ระบบชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติแบบไร้สาย (ส่วนวิทยุ)

WIRELESS PRIVATE AUTOMATIC BRANCH EXCHANGE

(RADIO SECTION)

โดย

นางสาว สุปรียา ธีรภาพวงศ์ 35104490

นาย เสถียร วิจิตพาวรรณ 35104510

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ

วัน เดือน ปี 1 ต.ค. 2540

เลขทะเบียน 037141

เลขเรียกหนังสือ โ38ม84 ส344ร

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2538

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติแบบไร้สาย (ส่วนวิทยุ)

ผู้จัดทำ

1. นางสาว สุปรียา ธีรภาพวงศ์ รหัส 35104490
2. นาย เสถียร วิจิตรพาวรรณ รหัส 35104510

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบชุมสายโทรศัพท์สาขาอัตโนมัติแบบไร้สาย (ส่วนวิทยุ)

นางสาว สุปรียา ธีรภาพวงศ์
นาย เสถียร วิจิตพาวรรณ
อ. ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและสร้างเครื่องรับ-ส่งวิทยุในย่านวีเอชเอฟ (VHF) เพื่อดัดแปลงมาใช้เป็นเครื่องชุมสายโทรศัพท์ปลายทางแบบไร้สาย โดยใช้เทคนิคการตรวจสอบช่องความถี่ใช้งานที่ว่างเพื่อประโยชน์ในการประหยัดช่องความถี่วิทยุ โดยมีขนาด 4 คู่สายนอก 16 สายใน ส่งผ่านสัญญาณเสียงทางคลื่นความถี่วิทยุ สัญญาณข่าวสารระหว่างตู้ชุมสายโทรศัพท์หลักกับเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก ส่งผ่านสัญญาณแบบอะซิงโครนัส (ASYNCHRONOUS) ด้วยอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 300 (BAUD RATE) ใช้การเข้ารหัสแบบเอฟเอสเค (FSK) รับ-ส่งออกอากาศแบบฟูลดูเพล็กซ์ (full duplex) ด้วยความถี่วิทยุ 47 เมกกะเฮิรตซ์ และ 72 เมกกะเฮิรตซ์ โดยใช้ไอซี เบอร์ 2833 เป็นตัวส่งแบบเอฟเอ็ม และไอซี เบอร์ 3362 เป็นตัวรับแบบเอฟเอ็ม (FM) โดยโครงงานที่ทำนี้จะเป็นส่วนของการรับ-ส่งความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WIRELESS PRIVATE AUTOMATIC BRANCH EXCHANGE (RADIO SECTION)

Ms. SUPREEYA TEERAPARBWONG
Mr. SATIEN VIJITPAWAN
Mr. PRAPAKON SUWANNA Advisor
1995

ABSTRACT

This thesis is the research and design radio system in VHF section for develop to the cordless PABX that use scanning unoccupied channel technique for 4 external lines and 16 internal lines, performed by using FSK modulation at asychronous transmission data rate between the switching base unit to portable units is 300 (baud rate). A full duplex tranceiver uses the frequency rang of 47 MHz and 72 MHz bands, by scanning an unoccupied channel for the conserve of radio frequencies. This project use MC2833 for send the signal and use MC3362 for receive the signal. This project is the radio frequency receiver and radio frequency transmitter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเครื่องรับส่งวิทยุเอฟเอ็ม (FM) , ทฤษฎี อาร์เอฟ (RF) ที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน และ ทฤษฎีของแมชชิ่ง อิมพิแดนซ์ (Matching Impedance)	2
2.1 เครื่องส่ง เอฟเอ็ม	2
2.2 เครื่องรับ เอฟเอ็ม	3
2.3 ทฤษฎีอาร์เอฟที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน	18
2.4 แมชชิ่งอิมพิแดนซ์	30
2.5 วงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งที่นิยมใช้	30
บทที่ 3 ไอซีที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน	34
3.1 MC 3362 ไอซีภารรับในตัวเดียว	34
3.2 MC 2833 ไอซีภาคส่ง เอฟเอ็มในตัวเดียว	39
3.3 MC 145104 (PLL FREQUENCY SYNTHESIZER)	41
3.4 LA 1185 (FM fRONT END)	42
บทที่ 4 หลักการทำงานและวงจรที่ใช้สังเคราะห์ความถี่ ทั้งภาครับและภาคส่ง	44
4.1 หลักกการทำงานของผู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลัก และ โทรศัพท์ตัวลูก	44
4.2 หลักการและทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบระบบ	45
บทที่ 5 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง	55
5.1 ผลการทดลองการหาค่าเบี่ยงเบนสูงสุดของไอซีเบอร์3362	55
5.2 การทดลองเพื่อหาค่าแบนด์วิดธ์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ของไอซีภาครับ	57
5.3 ผลการทดลองของเครื่องรับส่ง (Tx = 72.5 MHz , Rx = 48 MHz)	62
5.4 สรุปผลการทดลอง	71
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย	2
รูปที่ 2.2 แผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง FM แบบคูณความถี่ (มัลติพลาย)	2
รูปที่ 2.3 แผนผังของเครื่องรับ FM	4
รูปที่ 2.4 แผนผังเครื่องรับชนิด TRF	5
รูปที่ 2.5 แผนผังเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮด	6
รูปที่ 2.6 แผนผังเครื่องรับชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชั่น	8
รูปที่ 2.7 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แยกภาคเครื่องรับและเครื่องส่ง	9
รูปที่ 2.8 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน	9
รูปที่ 2.9 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบสังเคราะห์ความถี่	10
รูปที่ 2.10 วงจรมอดูเลเตอร์	11
รูปที่ 2.11 วงจรดับเบลอร์	12
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างมิกเซอร์	13
รูปที่ 2.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของผลึกแร่ต่ออุณหภูมิ	14
รูปที่ 2.14 วงจรสเควลซ์แบบใช้พาหะบังคับ	15
รูปที่ 2.15 วงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์	16
รูปที่ 2.16 วงจรลิมิตเตอร์	18
รูปที่ 2.17 บล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อคลูป	19
รูปที่ 2.18 แสดงถึง Asynchronous error beat ในช่วงของขบวนการ Capture	21
รูปที่ 2.19 โมเดลเชิงเส้นของ PLL ในลักษณะของระบบป้อนกลับ	22
รูปที่ 2.20 รูทโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์ lag	23
รูปที่ 2.21 รูทโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์ lag lead	24
รูปที่ 2.22 แสดงถึง transfer characteristic ของความถี่กับ Voltage ของ PLL	25
รูปที่ 2.23 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	26
รูปที่ 2.24 (ก) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่	29
รูปที่ 2.24 (ข) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่	29
รูปที่ 2.25 แสดงเฟสน้อยส์	30
รูปที่ 2.26 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่ง	30
รูปที่ 2.27 แสดงวงจรแบบกรองความถี่ต่ำผ่าน	31
รูปที่ 2.28 แสดงวงจรแบบกรองความถี่สูงผ่าน	31
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบพายเน็ทเวิร์ค	32

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป	หน้า
รูปที่ 2.30 แสดงวงจรแมชชิ่งอิมพิแดนซ์แบบทีเน็ทเวิร์ค	33
รูปที่ 3.1 รูปร่างภายนอกของ MC 3362	35
รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในและการจัดขา	35
รูปที่ 3.3 วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC 3362	36
รูปที่ 3.4 กราฟคุณสมบัติต่างๆสำหรับการออกแบบ MC 3362	38
รูปที่ 3.5 แสดงบล็อคไดอะแกรมของฟังก์ชั่นการทำงานภายในตัวไอซี MC 2833	39
รูปที่ 3.6 แสดงการประยุกต์ใช้งาน MC 2833 ในวงจรเครื่องส่ง FM	40
รูปที่ 3.7 แสดงบล็อคไดอะแกรมของฟังก์ชั่นการทำงานภายในตัวไอซี	42
รูปที่ 3.8 แสดงรูปร่างตัวถังของ LA 1185	43
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรทดสอบและบล็อคไดอะแกรมของฟังก์ชั่นการทำงานภายใน	43
รูปที่ 4.1 บล็อคไดอะแกรมตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายโทรศัพท์หลัก	46
รูปที่ 4.2 บล็อคไดอะแกรมเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก	46
รูปที่ 4.3 การติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัว	47
รูปที่ 4.4 การติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์และเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก	47
รูปที่ 4.5 สวิทช์ชิ่งโดยใช้เมตริกซ์สวิทช์ 2 ตัว	49
รูปที่ 4.6 ระบบรับส่งของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลัก	50
รูปที่ 4.7 ระบบรับส่งของโทรศัพท์ตัวลูก	50
รูปที่ 4.8 แสดงความถี่ที่เครื่องรับเครื่องส่งที่ใช้ในโครงงานนี้	51
รูปที่ 4.9 วงจร SYNTHESIZER ของตัวลูก	52
รูปที่ 4.10 วงจร SYNTHESIZER ของตัวแม่	53
รูปที่ 4.11 แสดงวงจรเพาเวอร์แอมป์และวงจรแมช์ชิ่งอิมพี่แดนซ์กับเสาอากาศ	54
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรที่ใช้ทดลองหา maximum deviation ของ MC 2833	55
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R กับความถี่เอาต์พุตที่ขา 14	56
รูปที่ 5.4 แสดงวงจรที่ใช้ทดลองหา bandwidth ของ MC 3362	57
รูปที่ 5.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง voltage ขา23 กับความถี่เอาต์พุต ของ MC3362 ของตัวลูก	59
รูปที่ 5.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง voltage ขา23 กับความถี่เอาต์พุต ของ MC3362 ของตัวแม่	59
รูปที่ 5.8 แสดงขั้นตอนการดีมอด โดยใช้ไอซี 3362	60
รูปที่ 5.9 แสดงผลการทดลองที่ได้	60
รูปที่ 5.10 แสดงผลการทดลองที่ได้	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป	หน้า
รูปที่ 5.11 แสดงผลการทดลองที่ได้	61
รูปที่ 5.12 แสดงผลการทดลองที่ได้	62
รูปที่ 5.13 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งที่ภาคส่ง	62
รูปที่ 5.14 รูปวงจรนอทช์ที่ความถี่ Rx	64
รูปที่ 5.15 (ก) รูปวงจรแมชชิ่งแบบพายระหว่างเสาอากาศกับอินพุตอิมพิแดนซ์ของภาครับ	65
รูปที่ 5.15 (ข) แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 5.15 (ก)	65
รูปที่ 5.16 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งทั้งหมดของภาครับและภาคส่งที่ใช้เสาอากาศร่วมกัน	67
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงพาวเวอร์จากเสาอากาศที่ทรานสเฟอร์ทางภาครับ	68
รูปที่ 5.18 กราฟแสดงพาวเวอร์ทางด้านภาคส่งที่ทรานสเฟอร์ไปให้เสาอากาศ	69
รูปที่ 5.19 กราฟแสดงอิมพิแดนซ์ทางภาคส่งเมื่อพิจารณาเสาอากาศขณะรับสัญญาณ	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

รูป	หน้า
รูปที่ 5.2 ตารางแสดงความถี่เอาต์พุตที่ขา 14 ของ MC 2833	55,56
รูปที่ 5.5 (ก) ตารางแสดงความถี่เอาต์พุตที่ขา 20 ของ MC 3362 ของตัวลูก	58
รูปที่ 5.5 (ข) ตารางแสดงความถี่เอาต์พุตที่ขา 20 ของ MC 3362 ของตัวแม่	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีระบบสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว โทรศัพท์ซึ่งมีบทบาทมากที่สุดในการติดต่อสื่อสารในชีวิตประจำวัน ได้มีการพัฒนาทั้งด้านเทคนิครูปแบบวิธีการและสิ่งอำนวยความสะดวก เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพดีที่สุด เครื่องชุมสายโทรศัพท์ปลายทางเป็นอีกรูปแบบของโทรศัพท์ที่ใช้ติดต่อกันภายในตัวอาคาร คือทำหน้าที่เป็นชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่นขนาดเล็กๆ ติดต่อระหว่างคู่สายขององค์การโทรศัพท์ กับ คู่สายภายในตัวอาคารซึ่งอาจมีเป็นจำนวนมากหรือน้อย ขึ้นกับขนาดของเครื่องและการออกแบบจากผู้ผลิต

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการสร้างเครื่องรับ-ส่งเพื่อดัดแปลงมาใช้กับเครื่องชุมสายโทรศัพท์ปลายทางแบบไร้สายใช้เทคนิคเลือกช่องความถี่ที่ว่าง โดยใช้หลักการเลือกช่องความถี่ใช้งานที่ว่างเพื่อประโยชน์ในการประหยัดช่องความถี่วิทยุ มีผลทำให้แบนด์วิดธ์ของระบบลดลงซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการติดต่อสื่อสารโทรคมนาคม ในการออกแบบเครื่องรับส่งในโครงงานนี้ได้ทำการออกแบบเพื่อให้ใช้กับเครื่องชุมสายโทรศัพท์ปลายทางแบบขนาด 4 คู่สายภายนอก 16 คู่สายภายใน การทำงานแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ เครื่องรับส่งที่อยู่ภายในตู้สวิทช์ซึ่งชุมสายหลัก (SWITCHING BASE UNIT) ที่ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ Z - 80180 ควบคุมและเครื่องรับส่งที่ในเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก (PORTABLE UNIT) ซึ่งใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ 8051 ควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

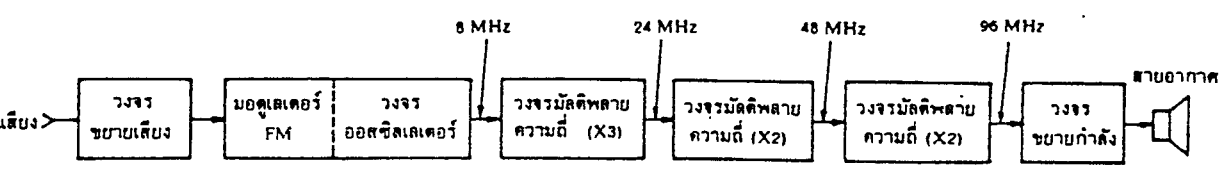
ทฤษฎีเครื่องรับส่งวิทยุเอฟเอ็ม (FM) , ทฤษฎี อาร์เอฟ (RF) ที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน และ ทฤษฎีของแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ (Matching Impedance)

2.1 เครื่องส่ง เอฟเอ็ม

ในการอธิบายถึงเครื่องส่ง เอฟเอ็ม นั้นสามารถพิจารณาจากแผนผังของเครื่องส่ง เอฟเอ็ม (ในรูปที่ 2.1) โดยเมื่อสัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดูเลเตอร์ (Modulator) วงจรมอดูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Frequency) โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูด (Amplitude) และความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับพาหะ เอฟเอ็ม ที่ถูกมอดูเลเตอร์แล้วจะถูกขยายกำลังสุดท้ายป้อนสู่สายอากาศเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

รูปที่ 2.1 แผนผังเครื่องส่ง เอฟเอ็ม อย่างง่าย

เครื่องส่งดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น อาจเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการส่งออกอากาศที่ความถี่สูงๆ เช่น เครื่องส่งกระจายเสียง เอฟเอ็ม [ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 88 ถึง 108 เมกกะเฮิรตซ์ (MHz)] ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ยากต่อการควบคุมให้ความถี่คงที่ นอกจากนี้การควบคุมการเบี่ยงเบนความถี่ก็ทำได้ยากขึ้นด้วย วิธีแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้หลายวิธีแตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.2 แผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง เอฟเอ็ม แบบคูณความถี่ (Multiply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในรูปที่ 2.2 แสดงการใช้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกกะเฮิรตซ์ และมัลติพลาย (หรือคูณ) ความถี่ขึ้นไปเป็น 96 เมกกะเฮิรตซ์ การคูณความถี่นี้ทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลายหลัก

การของวงจรมัลติพลายก็คือใช้คุณสมบัติความไม่ลีเนียร์ (Non-Linear)ของวงจรขยาย ซึ่งจะทำให้กำเนิดสัญญาณฮาร์มอนิก (Harmonic Signal) ออกมาจำนวนมาก จากนั้นวงจรแทงค์ (Tank june)ที่เอาต์พุต (Output)จะจูนเอาเฉพาะความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการไปใช้ประโยชน์ โดยทั่วไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกดับเบลอร์หรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกทริปเลอร์ หรือ tribler) ในที่นี้จะใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 จำนวน 2 วงจร นั่นคือ 3x2x2 = 12 เท่า ฉะนั้นความถี่เอาต์พุตจะเป็น 8 เมกกะเฮิรตซ์ x 12 เท่า ซึ่ง = 96 เมกกะเฮิรตซ์ ส่วนช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียง เอฟเอ็ม เท่ากับ $\pm$ 75 กิโลเฮิรตซ์ (KHz) ฉะนั้นเอาต์พุตจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้ เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลต (แบบ เอฟเอ็ม) อย่างไรก็ดีการมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกกะเฮิรตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 ถึง 8.1 เมกกะเฮิรตซ์ ($\pm$ 0.1 เมกกะเฮิรตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า พาหะมีความถี่กลาง (Mid-frequency) เป็น 96 เมกกะเฮิรตซ์ และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 ถึง 97.2 เมกกะเฮิรตซ์ ($\pm$ 1.2 เมกกะเฮิรตซ์) ดังนั้นถ้าหากเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น $\pm$ 75 เมกกะเฮิรตซ์ที่เอาต์พุต ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะต้องเบี่ยงเบนไปเท่ากับ $\pm$ 75 หารด้วย 12 เท่ากับ 6.25 กิโลเฮิรตซ์

ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบ เอฟเอ็ม ก็คือวงจรขยายกำลัง (power amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาสซี (Class C) ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณ เอฟเอ็ม คงที่ไม่มีผลทำให้ข่างสารเพี้ยน (แม้จะเกิดการขลิบยอดสัญญาณ) ข่าวสารนั้นอยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ เอฟเอ็ม เท่านั้น

2.2 เครื่องรับ เอฟเอ็ม

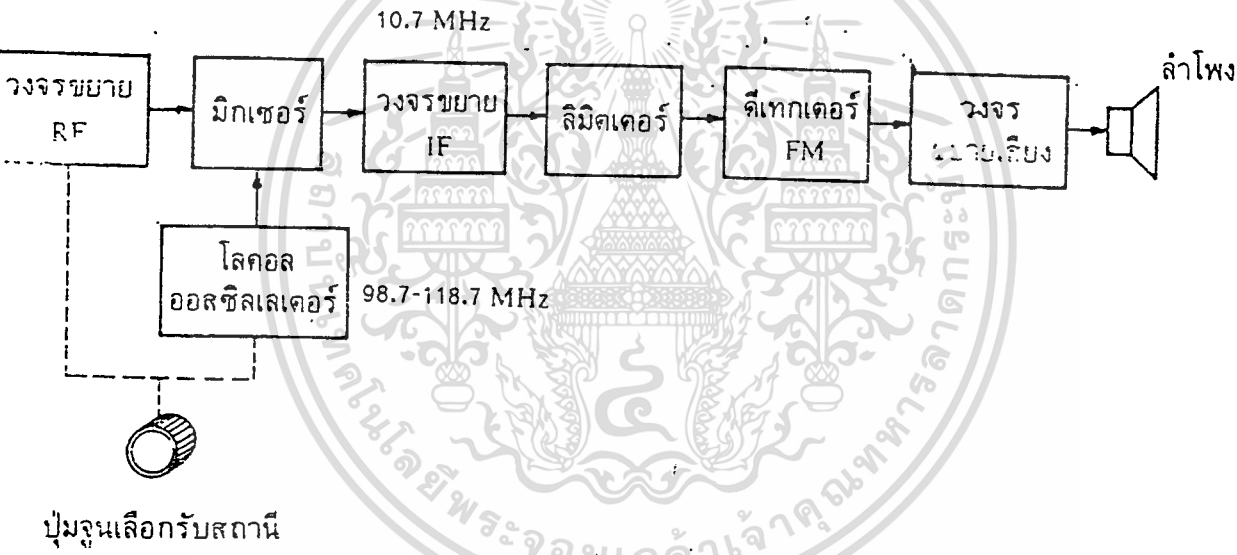
เราพิจารณาหลักการทั่วไปของเครื่องส่งมาแล้ว ต่อไปเราจะมาพิจารณาเครื่องรับ เอฟเอ็ม บางแผนผังของเครื่องรับ เอฟเอ็ม มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับ เอเอ็ม (AM) มาก จะแตกต่างกันก็แค่ตรงเฉพาะขบวนการดีเทก (detectation) เท่านั้น สำหรับความถี่ ไอเอฟ (IF) มักจะใช้ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ (bandwidth) ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ เอฟเอ็ม ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ เอฟเอ็ม ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า $\pm$ 75 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 กิโลเฮิรตซ์ เป็นอย่างน้อย ปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิรตซ์

ถ้าเราสมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 เมกกะเฮิรตซ์ ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกกะเฮิรตซ์ (บนหน้าปัด) วงจรขยาย อาร์เอฟ (RF Amplifier) จะจูน (june) ไว้ที่ความถี่ 100 เมกกะเฮิรตซ์ ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) จะจูนไว้ที่ 110.7 เมกกะเฮิรตซ์ เมื่อผ่านกรรมวิธีเฮตเทอโรดายน์ (Heterodyne) ในวงจรมิกเซอร์ (Mixer) ผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่างความถี่จะปรากฏที่อินพุต (input) ของวงจรขยาย ไอเอฟ เท่ากับ 110.7 เมกกะเฮิรตซ์ - 100 เมกกะเฮิรตซ์ = 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ สัญญาณที่ความถี่ ไอเอฟ นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ เอฟเอ็ม และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่นๆ ทิ้งไป ถ้าพาหะ เอฟเอ็ม ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ $\pm$ 50 กิโลเฮิรตซ์ (โดยความถี่ เอฟเอ็ม เท่ากับ 100 เมกกะเฮิรตซ์ คงเดิม โลคอลออสซิลเลเตอร์คงเดิม และ ไอเอฟ คงเดิม) สัญญาณ ไอเอฟ จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ $\pm$ 50 กิโลเฮิรตซ์ด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่มอดูเลต (modulate) มาบนพาหะ (carrier) จะยังอยู่ในสัญญาณ ไอเอฟ โดยที่ไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่สัญญาณ เอฟเอ็ม จะลดทอนมาก 100 เมกกะเฮิรตซ์ เหลือ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์

Hz



รูปที่ 2.3 แผนผังของเครื่องรับ เอฟเอ็ม

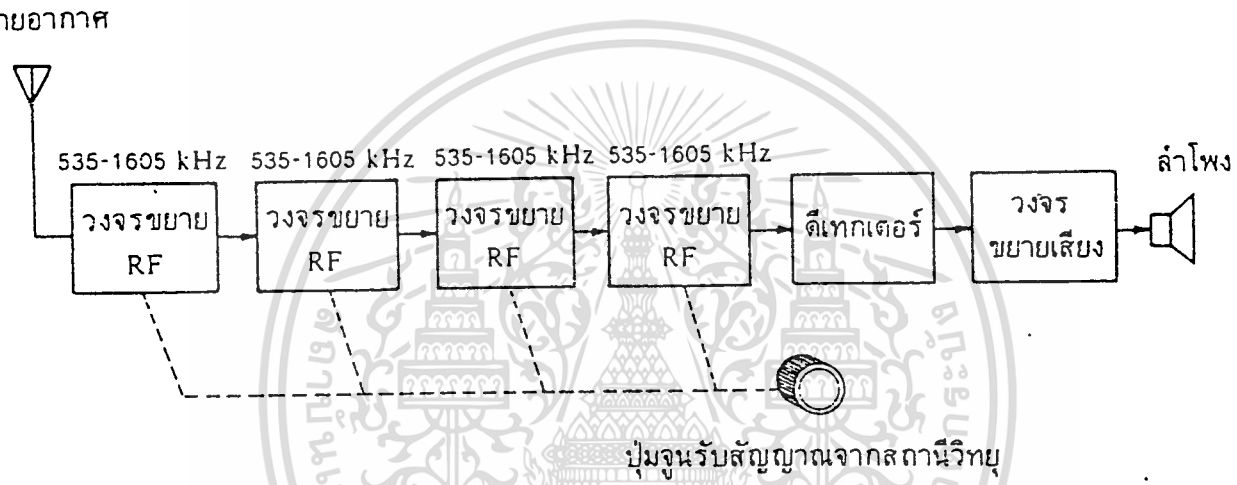
เราพิจารณาหลักการของเครื่องรับมาแล้ว ต่อไปเราจะพิจารณาชนิดของเครื่องรับโดยเราจะยกตัวอย่างของเครื่องรับ เอเอ็ม ซึ่งมีหลักการเช่นเดียวกับ เอฟเอ็ม แต่ต่างกันตรงการดีเทคและความถี่ ไอเอฟ ซึ่งของ เอฟเอ็ม มักจะใช้ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ โดยอธิบายได้ดังต่อไปนี้

2.2.1 เครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ (TRF)

สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศรับจะมาจากเครื่องส่งซึ่งมีจำนวนมากมาย ฉะนั้นเราจำเป็นต้องหาทางเลือกรับเฉพาะที่ต้องการเท่านั้น สมมติว่าเราเอาดีเทกเตอร์ (detector) ต่อกับสายอากาศโดยตรงเลย สัญญาณที่ผ่านการดีมอดจะผสมกันยุ่งเหยิงไปหมด (เพราะสัญญาณมาจากเครื่องส่งหลายเครื่อง) วิธีการเลือกรับเฉพาะสัญญาณที่ต้องการสามารถทำได้โดยต่อวงจรจูนความถี่ อาร์เอฟ ระหว่างสายอากาศกับดีเทกเตอร์ วงจรจูนความถี่ อาร์เอฟ นี้มีแบนด์วิดท์ไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว้างนักเพื่อจูนเลือกรับเฉพาะสัญญาณที่ต้องการและกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปได้ ถ้าหากต้องการให้แบนด์วิดท์ของวงจรจูน อาร์เอฟ แคบลงไปอีกให้ใช้วงจร อาร์เอฟ หลายๆสเตจต่อกันดังรูปที่ 2.4 ซึ่งจะมีผลให้การขยายสัญญาณแรงขึ้นด้วย ฉะนั้นการเพิ่มวงจรขยาย อาร์เอฟ จะช่วยให้ความไวการรับและการเลือกรับสัญญาณ (selectivity) ดีขึ้น ความไวของเครื่องรับเป็นค่าที่บอกความสามารถในการรับสัญญาณขนาดอ่อนๆ เช่น ถ้าเครื่องรับสามารถรับฟังสัญญาณยิ่งอ่อนได้เท่าใดแสดงว่ามีความไวในการรับสัญญาณดีเท่านั้น ฉะนั้นอัตราขยายของเครื่องรับยิ่งมากความไวจะยิ่งดี ถ้าอัตราขยาย อาร์เอฟ ยิ่งมากความไวยิ่งสูงก็ยิ่งรับสัญญาณอ่อนๆได้



รูปที่ 2.4 แผนผังเครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ สังเกตว่าสัญญาณส่วนหน้ามีความถี่สูง เรียกว่า อาร์เอฟ วงจรความถี่วิทยุ (radio frequency) ส่วนหลังมีความถี่ต่ำ เรียกว่า วงจรความถี่เสียง AF (audio frequency)

การเลือกรับสัญญาณหรือซีเลกติวิตี้ของเครื่องรับเป็นค่าที่บอกความสามารถในการเลือกรับสัญญาณที่ต้องการโดยกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป สำหรับเครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ แบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับวงจรขยาย อาร์เอฟ ทั้งหมด ถ้าแบนด์วิดท์แคบลง ซีเลกติวิตี้ยิ่งดีขึ้น

เครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ ในรูปที่ 2.4 มีวงจรขยาย อาร์เอฟ 4 สเตจ (stage) ความไวและการเลือกรับสัญญาณออกแบบไว้สำหรับรับสัญญาณ เอเอ็ม ในย่านความถี่ (535 - 1605 กิโลเฮิรตซ์) เนื่องจากวงจรขยาย อาร์เอฟ มีอยู่หลายสเตจ การจูนเลือกความถี่จะต้องจูนพร้อมๆกันและสัมพันธ์กันทุกสเตจตลอดย่านความถี่ใช้งาน (535 - 1605 กิโลเฮิรตซ์) ซึ่งนับว่ายากพอสมควร นอกจากนี้ที่ความถี่ใช้งานสูงๆแบนด์วิดท์ของวงจรขยาย อาร์เอฟ จะกว้างขึ้น ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของวงจรเมื่อจูนที่ 1600 กิโลเฮิรตซ์ ย่อมไม่ดีเท่าแบนด์วิดท์เมื่อ 540 กิโลเฮิรตซ์ การออกแบบวงจรให้มีทั้งอัตราขยายสูง และปรับจูนได้ตลอดย่านความถี่ใช้งานกว้างๆนี้ค่อนข้างยุ่งยากและมักเกิดปัญหาอื่นๆตามมาอีกด้วย เราจึงไม่ค่อยนิยมใช้เครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ แต่

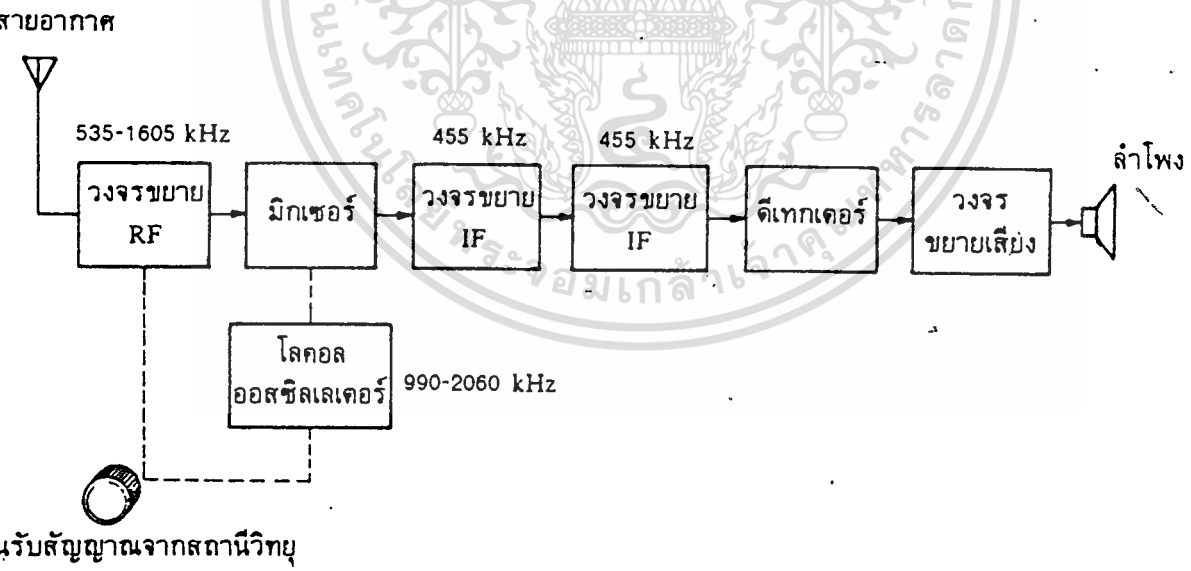
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หันไปใช้เครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮดเทอโรดายน์ (Superheterodyne receiver)หรือเรียกสั้นๆว่า ซูเปอร์เฮดเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮด

เครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮดหรือซูเปอร์เฮดเทอโรดายน์นี้อาศัยหลักการแปลงความถี่ของสัญญาณ อาร์เอฟ ให้กลายเป็นความถี่คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งช่วยให้การออกแบบวงจรเครื่องรับทำได้สะดวกขึ้น

จากแผนผังของเครื่องรับ เอเอ็ม ชนิดซูเปอร์เฮดในรูปที่ 2.5 จะเห็นว่าเราใช้วงจรขยาย อาร์เอฟ เหมือนกับเครื่องรับชนิด ทีอาร์เอฟ แต่วงจรขยาย อาร์เอฟ ในที่นี้จะให้อัตราขยายพอสมควรและแบนด์วิดท์พอเหมาะ (ไม่แคบไม่กว้าง) โดยเราเน้นออกแบบวงจรภาคต่อจากวงจรขยาย อาร์เอฟ ให้มีอัตราขยายสูงและมีค่าซีเลกติวิตี้ดี

วงจรสำคัญในขบวนการซูเปอร์เฮดเทอโรดายน์ก็คือ วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ และวงจรมิกเซอร์ (Mixer) สัญญาณ อาร์เอฟ จากสายอากาศถูกแปลงความถี่ลงเป็นความถี่ ไอเอฟ ค่าตายตัวค่าหนึ่ง ความถี่ ไอเอฟ ในที่นี้เป็นความถี่ปานกลาง (intermediate frequency) มีค่าอยู่ระหว่างความถี่ อาร์เอฟ กับความถี่เสียง (AF) โดยทั่วไปนิยมใช้ค่า ไอเอฟ เท่ากับ 455 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 2.5 แผนผังเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮด

วิธีการแปลงความถี่ในวงจรมิกเซอร์นั้นเกิดขึ้นเนื่องจากการผสมคลื่น อาร์เอฟ กับคลื่นออสซิลเล-เตอร์ซึ่งมีความถี่ห่างจากความถี่ อาร์เอฟ เท่ากับ 455 กิโลเฮิรตซ์ พอดี ความถี่ของออสซิลเลเตอร์นี้อาจสูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ อาร์เอฟ ก็ได้ ในรูปที่ 2.5 เราป้อนความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ อาร์เอฟ การป้อนแบบนี้เรียกว่า "ป้อนด้านสูง" (high side

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

injection) สมมติว่าเราต้องการรับสัญญาณ 1000 กิโลเฮิรตซ์ (เราต้องหมุนลูกบิดจูนหน้าปัดเครื่องรับไปที่ตัวเลข 1000 กิโลเฮิรตซ์) วงจรขยาย อาร์เอฟ จะถูกจูนไว้ที่ความถี่ 1000 กิโลเฮิรตซ์ และยอมให้ความถี่แคบๆบริเวณ 1000 กิโลเฮิรตซ์ ผ่านเข้ามาแล้วขยายป้อนไปให้มิกเซอร์ การหมุนลูกบิดหน้าปัดนั้นนอกจากจะจูนวงจรขยาย อาร์เอฟ แล้วยังต้องจูนวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ไปพร้อมๆกันด้วย การจูนพร้อมกันนี้ เรียกว่า "แทร็ก" (track) ตามกัน ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ต้องเท่ากับ 1000 กิโลเฮิรตซ์ + 455 กิโลเฮิรตซ์ = 1455 กิโลเฮิรตซ์ พอดี

เมื่อสัญญาณทั้ง อาร์เอฟ และโลคอลออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้ามาให้ที่วงจรมิกเซอร์ซึ่งเป็นวงจรที่ทำงานแบบนอนลิเนียร์ เอาต์พุตที่ได้จากมิกเซอร์จะประกอบด้วยสัญญาณความถี่ผลรวมและความถี่ผลต่างเมื่อป้อนให้วงจร ไอเอฟ ซึ่งจูนไว้ที่ความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นสัญญาณความถี่ผลรวมจะถูกกำจัดทิ้งไปคงเหลือแต่สัญญาณความถี่ผลต่าง (1455 กิโลเฮิรตซ์ - 1000 กิโลเฮิรตซ์ = 455 กิโลเฮิรตซ์) ผ่านการขยายที่วงจรขยาย ไอเอฟ

วงจรขยาย ไอเอฟ ก็คือวงจรขยาย อาร์เอฟ ที่จูน ณ ความถี่ค่าคงที่ (455 กิโลเฮิรตซ์) วงจร ไอเอฟ นี้จะมีวงจรแทงค์ทั้งด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตและมักมีหลายสเตจ ทั้งนี้เพื่อให้มีอัตราขยายสัญญาณที่รับได้สูงๆและซีเลกติวิตี้ดี เนื่องจากวงจรขยาย ไอเอฟ จูนไว้ที่ความถี่คงที่ซึ่งไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นการออกแบบวงจรจึงค่อนข้างสะดวกและไม่ต้องมีการปรับจูนยุ่งยากในวงจรภาค ไอเอฟ แต่อย่างใด

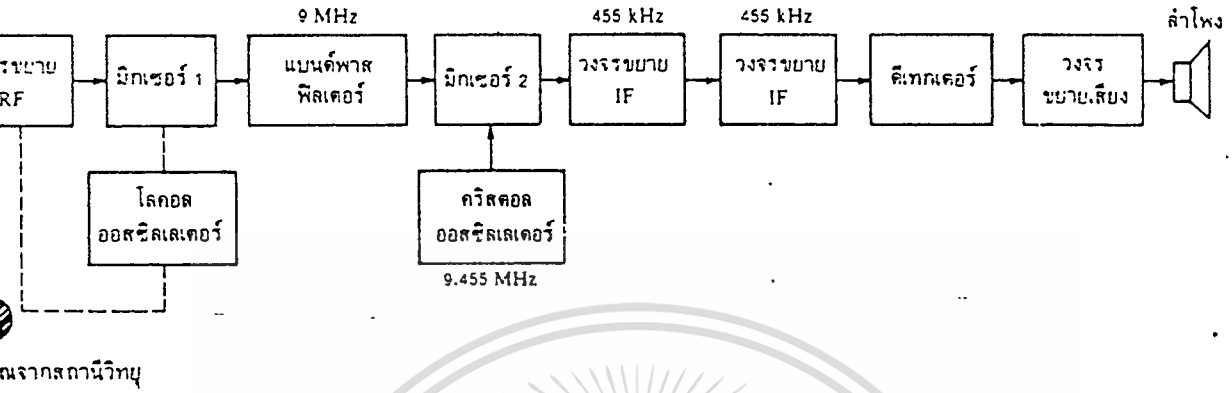
ณะนั้นสัญญาณ เอเอ็ม ขณะนี้มีความถี่ขนาดปานกลางเป็น ไอเอฟ 455 กิโลเฮิรตซ์ เมื่อผ่านการขยายจากวงจรขยาย ไอเอฟ แล้วก็จะผ่านการดีมอดที่วงจรดีเทกเตอร์ ถ้าเป็นเครื่องรับเอเอ็ม เรามักใช้วงจรดีเทกอย่างง่าย คือ มีไดโอดตัวเดียว (แต่ถ้าเป็นเครื่องรับสัญญาณ เอสเอสบี (SSB) เราต้องใช้วงจรโปรดัคท์ดีเทกเตอร์ร่วมกับ บีเอฟโอ (BFO) ด้วย) สัญญาณเสียงหลังจากดีมอดก็จะถูกขยายกำลังป้อนสู่ลำโพงต่อไป

2.2.2 เครื่องรับชนิดแปลงความถี่สองครั้ง

การเลือกความถี่ ไอเอฟ นั้นต้องเลือกค่าที่พอเหมาะคือ ไม่สูงเกินไปและไม่ต่ำเกินไป เพราะความถี่ ไอเอฟ ต่ำๆช่วยให้ออกแบบวงจรได้เสถียรภาพดี อัตราขยายดี และแบนด์วิดท์แคบ แต่ความถี่ ไอเอฟ สูงๆช่วยให้เครื่องรับกำจัดเงา ดังนั้นเราจึงนิยมเอาข้อดีทั้งสองมารวมกัน กล่าวคือใช้ความถี่ ไอเอฟ สองค่า ค่าหนึ่งสูงอีกค่าหนึ่งต่ำโดยแปลงความถี่เป็น ไอเอฟ สองครั้ง เครื่องรับชนิดนี้เรียกว่าชนิดดับ-เบิลคอนเวอร์ชัน (double conversion)

ในรูปที่ 2.6 แสดงแผนผังของเครื่องรับจะเห็นว่าใช้มิกเซอร์ 2 ชุด โลคอลออสซิลเลเตอร์ 2 ชุด ความถี่ ไอเอฟ 2 ความถี่ ความถี่ ไอเอฟ ที่1 เลือกให้มีค่าสูงเพื่อให้ความถี่เงาหนีออกไปห่างจากความถี่ใช้งานให้ไกลที่สุดจนตกอยู่นอกแบนด์วิดท์ของวงจรขยาย อาร์เอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แผนผังเครื่องรับชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชั่น

สมมติว่าเราต้องการรับสัญญาณ เอเอ็ม ความถี่ 5 เมกกะเฮิรตซ์ เราต้องปรับจูนลูกบิดให้ความถี่หมุนไปตรงหน้าปัด 5 เมกกะเฮิรตซ์ ในขณะนี้วงจรขยาย อาร์เอฟ กำลังจูนไว้ที่ความถี่ 5 เมกกะเฮิรตซ์ ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์กำลังจูนไว้ที่ 14 เมกกะเฮิรตซ์ (ในที่นี้ความถี่เงาจะอยู่ที่ 23 เมกกะเฮิรตซ์ ตกไปนอกย่านความถี่ผ่านของวงจร อาร์เอฟ) เมื่อสัญญาณป้อนเข้ามาตรงกันในวงจรมิกเซอร์จะทำให้เกิดการผสมซึ่งบางทีเรียกว่า บีท (beat) เกิดเป็นความถี่ผลต่างเท่ากับ 9 เมกกะเฮิรตซ์ สัญญาณ เอเอ็ม ความถี่ 9 เมกกะเฮิรตซ์ นี้สามารถผ่านฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (Bandwidth Filter) เข้าไปสู่วงจรมิกเซอร์ที่ 2 วงจรฟิลเตอร์ (Filter) ในที่นี้เป็นวงจร LC หรือคริสตอลฟิลเตอร์ (Crystal Filter) ให้มีซีเลกติวิตี้ดี เครื่องรับประเภทนี้มักจะไม่ใช้วงจรขยาย ไอเอฟ ที่ 1 เพราะต้องการเน้นอัตราขยายให้มากที่วงจรขยายของความถี่ ไอเอฟ ที่ 2

สัญญาณ เอเอ็ม 9 เมกกะเฮิรตซ์ นี้ป้อนไปที่วงจรมิกเซอร์พบกับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2 ซึ่งมีความถี่ตายตัว 9.455 เมกกะเฮิรตซ์ (วงจรออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 2 นี้มักใช้แร่บังคับความถี่) เมื่อทำการผสมหรือบีทแล้ว สัญญาณความถี่ผลต่างจะเท่ากับ 455 กิโลเฮิรตซ์ ป้อนสู่วงจรขยาย ไอเอฟ ที่ 2

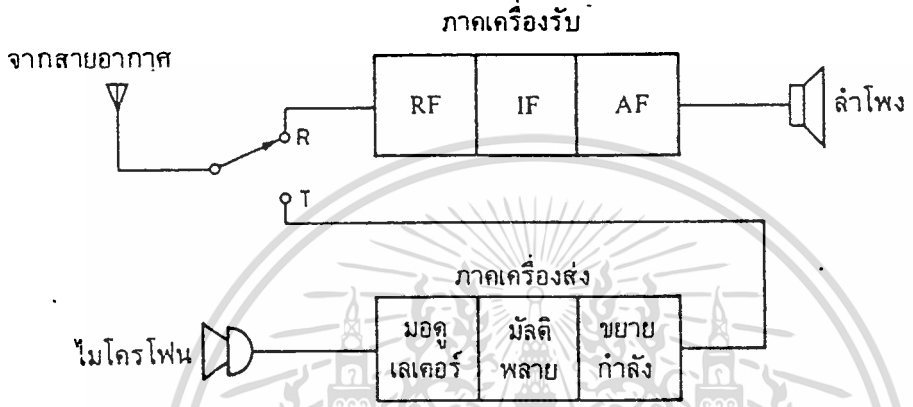
เราอาจใช้วงจรขยาย ไอเอฟ หลายๆสเตจทำการขยายสัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นก่อนแล้วจึงป้อนให้วงจรดีเทกเตอร์ เพื่อดีมอดเอาสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตคืนกลับมา สัญญาณเสียงนี้เรานำไปขยายกำลังโดยภาคขยายสุดท้ายแล้วป้อนไปยังลำโพง

2.2.3 ตัวอย่างเครื่องรับวิทยุ เอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

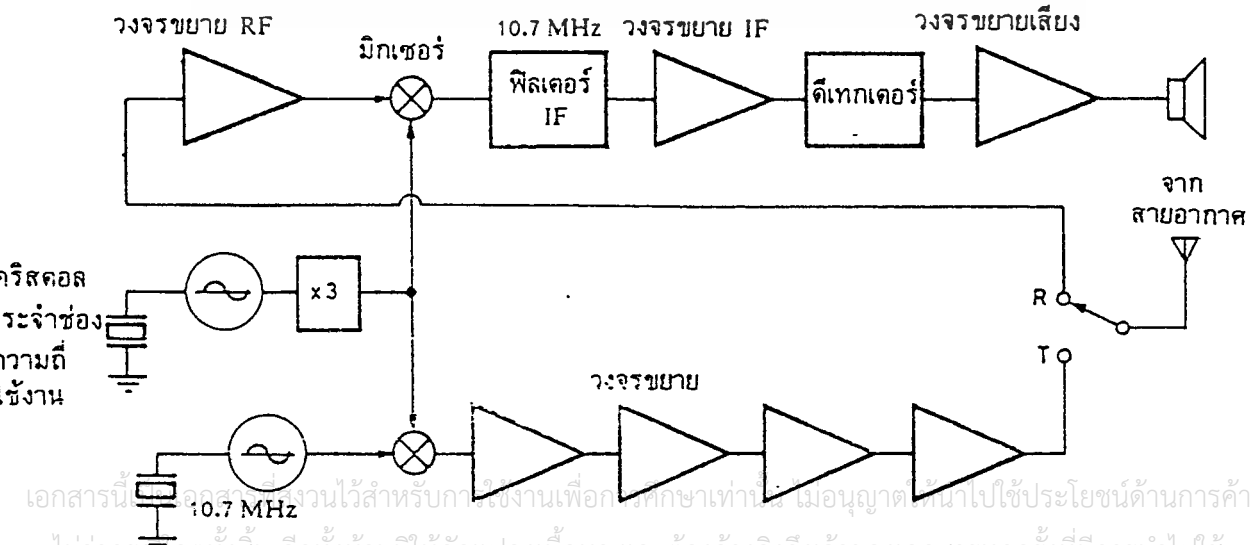
จากที่เราพิจารณาข้างต้นเครื่องรับส่งวิทยุส่วนใหญ่ภาคเครื่องรับกับภาคเครื่องส่งจะแยกออกจากกันโดยไม่ใช้วงจรร่วมกัน ดังแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.7 แต่ก็ยังมีเครื่องรับส่งวิทยุบาง

ชนิดที่ใช้วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกันดังรูปที่ 2.8 โดยใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวกันทั้งในสภาวะรับและสภาวะส่ง สังเกตว่าในภาวะส่งเราจำเป็นต้องนำสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์มามิกซ์ (Mix) กับออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ ไอเอฟ เสียก่อน เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานที่ต้องการ สังเกตอีกด้วยว่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะต่างกันอยู่เท่ากับความถี่ไอเอฟ พอดี



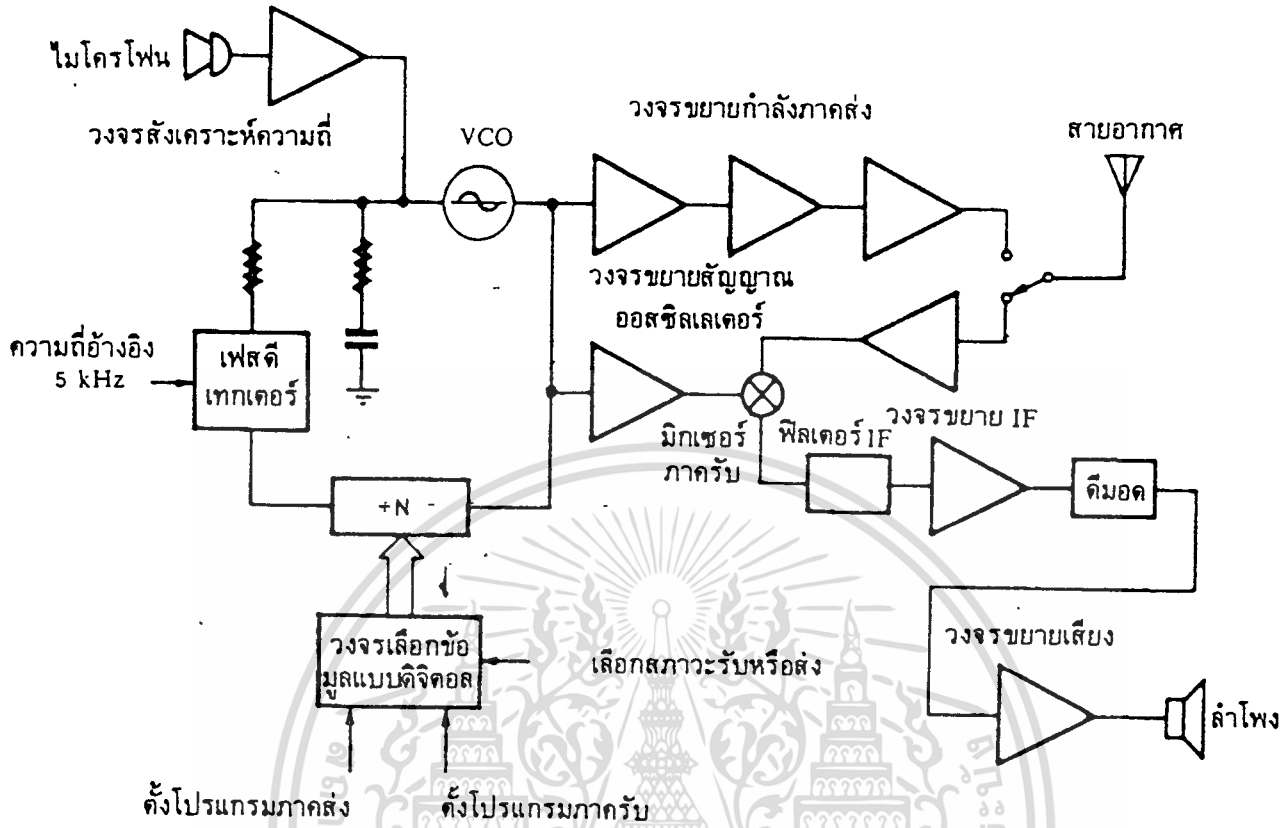
รูปที่ 2.7 เครื่องรับส่งวิทยุ เอฟเอ็ม ซึ่งแยกภาคเครื่องรับและภาคเครื่องส่ง

เครื่องรับส่งวิทยุอีกชนิดหนึ่ง (ในรูปที่ 2.9) ซึ่งใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่หรือซินทิไซเซอร์ (Synthesizer) แทนโลคอลออสซิลเลเตอร์ ข้อดีของเครื่องรับส่งวิทยุชนิดซินทิไซเซอร์นี้ก็คือเหมาะกับกิจการที่ต้องการใช้ความถี่หลายความถี่ ช่วยให้ประหยัดคริสตอล (Crystal)ไปได้หลายก้อน (และสามารถตั้งความถี่ใช้งานได้สะดวก) แต่ข้อควรจำของเครื่องรับส่งในระบบนี้ก็คือความถี่ของออสซิลเลเตอร์ของระบบสังเคราะห์ความถี่จะต้องขยับไปหรือออฟเซต (off set) ไปเท่ากับความถี่ ไอเอฟ



เอกสารนี้จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 เครื่องรับส่งวิทยุ เอฟเอ็ม แบบใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน



รูปที่ 2.9 เครื่องรับส่งวิทยุ เอฟเอ็ม แบบสังเคราะห์ความถี่

2.2.4 ตัวอย่างส่วนต่างๆของวงจรเครื่องรับส่ง เอฟเอ็ม

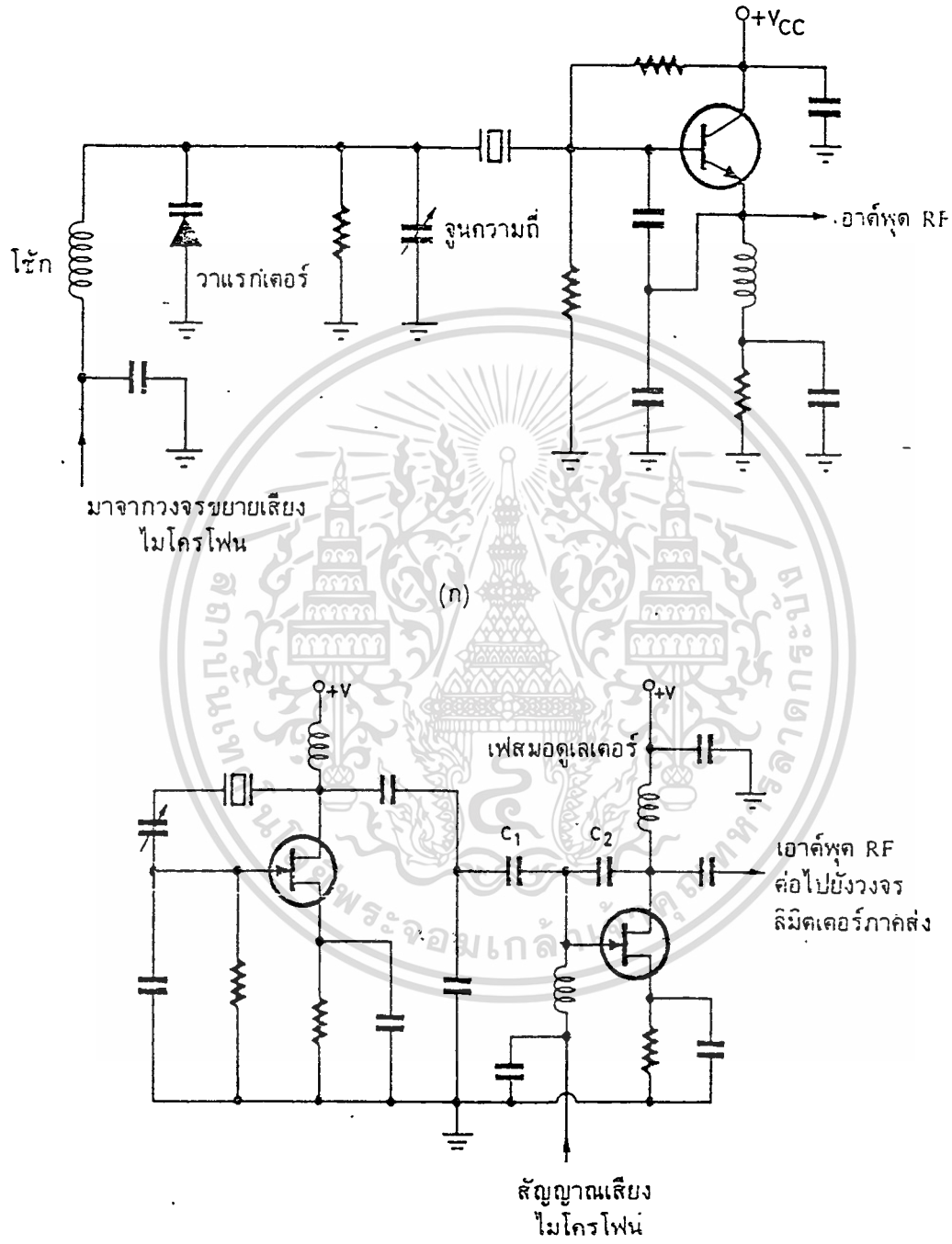
มอดูเลเตอร์ เอฟเอ็ม

การกำเนิดสัญญาณ เอฟเอ็ม สามารถทำได้ 2 วิธี คือวิธี เอฟเอ็ม โดยตรง (direct FM) ซึ่งเราต่อวงจรรีแอกแตนซ์ (Reactance) เข้ากับแร่บังคับความถี่แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) โดยเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอด (Varactor Diode)

วิธี เอฟเอ็ม โดยอ้อม (indirect FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ พีเอ็ม (PM) แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ เอฟเอ็ม โดยการแก้ผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response)ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลตปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า $\pm$ 5 กิโลเฮิรตซ์ (คิดรวม 2 ข้างเท่ากับ 10 เมกกะเฮิรตซ์) โดยทั่วไปแร่บังคับความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05% นั่นคือสามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ประมาณ $\pm$ 5 กิโลเฮิรตซ์ ฉะนั้นถ้าความถี่แร่ปรับจูนไว้ไม่กึ่งกลางพอดีการมอดูเลตจะเบี่ยงเบนไปได้ไม่เท่ากันทั้งสองข้าง คือจะมากข้างหนึ่งและน้อยข้างหนึ่งทำให้เกิดความเพี้ยน หลักการมอดูเลตทั่วไปก็ใช้การเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอดเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความจริงการกำเนิดสัญญาณ เอฟเอ็ม ทั้ง 2 วิธีก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันก็ตรงที่ในกรณีเฟสมอดูเลชั่น ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต เมื่อ



รูปที่2.10 วงจรมอดูเลเตอร์ (ก.) วิธี เอฟเอ็ม โดยตรงใช้การเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลด้วยวาริแคป (Varicap) (ข.) วิธี เอฟเอ็ม โดยอ้อมใช้เฟสมอดูเลเตอร์ (Phase Modulator)

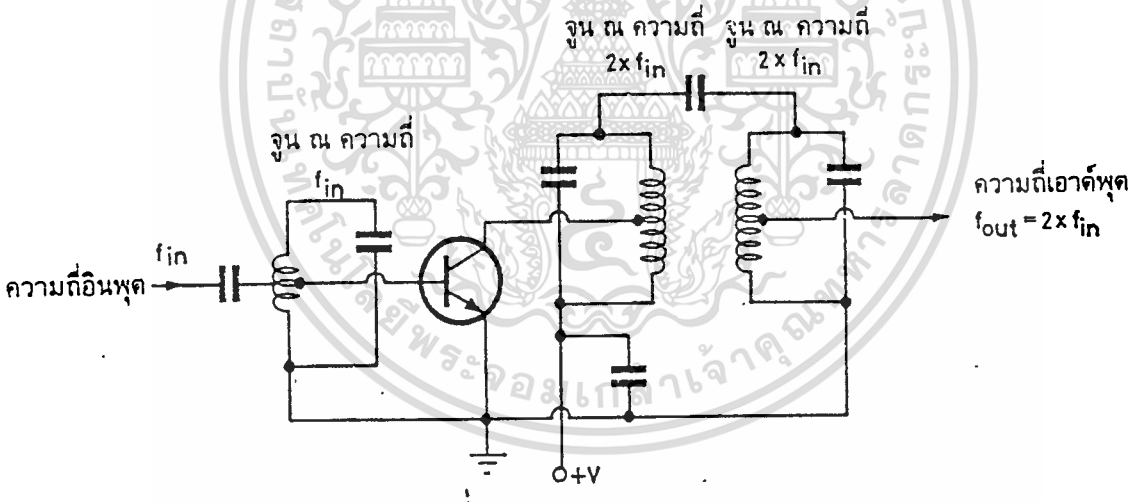
ความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนจะยิ่งมาก นั่นคือที่ความถี่ศูนย์หรือ ดีซี (DC) จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้นเมื่อสัญญาณ พีเอ็ม จากเฟสมอดูเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ เอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราก็สามารถทำได้โดยนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรมวิธีเพื่อให้สัญญาณความถี่ต่ำแรงขึ้นก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต

วงจรมัลติพลาย (Multiply)

เป็นวงจรขยายที่มีอินพุตขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่และเอาต์พุตต่อเป็นวงจรที่จูนไว้ ณ ความถี่ฮาร์โมนิคของสัญญาณอินพุต วงจรนี้ก็เหมือนกับวงจรขยายจูนธรรมดา เพียงแต่ระดับสัญญาณอิน-พุตป้อนเข้าแรงกว่า และอุปกรณ์ที่ใช้ เช่น ทรานซิสเตอร์ต้องทำงานในย่านความถี่สูงขึ้น การขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้น ฉะนั้นความบริสุทธิ์ของสเปกตรัมเกี่ยวกับความถี่ของวงจรจึงมีความสำคัญมากในรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นวงจรมัลติพลาย ซึ่งคูณความถี่เป็น 2 เท่า สังเกตว่าวงจรจูนด้านอินพุตจะจูนไว้ ณ ความถี่ที่ต้องการจะคูณ ส่วนด้านเอาต์พุตจูนไว้ ณ.ความถี่ 2 เท่าหรือฮาร์โมนิกที่สอง (วงจรคูณ 2 นี้เรียกว่า ดับเบลอร์) ถ้าเราต้องการคูณ 3 เท่า เราก็ใช้วงจรคูณ 2 หรือ 3 เนื่องจากตัวคูณสูงกว่านี้มักจะให้ประสิทธิภาพด้อยลง ถ้าเราต้องการคูณหลายๆเท่า เราก็ใช้วงจรมัลติพลายหลายๆชุดมาต่อกัน



รูปที่ 2.11 วงจรดับเบลอร์

วงจรขยาย อาร์เอฟ

ปกติแล้วเครื่องรับ เอเอ็ม สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องมีวงจรขยาย อาร์เอฟ แต่สำหรับเครื่องรับเอฟเอ็ม เราจำเป็นต้องมีวงจรขยาย อาร์เอฟ เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณขนาดเล็กๆได้ ระบบ เอฟเอ็ม มีภูมิต้านทานต่อนอยส์ ฉะนั้นความไวจึงสูง สังเกตว่าเครื่องรับเอฟเอ็ม มีความไวไม่เกิน 1 ไมโครโวลท์ (μV) แต่เครื่องรับ เอเอ็ม มีความไวประมาณ 30 ไมโครโวลท์ ถ้าหากเราไม่ใช้วงจรขยาย อาร์เอฟ ในเครื่องรับนอยส์ที่เกิดจากมิกเซอร์ก็จะกลบทับสัญญาณที่ต้องการรับจนหมดสิ้น การขยายสัญญาณอินพุตให้แรงขึ้นก่อนจะป้อนให้มิกเซอร์จะช่วยให้ความไวดีขึ้น นอกจากวงจรขยาย อาร์เอฟ จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตแล้วแบนด์

วิดท์ช่วงความถี่ทำงานของวงจรยังช่วยตัดความถี่เงา และกั้นสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์มิให้ย้อนกลับไปสู่สายอากาศด้วย

วงจรขยาย อาร์เอฟ ที่นิยมใช้ในเครื่องรับ เอฟเอ็ม มักเป็นเฟ็ท (FET) เนื่องจากมีช่วงไดนามิกกว้างและมีภูมิต้านทานต่อนอยส์ (NOISE) สูงรวมทั้งมีเสถียรภาพดี ถ้าหากเครื่องรับใช้งานหลายความถี่และช่วงห่างของความถี่ใช้งาน (frequency spread) ไม่ห่างกันมากนัก วงจรขยายอาร์เอฟอาจจะใช้แบบที่มีย่านความถี่ผ่านไม่ต้องกว้างนัก

มิกเซอร์

อาจเป็นแบบใช้ทรานซิสเตอร์ หรืออาจเป็นแบบใช้ไดโอดซึ่งเป็นมิกเซอร์แบบพาสซีฟ ในเครื่องรับรุ่นใหม่เรานิยมใช้บาลานซ์มิกเซอร์ ซึ่งให้คุณสมบัติการกำจัดอินเตอร์มอดดีและขยายสัญญาณได้ด้วยเครื่องรับบางแบบก็ใช้ มอสเฟ็ท (MOSFET) ชนิดเกตคู่เป็นมิกเซอร์

รูปที่ 2.12 ตัวอย่างมิกเซอร์

โลคอลออสซิลเลเตอร์

ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณอินเจ็กชั่นให้แก่วงจรมิกเซอร์ ในกรรมวิธีเฮดเทอโรดายน์เครื่องรับที่ใช้แร่บังคับความถี่มักจะกำเนิดสัญญาณอินเจ็กชั่น โดยใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมัลติพลายเครื่องรับบางแบบก็ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

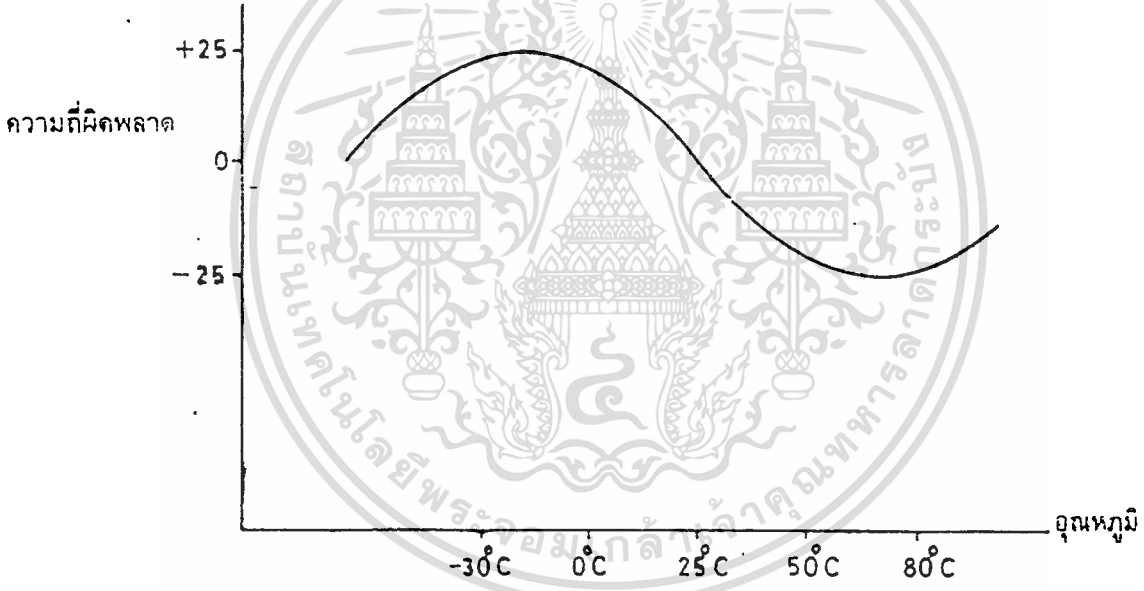
คุณสมบัติของโลคอลออสซิลเลเตอร์นี้ มีความสำคัญต่อคุณภาพของเครื่องรับ โดยเฉพาะความถี่จะต้องเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดีกว่า 10 พีพีเอ็ม (PPM) (ย่อมาจาก partper million หรือส่วนในล้านส่วน) ตลอดย่านอุณหภูมิใช้งาน ถ้าเป็นเครื่องรับธรรมดาอาจใช้แร่บังคับความถี่ธรรมดาก็ได้ แต่ถ้าต้องการความถี่ที่เที่ยงตรงมาก จำเป็นต้องใช้แร่อบในกล่องโลหะ (oven) ที่ควบคุมอุณหภูมิได้ ข้อเสียของการอบแร่ก็คือเปลืองพลังงานไฟฟ้าไปส่วนหนึ่ง

คริสตอลออสซิลเลเตอร์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งใช้วิธีอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อชดเชยความถี่มิให้ไหลเชี่ยว (drift) ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีชดเชยอุณหภูมิแบบนี้เรียกว่า ทีซีเอ็กซ์โอ (TCXO , temperature compensated crystal oscillator) การเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออุณหภูมิของแร่ไม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลิเนียร์ (ไม่เป็นเชิงเส้น) แต่เป็นรูปตัว เอส (ดูรูปที่ 2.13) ฉะนั้นวิธีชดเชยอุณหภูมิจึงต้องเป็นแบบนอนลิเนียร์ด้วย

คุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ก็คือ สัญญาณต้องมีความบริสุทธิ์ (ทางความถี่) มิฉะนั้นเมื่อป้อนให้กับมิกเซอร์จะทำให้มีผลตอบสปิวเรียส (spurious response) วิธีแก้ที่นิยมใช้ก็คือ ใช้การชิลด์และใช้ฟิลเตอร์กรองความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกไปเสียก่อน นอกจากนี้คุณสมบัตินอยส์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ก็มีต่อซีเลกติวิตี้การเลือกรับสัญญาณและขจัดสัญญาณข้างเคียงของเครื่องรับด้วย เนื่องจากปรากฏการณ์มิกซ์แบบผกผัน (reciprocal mixing) ถ้าสัญญาณอินเจ็กชั่นมีนอยส์ปนอยู่ พลังงานอินพุตจะถูกมอดูเลตด้วยนอยส์เมื่อป้อนไปยังวงจรขยายสัญญาณที่นอยส์ก็จะผ่านฟิลเตอร์ ไอเอฟ ได้ซีเลกติวิตี้เลวลง ด้วยเหตุนี้สัญญาณช่องข้างเคียงอาจมีนอยส์ล้น (spillover) แทรกเข้าไปในช่องความถี่ใช้งานได้



รูปที่ 2.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของผลึกแร่ต่ออุณหภูมิ

วงจรขยาย ไอเอฟ

เอาต์พุตที่ได้จากมิกเซอร์จะป้อนเข้าสู่คริสตอลฟิลเตอร์(วงจรกรองความถี่แบบคริสตอล) ทันที ซึ่งใช้ฟิลเตอร์ 2 ขั้ว (pole) 2 ตัวแมตช์กัน (matched pair) คู่หนึ่งต่อกับอินพุตของวงจร ไอเอฟ และอีกคู่หนึ่งต่อที่เอาต์พุตของวงจร ไอเอฟ

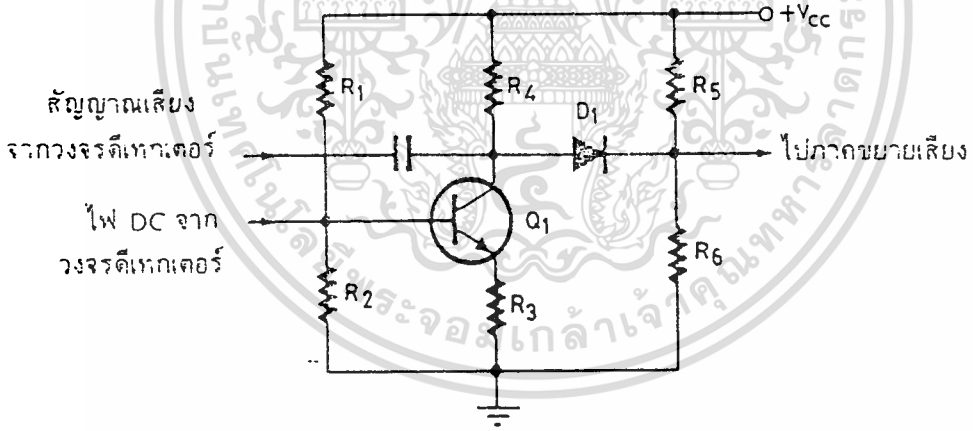
ในกรณีของซิงเกิลคอนเวอร์ชั่นจะมีวงจรคริสตอลฟิลเตอร์ และวงจร ไอเอฟ ต่อถัดมาจากมิกเซอร์แต่ถ้าเป็นในกรณีของดับเบิลคอนเวอร์ชั่นจากมิกเซอร์ที่หนึ่งจะเป็นคริสตอลฟิลเตอร์ผ่านวงจร ไอเอฟ ค่าสูงและเข้าวงจรมิกเซอร์ที่สองและผ่านเซรามิกส์ฟิลเตอร์กับวงจร ไอเอฟ ค่าต่ำตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบซูเปอร์เฮดเทอโรดายน์ อัตราขยายส่วนใหญ่มักจะมาจากภาค ไอเอฟ ในเครื่องรับยุคแรกๆ เรามักใช้หลอดหรือทรานซิสเตอร์ซึ่งมีหม้อแปลงคับเบิลระหว่าสเตจ (ภาค) แต่ในยุคหลังนี้ภาค ไอเอฟ จะมีค่าต่ำเราจึงนิยมใช้ไอซีเพียงตัวเดียวทำหน้าที่เป็น ไอเอฟ และดีมอดสำเร็จในตัว

มิวต์หรือสเควลซ์

ในเครื่องรับทีมีความไวสูง สัญญาณอินพุตที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงมากขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีเทกเตอร์ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ (ไม่มีพาหะ) ไฟ เอจีซี (AGC) จะทำให้เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่เครื่องรับจึงขยายแต่นอยส์ออกมา เสียงซู่ของนอยส์ที่ออกมาจะสร้างความรำคาญต่อผู้ใช้เครื่องวิทยุการกำจัดเสียงซู่นี้เราใช้วงจรสเควลซ์หรือมิวต์ (mute) วงจรตัดเสียงซู่นี้มีหลายชนิด ในรูปที่ 2.14 เราใช้แรงดัน ดีซี มาปิดเปิดวงจรขยายเสียงแรงดัน ดีซี ดังกล่าวจะมีค่าเป็นสัดส่วนผกผันกับความแรงของสัญญาณ (พาหะ) ป้อนแก่วงจรสวิตช์ (Q1) เมื่อสัญญาณแรง แรงดันดีซีดังกล่าวจะมีค่าเป็นสัดส่วนผกผันกับแรงดันคอลเลกเตอร์สูงขึ้น ไดโอด (D1) หยุดนำกระแสเปรียบเสมือนเปิดวงจรนอยส์จึงถูกสกัดกั้นมิให้ไปขยายออกลำโพง



รูปที่ 2.14 วงจรสเควลซ์แบบใช้พาหะบังคับ

ควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ (Quadrature Detector)

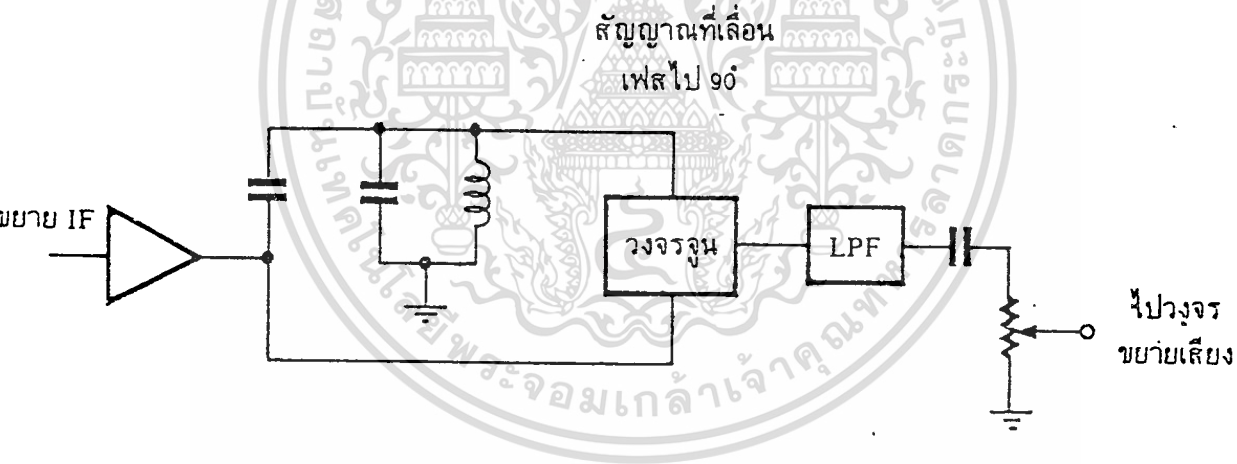
วงจรดีเทกเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ เอฟเอ็ม กับสัญญาณ เอฟเอ็ม ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลต (สัญญาณเสียง) ดูรูปที่ 2.15 (ก) กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศา กระแสนี้จะป้อนไปให้วงจรเรโซแนนซ์ขนาด แซด (Z) ซึ่งจูนความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ เอฟเอ็ม แรงดันคร่อมวงจรเรโซแนนซ์จะมีเฟสเลื่อนไปตามความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไป สัญญาณ เอฟเอ็ม ที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะกลายเป็นสัญญาณ พีเอ็ม หลังจากที่สัญญาณ เอฟเอ็ม และสัญญาณเอฟเอ็มคูณกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(การคูณกันของสัญญาณทั้งสองนี้ ไม่ใช่การคูณความถี่แต่เป็นการคูณทางคณิตศาสตร์) (ทำงานในช่องนอนลิเนียร์) ดูรูปที่ 2.15 (ข) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือ สัญญาณมอดูเลต) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส (Lowpass Filter) เอาต์พุตจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

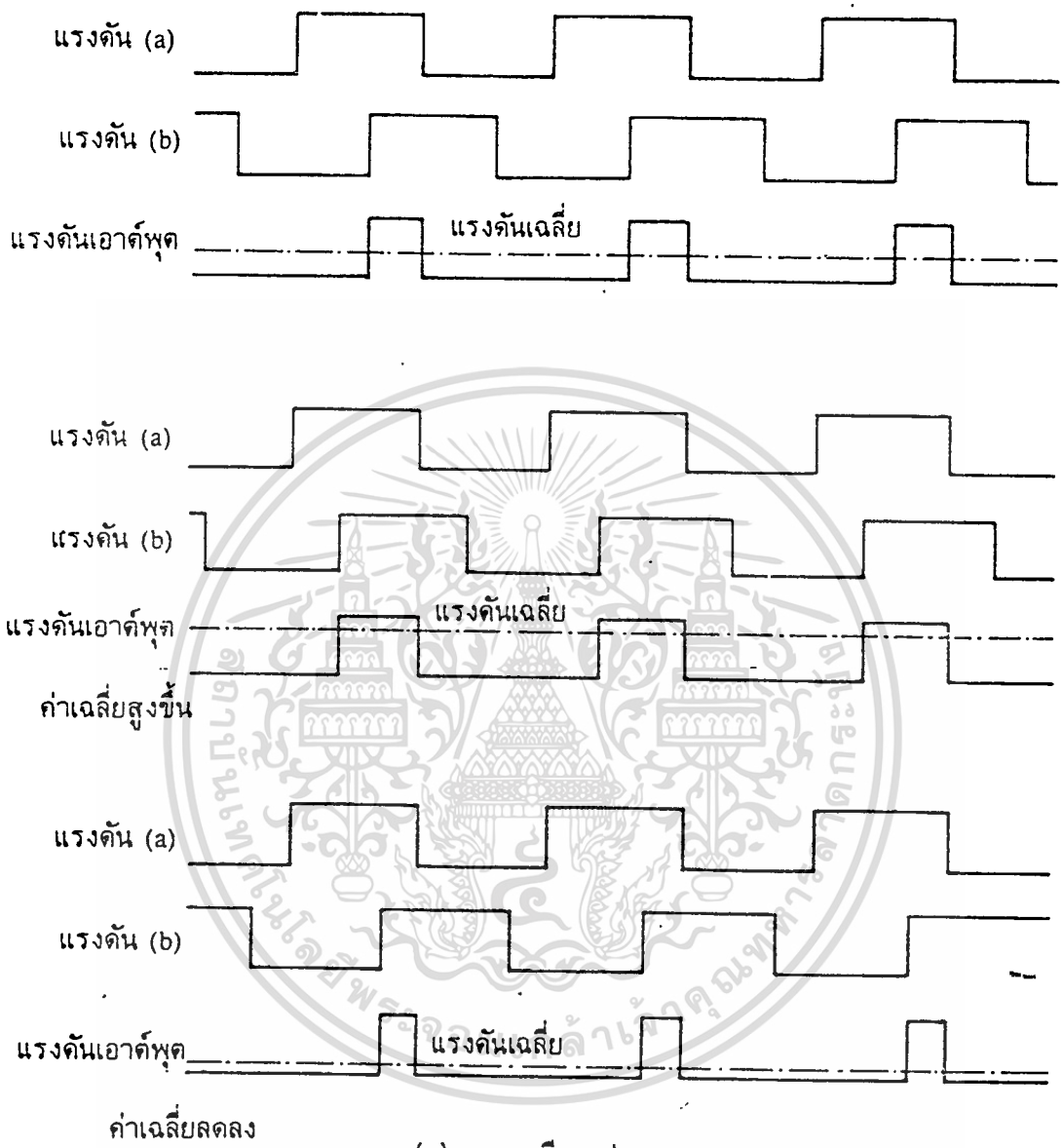
ความจริงแล้ววงจรดวอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เสมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณเอฟเอ็ม สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดูรูปที่ 2.15 (ข) ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวกสัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไปคงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำ (เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยในรูปคลื่น 1,2 และ 3) ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ (เพราะเมื่อสัญญาณ เอฟเอ็ม มีความถี่ต่ำลงพัลส์(pulse) เอาต์พุตจะแคบลงค่าเฉลี่ยจะน้อยลง) นั่นคือค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

โดยทั่วไปวงจรดวอดราเจอร์ดีเทกเตอร์มักจะทำเป็นไอซี ซึ่งจะรวมวงจรขยาย ไอเอฟ วงจรขยายลิมิตเตอร์และอื่นๆไว้ด้วยในไอซีตัวเดียว โดยต่อคอยล์ซึ่งเลื่อนเฟสไว้ภายนอก



รูปที่ 2.15 วงจรดวอดราเจอร์ดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



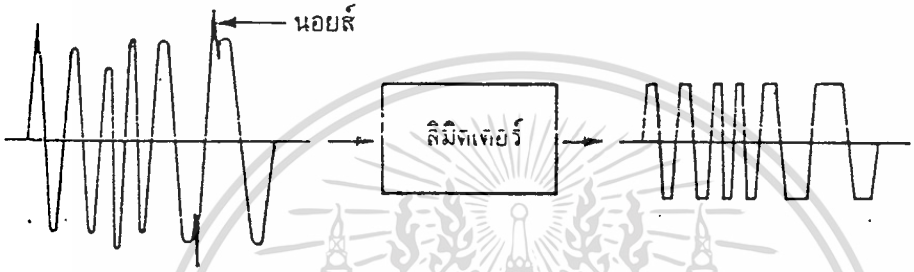
(ข) การเทียบเฟส

รูปที่ 2.15 (ต่อ)

ลิมิตเตอร์ (Limiter)

สัญญาณ เอฟเอ็ม (มีความถี่เท่ากับ ไอเอฟ) อาจจะมีนอยส์ปะปนด้วย วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย (ดูรูปที่ 2.16) สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ เอฟเอ็ม ก่อนและหลังลิมิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้ก็คือป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือคัตออฟ ถ้าสัญญาณ ไอเอฟ ที่ป้อนมามีแอมพลิจูดน้อย เอาต์พุตจากลิมิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออดิโอเอาต์พุต ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรงๆนอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้มีความสัมพันธ์กับค่าไดวเอ็ททิง (quieting หมายถึงการทำให้นอยส์เบาลงหรือ

เงียบลง) ของภาคออดิโอเอาต์พุต (ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ เอฟเอ็ม ด้วยเช่น สเปกระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต มีแต่พาหะเดียว) ป้อนเข้าอินพุตของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 เดซิเบล (dB) การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือขยายสัญญาณอินพุต (ไอเอฟ) ให้มากๆพอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ เอฟเอ็ม ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์



รูปที่ 2.16 วงจรลิมิเตอร์จะขจัดนอยส์และการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เอฟเอ็ม

2.3 ทฤษฎีอาร์เอฟที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน

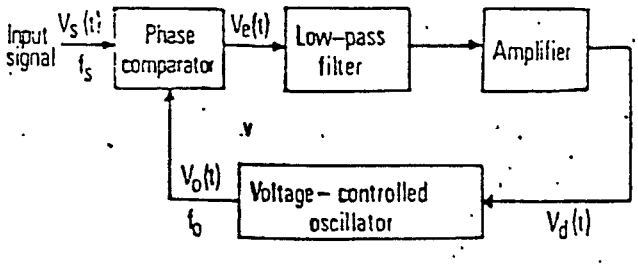
2.3.1 เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop)

เฟสล็อกลูป (PLL) โดยแท้จริงแล้วมีพื้นฐานเป็นวงจรอิเล็คโทรนิคส์เซอร์โวลูป (Loop Servo Electronic) ประกอบ ตัวเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector) ตัวกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) และ ตัวโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ (VCO) เฟสล็อกลูปจะควบคุมให้โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ สร้างความถี่สอดคล้อง (Synchronize) กับสัญญานที่เข้ามา ในปัจจุบันนี้เฟสล็อกลูปจะปรากฏออกมาในรูปของวงจรรวม (IC)

2.3.2 หลักการทำงานของเฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปคือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ ตัวกรองความถี่ต่ำ เออเรอร์แอมปลิไฟเออร์ (Error Amplifier) ซึ่งอยู่ทางที่สัญญานเดินไปข้างหน้า และโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ อยู่ในทางป้อนกลับ แผนภาพของระบบเฟสล็อกลูปอย่างง่ายๆ แสดงดังในรูปที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 บล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อคลูป

ขณะที่ยังไม่มีสัญญานเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage) [$V_d(t)$] จะเท่ากับศูนย์ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ จะทำงานโดยการตั้งความถี่ไว้ที่ f_o ซึ่งเรียกว่า " ความถี่ฟรีรันนิ่ง (Free-Running Frequency)" ถ้าสัญญานเข้าไปในระบบการเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญานอินพุทกับโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ และผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน [$V_e(t)$] ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟสและความถี่ระหว่างสัญญานทั้งสอง แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรอง และขยายส่งไปควบคุมโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ในการนี้แรงดันควบคุมจะไปบังคับความถี่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างกันระหว่าง f_o และสัญญานที่เข้า ถ้าความถี่ของสัญญานที่เข้าใกล้เคียงกับ f_o จากการป้อนกลับของเฟสล็อคลูป จะทำให้เฟสล็อคลูป ซิงโครไนซ์ (syncronize) หรือ ล็อค (lock) กับสัญญานที่เข้ามา ขณะที่ทำการล็อคนั้นความถี่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ จะเท่ากับสัญญานอินพุท แต่เฟสยังต่างกันอยู่ ความแตกต่างของเฟส Φ_0 มีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อนที่จะคอยไปปรับความถี่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ จากค่า ฟรีรันนิ่ง ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา f_s ดังนั้น เฟสล็อคลูป จะยังคงรักษาสภาพการ ล็อค การที่ระบบสามารถที่จะปรับเองได้ทำให้ เฟสล็อคลูป สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนไปของสัญญานที่เข้ามาให้อยู่ในสภาพการ ล็อค เช่นเดิม ช่วงความถี่ที่เฟสล็อคลูป สามารถติดตาม ล็อค กับสัญญานที่เข้ามา เรียกว่า " ระยะการล็อค (lock range) " ของระบบค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อนโดยไม่ขึ้นอยู่กับแบนด์เอดจ์ (band edge) ของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่นี้จะมากกว่าช่วงความถี่ที่ เฟสล็อคลูป ทำการล็อคอย่างแท้จริง ช่วงความถี่หลังนี้เรียกว่า " แคปเจอร์เรนจ์ (capture range) " ของระบบช่วงแคปเจอร์เรนจ์ นี้จะขึ้นอยู่กับแบนด์เอดจ์ของฟิลเตอร์ และ อัตราการขยายของลูปปิด [closed loop gain (K_v)] ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวข้องกับเซเล็กซ์ติวิตี้ (selectivity) ของวงจร เฟสล็อคลูป ยังช่วยเพิ่มความปลอดภัยเกี่ยวกับสัญญานรบกวนทางด้านเอาต์แบนด์ซิกแนล (outband signal) ที่จะมากวนได้เป็นอย่างดี

037141

ขั้นตอนการแคปเจอร์ (capture) สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ คือ ความถี่ที่เฟสเปลี่ยนไปตามความถี่ และความคลาดเคลื่อนทางเฟสในลูปสามารถที่ความสัมพันธ์ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

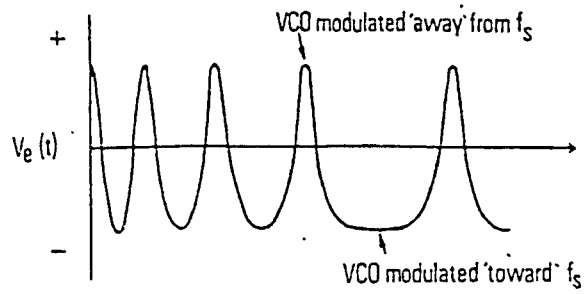
$$2\Pi\Delta f = d\varnothing_o / dt$$

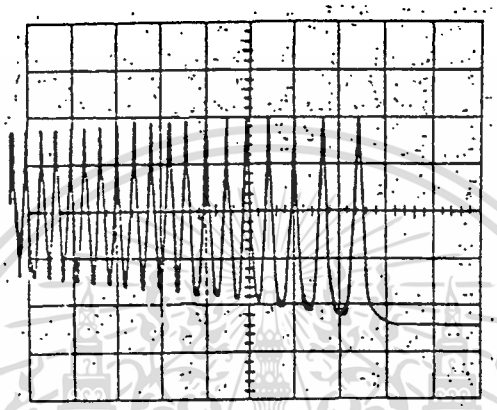
เมื่อ Δf เป็นความถี่ระหว่างสัญญานอินพุทและความถี่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์

ถ้าเส้นทางที่ป้อนกลับของ เฟสล็อคลูป ถูกเปิดออก คือระหว่าง ตัวกรองความถี่ต่ำ และอินพุทควบคุม โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นจากความถี่ที่ตั้งไว้ของ f_o และ f_i จะทำให้สัญญานที่ออกจาก ระบบเปรียบเทียบเฟสจะเป็นไซน์นิโซดอลบีทโนท (sinusodal beat note) ที่ความถี่คงที่ Δf ถ้า f_i และ f_o มีความถี่ที่ใกล้เคียงกับ บีทโนท จะไปปรากฏที่ทางออกจากฟิลเตอร์ โดยไม่ถูกลดขนาดลง คราวนี้สมมุติว่าทางป้อนกลับถูกปิดลงโดยการต่อชุดฟิลเตอร์ไปยังโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นความถี่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ จะถูกมอดดูเลคกับบีทโนท (beat note) Δf จะกลายมาเป็นฟังก์ชั่นของเวลาถ้าระหว่างขบวนการมอดดูเลชั่นนี้ความถี่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เคลื่อนเข้าใกล้ f_i (นั่นคือการลด Δf) ดังนั้น dPd ลดลงและสัญญานที่ออกจาก ระบบเปรียบเทียบเฟสจะเปลี่ยนไปอย่างช้าๆ เป็นฟังก์ชั่นของเวลา ในทำนองเดียวกันถ้า โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ถูกมอดดูเลดให้ออกจาก f_i ซึ่ง $d\varnothing_o / d t$ จะเพิ่มขึ้นและแรงดันดลาดเคลื่อนจะเปลี่ยนไปอย่างรวดเร็วเป็นฟังก์ชั่นของเวลา ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขนี้รูปคลื่นของบีทโนท (beat note waveform) จะไม่อยู่ในลักษณะไซน์นิโซดอล (sinusodal) มันจะมองดูเป็นอนุกรมของคาบเวลา "คับส์ (cups)" ดังแสดงในรูปที่ 2.18(ก) เนื่องจากความไม่เท่ากันของ รูปคลื่นของบีทโนท และมีสัญญานกระแสตรงเป็นส่วนประกอบค่าเฉลี่ย (average value) ของมันไปควบคุมให้ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ไปเพิ่มค่า f_o เพื่อที่จะไปลด Δf ในช่วงนี้ความถี่ บีทโนท จะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ความถี่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เพิ่มจาก f_o และทำให้เกิดการล็อค เมื่อระบบอยู่ในช่วงล็อค Δf จะเท่ากับศูนย์และจะเหลือเพียง DC error voltage คงที่

รูปที่ 2.18(ข) เป็นการแสดงออสซิลโลแกรม (oscillogram) ของลูปเออเลอร์โวลเตจ (loop error voltage ,V_d) ในขณะที่ระบบ เฟสล็อคลูป กำลังทำงานระหว่างขบวนการแคปเจอร์เรนจ์ สิ่งที่น่าสังเกตุคือ ขณะที่ทำการล็อค Δf จะลดลง การลดขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำจะน้อยและขนาดของ บีทโนท จะเพิ่มขึ้น เวลาที่ เฟสล็อคลูป ใช้ในการล็อค เรียกว่า " พูลอินไทม์ (Pull in time) " พูลอินไทม์ จะขึ้นกับความถี่เริ่มแรก และความแตกต่างของเฟสระหว่างสองสัญญาณ รวมทั้งอัตราขยายทั้งหมด (overall loop gain) และช่วงกว้างของตัวกรองความถี่ต่ำ พูลอินไทม์ อาจจะสั้นกว่าคาบเวลาของ บีทโนท และลูปสามารถล็อคโดยปราศจากเออเรอร์ทรานเซียนท์ (error transient)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 2.18 แสดงถึงอะซิงโครนัสเออเรอร์บีท (Asynchronous error beat)
ในช่วงของขบวนการ แคปเจอร์
(ก) ลักษณะลูกคลื่นของ บีทโนท
(ข) ออสซิลโลแกรมของแคปเจอร์ทรานเซียนท์ (capture transient)

การทำงานของลูปตัวกรองความถี่ต่ำ มีหน้าที่ 2อย่าง คือ

1. การลดค่าคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจาก ระบบเปรียบเทียบเฟส โดยการใช้คุณสมบัติอินเทอร์เฟอร์เรนซ์รีเจ็คชั่น (interference rejection)

2. ทำหน้าที่เหมือนกับชอร์ทเทอมเมโมรี (short-term memory) สำหรับ เฟสล็อคลูป และจะ แคปเจอร์ กับสัญญานใหม่อีกทันที เมื่อระบบหลุดออกจากล็อค เนื่องจากสัญญานในช่วงทรานเซียนท์ (transient)

เนื่องจากตัวกรองความถี่ต่ำ ลดค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่สูงระหว่างลูป มันเป็นตัวควบคุมการแคปเจอร์โดยตรง และคุณสมบัติผลตอบสนองทรานเซียนท์ (transient-respond) ของ เฟสล็อคลูป การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบคือ

1. ขบวนการ แคปเจอร์ จะช้าลง และ พูลอินไทม์ จะเพิ่มขึ้น

2. ช่วง แคปเจอร์ จะลดลง

3. คุณสมบัติทางอินเทอร์เฟอร์เรนซ์รีเจ็คชั่นของ เฟสล็อคลูป จะดีขึ้น เพราะว่าแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากความถี่ อินเทอร์เฟอร์เรนซ์ (interference) จะถูกลดลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลตอบสนอง ทรานเซียนท์ ของ เฟสล็อคลูป ต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญานเข้าในช่วงความถี่ แคปเจอร์ จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์ (underdamped)

2.3.3 พารามิเตอร์ของระบบเฟสล็อคลูป

เมื่อ เฟสล็อคลูป อยู่ในช่วงนอนลีเนียร์แคปเจอร์ทรานเซียนส์ (non-linear capture transients) จะปรากฏไม่นาน ดังนั้นภายเงื่อนไขที่ล็อค เราถือว่า เฟสล็อคลูป เป็นระบบควบคุมเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.19 และสามารถวิเคราะห์โดยการใช้เทคนิคลาปลาสทรานซ์ฟอร์ม (Laplace Transform) ในกรณีนี้เพื่อความสะดวกจะใช้เฟสที่คลาดเคลื่อนในลูป (ϕ_i-ϕ_o) เป็นตัวแปรของระบบ ดังนั้นอัตราขยายแต่ละเทอมที่สอดคล้องกับบล็อกสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ

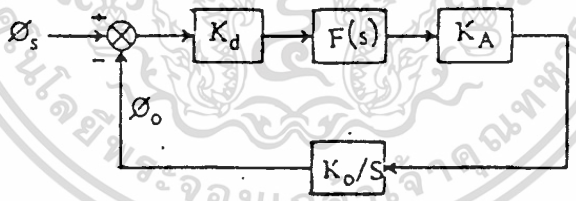
K_d = อัตราขยายเฟสดีเทคเตอร์ (V/rad)

F(s) = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของตัวกรองความถี่ต่ำ

K = อัตราขยายแรงดันของภาคขยาย

K = อัตราขยาย โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ (rad/v.s)

ข้อสังเกต เนื่องจากโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่และเฟสเป็นการอินทิกรัล (integral) ของความถี่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์จะเป็นตัวอินทิเกรเตอร์ (integrator) ในส่วนของการป้อนกลับ



รูปที่ 2.19 โมเดลเชิงเส้นของ เฟสล็อคลูป ในลักษณะของระบบป้อนกลับ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น แบบเปิดลูปสำหรับ เฟสล็อคลูป สามารถเขียนได้เป็น

$$T(S) = [K_T F(S)] / S$$

เมื่อ K_T เป็นอัตราขยายทั้งหมดของลูป (Total loop gain) นั่นคือ

$K_T = K_d * K_A * K_o$ การวิเคราะโดยใช้เทคนิคของการป้อนกลับแบบเชิงเส้น ลักษณะของทรานส์เฟอร์ แบบลูปปิด (closed loop) H(s)สามารถที่จะเขียนสัมพันธ์กับลูปเปิด (open loop) ได้คือ

$$H(s) = T(s) / [1+T(s)]$$

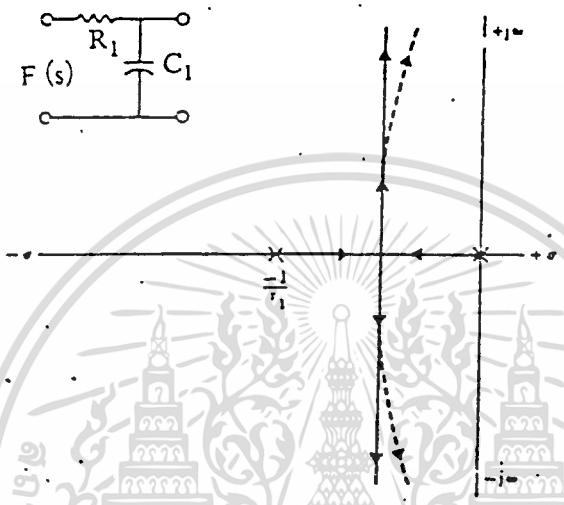
และรากของคาร์แรคเทอร์ริสทิคซิสเต็มโพลิโนเมียล (characteristic system polynomial) สามารถหาได้โดยใช้เทคนิคของรูทโลคัส (root-locus)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.20 แสดง รูทโลคัส ของ เฟสล็อคลูป เป็นฟังก์ชั่นของอัตราขยายทั้งหมด K_T สำหรับซิงเกิลโพลโลว์พาสฟิลเตอร์ (single pole low pass filter) F(s) ซึ่งมีลักษณะเป็น

$$F(s) = 1 / (1+\tau_1 S)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1 C_1$ จากรูปโพลของลูปเปิด (open-loop pole) อยู่ที่จุดออริจิน (origin) เนื่องมาจากการอินทิเกรตของโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.20 รูทโรกัสของ เฟสล็อคลูป สำหรับฟิลเตอร์แลค (lag) ($\tau_1 = R_1 C_1$)

จากคุณสมบัติของ รูทโลคัส ทำให้เราสามารถตั้งข้อสังเกตุได้ดังนี้

1. เมื่ออัตราขยาย K_T เพิ่มขึ้นด้วยการเลือก τ_1 อิมเมจิเนรีพาร์ท (imaginary part) ของโพลลูปปิด (closed loop pole) เพิ่มขึ้น ดังนั้น ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของลูปเพิ่มขึ้นและลูปจะยิ่งในผลตอบสนองเป็นอันเดอร์แดมป์ (underdamped) มากขึ้น

2. ถ้าฟิลเตอร์ไทม์คอนสแตนท์ (filter time constant ,τ_1) เพิ่มขึ้นส่วนจริง (real part) ของลูปปิดจะยิ่งน้อยลงการแดมป์ของลูป (loop damping) จะลดลง

ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับระบบป้อนกลับใดๆ การเลื่อนโพลระหว่าง เฟสล็อคลูป สามารถทำให้รูทโลคัสเบนไปทางขวาของฮาร์ฟเพลน (half plane) ดังแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 2.20 การเกิดเช่นนี้เหมือนกับว่าอัตราการขยายของลูป (loop gain) หรือ ฟิลเตอร์ไทม์คอนสแตนท์ มีค่ามากเกินไปทำให้ลูปเกิดการออสซิลเลต

ปัญหาเกี่ยวกับเสถียรภาพสามารถแก้ได้โดยการใช้ฟิลเตอร์แบบแลคลีด (lag lead) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.21 ฟิลเตอร์ชนิดนี้มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น ดังนี้

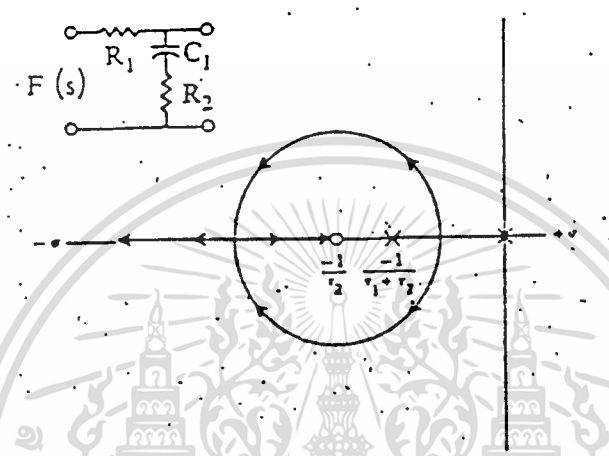
$$F(s) = [1+\tau_2 s] / [1+(\tau_1 +\tau_2) s]$$

โดยที่ $\tau_2 = R_2 C_1$

$\tau_1 = R_1 C_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการเลือก R_2 ให้รูทโลคัสของฟิลเตอร์ชนิดนี้อยู่ทางครึ่งซ้ายของระนาบ เพื่อความแน่ใจในเรื่องเสถียรภาพ อย่างไรก็ตาม มันยังสามารถทำให้ระบบมีแถบความถี่ของสัญญาณรบกวนกว้างขึ้น และยังทำให้คุณสมบัติ อินเทอร์เฟอร์เรนซ์รีเจ็คชั่น ลดลง เนื่องจากการลดทอนขนาดของความถี่สูงในลูปจะลดน้อยลง



รูปที่ 2.21 รูทโลกัสของเฟสล็อคลูปสำหรับฟิลเตอร์แบบแลคลีด ($\tau_2 = R_2 C_1$, $\tau_1 = R_1 C_1$)

สำหรับความหมายของคำว่า เบสิคเกน (basic gain) ของระบบระยะการล็อคของเฟสล็อคลูป Δw_L สามารถแสดงให้เห็นว่ามีค่าเท่ากับอัตราขยายกระแสตรงของลูป (dc loop gain)

$$\Delta w_L = 2 \Pi \Delta f_L = k_T$$

เนื่องจาก แคปเจอร์เรนจ์ Δw_L มีผลในช่วง ทรานเซียนท์ ซึ่งเป็นไปตามการวิเคราะห์ของ Moschytz เราสามารถเขียนค่า แคปเจอร์เรนจ์ ได้โดยประมาณ

$$\Delta w_L = 2 \Pi \Delta f_c \approx K_T \left| F (j \Delta w_c) \right|$$

$F (j \Delta w_c)$ เป็นการตอบสนองต่อขนาดของตัวกรองความถี่ต่ำที่ $w = \Delta w_c$ สิ่งที่น่าสังเกตคือ $\left| F (j \Delta w_o) \right| \leq 1$ และ แคปเจอร์เรนจ์ สั้นกว่า ระยะการล็อค เสมอ ถ้าเราใช้ฟิลเตอร์แบบ lag อย่างง่ายที่แสดงในรูปที่ 2.20 สมการ แคปเจอร์เรนจ์ สามารถเขียนได้เป็น

$$\Delta w_c \approx \sqrt{[\Delta w_L / \tau_1]} = \sqrt{[K_T / \tau_1]}$$

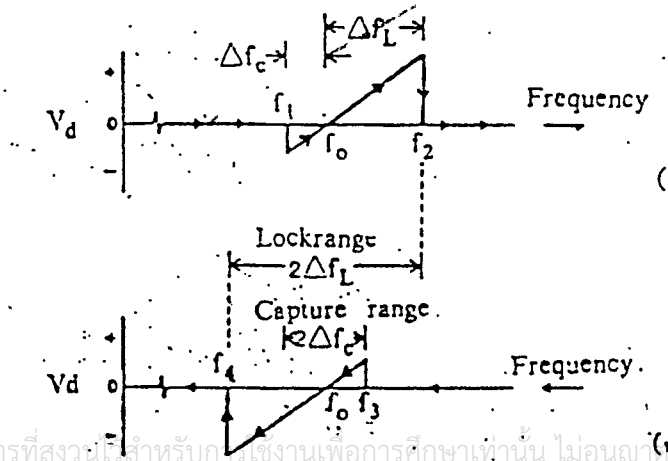
ดังนั้น แคปเจอร์เรนจ์ ลดลง เมื่อไทม์คอนสแตนท์ของตัวกรองความถี่ต่ำลดลงแต่จะไม่มีผลสำหรับ ระยะการล็อค อัตราขยายลูปจะมีผลกับ ระยะการล็อค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดัน (frequency to voltage transfer characteristic) ของระบบ เฟสล็อคลูป โดยการสมมติให้สัญญาณเข้าเป็นคลื่นไซน์ (sine wave) ที่เปลี่ยนความถี่ไปอย่างช้าๆ ขนาดตามแนวดิ่งเป็นแรงดันคลาดเคลื่อน รูปที่ 2.22 (ก) ความถี่ของสัญญาณเข้าค่อยๆเพิ่มขึ้น ลูปจะไม่มีการตอบสนองต่อสัญญาณเข้าจนกระทั่งความถี่ของสัญญาณเข้าถึง f_1 ซึ่งเป็นความถี่ต่ำสุดของ แคปเจอร์เรนจ์ ดังนั้น ลูปจะล็อคกับสัญญาณที่เข้าทันที ทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อน V_d มีค่าเป็นลบและ V_d จะเปลี่ยนไปตามความถี่ด้วยลักษณะของ slop เนื่องจากอัตราขยาย โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ($1 / K_o$) V_d จะมีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อ $f_s = f_o$ ลูปจะติดตามสัญญาณเข้าจนกระทั่งถึงความถี่ f_2 ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของระยะการล็อค เฟสล็อคลูป จะไม่มีการล็อคและแรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นศูนย์ ถ้าให้สัญญาณเข้ามีความถี่ค่อยๆลดกลับไปจะทำให้เกิดเป็นวัฏจักรขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.22 (ข) สัญญาณจะเริ่มกลับเข้าสู่ แคปเจอร์ ของลูปที่ความถี่ f_3 และการติดตามของลูปจะหมดไปเมื่อถึง f_4 ความถี่ $f_3 - f_1$ เรียกว่า total capture range ของ ระบบและความถี่ $f_2 - f_4$ เรียกว่าระยะการล็อคทั้งหมด (total lock range) นั่นคือ

$$f_3 - f_1 = 2\,\Delta f_c \quad \text{และ} \quad f_2 - f_4 = 2\,\Delta f_L$$

ข้อสังเกต จากการที่แสดงคุณลักษณะการโอน (transfer characteristic) ในรูปที่ 2.22 ระบบเฟสล็อคลูป จะเลือกความถี่ที่เป็นความถี่กึ่งกลาง โดยการตั้งความถี่ฟรีรันนิ่งที่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ และมันจะตอบสนองเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่เข้าช่วงจาก f_o ไปจนถึงค่าที่น้อยกว่า Δf_c หรือ Δf_L ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ว่าลูปเริ่มต้นด้วยการล็อคหรือเปล่า ในการใช้งานระบบ เฟสล็อคลูป โดยมากต้องการ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ที่ทำการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นอย่างแท้จริง

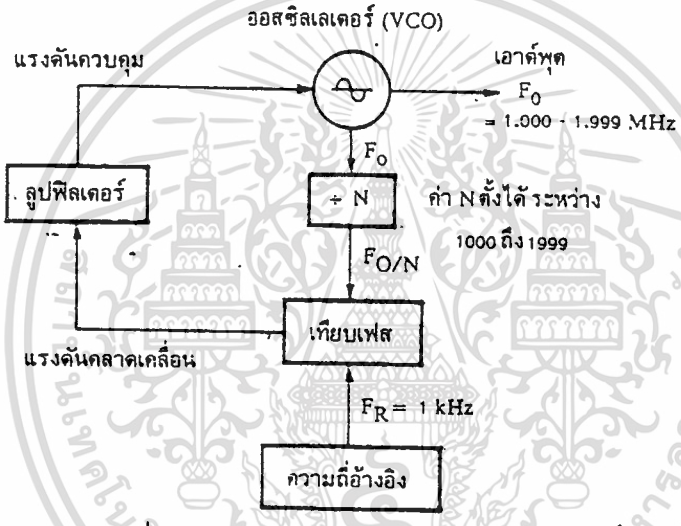


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.22 แสดงถึงคุณลักษณะการโอนของความถี่กับโวลต์เทจของเฟสล็อคลูป
(ก) กรณีความถี่อินพุตเพิ่มขึ้น (ข) ความถี่อินพุตลดลง

2.3.4 การใช้เฟสล็อคลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่ามีเฟสล็อคลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 2.23 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือภาค โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ (programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่นๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้



รูปที่ 2.23 แผนผังของหนวยสังเคราะห์ความถี่

แผนผังในรูปที่ 2.23 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จากโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ มีความถี่เท่ากับ F_O / N และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_R เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณ F_O / N กับ F_R ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

ในสภาวะล็อค (lock) ความถี่ของ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F_O = N F_R$$

(คำนวณ จาก $F_O / N = F_R$ ที่วงจรเทียบเฟส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่า F_R = 1 กิโลเฮิรตซ์ N = 1000 จะได้ F_O = 1 เมกกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001 , 1002 , 1003..... ค่า F_O จะเพิ่มทีละ 1 กิโลเฮิรตซ์ไปเรื่อยๆเป็น 1.001 , 1.002 , 1.003..... เมกกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อคลูปดังกล่าว สามารถ ผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

2.3.5 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ

ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาลเครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องใช้งานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวก

สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่นั้น หากเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แร่เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนี้เมื่อเปลี่ยนความถี่ก็จะต้องเปลี่ยนแร่ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการทำงาน

นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิตอลเข้ามาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวยขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่างๆเพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย ตัวอย่าง เช่น มีหน่วยจำความถี่ (memory) สามารถสแกนความถี่ได้ ฯลฯ เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (keypad) เพื่อโปรแกรมสั่งงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยดิสเพลย์ แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้แอลซีดี (LCD) หรือ เลด (LED) การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (optical encoder) ร่วมกับสวิทช์ เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็ใช้สวิตช์ธัมวีล (thumwheel) ธรรมดา

การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น รอม (ROM) , อีพรอม (EPROM) , แรม (RAM) หรืออุปกรณ์อื่นๆแทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุวีเอชเอฟ/เอฟเอ็ม (VHF/FM) ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ กับชนิดที่ใช้การสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าทั้ง 2 ชนิดแตกต่างกันตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่นั่นคือหน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถรับคำสั่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก โดยหน่วยสังเคราะห์ความถี่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณป้อนไปให้ทั้งภาครับและภาคส่งแทน ขอให้สังเกตว่าในสภาวะส่งในรูปที่ 2.24 (ก) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายสุดท้าย (ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกันคือ 150 เมกกะเฮิรตซ์ และในสภาวะรับดังรูปที่ 2.24 (ข) ก็เช่นเดียวกัน สัญญาณป้อนหรืออินเจ็กชั่น เข้าที่มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นความถี่เดียวกันคือ 139.905 เมกกะเฮิรตซ์ เพื่อปิดให้เกิด ไอเอฟ เหมือนๆกัน นอกจากนี้การมอดูเลตสัญญาณ เอฟเอ็ม (ในกรณีระบบสังเคราะห์ความถี่) ก็สามารถกระทำที่วงจร โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ของภาคสังเคราะห์ความถี่ได้เลย

2.3.6 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

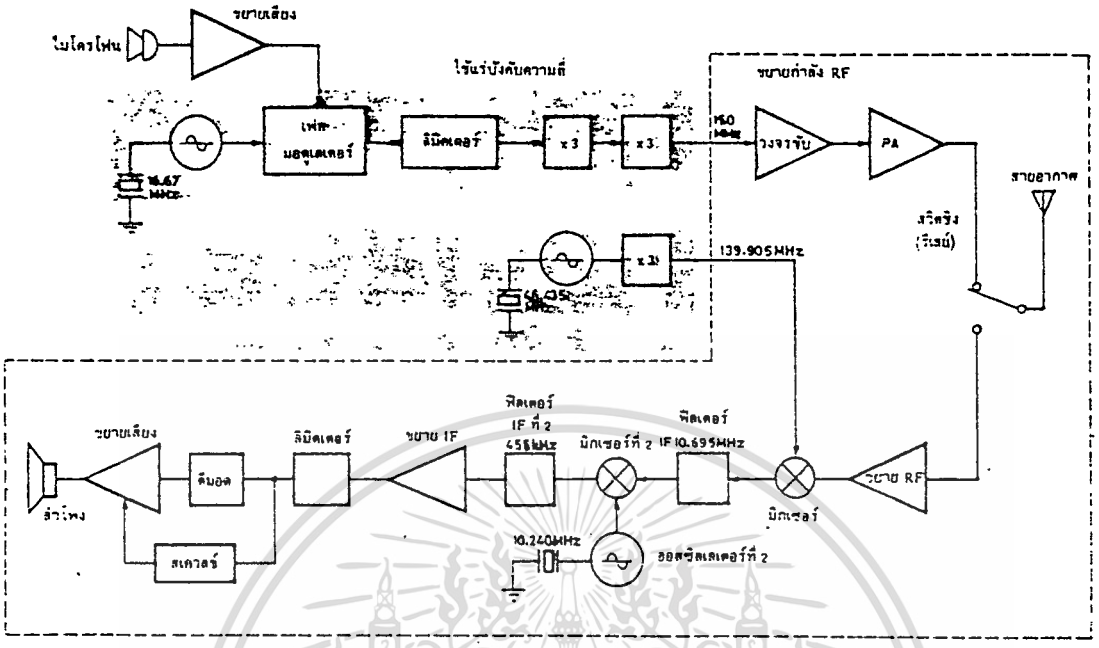
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่(frequency range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชั่น ระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วยดังต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียวแต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชั่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่งวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันทีกล่าวอีกอย่างหนึ่งคือ ล็อคความถี่ได้ในเวลารวดเร็ว นั่นคือช่วงเวลาล็อค (lock up time) คุณสมบัติการล็อคความถี่ใหม่ได้รวดเร็ว จำเป็นสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอย่างยิ่ง

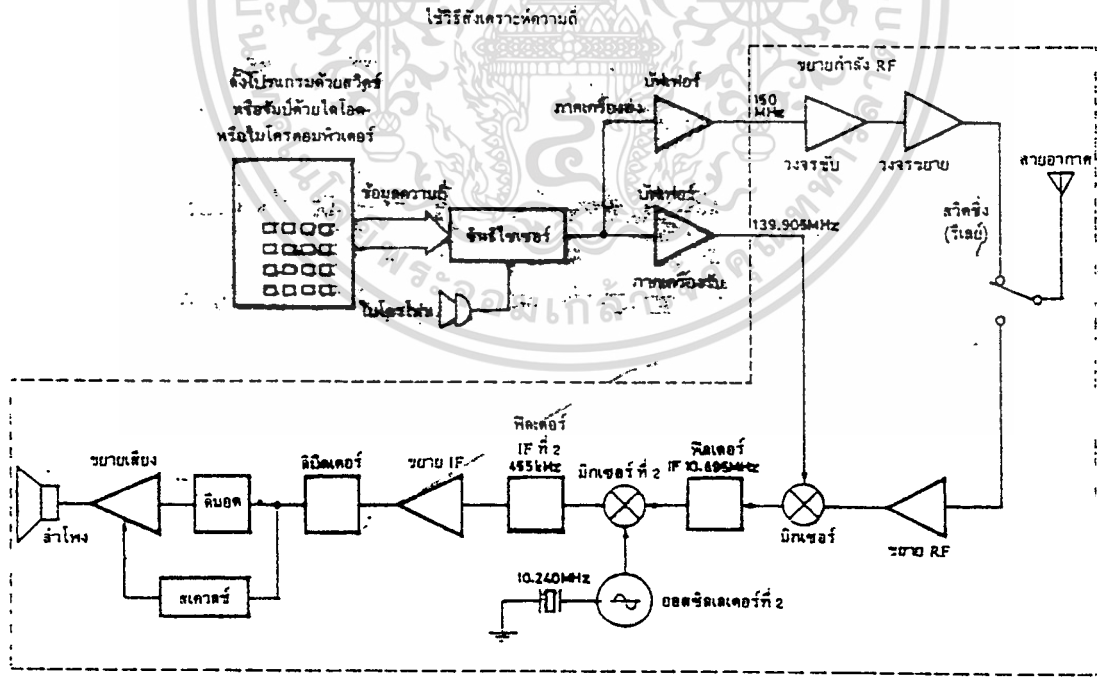
วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียวโดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิคและ สปิวเรียสต่างๆจะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุดนอกจากนี้ น้อยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ไม่บริสุทธิ์ไม่ใช่เพียงความถี่เดียวในช่วงที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ น้อยส์ดังกล่าวเรียกว่า เฟสน้อยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรงและเสถียรภาพทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



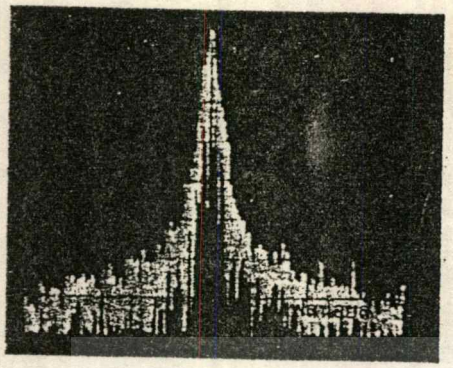
(ก) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่



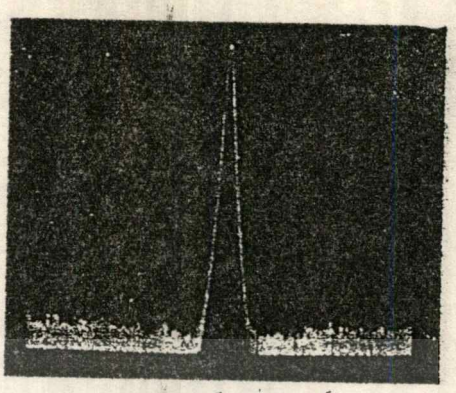
(ข) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

รูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เอาต์พุตมีเฟสนอยส์



(ข) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์

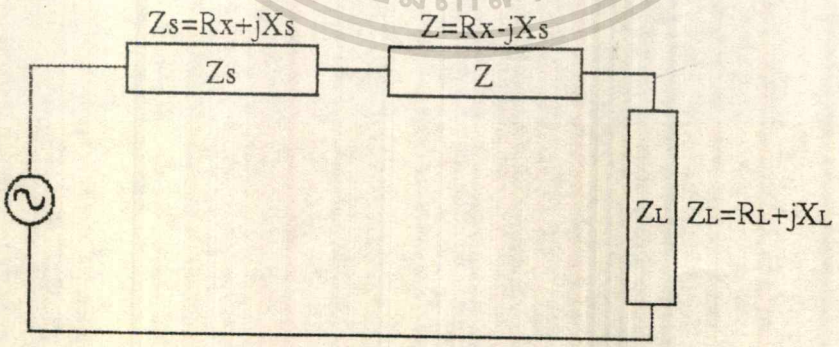
รูปที่ 2.25 เฟสน้อยส์ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ๆกับความถี่เอาต์พุต

2.4 แม่ชชิ่งอิมพิแดนซ์

อิมพิแดนซ์แมชชิ่งเป็นส่วนที่มีความจำเป็นในการออกแบบวงจรย่านความถี่วิทยุเพื่อที่จะให้เกิดการถ่ายเทพลังงานสูงสุดจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด

การถ่ายเทพลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อค่าโหลดอิมพิแดนซ์มีค่าเท่ากับค่าคอนจูเกต (conjugate) ของอิมพิแดนซ์ของแหล่งจ่ายเช่น ค่าโหลดอิมพิแดนซ์ = R + jX จะได้ค่าคอนจูเกต = R - jX

หน้าที่ของวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งคือจะต้องทำให้ค่าของโหลดอิมพิแดนซ์มีค่าเท่ากับค่าคอนจูเกตของอิมพิแดนซ์ของแหล่งจ่าย ดังแสดงในรูป



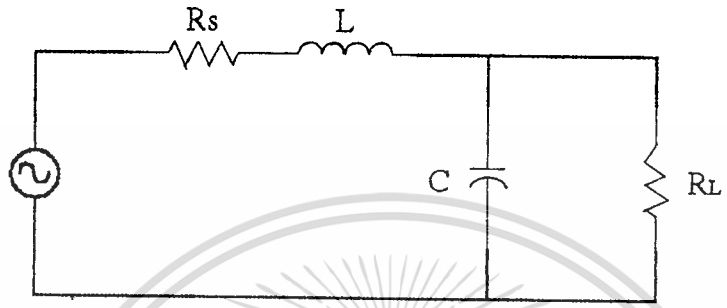
รูปที่ 2.26 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่ง

2.5 วงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งที่นิยมใช้

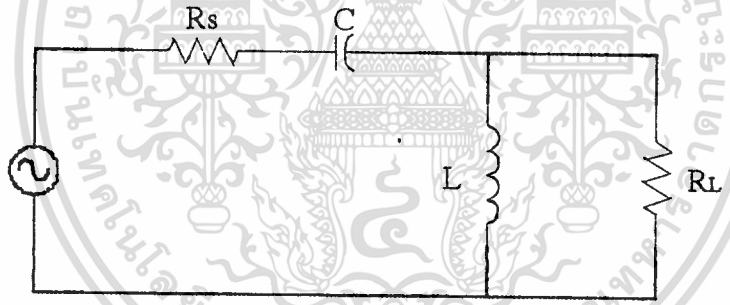
2.5.1 แอลเน็ทเวิร์ค (L - NETWORK)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบแอลเน็ทเวิร์คจะมี 2 ชนิดคือ แบบกรองความถี่ต่ำผ่าน และแบบกรองความถี่สูงผ่าน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของลวดตัวนำ (inductor) และ ตัวเก็บประจุ (capacitor) ในวงจรดังรูป



รูปที่ 2.27 แสดงวงจรแบบกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 2.28 แสดงวงจรแบบกรองความถี่สูงผ่าน

2.5.1.1 การคำนวณวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบแอลเน็ทเวิร์ค

จากรูปที่ 2.27 และ 2.28 สามารถคำนวณวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งเพื่อทำให้อิมพิแดนซ์ที่ถูกมองโดย R_s มีค่าส่วนจริงเท่ากับ R_s ได้ดังนี้

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$$

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s}$$

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Q_s = ค่าคิว (Q) ของส่วนที่ต่ออนุกรมกับแอลเน็ทเวิร์ค

R_s = ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับแอลเน็ทเวิร์ค

Q_p = ค่าคิวของส่วนที่ต่อขนานกับแอลเน็ทเวิร์ค

R_p = ค่าความต้านทานที่ต่อขนานกับแอลเน็ทเวิร์ค

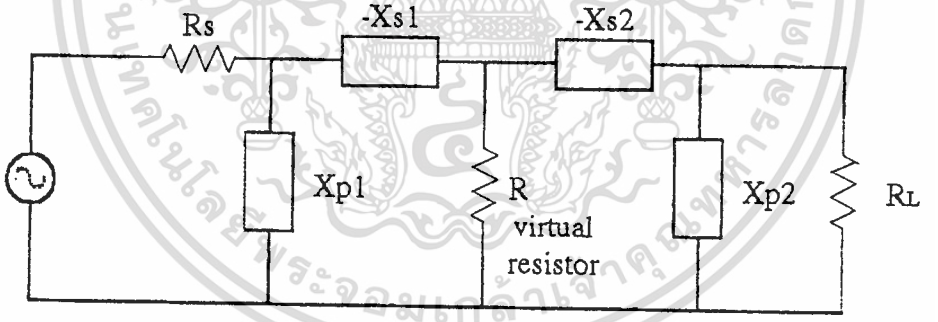
ค่าของ X_p และ X_s สามารถที่จะเป็นได้ทั้งค่าคาปาซีทีปและอินดัคทีป แต่ว่าต้องเป็นชนิดตรงข้ามกันเช่น ถ้า X_p เป็นตัวเก็บประจุ X_s ต้องเป็นตัวเหนี่ยวนำ

2.5.2 พายเน็ทเวิร์ค (π - NETWORK)

วงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบพายเน็ทเวิร์คสามารถพิจารณาให้ว่าเป็นแอลเน็ทเวิร์คแบบกลับสองวงจรต่อชนกัน

2.5.2.1 การคำนวณวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบพายเน็ทเวิร์ค

สามารถคำนวณการแมชชิ่งโหลดรีซิสแตนซ์กับซอสรีซิสแตนซ์เท่ากับตัวต้านทานเสมือนที่เสมือนต่ออยู่ระหว่างแอลเน็ทเวิร์คสองชุดนี้ดังรูป



รูปที่ 2.29 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบพายเน็ทเวิร์ค

เครื่องหมายลบสำหรับ - X_{s1} กับ - X_{s2} แสดงเพียงว่าต้องเป็นคนละชนิดกับ X_{p1} และ X_{p2} ค่า X_{s1} และ X_{s2} สามารถเป็นได้ทั้งคาปาซิเตอร์และอินดัคเตอร์ แต่ว่ามันต้องเป็นคนละชนิดกับ X_{p1} และ X_{p2} ตามลำดับ

การออกแบบแต่ละส่วนของพายเน็ทเวิร์คกระทำได้เช่นเดียวกับแอลเน็ทเวิร์ค

ค่าความต้านทานเสมือน (R) จะต้องน้อยกว่า R_s หรือ R_L อย่างใดอย่างหนึ่งเพราะมันต่ออนุกรมกับส่วนของแอลเน็ทเวิร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของการแมชชิ่งแบบพายก็คือว่าเราสามารถเลือกค่าคิวของวงจรแมชชิ่งได้

$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R} - 1}$$

โดยที่ R_H = ค่าความต้านทานที่ใหญ่ที่สุดของ R_S หรือ R_L

R = ความต้านทานเสมือน

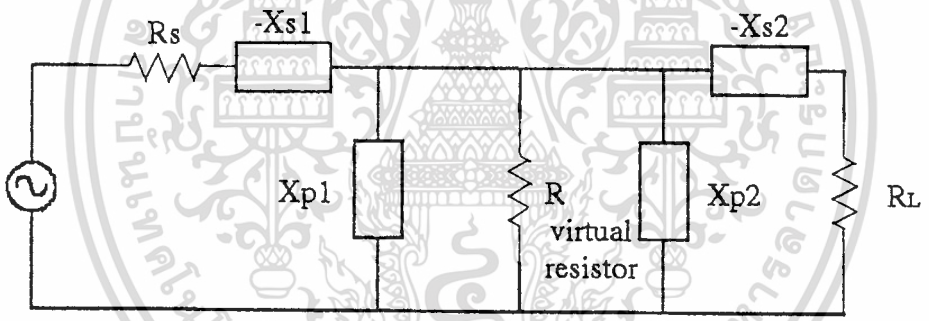
ตัวความต้านทานเสมือนเป็นเพียงค่าความต้านทานที่คิดขึ้นมาเพื่อเลือกค่าคิวของวงจร

2.5.3 ทีเน็ทเวิร์ค (T-NETWORK)

วงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งแบบทีเน็ทเวิร์คสามารถพิจารณาเป็นแอลเน็ทเวิร์คสองวงจรต่อกัน

2.5.3.1 การคำนวณวงจรแมชชิ่งอิมพิแดนซ์แบบทีเน็ทเวิร์ค

สามารถคำนวณได้โดยการแมชชิ่งโหลดรีซิสแตนซ์กับซอสรีซิสแตนซ์เข้ากับความต้านทานเสมือนที่เสมือนว่าต่ออยู่ระหว่างเน็ทเวิร์คแอลสองชุดดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงวงจรแมชชิ่งอิมพีแดนซ์แบบทีเน็ทเวิร์ค

เครื่องหมายลบสำหรับ-X_{s1} และ-X_{s2} แสดงเพียงว่าต้องเป็นคนละชนิดกับX_{p1} และX_{p2} ตามลำดับโดยที่มันสามารถเป็นได้ทั้งตัวคาปาซิเตอร์หรืออินดัคเตอร์อย่างใดอย่างหนึ่ง

การออกแบบแต่ละส่วนของทีเน็ทเวิร์คกระทำได้เช่นเดียวกับแอลเน็ทเวิร์ค

ค่าความต้านทานเสมือนเป็นเพียงค่าความต้านทานที่คิดขึ้นมาเพื่อเลือกค่าคิวของวงจร

ค่าความต้านทานเสมือน (R) จะต้องมากกว่าทั้งR_sและR_L เพราะว่าค่าความต้านทานเสมือนจะต่อขนานกับส่วนของแอลเน็ทเวิร์ค

ข้อดีของการแมชชิ่งแบบทีก็คือเราสามารถเลือกค่าคิวของวงจรได้ดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{small}} - 1}$$

โดยที่ R_{small} = ความต้านทานที่ปลายที่น้อยที่สุดของR_sหรือR_L

R = ความต้านทานเสมือน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
ไอซีที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน

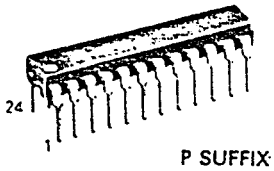
ปัจจุบันวิวัฒนาการของมนุษย์มีความเจริญก้าวหน้าอย่างรวดเร็วในทุกๆด้าน ไม่ว่าจะเป็นด้านสาธารณสุขต่างๆทางด้านอุปกรณ์เครื่องใช้ เครื่องอำนวยความสะดวกสบายในบ้าน ซึ่งสิ่งต่างๆเหล่านี้เกิดขึ้นได้ ส่วนหนึ่งมาจากความก้าวหน้าทางด้านอิเลคทรอนิคส์

กล่าวคือ องค์ประกอบของอุปกรณ์อำนวยความสะดวกต่างๆ ในปัจจุบันนั้นย่อมต้องมีอุปกรณ์ทางอิเลคทรอนิคส์เข้าไปเป็นส่วนร่วมอย่างแน่นอนดังนั้นการพัฒนาทางด้านอิเลคทรอนิคส์ของนักวิทยาศาสตร์จึงทำกันมาอย่างต่อเนื่อง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเป็นการลดต้นทุนการผลิต แต่ในขณะเดียวกันก็ยังได้อุปกรณ์ที่มีสมรรถภาพสูงเท่าเดิมหรือมากกว่า (วิศวกรรมคุณค่า) · อีกทั้งยังได้มีการปรับปรุงรูปแบบการทำงานให้ทันสมัยและเหมาะสมกับการนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์มากที่สุดอีกด้วย ในการพัฒนาทางด้านอิเลคทรอนิคส์นั้นหัวใจสำคัญซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นการปฏิวัติทางด้านอิเลคทรอนิคส์โดยเฉพาะ นั่นคือเทคนิคการสร้างสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Device) อันจะทำให้ได้มาซึ่งอุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูง จึงมีผลทำให้เกิดความก้าวหน้าในหลายๆด้าน ความก้าวหน้าทางระบบโทรคมนาคมก็เป็นหนึ่งในนั้นเช่นกัน ในโครงงานนี้เป็นเพียงเสี้ยวหนึ่งในการพัฒนาของนักวิทยาศาสตร์ที่มุ่งมั่นค้นคว้าสร้างสิรรค์สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ เพื่อช่วยให้ความเป็นอยู่ของมนุษย์โดยทั่วๆไปมีความสะดวกสบาย จากการแนะนำจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้จัดทำเลยอยากขอแนะนำอุปกรณ์บางอย่างที่เกี่ยวข้องกับโครงงานนี้ อันเป็นส่วนหนึ่งจากความก้าวหน้าทางด้านอิเลคทรอนิคส์ นั่นคือ วงจรรวมภาครับ เอฟเอ็ม ในตัวเดียว เบอร์ MC 3362 , วงจรรวมภาคส่ง เอฟเอ็ม ในตัวเดียวกันเบอร์ MC2833, วงจรรวมแบบบาลานซ์มิกซ์ (BALANCE MIX) เบอร์ LA1185 ซึ่งจะมีส่วนที่เป็น วงจรขยายอาร์เอฟ ในตัวด้วย และ วงจรรวมส่วนที่เป็นเฟสล็อคลูป เบอร์ MC145104

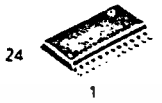
3.1 MC 3362 ไอซีภาครับในตัวเดียว

MC 3362 เป็นภาครับระบบดูอัลคอนเวอร์ชั่น คือ ภาคไอเอฟมีการแปลงความถี่ 2 ครั้ง จากความถี่ที่รับได้เป็น 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ แล้วค่อยลดลงเป็น 455 กิโลเฮิรตซ์อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันโดยทั่วไปกับวิทยุรับ-ส่งในปัจจุบัน

ภายในตัวของ MC 3362 ยังมีภาคออสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้กับความถี่ได้ 200 เมกกะเฮิร์ต แต่ถ้าใช้ภาคออสซิลเลเตอร์ภายนอก จะใช้งานได้กับความถี่ 450 เมกกะเฮิรตซ์ มีภาคดีเทกเตอร์แบบควอดรา-เจอร์ และวงจรขับมิเตอร์ที่ใช้แสดงการรับสัญญาณให้ด้วย นอกจากนี้ยังมีส่วนบัฟเฟอร์ให้แก่ออสซิลเลเตอร์ของไอเอฟทั้ง 2 ความถี่เพื่อความเที่ยงตรงในการทำงาน รวมทั้งมีวงจรเปรียบเทียบสำหรับใช้ดีเทกแบบ เอฟเอสเค (FSK) เรียกว่า ใช้งานได้อเนกประสงค์ทีเดียว



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724-03

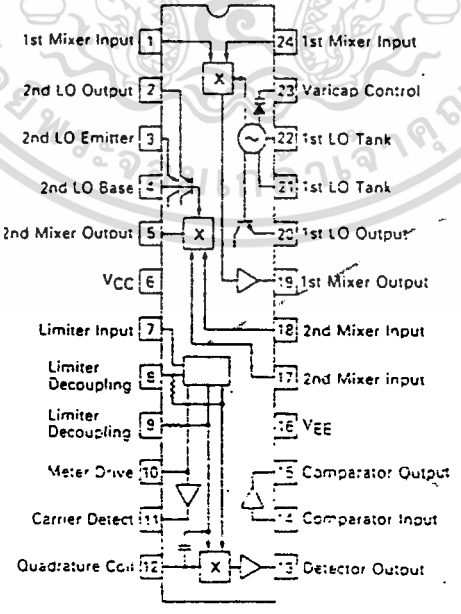


DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E-03
SO-24

รูปที่ 3.1 รูปร่างภายนอกของ MC 3362

แรงดันไฟเลี้ยงใช้ได้สูงสุด 8 โวลต์ ต่ำสุด 2 โวลต์ กินกระแส 3.6 มิลลิแอมป์ ที่ 3 โวลต์ ความไวอินพุต 0.7 ไมโครโวลต์ ที่ 12 เดซิเบล ไซแนด (SINAD) รูปร่างภายนอกเป็นตัวถังดีนตะขาบ (DIP) ขนาด 24 ขา โครงสร้างภายในและการจัดขาแสดงในรูปที่ 3.1 โปรดสังเกตที่ขา 23 จะมีวาริแคปภายใน ซึ่งใช้ในวงจรจูนความถี่ภาครับ

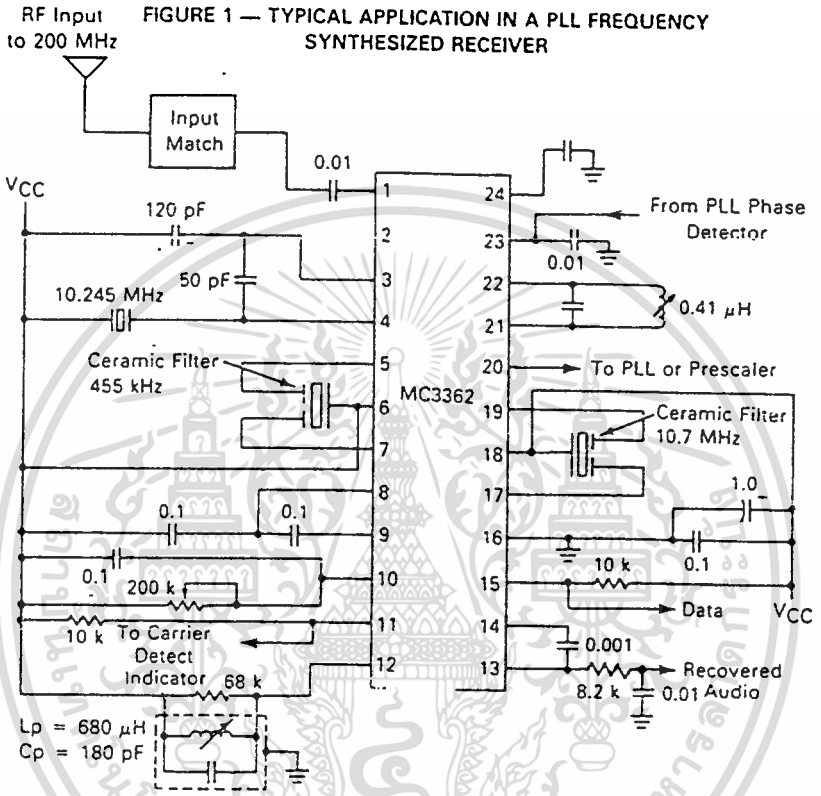
FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในและการจัดขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC 3362 แสดงในรูปที่ 3.3 เป็นภาครับวิทยุ เอฟเอ็ม แบนด์แคบ (narrowband FM) ระบบเฟสล็อคลูปแบบสังเคราะห์ความถี่ใช้งานได้สูงถึง 20 เมกกะเฮิรตซ์ การทำงานคร่าวๆเป็นดังนี้



รูปที่ 3.3 วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC 3362

ภาคมิกเซอร์ตัวแรก จะทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศแล้วแปลงเป็นความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ ส่งออกมายังวงจรฟิลเตอรภายนอก แล้วป้อนกลับเข้าไปยังภาคมิกเซอร์ตัวที่ 2 ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณแล้วแปลงความถี่ไอเอฟนี้ให้ต่ำลงเป็น 455 กิโลเฮิรตซ์

สัญญาณความถี่ไอเอฟที่สอง 455 กิโลเฮิรตซ์ ถูกส่งออกมาฟิลเตอร์ภายนอกเช่นกัน แล้วป้อนกลับเข้าไปยังภาคขยายลิมิตเตอร์และวงจรดีเทกเตอร์โดยใช้ควอคราเจอร์ดีเทกเตอร์ได้เป็นสัญญาณความถี่เสียงที่ขาเอาต์พุต

3.1.1 การออกแบบใช้งาน

ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวแรก อาจใช้วงจรแอลซีแทงค์จูนก็ได้ หรือใช้วิธีควบคุมความถี่ด้วยแรงดันในระบบ เฟสล็อคลูป หรือจะใช้ขับด้วยคริสตอลออสซิลเลเตอร์จากภายนอกก็ได้ ซึ่งรับความถี่ได้สูง 190 เมกะเฮิรตซ์ (แต่ถ้าขับด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จากภายนอกแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 มิลลิโวลท์อาร์เอ็มเอส (mV_{rms}) ภาคมิกเซอร์จะใช้ความถี่ได้ถึง 450 เมกกะเฮิรตซ์) โดยมีบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตขา 20

ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวที่ 2 เป็นวงจรแบบโคลพิตต์ ทำงานที่ 10.245 เมกกะเฮิรตซ์ ควบคุมด้วยคริสตอล มีบัฟเฟอร์เอาต์พุตที่ขา 2 เช่นกัน ขา 2 และ ขา 3 ใช้งานสับกันได้

ในส่วนของมิกเซอร์จะจัดวงจรแบบสมดุล เพื่อลดผลของสัญญาณแปลกปลอม มิกเซอร์ทั้ง 2 ตัวมีคอนเวอร์ชั่นเกิน 18 เดซิเบล และ 22 เดซิเบล ตามลำดับ โดยมีเสถียรภาพในการทำงานที่ไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

เพื่อให้ออกแบบใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก ตำแหน่งขาไอซีและวงจรภายในจึงออกแบบมาให้ใช้กับเซรามิกฟิลเตอร์ในส่วนวงจรกรองความถี่ไอเอฟได้ หลังจากผ่านวงจรฟิลเตอร์และขยายไอเอฟทั้ง 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ และ 455 กิโลเฮิรตซ์แล้ว สัญญาณจะส่งกลับเข้าไปยังวงจรลิมิตเตอร์ ซึ่งมีความไว 10 โวลท์ ที่ -3.0 เดซิเบล ลิมิตติ้ง ราบเรียบถึง 1.0 เมกกะเฮิรตซ์

จากวงจรลิมิตเตอร์สัญญาณถูกส่งมายังควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ ซึ่งต้องมีวงจรภายนอกเพิ่มเติม คือ แอลซีแทงค์ระหว่างวีซีซี (V_{cc}) กับขา 12 และตัวต้านทานขนาน 68 กิโลโอห์ม เป็นตัวกำหนดค่าพีคเซเพเรชั่น (peak seperation) ของวงจรดีเทกเตอร์ ถ้าค่าต่ำจะได้ความเป็นเชิงเส้นดีแต่ความไวของวงจรดีเทกเตอร์จะลดลง

เอาต์พุตจากขา 13 จะต้องมีวงจรจัดรูปคลื่นเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณเสียงที่ถูกต้อง ส่วนวงจรคอมพาราเตอร์ที่ขา 14,15 ใช้สำหรับดีเทกจุดผ่านศูนย์ของสัญญาณ สำหรับใช้กับการรับส่งด้วย เอฟเอสเค (Frequency Shift Keying) ซึ่งมีอัตราเร็วข้อมูลสูงตั้งแต่ 2,000 ถึง 35,000 บิตต่อวินาที ถ้าต้องการให้ส่วนนี้มีฮีสเตอร์รีซิสให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆตั้งแต่ 12 กิโลโอห์มขึ้นไประหว่างขา 14 และ 15

ในส่วนวงจรขับมิเตอร์ที่ขา 10 ทำงานแบบแอกทีฟโลว์ คือ ต่อร่วมกับ วีซีซี ใช้แสดงระดับความแรงสัญญาณที่รับได้ โดยสังเกตจากการทำงานของวงจรลิมิตเตอร์ สามารถนำส่วนนี้มาใช้ในการกำหนดความแรงของสัญญาณที่จะรับได้ (RF trip level) โดยการต่อตัวต้านทานระหว่าง วีซีซี กับขา 10 วิธีการคือ ตั้งความแรงของเครื่องกำเนิดความถี่ป้อนให้แก่ วงจรภาครับที่ระดับความแรงที่ต้องการหน่วยเป็นเดซิเบลเมตร (dBm) แล้วอ่านค่ากระแสจาก วีซีซี มาขา 10 จะได้ค่าตัวต้านทานเท่ากับ

$$R_{10} = 0.64\ V_{dc} / I_{10}$$

และถ้าต้องการให้ทำงานเป็นฮีสเตอร์รีซิสด้วย ก็ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆ R_H ระหว่างขา 10 และขา 11 โดยมีสูตรคิดคือ

$$Hyst = V_{cc} / (R_H \times 10^{-7})\ dB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — I_{METER} versus INPUT

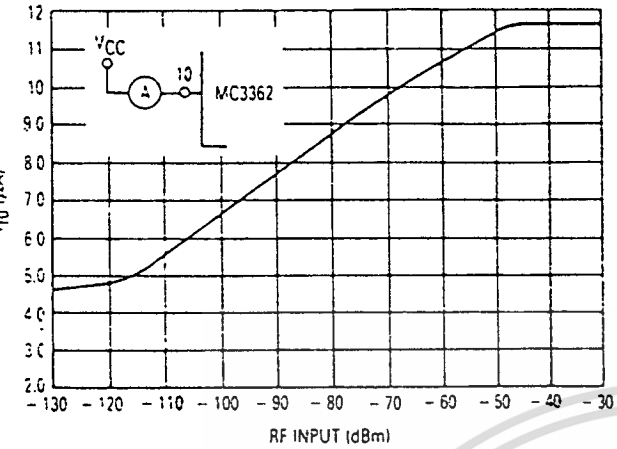


FIGURE 5 — DRAIN CURRENT, RECOVERED AUDIO versus SUPPLY

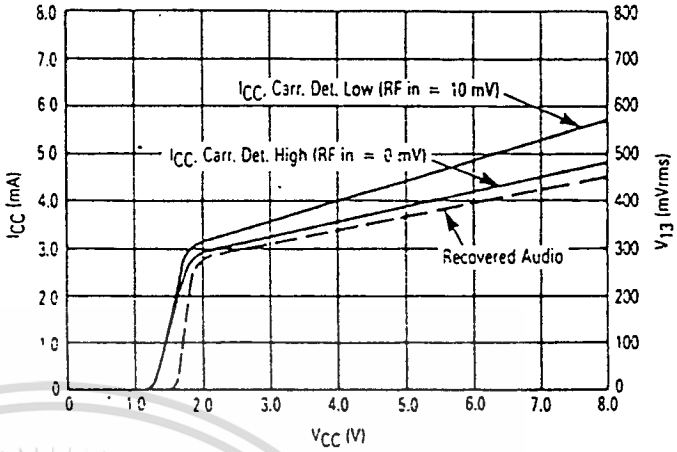


FIGURE 6 — SIGNAL LEVELS

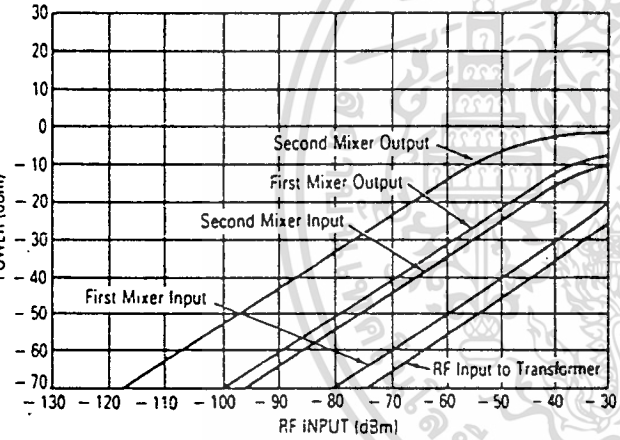


FIGURE 7 — S + N, N, AMR versus INPUT

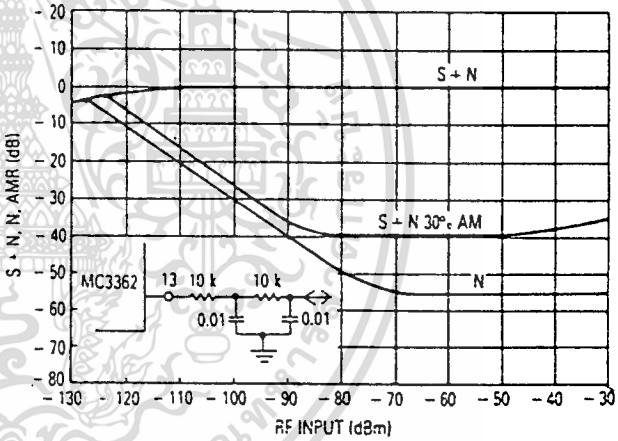


FIGURE 8 — 1ST MIXER 3RD ORDER INTERMODULATION

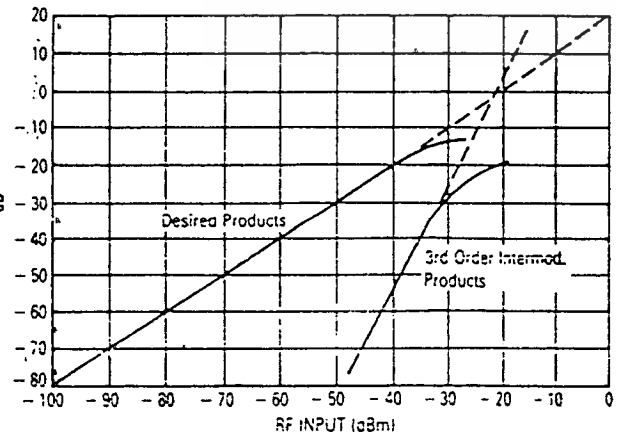
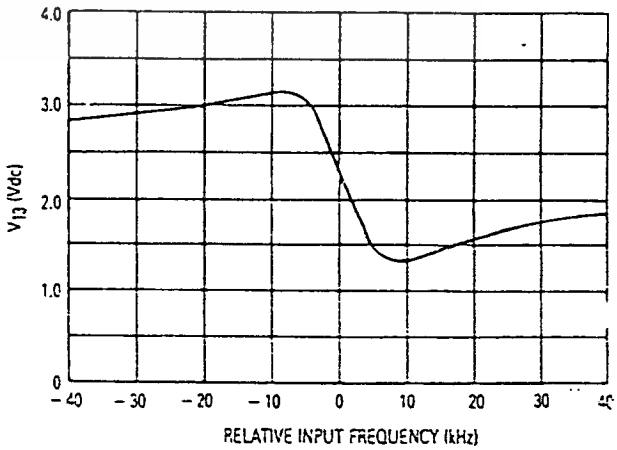


FIGURE 9 — DETECTOR OUTPUT versus FREQUENCY



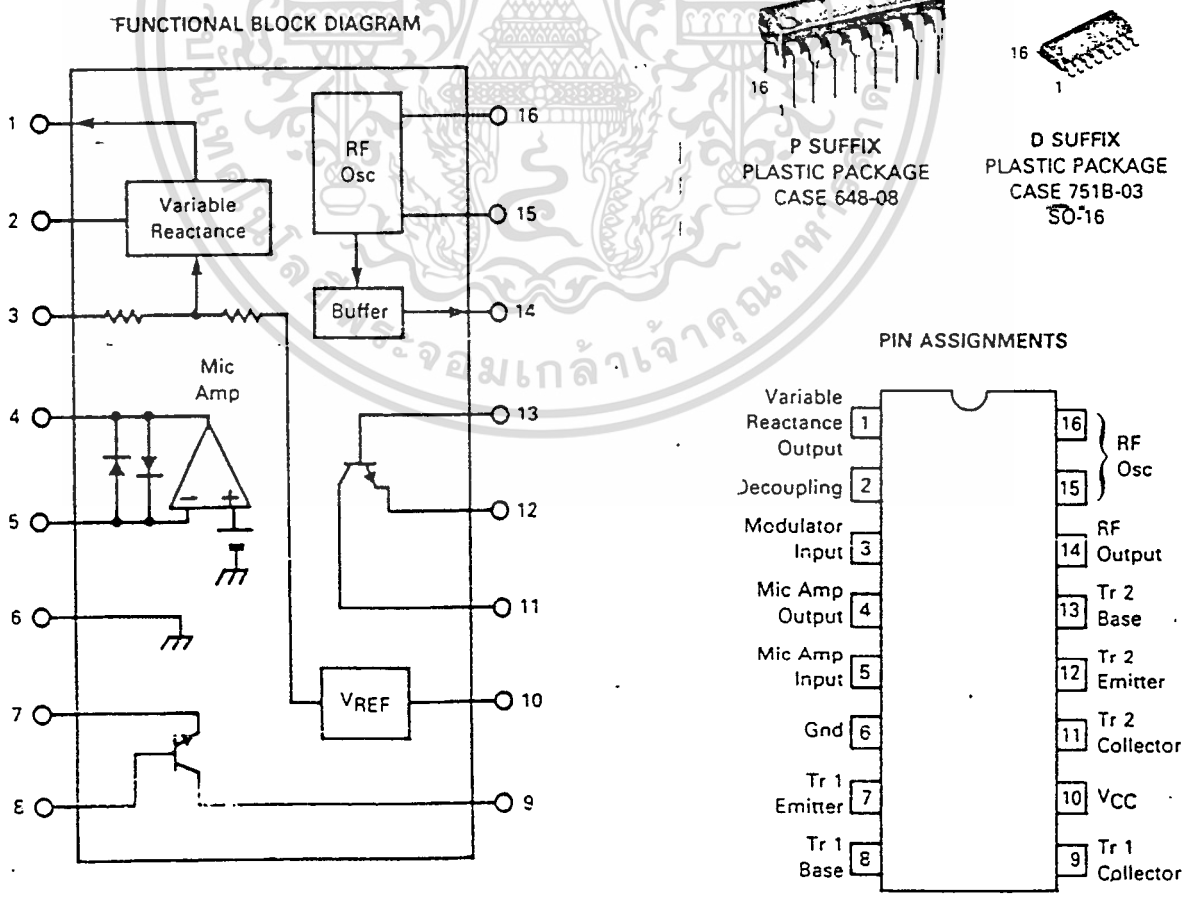
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 กราฟคุณสมบัติต่างๆสำหรับการออกแบบใช้งาน

3.2 MC 2833 ไอซีภาคส่ง เอฟเอ็ม ในตัวเดียว

MC 2833 นี้เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ใช้ในงานเครื่องส่ง เอฟเอ็ม ที่กินกำลังต่ำโดย ถูกออกแบบให้ใช้กับวงจรโทรศัพท์ไร้สาย และ การสื่อสารในระบบ เอฟเอ็ม แล้วภายในไอซีตัวนี้ยังมีภาคขยายสัญญาณจากไมโครโฟน (Microphone Amplifier) , วงจรกำเนิดสัญญาณออสซิลเลต (Voltage Controlled Oscillator) และมีทรานซิสเตอร์ภายใน 2 ตัว คุณสมบัติของไอซีตัวนี้

1. มีย่านโวลท์เตจใช้งานกว้าง (2.8 โวลท์ - 9.0 โวลท์)
2. กระแสเดรนต่ำ (Icc = 2.9 มิลลิแอมป์)
3. ต่ออุปกรณ์ร่วมภายนอกน้อย
4. ที่ความถี่ 60 เมกกะเฮิรตซ์ มีเพาว์เวอร์เอาต์พุตที่ออกจากอาร์เอฟเอาต์พุตโดยตรงเท่ากับ -30 เดซิเบลเมตร
5. ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์ภายในสองตัวช่วยขยายจะสามารถมีเพาว์เวอร์เอาต์พุตได้ถึง +10 มิลลิแอมป์

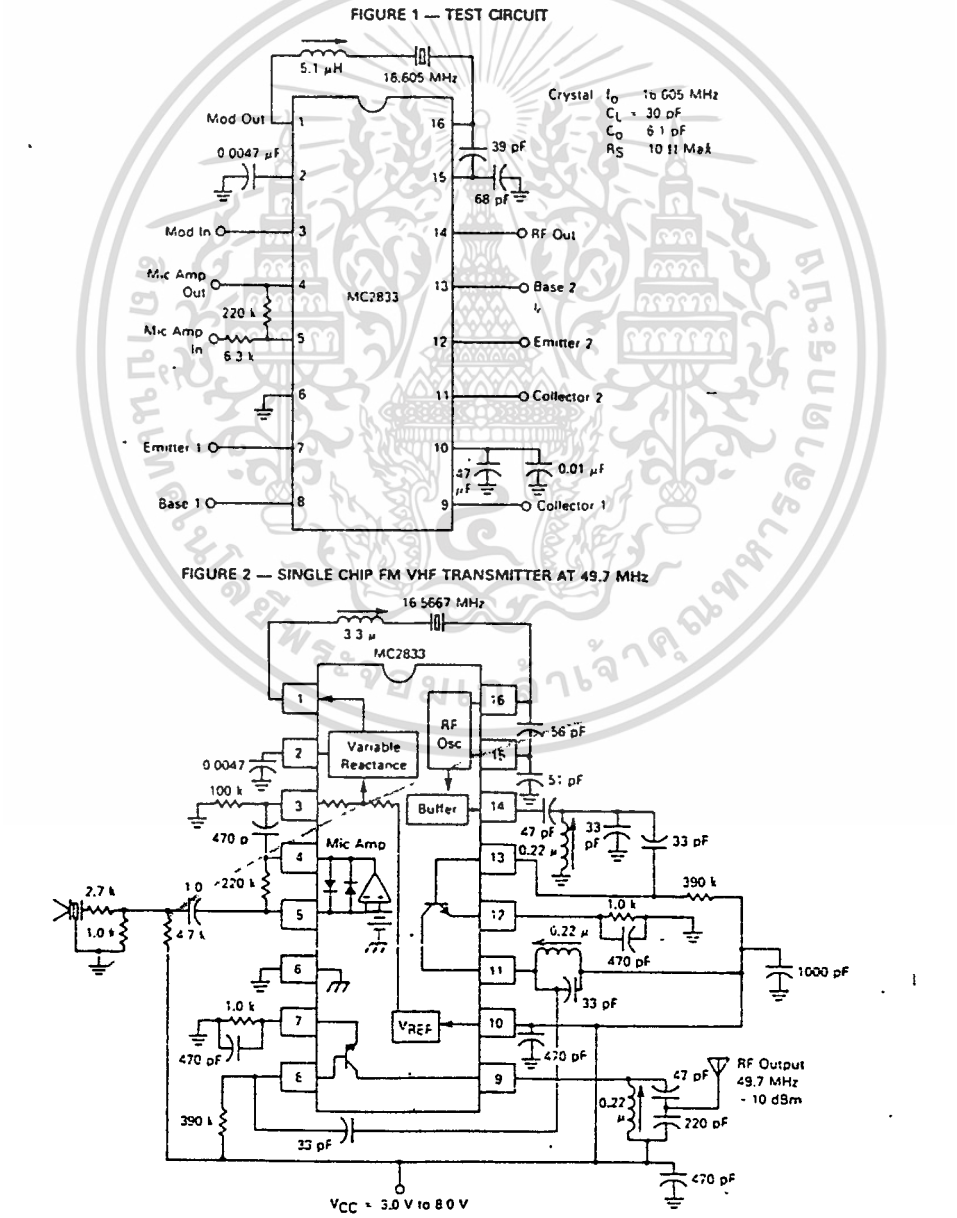


รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันการทำงานภายในตัวไอซี และรูปร่างตัวถังและการจัดขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 ภาคกำเนิดความถี่วิทยุ

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่เรียกว่า อาร์เอฟออสซิลเลเตอร์ (RF Osc) และ แวรีเอเบิลรีแอกแทนซ์ (Variable Reactance) การใช้งานจะต่อขา 16 กับคริสตอลและต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำต่อมายังขา 1 ไปยังส่วนเปลี่ยนค่ารีแอคแตนซ์ โดยค่ารีแอคแตนซ์นี้จะเปลี่ยนตามแรงดันที่ป้อนที่ขา 3 เมื่อรีแอคแตนซ์เปลี่ยนค่าก็ทำให้ความถี่ของคลื่นวิทยุเปลี่ยนไปซึ่งการเปลี่ยนแปลงความถี่นี้ก็คือการมอดูเลตแบบ เอฟเอ็ม นั่นเอง และเราสามารถเปลี่ยนค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้โดยเปลี่ยนค่าของตัวต้านทานที่ขา 3 ลงกราวนด์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 แสดงการประยุกต์ใช้งาน MC 2833 ในวงจรเครื่องส่ง เอฟเอ็ม ความถี่ 49.7 เมกกะเฮิรตซ์ และวงจรทดสอบ

3.3 MC 145104 (PLL FREQUENCY SYNTHESIZER)

MC 145104 เป็นเฟสล็อคลูปฟรีเควนซีซินทิไซเซอร์ ซึ่งมีโครงสร้างแบบโมโนลิทิค (monolithic) โดยสร้างจากซีมอส (CMOS)

ตัวซินทิไซเซอร์นี้สามารถนำไปใช้ในเครื่องรับส่งผ่านซีบี (Citizen Band) และ เอฟเอ็ม และไอซีตัวนี้จะประกอบด้วยตัวสร้างสัญญาณออสซิลเลตและขยาย (Oscillator/Amplifier) , ตัวหารสัญญาณออสซิลเลตด้วย 2^{10} หรือ 2^{11} , ตัวหารความถี่สัญญาณอินพุตที่สามารถโปรแกรมได้ และเฟสดีเทคเตอร์

สำหรับตัวสร้างสัญญาณออสซิลเลตในไอซีนี้จะเป็นวงจรสร้างสัญญาณออสซิลเลตซึ่งมีความถี่ 10.24 เมกกะเฮิรตซ์ หรือสามารถใช้สัญญาณออสซิลเลตจากภายนอกก็ได้

สามารถโปรแกรมเลือกช่องสัญญาณได้ 2^8 ช่อง ขาอินพุตของตัวหารที่สามารถโปรแกรมได้มีสถานะเป็นแบบไบนารี (0 โวลท์ และ 5 โวลท์) และมีรีซิสเตอร์ชนิดพูลดาวน์ (pull down) ที่ขาของตัวหารที่สามารถโปรแกรมได้ ซึ่งขาของตัวหารเหล่านี้สามารถควบคุมได้โดยสวิตซ์ทางกลหรือวงจรทางอิเล็คทรอนิกส์ก็ได้

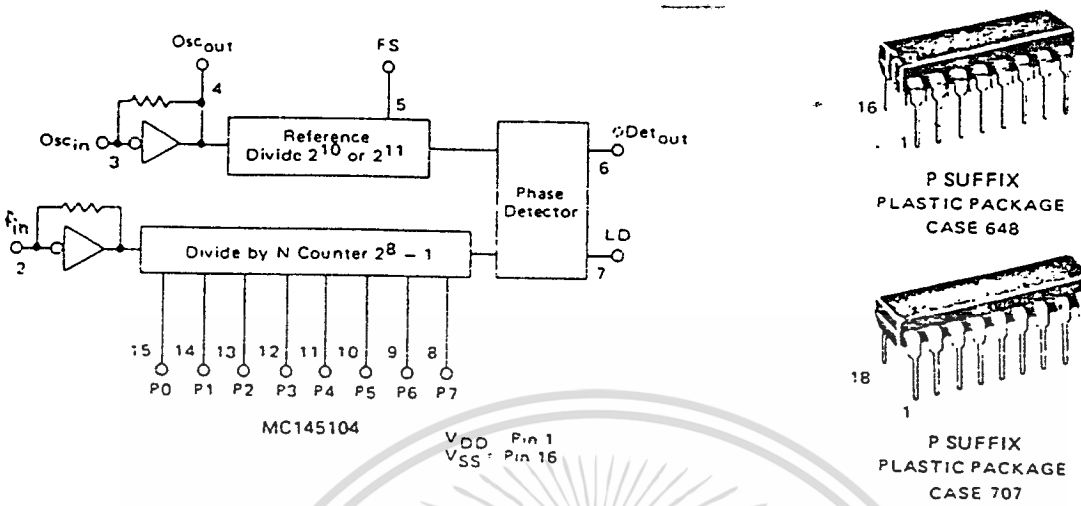
ถ้าสัญญาณอินพุตมีความถี่ต่ำ เฟสดีเทกเตอร์จะสามารถควบคุม โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ได้โดยให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าสูง และถ้าสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงจะให้ระดับสัญญาณเอาต์พุตมีค่าต่ำ

และในตัวไอซีนี้จะมีตัวเช็คว่ายังสามารถล็อคความถี่ได้อยู่หรือไม่

หน้าที่และคุณสมบัติของ MC 145104

1. มีตัวจ่ายไฟตัวเดียว
2. ย่านแรงดันที่ใช้งาน : 4.5 ถึง 12 โวลท์ดีซี (V_{dc})
3. มี 16 ขา
4. กำเนิดสัญญาณออสซิลเลต ค่า 10.24 เมกกะเฮิรตซ์
5. มีตัวหารที่สามารถโปรแกรมได้ถึง 2^8 ช่องสัญญาณ
6. มีรีซิสเตอร์ พูลดาวน์ ตรงขาของตัวหารที่สามารถโปรแกรมได้
7. ตัวหารสัญญาณออสซิลเลตสามารถเลือกได้ระหว่าง 2^{10} หรือ 2^{11} โดยเลือกที่ขา FS (ขา S)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันการทำงานภายในตัวไอซี
และรูปร่างตัวถังและการจัดขา

3.4 LA 1185 (FM Front End)

LA 1185 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็นภาค เอฟเอ็มฟรอนท์เอนด์ สำหรับเครื่องบันทึกวิทยุเทป ใช้ในงานเครื่องเสียง

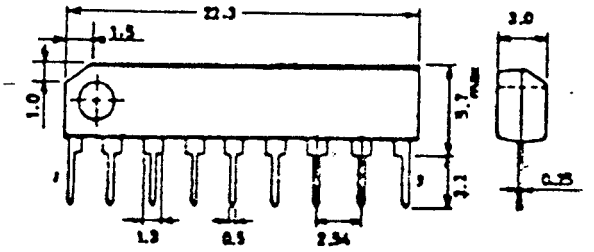
ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นตัวมิกซ์สัญญาณจะเป็นแบบ บาลานซ์มิกซ์ และภายใน LA 1185 นี้ ยังมีส่วนที่เป็นบัฟเฟอร์ของออสซิลเลเตอร์ที่จะช่วยขยายสัญญาณออสซิลเลเตอร์ให้แรงขึ้น

หน้าที่และคุณสมบัติของ LA 1185

1. มีภาคขยาย อาร์เอฟ , ภาคมิกซ์ , ภาคสร้างสัญญาณออสซิลเลเตอร์
2. ช่วยแก้ปัญหาการรบกวนระหว่างสัญญาณกันได้ เนื่องจากภาคมิกซ์เซอร์เป็นแบบ บาลานซ์มิกซ์
3. ต้องการอุปกรณ์ต่อร่วมภายนอกด้วย
4. มีการแผ่สัญญาณรบกวนน้อย
5. ย่านแรงดันที่ใช้งาน : 1.5 โวลท์ - 8.0 โวลท์

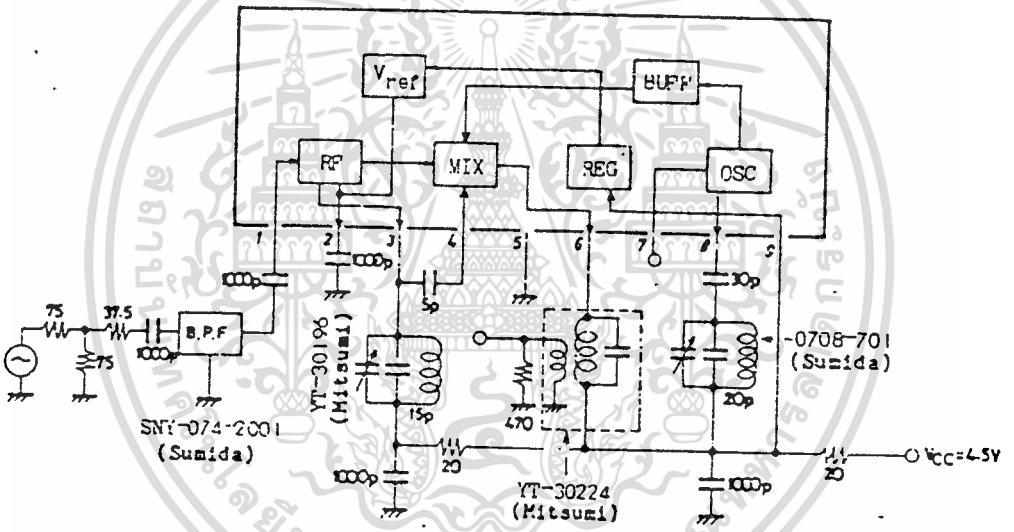
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Case Outline 3017B-S9IC
(unit:mm)



SANYO: SEP 9

รูปที่ 3.8 แสดงรูปร่างตัวถังของ LA 1185



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรทดสอบและบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันการทำงานภายในตัว LA 1185

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
หลักการทำงานและวงจรที่ใช้สังเคราะห์ความถี่ทั้งภาครับและภาคส่ง

4.1 หลักการทำงานของตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลักและโทรศัพท์ตัวลูก

4.1.1 อธิบายบล็อคไดอะแกรมตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลัก

ที่ตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลักจะประกอบด้วยส่วน

ส่วนตรวจสอบสัญญาณเรียก (DETECT RINGING)

มีหน้าที่เช็คสัญญาณเรียก (RINGING) จากสายองค์การโทรศัพท์แล้วส่งสัญญาณแสดงสถานะให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทราบ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC34012

ส่วนเชื่อมต่อคู่สายโทรศัพท์ (TELEPHONE INTERFACE)

ทำหน้าที่เชื่อมต่อคู่สายภายนอกในกรณีที่มีการติดต่อกับโทรศัพท์ภายนอก และจะทำการแปลงสัญญาณจากคู่สายโทรศัพท์ภายนอกให้เป็นสัญญาณรับส่งที่แยกจากกัน (2 สายเป็น 4สาย)

ส่วนถอดรหัสสัญญาณผสมสองความถี่ (DTMF DETECTOR)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณผสมสองความถี่ (DTMF) จากสายองค์การให้เป็นดิจิตอล 4 บิท แล้วส่งให้ซีพียูประมวลผลต่อไป โดยใช้ไอซีเบอร์ MT 8870

ส่วนสร้างสัญญาณโทน (TONE GENERATOR)

ทำหน้าที่รับข้อมูลจากซีพียูแล้วแปลงให้เป็นสัญญาณผสมสองความถี่ เพื่อส่งออกไปยังสายองค์การโดยใช้ไอซีเบอร์ TCM 5087

ส่วนเข้ารหัสเอฟเอสเค (FSK ENCODE)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูล (เป็นดิจิตอล) ที่ส่งมาจากซีพียู โดยแปลงลอจิก “1” ให้เป็นความถี่หนึ่งและแปลงลอจิก “0” เป็นอีกความถี่หนึ่ง

ส่วนถอดรหัสเอฟเอสเค (FSK DECODE)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูล ที่ส่งมาจากตัวลูกให้เป็นสัญญาณดิจิตอลแล้วส่งไปให้ซีพียู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประมวลผลกลาง (CPU)

จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงาน คอยตรวจเช็คช่องความถี่ที่ว่างอยู่แล้วส่งสัญญาณข้อมูล (signaling) ไปให้แก่โทรศัพท์ตัวลูกซึ่งปกติจะสแตนด์บายไว้ที่ช่องสัญญาณความถี่ข้อมูลนี้ เพื่อบอกว่าช่องความถี่ไหนว่างเพื่อว่าโทรศัพท์ตัวลูกตัวใดต้องการใช้ก็ให้สังเคราะห์ความถี่ขึ้นที่ช่องความถี่ที่ว่างนั้น ส่วนซีพียูยังทำหน้าที่คอยควบคุมการตัดต่อสวิทซ์เมตริกซ์ เพื่อการติดต่อสื่อสารด้วย

ส่วนเครื่อรับ-ส่ง

ที่ตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลักจะมีเครื่องส่ง 6 ตัว 5 ตัวสำหรับส่งช่องสัญญาณเสียง อีก 1 ตัวไว้ส่งช่องสัญญาณข้อมูลเพื่อควบคุมการติดต่อ โดยเครื่องส่งจะใช้ไอซีเบอร์ 2833 และเครื่องรับจะใช้ไอซีเบอร์ 3362

4.1.2 อธิบายบล็อคไดอะแกรมของโทรศัพท์ตัวลูก

ส่วนเข้ารหัสเอฟเอสเค (FSK ENCODE)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูล (เป็นดิจิตอล) ที่ส่งมาจากซีพียู โดยแปลงลอจิก “1” ให้เป็นความถี่หนึ่งและแปลงลอจิก “0” เป็นอีกความถี่หนึ่ง

ส่วนถอดรหัสเอฟเอสเค (FSK DECODE)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาจากตัวลูกให้เป็นสัญญาณดิจิตอลแล้วส่งไปให้ซีพียู

ส่วนสวิทซ์อนาล็อก (ANALOG SWITCH)

ทำหน้าที่ตัดต่อสวิทซ์ระหว่าง วงจรเข้าซีพียู (8051) หรือ เข้าที่ส่วนเครื่องรับส่ง

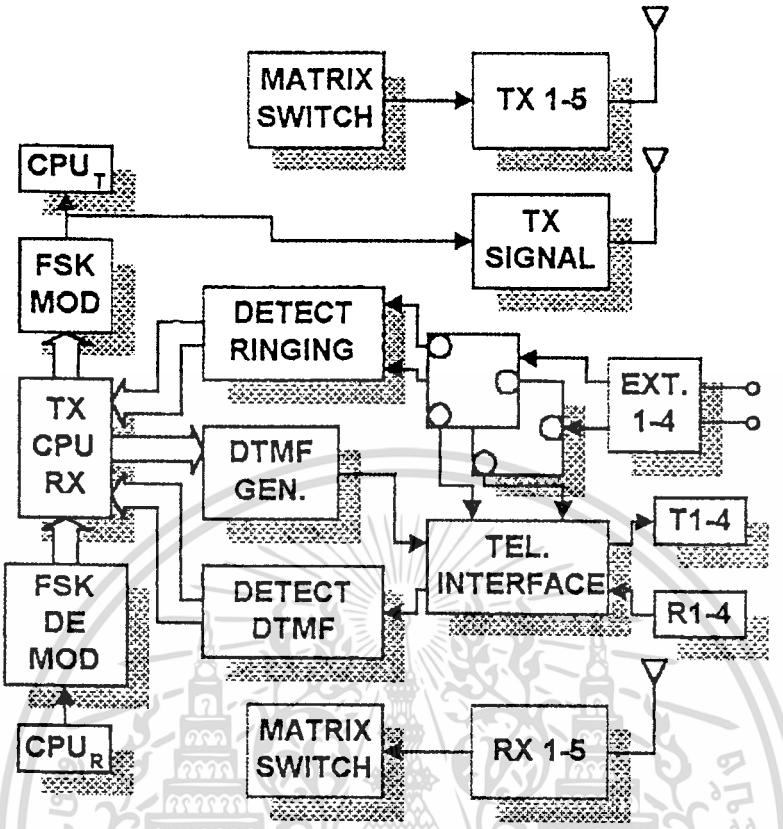
ส่วนประมวลผลกลาง (CPU)

ใช้ควบคุมการทำงานของตัวลูกทั้งหมดจะทำหน้าที่คอยตรวจสอบการวางหูของโทรศัพท์ตัวลูก การรับสัญญาณข้อมูล (signaling) ที่ส่งมาจากตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลัก

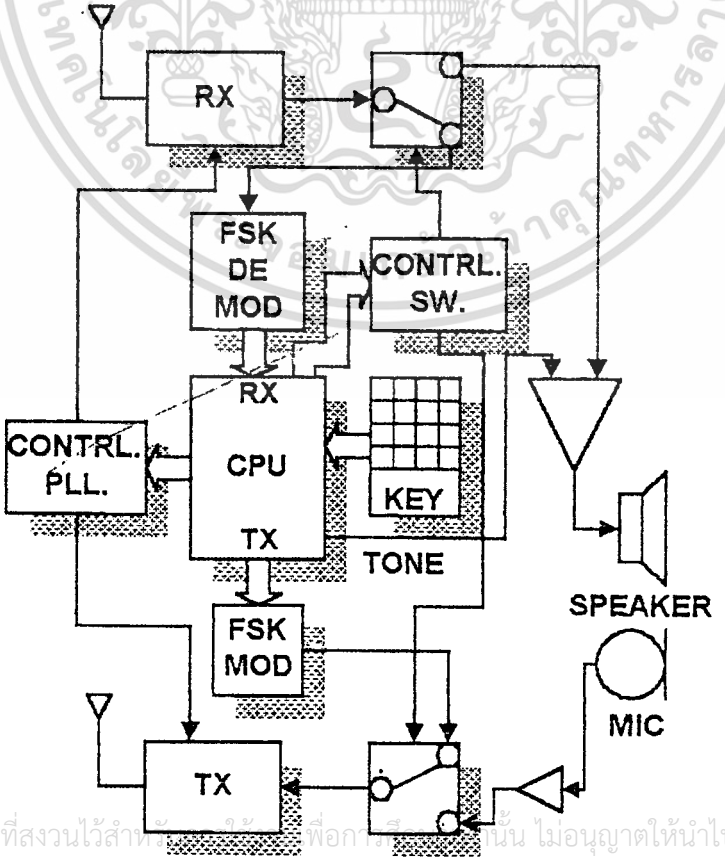
ส่วนเครื่องรับ-ส่งและการสังเคราะห์ความถี่

จะทำหน้าที่ล็อคสัญญาณหรือสร้างสัญญาณความถี่ที่ว่างที่ได้จากสัญญาณข้อมูล ที่ตัวตู้ชุมสายโทรศัพท์ตัวหลักส่งมาให้แก่เครื่องรับ เครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมตู้สวิทช์ชิงชุมสายโทรศัพท์หลัก

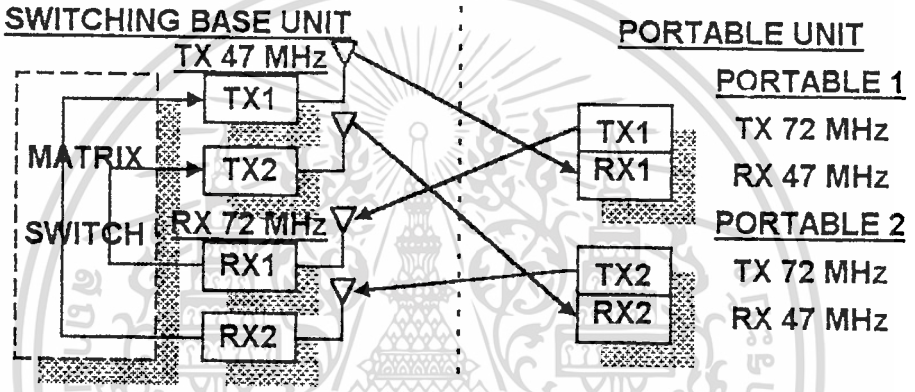


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ[illegible]เพื่อก[illegible]นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

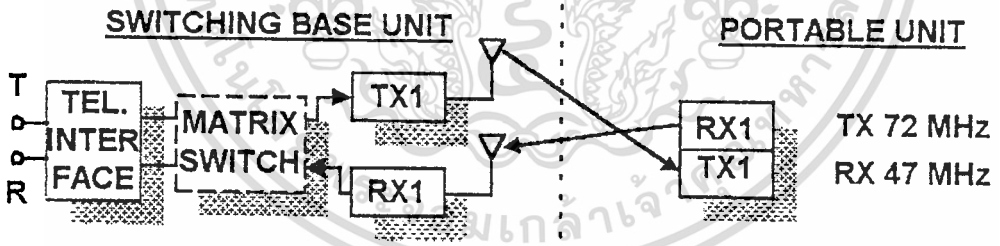
รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก

4.2 หลักการและทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบระบบ

จากบล็อกไดอะแกรมของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายโทรศัพท์หลัก ความถี่ที่ใช้รับ-ส่งมีทั้งหมด 5 คู่ความถี่ และอีก 1 ความถี่สำหรับสัญญาณข้อมูล เพื่อใช้ในการติดต่อบอกข่าวสารระหว่างตู้ชุมสายหลักและโทรศัพท์ตัวลูก ในด้านการจัดสรรความถี่วิทยุให้แก่เครื่องโทรศัพท์ตัวลูกที่ต้องการจะใช้งาน สามารถแยกการใช้งานได้เป็น 2 แบบ คือ การติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัว และ การติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์กับโทรศัพท์ตัวลูก และหลักการจะกล่าวเป็นข้อๆดังนี้



รูปที่ 4.3 การติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัว



รูปที่ 4.4 การติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์และเครื่องโทรศัพท์ตัวลูก

4.2.1 หลักการบริหารความถี่ที่เลือกใช้งานและการเลือกช่องความถี่ใช้งานที่ว่าง

การติดต่อสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุได้อนุญาตให้ใช้ความถี่ 47.72 เมกกะเฮิรตซ์ สำหรับโมไบล์ และช่วง 50-54 เมกกะเฮิรตซ์ สำหรับวิทยุสมัครเล่น ในระบบที่ออกแบบขึ้นจึงเลือกใช้งานที่ 47 และ 72 เมกกะเฮิรตซ์ ในการรับ-ส่งออกอากาศ และ 49 เมกกะเฮิรตซ์ สำหรับสัญญาณข้อมูล ในการติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัว จะมีการใช้งานความถี่ 2 คู่ ดังรูปที่ 4.3 ดังนั้นการติดต่อสื่อสารระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัวจะใช้งานพร้อมกันทั้งหมดได้ 4 เครื่อง (2 คู่) ส่วนการติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์กับโทรศัพท์ตัวลูกจะใช้เพียง 1 คู่ความถี่ ดังรูปที่ 4.4 ดังนั้นการติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูกกับสายองค์การโทรศัพท์พร้อมๆกันสามารถใช้โทรออกภายนอกได้ 4 เครื่องพร้อมๆกัน การเลือกช่องความถี่ใช้งานที่ว่างจะเป็นการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจสอบช่องความถี่จากโปรแกรมโดยส่วนประมวลผลกลาง (Z-80180) ในตู้ชุมสายหลัก ภายหลังจากที่โทรศัพท์ตัวลูกต้องการใช้งานหรือมีการเรียกขอช่องความถี่ในการติดต่อ ซึ่งอาจเป็นระหว่างคู่สายภายในด้วยกันเอง หรือ ระหว่างคู่สายภายในกับคู่สายภายนอก โปรแกรมจะทำการตรวจสอบว่ามีคู่ความถี่คู่ไหนที่ว่าง ตู้ชุมสายหลักก็จะส่งสัญญาณข้อมูลไปบอกให้แก่เครื่องโทรศัพท์ตัวลูกที่ต้องการใช้งานว่าความถี่คู่ไหนว่างจึงใช้งานคู่ความถี่ที่ว่างนั้น

ทางด้านช่องความถี่ได้กำหนดให้แต่ละช่องมีขนาดแบนด์วิดธ์ 100 กิโลเฮิรตซ์ จำนวน 11 ช่องสัญญาณ แต่ในทางทฤษฎีแบนด์วิดธ์ ของช่องสัญญาณในระบบขึ้นกับดัชนีการมอดูเลต ซึ่งในระบบใช้การมอดูเลตทางด้านความถี่

$$D = f\Delta/W$$

$f\Delta$ = ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (ขึ้นอยู่กับแอมปลิจูดของสัญญาณมอดูเลต)

W = ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต

แบนด์วิดธ์ของสัญญาณรับ-ส่ง (TRANSMISSION BANDWIDTH) มีค่าเท่ากับ

$$B_T = 2M(D)W$$

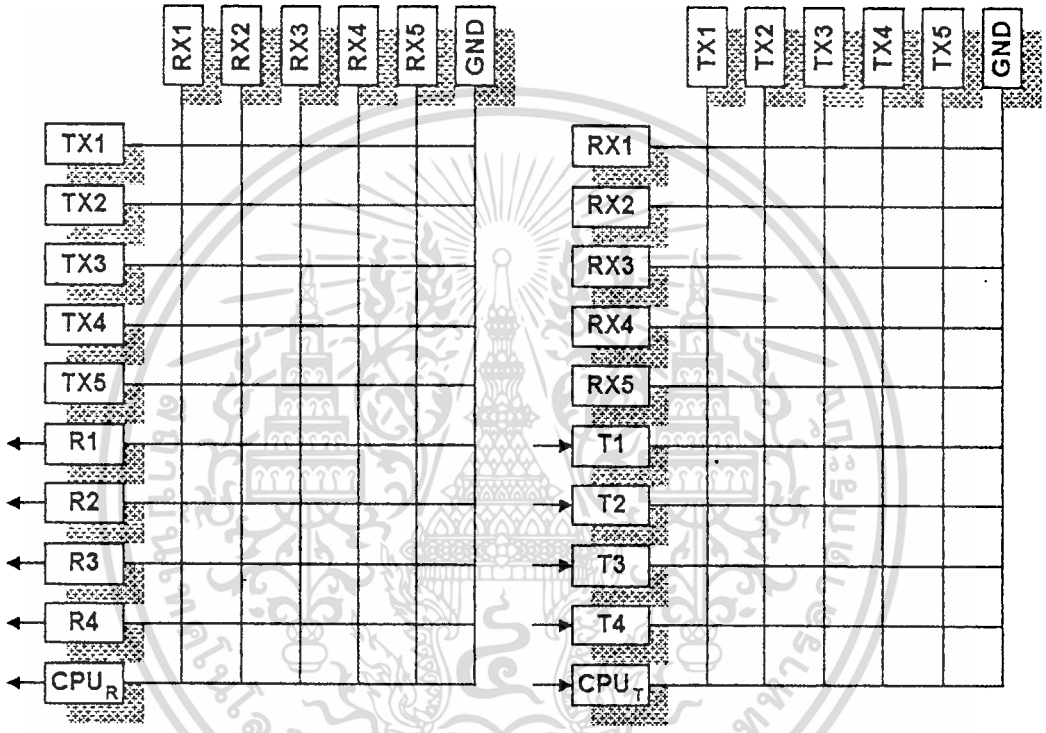
ซึ่ง $M(D)$ เป็นจำนวนคู่ของไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลต ซึ่งหาได้จากกราฟหรือตาราง ในที่นี้ $f\Delta$ ของระบบมีค่าเท่ากับ 5 K ตามคุณสมบัติของไอซีที่ใช้งาน W มีค่าสูงสุดเท่ากับ 4 K ค่า $M(D)$ มีค่าประมาณ 3-4 เลือกค่ามากที่สุดคือ 4 เพราะฉะนั้น $B_{T\,max}$ มีค่าเท่ากับ 32 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นแบนด์วิดธ์ที่มากที่สุดของระบบ แต่เนื่องจากระบบได้กำหนดแบนด์วิดธ์ไว้ 100 กิโลเฮิรตซ์ จึงไม่ทำให้เกิดการรบกวนของสัญญาณระหว่างช่อง

4.2.2 หลักการสวิทช์ชิ่งภายในตู้ชุมสายหลัก

จากที่กล่าวมาในตอนต้นภายในตู้ชุมสายหลัก จะมีระบบสวิทช์ชิ่งเพื่อต่อช่องสัญญาณภายใน ในระบบได้ออกแบบโดยใช้เมตริกซ์สวิทช์ 2 ตัวในการต่อสัญญาณทั้งการติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก ระหว่างกัน และ การติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์กับโทรศัพท์ตัวลูก ดังรูปที่ 4.5 เมื่อมีการติดต่อระหว่างโทรศัพท์ตัวลูก 2 ตัวจะต้องใช้ช่องความถี่ 2 คู่ ดังนั้นจะมีการต่อจุดบนเมตริกซ์สวิทช์ตัวละ 1 จุด ณ ตำแหน่งเดียวกัน ซึ่งเท่ากับเป็นการใช้ความถี่ 2 คู่ ความถี่ในการติดต่อ ส่วนการติดต่อระหว่างสายองค์การโทรศัพท์กับโทรศัพท์ตัวลูกจะต้องใช้ความถี่ 1 คู่ ดังนั้นจะมีการต่อจุดบนเมตริกซ์สวิทช์ตัวละ 1 จุด ณ ตำแหน่งเดียวกัน แต่เป็นทางแถวของ T1-T4 และ R1-R4 (สาย TIP และ RING ขององค์การโทรศัพท์ ตามลำดับ) ซึ่งเป็นการใช้ความถี่เพียง 1 คู่ความถี่เท่านั้น โดยในการติดต่อสื่อสารระหว่างโทรศัพท์ตัวลูกหรือสายองค์การโทรศัพท์จะมีการตรวจสอบช่องความถี่ที่ว่างจากโปรแกรมที่ส่วนประมวลผลกลางของตัวตู้ชุมสายหลักก่อน คือ ระบบที่ออกแบบจะมีความถี่ศูนย์กลาง หรือความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูล (Signal) คือในภาวะปกติที่เครื่องโทรศัพท์ตัวลูกยังไม่มีการติดต่อใช้งาน มันจะสแตนด์บายที่ความถี่สัญญาณข้อมูลนี้ และโทรศัพท์ตัวลูกเมื่อต้องการติดต่อกันจึงทำการจองช่องความถี่ที่ว่างที่สัญญาณข้อมูลส่งมาบอก ซึ่งจะเป็นการประหยัดช่องความถี่วิทยุ ช่องดัดต่อสวิทช์ CPU_R และ CPU_T เป็นช่องการติดต่อข่าวสารข้อมูลระหว่างไมโครโปรเซสเซอร์ของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลักและโทรศัพท์ตัวลูกของช่องความถี่ที่ทำการเลือกช่องติดต่อกันแล้ว



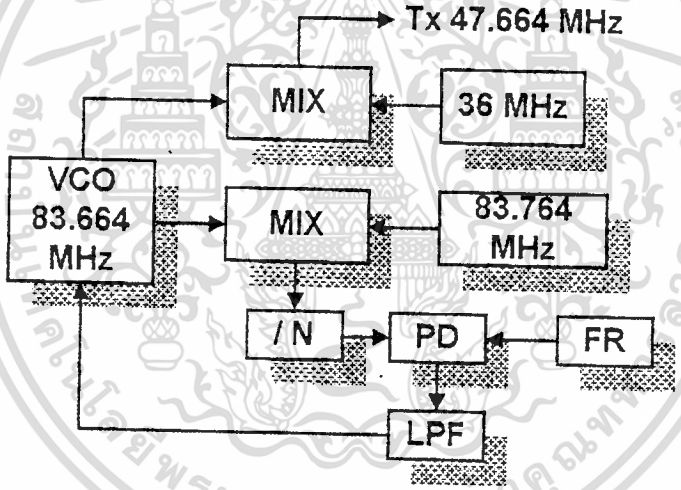
รูปที่ 4.5 สวิทช์ชิ่งโดยใช้เมตริกซ์สวิทช์ 2 ตัว

4.2.3 การออกแบบระบบ รับ-ส่ง แบบเลือกช่องความถี่อัตโนมัติ

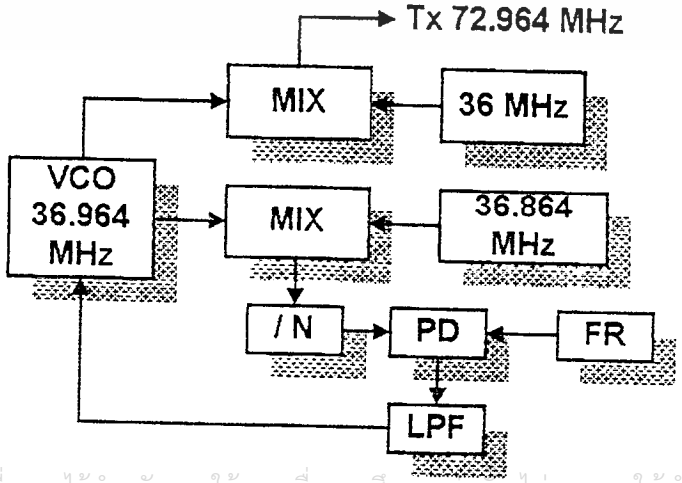
ระบบ รับ-ส่ง แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ระบบรับ-ส่งของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลัก และระบบรับ-ส่งของโทรศัพท์ตัวลูกซึ่งมีลักษณะคล้ายๆกัน ดังรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 เพียงแต่ว่าตัวหาร N ของโทรศัพท์ตัวลูกจะเปลี่ยนแปลงได้ แต่ของเครื่องตู้ชุมสายหลักจะไม่เปลี่ยนแปลงทั้งนี้เนื่องจากว่าที่โทรศัพท์ตัวลูกจะต้องสามารถเลือกช่องความถี่ที่ใช้รับส่งที่ใช้ในระบบได้ทั้งหมด ดังนั้นตัวหาร N นี้ซึ่งเป็นส่วนของเฟสล็อคลูปจะเป็นตัวเลือกว่าจะให้เครื่องตัวลูกสังเคราะห์ที่คู่ความถี่ไหน แต่สำหรับระบบรับส่งของสวิทช์ชิ่งชุมสายหลักนั้นเราจะกำหนดคู่ความถี่ (ที่ใช้รับและส่ง) เป็นตัวๆไปเลย คือ 1 ช่องสัญญาณส่งต่อ 1 เครื่องส่ง ซึ่งจะเข้าคู่กับของ 1 ช่องสัญญาณรับต่อ 1 เครื่องรับ นั่นคือ เครื่องส่งหมายเลข 1 จะเข้าคู่กับเครื่องรับของหมายเลข 1 ดังนั้นตัวหาร N ของระบบรับส่งของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลักจะกำหนดค่า N สำหรับแต่ละเครื่องรับส่งเลย การออกแบบจะอธิบายเฉพาะในส่วนของโทรศัพท์ตัวลูก ภาครับ รับความถี่ระหว่าง 47.664-49.864

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมกกะเฮิรทซ์ ลดทอนด้วยความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิรทซ์ ฉะนั้น โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ จึงต้องสร้าง โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ให้มีค่า 36.964 เมกกะเฮิรทซ์และเปลี่ยนค่าได้ถึง 39.164 เมกกะเฮิรทซ์ นำมามิกเซอร์กับความถี่ 36.864 เมกกะเฮิรทซ์ ซึ่งใช้ไอซี LA 1185 ซึ่งเป็นการมิกซ์แบบบาลานซ์มิกซ์ ดังนั้นผลจะทำให้ได้ความถี่เป็นจำนวนเท่าของ 100 กิโลเฮิรทซ์ จึงนำไปเข้าระบบเฟสล็อกลูป ซึ่งใช้ความถี่อ้างอิงเท่ากับ 10 กิโลเฮิรทซ์เพื่อเข้าเป็นอินพุตให้แก่ส่วนเฟสดิเทคเตอร์ ฉะนั้นตัวหารจึงมีค่าเป็นจำนวนเท่าของ 10 ซึ่งใช้โปรแกรมผ่านทางพอร์ทของไมโครโปรเซสเซอร์ทำให้เลือกช่องความถี่แบบอัตโนมัติได้ ในภาคส่งเครื่องตัวลูกจาก โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ของภาครับ 36.964 เมกกะเฮิรทซ์ นำมามิกเซอร์กับความถี่ 36.000 + Δf (เอฟเอ็ม) หน่วยเมกกะเฮิรทซ์ ทำให้ได้ความถี่ 72.964-73.864 เมกกะเฮิรทซ์ ส่งออกอากาศไปสู่สวิทช์ชิ่งชุมสายหลัก สำหรับความถี่ 49.864 เมกกะเฮิรทซ์ ใช้เป็นช่องความถี่ของข้อมูลที่ส่งมาจากตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลักไปสู่โทรศัพท์ตัวลูก



รูปที่ 4.6 ระบบ รับ--ส่ง ของตู้สวิทช์ชิ่งชุมสายหลัก



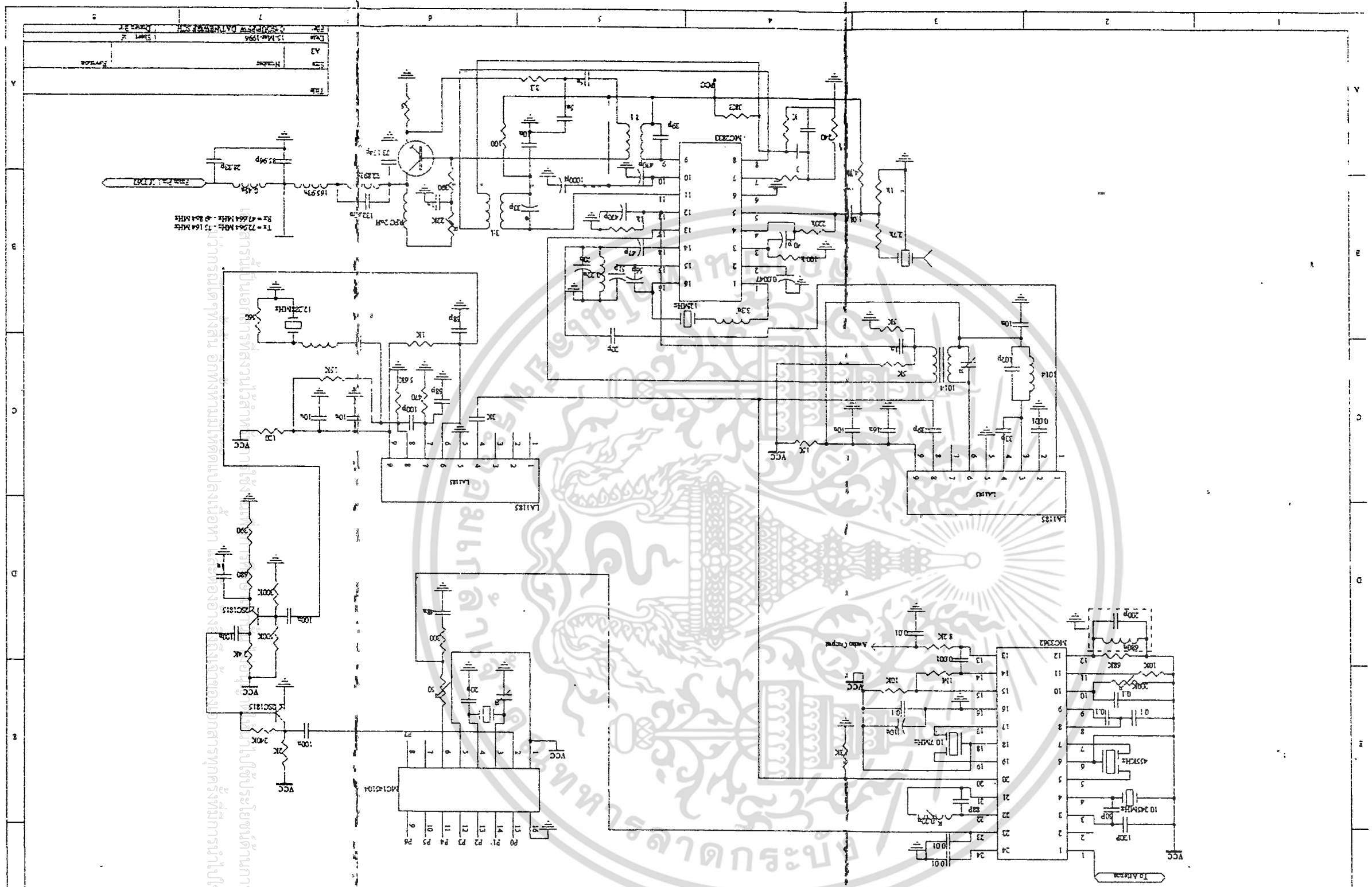
รูปที่ 4.7 ระบบ รับ-ส่ง ของโทรศัพท์ตัวลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

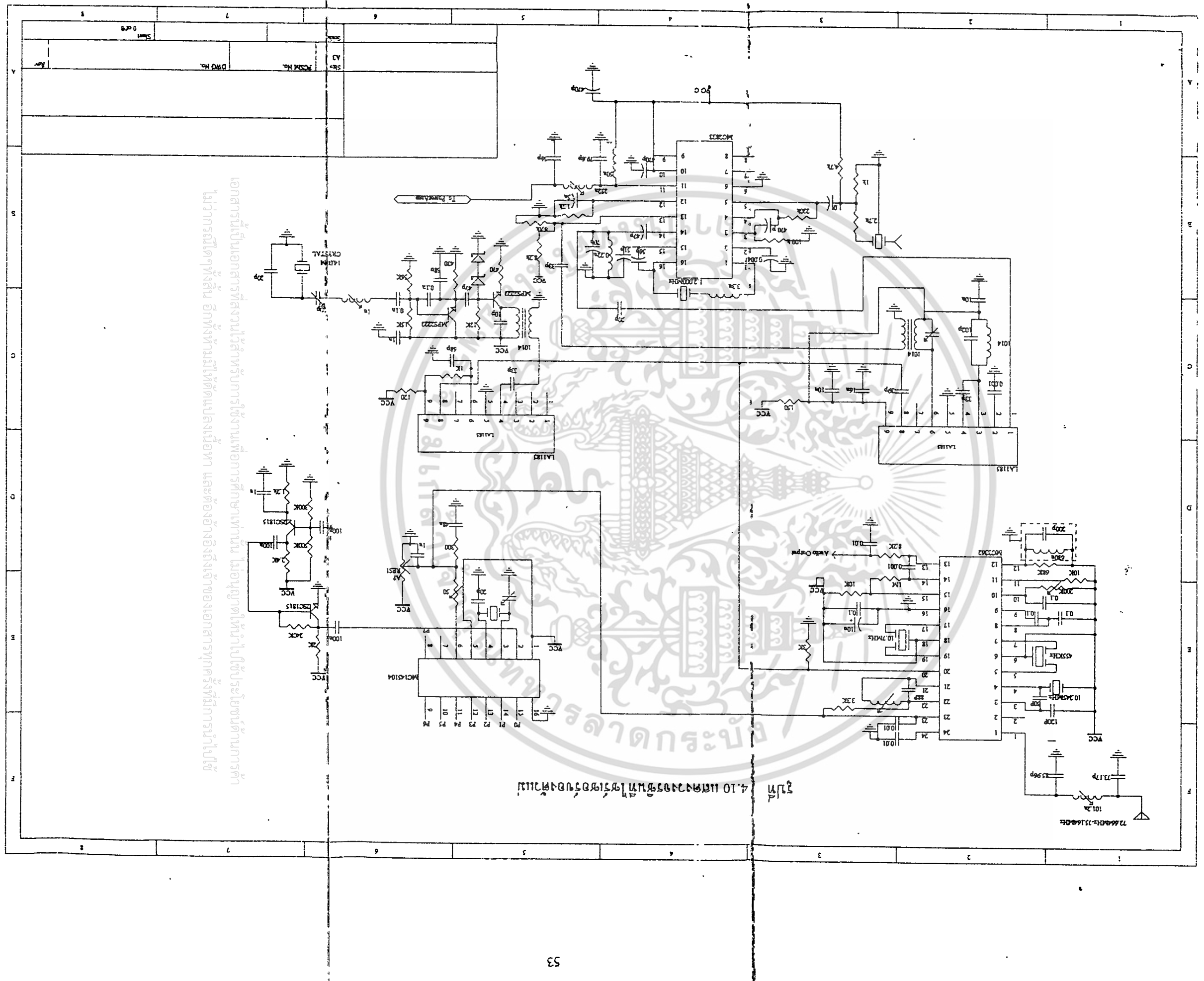
TX1	ส่งความถี่	47.664	MHz	RX1	รับความถี่	72.964	MHz
TX2	ส่งความถี่	47.764	MHz	RX2	รับความถี่	73.064	MHz
TX3	ส่งความถี่	47.864	MHz	RX3	รับความถี่	73.164	MHz
TX4	ส่งความถี่	47.964	MHz	RX4	รับความถี่	73.264	MHz
TX5	ส่งความถี่	48.064	MHz	RX5	รับความถี่	73.364	MHz
TX6 (สัญญาณข้อมูล)	ส่งความถี่	49.864	MHz				

รูปที่ 4.8 แสดงความถี่ที่เครื่องรับ เครื่องส่ง ที่ใช้ในโครงงานนี้
(เครื่องรับ เครื่องส่งที่ชุมสายตัวหลัก)

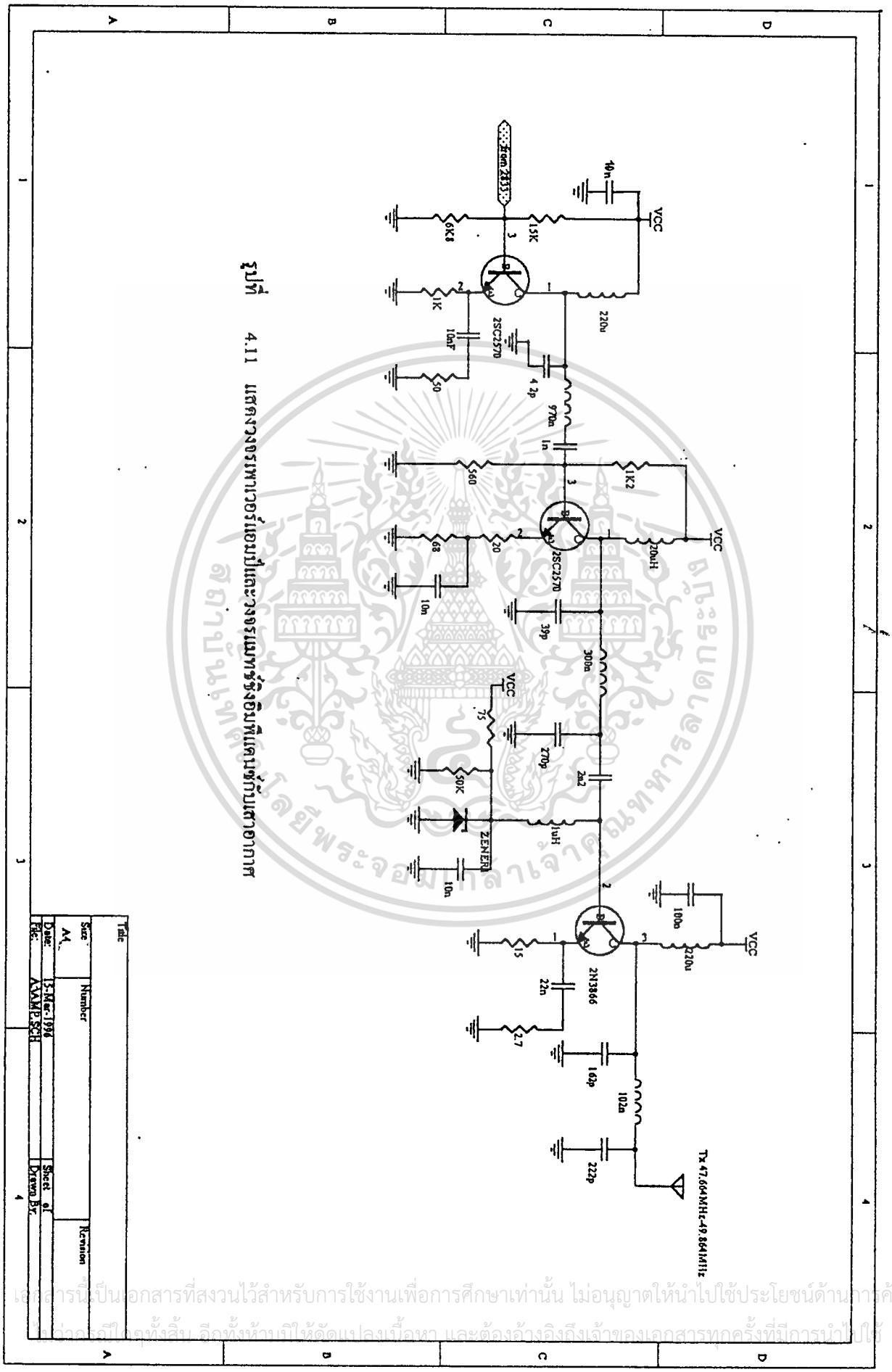
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรภาครับสัญญาณ



รูปที่ 4.10 แผงวงจรสัญญาณเสียงและวิทยุ



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่สูงและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสัญญาณ

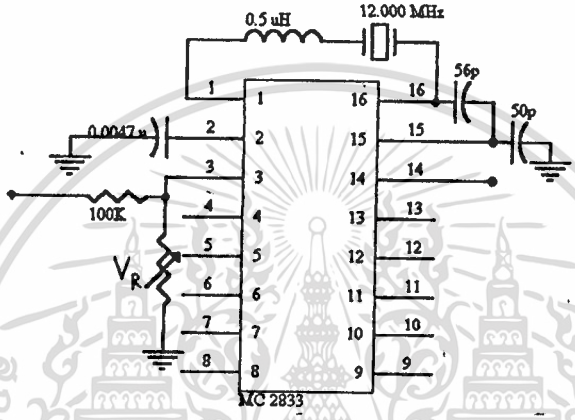
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

5.1 ผลการทดลองการหาค่าเบี่ยงเบนสูงสุดของไอซีเบอร์ 2833

จากการทดลองหาค่าเบี่ยงเบนสูงสุด (maximum deviation , Δf) ของ ไอซีเบอร์ 2833 เพื่อหาแบนด์วิดธ์ของเครื่องส่ง



รูปที่ 5.1 วงจรทดสอบหาค่าเบี่ยงเบนสูงสุดของไอซีเบอร์ 2833

โดยป้อนไฟดีซี และ เปลี่ยนค่าโวลต์ตกคร่อมความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ (V_R) ให้ได้แรงดันตกคร่อม -2 โวลท์ ถึง +2 โวลท์ และใช้เครื่องนับความถี่ (frequency counter)วัดความถี่เอาต์พุตที่ขา 14 ได้ ผลดังรูป5.2

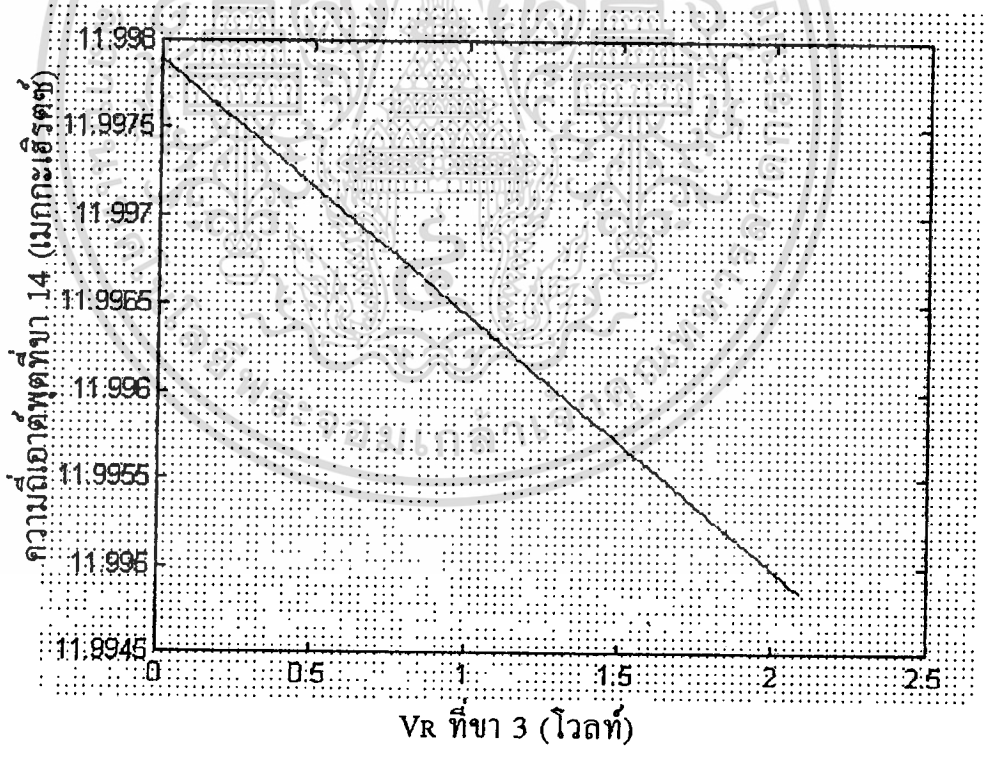
V_R (โวลท์)	ความถี่ขา 14 (เมกกะเฮิรตซ์)	V_R (โวลท์)	ความถี่ขา 14 (เมกกะเฮิรตซ์)
0.002	11.997640	0.827	11.996674
0.195	11.997629	0.829	11.996590
0.172	11.997618	0.956	11.996498
0.210	11.997593	1.026	11.996419
0.270	11.997502	1.076	11.996368
0.326	11.997398	1.140	11.996242
0.476	11.997266	1.210	11.996165
0.599	11.997140	1.276	11.996050
0.696	11.997012	1.338	11.996017
0.779	11.996835	1.408	11.995870

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_R (โวลท์)	ความถี่ขา 14 (เมกกะเฮิรตซ์)	V_R (โวลท์)	ความถี่ที่ขา 14 (เมกกะเฮิรตซ์)
1.479	11.995810	1.756	11.995097
1.528	11..995674	1.863	11.995196
1.621	11.995562	1.952	11.995057
1.673	11.995215	2.100	11.994906

รูป5.2 ตารางแสดงความถี่เอาต์พุตที่ขา 14

และ plot กราฟได้ดังนี้



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R ที่ขา 3 กับความถี่เอาต์พุตที่ขา 14

จากกราฟที่ได้สามารถหาตวามเบี่ยงเบนมากที่สุดได้ประมาณ 5 กิโลเฮิรตซ์ และนำค่าตวามเบี่ยงเบนมากที่สุดที่ได้มาหาดัชนีการมอดูเลตของระบบนี้ โดยสัญญาณที่นำไปมอดเป็นสัญญาณเสียงขนาด 4 กิโลเฮิรตซ์ โดย

ดัชนีการมอดูเลต (M) = $\Delta f / f.m.$

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Δf คือ ความเบี่ยงเบนมากที่สุด , f.m. คือ ความถี่สัญญาณที่นำไปมอด ซึ่งเมื่อแทนค่าลงไปจะได้

$$M = 5\ KHz / 4\ KHz = 1.25$$

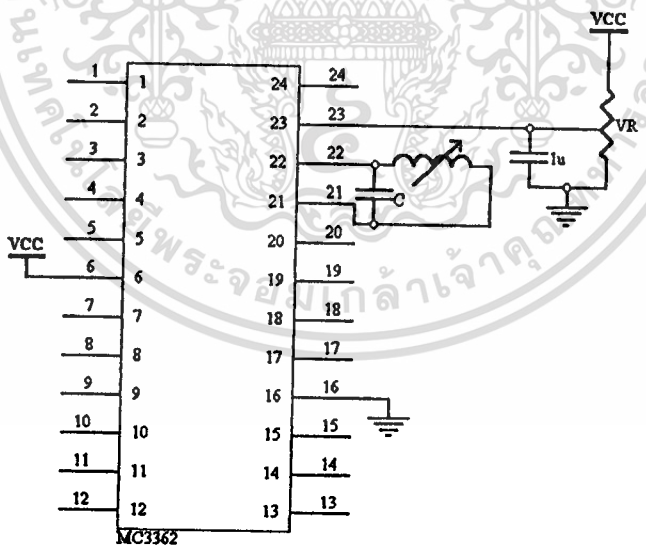
และหาแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณเสียงที่ใช้ส่งในระบบนี้ จาก

$$B.W. = (\ f.m.\ ) \times (\ \text{จำนวน sideband}\ ) \times 2$$

ถ้าดัชนีการมอดเท่ากับ 1.5 จะได้จำนวนไซด์แบนด์ (sideband)เท่ากับ 4 คู่ sideband เพราะฉะนั้นจะได้ $B.W. = (\ 4\ KHz\ ) \times 4 \times 2 = 32$ กิโลเฮิรตซ์

5.2 การทดลองเพื่อหาค่าแบนด์วิดธ์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ของไอซีภาครับ

เนื่องจากในโครงงานนี้ ช่องสัญญาณที่ออกแบบไว้ได้ออกแบบไว้ทั้งหมด 22 ช่องซึ่งแต่ละช่องมีความถี่ห่างกัน 100 กิโลเฮิรตซ์ เพราะฉะนั้น โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ของ MC3362 จึงต้องมีแบนด์วิดธ์อย่างน้อย 2.2 เมกกะเฮิรตซ์ จึงได้ทำการทดลองเพื่อหาแบนด์วิดธ์ ของ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ของ MC3362 ว่ามีแบนด์วิดธ์เท่าไหร่ซึ่งมีวงจรการทดลองดังนี้



รูปที่ 5.4แสดงวงจรที่ใช้ทดลองหาแบนด์วิดธ์ของโวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ของMC3362

โดยป้อนไฟ ดีซี และเปลี่ยนค่าความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ (VR)ให้ได้แรงดันตกคร่อมขา 23 ของ MC3362 ตั้งแต่ 0 โวลท์ ถึง 5 โวลท์ และวัดความถี่ที่ขา 20 ซึ่งเป็นขาออสซิลเลเตอร์เอาต์พุตได้ผลดังตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลต์เทจ ที่ขา 23 (โวลท์)	ความถี่ที่ขา 20 (เมกกะเฮิรตซ์)	โวลต์เตจที่ขา 23 (โวลท์)	ความถี่ที่ขา 20 (เมกกะเฮิรตซ์)
0.4	36.964	3.0	38.979
0.5	37.404	3.5	39.030
1.0	38.579	4.0	39.069
1.5	38.796	4.5	39.097
2.0	38.918	5.0	39.113
2.5	38.917		

รูปที่ 5.5 ตารางแสดงความถี่เอาต์พุตที่ขา 20

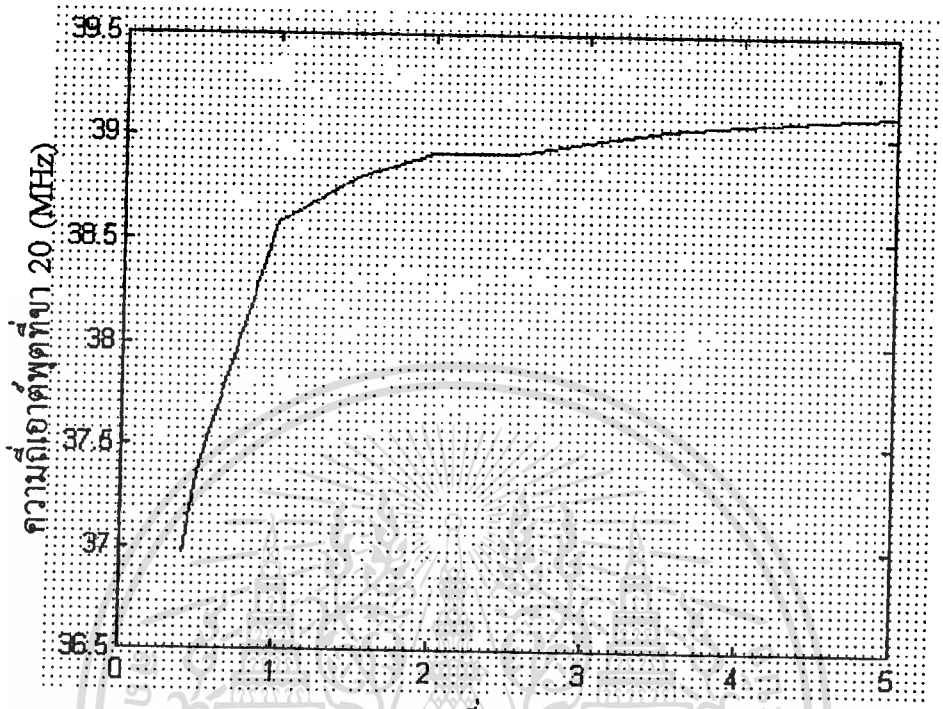
(ก) MC3362 ของตัวลูก , ค่า C = 33 พิโคฟารัด (pF)

โวลต์เตจที่ขา 23 (โวลท์)	ความถี่ที่ขา 20 (เมกกะเฮิรตซ์)
2.5	83.664
3.0	84.564
3.5	85.340
4.0	85.895
4.5	86.329
5.0	86.539

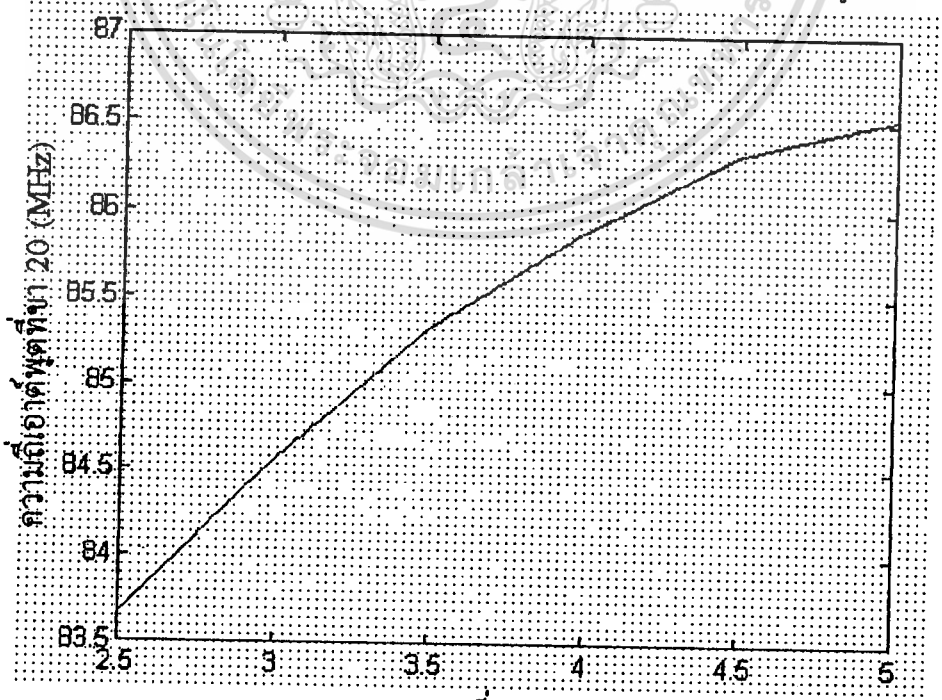
(ข) MC3362 ของตัวแม่ , ค่า C = 20 พิโคฟารัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ plot กราฟได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.6 (ก) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง
โวลต์เตจที่ขา 23 กับ ความถี่เอาต์พุตที่ขา 20 ของ MC3362 ของตัวลูก



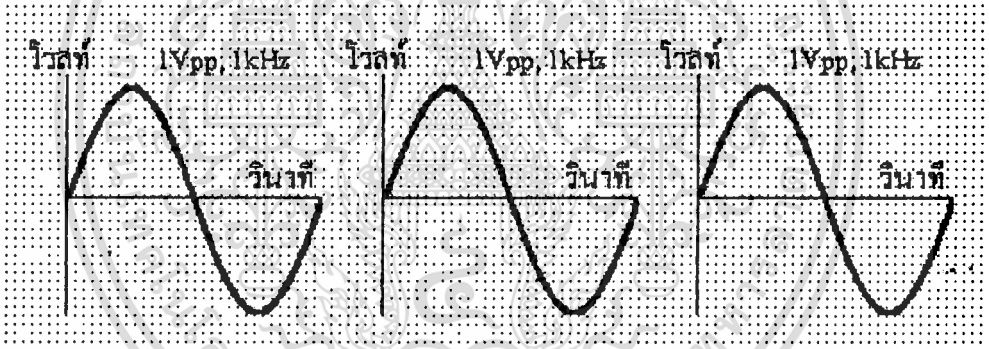
รูปที่ 5.7 (ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง
โวลท์เตจที่ขา 23 กับ ความถี่เอาต์พุตที่ขา 20 ของ MC3362 ของตัวแม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการทดลองการดีมอดสัญญาณคลื่น เอฟเอ็ม ของไอซี 3362 โดยนำสัญญาณไซน์ ความถี่ 4 กิโลเฮิรตซ์ ขนาด 5 โวลท์ ไปมอดกับสัญญาณพาหะ เดซิเบลเมตร ความถี่ตั้งแต่ 47.664 เมกกะเฮิรตซ์ - 49.464 เมกกะเฮิรตซ์

รูปที่ 5.8 แสดงขั้นตอนการดีมอด โดยใช้ไอซี 3362

โดยจะได้ผลการทดลองดังนี้



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 5.9 แสดงผลการทดลองที่ได้

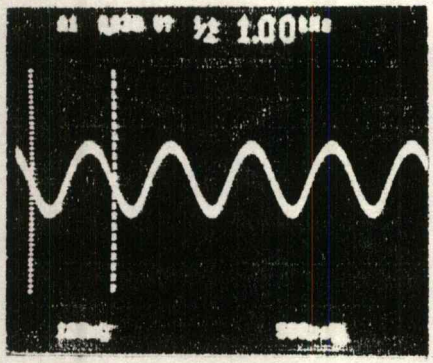
(ก) สัญญาณไซน์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.664 เมกกะเฮิรตซ์

(ข) สัญญาณไซน์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 48.064 เมกกะเฮิรตซ์

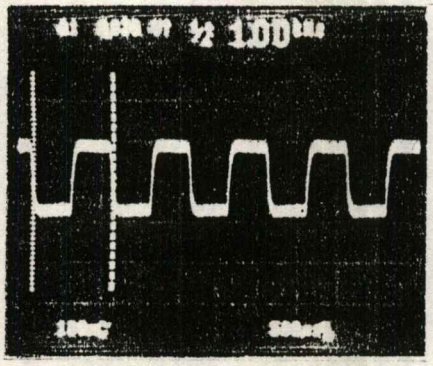
(ค) สัญญาณไซน์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 49.464 เมกกะเฮิรตซ์

เมื่อรวมระบบได้วงจรดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเป็นวงจรซินทิไซเซอร์ของตัวลูกและทำการทดลองโดยนำสัญญาณไซน์ , สแควร์ (square) ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ ขนาด 1 Vpp ไปมอดกับสัญญาณพาหะแล้วส่งเป็นแบบไร้สาย วัดสัญญาณที่ขาออดิโอเอาต์พุต (Audio output)ของไอซี 3362 และ วัดค่าสเปกตรัมที่ โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ ของไอซี 3362 ได้ผลการทดลองดังรูป

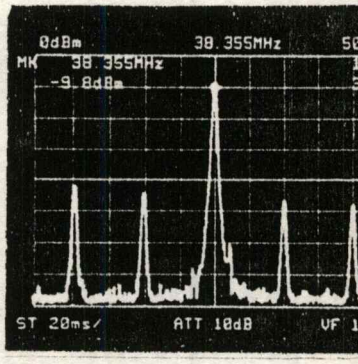
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



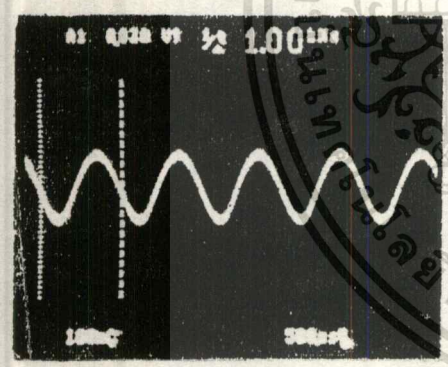
(ค)

รูปที่ 5.10 แสดงผลการทดลองที่ได้

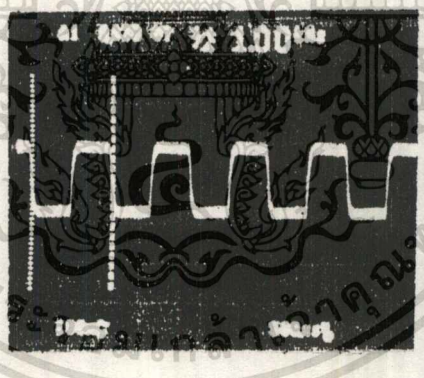
(ก) สัญญาณไซน์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.664 เมกกะเฮิรตซ์

(ข) สัญญาณสแควร์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.664 เมกกะเฮิรตซ์

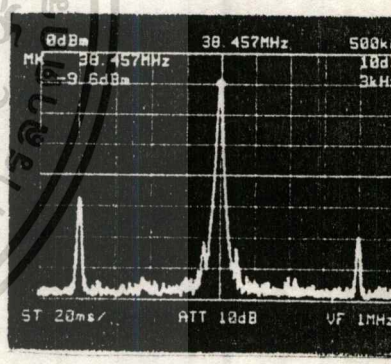
(ค) แสดงสเปตรัมความถี่ที่วัดได้ที่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์
เมื่อป้อนอินพุตเป็นซายน์มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.664 เมกกะเฮิรตซ์



(ก)



(ข)



(ค)

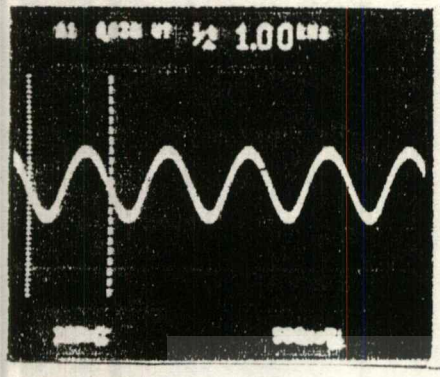
รูปที่ 5.11 แสดงผลการทดลองที่ได้

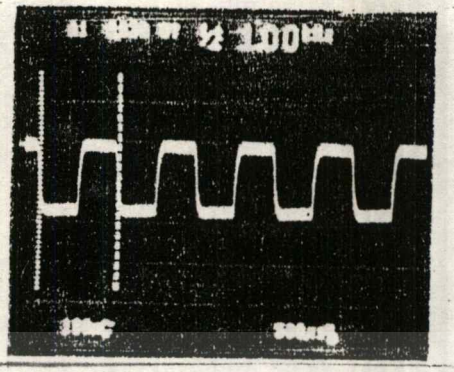
(ก) สัญญาณไซน์มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.764 เมกกะเฮิรตซ์

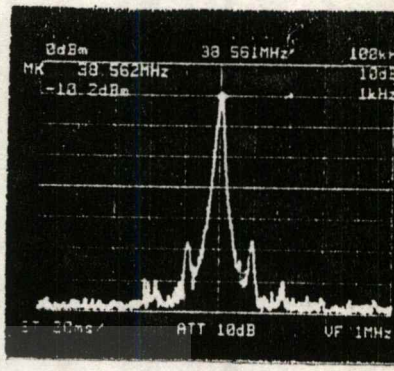
(ข) สัญญาณสแควร์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.764 เมกกะเฮิรตซ์

(ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ที่วัดได้ที่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์เมื่อ
ป้อนอินพุตเป็นซายน์มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.764 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 5.12 แสดงผลการทดลองที่ได้

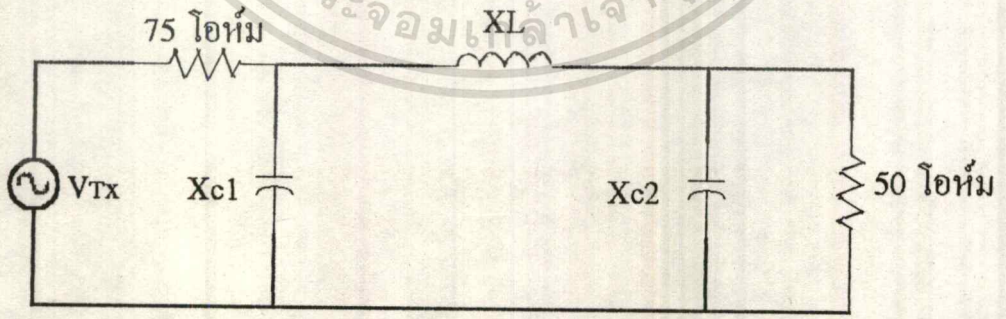
(ก) สัญญาณ ไซน์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.864 เมกกะเฮิรตซ์

(ข) สัญญาณสแควร์ มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.864 เมกกะเฮิรตซ์

(ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ที่วัดได้ที่โวลท์เตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เมื่อป้อนอินพุตเป็น มอดกับสัญญาณพาหะความถี่ 47.864 เมกกะเฮิรตซ์

5.3 ผลการทดลองของเครื่องรับส่ง (Tx = 72.5 MHz , Rx = 48 MHz)

ทำการแมชชิ่งที่ภาคส่งระหว่างเอาต์พุตอิมพิแดนซ์ ของแอมป์ภาคสุดท้าย (75 โอห์ม) กับโหลดเสาอากาศ (50 โอห์ม) ที่ความถี่ 72.5 เมกกะเฮิรตซ์ ต่อวงจรดังรูป 5.13



รูปที่ 5.13 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งที่ภาคส่ง

5.3.1 ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกค่าซีเลกติวิตี้ (Q) ของวงจร เท่ากับ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_{c1} = R_1/Q$$

$$= 75/2.5 = 30$$

$$C_1 = 1/(2\pi f X_{c1}) = 73.1746 \text{ pF}$$

$$X_{c1} = R_L \sqrt{\frac{R_1/R_L}{(Q^2+1)-(R_1/R_L)}}$$

$$= 5 \sqrt{\frac{15}{7.2 - 15}}$$

$$= 25.537$$

$$C_2 = 1/(2\pi f\ 25.537) = 85.96 \text{ pF}$$

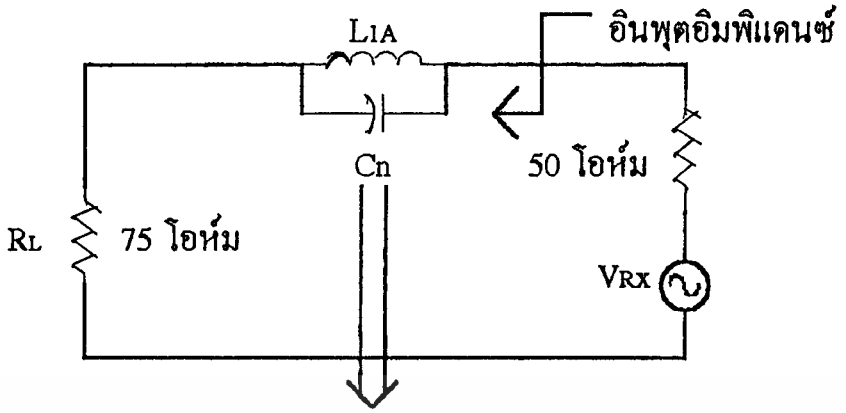
$$X_{L1} = \frac{Q \times R_1 + \frac{R_1 R_L}{X_C}}{Q^2+1}$$

$$= (187.5 + 146.84)/7.25 = 46.116$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2f\pi} = 46.116/(2\pi \times 72.5M)$$

2. พิจารณาวงจรนอทช์ (Notch) ที่ความถี่ R_X(48 MHz) เพื่อป้องกันไม่ให้เอาต์พุตอิมพิแดนซ์ของแอมป์ภาคสุดท้ายไปโหลดสัญญาณของภาครับ เพราะฉะนั้นส่วนของ X_L ที่ได้จะทำการแยกออกเป็น X_L ขนาน X_C และ $X_L = X_C$ ที่ความถี่ R_X ทำให้ค่าอิมพิแดนซ์ของ X_L ขนาน X_C มีค่าสูงมากที่ความถี่ R_X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Z notch = อนันต์ (ที่ความถี่ f_{RX})

รูปที่ 5.14 รูปวงจรนอทช์ที่ความถี่ R_X

$$\left|X_{L1A}\right| = \left|X_{\infty}\right| \text{ ที่ความถี่ } R_X$$

$$= R/Q \text{ (เลือกค่าชีเลกติวิตี้ เท่ากับ 3)}$$

$$= 75/3 = 25$$

$$L_{1A} = XL_{1A} / 2\pi f R_X$$

$$= 25/ (2\pi \times 48M)$$

$$= 82.893 \text{ nH}$$

$$C_N = 1/ (2\pi f R_X X_{CN})$$

$$= 132.62 \text{ pF}$$

3. หาค่าอิมพิแดนซ์ของ L_{1A} ขนาน C_N ที่ความถี่ (72.5 เมกกะเฮิรตซ์

$$Z_{notch} \text{ ที่ความถี่ } T_X = \frac{jX_L / jX_C}{jX_L + 1/jX_C}$$

$$= \frac{-jL/C}{2f_x L\pi - 1/2f_x C\pi} = -j29.47$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

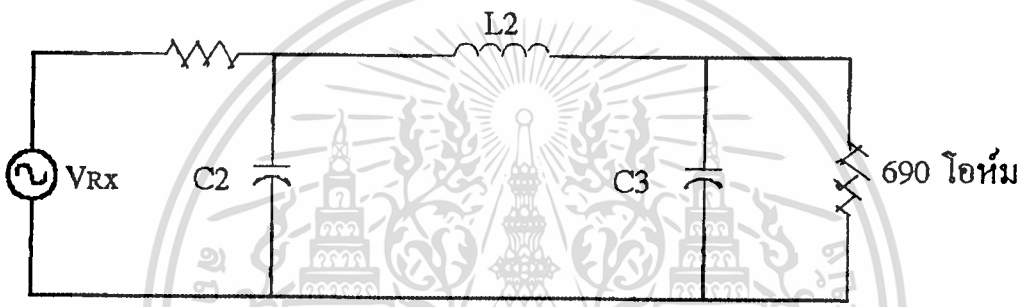
แต่จาก X_L ที่ได้ในขั้นตอนที่ 1 X_{L1} = j46.116

เพราะฉะนั้น X_{L1B} = j46.116 - (-j29.47) = j75.856

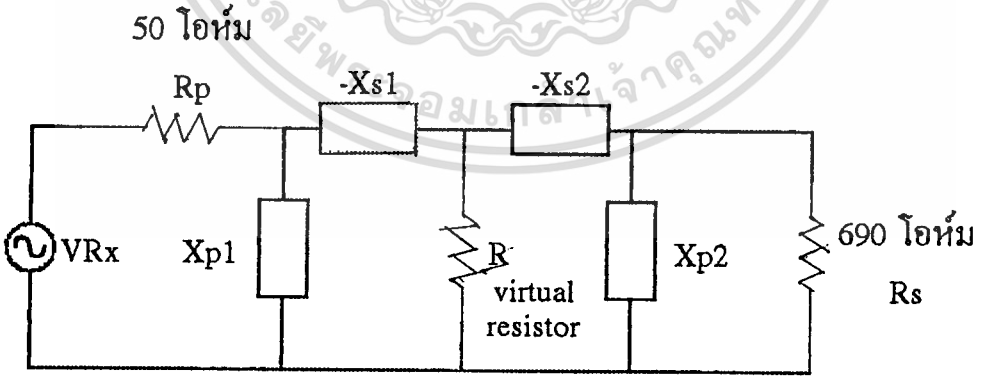
L_{1B} = 75.856/2πf_{Tx}

= 165.93 nH

4. พิจารณาทางด้านภาครับซึ่งสัญญาณที่รับมีความถี่ในย่าน 48 เมกกะเฮิรตซ์ ทำการแมชชิ่งระหว่างเสาอากาศกับอินพุตอิมพิแดนซ์ของภาครับ ของไอซีเบอร์ 3362 (690 โอห์ม)



รูปที่ 5.15 (ก) รูปวงจรแมชชิ่งแบบพายระหว่างเสาอากาศกับอินพุทอิมพิแดนซ์ของภาครับ



(ข) แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 5.15 (ก)

คำนวณหาค่า X_{P1} , X_{S1} , X_{P2} , X_{S2} ได้ดังนี้

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_s}{R} - 1}$$

$$R = R_S / (Q^2 + 1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_{P1} = R_P / Q_1 = 50/38.573 = 1.296$$

$$R = 50/(1.296^2 + 1) = 18.65$$

$$R = R_H /(Q^2 + 1)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\theta}{1.6} - 1} = 6$$

$$X_{S1} = QR = 1.296 \times 18.65 = 24.17$$

$$X_{P2} = 690/Q = 690/6 = 115$$

$$C_3 = 1/(2\pi f_{RX} X_{P2})$$

$$= 1/(2\pi \times 48\ M \times 115)$$

$$= 28.83\ pF$$

$$X_{S2} = QR = 6 \times 18.65 = 111.9$$

$$L_2 = (X_{S1} + X_{S2}) / (2\pi f_{RX})$$

$$= (24.17 + 111.9) / (2\pi \times 48\ M) = 0.45\ uH$$

โดยที่ Q_1 = ค่าซีเลกติวิตี้ของแอลเน็ทเวิร์คทางด้านซ้ายมือ

R = ความต้านทานเสมือนที่กำหนดค่าขึ้นเองเพื่อใช้เป็นตัวแปรในการกำหนดค่าซีเลกติวิตี้

X_{P1} = ค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่อขนานกับ R_p ของแอลเน็ทเวิร์คทางด้านซ้ายมือ

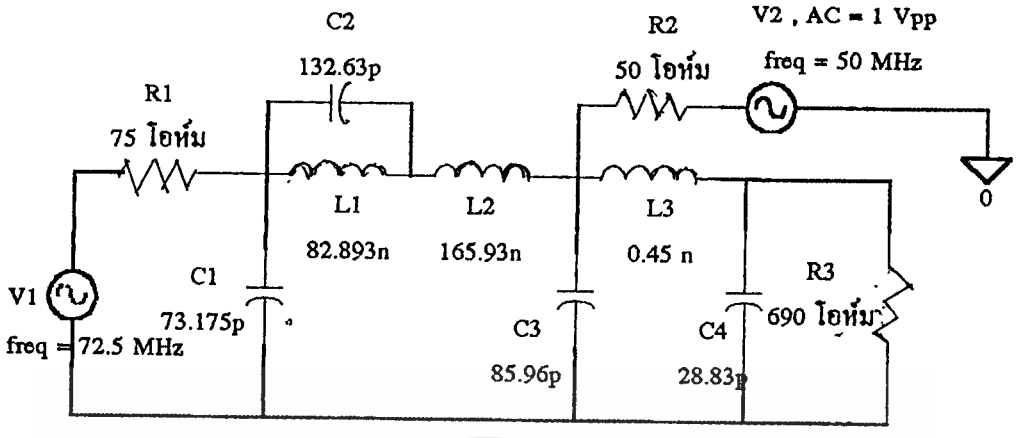
X_{S1} = ค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่ออนุกรมกับ R ของแอลเน็ทเวิร์คทางด้านซ้ายมือ

X_{P2} = ค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่อขนานกับ R_s ของแอลเน็ทเวิร์คทางด้านขวามือ

X_{S2} = ค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่ออนุกรมกับ R ของแอลเน็ทเวิร์คทางด้านขวามือ

เมื่อนำค่าทั้งหมดมาต่อวงจรสมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 5.16

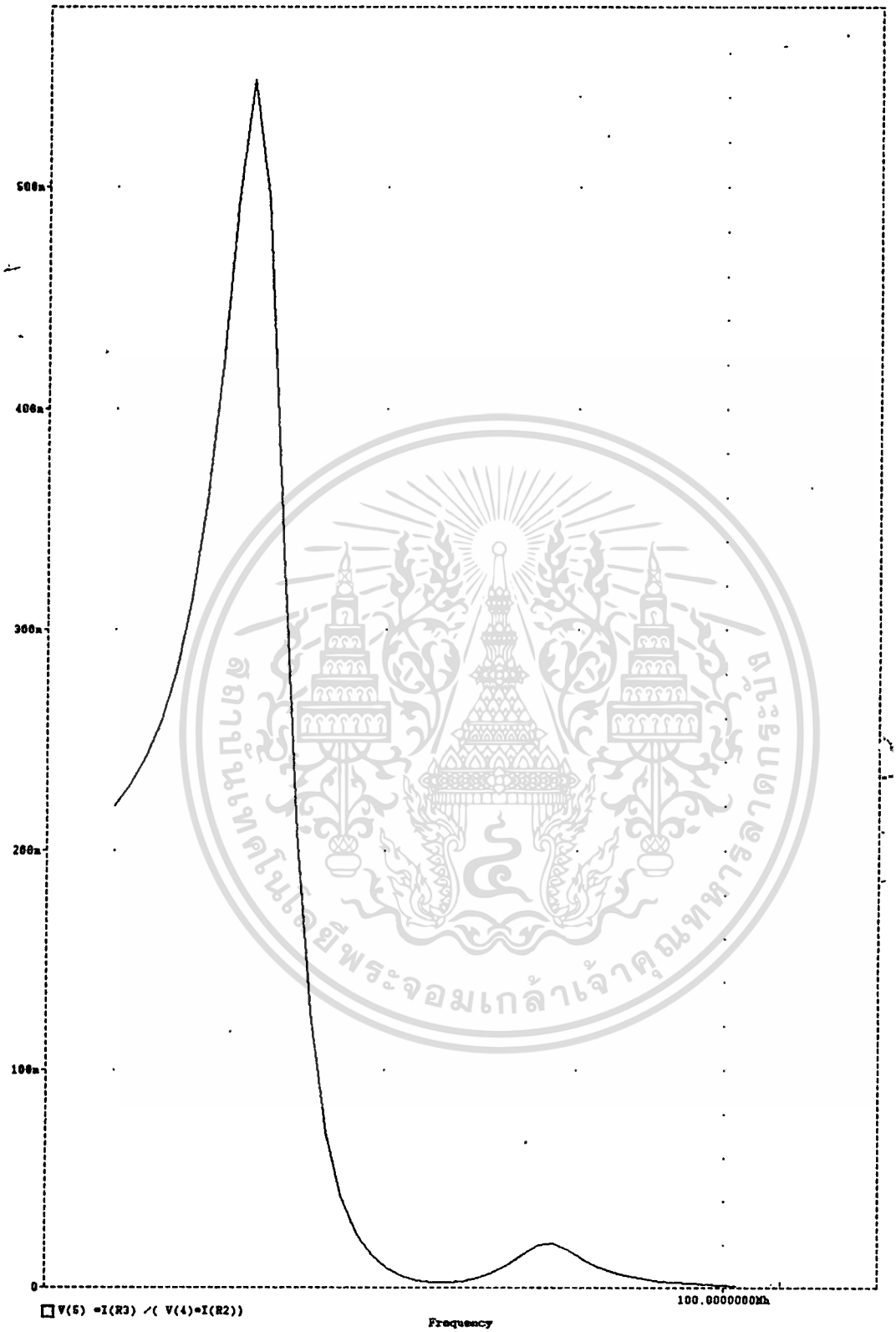
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 แสดงวงจรอิมพิแดนซ์แมชชิ่งทั้งหมดของภาครับและภาคส่งที่ใช้เสาอากาศร่วมกัน

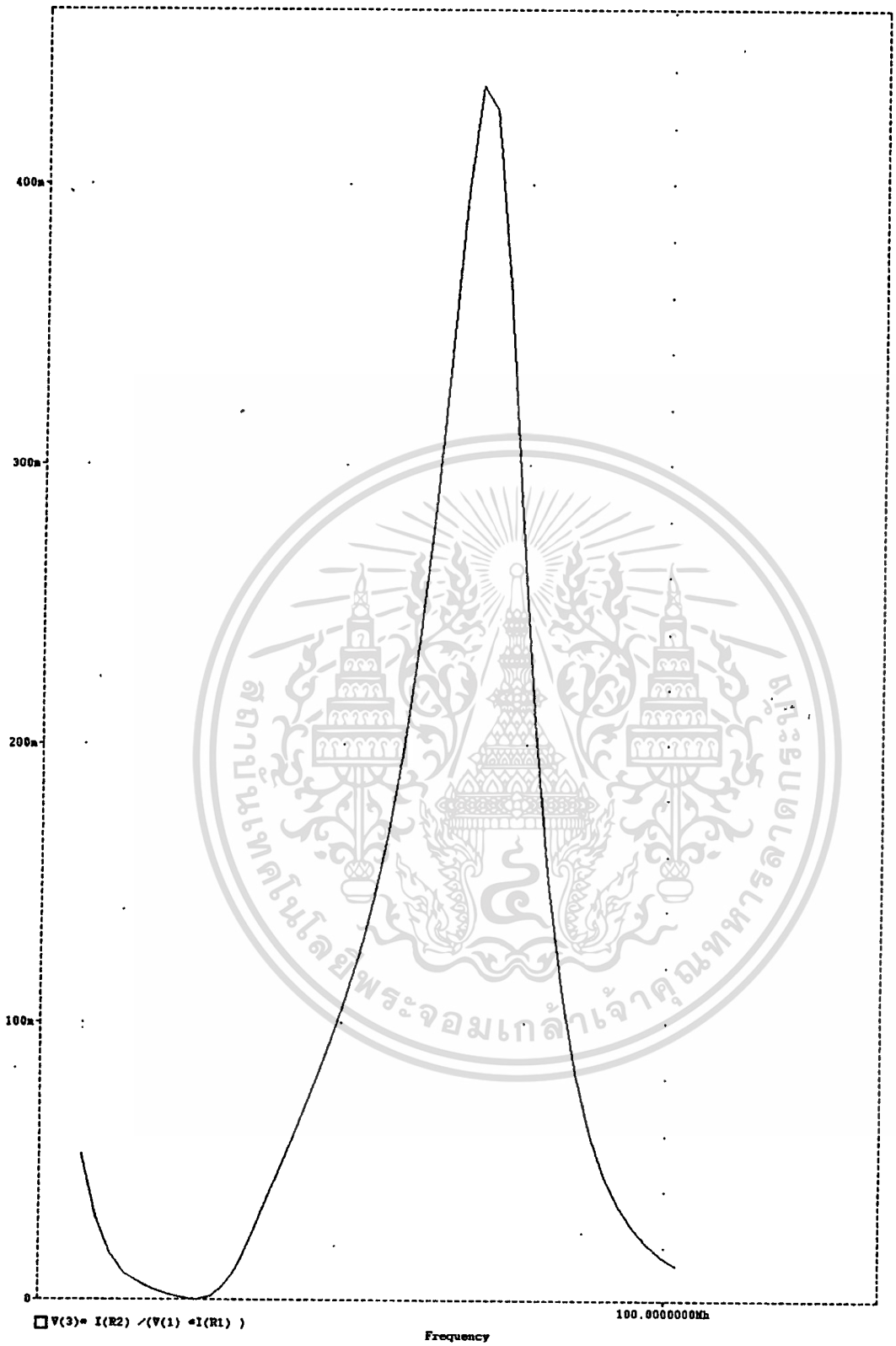
นำวงจรรูปที่ 5.16 ไปวิเคราะห์บนโปรแกรม PSPICE ได้ผลดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 กราฟแสดงพาวเวอร์จากเสาอากาศที่ทรานสเฟอร์ทางภาครับ

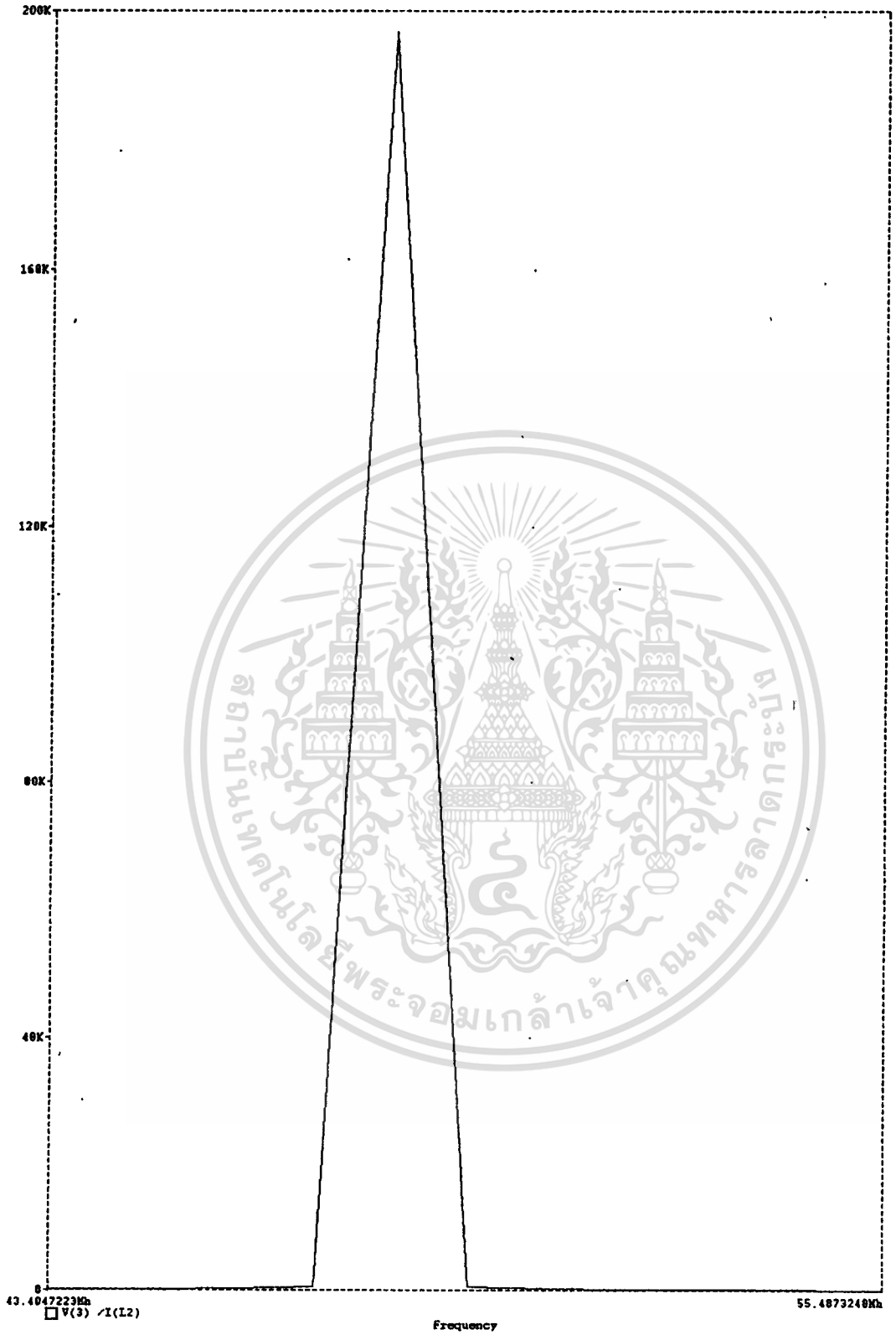
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

รูปที่ 5.18 กราฟแสดงพาวเวอร์ทางด้านภาคส่งที่ทรานสเฟอร์ไปให้เสาอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.19 กราฟแสดงอิมพิแดนซ์ทางภาคส่งเมื่อพิจารณาเสาอากาศขณะรับสัญญาณ

5.4 สรุปผลการทดลอง

วัตถุประสงค์ของโครงงานนี้เป็นการสร้างเครื่องรับ-ส่ง แบบซินทิไซเซอร์ขึ้นมาเพื่อใช้เป็นส่วนประกอบส่วนหนึ่งในระบบตู้ชุมสายโทรศัพท์อัตโนมัติแบบไร้สายโดยใช้คลื่น RF เป็นคลื่นในการรับ-ส่ง และใช้การมอดดูเลตแบบความถี่ (FM Modulation) เครื่องรับส่งนี้สามารถเปลี่ยนช่องความถี่ที่ใช้ในการรับส่งได้ 22 ช่อง (47.664 MHz - 49.864 MHz , 72.964 MHz - 75.164 MHz) โดยการโปรแกรมผ่านพอร์ทของไมโครโปรเซสเซอร์เป็นตัวเลือกช่องที่จะใช้งาน

จากการทดลองในตอนแรกเพื่อทำการวิเคราะห์ว่าค่า Maximum Deviation ของตัวไอซีเบอร์ 2833 ซึ่งได้ประมาณ 5 กิโลเฮิรตซ์ (ซึ่งก็ใกล้เคียงกับที่ระบุใน Data sheet) และเมื่อคำนวณหาค่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณได้ 32 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นค่าแบนด์วิดธ์ที่กำหนดไว้ช่องละ 100 กิโลเฮิรตซ์จึงเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณของแต่ละช่องไม่รบกวนกัน

สำหรับการทดลองคุณสมบัติไอซีเบอร์ 3362 จากกราฟที่ได้จะพบว่าค่าแบนด์วิดธ์ของโลคัลออสซิลเลเตอร์ภายในไอซีเบอร์ 3362 มีค่าแบนด์เกิน 2.2 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นไอซี 3362 สามารถใช้เป็นภาครับที่ตอบสนองช่องสัญญาณ 22 ช่องได้

ในส่วนการทดลองออสซิลเลเตอร์แบบคูณ 6 เนื่องจากไม่มีคริสตอลค่าที่ลงตัวตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงต้องใช้หลักการเบี่ยงเบนความถี่ของคริสตอล โดยใช้การจูน L , C เพื่อใช้เปลี่ยนค่าออสซิลเลตของคริสตอลให้ออสซิลเลตตามต้องการ

สำหรับการทดลองแมชชิ่งอิมพิแดนซ์ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ เพื่อให้เกิดการถ่ายเทพลังงานสูงสุด และเพื่อป้องกันการโหลดระหว่างย่านที่ต้องการผ่านกันของภาครับและภาคส่งเนื่องจากว่าใช้เสาอากาศเดียวกัน จากกราฟที่ได้จากการวิเคราะห์โดยโปรแกรม PSPICE FOR WINDOWS สรุปได้ดังนี้

ในขณะรับสัญญาณจากเสาอากาศ สัญญาณที่รับมาได้นี้ซึ่งปกติจะมีค่าต่ำมาก จะต้องผ่านไปยังอินพุตของภาครับให้ได้มากที่สุดเพื่อทำให้เกิดประสิทธิภาพในการรับให้ได้มากที่สุด ซึ่งทำได้โดยการทำให้สัญญาณที่รับมาได้จากเสาอากาศนี้ไหลไปยังภาคส่งให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยการทำให้อิมพิแดนซ์ของภาคส่งมีค่ามากๆ ที่ความถี่ของสัญญาณที่รับจากเสาอากาศ

จากการทดลองทั้งหมดในโครงงาน พอจะสรุปปัญหาต่างๆได้ดังนี้

1. การต่อวงจรทั้งหมดใช้วิธีการเชื่อมสาย (Wire lap) บนปริ้นอเนกประสงค์ ซึ่งจะทำให้เกิดปัญหาเรื่องของสัญญาณรบกวนภายในระบบ ซึ่งสามารถแก้ไขโดยการออกแบบลายวงจรบนแผ่นปริ้น โดยพยายามวางอุปกรณ์ให้ใกล้กันและพยายามออกแบบให้มีกราวด์เพลน (Ground plane) มากๆเพื่อดูดซับสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ

2. การวางตำแหน่งของอุปกรณ์และลายวงจรควรวางให้ถูกต้อง เช่น ค่าอินดัคแตนซ์ ไม่ควรจะวางใกล้กันเพราะจะทำให้การรบกวนของฟลักซ์เหนี่ยวซึ่งกันและกัน ลายวงจรควรจะให้สั้นที่สุด เพราะสายยิ่งยาวยิ่งมีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. บางครั้งอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างคริสตอล ก็ไม่สามารถผลิตความถี่ที่แน่นอนตามค่าที่กำหนดไว้ได้ เนื่องจากปัจจัยทางด้านอุณหภูมิ หรือ ความบกพร่องของตัวอุปกรณ์เอง ซึ่งแก้ไขโดยพยายามใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพ

4. ค่าคริสตอลที่ต้องการไม่มีค่าที่ตรงกับความต้องการ ทำให้ต้องใช้ค่าคริสตอลที่ใกล้เคียงที่สุด และใช้วิธีการเบี่ยงเบนความถี่ช่วย โดยการจูน L และ C จากการที่ไปเบี่ยงเบนความถี่พื้นฐานของคริสตอล ทำให้คริสตอลมีเสถียรภาพลดลง ยิ่งไปเบี่ยงเบนมากเท่าไหร่ก็จะทำให้ความไม่เสถียรของการออสซิลเลตมากเท่านั้น แต่จะใช้ได้โดยพยายามเลือกค่าคริสตอลให้มีค่าใกล้เคียงที่สุด เพื่อให้เกิดการเบี่ยงเบนน้อยสุด และตัวถังของ L และ C ที่จูนควรจะต่อลงกราวนด์

5. วงจรออสซิลเลสโดยใช้ LC โดยปกติแล้วจะไม่นิ่ง ซึ่งเราจะต้องพยายามทำให้นิ่งที่สุด โดยเลือกค่า LC ให้เหมาะกันและต่อตัวถังของ C ลากลงกราวนด์

6. การพันตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากถ้าตัวเหนียยวนำที่ใช้มีค่าต่ำคือในหน่วย nH ทำให้ความผิดพลาดเกิดขึ้นมาก แก้ไขโดยการใช้สลักจูนช่วยในการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำ

7. ปัญหาในการวัด เช่น ในการวัดสัญญาณโดยใช้เครื่องวัดความถี่ (Spectrum Analyser) ก็เหมือนกับการที่เอาโหลด 50 โอห์มไปขนานกับจุดที่วัด ทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดได้ แก้ไขได้โดยการใช้การคัปปลิ้งผ่านทรานสฟอร์เมอร์ก่อนนำไปวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3362

Advance Information

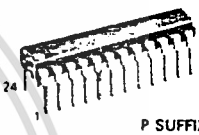
LOW POWER NARROWBAND FM RECEIVER

. . includes dual FM conversion with oscillators, mixers, quadrature detector, and meter drive carrier detect circuitry. The MC3362 also has buffered first and second local oscillator outputs and a comparator circuit for FSK detection.

- Wide Input Bandwidth:
  - — 200 MHz using Internal Local Oscillator
  - — 450 MHz using External Local Oscillator
- Complete Dual Conversion Circuitry
- Low Voltage: V_{CC} = 2.0 to 7.0 Vdc
- Low Drain Current (3.6 mA (Typ) @ V_{CC} = 3.0 Vdc)
- Excellent Sensitivity: Input 0.7 μV (Typ) for 12 dB SINAD
- Data Shaping Comparator
- Received Signal Strength Indicator (RSSI) with 60 dB Dynamic Range
- Low Number of External Parts Required
- Manufactured in Motorola's MOSAIC Process Technology

LOW-POWER DUAL CONVERSION FM RECEIVER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724-03

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E-03
SO-24

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION IN A PLL FREQUENCY SYNTHESIZED RECEIVER

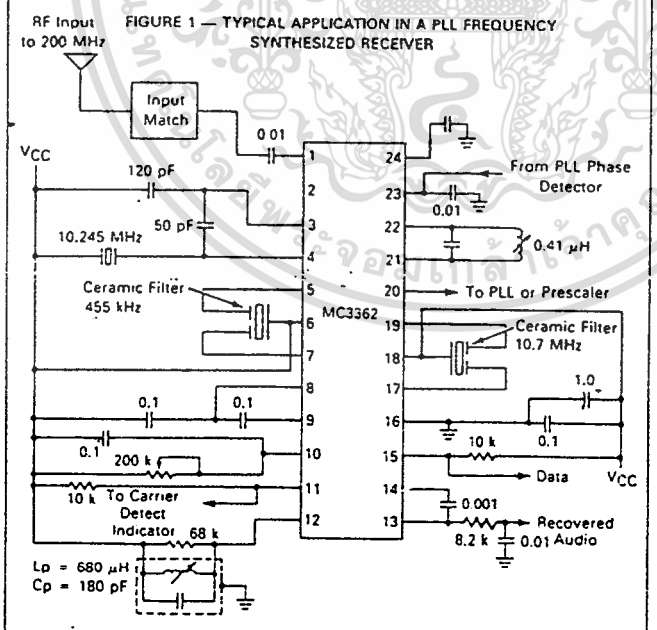
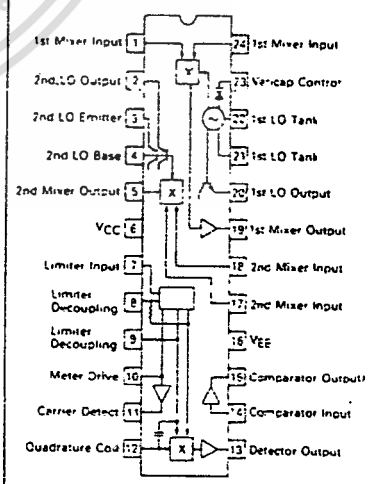


FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice. MOSAIC is a trad[illegible]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

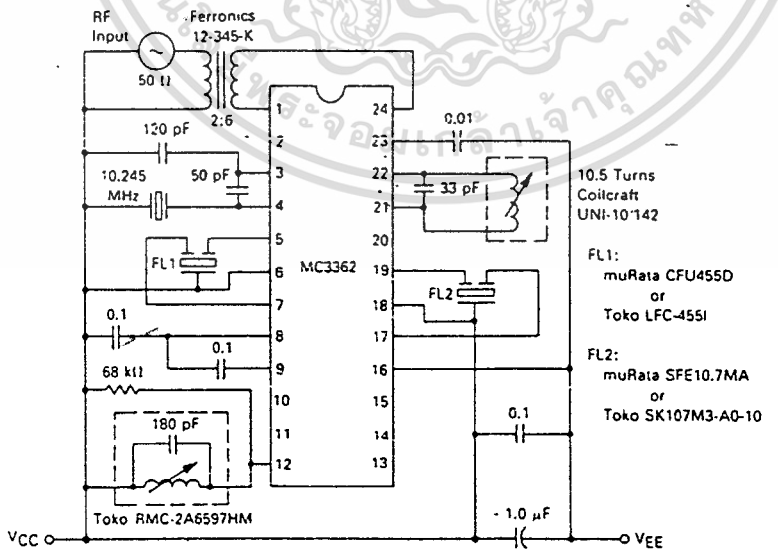
MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	6	$V_{CC(max)}$	8.0	Vdc
Operating Supply Voltage Range (Recommended)	6	V_{CC}	2.0 to 7.0	Vdc
Input Voltage (V_{CC} = 5.0 Vdc)	1, 24	V_{1-24}	1.0	Vrms
Junction Temperature	—	T_J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	—	T_A	- 40 to - 85	°C
Storage Temperature Range	—	T_{stg}	- 65 to - 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 Vdc, f_o = 49.7 MHz, Deviation = 3.0 kHz, T_A = 25°C, Test Circuit of Figure 3 unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Units
Drain Current (Carrier Detect Low — See Figure 5)	6	—	4.5	7.0	mA
Input for - 3.0 dB Limiting	—	—	0.7	2.0	μVrms
Recovered Audio (RF signal level = 10 mV)	13	—	350	—	mVrms
Noise Output (RF signal level = 0 mV)	13	—	250	—	mVrms
Carrier Detect Threshold (below V_{CC})	10	—	0.64	—	Vdc
Meter Drive Slope	10	—	100	—	nA dB
Input for 20 dB (S + N) N (See Figure 7)	—	—	0.7	—	μVrms
First Mixer 3rd Order Intercept (Input)	—	—	- 22	—	dBm
First Mixer Input Resistance (Rp)	—	—	690	—	Ω
First Mixer Input Capacitance (Cp)	—	—	7.2	—	pF
First Mixer Conversion Voltage Gain	—	—	18	—	dB
Second Mixer Conversion Voltage Gain	—	—	21	—	dB
Detector Output Resistance	13	—	1.4	—	kΩ

FIGURE 3 — TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — I_{METER} versus INPUT

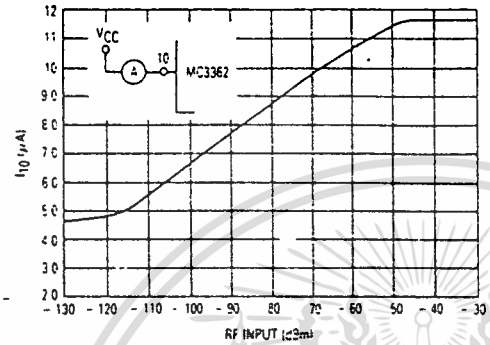


FIGURE 5 — DRAIN CURRENT, RECOVERED AUDIO versus SUPPLY

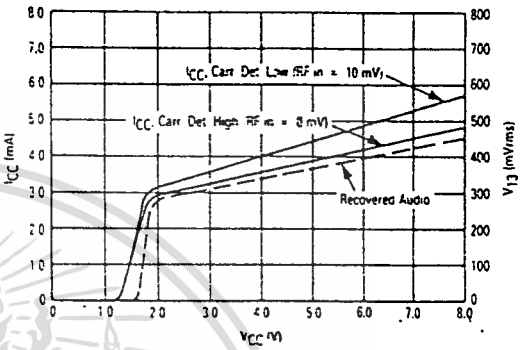


FIGURE 6 — SIGNAL LEVELS

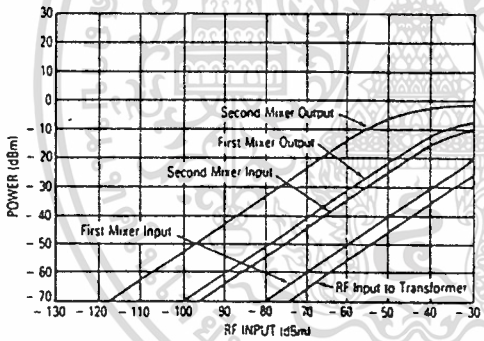


FIGURE 7 — S + N, N, AMR versus INPUT

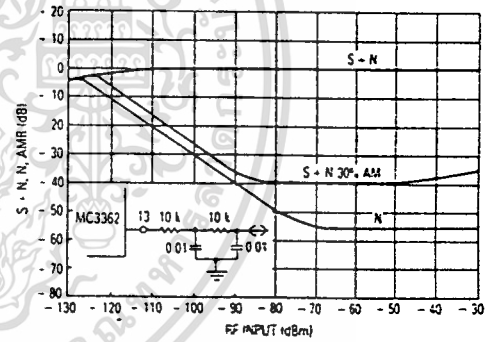


FIGURE 8 — 1ST MIXER 3RD ORDER INTERMODULATION

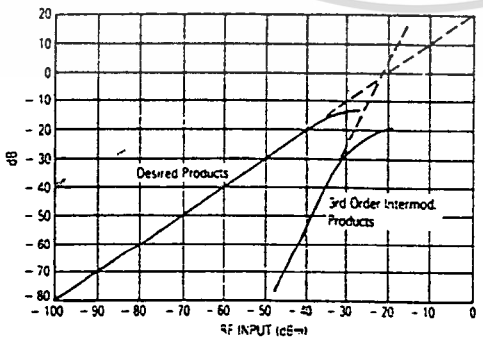
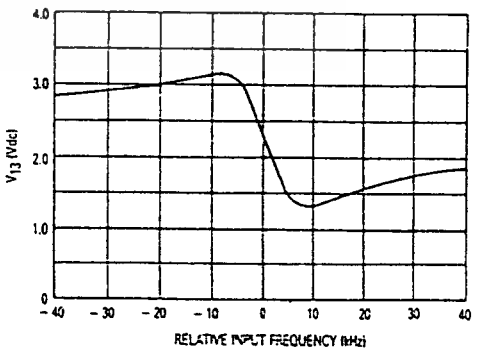


FIGURE 9 — DETECTOR OUTPUT versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC2833

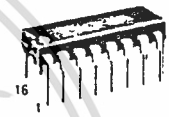
Product Preview

LOW POWER FM TRANSMITTER SYSTEM

MC2833 is a one-chip FM transmitter subsystem designed for cordless telephone and FM communication equipment. It includes a microphone amplifier, voltage controlled oscillator and two auxiliary transistors.

- Wide Range of Operating Supply Voltage (2.8–9.0 V)
- Low Drain Current (I_{CC} = 2.9 mA Typ)
- Low Number of External Parts Required
- – 30 dBm Power Output to 60 MHz Using Direct RF Output
- + 10 dBm Power Output Attainable Using On-Chip Transistor Amplifiers

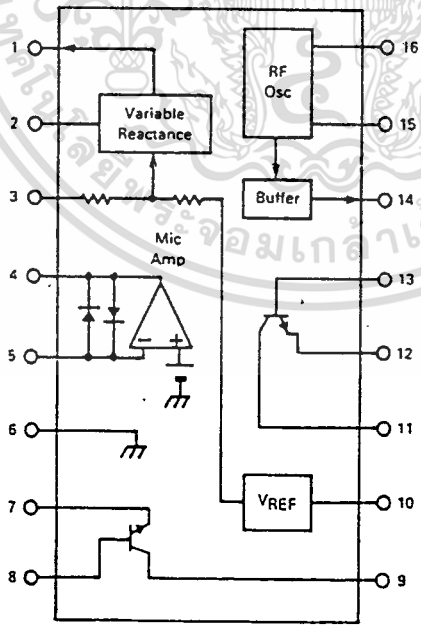
LOW POWER
FM TRANSMITTER
SYSTEM



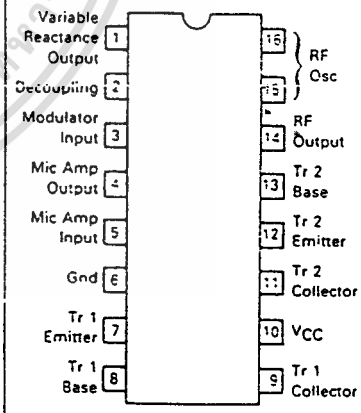
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-03
SO-16

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENTS



This document contains information on a product under development. Motorola reserves the right to change or discontinue this product without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS

Ratings	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	10 (max)	V
Operating Supply Voltage Range	V_{CC}	2.8–9.0	V
Junction Temperature	T_J	+ 150	°C
Operating Ambient Temperature	T_A	– 30 to + 75	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	– 65 to + 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 4.0 V, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current (No input signal)	I_{CC}	10	1.7	2.9	4.3	mA
FM MODULATOR						
Output RF Voltage (f_o = 16.6 MHz)	V_{out} RF	14	60	90	130	mVrms
Output DC Voltage (No input signal)	Vdc	14	2.2	2.5	2.8	V
Modulation Sensitivity (f_o = 16.6 MHz) (V_{in} = 0.8 V to 1.2 V)	SEN	3.0 14	7.0 —	10 —	15 —	Hz mVdc
Maximum Deviation (f_o = 16.6 MHz) (V_{in} = 0 V to 2.0 V)	Fdev	3.0 14	3.0 —	5.0 —	10 —	kHz
MIC AMPLIFIER						
Closed Loop Voltage Gain (V_{in} = 3.0 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	A_V	4.0 5.0	27 —	30 —	33 —	dB
Output DC Voltage (No input signal)	V_{out} dc	4.0	1.1	1.4	1.7	V
Output Swing Voltage (V_{in} = 30 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	V_{out} p-p	4.0	0.8	1.2	1.6	Vp-p
Total Harmonic Distortion (V_{in} = 3.0 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	THD	4.0	—	0.15	2.0	%

AUXILIARY TRANSISTOR STATIC CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Breakdown Voltage (I_C = 5.0 μA)	$V_{(BR)CBO}$	15	45	—	V
Collector Emitter Breakdown Voltage (I_C = 200 μA)	$V_{(BR)CEO}$	10	15	—	V
Collector Substrate Breakdown Voltage (I_C = 50 μA)	$V_{(BR)CSO}$	—	70	—	V
Emitter Base Breakdown Voltage (I_E = 50 μA)	$V_{(BR)EBO}$	—	6.2	—	V
Collector Base Cut Off Current (V_{CB} = 10 V) (I_E = 0)	I_{CBO}	—	—	200	nA
DC Current Gain (I_C = 3.0 mA) (V_{CE} = 3.0 V)	h_{FE}	40	150	—	—

AUXILIARY TRANSISTOR DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current Gain Bandwidth Product (V_{CE} = 3.0 V) (I_C = 3.0 mA)	f_T	—	500	—	MHz
Collector Base Capacitance (V_{CE} = 3.0 V) (I_C = 0)	C_{CB}	—	2.0	—	pF
Collector Substrate Capacitance (V_{CS} = 3.0 V) (I_C = 0)	C_{CS}	—	3.3	—	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — TEST CIRCUIT

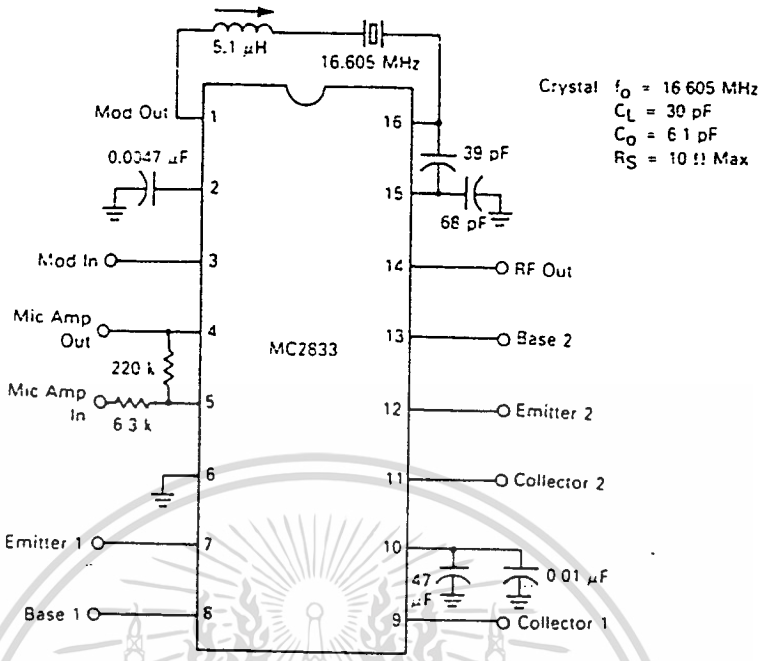
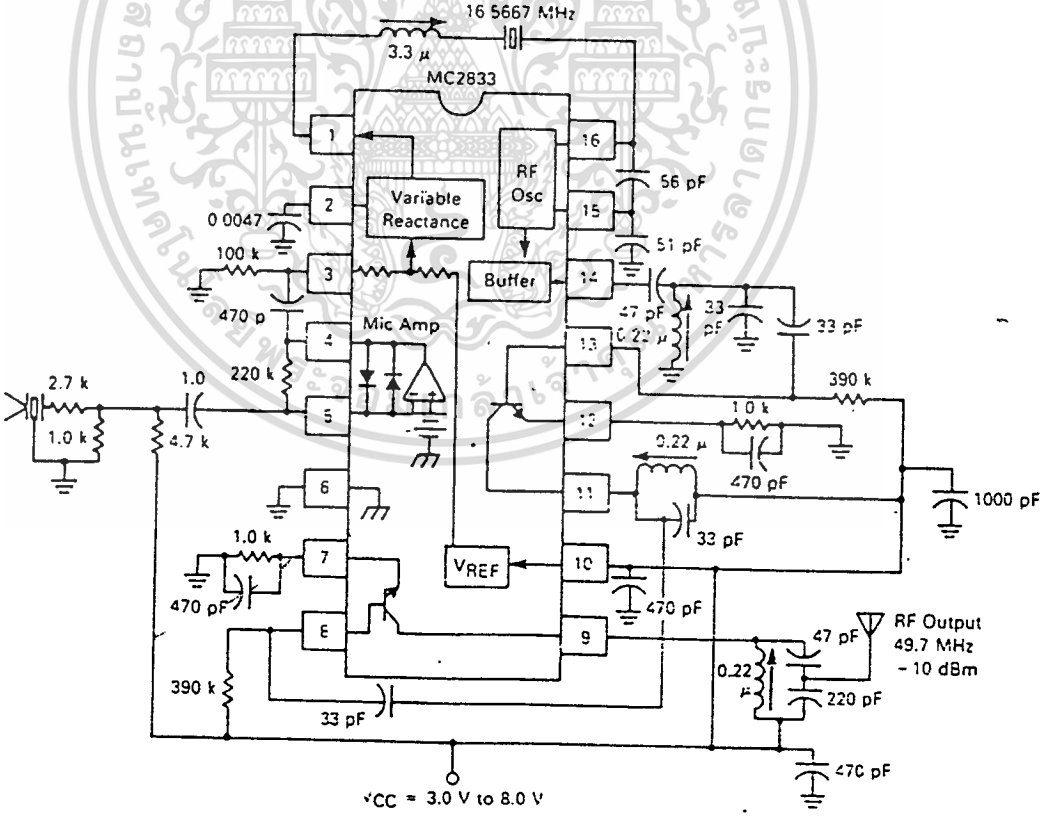


FIGURE 2 — SINGLE CHIP FM VHF TRANSMITTER AT 49.7 MHz



NOTES: The crystal used is fundamental mode, calibrated for parallel resonance with a 32 pF load. The 49.7 MHz output is generated in the output buffer, which is being used as a frequency tripler in this application.
The networks in the output stages provide frequency selectivity and impedance matching at 49.7 MHz.
The RF output is – 10 dBm (10 mW into 50 Ω load) at 49.7 MHz, with all harmonics reduced by more than 50 dB.
All capacitors in microfarads, inductors in Henries and resistors in Ohms unless otherwise specified.
0.22 μH inductors are Toko B199SN-T1048Z
3.3 μH inductor is Toko B199KN-T1055Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

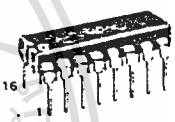
MOTOROLA

MC145104
MC145106
MC145107
MC145109
MC145112

CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

PLL
FREQUENCY SYNTHESIZERS



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PLL FREQUENCY SYNTHESIZERS

The MC145104, MC145106, MC145107, MC145109, and MC145112 are phase locked loop (PLL) frequency synthesizer parts constructed with CMOS devices on a single monolithic structure. These synthesizers find applications in such areas as CB and FM transceivers. The device contains an oscillator/amplifier, a 2^{10} or 2^{11} divider chain for that oscillator signal, a programmable divider chain for the input signal and a phase detector. The MC145104/5106/5112 have circuitry for a 10.24 MHz oscillator or may operate with an external signal. The MC145107/5109 require the external reference signal. Several of the circuits provide a 5.12 MHz output signal, which can be used for frequency tripling. A 2^9 (MC145106/5109/5112) or 2^8 (MC145104/5107) programmable divider divides the input signal frequency for channel selection. The inputs to the programmable divider are standard ground-to-supply binary signals. Pull-down resistors on these inputs normally set these inputs to ground enabling these programmable inputs to be controlled from a mechanical switch or electronic circuitry.

The phase detector may control a VCO and yields a high level signal when input frequency is low, and a low level signal when input frequency is high. An out of lock signal is provided from the on-chip lock detector with a "0" level for the out of lock condition.

The MC145106 is the full pinout version of this family of parts and has the capability of all parts in the family. The MC145104/5107/5109/5112 are limited pinout versions. See block diagrams for details.

- Single Power Supply
- Wide Supply Range: 4.5 to 12 Vdc
- 16 or 18 Pin Plastic Packages
- 10.24 MHz Oscillator on Chip
- 5.12 MHz Output
- Programmable Division Binary Input Selects up to 2^9
- On-Chip Pull Down Resistors on Programmable Divider Inputs
- Selectable Reference Divider, 2^{10} or 2^{11}

Pin-for-Pin Replacements for:
MC145104 for SM5104, MM55104, MM55114
MC145106 for MM55106, MM55116
MC145107 for SM5107
MC145109 for SM5109
MC145112 for SM5106

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	−0.5 to + 12	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V_{in}	−0.5 to V_{DD} + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range	T_A	−40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in}$ or $V_{out}) \leq V_{DD}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

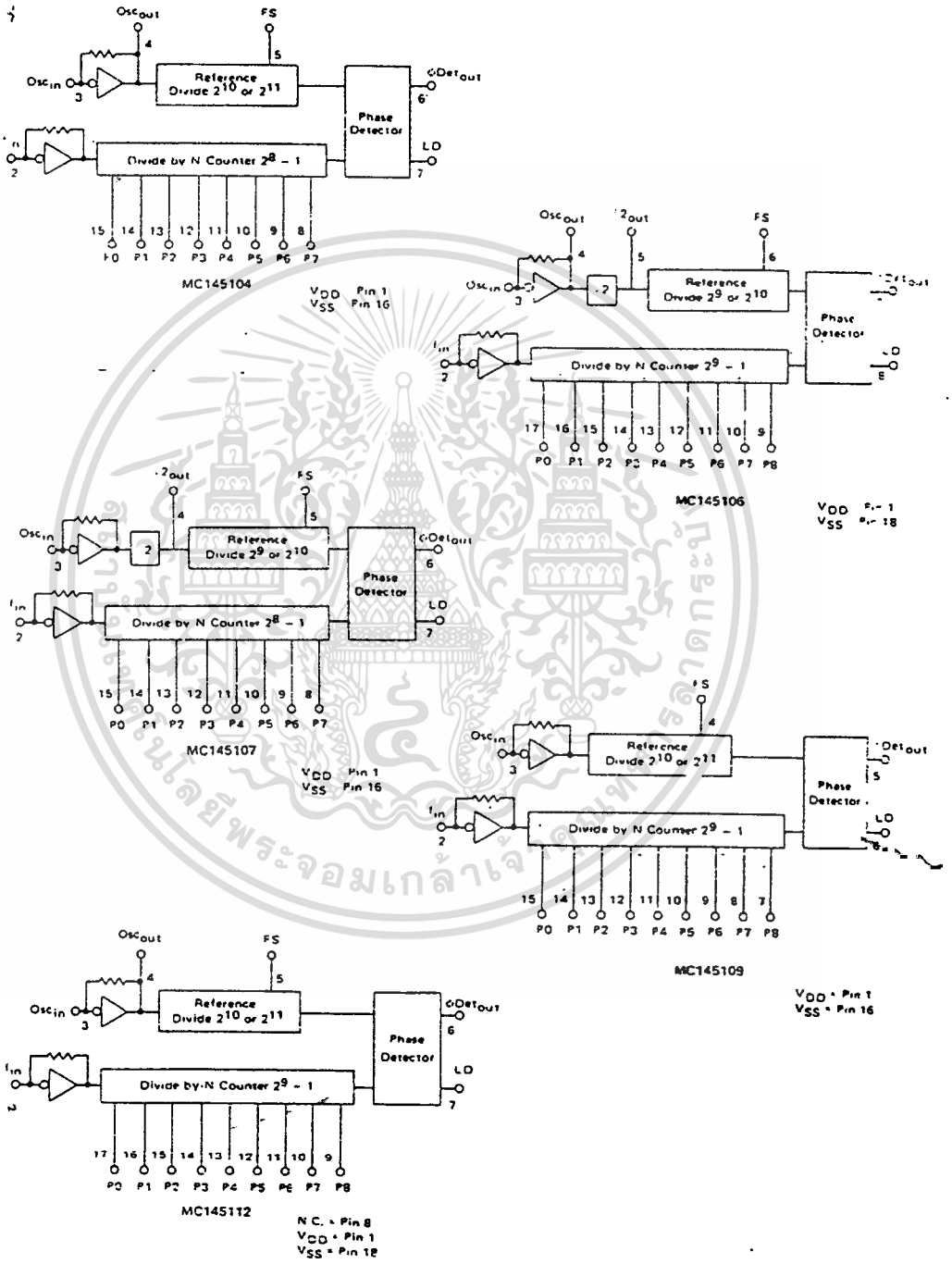
RECOMMENDED OPERATION: DC Supply Voltage 4.5 to 12 Vdc

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25° unless otherwise stated.)

Characteristic		Symbol	V_{DD} Vdc	All Types Min	Typ	Max	Unit
Supply Current		I_D	5.0	–	6	10	mAdc
			10	–	20	35	
			12	–	26	50	
Input Voltage	"0" Level	V_{IL}	5.0	–	–	1.5	Vdc
			10	–	–	3.0	
			12	–	–	3.6	
	"1" Level	V_{IH}	5.0	3.5	–	–	Vdc
			10	7.0	–	–	
			12	8.4	–	–	
Input Current (FS)	"0" Level	I_{in}	5.0	-5.0	-20	-50	µAdc
(Pull-up Resistor)			10	-15	-60	-150	
			12	-20	-80	-200	
(P0 to P8)			5.0	–	–	-0.3	
			10	–	–	-0.3	
			12	–	–	-0.3	
(FS)	"1" Level		5.0	–	–	0.3	µAdc
			10	–	–	0.3	
			12	–	–	0.3	
(P0 to P8)			5.0	7.5	30	75	
(Pull-down Resistor)			10	22.5	90	225	
			12	30	120	300	
(Osc_{in}, f_{in})	"0" Level		5.0	-2.0	-6.0	-15	µAdc
			10	-6.0	-25	-62	
			12	-9.0	-37	-92	
(Osc_{in}, f_{in})	"1" Level		5.0	2.0	6.0	15	
			10	6.0	25	62	
			12	9.0	37	92	
Output Drive Current		I_{OH}					mAdc
(V_O = 4.5 Vdc)	Source		5.0	-0.7	-1.4	–	
(V_O = 9.5 Vdc)			10	-1.1	-2.2	–	
(V_O = 11.5 Vdc)			12	-1.5	-3.0	–	
(V_O = 0.5 Vdc)	Sink	I_{OL}	5.0	0.9	1.8	–	mAdc
(V_O = 0.5 Vdc)			10	1.4	2.8	–	
(V_O = 0.5 Vdc)			12	2.0	4.0	–	
Input Amplitude		–					Vp-p
(f_{in} @ 4.0 MHz)			–	1.0	0.2	–	Sine
(Osc_{in} @ 10.24 MHz)			–	1.5	0.3		
Input Resistance		R_{in}					MΩ
(Osc_{in}, f_{in})			5.0	–	1.0	–	
			10	–	0.5	–	
			12	–	–	–	
Input Capacitance		C_{in}					pF
(Osc_{in}, f_{in})			–	–	6.0		
Three State Leakage Current		I_{TL}					µAdc
(ϕ Det_{out})			5.0	–	–	1.0	
			10	–	–	1.0	
			12	–	–	1.0	
Input Frequency		f_{in}	4.5	4.0	–	–	MHz
(-40°C to +85°C)			12	4.0	–	–	
Oscillator Frequency		Osc_{in}	4.5	10.24	–	–	MHz
(-40°C to +85°C)			12	10.24	–	–	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 – MAXIMUM DIVIDER INPUT FREQUENCY versus SUPPLY VOLTAGE

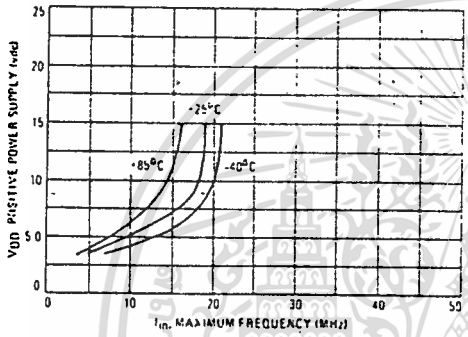
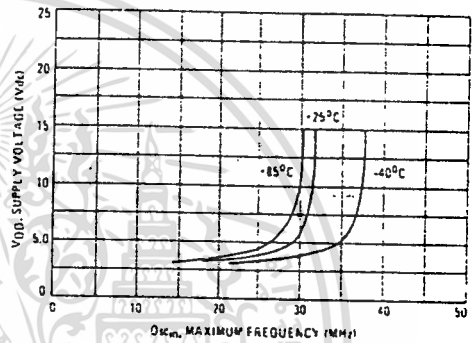


FIGURE 2 – MAXIMUM OSCILLATOR INPUT FREQUENCY versus SUPPLY VOLTAGE



TRUTH TABLE

Selection									
P8	P7	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0	Divide By N
0	0	0	0	0	0	0	0	0	2 (Note 1)
0	0	0	0	0	0	0	0	1	3 (Note 2)
0	0	0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	0	0	0	1	0	0	4
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
0	1	1	1	1	1	1	1	1	255
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
1	1	1	1	1	1	1	1	1	511

1: Voltage level = V_{DD}
0: Voltage level = 0 or open circuit input

Note 1: The binary setting of 00000000 and 00000001 on P8 to P0 results in a 2 and 3 division which is not in the 2^N-1 sequence. When pin is not connected (or is not listed as for the MC145104 and MC145107), the logic signal on that pin can be treated as a "0".

PIN DESCRIPTIONS

P0 – P8 – Programmable divider inputs (binary)
f_{in} – Frequency input to programmable divider (derived from VCO)
Osc_{in} – Oscillator/amplifier input terminal
Osc_{out} – Oscillator/amplifier output terminal
LD – Lock detector, low when out of lock
ϕ Det_{out} – Signal for control of external VCO, output high when f_{in}/N is less than the reference frequency, output low when f_{in}/N is greater than the reference frequency. Reference frequency is the divided down oscillator input frequency typically 5.0 or 10 kHz.
FS – Reference Oscillator Frequency Division Select. When using 10.24 MHz Osc frequency, this control selects 10 kHz, a "0" selects 5.0 kHz.
$\div 2_{out}$ – Reference Osc frequency divided by 2 output; when using 10.24 MHz Osc frequency, this output is 5.12 MHz for frequency tripling applications.
V_{DD} – Positive power supply
V_{SS} – Ground

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL SYNTHESIZER APPLICATIONS

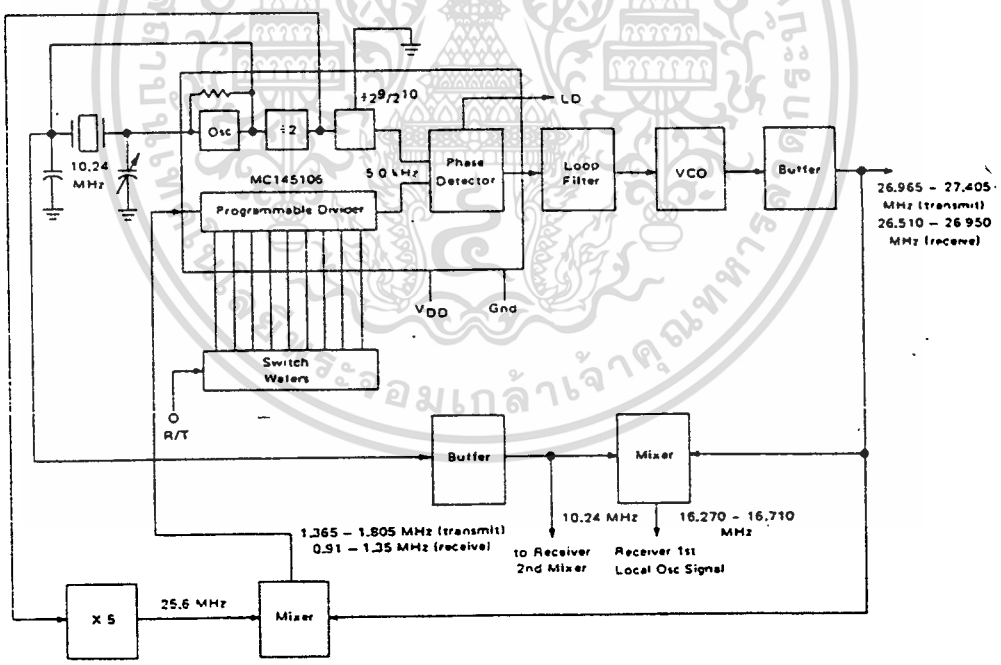
The MC145104, MC145106, MC145107, MC145109, MC145112 ICs are well suited for Applications in CB radios because of the channelized frequency requirements. A typical 40 channel CB transceiver synthesizer using a single crystal reference is shown in Figure 3 for receiver IF values of 10.695 MHz and 455 kHz.

In addition to applications in CB radios, the MC145104-12 ICs can be used as a synthesizer for several other systems. Various frequency spectrums can be achieved through the use of proper offset, prescaling and loop programming techniques. In general, 300-400 channels can be synthesized using a single loop, with many additional channels available when multiple loop approaches are employed. Figures 4 and 5 are examples of some possibilities.

In the aircraft synthesizer of Figure 5, the VHF loop (top) will provide a 50 kHz 360 channel system with 10.7 MHz R/T offset when only the 11.0500 MHz (transmit) and 12.1200 MHz (receive) frequencies are provided to mixer =1. When these signals are provided with crystal oscillators, the result is a three crystal, 360 channel, 50 kHz step synthesizer. When using the offset loop (bottom) in Figure 5 to provide the indicated injection frequencies for mixer =1 (two for transmit and two for receive) 360 additional channels are possible. This results in a 720 channel, 25 kHz step synthesizer which requires only two crystals and provides R/T offset capability. The receive offset value is determined by the 11.31 MHz crystal frequency and is 10.7 MHz for the example.

The VHF marine synthesizer in Figure 4 depicts a single loop approach for FM transceivers. The VCO operates on-frequency during transmit and is offset downward during receive. The offset corresponds to the receiver I.F. (10.7 MHz) for channels having identical receive/transmit frequencies (simplex), and is (10.7 − 4.6 = 6.1) MHz for duplex channels. Carrier modulation is introduced in the loop during transmit.

FIGURE 3 – SINGLE CRYSTAL CB SYNTHESIZER FEATURING ON-FREQUENCY VCO DURING TRANSMIT



Circuit diagrams utilizing Motorola products are included as a means of illustrating typical semiconductor applications consequently, complete information sufficient for construction purposes is not necessarily given. The information has been carefully checked and is believed to be entirely reliable. However, no responsibility is assumed for inaccuracies. Furthermore, such information does not convey to the purchaser of the semiconductor devices described any license under the patent rights of Motorola Inc. or others.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 – VHF MARINE TRANSCEIVER SYNTHESIZER

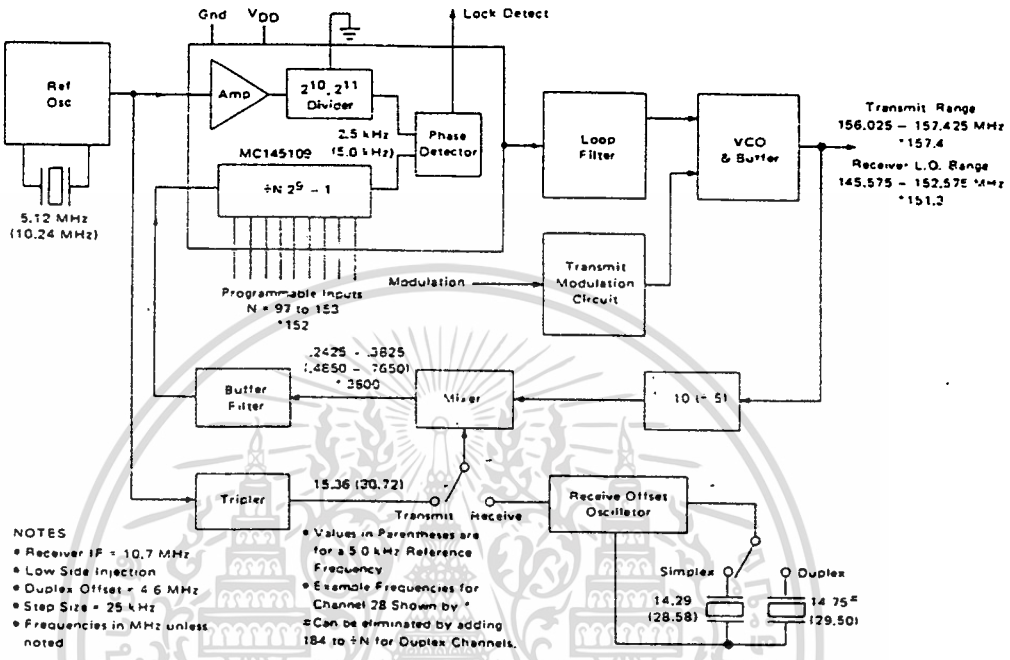
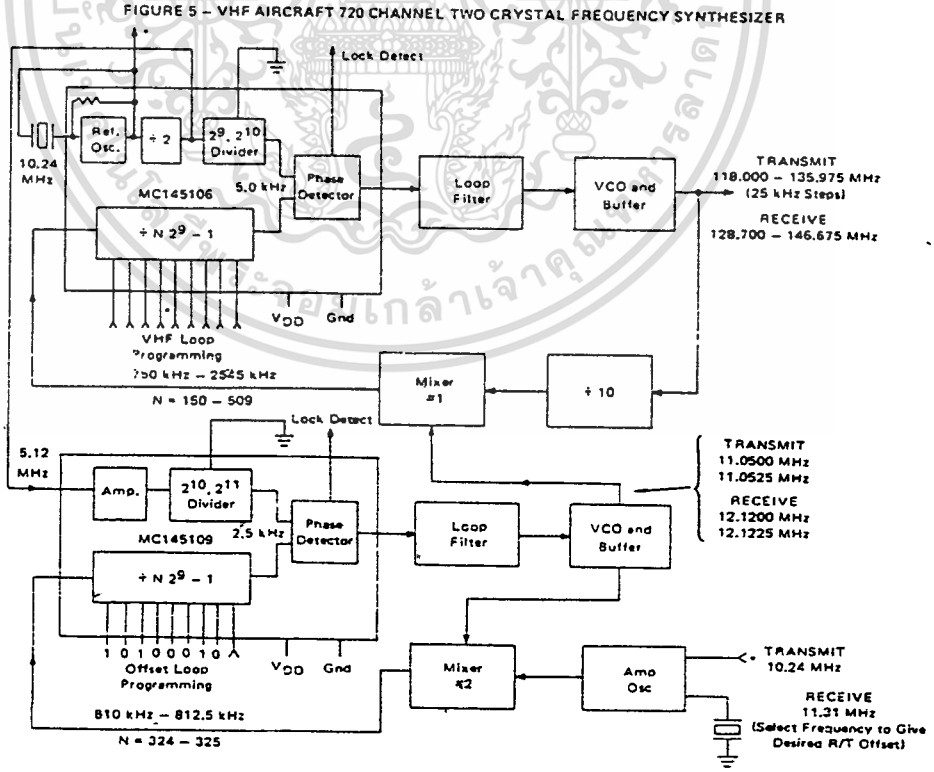


FIGURE 5 – VHF AIRCRAFT 720 CHANNEL TWO CRYSTAL FREQUENCY SYNTHESIZER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LA1185

3017B

Monolithic Linear IC

FM Front End

The LA1185 is an FM front end for radio-cassette recorder, music center use. Its MIX is of doubled-balanced type. The on-chip OSC BUFF AMP improves the strong input characteristic.

Use

. FM front end for radio-cassette recorders and music centers

Functions and Features

. RF amp, MIX, OSC.
. Improvement in cross modulation characteristic due to the use of double-balanced MIX.
. Improvement in strong input characteristic.
. Minimum number of external parts required.
. Less spurious radiation from local oscillator.
. Operating voltage range : 1.5 to 8.0V

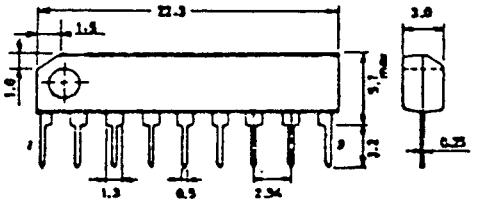
Maximum Ratings at Ta=25°C

				unit
Maximum Supply Voltage	V_{CC}max		8	V
Maximum Pin Voltage	V_{3-5}		12	V
	V_{6-5}		V_{CC}+0.8	V
Allowabe Power Dissipation	Pdmax	Ta≦80°C	150	mW
Operating Temperature	Topg		-20 to +80	°C
Storage Temperature	Tstg		-40 to +125	°C

Operating Conditions at Ta=25°C

			unit
Recommended Supply Voltage	V_{CC}	4.5	V
Operating Voltage Range	V_{CC} op	1.5 to 8.0	V

Case Outline 3017B-S9IC
(unit:mm)

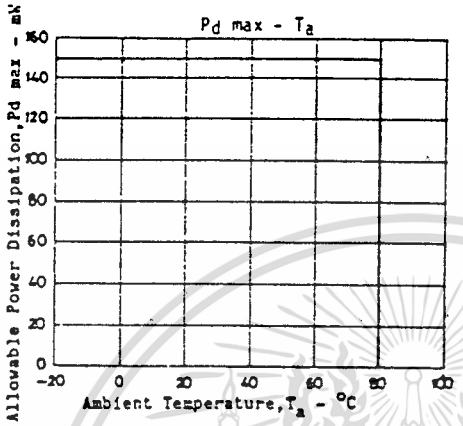


SANYO:SIP 9

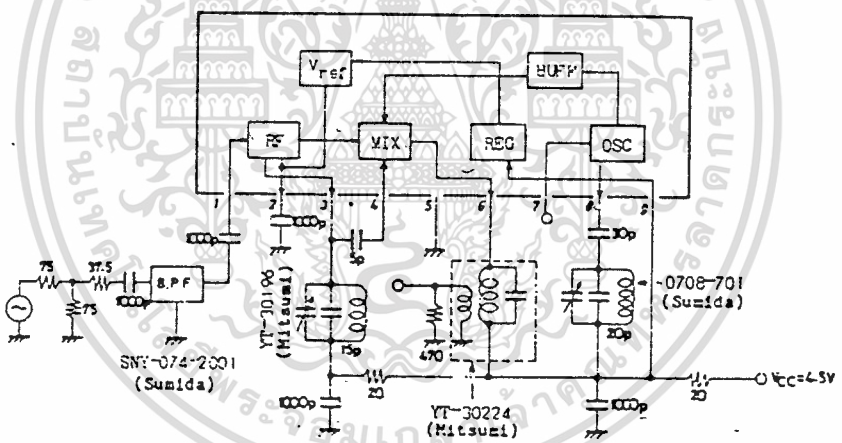
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

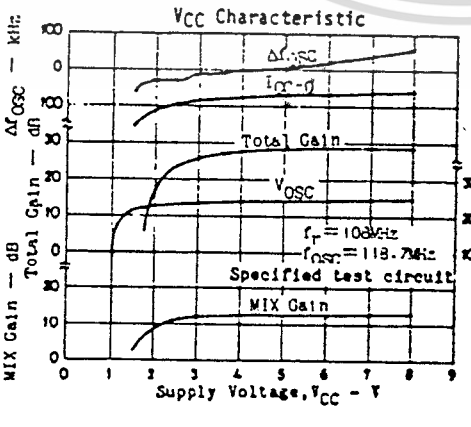
Operating Characteristics at Ta=25°C, V_{CC}=4.5V, fr=108MHz, fosc=118.7MHz, See specified Test Circuit.

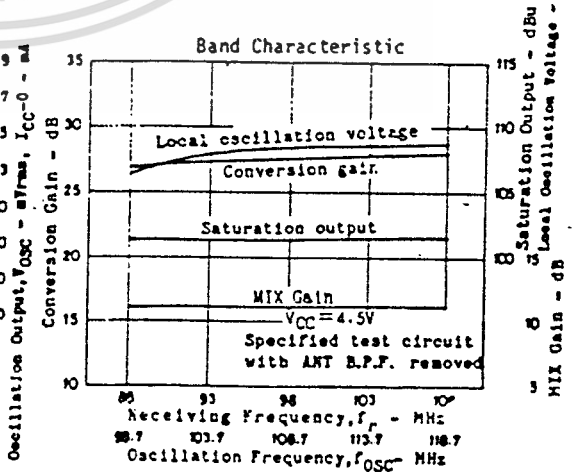
			min	typ	max	unit
Current Dissipation	I_{CC}	Quiescent		5.5	8.0	mA
Output Saturation Voltage	Vo	100dBu	95	115	135	mVrms
Local Oscillation Voltage	V_{OSC}	V_{CC}=2V	190	235		mVrms
Oscillation Stop Voltage	Vstop			1.4	1.6	V



Test Circuit and Equivalent Circuit Block Diagram

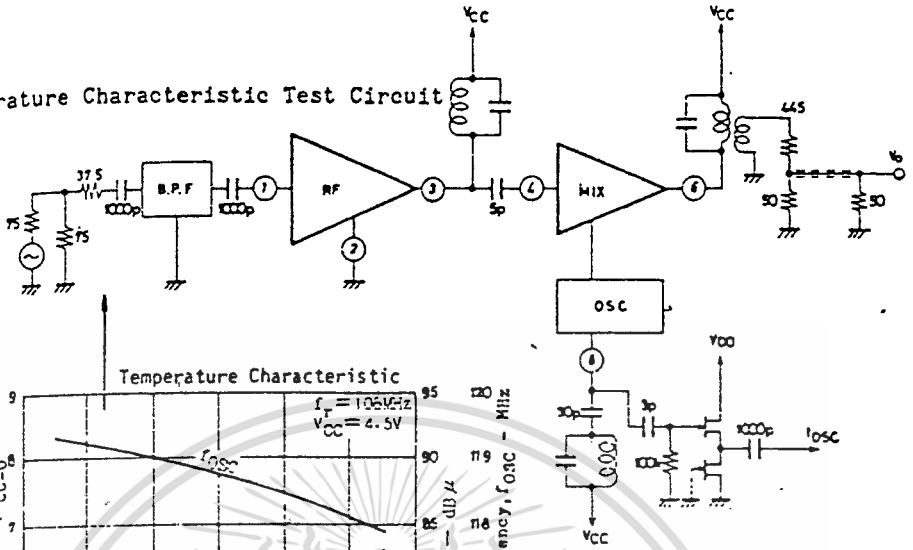


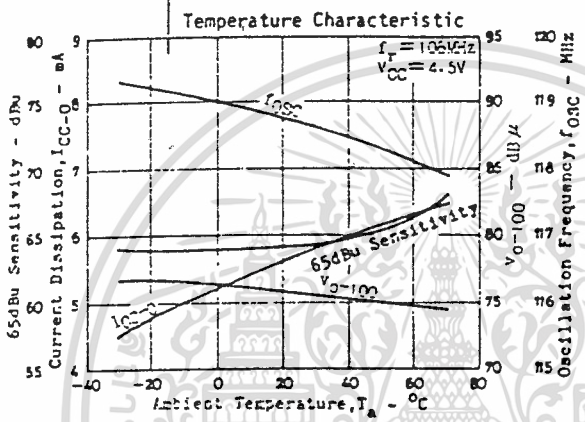




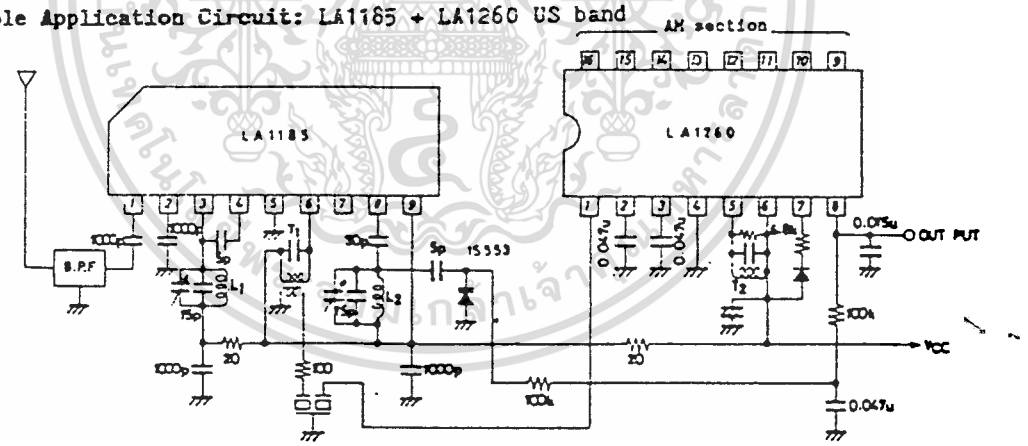
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

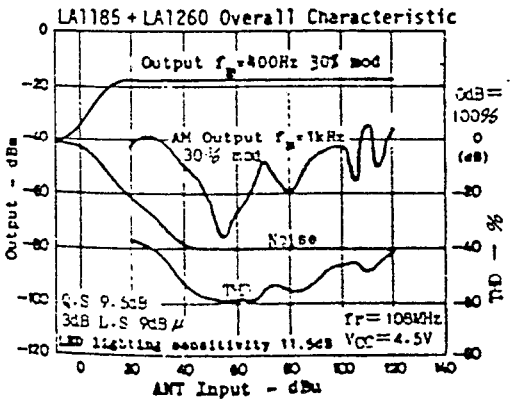
Temperature Characteristic Test Circuit





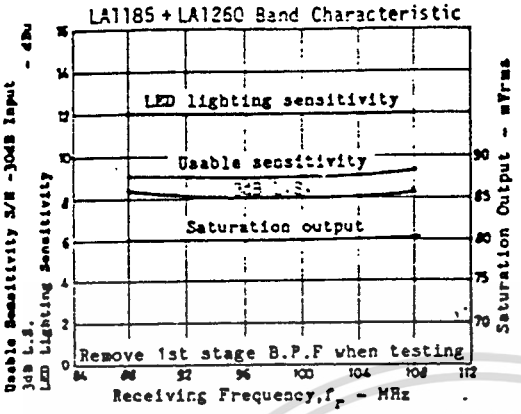
Sample Application Circuit: LA1185 + LA1260 US band





	Mitsumi	Sumida
T1:	YT-30224	2153-4016-006
T2:	YT-30194	2153-4095-339
L1:	YT-30196	0708-700
L2:	YT-40001	0708-701
B.P.F.:	YT-30025	SNY-074-2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำกราบขอบพระคุณอาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่ได้กรุณาให้โอกาสและคำปรึกษาตลอดจนเสนอแนะแนวทางในการสร้างและพัฒนาโครงงานปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จเรียบร้อย

และขอขอบคุณพี่ อิทธิพล พจนสัจ ที่ได้แนะนำและสอนทฤษฎีต่างๆในการสร้างและพัฒนาโครงงานปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ตลอดจนให้คำปรึกษาที่ดีตลอดมา

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ในการเอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการจัดทำโครงงาน และรูปเล่มปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ผู้จัดทำกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงต่อคณาจารย์คณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่านที่เคยอบรมสั่งสอนวิทยาการต่างๆให้แก่ผู้จัดทำ

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. ร.ต.อ. สุชาติ กังวารจิตต์ , " หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร " , สำนักพิมพ์ซีเอ็ด
2. เซมิคอนดัคเตอร์ อิเล็คทรอนิกส์ กรุงเทพฯ , " IC น่าสน " , สำนักพิมพ์ซีเอ็ด
3. Handbook , " CMOS INTEGRATED CIRCUITS " , MOTOROLA INC. , U.S.A. , 1978
4. Handbook , " TELECOMMUNICATIONS DEVICE DATA " , MOTOROLA INC. , U.S.A., 1989
5. Handbook , " SANYO AF RF TV BIPOLAR IC " , SANYO ELECTRIC Co. , Ltd .
6. Chris Bowick , " RF Circuit Design " , HOWARD N. SAMS & COMPANY.
7. Albert Paul Malvino, Ph.D , " Electronic Principles " , TATA McGRAW-HILL PUBLISHING CO.LTD , NEW DELHI.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้