

เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน UHF
UHF BAND RADIO FADING SIMULATOR



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42177
วัน, เดือน, ปี 14 พ.ค. 2545

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

ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UHF BAND RADIO FADING SIMULATOR



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF THE TECHNOLOGY TELECOMMUNICATION
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน UHF
 UHF BAND RADIO FADING SIMULATOR

นักศึกษา นายสุระสิทธิ์ เควี 41013358
 นายอดิศักดิ์ พิรมั่นชัย 41013360

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ศลชัย สุขเจริญผล

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับ
 ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ศลชัย สุขเจริญผล)

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน UHF UHF BAND RADIO FADING SIMULATOR		
นักศึกษา	นายสุระสิทธิ์	เดวี	41013358
	นายอดิศักดิ์	พีรมั่นชัย	41013360
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ดลชัย	สุขเจริญผล	
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม		
สาขาวิชา	เทคโนโลยีโทรคมนาคม		
ปีการศึกษา	2543		

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของ โครงการนี้ เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุในย่านความถี่ UHF สำหรับใช้ในการจำลองการจางหายของสัญญาณโมบายส์ โดยจะเน้นไปที่การจำลองการจางหายเนื่องจากปรากฏการณ์คอปเปอเรเตอร์ที่มีอิทธิพลต่อความถี่ของคลื่นพาห်ของสัญญาณที่ส่งและการลดคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ เมื่อเครื่องรับถูกติดตั้งอยู่ที่รถยนต์ โดยการให้กำเนิดสัญญาณการจางหายจะใช้วิธีของ PN (Pseudo Noise) ซึ่งเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อย ค่าใช้จ่ายต่ำ และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนความถี่คอปเปอเรเตอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจร PRBS ที่ค่าต่าง ๆ การจำลองนี้สามารถที่จะช่วยลดขั้นตอนของการทดสอบเครื่องรับ TV Mobile และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ โมบายส์ที่มีการลดคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ เนื่องจากผลของความถี่คอปเปอเรเตอร์ และจะแสดงผลของการทดสอบเหล่านี้ด้วยรูปภาพ

Title	UHF BAND RADIO FADING SIMULATOR		
Student	Mr. Surasit	Dewee	41013358
	Mr. Adisak	Peeramanchai	41013360
Advisor	Mr. Dolchai	Sookcharoenpol	
Degree	Bachelor Degree of Industrial Technology		
Program	Telecommunication Technology		
Department	Industrial Technology		
Academic year	2000		

ABSTRACT

The objective of this project is a design and implementation of Radio wave fading simulator on UHF Band for simulation time varying channel (Mobile channel) and emphasis to Doppler effect (f_d) phenomenon. This frequency has directly effect to the center carrier of transmitted signal and degrade of the received signal when that receiver installed in the car. The method of fading signal generator is "PN (Pseudo noise)" method. Which it have low, complexity, low price and easy to change the doppler frequency which programmable at clock frequency of PRBS. This simulator can reduce a step for test the TV. Mobile receiver and it easy to step the parameter of mobile channel for demonstration of received signal degrade due to doppler frequency effect and we are shows these tested signal with pictures.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์คณชัย สุขเจริญผล และอาจารย์มนชัย แซ่มซ้อย ที่ได้ให้คำปรึกษา ดูแลเอาใจใส่ และยังได้รับความเอื้อ เพื่อในการให้ใช้เครื่องมือต่าง ๆ และสถานที่ในการทดลองโครงการทดลองจนแล้วเสร็จ และขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนในห้อง U, ห้อง L, และห้อง M ที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้กันเสมอมา

ปริญญาบัตรฉบับนี้ จะสมบูรณ์ไม่ได้หากมิได้รับปัจจัยทางทุนทรัพย์จาก คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้ให้ความอุปการะและสนับสนุนเงินทุนในการศึกษาตลอดจนประสบผลสำเร็จ



นายสุระสิทธิ์ เดวี
นายอดิศักดิ์ พิรมั่นชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
สารบัญตาราง	ฎ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิด และที่มา	1
1.2 จุดประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ	5
2.1 ปรากฎการณคอปเปลดอร์	5
2.2 แบบจำลองการจางหายแบบต่าง ๆ ของการจางหายแบบเรย์เลห์	7
2.3 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางของวิทยุเคลื่อนที่	12
2.4 ชนิดของการจางหายแบบ Small – Scale	18
2.5 การกระจายทางขนาดของสัญญาณแบบเรย์เลห์	25
2.6 โครงสร้างทางสถิติของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง	28
2.7 สัญญาณรบกวนขาว (White noise)	34
2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์	35
2.9 การกำเนิดสัญญาณ PRBS	49
2.10 การเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC)	52
2.11 วงจร โลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF)	60
2.12 วงจรขยายตามแรงดัน (VOLTAGE FOLLOWER)	67
2.13 สายนำสัญญาณ (Transmission line)	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	77
3.1 ส่วนที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator)	77
3.2 ส่วนที่เป็นวงจร PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)	80
3.3 ส่วนที่เป็นวงจร LPF (Low Pass Filter)	81
3.4 ส่วนที่เป็นวงจรขยายตามแรงดัน (Buffer)	84
3.5 ส่วนที่เป็นวงจรเฟสชิฟ 90 องศา (Phase Shift 90°)	84
3.6 ส่วนที่เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Summing)	85
3.7 ส่วนที่เป็นวงจร DAC และวงจรมอดคูเลเตอร์ (Balance Mod)	85
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	86
4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์	86
4.2 ผลการทดลองของวงจร Phase Shift 90°	87
4.3 ผลการทดลองของวงจร PRBS	87
4.4 ผลการทดลองของวงจร DAC	90
4.5 ผลการทดลองของวงจร LPF	91
4.6 ผลการทดลองของวงจรมอดคูเลเตอร์ ด้าน Inphase [I(t)]	93
4.7 ผลการทดลองของวงจรมอดคูเลเตอร์ ด้าน Quadrature [Q(t)]	93
4.8 ผลการทดลองของวงจรรวมสัญญาณ (Summing)	94
บทที่ 5 การคำนวณ และ SIMULINK	97
5.1 การคำนวณสมการมอดคูเลชัน	97
5.2 การวิเคราะห์ห้ด้วย SIMULINK	105
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ	109
6.1 สรุปผลการทดลอง	109
6.2 ข้อเสนอแนะ	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

รูปที่ 1.1 การส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ขณะที่เครื่องรับมีการเคลื่อนที่	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงขอบเขตของโครงการ	3

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ

รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดเสียงแบบเคลื่อนที่	7
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของการจำลองการจางหาย โดยการใช้วิธีการรวมสัญญาณ	9
รูปที่ 2.3 แสดงแบบจำลองการจางหายด้วยวิธีพีเอ็น	10
รูปที่ 2.4 โครงสร้างของการจำลองการจางหาย โดยใช้การทบทวนฟังก์ชัน	11
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของการหน่วงเวลาของ Transmitted Signal ใน Mobile Channel เนื่องจากปรากฏการณ์แบบ Multi path	13
รูปที่ 2.6 โพรไฟล์ความถี่ซ้ำของการกระจายกว้างของกำลังงาน	16
รูปที่ 2.7 ชนิดของการจางหายสมอล – สเกล	19
รูปที่ 2.8 คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลท	20
รูปที่ 2.9 คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่จางหายเนื่องจากการดูดกลืนความถี่	22
รูปที่ 2.10 ชนิดของการจางหายที่ถูกทดลอง	24
รูปที่ 2.11 เอนวะโลปของการจางหายแบบเรย์เลห์ ที่ความถี่ 900 MHz	25
รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) แบบเรย์เลห์	27
รูปที่ 2.13 การรวมการกระจายสำหรับการวัดการจางหายสมอล – สเกล	27
รูปที่ 2.14 แสดงระนาบของคลื่นที่เดินทางมาถึงที่เองเกิดเรนดอม	28
รูปที่ 2.15 สเป็คตรัมกำลังของความถี่คอปเปลอร์ ขณะแคเรียร์ CW ไม่ถูกมอดดูเลท	33
รูปที่ 2.16 เบนเบนต์ความหนาแน่นสเป็คตรัมของกำลังของสัญญาณคอปเปลอร์ หลังจากที่มีการดีเทคเอนวะโลป	34
รูปที่ 2.17 หลักการออสซิลเลเตอร์ทางกล	36
รูปที่ 2.18 การเกิดออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า	37
รูปที่ 2.19 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกท	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.20 ออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรก และการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง	38
รูปที่ 2.21 ออสซิลเลเตอร์ เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสสลับ	39
รูปที่ 2.22 แอมพลิฟายเออร์กับการป้อนกลับ	39
รูปที่ 2.23 การป้อนกลับที่ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีการออสซิลเลท	40
รูปที่ 2.24 การทำงานของวงจรแท่งคี่	41
รูปที่ 2.25 ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์	43
รูปที่ 2.26 โคลพิทออสซิลเลเตอร์แบบอิมิตเตอร์ร่วม	44
รูปที่ 2.27 โคลพิทออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม	44
รูปที่ 2.28 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ ให้มีเสถียรภาพสูงสุด	45
รูปที่ 2.29 การต่อ Shift Register	49
รูปที่ 2.30 บล็อกไดอะแกรมของ D/A Converter	52
รูปที่ 2.31 คุณสมบัติทรานเฟอร์สำหรับ 4 บิต DAC	53
รูปที่ 2.32 กราฟของ DAC ในอุดมคติ และผลของความคลาดเคลื่อน	54
รูปที่ 2.33 กราฟการตอบสนองต่อ Setting Time	55
รูปที่ 2.34 แผนผังของวงจร DAC และสัญลักษณ์	56
รูปที่ 2.35 วงจร DAC ขนาด 8 บิต	57
รูปที่ 2.36 วงจร DAC แบบตัวต้านทานอาร์ – สองอาร์เบื้องต้น	57
รูปที่ 2.37 วงจร DAC ขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต	59
รูปที่ 2.38 โลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 1 โดยใช้ R – C	60
รูปที่ 2.39 วงจร แลก – ลีด อันดับหนึ่ง	61
รูปที่ 2.40 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์	61
รูปที่ 2.41 A วิธีแก้ทรานเซียนด้วย $R_1 - C_C$	63
รูปที่ 2.41 B วิธีแก้ทรานเซียนด้วย $R_2 - C_C$	63
รูปที่ 2.42 รูปคลื่นเอาต์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ และอินทิเกรเตอร์	64
รูปที่ 2.43 วงจร โลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2 โดยใช้ฮอปแอมป์	65
รูปที่ 2.44 วงจร Low Pass Filter อันดับสอง	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.45 วงจรฟิลเตอร์ และซัมมิงเน็ตเวิร์ค	66
รูปที่ 2.46 วงจรขยายตามแรงดันแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง และอินเวอร์ตติ้ง	67
รูปที่ 2.47 สายนำสัญญาณที่ถูกแบ่งออกเป็น ส่วน ๆ ที่เรียกว่า Unit length	68
รูปที่ 2.48 แบบจำลองของพารามิเตอร์แบบรวมกลุ่มก้อน (Lumped Element)	69
รูปที่ 2.49 การเก็บประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละ Unit length	69
รูปที่ 2.50 ป้อนแรงดัน ไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ	70
รูปที่ 2.51 สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสายนำสัญญาณ	70
รูปที่ 2.52 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ (2.94)	74
รูปที่ 2.53 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่น โดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ	74
รูปที่ 2.54 (ก) การกระจายของคลื่นแรงดัน และกระแสบนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด	
(ข) การกระจายของอิมพีแดนซ์บนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด	76
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	
รูปที่ 3.1 วงจร โคลพิทออสซิลเลเตอร์ (Colpitt Oscillator)	77
รูปที่ 3.2 วงจร Fourth – Order Low – Pass Multiple – Feedback Filter	81
รูปที่ 3.3 วงจรขยายตามแรงดันแบบอินเวอร์ตติ้ง	84
รูปที่ 3.4 สายโคแอกซ์เซียม	85
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของโครงการงาน	86
รูปที่ 4.2 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ 420 MHz	86
รูปที่ 4.3 สัญญาณออสซิลเลเตอร์เมื่อถูกเลื่อน ไป 90 องศา	87
รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t1	87
รูปที่ 4.4 (b) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t2	88
รูปที่ 4.4 (c) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t3	88

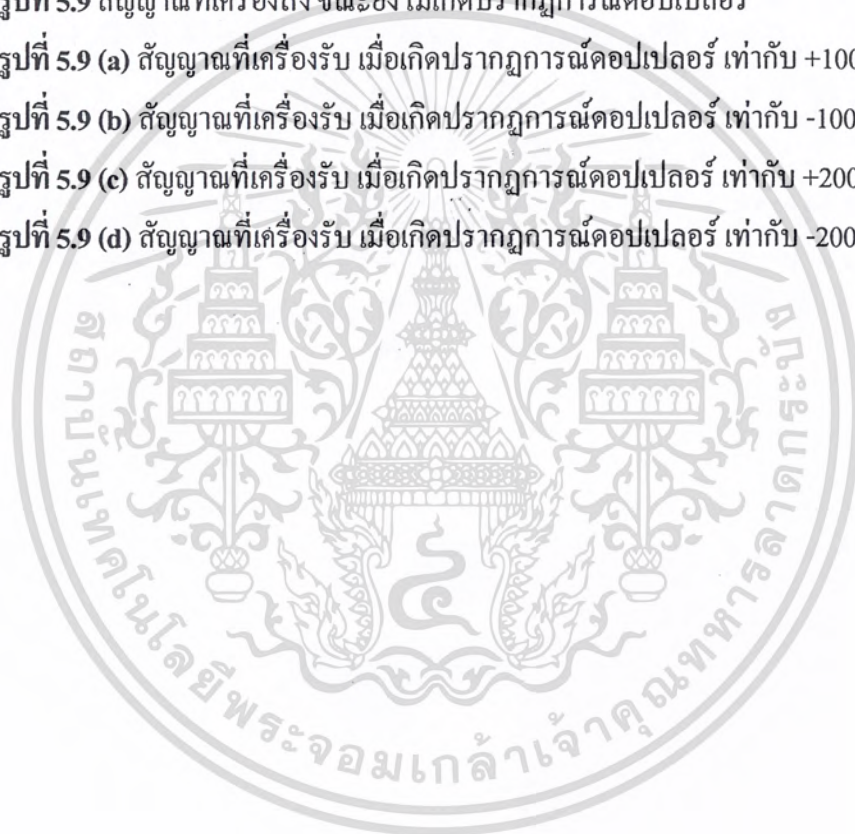
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.4 (d) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t4	89
รูปที่ 4.4 (e) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t5	89
รูปที่ 4.5 (a) สัญญาณแอนาล็อก ที่เวลา t1	90
รูปที่ 4.5 (b) สัญญาณแอนาล็อก ที่เวลา t2	90
รูปที่ 4.6 (a) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t1	91
รูปที่ 4.6 (b) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t2	91
รูปที่ 4.6 (c) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t3	92
รูปที่ 4.6 (d) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t4	92
รูปที่ 4.7 สัญญาณมอดคูเลท ด้าน Inphase	93
รูปที่ 4.8 สัญญาณมอดคูเลท ด้าน Quadrature	93
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่เครื่องส่ง ขณะยังไม่เกิดปรากฏการณ์คอปเปิลอร์	94
รูปที่ 4.9 (a) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t1	94
รูปที่ 4.9 (b) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t2	95
รูปที่ 4.9 (c) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t3	95
รูปที่ 4.9 (d) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t4	96
รูปที่ 4.9 (e) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t5	96
บทที่ 5 การคำนวณ และ SIMULINK	
รูปที่ 5.1 บล็อก ไดอะแกรมของ โครงงานที่ใช้ในการคำนวณ	97
รูปที่ 5.2 สเป็คตรัมของสมการมอดคูเลชัน ด้าน Inphase	99
รูปที่ 5.3 สเป็คตรัมของสมการมอดคูเลชัน ด้าน Quadrature	100
รูปที่ 5.4 สเป็คตรัมของการรวมกันของสมการด้าน Inphase และ Quadrature	101

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.5 สเป็คตรัมของสมการมอดคูเลขัน ด้าน Inphase	102
รูปที่ 5.6 สเป็คตรัมของสมการมอดคูเลขัน ด้าน Quadrature	104
รูปที่ 5.7 สเป็คตรัมของการรวมกันของสมการด้าน Inphase และ Quadrature	104
รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการ SIMULINK	105
รูปที่ 5.9 สัญญาณที่เครื่องส่ง ขณะยังไม่เกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์	106
รูปที่ 5.9 (a) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ +100 Hz	106
รูปที่ 5.9 (b) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ -100 Hz	107
รูปที่ 5.9 (c) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ +200 Hz	107
รูปที่ 5.9 (d) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ -200 Hz	108



สารบัญตาราง

หน้า

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าที่ถูกวัดการกระจายช่วงกว้างของความล่าช้า	15
ตารางที่ 2.2 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์	36
ตารางที่ 2.3 การแก้ปัญหาออสซิลเลเตอร์	48
ตารางที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสมการ Primitive Polynomial กับ Degree	50
ตารางที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนชิฟรืจิสเตอร์กับตำแหน่งที่ทำการ แก้ป้อนมา	51

บทที่ 3 การออกแบบวงจร

ตารางที่ 3.1 ตารางที่ใช้ในการออกแบบวงจร Fourth – Order Low – Pass Multiple - Feedback Filter แบบ Butterworth และ Chebyshev (0.1 dB)	83
--	----

บรรณานุกรม

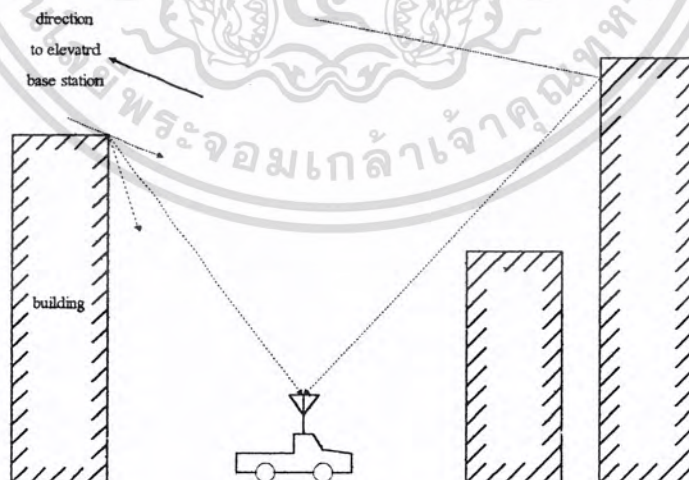
ภาคผนวก

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดและที่มา

ในสภาวะปัจจุบันการสื่อสารถือว่าเป็นสิ่งจำเป็นมากไม่ว่าจะเป็นการส่งข้อมูลทางภาพหรือทางเสียง โดยเฉพาะในขณะที่ยานพาหนะมีการเคลื่อนที่นั้น สัญญาณที่รับเข้ามาได้จะมีคุณภาพที่ไม่ดีทำให้ข้อมูลที่รับได้เกิดการผิดพลาด ตัวอย่างที่เห็นได้บ่อย ๆ ก็คือ การรับสัญญาณโทรทัศน์บนรถยนต์ สัญญาณภาพที่รับได้จะมีลักษณะที่ไม่นิ่งไม่ชัดเจน คือภาพจะมีการสั่นและมีการจางหายไปของภาพในบางเวลา อาการในลักษณะเช่นนี้เกิดจากการจางหายของสัญญาณ (Fading) ซึ่งเป็นไปได้ทั้งการรับสัญญาณที่รับมาหลายเส้นทาง (Multipath fading) คลื่นที่รับมาโดยตรง (Direct wave) และคลื่นที่เกิดจากการสะท้อน (Reflected wave) ทำให้สัญญาณที่รับได้นั้นอาจจะมีเฟสที่ไม่ตรงกันและอาจจะทำให้ความแรงของสัญญาณลดลงได้ ซึ่งจากการเกิดผลของดอปเปลอร์ (Doppler effect) จะเป็นการเกิดการจางหายของสัญญาณ จากการที่เครื่องรับมีการเคลื่อนที่ในขณะที่รับสัญญาณ ทำให้สัญญาณที่รับได้เป็นแบบ Dynamic rang คือ สัญญาณที่รับได้ จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามความเร็วของรถ เพราะว่ารอดยนต์จะมีการใช้ความเร็วในการวิ่งไม่คงที่ ทำให้ Center carrier เกิดความไม่คงที่ไปด้วย จึงทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 1.1 การส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับขณะที่มีการเคลื่อนที่จะเกิดการจางหายของสัญญาณได้ เนื่องมาจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในส่วนของโครงการนี้ จึงได้คิดทำการแก้ไขปัญหาของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ซึ่งเป็นเพียงการจำลองการแก้ไขเท่านั้น ยังไม่สามารถที่จะนำไปใช้งานจริงได้ อันเนื่องมาจากผลกระทบของปรากฏการณ์ตามธรรมชาติ ที่จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา เช่น อากาศในแต่ละสถานที่อาจจะมีความหนาแน่นไม่เท่ากันหรือบางพื้นที่อาจจะมีฝนตก ทำให้ยากต่อการออกแบบและจำลองแก้ไข แต่จะเป็นประโยชน์ในการแก้ปัญหาจริงต่อไปในอนาคต

1.2 จุดประสงค์

- 1) เพื่อศึกษาอุปกรณ์ที่สามารถจำลองการเกิดการจางหายที่เป็นผลมาจากดอปเปลอร์ได้
- 2) เพื่อศึกษาผลกระทบของการเกิดการจางหายที่เป็นผลมาจากดอปเปลอร์ ว่ามีผลกระทบต่อสัญญาณต่าง ๆ เช่นไร
- 3) สามารถนำเครื่องจำลองการเกิดการจางหายของสัญญาณมาประยุกต์ใช้งานจริงได้
- 4) เป็นแนวทางในการจำลองการเกิดการจางหายของสัญญาณในรูปแบบอื่น ๆ ได้

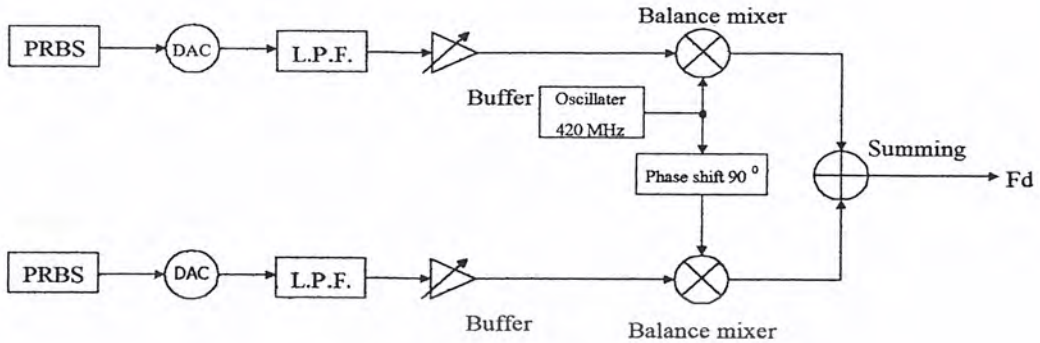
1.3 ขอบเขตของโครงการ

ในโครงการนี้มีความมุ่งหวังที่จะทำการศึกษา โครงสร้างและวิธีการจำลองการจางหายของคลื่นที่เป็นผลมาจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler effect) โดยโครงการนี้จะทำการจำลองการเกิดการจางหายจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ที่ความถี่สูง (420 MHz) ในย่าน UHF ซึ่งจะมีส่วนประกอบของวงจรหลัก ๆ อยู่ 8 ส่วน คือ

- 1) ส่วนที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator)
- 2) ส่วนที่เป็นวงจร PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)
- 3) ส่วนที่เป็นวงจร DAC (Digital to Analog Converter)
- 4) ส่วนที่เป็นวงจร LPF (Low Pass Filter)
- 5) ส่วนที่เป็นวงจรขยายตามแรงดัน (Buffer)
- 6) ส่วนที่เป็นวงจรมอดคูเลเตอร์ (Balance Modulator)
- 7) ส่วนที่เป็นวงจรเฟสชิฟ (Phase shift 90°)
- 8) ส่วนที่เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Summing)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถแสดงได้จาก BLOCK DIAGRAM ดังนี้



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงขอบเขตของโครงการ

จากบล็อกไดอะแกรมของโครงการนี้ จะเห็นว่าในส่วนแรกของโครงการ จะเริ่มต้นด้วยวงจร PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) ซึ่งในการทำงานของวงจร PRBS นั้น เราต้องป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจร จากนั้นวงจร PRBS จะทำการสร้างสัญญาณดิจิทัลออกมา ซึ่งสัญญาณดิจิทัลที่ออกมานั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา (Random) จากนั้นเราก็นำเอาสัญญาณดิจิทัลมาต่อเข้ากับวงจร DAC (Digital to Analog Converter) เพื่อแปลงสัญญาณจากดิจิทัลมาเป็นแอนะล็อก ซึ่งจะมีแอมพลิจูด และความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามสัญญาณของ PRBS และถ้าเราสังเกตดูดี ๆ สัญญาณที่ผ่านวงจร DAC นั้น ก็จะเปรียบเสมือนกับสัญญาณข้อมูลที่จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียงของคนเรา เสียงที่เราพูดไปนั้น จะมีความดังและความเข้มของเสียงไม่เท่ากันตลอด อาจจะมีเสียงสูง, ต่ำ, ดัง หรือค่อย ขึ้นอยู่กับอารมณ์ของผู้พูดหรือผู้ส่ง ดังนั้นเสียงที่คนเราพูดออกมาจึงมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาเช่นเดียวกับสัญญาณแอนะล็อกที่ผ่านวงจร DAC ซึ่งสัญญาณแอนะล็อกที่ออกจากวงจร DAC นี้ จะมีความถี่อยู่ในทุกช่วงความถี่ ดังนั้นเราจึงต้องนำสัญญาณแอนะล็อกนี้มาผ่านวงจร LPF (Low pass filter) เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ต่ำออกมาเท่านั้น แต่สัญญาณที่ผ่านวงจร LPF นั้น อาจจะมีพลังงานของสัญญาณน้อย ดังนั้นเราจึงต้องนำสัญญาณนี้มาต่อเข้ากับวงจรขยาย (Buffer) เพื่อทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น (สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายแล้วนี้ เราจะเปรียบเสมือนกับสัญญาณข้อมูลที่เราต้องการส่งไป) จากนั้นจึงนำสัญญาณข้อมูลที่ได้ไปมอดูเลตแบบ QAM กับความถี่พาหะ (Carrier) (เราจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์สร้างความถี่พาหะที่ 420 MHz) และในการมอดูเลตนั้น เราจะแยกความถี่พาหะออกเป็นสองกรณี คือ กรณีแรกเราจะให้ความถี่พาหะไปมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาเลย เราก็จะได้สัญญาณที่มอดูเลตแล้วออกมาเป็น Inphase และกรณีที่สองก็คือ เราจะให้ความถี่พาหะไปต่อเข้ากับวงจรเฟสชิฟ 90 องศา (Phase shift 90°) เพื่อทำการดีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่พาหะ จาก \cos ไปเป็น \sin จากนั้นก็นำไปมอดคกับสัญญาณข้อมูลที่ส่งมา ก็จะได้สัญญาณที่ถูกมอดคูเลทแล้วออกมาเป็น Quadrature จากนั้นเราก็นำสัญญาณทั้ง Inphase และ Quadrature มารวมกัน ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการรวมกันนี้ ก็จะเปรียบเสมือนกับสัญญาณคอปเปลอร์นั่นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ คือ ปรากฏการณ์ที่ผู้สังเกตได้รับความถี่จากแหล่งกำเนิดคลื่นต่างจากความถี่เดิม ขณะที่ความเร็วสัมพัทธ์ไม่เป็นศูนย์ และสังเกตได้ว่าคลื่นมีความถี่ต่างไปจากตอนที่หยุดนิ่ง หรือตอนที่ความเร็วสัมพัทธ์เป็นศูนย์

กำหนด	f_0	เป็นความถี่คลื่นเสียงเมื่อแหล่งกำเนิดและผู้สังเกตอยู่กับที่
	u	เป็นความเร็วของคลื่น
	V_s	เป็นความเร็วของแหล่งกำเนิดคลื่น
	V_L	เป็นความเร็วของผู้สังเกต
	f	เป็นความถี่ที่สังเกตได้

ตัวอย่างเช่น เมื่อรถดับเพลิง หรือรถไฟเปิดสัญญาณขอทาง และกำลังเลี้ยวเข้าหาผู้สังเกต จะเกิดเหตุการณ์ขึ้น 2 กรณี คือ

1. เสียงจะดังมากขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความเข้มขึ้นมากขึ้น ซึ่งไม่ใช่ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler effect)
2. เสียงจะแหลมขึ้น เพราะรถแล่นเข้าหาผู้สังเกตทำให้ผู้สังเกตได้รับเสียงที่มีความถี่มากขึ้น เป็นปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler effect)

เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดเสียงได้ 2 แบบ คือ

1. แหล่งกำเนิดเสียงแบบอยู่กับที่
2. แหล่งกำเนิดเสียงแบบเคลื่อนที่

2.1.1 แหล่งกำเนิดเสียงแบบอยู่กับที่

เช่น เสียงที่ออกจากลำโพง ความยาวคลื่นที่ออกจากลำโพงต้องเท่ากัน สมมุติความเร็วเสียงในอากาศเป็น u , ความเร็วของผู้ฟัง เป็น V_L เมื่อผู้ฟังเดินเข้ามาหาลำโพงย่อมได้รับคลื่นมากขึ้น (ความถี่มากขึ้น) จะได้ความเร็วสัมพัทธ์เป็น $u+V_L$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{สูตร} \quad & V = f\lambda \\
 & u + V_L = f\lambda \\
 & f = \frac{u + V_L}{\lambda} \\
 \text{ตัวอย่าง} \quad & f = \frac{3 \times 10^{10} \text{ cm/s} + 3 \times 10^6 \text{ cm/s}}{37.5 \text{ cm}} \\
 & = 22.22 \text{ Hz}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

หมายเหตุ ในทางกลับกันถ้าผู้ฟังเคลื่อนที่ออกจากลำโพง ก็ย่อมได้ความเร็วสัมพัทธ์น้อยลง

$$\begin{aligned}
 \text{เป็น} \quad & u - V_L \\
 \text{สูตร} \quad & V = f\lambda \\
 & u - V_L = f\lambda \\
 & f = \frac{u - V_L}{\lambda}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

2.1.2 แหล่งกำเนิดเสียงแบบเคลื่อนที่

เช่น รถไฟที่กำลังแล่นอยู่และเปิดหัวครดไฟด้วย ความยาวคลื่นจะไม่เกี่ยวกับความเร็วของผู้ฟังเลย สมมุติความเร็วเสียงในอากาศเป็น u ความเร็วของแหล่งกำเนิดเสียงเป็น V_s

$$\begin{aligned}
 \text{สูตร} \quad & V = \frac{s}{t} \\
 & s = Vt
 \end{aligned}$$

ในเวลา t sec, เสียงเคลื่อนที่ได้ ut เมตร

ในเวลา t sec, แหล่งกำเนิดเคลื่อนที่ได้ $V_s t$ เมตร

ระยะทางจริง ๆ ที่เคลื่อนที่ได้จากแหล่งกำเนิด = $ut - V_s t$

ถ้าแหล่งกำเนิดส่งคลื่นด้วยความถี่ f_0 Hz

1 sec จะปล่อยคลื่นออกมา f_0 คลื่น

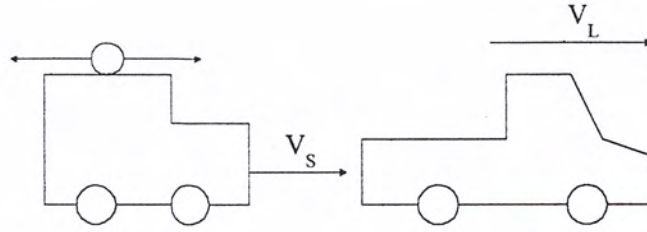
t sec จะปล่อยคลื่นออกมา $f_0 t$ คลื่น

$f_0 t$ คลื่น ได้ระยะทางเท่ากับ $ut - V_s t$ เมตร

1 คลื่น ได้ระยะทางเท่ากับ $\frac{ut - V_s t}{f_0 t}$ เมตร

$$\lambda = \frac{u - V_s}{f_0} \tag{2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดเสียงแบบเคลื่อนที่

ถ้ารวมทั้งสองตอนเข้าด้วยกัน คือ

1. แหล่งกำเนิดเสียงเคลื่อนที่เข้ามาหาผู้สังเกต
 2. ผู้สังเกตเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดเสียงไปด้วย
- แทนค่าสมการ (2.3) ลงในสมการ (2.2) จะได้

$$f = \frac{u - V_L}{(u - V_s) / f_o} \quad (2.4)$$

$$f = \frac{f_o(u - V_L)}{u - V_s}$$

ในทางกลับกัน ถ้าแหล่งกำเนิดเสียงเคลื่อนที่ออกจากผู้สังเกต และผู้สังเกตเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิดเสียงย่อมได้ความเร็วเป็นลบ เพราะตรงข้ามกับทิศทางที่สมมุติไว้ในตอนแรก

จะได้สูตรว่า $f = \frac{f_o(u + V_L)}{u + V_s}$ (2.5)

2.2 แบบจำลองการจางหายแบบต่าง ๆ ของการจางหายแบบเรย์เลห์

ในการจำลองการจางหายของสัญญาณแบบเรย์เลห์นั้น มีวิธีการจำลองอยู่ด้วยกันหลายวิธีดังต่อไปนี้

1. วิธีการรวมสัญญาณของสายอากาศแบบรอบทิศทาง
2. แบบพีเอ็็น
3. การทบทวนฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 วิธีรวมสัญญาณของสายอากาศแบบรอบทิศทาง

(Multitone Method for Omnidirectional Antenna)

เมื่อเรานำคอมพิวเตอร์มาจำลองการจางหาย หรือการทดลองในห้องทดลอง โดยปกติแล้ว ในการจำลอง จะสมมติให้

- สถานีรับมีการเคลื่อนที่ (Mobile Station : MS) ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง
- เฟสเริ่มต้นของสัญญาณจะอยู่ในรูปแบบที่ถูกกระจายตัวแปรการสุ่ม
- มุมที่สัญญาณเดินทางมาถึงอยู่ในรูปแบบที่ถูกกระจาย
- จำนวนของทิศทางคือ N

ตัวแปรการจางหายเชิงซ้อน (Complex fading) ถูกแสดงโดยการเทียบเคียงกับระบบการกรองความถี่ต่ำ (low-pass system) โดยให้

$$C(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_d \cos(2\pi n/N)t + j\phi_n} \quad (2.6)$$

ในกรณีของสายอากาศแบบรอบทิศทาง ความถี่ดอปเปลอร์ในทิศทางที่เดินทางมาถึง จากมุม θ และมุม $-\theta$ กำหนดให้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นสามารถจะรวมเทอมที่ห่อหุ้มกันอยู่ในสมการ (2.6) ซึ่งจะแสดงดังนี้

$$C(t) = C_I(t) + C_Q(t) \quad (2.7)$$

$$= \left[\sqrt{\frac{2}{N_1+1}} \sum_{n=1}^{N_1} \cos\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\} + \frac{1}{\sqrt{N_1+1}} \cos(2\pi f_d t) \right] + j \left[\sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\} \right] \quad (2.8)$$

เมื่อ $N/2$ เป็นจำนวนคี่, N_1 เท่ากับ

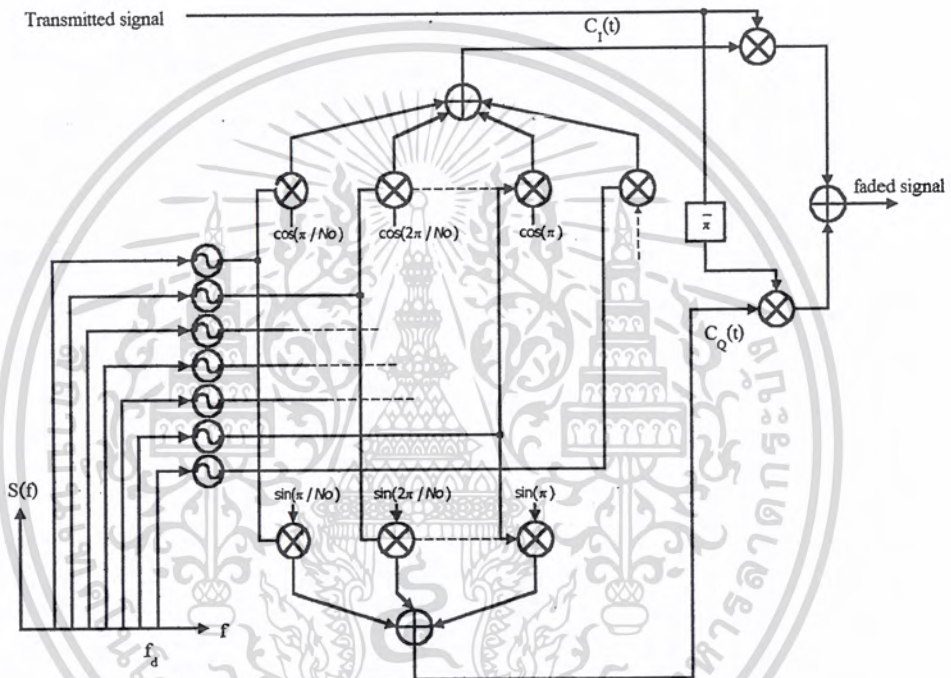
$$N_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีนี้เราจะได้ความสัมพันธ์ที่แน่นอนคือ

$$\begin{aligned} E[C_I^2(t)] &= E[C_Q^2(t)] = \frac{1}{2} \\ E[C_I^2(t)C_Q^2(t)] &= 0 \end{aligned} \quad (2.10)$$

ซึ่งรูป 2.2 นี้จะแสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้วิธีการรวมสัญญาณสำหรับสายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional Antenna)



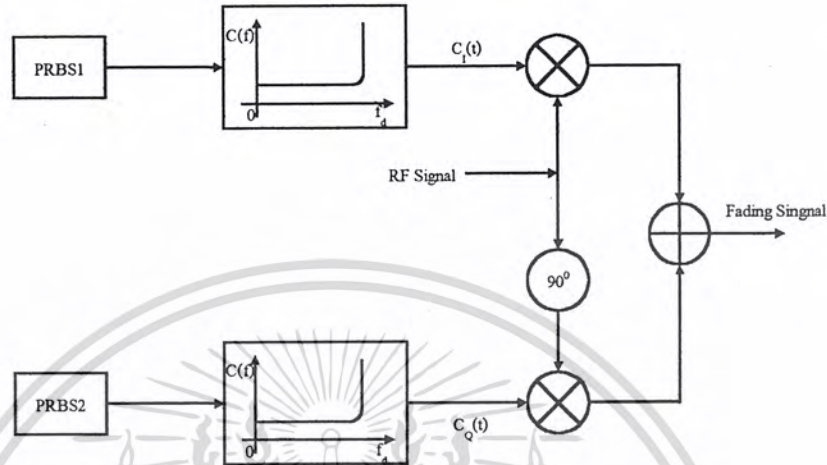
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้วิธีการรวมสัญญาณ

2.2.2 วิธีพีเอ็น (PN Method)

ดังที่ได้กล่าวมาก่อนแล้วว่า $C(t)$ เป็นขั้นตอนการสุ่มเกาส์เชิงซ้อนในกรณีที่มีจำกัดแบนด์ (Limited Band) เมื่อจำนวนทิศทาง (N) มีค่ามาก ๆ ดังนั้นเราสามารถที่จะสร้าง $C(t)$ ได้โดยการให้กำเนิด PRBS อีสระสองแหล่ง (ซึ่ง PRBS จะกล่าวต่อไปในส่วนหลัง) ที่มีอัตราความถี่ของสัญญาณพาหะสูง และใช้วงจรกรองความถี่ แบบกรองความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถเขียนสมการถ่ายโอนฟังก์ชัน (Transfer Function) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C(f) = \begin{cases} \left[1 - \left(\frac{f}{f_d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} & ; \quad -f_d \leq f \leq f_d \\ 0 & ; \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.3 แสดงแบบจำลองการจางหายด้วยวิธีพีเอ็น

จากรูปที่ 2.3 จะแสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายแบบพีเอ็นซึ่ง $C_1(t)$ และ $C_Q(t)$ จะถูกให้กำเนิดโดยวิธีพีเอ็น เมื่อเราให้กำเนิดลำดับพีเอ็น ในช่วงที่จะได้สเปกตรัม ดังนี้

$$S_{NP}(f) = \frac{1}{N_p^2} \delta(f) + \frac{N_p + 1}{N_p^2} \left[\frac{\sin(\pi f T_p)}{(\pi f T_p)} \right]^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{N_p T_p}\right) \quad (2.12)$$

เมื่อ $N_p = 2^P - 1$ เป็นความยาวของพี-เอ็นโค้ด, T_p เป็นความต่อเนื่องบิตพีเอ็น ในกรณีนี้สิ่งที่ตามมาก็คือความต้องการที่จะให้กำเนิดการเปลี่ยนแปลงเอ็นวะโลปการจางหายเชิงซ้อน

- สเปกตรัม ของการเปลี่ยนแปลงการจางหาย เป็นแบบแฟลท (flat) ที่น้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณ
- ให้มีความหนาแน่นของความน่าจะเป็น เป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน

สมการที่ 2.12 ที่แสดงนั้นเมื่อ T_p ถูกทำให้ลดลง สเปกตรัมของมันก็จะถูกทำให้เกิด flater ในแบนด์วิดธ์ สัญญาณที่ถูกกำหนด ดังนั้นที่ T_p และการชดเชยความต้องการลำดับที่ 2 (ให้ ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น เป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน) เราสามารถที่จะ

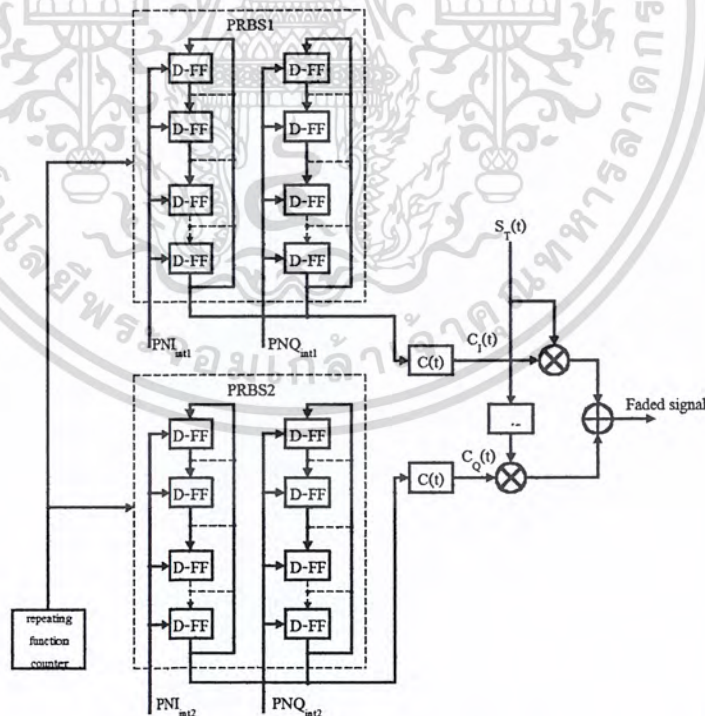
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำโดยการเพิ่มจำนวนของเส้นสเปกตรัล (Line Spectral) ในแบนด์วิดธ์ของสัญญาณโดยขึ้นอยู่กับกฎของจำนวนมาก ๆ (law of large number) มันสามารถที่จะบรรลุผลได้โดยการเพิ่ม N_p ที่แสดงในสมการ 2.12 ดังนั้นพีเอ็นไอโค้ดของแหล่งกำเนิด AWGN (Additive White Gaussian Noise) จะช่วยแก้ปัญหาที่ตามมาดังนี้

- ให้แหล่งกำเนิดพีเอ็นไอโค้ดมีการทำงานที่อัตราของสัญญาณนาฬิกาสูง ๆ เช่น มากกว่า 1 MHz
- อันดับของพีเอ็นไอโค้ดจะประกอบด้วยจำนวน (p) ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้ที่ 8

2.2.3 การทบทวนฟังก์ชันของการจำลองการจางหาย

มันเป็นข้อได้เปรียบที่สำคัญมากของวิธีพีเอ็นไอที่เราสามารถจำลองให้เหมือนกับตัวแปรของการจางหายได้ง่าย โดยการจัดค่าเริ่มต้นของซีฟริจิสเตอร์ของ PRBS ในรูปที่ 2.4 จะแสดงโครงสร้างของแบบจำลองที่ใช้การทบทวนฟังก์ชัน โดยค่าเริ่มต้นของซีฟริจิสเตอร์ PRBS (PNI_{int1} และ PNQ_{int1}) เป็นการถูกถ่วงน้ำหนักเมื่อสัญญาณพรีเซทถูกทริก (triged) โดยเฟดดิ้ง รีพีตติงเคาเตอร์ (Fading Repeating Counter) เมื่อความถี่ที่ถูกทวนฟังก์ชัน คือ T_m , T_m วินาที จะถูกทบทวนซ้ำ ๆ เหมือนกับการเปลี่ยนแปลงการจางหาย



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้การทบทวนฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วว่าในโครงการนี้จะใช้การจำลองการจางหายแบบเรย์เลห์ ด้วยวิธีของพีเอ็น ดังนั้นแบบอื่น ๆ จะไม่ขอก้าวถึงในที่นี้ แต่ที่จะกล่าวถึงต่อไปคือส่วนที่เกี่ยวข้องกับแบบพีเอ็นเท่านั้น

2.3 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางของวิทยุเคลื่อนที่ (Paramter of Mobile Multipath Channals)

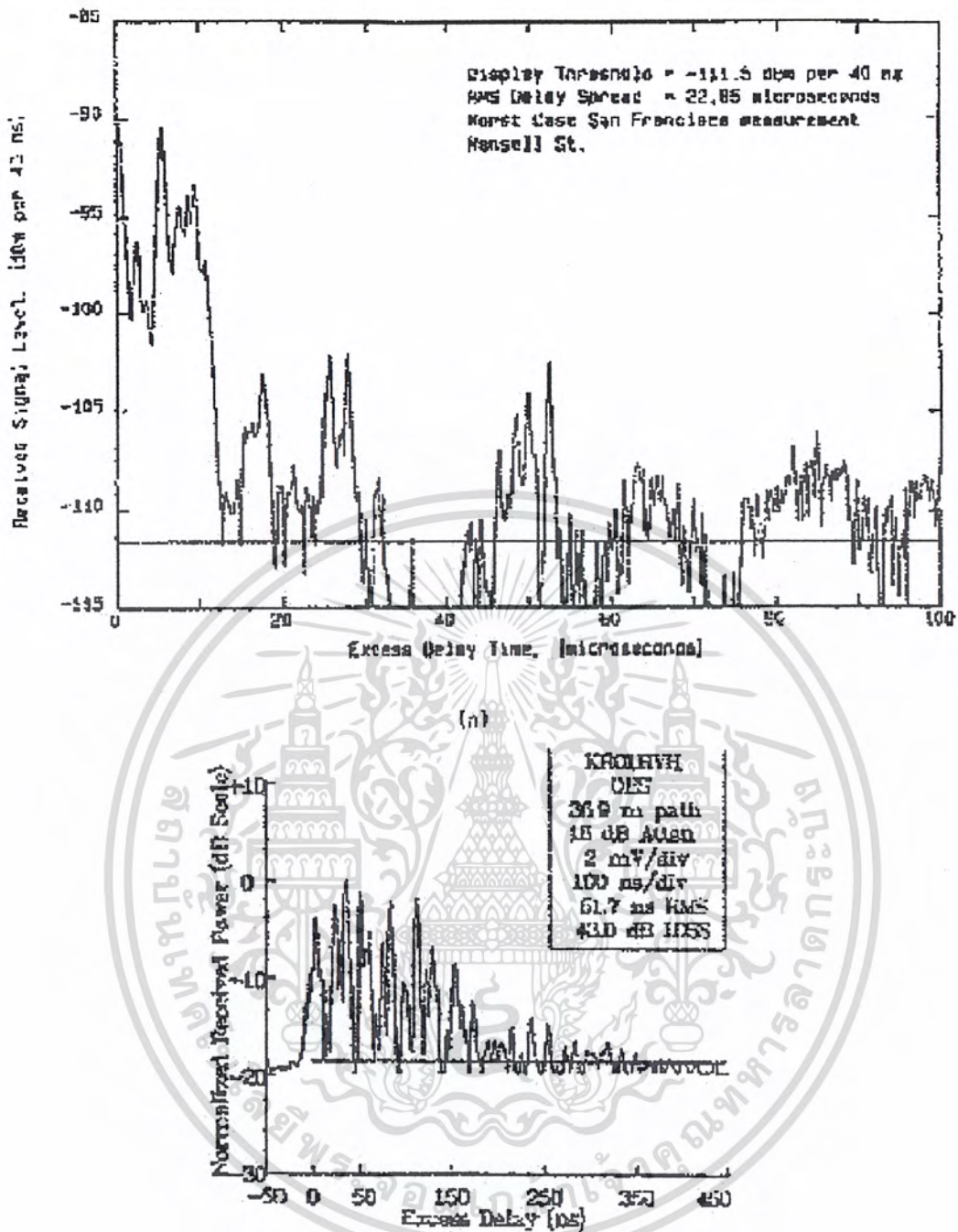
จำนวนพารามิเตอร์ในช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางนั้น เราจะได้จากโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน โดยสมการ (2.13) โพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานถูกวัดโดยใช้เทคนิคที่จะกล่าวในส่วนนี้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะกล่าวถึงการพล็อตของความสัมพันธ์ของกำลังที่ถูกรับได้ในรูปของฟังก์ชันของความล่าช้ามากเกินไป ด้วยการแทนความล่าช้าของเวลาอ้างอิงที่ถูกระบุ โพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานและถูกสร้างจากค่ากลางของการวัดโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานของ small – scale ขึ้นอยู่กับ time resolution of the probing pulse และชนิดของช่องสัญญาณหลายทิศทางที่ถูกระบุ บ่อยครั้งที่ผู้วิจัยเลือกระบบอย่างง่าย ที่มีระยะห่างของความยาวคลื่นเท่ากับ $1/4(QPSK)$ และมีการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ ซึ่งในกรณีที่ระบบเป็นสภาพแวดล้อมภายนอกจะต้องไม่เกิน 6 เมตร และในกรณีที่ระบบเป็นสภาพแวดล้อมภายใน จะต้องไม่เกิน 2 เมตร ในย่านความถี่ 450 เมกกะเฮิร์ต โดยในสมการ – เสดล ควรหลีกเลี่ยงการสุ่มตัวอย่างการเฉลี่ยที่เป็น large – scale ซึ่งมีอิทธิพลต่อผลรวมทางสถิติของสมการ – เสดล ในรูปที่ 2.4 จะแสดงการพล็อตโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานจากช่องสัญญาณภายนอกและภายใน ที่ถูกกำหนดจากโพรไฟล์ขณะใดขณะหนึ่งจำนวนมากอย่างละเอียด

$$\begin{aligned} |r(t_0^2)| &= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) p^2(t - t_k) \right) dt \\ &= \frac{1}{\tau_{\max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \int_0^{\tau_{\max}} \left\{ \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \text{rect} \left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_k \right] \right\}^2 dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \end{aligned} \quad (2.13)$$

2.3.1 พารามิเตอร์การกระจายหายของเวลา

ในการเปรียบเทียบความแตกต่างของช่องสัญญาณจากหลายเส้นทางและการพัฒนา โดยทั่วไป เพื่อแนะนำการออกแบบระบบสื่อสารแบบไร้สาย พารามิเตอร์จำนวนมากที่ถูกใช้ในช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางก็คือ ความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ย, การกระจายกว้างของความล่าช้า rms,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของการหน่วงเวลาของ Transmitted Signal ใน Mobile Channel เนื่องจากปรากฏการณ์แบบ Multi Path

- a) วัดในระบบเซลล์อาร์ความถี่ 900 MHz ในซานฟรานซิสโก
- b) วัดในร้านค้าที่ความถี่ 4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และการกระจายกว้างความล่าช้าที่เกินกว่า (X dB) พารามิเตอร์เหล่านี้เป็น พารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดจากโพรไฟล์ของความล่าช้าของกำลังงาน คุณสมบัติการกระจายหายไปของเวลาของช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางที่เป็นแบบแบนด์กว้างจะเป็นการประมาณที่หมายถึง ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าเฉลี่ย ($\bar{\tau}$) และการกระจายกว้างของความล่าช้าของการกระจายกว้าง (σ_{τ}) ซึ่งความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ยนี้ เป็น โมเมนต์ของค่ากลางอันดับหนึ่งของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน โดยหาจาก

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.14)$$

การกระจายความล่าช้า rms เป็นค่า square root ของโมเมนต์ลำดับที่สองของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน โดยหาจาก

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.15)$$

เมื่อ

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.16)$$

ความล่าช้าเหล่านี้ เป็นการวัดค่าสัญญาณลำดับแรกที่สามารถรับได้ ที่เดินทางมาถึงเครื่องรับ ที่เวลา $\tau_0 = 0$ สมการ (2.14) – (2.16) จะไม่อาศัยค่ากำลังงานสมบูรณ์ (absolute power) แต่ความสัมพันธ์กับแอมพลิจูดขององค์ประกอบของสัญญาณแบบหลายทิศทางใน $P(\tau)$ เราจะแสดงชนิดของการกระจายกว้างของความล่าช้าที่ถูกวัดจะแสดงในตารางที่ 2.1 จากตารางเราจะพบว่า กรณีของที่เป็นช่องสัญญาณเป็นสภาพแวดล้อมภายนอกนั้น การกระจายกว้างของความล่าช้า rms นั้นจะอยู่ในระดับไมโครวินาที (μ -sec) แต่ถ้าหากเป็นช่องสัญญาณที่สภาพแวดล้อมภายในจะอยู่ในระดับนาโนวินาที (n-sec) มันมีความสำคัญมากที่พวกเราต้องจำว่า การกระจายความกว้างของความล่าช้า rms และความล่าช้าที่เกินกว่าค่ากลางนั้นถูกกำหนดจากโพรไฟล์ของกำลังงานอย่างเดียว ซึ่งเกี่ยวข้องกับช่องว่างการวัดการตอบสนองค่าหนึ่ง (Impulse response) ซึ่งต่อเนืองที่ถูกรวบรวมเอาไว้และถูกเฉลี่ยเกินพื้นที่ตั้ง ตัวอย่างเช่น การวัดจำนวน ซึ่งทำที่พื้นที่ตั้งในระดับที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาทางสถิติ ในย่านของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางในระบบการสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ ที่เกินกว่าพื้นที่ ที่เป็น large scale ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุด (X dB) ของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน

ความล่าช้าที่เกินค่าสูงสุดจะถูกหาจาก $\tau_x - \tau_0$, เมื่อ τ_0 เป็นสัญญาณแรกที่เดินทางมาถึงยังเครื่องรับ และ τ_x เป็นองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางที่เดินทางมาถึงเครื่องรับที่มีกำลังสูงสุด โดยไม่จำเป็นต้องเป็นสัญญาณที่เดินทางมาถึงที่ τ_0 ในรูปที่ 2.6 จะแสดงการคำนวณของความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุดสำหรับองค์ประกอบหลายทิศทางที่มีค่าสูงสุดเป็น 10 dB ซึ่งความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุด (X dB) จะหาจากขอบเขตเวลาที่ทางออกของเส้นทางหลายเส้นทางที่อยู่เหนือเทรสโพลด์ ค่าของ τ_x บางครั้งจะถูกเรียกว่า การกระจายความล่าช้าเกินของโพรไฟล์ล่าช้าของกำลังงาน, แต่ในทุกกรณีจะต้องระบุรายละเอียดเกี่ยวกับเทรสโพลด์เหล่านั้น

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าที่ถูกวัดการกระจายช่วงกว้างของความล่าช้า

สภาพแวดล้อม	ความถี่ (MHz)	การกระจายกว้างของความล่าช้า (σ)
ในเมือง	910	เฉลี่ย 1300 nS 600 nS st. Dev. สูงสุด 3500 nS
ในเมือง	892	10 – 25 μ S
ชานเมือง	910	200 – 300 nS
ชานเมือง	910	1960 – 2110 nS
อินดอร์	1500	10 – 50 nS ที่ค่ากลาง 25 nS
อินดอร์	850	สูงสุดที่ 2700 nS
อินดอร์	1900	เฉลี่ย 7090 nS

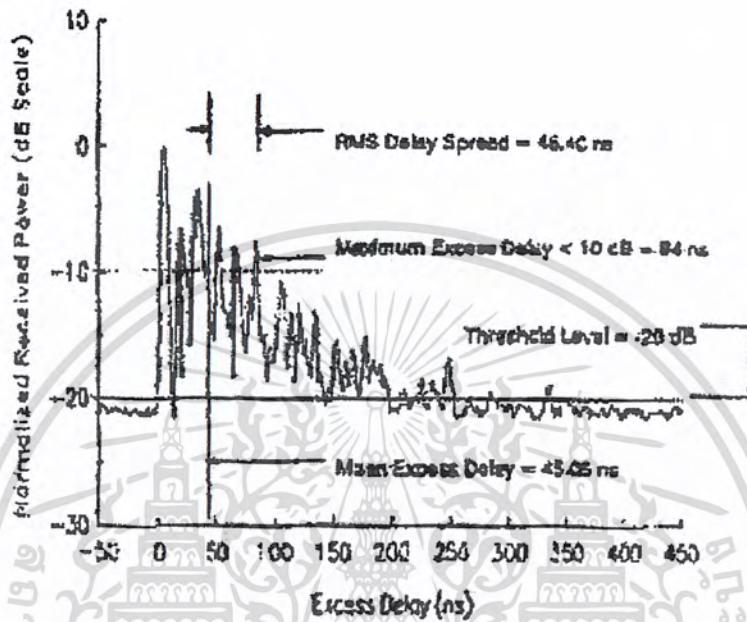
ค่า $\bar{\tau}, \tau^2$ และขึ้นอยู่กับทางเลือกของนอยส์เทรสโพลด์ที่ถูกใช้ในการเปลี่ยนแปลง $P(\tau)$ ซึ่งนอยส์เทรสโพลด์นั้นเป็นการถูกใช้จำแนกระหว่างองค์ประกอบจากหลายเส้นทางที่ถูกรับได้และเทอร์มอลนอยส์ ถ้านอยส์เทรสโพลด์ถูกเซทให้มีค่าต่ำ นอยส์เหล่านั้นก็จะถูกเปลี่ยนเช่นเดียวกับเส้นทางหลายเส้นทาง ดังนั้นเราเพิ่มค่าของ $\bar{\tau}, \tau^2$ และ σ_r โดยการทำให้มีค่าสูง

มันจะไม่ถูกบันทึกโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานเหล่านั้นและขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ (ผลตอบสนองสเปกตรัม) ของช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ ที่สัมพันธ์กันโดยตลอดกับฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม ดังนั้นมันจึงเป็นไปได้ที่ช่องสัญญาณจะได้รับรูปลักษณะของสัญญาณซึ่งมีค่าเท่า

กันในโดเมนของความถี่ มันจะเป็นการใช้คุณลักษณะของผลตอบสนองทางความถี่ที่มีความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คล้ายคลึงของพารามิเตอร์การกระจายกว้างของความล่าช้าในเชิงเวลา โคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์เป็นการถูกใช้คุณลักษณะช่องสัญญาณในแกนความถี่ การกระจายกว้างของความล่าช้าและโคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์จะเป็นสัดส่วนที่ตรงข้ามกัน อย่างไรก็ตามความสัมพันธ์ที่แน่นอนก็คือฟังก์ชันของโครงสร้างหลายทิศทางที่แน่นอน



รูปที่ 2.6 โพรไฟล์ความล่าช้าของการกระจายกว้างของกำลังงาน ที่แสดง; การกระจายกว้างของความล่าช้า rms ; ความล่าช้าที่เกินค่ากลาง ; ความล่าช้าที่เกิน (10 dB) ; ระดับเทรชโฮลด์

2.3.2 โคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์

การแผ่กระจายกว้างความล่าช้าช่วงขณะนั้นเป็นปรากฏการณ์ธรรมชาติ ที่ถูกแสดงโดยการสะท้อนและถูกทำให้การกระจายทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณวิทยุ โคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์นั้นเป็นการวัดค่าทางสถิติของย่านของความถี่หลายความถี่ที่เกินช่องสัญญาณ โดยจะถูกพิจารณา “flat” (ช่องสัญญาณที่ทุกองค์ประกอบของสเปกตรัมผ่านไปได้ ซึ่งจะประมาณให้อัตราขยายและเฟสที่เป็นเชิงเส้นที่เท่ากัน) โคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์เป็นย่านของความถี่หลายความถี่ที่เกินโดยที่องค์ประกอบความถี่สององค์ประกอบมีความแรงของแอมพลิจูดที่สอดคล้องกับสัญญาณไซน์ที่แยกจากกันสองความถี่ที่มีขนาดใหญ่กว่า B_c ถ้าโคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์จะถูกหาที่แบนด์วิดธ์ ซึ่งเกินกว่าความถี่ฟังก์ชันคอรีเลชัน (Correlation function) คือ ต่ำกว่า 0.9 ดังนั้น โคลิเรนซ์แบนด์วิดธ์จะถูกประมาณโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_r} \tag{2.17}$$

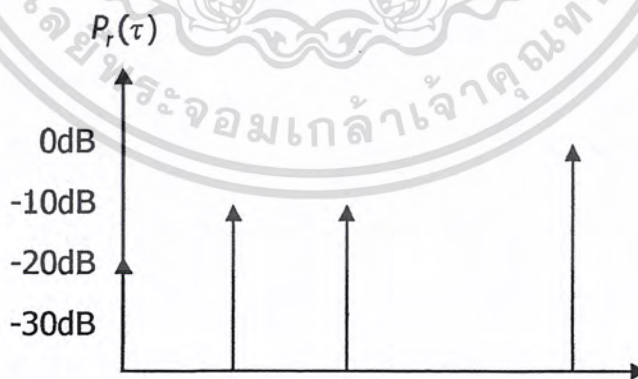
และที่ความถี่ฟังก์ชันคอรีเลชันที่ต่ำกว่า 0.5 ดังนั้น โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์จะถูกประมาณ โดย

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} \tag{2.18}$$

มันมีความสำคัญมากในการที่จะจดจำความสัมพันธ์ระหว่าง โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์และของ การกระจายกว้างของความล่าช้าให้แม่นยำว่า มันไม่มีความเกี่ยวข้องกัน สมการที่ (2.17) และ(2.18) มันเป็นเพียงการประมาณ โดยทั่วไปเทคนิคการวิเคราะห์สเปกตรัม และการจำลองเป็นความต้องการที่กำหนดผลกระทบที่แน่นอนของตัวเวลาจากเส้นทางหลายเส้นทาง แบบจำลองช่องสัญญาณหลายเส้นทางจะให้ผลที่แม่นยำนั้นจะต้องใช้การออกแบบของโมเด็ม โดยเฉพาะเพื่อการประยุกต์ในระบบไร้สาย

ตัวอย่าง

จงคำนวณความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ย การกระจายกว้างของความล่าช้า rms ความล่าช้าที่เกินค่าสูงสุด (10 dB) ซึ่งกำหนดโพรไฟล์หลายเส้นทางดังรูปข้างล่าง และกำหนดโคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณประมาณ 50 % ช่องสัญญาณนี้มีความเหมาะสมที่จะให้บริการ AMPS หรือ GSM และถ้าอยู่นอกช่วงนี้จะใช้การปรับความสมดุลหรือไม่



การกระจายกว้างของความล่าช้า rms สำหรับโพรไฟล์หลายเส้นทางที่ให้มานั้นจะได้จากสมการที่ (2.14) – (2.16) ส่วนความล่าช้าของโพรไฟล์จะถูกวัดจากความสัมพันธ์ที่สามารถตรวจจับได้เป็นลำดับที่หนึ่ง ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าเฉลี่ยที่โพรไฟล์ให้มา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(5) + (0.1)(1) + (0.1)(2) + (0.01)(0)}{(0.01 + 0.1 + 1)} = 4.38 \mu s$$

ค่าเฉลี่ยหรือค่าความคาดหมายของผลคูณของตัวแปรลำดับที่สองของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานถูกคำนวณโดย

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(5)^2 + (0.1)(1)^2 + (0.1)(2)^2 + (0.01)(0)}{(0.01 + 0.1 + 1)} = 21.07 \mu s^2$$

$$\text{ดังนั้นการกระจายกว้างของความล่าช้า rms, } \sigma_{\tau} = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37 \mu s$$

โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์จะหาจากสมการที่ (2.18) ซึ่งจะได้ดังนี้

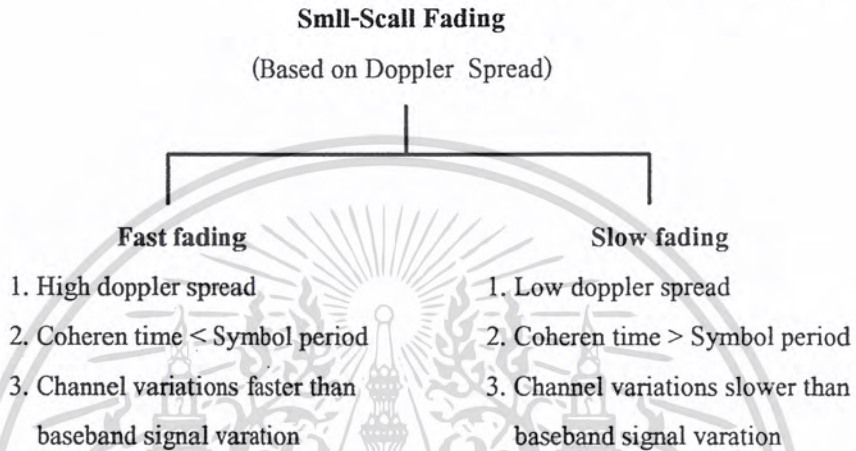
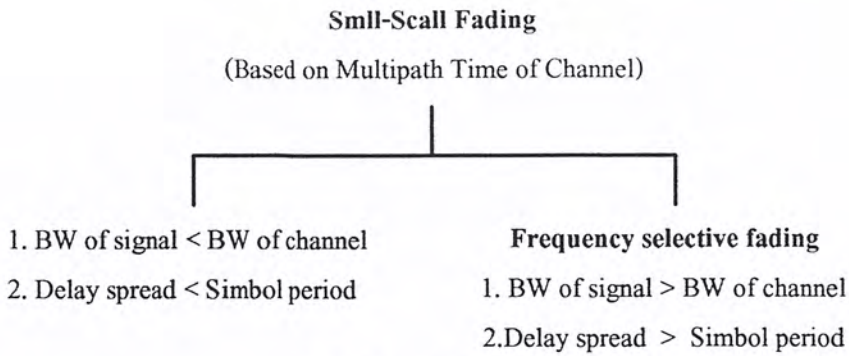
$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}} = \frac{1}{5(1.37 \mu s)} = 146 \text{ KHz}$$

ดังนั้น B_c มีขนาดใหญ่กว่า 30 KHz AMPS จะทำงานนอกช่วงของการอีควอลไลน์เซอร์ อย่างไรก็ตาม GSM จะต้องการแบนด์วิดธ์ 200 KHz ซึ่งเกิน B_c ดังนั้นในช่องสัญญาณนี้ยังต้องการ การอีควอลไลน์เซอร์อยู่

2.4 ชนิดของการจางหายแบบ Small – Scale

ชนิดของการจางหายถูกทดลองโดยการแพร่กระจายตลอดช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ซึ่งขึ้นอยู่กับธรรมชาติของสัญญาณที่ถูกส่งโดยการแทนคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ที่ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์กันระหว่างพารามิเตอร์ของสัญญาณ (แบนด์วิดธ์, คาบสัญลักษณ์ ; symbol periode) และพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ (เช่น ความล่าช้าของการกระจายกว้าง rms การกระจายคอปเปอเรอร์) ความแตกต่างของสัญญาณที่ถูกส่ง จะเป็นสาเหตุของความแตกต่างของการจางหาย การกระจายทางเวลาและการกระจายทางความถี่ในช่องสัญญาณความถี่วิทยุเคลื่อนที่ความล่าช้าของการกระจายกว้างแบบหลายเส้นทาง เป็นสาเหตุทำให้เกิดการกระจายเวลาและการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่, การกระจายคอปเปอเรอร์นั้นเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการกระจายหายไปของความถี่ และการจางหายเนื่องจากการดูดซับทางเวลาในรูปที่ 2.7 จะแสดงความแตกต่างของการจางหายทั้ง 4 ชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

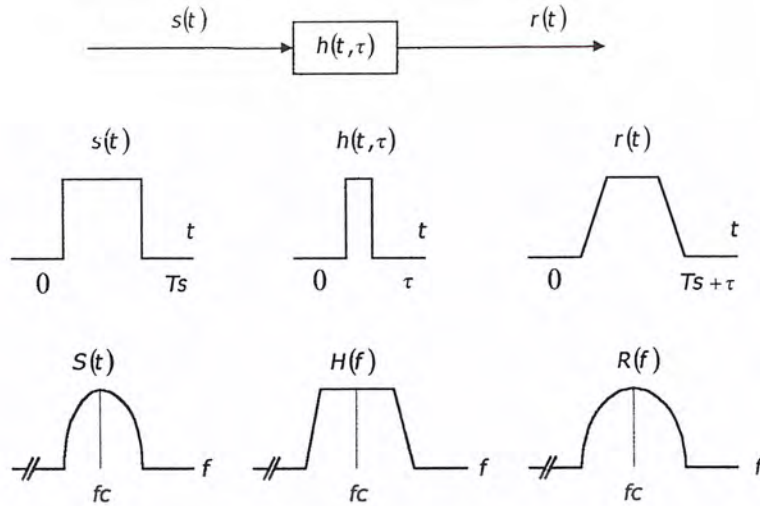


รูปที่ 2.7 ชนิดของการจางหายสมอล-สเกล

2.4.1 ผลการจางหายเนื่องจากความล่าช้าของการกระจายกว้างของเวลาจากหลายเส้นทาง การจางหายทางเวลาเนื่องจากเส้นทางหลายเส้นทางเป็นสาเหตุให้สัญญาณที่ส่ง เกิดการจางหายแบบแฟลท หรือ การจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่

การจางหายแบบ flat

ถ้าช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่มีอัตราขยายคงที่ และมีการตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น (linear phase) มากกว่าแบนด์วิดท์ ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่ง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเกิดการจางหายแบบแฟลท ในการจางหายแบบแฟลท โครงสร้างหลายทิศทางของสัญญาณ ดังเช่นคุณลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งจะถูกเก็บไว้ในเครื่องรับ อย่างไรก็ตาม ความแรง (strength) สัญญาณที่ได้รับจะเปลี่ยน เนื่องจากเวลา เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของสัญญาณทำให้เกิดเส้นทางหลายเส้นทาง คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลท ในช่องสัญญาณจะแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลต

จากรูปถ้าอัตราขยายของสัญญาณ $h(t, \tau)$ ที่เปลี่ยนแปลงเวลา การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดจะปรากฏในสัญญาณที่ถูกรับได้ สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ก็จะเปลี่ยนตามอัตราขยาย แต่สเปกตรัมของกำลังยังคงถูกรักษาให้เป็นคงเดิม ซึ่งในช่องสัญญาณการจางหายแบบแฟลต ในทำนองเดียวกันแบนด์วิดธ์ของสัญญาณที่ถูกส่งจะมีขนาดกว้างกว่าแบนด์วิดธ์ของการกระจายกว้างของความล่าช้าของเวลาจากเส้นทางหลายเส้นทางของช่องสัญญาณ และ $h_p(t, \tau)$ สามารถประมาณให้ไม่กินความล่าช้า (เนื่องจากซิงเกิลเดลต้าฟังก์ชัน; single delta function ใช้ $\tau = 0$) การจางหายแบบแฟลต จะเหมือนกับการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณ และบางครั้งจะถูกอ้างถึงช่องสัญญาณแบนด์แคบ (narrow band channel) ดังนั้นแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณที่ถูกประยุกต์เป็นแบบแบนด์แคบ จึงถูกเปรียบเทียบกับแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณการจางหายแบบแฟลต รูปของช่องสัญญาณจางหายแบบแฟลต เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการจางหายลึก (deep fading) ดังนั้นกำลังที่เครื่องส่งจะต้องมากกว่า 20 dB หรือ 30 dB และอัตราการผิดพลาดเนื่องจากการกางออกของเวลาของการจางหายลึกที่ได้รับต้องต่ำ ที่ถูกเปรียบเทียบในระบบการทำงานที่เกินกว่าช่องสัญญาณที่ไม่มีอาการจางหาย การกระจายของอัตราขยายขณะใดขณะหนึ่งของการจางหายแบบแฟลต ดังนั้นจะมีความสำคัญสำหรับการออกแบบการเชื่อมโยงสัญญาณวิทยุ และการจางหายแอมพลิจูด โดยทั่วไปจะอยู่ในรูปของการกระจายแบบเรย์เลห์ แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบแฟลต ได้สมมติให้ช่องสัญญาณมีอิทธิพลต่อแอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งขึ้นอยู่กับอาการจางหายแบบเรย์เลห์

สรุปคือสัญญาณที่รับได้จะเป็นการจางหายแบบแฟลต ถ้า

$$B_s \leq B_c$$

$$(2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$T_c \geq \sigma_c \quad (2.20)$$

เมื่อ

T_s เป็นเวลาส่วนกลับของแบนด์วิดท์ที่เป็นไปได้ (reciprocal bandwidth)

B_s เป็นแบนด์วิดท์ของการวัดสัญญาณที่ถูกส่ง

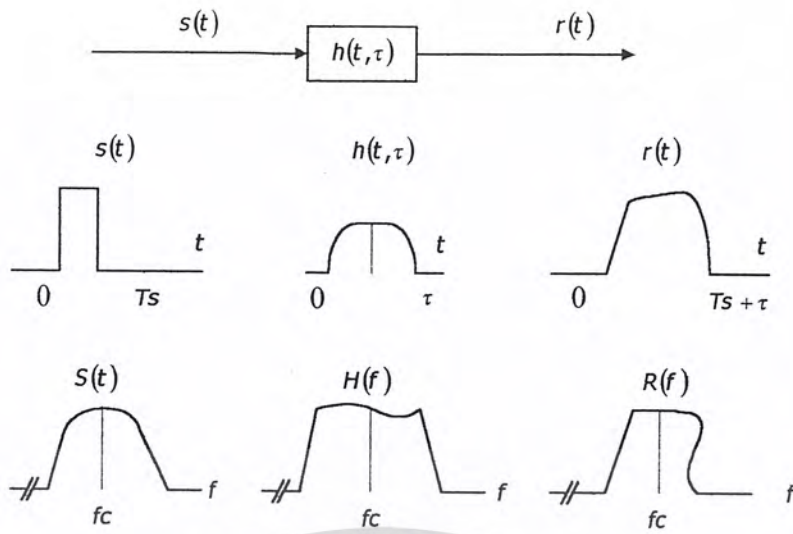
B_c เป็นโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์

σ_c เป็นการกระจายกว้างช่วงของความล่าช้า rms

การจางหายจากการดูดซับความถี่ (frequency selective fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยายที่คงที่และมากกว่าการตอบสนองเชิงเฟส มีแบนด์วิดท์น้อยกว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ถูกส่ง ดังนั้นช่องสัญญาณจะทำให้เกิดการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่ บนสัญญาณที่รับได้ ภายใต้เงื่อนไขการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะมีการแพร่กระจายกว้างของความล่าช้าจากเส้นทางหลายเส้นทาง จะมีขนาดมากกว่าแบนด์วิดท์ที่ทำมุม 180 องศา ของรูปคลื่นข้อมูลข่าวสาร (message waveform) ของสัญญาณที่รับได้ จึงถูกทำให้บิดเบือนไป การจางหายจากความถี่ที่ถูกดูดซับเนื่องจากการกระจายกว้างของสัญลักษณ์ ที่ถูกส่งในช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณจะประกอบด้วยการรบกวนระหว่างบิต (inter symbol interference : ISI) ในการพิจารณาในแกนความถี่ (frequency domain) องค์ประกอบของความถี่ที่ปรากฏใน สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกรับมีอัตราขยายที่มากกว่าองค์ประกอบอื่น ๆ

ช่องสัญญาณการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่ จะมีแบบจำลอง (Model) ที่ยากมากกว่าแบบจำลองของการจางหายเฟส สัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (multi path signal) จะถูกจำลองและถูกพิจารณาเป็นฟิลเตอร์ที่เป็นเชิงเส้น (linear filter) เป็นการพิจารณาในช่วงแบนด์กว้าง (wideband) และแบบจำลองได้ถูกพัฒนามาจากการวัดเหล่านี้ เมื่อทำการวิเคราะห์ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile communication system) แบบจำลองการตอบสนองทางอิมพัลส์ทางสถิติ เช่น แบบจำลองการจางหายเรย์เลห์แบบที่มีการแพร่กระจาย 2 ทิศทาง (ซึ่งจะพิจารณาการตอบสนองอิมพัลส์ที่สร้างจากเคเลตาร์ฟังก์ชัน 2 ตัว คือการจางหายอิสระและความล่าช้าของเวลาระหว่าง 2 เส้นทาง ที่ลดการจางหายเนื่องจากการดูดกลืนความถี่ที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณที่ถูกประยุกต์) หรือถูกวัดผลตอบสนองอิมพัลส์ เป็นการกำเนิดที่ถูกใช้วิเคราะห์การจางหายขนาดเล็ก เนื่องจากการดูดกลืนความถี่ รูปที่ 2.9 จะแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายเนื่องจากการดูดกลืนความถี่



รูปที่ 2.9 คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่จางหายเนื่องจากการดูคลื่นความถี่

การจางหายเนื่องจากการดูคลื่น แบนด์วิดธ์ของสัญญาณวิทยุ (spectrum : $S(f)$) ของสัญญาณที่ถูกส่งมีแบนด์วิดธ์ที่มีขนาดใหญ่กว่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์ B_c ของช่องสัญญาณที่ถูกพิจารณาในแถบความถี่ ช่องสัญญาณที่กลายเป็นการดูคลื่นความถี่ เมื่ออัตราขยาย (gain) คือความแตกต่างเนื่องจากความแตกต่างองค์ประกอบความถี่ การจางหายเนื่องจากการดูคลื่นความถี่เป็นสาเหตุมาจากความล่าช้าจากเส้นทางหลายเส้นทางที่คลื่นเดินทางมาถึงไม่พร้อมกัน ซึ่งจะเข้าใกล้หรือมากกว่าคาบสัญลักษณ์ (symbol period) ของสัญญาณที่ถูกส่ง ช่องสัญญาณของการจางหายเนื่องจากการดูคลื่นความถี่จะเหมือนกับช่องสัญญาณแบบแบนด์กว้าง (wide bane) เนื่องจากแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณ $s(t)$ มีขนาดกว้างกว่าแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณของการตอบสนองทางอิมพัลส์ การเปลี่ยนเวลา ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนอัตราขยายและเฟสที่ผ่านแบนด์วิดธ์ของสัญญาณวิทยุของ $s(t)$ และผลจากการเปลี่ยนของเวลาจะทำให้เกิดการบิดเบือนของช่องสัญญาณที่ถูกรับ $r(t)$ สัญญาณที่รับได้ จะเป็นสัญญาณเนื่องจากการดูคลื่นความถี่ เมื่อให้

$$B_s \geq B_c \quad (2.21)$$

และ

$$T_s \leq \sigma_\tau \quad (2.22)$$

กฎทั่วไปของ Tumb คือช่องสัญญาณเหล่านี้เป็นการดูคลื่นความถี่ ถ้า $\sigma_r > 0.1t_s$ อย่างไรก็ตามฟังก์ชัน อยู่กับลักษณะชนิดของการมอดที่เลือกใช้

2.4.2 ผลของการจางหายเนื่องจากการกระจายคอปเปอเรอร์

การจางหายอย่างรวดเร็ว (fast fading)

การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง ถูกเปรียบเทียบกับอัตรา การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณจะถูกจัดแบ่งเป็นการจางหายเร็วหรือการจางหาย ช้า (fast fading or slow fading) การจางหายเร็วในช่องสัญญาณผลตอบสนองทางอิมพัลส์จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดในช่องสัญญาณทำให้เกิดการกางออกของบิต (symbol duration) ไทม์ โคฮี เรนซ์ (เวลาที่ต้องการสำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการแพร่กระจายจาก แหล่งจ่ายโคฮีเรนซ์ (coherence source) ไปยังจุดที่ไม่มีความยาวคลื่น เช่น กรณีของระบบสายส่งไทม์โคฮีเรนซ์ และ ระยะทางโคฮีเรนซ์ ปกติจะถูกลดลงโดยเฟคเตอร์การแพร่กระจาย เป็นพวกการกระจายหายไป การแตกกระจาย และการหักเหของช่องสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าคาบของช่องสัญญาณที่ถูกส่ง สาเหตุการกระจายหายไป ของความถี่ (บางครั้งเราเรียกการจางหายเนื่องจากการดูคลื่นเวลา) เนื่อง จากการกระจายคอปเปอเรอร์ ซึ่งทำให้สัญญาณบิตเบี่ยงไป ในการพิจารณาในแกนความถี่ สัญญาณ ที่บิตเบี่ยงไปเนื่องจากการเพิ่มของการจางหายเร็วจะตรงข้ามกับการกระจายคอปเปอเรอร์ ซึ่งสัมพันธ์ กับแบนด์วิธของสัญญาณที่ถูกส่ง ดังนั้นสัญญาณเป็นการจางหายเร็วถ้า

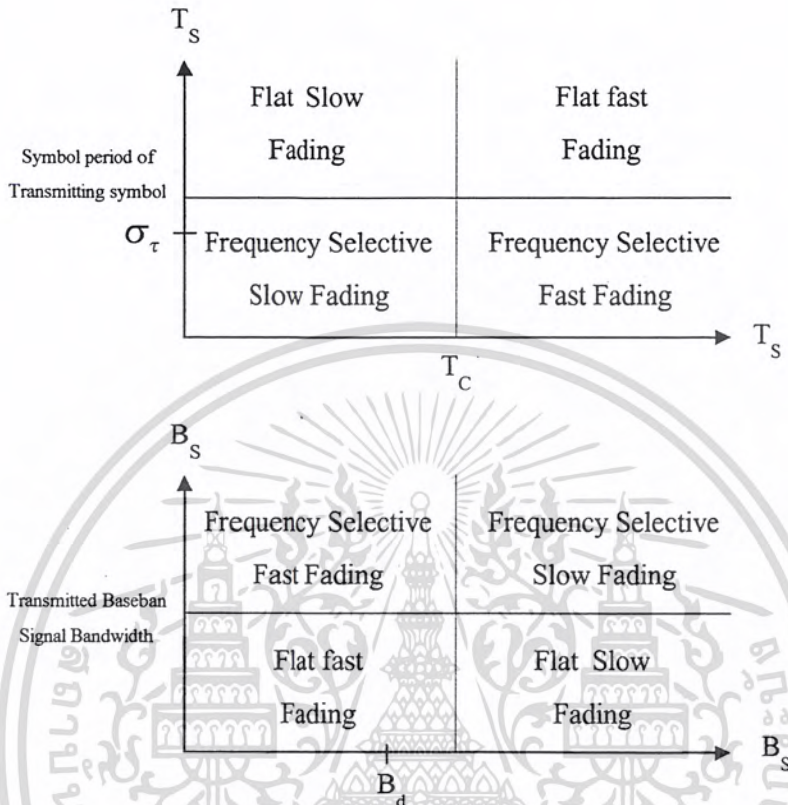
$$T_s > T_c \quad (2.23)$$

และ

$$B_s < B_D \quad (2.24)$$

มันจะถูกบันทึกเมื่อช่องสัญญาณให้เป็นการจางหายเร็วหรือช้า โดยธรรมชาติเราจะไม่สนใจว่าเป็นการจางหายแบบแฟลทหรือการดูซับซ้อนความถี่ในช่องสัญญาณตามธรรมชาติ การจางหาย เร็วจำนวนมาก เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณเนื่องจากการเคลื่อนที่ ในกรณีของการจาง หายแฟลท เราสามารถประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์อย่างง่ายให้อยู่ในรูปของเดลต้าฟังก์ชัน (ไม่ เป็นความล่าช้าเวลา) ดังนั้นการจางหายเร็ว การจางหายแบบแฟลท ในช่องสัญญาณซึ่งมีแอมพลิจูด ของเดลต้าฟังก์ชันแปรค่าเร็วกว่าความล่าช้า การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง ใน กรณีของการ ดูคลื่นความถี่ การจางหายเร็ว แอมพลิจูด เฟส และการกระจายเวลา ขององค์

ประกอบหลายทิศทางจะแปรค่าเร็วกว่าอัตราของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ถูกส่ง ในทางปฏิบัติการจางหายเร็ว จะเกิดขึ้นสำหรับอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำมาก



รูปที่ 2.10 ชนิดของการจางหายที่ถูกทดลอง

- a) คาบสัญลักษณ์
- b) แบนด์วิดท์สัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง $S(t)$ ในกรณีนี้ ช่องสัญญาณจะถูกสมมุติให้เป็นค่าทางสถิติหรือความแตกต่างของเสียงในทิศทางที่ทำมุม 180 องศา กับทิศทางที่กำหนดให้ในแถบความถี่ หมายถึงแบนด์วิดท์การกระจายคอปเปอเรอร์ของช่องสัญญาณจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณจะประสบกับการจางหายช้าถ้า

$$T_s \ll T_c \tag{2.25}$$

และ

$$B_s \gg B_D \tag{2.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มันจะเด่นชัดในความเร็วของวิทยุเคลื่อนที่ (หรือความเร็วของวัตถุในช่องสัญญาณ) และการกำหนดสัญญาณเบสแบนด์จะไม่สนใจว่าเป็นการจางหายเร็วหรือการจางหายช้า ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของเส้นทางหลายเส้นทางและชนิดของการจางหาย ที่ถูกทดลองโดยสรุปได้ดังรูปที่ 2.10

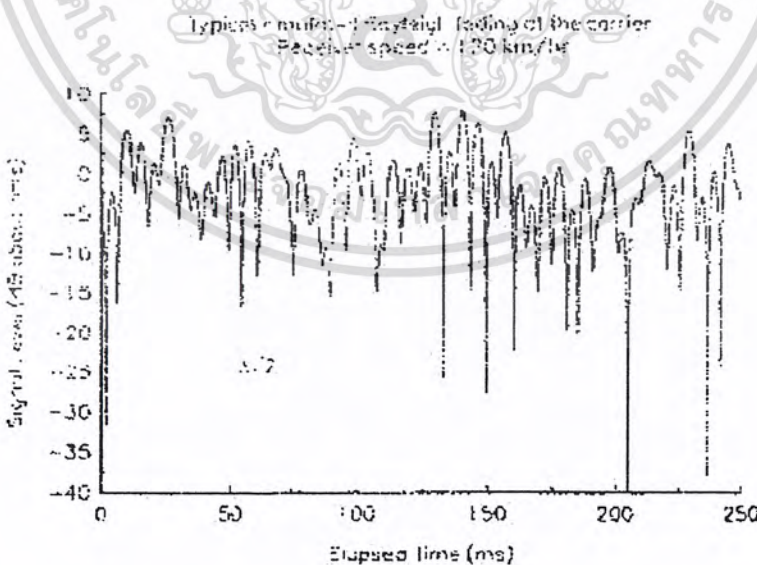
เราให้ความสำคัญเฉพาะ การจางหายเร็วและการจางหายช้า ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ประเมินของการเปลี่ยนในช่องสัญญาณและสัญญาณที่ถูกส่ง และการจำลองการสูญเสียเนื่องจากระยะทาง (path loss) ซึ่งไม่มีการแพร่กระจาย

2.5 การกระจายทางขนาดของสัญญาณแบบเรย์เลห์

ในช่องสัญญาณวิทยุมือถือ โดยทั่วไปแล้วการกระจายเรย์เลห์จะถูกใช้ในการบอกค่าทางสถิติของการเปลี่ยนแปลงเวลาที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติของเอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้ของสัญญาณการจางหายแบบแฟลต (flat) หรือขนาดขององค์ประกอบจากหลายเส้นทางที่มีลักษณะเฉพาะ ขนาดเหล่านี้จะเป็นผลรวมของสัญญาณควอดระเซอะเกาส์เซียนนอยส์

รูปที่ 2.11 จะแสดงขนาดสัญญาณที่ถูกการกระจายแบบเรย์เลห์ที่อยู่ในฟังก์ชัน ของเวลา การกระจายเรย์เลห์มีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) โดยให้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & ; (0 \leq r < \infty) \\ 0 & ; (r < 0) \end{cases} \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.11 เอนเวโลปของการจางหายแบบเรย์เลห์ ที่ความถี่ 900 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ σ เป็นค่า rms ของสัญญาณแรงดันที่รับได้ก่อนที่จะมีการดีเทค เอนvelope โป และ σ^2 เป็นกำลังเฉลี่ย - เวลาของสัญญาณที่ถูกรับได้ก่อนที่จะมีการดีเทค เอนvelope โป ความน่าจะเป็นเหล่านี้เอนvelope โปของสัญญาณที่รับได้จะไม่เกินค่า R ที่ถูกเปรียบเทียบ คือจะมีความสอดคล้องกับคิวมเดตีฟิเคชันที่วิวัฒนาการขึ้น ซึ่งแสดงดังนี้

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.28)$$

ค่าเฉลี่ย r_{mean} ของการกระจายเรย์เลห์ ซึ่งจะเป็นดังนี้

$$r_{\text{mean}} = E[r] = \int_0^\infty rp(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.29)$$

ค่าความแปรปรวนของการกระจายเรย์เลห์โดยแทนด้วย σ_r^2 ซึ่งจะแสดงเพาเวอร์ เอชี่ ในเอนvelope โปสัญญาณ ดังนี้

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= E[r^2] - E^2[r] = \int_0^\infty r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.30)$$

ค่า rms ของเอนvelope โปเป็นค่า square root of the mean squarw, $\sqrt{2}\sigma$
ค่ากลางของ r จะหาโดย

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{\text{medium}}} p(r) dr \quad (2.31)$$

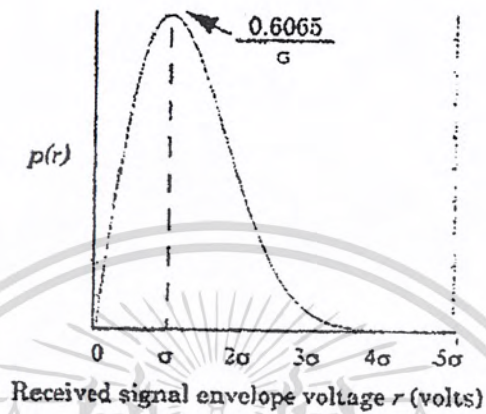
และ

$$r_{\text{medium}} = 1.177\sigma \quad (2.32)$$

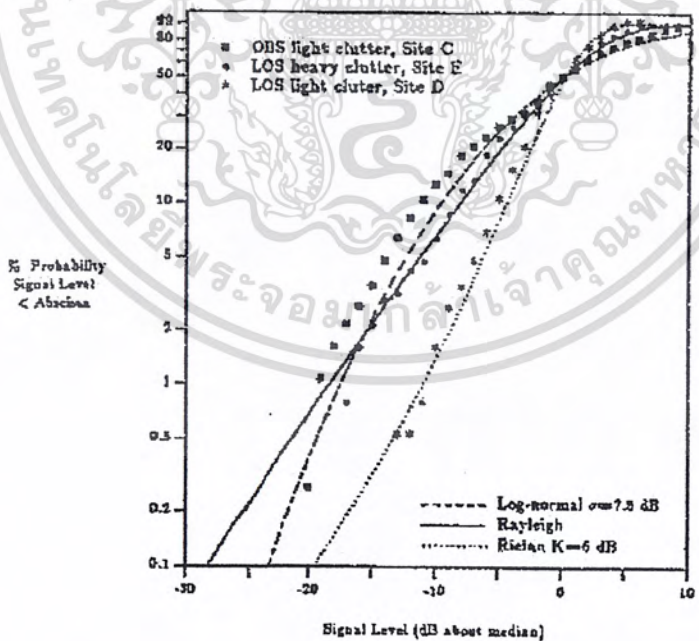
ดังนั้นค่าเฉลี่ยและค่ากลางจะแตกต่างกัน 0.55 dB ในสัญญาณการจางหายแบบเรย์เลห์ แต่เราควรจำว่าในทางปฏิบัติบ่อยครั้งที่เราจะใช้ค่ากลาง ดังนั้นข้อมูลการจางหายปกติจะถูกวัดภาคใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามและการกระจายลักษณะพิเศษจะไม่ถูกสมมุติ เนื่องจากการใช้ค่ากลางแทนค่าเฉลี่ยนั้นมันง่าย ในการที่จะเปรียบเทียบความแตกต่างของการกระจายการจางหาย ซึ่งค่าเฉลี่ยจะแปรเปลี่ยนมากกว่า และรูปที่ 2.12 จะแสดง pdf ของเรย์เลห์ ซึ่งความสอดคล้องคิวมูลेटีฟดิสทริบิวชันฟังก์ชัน (CDF) จะแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (pdf) แบบเรย์เลห์



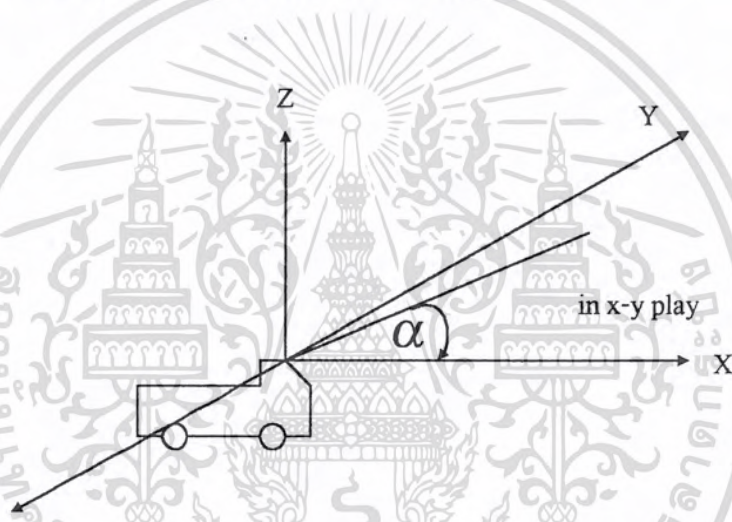
รูปที่ 2.13 การรวมการกระจายสำหรับการวัดการจางหายสมอด – สเกต ซึ่งประกอบด้วย การกระจายแบบเรย์เลห์, ริเคียน, และล็อก – นอร์มอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 โครงสร้างทางสถิติของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง

แบบจำลองของคลาร์คสำหรับการจางหายแบบแฟลท

แบบจำลองชนิดนี้ได้ถูกพัฒนาจากคุณลักษณะทางสถิติของสนามแม่เหล็ก ของเครื่องรับที่มีการเคลื่อนที่ โดยจะพิจารณาจากการแตกกระจายของคลื่น เราจะสมมุติให้เครื่องส่งอยู่กับที่และใช้สายอากาศแบบที่มีโพราไรซ์เป็นแบบตั้งฉาก ซึ่งสนามที่ตกกระทบกับสายอากาศของโมบายล์ โดยถูกสมมุติให้ประกอบด้วยคลื่นระนาบอซิมุท N ที่มีเฟสพหุเป็นแบบไม่มีกฎเกณฑ์ มุมอซิมุทที่เดินทางมาถึงก็เป็นแบบไม่มีกฎเกณฑ์ด้วยเช่นกัน และมีแอมพลิจูดเฉลี่ยเท่ากันหมด มันจะถูกบันทึกโดยแอมพลิจูดเหล่านั้นเฉลี่ยเท่ากัน โดยการสมมุติบนพื้นฐานของสถานะความเป็นจริง ในการที่ไม่ปรากฏทิศทางของไลน์ออฟไซต์ องค์ประกอบที่ถูกทำให้การแตกกระจายที่เดินทางมาถึงที่เครื่องรับจะคล้ายคลึงกับการทดลองการลดทอนที่เกินระยะทางขนาดเล็ก



รูปที่ 2.14 แสดงระนาบของคลื่นที่เดินทางมาถึงที่เองเกิดแรนดอม

รูปที่ 2.14 แสดงคลื่นระนาบที่ตกกระทบบนเครื่องรับที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว v ในทิศทาง x มุมที่คลื่นเดินทางมาถึงจะวัดในระนาบ x, y ซึ่งแทนทิศทางของการเคลื่อนที่ของโมบายล์ โดยที่คลื่นที่เดินทางมาถึงก็จะเกิดการเลื่อนไปของความถี่ที่เครื่องรับและคลื่นที่เดินทางมาถึงในเวลาเดียวกัน แต่การเลื่อนจะไม่มากกว่าที่เกิดจากการจางหายจากหลายเส้นทาง ซึ่งทิศทางที่ n ที่คลื่นเดินทางมาถึงซึ่งทำมุมกับแกน x ดังนั้นจะได้ความถี่ดอปเปลอร์

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (2.33)$$

เมื่อ λ เป็นความยาวของคลื่นที่ตกกระทบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นระนาบที่มีโพลาไรซ์แบบตั้งฉาก ที่เดินทางมายังเครื่องรับจะมีทั้งองค์ประกอบที่เป็น E-field และ H-field ดังนี้

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.34)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.35)$$

$$H_y = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.36)$$

เมื่อ E_0 เป็นแอมพลิจูดที่เป็นจริงของที่ตั้งสนาม E-field เฉลี่ย (ถูกสมมติให้มีค่าคงที่) C_n เป็นค่าจริงของตัวแปรการสุ่ม ซึ่งแสดงที่แอมพลิจูดคลื่นที่มีลักษณะเฉพาะ η เป็นอินทรีนสิกคิมพีแดนซ์ ของอากาศมีค่าเท่ากับ 377Ω และ f_c เป็นความถี่คลื่นพาห้ เฟสที่สุ่มของทิศทางที่ n ที่คลื่นเดินทางมายังเครื่องรับ จะมีค่าเท่ากับ

$$\theta_n = 2\pi f_c t + \phi \quad (2.37)$$

แอมพลิจูดของ E-field และ H-field จะถูกทำการนอร์มอลไลซ์ ดังนั้นผลเฉลยเอ็นเซมเบิลของ C_n จะเท่ากับ

$$\sum_{n=1}^N \overline{C^2} = 1 \quad (2.38)$$

ดังนั้นความถี่คออปเปลอร์ที่เลื่อนไปจึงมีค่าน้อยมาก เมื่อถูกเปรียบเทียบการเลื่อนของความถี่ของคลื่นพาห้ เราสามารถจำลององค์ประกอบทั้ง (H_x , H_y , E_z) ให้อยู่ในรูปของขั้นตอนการสุ่มแบบแบนด์แคบได้ และจะสามารถประมาณในรูปของตัวแปรการสุ่มแบบเกาส์เซียนได้ถ้า N มีจำนวนมากๆ และมุมของเฟสก็จะถูกสมมติให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) บนช่วงระหว่าง $(0, 2\sigma)$ ส่วนการวิเคราะห์หับพื้นฐานของ Rice จะสามารถแสดง E-field ในรูปแบบของ อิน-เฟส และควอดราเจอร์

$$E_z = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$T_C(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2.40)$$

$$T_S(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (2.41)$$

ทั้ง $T_C(t)$ และ $T_S(t)$ เป็นขั้นตอนการสุ่มแบบเกาส์เซียนซึ่ง $T_C(t)$ และ $T_S(t)$ จะถูกแสดงที่เวลา t , $T_C(t)$ และ $T_S(t)$ เป็นความไม่สอดคล้องกับค่าเฉลี่ย - ศูนย์ของตัวแปรการสุ่มแบบเกาส์เซียนซึ่งมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ย

$$\overline{T_C^2} = \overline{T_S^2} = \overline{|E_z|^2} = \frac{E_0^2}{2} \quad (2.42)$$

ซึ่งเครื่องหมายบาร์จะเป็นการบอกว่าเป็นค่าเฉลี่ย เราให้เอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้ใน E-field ในองค์ประกอบของ $E_S(t)$ จะแสดงดังนี้

$$|E_z(t)| = \sqrt{T_C^2(t) + T_S^2(t)} = r(t) \quad (2.43)$$

ดังนั้น T_C และ T_S เป็นตัวแปรการสุ่มเกาส์เซียน มันสามารถแสดงการถ่ายโอนจาดโคเบียนการสุ่มของเอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้ r ซึ่งมีการกระจายเรย์เลห์โดยให้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & ; (0 \leq r < \infty) \\ 0 & ; (r < 0) \end{cases} \quad (2.44)$$

$$\text{เมื่อ } \sigma^2 = \frac{E_0^2}{2}$$

รูปร่างสเปกตรัมเนื่องจากการกระจายคอปเปลอร์ในแบบจำลองของคลาร์ก

ซึ่งแกนส์ (Gans) ได้พัฒนาการวิเคราะห์สเปกตรัมในแบบจำลองของคลาร์ก ถ้า $p(\alpha)d\alpha$ จะอ้างถึงกำลังสูงสุดที่เดินทางมาถึงเครื่องรับที่มีค่าน้อยๆ ที่อยู่ภายในมุม $d\alpha$ ของมุม α และถ้า A ถูกแสดงกำลังเฉลี่ยที่รับได้โดยใช้สายอากาศแบบไอโซโทรปิก $N \rightarrow \infty$ โดยที่ $p(\alpha)d\alpha$ เข้าใกล้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cos \alpha = \frac{f - f_c}{f_m} \quad (2.51)$$

ดังนั้นจะได้

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{f - f_c}{f_m} \right] \quad (2.52)$$

จากสมการ (2.52) ยกกำลังสองทั้งสองข้างจะได้

$$\cos^2 \alpha = \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \quad (2.53)$$

จาก $\sin^2 A = 1 - \cos^2 A$

ดังนั้น

$$\sin^2 \alpha = 1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \quad (2.54)$$

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \quad (2.55)$$

จาก (2.44) จะได้

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]d\alpha}{|df|} \quad (2.56)$$

แทนสมการ (2.50), (2.51) ใน (2.44) จะได้

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{|df|} \times \frac{|df|}{|\sin \alpha| f_m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

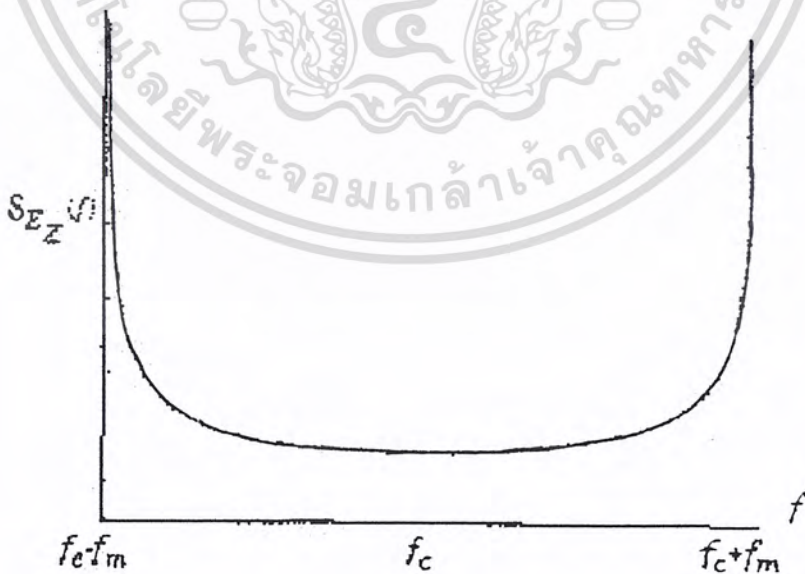
$$= \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (2.57)$$

$$\text{เมื่อ } S(f) = 0 \quad ; \quad |f - f_c| > f_m \quad (2.58)$$

สเปกตรัมคือความถี่ที่ถูกวางไว้ตรงกลางคลื่นพาห้และจะไม่เป็นเมื่ออยู่นอกช่วง $f_c \pm f_m$ จากสมการ (2.57) ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่ $f = f_c \pm f_m$ จะเป็นอินฟินิตี้ในช่องค้ประกอบของคอปเปลอร์ที่ทำมุม 0 และ 180 องศา จะมีความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังเป็นอินฟินิตี้ ดังนั้น α เป็นการถูกกระจายที่ต่อเนื่องและความน่าจะเป็นขององค์ประกอบที่ทำมุมศูนย์องศา

ในรูปที่ 2.15 จะแสดงควมหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังที่เป็นผลจากสัญญาณ R เนื่องจากการจายคอปเปลอร์ ซึ่งสมิท (Smit) ได้ใช้แบบจำลองของคลาร์คในการทดลองอย่างง่าย โดยอาศัยการจำลองในคอมพิวเตอร์ หลังเอนวะ โลป ทิศทางของสัญญาณคอปเปลอร์ที่ถูกเลื่อน ผลของเบสแบนด์สเปกตรัมจะมีความถี่สูงสุดของ $2f_m$ มันสามารถที่จะแสดงสนามไฟฟ้าที่ผลิตเบสแบนด์ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังได้ดังนี้

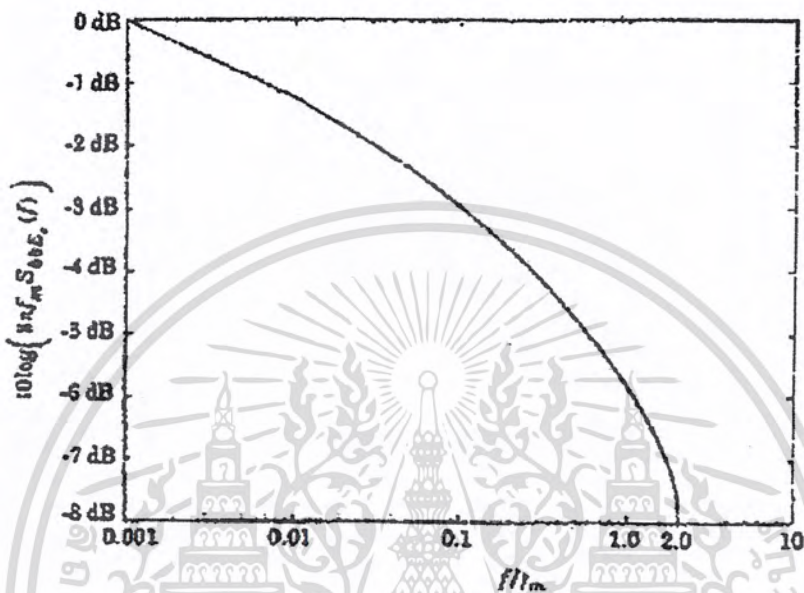
$$S_{bbEz}(f) = \frac{1}{8\pi f_m} K \sqrt{1 - \left(\frac{f}{2f_m}\right)^2} \quad (2.59)$$



รูปที่ 2.15 สเปกตรัมกำลังของความถี่คอปเปลอร์ ขณะแคเรียร์ CW ไม่ถูกมอดดูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ K เป็นการอินทิเกรตวงรีโดยสมบูรณ์ของ first kind สมการที่ (2.59) ไม่ใช่เกิดขึ้นจากความถี่ที่เกิขึ้นเองและเป็นผลของความสอดคล้องทางเวลาของสัญญาณที่รับได้ เมื่อถูกผ่านนอนลิเนียร์ เอนvelope ดีเทกเตอร์ (nonlinear envelope detector) รูปที่ 2.16 จะแสดงเบสแบนด์สเปกตรัมสัญญาณที่รับได้หลังจากทำการดีเทกเตอร์แล้ว



รูปที่ 2.16 เบสแบนด์ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังของสัญญาณคอปเปลอร์หลังจากที่มีการดีเทก เอนvelope โป

รูปร่างของการกระจายคอปเปลอร์ที่หาในรูปคลื่นการจางหายในแกนเวลา และบอกความสอดคล้องเวลาและแนวโน้มของความชัน ผู้จำลองการจางหายแบบเรย์เลห์ จะต้องใช้สเปกตรัมการจางหายดังเช่นสมการที่ (2.59) ในการผลิตเวฟฟอร์มการจางหายที่จำกัดจะต้องเหมาะสมความสอดคล้องทางเวลา

2.7 สัญญาณรบกวนขาว (White noise)

สัญญาณรบกวน เกิดมาจากสาเหตุต่าง ๆ กัน และมีรูปแบบพีเอสดี ที่แตกต่างกัน สัญญาณรบกวนที่ควรให้ความสนใจมากที่สุด คือ สัญญาณรบกวนที่มีค่าพีเอสดี เท่ากันที่ทุกความถี่ ซึ่งมีชื่อว่าสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ปกติเมื่อเรากล่าวถึงสัญญาณรบกวน ถ้าไม่ได้บอกกล่าวถึงค่าเฉลี่ยของมัน เราก็จะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยของมันเป็นศูนย์ เพราะปกติถ้าสัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ รวมอยู่กับสัญญาณ ไฟตรงที่มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนที่มีการแจกแจงกำลังของค่ากำลังเท่ากันตลอดความถี่ บนแกนความถี่ข้างเดียวเท่ากับ η วัตต์/เฮิรตซ์ จะมีค่าฟังก์ชันพีเอสดี อยู่ในรูปแบบของสเปกตรัมสองข้างคือ $S_n(\omega) = \frac{\eta}{2}$ ที่ทุกความถี่เป็นที่ควรสังเกตว่า การกำหนดนิยามของสัญญาณรบกวนขาวว่า คือสัญญาณรบกวนที่มีค่าพีเอสดี คงที่ตลอดทุกความถี่นั้น เป็นการกำหนดโดยความเป็นลักษณะตามอุดมคติ ทั้งนี้เพราะว่า การกำหนดเช่นนี้ มีค่ามากอนันต์กล่าวคือ

$$\overline{n^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) d\omega \rightarrow \alpha \quad (2.60)$$

เมื่อ $S_n(\omega) = \eta/2$; $\eta = P.S.D$ ของ A.W.G.N

ซึ่งสัญญาณที่มีค่ากำลังเฉลี่ยมหาศาลเช่นนี้ ย่อมไม่มีในทางปฏิบัติ แต่อย่างไรก็ตามการนิยามเช่นนี้ นับเป็นรูปแบบที่ดีที่สุดสำหรับเมื่อแบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวนที่มีอยู่มาก ในกรณีเช่นนี้ระบบที่กำลังใช้งานนั้นแคบกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวนที่มีอยู่มาก ในกรณีนี้ระบบก็จะปฏิบัติการอยู่ในช่วงแบนด์วิดธ์ที่จำกัดของสัญญาณรบกวนเท่านั้น เพราะฉะนั้นโดยทางปฏิบัตินั้นสัญญาณรบกวนขาวที่เราสนใจก็จะเป็นสัญญาณรบกวนขาวที่อยู่ในลักษณะ สัญญาณรบกวนขาวที่มีย่านความถี่จำกัด (band-limited white noise) เท่านั้น ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนี้ก็จะเป็นเพียงพอสำหรับการวิเคราะห์ระบบนั้น กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าในทางปฏิบัตินั้น ถึงแม้ระบบที่เรากำลังใช้งานอยู่จะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวตามอุดมคติ ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนขาวที่มีความถี่พื้นไกลไปจากแบนด์วิดธ์ของระบบนั้นก็จะมีผลกระทบต่อระบบที่กำลังให้ความสนใจอยู่เพียงเล็กน้อยประกอบด้านความถี่ของสัญญาณรบกวนขาวที่มีต่อระบบนั้น จะมีองค์ประกอบซึ่งมีย่านความถี่ที่จำกัดเท่านั้น ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนขาวที่มีย่านความถี่จำกัดที่เราสนใจคือ สัญญาณรบกวนเนื่องจากอุณหภูมิ (Thermal noise)

2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม พัลส์ เป็นต้น ช่วงความถี่ของออสซิลเลเตอร์มีตั้งแต่ น้อยกว่า 1 Hz ไปยังมากกว่า 10 GHz รูปคลื่นและความถี่ขึ้นอยู่กับความต้องการออสซิลเลเตอร์ มีการออกแบบได้หลายวิธี ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรที่เป็นที่นิยมมากที่สุดและอธิบายการออสซิลเลทที่ไม่ต้องการ

วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ (sine-wave oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลา โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์จะแบ่งได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

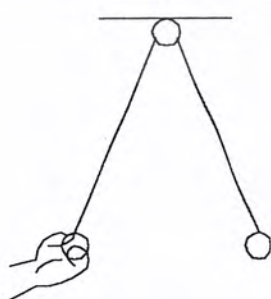
จากการแบ่งตามข้างบนนี้ ยังสามารถแยกออกไปเพื่อให้ชัดเจนยิ่งขึ้น ได้อีก ตามตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปซายน์

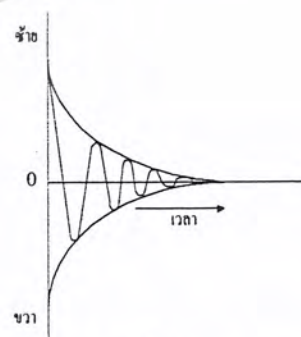
องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	ที่ใช้งาน
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ LC	<ol style="list-style-type: none"> 1. เลือกความถี่ที่คอลเลกเตอร์ (ทราน) 2. เลือกความถี่ที่เบส (เกท) 3. เลือกความถี่อิมิตเตอร์ 4. ฮาร์ทเลย์ 5. คอลพิทท์ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. โดยทั่วไป เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 3. มักจะใช้กันโดยทั่วไป 4. ใช้ในย่านความถี่สูง 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ ทวีเอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่สูง
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ RC	<ol style="list-style-type: none"> 1. แบบเลื่อนเฟส 2. แบบเวนบริดจ์ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 3. เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่ต่ำ
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก	<ol style="list-style-type: none"> 1. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง B กับ E 2. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง C กับ B 	<ol style="list-style-type: none"> 1. เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ : $10^5 - 10^7$ / องศา 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ นาฬิกา เครื่องมือวัดต่างๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้ร่วมกับวงจรเฟสล็อกกลูป (PLL) จะนำมาใช้งานได้กว้างขวาง

2.8.1 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลท

2.8.1.1 กระแสที่ช่วยให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง



(ก) ลูกตุ้มนาฬิกา

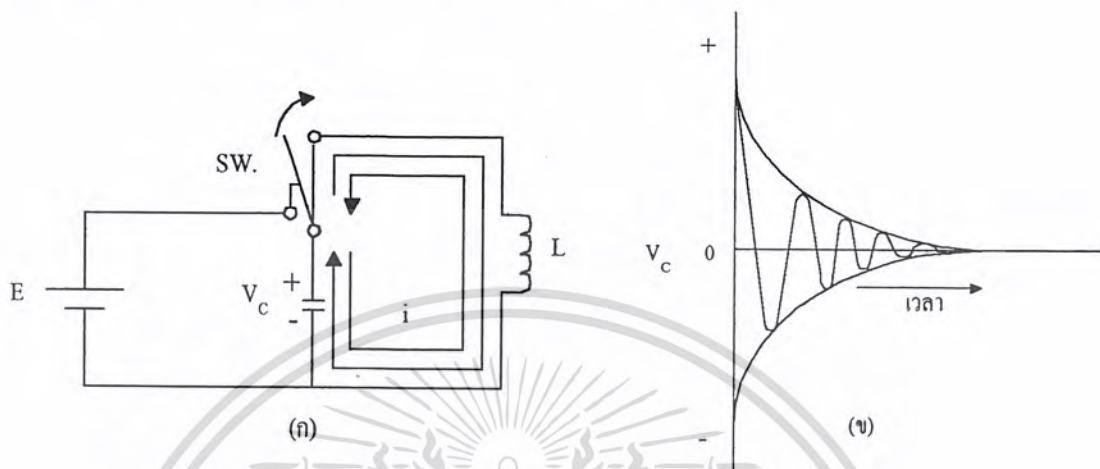


(ข) ออสซิลเลทแบบแอมป์ (damped oscillation)

รูปที่ 2.17 หลักการออสซิลเลททางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 (ก) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือ ก็จะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลตด้วยคาบคงที่ดังรูปที่ 2.17 (ข) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆ จะกระทั่งหยุดลง เนื่องมาจากผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.18 ได้เหมือนกัน



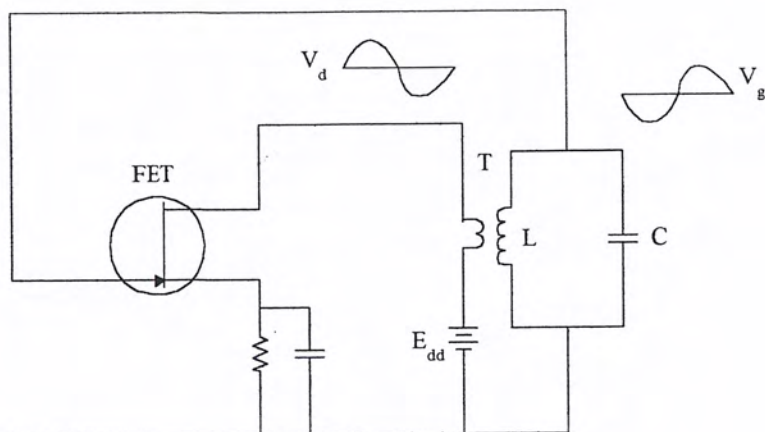
รูปที่ 2.18 การเกิดออสซิลเลตทางต้านวงจรไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.18 (ก) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวเก็บประจุ C เต็มแล้วกระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุ ผ่านไปยังขดลวด L แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของการเหนี่ยวนำหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ดังนั้นเมื่อกระแสที่ไหลจากตัวเก็บประจุ C ไปยังขดลวด L หหมดแล้ว (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลของกระแสออสซิลเลตจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั่นหมายความว่า การออสซิลเลตจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.18 (ข) ซึ่งเหมือนกับการออสซิลเลตทางกล (โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา)

การออสซิลเลตในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ เรียกว่า การออสซิลเลตแบบแอมป์ (damped oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลตเป็นไปอย่างต่อเนื่อง จะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไป หรือกล่าวได้ว่า ลูกตุ้มนาฬิกาจะต้องถูกผลักเล็กน้อย เมื่อเคลื่อนที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลตทางไฟฟ้า สวิตช์จะต้องถูกผลักกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_c มีค่าสูงสุด เพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลักกลับตำแหน่งเดิม

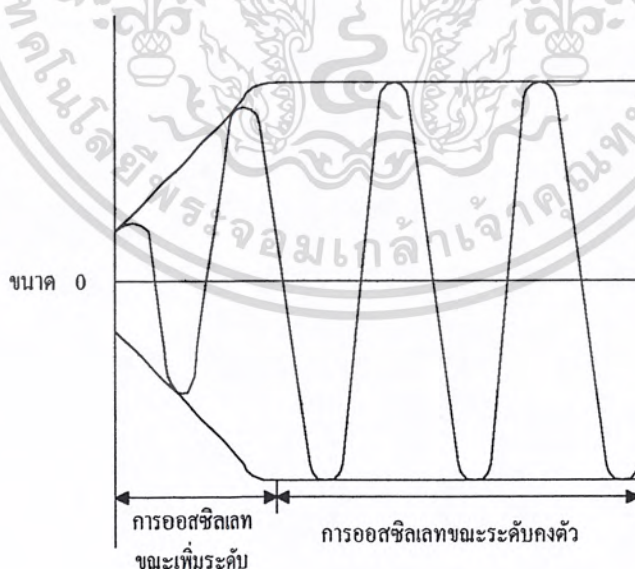
โดยอาศัยหลักการการออสซิลเลตทางกลมาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลตทางไฟฟฟาลงมาพิจารณาจากวงจรจริงๆดูบ้างตามรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกท

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจร จะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้น ยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลทอ่อน ๆ ขึ้นในวงจร LC และเกิดศักดา V_g จะถูกขยายโดยเฟท ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดปฐมภูมิของทรานฟอเมอร์มีค่าเป็น V_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น V_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลทได้ ขนาดของการออสซิลเลทจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.20 และการออสซิลเลทในลักษณะแรกนี้เรียกว่า การออสซิลเลทช่วงเริ่มแรก หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่าการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง



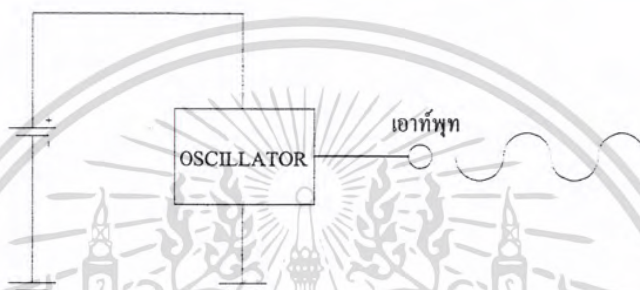
รูปที่ 2.20 ออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออสซิลเลทตามที่ได้อธิบายมานี้ กระแสที่ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง ได้รับมาจากกำลังงานที่จ่ายออกมา โดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

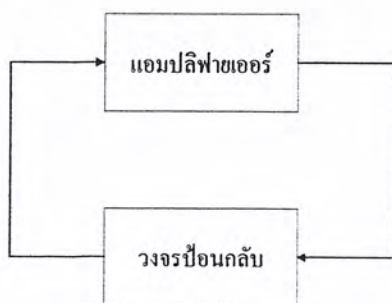
2.8.2 คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์

ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่เปลี่ยน DC เป็น AC ซึ่งแสดงในรูป 2.21 อินพุตที่ป้อนไปยังออสซิลเลเตอร์เป็น DC เพาเวอร์ซัพพลายและเอาต์พุตเป็นคลื่น AC รูปไซน์ ออสซิลเลเตอร์ส่วนมากเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่มีการป้อนกลับ ดังแสดงในรูป 2.21 ถ้าการป้อนกลับเป็นบวก ดังนั้นแอมพลิฟายเออร์อาจจะออสซิลเลท (สร้างกระแสลับ)



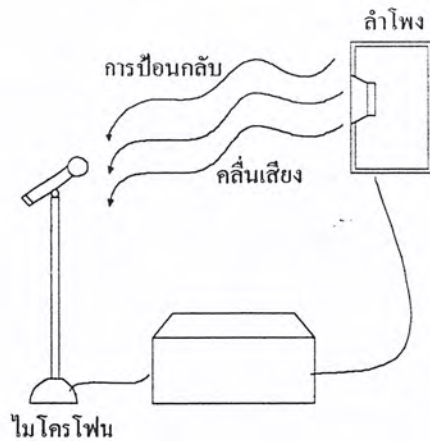
รูปที่ 2.21 ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสลับ

แอมพลิฟายเออร์จะออสซิลเลทถ้าสภาพต่างๆถูกต้อง ตัวอย่างเช่น เมื่อปรับ volume control ให้มีค่าสูงมาก ดังนั้นจะมีเสียงแหลมและเสียงหอนเกิดขึ้น ซึ่งเป็นการออสซิลเลท การป้อนกลับ ในกรณีนี้เป็นคลื่นเสียงจากลำโพงเข้าไปยังไมโครโฟน (รูป 2.23) แม้ว่าการป้อนกลับแบบนี้สามารถสร้างการออสซิลเลท แต่ในทางปฏิบัติเกือบจะทั้งหมดใช้การป้อนกลับทางไฟฟ้า วงจรป้อนกลับใช้ส่วนประกอบอย่างเช่นตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ คอยล์หรือหม้อแปลง ต่อไปยังอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ และต่อไปยังเอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 2.22 แอมพลิฟายเออร์กับการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 การป้อนกลับที่ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีการออสซิลเลท

การป้อนกลับอย่างเดียวยังจะไม่รับประกันการออสซิลเลท ดูรูปที่ 2.22 อีกครั้ง เราพบว่าบางทีถ้าปรับ volume control ให้ลดลง การออสซิลเลทอาจจะหยุด แต่การป้อนกลับยังคงมีอยู่ในตอนนี้อัตราการขยายมีไม่เพียงพอสำหรับการเอาชนะอัตราการสูญเสียในทางเดินของการป้อนกลับ สำหรับการออสซิลเลทอัตราการขยายจำเป็นต้องมีค่ามากกว่าอัตราการสูญเสียในทางเดินของการป้อนกลับและสัญญาณป้อนกลับต้องมีเฟสเดียวกับอินพุทของแอมพลิฟายเออร์ ซึ่งเรียกว่าการป้อนกลับแบบบวก เมื่ออินพุทและเอาต์พุทของแอมพลิฟายเออร์มีเฟสต่างกัน (อย่างเช่น ในแอมพลิฟายเออร์แบบ common-emitter) วงจรป้อนกลับจะมีการสร้างเฟสตรงกันข้าม

ออสซิลเลเตอร์มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ตัวอย่างบางส่วนเป็นดังข้างล่างนี้

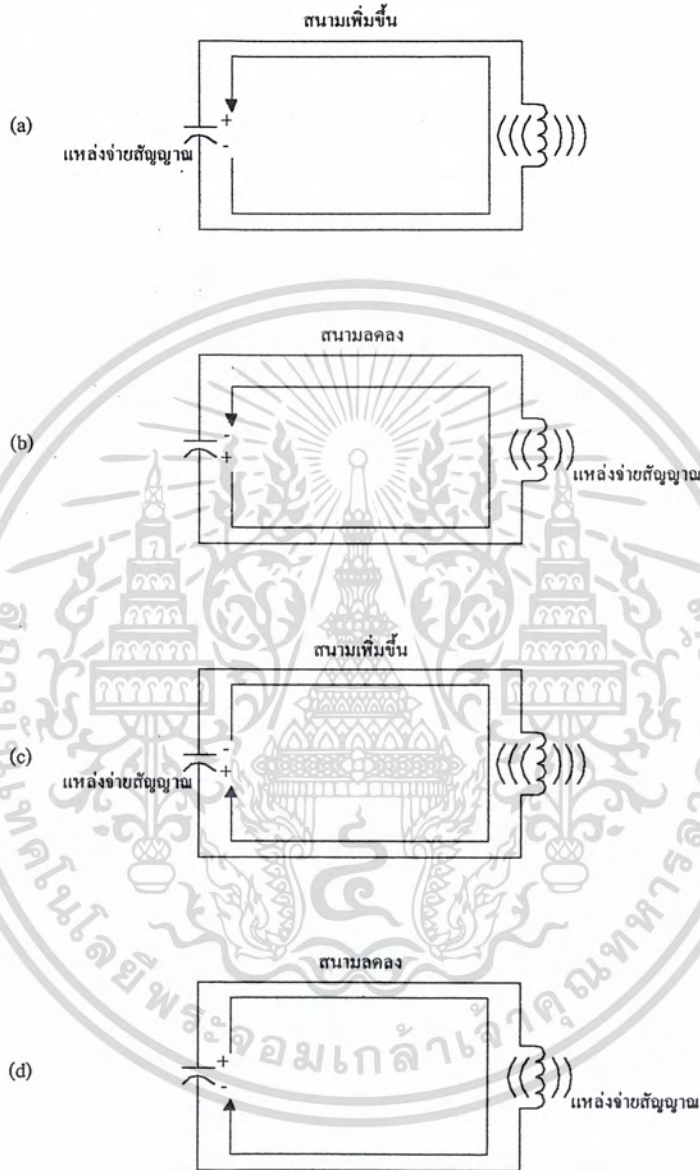
1. อุปกรณ์ดิจิทัลต่าง ๆ อย่างเช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องคิดเลข และนาฬิกาข้อมือ ใช้ออสซิลเลเตอร์ในการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ซึ่งเป็นการกำหนดวงจรลอจิกชนิดต่าง ๆ ร่วมกัน
2. เครื่องกำเนิดสัญญาณในออสซิลเลเตอร์มีการสร้างความถี่และรูปคลื่นซึ่งใช้ในการทดสอบวัดขนาด หรือแก้ปัญหาในระบบอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ
3. โทรศัพท์แบบ touch-tone เครื่องมือวัดเสียงดนตรี และเครื่องส่งที่มีการควบคุมระยะไกลสามารถใช้ออสซิลเลเตอร์ในการสร้างความถี่ต่าง ๆ ตามความต้องการ
4. เครื่องส่งวิทยุและเครื่องส่งโทรทัศน์ใช้ออสซิลเลเตอร์สำหรับการพัฒนาสัญญาณพื้นฐานเพื่อส่งไปยังเครื่องรับ

การใช้งานออสซิลเลเตอร์มีความต้องการแตกต่างกัน ออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพ จะสร้างสัญญาณที่มีแอมพลิจูดและความถี่คงที่ ความต้องการอีกอย่างคือความสามารถในการสร้างช่วงความถี่ออสซิลเลเตอร์แบบปรับความถี่ได้ (VFO) เป็นสิ่งที่ต้องการและออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้า (VCO) ก็เป็นสิ่งที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ LC

จาก RC ออสซิลเลเตอร์ถูกจำกัดไว้ที่ความถี่ต่ำกว่า 1 MHz และวงจร LC สามารถนำไปใช้ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำงานที่ความถี่หลายร้อยเมกะเฮิรต์ (MHz) โครงข่าย LC มักถูกเรียกว่า วงจรแท็งก์ (tank circuit) หรือ วงจรฟลายวีล (flywheel circuit)



รูปที่ 2.24 การทำงานของวงจรแท็งก์

รูปที่ 2.24 แสดงวิธีการของวงจรแท็งก์ในการสร้างการออสซิลเลทแบบไซน์ รูป 2.24 (a) สมมติว่าตัวเก็บประจุถูกชาร์จ ขณะที่ตัวเก็บประจุดีชาร์จผ่านตัวเหนี่ยวนำ สนามเพิ่มขึ้นโดยขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ หลังจากตัวเก็บประจุดีชาร์จ สนามลดลงและกระแสไหลอย่างต่อเนื่อง ซึ่งแสดงในรูป 2.24 (b) สังเกตได้ว่าตัวเก็บประจุในตอนนี้ถูกชาร์จในชั่วตรงข้าม หลังจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามลดลง ตัวเก็บประจุทำตัวเป็นแหล่งจ่าย (source) ในตอนนี้ กระแสกำลังไหลในทิศทางตรงข้าม รูป 2.24 (c) แสดงการดิซชาร์จของตัวเก็บประจุครั้งที่สอง ในขั้นตอนสุดท้าย รูป 2.24 (d) แสดงตัวเหนี่ยวนำที่ทำตัวเป็นแหล่งจ่ายและชาร์จตัวเก็บประจุกลับไปยังช่วงตอนเริ่มต้น (รูป 2.24 (a)) ซึ่งวัฏจักรนี้จะเกิดขึ้นซ้ำไปซ้ำมา

ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์แบบสะสมพลังงาน ในวงจรแท็งค์ มีการแลกเปลี่ยนพลังงานกลับไปกลับมาและมีพลังงานออกมาที่อัตราคงที่ ซึ่งกำหนดโดยความเหนี่ยวนำและความจุไฟฟ้า ความถี่ของการออสซิลเลทคือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.61)$$

สูตรนี้เป็นสมการเรโซแนนซ์สำหรับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สมการนี้เกี่ยวข้องกับความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งอินดักทีฟรีแอคแตนซ์และคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์มีค่าเท่ากัน วงจรแท็งค์ LC นี้จะออสซิลเลทที่ความถี่เรโซแนนซ์

วงจรแท็งค์ในอุดมคติมีความต้านทาน ซึ่งประกอบด้วยความเหนี่ยวนำและความจุไฟฟ้า ความต้านทานจะทำให้การออสซิลเลทของวงจรแท็งค์เกิดการหน่วงเวลา ในการสร้าง LC ออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องมีแอมพลิฟายเออร์เพิ่มเข้ามา อัตราการขยายของแอมพลิฟายเออร์จะเอาชนะอัตราการสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานและสร้างคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดคงที่

วิธีที่ใช้รวมแอมพลิฟายเออร์กับวงจรแท็งค์ (LC) เพื่อสร้างคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดคงที่แสดงในรูป 2.25 วงจรนี้เรียกว่าฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์ (Hartley oscillator) สังเกตได้ว่าตัวเหนี่ยวนำถูกแท็บ และตำแหน่งการแท็บมีความสำคัญเนื่องจากอัตราส่วนของ L_A ต่อ L_B ใช้ในการหาอัตราส่วนการป้อนกลับของวงจร ในทางปฏิบัติ อัตราการป้อนกลับถูกเลือกให้มีการทำงานที่เชื่อถือได้ ซึ่งสิ่งนี้ทำให้แน่ใจว่าออสซิลเลเตอร์จะเริ่มขึ้นทุกครั้งที่มีการเปิดเครื่อง การป้อนกลับที่มาก ๆ จะทำให้เกิดการตัดและเอาท์พุทที่มีความผิดเพี้ยน

ทรานซิสเตอร์แอมพลิฟายเออร์ของรูป 2.25 เป็นแบบ common-emitter ซึ่งหมายความว่าเฟสชิฟ 180° จะเป็นที่ต้องการในทางเดินของการป้อนกลับ และวงจรแท็งค์สร้างเฟสชิฟนี้ วงจรเรโซแนนซ์ขนานสร้างเฟสชิฟ 180° ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นสัญญาณที่คอลเลคเตอร์มาถึงที่เบสในแบบเฟสเดียวกัน การรู้ค่าทั้งหมดของความเหนี่ยวนำและความจุไฟฟ้าของวงจรแท็งค์จะทำให้หาความถี่เรโซแนนซ์ได้ ตัวอย่างเช่น ถ้าความเหนี่ยวนำทั้งหมด $L_A + L_B$ เท่ากับ $20 \mu H$ และความจุไฟฟ้า C_2 เท่ากับ $400 pF$ ดังนั้น

$$f_r = \frac{1}{6.28\sqrt{20 \times 10^{-6} \times 400 \times 10^{-12}}} \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกวิธีใช้ในการควบคุมการป้อนกลับของ LC ออสซิลเลเตอร์จำเป็นต้องเก็บประจุที่ขาของวงจรแท็งค์ และวงจรนี้เรียกว่า โคลพิทออสซิลเลเตอร์ (Colpitt oscillator) ซึ่งแสดงในรูป 2.26 ฐานะแอมพลิฟายเออร์แบบ common-base สำหรับแอมพลิฟายเออร์แบบนี้อินพุท (อิมิตอร์) และเอาต์พุท (คอลเลคเตอร์) มีเฟสเดียวกัน ทางของการป้อนกลับไม่ตกคร่อมวงจรแท็งค์เนื่องจากแบบ common-base ไม่มีการกลับเฟส

ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ในรูป 2.26 เป็นการต่ออนุกรมซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรแท็งค์ สมมติว่า $C_2=1000$ pF และ $C_3=100$ pF เราสามารถใช้สูตรต่ออนุกรมของตัวเก็บประจุในการหาผลของการต่ออนุกรม

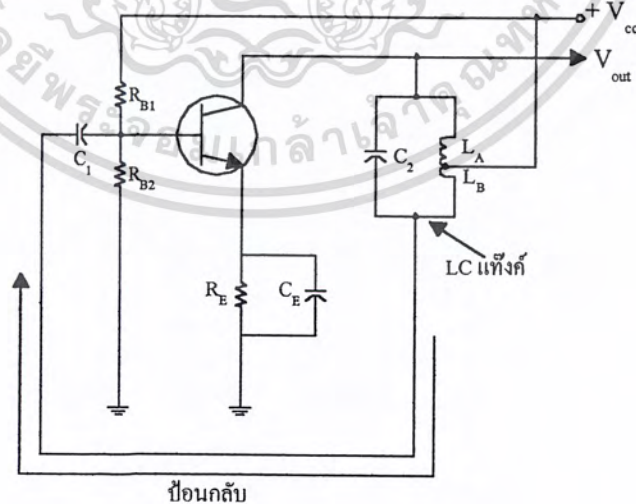
$$C_T = \frac{C_2 \times C_3}{C_2 + C_3} = \frac{1000 \text{ pF} \times 100 \text{ pF}}{1000 \text{ pF} + 100 \text{ pF}} \quad (2.63)$$

$$= 90.91 \text{ pF}$$

สิ่งนี้หมายความว่า 90.91 pF กับค่าของ L ใช้ในการหาความถี่ของการออสซิลเลท ถ้า $L = 1 \mu\text{H}$ วงจรจะออสซิลเลทที่

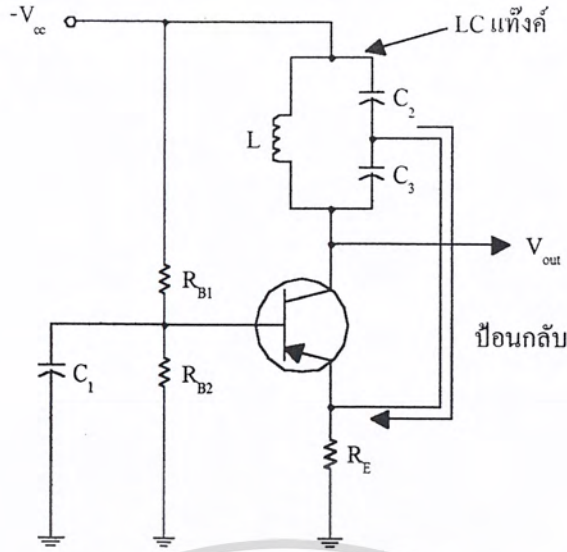
$$f_r = \frac{1}{6.28 \sqrt{1 \times 10^{-6} \times 90.9 \times 10^{-12}}} \quad (2.64)$$

$$= 16.7 \text{ MHz}$$

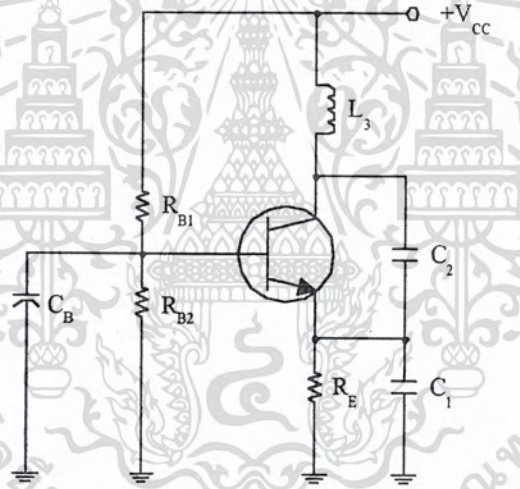


รูปที่ 2.25 ฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 โคลพิทออสซิลเลเตอร์แบบอิมิตเตอร์ร่วม



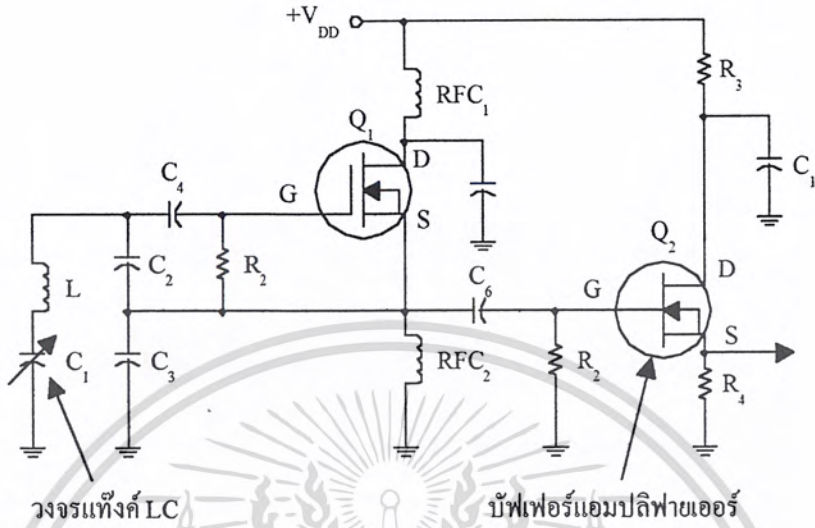
รูปที่ 2.27 โคลพิทออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม

รูปที่ 2.28 แสดง VFO ซึ่งเป็นไปตามบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์ ชั้นตอนทั้งคู่กำลังทำงานในแบบ common-drain ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ insulated-gate field-effect วงจรนี้แทนสัญลักษณ์ที่ถูกใช้เมื่อต้องการความเสถียรภาพของควมถี่สูงสุด

ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในรูป 2.28 สร้างอัตราขยายที่ต้องการสำหรับการออสซิลเลททรานซิสเตอร์ Q_2 ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์ซึ่งป้องกันวงจรออสซิลเลทจากผลของการโหลด การเปลี่ยนโหลดบนออสซิลเลเตอร์ทำให้มีการเปลี่ยนแอมพลิจูดและความถี่ของเอาต์พุตสำหรับเสถียรภาพที่ดีที่สุด ออสซิลเลเตอร์ควรจะถูแยกออกจากชั้นตอนที่ตามมา ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q₂ มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ สิ่งนี้ยอมให้บัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์ทำการแยกออสซิลเลเตอร์ออกจากผลของการโหลดใด ๆ



รูปที่ 2.28 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ให้มีเสถียรภาพสูงสุด

วงจรแท็งค์ของรูป 2.28 ประกอบด้วย L, C₁, C₂, และ C₃ วงจรนี้เป็นแบบหนึ่งในแบบที่มีเสถียรภาพมากที่สุดของ LC ออสซิลเลเตอร์ทั้งหมด สมมติว่า C₁ เปลี่ยนจาก 10 ไปยัง 100 pF และ C₂, C₃ มีค่า 1000 pF เราจะใช้สูตรของการต่ออนุกรมของตัวเก็บประจุในการหาช่วงความจุไฟฟ้าของวงจรแท็งค์ เมื่อ C₁ เท่ากับ 10 pF เป็นดังนี้

$$C_T = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \tag{2.65}$$

$$= \frac{1}{1/10\text{pF} + 1/1000\text{pF} + 1/1000\text{pF}}$$

$$= 9.8\text{pF}$$

เมื่อ C₁ = 100 pF

$$C_T = \frac{1}{1/100\text{pF} + 1/1000\text{pF} + 1/1000\text{pF}} \tag{2.66}$$

$$= 83.3\text{pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณนี้แสดงค่า C_T ของตัวเก็บประจุที่ขึ้นอยู่กับค่า C_1 ตัวเก็บประจุที่กระจายและที่ขนานกัน ในรูปที่ 2.28 นั้น ปรากฏอยู่ในรูปการขนานกับ C_2 และ C_3 ตัวเก็บประจุเหล่านี้สามารถเปลี่ยนและทำให้ความถี่เลื่อนในวงจร LC ออสซิลเลเตอร์ การออกแบบแคลิป (clapp) ทำให้ผลของสิ่งเหล่านี้มีค่าต่ำสุด ซึ่งทำได้โดยการทำให้ตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมและถูกจูนนั้นมีผลส่วนใหญ่ต่อวงจรแท้จริง

ออสซิลเลเตอร์แบบปรับความถี่สามารถจูนโดยตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ แต่ตัวเก็บประจุนี้มีราคาแพงและมีขนาดใหญ่ ดังนั้นในตอนนี้นักออกแบบต่าง ๆ จึงได้แทนด้วยวาริแค็ปไดโอด (varicap diode) ตัวอย่างเช่น ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ C_1 ในรูปที่ 2.28 ควรจะถูกแทนด้วยวาริแค็ปไดโอดและวงจรไบอัส การเปลี่ยนแรงดันไบอัสจะจูนออสซิลเลเตอร์ให้เปลี่ยนความถี่ ดังนั้นวงจรนี้เรียกว่า โวลท์เตจ-คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO)

2.8.4 การแก้ปัญหาของออสซิลเลเตอร์

การแก้ปัญหาของออสซิลเลเตอร์ใช้แบบเดียวกับการแก้ปัญหาแอมพลิฟายเออร์ เนื่องจากออสซิลเลเตอร์ส่วนมากเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่มีการป้อนกลับแบบบวก ดังนั้นความผิดปกติต่าง ๆ จึงเหมือนกัน ขั้นตอนการแก้ปัญหาเป็นดังนี้

1. สังเกตอาการ
2. วิเคราะห์สาเหตุที่เป็นไปได้
3. จำกัดความเป็นไปได้

อาการข้างล่างนี้ถูกสังเกตเมื่อทำการแก้ปัญหา

1. ไม่มีเอาท์พุท
2. แอมพลิจูดลดลง
3. ความถี่ไม่เสถียร
4. ความผิดพลาดของความถี่

อาการสองอย่างอาจจะสังเกตได้ในเวลาเดียวกัน ตัวอย่างเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์อาจจะไม่มีแอมพลิจูดลดลงและมีความผิดพลาดของความถี่

เครื่องมือวัดมีประโยชน์มากในการบอกถึงอาการที่ถูกต้อง ตัวนับความถี่แบบดิจิทัล (digital frequency counter) ออสซิลโลสโคป เป็นเครื่องมือวัดที่ดีสำหรับการแก้ปัญหาออสซิลเลเตอร์ โวลท์มิเตอร์ใช้ในการเช็คเพาเวอร์ซัพพลายและแรงดันไบอัส เมื่อมีการใช้เครื่องมือวัดกับวงจรออสซิลเลเตอร์ สิ่งต่างๆเหล่านี้ควรจำ : ออสซิลเลเตอร์สามารถตกอยู่ภายใต้ผลของโหลด ช่วงส่วนมากเกิดความเข้าใจผิดเพราะว่าการต่ออุปกรณ์ทดสอบนั้นเป็นการดึงความถี่ออสซิลเลเตอร์ให้หยุดหรือเป็นการลดแอมพลิจูด ในบางกรณีเครื่องมือวัดอาจจะโหลดออสซิลเลเตอร์ไปยังจุดที่ซึ่งหยุดทำงานด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่าลืมเช็คผลของสิ่งต่างๆ และการควบคุมทั้งหมดเมื่อทำการแก้ปัญหา ถ้าวงจรเป็น VFO เราต้องจูนวงจรนี้ตลอดช่วงทั้งหมด เราอาจจะพบปัญหาปรากฏขึ้นและไม่ปรากฏขึ้นในขณะที่ออสซิลเลเตอร์ถูกจูน ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้สามารถดีดวงจรตลอดเส้นทางของช่วงต่างๆ ถ้าวงจร VCO อาจจะต้องทำการลบล้างแรงดันที่มีการจูนนั้นด้วยเพาเวอร์ซัพพลายภายนอก เพื่อตรวจสอบการทำงานที่ถูกต้องและช่วงความถี่ที่ถูกต้อง ใช้ตัวต้านทานจำกัดกระแสไฟฟ้าค่าประมาณ 100 K เพื่อหลีกเลี่ยงผลของโหลด และความเสียหายของวงจรเมื่อทำการทดสอบแบบนี้

เพาเวอร์ซัพพลายมีผลหลาย ๆ อย่างต่อการทำงานของออสซิลเลเตอร์ ความถี่และแอมพลิจูดมีความไวต่อแรงดันของเพาเวอร์ซัพพลาย การเช็คเพาเวอร์ซัพพลายในตอนแรก ๆ เป็นการประหยัดเวลาในการแก้ปัญหา

มีความสำคัญมากสำหรับการทบทวนทฤษฎีเมื่อทำการแก้ปัญหา สิ่งนี้จะช่วยเราวิเคราะห์สาเหตุที่เป็นไปได้ การหาว่าอะไรเป็นการควบคุมความถี่ใช้งาน สิ่งนี้เป็นโครงข่าย lag ใช่ว่าหรือไม่จงจำไว้ว่าผลการโหลดสามารถดึงออสซิลเลเตอร์ให้หยุดความถี่ ปัญหาเหล่านี้อยู่ในขั้นตอนหน้าซึ่งถูกป้องกันจากรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่เสถียรภาพเป็นสิ่งที่ทำลายอย่างมาก ช่วงมักจะอาศัยส่วนประกอบที่พันเทปและแผ่นวงจรกับเครื่องมือที่มีฉนวนหุ้มอยู่ เพื่อทำการหาตำแหน่งของสิ่งยุ่งยากนี้ ถ้าสิ่งนี้ผิดปกติอาจจะใช้ความร้อนหรือความเย็น เพื่อทำการแยกส่วนประกอบที่มีความไว Desoldering pencil เป็นแหล่งให้ความร้อนที่ดี การบีบบนกระเปาะจะทำให้อากาศร้อนพุ่งตรงไปยังพื้นที่ที่ต้องการ สารเคมี “สเปรย์ความเย็น” เป็นสิ่งที่ให้ความเย็น

2.8.5 ข้อสรุปของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสสลับ
2. ออสซิลเลเตอร์ชนิดต่าง ๆ เกี่ยวข้องกับแอมพลิฟายเออร์และการป้อนกลับแบบบวก
3. อัตราการขยายแอมพลิฟายเออร์ต้องมากกว่าอัตราการสูญเสียในวงจรป้อนกลับ เพื่อทำให้เกิดการออสซิลเลท
4. การป้อนกลับต้องเป็นเฟสเดียวกันเพื่อสร้างการออสซิลเลท
5. วงจรแท่ง LC ถูกใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงมาก
6. ฮาร์เลย์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเหนี่ยวนำที่ถูกแท่งไปในวงจรแท่ง
7. โคลพิทออสซิลเลเตอร์ใช้ขาของตัวเก็บประจุที่ถูกแท่งไปในวงจรแท่ง
8. วงจรโคลพิทหรือแค็ปทำให้เสถียรภาพความถี่ดีขึ้น
9. แอมพลิฟายเออร์ที่มีการป้อนกลับใช้การชดเชยความถี่ เพื่อทำให้เกิดเสถียรภาพ
10. สัญญาณป้อนกลับนั้นสามารถคกรวมอิมพีแดนซ์ภายในของเพาเวอร์ซัพพลาย
11. วงจรความถี่สูงจำเป็นต้องมีการชิลด์ เพื่อป้องกันการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12. อาการของออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย ไม่มีเอาท์พุท แอมพลิจูดลดลง ความผิดพลาดของความถี่
13. เครื่องมือวัดสามารถโหลดวงจรออสซิลเลเตอร์และทำให้เกิดความผิดพลาด
14. วงจรที่ไม่เสถียรภาพสามารถถูกเช็คด้วยการสั้น ความร้อนหรือความเย็น

ตารางที่ 2.3 การแก้ปัญหาออสซิลเลเตอร์

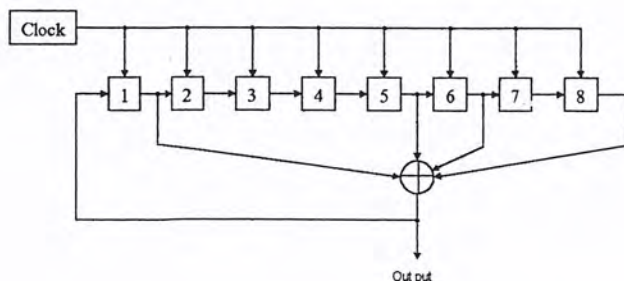
ปัญหา	สาเหตุที่เป็นไปได้
ไม่มีเอาท์พุท	แรงดันของเพาเวอร์ซัพพลาย ทรานซิสเตอร์เสีย ส่วนประกอบลัดวงจร (เช็คตัวเก็บประจุที่มีการจูนใน VFO) ส่วนประกอบเปิดวงจร โหลดที่รุนแรง (เช็คบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์) จุดต่อเสีย (เช็คแผ่นวงจร)
แอมพลิจูดลดลง	แรงดันของเพาเวอร์ซัพพลายต่ำ การไบอัสของทรานซิสเตอร์ (เช็คตัวต้านทาน) วงจรถูกโหลดลดลง (เช็คบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์) ทรานซิสเตอร์เสีย
ความถี่ไม่เสถียร	แรงดันของเพาเวอร์ซัพพลายเปลี่ยนแปลง การต่อเสีย (ทดสอบด้วยการสั้น) ความไวต่ออุณหภูมิ (เช็คด้วยความร้อนและ/หรือสเปรย์ความเย็น) ความผิดพลาดของวงจรแท็งค์ การเปลี่ยนของโหลด (เช็คบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์) ทรานซิสเตอร์เสีย
ความผิดพลาดของความถี่	แรงดันของเพาเวอร์ซัพพลายผิด การผิดพลาดของการโหลด (เช็คบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์) ความผิดปกติของวงจรแท็งค์ (เช็คทรินเมอร์และ/หรือตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้) การไบอัสทรานซิสเตอร์ (เช็คทรานซิสเตอร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 การกำเนิดสัญญาณ ; PRBS

การกำเนิดสัญญาณ PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) จะทำงานโดยใช้ชิพรีจิสเตอร์ ที่มีการต่อป้อนกลับแบบวงจรวกแบบ Modulo 2 โดยที่เราจะใช้ฟลิปฟล็อปมาต่อแบบอนุกรมกัน เพื่อให้ทำหน้าที่เป็นชิพรีจิสเตอร์ ซึ่งก็จะมีการป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับชิพรีจิสเตอร์แต่ละตัว เมื่อชิพรีจิสเตอร์ได้รับสัญญาณนาฬิกาข้อมูลไบนารีที่อยู่ในฟลิปฟล็อป ก็จะถูกย้ายไปยังฟลิปฟล็อปตัวถัดไปและจะมีการกำหนดจุดต่อเพื่อทำการป้อนกลับสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อเป็นการกำหนดความยาวของ PRBS จะใช้สมการ Primitive Polynomail ยกกำลัง m เป็นตัวกำหนดจำนวนชิพรีจิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ นอกจากนั้นเรายังใช้สมการ Primitive Polynomail ที่มีกำลังตั้งแต่ 1 ถึง 40

สมการ Primitive Polynomail นี้จะให้สัญญาณ PRBS ที่มีความยาว $n = 2^m - 1$ เนื่องจากจะไม่ให้เกิดสถานะที่เป็น 0 ก่อนที่จะมีการป้อนกลับให้มีสถานะซ้ำกับข้อมูลเดิมจากตารางที่ 2.4 จึงให้สัญญาณ PRBS ที่มีความยาวสูงสุดถึง $2^{40} - 1 = 10^{12}$ ซึ่งในโครงการนี้เราจะใช้ชิพรีจิสเตอร์จำนวน 8 ตัว ดังนั้นจากตาราง ถ้าเรานำสมการ Primitive Polynomail ที่มีค่า $h(x) = x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$ มาพิจารณาจะเห็นว่ากำลังสูงสุดของสมการ (m) = 8 ดังนั้นเราจะได้ว่าใน Sequence นี้เราจะใช้ชิพรีจิสเตอร์ทั้งหมดจำนวน 8 ตัว และเราจะแสดงถึงการต่อป้อนกลับได้ดังรูปที่ 2.29 คือนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของชิพรีจิสเตอร์ตัวที่ 1, 5, 6 และ 8 มาใช้บวกกันแบบ Modulo 2 (โดยในสมการ Primitive Polynomail จะแทนด้วยเครื่องหมายบวก) ซึ่งนั่นก็คือการใช้ Exclusive OR Gate จากรูป 2.29 สมมติให้สถานะเริ่มต้นของการทำงานของชิพรีจิสเตอร์เป็นลอจิก 1111 1111 เมื่อมีการให้สัญญาณนาฬิกาเข้าไป ข้อมูลเดิมในชิพรีจิสเตอร์ก็จะถูกเลื่อนไปทางซ้ายมือ 1 ตำแหน่ง คือ ข้อมูลเดิมในฟลิปฟล็อปจะถูกย้ายไปเก็บไว้ในฟลิปฟล็อปตัวถัดไปแล้วนำเอาเอาต์พุตเดิมของฟลิปฟล็อปในตัวที่ 1, 5, 6 และ 8 ก่อนที่จะมีสัญญาณนาฬิกาเข้ามาก่อนทำการบวกแบบ Modulo 2 แล้วป้อนกลับไปเป็นอินพุตใหม่ให้กับฟลิปฟล็อปตัวแรก จะเห็นว่าข้อมูลที่อยู่ในชิพรีจิสเตอร์ จะเปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ จนครบ 255 สถานะ ($n = 2^8 - 1$) ซึ่งเป็นค่าความยาวสูงสุดของ Sequence และจากความยาวสูงสุดของ Sequence สามารถที่จะสรุปคุณสมบัติต่าง ๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.29 การต่อ Shift Register

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสมการ Primitive Polynomial กับ Degree

Degm	H(x)	Degm	H(x)
1	$X+1$	21	$X^{21}+X^2+1$
2	X^2+X+1	22	$X^{22}+X+1$
3	X^3+X+1	23	$X^{23}+X^5+1$
4	X^4+X+1	24	$X^{24}+X^4+X^3+X+1$
5	X^5+X^2+1	25	$X^{25}+X^3+1$
6	X^6+X+1	26	$X^{26}+X^8+X^7+X+1$
7	X^7+X+1	27	$X^{27}+X^8+X^7+X+1$
8	$X^8+X^6+X^5+X+1$	28	$X^{28}+X^3+1$
9	X^9+X^4+1	29	$X^{29}+X^2+1$
10	$X^{10}+X^3+1$	30	$X^{30}+X^{16}+X^{15}+X+1$
11	$X^{11}+X^2+1$	31	$X^{31}+X^{28}+X^{27}+X+1$
12	$X^{12}+X^7+X^4+X^3+1$	32	$X^{32}+X^{28}+X^{27}+X+1$
13	$X^{13}+X^4+X^3+X+1$	33	$X^{33}+X^{13}+1$
14	$X^{14}+X^{12}+X^{11}+X+1$	34	$X^{34}+X^{15}+X^{14}+X+1$
15	$X^{15}+X+1$	35	$X^{35}+X^2+1$
16	$X^{16}+X^5+X^3+X^2+1$	36	$X^{36}+X^{11}+1$
17	$X^{17}+X^3+1$	37	$X^{37}+X^{12}+X^{10}+X^2+1$
18	$X^{18}+X^7+1$	38	$X^{38}+X^6+X^5+X+1$
19	$X^{19}+X^6+X^5+X+1$	39	$X^{39}+X^4+1$
20	$X^{20}+X^3+1$	40	$X^{40}+X^{21}+X^{19}+X^2+1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนชิฟรืจิสเตอร์กับตำแหน่งที่ทำการเท็ปออกมา

Length of Shift Register	Feedback Taps	Penode of Sequence
3	1,3	7
4	1,4	15
5	2,5	31
6	1,6	63
7	1,7	127
8	1,6,7,8	255
9	4,9	511
10	3,10	1023
11	2,11	2047
12	2,10,11,12	4095
13	1,11,12,13	8191
14	2,12,13,14	16383
15	14,15	32767
16	11,13,14,16	65536
17	14,17	131071
18	11,18	26143
19	14,17,18,19	524287
20	17,20	1048575

จากที่กล่าวมาสามารถที่สรุปได้ดังนี้

- จะมีจำนวนของลอคิก 1 ในแต่ละ 1 รอบของเอาท์พุทซีเควนซ์ มากกว่าจำนวนลอคิก 0 ค่าที่ได้จะเป็นการเรียงลอคิก 0 หรือลอคิก 1 ตามความยาว n จะเป็นสองเท่าของการทำงาน ความยาว $n+1$ ซึ่งถ้าเป็น $\frac{1}{2}$ การทำงานจะมีความยาวเป็น 1 ที่ $\frac{1}{4}$ จะมีความยาวเป็น 2 และที่ $\frac{1}{8}$ จะมีความยาวเป็น 3
- auto correlation ของซีเควนซ์มีค่าสูงสุดเท่ากับความยาวของซีเควนซ์ $(2^n - 1)$ ที่ชิโร ชิฟ (zeroshift) และที่มัลติเปิล (multiple) ความยาวของซีเควนซ์ที่ชิฟรืจิสเตอร์ตัวอื่นๆ มีค่าคอร์รีเลชันเป็น -1 ค่าอ้อ ได้ค้อรรีเลชัน (auto correlation) ของ PRBS ขนาด 7 บิต

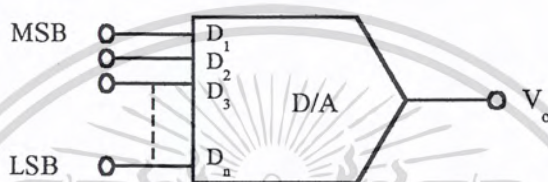
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 การเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC)

หลักการทำงานของ DAC คือการนำเอากลุ่มของบิต (Bit) จากคอมพิวเตอร์หรืออุปกรณ์ดิจิทัลมาเปลี่ยนเป็นระดับแรงดันอนาล็อก เอาท์พุทของ DAC เป็นระดับความแตกต่างของแต่ละบิตของดิจิทัลอินพุท

2.10.1 หลักการพื้นฐานของ DAC

บล็อกโคอะแกรมของ DAC แสดงในรูป เอาท์พุทที่สร้างขึ้นจาก DAC เป็นได้ทั้งแรงดันและกระแส



รูปที่ 2.30 บล็อกโคอะแกรมของ D/A Converter

เอาท์พุทชนิดใดก็ตามของ DAC ที่ผลิตขึ้นมาได้จากวงจรที่นำมาใช้ในการเปลี่ยนดิจิทัลเป็นอนาล็อก จำนวนของความแตกต่างของระดับแรงดันและกระแสที่สร้างขึ้นที่เอาท์พุทของ DAC จะสัมพันธ์กับจำนวนของบิตที่นำมาเปลี่ยนจากสมการ

$$N = 2^n$$

เมื่อ N คือ จำนวนของระดับความแตกต่างด้านเอาท์พุทที่สร้างขึ้นและ n คือจำนวนของบิตอินพุทที่นำมาเปลี่ยน

จำนวนของระดับความแตกต่างที่สร้างขึ้นที่เอาท์พุทของ DAC จะขึ้นอยู่กับขอบเขตการจำแนกของอุปกรณ์ที่ใช้งาน จำนวนบิตของอินพุทจะใช้บิตที่สูงที่สุดในการคำนวณ เช่น อินพุทของ DAC จำนวน 10 บิต สามารถเปลี่ยนระดับสัญญาณได้ 1024 ระดับ การเปลี่ยนแปลงเป็นรูปอื่นเป็นคุณสมบัติหนึ่งที่สำคัญของ DAC ในการนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายด้าน หลักการหนึ่งในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณดิจิทัลในรูปของ $N(N = 2^n)$ และสามารถคิดเป็นในรูปเปอร์เซ็นต์ได้จากสมการ

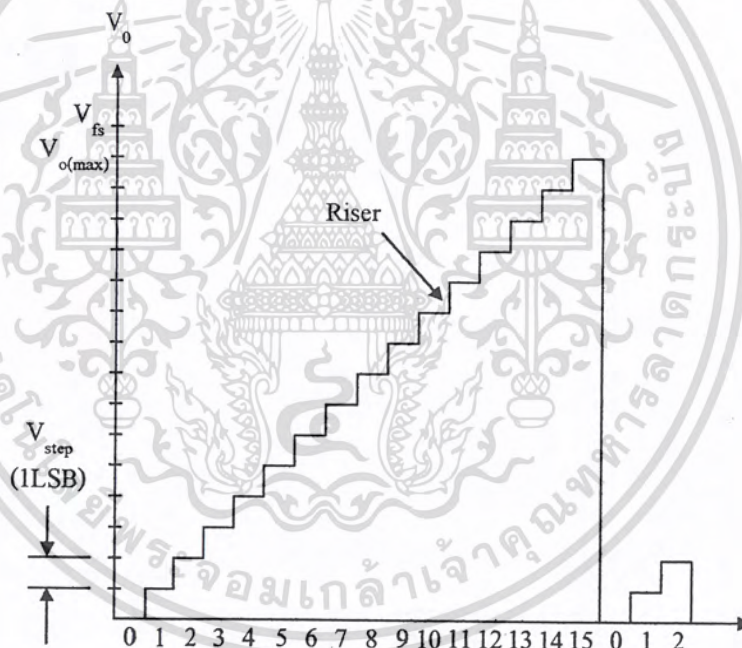
$$\text{Percent Resolution} = (1 / 2^n) \times 100\% \quad (2.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่น 10 บิต DAC

$$\begin{aligned} \text{Percent Resolution} &= (1/2^{10}) \times 100\% \\ &= (1/1024) \times 100\% \\ &= 0.098\% \end{aligned}$$

จากตัวอย่างของเอาต์พุตของ 10 บิต DAC มีความแน่นอน 0.098% ของเอาต์พุต Full Scale ซึ่งคือระดับแรงดันหรือกระแสที่สร้างขึ้นที่เอาต์พุตของ DAC ที่สมมติขึ้นว่าเลข 1 ไบนารีที่เป็นอินพุตแต่ละตัวเปลี่ยนแปลงเป็นรูปอื่นไม่ได้จำกัด แต่ในความเป็นจริง DAC ไม่สามารถมีจำนวนถึง Ideal Full Scale เนื่องจากการจำกัดจำนวนของอินพุต ตัวอย่างเช่น DAC ที่แสดงในรูป 2.31 มีอินพุต 4 เส้น กราฟของ V_o และอินพุตไบนารีสำหรับ 4 บิต DAC สามารถสร้างได้ดังแสดงในรูป 2.31



รูป 2.31 คุณสมบัติทรานเฟอร์สำหรับ 4 บิต DAC

จะสังเกตได้ว่ามีระดับความแตกต่างของแรงดันที่เป็นไปได้ 16 ระดับและ 15 ขอบขาขึ้น ถ้าเป็นเอาต์พุต Full Scale จะมีขอบขาขึ้น 16 ขอบ ซึ่งหมายถึงว่าค่า V_o สูงสุดเอาต์พุตจะไม่ถึง V_{fs} อีกหนึ่งขั้น ขนาดของเอาต์พุตหนึ่งขั้นเรียกว่า 1 LSB ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากและปรากฏขึ้นเมื่อ LSB ของดิจิตอลอินพุตเปลี่ยนสภาวะการเพิ่มขึ้นของเอาต์พุต (แรงดันหรือกระแส) สำหรับแต่ละขั้นหาได้จากจำนวนของขั้นและ V_{fs} ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

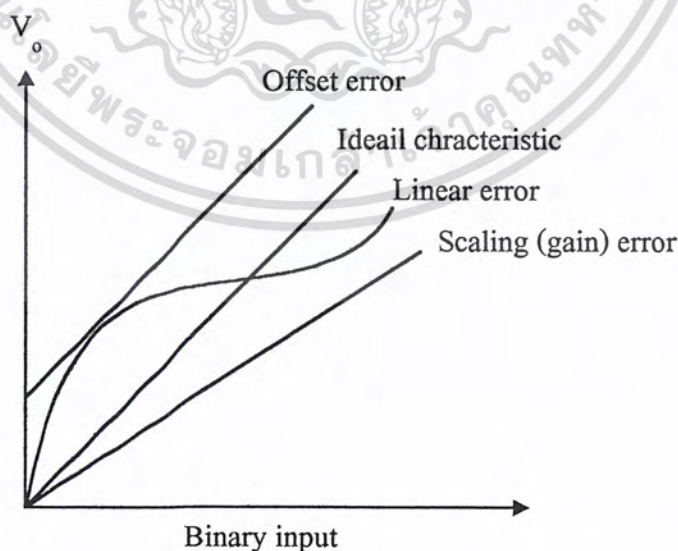
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ขนาดขั้น} = V_{FS}/2^n$$

เมื่อ n คือจำนวนของอินพุทไบนารีและ V_{FS} คือแรงดัน Full Scale ของ Ideal DAC เช่น V_0 ของ 4 บิต DAC เป็นไปตามทฤษฎีมี V_{FS} เท่ากับ 10 V และอินพุทไบนารี 12 จำนวน 10 ได้ V_0 เท่ากับ

$$\begin{aligned}\text{ขนาดขั้น} &= V_{FS}/2^n \\ &= 10 \text{ V}/16 \\ &= 0.625 \text{ V} \\ V_0 &= 0.625 \text{ V} \times 12 \\ &= 7.5 \text{ V}\end{aligned}$$

การจำแนกของ DAC จะใช้เป็นตัวบอกความเที่ยงตรงของสัคย์ เพราะว่าการจำแนกเป็นตัวกำหนดข้อจำกัดของความเที่ยงตรงของการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตามความเที่ยงตรงและการจำแนกไม่ใช่สิ่งเดียวกัน ตัวอย่างเช่น 16 บิต DAC จะพิจารณาถึงการจำแนกสูงสุด (65536) แต่ไม่ใช่สิ่งจำเป็นที่ถูกต้องในการหาค่า V_0 ซึ่งจะหาได้จากค่าอินพุทที่ให้มาภายใต้เงื่อนไขอุดมคติ เอาท์พุทของ DAC จะมีความถูกต้อง $+1/2 V_{step}$ (หรือ $+1/2 \text{ LSB}$ เพราะ $1 \text{ STEP} = 1 \text{ LSB}$) อย่างไรก็ตามอาจมีความผิดพลาดได้ใน DAC แต่ละชนิดความคลาดเคลื่อนจะเกิดจาก โครงสร้างของวงจร DAC ผลของการเปลี่ยนแปลง แหล่งความคลาดเคลื่อนบนเอาต์พุทบนตัวคอนเวอร์เตอร์ แสดงดังรูปที่ 2.32 เป็นรูปผลของการเปลี่ยนแปลงความคลาดเคลื่อนของทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ DAC อุดมคติ



รูปที่ 2.32 กราฟของ DAC อุดมคติและผลของความคลาดเคลื่อน

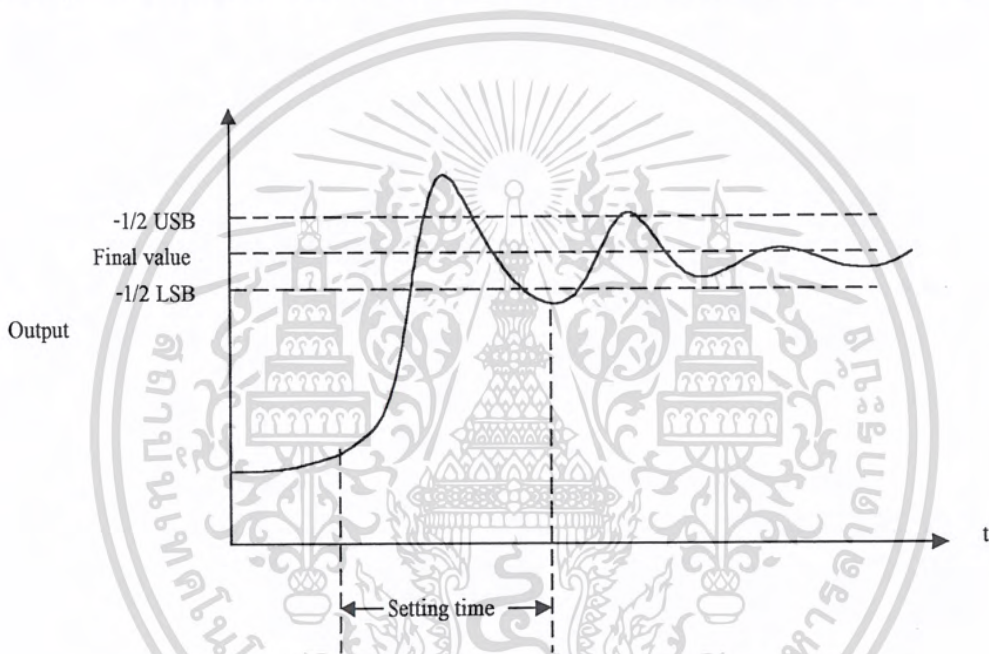
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OFFSET ERROR เป็นผลที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตของ DAC ไม่เป็น 0 เมื่ออินพุตไบนารีเป็น 0 ทำให้เกิดค่าคงที่เลื่อนให้ V_0 ให้เกิดย่านของไบนารีอินพุต

GAIN ERROR หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Scale Error จะสร้างขนาดขึ้นให้ใหญ่กว่า หรือเล็กกว่าขนาดปกติ ซึ่งเป็นสาเหตุให้ค่า V_0 เบี่ยงเบนจากค่าความเป็นจริงของไบนารีอินพุต

LINEARITY ERROR เป็นความคลาดเคลื่อนอีกชนิดหนึ่งที่เป็นสาเหตุทำให้ DAC ไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างเช่น ถ้าเกณฑ์ของ DAC ไม่คงที่สำหรับไบนารีอินพุตเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงขนาดของขั้นที่สร้างขึ้น

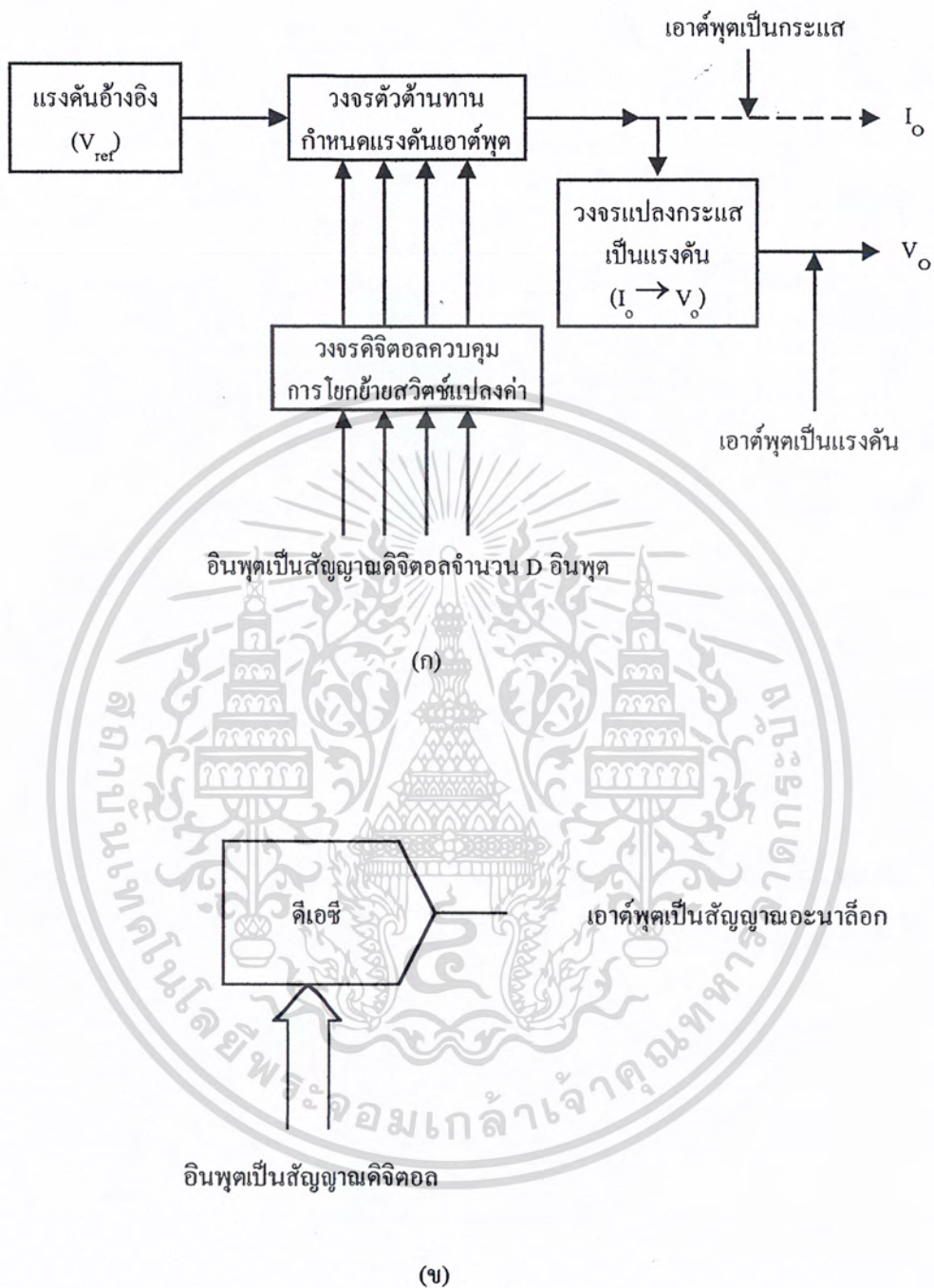
คุณลักษณะของ DAC ที่สำคัญอีกอย่างคือความสัมพันธ์เกี่ยวกับเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลง คุณสมบัตินี้เรียกว่า Setting Time เป็นการวัดการตอบสนองทางด้านความเร็วของ DAC



รูปที่ 2.33 กราฟการตอบสนองต่อ Setting Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

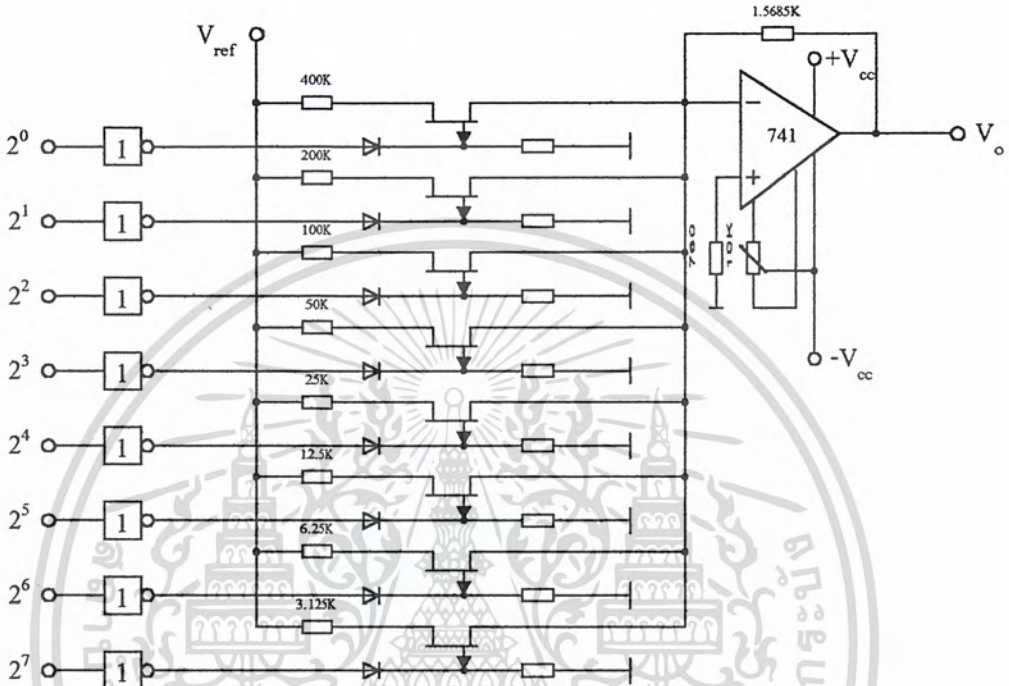
2.10.2 หลักการทำงานของ DAC



รูปที่ 2.34 แผนผังของวงจร DAC และสัญลักษณ์

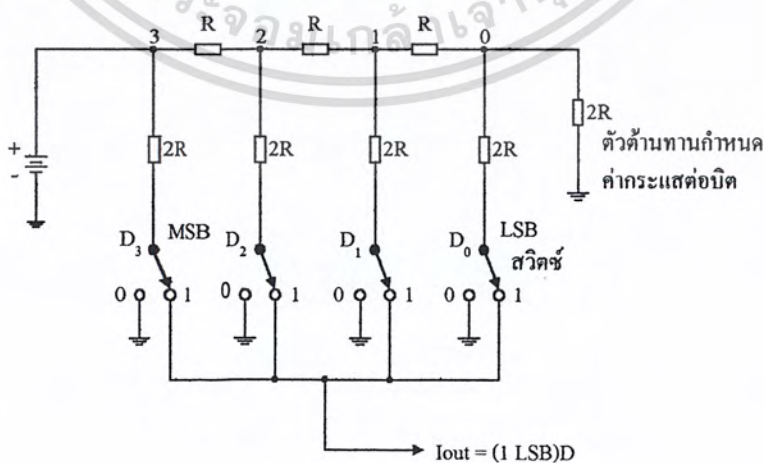
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่ออำนวยความสะดวกในการรับส่งข้อมูลจากสายข้อมูลของระบบคอมพิวเตอร์ ขนาด 8 บิต หรือมากกว่านั้น จึงจำเป็นต้องให้ DAC มีจำนวนอินพุตมากขึ้นดังแสดงตัวอย่างวงจรพื้นฐาน ในรูปที่ 2.35 โดยใช้ตัวต้านทานของบิตต่ำสุดเป็น 400 กิโลโอห์ม ส่วนบิตสูงสุดใช้ตัวต้านทาน ขนาด 3.125 กิโลโอห์ม และใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอนาล็อกสวิตช์ ร่วมกับวงจรขยายออปแอมป์เบอร์ 741



รูปที่ 2.35 วงจร DAC ขนาด 8 บิต

2.10.3 วงจร DAC แบบตัวต้านทานอาร์-สองอาร์



รูปที่ 2.36 วงจร DAC แบบตัวต้านทานอาร์-สองอาร์เบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อวงจรตัวต้านทานแบบอาร์-สองอาร์ (R-2R) ขนาด 4 บิต ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน 3 ตัว มีค่าเท่ากับ R และตัวต้านทานอีก 5 ตัวมีค่าเท่ากับ 2R ดังแสดงในรูปที่ 2.36 กำหนดให้ $R = 10$ กิโลโอห์ม และ $2R = 20$ กิโลโอห์ม สวิตช์ที่อยู่ภายในวงจรถูกควบคุมด้วยลอจิก “0” เพื่อโยกสวิตช์ไปยังตำแหน่งกราวด์หรือลอจิก “1” เพื่อโยกสวิตช์ให้กระแสไหลไปยังเอาต์พุตตามลอจิกที่ควบคุมในแต่ละบิต ทางด้านอินพุตจาก 0000 ถึง 1111 หากสังเกตที่โหนด 0 ของวงจรจะมีตัวต้านทาน $2R$ เป็นตัวกำหนดให้ $R_0 = R$ เพราะหากนำเอา $2R$ ขนานกับ $2R$ จะมีค่าเท่ากับ R และถ้ามองจากโหนด 1 ออกไปทางขวามือ $R_1 = R$ เพราะ $R_0 + R$ มีค่าเท่ากับ $2R$ และถ้ามองจากอินพุต V_{ref} จะได้ $R_3 = R$ ดังนั้นสามารถคำนวณหากระแสได้ดังนี้

$$\text{กระแสอินพุต } I = V_{ref}/R$$

กระแสที่จุดโหนดแต่ละโหนดจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆกันเสมอ ดังนี้

$$I_3 = I/2$$

$$I_2 = I_3/2 = I/4$$

$$I_1 = I_2/2 = I/8$$

$$I_0 = I_1/2 = I/16$$

ดังนั้นค่ากระแสที่บิตต่ำสุด คือ I_0 ส่วนกระแสด้านเอาต์พุตคือผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน $2R$ ขณะที่แต่ละสวิตช์ถูกควบคุมด้วยลอจิก “1”

$$\begin{aligned} I_{out} &= (\text{กระแสที่ไหลขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก “1”}) \times D \\ &= I_0 \times D \\ &= (V_{ref}/R)(1/2^n) \times D \end{aligned} \quad (2.68)$$

กำหนดให้ I_0 คือ ค่ากระแสที่ไหลขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก “1” (แอมแปร์)

V_{ref} คือ ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจร (โวลต์)

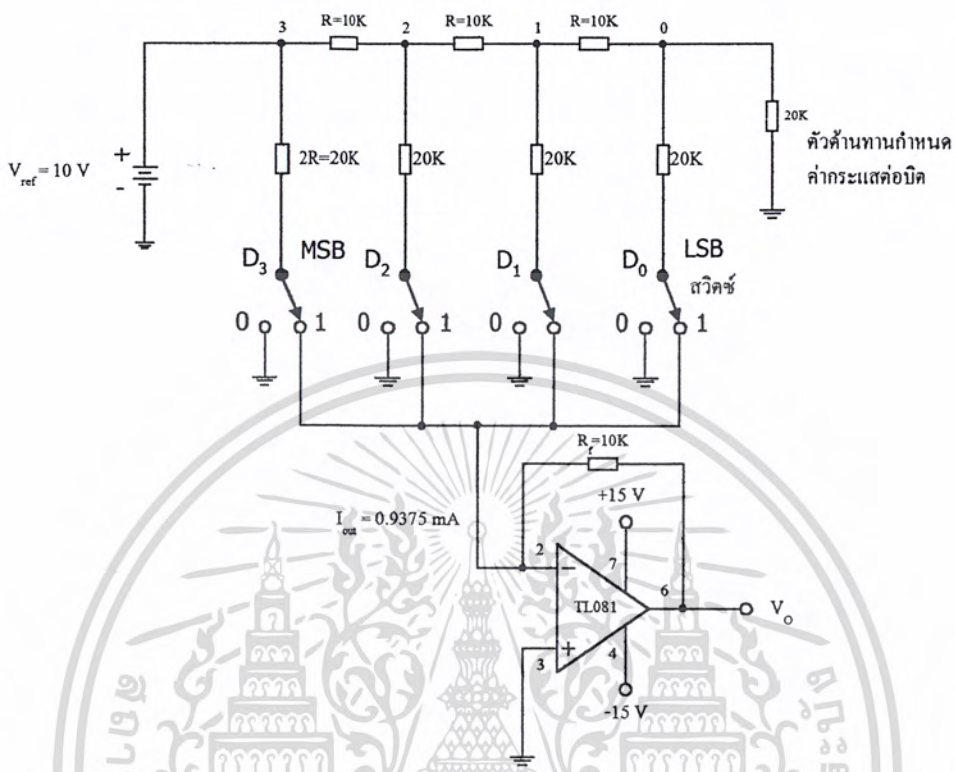
R คือ ค่าความต้านทาน (โอห์ม)

n คือ ค่าจำนวนบิตของ DAC

D คือ ค่าเลขฐานสิบที่แปลงมาจากเลขฐานสองจากลอจิกอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุต จากรูปที่ 2.36 หากนำออปแอมป์มาต่อเพิ่มเข้าไปก็จะสามารถเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันได้ ดังรูป 2.37



รูปที่ 2.37 วงจร DAC ขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต

จากวงจร รูปที่ 2.37 หาแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_o &= I_{out} \times R_f = -(\text{ความละเอียดของกระแส}) \times R_f \times D \\ &= -(V_{ref}/R)(1/2^n)R_f D \end{aligned} \quad (2.69)$$

จากวงจร $R = R_f$

$$\begin{aligned} V_o &= -(V_{ref}/2^n)D \\ &= -(\text{ความละเอียดของแรงดัน}) D \end{aligned}$$

จากสมการ

$$V_o = -(V_{ref}/R)(1/2^n)R_f D$$

อาจเขียนสมการใหม่เป็นดังนี้

$$V_o = -(K)V_{ref} D \quad (2.70)$$

กำหนดให้

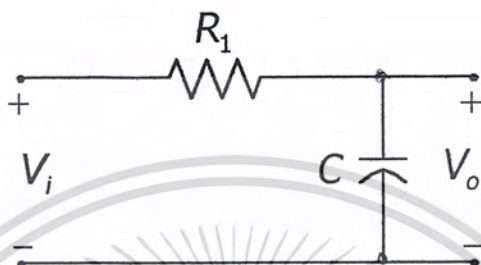
$$K = (R_f/R)(1/2^n)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF)

ในโครงการนี้ต้องการใช้วงจร LPF นำไปกรองความถี่ที่ออกมาจากวงจร DAC เพื่อป้องกันไม่ให้ความถี่สูงผ่านไปได้อีก เราจะทำถึงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่นิยมใช้กันมีอยู่ 3 แบบดังนี้

2.11.1 วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 1 แบบ R - C



รูปที่ 2.38 โลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 1 โดยใช้ R - C

จากรูปที่ 2.38 ค่าของความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_n) สามารถหาได้จากสมการ

$$\omega_{LPF} = 1/RC \quad \text{RAD/Sec} \quad (2.71)$$

ค่าของความถี่ธรรมชาติของลูป (Loop Natural Frequency, ω_n) สามารถหาได้จากความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ โดยสมการ

$$\omega_n = (K_d K_v \cdot \omega_{LPF})^{1/2} \quad (2.72)$$

เมื่อ K_d คอนเวอร์ชันเกน (Conversion Gain) ของเฟสดีเทคเตอร์ หน่วย (volt/sec)

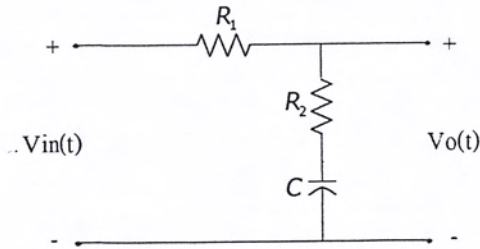
K_v คอนเวอร์ชันเกนของ VCO หน่วย (Rad/Sec/Volt)

เราสามารถหาค่าแดมปีงเฟคเตอร์จากสมการ

$$\zeta = N \cdot \omega_n / (2K_d \cdot K_v) \quad (2.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ แล็ก-ลีด (Lag-Lead Circuit) ดังแสดงในรูป 2.39



รูปที่ 2.39 วงจร แล็ก-ลีด อันดับหนึ่ง

ค่าความถี่คutoff สำหรับวงจรกรองความถี่ชนิดนี้หาได้จากสมการ

$$\omega_{LPF} = 1 / (R1 + R2)C \quad (2.74)$$

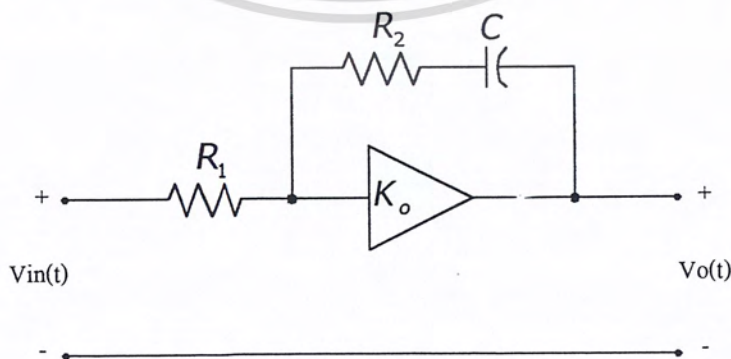
และความถี่ธรรมชาติหาได้จากสมการ

$$\omega_n = (K_d K_v / NC(R1 + R2))^{1/2} \quad (2.75)$$

และเดมปีงแฟคเตอร์หาได้จากสมการ

$$\zeta = 0.5\omega_n (R2C + N / K_d K_v) \quad (2.76)$$

2.11.3 วงจรพาสซีฟแบบ แล็ก-ลีด เราสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์



รูปที่ 2.40 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่คัทออฟหาได้จากสมการ

$$\omega_{LPF} = 1 / R_1.C \quad (\text{Rad/Sec}) \quad (2.77)$$

ค่าของลูปความถี่ธรรมชาติ

$$\omega_n = (K_d K_v / N, C.R1)^{1/2} \quad (2.78)$$

แดมปีงแฟคเตอร์ หาจากสมการ

$$\zeta = (\omega_n, R2.C) / 2 \quad (2.79)$$

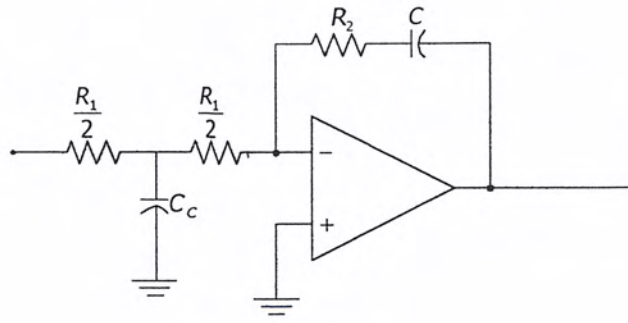
ข้อพิจารณาในการออกแบบลูปฟิลเตอร์

1. เนื่องจากตัวฟิลเตอร์และอินทิเกรเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ มีฟังก์ชันเป็นอินเวอร์ต ดังนั้น จำเป็นต้องตัดแปลงแก้ไขการกลับเฟสนี้ก่อน เพื่อให้ค่าแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) จากออสซิลเลเตอร์สามารถควบคุม VCO ได้ถูกต้องทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งทำได้ง่ายที่สุดโดยการสลัอินพุท Fr และ Fv ที่เฟสดีเทคเตอร์

2. กรณีเฟสดีเทคเตอร์มีเอาต์พุทเป็นดับเบิลเอนด์ $K_d = V_{dd} / 2$

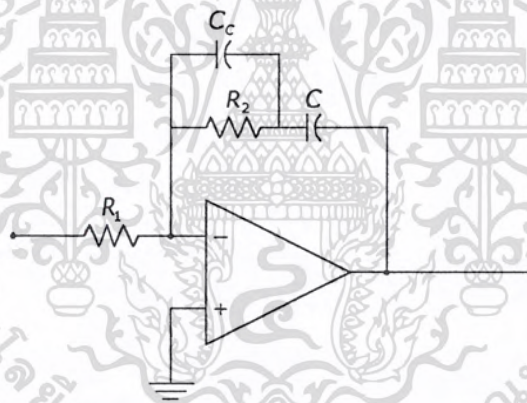
3. วงจรแอกติฟฟิลเตอร์อาจจะเกิดการอิมิตัว ถ้าลูปเกิดการผิดพลาดเชิงเฟสที่เฟสดีเทคเตอร์ มีขนาดใหญ่พร้อม ๆ กับเกิดการรบกวนเชิงอินเวอร์ตขึ้นในลูป กรณีนี้จะเกิดขึ้นเฉพาะกับลูปที่ใช้เฟสดีเทคเตอร์เป็นชนิดดิจิตอล เนื่องจากเอาต์พุทของเฟสดีเทคเตอร์เปลี่ยนแปลงเป็น 0 หรือ 1 ในทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุทของฟิลเตอร์มักจะมีค่ามาก ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของ R1/R2 ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนนี้มีค่าน้อยที่สุด

วิธีแก้ไขการอิมิตัวของออปแอมป์ทำได้โดยการเพิ่มโพลาสฟิลเตอร์ก่อนวงจรอินทิเกรเตอร์ ดังรูปที่ 2.41

Improved transient suppression with $R_1 - C_c$ รูปที่ 2.41 A วิธีแก้ทรานเซียนด้วย $R_1 - C_c$

เมื่อ $R_s \ll R_1/2$: R_s คือเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของเฟสดีเทคเตอร์

$$\omega_c = 4/R_1 C_c$$

Improved transient suppression with $R_2 - C_c$ รูปที่ 2.41 B วิธีแก้ทรานเซียนด้วย $R_2 - C_c$

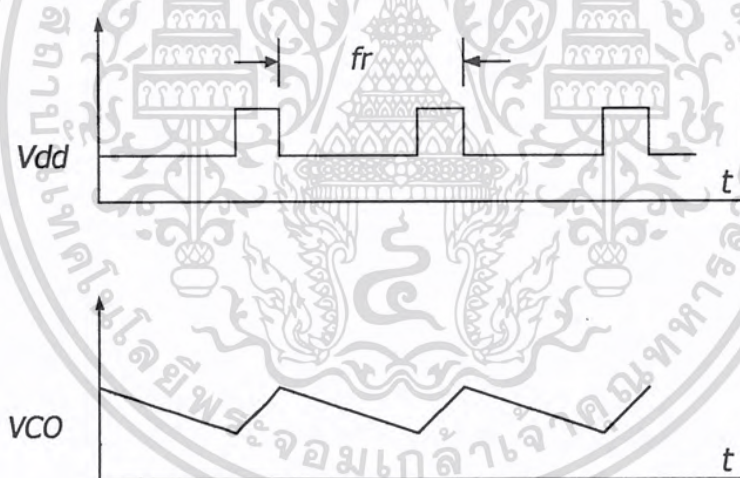
เมื่อ $\omega_c = 1/R_2 C_c$

จากรูปที่ 2.41 A สามารถคำนวณความถี่คัทออฟได้จาก $4/R_1 C_c$ ถ้าเฟสดีเทคเตอร์เป็นคิรคิตอลเนื่องจากมีความต้านทานเอาท์พุทต่ำความถี่คัทออฟของวงจรถูกเพิ่มขึ้น ถ้าเป็นไปได้อย่างมากจะมากกว่าความถี่ธรรมชาติ 5-10 เท่า เนื่องจากโพลที่เกิดจากวงจรถูกเพิ่มขึ้น ถ้าอยู่ใกล้ความถี่ธรรมชาติ จะทำให้เกิดโอเวอร์ชูตมากขึ้น และผลพลอยได้ของฟีดแบคที่เพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่อ้างอิง (ω_r) ถูกลดทอนลงด้วยแรงดันที่ควบคุม VCO ควรเป็นดีซีอย่างเดียวน ส่วนประกอบของแรงดันที่ไม่ใช่แรงดันดีซีจะทำให้เอาท์พุทของ VCO มีการมอดูเลตด้วยแรงดันที่ไม่ใช่ดีซี สำหรับแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดันที่มากควบคุม VCO ส่วนประกอบที่ไม่ใช่ ส่วนใหญ่จะมาจากความถี่อ้างอิงและนัยส์ต่าง ๆ ใน วงจรแอกตีฟฟิลเตอร์จะเพิ่มนัยส์ลงไปแรงดันดีซีด้วย ดังนั้นวงจรขยายที่ใช้ฟิลเตอร์ควรมีคุณสมบัติในเรื่องสัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นภายในตัวเอง ทางที่ดีควรใช้ชนิดที่มีสัญญาณรบกวนต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ และกระแสไบอัสอินพุทก็ควรน้อยที่สุด เนื่องจากถ้าวงจรดึงกระแสจำนวนหนึ่งจากเฟสดีเทคเตอร์ จะทำให้ความผิดพลาดเชิงเฟส เมื่ออยู่ในสภาวะสงบมีค่ามากกว่าศูนย์มาก กรณีที่ใช้ฟิลเตอร์แบบพาสซีฟฟิลเตอร์ ก็จะมีค่าผิดพลาดในสภาวะสงบ (steady state error) มากกว่าแอกตีฟเพราะพาสซีฟฟิลเตอร์จะดึงกระแสโหลดมากกว่าแอกตีฟฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตามพาสซีฟฟิลเตอร์ไม่เพิ่มนัยส์เข้าไปในรูปเหมือนแอกตีฟและ R_1 ของวงจรพาสซีฟสามารถแบ่งออกเป็น $R_1/2$ แล้วใช้ C_c เพิ่มขึ้นได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.41 B และใช้วิธีการคำนวณความถี่คัทออฟแบบเดียวกัน

4. แรงดันที่ใช้ควบคุม VCO ควรมีส่วนประกอบที่ไม่ใช่เอซีซีน้อยที่สุด ส่วนประกอบที่ไม่ใช่ดีซีจะทำให้ความถี่เอาต์พุทของ VCO เกิดเอาต์พุทที่ไม่ต้องการ (Spurious Output) เป็นไซด์แบนด์ของความถี่อ้างอิงควรถูกกำจัดไปให้มากที่สุด



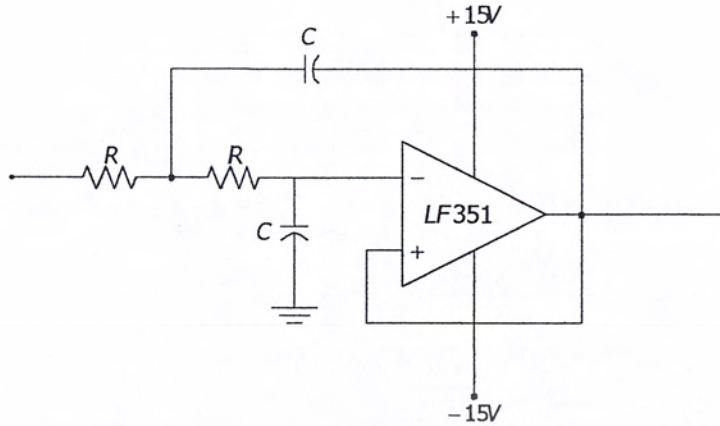
รูปที่ 2.42 รูปคลื่นเอาต์พุทของเฟสดีเทคเตอร์และอินทิเกรเตอร์

รูปคลื่นจากรูปที่ 2.42 ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่สัมพันธ์กับแคเรียร์(Carrier) ของ VCO ที่สามารถคาดคะเนโดยประมาณได้จาก

$$(Sideband / Carrier) = V \cdot K_V / 2\omega_R \quad (2.80)$$

เมื่อ V คือค่าแรงดันยอด (Peak Value) ของความถี่อ้างอิงที่อินพุทของ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 วงจร โลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2 โดยใช้โอปแอมป์

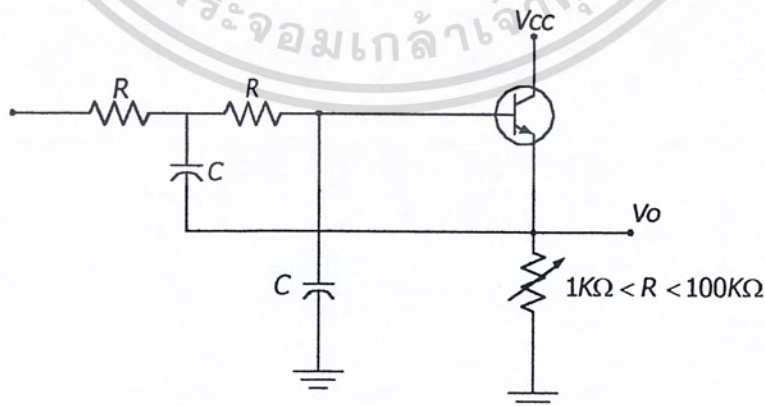
$$\omega_c = 0.636 / RC \quad (2.81)$$

ให้เลือกค่า R

$$1K < R < 1M \quad (2.82)$$

ให้เลือกค่า C

$$C = 0.5 / \omega_c R \quad (2.83)$$

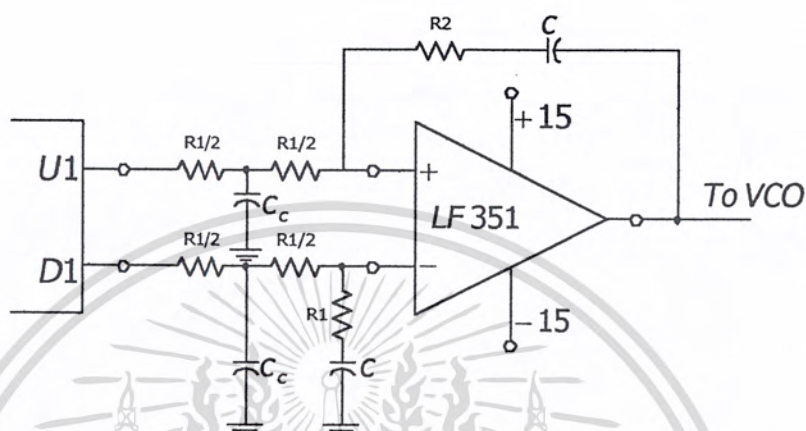


รูปที่ 2.44 วงจร Lowpass filter อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ต่อ (Emitter Follower) ถ้าเอาท์พุทมีค่าน้อยกว่า V_{cc} อยู่ $0.1V$ วงจรจะมีความไวต่อสัญญาณรบกวนต่อแหล่งจ่าย V_{cc}

สำหรับในการใช้เฟสดีเทคเตอร์ที่เอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ เราสามารถต่อกับฟิลเตอร์แบบซัมมิงเน็ตเวิร์ค (Summing Network)



รูปที่ 2.45 วงจรฟิลเตอร์และซัมมิงเน็ตเวิร์ค

ความสามารถในการลดไซด์แบนด์ โดยประมาณของวงจรในรูปคือ

$$dB = 40 \log(\omega_c / \omega_R) \quad (2.84)$$

สำหรับพาสซีฟฟิลเตอร์คือ

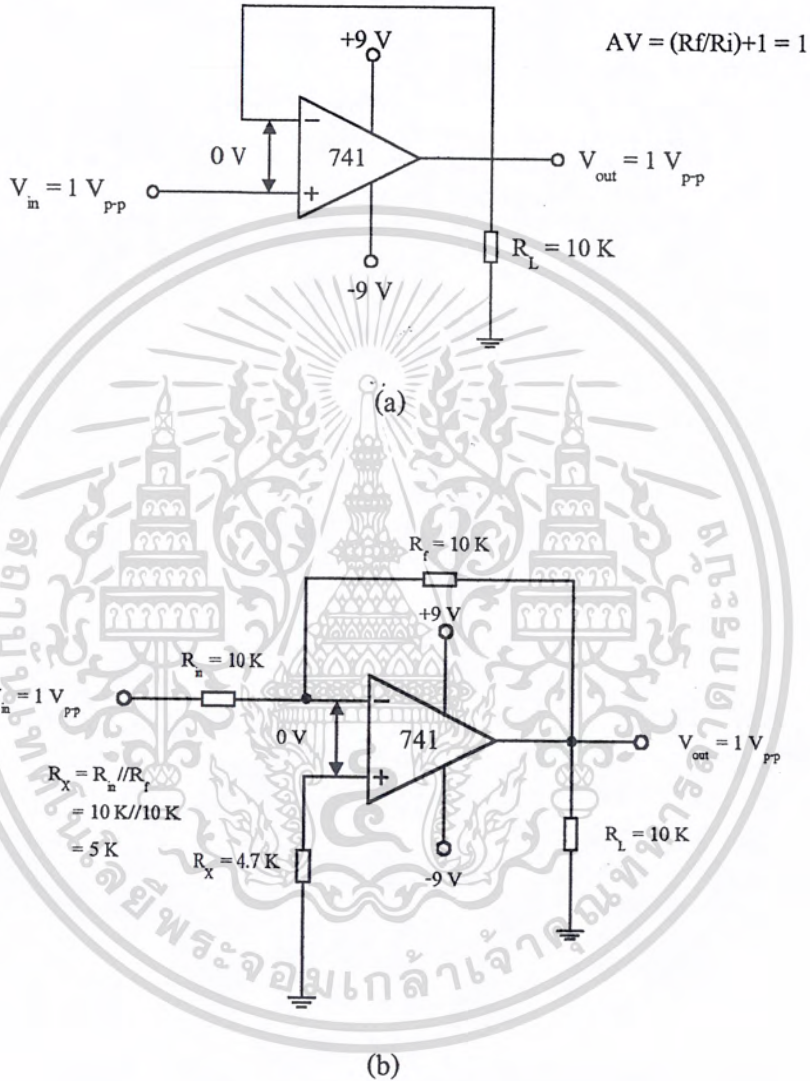
$$dB = 20 \log(\omega_c / \omega_R) \quad (2.85)$$

5. สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ที่เป็นวงจรชนิด CMOS ขานอนอินเวอร์ตติงของออปแอมป์ต้องไบอัสที่ $1/2 (V_{cc})$ ส่วนเฟสดีเทคเตอร์ต้องดูจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แต่ละเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 วงจรขยายตามแรงดัน (VOLTAGE FOLLOWER)

ในบางครั้ง ถ้าเราต้องการวงจรออปแอมป์ซึ่งให้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง เพื่อนำไปใช้เป็นบัฟเฟอร์ ในกรณีนี้สามารถใช้วงจรมอนอินเวอร์ตติ้ง หรืออินเวอร์ตติ้งก็ได้ ดังรูป 2.46 a และ 2.46 b ตามลำดับ ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 2.46 วงจรขยายตามแรงดันแบบมอนอินเวอร์ตติ้ง และอินเวอร์ตติ้ง

จากรูป 2.46 a เมื่อ R_f มีค่าเป็นศูนย์ อัตราขยายแรงดันจะมีค่าเป็น

$$A = \frac{R_f}{R_{in}} + 1 = \frac{0}{R_{in}} + 1 = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

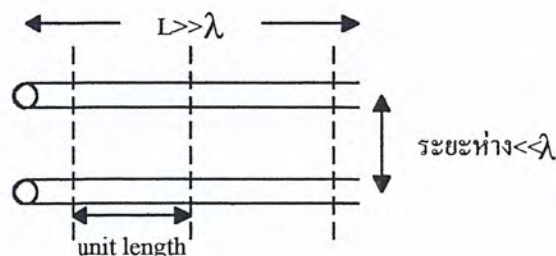
โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะมีเฟสตรงกับอินพุต และยังมีขนาดเท่ากับอินพุตอีกด้วย แต่เมื่อใช้ วงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์เป็นวงจรตามแรงดันดังรูป 2.46 b จะพบว่า อัตราขยายมีค่า

$$A_V = -\frac{R_F}{R_{in}} = -\frac{10K\Omega}{10K\Omega} = -1$$

นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตจะกลับเฟส 180° เทียบกลับอินพุต แต่จะมีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ตามข้อเสียของการใช้วงจรอินเวอร์ตติ้ง คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าลดลงเหลือเพียงเท่ากับความต้านทานของ R_{in} ($10K\Omega$) ส่วนตัวต้านทาน R_x ที่ขั้วบวกมีไว้เพื่อลดกระแสออฟเซ็ทที่อินพุต (ทำให้เกิดสมดุลที่ขั้วอินพุตทั้งสอง) ค่า R_x นี้ควรมีขนาดประมาณ R_{in} ขนานกับ R_F ($R_{in} // R_F$)

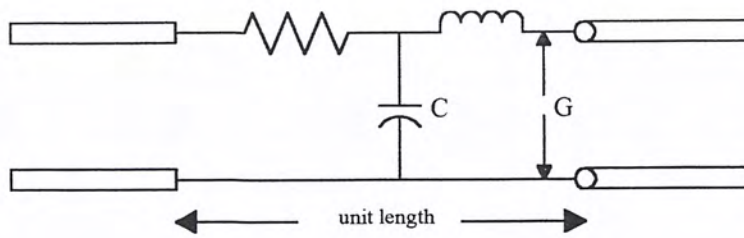
2.13 สายนำสัญญาณ (Transmission line)

สายนำสัญญาณจะเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยที่สายนำสัญญาณจะมี ค่าเรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ (Characteristic impedance) ประจำตัวของแต่ละสายนำสัญญาณ เมื่อทำการป้อนคลื่นแรงดันหรือกระแสให้กับสายนำสัญญาณด้วยความถี่สูง โดยจัดให้สายนำสัญญาณแบบแท่งตัวนำขนานอยู่ใกล้กันมาก ๆ (ระยะห่างน้อยกว่าค่าความยาวคลื่นของสัญญาณมาก ๆ) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถเหนี่ยวนำแท่งตัวนำซึ่งกันและกันได้ เราจึงสามารถพิจารณาสายนำสัญญาณซึ่งยาวกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณที่ป้อนมาหลายเท่าตัว ออกเป็นส่วน ๆ ที่เรียกว่า ความยาวหนึ่งหน่วย (Unit Length) ดังรูปที่ 2.47 และในความยาวหนึ่งหน่วยนี้ด้วยการป้อนสัญญาณที่ความถี่สูง รูปคลื่นแรงดันและกระแสจะมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ณ เวลาขณะใดขณะหนึ่งที่พิจารณา ฉะนั้นค่าความต้านทาน (R), ค่าความเหนี่ยวนำ (L), ตัวเก็บประจุ (C) และความนำไฟฟ้า (G) ในแต่ละหนึ่งหน่วยความยาว (Unit Length) จึงสามารถจับรวมกลุ่มก้อนกันได้ ตามรูปที่ 2.48



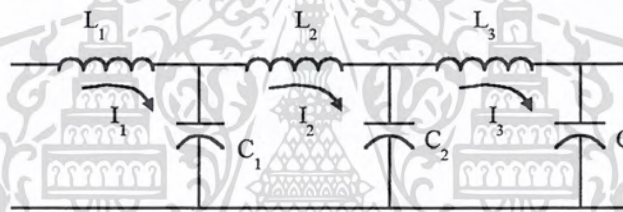
รูปที่ 2.47 สายนำสัญญาณที่ถูกแบ่งออกเป็นส่วน ๆ ที่เรียกว่า Unit length

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



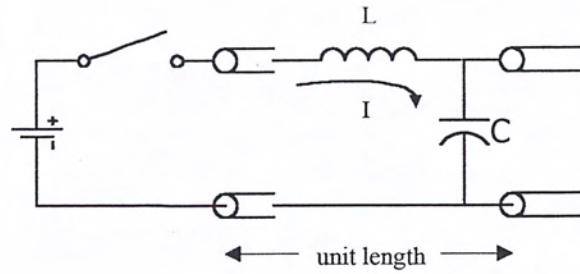
รูปที่ 2.48 แบบจำลองของพารามิเตอร์แบบรวมกลุ่มก้อน (Lumped Element)

ถ้าให้ความต้านทานของสายนำสัญญาณมีค่าเป็นศูนย์และไม่มีการรั่วไหลเกิดขึ้นระหว่างแท่งตัวนำทั้งสอง จะได้สายนำสัญญาณที่ประกอบด้วยชุดตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุต่อกัน ดังรูปที่ 2.49 โดยแต่ละชุดหรือแต่ละหน่วยความยาวนี้จะมีค่าคงตัวของเวลา (Time constant) ที่เกิดจากค่าของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ฉะนั้นค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำนี้จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเดินทางหรือถ่ายเทพลังงานในสายนำสัญญาณ

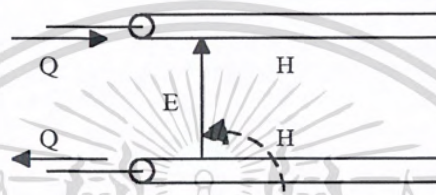


รูปที่ 2.49 การประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละ Unit length

ถ้าทำการต่อแบตเตอรี่เข้ากับสายนำสัญญาณ ดังรูปที่ 2.50 สวิตช์จะเกิดกระแสไหลไปทำการเก็บประจุให้แก่ตัวเก็บประจุให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับแรงดันแบตเตอรี่ และค่าคงตัวนี้จะมากเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ประกอบขึ้นมา และทิศทางที่ของกระแสจะพุ่งเข้าไปในแท่งตัวนำบน และมีทิศทางพุ่งออกในแท่งตัวนำล่าง ดังรูปที่ 2.51 โดยจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบตัวตามกฎมือขวา ส่วนทิศทางการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กหาได้จากพอยน์ติงเวกเตอร์



รูปที่ 2.50 ป้อนแรงดันไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ



รูปที่ 2.51 สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสายนำสัญญาณ

เวลาที่ใช้ในการเดินทางของคลื่นคิดต่อความยาวหนึ่งหน่วยหาได้จาก

$$T(\text{sec}) = \sqrt{LC} \quad (2.86)$$

ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการเดินทางในสายนำสัญญาณของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะขึ้นอยู่กับค่า C และ L เท่านั้นเมื่อไม่คำนึงถึงความต้านทาน และสภาพการนำของสาย ส่วนความเร็วของคลื่นในสายหาได้จากสมการ

$$v(\text{m/s}) = \frac{1}{T} \quad (2.87)$$

แทนค่าสมการที่ (2.87) ในสมการที่ (2.87) จะได้ความเร็วคลื่นต่อหนึ่งหน่วยความยาวขึ้นอยู่กับค่า L และ C

$$v(\text{m/s}) = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.1 สายนำสัญญาณที่ต่อปลายแบบเปิด

กรณีปลายสายนำสัญญาณข้างหนึ่งถูกเปิดวงจรไว้ ส่งผลให้ค่าความต้านทานที่ตำแหน่งปลายมีค่าอนันต์ ดังนั้นกระแสที่ตำแหน่งปลายเปิดนี้มีค่าเท่ากับศูนย์ คือไม่มีกระแสไหลแสดงว่าคลื่นกระแสสะท้อนกลับที่ตำแหน่งปลายเปิดมีค่าตรงกันข้าม (Out of phase) กับคลื่นกระแสที่ตกกระทบ

$$I_r - I_i = 0$$

ส่วนคลื่นแรงดันตกกระทบจะรวมเข้ากับคลื่นแรงดันสะท้อนกลับที่มีเฟส ตรงกันได้คลื่นแรงดันรวมเป็นสองเท่าของคลื่นตกกระทบ

$$V_i + V_r = 2V_i$$

สายนำสัญญาณถูกต่อแบบปลายเปิด คลื่นกระแสที่ปลายเปิดจะต้องเท่ากับศูนย์ ฉะนั้นคลื่นสะท้อนกลับจะต้องมีเฟสตรงข้าม 180° กับคลื่นตกกระทบ เพื่อให้ผลรวมของกระแสที่ปลายเปิดเท่ากับศูนย์สำหรับคลื่นแรงดันจะสะท้อนกลับให้เฟสตรงกันกับคลื่นแรงดันที่ตกกระทบ

2.13.2 การสะท้อนกลับจากโหลดตัวต้านทาน

การต่อปลายสายนำสัญญาณด้วย โหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ ทำให้เกิดการสมดุลทางอิมพีแดนซ์หรือเมทซ์ชิงอิมพีแดนซ์ จึงไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่นสัญญาณและกำลังสูญเสียเป็นความร้อนที่ตัวโหลดส่วนเทอร์มินัลปลายแบบปิดหรือแบบเปิด จะเกิดการสะท้อนกลับของกำลังทั้งหมด

การต่อปลายสายด้วย โหลดตัวต้านทานซึ่งไม่ใช่คาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของสายนั้น ผลที่ได้คือกำลังงานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนที่หนึ่งจะสะท้อนกลับมาตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อน ในส่วนของกำลังที่สะท้อนกลับ ปริมาณมากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.89)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน
 V_r = แรงดันสะท้อนกลับ V
 V_i = แรงดันตกกระทบ V

จากสมการที่ (2.89) ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบ แรงดันสะท้อนกลับจะมีเฟสตรงกันข้าม (Out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับจะได้เท่ากลับ

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.90)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยค่าแรงเคเตอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ Z_0

$$P = V^2 / Z_0$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน (Power reflection coefficient) จะมีกำลังเท่ากับกำลังสองของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i}$$

(2.91)

เมื่อ Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน
 P_r = กำลังงานสะท้อนกลับ W
 P_i = กำลังงานตกกระทบ W

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ กำลังการสะท้อน} = \Gamma^2 * 100 \quad (2.92)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับค่าแรงเคเตอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ของสาย

$$\Gamma = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0) \quad (2.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\Gamma =$ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$Z_L =$ โหลดอิมพีแดนซ์ Ω

$Z_0 =$ ค่าแรกเตอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ Ω

จะเห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเป็นบวก เมื่อ Z_L มากกว่า Z_0 และเป็นลบเมื่อ Z_L น้อยกว่า Z_0

2.13.3 สายนำสัญญาณต่อปลายแบบปิด

เมื่อคลื่นแรงดันเดินทางไปตามสายนำสัญญาณถึงปลายสาย ซึ่งต่อสายแบบปิดไว้ จะเกิดการสะท้อนกลับมาจากปลายสาย และรวมตัวกับคลื่นตกกระทบได้เป็นคลื่นนิ่ง แรงดันที่ปลายปิดจะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันสะท้อนกลับจะต้องกลับเฟส 180° เทียบกับแรงดันตกกระทบ เพื่อให้แรงดันทั้งสองเท่ากับศูนย์

$$V_i - V_r = 0$$

ที่จุดอื่นใดบนสายนำสัญญาณนอกเหนือจากปลายสาย แรงดันทั้งสองอาจนำมารวมกันหรือหักล้างกัน

2.13.4 ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณฮาล์ฟเวฟ และควอเตอร์เวฟ

ความสัมพันธ์ของอินพุทอิมพีแดนซ์ที่อินพุทของสายนำสัญญาณ ฮาล์ฟเวฟ ซึ่งต่อปลายสายไว้ด้วยโหลด

$$\beta L = (2\pi/\lambda)/(\lambda/2)$$

$$= \pi \text{ rad}$$

$$\beta L = 180^\circ$$

ฉะนั้น

$$\tan \beta L = \tan 180^\circ = 0$$

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ

$$Z_{\text{input}} = Z_0 [(Z_L + Z_0 \tan \beta L) / (Z_0 + jZ_L \tan \beta L)]$$

$$= Z_0 (Z_L / Z_0)$$

$$Z_{\text{input}} = Z_L \Omega$$

(2.94)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสายนำสัญญาณใด ๆ ที่มีความยาวเท่ากับ $\lambda / 2$ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสาย จะมีค่าเท่ากับ โหลดอิมพีแดนซ์ที่ปลายสายนั้น

2.13.5 สมการที่ใช้ในการหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ระยะห่าง L จากค่าโหลด อิมพีแดนซ์ Z_L โดยที่สายนำสัญญาณมีค่าคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ Z_0 หาได้จากสมการ

$$Z_{\text{input}} = Z_0 [(Z_L + Z_0 \tan \beta L) / (Z_0 + jZ_L \tan \beta L)] \quad (2.95)$$

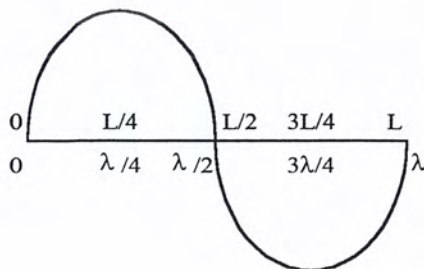


รูปที่ 2.52 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ (2.94)

ค่า β ในสมการที่ (2.94) คือค่าคงตัวของเฟส (Phase Constant) หรือค่าคงตัวของความยาวคลื่น (Wavelength Constant)

$$\beta = 2\pi / \lambda \quad (2.96)$$

สายนำสัญญาณนั้นวัดหน่วยความยาวเป็นเมตรหรือหน่วยความยาวคลื่นก็ได้ หน่วยความยาวคลื่นได้จากการเทียบค่า (Normalized) ความถี่ที่ใช้งานในขณะนั้นที่มีการเทียบค่า สามารถเปรียบเทียบทั้งสองวิธีได้ตามรูปที่ 2.53



รูปที่ 2.53 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่นโดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.6 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณเมื่อต่อปลายแบบเปิด

คลื่นแรงดันและกระแสกรณีสายนำสัญญาณ ต่อปลายแบบเปิด เฉพาะในช่วงหรือระยะเพียงหนึ่งความยาวคลื่นแสดงไว้ในรูปที่ 2.54 (ก)

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์นั้นหาได้จากการใช้กฎของโอห์มตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.54 (ข)

$$Z_{\text{input}} = V / I \quad (2.97)$$

ที่จุดเทอร์มินัลหรือปลายสาย จะได้ว่าค่า limit ของ I เข้าใกล้ศูนย์ดังนั้นค่าอัตราส่วน V/I จะมีค่าเข้าใกล้อนันต์

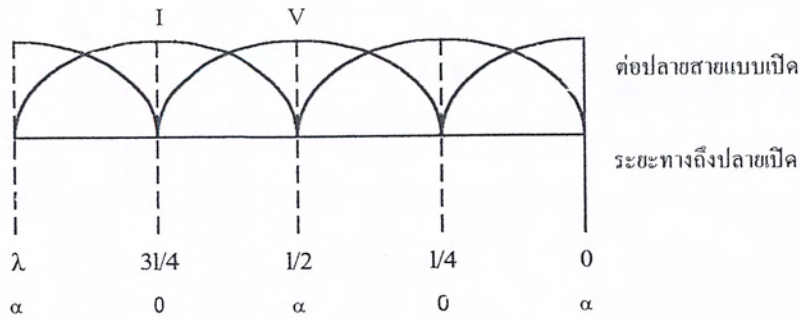
$$Z_{\text{input}} = \text{limit } V_{\text{max}} / I = \infty \Omega \quad (2.98)$$

ค่าอิมพีแดนซ์อนันต์นี้เกิดขึ้นบนสายนำสัญญาณทุก ๆ ช่วงความยาวคลื่นจากปลายที่เปิดอยู่ และที่จุดหรือระยะหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น (ควอเตอร์เวฟ) จากปลายเปิด อินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ

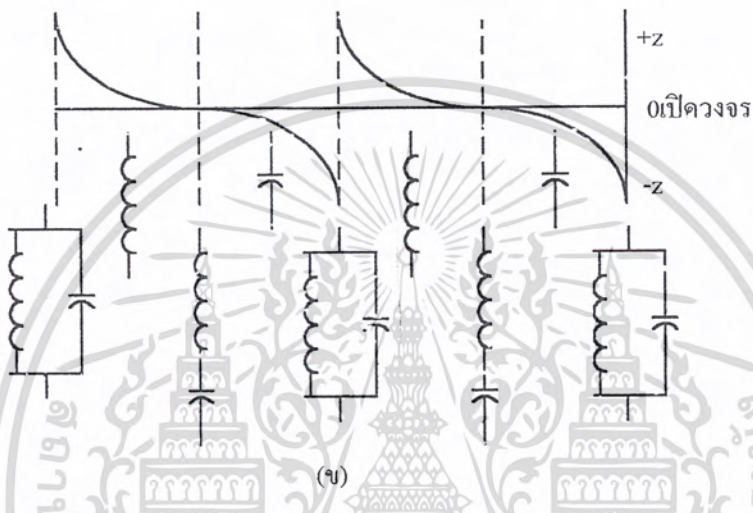
$$\begin{aligned} Z_{\text{input}} &= V / I \\ &= 0 / I_{\text{max}} \\ &= 0 \Omega \end{aligned}$$

อิมพีแดนซ์เป็นศูนย์นี้จะเกิดที่ $1/4 \lambda$, $1/4 \lambda$ และที่ระยะอื่น ๆ ที่เท่ากับควอเตอร์เวฟต่อไปจนตลอดสายนำสัญญาณ

จากรูปที่ 2.54 (ข) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งใด ๆ ตลอดระยะหนึ่งความยาวคลื่นจะแตกต่างกันแบ่งออกได้ดังนี้ ที่ตำแหน่งอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์จะเสมือนเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานตำแหน่งอิมพีแดนซ์ เท่ากับศูนย์จะเสมือนเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างศูนย์กับอนันต์ จะเสมือนเป็นอินดักทีฟ และคาปาซิทีฟสลับกันไป สำหรับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จริง หรือค่าที่ถูกต้องแน่นอนนั้นหาได้โดยสมการที่ (2.93)



(ก)



รูปที่ 2.54 (ก) การกระจายของคลื่นแรงดันและกระแสบนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด

(ข) การกระจายของอิมพีแดนซ์บนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

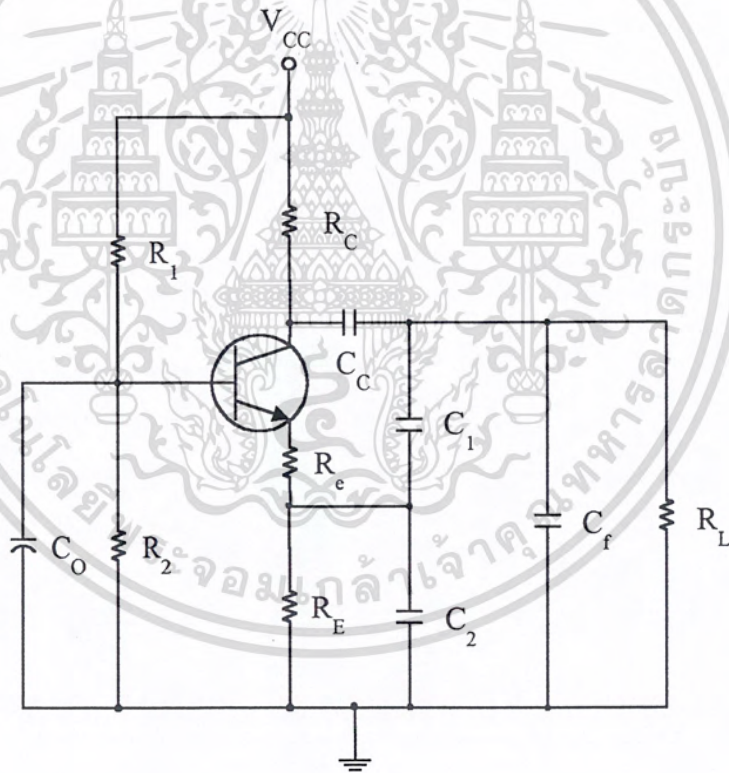
บทที่ 3

การออกแบบวงจร

ในการออกแบบวงจรต่าง ๆ ในโครงงานนี้ เราได้ทำการออกแบบแยกออกเป็นแต่ละส่วน ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว คือ

3.1 ส่วนที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator)

ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง เราจะเลือกใช้วงจรโคลพิทออสซิลเลเตอร์ (Colpitt oscillator) ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรโคลพิทออสซิลเลเตอร์ (Colpitt oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งก่อนที่เราจะทำการคำนวณค่าอุปกรณ์ เราต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เราต้องการก่อน ดังนี้

1. กำหนด

$$f_c = 420 \text{ MHz}$$

$$P_t = 5 \text{ mW}$$

$$R_L = 5 \text{ K}\Omega$$

$$Q = 50$$

$$C_{f_{\max}} = 2 \text{ pF}$$

*หมายเหตุ ในการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์นี้ เราจะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ BFW92A จะมีความเสถียรมากที่สุด

หลังจากที่เรากำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เราต้องการเสร็จแล้ว เราก็จะทำการคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจร ดังนี้

2. ขั้นตอนการคำนวณ

$$\begin{aligned} I_{CQ_{\min}} &= \sqrt{\frac{8PL}{R_L}} \\ &= \frac{8 \times 5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3} \\ &= 2.8 \text{ mA} \end{aligned} \quad (3.1)$$

ดังนั้นเลือก $I_{CQ} = 5 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{R_L}{2} \\ &= \frac{5 \text{ K}\Omega}{2} \\ &= 2.5 \text{ K}\Omega \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ_{\min}} &= I_{CQ_{\min}} \times R_o \\ &= (2.8 \times 10^{-3})(2.5 \times 10^3) \\ &= 7 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือก $V_{CEQ} = 10 \text{ V}$

$$C_t = \frac{Q}{\omega \times R_o} \quad (3.4)$$

$$= \frac{50}{2\pi(420 \times 10^6)(2.5 \times 10^3)}$$

$$= 7.58 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_t = \frac{1}{(2\pi \times 420 \times 10^6)^2 (6.1 \times 10^{-12})} \quad (3.5)$$

$$= 0.023 \text{ } \mu\text{H}$$

ใช้ $L_t = 0.22 \text{ } \mu\text{H}$

$$r_e = \frac{1}{40I_{CQ}} \quad (3.6)$$

$$= \frac{0.025}{5 \times 10^{-3}}$$

$$= 5 \text{ } \Omega$$

เลือก $R_e = 50 \text{ } \Omega$

$$R_i = r_e + R_e \quad (3.7)$$

$$= 55 \text{ } \Omega$$

จาก Data Sheet ของ transistor (BFW17A) จะได้ $C_{cb} = 0.5 \text{ pF}$

$$C_s = C_t - C_{cb} - C_f \quad (3.8)$$

$$= 7.58 \text{ pF} - 0.5 \text{ pF} - 2 \text{ pF}$$

$$= 5.08 \text{ pF}$$

$$\text{จาก } N = \sqrt{\frac{R_L}{R_i}} \quad (3.9)$$

$$= \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{55}}$$

$$= 9.535$$

$$\text{จาก } C_1 = \frac{NC_s}{N-1} \quad (3.10)$$

$$= \frac{(9.535)(5.08 \text{ pF})}{3.535}$$

$$= 5.67 \text{ pF}$$

$$C_2 = (9.535)(5.08 \text{ pF}) \quad (3.11)$$

$$= 48.44 \text{ pF}$$

เลือก $R_E = 300 \text{ } \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} V_{CC} &= V_{CBQ} + V_{BEQ} + I_{CQ}(R_E + R_e) \\ &= 10 + 0.7 + (5 \times 10^{-3})(300 + 50) \\ &= 12.45 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.12)$$

จากข้อมูลของทรานซิสเตอร์ จะได้ $h_{fe} = 50$ เลือกค่า $I_b = 1 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} \text{ได้ } V_E &= I_{CQ}(R_E + R_e) \\ &= 1.75 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_E + V_{BEQ} \\ &= 2.45 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \text{หาค่า } R_2 &= \frac{V_B}{I_b} \\ &= 2.45 \text{ K}\Omega \end{aligned} \quad (3.15)$$

หาค่า R_1 จาก

$$\begin{aligned} V_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} \\ 2.45 &= \frac{(2.45 \text{ K}\Omega)(12.45 \text{ V})}{R_1 + (2.45 \text{ K}\Omega)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$2.45 \times R_1 = 2.45 \text{ K}\Omega$$

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

ดังนั้นกำหนด $C_b = 1 \text{ nF}$

เมื่อทำการคำนวณค่าอุปกรณ์เสร็จแล้ว เราก็ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.1 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFW17A เราก็จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ตามต้องการ

*หมายเหตุ หลังจากต่อวงจรออสซิลเลเตอร์เสร็จเรียบร้อยแล้ว เราควรที่จะทำการชิลด์วงจรออสซิลเลเตอร์ครอบปิดวงจรให้หมด อาจจะเหลือรูไว้สำหรับปรับค่าคาปาซิเตอร์นิดหน่อย เพื่อป้องกันความถี่ข้างเคียงเข้ามารบกวน และการปรับแต่งความถี่ให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ สามารถทำได้โดยการปรับแรงดันอินพุท และปรับค่าคาปาซิเตอร์ (C_p) ควบคู่กันไป

3.2 ส่วนที่เป็นวงจร PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)

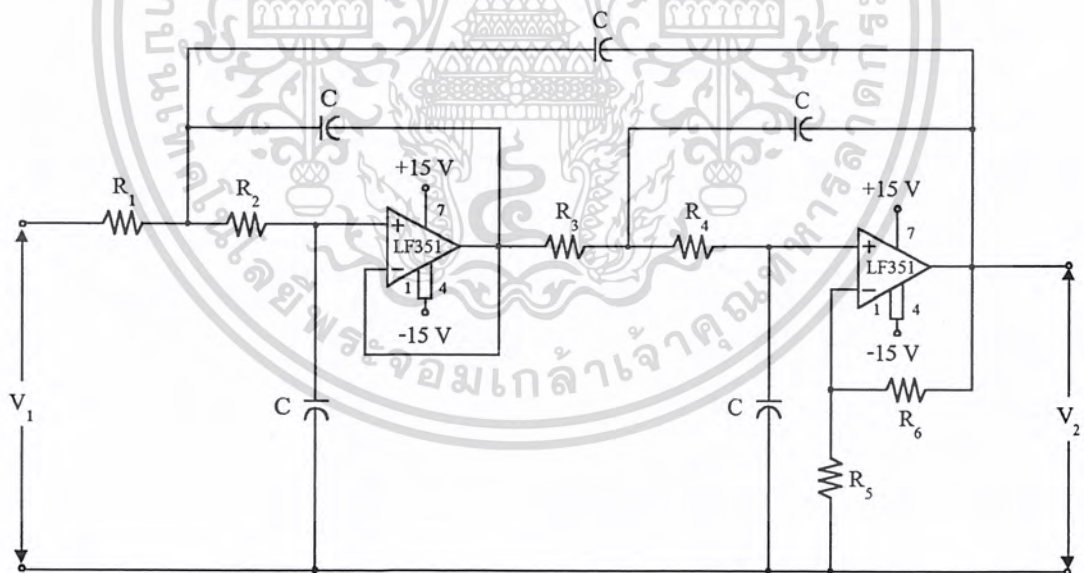
เนื่องจากโครงงานนี้ได้ใช้การจำลองการจางหายของเรย์เลห์ด้วยวิธีพีเอ็น โดยใช่วงจร PRBS ที่มีอันดับเท่ากับ 8 บิต ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสภาวะทั้งหมดเท่ากับ 255 สภาวะ ($N_p = r^p - 1$) ซึ่งวงจร PRBS นี้ เราจะใช้ IC 74164 ในการเลื่อนของซีควเอนซ์ โดยอาศัยสมการ Primitive Polynomail (โครงงานนี้ต้องการใช้แค่ 8 บิต ดังนั้นเราต้องใช้สมการ $X^8 + X^6 + X^5 + X + 1$) ในการเลือกขาเอาต์พุทของ IC 74164 ก็คือ ชิฟรืจิสเตอร์ตัวที่ 8, 6, 5 และ 1 ตามเลขยกกำลังของสมการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Primitive Polynomial เพื่อทำการเทปออกมา Exclusive OR กัน (โดยการ Exclusive OR เราจะใช้ IC 74136) ก็จะได้เอาต์พุตของระบบในขณะนั้น จากนั้นเราก็นำเอาเอาต์พุตของระบบนี้ไปป้อนเป็นอินพุตของซีพรีจิสเตอร์ตัวแรก และอินพุตเดิมก็จะเลื่อนไปเป็นอินพุตของซีพรีจิสเตอร์ตัวถัดไป ซึ่งระบบก็จะทำงานกันเป็นแบบนี้ไปเรื่อย ๆ

แต่เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดสถานะที่เอาต์พุตทั้งหมดของซีพรีจิสเตอร์เป็น 0 ซึ่งเป็นสถานะที่วงจร PRBS ไม่ต้องการให้เกิด เพราะว่าเมื่อเกิดสถานะดังกล่าวแล้ว จะทำให้เอาต์พุตของระบบเป็น 0 ตลอด ดังนั้นเราจึงได้มีการต่อชุดของ IC 7404, 7430, 7427 และ 7474 เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้เกิดสถานะดังกล่าว ดังรูปที่จะได้แสดงต่อไปในภาคผนวก

3.3 ส่วนที่เป็นวงจร LPF (Low Pass Filter)

ในโครงการนี้เราได้ใช้วงจร LPF เพื่อทำหน้าที่กรองสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาให้อยู่ในช่วงความถี่ต่ำตามที่เรต้องการ และความถี่ในช่วงที่เราไม่ต้องการจะบายพาสลงกราวด์ ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้วงจร Fourth-Order Low-Pass Multiple-Feedback Filter ดังรูปที่ 3.2 โดย Gain ของวงจรนี้จะขึ้นอยู่กับค่าของ R_5 และ R_6 ในขณะที่ความถี่คัทออฟ (High cut off frequency : f_c) เราสามารถที่จะกำหนดให้มีความถี่คัทออฟที่เท่าไรก็ได้ ดังจะได้แสดงวิธีการคำนวณต่อไปนี้



รูปที่ 3.2 วงจร Fourth-Order Low-Pass Multiple-Feedback Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 จะได้สมการ Transfer function ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Gb_0}{S^4 + b_3S^3 + b_2S^2 + b_1S + b_0} \quad (3.17)$$

และจากวงจรนี้มีค่า $n=4$ ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$$b_0 = \frac{1}{2R_1R_2R_3R_4} \quad (3.18)$$

$$b_1 = \frac{A}{2R_3R_4} + \frac{B}{2R_1R_2} - \frac{\mu}{2R_2R_3R_4} \quad (3.19)$$

$$b_2 = \frac{1}{R_3R_4} + \frac{1}{2R_1R_2} + \frac{AB}{2} \quad (3.20)$$

$$b_3 = \frac{A}{2} + B \quad (3.21)$$

$$G = \mu \quad (3.22)$$

เมื่อ

$$\mu = 1 + \frac{R_6}{R_5} \quad (3.23)$$

$$A = \frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_2} \quad (3.24)$$

$$B = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}(2 - \mu) \quad (3.25)$$

เมื่อเราทราบสมการ Transfer function และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แล้ว เราสามารถที่จะทำการคำนวณต่อไปได้ดังนี้

1. ก่อนอื่นเราต้องกำหนดความถี่คัทออฟก่อน ในที่นี้กำหนดให้ความถี่คัทออฟ $f_c = 200\text{Hz}$ เลือกค่า $c = c' = 0.47 \mu\text{F}$ และมีอัตราขยาย $G = 2$

2. คำนวณค่า K

$$\text{จากสูตร } K = \frac{100}{f_c c'} = \frac{100}{200 \times 0.47} = 1.06 \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ดูตารางที่ 3.1 เพื่อดูค่า R (Resister) แล้วนำค่า K ที่ได้ไปคูณกับค่า R แต่ละตัวดังนี้

$$R_1 = 0.531 \times 1.06 = 0.563 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 3.439 \times 1.06 = 3.65 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 2.441 \times 1.06 = 2.59 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 0.719 \times 1.06 = 0.76 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 6.321 \times 1.06 = 6.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 6.321 \times 1.06 = 6.7 \text{ k}\Omega$$

ตารางที่ 3.1 ตารางที่ใช้ในการออกแบบวงจร Fourth-Order Low-Pass Multiple-Feedback Filter แบบ Butterworth และ Chebyshev (0.1 dB)

Circuit Element Values ^a						
	Butterworth			Chebyshev (0.1 dB)		
Gain	2	6	10	2	6	10
R ₁	0.531	0.431	0.390	0.727	0.540	0.477
R ₂	3.439	5.476	7.026	3.641	6.003	7.751
R ₃	2.441	0.535	0.367	5.850	0.540	0.365
R ₄	0.719	2.544	3.190	0.250	2.210	2.872
R ₅	6.321	3.695	3.952	12.199	3.300	3.597
R ₆	6.321	18.474	35.567	12.199	16.501	32.371

จากค่า R ที่คำนวณได้จะเห็นว่าตามท้องตลาดไม่มีขาย ดังนั้นเราจึงใช้ค่าที่ใกล้เคียงโดยมีค่าดังนี้

$$R_1 = 560 \text{ }\Omega$$

$$R_2 = 3.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 750 \text{ }\Omega$$

$$R_5 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

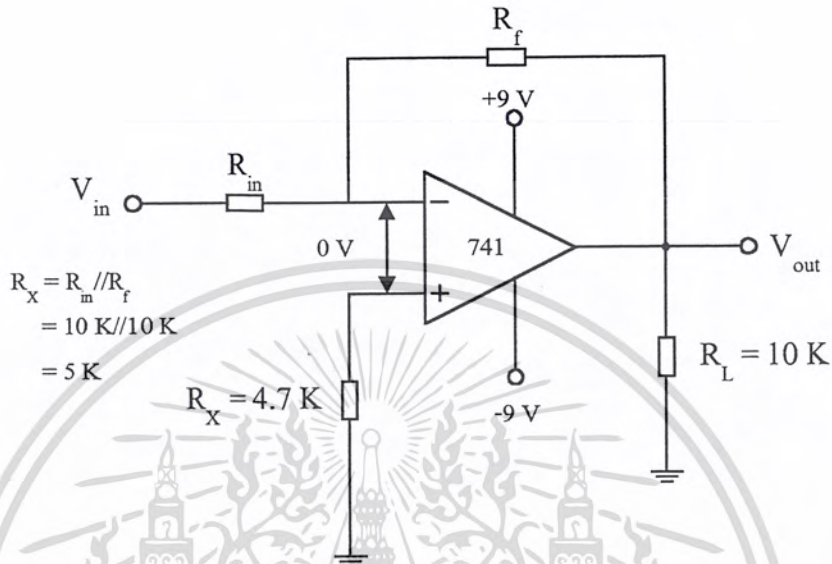
$$R_6 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

จากนั้นเมื่อเราคำนวณค่าอุปกรณ์เสร็จเรียบร้อยแล้ว เราก็ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.2 ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ส่วนที่เป็นวงจรขยายตามแรงดัน (Buffer)

ในส่วนของวงจรขยายแรงดันนั้น เราจะใช้วงจรขยายแบบอินเวอร์ตดังรูปที่ 3.3 ซึ่งอัตราขยายหรือเกนที่จะขึ้นอยู่กับค่าของ R_f และ R_m



รูปที่ 3.3 วงจรขยายตามแรงดันแบบอินเวอร์ต

จากรูปที่ 3.3 จะได้อัตราขยายดังนี้

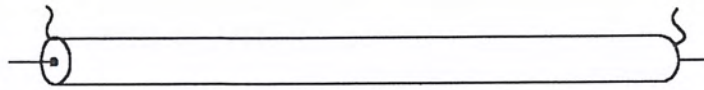
$$A_v = -\frac{R_f}{R_m} \quad (3.27)$$

ดังนั้นถ้าเราต้องการให้วงจรมีอัตราขยายเท่าใด ก็ให้ปรับเปลี่ยนที่ค่า R_f และ R_m ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการให้วงจรมีอัตราขยายเท่ากับสองเท่า ดังนั้น เราก็อาจเลือก $R_f = 20 \text{ K}$ และ $R_m = 10 \text{ K}$ เป็นต้น

3.5 ส่วนที่เป็นวงจรเฟสชิฟ 90 องศา (Phase Shift 90°)

ในโครงงานนี้ เราไม่สามารถที่จะทำการออกแบบวงจรเฟสชิฟ โดยใช้ IC ได้ เนื่องจากโครงงานนี้เป็นการจำลองในย่านความถี่สูง ดังนั้นเราจึงได้ใช้สายส่งในการออกแบบวงจรเฟสชิฟ ซึ่งจะใช้สายโคแอกซ์เชื่อมต่อตามความยาวที่เราคำนวณได้ แล้วนำไปต่อกับวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อทำการชิฟเฟสให้ได้ 90 องศา ดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 สายโคแอกซ์เซียด

ซึ่งในการคำนวณ เราสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\text{จาก } \lambda = \frac{C}{f} \quad (3.28)$$

$$\text{เมื่อ } C = 3 \times 10^8 \text{ และ } f = 420 \text{ MHz}$$

จะได้

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{3 \times 10^8}{420 \text{ MHz}} \\ &= 0.71428 \end{aligned}$$

ดังนั้นความยาวของสายโคแอกซ์เซียด ที่ทำให้เกิดการซีฟเฟส 90 องศาจะมีค่าเท่ากับ $\frac{\lambda}{4}$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } L &= \frac{\lambda}{4} \\ &= \frac{0.71428}{4} \\ &= 0.17857 \text{ mm} \\ &= 17.857 \text{ cm} \end{aligned} \quad (3.29)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ความยาวของสายโคแอกซ์เซียดที่ทำให้เกิดการซีฟเฟสไป 90 องศาเท่ากับ 17.857 cm

3.6 ส่วนของวงจรรวมสัญญาณ (Summing)

ในส่วนของวงจรรวมสัญญาณ (Summing) นั้น เราก็ไม่สามารถใช้ IC ในการออกแบบได้เหมือนกัน ดังนั้นเราจะใช้สปริตเตอร์เป็นตัวรวมสัญญาณแทน

3.7 ส่วนที่เป็นวงจร DAC และ วงจรมอดคูเลเตอร์ (Balance Mod)

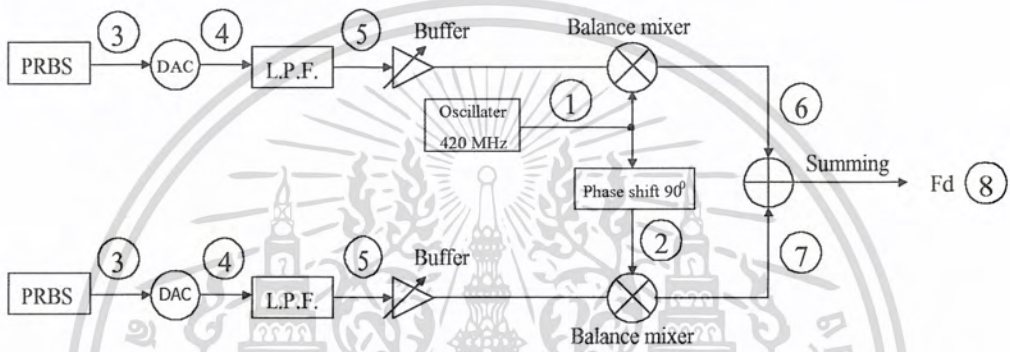
ในส่วนของวงจร DAC และ วงจรมอดคูเลเตอร์ (Balance Mod) นั้น เราได้ทำการออกแบบและต่อวงจรตามคาสีท (Data sheet) ดังจะได้แสดงในภาคผนวกต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

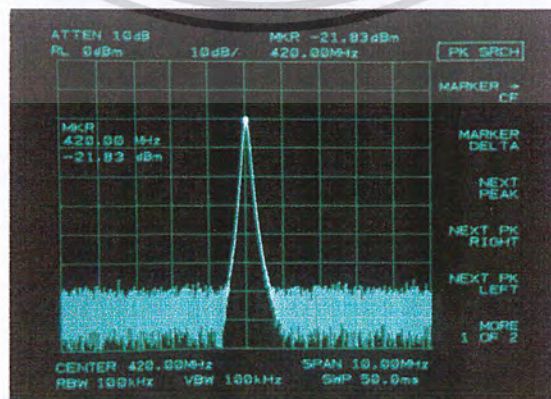
ในการทดลองนี้ เราจะทำการทดลองวัดสัญญาณเอาต์พุตของแต่ละวงจรถอดเป็นส่วน ๆ โดยมีหมายเลขแสดงตำแหน่งการวัดสัญญาณ ดังรูปที่ 4.1 เพื่อแสดงให้เห็นว่าสัญญาณของแต่ละวงจรถอดออกมามีลักษณะอย่างไรบ้าง ซึ่งเราจะแสดงผลการทดลองของวงจรตั้งแต่จุดที่ 1 ถึงจุดที่ 8 ดังนี้



รูปที่ 4.1 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของโครงการ

4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ (จุดที่ 1)

ในการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น เราต้องป้อนแรงดันอินพุต (V_{in}) ที่ 20 Vdc จากนั้นเราก็ทำการปรับค่าคาปาซิเตอร์ (C) ให้ได้ความถี่ 420 MHz ซึ่งในที่นี้เราได้ใช้ Spectrum Analyzer วัดผลที่ได้ออกมาดังรูปที่ 4.2

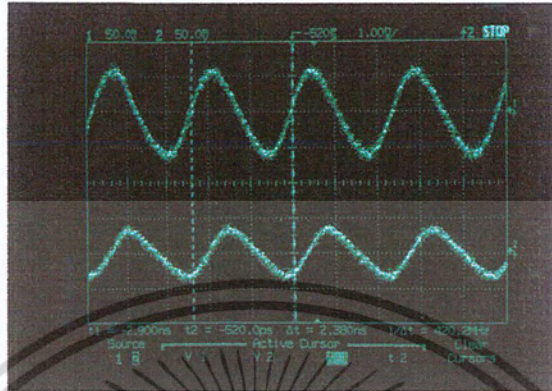


รูปที่ 4.2 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ 420 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจร Phase Shift 90° (จุดที่ 2)

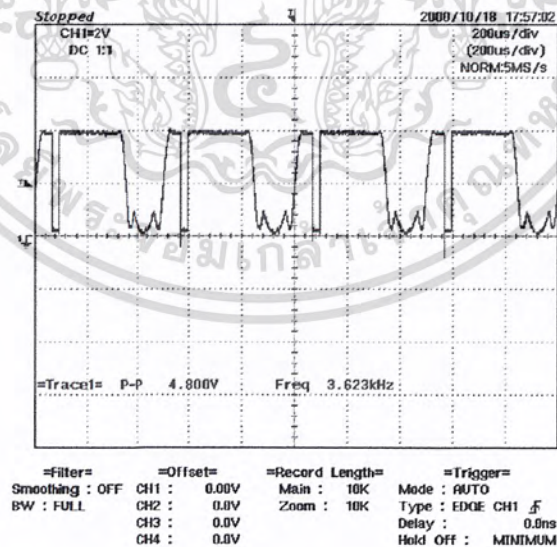
จากรูปที่ 4.3 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณออสซิลเลเตอร์ขณะที่ยังไม่ถูกเลื่อนเฟส กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์เมื่อถูกเลื่อนเฟสไป 90 องศา



รูปที่ 4.3 สัญญาณออสซิลเลเตอร์เมื่อถูกเลื่อนไป 90 องศา

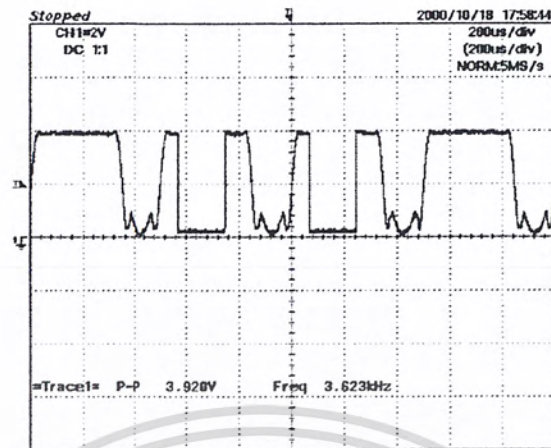
4.3 ผลการทดลองของวงจร PRBS (จุดที่ 3)

จากรูปที่ 4.4 เป็นผลการทดลองของวงจร PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา (clock) ที่ 2 KHz ที่เวลาต่างกัน ดังรูป a, b, c, d, และ e ตามลำดับ



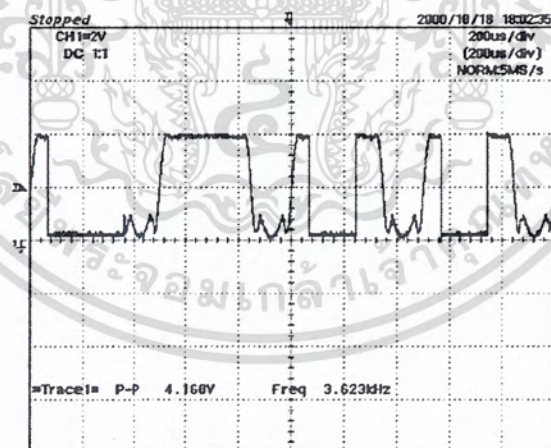
รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : OFF CH1 : 0.00V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 5
CH3 : 0.0V Delay : 0.0ns
CH4 : 0.0V Hold Off : MINIMUM

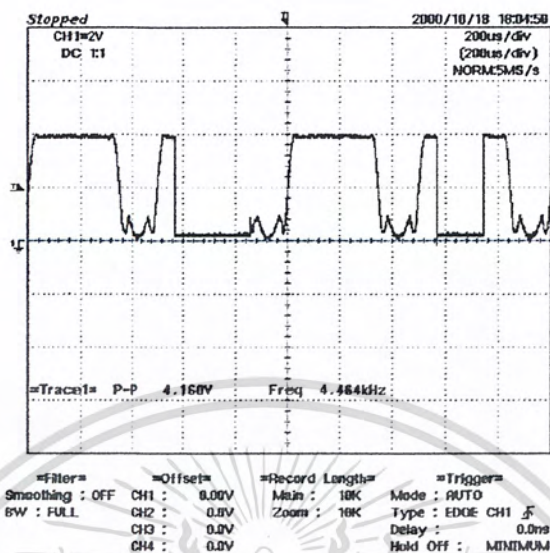
รูปที่ 4.4 (b) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t2



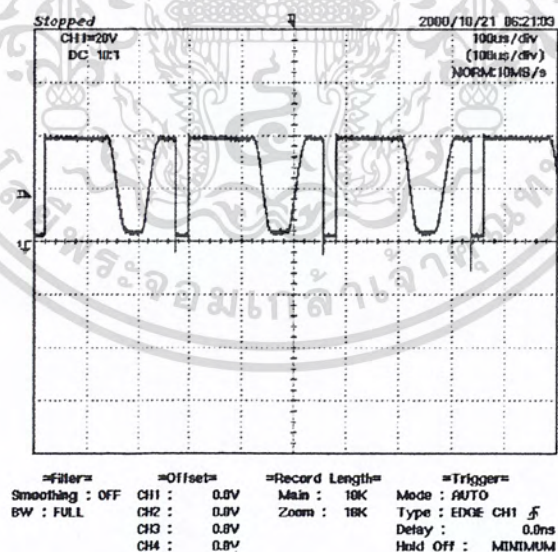
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : OFF CH1 : 0.00V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 5
CH3 : 0.0V Delay : 0.0ns
CH4 : 0.0V Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 4.4 (c) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา t3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 (d) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา ๒4

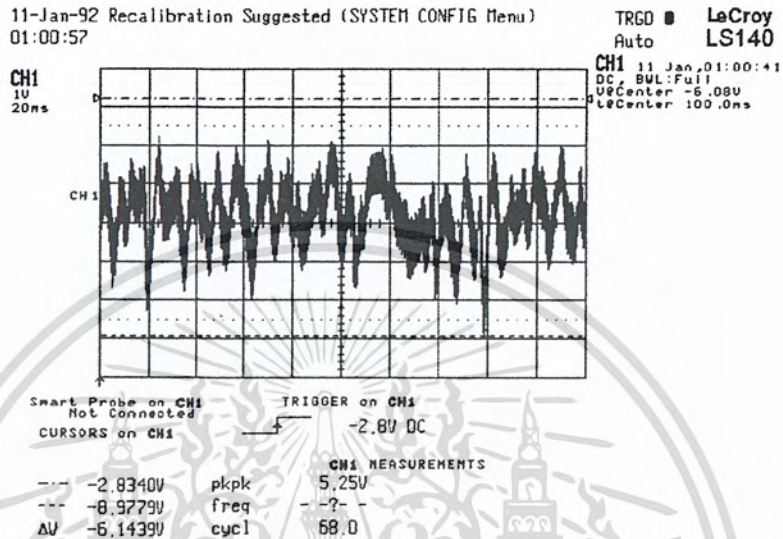


รูปที่ 4.4 (e) สัญญาณ PRBS ขณะป้อนสัญญาณนาฬิกา 2 KHz ที่เวลา ๒5

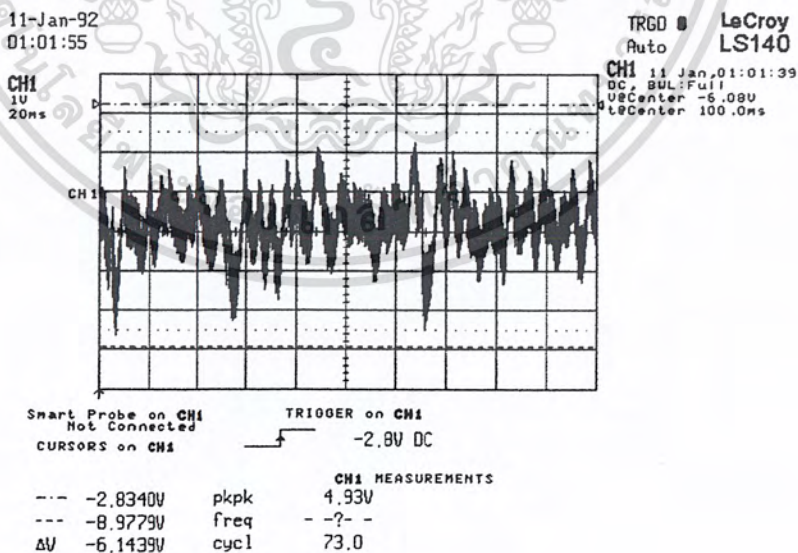
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองของวงจร DAC (จุดที่ 4)

หลังจากที่เราได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจร PRBS แล้ว เราก็นำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ มาแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนาล็อก โดยใช้ DAC 0832 ก็จะได้รูปสัญญาณเอาต์พุตที่เวลาต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.5 (a) และ 4.5 (b)



รูปที่ 4.5 (a) สัญญาณแอนาล็อก ที่เวลา 1

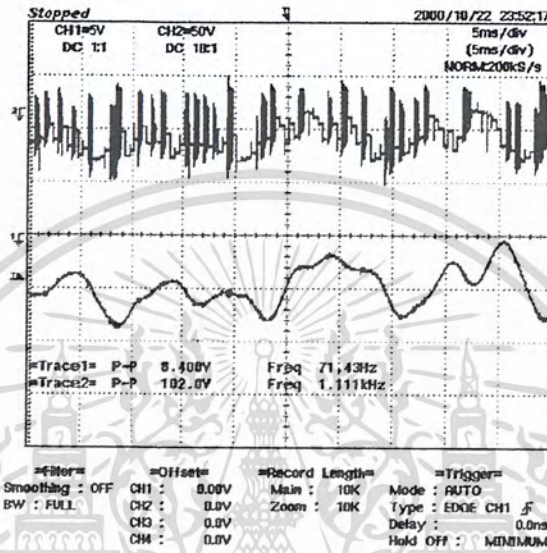


รูปที่ 4.5 (b) สัญญาณแอนาล็อก ที่เวลา 2

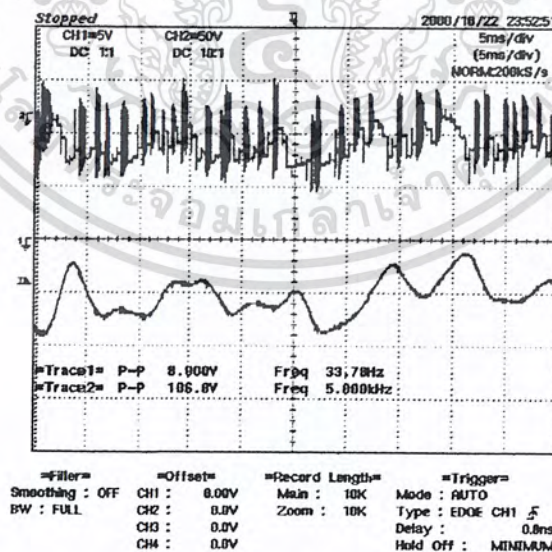
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองของวงจร LPF (จุดที่ 5)

เมื่อทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกเสร็จเรียบร้อยแล้ว จากนั้นเราก็นำสัญญาณแอนะล็อกมาผ่านวงจร LPF เพื่อกรองสัญญาณเฉพาะความถี่ต่ำให้ผ่านออกไปเท่านั้น ซึ่งเรากำหนดให้ความถี่คัทออฟของวงจรเท่ากับ 200 Hz ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเมื่อเทียบกับสัญญาณแอนะล็อก ดังรูปที่ 4.6 (a), 4.6 (b), 4.6 (c), และ 4.6 (d)

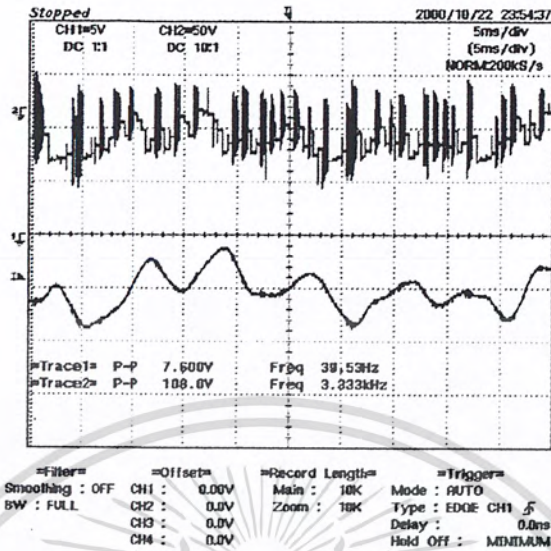


รูปที่ 4.6 (a) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t1

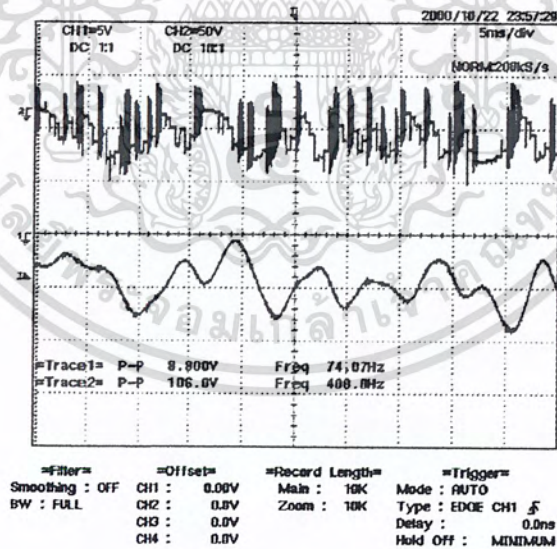


รูปที่ 4.6 (b) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 (c) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t3



รูปที่ 4.6 (d) สัญญาณ Analog เปรียบเทียบกับสัญญาณ LPF ที่เวลา t4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์ ด้าน Inphase $I(t)$ (จุดที่ 6)

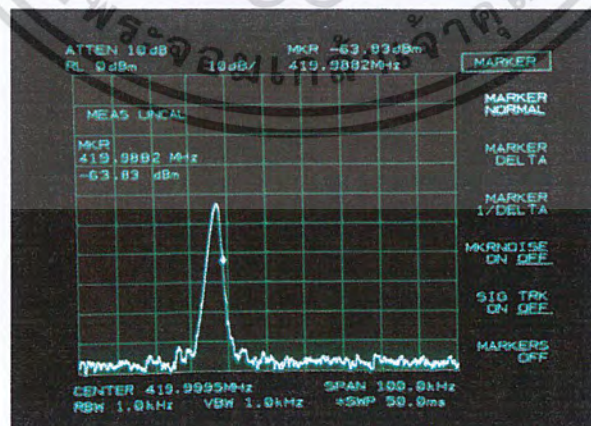
ในส่วนของวงจรมอดูเลเตอร์ ทางด้าน Inphase นี้ จะเป็นการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปมอดกับคลื่นพา (ออสซิลเลเตอร์ 420 MHz) โดยตรงก่อนผ่านวงจร Phase Shift 90° ก็จะได้สัญญาณออกมาดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 สัญญาณมอดูเลต ด้าน Inphase

4.7 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์ ด้าน Quadrature $Q(t)$ (จุดที่ 7)

ในการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์ ทางด้าน Quadrature นี้ จะเป็นการนำเอาคลื่นพา (ออสซิลเลเตอร์ 420 MHz) ไปทำการเลื่อนเฟส 90 องศา ก่อน จากนั้นก็นำไปมอดกับสัญญาณข้อมูลที่ส่งมา ก็จะได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 4.8

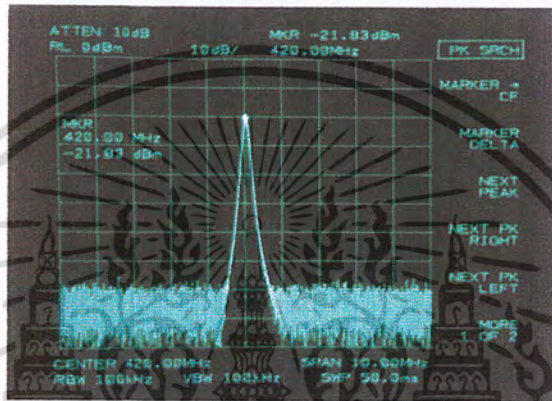


รูปที่ 4.8 สัญญาณมอดูเลต ด้าน Quadrature

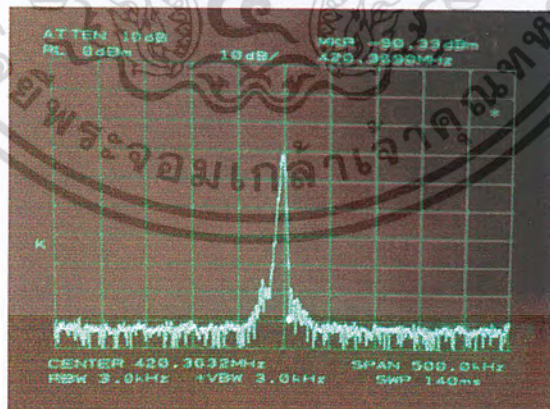
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ผลการทดลองของวงจรรวมสัญญาณ (Summing) (จุดที่ 8)

ในส่วนของวงจรรวมสัญญาณนี้ เราจะนำสัญญาณทางด้าน Inphase และ Quadrature มารวมกัน โดยใช้สปริเตอร์ จะได้สัญญาณเป็น $I(t) + Q(t)$ ซึ่งรูปสัญญาณที่ได้นั้น จะมีการเลื่อนไปเลื่อนมาของ Center Carrier คือ สัญญาณที่ได้ออกมานั้นจะเป็นสัญญาณที่ไม่นิ่ง ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้ ก็จะเปรียบเสมือนกับผลของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์นั่นเอง ดังรูปที่ 4.9 (a), 4.9 (b), 4.9 (c), 4.9 (d), และ 4.9 (e)

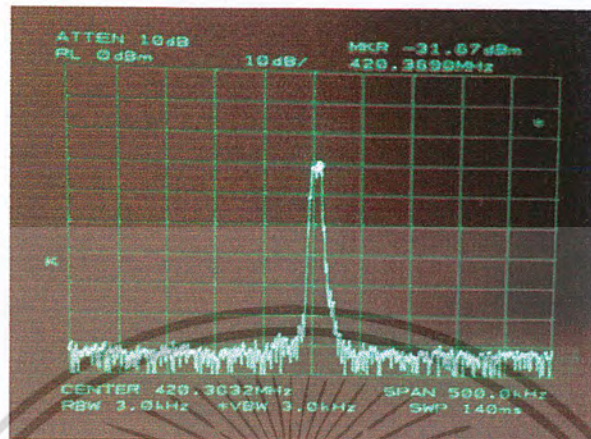


รูปที่ 4.9 สัญญาณที่เครื่องส่งขณะยังไม่เกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

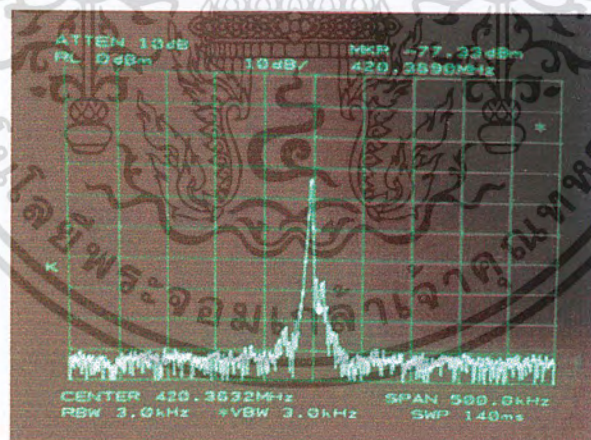


รูปที่ 4.9 (a) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

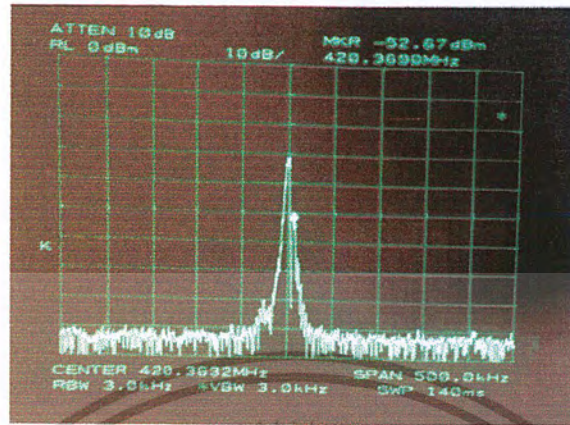


รูปที่ 4.9 (b) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t2

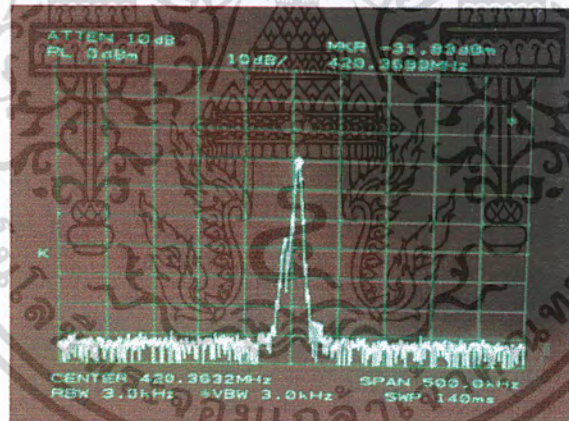


รูปที่ 4.9 (c) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา t3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 (d) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา ๔4



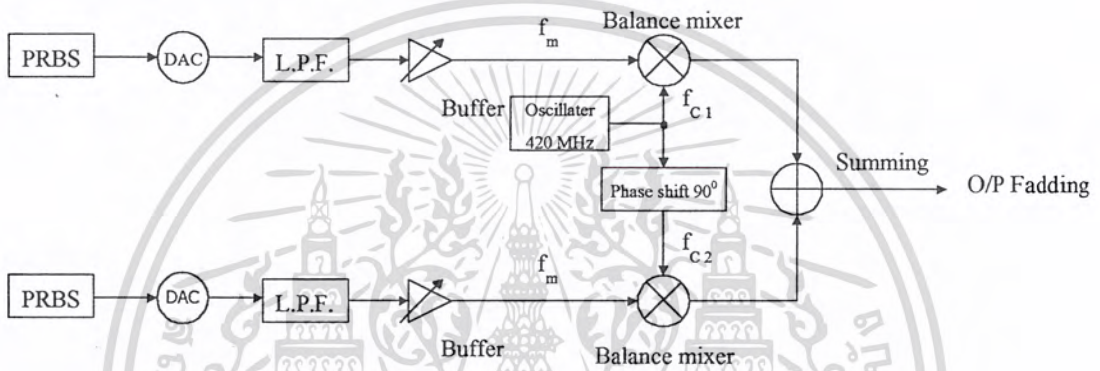
รูปที่ 4.9 (e) สัญญาณที่เครื่องรับขณะที่ Center Carrier เกิดการเลื่อนไป เลื่อนมา ที่เวลา ๔5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การคำนวณ และ SIMULINK

หลังจากที่เราวัดผลของสัญญาณต่าง ๆ เรียบร้อยแล้ว เราจะมาทำการคำนวณสมการมอดดูเลชันจากบล็อกไดอะแกรมของโครงการ รูปที่ 5.1 เพื่อแสดงให้เห็นว่าในการคำนวณทางทฤษฎี จะได้อะไรบ้างของสัญญาณออกมาเป็นอย่างไรบ้าง ดังจะได้แสดงวิธีการคำนวณต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 บล็อก ไดอะแกรมของ โครงการที่ใช้ในการคำนวณ

5.1 การคำนวณสมการมอดดูเลชัน

จากการทดลองเราได้ป้อนสัญญาณนาฬิกา (Clock) ที่ความถี่เท่ากับ 2 KHz เข้าที่วงจร PRBS ทำให้วัดความถี่ของสัญญาณข้อมูล (f_m) ต่ำสุดได้ 13 Hz และสูงสุดได้ 190 Hz และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล (A_m) ต่ำสุดได้ $1.71 V_{p-p}$ และสูงสุดได้ $5.17 V_{p-p}$ จากนั้นเราก็นำค่าที่วัดได้ไปทำการคำนวณต่อไป ซึ่งในการคำนวณเราจะแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ 1 เราจะคำนวณที่ความถี่ของสัญญาณข้อมูล (f_m) ต่ำสุด และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล (A_m) ต่ำสุด และกรณีที่ 2 คือ เราจะคำนวณที่ความถี่ของสัญญาณข้อมูล (f_m) สูงสุด และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล (A_m) สูงสุด ดังนี้

กรณีที่ 1 ($f_m = 13 \text{ Hz}$ และ $A_m = 1.71 \text{ V}_{p-p}$)

คิดที่ด้าน I จาก $f_{c1}(t) = A_{c1} \sin(\omega_{c1}t)$; $f_{c1} = 420 \text{ MHz}$, $A_{c1} = 3.84 \text{ V}_{p-p}$
และ $f_m(t) = A_{m1} \sin(\omega_{m1}t)$; $f_m = 13 \text{ Hz}$, $A_{m1} = 1.71 \text{ V}_{p-p}$

$$\therefore S_{M1}(t) = f_{c1}(t) \times f_m(t) = A_{c1} [1 + m_1 \sin(\omega_{m1}t)] \sin(\omega_{c1}t)$$

$$= A_{c1} [\sin(\omega_{c1}t) + m_1 \sin(\omega_{m1}t) \sin(\omega_{c1}t)]$$

จาก $\sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$

$$\therefore S_{M1}(t) = A_{c1} \sin(\omega_{c1}t) + \frac{A_{c1} m_1}{2} [\cos(\omega_{c1} - \omega_{m1})t - \cos(\omega_{c1} + \omega_{m1})t]$$

จาก $A_{c1} = 3.84 \text{ V}_{p-p}$; $f_m = 13 \text{ Hz}$; $A_{m1} = 1.71 \text{ V}_{p-p}$ เมื่อ $m_1 = \frac{A_{m1}}{A_{c1}}$

จากนั้นแทนค่าต่าง ๆ ลงไป จะได้

$$S_{M1}(t) = 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t +$$

$$\left(\frac{3.84}{2} \right) \left(\frac{1.71}{3.84} \right) [\cos 2\pi(420 \times 10^6 - 13)t - \cos 2\pi(420 \times 10^6 + 13)t]$$

$$= 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t +$$

$$0.855 [\cos 2\pi(419999987)t - \cos 2\pi(420000013)t]$$

$$= 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t +$$

$$0.855 \cos 2\pi(419999987)t - 0.855 \cos 2\pi(420000013)t$$

$$\therefore S_{M1}(\omega) = 3.84 \delta 2\pi(420 \times 10^6) +$$

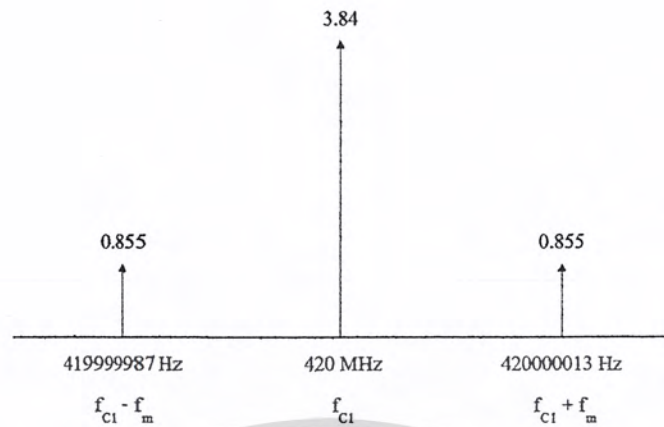
$$0.855 \delta 2\pi(419999987) - 0.855 \delta 2\pi(420000013)$$

$$\therefore S_{M1}(f) = 3.84 \delta(420 \times 10^6) + 0.855 \delta(419999987) - 0.855 \delta(420000013)$$

$$\therefore |S_{M1}(f)| = |3.84| \delta(420 \times 10^6) + |0.855| \delta(419999987) + |0.855| \delta(420000013)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการได้ดังนี้



รูปที่ 5.2 สเปกตรัมของสมการมอดูเลชัน ด้าน Inphase

คิดที่ด้าน Q จาก $f_{c2}(t) = A_{c2} \cos(\omega_{c2}t)$; $f_{c2} = 420\text{MHz}$, $A_{c2} = 3.84\text{V}_{P-P}$
และ $f_m(t) = A_{m1} \sin(\omega_{m1}t)$; $f_m = 13\text{Hz}$, $A_{m1} = 1.71\text{V}_{P-P}$

$$\therefore S_{MQ}(t) = f_{c2}(t) \times f_m(t) = A_{c2} [1 + m_1 \sin(\omega_{m1}t)] \cos(\omega_{c2}t) \\ = A_{c2} [\cos(\omega_{c2}t) + m_1 \sin(\omega_{m1}t) \cos(\omega_{c2}t)]$$

จาก $\sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A-B) + \sin(A+B)]$

$$\therefore S_{MQ}(t) = A_{c2} \cos(\omega_{c2}t) + \frac{A_{c2}m_1}{2} [\sin(\omega_{c2} - \omega_{m1})t + \sin(\omega_{c2} + \omega_{m1})t]$$

จาก $A_{c2} = 3.84 \text{ V}_{P-P}$; $f_m = 13 \text{ Hz}$; $A_{m1} = 1.71 \text{ V}_{P-P}$ เมื่อ $m_1 = \frac{A_{m1}}{A_{c2}}$

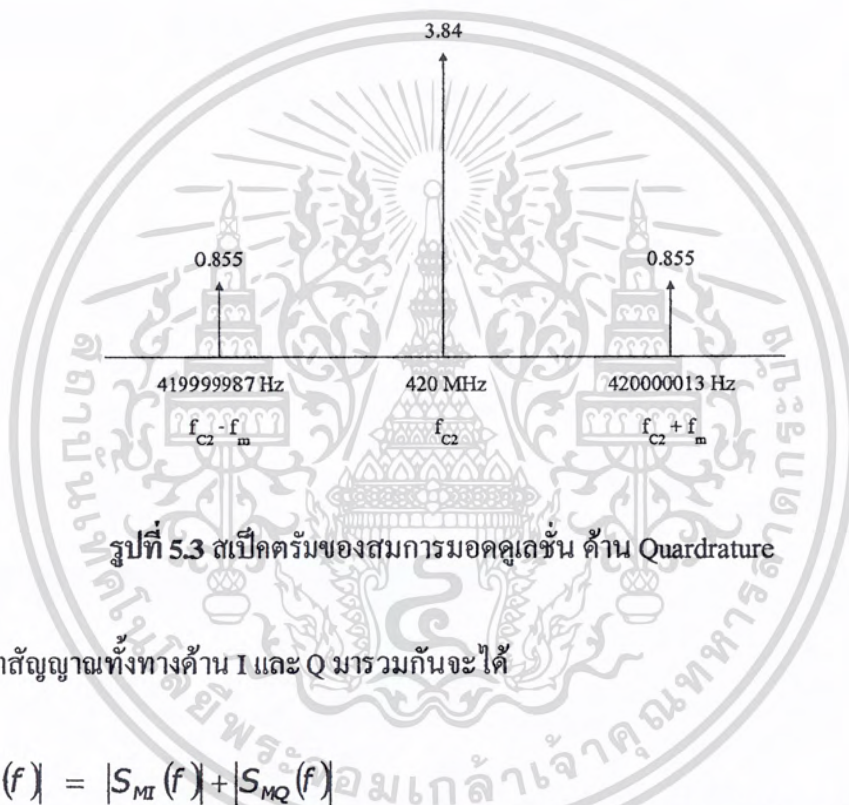
จากนั้นแทนค่าต่างๆ ลงไป จะได้

$$S_{MQ}(t) = 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ \left(\frac{3.84}{2} \right) \left(\frac{1.71}{3.84} \right) [\sin 2\pi(420 \times 10^6 - 13)t + \sin 2\pi(420 \times 10^6 + 13)t] \\ = 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ 0.855 [\sin 2\pi(419999987)t + \sin 2\pi(420000013)t]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\
 &\quad 0.855 \sin 2\pi(419999987)t + 0.855 \sin 2\pi(420000013)t \\
 \therefore S_{MQ}(\omega) &= 3.84\delta 2\pi(420 \times 10^6) + \\
 &\quad 0.855\delta 2\pi(419999987) - 0.855\delta 2\pi(420000013) \\
 \therefore S_{MQ}(f) &= 3.84\delta(420 \times 10^6) + 0.855\delta(419999987) - 0.855\delta(420000013) \\
 \therefore |S_{MQ}(f)| &= |3.84|\delta(420 \times 10^6) + |0.855|\delta(419999987) + |0.855|\delta(420000013)
 \end{aligned}$$

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการได้ดังนี้

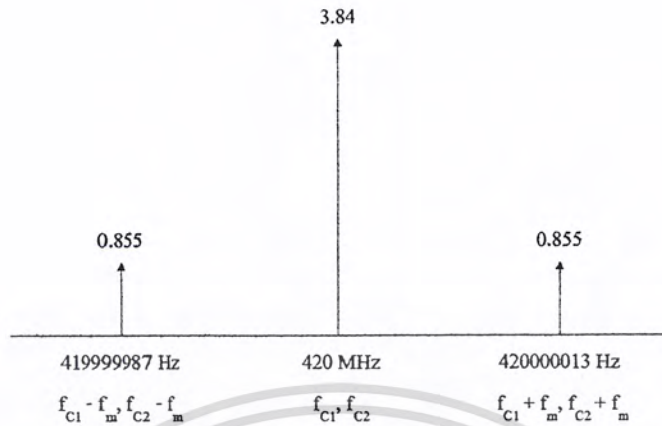


จากนั้นนำสัญญาณทั้งทางด้าน I และ Q มารวมกันจะได้

$$\begin{aligned}
 |S_{SUM}(f)| &= |S_{MI}(f)| + |S_{MQ}(f)| \\
 &= |3.84|\delta(420 \times 10^6) + |0.855|\delta(419999987) + |0.855|\delta(420000013) + \\
 &\quad |3.84|\delta(420 \times 10^6) + |0.855|\delta(419999987) + |0.855|\delta(420000013)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการ ได้ดังนี้



รูปที่ 5.4 สเปกตรัมของการรวมกันของสมการด้าน Inphase และด้าน Quadrature

จากการรวมกันของสมการจะเห็นว่า สเปกตรัมที่ได้ทางด้าน Inphase และด้าน Quadrature จะมีความถี่ที่เท่ากัน แต่จริง ๆ แล้ว สัญญาณทั้งสองนี้จะไม่ใช้สัญญาณตัวเดียวกัน เนื่องจากทางภาครับจะสามารถตีเทคสัญญาณทางด้าน Inphase ได้ก่อน เพราะว่าสัญญาณทางด้าน Quadrature ได้ถูกชิฟเฟสไป 90 องศา ทำให้สัญญาณนี้จะไปถึงทางภาครับช้ากว่าด้าน Inphase ดังนั้นสัญญาณทั้งสองด้านนี้จึงไม่ใช่สัญญาณตัวเดียวกัน อยู่ที่ภาครับจะสามารถตีเทครับสัญญาณตัวไหนได้ก่อน

กรณีที่ 2 ($f_m = 190 \text{ Hz}$ และ $A_m = 5.17 \text{ V}_{P-P}$)

คิดที่ด้าน I จาก $f_{c1}(t) = A_{c1} \sin(\omega_{c1}t)$; $f_{c1} = 420 \text{ MHz}$, $A_{c1} = 3.84 \text{ V}_{P-P}$
 และ $f_m(t) = A_{m1} \sin(\omega_{m1}t)$; $f_m = 190 \text{ Hz}$, $A_{m1} = 5.17 \text{ V}_{P-P}$

$$\begin{aligned} \therefore S_{MI}(t) &= f_{c1}(t) \times f_m(t) = A_{c1} [1 + m_1 \sin(\omega_{m1}t)] \sin(\omega_{c1}t) \\ &= A_{c1} [\sin(\omega_{c1}t) + m_1 \sin(\omega_{m1}t) \sin(\omega_{c1}t)] \end{aligned}$$

$$\text{จาก } \sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

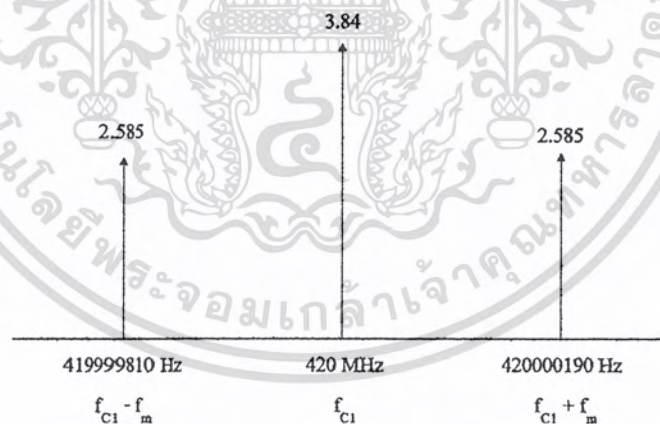
$$\therefore S_{MI}(t) = A_{c1} \sin(\omega_{c1}t) + \frac{A_{c1}m_1}{2} [\cos(\omega_{c1} - \omega_{m1})t - \cos(\omega_{c1} + \omega_{m1})t]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $A_{c1} = 3.84 V_{p-p}$; $f_m = 190 \text{ Hz}$; $A_{m1} = 5.17 V_{p-p}$ เมื่อ $m_1 = \frac{A_{m1}}{A_{c1}}$
จากนั้นแทนค่าต่าง ๆ ลงไป จะได้

$$\begin{aligned} S_{MI}(t) &= 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad \left(\frac{3.84}{2} \right) \left(\frac{5.17}{3.84} \right) [\cos 2\pi(420 \times 10^6 - 190)t - \cos 2\pi(420 \times 10^6 + 190)t] \\ &= 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad 2.585 [\cos 2\pi(419999810)t - \cos 2\pi(420000190)t] \\ &= 3.84 \sin 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad 2.585 \cos 2\pi(419999810)t - 2.585 \cos 2\pi(420000190)t \\ \therefore S_{MI}(\omega) &= 3.84 \delta 2\pi(420 \times 10^6) + \\ &\quad 2.585 \delta 2\pi(419999810) - 2.585 \delta 2\pi(420000190) \\ \therefore S_{MI}(f) &= 3.84 \delta(420 \times 10^6) + 2.585 \delta(419999810) - 2.585 \delta(420000190) \\ \therefore |S_{MI}(f)| &= |3.84 \delta(420 \times 10^6) + 2.585 \delta(419999810) + 2.585 \delta(420000190)| \end{aligned}$$

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการได้ดังนี้



รูปที่ 5.5 สเปกตรัมของสมการมอดคูเลขชั้น ด้าน Inphase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คิดที่ด้าน Q จาก $f_{c2}(t) = A_{c2} \cos(\omega_{c2}t)$; $f_{c2} = 420\text{MHz}$, $A_{c2} = 3.84\text{V}_{p-p}$
 และ $f_m(t) = A_{m1} \sin(\omega_{m1}t)$; $f_m = 190\text{Hz}$, $A_{m1} = 5.17\text{V}_{p-p}$

$$\begin{aligned} \therefore S_{MQ}(t) &= f_{c2}(t) \times f_m(t) = A_{c2} [1 + m_1 \sin(\omega_{m1}t)] \cos(\omega_{c2}t) \\ &= A_{c2} [\cos(\omega_{c2}t) + m_1 \sin(\omega_{m1}t) \cos(\omega_{c2}t)] \end{aligned}$$

จาก $\sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A - B) + \sin(A + B)]$

$$\therefore S_{MQ}(t) = A_{c2} \cos(\omega_{c2}t) + \frac{A_{c2}m_1}{2} [\sin(\omega_{c2} - \omega_{m1})t + \sin(\omega_{c2} + \omega_{m1})t]$$

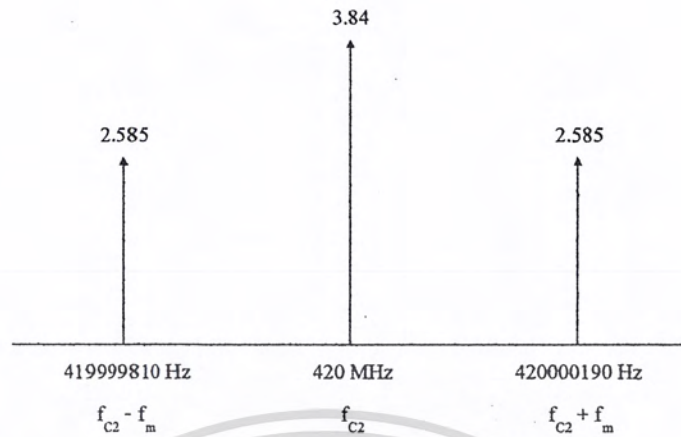
จาก $A_{c2} = 3.84 \text{ V}_{p-p}$; $f_m = 190 \text{ Hz}$; $A_{m1} = 5.17 \text{ V}_{p-p}$ เมื่อ $m_1 = \frac{A_{m1}}{A_{c2}}$

จากนั้นแทนค่าต่างๆ ลงไป จะได้

$$\begin{aligned} S_{MQ}(t) &= 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad \left(\frac{3.84}{2} \right) \left(\frac{5.17}{3.84} \right) [\sin 2\pi(420 \times 10^6 - 190)t + \sin 2\pi(420 \times 10^6 + 190)t] \\ &= 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad 2.585 [\sin 2\pi(419999810)t + \sin 2\pi(420000190)t] \\ &= 3.84 \cos 2\pi(420 \times 10^6)t + \\ &\quad 2.585 \sin 2\pi(419999810)t + 2.585 \sin 2\pi(420000190)t \\ \therefore S_{MQ}(\omega) &= 3.84 \delta 2\pi(420 \times 10^6) + \\ &\quad 2.585 \delta 2\pi(419999810) - 2.585 \delta 2\pi(420000190) \\ \therefore S_{MQ}(f) &= 3.84 \delta(420 \times 10^6) + 2.585 \delta(419999810) - 2.585 \delta(420000190) \\ \therefore |S_{MQ}(f)| &= |3.84| \delta(420 \times 10^6) + |2.585| \delta(419999810) + |2.585| \delta(420000190) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการได้ดังนี้

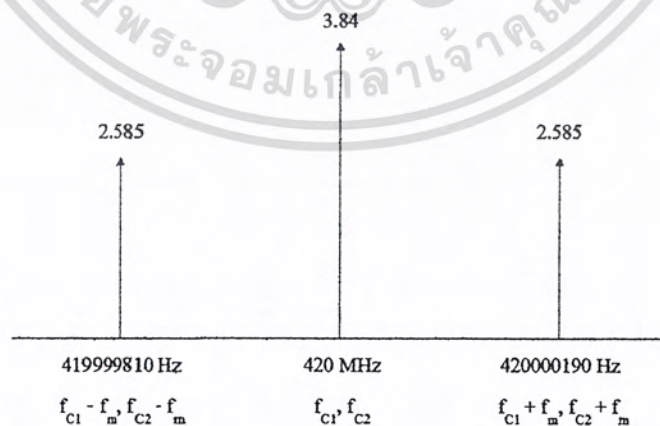


รูปที่ 5.6 สเปกตรัมของสมการมอดูเลชัน ด้าน Quadrature

จากนั้นนำสัญญาณทั้งทางด้าน I และ Q มารวมกันจะได้

$$\begin{aligned}
 |S_{SUM}(f)| &= |S_{MI}(f)| + |S_{MQ}(f)| \\
 &= |3.84|\delta(420 \times 10^6) + |2.585|\delta(419999810) + |2.585|\delta(420000190) + \\
 &\quad |3.84|\delta(420 \times 10^6) + |2.585|\delta(419999810) + |2.585|\delta(420000190)
 \end{aligned}$$

ดังนั้นสามารถวาดรูปสเปกตรัมจากสมการได้ดังนี้



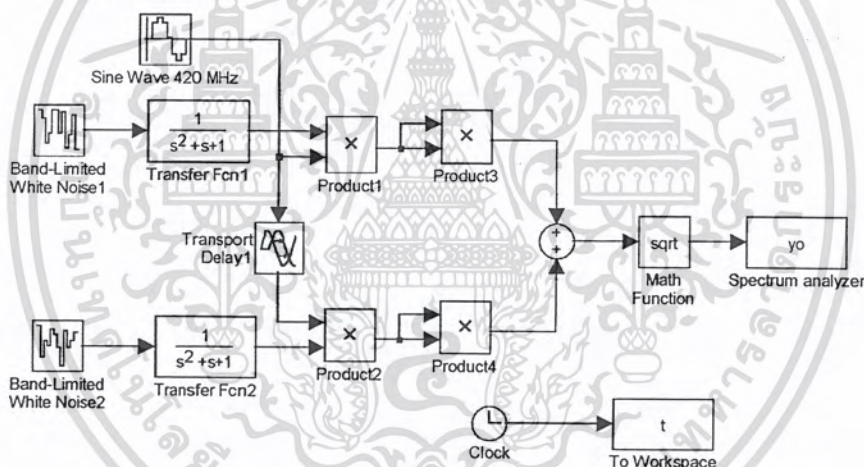
รูปที่ 5.7 สเปกตรัมของการรวมกันของสมการด้าน Inphase และด้าน Quadrature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการคำนวณในกรณีที่ 2 จะเห็นว่า ในรูปสเปกตรัมด้าน USB และ LSB จะมีความถี่สูงกว่ากรณีที่ 1 และแอมพลิจูดของสเปกตรัมด้าน USB และ LSB ก็จะมีมากกว่ากรณีที่ 1 ด้วย เนื่องจากในกรณีที่ 2 นี้ มีสัญญาณข้อมูลที่มีความถี่ และแอมพลิจูดของสัญญาณสูงกว่ากรณีที่ 1 ดังนั้นความถี่ และแอมพลิจูดนี้ จะเป็นตัวแปรทำให้สเปกตรัมที่ได้เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาในช่วงระหว่าง $13 \text{ Hz} < f_m < 190 \text{ Hz}$ และ $1.71 \text{ V}_{p-p} < A_m < 5.17 \text{ V}_{p-p}$

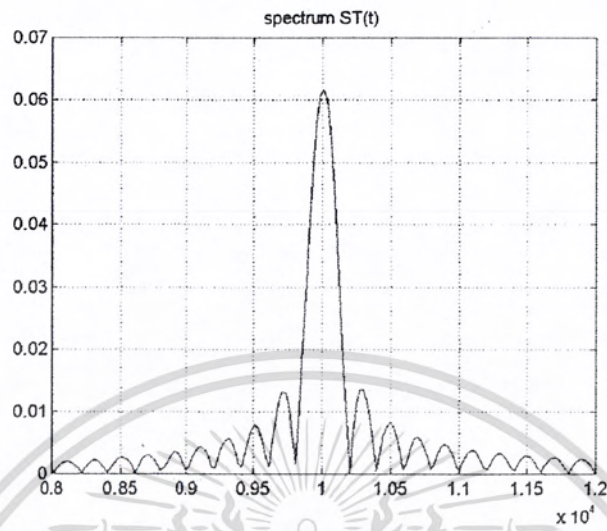
5.2 การวิเคราะห์ด้วย SIMULINK

การวิเคราะห์ด้วย SIMULINK นี้ จะเป็นการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งเราสามารถนำเอาบล็อกของวงจรต่าง ๆ ในโปรแกรมออกมาต่อรวมกัน ดังรูปที่ 5.1 และในการ SIMULINK นี้ เราได้เพิ่มบล็อกของวงจรถักกำลังสอง ไปต่อหลังจากบล็อกที่ผ่านการมอดมาแล้ว ทั้งด้าน Inphase และ Quadrature แล้วจึงนำมารวมกัน จากนั้นก็นำมาถอดสแควร์รูทอีกที ก็จะทำให้ได้สัญญาณที่ชัดเจนยิ่งขึ้น

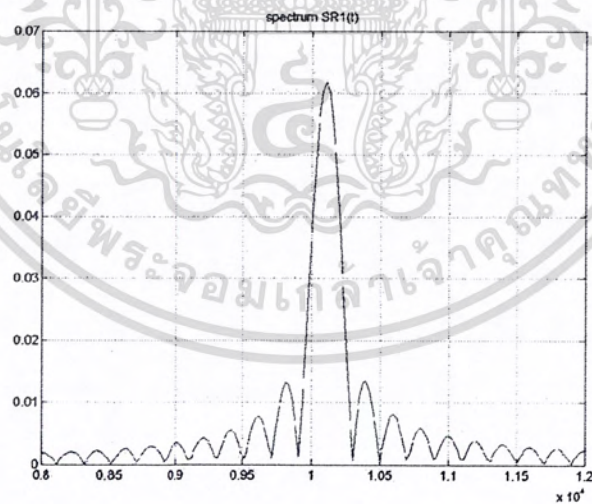


รูปที่ 5.8 บล็อก โคอะแกรมที่ใช้ในการ SIMULINK

จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้ จะทำให้เราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้ง่ายขึ้น เร็วขึ้น ซึ่งจากการ SIMULINK เราได้สัญญาณที่เกิดจากปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ คือมีการเลื่อนของ Center Carrier ไปที่ความถี่คอปเปอเรอร์ (fd) มีค่าเท่ากับ +100, -100, +200 และ -200 ดังรูปที่ 5.9 (a), 5.9 (b), 5.9 (c) และ 5.9 (d) ตามลำดับดังนี้

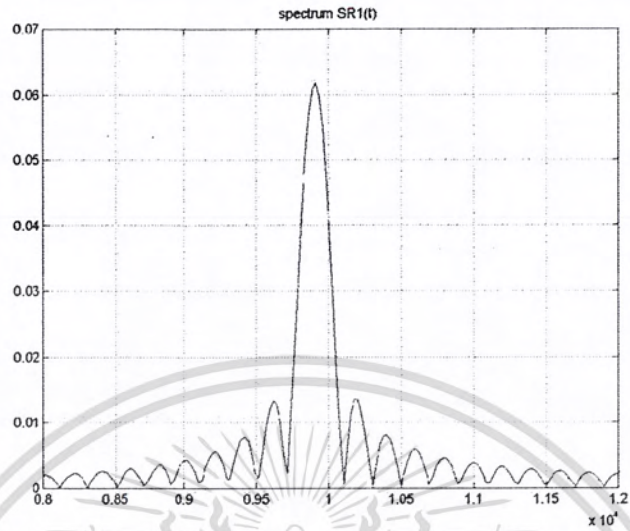


รูปที่ 5.9 สัญญาณที่เครื่องส่งขณะยังไม่เกิดปรากฏการณ์คอปเปิลอร์

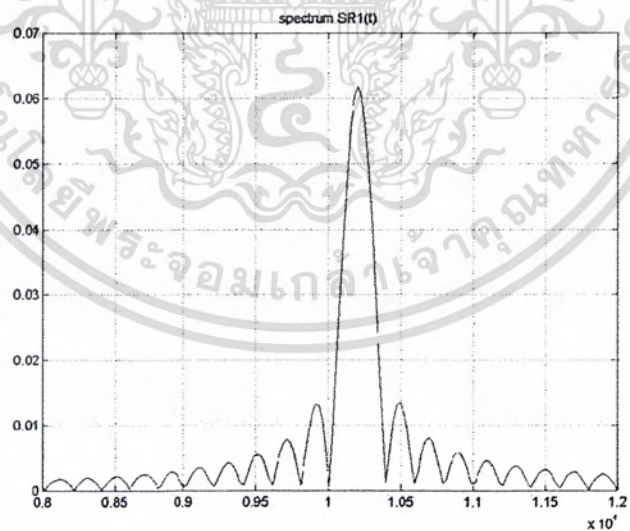


รูปที่ 5.9 (บ) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ เท่ากับ +100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

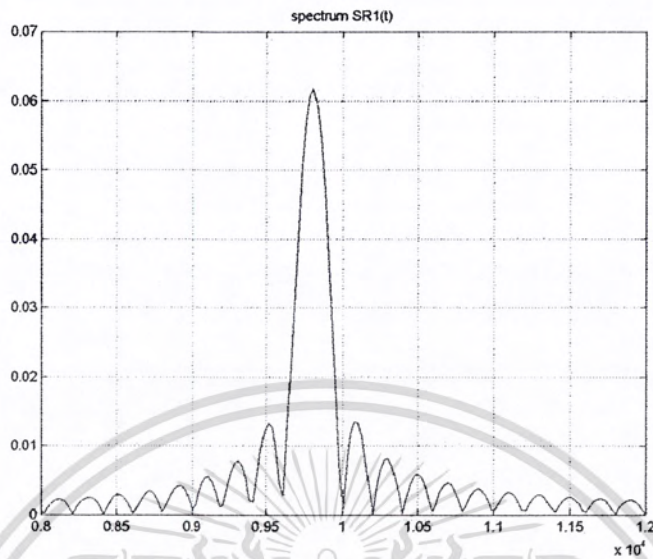


รูปที่ 5.9 (b) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ -100 Hz



รูปที่ 5.9 (c) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เท่ากับ $+200$ Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 (d) สัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเกิดปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ เท่ากับ -200 Hz

ผลที่ได้จากการ SIMULINK ทำให้เราสามารถเห็นการเลื่อนไปของ Center Carrier ได้ชัดเจนขึ้น ซึ่งในการทดลองของโครงงานทางผู้จัดทำก็ได้ถ่ายภาพสัญญาณที่เป็นสเปกตรัมดังที่ได้แสดงเอาไว้แล้วในบทที่ 4 แต่อาจจะเห็นการเลื่อนไปได้ไม่ชัดเจน ทางผู้จัดทำจึงได้ทำการ SIMULINK เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น และเข้าใจได้ง่ายขึ้น

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการทดลอง

การจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน UHF ด้วยวิธี PN Method (Pseudo noise) โดยใช้วงจรถ่าย PRBS เป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนความถี่คอปเปลอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจรถ่าย PRBS และจากการทดลอง แม้จะได้ผลออกมาตามที่ต้องการ และเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่งก็ตาม แต่ก็มีข้อผิดพลาดในบางส่วนของโครงงานนี้อยู่มาก เนื่องจากโครงงานนี้เป็นการจำลองการจางหายในย่านความถี่สูง ซึ่งโดยทั่วไปควรจะต้องคำนึงถึงการออกแบบวงจรให้มีลักษณะพิเศษ เหมาะสมกับการทำงานในย่านความถี่สูง รวมถึงอุปกรณ์ที่นำมาใช้ต่อในวงจรด้วย โดยโครงงานนี้ได้พยายามประยุกต์ให้การต่อวงจรสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์ที่หาซื้อได้ภายในท้องตลาด ดังนั้นในการต่อวงจรแต่ละวงจรอาจจะให้ผลที่ไม่แน่นอนบ้าง เพราะอาจจะมีความถี่จากภายนอกเข้ามารบกวนได้ ซึ่งสามารถสรุปเพื่อนำไปเป็นแนวทางของผู้ที่มีความประสงค์ที่จะใช้เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน UHF นี้ไปทำการพัฒนาให้ดีขึ้นต่อไป ได้ดังนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลิตสัญญาณ sine wave 420 MHz อาจจะมีการผิดพลาดได้ เนื่องจากความถี่ข้างเคียงเข้ามารบกวน ดังนั้นจึงต้องมีการชิลด์ครอปปิดวงจรด้วยแผ่นปรินต์ เพื่อเป็นการป้องกันให้วงจรมีความเสถียรภาพมากที่สุด
2. สายนำสัญญาณที่นำมาใช้ในวงจร ควรที่จะมีการคำนึงถึงค่าอิมพีแดนซ์ของสายที่จะนำมาคำนวณ และควรมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันทั้งหมด
3. การเลื่อนของ center carrier เมื่อเกิดความถี่คอปเปลอร์ อาจจะไม่ชัดเจน เนื่องจากความถี่ของคลื่นพาห้มีค่าสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับความถี่คอปเปลอร์ ซึ่งถ้าดูจากรูปถ่ายของผลการทดลองที่ได้ จะสังเกตการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาห้ได้เล็กน้อย หรืออาจจะสังเกตการเปลี่ยนแปลงได้ยาก แต่ถ้าดูจาก spectrum analyzer โดยตรงจะเห็นการเลื่อนเข้าเลื่อนออกของความถี่คลื่นพาห้ได้ชัดเจนขึ้น และเข้าใจได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองในโครงการนี้ เราได้ใช้วงจร PRBS ขนาด 8 บิต ทำให้เกิดการซ้ำของสัญญาณเร็วขึ้น ดังนั้นเราอาจจะเพิ่มจำนวนของบิตให้มากขึ้น เพื่อทำให้เกิดการซ้ำกันช้าลง ในส่วนของผลการทดลอง ซึ่งถ้าต้องการคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ให้ชัดเจนขึ้นสามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจร PRBS เพื่อให้ความถี่คอปเปลอร์สูงขึ้น หรืออาจจะใช้วงจรถกกำลังสองไปต่อหลังวงจร Balance Mod ทั้งด้าน Inphase และ Quadrature แล้วค่อยนำมารวมกัน จากนั้นก็ต่อวงคอดสแควร์รูทอีกวงจร ก็จะทำให้เห็นการเลื่อนของ center carrier ได้ชัดเจนขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

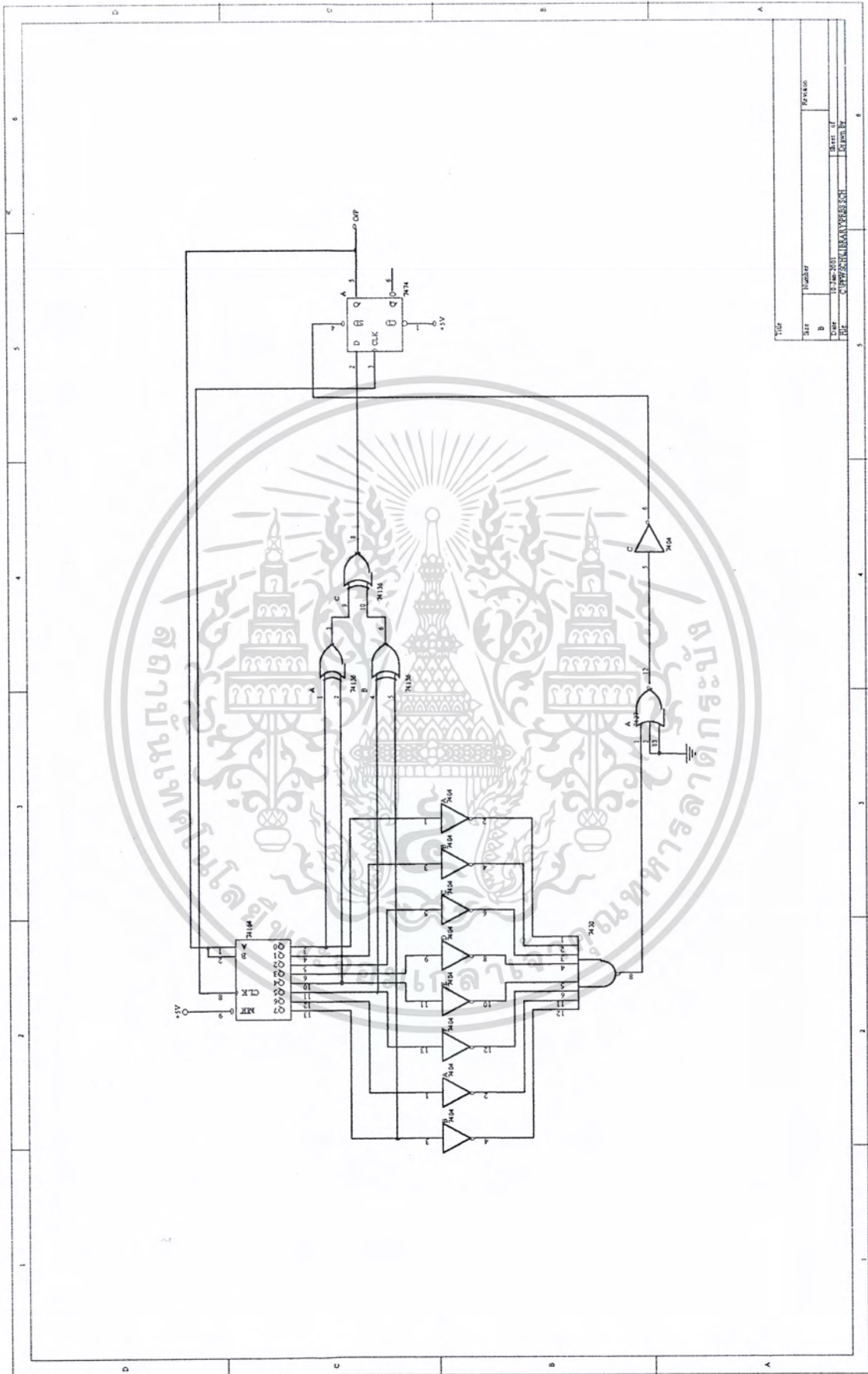
บรรณานุกรม

1. Herbert L.Krauss, "Solid State Radio Engineer", John Wiley & Sons, Inc., Canada 1980.
2. Hund, "Microwave Communications Components and Circuits", McGraw – Hill Book Co., EDITION 1989.
3. Jack Smitt, "Modern Communication Circuit", McGraw – Hill Book Co., Singapore 1986.
4. พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ, "ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ" สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพมหานคร 2536
5. ภัทราวุฒิ ทองศรี, มานิตย์ ศรีสหัส, "VHF Band Radio Fading Simulator" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542
6. มนตรี ไชยไตร, มานพ รัญญ์แก้ว, อติศักดิ์ อธิตสมาลัย, "A Digital Fading Simulator For Mobile Radio By single Microprocessor" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



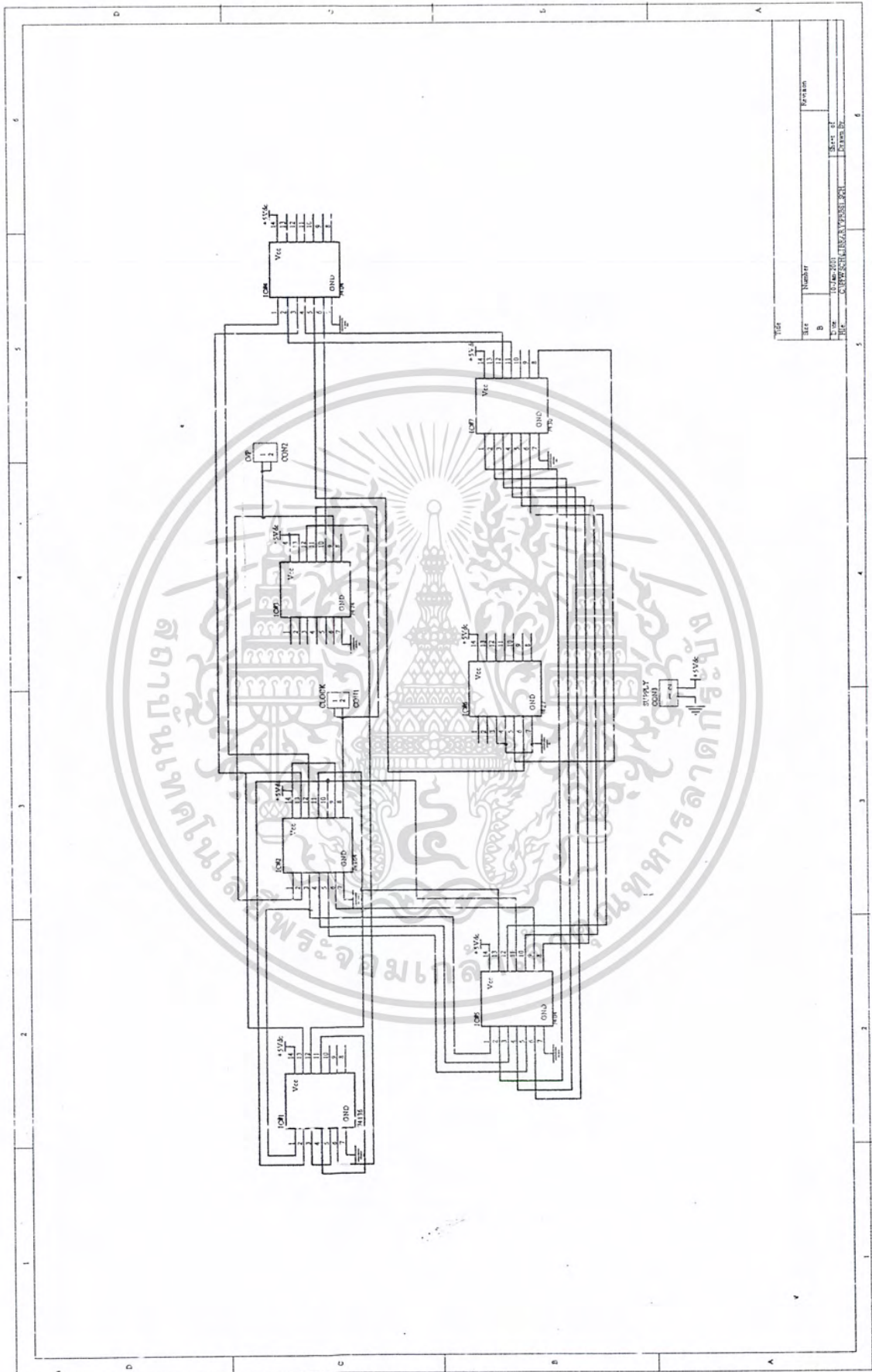
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title			
Part Number	Revision		
B			
Date	15 Jun 2011	Start of	
By	CHAIKUMKARN PREECHIN	Drawn by	

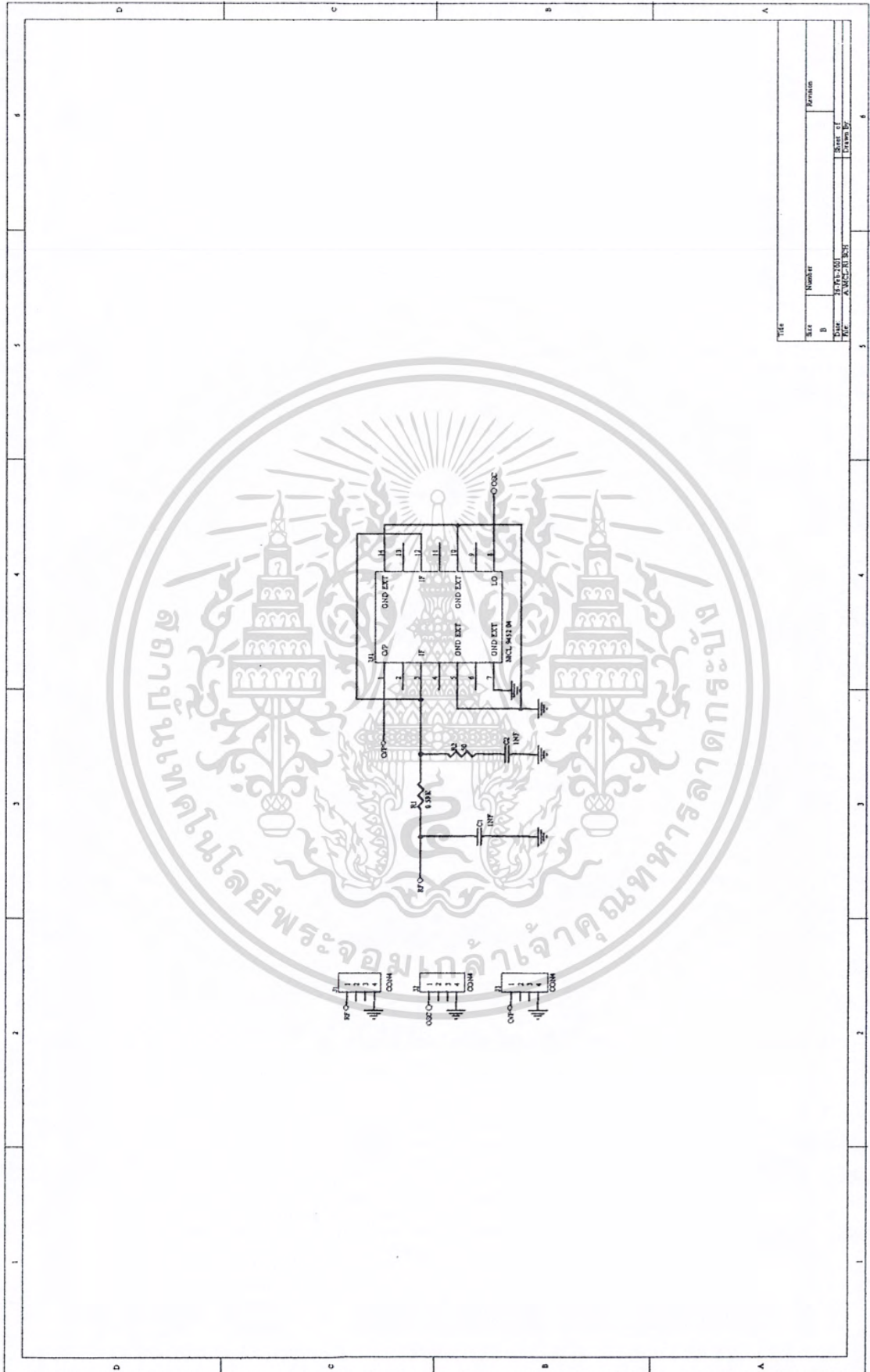
วงจร PRBS n=8 ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การออกแบบวงจร PRBS

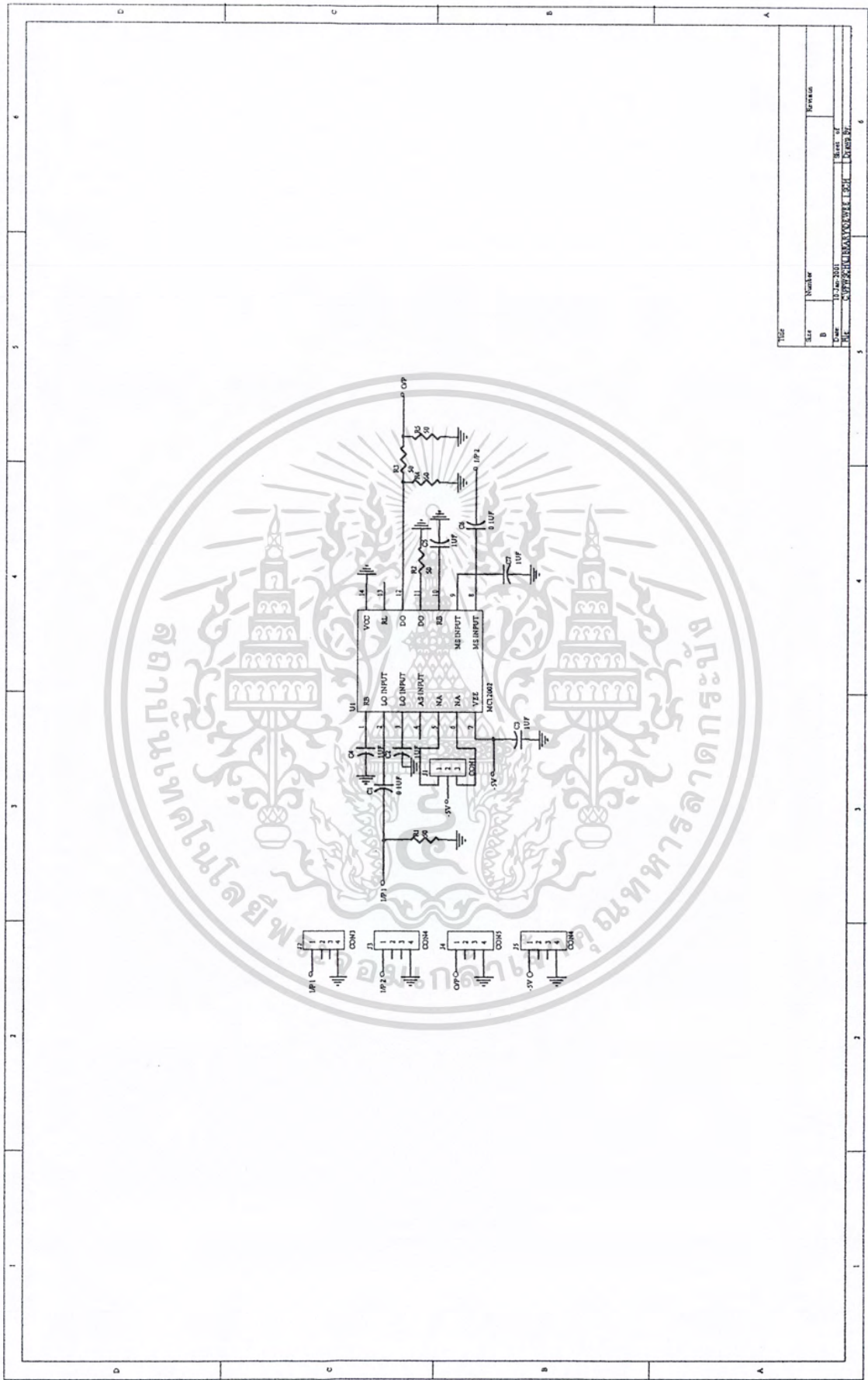
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title			
Size	Number	Revision	
B	1	1	
Drawn By	Checked By	Date	

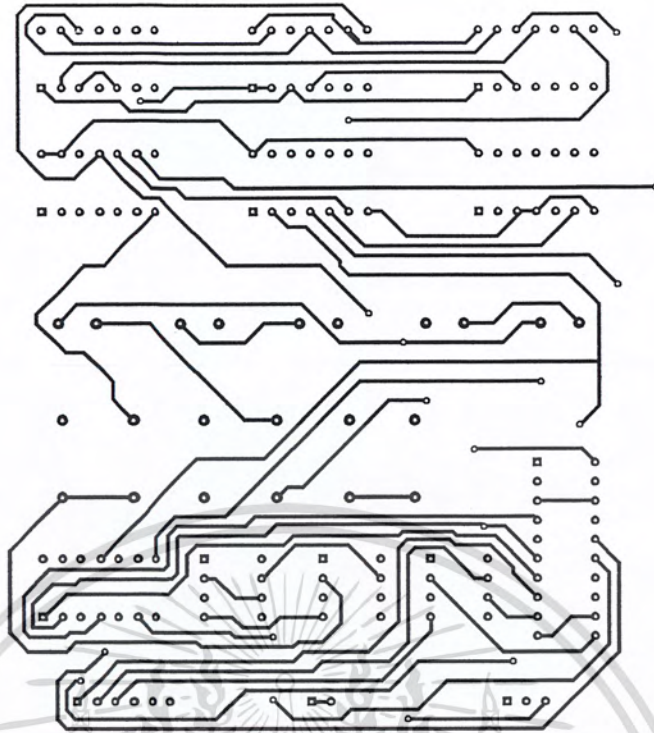
การออกแบบวงจร Balance Mixer โดยใช้ MCL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

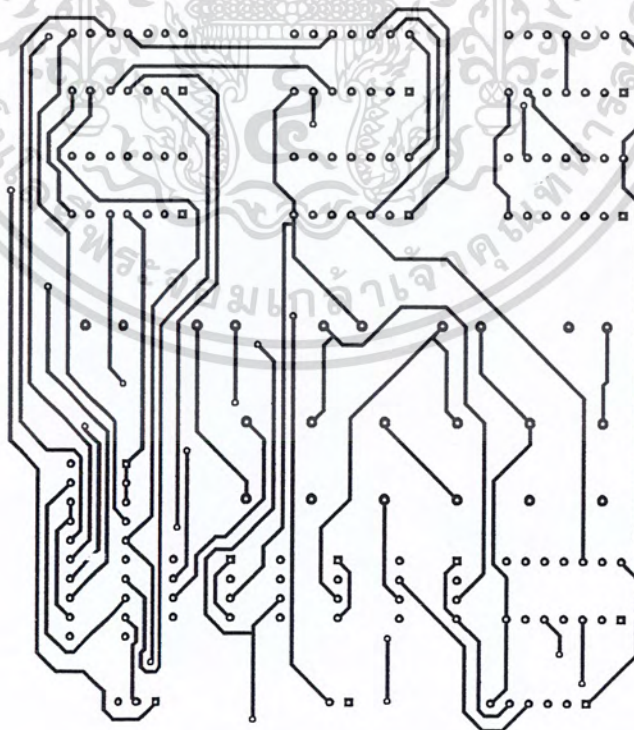


การออกแบบวงจร Balance Mixer โดยใช้ MC 12002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

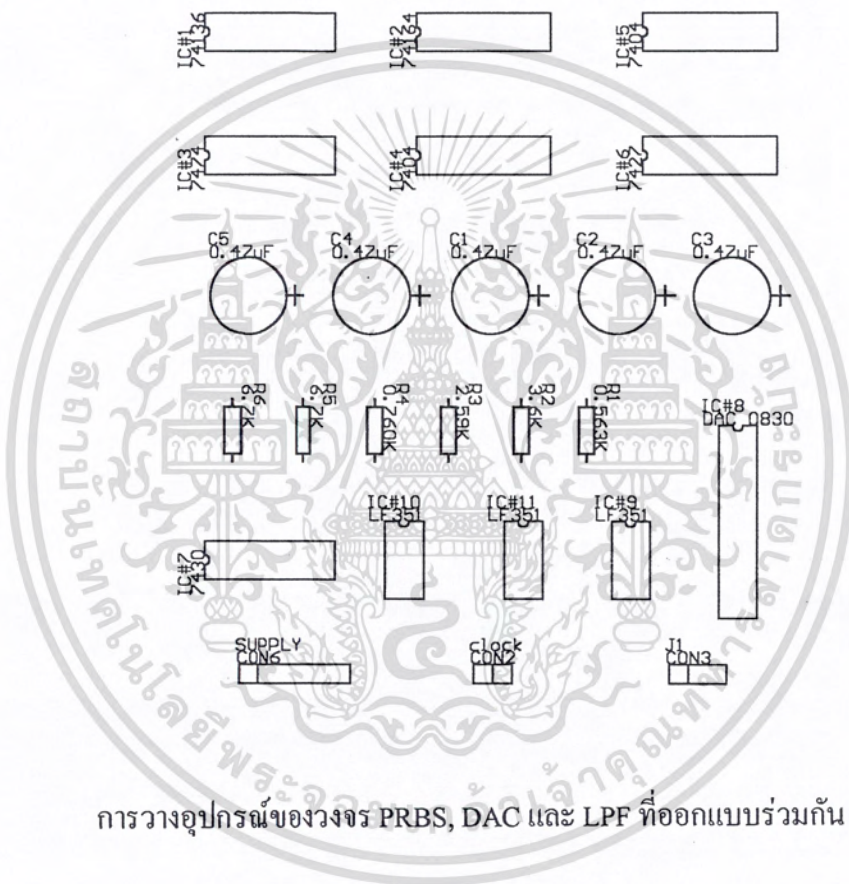


ลายวงจร PRBS, DAC และ LPF ที่ออกแบบร่วมกัน (ด้านบน)

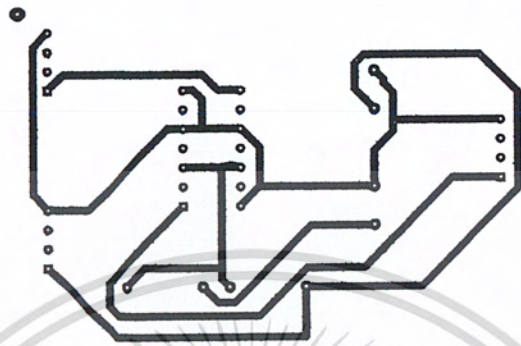


ลายวงจร PRBS, DAC และ LPF ที่ออกแบบร่วมกัน (ด้านล่าง)

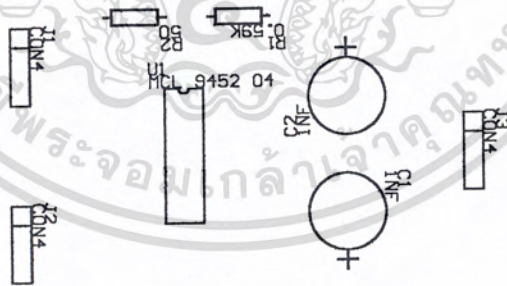
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

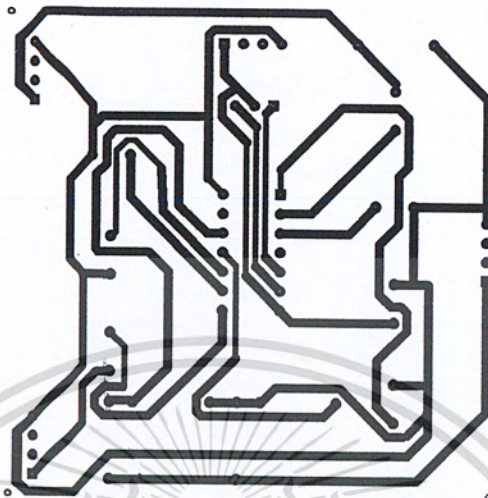


ลายวงจร Balance Mixer โดยใช้ MCL

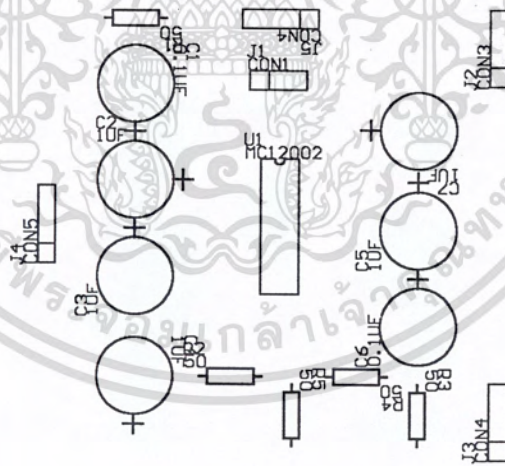


การวางอุปกรณ์ของวงจร Balance Mixer โดยใช้ MCL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจร Balance Mixer โดยใช้ MC 12002



การวางอุปกรณ์ของวงจร Balance Mixer โดยใช้ MC 12002

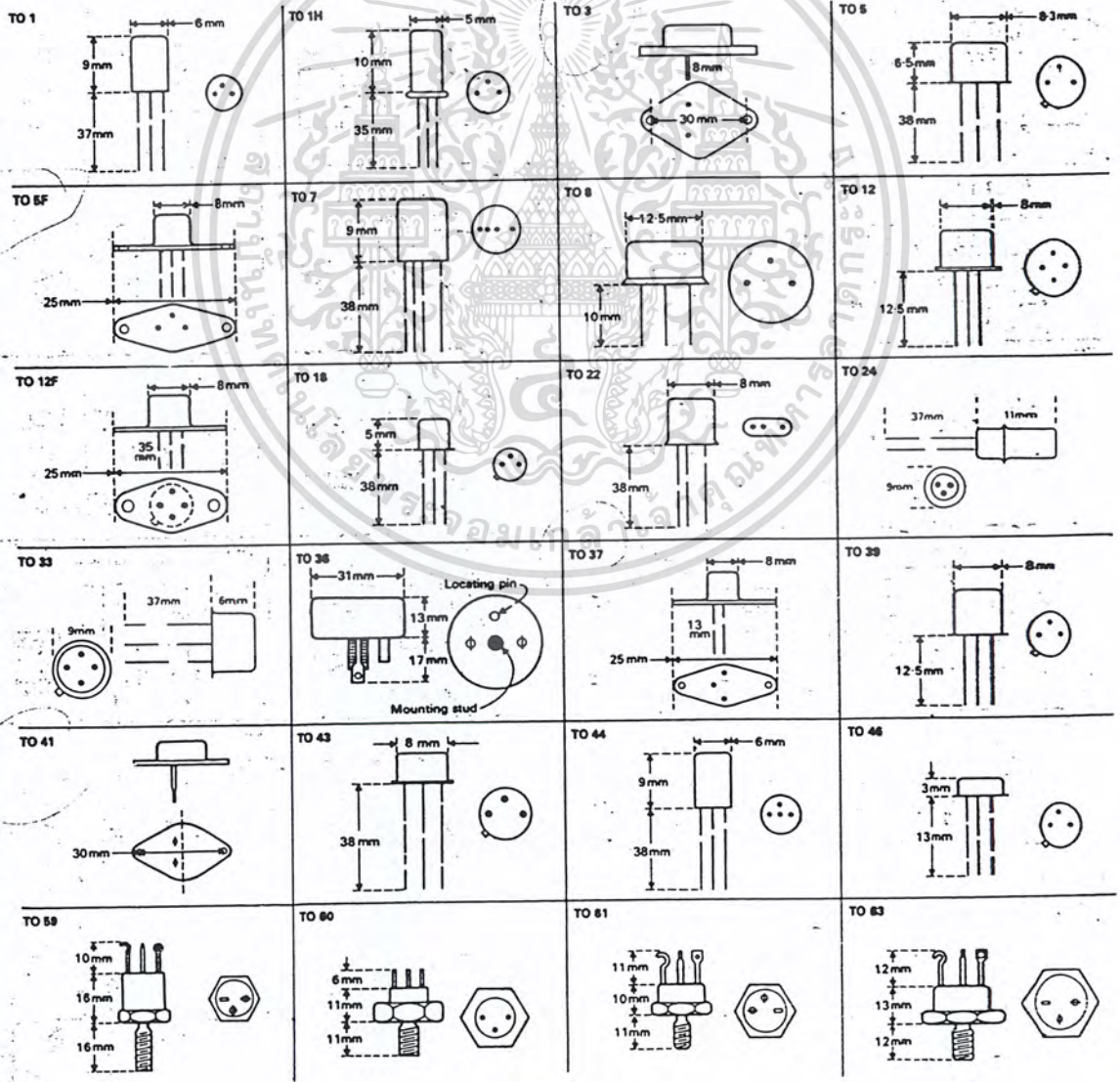
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSISTOR NUMBER	P O A L T	M O A L T	PACKAGE	LEAD INFO	V _{CE} MAX	-V _{CE} MAX	V _{EB} MAX	I _C MAX	T _J MAX	P TOT	F _T MIN	C _{OB} MAX	H _{FE}	H _{FE} BIAS	USE	MFR	EURO EQUIV	USA EQUIV
BFV97N	N	S	TO116	N08	30V	15V	3V	50MA	175C	400MWF	600M	1P7	20MN	3MA	QUA	TIS		
BFV98	N	S	TO84	N08	45V	45V	5V	30MA	175C	400MWF	30M	8P	100MN	10UA	QUA	TIS		
BFV98N	N	S	TO116	N08	45V	45V	5V	30MA	175C	400MWF	30M	8P	100MN	10UA	QUA	TIS		
BFV99	N	S	TO46	L01	75V	55V	5V	1A	200C	500MWF	10P	40MN	150MA	AHG	TIS	BSW64	2N2897	
BFW16	N	S	TO39	L04	40V	25V	2V	150MA	200C	700MWF	800M		25MN	50MA	ULA	VAL	BFX55	
BFW16A	N	S	TO5	L04	40V	25V		300MA	200C	1500MWC	800M		25MN	150MA	UMP	MUL		
BFW17	N	S	TO39	L04	40V	25V	2V	150MA	200C	700MWF	750M		25MN	50MA	VMA	MUL	BLX85	
BFW17A	N	S	TO5	L04	40V	25V		300MA	200C	1500MWC	550M		25MN	150MA	VMP	MUL		
BFW19	N	S	TO39	L04	40V	20V	4V	200MA	200C	600MWF	500M	3P5	20/120	50MA	VMG	SGS	BFS10	2N3898
BFW20	P	S	TO18	L01	60V	60V	6V	100MA	200C	380MWF	40M	6P	100MN	1MA	ALN	TIS	BCY71	2N3899
BFW21	P	S	TO18	L01	80V	80V	6V	100MA	200C	380MWF	40M	6P	100MN	1MA	ALN	TIS	BCY70	2N3895
BFW22	P	S	TO18	L01	45V	45V	6V	100MA	200C	380MWF	50M	6P	250MN	1MA	ALN	TIS	BCY70	2N3895
BFW23	P	S	TO18	L01	60V	60V	6V	100MA	200C	380MWF	50M	6P	250MN	1MA	ALN	TIS	BCY70	2N3895
BFW24	N	S	TO39	L04	100V	80V	7V	1A	200C	800MWF	60M	25P	40MN	150MA	AMG	MOT	BFX85	2N1863
BFW25	N	S	TO39	L04	80V	40V	7V	1A	200C	800MWF	70M	25P	100MN	150MA	AMG	MOT	BFY51	2N2297
BFW26	N	S	TO39	L04	80V	40V	7V	1A	200C	800MWF	60M	25P	40MN	150MA	AMG	MOT	BFY51	2N2297
BFW29	N	S	TO5	L04	50V	30V	6V	400MA	200C	600MWF	40M	25P	40MN	6MA	AMG	TIS	BFY50	2N2297
BFW30	N	S	TO72	L06	20V	10V		100MA	200C	250MWF	800M		25MN	5MA	ULA	MUL		
BFW31	P	S	TO18	L01	50V	30V	5V	700MA	150C	500MWF	12P		70MN	100MA	AMG	TIS	BSW24	2N2907A
BFW32	N	S	TO18	L01	50V	30V	5V	700MA	150C	500MWF	12P		70MN	100MA	AMG	TIS	BSW84	2N2222A
BFW33	N	S	TO39	L04	120V	80V	7V	500MA	200C	800MWF	50M	15P	40MN	150MA	AMH	TIS	BFX85	2N1863
BFW34	N	S	TO39	L04	50V	30V	6V	200MA	200C	600MWF	70M	10P	40MN	6MA	AMA	LTT	BFY51	2N2297
BFW35	N	S	TO39	L04	50V	30V	6V	200MA	200C	600MWF	70M	10P	80MN	6MA	AMA	LTT	BFY51	2N2297
BFW36	N	S	TO5	L04	180V	120V	6V	500MA	150C	600MWF	40M	25P	40/120	10MA	AME	LTT	BSW67	2N5882
BFW37	N	S	TO5	L04	130V	130V	5V	200MA	200C	600MWF	50M	6P	30MN	5MA	ALH	LTT	BSY67	2N5882
BFW38	N	S	TO5	L04	180V	120V	6V	500MA	150C	600MWF	40M	25P	40/120	10MA	AHE	LTT	BSW67	2N5882
BFW39	N	S	TO77	N01	50V	45V	6V	30MA	200C	500MWF	60M	6P	150MN	1MA	DUA	SGS	5MV VBE	
BFW39A	N	S	TO77	N01	50V	45V	6V	30MA	200C	500MWF	60M	6P	150MN	1MA	DUA	SGS	2MV VBE	
BFW40	N	S	TO77	N01	50V	45V	6V	30MA	200C	500MWF	60M	6P	300MN	1MA	DUA	SGS	5MV VBE	
BFW40A	N	S	TO77	N01	50V	45V	6V	30MA	200C	500MWF	60M	6P	300MN	1MA	DUA	SGS	2MV VBE	
BFW41	N	S	TO72	L06	30V	15V	3V	50MA	150C	200MWF	600M	3P	45/80	3MA	ULA	LTT	BFX73	2N918
BFW42	N	S	TO5	L04	40V	20V	4V	200MA	150C	600MWF	600M	3P5	40/90	50MA	UMG	LTT	BFS10	2N5109
BFW43	P	S	TO18	L01	150V	150V	6V	100MA	200C	1400MWC	60M	7P	40MN	10MA	ALE	SGS	BF398	2N5401
BFW44	P	S	TO39	L04	150V	150V	6V	100MA	200C	700MWF	60M	7P	40MN	10MA	ALH	SGS		2N4356
BFW45	N	S	TO5	L04	165V	130V	5V	500MA	200C	600MWF	120M		20/120	50MA	AME	VAL	BSW67	2N5882
BFW46	N	S	TO5	L04	36V	18V		150MA	200C	7WC	250M		10MN	250MA	VHP	VAL	BSS14	2N3924
BFW47	N	S	TO5	L04	65V	40V		1A	200C	7WC	500M		15MN	250MA	UHP	VAL	BFW47	2N3553
BFW51	N	S	TO71	N02	50V	45V	6V	10MA	200C	500MWF	60M	6P	150MN	1MA	DUA	SGS	3MV VBE	
BFW51A	N	S	TO71	N02	50V	45V	6V	10MA	200C	500MWF	60M	6P	150MN	1MA	DUA	SGS	1.5MV VBE	
BFW52	N	S	TO71	N02	50V	45V	6V	10MA	200C	500MWF	60M	6P	300MN	1MA	DUA	SGS	3MV VBE	
BFW52A	N	S	TO71	N02	50V	45V	6V	10MA	200C	500MWF	60M	6P	300MN	1MA	DUA	SGS	1.5MV VBE	
BFW57	N	S	X09	L10	80V	60V	6V	1A	125C	300MWF	80M	12P	80MN	100MA	AMS	MUL	BFW57	
BFW58	N	S	X09	L10	80V	60V	6V	1A	125C	300MWF	80M	12P	50MN	100MA	AMS	MUL	BFW57	
BFW59	N	S	X09	L10	40V	35V	6V	1A	125C	300MWF	80M	12P	80MN	100MA	AMS	MUL	BFW57	
BFW60	N	S	X09	L10	40V	35V	6V	1A	125C	300MWF	80M	12P	50MN	100MA	AMS	MUL	BFW57	
BFW63	N	S	TO72	L51	40V	30V	4V	50MA	175C	150MWF	400M	OP25	25MN	4MA	VLA	SGS	BF173	
BFW64	N	S	TO72	L51	40V	30V	4V	50MA	175C	150MWF	450M	OP25	30MN	4MA	VLA	SGS	BF173	
BFW66	N	S	TO39	L04	80V	60V	6V	1A	200C	800MWF	400M	15P	100MN	150MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
BFW67	N	S	TO39	L04	300V	300V	6V	400MA	200C	800MWF	60M	14P	80MN	100MA	AME	OBS	BF259	2N3439
BFW68	N	S	TO18	L01	50V	40V	5V	200MA	200C	380MWF	250M	4P	40MN	50MA	VMA	SGS	BSW64	2N3946
BFW69	N	S	TO39	L04	40V	40V	5V	1A	200C	7WC	400M	20P	10MN	250MA	RMG	OBS	BSW54	2N2219A
BFW70	N	S	TO72	L06	30V	30V	4V	50MA	175C	240MWF	750M	OP3	30MN	10MA	ULA	SGS	BFY90	2N3839
BFW71	N	S	TO18	L01	60V	60V	5V	1A	200C	500MWF	200M	15P	100MN	150MA	RMG	OBS	BFT29	2N2222A
BFW73	N	S	TO46	L01	15V	15V		250MA	200C	300MWF	950M	6P	20/120	10MA	UMP	OBS	BF555	2N5109
BFW73A	N	S	TO18	L01	15V	15V		250MA	200C	300MWF	950M	6P	20/120	10MA	UMP	OBS	BF555	2N5109
BFW74	N	S	TO46	L01	15V	15V		250MA	200C	300MWF	950M	6P	40/120	10MA	UMP	OBS	BF555	2N5109
BFW75	N	S	TO46	L01	15V	15V		250MA	200C	300MWF	950M	6P	20/120	10MA	UMP	OBS	BF555	2N5109
BFW76	N	S	TO46	L01	14V	14V		80MA	200C	300MWF	1G	1P4	20/100	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW76A	N	S	TO46	L01	14V	14V		80MA	200C	300MWF	1300M	1P	40/150	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW77	N	S	TO42	L06	14V	14V		80MA	200C	250MWF	1G	1P4	20/100	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW77A	N	S	TO72	L06	14V	14V		80MA	200C	250MWF	1300M	1P	40/150	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW78	N	S	X35	L80A	14V	14V		80MA	200C	200MWF	1300M	1P33	40/150	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW79	N	S	X09	L10	14V	14V		80MA	200C	1500MWC	1300M	1P	40/150	500UA	ULA	OBS	BFT17	2N5031
BFW80	N	S	TO5	L04	50V	30V	6V	200MA	150C	600MWF	70M	10P	80MN	6MA	ALA	LTT	BFY51	2N2297
BFW87	P	S	X09	L10	60V	60V	5V	500MA	125C	300MWF	100M	12P	80MN	150MA	AMS	MUL	BFW87	
BFW88	P	S	X09	L10	60V	60V	5V	500MA	125C	300MWF	100M	12P	40MN	150MA	AMS	MUL	BFW87	
BFW89	P	S	X09	L10	7V	40V	5V	500MA	125C	300MWF	100M	12P	80MN	150MA	AMS	MUL	BFX87	
BFW90	P	S	X09	L10	40V	40V	5V	500MA	125C	300MWF	100M	12P	40MN	150MA	AMS	MUL	BFW87	
BFW91	P	S	X09	L10	20V	20V	5V	500MA	125C	300MWF	100M	12P	40MN	150MA	AMS	MUL	BFW87	
BFW92	N	S	X32	L70	25V	15V	2V	25MA	125C	130MWF	700M	1P	20/150	2MA	ULA	VAL		
BFW92A	N	S	X37	L83	25V	15V	2V	25MA	125C	130MWF	1GTP	1P4						

รูปแบบการกำหนดตำแหน่งขาของทรานซิสเตอร์

L01	L02	L03	L04	L05	L06	L07	L08
L09	L10	L11	L12	L13	L14	L15	L16
L17	L18	L19	L20	L21	L22	L23	L24
L25	L26	L27	L28	L29	L30	L31	L32
L33	L34	L34Q	L35	L36	L37	L38	L39
L40	L41	L42	L43	L44	L45	L46	L47
L48	L49	L50	L51	L52	L53	L54	L55
L56	L57	L58	L59	L60	L61	L62	L63

รูปแบบลักษณะตัวถังของทรานซิสเตอร์



DAC0830/DAC0832 8-Bit μ P Compatible, Double-Buffered D to A Converters

General Description

The DAC0830 is an advanced CMOS/Si-Cr 8-bit multiplying DAC designed to interface directly with the 8080, 8048, 8085, Z80[®], and other popular microprocessors. A deposited silicon-chromium R-2R resistor ladder network divides the reference current and provides the circuit with excellent temperature tracking characteristics (0.05% of Full Scale Range maximum linearity error over temperature). The circuit uses CMOS current switches and control logic to achieve low power consumption and low output leakage current errors. Special circuitry provides TTL logic input voltage level compatibility.

Double buffering allows these DACs to output a voltage corresponding to one digital word while holding the next digital word. This permits the simultaneous updating of any number of DACs.

The DAC0830 series are the 8-bit members of a family of microprocessor-compatible DACs (MICRO-DAC™).

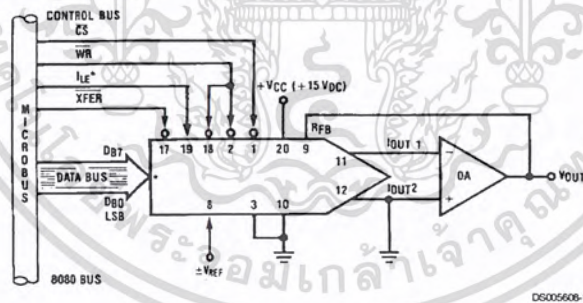
Features

- Double-buffered, single-buffered or flow-through digital data inputs
- Easy interchange and pin-compatible with 12-bit DAC1230 series
- Direct interface to all popular microprocessors
- Linearity specified with zero and full scale adjust only — NOT BEST STRAIGHT LINE FIT.
- Works with ± 10 V reference-full 4-quadrant multiplication
- Can be used in the voltage switching mode
- Logic inputs which meet TTL voltage level specs (1.4V logic threshold)
- Operates "STAND ALONE" (without μ P) if desired
- Available in 20-pin small-outline or molded chip carrier package

Key Specifications

- Current settling time: 1 μ s
- Resolution: 8 bits
- Linearity: 8, 9, or 10 bits (guaranteed over temp.)
- Gain Tempco: 0.0002% FS/°C
- Low power dissipation: 20 mW
- Single power supply: -5 to 15 V_{DC}

Typical Application

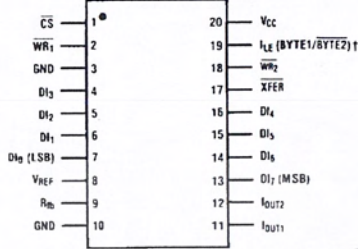


BIFET™ and MICRO-DAC™ are trademarks of National Semiconductor Corporation. Z80[®] is a registered trademark of Zilog Corporation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

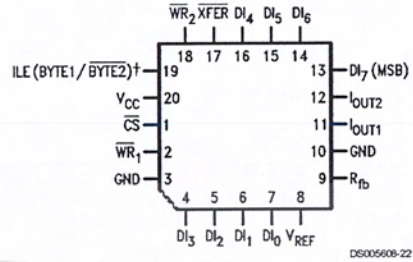
Connection Diagrams (Top Views)

Dual-In-Line and Small-Outline Packages



DS005608-21

Molded Chip Carrier Package



DS005608-22



Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

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

Supply Voltage (V_{CC})	17 V_{DC}
Voltage at Any Digital Input	V_{CC} to GND
Voltage at V_{REF} Input	$\pm 25V$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Package Dissipation at $T_A=25^{\circ}C$ (Note 3)	500 mW
DC Voltage Applied to I_{OUT1} or I_{OUT2} (Note 4)	-100 mV to V_{CC}
ESD Susceptibility (Note 4)	800V

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

Operating Conditions

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
Part numbers with "LCN" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCWM" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCV" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCJ" suffix	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Part numbers with "LJ" suffix	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Voltage at Any Digital Input	V_{CC} to GND

Electrical Characteristics

$V_{REF} = 10,000 V_{DC}$ unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A = 25^{\circ}C$.

Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $V_{CC} = 15.75 V_{DC}$		$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 5\%$ $V_{CC} = 12 V_{DC} \pm 5\%$ to $15 V_{DC} \pm 5\%$		Limit Units
			Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)		
CONVERTER CHARACTERISTICS							
Resolution			8	8	8		bits
Linearity Error Max	Zero and full scale adjusted $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	4, 8					
DAC0830LJ & LCJ				0.05	0.05		% FSR
DAC0832LJ & LCJ				0.2	0.2		% FSR
DAC0830LCN, LCWM & LCV				0.05	0.05		% FSR
DAC0831LCN				0.1	0.1		% FSR
DAC0832LCN, LCWM & LCV				0.2	0.2		% FSR
Differential Nonlinearity Max	Zero and full scale adjusted $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	4, 8					
DAC0830LJ & LCJ				0.1	0.1		% FSR
DAC0832LJ & LCJ				0.4	0.4		% FSR
DAC0830LCN, LCWM & LCV				0.1	0.1		% FSR
DAC0831LCN				0.2	0.2		% FSR
DAC0832LCN, LCWM & LCV				0.4	0.4		% FSR
Monotonicity	$-10V \leq V_{REF} \leq +10V$ LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV	4		8 8	8 8		bits bits
Gain Error Max	Using Internal R_{fb} $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	7	± 0.2	± 1	± 1		% FS
Gain Error Tempco Max	Using internal R_{fb}		0.0002		0.0006		% FS/°C
Power Supply Rejection	All digital inputs latched high $V_{CC} = 14.5V$ to $15.5V$ 11.5V to 12.5V 4.5V to 5.5V		0.0002 0.0006 0.013	0.0025			% FSR/V
Reference Input	Max		15	20	20		kΩ
	Min		15	10	10		kΩ
Output Feedthrough Error	$V_{REF} = 20$ Vp-p, f=100 kHz All data inputs latched low		3				mVp-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

$V_{REF}=10.000 V_{DC}$ unless otherwise noted. **Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$.** For all other limits $T_A=25^\circ C$.

Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $V_{CC} = 15.75 V_{DC}$		$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 5\%$ $V_{CC} = 12 V_{DC} \pm 5\%$ to $15 V_{DC} \pm 5\%$		Limit Units
			Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	Design Limit (Note 6)	
CONVERTER CHARACTERISTICS							
Output Leakage Current Max	I_{OUT1}	All data inputs latched low	LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV	10	100 50	100 100	nA
	I_{OUT2}	All data inputs latched high	LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV		100 50	100 100	nA
Output Capacitance	I_{OUT1}	All data inputs latched low		45			pF
	I_{OUT2}	All data inputs latched low		115			pF
	I_{OUT1}	All data inputs latched high		130			pF
	I_{OUT2}	All data inputs latched high		30			pF
DIGITAL AND DC CHARACTERISTICS							
Digital Input Voltages	Max	Logic Low	LJ: 4.75V LJ: 15.75V LCJ: 4.75V LCJ: 15.75V LCN, LCWM, LCV		0.6 0.8 0.7 0.8 0.95	0.8	V_{DC}
	Min	Logic High	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV		2.0 1.9	2.0 2.0	V_{DC}
Digital Input Currents	Max	Digital inputs <0.8V	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV	-50	-200 -160	-200 -200	μA μA
		Digital inputs >2.0V	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV	0.1	+10 +8	+10 +10	μA
Supply Current Drain	Max	LJ & LCJ		1.2	3.5	3.5	mA
		LCN, LCWM, LCV			1.7	2.0	

Electrical Characteristics

$V_{REF}=10.000 V_{DC}$ unless otherwise noted. **Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$.** For all other limits $T_A=25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC}=15.75 V_{DC}$		$V_{CC}=12 V_{DC} \pm 5\%$ to $15 V_{DC} \pm 5\%$	$V_{CC}=4.75 V_{DC}$		$V_{CC}=5 V_{DC} \pm 5\%$	Limit Units
				Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
AC CHARACTERISTICS										
t_s	Current Setting Time	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$		1.0			1.0			μs
t_W	Write and XFER Pulse Width Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	11	100	250		375	600		ns
			9	320	320		900	900		
t_{DS}	Data Setup Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	100	250		375	600		ns
				320	320		900	900		
t_{DH}	Data Hold Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9		30			50		ns
					30			50		
t_{CS}	Control Setup Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	110	250		600	900		ns
				320	320		1100	1100		
t_{CH}	Control Hold Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	0	0	10	0	0		ns

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$ (plastic) or 150°C (ceramic), and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the J package when board mounted is 80°C/W . For the N package, this number increases to 100°C/W and for the V package this number is 120°C/W .

Note 4: For current switching applications, both I_{OUT1} and I_{OUT2} must go to ground or the "Virtual Ground" of an operational amplifier. The linearity error is degraded by approximately $V_{OS} + V_{REF}$. For example, if $V_{REF} = 10\text{V}$ then a 1 mV offset, V_{OS} , on I_{OUT1} or I_{OUT2} will introduce an additional 0.01% linearity error.

Note 5: Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 6: Guaranteed, but not 100% production tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 7: Guaranteed at $V_{REF} = \pm 10\text{V}_{DC}$ and $V_{REF} = \pm 1\text{V}_{DC}$.

Note 8: The unit "FSR" stands for "Full Scale Range." "Linearity Error" and "Power Supply Rejection" specs are based on this unit to eliminate dependence on a particular V_{REF} value and to indicate the true performance of the part. The "Linearity Error" specification of the DAC0830 is "0.05% of FSR (MAX)". This guarantees that after performing a zero and full scale adjustment (see Sections 2.5 and 2.6), the plot of the 256 analog voltage outputs will each be within $0.05\% \times V_{REF}$ of a straight line which passes through zero and full scale.

Note 9: Boldface tested limits apply to the LJ and L-CJ suffix parts only.

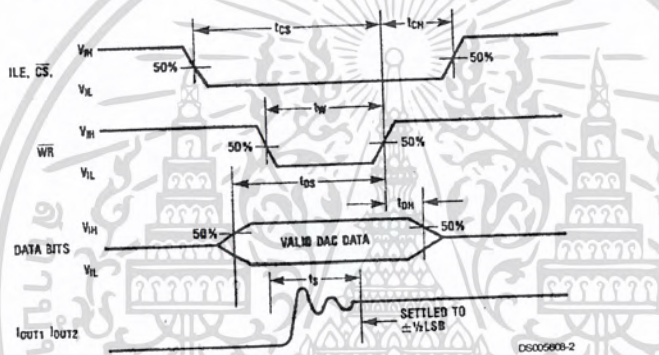
Note 10: A 100nA leakage current with $R_b = 20\text{k}$ and $V_{REF} = 10\text{V}$ corresponds to a zero error of $(100 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3) \times 100/100$ which is 0.02% of FS.

Note 11: The entire write pulse must occur within the valid data interval for the specified t_w , t_{ps} , t_{pH} , and t_s to apply.

Note 12: Typicals are at 25°C and represent most likely parametric norm.

Note 13: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Switching Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Definition of Package Pinouts

Control Signals (All control signals level actuated)

CS: Chip Select (active low). The CS in combination with ILE will enable \overline{WR}_1 .

ILE: Input Latch Enable (active high). The ILE in combination with CS enables \overline{WR}_1 .

\overline{WR}_1 : Write 1. The active low \overline{WR}_1 is used to load the digital input data bits (DI) into the input latch. The data in the input latch is latched when \overline{WR}_1 is high. To update the input latch—CS and \overline{WR}_1 must be low while ILE is high.

\overline{WR}_2 : Write 2 (active low). This signal, in combination with XFER, causes the 8-bit data which is available in the input latch to transfer to the DAC register.

XFER: Transfer control signal (active low). The XFER will enable \overline{WR}_2 .

Other Pin Functions

DI₀-DI₇: Digital Inputs. DI₀ is the least significant bit (LSB) and DI₇ is the most significant bit (MSB).

I_{OUT1}: DAC Current Output 1. I_{OUT1} is a maximum for a digital code of all 1's in the DAC register, and is zero for all 0's in DAC register.

I_{OUT2}: DAC Current Output 2. I_{OUT2} is a constant minus I_{OUT1}, or I_{OUT1} + I_{OUT2} = constant (1 full scale for a fixed reference voltage).

R_{FB}: Feedback Resistor. The feedback resistor is provided on the IC chip for use as the shunt feedback resistor for the external op amp which is used to provide an output voltage for the DAC. This on-chip resistor should always be used (not an external resistor) since it matches the resistors which are used in the on-chip R-2R ladder and tracks these resistors over temperature.

V_{REF}: Reference Voltage Input. This input connects an external precision voltage source to the internal R-2R ladder. V_{REF} can be selected over the range of +10 to -10V. This is also the analog voltage input for a 4-quadrant multiplying DAC application.

V_{CC}: Digital Supply Voltage. This is the power supply pin for the part. V_{CC} can be from +5 to +15V_{DC}. Operation is optimum for +15V_{DC}.

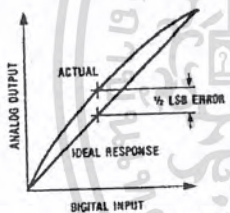
GND: The pin 10 voltage must be at the same ground potential as I_{OUT1} and I_{OUT2} for current switching applications. Any difference of potential (V_{OS} pin 10) will result in a linearity change of

$$\frac{V_{OS} \text{ pin } 10}{3V_{REF}}$$

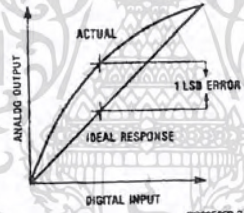
For example, if V_{REF} = 10V and pin 10 is 9mV offset from I_{OUT1} and I_{OUT2} the linearity change will be 0.03%.

Pin 3 can be offset ±100mV with no linearity change, but the logic input threshold will shift.

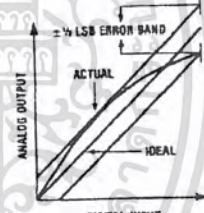
Linearity Error



a) End point test after zero and fs adj.



b) Best straight line



c) Shifting fs adj. to pass best straight line test

Definition of Terms

Resolution: Resolution is directly related to the number of switches or bits within the DAC. For example, the DAC0830 has 2⁸ or 256 steps and therefore has 8-bit resolution.

Linearity Error: Linearity Error is the maximum deviation from a straight line passing through the endpoints of the DAC transfer characteristic. It is measured after adjusting for zero and full-scale. Linearity error is a parameter intrinsic to the device and cannot be externally adjusted.

National's linearity "end point test" (a) and the "best straight line" test (b,c) used by other suppliers are illustrated above. The "end point test" greatly simplifies the adjustment procedure by eliminating the need for multiple iterations of checking the linearity and then adjusting full scale until the linearity is met. The "end point test" guarantees that linearity is met after a single full scale adjust. (One adjustment vs. multiple

iterations of the adjustment.) The "end point test" uses a standard zero and F.S. adjustment procedure and is a much more stringent test for DAC linearity.

Power Supply Sensitivity: Power supply sensitivity is a measure of the effect of power supply changes on the DAC full-scale output.

Settling Time: Settling time is the time required from a code transition until the DAC output reaches within ±½LSB of the final output value. Full-scale settling time requires a zero to full-scale or full-scale to zero output change.

Full Scale Error: Full scale error is a measure of the output error between an ideal DAC and the actual device output. Ideally, for the DAC0830 series, full scale is V_{REF} - 1LSB. For V_{REF} = 10V and unipolar operation, V_{FULL-SCALE} = 10,000V - 39mV 9.961V. Full-scale error is adjustable to zero.

Definition of Terms (Continued)

Differential Nonlinearity: The difference between any two consecutive codes in the transfer curve from the theoretical 1 LSB to differential nonlinearity.

Monotonic: If the output of a DAC increases for increasing digital input code, then the DAC is monotonic. An 8-bit DAC which is monotonic to 8 bits simply means that increasing digital input codes will produce an increasing analog output.

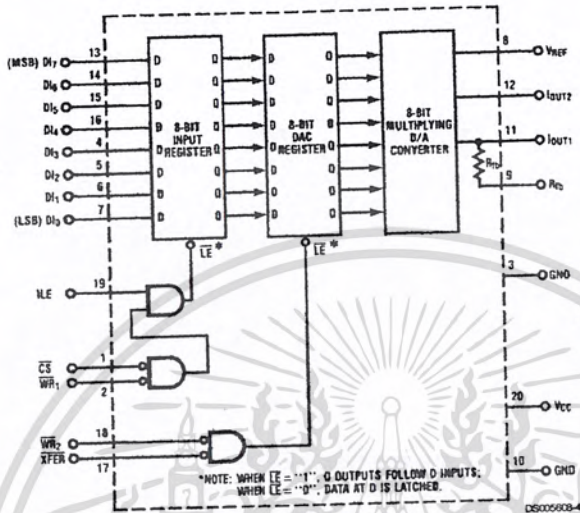
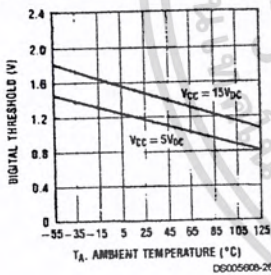


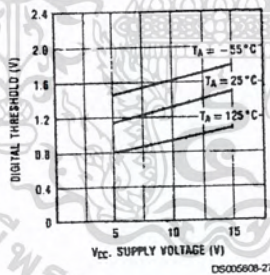
FIGURE 1. DAC0830 Functional Diagram

Typical Performance Characteristics

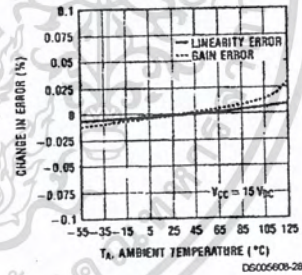
Digital Input Threshold vs. Temperature



Digital Input Threshold vs. Vcc



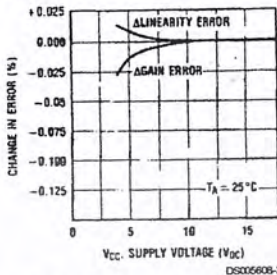
Gain and Linearity Error Variation vs. Temperature



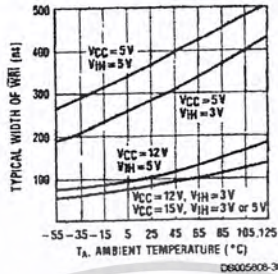
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

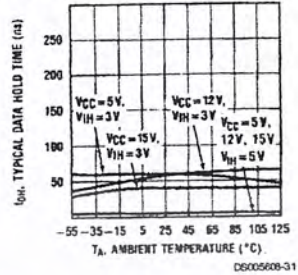
Gain and Linearity Error Variation vs. Supply Voltage



Write Pulse Width



Data Hold Time



DAC0830 Series Application Hints

These DAC's are the industry's first microprocessor compatible, double-buffered 8-bit multiplying D to A converters. Double-buffering allows the utmost application flexibility from a digital control point of view. This 20-pin device is also pin for pin compatible (with one exception) with the DAC1230, a 12-bit MICRO-DAC. In the event that a system's analog output resolution and accuracy must be upgraded, substituting the DAC1230 can be easily accomplished. By tying address bit A₀ to the ILE pin, a two-byte μ P write instruction (double precision) which automatically increments the address for the second byte write (starting with A₀="1") can be used. This allows either an 8-bit or the 12-bit part to be used with no hardware or software changes. For the simplest 8-bit application, this pin should be tied to V_{CC} (also see other uses in section 1.1).

Analog signal control versatility is provided by a precision R-2R ladder network which allows full 4-quadrant multiplication of a wide range bipolar reference voltage by an applied digital word.

1.0 DIGITAL CONSIDERATIONS

A most unique characteristic of these DAC's is that the 8-bit digital input byte is double-buffered. This means that the data must transfer through two independently controlled 8-bit latching registers before being applied to the R-2R ladder network to change the analog output. The addition of a second register allows two useful control features. First, any DAC in a system can simultaneously hold the current DAC data in one register (DAC register) and the next data word in the second register (input register) to allow fast updating of the DAC output on demand. Second, and probably more important, double-buffering allows any number of DAC's in a system to be updated to their new analog output levels simultaneously via a common strobe signal.

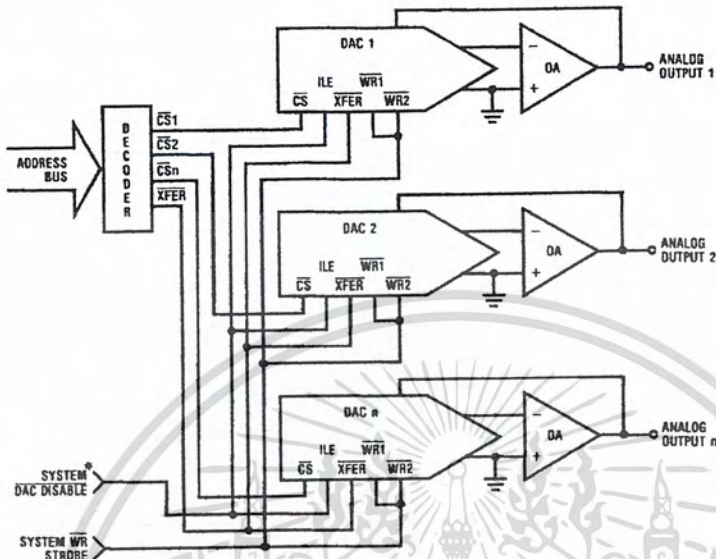
The timing requirements and logic level convention of the register control signals have been designed to minimize or eliminate external interfacing logic when applied to most popular microprocessors and development systems. It is easy to think of these converters as 8-bit "write-only" memory locations that provide an analog output quantity. All inputs to these DAC's meet TTL voltage level specs and can also be driven directly with high voltage CMOS logic in non-microprocessor based systems. To prevent damage to the chip from static discharge, all unused digital inputs should be tied to V_{CC} or ground. If any of the digital inputs are inadvertently left floating, the DAC interprets the pin as a logic "1".

1.1 Double-Buffered Operation

Updating the analog output of these DAC's in a double-buffered manner is basically a two step or double write operation. In a microprocessor system two unique system addresses must be decoded, one for the input latch controlled by the \overline{CS} pin and a second for the DAC latch which is controlled by the \overline{XFER} line. If more than one DAC is being driven, Figure 2, the \overline{CS} line of each DAC would typically be decoded individually, but all of the converters could share a common \overline{XFER} address to allow simultaneous updating of any number of DAC's. The timing for this operation is shown, Figure 3.

It is important to note that the analog outputs that will change after a simultaneous transfer are those from the DAC's whose input register had been modified prior to the \overline{XFER} command.

DAC0830 Series Application Hints (Continued)



*TIE TO LOGIC 1 IF NOT NEEDED (SEE SEC. 1.1).

FIGURE 2. Controlling Multiple DACs

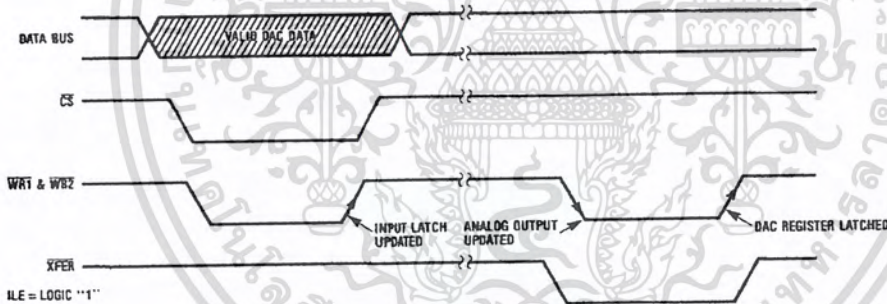


FIGURE 3.

The ILE pin is an active high chip select which can be decoded from the address bus as a qualifier for the normal \overline{CS} signal generated during a write operation. This can be used to provide a higher degree of decoding unique control signals for a particular DAC, and thereby create a more efficient addressing scheme.

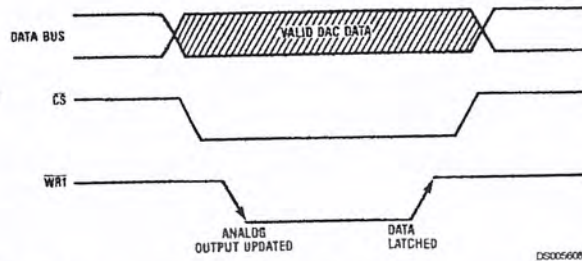
Another useful application of the ILE pin of each DAC in a multiple DAC system is to tie these inputs together and use this as a control line that can effectively "freeze" the outputs of all the DAC's at their present value. Pulling this line low latches the input register and prevents new data from being written to the DAC. This can be particularly useful in multi-processing systems to allow a processor other than the one

controlling the DAC's to take over control of the data bus and control lines. If this second system were to use the same addresses as those decoded for DAC control (but for a different purpose) the ILE function would prevent the DAC's from being erroneously altered.

In a "Stand-Alone" system the control signals are generated by discrete logic. In this case double-buffering can be controlled by simply taking \overline{CS} and \overline{XFER} to a logic "0", ILE to a logic "1" and pulling \overline{WR}_1 low to load data to the input latch. Pulling \overline{WR}_2 low will then update the analog output. A logic "1" on either of these lines will prevent the changing of the analog output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0830 Series Application Hints (Continued)



ILE=LOGIC "1"; \overline{WR}_2 and \overline{XFER} GROUNDED

FIGURE 4.

1.2 Single-Buffered Operation

In a microprocessor controlled system where maximum data throughput to the DAC is of primary concern, or when only one DAC of several needs to be updated at a time, a single-buffered configuration can be used. One of the two internal registers allows the data to flow through and the other register will serve as the data latch.

Digital signal feedthrough (see Section 1.5) is minimized if the input register is used as the data latch. Timing for this mode is shown in Figure 4.

Single-buffering in a "stand-alone" system is achieved by strobing \overline{WR}_1 low to update the DAC with \overline{CS} , \overline{WR}_2 and \overline{XFER} grounded and ILE tied high.

1.3 Flow-Through Operation

Though primarily designed to provide microprocessor interface compatibility, the MICRO-DAC's can easily be configured to allow the analog output to continuously reflect the state of an applied digital input. This is most useful in applications where the DAC is used in a continuous feedback control loop and is driven by a binary up-down counter, or in function generation circuits where a ROM is continuously providing DAC data.

Simply grounding \overline{CS} , \overline{WR}_1 , \overline{WR}_2 , and \overline{XFER} and tying ILE high allows both internal registers to follow the applied digital inputs (flow-through) and directly affect the DAC analog output.

1.4 Control Signal Timing

When interfacing these MICRO-DAC to any microprocessor, there are two important time relationships that must be considered to insure proper operation. The first is the minimum \overline{WR} strobe pulse width which is specified as 900 ns for all valid operating conditions of supply voltage and ambient temperature, but typically a pulse width of only 180ns is adequate if $V_{CC}=15V_{DC}$. A second consideration is that the guaranteed minimum data hold time of 50ns should be met

or erroneous data can be latched. This hold time is defined as the length of time data must be held valid on the digital inputs after a qualified (via \overline{CS}) \overline{WR} strobe makes a low to high transition to latch the applied data.

If the controlling device or system does not inherently meet these timing specs the DAC can be treated as a slow memory or peripheral and utilize a technique to extend the write strobe. A simple extension of the write time, by adding a wait state, can simultaneously hold the write strobe active and data valid on the bus to satisfy the minimum \overline{WR} pulse-width. If this does not provide a sufficient data hold time at the end of the write cycle, a negative edge triggered one-shot can be included between the system write strobe and the \overline{WR} pin of the DAC. This is illustrated in Figure 5 for an exemplary system which provides a 250ns \overline{WR} strobe time with a data hold time of less than 10ns.

The proper data set-up time prior to the latching edge (LO to HI transition) of the \overline{WR} strobe, is insured if the \overline{WR} pulse-width is within spec and the data is valid on the bus for the duration of the DAC \overline{WR} strobe.

1.5 Digital Signal Feedthrough

When data is latched in the internal registers, but the digital inputs are changing state, a narrow spike of current may flow out of the current output terminals. This spike is caused by the rapid switching of internal logic gates that are responding to the input changes.

There are several recommendations to minimize this effect. When latching data in the DAC, always use the input register as the latch. Second, reducing the V_{CC} supply for the DAC from +15V to +5V offers a factor of 5 improvement in the magnitude of the feedthrough, but at the expense of internal logic switching speed. Finally, increasing C_C (Figure 8) to a value consistent with the actual circuit bandwidth requirements can provide a substantial damping effect on any output spikes.

DAC0830 Series Application Hints (Continued)

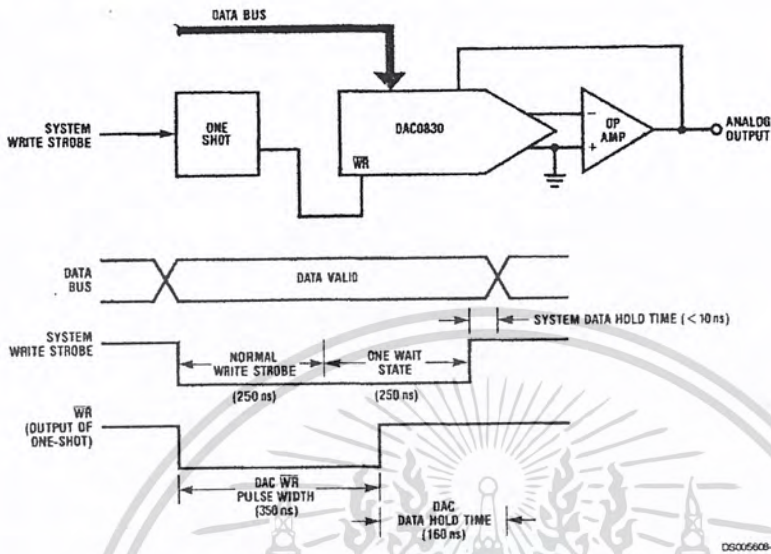


FIGURE 5. Accommodating a High Speed System

2.0 ANALOG CONSIDERATIONS

The fundamental purpose of any D to A converter is to provide an accurate analog output quantity which is representative of the applied digital word. In the case of the DAC0830, the output, I_{OUT1} , is a current directly proportional to the product of the applied reference voltage and the digital input word. For application versatility, a second output, I_{OUT2} , is provided as a current directly proportional to the complement of the digital input. Basically:

$$I_{OUT1} = \frac{V_{REF}}{15 \text{ k}\Omega} \times \frac{\text{Digital Input}}{256}$$

$$I_{OUT2} = \frac{V_{REF}}{15 \text{ k}\Omega} \times \frac{255 - \text{Digital Input}}{256}$$

where the digital input is the decimal (base 10) equivalent of the applied 8-bit binary word (0 to 255), V_{REF} is the voltage at pin 8 and 15 k Ω is the nominal value of the internal resistance, R, of the R-2R ladder network (discussed in Section 2.1).

Several factors external to the DAC itself must be considered to maintain analog accuracy and are covered in subsequent sections.

2.1 The Current Switching R-2R Ladder

The analog circuitry, Figure 6, consists of a silicon-chromium (SiCr or Si-chrome) thin film R-2R ladder which is deposited on the surface oxide of the monolithic chip. As a result, there are no parasitic diode problems with the ladder (as there may be with diffused resistors) so the reference voltage, V_{REF} , can range -10V to +10V even if V_{CC} for the device is 5V_{DC}.

The digital input code to the DAC simply controls the position of the SPDT current switches and steers the available ladder current to either I_{OUT1} or I_{OUT2} as determined by the logic in-

put level ("1" or "0") respectively, as shown in Figure 6. The MOS switches operate in the current mode with a small voltage drop across them and can therefore switch currents of either polarity. This is the basis for the 4-quadrant multiplying feature of this DAC.

2.2 Basic Unipolar Output Voltage

To maintain linearity of output current with changes in the applied digital code, it is important that the voltages at both of the current output pins be as near ground potential (0V_{DC}) as possible. With $V_{REF} = +10V$ every millivolt appearing at either I_{OUT1} or I_{OUT2} will cause a 0.01% linearity error. In most applications this output current is converted to a voltage by using an op amp as shown in Figure 7.

The inverting input of the op amp is a "virtual ground" created by the feedback from its output through the internal 15 k Ω resistor, R_{fb} . All of the output current (determined by the digital input and the reference voltage) will flow through R_{fb} to the output of the amplifier. Two-quadrant operation can be obtained by reversing the polarity of V_{REF} thus causing I_{OUT1} to flow into the DAC and be sourced from the output of the amplifier. The output voltage, in either case, is always equal to $I_{OUT1} \times R_{fb}$ and is the opposite polarity of the reference voltage.

The reference can be either a stable DC voltage source or an AC signal anywhere in the range from -10V to +10V. The DAC can be thought of as a digitally controlled attenuator: the output voltage is always less than or equal to the applied reference voltage. The V_{REF} terminal of the device presents a nominal impedance of 15 k Ω to ground to external circuitry.

Always use the internal R_{fb} resistor to create an output voltage since this resistor matches (and tracks with temperature) the value of the resistors used to generate the output current (I_{OUT1}).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0830 Series Application Hints (Continued)

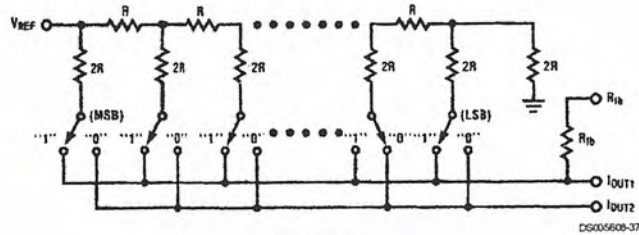


FIGURE 6.

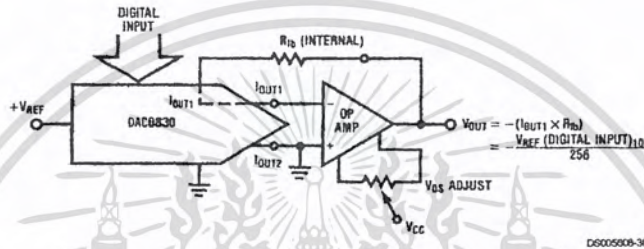


FIGURE 7.

2.3 Op Amp Considerations

The op amp used in *Figure 7* should have offset voltage nulling capability (See Section 2.5).

The selected op amp should have as low a value of input bias current as possible. The product of the bias current times the feedback resistance creates an output voltage error which can be significant in low reference voltage applications. BI-FET™ op amps are highly recommended for use with these DACs because of their very low input current.

Transient response and settling time of the op amp are important in fast data throughput applications. The largest stability problem is the feedback pole created by the feedback resistance, R_{fb} , and the output capacitance of the DAC. This appears from the op amp output to the (-) input and includes the stray capacitance at this node. Addition of a lead capacitance, C_C in *Figure 8*, greatly reduces overshoot and ringing at the output for a step change in DAC output current.

Finally, the output voltage swing of the amplifier must be greater than V_{REF} to allow reaching the full scale output voltage. Depending on the loading on the output of the amplifier and the available op amp supply voltages (only ± 12 volts in many development systems), a reference voltage less than 10 volts may be necessary to obtain the full analog output voltage range.

2.4 Bipolar Output Voltage with a Fixed Reference

The addition of a second op amp to the previous circuitry can be used to generate a bipolar output voltage from a fixed reference voltage. This, in effect, gives sign significance to the MSB of the digital input word and allows two-quadrant multiplication of the reference voltage. The polarity of the reference can also be reversed to realize full 4-quadrant multiplication: $\pm V_{REF} \times \pm \text{Digital Code} = \pm V_{OUT}$. This circuit is shown in *Figure 9*.

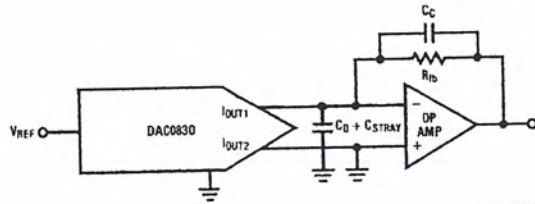
This configuration features several improvements over existing circuits for bipolar outputs with other multiplying DACs. Only the offset voltage of amplifier 1 has to be nulled to preserve linearity of the DAC. The offset voltage error of the second op amp (although a constant output voltage error) has no effect on linearity. It should be nulled only if absolute output accuracy is required. Finally, the values of the resistors around the second amplifier do not have to match the internal DAC resistors, they need only to match and temperature track each other. A thin film 4-resistor network available from Beckman Instruments, Inc. (part no. 694-3-R10K-D) is ideally suited for this application. These resistors are matched to 0.1% and exhibit only 5 ppm/°C resistance tracking temperature coefficient. Two of the four available 10 k Ω resistors can be paralleled to form R in *Figure 9* and the other two can be used independently as the resistances labeled 2R.

2.5 Zero Adjustment

For accurate conversions, the input offset voltage of the output amplifier must always be nulled. Amplifier offset errors create an overall degradation of DAC linearity.

The fundamental purpose of zeroing is to make the voltage appearing at the DAC outputs as near 0V_{DC} as possible. This is accomplished for the typical DAC — op amp connection (*Figure 7*) by shorting out R_{fb} , the amplifier feedback resistor, and adjusting the V_{OS} nulling potentiometer of the op amp until the output reads zero volts. This is done, of course, with an applied digital code of all zeros if I_{OUT1} is driving the op amp (all one's for I_{OUT2}). The short around R_{fb} is then removed and the converter is zero adjusted.

DAC0830 Series Application Hints (Continued)

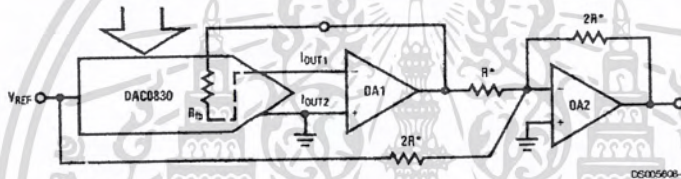


DS005605-39

OP Amp	C_C	t_s (0 to Full Scale)
LF356	22 pF	4 μ s
LF351	22 pF	5 μ s
LF357*	10 pF	2 μ s

*2.4 k Ω RESISTOR ADDED FROM INPUT TO GROUND TO INSURE STABILITY

FIGURE 8.



DS005608-10

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{(\text{DIGITAL CODE} - 128)}{128}$$

$$1 \text{ LSB} = \frac{|V_{REF}|}{128}$$

Input Code		IDEAL V_{OUT}	
MSB	LSB	$+V_{REF}$	$-V_{REF}$
1	1	$V_{REF} - 1 \text{ LSB}$	$- V_{REF} + 1 \text{ LSB}$
1	1	$V_{REF}/2$	$- V_{REF} /2$
1	0	0	0
1	0	-1 LSB	+1 LSB
0	1	$-\frac{ V_{REF} }{2} - 1 \text{ LSB}$	$\frac{ V_{REF} }{2} + 1 \text{ LSB}$
0	0	-1 LSB	+1 LSB
0	0	$- V_{REF} $	$+ V_{REF} $

*THESE RESISTORS ARE AVAILABLE FROM BECKMAN INSTRUMENTS, INC. AS THEIR PART NO. 694-3-R10K-D

FIGURE 9.

2.6 Full-Scale Adjustment

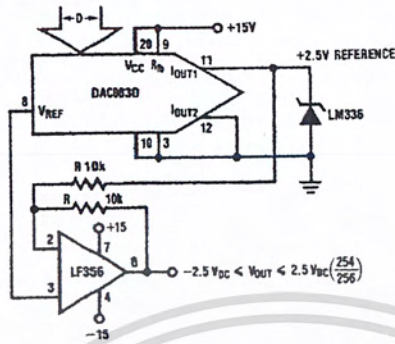
In the case where the matching of R_{fb} to the R value of the R-2R ladder (typically $\pm 0.2\%$) is insufficient for full-scale accuracy in a particular application, the V_{REF} voltage can be adjusted or an external resistor and potentiometer can be added as shown in Figure 10 to provide a full-scale adjustment.

The temperature coefficients of the resistors used for this adjustment are of an important concern. To prevent degradation of the gain error temperature coefficient by the external

resistors, their temperature coefficients ideally would have to match that of the internal DAC resistors, which is a highly impractical constraint. For the values shown in Figure 10, if the resistor and the potentiometer each had a temperature coefficient of $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ maximum, the overall gain error temperature coefficient would be degraded a maximum of $0.0025\%/^\circ\text{C}$ for an adjustment pot setting of less than 3% of R_{fb} .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0830 Series Application Hints (Continued)

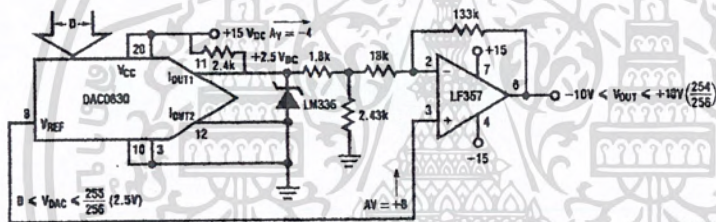


DS005608-42

• $V_{OUT} = 2.5V \left(\frac{D}{128} - 1 \right)$

- Slewing and settling time for a full scale output change is $\approx 1.8 \mu s$

FIGURE 13. Obtaining a Bipolar Output from a Fixed Reference with a Single Op Amp

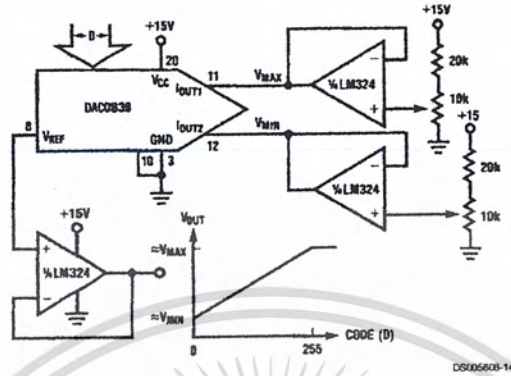


DS005608-60

FIGURE 14. Bipolar Output with Increased Output Voltage Swing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

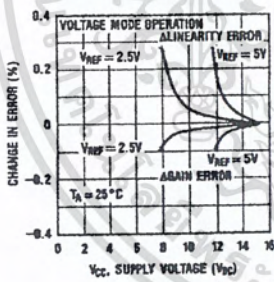
DAC0830 Series Application Hints (Continued)



- Only a single +15V supply required
- Non-interactive full-scale and zero code output adjustments
- V_{MAX} and V_{MIN} must be $\leq +5VDC$ and $\geq 0V$.
- Incremental Output Step $= \frac{1}{256} (V_{MAX} - V_{MIN})$.
- $V_{OUT} = \frac{D}{256} (V_{MAX} - V_{MIN}) + \frac{255}{256} V_{MIN}$

FIGURE 15. Single Supply DAC with Level Shift and Span-Adjustable Output

Gain and Linearity Error Variation vs. Supply Voltage



Note: For these curves, V_{REF} is the voltage applied to pin 11 (IOUT1) with pin 12 (IOUT2) grounded.

FIGURE 16.

Gain and Linearity Error Variation vs. Reference Voltage

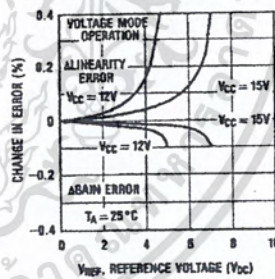


FIGURE 17.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0830 Series Application Hints

(Continued)

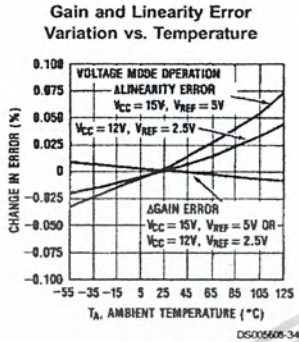


FIGURE 18.

2.8 Miscellaneous Application Hints

These converters are CMOS products and reasonable care should be exercised in handling them to prevent catastrophic failures due to static discharge.

Conversion accuracy is only as good as the applied reference voltage so providing a stable source over time and temperature changes is an important factor to consider.

A "good" ground is most desirable. A single point ground distribution technique for analog signals and supply returns keeps other devices in a system from affecting the output of the DACs.

During power-up supply voltage sequencing, the -15V (or -12V) supply of the op amp may appear first. This will cause

the output of the op amp to bias near the negative supply potential. No harm is done to the DAC, however, as the on-chip 15 k Ω feedback resistor sufficiently limits the current flow from I_{OUT1} when this lead is internally clamped to one diode drop below ground.

Careful circuit construction with minimization of lead lengths around the analog circuitry, is a primary concern. Good high frequency supply decoupling will aid in preventing inadvertent noise from appearing on the analog output.

Overall noise reduction and reference stability is of particular concern when using the higher accuracy versions, the DAC0830 and DAC0831, or their advantages are wasted.

3.0 GENERAL APPLICATION IDEAS

The connections for the control pins of the digital input registers are purposely omitted. Any of the control formats discussed in Section 1 of the accompanying text will work with any of the circuits shown. The method used depends on the overall system provisions and requirements.

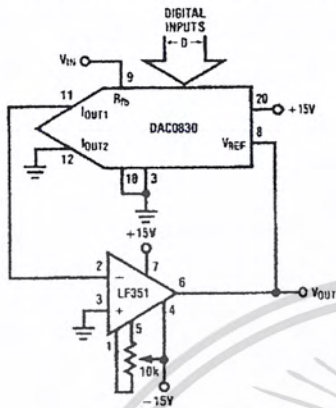
The digital input code is referred to as D and represents the decimal equivalent value of the 8-bit binary input, for example:

Pin 13	Binary Input						D Decimal Equivalent
	MSB			LSB			
1	1	1	1	1	1	1	255
1	0	0	0	0	0	0	128
0	0	0	1	0	0	0	16
0	0	0	0	0	0	1	2
0	0	0	0	0	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications

DAC Controlled Amplifier (Volume Control)

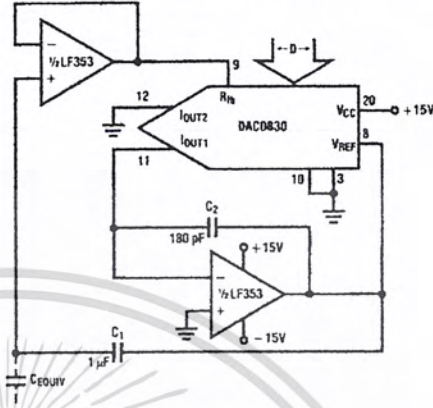


D6005608-43

$$V_{OUT} = \frac{-V_{IN}(256)}{D}$$

- When $D=0$, the amplifier will go open loop and the output will saturate.
- Feedback impedance from the -input to the output varies from $15\text{ k}\Omega$ to ∞ as the input code changes from full-scale to zero.

Capacitance Multiplier

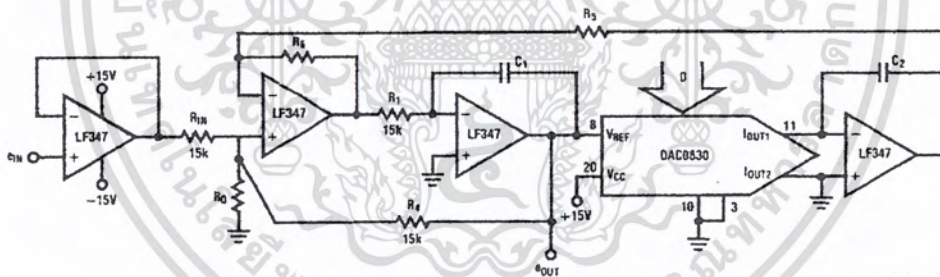


D6005608-44

$$C_{EQUIV} = C_1 \left(1 + \frac{256}{D} \right)$$

- Maximum voltage across the equivalent capacitance is limited to $\frac{V_{O\text{ MAX (op amp)}}}{1 + \frac{256}{D}}$
- C_2 is used to improve settling time of op amp.

Variable f_0 , Variable Q , Constant BW Bandpass Filter



D6005608-17

$$f_0 = \frac{\sqrt{KD}}{2\pi R_1 C}, Q_0 = \sqrt{\frac{KD}{256}} \frac{R_0}{R_0(K+1)}, 3\text{dB BW} = \frac{R_0(K+1)}{2\pi R_1 C(2R_0 + R_1)}$$

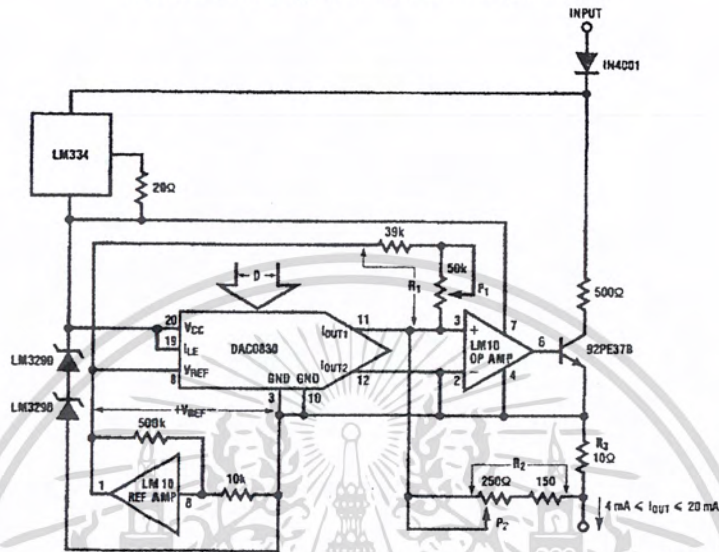
where $C_1 = C_2 = C$; $K = \frac{R_0}{R_5}$ and $R_1 = R$ of DAC = $15\text{ k}\Omega$

- $H_0 = 1$ for $R_{IN} = R_4 = R_1$
- Range of f_0 and Q is ≈ 16 to 1 for circuit shown. The range can be extended to 255 to 1 by replacing R_1 with a second DAC0830 driven by the same digital input word.
- Maximum $f_0 \times Q$ product should be $\leq 200\text{ kHz}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications (Continued)

Two Terminal Floating 4 to 20 mA Current Loop Controller



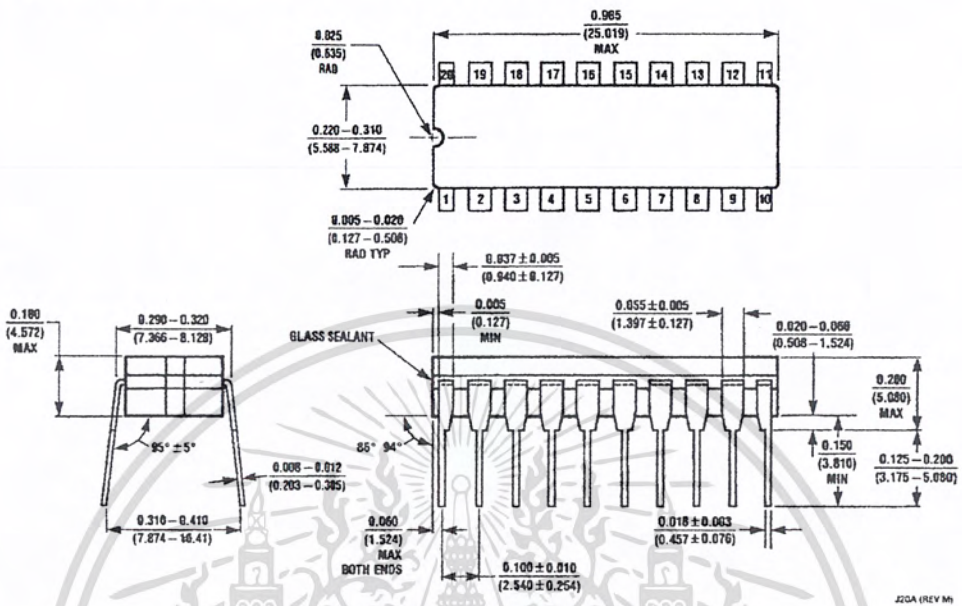
DS005608-19

$$I_{OUT} = V_{REF} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{D}{256 R_0} \right] \left[1 + \frac{R_2}{R_3} \right]$$

- DAC0830 linearly controls the current flow from the input terminal to the output terminal to be 4 mA (for D=0) to 19.94 mA (for D=255).
- Circuit operates with a terminal voltage differential of 16V to 55V.
- P₂ adjusts the magnitude of the output current and P₁ adjusts the zero to full scale range of output current.
- Digital inputs can be supplied from a processor using opto isolators on each input or the DAC latches can flow-through (connect control lines to pins 3 and 10 of the DAC) and the input data can be set by SPST toggle switches to ground (pins 3 and 10).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

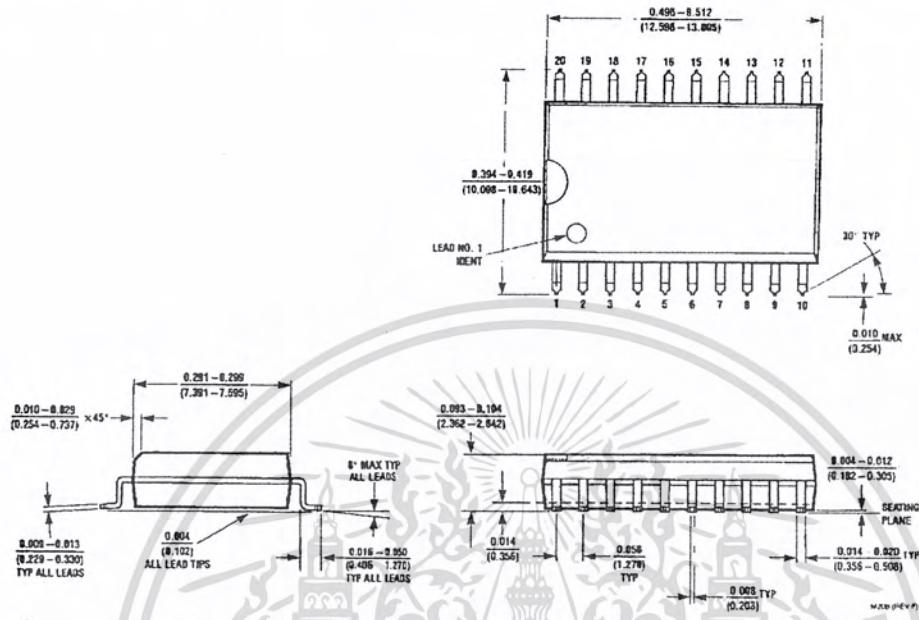
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



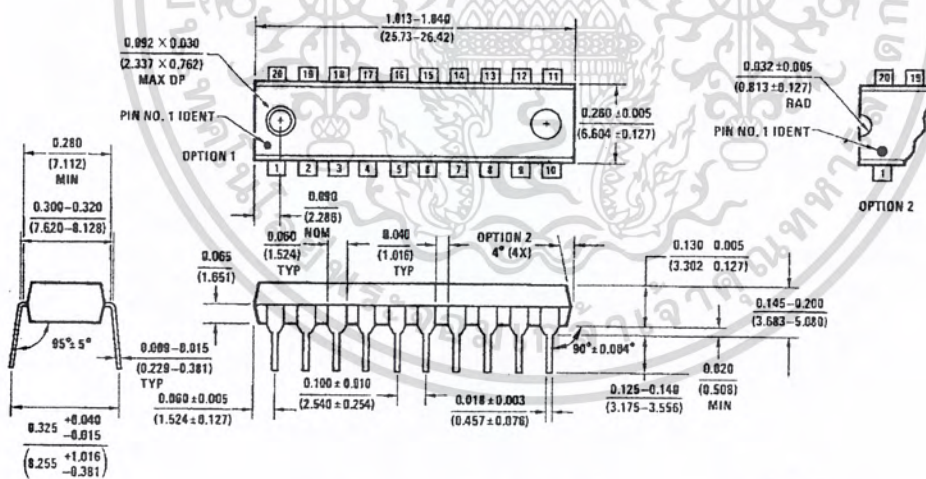
Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number DAC0830LCJ,
DAC0832LJ or DAC0832LCJ
NS Package Number J20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



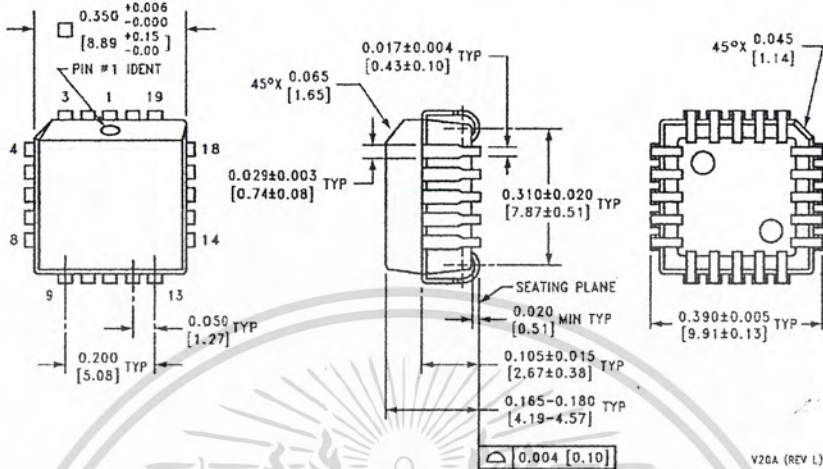
Molded Small Outline Package (M)
 Order Number DAC0830LCM
 or DAC0832LCM
 NS Package Number M20B



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number DAC0830LCN,
 or DAC0832LCN
 NS Package Number N20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Chip Carrier (V)
 Order Number DAC0830LCV
 or DAC0832LCV
 NS Package Number V20A

V20A (REV L)

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
 Americas
 Tel: 1-800-272-9959
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: support@nsc.com
 www.national.com

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY MIXERS

Plug-In & Flatpack

LEVEL 7 500 Hz to 4.3 GHz



ASK-X65



ASK-W38



ROSE



SAM



SRA



SBL
SIMA

+7 dBm LO, up to +1 dBm RF

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB				LO-IF ISOLATION, dB				CASE STYLE	CONNECTOR	PRICE \$					
	LO/RF f_L to f_U	IF	Mid-Band		Total Range	L	M	U	L	M	U	L	M	U				Note B	Qty. (1-9)			
			\bar{x}	σ																m	Max.	Typ. Min.
ASK-1	1-600	DC-600	5.58	06	7.0	8.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	15	10	W38	w	6.95
ASK-2	1-1000	DC-1000	6.79	10	8.0	9.8	60	40	35	18	26	16	50	30	25	17	15	10	10	W38	w	8.25
ROSE-1	1-600	DC-600	5.08	03	6.5	7.5	40	30	35	25	30	20	55	40	40	20	25	18	18	PP94	ab	11.95
ROSE-2	1-1000	DC-1000	5.60	23	7.0	8.0	61	45	37	22	25	18	55	40	26	17	16	12	12	PP94	ab	16.95
SAM-1	1-600	DC-600	5.67	05	7.0	8.5	55	45	45	30	35	20	50	40	40	25	30	20	20	A03	e	16.95
SAM-2	1-1000	DC-1000	5.68	08	7.5	9.5	55	45	40	25	35	20	50	40	40	25	30	25	25	A03	f	20.45
SAM-3	0.1-500	DC-500	5.04	07	7.0	8.5	60	50	50	35	35	30	50	40	45	30	30	20	20	A03	e	19.95
SRA-1	.5-500	DC-500	5.11	09	7.0	8.5	50	45	45	30	35	25	45	35	40	25	30	20	20	A01	e	13.45
SRA-1W	1-750	DC-750	5.80	04	7.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	20	A01	f	15.95
SRA-1-1	1-500	DC-500	4.81	.11	7.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	20	A01	e	14.95
SRA-2	1-1000	5-500	5.66	07	7.5	8.5	45	30	35	20	30	20	45	30	30	20	30	20	20	A01	j	15.95
SRA-2CM	5-1000	DC-1000	5.27	04	7.0	8.5	60	50	35	30	30	25	50	45	30	25	25	20	20	A01	f	14.95
SRA-3	025-200	DC-200	4.61	06	7.5	8.5	60	50	45	35	35	25	45	35	40	30	30	20	20	A01	e	15.95
SRA-5	5-1500	10-600	6.69	07	8.0	8.5	50	45	35	30	30	20	45	40	30	25	25	15	15	A06	m	24.95
SRA-6	003-100	DC-100	4.58	05	7.5	8.5	60	50	45	30	35	25	60	45	40	25	30	20	20	A01	d	24.95
SRA-8	0005-10	DC-10	5.69	.11	7.5	8.5	60	50	50	40	45	35	60	50	50	40	45	35	35	A01	d	29.95
SRA-11	5-2000	10-600	6.72	07	8.5	9.0	50	45	35	25	30	20	45	40	30	20	25	15	15	A06	m	20.95
SRA-12	800-1250	50-90	6.21	.13	7.5	7.5	32	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	20	A06	m	29.95
SRA-149***	5-500	DC-500	5.61	07	6.5	8.0	60	50	55	45	53	40	50	40	35	25	30	24	24	A06	p	9.95
SRA-2000	100-2000	DC-600	8.60	15	9.5	9.5	37 (Typ.) 20 (Min.)				30 (Typ.) 20 (Min.)				A06	m	21.95					
SRA-2400	750-2400	DC-400	5.95	26	9.0	9.0	30	20	30	20	30	20	30	8	30	8	30	8	8	A06	s	22.95
SRA-3500**	500-3500	DC-1000	7.28	31	9.5	9.5	30	17	30	17	30	17	20	8	20	8	20	8	8	A06	s	28.95
SBL-1	1-500	DC-500	5.60	09	7.0	8.0	60	45	45	35	40	25	45	35	40	25	30	20	20	A06	d	4.75
SBL-1X	10-1000	5-500	5.88	10	7.5	8.0	50	40	40	30	30	20	50	45	40	35	35	25	25	A06	j	6.45
SBL-1Z	10-1000	DC-500	6.27	09	7.5	9.0	50	40	35	25	25	20	40	25	25	18	19	15	15	A06	s	7.45
SBL-1-1	0.1-400	DC-400	4.84	04	7.0	8.0	50	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	20	A06	d	7.45
SBL-3	025-200	DC-200	4.81	05	7.5	8.5	55	50	45	30	35	25	45	35	40	30	30	20	20	A06	e	7.45
SBL-11	5-2000	10-600	7.08	.11	8.5	9.0	50	45	35	25	30	20	45	40	30	20	25	15	15	A06	m	19.95
SIMA-5	2-1500	DC-1000	7.01	08	8.0	9.0	65	44	44	23	31	22	54	38	30	18	25	11	11	A06	m	24.95

L = low range [f_L to $10 f_L$]

M = mid range [$10 f_L$ to $f_U/2$]

U = upper range [$f_U/2$ to f_U]

m = mid band [$2f_L$ to $f_U/2$]

NSN GUIDE

NOTES:

- \bar{x} Average of conversion loss at center of mid-band frequency ($(f_L + f_U)/4$)
- σ Standard deviation
- \square Non-hermetic
- \dagger Phase detection, positive polarity
- \ddagger ASK plug-in mounting case X65
- --- Below 10°C , f_c is 0.2 MHz.
- $*$ Conversion loss 9.5 dB maximum from 0.01 to 0.015 MHz
- $**$ Conversion loss 10dB maximum at IF=1000 MHz
- $***$ Blue bead pin 4
- A. General Quality Control Procedures, Environmental Specifications, Hi-Rel and MIL description are given in section 0, see "Mini-Circuits Guarantees Quality" article.
- B. Connector types and case mounted options, case finishes are given in section 0, see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and Specifications subject to change without notice.
- 1. Absolute maximum power, voltage and current ratings:
 - 1a. RF power, 50 mW
 - 1b. Peak IF current, 40 mA

MCL NO. NSN MIL-M-28837/1*

ASK-1	5895-01-320-0366
SAM-1	5895-01-117-2926
SAM-2	5895-01-165-6621
SAM-3	5895-01-062-9973
SBL-1	5895-01-126-4913
SBL-1X	5895-01-179-8084
SRA-1	5895-00-008-8272 03
SRA-1-1	5962-01-113-5431
SRA-1W	5895-01-163-0433 09
SRA-3	5895-01-021-5914
SRA-6	5895-01-124-0117
SRA-8	5985-01-081-0977
SRA-11	5895-01-273-0883
SBL-3	5895-01-326-6030
TAK-5	5895-01-271-0842
TAK-6	5895-01-231-2372
IFM-2	5895-01-135-1852
IFM-3	5895-01-112-0031
IFM-4	5895-01-317-9388
IFM-11	5895-01-409-1158
IFM-12	5895-01-179-5686
TSM-3	5895-01-373-2444

Mini-Circuits®

INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417 335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

ISO 9001 CERTIFIED

000807

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TAK



TSM



TFM



TUF

+7 dBm LO, up to +1 dBm RF

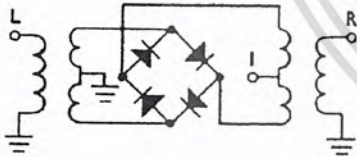
MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB						LO-IF ISOLATION, dB						CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$
	LO/RF f_L-f_U	IF	Mid-Band			Total Range Max.	L		M		U		L		M		U				
			\bar{x}	α	Max.		Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.			
TAK-5*	.01-250	DC-250	4.65	.02	7.0	8.5	60	50	50	35	40	35	55	45	45	30	35	25	A04	e	20.95
TAK-6	5-600	DC-600	5.58	.04	7.5	8.5	60	50	50	30	40	25	55	45	45	30	30	20	A04	e	20.95
TSM-3	.1-500	DC-500	4.75	.04	7.5	8.5	60	50	50	35	35	25	55	45	45	30	35	25	A11	e	21.95
TFM-2	1-1000	DC-1000	5.74	.07	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	18	B02	z	13.95
† TFM-3**	0.04-400	DC-400	4.70	.06	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	55	40	45	30	35	25	B02	z	21.45
† TFM-4	5-1250	DC-1250	6.47	.05	7.5	8.5	50	45	40	30	30	25	45	40	35	25	25	20	B02	z	23.45
TFM-5	5-1500	DC-1000	6.33	.06	8.5	9.5	60	45	35	25	30	25	60	40	35	15	25	14	B02	aa	25.45
TFM-11	1-2000	5-600	7.16	.07	8.5	9.0	50	45	35	25	25	20	45	40	27	20	25	20	B13	z	47.45
TFM-12	800-1250	50-90	5.71	.14	—	7.5	35	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	B13	z	47.45
TFM-2400	750-2400	DC-400	6.65	.20	—	9.0	30	20	30	20	30	20	30	10	30	10	30	10	B13	aa	28.95
TFM-4300	300-4300	DC-800	5.87	.13	—	10.5	30	20	—	—	30	17	15	7	—	—	10	7	B13	aa	38.95
□ TUF-1	2-600	DC-600	5.85	.04	7.0	8.0	60	50	42	30	37	25	60	45	47	30	36	22	B02	z	4.25
□ TUF-2	50-1000	DC-1000	5.85	.07	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	18	B02	z	5.20
□ TUF-3	0.15-400	DC-400	4.7	.02	7.0	8.0	60	50	46	30	35	25	60	40	47	25	35	20	B02	z	6.10
□ TUF-5	20-1500	DC-1000	5.7	.04	9.0	9.0	54	40	42	30	39	25	40	25	32	18	23	8	B02	z	9.45
□ TUF-11A	1400-1900	40-500	6.8	.30	8.6	8.6	33 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	29 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	B02	z	16.95
□ TUF-860	800-1050	DC-250	5.6	.24	7.75	7.75	35 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	27 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	B02	z	9.45

L = low range [f_L to $10f_L$]

M = mid range [$10f_L$ to $f_U/2$]

U = upper range [$f_U/2$ to f_U]

m = mid band [$2f_L$ to $f_U/2$]



pin connections see case style outline drawings

PORT	d	e	f	j	m	p	s	w	z	aa	ab
LO	8	8	8	8	8	8	1	1	4	1	1
RF	1	1	1	3,4^	1	2	8	4	1	4	3
IF	3,4^	3,4^	3,4^	1	3	5,6^	3	5	2	2	2
GND EXT.	2,5,6,7	2,5,6,7	2,5,6,7	2,5,6,7	2,5,6,7	1,3,4,7	2,5,6,7	2,3,6	3	3	4
CASE GND	—	2	2,5,6,7	2,5,6,7	2,5,6,7	3,4,7	2,5,6,7	—	3	3	4
NOT USED	—	—	—	—	4	—	4	—	—	—	—

^ pins must be connected together externally

The Design Engineers Search Engine
 Provides Actual Data Instantly
 At: <http://www.minicircuits.com>

In Stock... Immediate Delivery
 For Custom Versions Of Standard Models
 Consult Our Applications Dept.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

000807

Frequency Mixers

LO Power Level 7 dBm

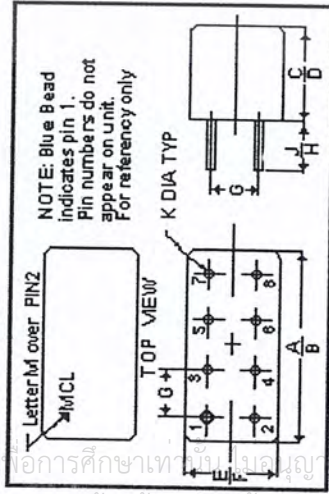
Pin Configuration

Port LO RF IF Gnd Ext. Case Gnd Not Used

9 8 1 3,4^ 2,5,6,7 2

pins must be connected together externally.

Outline Drawing



Electrical Specifications

SRA-1 LO Power Level 7 dBm

Frequency MHz	Max. Conversion Loss dB	Min. LO-RF Isolation dB	LO-IF	Total Range				
L	M	U	L	M	U			
0.500-500	7.0	8.5	45	30	25	35	25	20

L=low range(f_L to $10f_L$) M=mid range($10f_L$ to $f_U/2$) U=upper range($f_U/2$ to f_U)

Case Style - A01 (inch,mm) weight: 5.2 grams.

Case Style	A	B	C	D	E	F	G	H	J
0.770	0.800	0.385	0.400	0.370	0.400	0.200	0.200	0.140	0.140
19.560	20.320	9.780	10.160	9.400	10.160	5.080	5.080	3.560	3.560

Typical Performance Data

SRM-1	RF MHz	LO MHz	Conversion Loss (dB)	ISO	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)
	L	L	LO +4 dBm	LO (MHz)	LO +4 dBm	LO +4 dBm
	M	M	LO +7 dBm	LO (MHz)	LO +7 dBm	LO +7 dBm
	N	N	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm
	P	P	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm
	Q	Q	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm
	R	R	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm
	S	S	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm
	T	T	LO +10 dBm	LO (MHz)	LO +10 dBm	LO +10 dBm

Notes:

- +7dBm LO, up to +1 dBm RF

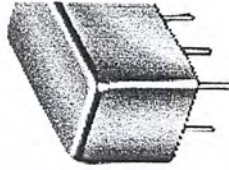
Absolute maximum power, voltage and current ratings:

- a. RF power, 50mW
- b. Peak IF current, 40mA

General Quality Control Procedures and Environmental Specifications are given in Mini-Circuits Guarantees Quality. Hi-Rel, MIL description are given in Hi-Rel and MIL

Prices and Specifications subjects to change without notice.

SR



17.692	1.12	1.03	1.09	1.29	1.93	2.84	17.692	1.48	1.29	1.17	20.00	-267.82
30.384	1.10	1.02	1.09	1.30	1.96	2.82	30.384	1.48	1.30	1.18	24.00	-264.99
55.768	1.11	1.06	1.12	1.27	1.86	2.69	55.768	1.50	1.32	1.21	50.00	-261.17
81.152	1.12	1.10	1.14	1.25	1.83	2.61	81.152	1.53	1.35	1.25	80.00	-263.77
106.540	1.14	1.13	1.17	1.28	1.87	2.68	106.540	1.58	1.40	1.30	100.00	-264.35
119.230	1.16	1.16	1.19	1.29	1.88	2.67	119.230	1.60	1.43	1.33	122.00	-267.69
144.610	1.19	1.19	1.23	1.31	1.91	2.63	144.610	1.69	1.52	1.42	150.00	-263.45
170.000	1.22	1.23	1.26	1.32	1.91	2.59	170.000	1.73	1.54	1.43	178.00	-262.10
208.070	1.28	1.29	1.33	1.35	1.92	2.62	208.070	1.86	1.66	1.54	200.00	-261.22
233.460	1.33	1.35	1.38	1.39	1.91	2.59	233.460	1.96	1.74	1.62	248.00	-265.76
271.530	1.41	1.42	1.46	1.43	1.99	2.65	271.530	2.10	1.88	1.73	276.00	-270.40
296.920	1.47	1.49	1.52	1.48	1.99	2.63	296.920	2.18	1.97	1.80	304.00	-266.94
322.300	1.53	1.56	1.58	1.52	1.99	2.66	322.300	2.29	2.07	1.90	332.00	-249.96
360.380	1.62	1.65	1.68	1.62	2.03	2.64	360.380	2.45	2.19	2.03	360.00	-231.15
398.450	1.73	1.74	1.77	1.73	2.16	2.72	398.450	2.59	2.33	2.13	388.00	-211.89
423.840	1.80	1.81	1.83	1.77	2.20	2.88	423.840	2.65	2.40	2.20	430.00	-189.53
461.910	1.92	1.93	1.94	1.80	2.27	2.90	461.910	2.76	2.49	2.29	458.00	-184.41
487.300	1.99	2.00	2.00	1.82	2.25	2.87	487.300	2.81	2.53	2.32	486.00	-184.46
500.000	2.03	2.03	2.02	1.83	2.26	2.86	500.000	2.79	2.55	2.33	500.00	-181.27

Conversion Loss

LO-RF Isolation

VSWR RF Port

VSWR LO Port

VSWR IF Port

Click Above for Actual Performance Data.



INTERNET <http://www.minicircuits.com>
 P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
 Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • FAX 417-335-5935 • FAX 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • FAX 44-1252-837010

ISO 9001 CERTIFIED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG MIXER

The MC12002 is a double balanced analog mixer, including an input amplifier feeding the mixer carrier port and a temperature compensated bias regulator. The input circuits for both the amplifier and mixer are differential amplifier circuits. The on-chip regulator provides all of the required biasing.

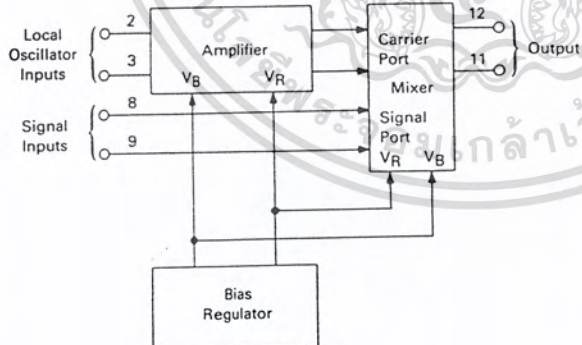
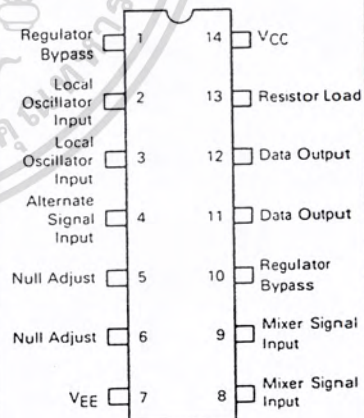
This circuit is designed for use as a balanced mixer in high-frequency wide-band circuits. Other typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous AM detection, FM detection, phase detection, and frequency doubling, at frequencies up to UHF.

ANALOG MIXER

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

LOGIC DIAGRAM

PIN ASSIGNMENT


ELECTRICAL CHARACTERISTICS

										TEST VOLTAGE VALUES				
										Volts				
										V _{IHmax}	V _{ILmin}	V _{CC}		
										+ 2.9	+ 2.0	+ 5.0		
										VOLTAGE APPLIED TO PINS LISTED BELOW				
Characteristic	Symbol	Pin Under Test	Test Limits						Unit	V _{IHmax}	V _{ILmin}	V _{CC}	Gnd	
			-30°C		+25°C		+85°C							
			Min	Max	Min	Max	Min	Max						
Power Supply Drain	I _{CC}	14	—	—	—	16	—	—	mAdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
Input Current	i _{inH}	2	—	—	—	0.75	—	—	mAdc	2	—	11,12,14	5,6,7	
		3	—	—	—	0.75	—	—	μAdc	3	—	11,12,14	5,6,7	
		8	—	—	—	0.75	—	—	mAdc	8	—	11,12,14	5,6,7	
		9	—	—	—	0.75	—	—	mAdc	9	—	11,12,14	5,6,7	
	i _{inL}	2	—	—	-0.7	—	—	—	mAdc	—	2	11,12,14	5,6,7	
		3	—	—	-0.7	—	—	—	mAdc	—	3	11,12,14	5,6,7	
		8	—	—	-0.7	—	—	—	mAdc	—	8	11,12,14	5,6,7	
		9	—	—	-0.7	—	—	—	mAdc	—	9	11,12,14	5,6,7	
Output Current	IO ₁	11	—	—	0.7	1.3	—	—	mAdc	—	—	11,12,14	7	
		12	—	—	0.7	1.3	—	—	mAdc	—	—	11,12,14	7	
	IO ₂	11	—	—	2.1	3.9	—	—	mAdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
		12	—	—	2.1	3.9	—	—	mAdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
	I _{out}	11	—	—	4.2	7.8	—	—	mAdc	2.9	—	11,12,14	5,6,7	
		11	—	—	4.2	7.8	—	—	mAdc	3.8	—	11,12,14	5,6,7	
		12	—	—	4.2	7.8	—	—	mAdc	2.8	—	11,12,14	5,6,7	
		12	—	—	4.2	7.8	—	—	mAdc	3.9	—	11,12,14	5,6,7	
Differential Current	ΔIO ₁	11,12	-100	+100	-100	+100	-100	+100	μAdc	—	—	11,12,14	7	
	ΔIO ₂	11,12	-200	+200	-200	+200	-200	+200	μAdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
Bias Voltage	V _{Bias}	1	2.33	2.53	2.32	2.52	2.3	2.5	Vdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
		4	390	590	400	600	410	610	mVdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
		5	275	415	285	425	295	435	mVdc	—	—	11,12,14	7	
		6	275	415	285	425	295	435	mVdc	—	—	11,12,14	7	
		10	1.26	1.46	1.185	1.385	1.105	1.305	Vdc	—	—	11,12,14	5,6,7	
AC Gain (See Figure 1) (Frequency = 100 MHz) *Note	A _v	11	—	—	5.0	—	—	—	V/V	Pulse In 2	Pulse Out 11	-3.0 V 9	Gnd 14	V _{EE} 7
		11	—	—	0.28	—	—	—	V/V	8	11	3	14	7

*Note: AC Gain is a function of collector load impedance.

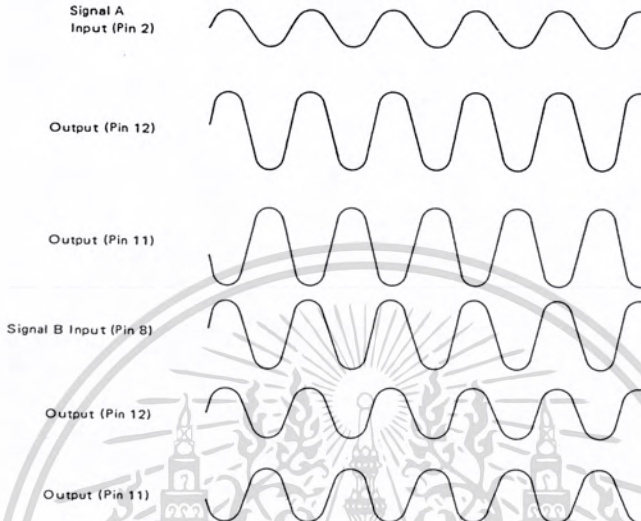
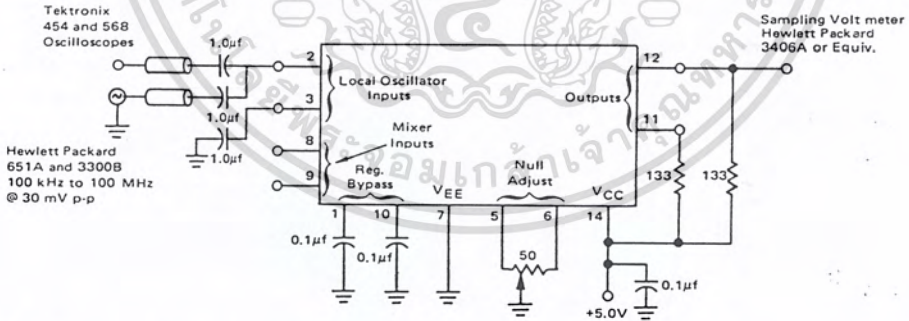


FIGURE 2 — CARRIER FEEDTHROUGH TEST CIRCUITS



Notes:
 Test 1—Adjust potentiometer for carrier null at $f_c = 100$ kHz. ✓
 Test 2—Connect pins 5 and 6 to Gnd.

All input and output cables to the scope are equal lengths of 50-ohm coaxial cable.

FIGURE 3 — CARRIER FEEDTHROUGH VERSUS FREQUENCY (Test 1)

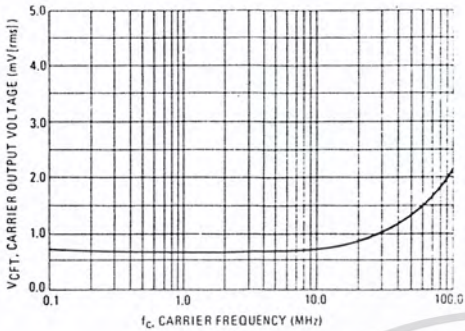


FIGURE 4 — CARRIER FEEDTHROUGH VERSUS FREQUENCY (Test 2)

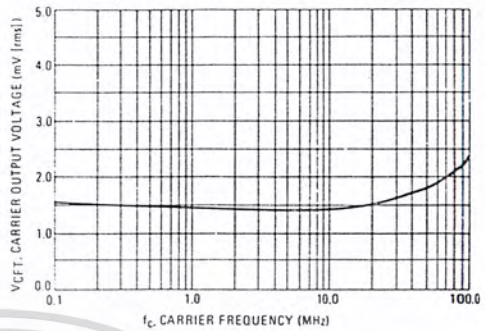


FIGURE 5 — CARRIER SUPPRESSION TEST CIRCUIT

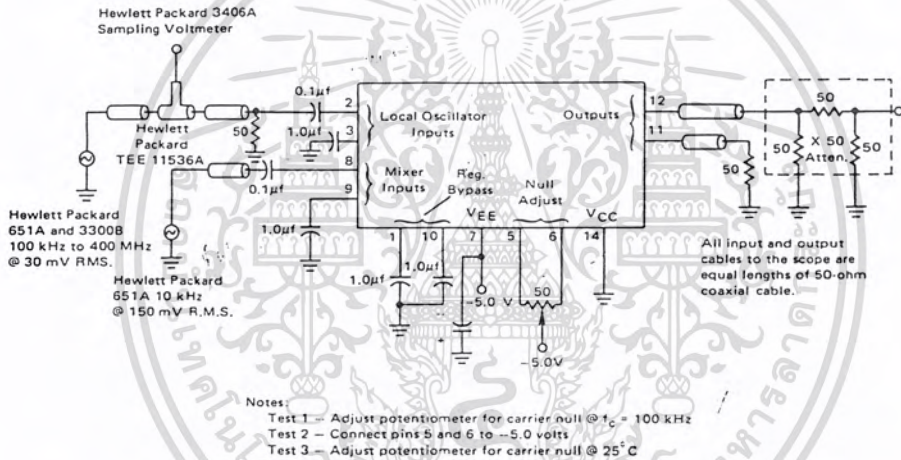


FIGURE 6 — CARRIER SUPPRESSION VERSUS FREQUENCY (Test 1)

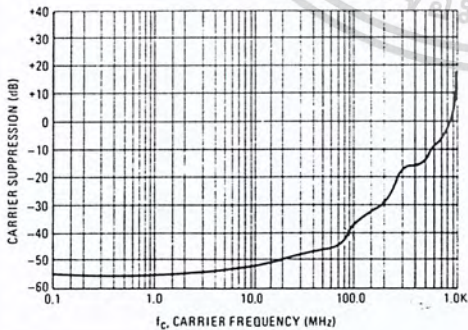


FIGURE 7 — CARRIER SUPPRESSION VERSUS FREQUENCY (Test 2)

