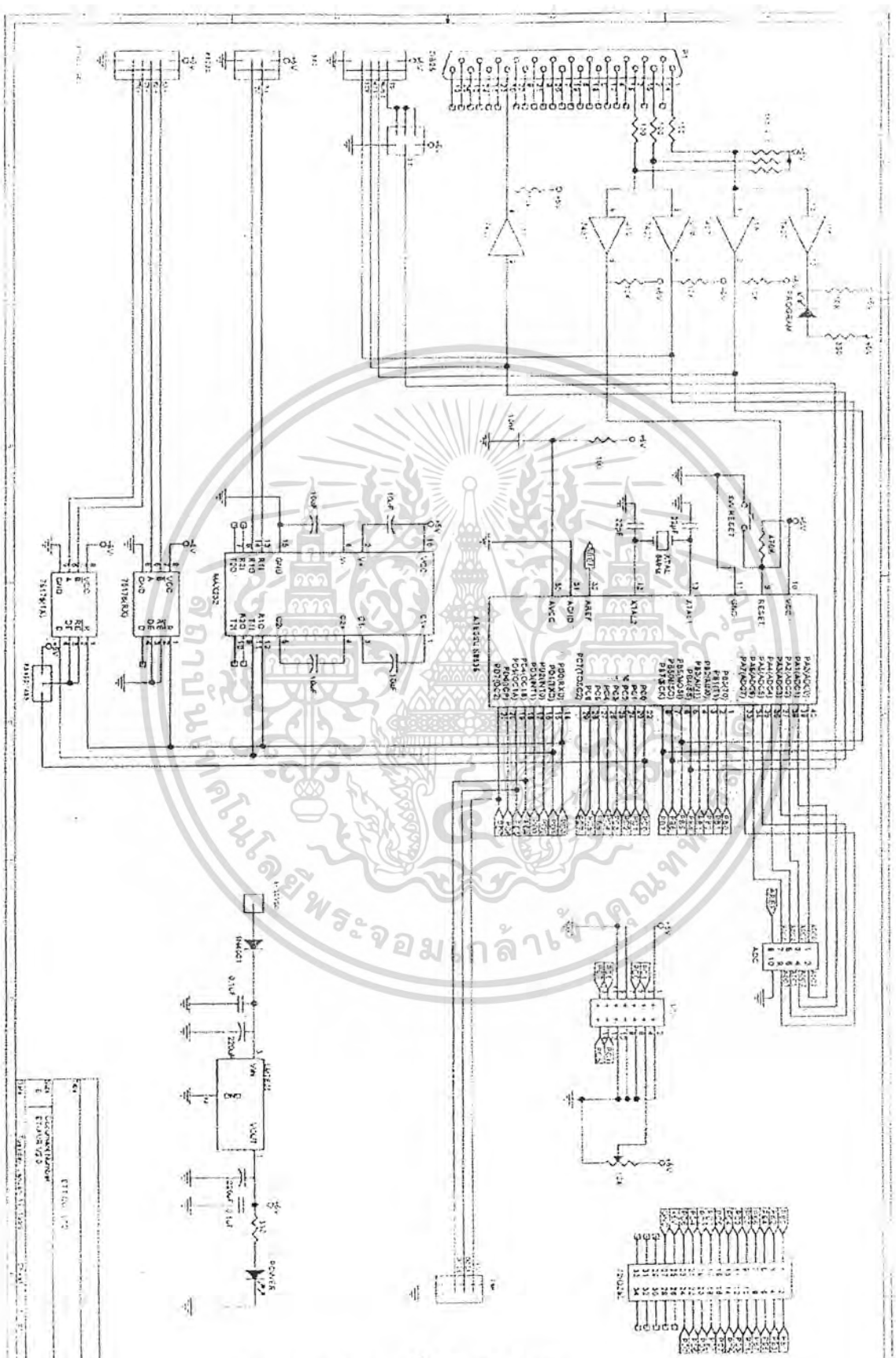
วงจรจำลองข้อมูลมีเอาท์พุตเป็นบิทอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



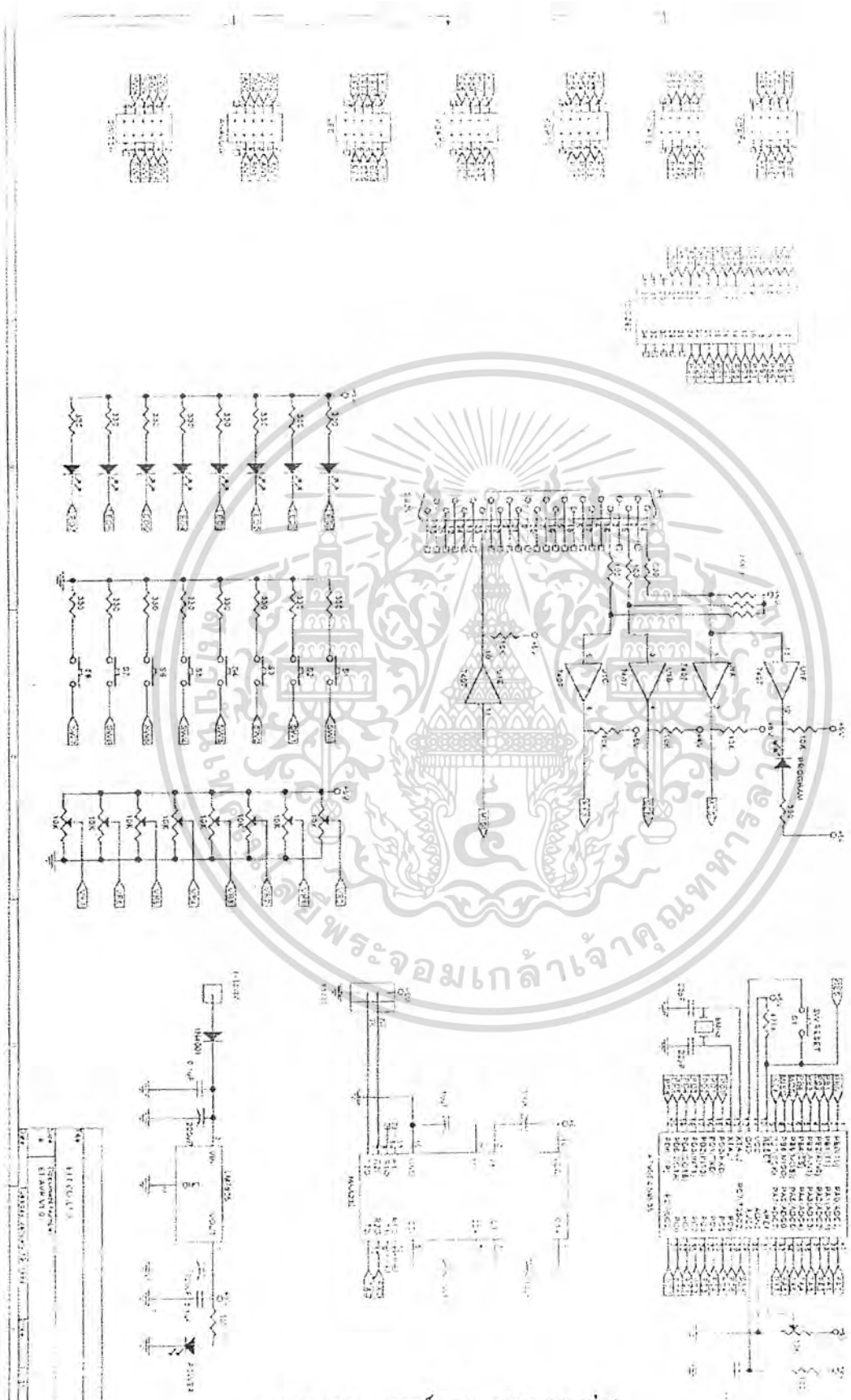
รูปที่ ข.2 วงจรตัวถอดรหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงวงจรของบอร์ด ET-AVR 2.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงวงจรของบอร์ด ET-AVR 2.0 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET

SAA6579
Radio Data System (RDS) demodulator

Product specification
Supersedes data of January 1994
File under Integrated Circuits, IC01

1997 Feb 24

Philips
Semiconductors

PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

- Anti-aliasing filter (2nd order)
- Integrated 57 kHz band-pass filter (8th order)
- Reconstruction filter (2nd order)
- Clocked comparator with automatic offset compensation
- 57 kHz carrier regeneration
- Synchronous demodulator for 57 kHz modulated RDS signals
- Selectable 4.332/8.664 MHz crystal oscillator with variable dividers
- Clock regeneration with lock on biphase data rate
- Biphase symbol decoder with integrate and dump functions
- Differential decoder
- Signal quality detector
- Subcarrier output.

GENERAL DESCRIPTION

The integrated CMOS circuit SAA6579 is an RDS demodulator. It recovers the additional inaudible RDS information which is transmitted by FM radio broadcasting.

The data signal RDDA and the clock signal RDCL are provided as outputs for further processing by a suitable decoder (microcomputer).

The operational functions of the device are in accordance with the *"CENELEC EN 50067"*.

QUICK REFERENCE DATA

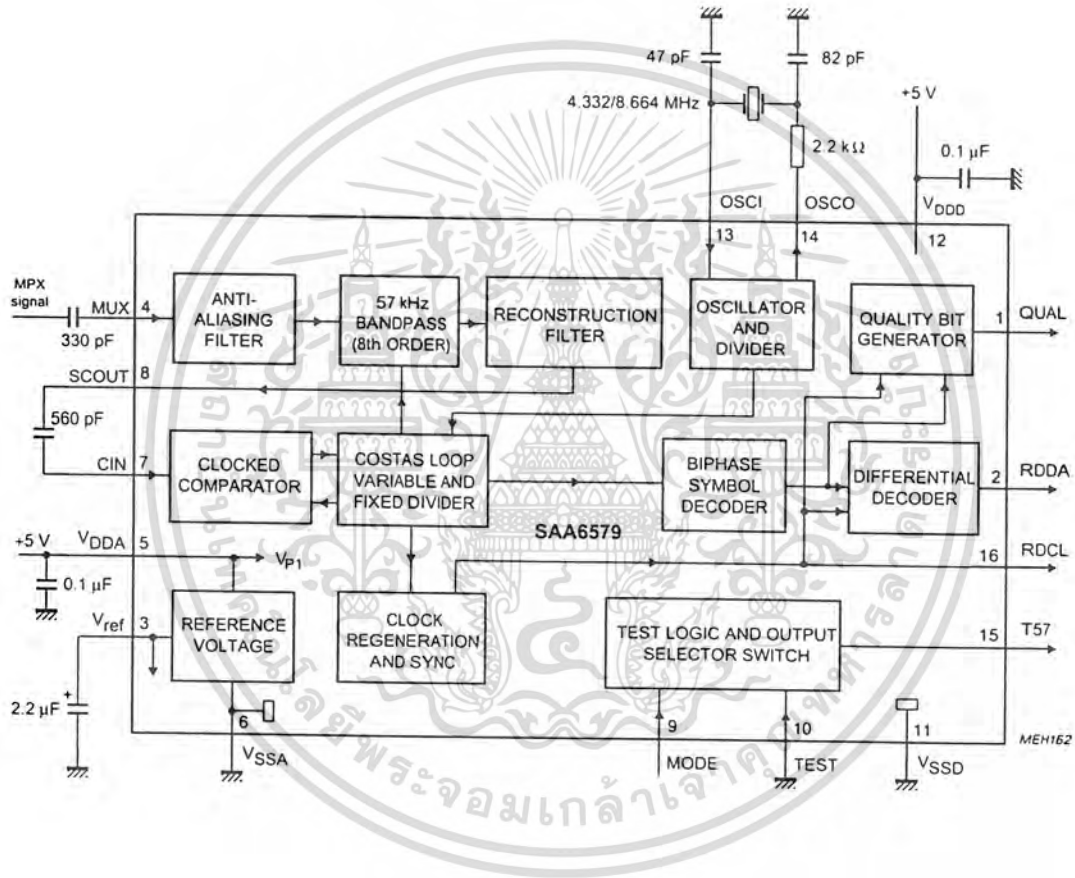
SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{DDA}	analog supply voltage (pin 5)	3.6	5.0	5.5	V
V_{DDD}	digital supply voltage (pin 12)	3.6	5.0	5.5	V
I_{tot}	total supply current	–	6	–	mA
$V_{i(rms)}$	RDS input amplitude (RMS value; pin 4)	1	–	–	mV
V_{OH}	HIGH level output voltage for signals RDDA, RDCL, QUAL and T57	4.4	–	–	V
V_{OL}	LOW level output voltage for signals RDDA, RDCL, QUAL and T57	–	–	0.4	V
T_{amb}	operating ambient temperature	−40	–	+85	°C

ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
SAA6579	DIP16	plastic dual in-line package; 16 leads (300 mil); long body	SOT38-1
SAA6579T	SO16	plastic small outline package; 16 leads; body width 7.5 mm	SOT162-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



Via pin MODE two different crystal frequencies can be used

MODE	CRYSTAL CLOCK
LOW	4.332 MHz
HIGH	8.664 MHz

Fig.1 Block diagram and application circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PINNING

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
QUAL	1	quality indication output
RDDA	2	RDS data output
V_{ref}	3	reference voltage output ($0.5V_{DDA}$)
MUX	4	multiplex signal input
V_{DDA}	5	+5 V supply voltage for analog part
V_{SSA}	6	ground for analog part (0 V)
CIN	7	subcarrier input to comparator
SCOUT	8	subcarrier output of reconstruction filter
MODE	9	oscillator mode/test control input
TEST	10	test enable input
V_{SSD}	11	ground for digital part (0 V)
V_{DDD}	12	+5 V supply voltage for digital part
OSCI	13	oscillator input
OSCO	14	oscillator output
T57	15	57 kHz clock signal output
RDCL	16	RDS clock output

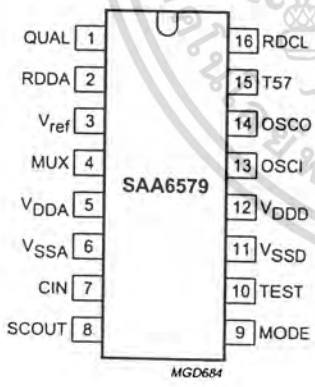


Fig.2 Pin configuration.

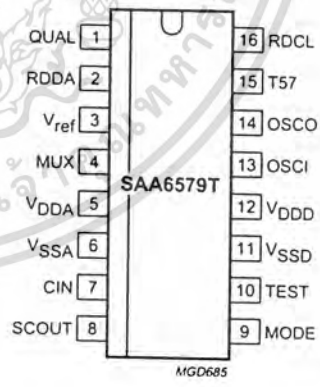


Fig.3 Pin configuration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134); ground pins 6 and 11 connected together.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DDA}	analog supply voltage (pin 5)		0	6	V
V_{DDD}	digital supply voltage (pin 12)		0	6	V
V_n	voltage on all pins; grounds excluded		−0.5	V_{DDX} + 0.5	V
T_{stg}	storage temperature		−40	+150	°C
T_{amb}	operating ambient temperature		−40	+85	°C
V_{es}	electrostatic handling for all pins except pins 9 and 10	note 1	±300	−	V
		note 2	+1500	−3000	V

Notes

1. Equivalent to discharging a 200 pF capacitor via a 0 Ω series resistor.
2. Equivalent to discharging a 100 pF capacitor via a 1.5 kΩ series resistor.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The SAA6579 is a demodulator circuit for RDS applications. It contains a 57 kHz bandpass filter and a digital demodulator to regenerate the RDS data stream out of the multiplex signal (MPX).

Filter part

The MUX signal is band-limited by a second-order anti-aliasing-filter and fed through a 57 kHz band-pass filter (8th order band-pass filter with 3 kHz bandwidth) to separate the RDS signals. This filter uses switched capacitor technique and is clocked by a clock frequency of 541.5 kHz derived from the 4.332/8.664 MHz crystal oscillator. Then the signal is fed to the reconstruction filter to smooth the sampled and filtered RDS signal before it is output on pin 8. The signal is AC-coupled to the comparator (pin 7). The comparator is clocked with a frequency of 228 kHz (synchronized by the 57 kHz of the demodulator).

Digital part

The synchronous demodulator (Costas loop circuit) with carrier regeneration demodulates the internal coupled, digitized signal. The suppressed carrier is recovered from the two sidebands (Costas loop). The demodulated signal is low-pass-filtered in such a way that the overall pulse shape (transmitter and receiver) approaches a cosinusoidal form in conjunction with the following Integrate and dump circuit.

The data-spectrum shaping is split into two equal parts and handled in the transmitter and in the receiver. Ideally, the data filtering should be equal in both of these parts.

The overall data-channel-spectrum shaping of the transmitter and the receiver is approximately 100% roll-off.

The Integrate and dump circuit performs an integration over a clock period. This results in a demodulated and valid RDS signal in form of biphase symbols being output from the integrate and dump circuit. The final stages of RDS data processing are the biphase symbol decoding and the differential decoding. After synchronization by data clock RDCL (pin 16) data appears on the RDDA output (pin 2). The output of the biphase symbol decoder is evaluated by a special circuit to provide an indication of good data (QUAL = HIGH) or corrupt data (QUAL = LOW).

Timing

Fixed and variable dividers are applied to the 4.332/8.664 MHz crystal oscillator to generate the 1.1875 kHz RDS clock RDCL, which is synchronized by the incoming data. Which ever clock edge is considered (positive or negative going edge) the data will remain valid for 399 µs after the clock transition. The timing of data change is 4 µs before a clock change. Which clock transition (positive or negative going clock) the data change occurs in, depends on the lock conditions and is arbitrary (bit slip).

During poor reception it is possible that faults in phase occur, then the clock signal stays uninterrupted, and data is constant for 1.5 clock periods. Normally, faults in phase do not occur on a cyclic basis. If however, faults in phase occur in this way, the minimum spacing between two possible faults in phase depends on the data being transmitted. The minimum spacing cannot be less than 16 clock periods. The quality bit changes only at the time of a data change.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTICS

$V_{DDA} = V_{DDD} = 5$ V; $T_{amb} = 25$ °C and measurements taken in Fig.1; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{DDA}	analog supply voltage (pin 5)		3.6	5.0	5.5	V
V_{DDD}	digital supply voltage (pin 12)		3.6	5.0	5.5	V
I_{tot}	total supply current	$I_5 + I_{12}$	–	6	–	mA
V_{ref}	reference voltage (pin 3)	$V_{DDA} = 5$ V	–	2.5	–	V
MPX input (signal before the capacitor on pin 4)						
$V_{i\ MPX(rms)}$	RDS amplitude (RMS value)	$\Delta f = \pm 1.2$ kHz RDS; $\Delta f = \pm 3.5$ kHz ARI; see Fig.5	1	–	–	mV
$V_{i\ MPX(p-p)}$	maximum input signal capability (peak-to-peak value)	f = 57 ±2 kHz	200	–	–	mV
		f < 50 kHz	1.4	–	–	V
		f < 15 kHz	2.8	–	–	V
		f > 70 kHz	3.5	–	–	V
R_{4-6}	input resistance	f = 0 to 100 kHz	40	–	–	kΩ
G_{8-4}	signal gain	f = 57 kHz	17	20	23	dB
57 kHz band-pass filter						
f_c	centre frequency	$T_{amb} = -40$ to +85 °C	56.5	57.0	57.5	kHz
B	−3 dB bandwidth		2.5	3.0	3.5	kHz
G	stop band gain	$\Delta f = \pm 7$ kHz	31	–	–	dB
		f < 45 kHz	40	–	–	dB
		f < 20 kHz	50	–	–	dB
		f > 70 kHz	40	–	–	dB
$R_{o(8)}$	output resistance (pin 8)	f = 57 kHz	–	26	–	Ω
Comparator input (pin 7)						
$V_{i(rms)}$	minimum input level (RMS value)	f = 57 kHz	–	1	10	mV
R_i	input resistance		70	110	150	kΩ
Oscillator input (pin 13)						
V_{IH}	HIGH level input voltage	$V_{DDD} = 5.0$ V	4.0	–	–	V
V_{IL}	LOW level input voltage	$V_{DDD} = 5.0$ V	–	–	1.0	V
I_I	input current	$V_{DDD} = 5.5$ V	–	–	±1	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Digital demodulator and outputs QUAL, RDDA, T57, OSCO and RDCL (pins 1, 2, 14, 15 and 16)						
V_{OH}	HIGH level output voltage	I_O = −20 µA; V_{DDD} = 4.5 V	4.4	–	–	V
V_{OL}	LOW level output voltage	I_O = 3.2 mA; V_{DDD} = 5.5 V	–	–	0.4	V
f_{RDCL}	nominal clock frequency RDCL		–	1187.5	–	Hz
Δt_{RDCL}	jitter of RDCL		–	–	18	µs
f_{T57}	nominal subcarrier frequency T57	note 1	–	57.0	–	kHz
I_O	output current OSCO (pin 14)	V_{DDD} = 4.5 V; V_{14} = 0.4 V	1.5	–	–	mA
		V_{DDD} = 4.5 V; V_{14} = 4.1 V	−1.6	–	–	mA
	output current QUAL, RDDA, T57, RDCL (pins 1, 2, 15 and 16)	V_{DDD} = 4.5 V; V_{14} = 0.4 V	5.9	–	–	mA
		V_{DDD} = 4.5 V; V_{14} = 4.1 V	−5.3	–	–	mA
4.332 MHz crystal parameters						
f_0	XTAL frequency		–	4.332	–	MHz
Δf_{max}	maximum permitted tolerance		–	±50	–	10^{-6}
Δf_o	adjustment tolerance of f_0	T_{amb} = 25 °C	–	–	±20	10^{-6}
		T_{amb} = −40 to +85 °C	–	–	±25	10^{-6}
C_L	load capacitance		–	30	–	pF
R_{xtal}	resonance resistance		–	–	60	Ω
8.664 MHz crystal parameters						
f_0	XTAL frequency		–	8.664	–	MHz
Δf_{max}	maximum permitted tolerance		–	±50	–	10^{-6}
Δf_o	adjustment tolerance of f_0	T_{amb} = 25 °C	–	–	±30	10^{-6}
		T_{amb} = −40 to +85 °C	–	–	±30	10^{-6}
C_L	load capacitance		–	30	–	pF
R_{xtal}	resonance resistance		–	–	60	Ω

Note

1. The signal T57 has a phase lead of 123° (±180°) relative to the ARI carrier at output SCOUT.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

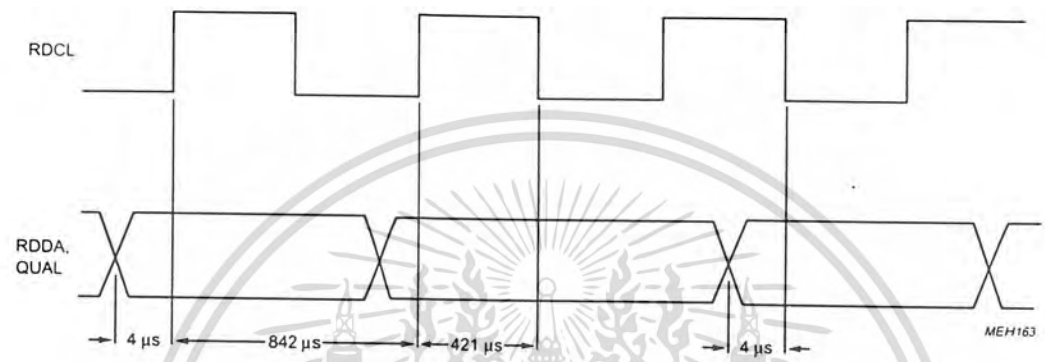


Fig.4 RDS timing diagram including a phase jump.

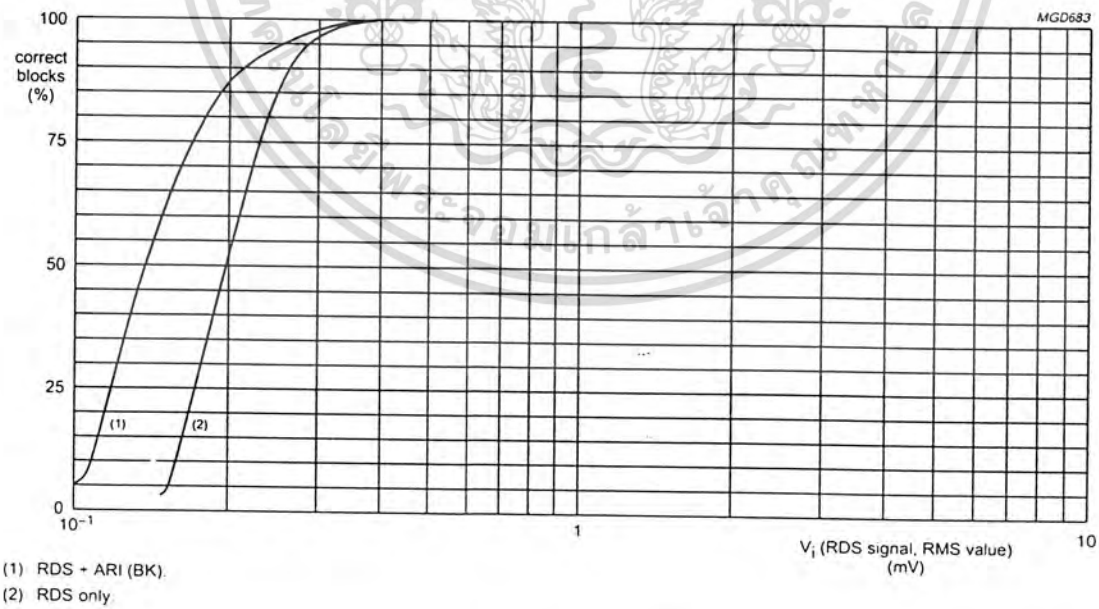
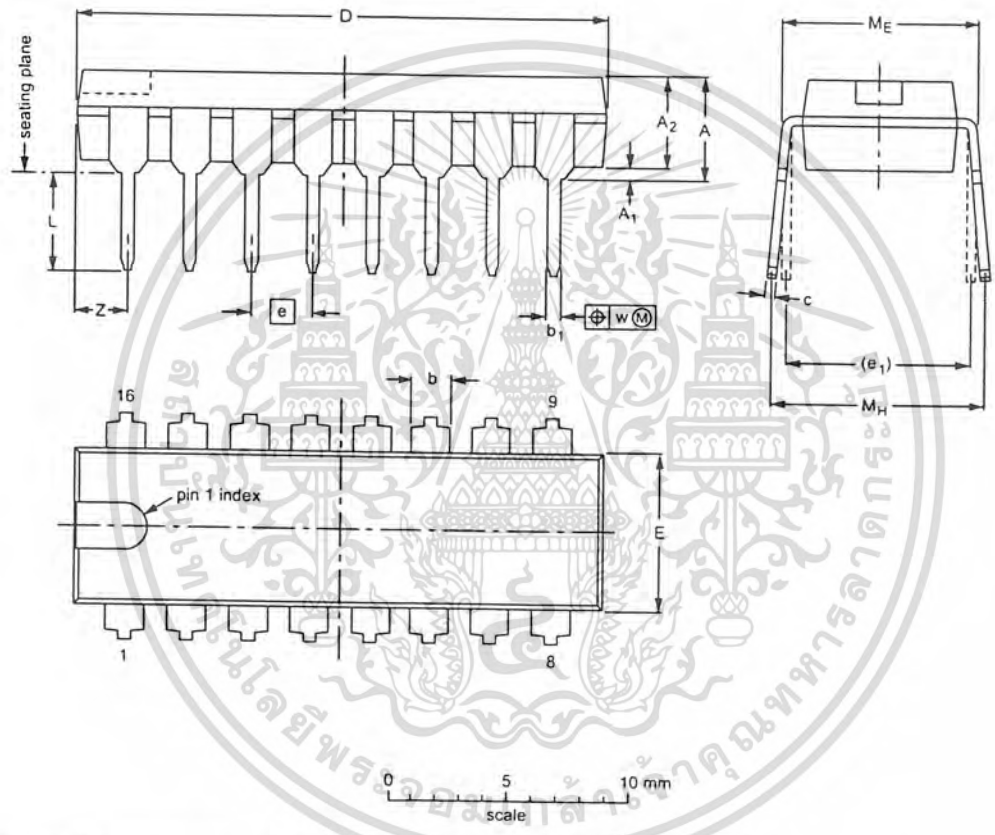


Fig.5 Typical RDS sensitivity.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE OUTLINES

DIP16: plastic dual in-line package; 16 leads (300 mil); long body **SOT38-1**



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A_1 min.	A_2 max.	b	b_1	c	$D^{(1)}$	$E^{(1)}$	e	e_1	L	M_E	M_H	w	$Z^{(1)}$ max.
mm	4.7	0.51	3.7	1.40 1.14	0.53 0.38	0.32 0.23	21.8 21.4	6.48 6.20	2.54	7.62	3.9 3.4	8.25 7.80	9.5 8.3	0.254	2.2
inches	0.19	0.020	0.15	0.055 0.045	0.021 0.015	0.013 0.009	0.86 0.84	0.26 0.24	0.10	0.30	0.15 0.13	0.32 0.31	0.37 0.33	0.01	0.087

Note

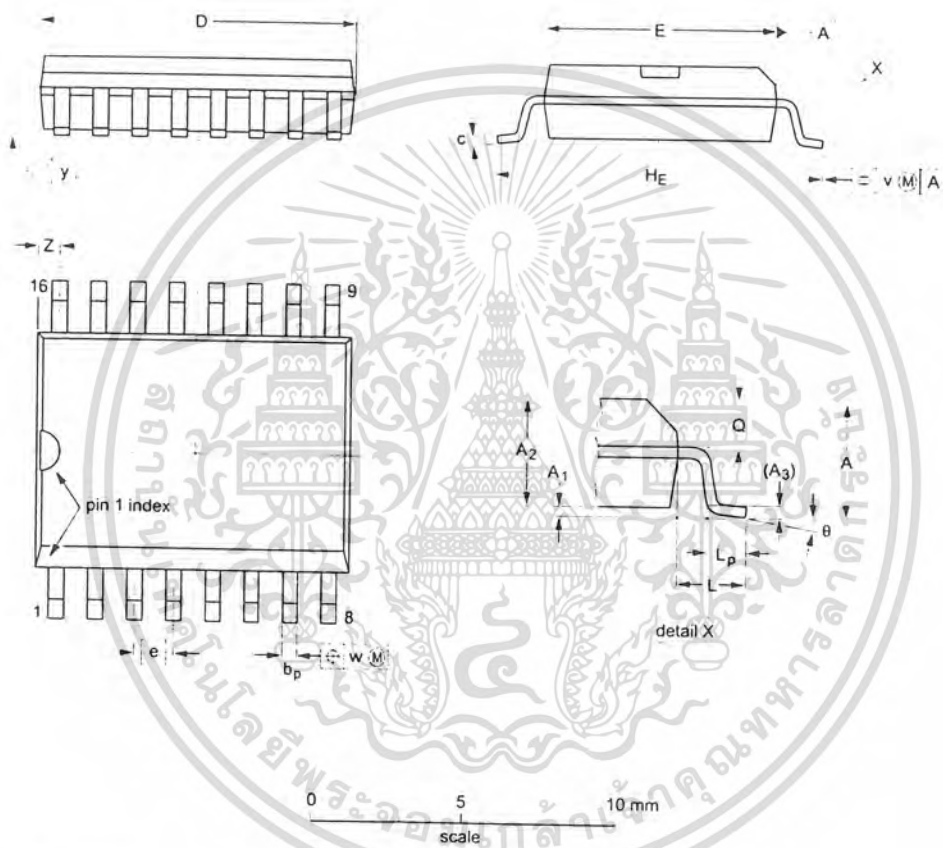
1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT38-1	050G09	MO-001AE				~~92-10-02~~ 95-01-19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SO16: plastic small outline package; 16 leads; body width 7.5 mm

SOT162-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A_1	A_2	A_3	b_p	c	$D^{(1)}$	$E^{(1)}$	e	H_E	L	L_p	Q	v	w	y	$Z^{(1)}$	θ
mm	2.65	0.30 0.10	2.45 2.25	0.25	0.49 0.36	0.32 0.23	10.5 10.1	7.6 7.4	1.27	10.65 10.00	1.4	1.1 0.4	1.1 1.0	0.25	0.25	0.1	0.9 0.4	8° 0°
inches	0.10	0.012 0.004	0.096 0.089	0.01	0.019 0.014	0.013 0.009	0.41 0.40	0.30 0.29	0.050	0.42 0.39	0.055	0.043 0.016	0.043 0.039	0.01	0.01	0.004	0.035 0.016	

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT162-1	075E03	MS-013AA			~~92-11-17~~ 95-01-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOLDERING

Introduction

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our *"IC Package Databook"* (order code 9398 652 90011).

DIP

Soldering by dipping or by wave

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ($T_{stg\ max}$). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

Repairing soldered joints

Apply a low voltage soldering iron (less than 24 V) to the lead(s) of the package, below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

SO

Reflow soldering

Reflow soldering techniques are suitable for all SO packages.

Reflow soldering requires solder paste (a suspension of fine solder particles, flux and binding agent) to be applied to the printed-circuit board by screen printing, stencilling or pressure-syringe dispensing before package placement.

Several techniques exist for reflowing; for example, thermal conduction by heated belt. Dwell times vary between 50 and 300 seconds depending on heating method. Typical reflow temperatures range from 215 to 250 °C.

Preheating is necessary to dry the paste and evaporate the binding agent. Preheating duration: 45 minutes at 45 °C.

Wave soldering

Wave soldering techniques can be used for all SO packages if the following conditions are observed:

- A double-wave (a turbulent wave with high upward pressure followed by a smooth laminar wave) soldering technique should be used.
- The longitudinal axis of the package footprint must be parallel to the solder flow.
- The package footprint must incorporate solder thieves at the downstream end.

During placement and before soldering, the package must be fixed with a droplet of adhesive. The adhesive can be applied by screen printing, pin transfer or syringe dispensing. The package can be soldered after the adhesive is cured.

Maximum permissible solder temperature is 260 °C, and maximum duration of package immersion in solder is 10 seconds, if cooled to less than 150 °C within 6 seconds. Typical dwell time is 4 seconds at 250 °C.

A mildly-activated flux will eliminate the need for removal of corrosive residues in most applications.

Repairing soldered joints

Fix the component by first soldering two diagonally-opposite end leads. Use only a low voltage soldering iron (less than 24 V) applied to the flat part of the lead. Contact time must be limited to 10 seconds at up to 300 °C. When using a dedicated tool, all other leads can be soldered in one operation within 2 to 5 seconds between 270 and 320 °C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

intersil

CA3089

November 1996

FM IF System

Features

- For FM IF Amplifier Applications in High-Fidelity, Automotive, and Communications Receivers
- Includes: IF Amplifier, Quadrature Detector, AF Preamplifier, and Specific Circuits for AGC, AFC, Muting (Squelch), and Tuning Meter
- Exceptional Limiting Sensitivity at -3dB Point. . . . . 12μV (Typ)
- Low Distortion: (with Double-Tuned Coil). . . . . 0.1% (Typ)
- Single-Coil Tuning Capability
- High Recovered Audio. . . . . 400mV (Typ)
- Provides Specific Signal for Control of Interchannel Muting (Squelch)
- Provides Specific Signal for Direct Drive of a Tuning Meter
- Provides Delayed AGC Voltage for RF Amplifier
- Provides a Specific Circuit for Flexible AFC
- Internal Supply-Voltage Regulators

Description

Intersil CA3089 is a monolithic integrated circuit that provides all the functions of a comprehensive FM-IF system. The block diagram shows the CA3089 features, which include a three-stage FM-IF amplifier/limiter configuration with level detectors for each stage, a doubly-balanced quadrature FM detector and an audio amplifier that features the optional use of a muting (squelch) circuit.

The advanced circuit design of the IF system includes desirable deluxe features such as delayed AGC for the RF tuner, and AFC drive circuit, and an output signal to drive a tuning meter and/or provide stereo switching logic. In addition, internal power supply regulators maintain a nearly constant current drain over the voltage supply range of +8.5V to +16V.

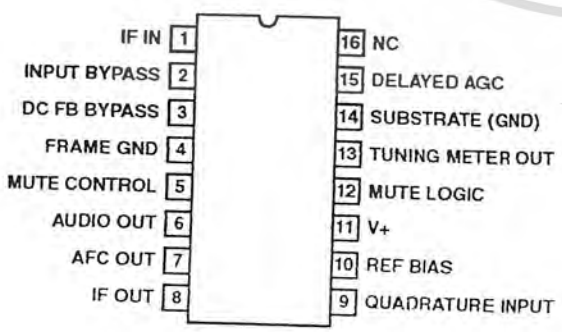
The CA3089 is ideal for high-fidelity operation. Distortion in a CA3089 FM-IF System is primarily a function of the phase linearity characteristic of the outboard detector coil.

Ordering Information

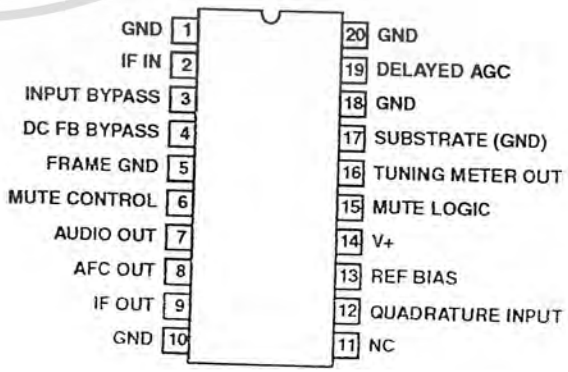
PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3089E	-40 to 85	16 Ld PDIP	E16.3
CA3089M1 (3089M)	-40 to 85	20 Ld SOIC	M20.3

Pinout

CA3089
(PDIP)
TOP VIEW



CA3089
(SOIC)
TOP VIEW



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.

1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

File Number 561.3

ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage
- Between V+ and Frame GND 16V
- Between V+ and Substrate GND 16V

DC Current (Out of Delayed AGC) 2mA

Operating Conditions

Temperature Range . . . . . $-40^{o}C$ to $85^{o}C$

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} ($^{o}C/W$)
PDIP Package	90
SOIC Package	80

Maximum Junction Temperature (Plastic Package) . . . . . $150^{o}C$
Maximum Storage Temperature Range . . . . . $-65^{o}C$ to $150^{o}C$
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) . . . . . $300^{o}C$
(SOIC - Lead Tips Only)

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications V+ = 12V (See Figures 3 and 4)

(NOTE 3) PARAMETER		TEST CONDITIONS		TEMP. (^{o}C)	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS								
Quiescent Circuit Current		No signal input, Non muted		25	16	23	30	mA
DC Voltages	Terminal 1 (IF Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 2 (AC Return to Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 3 (DC Bias to Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 6 (Audio Output)			25	5.0	5.6	6.0	V
	Terminal 10 (DC Reference)			25	5.0	5.6	6.0	V
DYNAMIC CHARACTERISTICS								
Input Limiting Voltage (-3dB point), V_1 (lim)		-	f_O = 10.7MHz, f_{MOD} = 400Hz, Deviation = ±75kHz	25	-	12	25	µV
AM Rejection (Terminal 6), AMR		V_{IN} = 0.1V, AM Mod. = 30%		25	45	55	-	dB
Recovered AF Voltage (Terminal 6) V_O (AF)		V_{IN} = 0.1V		25	300	400	500	mV
Total Harmonic Distortion, THD (Note 2)	Single Tuned (Terminal 6)			25	-	0.5	1.0	%
	Double Tuned (Terminal 6)			25	-	0.1	-	%
Signal Plus Noise to Noise Ratio (Terminal 6)				25	60	67	-	dB

NOTES:

2. THD characteristics are essentially a function of the phase characteristics of the network connected between Terminals 8, 9, and 10.
3. Terminal numbers refer to 16 Lead PDIP.

Application Information

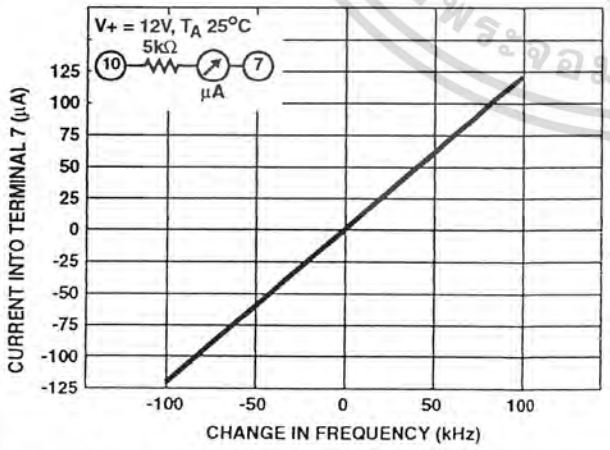


FIGURE 1. AFC CHARACTERISTICS (CURRENT AT TERMINAL 7) vs CHANGE IN FREQUENCY. (SEE TEST CIRCUIT FIGURE 3.)

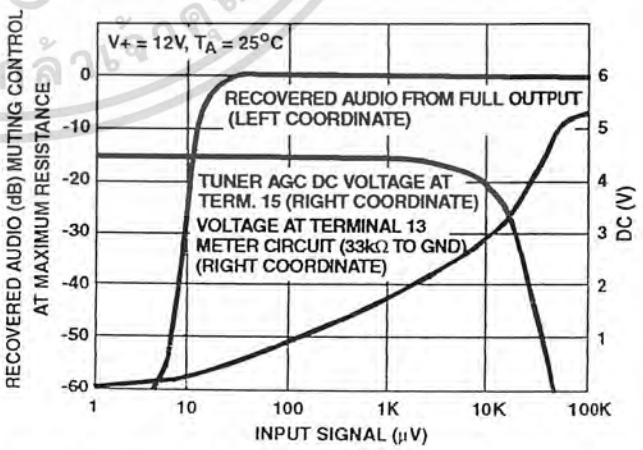
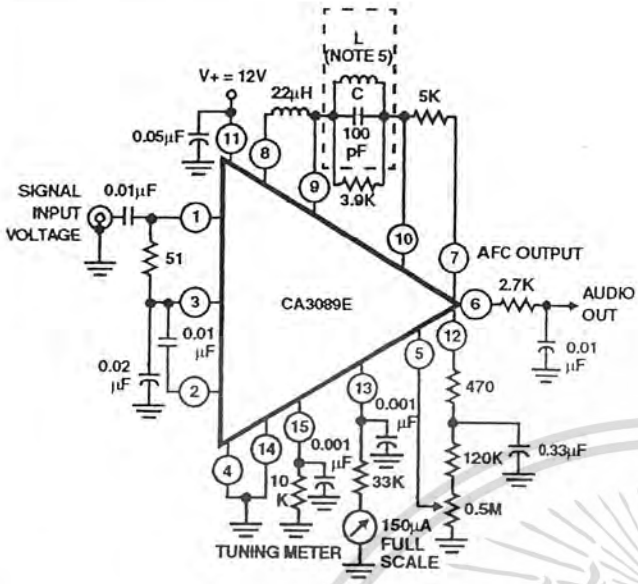


FIGURE 2. MUTING ACTION, TUNER AGC, AND TUNING METER OUTPUT vs INPUT SIGNAL VOLTAGE. (SEE TEST CIRCUIT FIGURE 3.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

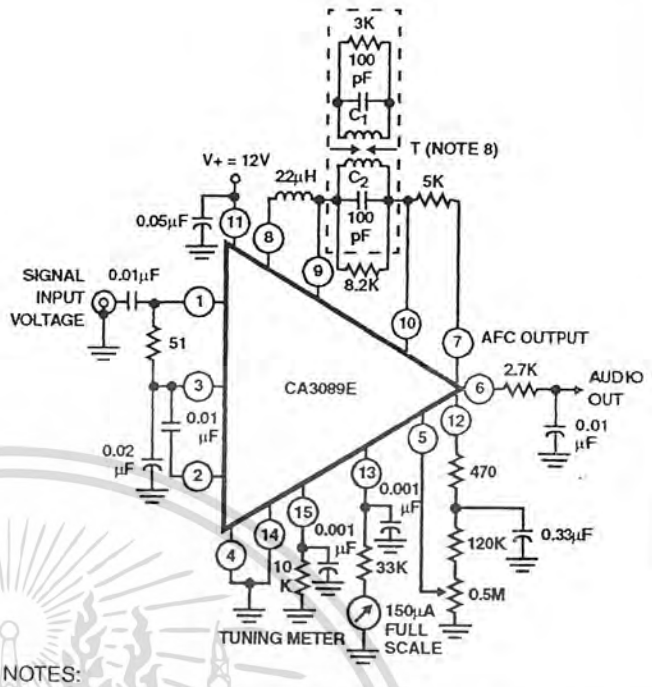
Test Circuits



NOTES:

4. All resistance values are in ohms.
5. L tunes with 100pF (C) at 10.7MHz.
6. Q_0 (unloaded) ≅ 75 (G.I. Automatic Mfg. Div. EX22741 or equivalent).

FIGURE 3. TEST CIRCUIT FOR CA3089E USING A SINGLE-TUNED DETECTOR COIL



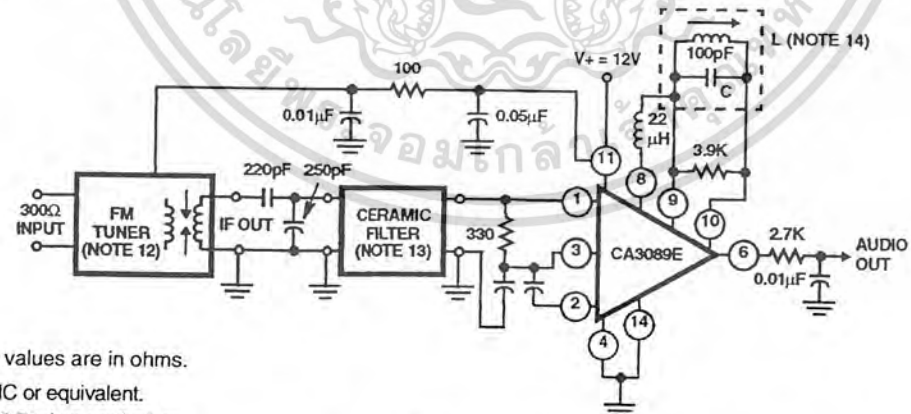
NOTES:

7. All resistance values are in ohms.
8. T PRI. - Q_0 (unloaded) ≅ 75 (tunes with 100pF (C_1) 20↑ of 34e on $^7/_{32}$" dia. form).
9. SEC. - Q_0 (unloaded) ≅ 75 (tunes with 100pF (C_2) 20↑ of 34e on $^7/_{32}$" dia. form).
10. kQ (percent of critical coupling) ≅ 70%.
    (Adjusted for coil voltage V_C) = 150mV.

Above values permit proper operation of mute (squelch) circuit "E" type slugs, spacing 4mm.

FIGURE 4. TEST CIRCUIT FOR CA3089E USING A DOUBLE-TUNED DETECTOR COIL

Typical Applications



NOTES:

11. All resistance values are in ohms.
12. Waller 4SN3FIC or equivalent.
13. Murata SFG 10.7mA or equivalent.
14. L tunes with 100pF (C) at 10.7MHz Q_0 unloaded ≅ 75 (G.I. EX22741 or equivalent).

Performance Data at f_O = 98MHz, f_{MOD} = 400Hz, Deviation = ±75kHz:

-3dB Limiting Sensitivity . . . . . 2μV (Antenna Level)
20dB Quieting Sensitivity . . . . . 1μV (Antenna Level)
30dB Quieting Sensitivity . . . . . 1.5μV (Antenna Level)

FIGURE 5. TYPICAL FM TUNER USING THE CA3089E WITH A SINGLE TUNED DETECTOR COIL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้