

ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC-ไลน์ แคปปาซิทีฟ เลเยอร์แบบสองชั้น  
และการใช้งานกับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

DOUBLE CAPACTIVE LAYERS UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE AND  
ITS APPLICATIONS TO ACTIVE FILTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-181-9

ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC ไลน์ แคปซิทีฟ เลเยอร์แบบสองชั้น  
และการใช้งานกับวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ

DOUBLE CAPACTIVE LAYERS UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE  
AND ITS APPLICATIONS TO ACTIVE FILTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-181-9

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 39628

เอกสารนี้เป็นเอกสารของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
วัน, เดือน, ปี 8 ส.ย. 2544

เนวากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

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

**DOUBLE CAPACTIVE LAYERS UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE  
AND ITS APPLICATIONS TO ACTIVE FILTERS**



**A THESIS SUMMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2001**

**ISBN 974 - 648 - 181 - 9**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

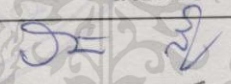

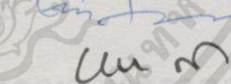
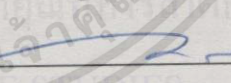
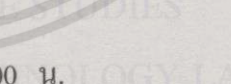
**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บัณฑิตวิทยาลัย**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

**หัวข้อวิทยานิพนธ์** ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC ไลน์ แคปซิทีฟ เลขอร์แบบสองชั้นและการใช้งาน  
 กับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ  
 DOUBLE CAPACITIVE LAYERS UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE  
 AND ITS APPLICATIONS TO ACTIVE FILTERS

**ชื่อนักศึกษา** น.ท.วิโรจน์ แก้วจันทร์  
**รหัสประจำตัว** 37061163  
**ปริญญา** วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
**สาขาวิชา** วิศวกรรมไฟฟ้า  
**อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์** รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช  
**อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม** รศ.ประกิจ ดั่งดีसानนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ปิติเขต สุรักษา	
ผศ.อรลภก แสงอรุณ	
รศ.ชวลิต เบลูจากประเสริฐ	
รศ.ประกิจ ดั่งดีसानนท์	
รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 10 เมษายน 2544 เวลา 12.00 – 13.00 น.  
 สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-402)

**บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว**  
  
 (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัญญา)  
 คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๙.....เดือน.....พฤษภาคม.....๒๕๔๔.....พ.ศ.....๒๕๔๔

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC โหลด แคปปาซิทีฟ เลเยอร์  
แบบสองชั้นและการใช้งานกับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

นักศึกษา

น.ท.วิโรจน์ แก้วจันทร์

รหัสประจำตัว

37061163

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.กนก เคนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ประกิจ ตั้งศิษานนท์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอหลักการในการนำยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC โหลด แคปปาซิทีฟ เลเยอร์แบบสองชั้น (C-DURC) มาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ โดยใน วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองแถบความถี่แบบแอกทีฟ จากการศึกษาพบว่า ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ ถ้าจัดรูปแบบของวงจรพื้นฐานของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ RC โหลด แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้นให้เหมาะสม จะให้คุณลักษณะของวงจรกรอง ความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ดีกว่าแบบ Ghausi ในอันดับเดียวกัน

นอกจากนี้ยังได้หาผลตอบสนองทางขนาด ความไวของวงจรด้วย P-Spice ตลอดจนการนำไป ประยุกต์ใช้งานออกแบบวงจรวีดีโออิควอลไลเซอร์ จากการทดลองจะเห็นได้ว่า ผลการทดลอง ใกล้เคียงกับทฤษฎีการคำนวณ

<b>Thesis Title</b>	Double Capacitive Layers Uniformly Distributed RC line and its Applications to Active Filters
<b>Student</b>	Wg.Cdr.Viroj Kewejan
<b>Student ID</b>	37061163
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2001
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Kanok Janchitrapongvej
<b>Thesis Co-advisor</b>	Assoc.Prof.Prakit Tangtisanon

## ABSTRACT

This thesis presents the method of active filters designed by using double capacitive layers uniformly distributed RC line (C-DURC). Herein, the thesis describes the applications to active low pass filters and band pass filters. With suitable arrangement to active filters circuit configuration in which the circuit consists of C-DURC and active gain amplifier, it is shown that the amplitude characteristics are good favorable than Ghausi's circuit with the same order for low pass filters and band pass filters.

The experimental results of the amplitude characteristic of low pass filters and band pass filters are carried out and the sensitivities are investigated by P-Spice. In addition, C-DURC is also utilized to video equalizer design. The experimental results show good agreement with theoretical values.

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ท่านรศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และ ท่านรศ.ประกิจ ตั้งติสถานท์ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม เป็นอย่างสูงที่ได้ช่วยกรุณาให้คำแนะนำ ชี้แนวทางในการแก้ปัญหา ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยนี้ได้ ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ และขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีดังนี้

ขอขอบคุณบริษัท OrCad ที่กรุณามอบโปรแกรม OrCad9.1 ให้ใช้ในการวิเคราะห์ผลการวิจัยทางด้าน Pspice

และสุดท้ายขอขอบคุณ ReCCIT และเจ้าหน้าที่ห้อง Lab. Signal Transmission System ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือในการทดลองวิจัย

น.ท.วิโรจน์ แก้วจันทร์



# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	1
บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป.....	3
2.1 เน้นเวรีกฟังก์ชัน.....	3
2.2 วงจรกรองความถี่.....	6
2.3 วงจรอิควอไลเซอร์.....	10
2.4 ทฤษฎีไซน์กำลังสอง.....	10
บทที่ 3 ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น.....	29
3.1 สายส่ง.....	29
3.2 โครงสร้างของกัมด่พารามิเตอร์.....	35
3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ RC.....	40
3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น.....	47
บทที่ 4 การออกแบบวงจรแยกที่ฟ ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น.....	51
4.1 เสถียรภาพของระบบ.....	51
4.2 ความไวของอุปกรณ์.....	51
4.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแยกที่ฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น.....	53
4.4 การออกแบบวงจรอิควอไลเซอร์แบบแยกที่ฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น.....	65

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดสอบการประยุกต์ใช้งาน .....	67
5.1 การทดสอบวงจรกรองความถี่เอกที่ฟิสิกส์ทริบิวต์ RC แบบสองชั้น .....	67
5.2 การประยุกต์ใช้งานเพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิกแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ .....	69
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย .....	72
เอกสารอ้างอิง.....	73
ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์ .....	74
ประวัติผู้เขียน .....	83



# สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

2.1 ฟังก์ชันของไชนี่กำลังสองพัลส์แบบ T 2T มอดูเลต 12.5T และมอดูเลต 20T ..... 15



# สารบัญรูป

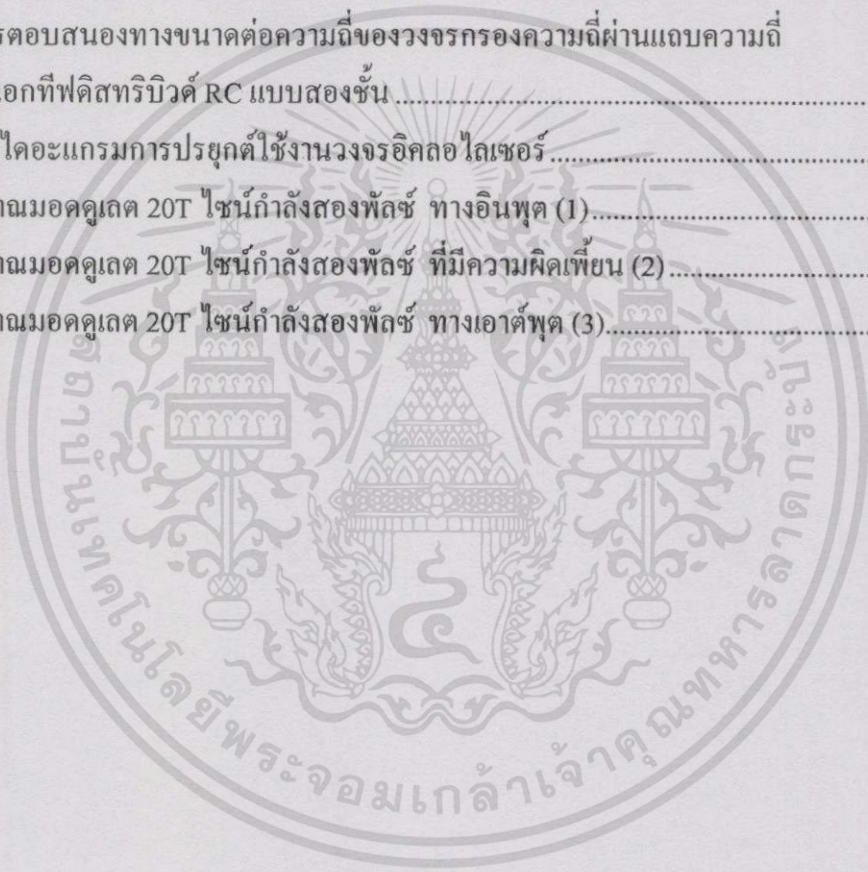
รูปที่	หน้า
2.1	ภาคต่อของซีโรและโพลใน S-Plane.....5
2.2	การแทนสัญลักษณ์ของวงจรรองความถี่.....7
2.3	คุณสมบัติในอุดมคติของ (ก) เฟส, (ข) ขนาด, (ค) กรุปดีเลย์.....8
2.4	ผลตอบสนองขนาดของวงจรรองความถี่ในอุดมคตินิตต่างๆ.....9
2.5	รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น.....10
2.6	รูปลักษณะสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น.....11
2.7	รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น.....11
2.8	รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น.....12
2.9	ลักษณะของไซน์กำลังสองพัลซ์.....13
2.10	ไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ T พัลซ์.....14
2.11	สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์.....17
2.12	สเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์.....18
2.13	ขบวนพัลซ์รายคาบของ T พัลซ์ และสเปกตรัม.....19
2.14	บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20 T.....21
2.15	ลักษณะของการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทางขนาดและดีเลย์.....22
2.16	ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว.....26
2.17	ลักษณะความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว.....27
2.18	ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์พร้อมกัน.....27
3.1	สายส่งสัญญาณ.....30
3.2	ส่วนขยายของ $\Delta x$ ในสายส่ง.....30
3.3	อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง.....33
3.4	การต่อเรียงกันของโครงข่ายในรูปที่ 3.3.....34
3.5	รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ต.....35
3.6	โครงสร้างของ T-Network.....36
3.7	โครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบคิสมิทริบิวต์ RC.....41
3.8	โครงสร้างและสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์มคิสมิทริบิวต์ RC.....41
3.9	โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย $\Delta x$ ของคิสมิทริบิวต์ RC.....42
3.10	สัญลักษณ์ของ คิสมิทริบิวต์ RC.....43

# สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 โครงสร้างของคิสรทริบิวต์ RC เมื่อค่าความนำ $g$ มีค่าน้อยมาก ๆ.....	45
3.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต.....	46
3.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย .....	47
3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC .....	47
3.15 วงจรเน็ทเวอร์คที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์.....	48
4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น .....	53
4.2 การตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น เมื่อเปลี่ยนค่า $K$ .....	54
4.3 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบ.....	55
4.4 ค่าความไวของ $S_k^{T(P)}$ วงจรกรองความถี่ต่ำ .....	55
4.5 ค่าความไวของ $S_{R_1}^{T(P)}$ วงจรกรองความถี่ต่ำ .....	56
4.6 ค่าความไวของ $S_{C_2}^{T(P)}$ วงจรกรองความถี่ต่ำ .....	56
4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ใช้งานจริงของวงจรกรองความถี่ต่ำ.....	57
4.8 ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ.....	57
4.9 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น .....	58
4.10 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น .....	59
4.11 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เมื่อ $\alpha$ เปลี่ยนแปลง .....	59
4.12 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เมื่อ $K$ เปลี่ยนแปลง.....	60
4.13 วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC.....	60
4.14 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC .....	61
4.15 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน เมื่อ $C_0$ เปลี่ยนแปลง .....	62
4.16 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน เมื่อ $K$ เปลี่ยนแปลง.....	62
4.17 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น ที่ใช้งานจริง .....	63
4.18 ผลการตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟคิสรทริบิวต์ RC แบบสองชั้น ที่ใช้งานจริง.....	63

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์รีวิวด์ RC แบบสองชั้น.....	64
4.20 ค่าความไวของวงจรรองผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์รีวิวด์ RC แบบสองชั้น.....	64
4.21 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรรอง.....	65
4.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรีควอทไลเซอร์.....	66
5.1 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์รีวิวด์ RC แบบสองชั้น .....	68
5.2 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรองความถี่ผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์รีวิวด์ RC แบบสองชั้น .....	69
5.3 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานวงจรรีควอทไลเซอร์.....	70
5.4 สัญญาณมอดคูเลต 20T ไชนัลกำลังสองพัลส์ ทางอินพุต (1).....	70
5.5 สัญญาณมอดคูเลต 20T ไชนัลกำลังสองพัลส์ ที่มีความผิดเพี้ยน (2).....	71
5.6 สัญญาณมอดคูเลต 20T ไชนัลกำลังสองพัลส์ ทางเอาต์พุต (3).....	71



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาของงานวิจัย

โดยทั่วไปวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟที่มีอยู่นั้น ส่วนใหญ่จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ อาร์ซี ซึ่งปัญหาสำคัญของวงจรกรองความถี่ประเภทนี้คือ มีคุณลักษณะผลการตอบสนองทางขนาดที่ให้ค่าโวลต์ออฟได้ไม่ชันเท่าที่ควร นอกจากนี้จะทำการเพิ่มอันดับของวงจร ซึ่งจะทำให้วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้นทำให้ยากแก่การสร้าง อีกทั้งยังมีค่าความไวของวงจรที่สูง ทำให้วงจรไม่ค่อยเสถียรภาพเท่าที่ควร ต่อมาจึงได้มีการนำตัวคิสดิทรินิวต์ RC โลင်း หรือที่เรียกว่า URC มาใช้กับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟได้เป็นวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคิสดิทรินิวต์ RC หรือแบบ Ghausi [1-3] ซึ่งให้ผลตอบสนองทางขนาดที่ดีกว่าแบบที่ใช้ อาร์ซี ธรรมดา และมีค่าความไวที่ต่ำ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำเสนอ หลักการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ โดยใช้ตัว ยูนิฟอร์มคิสดิทรินิวต์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้น หรือที่เรียกว่า C-DURC ซึ่งจะให้คุณลักษณะของสัญญาณที่มีอัตราความชัน (Slope rate) ที่ชันกว่าแบบ URC หรือแบบ Ghausi และยังให้ค่าความไวที่ดีกว่า นอกจากนี้แล้ว ยังให้ช่วงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่แคบกว่าแบบ Ghausi

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้นว่า วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟโดยใช้ตัว ยูนิฟอร์มคิสดิทรินิวต์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้น C-DURC และนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรอิกควไลเซอร์เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทำวิจัยเพื่อนำมาใช้ในการศึกษาพัฒนาและใช้งานได้จริง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งหวังเพื่อที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาพัฒนาและนำไปใช้งานได้จริงให้กับนักศึกษาและผู้ที่สนใจ เพื่อนำไปประยุกต์ และพัฒนาต่อไปในอนาคต

### 1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยในบทแรกนั้นจะเป็นการกล่าวถึงที่มาของการทำวิจัย และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

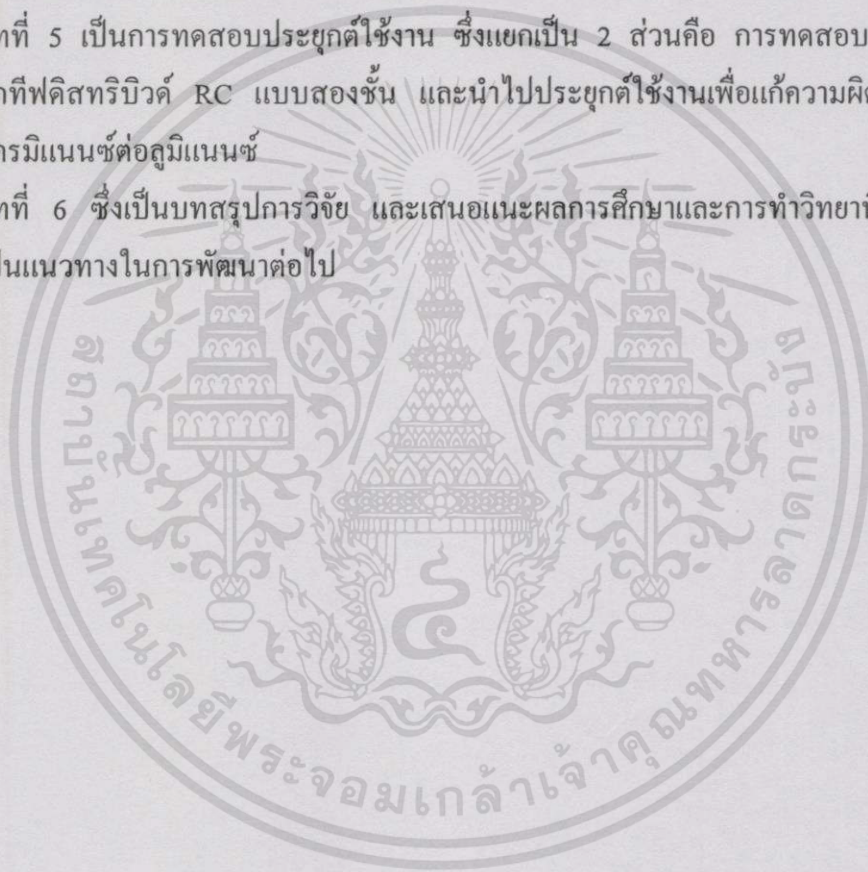
บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะกล่าวถึงเน็ทเวอร์คฟังก์ชัน วงจรกรองความถี่ วงจรอิกควไลเซอร์ และทฤษฎีไชน่ากำลังสองพัลซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีของตัวคิสตรีบิวด์ RC โลင်း แบบสองชั้น ซึ่งในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของ C-DURC นั้นจะใช้หลักการเดียวกับการวิเคราะห์สายส่ง มีการเปรียบเทียบโครงสร้างและพารามิเตอร์ระหว่างเน็ตเวิร์กแบบลัมป์ แบบ URC และแบบ C-DURC

บทที่ 4 เป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรคิควอไลเซอร์ที่ใช้ในการยกระดับผลการตอบสนองทางขนาดของสัญญาณย่านความถี่สูง โดยใช้วงจรแอกทีฟคิสตรีบิวด์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้น ซึ่งวงจรที่ออกแบบจะมีพารามิเตอร์ที่สามารถกำหนดค่าของผลการตอบสนองทางความถี่เปลี่ยนแปลงตามต้องการได้ พร้อมทั้งยังพิจารณาถึงเสถียรภาพของระบบที่ออกแบบ และค่าความไว

บทที่ 5 เป็นการทดสอบประยุกต์ใช้งาน ซึ่งแยกเป็น 2 ส่วนคือ การทดสอบวงจรกรองความถี่แอกทีฟคิสตรีบิวด์ RC แบบสองชั้น และนำไปประยุกต์ใช้งานเพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิกเนนซ์ต่อสุมิเนนซ์

บทที่ 6 ซึ่งเป็นบทสรุปการวิจัย และเสนอแนะผลการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป



## บทที่ 2

# ทฤษฎีทั่วไป

### 2.1 เน็ตเวิร์กฟังก์ชัน

ในการออกแบบวงจรใดๆ เพื่อให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการนั้นจะทำได้โดยหาเน็ตเวิร์กฟังก์ชันของวงจรเทียบกับฟังก์ชันที่ต้องการในอุดมคติ ซึ่งค่าที่ได้จะต้องใกล้เคียงกับฟังก์ชันในทางอุดมคติมากที่สุด เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำจะต้องให้เน็ตเวิร์กฟังก์ชันที่ได้ยอมให้สัญญาณความถี่ในย่านผ่านสัญญาณ (Pass Band) ออกไปได้ทั้งหมด โดยไม่มีการสูญเสีย หรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณในย่านความถี่ที่ไม่ต้องการได้ทั้งหมด ซึ่งวงจรใดๆ สามารถแทนได้แค่เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปของเศษส่วนโพลิโนเมียลเท่านั้น จึงจำเป็นที่จะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับผลตอบสนองชนิดต่างๆ ของฟังก์ชันแบบนี้ ซึ่งผลตอบสนองของเน็ตเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่ที่สำคัญได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)
- ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)
- ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ (Group Delay)

ผลตอบสนองทั้งสองชนิดนี้จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลง เน็ตเวิร์กโดยทั่วไปสามารถเขียนเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในรูปโพลิโนเมียลได้คือ

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.1)$$

โดยที่  $N(s)$  และ  $D(s)$  เป็นโพลิโนเมียลของเศษและโพลิโนเมียลของส่วนตามลำดับ  $m$  เป็นลำดับของโพลิโนเมียลเศษ และ  $n$  เป็นลำดับของโพลิโนเมียลส่วน โดยที่  $n \geq m$   $a$  และ  $b$  เป็นตัวเลขสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริง  $s$  เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex-Frequency Variable)

และจากสมการ (2.1) สามารถแยกตัวประกอบได้เป็น

$$T(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \quad (2.2)$$

$$T(s) = K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)}$$

โดยที่  $K$  เป็นอัตราขยายซึ่งมีค่าคงที่  
 $z_i$  เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่  $i$   
 $p_j$  เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่  $j$

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของเน็ตเวิร์ก โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูป  
 ไซน์และเน็ตเวิร์กเป็นแบบลิเนียร์ ผลตอบสนองของวงจรในสถานะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์  
 ซึ่ง  $s$  มีค่าเท่ากับ  $j\omega$  ดังนั้นสมการ (2.2) จะได้เป็น

$$T(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} \quad (2.3)$$

เมื่อพิจารณาแฟคเตอร์  $(j\omega - s_i)$  โดยให้  $s_i$  เป็นซีโร คือ  $s_i = z_i$  หรือเป็นโพล คือ  
 $s_i = p_j$  ซึ่ง  $s_i$  เป็นตัวเลขเชิงซ้อนที่สมมติให้

$$s_i = \alpha_i + j\beta_i$$

ค่าแฟคเตอร์  $(j\omega + s_i)$  จะได้เป็น

$$-\alpha_i + j(\omega - \beta_i) = M_i e^{j\theta_i} \quad (2.4)$$

$$\text{เมื่อ } M_i = \sqrt{\alpha_i^2 + (\omega - \beta_i)^2}$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \left( \frac{\omega - \beta_i}{-\alpha_i} \right)$$

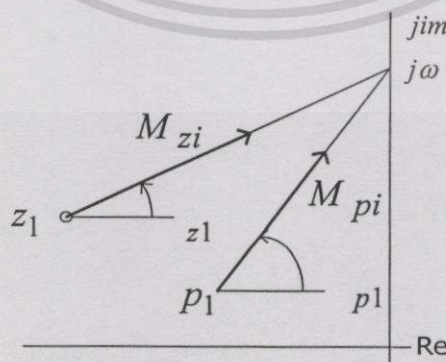
ฉะนั้นสมการ (2.3) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned}
 T(j\omega) &= K \frac{M_{z1} e^{j\theta_{z1}} M_{zi} e^{j\theta_{zi}} \dots M_{zm} e^{j\theta_{zm}}}{M_{p1} e^{j\theta_{p1}} M_{pj} e^{j\theta_{pj}} \dots M_{pn} e^{j\theta_{pn}}} \\
 &= K \frac{M_{z1} M_{zi} \dots M_{zm}}{M_{p1} M_{pj} \dots M_{pn}} e^{j(\theta_{z1} + \theta_{zi} + \dots + \theta_{zm} - \theta_{p1} - \theta_{pj} - \dots - \theta_{pn})} \quad (2.5) \\
 &= M(\omega) e^{j\theta(\omega)}
 \end{aligned}$$

เมื่อ  $M(\omega)$  เป็นขนาดของ  $T(j\omega)$   
 $\theta(\omega)$  เป็นเฟสของ  $T(j\omega)$

ใน S-Plane ค่าของแฟคเตอร์  $(j\omega - z_i)$  สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก  $z_i$  ไปยัง  $j\omega$  และแฟคเตอร์  $(j\omega + p_j)$  สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก  $p_j$  ไปยัง  $j\omega$  ดังนั้นสามารถเขียนเวกเตอร์ ซึ่งแสดงขนาดและเฟสได้ดังรูปที่ 2.1

จากสมการ (2.5) และรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าผลตอบสนองทางขนาด  $M(\omega)$  คือค่าของ  $K$  คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่  $\omega$  บนแกนจินตภาพ  $M_{z_i}$ หารด้วยผลคูณของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่  $\omega$  บนแกนจินตภาพ  $M_{p_j}$  สำหรับผลตอบสนองเฟส  $\theta(\omega)$  คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร  $\theta_{z_i}$  ลบด้วยผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล  $\theta_{p_j}$



รูปที่ 2.1 เวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ (Group Delay) ได้จากการพิจารณาสัญญาณไทม์โดเมน (Time Domain) โดยแสดงให้อยู่ในรูปของฟรีควเอนซ์โดเมน (Frequency Domain) เช่นเดียวกับผลตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต  $V_1$  ป้อนไปยังเน็คเวิร์กที่มีค่ากรุปดีเลย์เท่ากับ  $D$  วินาที ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุต  $V_2$  จะได้เป็น

$$V_2(t) = V_1(t - D) \quad (2.6)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอฉะนั้นสัญญาณอินพุตจะได้

$$V_1 = A \sin(\omega t + \phi) \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.6) จะได้เอาต์พุตคือ

$$V_2 = A \sin[\omega(t - D) + \phi]$$

หรือ

$$V_2 = A \sin[\omega t - \omega D + \phi] \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.7) และ (2.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสต่างกันคือ

$$\theta = -\omega D \quad (2.9)$$

ฟังก์ชันของกรุปดีเลย์จะได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.9) เทียบกับ  $\omega$  จะได้

$$D = -\frac{d}{d\omega} \theta \quad (2.10)$$

## 2.2 วงจรกรองความถี่

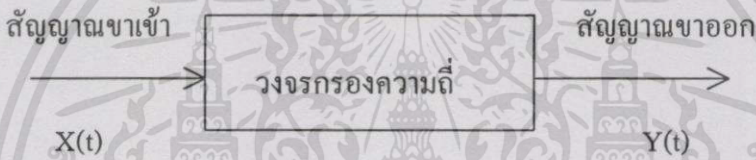
วงจรกรองความถี่ทางไฟฟ้า เป็นวงจรแปลง (Transform) สัญญาณอินพุต เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตตามต้องการ สัญญาณเหล่านี้อาจจะถูกพิจารณาในโดเมนของเวลาหรือโดเมนของความถี่ สำหรับการพิจารณาตามโดเมนของความถี่นั้น วงจรกรองความถี่เป็นอุปกรณ์สำหรับเลือกความถี่ (Frequency selective device) ซึ่งยอมให้สัญญาณผ่านเฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะลดทอนสัญญาณที่ความถี่อื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่อาจจะแบ่งตามกระบวนการ (Process) สัญญาณที่ใช้ คือ วงจรกรองความถี่ทางอนาล็อก (Analog Filter) ที่ใช้กับกระบวนการของสัญญาณที่มีฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงต่อเนื่องกับเวลา (Continuous – Time Variable) และวงจรกรองความถี่ทางดิจิทัล (Digital Filter) ที่ใช้กับการประมวลสัญญาณเชิงตัวเลขซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง นอกจากนี้ แล้วอาจจะแบ่งวงจรกรองความถี่ตามชนิดของชิ้นส่วนที่ใช้ในการสร้าง คือ วงจรกรองความถี่ชนิดพาสซีฟ (Passive Filter) และวงจรกรองความถี่ชนิดแอคทีฟ (Active Filter)

ถ้า  $x(t)$  เป็นสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองความถี่ และ  $y(t)$  เป็นสัญญาณขาออกจากวงจรกรองความถี่ ดังรูปที่ 2.2 และจากการทำลาปลาซทรานสฟอร์ม (Laplace Transform) จะได้

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.2 การแทนสัญลักษณ์ของวงจรกรองความถี่

ในที่นี้  $S = 0 + j\omega$  เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency) ปริมาณ  $Y(s)$  และ  $X(s)$  เป็นลาปลาซทรานสฟอร์มของ  $Y(t)$  และ  $X(t)$  ตามลำดับ และในที่นี้  $H(s)$  คือ ฟังก์ชันของวงจร (Network Function) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของตัวแปรของสัญญาณออกต่อตัวแปรของสัญญาณเข้าที่ถูกแปลงแล้ว

เมื่อ  $S = j\omega$  ( $\omega$  ในหน่วยเรเดียนต่อวินาที) ฟังก์ชันของวงจรเป็นเชิงซ้อน ซึ่งอาจจะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (2.12)$$

ในที่นี้  $|H(j\omega)|$  คือผลตอบสนองทางขนาด (Amplitude หรือ Magnitude Response)

$\phi(\omega)$  คือผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

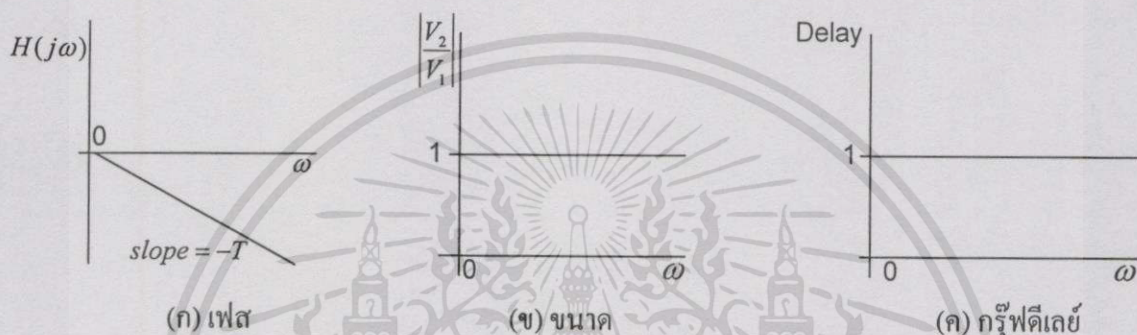
ต่อจากนี้ จะพิจารณาถึงกรณีของฟังก์ชัน หรือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ที่มีความหน่วง (Delay)

$$H(j\omega) = e^{-j\omega T} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ผลตอบสนองทางขนาด} \quad H(j\omega) &= 1 \\ \text{ผลตอบสนองทางเฟส} \quad \phi(\omega) &= -\omega T \\ \text{และกรุปดีเลย์} \quad r_g &= -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

ผังรูปที่ 2.3 ก, ข, ค แสดงคุณสมบัติของเฟส, ขนาด และขนาดของดีเลย์  $H(j\omega) = e^{-j\omega T}$



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติในอุดมคติของ (ก) เฟส, (ข) ขนาด, (ค) กรุปดีเลย์

ค่าของผลตอบสนองและกรุปดีเลย์มีความสำคัญมาก สำหรับงานที่ไม่ต้องการให้สัญญาณส่งเพี้ยน (Distort) หลังจากออกจากวงจรกรองความถี่แล้ว นั่นคือ การเพี้ยนของสัญญาณ จะไม่เกิดขึ้นเลยเมื่อเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear) และกรุปดีเลย์คงที่ นอกจากนี้ผลตอบสนองทางเฟสและกรุปดีเลย์จะมีความสำคัญหรือไม่ ยังขึ้นอยู่กับงานเฉพาะอย่างอีกด้วย

วงจรกรองความถี่ที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ โดยให้สัญญาณผ่านได้ในย่านความถี่ที่ต้องการ ซึ่งเรียกย่านความถี่นั้นว่า “ย่านผ่านสัญญาณ (Pass band)” และจะลดทอนสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการ ซึ่งเรียกย่านความถี่นี้ว่า “ย่านหยุดสัญญาณ (Stop band)” และความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านสัญญาณผ่านสัญญาณและหยุดสัญญาณเรียกว่า “ความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency)  $\omega_c$ ”

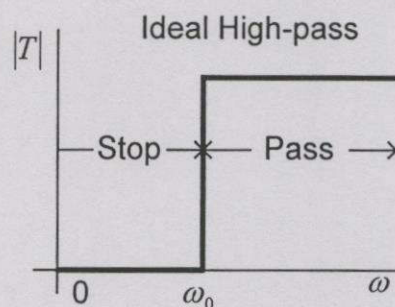
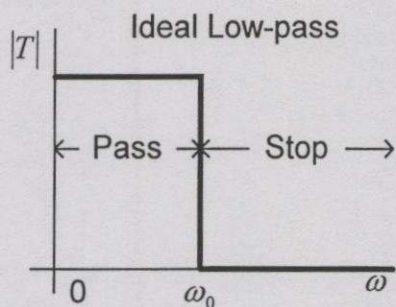
ชนิดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคติ แสดงในรูปที่ 2.4 มีดังนี้

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter)

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass Filter)

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter)

วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน (Band-stop Filter)

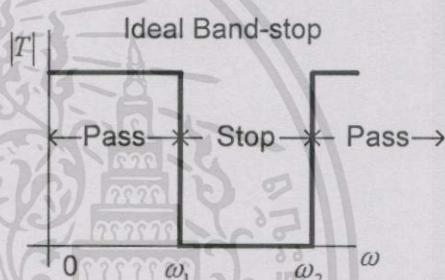
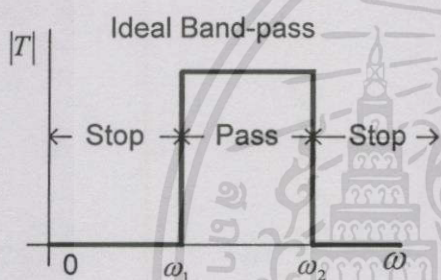


ก) 
$$H(\omega) = 1 \quad \omega < \omega_C$$
  

$$= 0 \quad \omega > \omega_C$$

ข) 
$$H(\omega) = 1 \quad \omega > \omega_C$$
  

$$= 0 \quad \omega < \omega_C$$



ค) 
$$H(\omega) = 1 \quad \omega_{C1} < \omega < \omega_{C2}$$
  

$$= 0 \quad \omega < \omega_{C1} ; \omega > \omega_{C2}$$

ง) 
$$H(\omega) = 1 \quad \omega < \omega_{C1} ; \omega > \omega_{C2}$$
  

$$= 0 \quad \omega_{C1} < \omega < \omega_{C2}$$

**รูปที่ 2.4** ผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคติชนิดต่างๆ

ความถี่คัทออฟ คือ จุดหรือความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตจากฟิลเตอร์ลดลง 0.707 เท่า หรือ -3dB ของขนาดสูงสุด ( $f_{CH}$  หรือ  $f_{CL}$ ) เช่น บอกว่าความถี่คัทออฟของกรองความถี่ผ่าน อยู่ที่ 500 Hz หากว่าอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตเป็น 0 dB ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 500 Hz จะมีอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต -3 dB หรือขนาดของแรงดันอินพุต จะมีขนาด 0.707 เท่าของแรงดันเอาต์พุตในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

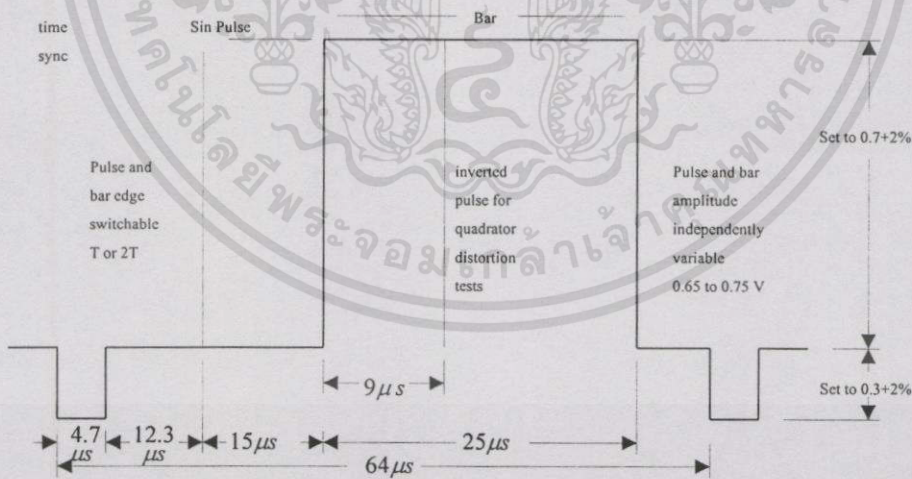
โรลloffหรือฟอลloff (Roll Off or Fall Off) คือ ลักษณะการลาดลงของการสนองตอบความถี่ต่ำกว่าจุดคัทออฟลงมา ว่ามีความชันมากน้อยเพียงใดมักบอกเป็น dB/Octave หมายความว่าเอาต์พุตของฟิลเตอร์จะลดลงเท่าใด (dB) เมื่อค่าความถี่เปลี่ยนไป 2 เท่า

## 2.3 วงจรอิกวอไลเซอร์

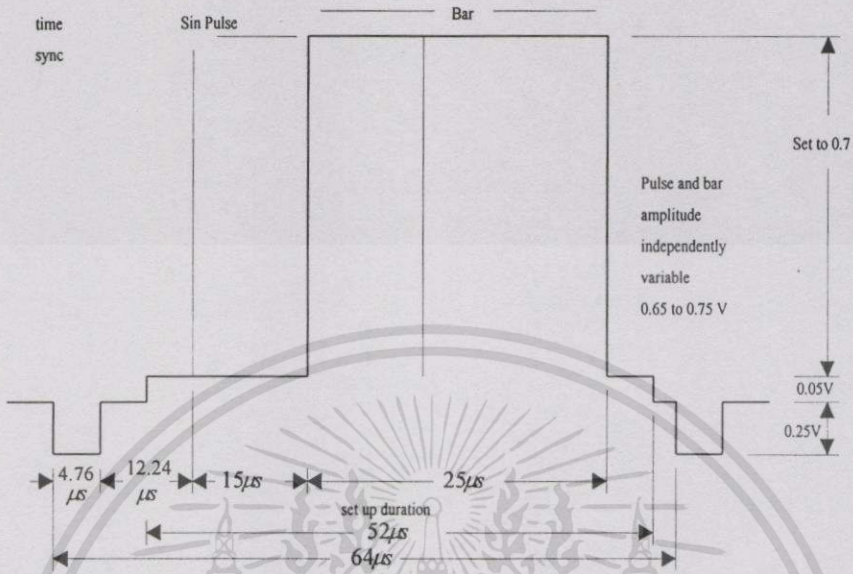
วงจรอิกวอไลเซอร์ เป็นวงจรที่มีหน้าที่ในการชดเชยการปรับแต่งเฟส และการเพิ่มหรือลด ทอนการลดทอนค่าคุณลักษณะ (Characteristic) ของสายส่งและชิ้นส่วนอุปกรณ์อื่นๆ ที่รู้จักกันใน เทคนิคการสื่อสาร ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะนำวงจรอิกวอไลเซอร์มาใช้ในการแก้ความผิดเพี้ยน ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ ในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์สี โดยวงจรนี้จะทำการ ปรับโดยการยกหรือลดระดับของผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ 4.43 MHz ของสัญญาณ คลื่นพาห้สี เพราะว่าในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้น ย่อมต้องมีการสูญเสียหรือเกิดการลด ทอนขึ้น มีผลทำให้สัญญาณที่ส่งมาเกิดความผิดเพี้ยน จึงต้องมีวงจรอิกวอไลเซอร์มาช่วยในการ ปรับแต่งความผิดเพี้ยนเหล่านี้

## 2.4 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลซ์

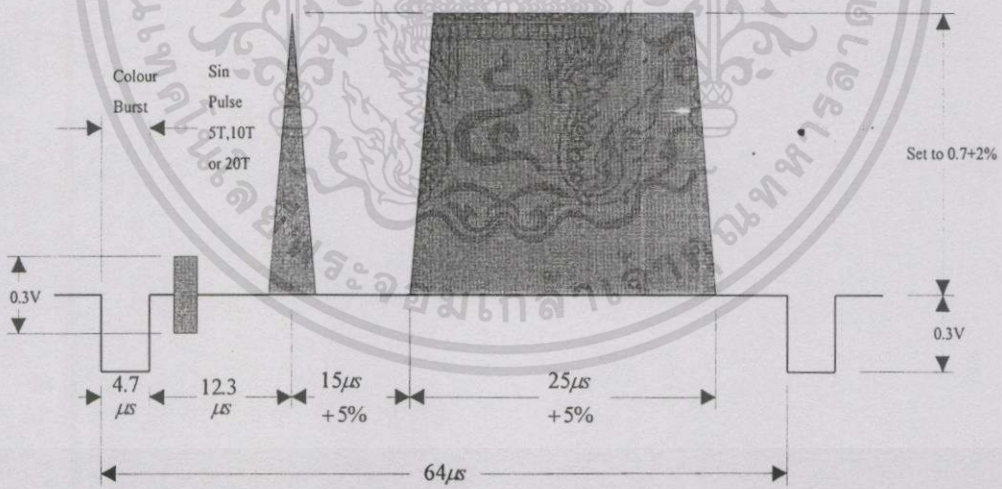
ไซน์กำลังสองพัลซ์เป็นที่นิยมใช้ในการตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบ โทรทัศน์ พัลซ์ดังกล่าวนี้อาจจะเป็นแบบ T และ 2T สำหรับการตรวจสอบโทรทัศน์ขาวดำ และ แบบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองที่ใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบใดๆ ทำได้โดย การป้อนไซน์กำลังสองพัลซ์ให้แก่ระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่างๆ ของระบบดังกล่าวคือ การตอบสนองทางขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองทางเฟส (Phase Response)



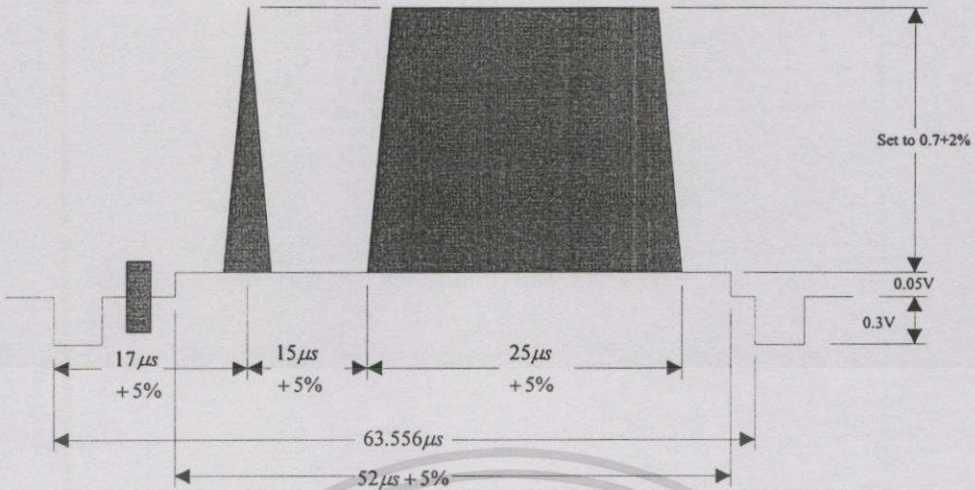
รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 2.6 รูปลักษณะสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 2.7 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 2.8 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 525 เส้น

รูปลักษณะคลื่นไซน์กำลังสอง ช่วงกว้างของพัลส์ที่ใช้ทดสอบมีการกำหนดขนาดของพัลส์ในช่วงตรงกลาง เช่น ขนาดความกว้างของพัลส์ช่วงตรงกลาง (HAD : Half Amplitude Duration) เมื่อกำหนดให้ HAD เป็นสัญญาณไซน์กำลังสองของ T ช่วงความถี่ของพัลส์นี้คือ  $f = 1/T$  ถ้าสัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์ มี HAD เท่ากับ T เราเรียกพัลส์ดังกล่าวว่า T พัลส์ ถ้าพัลส์นี้มีความกว้างเป็นสองเท่าเราเรียกว่า 2T พัลส์ ถ้ากว้างเป็นครึ่งหนึ่งก็เรียกว่า 1/2T พัลส์

โดยที่สำหรับระบบ NTSC

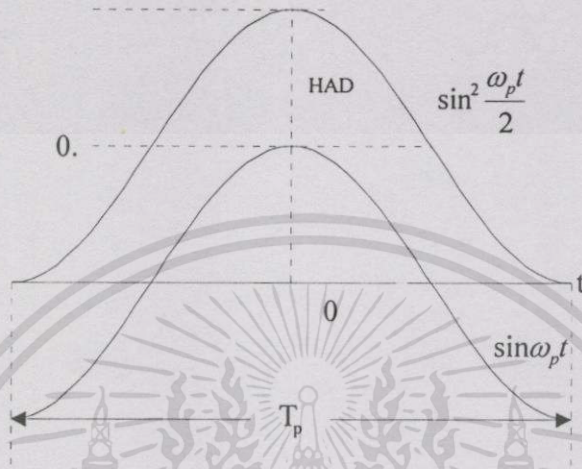
2T Pulse	มี HAD = 0.25 $\mu S$
T Pulse	มี HAD = 0.125 $\mu S$

ส่วนในระบบ PAL

2T Pulse	มี HAD = 0.2 $\mu S$
T Pulse	มี HAD = 0.1 $\mu S$

การใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จำเป็นต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะพิเศษของความถี่ใกล้จุดคัท-ออฟ และพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Bar) ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง ในทางปฏิบัติจะใช้ 2T พัลส์ T พัลส์ และ 1/2T พัลส์ เมื่อต้องการตรวจสอบอุปกรณ์โทรทัศน์ขนาดความถี่ 4MHz เช่น เครื่องบันทึกภาพ (VTR) อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่าตามลำดับ ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ออกแบบเพื่อให้ตรวจสอบได้โดยใช้มอดูเลเตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลางมีการขยายไม่คี่จะเกิดภาพมัวหรือเป็นริ้วยาวๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) จึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง



รูปที่ 2.9 ลักษณะของไซน์กำลังสองพัลส์

สมการของไซน์กำลังสองพัลส์ดังรูปที่ 2.9 สามารถเขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\omega_p t}{2} \\ \frac{1}{2} (1 - \cos \omega_p t) \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\text{โดยที่ } \omega_p = 2\pi f_p = 2\pi \frac{1}{T_p}$$

เมื่อ  $T_p$  เป็นช่วงเวลาความกว้างของพัลส์

ส่วนสำคัญสำหรับทดสอบไซน์กำลังสองพัลส์คือ ช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด (T) จะมิต่ำเท่ากับ 1/2 ของช่วงเวลาของพัลส์ ( $T_p$ ) ดังนั้น

$$\omega_p = \frac{2\pi}{T_p} = \frac{2\pi}{2T} = \frac{\pi}{T} \quad (2.15)$$

$$\text{โดยที่ } f_p = \frac{1}{2T}$$

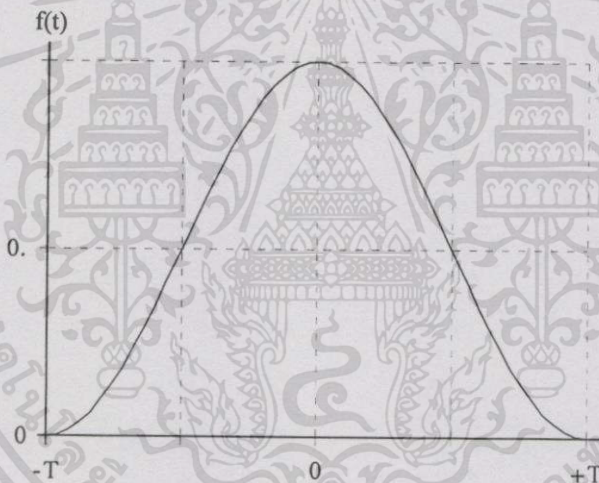
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่นในระบบ NTSC สำหรับ T พัลส์ จะมีค่า  $0.125 \mu s$  โดยมีสเปกตรัมกว้าง 8MHz และ 2T พัลส์จะมีค่า  $0.25 \mu s$  ซึ่งจะมีสเปกตรัมกว้าง 4 MHz ส่วนในระบบ PAL 2T พัลส์จะมีค่า  $0.2 \mu s$  ซึ่งคลุมย่านความถี่สเปกตรัม 5 MHz

แทนค่า  $\omega_p$  จากสมการ (2.14) ลงในสมการ (2.15) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{2T} \\ \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right) \end{cases} \quad |t| \leq T \quad (2.16)$$

จากสมการ (3.103) สามารถเขียนเป็นไซน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ไชน์กำลังสองพัลส์แบบ T พัลส์

ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T 2T มอดูเลต  $12.5T$  และมอดูเลต  $20T$  หาได้ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T 2T มอดูเลต 12.5T และมอดูเลต 20T

ไซน์กำลังสองพัลส์	คอมโพสิตไซน์กำลังสองพัลส์
<p>แบบ T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & -T < t < T \\ 0 &  t  > T \end{cases}$	<p>แบบ 12.5T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{4T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 &  t  > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$
<p>แบบ 2T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{4T} & -2T < t < 2T \\ 0 &  t  > 2T \end{cases}$	<p>แบบ 20T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} & -20T < t < 20T \\ 0 &  t  > 20T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$

สัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์มีสมการคือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad (2.17)$$

โดยที่ A เป็นแอมพลิจูดของพัลส์

T เป็นช่วงเวลาครึ่งแอมพลิจูดแบบ T พัลส์

ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

$$A_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_T(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.18)$$

ไซน์กำลังสองพัลส์เป็นจำนวนคู่ ดังนั้น

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^{\infty} A_T(t) \cos \omega t dt \quad (2.19)$$

แทนค่าสมการ (2.17) ลงในสมการ (2.19) จะได้

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^T A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} \cos \omega t dt \quad (2.20)$$

ซึ่งจะได้สเปกตรัมความถี่ของแบบ T พัลส์ดังนี้

$$A_T(f) = AT \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (2fT)^2} \right) \quad (2.21)$$

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของพัลส์แบบ 2T คือ

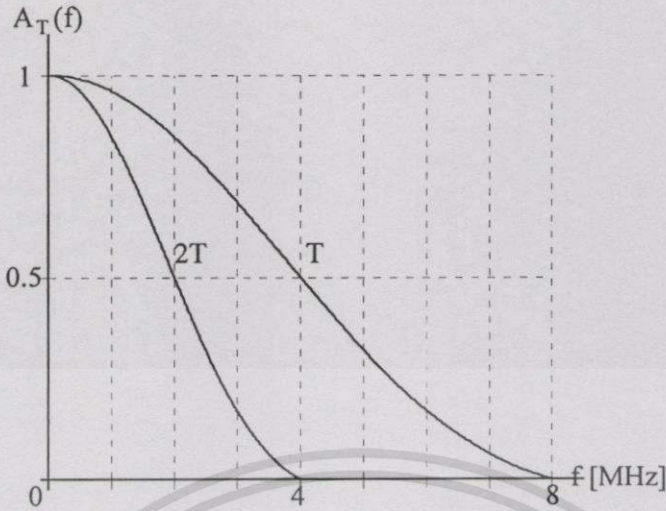
$$A_{2T}(f) = A \cdot 2T \frac{\sin 4\pi f T}{4\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (4fT)^2} \right) \quad (2.22)$$

สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของแบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ กำหนดได้ดังนี้

$$A_T(f) = \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (2fT)^2} \right) \quad (2.23)$$

$$A_{2T}(f) = \frac{\sin 4\pi f T}{4\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (4fT)^2} \right) \quad (2.24)$$

เอนVELOPEของสเปกตรัมความถี่ของ แบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลส์ และ 2T พัลส์

สเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T พัลส์ และ 12.5 พัลส์ ดังจะได้กล่าวต่อไปนี้ มอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ประกอบไปด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ (สัญญาณที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลต) และสัญญาณในย่านความถี่สูง (สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้ว) สัญญาณในย่านความถี่ต่ำมีสมการคือ

$$V_1(t) = \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T}$$

มีสเปกตรัมดังนี้

$$V_1(\omega) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - \left(\frac{20\omega T}{\pi}\right)^2} \cdot \frac{\sin 20\omega T}{20\omega T}$$

$$V_1(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \cdot \frac{\sin 40\pi f T}{40\pi f T} \tag{2.25}$$

สัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์แบบ 20T มีสมการคือ

$$V_c(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} \cos \omega_c t & |t| \leq 20T \\ 0 & |t| > 20T \end{cases} \tag{2.26}$$

มีสเปกตรัมดังนี้

$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \int_0^{20T} \left( \left( 1 - \cos \frac{\pi T}{20t} \right) \cos \omega_c t \right) \cos \omega t dt \quad (2.27)$$

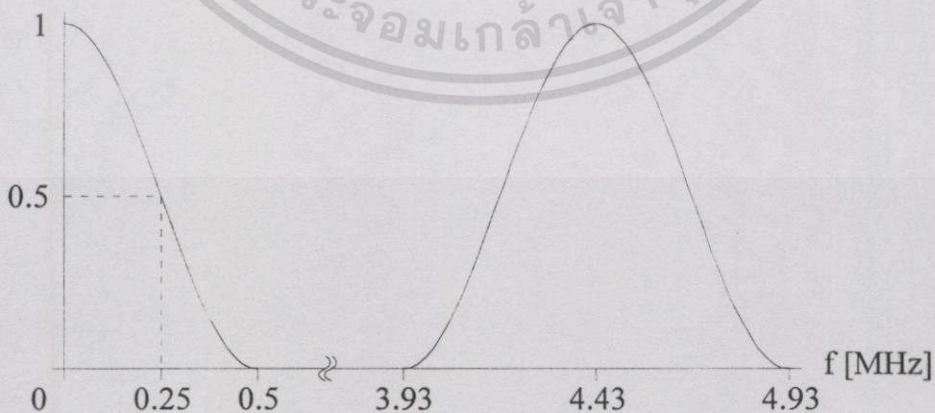
$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \left( \frac{20T}{1 - \left( \frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{(\omega - \omega_c)20T} + \frac{20T}{1 - \left( \frac{20T(\omega + \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega + \omega_c)20T}{(\omega + \omega_c)20T} \right) \quad (2.28)$$

สมการของสเปกตรัมความถี่อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_c(f)_{20T} = \frac{A}{2} \left( \frac{20T}{1 - [40T(f - f_c)]^2} \frac{\sin(f - f_c)40\pi T}{(f - f_c)40\pi T} + \frac{20T}{1 - [40T(f + f_c)]^2} \frac{\sin(f + f_c)40\pi T}{(f + f_c)40\pi T} \right) \quad (2.29)$$

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลตแบบ 12.5 T จะได้ดังนี้

$$V_c(f)_{12.5T} = \frac{A}{2} \left( \frac{12.5T}{1 - [25T(f - f_c)]^2} \frac{\sin(f - f_c)25\pi T}{(f - f_c)25\pi T} + \frac{12.5T}{1 - [25T(f + f_c)]^2} \frac{\sin(f + f_c)25\pi T}{(f + f_c)25\pi T} \right) \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.12 สเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมความถี่ของไซน์กำลังสองพัลส์แบบต่างๆในกรณีทีคิดเป็นเดซิเบล

ในกรณีของสเปกตรัมความถี่แบบ T พัลส์ ลำดับรายคาบของไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & 0 < t < 2T \\ 0 & 2T < t < H \end{cases} \quad (2.31)$$

โดยที่ A เป็นขนาดของ T พัลส์

H เป็นช่วงเวลาของเส้นสแกนแนวนอนมีขนาดเท่ากับ  $64 \mu S$

$$\text{ซึ่ง } |A_T(f)| = A \frac{2T}{H} \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \quad (2.32)$$

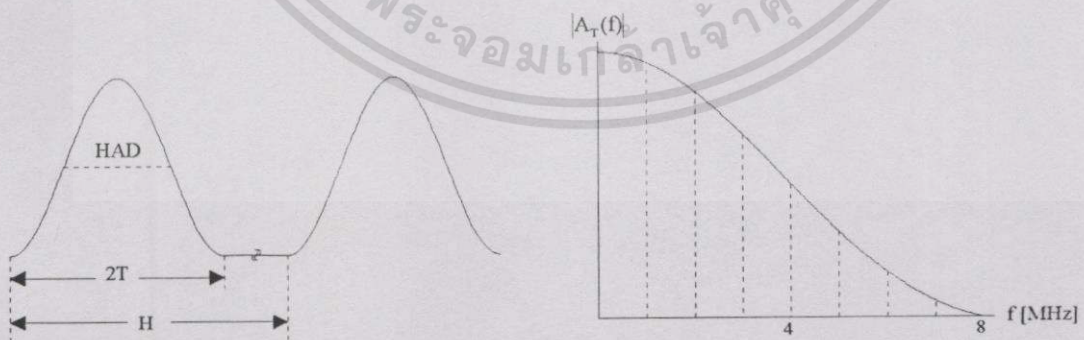
$$\text{และ } |A_T(0)| = A \frac{2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left( \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \right) \quad (2.33)$$

ให้  $A_T(0) = 1$  เพื่อความสะดวกแทนค่า  $T = 0.125 \mu S$ ,  $H = 64 \mu S$

$$\text{จะได้ } |A_T(0)| = A \cdot \left( \frac{2 \cdot 0.125}{64} \right) = 0.0039 \text{ A}$$

อัตราขยาย (dB) จะได้

$$20 \log \frac{A_T(0)}{A} = 20 \log 0.0039 = -48 \text{ dB}$$



รูปที่ 2.13 ขบวนพัลส์รายคาบของ T พัลส์ และสเปกตรัม

ดังนั้นสเปกตรัมความถี่ของ T จะได้จากการหาค่า  $A_T(f)$  กับความถี่ ( $f$ ) MHz โดยใช้

จำนวนเดซิเบลที่อ้างอิงกับขนาดของ A ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของ T พัลซ์

$$|A_T(f)| = 0.0039A \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

$$\left| \frac{A_T(f)}{A} \right| = 0.0039 \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

ในทำนองเดียวกันเอนVELOPEของสเปกตรัมความถี่ของ 2T เป็น dB หาได้ดังนี้

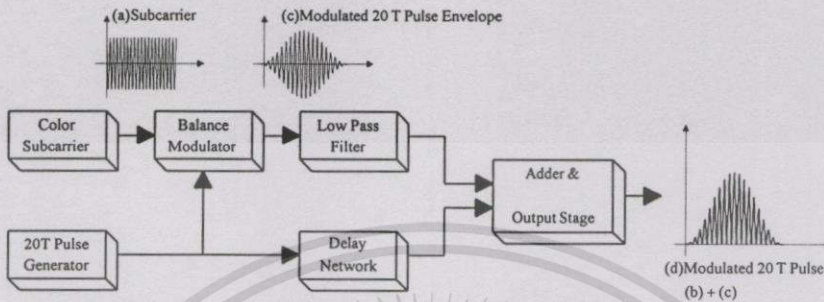
$$\left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = 0.00781 \cdot \frac{1}{1-(4Tf)^2} \cdot \frac{\sin 4\pi Tf}{4\pi Tf}$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = -42dB$$

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5MHz พัลซ์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5MHz จากการทดลองต่างๆ ไป กำหนดพัลซ์ในเทอมของระยะเวลาครึ่งแอมพลิจูด ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/(2T)$  พัลซ์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งของการเกิด Overshoot Ringing และ Phase Shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ ไม่เพียงแต่ไซน์กำลังสองพัลซ์ที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่าคิง เช่น ในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศนีย์ การทดสอบลูมิแนนซ์-โครมิแนนซ์อัตราขยายและดีเลย์อินอีควอลิตี้ (Luminance - Chrominance Gain and Delay Inequality) โดยการใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบไปด้วยไซน์กำลังสองพัลซ์ หรือโคไซน์กำลังสองอย่างใดอย่างหนึ่ง รวมกับพัลซ์มอดูเลตที่มีความถี่คลื่นพาหะของสี (Color Subcarrier) ในกรณีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นกับสัญญาณรวม จะมีเอนVELOPE (Envelope) โดยเฉพาะที่ฐานของพัลซ์ (Baseline) เป็นเส้นตรงและในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการสังเกตเอนVELOPEของฐานของพัลซ์ ซึ่งอาจจะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ หรือโคไซน์นั้นเราสามารถพิจารณาได้จากออสซิลโลสโคป โดยการวัดค่ายอดสูงสุดและต่ำสุดของฐานของพัลซ์ เราก็จะสามารถคำนวณหาค่าอัตราขยายและดีเลย์ได้

สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลซ์สามารถสร้างขึ้นได้ดังแสดงคังรูปที่ 2.14 โดยการป้อนสัญญาณ 20T พัลซ์จากเครื่องกำเนิดรูป (b) โดยสัญญาณคังกล่าวมี HAD เท่ากับ 2 ไมโครวินาทีในระบบ PAL และ 2.5 ไมโครวินาทีในระบบ NTSC แล้วมอดูเลตกับความถี่คลื่นพาหะของสีในรูป (a) จะได้สัญญาณคังเช่นรูป (c) โดยสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ

แถบความถี่กว้างเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณจากรูป(b)ส่วนหนึ่งจะผ่านไปยังวงจรดีเลย์ (Delay Network) เพื่อปรับให้สัญญาณ (b) และ (c) ให้มีเวลาที่เท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวมสัญญาณ (Adder) ก็จะได้สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลส์ ในรูป (d)



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20T

การหาความสัมพันธ์ของสัญญาณสี ทั้งอัตราขยายซึ่งใช้สัญลักษณ์  $A$  และไทม์ดีเลย์ ( $T$ ) โดยผลจากการคำนวณหาความสัมพันธ์ทั้ง  $A$  และ ( $T$ ) จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองพัลส์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ ก็สามารถที่จะหาความสัมพันธ์ของพัลส์ ว่าในระบบทดสอบจะมีผลต่อสัญญาณทางด้านไหน เช่นระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความสัมพันธ์ทางอัตราขยายอย่างเดียวหรือความสัมพันธ์ทางด้านไทม์ดีเลย์ (Time Delay Distorsion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความสัมพันธ์ของทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ ซึ่งในบทนี้จะแสดงผลการคำนวณค่าความสัมพันธ์ทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่ายอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์ และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน และไทม์ดีเลย์ที่สัมพันธ์กัน

การคำนวณของอัตราขยายและดีเลย์ กำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

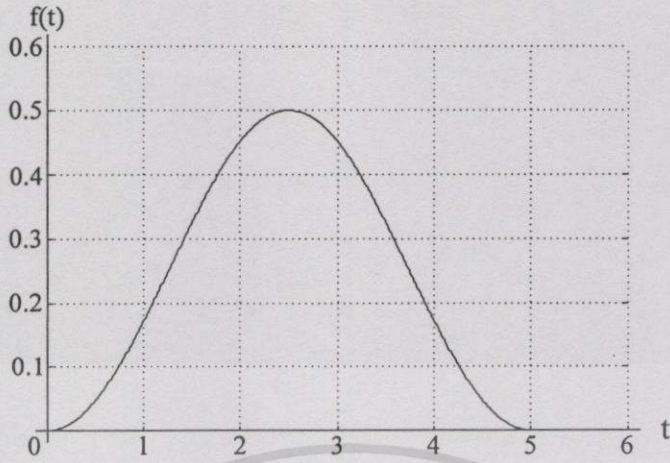
$f(t)$  เป็นเบสแบนด์ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์

$U(t)$  เป็นเอนเวโลปด้านบนของไซน์กำลังสองพัลส์

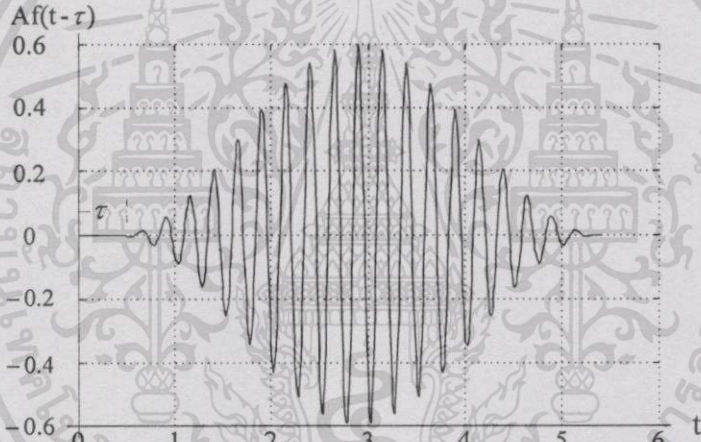
$L(t)$  เป็นเอนเวโลปด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

$Y_1$  และ  $Y_2$  เป็นขนาดของเส้นฐานด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

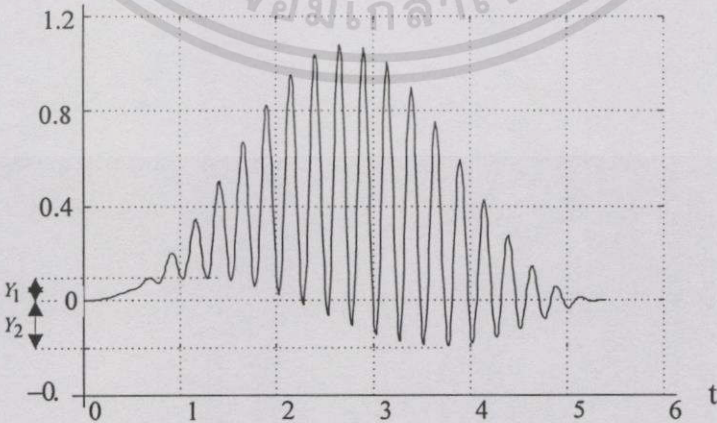
$A$  เป็นอัตราขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ที่สัมพันธ์ระหว่างระดับของสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อระดับของสัญญาณลูมิแนนซ์  $T$  เป็นความสัมพันธ์ของไทม์ดีเลย์ คือ ส่วนของสัญญาณโครมิแนนซ์ถูกหน่วงเข้าไป หรือนำหน้าสัญญาณลูมิแนนซ์



(ก) ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ยังไม่ได้มอดูเลต



(ข) การคี่เลขของ ไซน์กำลังสองพัลส์ที่มอดูเลตแล้ว



(ค) ผลที่ได้จากการรวมสัญญาณในรูป (ก) และ (ข)

**รูปที่ 2.15** ลักษณะของการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทางขนาดและคี่เลข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 2.15 จะได้เอนVELOปด้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t - \tau) \quad (2.34)$$

$$L(t) = f(t) - Af(t - \tau) \quad (2.35)$$

ค่าเบสแบนด์ของไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{2T_0} & |t| \leq T_0 \\ 0 & |t| > T_0 \end{cases} \quad (2.36)$$

เมื่อ  $T_0$  เป็นขนาดความกว้างของคลื่นช่วงตรงกลางของพัลส์ ในระบบ PAL กรณีของ 20 T คือ  $2 \mu s$  และ 12.5 Pulse คือ  $1.25 \mu s$  ส่วนในระบบ NTSC 20 Pulse คือ  $2.5 \mu s$

การหาค่าเอนVELOปด้านบนและด้านล่างด้วยการแทนค่าสมการ (2.36) ลงในสมการ (2.35) และ (2.34) ตามลำดับ จากเอนVELOปด้านล่างจะทำให้เราทราบค่า  $Y_1$  และ  $Y_2$  ส่วนเอนVELOปด้านบนจะทำให้เราทราบค่า  $Y_{\max}$  แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนค่ายอดจากฐานของพัลส์  $Y_1$  และ  $Y_2$  ควรจะวัดเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด  $Y_{\max}$  ซึ่งเอนVELOปด้านล่างสามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$L(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} - \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t - \tau)}{T_0} - \frac{A}{4} \quad (2.37)$$

ขนาดความสูงของเส้นฐานหาได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.37) เทียบกับ  $t$  และให้เท่ากับศูนย์ซึ่งจะได้

$$\sin \frac{\pi t}{T_0} - A \sin \frac{\pi(t - \tau)}{T_0} = 0 \quad (2.38)$$

จากสมการ (2.38) กำหนดให้

$$\cos \frac{\pi t}{T_0} - A \cos \frac{\pi(t - \tau)}{T_0} = Y_a \quad (2.39)$$

ค่าของ  $Y_a$  เป็นฟังก์ชันของ  $A$  และ  $\tau$  หาได้จากการยกกำลังสมการ (2.38) บวกด้วยยกกำลังสมการ (2.39) จะได้

$$Y_a = \pm \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \quad (2.40)$$

ขนาดของเส้นฐานด้านล่างของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์จะได้

$$Y_1 = \frac{1}{4} \left( 1 - A + \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4} \left( 1 - A - \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right) \quad (2.41)$$

ในทำนองเดียวกันขนาดความสูงของเอนVELOปด้านล่างบนสามารถหาค่าได้คือ

$$Y_{\max} = \frac{1}{4} \left( 1 + A + \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right) \quad (2.42)$$

จากสมการ (3.38) และ (3.39) อัตราการขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

$$A = \frac{1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)}{1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)} \quad (2.43)$$

$$\text{โดยที่ } Y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}, Y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$$

จากเอนVELOปด้านล่างที่ฐานของพัลส์เราสามารถหาค่าดีเลย์อินอิควอลิตี้ (Delay Inequality) จากค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของ  $Y_1$  และ  $Y_2$  ตามลำดับ โดยให้

$$[1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)][1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)] = \frac{16A}{1 + A\gamma_a}$$

$$\text{โดยที่ } \gamma_a = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{8Y_1 Y_2}{[1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)][1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)]} \right) \quad (2.44)$$

หรือ

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{4Y_1 Y_2}{1 - (Y_1 + Y_2)^2} \right) \quad (2.45)$$

ค่ายอดทั้งสองที่เกิดจากการบิดเบี้ยวของเอนเวโลปด้านต่างของพัลส์  $Y_1$  และ  $Y_2$  ทำการนอร์มอลไลซ์ (normalized) ด้วยค่าสูงสุดของเอนเวโลปด้านบน  $Y_1 = Y_1/Y_{max}$  และ  $Y_2 = Y_2/Y_{max}$  โดยที่ค่า  $Y_1$  และ  $Y_2$  จะเป็นพีชคณิตที่มีเครื่องหมายตรงข้ามกัน ซึ่ง  $Y_1$  จะเป็นค่ายอดอันแรก และ  $Y_2$  จะเป็นค่ายอดอันต่อมาในเส้นฐาน

#### 2.4.1 การบิดเบี้ยวโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด  $Y_1$  และ  $Y_2$  ถ้าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะไม่มีควมบิดเบี้ยวทางคิเลย์เกิดขึ้นก็คือ  $\tau = 0$  เพราะฉะนั้นควมบิดเบี้ยวที่เกิดขึ้นจึงมีแต่ควมบิดเบี้ยวของอัตราขยายอย่างเดียว ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นจริงได้ ดังนี้

เมื่อ  $Y_1$  หรือ  $Y_2$  มีค่าเป็น 0 สมการ (2.44) จะกลายเป็น

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1) = 0$$

และสมการ (2.43) จะกลายเป็น

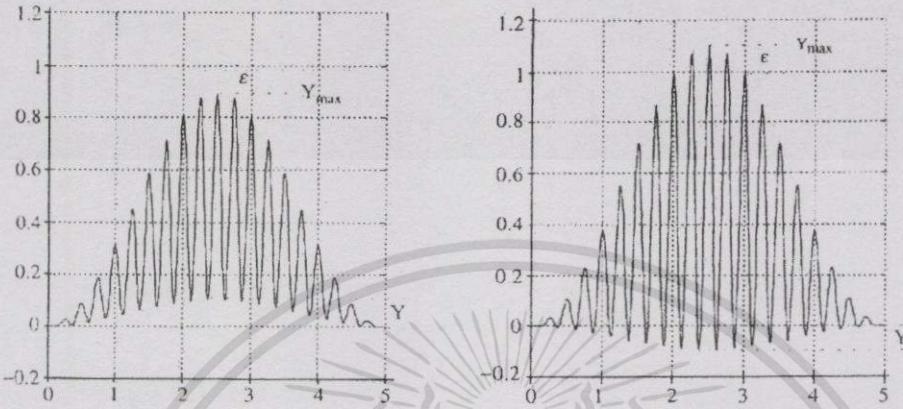
$$A = \frac{1 - (Y_{1,2})}{1 + (Y_{1,2})} = \frac{1 - (Y / Y_{max})}{1 + (Y / Y_{max})} \quad (2.46)$$

ซึ่ง  $(Y_{1,2})$  หรือ  $Y$  อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากขนาดของควมบิดเบี้ยวที่สัมพันธ์กันดังรูปที่ 2.16 สำหรับควมบิดเบี้ยวของอัตราขยาย ( $\varepsilon$ ) พิจารณาจากสมการ (2.44)

$$\varepsilon = 1 - A = \frac{2Y / Y_{max}}{1 + (Y / Y_{max})} \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า  $1 \gg Y / Y_{max}$  จะได้  $\epsilon \cong Y / Y_{max}$  ซึ่ง  $2Y / Y_{max}$  จะถูกเรียกเป็น Relative Chrominance Level (RCL) และบางครั้งก็ถูกเรียกว่า Relative Amplitude of the Color Sub-Carrier



(ก) อัตราการขยายต่ำ  $A \cong \frac{1 - Y}{1 + Y}$       (ข) อัตราการขยายสูง  $A \cong \frac{1 + Y}{1 - Y}$

รูปที่ 2.16 ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว

2.4.2 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียว

ในกรณี  $Y_1 = -Y_2$  ซึ่งฐานของพัลซมีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากัน แต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์เพียงอย่างเดียว

จากสมการ (2.43) แทนค่า  $Y_1 = -Y_2$  จะได้ดังนี้

$$A = \frac{+(Y / Y_{max})}{1 + (Y / Y_{max})^2} = 1 = 0 \text{ dB}$$

จากสมการ (2.44) จะได้เป็น

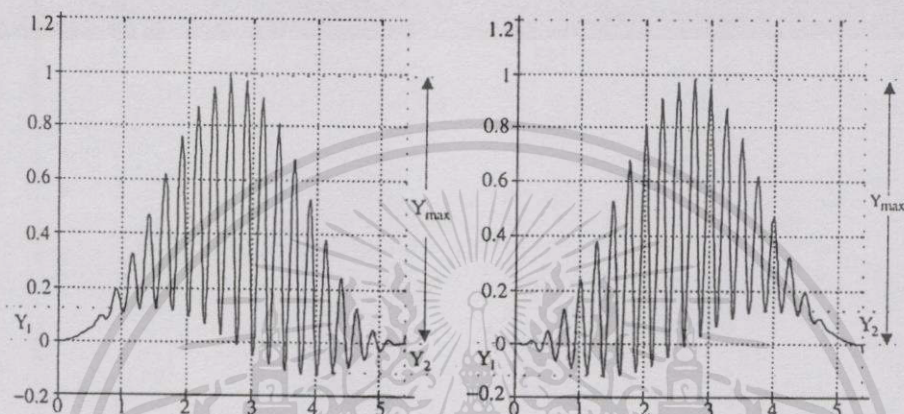
$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{8(Y / Y_{max})^2}{[1 + (Y / Y_{max})^2]^2} \right) \tag{2.48}$$

โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติสมการ (2.40) จะได้เป็น

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{2Y / Y_{max}}{[1 - (Y / Y_{max})^2]^2}$$

$$\tau = \frac{4T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (2.49)$$

ในกรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางด้านคิเล่ย์ สามารถสังเกตฐานของพัลส์จะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ (Sine) หรือโคไซน์ (Cosine) ดังแสดงในรูปที่ 2.17

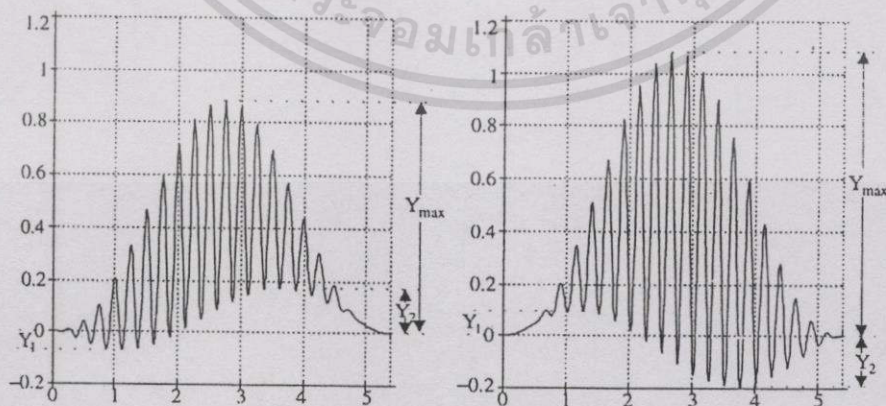


รูปที่ 2.17 ลักษณะความผิดเพี้ยนของคิเล่ย์เพียงอย่างเดียว

### 2.4.3 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายและคิเล่ย์พร้อมกัน

ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบมีค่าแตกต่างกันดังแสดงในรูป

ที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายและคิเล่ย์พร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ  $Y_1 Y_2$  สามารถตัดทิ้งได้สมการ (2.43) และ (2.44) อาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$A \cong \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \quad (2.50)$$

$$\tau \cong \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{8y_1 y_2}{1 - (y_1 + y_2)^2} \right) \quad (2.51)$$

และถ้า  $(Y_1 + Y_2)^2$  ความผิดเพี้ยนทางด้านคี่เลขอาจเขียนได้ใหม่ คือ

$$\begin{aligned} \tau &\cong \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1 + 8y_1 y_2) \cong \frac{2T_0}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{-4y_1 y_2} \\ \tau &\cong \frac{4T_0}{\pi} \sqrt{-y_1 y_2} \quad (2.52) \end{aligned}$$

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ (2.42) และ (2.50) จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากและความผิดเพี้ยนทางด้านคี่เลขเมื่อคำนวณด้วยสมการ (2.44) และ (2.52) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ  $Y_1 Y_2$  มีค่าน้อย ในกรณีที่  $Y_1$  และ  $Y_2$  มีค่าไม่เกิน 10%

## บทที่ 3

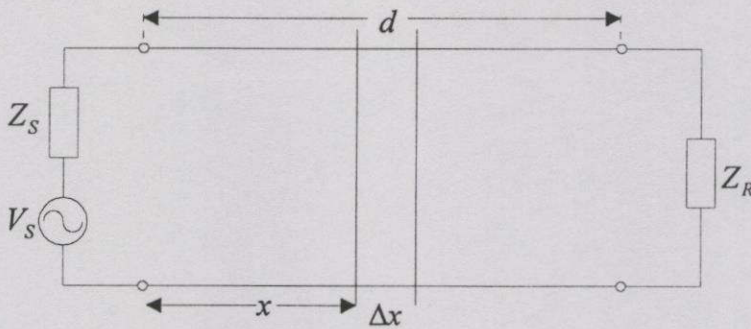
# คิสิกทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

เทคโนโลยีสมัยใหม่นั้นไม่ได้จำกัดการออกแบบวงจรด้วยการใช้ลัมป์อีลิเมนต์ (Lumped Element) แบบพาสซีฟ (Passive) หรือแบบแอคทีฟ (Active) เท่านั้น แต่ยังสามารถออกแบบวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นคิสิกทริบิวต์ RC (Distributed RC) [4,6] โดยใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มหนา (Thick Film) หรือ แผ่นฟิล์มบาง (Thin Film) ในการผลิตไอซี (Integrated Circuit) เน็ทเวอร์คแบบคิสิกทริบิวต์ RC ยังมีคุณลักษณะต่างๆ ไปที่คิสิกกว่า และมีขนาดที่เล็กกว่าเน็ทเวอร์คแบบลัมป์ อาร์ซี ซึ่งทำให้การออกแบบวงจรเน็ทเวอร์คบิวต์ RC สามารถนำไปใช้ได้ง่ายและถูกต้องตามหลักเศรษฐศาสตร์

เน็ทเวอร์คแบบคิสิกทริบิวต์ RC มีด้วยกันหลายแบบ ตัวอย่างเช่น อาจจะเป็นโครงสร้างแผ่นฟิล์มบางแบบมัลติเลเยอร์ (Multi Layers) ที่มีชั้นของตัวนำ (Conductor), ความต้านทาน (Resistive) และฉนวน (Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกัน โดยชั้นของความต้านทาน และตัวนำอาจจะมีจุดต่อออกมาหลายจุดที่ขอบทางด้านข้าง คิสิกทริบิวต์ RC อาจจะมีอยู่ในรูปแบบที่เป็น Multi Contacted P-N Junction ซึ่งตัวความต้านทานจะใช้ส่วนประกอบของเซมิคอนดักเตอร์ และตัวเก็บประจุจะใช้ผลของไบแอตที่จั้งกัน สำหรับการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสิกทริบิวต์ RC ใช้หลักการเดียวกันกับของสายส่ง (Transmission Line) พร้อมทั้งเปรียบเทียบโครงสร้าง และพารามิเตอร์ระหว่างเน็ทเวอร์คแบบลัมป์และแบบคิสิกทริบิวต์

### 3.1 สายส่ง (Transmission Line)

การส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าหรือส่งสัญญาณข่าวสารต่างๆ จะใช้สายเคเบิล (Cable) หรือสายส่ง (Transmission Line) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านก็จะทำงานเหมือนกับว่ามีค่าความเหนี่ยวนำ (inductance :  $L$ ), ค่าความจุไฟฟ้า (capacitance:  $c$ ), ค่าความต้านทาน (resistive:  $r$ ) และค่าความนำ (conductance:  $g$ ) กระจายอยู่ตลอดภายในสายส่ง ถ้าเกิดว่าพารามิเตอร์  $L, c, r, g$  มีความสัมพันธ์ที่ไม่ขึ้นกับระยะทางเราเรียกว่าสายส่งแบบสม่ำเสมอ (Uniform Transmission Line) ถ้าส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ  $x$  มีขนาดย่อยๆ เป็น  $\Delta x$  ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สายส่งสัญญาณ

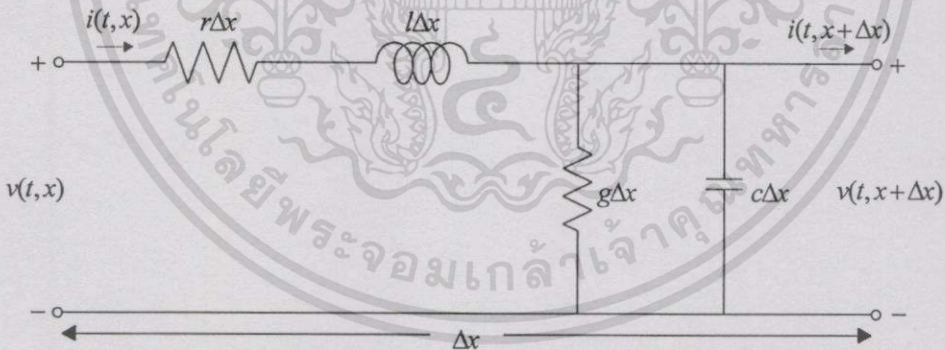
เมื่อขยาย  $\Delta x$  ออกไปจะได้วงจรเสมือน ตามรูปที่ 3.2 ซึ่ง  $v(t, x), i(t, x)$  จะเป็นศักดาไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าที่จุด  $x$  ตามลำดับ โดยมีค่าคิสมิตรีวัตพารามิเตอร์ (Distributed Parameter) ต่างๆ ดังนี้

$r$  : ค่าความต้านทาน (Resistance ohm/meter)

$l$  : ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance henry/meter)

$g$  : ค่าความนำ (Conductance mho/meter)

$c$  : ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance farad/meter)



รูปที่ 3.2 ส่วนขยายของ  $\Delta x$  ในสายส่ง

จากรูปที่ 3.2 โดยใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v(t, x + \Delta x) - v(t, x) \approx -\Delta x \left( l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} + r i(t, x) \right) \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i(t, x + \Delta x) - i(t, x) \approx -\Delta x \left( c \frac{\partial v(t, x, \Delta x)}{\partial t} + gi(t, x, \Delta x) \right) \quad (3.2)$$

จากสมการ (3.1) (3.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ  $\Delta x$  เข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยคือ

$$\frac{\partial v(t, x)}{\partial x} = -l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} - ri(t, x) \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial i(t, x)}{\partial x} = -c \frac{\partial v(t, x)}{\partial t} - gv(t, x) \quad (3.4)$$

จาก  $v(t, x)$  และ  $i(t, x)$  ทำการแปลงสภาพลาปลาซจะได้

$$V(s, x) = L[v(t, x)] = \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt \quad (3.5a)$$

$$I(s, x) = L[i(t, x)] = \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt \quad (3.5b)$$

เมื่อหาอนุพันธ์สมการ (3.5a, b) เทียบกับ  $x$  จะได้

$$L\left[\frac{\partial v(t, x)}{\partial x}\right] = \int_0^{\infty} \frac{\partial v(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial V(s, x)}{\partial x} \quad (3.6)$$

$$L\left[\frac{\partial i(t, x)}{\partial x}\right] = \int_0^{\infty} \frac{\partial i(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial I(s, x)}{\partial x}$$

โดยการแปลงสภาพลาปลาซในสมการ (3.3) และ (3.4) จะได้

$$\frac{\partial V(s, x)}{\partial x} = -(ls + r)I(s, x) \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial I(s, x)}{\partial x} = -(cs + g)V(s, x) \quad (3.8)$$

เนื่องจากตัวแปรในสมการ (3.7) และ (3.8) มีเพียงตัวแปรเดียวคือ  $x$  จึงเขียน  $dx$  แทน  $dx$  แล้วจะได้

$$\frac{dV(s, x)}{dx} = -(ls + r)I(s, x) \quad (3.9)$$

$$\frac{dI(s, x)}{dx} = -(cs + g)V(s, x) \quad (3.10)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (3.9) และ (3.10) เทียบกับ  $x$  เมื่อ  $r, l, c, g$  เป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{d^2V(s, x)}{dx^2} = -(ls + r) \frac{d}{dx} I(s, x) \quad (3.11)$$

$$\frac{d^2I(s, x)}{dx^2} = -(cs + g) \frac{d}{dx} V(s, x) \quad (3.12)$$

โดยการแทนค่าสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.11) และแทนค่าสมการ (3.9) ลงในสมการ (3.12) จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\frac{d^2}{dx^2} V - (ls + r)(cs + g)V = 0 \quad (3.13)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} I - (ls + r)(cs + g)I = 0 \quad (3.14)$$

สมการ (3.13) และ (3.14) เป็นสมการอนุพันธ์อันดับ 2 ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$V(s, x) = A_1 \cosh \Gamma x + A_2 \sinh \Gamma x \quad (3.15)$$

$$I(s, x) = B_1 \cosh \Gamma x + B_2 \sinh \Gamma x \quad (3.16)$$

เมื่อ  $\Gamma$  เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (3.17) ขนด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเทอม  $A_1, A_2, B_1, B_2$  เป็นค่าคงที่ และสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ สำหรับสายส่ง (Transmission Line) ที่มีความยาวเท่ากับ  $d$  ซึ่งจะเป็นโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต โดยทางอินพุตจะเป็น  $V(s,0), I(s,0)$  และทางเอาต์พุตเป็น  $V(s,d), I(s,d)$  จากสมการ (3.15) (3.16) ที่  $x=0$  จะได้

$$A_1 = V(s,0) \quad (3.18)$$

$$B_1 = I(s,0) \quad (3.19)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (3.15) และ (3.16) เทียบกับ  $x$  และแทนค่าลงในสมการ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ กำหนดให้  $x=0$  จะได้

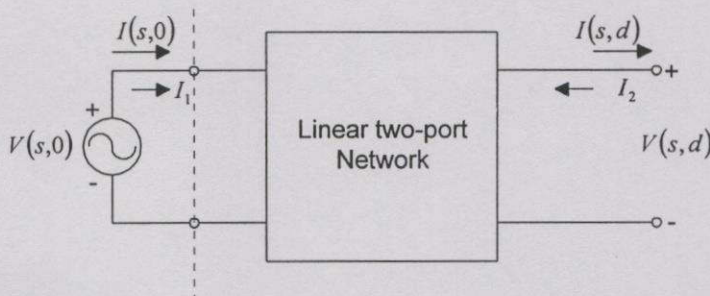
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \quad (3.20)$$

$$B_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} V(s,0) = -\frac{V(s,0)}{Z_0} \quad (3.21)$$

เมื่อ  $Z_0$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} \quad (3.22)$$

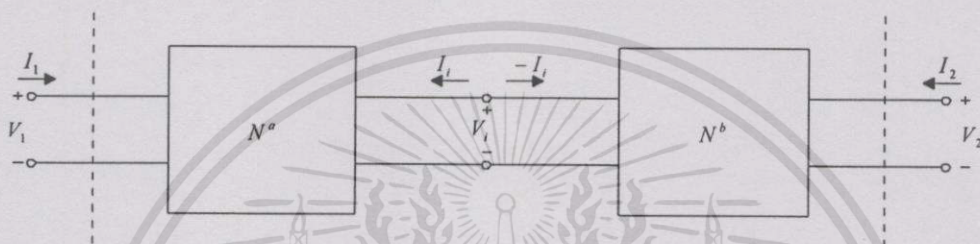
ฉะนั้นอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่งที่ได้จากสมการ (3.15) ถึงสมการ (3.22) สามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.3



เอกรูปที่ 3.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่งเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สามารถเขียนเป็นพารามิเตอร์ ABCD ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังในสมการ (3.23) โดยที่  $V(s,0), I(s,0)$  เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 1 ตามลำดับ เขียนเป็น  $V_1, I_1$  และ  $V(s,d), I(s,d)$  เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 2 ตามลำดับ เขียนเป็น  $V_2, -I_2$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.4 การต่อเรียงกันของโครงข่ายในรูปที่ 3.3

ถ้านำโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 3.4 ผลรวมทั้งหมด จะได้เป็นสมการ ABCD เมตริกซ์ คือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} A &= A^a A^b + B^a C^b & B &= A^a B^b + B^a D^b \\ C &= C^a A^b + D^a C^b & D &= C^a B^b + D^a D^b \end{aligned}$$

ถ้าแทนสมการ (3.18) ถึง (3.21) ลงในสมการ (3.15), (3.16) และแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ซึ่งเป็นอินเวอร์สทรานสมิตชันเมตริกซ์ (Inverse Transmission Matrix) จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\begin{bmatrix} V(s,d) \\ -I(s,d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \frac{\sinh \Gamma d}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(s,0) \\ -I(s,0) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

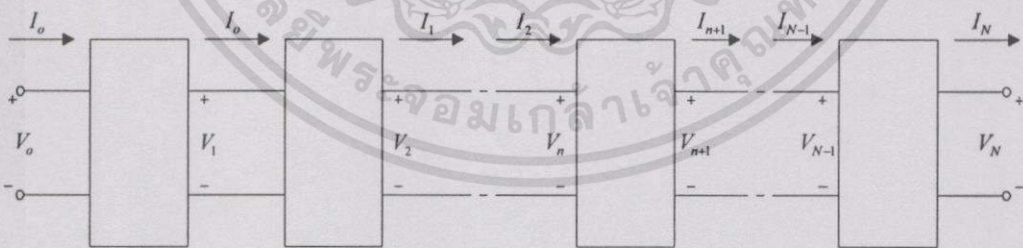
ในทำนองเดียวกัน โดยการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ไปเป็นพารามิเตอร์ของ อิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือ Z-Parameter และค่าพารามิเตอร์ของ แอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือ Y-Parameter จะได้

$$[Z] = Z_0 \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & \operatorname{cosech} \Gamma d \\ \operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$[Y] = \frac{1}{Z_0} \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & -\operatorname{cosech} \Gamma d \\ -\operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

### 3.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

การประมาณโครงสร้างแบบลัมด์ (Lumped) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบ ดิสทริบิวต์ (Distributed) จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันจำนวนหลายชุด มาประกอบ เข้าด้วยกันดังรูปที่ 3.4 โดยที่แต่ละชุดต้องมีขนาดเล็ก และมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วย ความยาว จำนวนชุดของกลุ่มก้อนที่เพียงพอที่จะแสดงคุณสมบัติของ โครงข่ายดิสทริบิวต์ ขึ้นอยู่กับ ความถี่ที่เราต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในทอมเวลาคงที่ (Time constant) ของสาย ถ้าเป็น ไปได้เราจะต้องใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ (Infinity) จึงจะได้โครง สร้างแบบดิสทริบิวต์



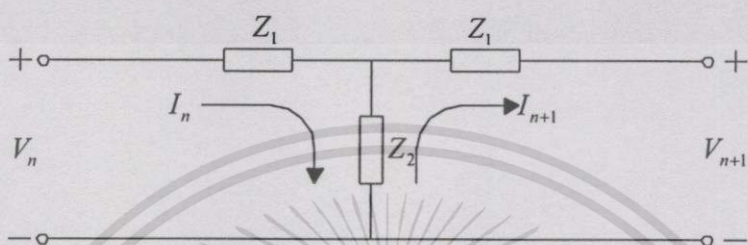
รูปที่ 3.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ต

สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด สามารถประมาณโดยใช้โครงสร้าง ของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลายๆ ชุดดังในรูปที่ 3.5 ในส่วนหนึ่งของสาย โดยให้มีโครงสร้าง แบบ T ซึ่งสามารถเขียนได้ดังในรูปที่ 3.6 สมมติสถานะเริ่มต้นให้เท่ากับศูนย์ จากวงจรโดยการ หาสมการเมชเคอร์เรนที่จะได้

$$(Z_1 + Z_2)I_n - Z_2 I_{n+1} = V_n \quad (3.28)$$

$$Z_2 I_n - (Z_1 + Z_2)I_{n+1} = V_{n+1} \quad (3.29)$$

เมื่อ  $n=0, 1, \dots, N+1$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของ T-Network

จากสมการ (3.28), (3.29) สามารถเขียนได้ใหม่ในรูป Recurrence Form คือ

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

สมการ (3.30) สามารถเขียนในรูปแบบเมตริกซ์ได้คือ

$$[X_{n+1}] = [M][X_n] \quad (3.31)$$

$$\text{เมื่อ } [M] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$[X_{n+1}] = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad [X_n] = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

จากสมการ (3.31) สามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$[X_n] = [M]^n [X_0] \quad (3.34)$$

เมื่อกำหนดให้  $[M]^n$  หาได้จาก Eigenvalues ของ  $[M]$  ค่า Eigenvalues เป็นรากของสมการคุณลักษณะนั้นคือ

$$\det [M] - \lambda[I] = \lambda^2 - 2\lambda \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) + 1 = 0 \quad (3.35)$$

เมื่อ  $[I]$  คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ หรือ เมทริกซ์หนึ่งหน่วย  
ค่า Eigenvalues ทั้ง 2 ค่า จากสมการ (3.35) สัมพันธ์กันดังนี้

$$\lambda_1 \lambda_2 = 1 \quad (3.36)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 2 \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) \quad (3.37)$$

จากสมการ (3.36), (3.37) กำหนดให้  $\lambda_1 = e^\zeta, \lambda_2 = e^{-\zeta}$  จะได้  $\cosh \zeta = (Z_1/Z_2) + 1$   
แล้วหา  $[M]^n$  โดยใช้ทฤษฎีของ Cayley-Hamilton โดยให้

$$[M]^n = C_0[I] + C_1[M] \quad (3.38)$$

จะได้

$$(e^\zeta)^n = C_0 + C_1(e^\zeta) \quad (3.39)$$

$$(e^{-\zeta})^n = C_0 + C_1(e^{-\zeta}) \quad (3.40)$$

จากสมการ (3.39), (3.40) จะได้

$$C_0 = -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta}, \quad C_1 = \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[M]^n = \begin{bmatrix} -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} \\ -\frac{1}{Z_2} \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} & -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

สมการ (2.42) สามารถเขียนได้เป็น

$$-\sinh(n-1)\zeta = -\sinh n\zeta \cosh \zeta + \cosh n\zeta \sinh \zeta \quad (3.43)$$

และ

$$-\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) = Z_2 - Z_2 \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}\right)^2 = Z_2(1 - \cosh^2 \zeta) = -Z_2 \sinh^2 \zeta \quad (3.44)$$

ฉะนั้นจากสมการ (3.32) สามารถเขียนได้ใหม่

$$[M] = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh^2 \zeta \\ -\frac{1}{Z_2} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

และ  $[M]^n$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$[M]^n = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

ดังนั้นสมการ (3.34) จะได้

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันและกระแสในชุดที่  $n$  สำหรับกรณีจุดต่อถูกเปิดวงจร และลัดวงจร ซึ่งจะสามารถหาได้ดังนี้

สำหรับกรณีเอาต์พุตลัดวงจรได้  $V_N = 0$  จากสมการ (3.47) โดยแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\cosh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (3.48)$$

จากสมการ (3.36) และ (3.46) ค่ากระแสและแรงดันในชุดที่  $n$  จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (3.49)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\sinh N\zeta} V_o \quad (3.50)$$

สำหรับกรณีเอาต์พุตวงจรเปิดได้  $I_N = 0$  จากสมการ (3.36) โดยการแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (3.51)$$

จากสมการ (3.47) และ (3.15) ค่ากระแสและแรงดันชุดที่  $n$  จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (3.52)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\cosh N\zeta} V_o \quad (3.53)$$

สมการ (3.47) เป็น Inverse Transmission Matrix ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ผลรวมทั้งหมดสำหรับเมตริกซ์ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.6 ที่ชุดที่  $N$  โดยการแทน  $n$  ด้วย  $N$  และเปลี่ยนเครื่องหมาย เพื่อให้เหมือนกับเครื่องหมายทั้งสองในรูปที่ 3.3 จะได้

$$\begin{bmatrix} V_N \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh N\zeta & Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta \\ \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh N\zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ -I_o \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

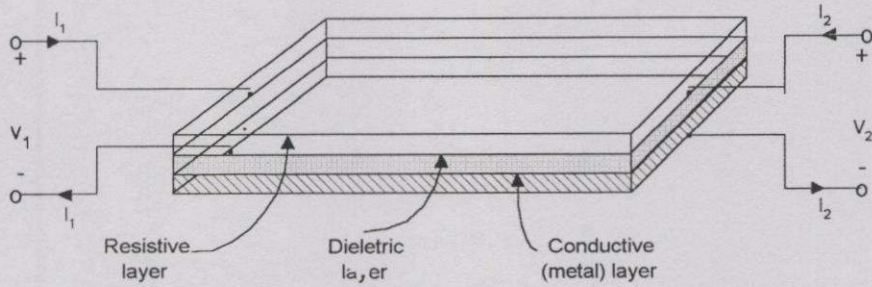
จากสมการ (3.54) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแดนซ์วงจรลัด ซึ่งจะได้ว่า

$$[Y] = \frac{1}{Z_2 \sinh \zeta} \begin{bmatrix} \coth N\zeta & -\operatorname{cosech} N\zeta \\ -\operatorname{cosech} N\zeta & \coth N\zeta \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

จากสมการ (3.55) จะเห็นว่าเหมือนกับสมการ (3.37) ของโครงข่ายในแบบคิสรทรีพ็อด โดยที่  $Z_2 \sinh \zeta$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสาย

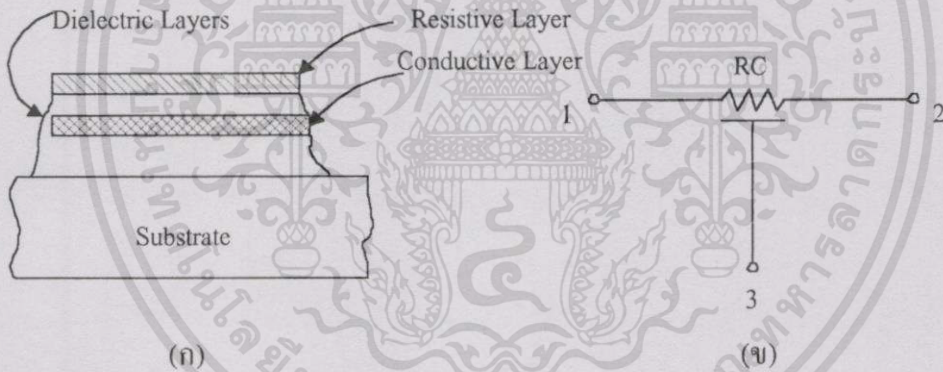
### 3.3 โครงสร้างของคิสรทรีพ็อด RC

โครงข่ายแบบคิสรทรีพ็อด RC สามารถทำให้อยู่ภายในไอซี (Passive Integrated Circuit) โดยมี 2 พอร์ต และมีโครงสร้างดังในรูปที่ 3.7 ซึ่งประกอบกันขึ้นจากส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือส่วนบนสุดจะเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) รองลงมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ  $10^{-5}$  นิ้ว จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก (Microcircuits) โดยมีโครงสร้าง 2 อย่างคือ โครงสร้างฟิล์มแผ่นบาง (Thin-Film) และโครงสร้างโมนอลิธิค (Monolithic) โครงสร้างฟิล์มบางแผ่น ประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ซึ่งวางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสมๆ ของสาร ไดอิเล็กตริก (Dielectric) อาจจะถูก Titanate ด้วยแผ่นบาง Nichrome Resistive Film ซึ่งวางอยู่ไว้ด้านบนและแผ่นตัวนำทองแดง (Conductive Copper-Film) ที่วางไว้ด้านล่าง หุ้มห่อด้วยสาร ไดอิเล็กตริก และอยู่บน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique โครงสร้าง Monolithic ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็กๆ เช่น Distributed Resistance ได้มาจาก Lightly Doped สารกึ่งตัวนำ และ Distribute Capacitance ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N วงจรขนาดจิ๋วจะถูกนำมาใช้สำหรับ Distribute RC Active Network



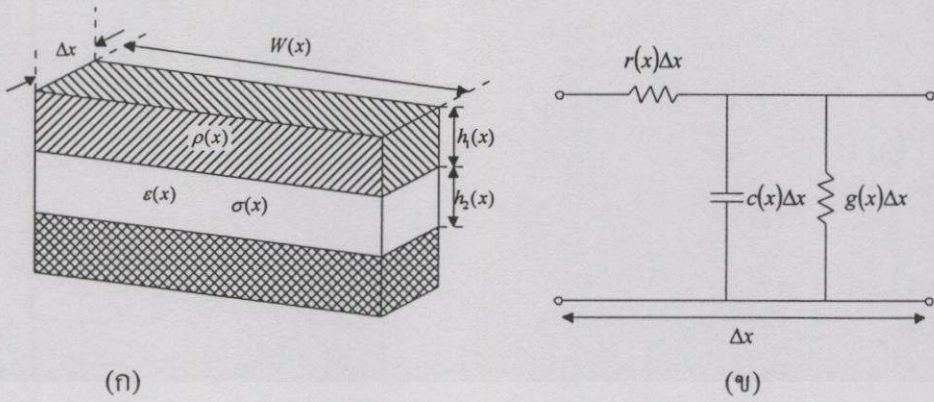
รูปที่ 3.7 โครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบคิสทรีบิวต์ RC

การทำงานทางไฟฟ้าจากโครงสร้าง ขึ้นอยู่กับลักษณะของวัสดุและรูปทรงทางเรขาคณิต วิธีการที่จะใช้ในการผลิตขึ้นอยู่กับข้อกำหนดขนาดของโครงสร้าง และคุณลักษณะการทำงาน ตัวอย่าง โครงสร้างของวงจรมิติฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC [4] ซึ่งอยู่ภายในไอซีแสดงดังรูปที่ 3.8(ก) และมีสัญลักษณ์ของวงจรดังรูปที่ 3.8(ข)



รูปที่ 3.8 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC

สำหรับโครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ RC ตามในรูปที่ 3.7 มี 2 พอร์ตภายใต้เงื่อนไขการไหลของกระแสการไหล 1 ทิศทาง (One Dimension Current Flow) โครงข่ายสามารถถูกแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ จำนวนเพิ่มทีละส่วนของความยาวเป็น  $\Delta x$  ดังแสดงในรูปที่ 3.9



### รูปที่ 3.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย $\Delta x$ ของคิสรวิวัตต์ RC

ความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ที่อนุกรมกันในแต่ละส่วน จะเป็นฟังก์ชันตามแผ่นความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ ค่าความต้านทานในแต่ละอิลิเมนต์  $r(x)\Delta x$  ถูกกำหนดให้คือ

$$r(x)\Delta x = \frac{\rho\Delta x}{Wh_1} \quad (3.56)$$

เมื่อ  $\rho$  และ  $h_1$  คือ ความต้านทานจำเพาะ และความหนาแน่นแผ่นความต้านทานที่  $x$  และ  $W$  คือความกว้างของอิลิเมนต์ที่  $x$

ส่วน Shunt Admittance ของอิลิเมนต์สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน มันประกอบด้วยค่าความจุและค่าความนำของแผ่นไดอิเล็กตริกของอิลิเมนต์นั้นคือ

$$c(x)\Delta x = \frac{\epsilon W\Delta x}{h_2} \quad (3.57)$$

$$g(x)\Delta x = \frac{\sigma W\Delta x}{h_2} \quad (3.58)$$

เมื่อ  $\epsilon$  และ  $\sigma$  คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่นไดอิเล็กตริก และ  $h_2$  คือความหนาแน่นของแผ่นไดอิเล็กตริก ที่  $x$

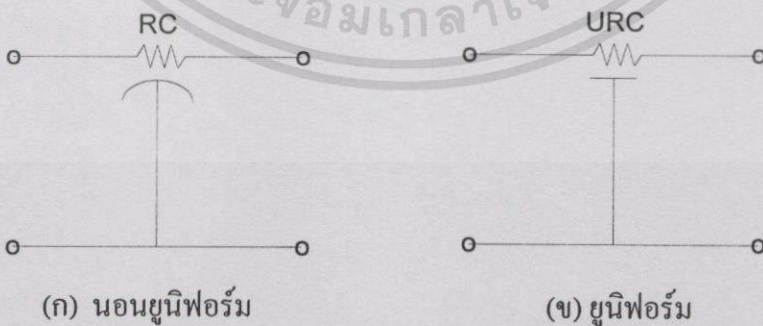
ถ้าให้ลิมิตของ  $\Delta x$  เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน, ค่าความจุ และความนำต่อหน่วยความยาวจะได้

$$r(x) = \frac{\rho}{wh_1} \quad (3.59)$$

$$c(x) = \frac{\epsilon w}{h_2} \quad (3.60)$$

$$g(x) = \frac{\sigma w}{h_2} \quad (3.61)$$

ค่าของ  $r(x)$ ,  $c(x)$  และ  $g(x)$  จะเป็นจำนวนจริง (Real) มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าจำกัด (finite) ข้อกำหนดนี้ มีความสำคัญในการพิจารณาถึง ธรรมชาติของผลลัพธ์ สำหรับสมการเชิงอนุพันธ์ ซึ่งแสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตของคิสทรีบิวต์ RC โดยมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 3.9(ข) ถ้าพิจารณาพารามิเตอร์  $r$ ,  $c$  และ  $g$  จะได้ว่า ในขณะที่มีความสูญเสียของการรั่วไหล (leakage) ของความนำ  $g(x)$  ในไดอิเล็กตริก จะมีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ เมื่อค่าคอนดักต์แดนซ์ (Conductance) มีค่าน้อยกว่า คาปาซิแตนซ์ (Capacitance) มากๆ จึงจะสามารถตัดค่า  $g$  ทิ้งได้ คือให้  $g$  มีค่าเป็นศูนย์ ถึงจะได้โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์อาซี ถ้า  $r$  และ  $c$  ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ  $x$  จะเป็นแบบยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC ในกรณีเดียวกันถ้า  $r$  และ  $c$  แปรเปลี่ยนตามความยาวของ  $x$  จะเป็นแบบนอนยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC โดยสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC แสดงในรูปที่ 3.10(ก) จะเห็นได้ว่าที่เส้นที่ขีดใต้สัญลักษณ์ตัว R ถ้าเป็นเส้นโค้งจะบอกว่าเป็นแบบนอนยูนิฟอร์ม ถ้าเส้นใต้ R เป็นเส้นตรงจะบอกว่าเป็นโครงข่ายแบบ ยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ RC ดังแสดงในรูปที่ 3.10(ข)



รูปที่ 3.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสทรีบิวต์ RC

สำหรับกรณีโครงข่ายที่เป็นแบบ นอนยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC ซึ่งภายในเป็นฟังก์ชันตามระยะความยาวของ  $\Delta x$  ความสัมพันธ์ของเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแส จากสมการ (3.9), (3.10) สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{d}{dx}V(s, x) = -r(x)I(s, x) \quad (3.62)$$

$$\frac{d}{dx}I(s, x) = -sc(x)V(s, x) \quad (3.63)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (3.62), (3.63) เทียบกับ  $x$  จะได้

$$\frac{d^2}{dx^2}V(s, x) = -r(x)\frac{d}{dx}I(s, x) - I(s, x)\frac{d}{dx}r(x) \quad (3.64)$$

$$\frac{d^2}{dx^2}I(s, x) = -sc(x)\frac{d}{dx}V(s, x) - sV(s, x)\frac{d}{dx}c(x) \quad (3.65)$$

โดยการแทนค่าสมการ (3.62) และ (3.63) ลงในสมการ (3.64) และ (3.65) แล้วจัดสมการใหม่ โดยพิจารณาเทอมต่างๆ ในรูปของกระแสและแรงดันจะได้

$$V'' - \frac{r'V'}{r} - rscV = 0 \quad (3.66)$$

$$I'' - \frac{c'I'}{c} - rscI = 0 \quad (3.67)$$

เมื่อเครื่องหมาย prime แสดงถึงการหาอนุพันธ์เทียบกับ  $x$  โดยที่  $r(x)$  และ  $c(x)$  เป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงตามค่าของ  $x$  ดังนั้นสมการของนอนยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ RC สามารถเขียนได้คือ

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{r(x)}\frac{d}{dx}V\right) - sc(x)V = 0 \quad (3.68)$$

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{sc(x)}\frac{d}{dx}I\right) - r(x)I = 0 \quad (3.69)$$

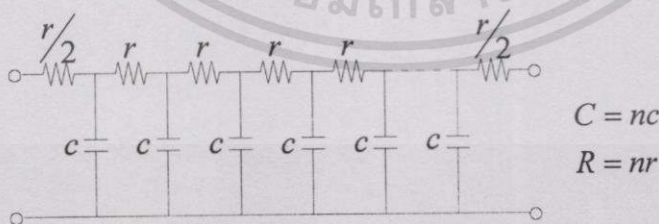
สำหรับโครงข่ายแบบยูนิฟอร์มคิสตรีบิวต์ RC ซึ่งค่า R และ C จะไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ  $x$  โดยความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแส จะเหมือนกันกับสมการ (3.25) ของยูนิฟอร์มไลน์ (Uniform Line) โดยกำหนดให้ ค่าอินดักซ์ทีฟ (Inductive:  $l$ ) และ ค่าคอนดักซ์ทีฟ (Conductive:  $g$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับสายที่มีความยาว  $d$  จะได้ผลรวมของความต้านทานทั้งหมด  $r$  เท่ากับ  $d$  และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด  $c$  เท่ากับ  $d$  ฉะนั้นจากสมการ (3.26) และ (3.27) ตัวยูนิฟอร์มคิสตรีบิวต์ RC สามารถเขียนอยู่ในรูปของพารามิเตอร์ความต้านทาน (Impedance Parameter) และพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) ได้ดังนี้คือ

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{SC}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{src} & \operatorname{csc} h \sqrt{src} \\ \operatorname{csc} h \sqrt{src} & \coth \sqrt{src} \end{bmatrix} \tag{3.70}$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{SC}{R}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{src} & -\operatorname{csc} h \sqrt{src} \\ -\operatorname{csc} h \sqrt{src} & \coth \sqrt{src} \end{bmatrix} \tag{3.71}$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า ยูนิฟอร์มคิสตรีบิวต์ RC มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของตัวนำ ตามที่เคยแสดงไว้ผังรูปที่ 3.9 ในทำนองเดียวกันจากรูปที่ 3.9(ข) ถ้าเราไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติจะมีค่าน้อยมาก เราจะได้โครงข่ายแบบคิสตรีบิวต์ RC ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของคิสตรีบิวต์ RC เมื่อค่าความนำ  $g$  มีค่าน้อยมาก ๆ

โดยรูปที่ 3.11 ค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย ( $r,c$ ) จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะทำให้ได้โครงข่ายแบบคิสตรีบิวต์ RC ที่สมบูรณ์ ถ้าเรานำพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) ในสมการที่ (3.71) มาจัดสมการใหม่เราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

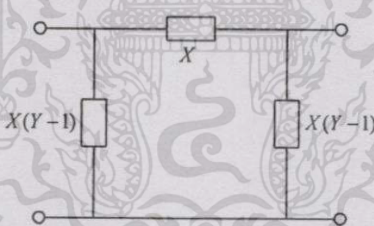
$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} \frac{P \cosh P}{R \sinh P} & -\frac{P}{R \sinh P} \\ -\frac{P}{R \sinh P} & \frac{P \cosh P}{R \sinh P} \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

เมื่อกำหนดให้  $X = \frac{P}{R \sinh P}$ ,  $Y = \cosh P$  และ  $P = \sqrt{sRC}$

โดยที่  $R$  และ  $C$  เป็นค่าความต้านทานรวมและค่าความจุรวมของคิสตรีบิวต์ RC  
 $s$  เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

ถ้าเราใช้วงจรเสมือน  $\pi$  สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัวคิสตรีบิวต์ RC (ต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวคิสตรีบิวต์ RC ว่า URC) แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต

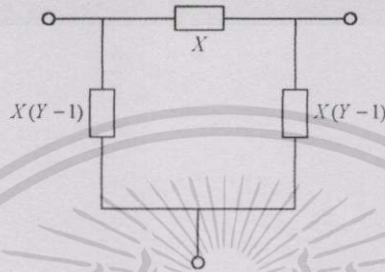
สำหรับรูปที่ 3.12 แสดงให้เห็นถึงวงจรเสมือนของ URC แบบ 2 พอร์ต ซึ่งจะมีพารามิเตอร์แบบความนำ (Admittance Parameter) ตามสมการ (3.73) ถ้านำมาตัดแปลง โดยในการวิเคราะห์รูปที่ 3.12 จะใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้พารามิเตอร์ความนำในรูปเมตริกซ์ดังสมการ 3.74

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $X = \frac{P}{R \sinh P}$ ,  $Y = \cosh P$  และ  $P = \sqrt{sRC}$

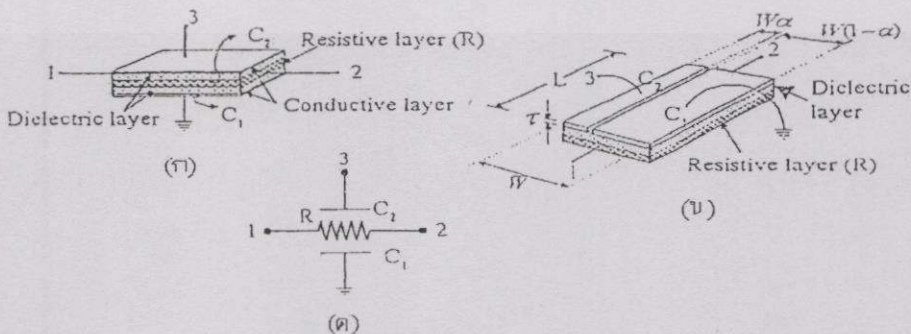
สำหรับสมการที่ 3.73 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ URC ได้ในกรณีที่ URC ต่อแบบลอย (Floating) คือ



รูปที่ 3.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย

### 3.4 โครงสร้างของคิสทริบิวต์ RC แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้น

หรือเน็ทเวอร์คแบบคิสทริบิวต์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟเลเยอร์แบบสองชั้น (ต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกว่า DURC) สามารถสร้างให้อยู่ในรูปภายในไอซี (Passive Integrated circuits), [9], [10] ที่มี 2 พอร์ต และมีโครงสร้างดังแสดงได้ในรูปที่ 3.14 ซึ่งประกอบขึ้นจากชิ้นส่วนต่างๆ คล้ายกับโครงสร้างของ URC โดย DURC แบบสองชั้นจะมีลักษณะคล้ายแซนด์วิช ที่มีชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) อยู่ระหว่างชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) และมีชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) กั้นอยู่ ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ  $10^{-5}$  นิ้ว เหมือนกับโครงสร้างของ URC จึงทำให้ วงจรมีขนาดเล็ก (Micro Circuit)



รูปที่ 3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC

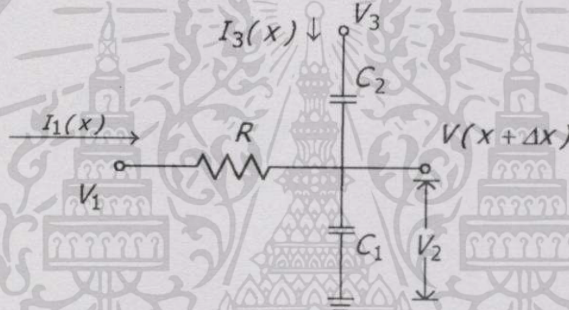
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.14 (ก) และ (ข) แสดงถึงโครงสร้างของ DURC และรูปที่ 3.14 (ค) แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของตัว DURC

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์  $[Y]$  ของวงจรเน็ตเวิร์ก DURC สามารถจัดให้รูปสมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

และมีรูปวงจรในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเน็ตเวิร์กที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์

จากรูปที่ 3.15 จะหาค่า  $Y_{13}$  ได้ว่า

$$V_2 = \frac{1}{\frac{1}{SC_1} + \frac{1}{SC_2}} V_3 \quad (3.76)$$

$$V_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_3 \quad (3.77)$$

โดยกำหนดให้  $\frac{C_2}{C_1 + C_2} = \alpha$

ดังนั้น

$$V_2 = \alpha V_3 \quad (3.78)$$

และ

$$V_1(x) = I_1(x)R\Delta x + V(x + \Delta x) \quad (3.79)$$

$$[V(x + \Delta x) - V_1(x)] = -I_1(x)R\Delta x \quad (3.80)$$

$$\frac{dV(x)}{dx} = -RI_1(x) \quad (3.81)$$

ทำการ Take Limit

$$\text{Limit}_{\Delta x > 0} \frac{V(x + \Delta x) - V_1(x)}{\Delta x} = -RI_1(x) \quad (3.82)$$

$$\frac{d}{dx} \left[ \alpha V_3 \left\{ 1 - \cosh \lambda x + \frac{(\cosh \lambda d) - 1}{\sinh \lambda d} \lambda \sinh \lambda d \right\} \right] = -RI_1(x) \quad (3.83)$$

$$V_3 \alpha \lambda \sinh \lambda d + \frac{\alpha (\cosh \lambda d - 1)}{\sinh \lambda d} \lambda \cosh \lambda d V_3 = -RI_1(x) \quad (3.84)$$

ที่  $x = 0$  จะได้

$$\frac{\alpha \lambda d (\cosh \lambda d - 1)}{R \sinh \lambda d} = \frac{I_1(0)}{V_3} (Rd) \quad (3.85)$$

หรือ

$$Y_{13} = \frac{I_1}{V_3} \Big|_{x=0} = \left( \frac{\lambda}{R \sinh \lambda d} \right) \alpha (\cosh \lambda d - 1) \quad (3.86)$$

$$= \frac{P}{R \sinh P} \alpha (\cosh P - 1) \quad (3.87)$$

โดยที่  $P = \lambda d$

$$Y_{13} = -X\alpha(Y - 1) \quad (3.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าแอดมิตแดนซ์ตัวอื่นๆ ก็จะได้ว่า

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (3.89)$$

$$Y_{12} = -X \quad (3.90)$$

$$Y_{23} = \frac{I_2}{V_3} \Big|_{V_2=0} \quad (3.91)$$

$$Y_{23} = -\alpha X(Y-1) \quad (3.92)$$

$$Y_{14} = \frac{I_1}{V_4} \Big|_{V_1=0} \quad (3.93)$$

$$Y_{14} = -(1-\alpha)(Y-1) \quad (3.94)$$

$$Y_{24} = \frac{I_2}{V_4} \Big|_{V_2=0} \quad (3.95)$$

$$Y_{24} = -(1-\alpha)(Y-1) \quad (3.96)$$

และเมื่อนำค่าแอดมิตแดนซ์ต่างๆ มาวางตั้งสมการที่ (3.75) ก็จะได้ค่าแอดมิตแดนซ์ของ DURC ที่อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[Y_{ij}] = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) \\ -1 & Y & -\alpha(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) \\ -\alpha(Y-1) & -\alpha(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(Y-1) \\ -(1-\alpha)(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2(1-\alpha)^2(Y-1) \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

$$\text{เมื่อ } X = \frac{P}{R \sinh P}, Y = \cosh P, P = \sqrt{sRC} \text{ และ } \alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# การออกแบบวงจรแอกทีฟ ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

### 4.1 เสถียรภาพของระบบ

วงจรใดๆ ก็ตามที่ทำให้สมการคุณลักษณะแบบต่างๆ นั้นในการออกแบบจะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเสมอ เพื่อที่จะได้ทราบขอบเขตการทำงานของวงจร โดยทั่วไปแล้วเสถียรภาพของระบบขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยการวิเคราะห์เสถียรภาพจะนำเทคนิคของ Nyquist Diagram มาใช้ ซึ่งมีวิธีการคือ จะนำรากตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Denominator) มาทำการวิเคราะห์ใน S-Plane [5-8] สำหรับการวิเคราะห์ในการหาเสถียรภาพของวงจรแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC แคล็ปปาซีทีฟแลเยอร์แบบสองชั้น เพื่อความสะดวกอาจจะแปลงให้อยู่ในรูปของ P-Plane ซึ่งจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ คือ

$$T(P) = \frac{N_0 + N_1P + N_2P^2 + \dots + N_mP^m}{D_0 + D_1P + D_2P^2 + \dots + D_nP^n} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $N(P)$  และ  $D(P)$  เป็นโพลิโนเมียลของตัวเศษและโพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับ และอยู่ในรูปของ P-Plane

สำหรับวงจรที่เกิดเสถียรภาพ รากของสมการตัวส่วนจะต้องอยู่ในครึ่งซ้ายและเส้นทางเดินของไนควิสต์ต้องปิดล้อมจุดกำเนิด (Origin)

### 4.2 ความไวของอุปกรณ์

ค่าความไว (Sensitivity) เป็นผลของการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวอุปกรณ์ในวงจร เช่นการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเปลี่ยนแปลงไปด้วย แนวทางที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวน้อยที่สุดหรือทำให้ลดลงจะต้องคำนึงถึงส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำ อายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจะทำให้ราคาของวงจรมันสูงขึ้นตามไปด้วย โดยการวัดค่าความไวนั้นจะวัดที่การเปลี่ยนแปลงของทั้งเน็ทเวิร์กฟังก์ชันต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในทางปฏิบัติในวงจร

ความไวของอุปกรณ์ หาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้

$$S_{X_i}^{T(s)} = \frac{X_i}{T(s)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(s) \quad (4.2)$$

เมื่อ  $X_i$  แทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Element) แต่ละตัวในวงจร  
ถ้าแทน  $S$  ด้วย  $j\omega$  ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $T(s)$  จะได้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.3)$$

แทนค่าสมการ (4.3) ลงในสมการ (4.2) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.4) เขียนเป็นจำนวนเชิงซ้อนได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} (\theta\omega) \quad (4.5)$$

และจากสมการ (4.5) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \text{Re } S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.6)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[ \frac{1}{\theta\omega} \right] \text{Im } S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.7)$$

โดยที่สมการ (4.7) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่าความไว ของขนาด  $|T(j\omega)|$  ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} \left[ \frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \right] \quad (4.8)$$

$$= \operatorname{Re} \left[ X_i \left( \frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right) \right] \quad (4.9)$$

เมื่อ  $N(S)$  เป็นโพลีโนเมียลเศษของ  $T(S)$

$D(S)$  เป็นโพลีโนเมียลส่วนของ  $T(S)$

และ

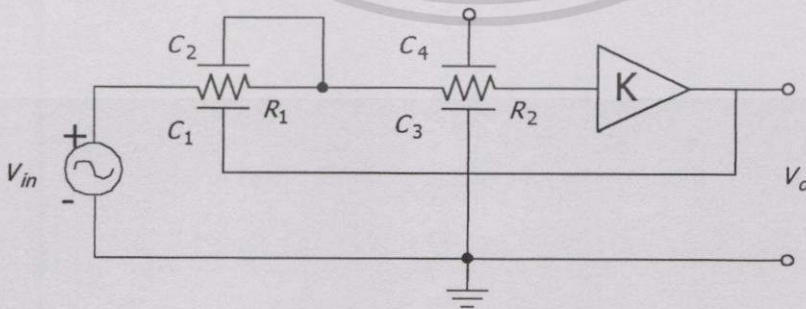
$$N'(S) = \frac{d}{dX_i} N(S), \quad D'(S) = \frac{d}{dX_i} D(S) \quad (4.10)$$

### 4.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น ที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านแถบความถี่เท่านั้น เพื่อนำวงจรทั้งสองมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรอิกควอไลเซอร์

#### 4.3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการใช้ตัว URC 1 ตัว, DURC 1 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บการขยาย 1 ตัว ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 เราสามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K \left( \frac{\sinh P_1}{P_1} + A \right) \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right)}{\left\{ \frac{\sinh P_1}{P_1} + A \cosh P_1 + 2 \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \cosh P_2 \right) \right\} B - \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right) \left\{ 2 \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right) + K A (\cosh P_1 - 1) \right\}} \quad (4.11)$$

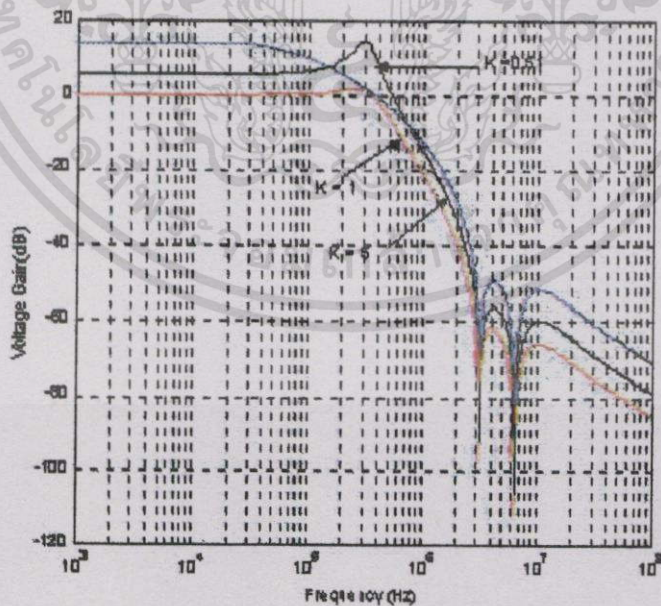
เมื่อ  $K$  คืออัตราขยายแรงดันของวงจร,  $K, A, B$  และ  $\beta$  มีค่าดังสมการข้างล่างนี้

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_4}{C_3 + C_4} \quad (4.12)$$

$$A = \frac{1 - \alpha}{\alpha}, B = \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right) \quad (4.13)$$

และ 
$$\beta = \frac{C_2}{C_1} \frac{AP_1 \sinh P_1 + 2(\cosh P_1 - 1)}{AP_2 \sinh P_2 + 2(\cosh P_2 - 1)} \quad (4.14)$$

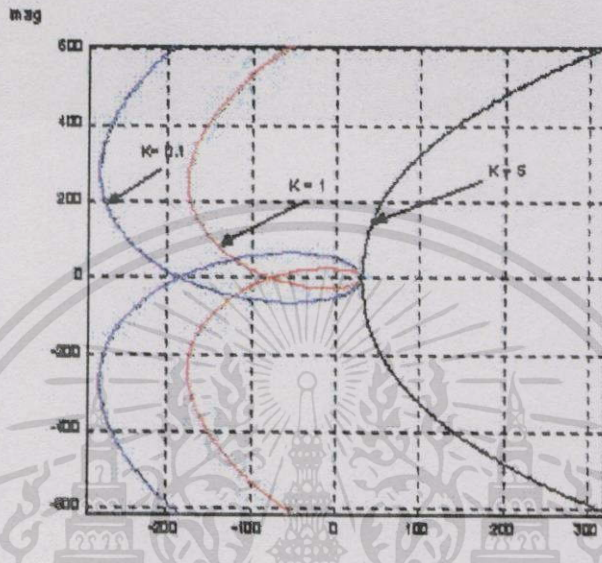
จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการ (4.11) ถ้ากำหนดให้  $K = 0.5, 1$  และ  $2$  เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ จะได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 การตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรสองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น เมื่อเปลี่ยนค่า  $K$

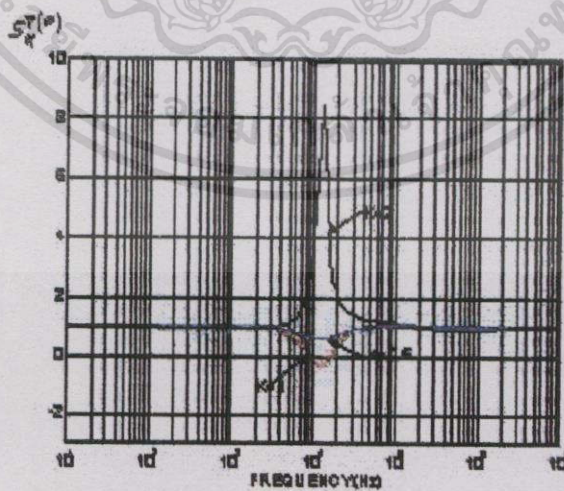
จากรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $K$  เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรเกิดพีคขึ้นได้ และจากการทดลองจะได้ค่า  $K = 1$  เป็นค่าที่เหมาะสม

และจากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำนี้ เมื่อนำไปหาค่าเสถียรภาพของวงจร จะได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบ

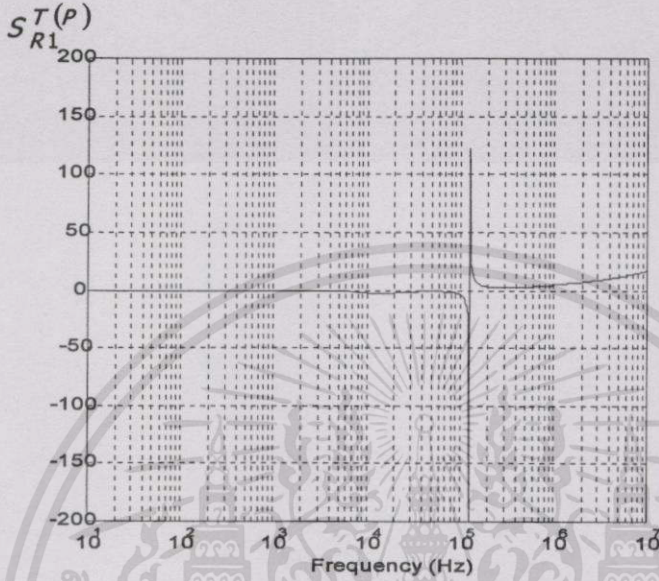
และจากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่สามารถนำไปหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ดังนี้



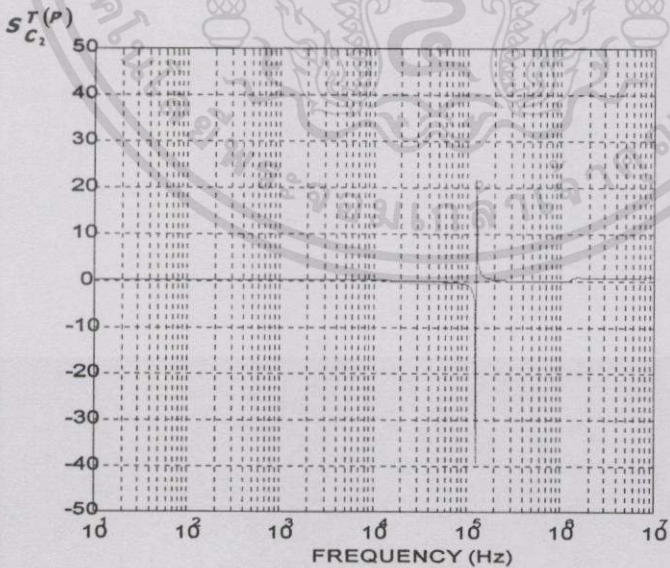
รูปที่ 4.4 ค่าความไวของ  $S_K^{T(P)}$  ของวงจรรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

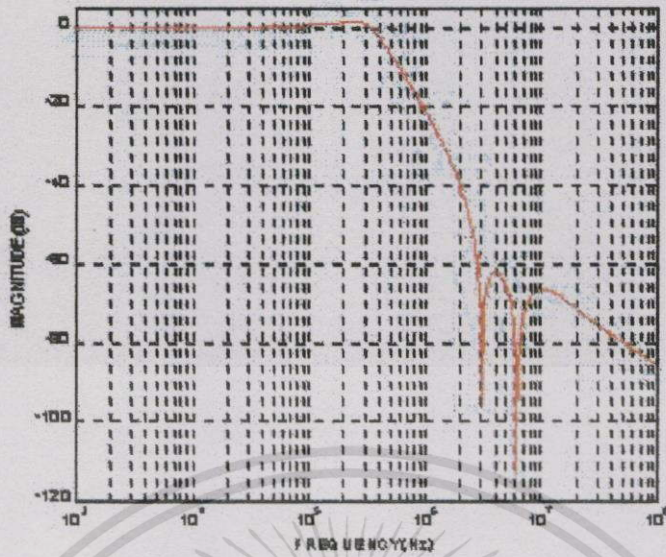
จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าถ้า  $K$  มีค่าสูงขึ้น จะมีแนวโน้มที่ทำให้ค่าความไวของ  $S_K^{T(P)}$  สูงขึ้น นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยังมีค่าความไวตัวอื่นดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 ค่าความไวของ  $S_{R1}^{T(P)}$  ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

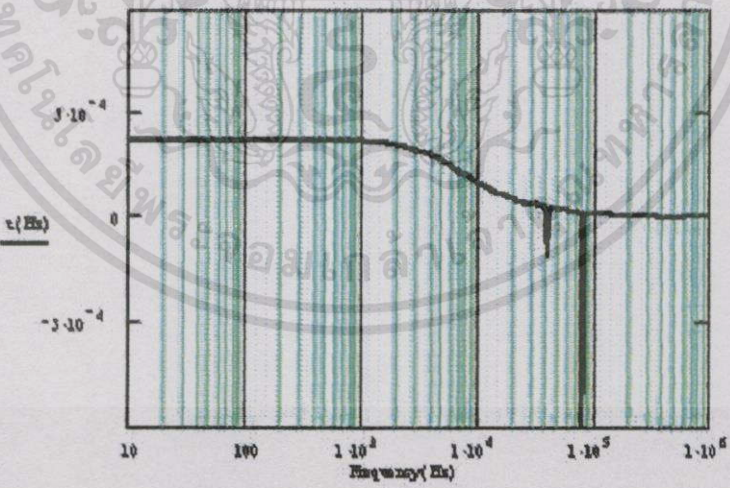


รูปที่ 4.6 ค่าความไวของ  $S_{C2}^{T(P)}$  ของวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ใช้งานจริงของวงจรรองความถี่ต่ำ

และวงจรรองความถี่ต่ำนี้จะมีรูปคี่เลข ดังรูปต่อไปนี้ ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบนี้ในช่วงที่สัญญาณผ่านไปได้จะมีค่าที่ราบเรียบ

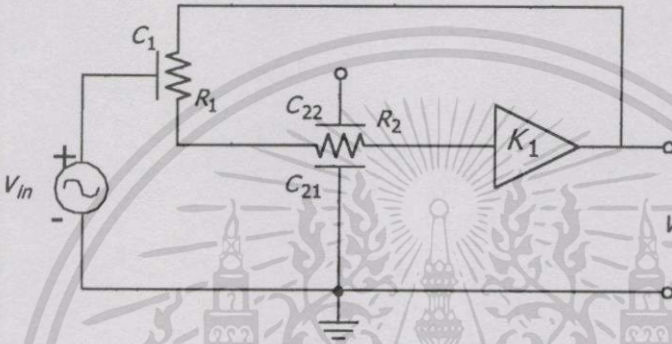


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางกรุปคี่เลขของวงจรรองความถี่ต่ำ

#### 4.3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์วิวัต RC แบบสองชั้น

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์วิวัต RC แบบสองชั้น จะประกอบไปด้วยวงจร 2 วงจร คือ วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่แอกทีฟที่ฟิสิกส์วิวัต RC แบบสองชั้น และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์วิวัต RC เพื่อให้ได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่เป็นความถี่ที่ต้องการผ่านเท่านั้น

โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะมีรูปร่างดังรูปที่ 4.9

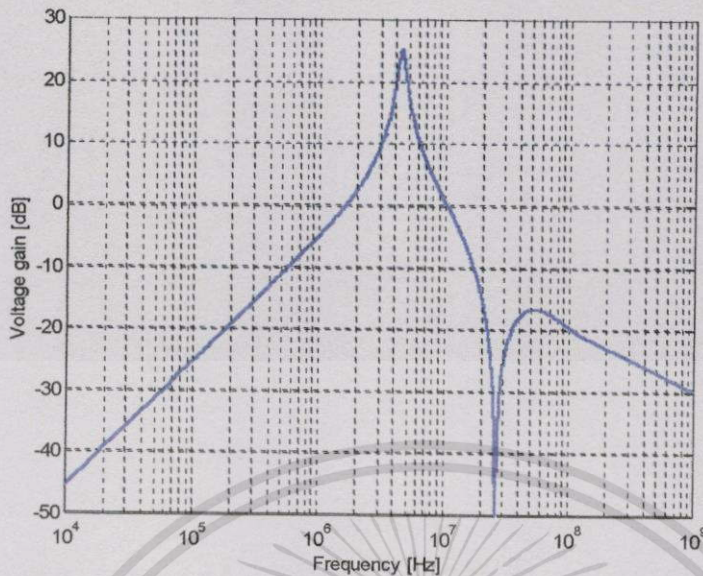


รูปที่ 4.9 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟที่ฟิสิกส์วิวัต RC แบบสองชั้น

จากรูปที่ 4.9 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรได้ดังนี้

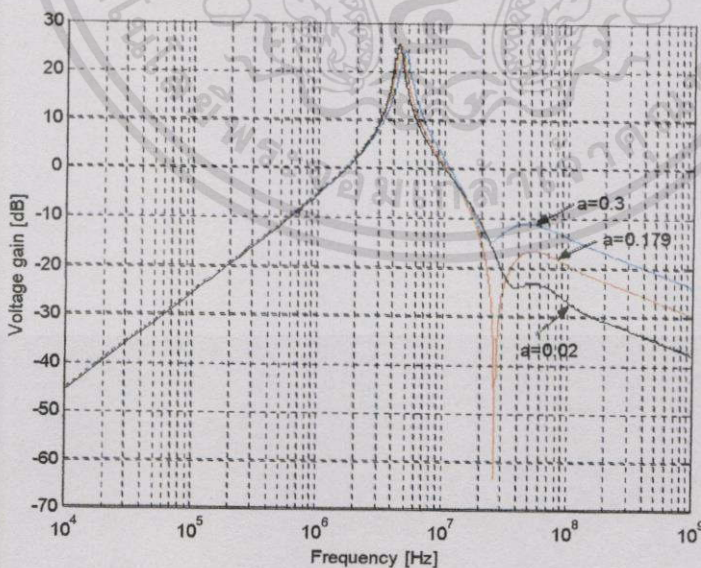
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(\cosh P_1 - 1) \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P_1}{P_1} \right) K_1}{\cosh 2P_1 \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P_1}{2P_1} - K_1 \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P_1}{P_1} \right)} \quad (4.15)$$

เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ จะได้ดังรูปที่ 4.10



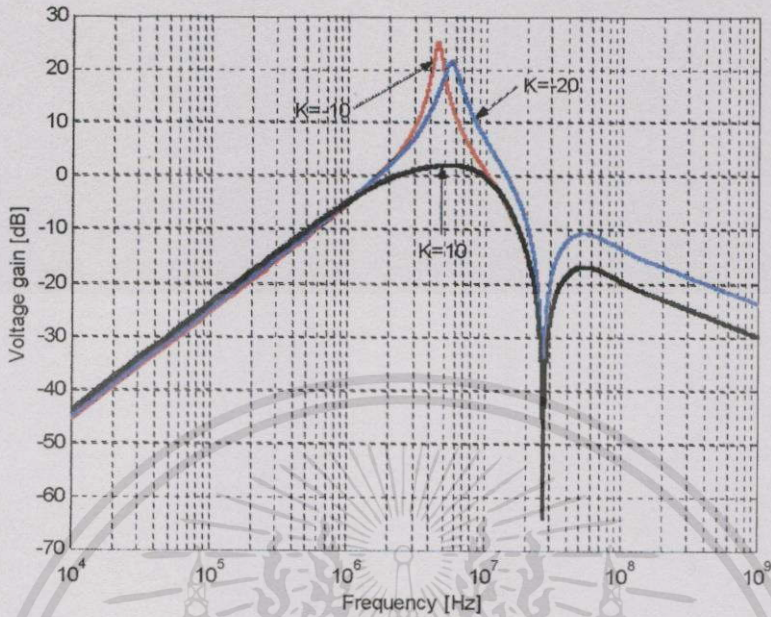
รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอคทีฟดิสรีทีฟ RC แบบสองชั้น

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน จะมีพารามิเตอร์อยู่ 2 ตัว คือ  $K$  และ  $\alpha$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับคุณลักษณะของวงจร โดยมีผลดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เมื่อ  $\alpha$  เปลี่ยนแปลง

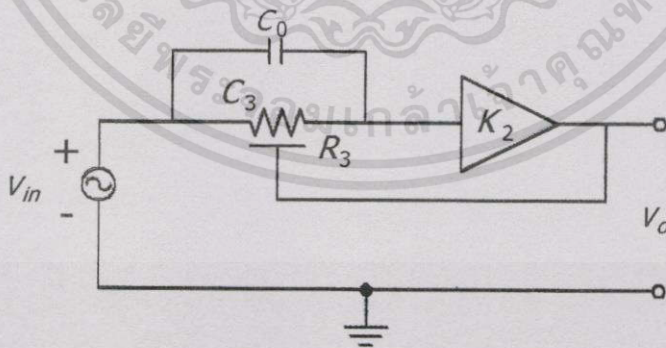
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เมื่อ  $K$  เปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 4.11 และ 4.12 จะพบว่า วงจรกรองแถบความถี่ผ่านนี้ที่ค่า  $\alpha$  และ  $K$  จะมีเพียงบางค่าเท่านั้นที่ทำให้วงจรมีคุณลักษณะตามที่ต้องการ

ส่วนวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน จะมีวงจรดังรูปที่ 4.13

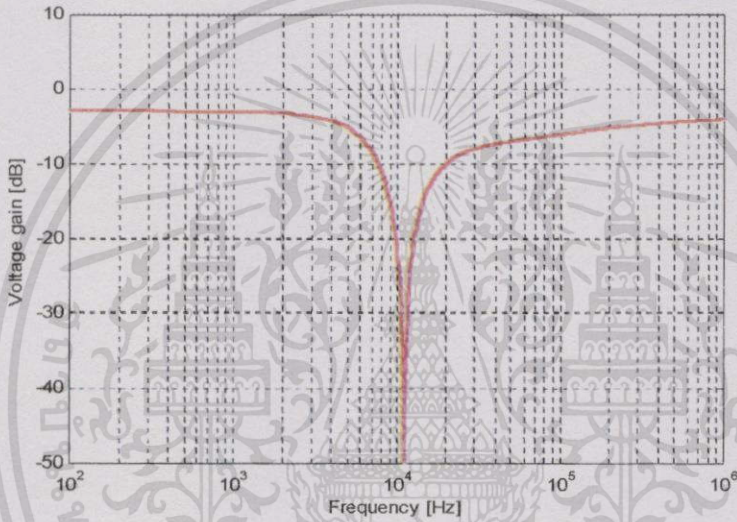


รูปที่ 4.13 วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟคิสทริบิวต์ RC

จากรูปที่ 4.13 สามารถหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันได้ดังนี้

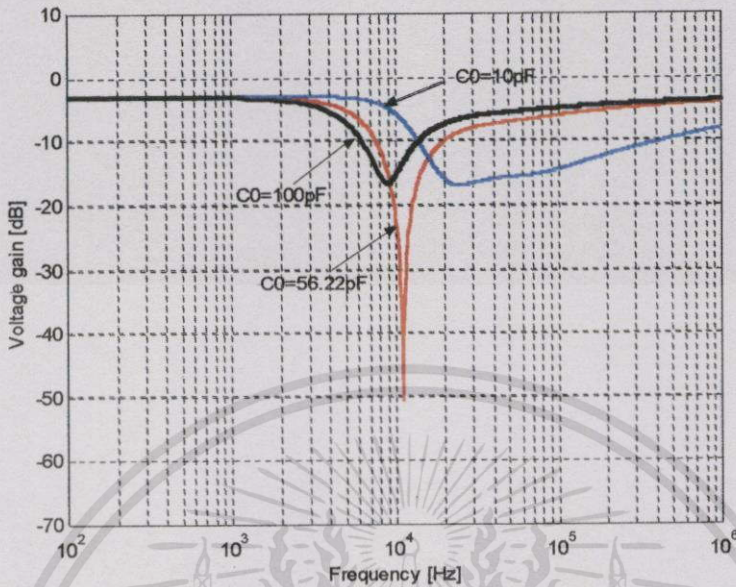
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left(\frac{C_3}{C_o} + P_2 \sinh P_2\right) K_2}{\frac{C_3}{C_o} \cosh P_2 + P_2 \sinh P_2 + K_2 \frac{C_3}{C_o} (1 - \cosh P_2)} \quad (4.16)$$

มีผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ดังรูปที่ 4.14

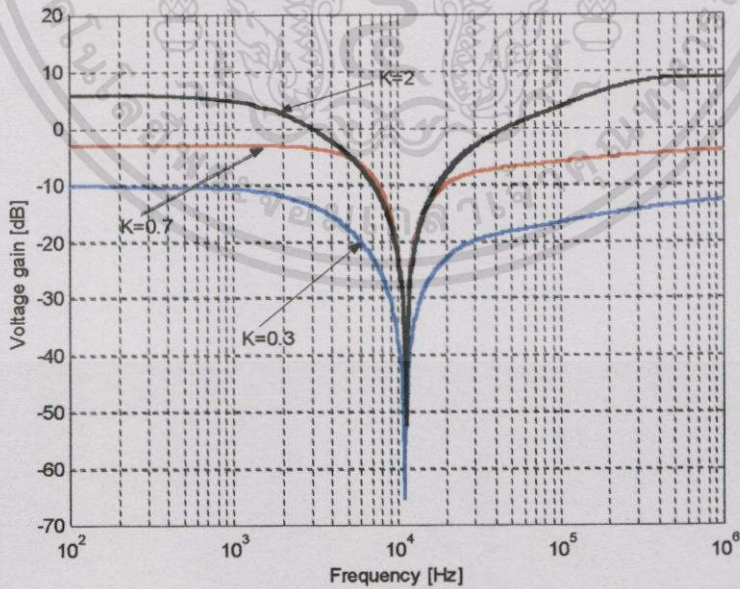


รูปที่ 4.14 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC

ในวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านนั้น ก็มีพารามิเตอร์อยู่ 2 ตัวคือ  $C_o$  และ  $K$  ซึ่งมีผลทำให้คุณลักษณะของวงจรเปลี่ยนไปดังรูปที่ 4.15 และ 4.16 ตามลำดับ



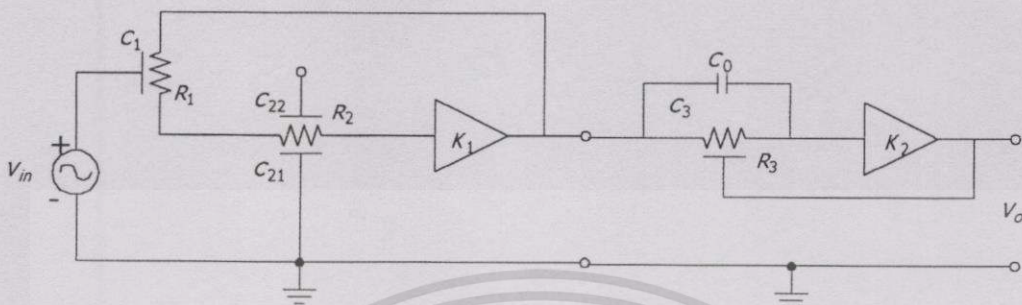
รูปที่ 4.15 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรห้ามแถบความถี่ผ่าน  
เมื่อ  $C_0$  เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.16 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรห้ามแถบความถี่ผ่าน  
เมื่อ  $K$  เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรทั้งสองเมื่อนำมาต่อกันก็จะได้เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ตามที่ต้องการ โดยมีวงจรดังรูปที่ 4.17

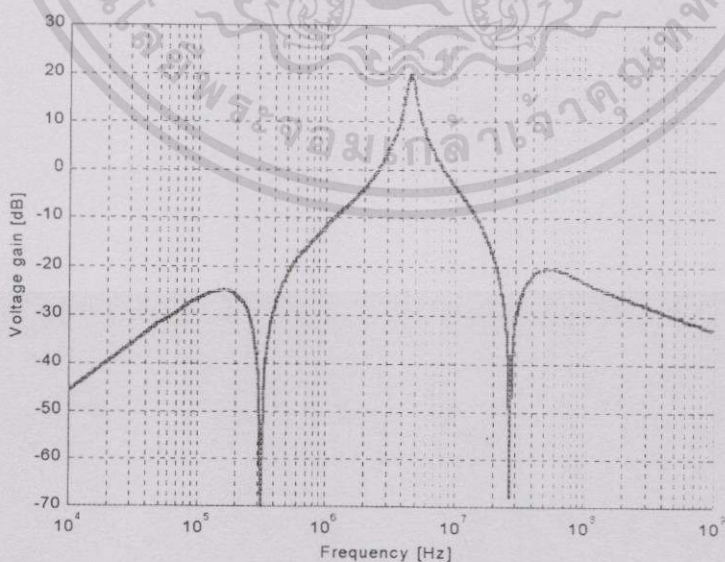


รูปที่ 4.17 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟที่ประดิษฐ์ด้วย RC แบบสองชั้น ที่ใช้งานจริง

จากรูปที่ 4.17 สามารถหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \left[ \frac{(\cosh P_1 - 1) \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P_1}{P_1} \right) K_1}{\cosh 2P_1 \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P_1}{2P_1} - K_1 \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P_1}{P_1} \right) \right)} \right] \left[ \frac{(C_3 + P_2 \sinh P_2) K_2}{C_0 \cosh P + P_2 \sinh P_2 + K_2 \frac{C_3}{C_0} (1 - \cosh P_2)} \right] \quad (4.17)$$

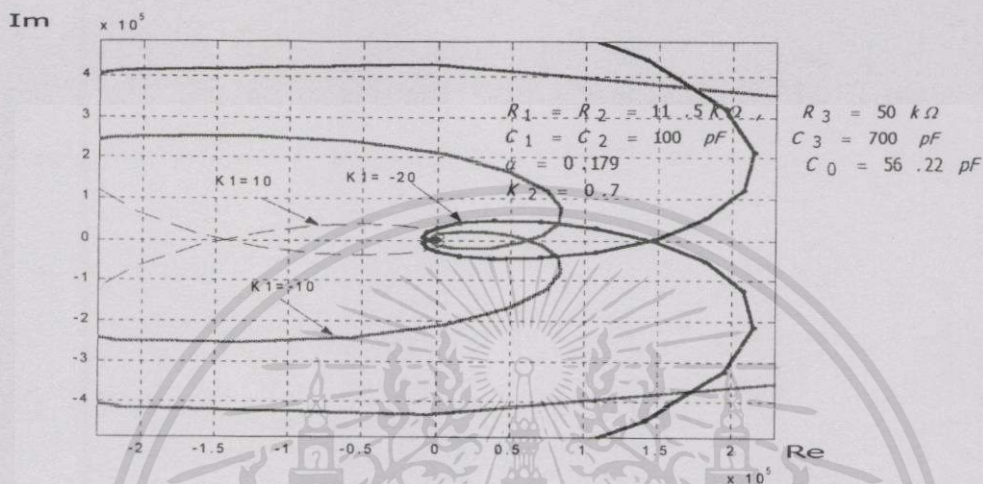
มีผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอกทีฟที่ประดิษฐ์ด้วย RC แบบสองชั้น ที่ใช้งานจริง

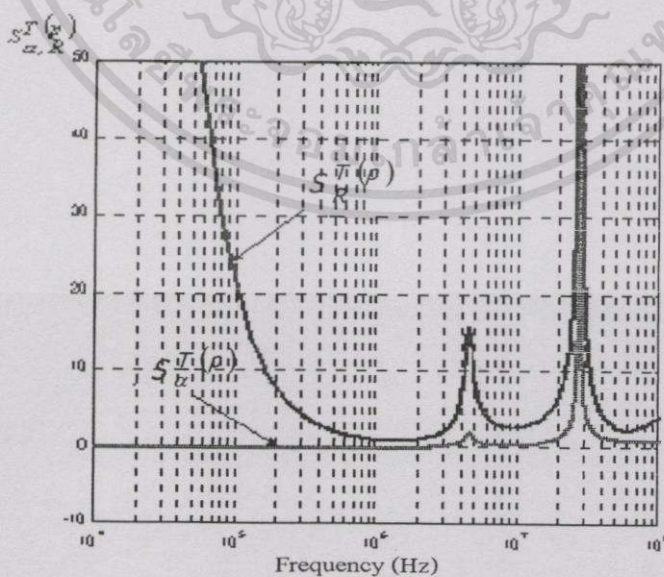
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองจะเห็นได้ว่า วงจรที่ออกแบบมีช่วงที่แคบมาก เมื่อนำไปใช้ก็จะสามารถกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ยังได้ทำการหาเสถียรภาพของวงจร ค่าความไวของวงจร และผลการตอบสนองทางกรุปิเดี่ย ตามลำดับดังนี้



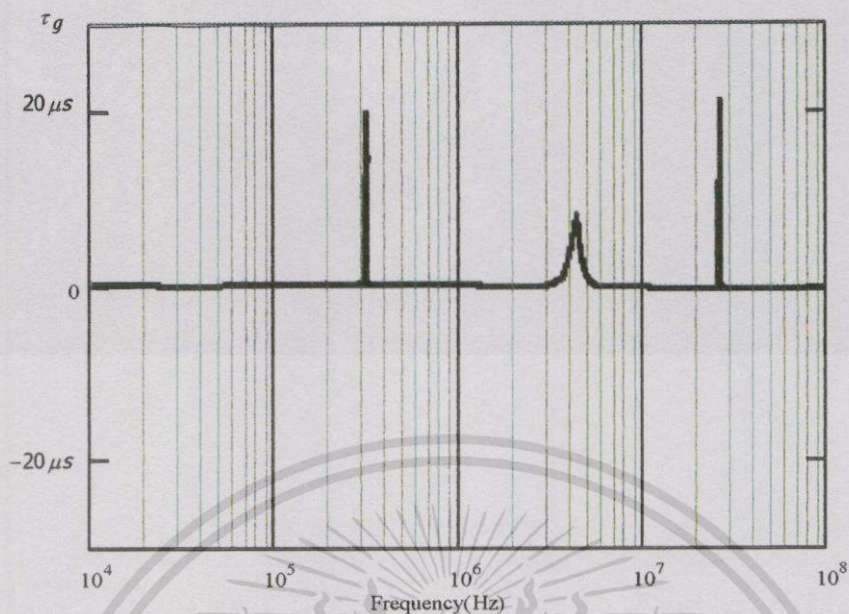
รูปที่ 4.19 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟฟิลิเตอร์ชนิด RC แบบสองชั้น

ในส่วนของการหาค่าความไวของวงจรมัน จะพบว่า ตรงช่วงความถี่ที่ใช้งานจะค่าความไวที่ต่ำดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบแอกทีฟฟิลิเตอร์ชนิด RC แบบสองชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

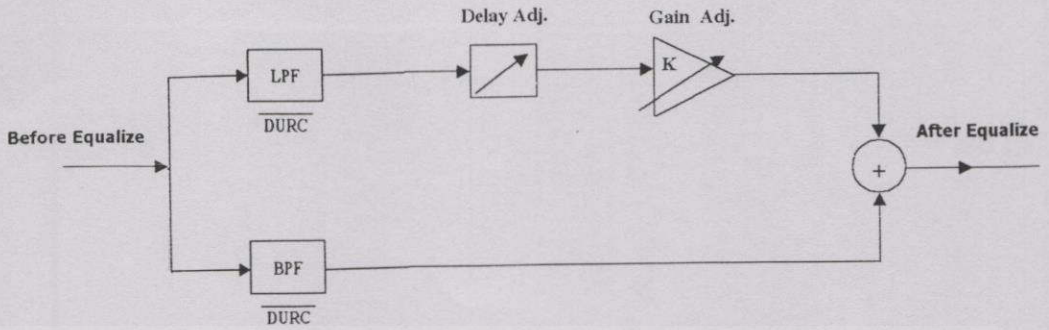


รูปที่ 4.21 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจร

สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจร ก็จะพบว่า วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC จะมีค่ากรุปดีเลย์ที่ราบเรียบเมื่อใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ และจะมีค่าที่ต่ำ เมื่อเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่

#### 4.4 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบแอกทีฟ ดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

ในระบบการรับ - ส่งสัญญาณ โดยทั่วไปมักจะต้องการให้คุณลักษณะทางขนาดต่อความถี่ราบเรียบที่สุด แต่ในบางกรณีอาจต้องการยกระดับหรือลดระดับ (Equalize) ของสัญญาณบางช่วง เช่น การแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคมิแนนซ์ในระบบการส่งสัญญาณภาพ [2] ซึ่งในบทนี้จะเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น รูปที่ 4.1 และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ รูปที่ 4.17 นำมาต่อกันตามบล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างวงจรอิกวอไลเซอร์ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถอริควอไลเซอร์

โดยวงจรถอริควอไลเซอร์จะกรองความถี่ในช่วง 0.5MHz และวงจรถอริควอไลเซอร์จะกรองความถี่  $4.43 \text{ MHz} \pm 500\text{KHz}$  เพื่อนำไปใช้งานเป็นวงจรถอริควอไลเซอร์ที่ใช้ในการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณโครโมแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ต่อไป

## บทที่ 5

### การทดสอบการประยุกต์ใช้งาน

เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้นที่ได้ทำการออกแบบนั้น สามารถนำไปใช้งานได้จริง จึงได้ทำการทดสอบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้น โดยใช้การต่ออุปกรณ์แบบดัมคัลอิเม้นท์ ด้วย P-Spice

#### 5.1 การทดสอบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้น

การทดสอบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้น ในส่วนนี้ จะแบ่งผลการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำ และส่วนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งจะได้ผลการตอบสนองทางความถี่ดังต่อไปนี้

##### 5.1.1 การทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้น

จากบทที่ 4 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟคิซทรีบิวต์ RC แบบสองชั้น รูปที่ 4.1 ในการทดสอบวงจรมัน หลังจากที่ได้ทำการสเกลทั้งทางขนาดและความถี่แล้ว ก็จะได้ค่าของตัวอุปกรณ์แต่ละตัวของ วงจรกรองความถี่ต่ำ ดังนี้

$$R_1 = R_2 = 40K\Omega$$

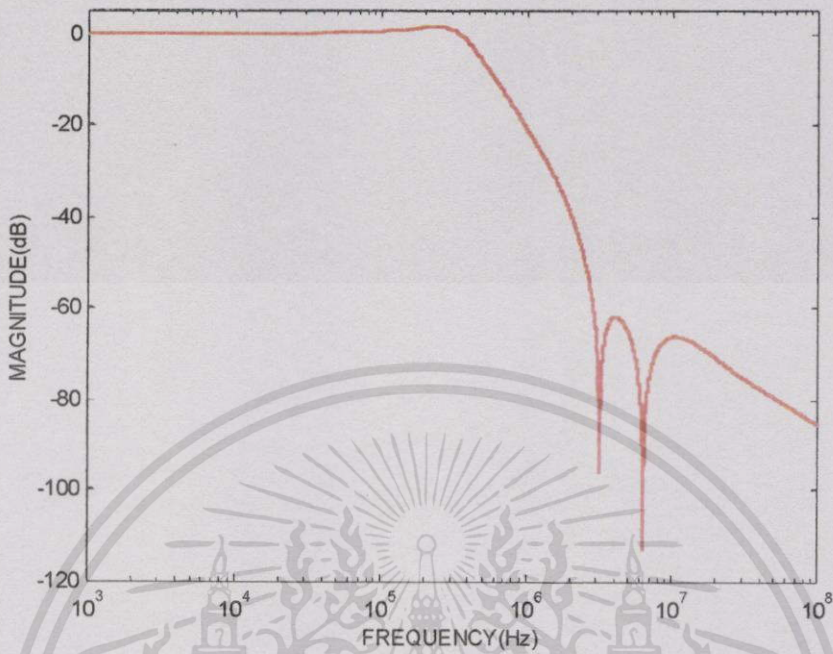
$$C_1 = 200pF, C_2 = 40pF$$

$$C_3 = 100pF, C_4 = 20pF$$

$$K = 1$$

$$\alpha = 0.18$$

โดยที่ ค่าของตัวอุปกรณ์เหล่านี้ จะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ต่ำที่มีจะคัทออฟที่ 0.5MHz เพื่อนำไปใช้ร่วมกับวงจรกรองผ่านความถี่ ในการทำเป็นวงจรอิกวอไลเซอร์ เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ เมื่อนำไปหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่อทางขนาดจะได้ดังรูปที่ 5.1



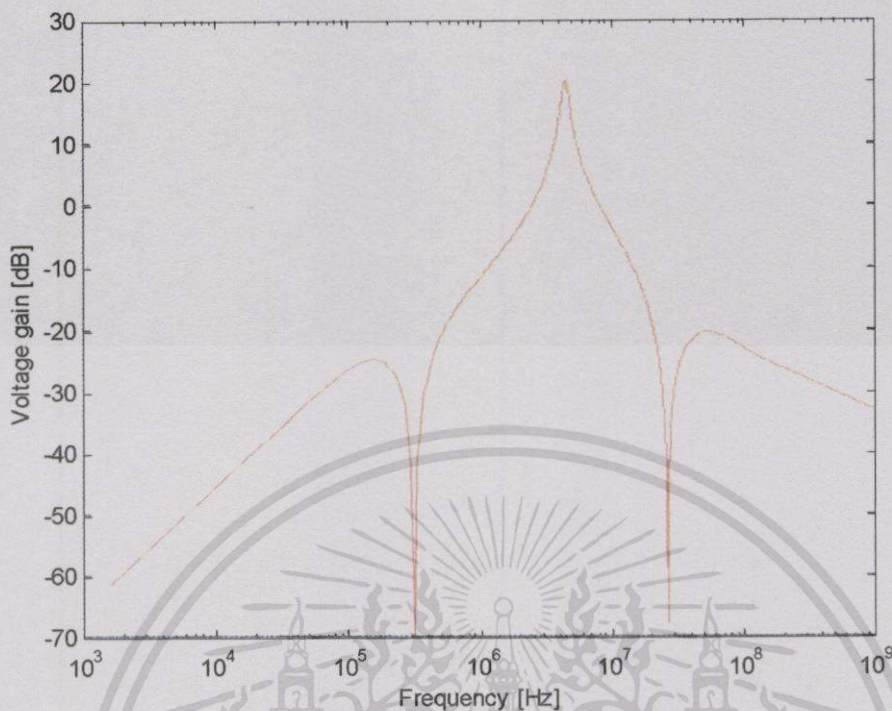
รูปที่ 5.1 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

### 5.1.2 การทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอคทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น

ค่าของตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอคทีฟดิสทริบิวต์ RC แบบสองชั้น รูปที่ 4.17 จะประกอบไปด้วยค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้

$$\begin{array}{ll}
 R_1 = R_2 = 11.5K\Omega & R_3 = 50K\Omega \\
 C_1 = C_2 = 100pF & C_3 = 700pF \\
 \alpha = 0.179 & C_0 = 56.22pF \\
 K_1 = -10 & K_2 = 0.7
 \end{array}$$

ซึ่งมีผลการตอบสนองทางความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่านความถี่แบบแอคทีฟคาสตรีบิวต์ RC แบบสองชั้น

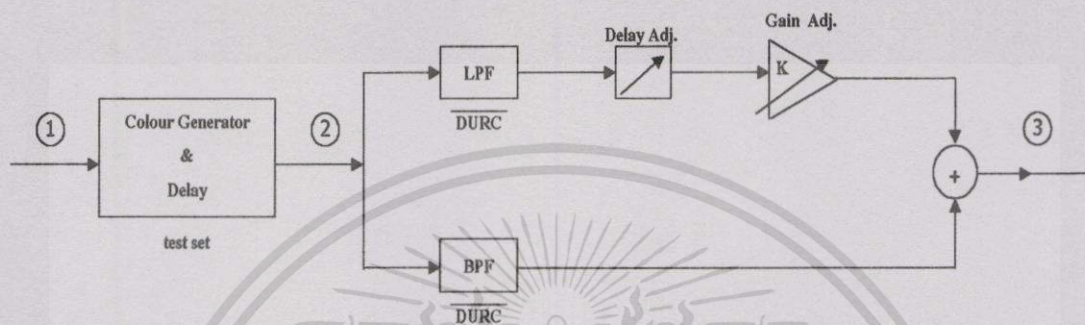
## 5.2 การประยุกต์ใช้งานเพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณโครมิกแนชต่อลูมิแนช

ในการประยุกต์ใช้งานเพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณโครมิกแนชต่อลูมิแนช โดยใช้วงจรควอไลเซอร์ ในรูปที่ 4.22 ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟคาสตรีบิวต์ RC แบบสองชั้น ที่มีความถี่คัตออฟ 0.5 MHz และวงจรกรองความถี่ผ่านแถบความถี่แบบแอคทีฟคาสตรีบิวต์ RC แบบสองชั้น ที่ยอมให้ความถี่ 4.43 MHz  $\pm$  500KHz ผ่านเท่านั้น ดังนั้นในการวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์ไทม์ โดยการป้อนสัญญาณมอดคูลเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์จากเครื่องทดสอบ ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายของสัญญาณได้ในช่วง  $-3$  dB ถึง  $+3$  dB และปรับดีเลย์ไทม์ได้ที่ละ 20 นาโนวินาที รวม 120 นาโนวินาที

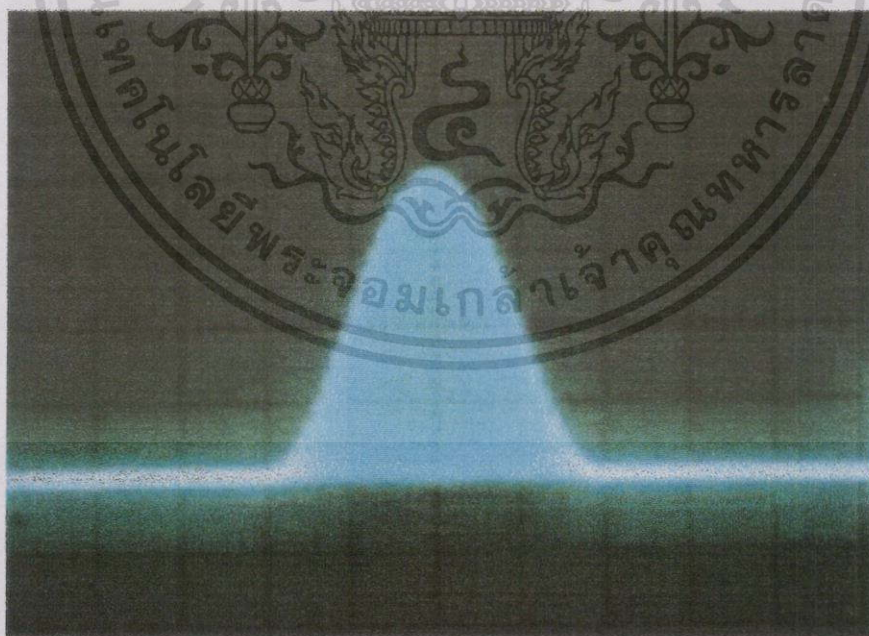
โดยขั้นแรกตั้งเครื่องทดสอบเป็นกลาง โดยปรับอัตราขยายเป็น 0 dB และดีเลย์ไทม์ 0 นาโนวินาที แล้วป้อนสัญญาณทดสอบที่ปรับให้มีการผิดเพี้ยนทางขนาดหรือมีการผิดเพี้ยนทางดีเลย์ไทม์เข้าที่อินพุตของวงจรควอไลเซอร์ สัญญาณลูมิแนชจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีความถี่อยู่ในช่วง 0.5 MHz ส่วนสัญญาณโครมิกแนชจะผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่อยู่ในช่วง 4.43 MHz  $\pm$  500KHz แล้วสัญญาณทั้งสองมารวมกันเป็นสัญญาณมอดคูลเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์อีกครั้งหนึ่งที่เอาต์พุต ให้สังเกตฐาน (base line) ของสัญญาณที่เกิดเปลี่ยนแปลงทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยาย หรือมีการผิดเพี้ยนทางดีเลย์ใหม่ เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นนี้ กระทำได้โดยการปรับอัตราขยาย (Gain Adj.) หรือดีเลย์ใหม่(Delay Adj.) ไปพร้อมๆ กันจนกว่าฐานของสัญญาณมอดคูเลท 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ที่เอาต์พุตราบเรียบที่สุด ก็จะทราบค่าความผิดเพี้ยนทางขนาดหรือดีเลย์ใหม่ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อมูมิแนนซ์ได้

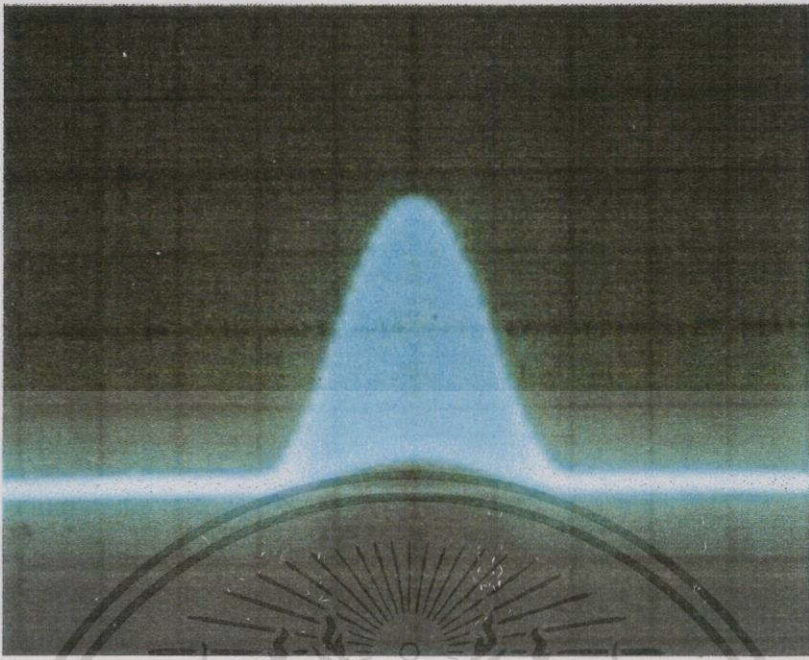


รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานวงจรอควอไลเซอร์



รูปที่ 5.4 สัญญาณมอดคูเลท 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ ทางอินพุต (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 สัญญาณมอดคูเลต 20T ไลน์กำลังสองพัลซ์ ที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาด (2)



รูปที่ 5.6 สัญญาณมอดคูเลต 20T ไลน์กำลังสองพัลซ์ ทางเอาต์พุต (3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอเรื่อง “ยูนิฟอร์มคิสทรีวิวด์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟเลเยอร์ แบบสองชั้น และการประยุกต์ใช้งานกับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ” โดยในการประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟนั้น เพราะว่า ตัวยูนิฟอร์มคิสทรีวิวด์ RC โลင်း แบบสองชั้นจะให้คุณลักษณะทางขนาดของสัญญาณนั้นจะมีอัตราความชันที่ชันกว่าแบบ ชั้นเดียว หรือแบบ Ghausi และยังมีขนาดเล็กกว่าวงจรที่ประกอบแบบลัมป์อีลิเมนต์ ซึ่งวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ คิสทรีวิวด์ RC โลင်းแบบสองชั้นที่นำเสนอ นั้น ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำ 1 วงจร วงจรกรองผ่าน แถบความถี่อีก 1 วงจร โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ผ่าน เป็นช่วงที่ใช้ตัว URC ร่วมกับตัว DURC และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ใช้ตัว URC จะทำให้ ได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ผ่านเป็นช่วงความถี่ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าการใช้วงจรกรองผ่านแถบ ความถี่ที่ใช้ตัว URC ร่วมกับตัว DURC ตัวเดียว กล่าวคือ ทำให้ช่วงย่านสัญญาณที่ผ่านได้มีความ แคมมากขึ้นกว่าเดิม และเมื่อได้วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟเหล่านี้แล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็ ได้มีการนำวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ มาต่อกันเป็นวงจรอิกควอไลเซอร์ เพื่อนำมาใช้แก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ ตามบล็อกไดอะแกรม ในบทที่ 5

โดยในตรวจสอบการประยุกต์ใช้งานของตัวยูนิฟอร์มคิสทรีวิวด์ RC โลင်း แคปปาซิทีฟ เลเยอร์แบบสองชั้น ได้นำเสนอวิธีการป้อนมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ ที่สามารถใช้ในการตรวจสอบความบกพร่องของระบบโทรทัศนีย์ ร่วมกับวงจรอิกควอไลเซอร์ที่ออกแบบ เพื่อใช้เป็นวงจรแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ ในระบบการส่งโทรทัศนีย์ ซึ่งผลการทดสอบ จะเห็นได้ว่า วงจรอิกควอไลเซอร์ที่สร้างขึ้นสามารถแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ ได้ใกล้เคียงกับการคำนวณ

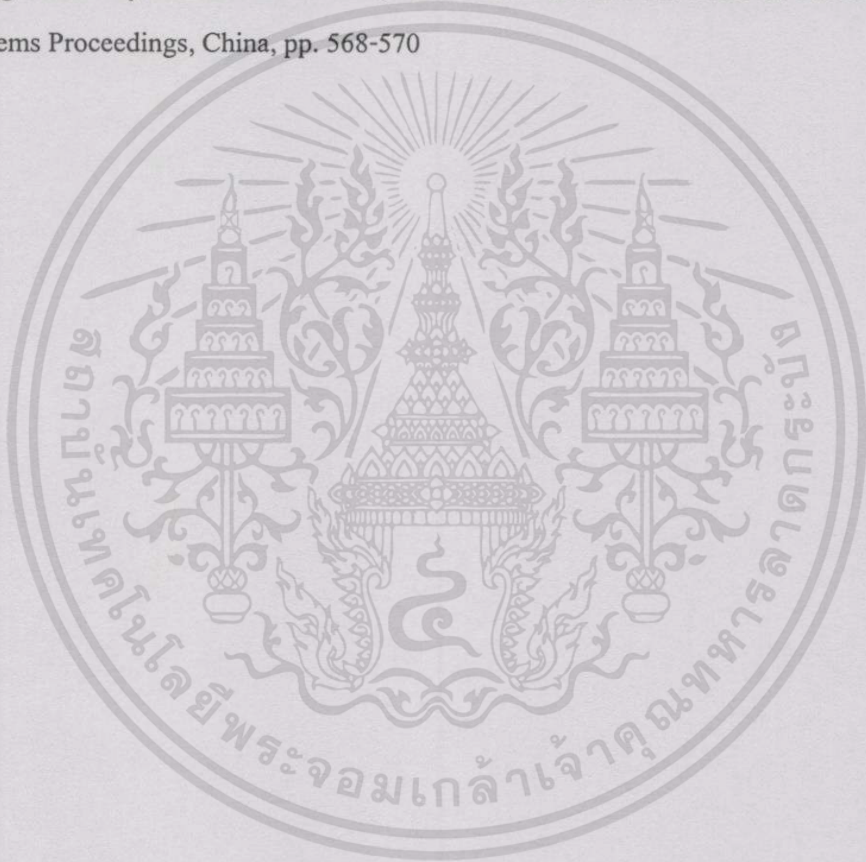
## เอกสารอ้างอิง

- [1] ไพศาล สิทธิโยภาสกุล, "การออกแบบและการประยุกต์ใช้งานของวงจรแอกทีฟดิสทริบิวต์ อาร์-ซี ไลน์", วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2533
- [2] ไพศาล สิทธิโยภาสกุล, กนก เจนจิระพงศ์เวช, "การออกแบบวงจรอควอไลเซอร์โดยใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาซี", การประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 ณ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, หน้าที่ 157-166, 8-9 พฤศจิกายน 2533
- [3] M.S. Ghauri and V.G.Bello, "Active Distributed RC Realization of Low Pass Magnitude Specifications", IEEE Trans. Vol. CT-16, pp. 346-358, August 1969.
- [4] B.K.Ahuja, "Implementation of Active Distributed RC Anti - Aliasing Smoothing Filter", IEEE J.Solid-State Circuit, Vol. SC - 17, pp. 1076-1080, December 1982.
- [5] M. Teramoto, S.Sudou and K. Janchit rapongvej, "Realization of an Active Low Pass Filter using Uniformly Distributed RC Lines", ICEE, CAS 89-54, October 1989.
- [6] M.Teramoto, "Active Distributed RC Line Filters", JTC-CSCC, 88-C1-2, November 1988.
- [7] V.G.Bello and M.S.Ghausi, "Design of Linear Phase Active Distributed RC Networks", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-16, pp. 526-530, November 1969.
- [8] H. Mahdi, "On Synthesis of Active Distributed RC Circuit", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, pp. 273-275, May 1970.
- [9] M.S. Ghausi and J.J. Kelley, "Introduction to Distributed parameter Networks", Holt Rihart and Winston, Inc., 1968.
- [10] P.M. Chirlian, 'Integrated and Active Network Analysis and Synthesis", Prentice - Hall, 1967.
- [11] M. Teramoto, "Active High - Pass and Band Pass Filter using Uniformly Distributed RC Line", JTC - CSCC'92, 1992.
- [12] M. Teramoto, S. Sudou, "On the Design Consideration of Active Distributed RC Band Pass Filter", JTC-CSCC'93, 1993.

## ภาคผนวก ก

## บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] V. Kawejan, K. Janchitrapongvej, et.al., "Capacitive Double Uniformly Distributed RC Line and its Applications to Active Filtes," TENCON 2000, pp.II-23 – II-25
- [2] Viroj Kawejan, Kanok Janchitrapongvej, et.al., "Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line," IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems Proceedings, China, pp. 568-570





Networking the World

# 2000 TENCON PROCEEDINGS

**Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium**

**Volume II**

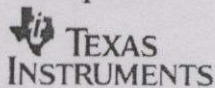
**Venue**

Renaissance-New World Hotel  
Kuala Lumpur  
Malaysia

**Date**

24th-27th September 2000

**Co-Sponsor**



**Sponsor**

IEEE Region 10  
(Asia Pacific)

**Official Carrier**



IEEE CATALOG NUMBER: 00CH37119

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Capacitive Double Layers Uniformly Distributed RC Line and its Applications to Active Filters

K. Janchitrapongvej V. Kawejan  
S.Seatia and C. Benjangkprasert

Research Center for Communications and Information Technology, and Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520.

E-mail : kjanok@kmitl.ac.th

P. Tangtisanon and O. Saingaroon

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520.

M. Teramoto

School of Engineering, Tokai University, Japan 259-12.

## Abstract

A technique for active low pass filter designed by using double layers capacitive uniformly distributed RC line (DURC) is presented. The proposed circuit configuration consists of two DURC and a single gain amplifier. Herein,  $\alpha$  and  $K$  parameters of the circuit are used to improve the magnitude response. The structure reduces an amount of circuit complexity and simple to use for filter applications. The simulation by P-SPICE of the amplitude response and sensitivities are also given.

## 1. Introduction

The uniformly distributed RC line have been published in many case [1], [2]. The frequency response of the distributed RC network is much better than that of lumped RC network for higher frequency range applications [3].

In this paper, the low pass characteristics with transmission zero using double capacitive layers uniformly distributed RC line and the applications to active low pass filter are presented.

The structure of the double capacitive layers UR (DURC) is illustrated in Fig. 1-a. the circuit symbol of Fig. 1-a. and Fig. 1-b. are illustrated in Fig. 1-c.

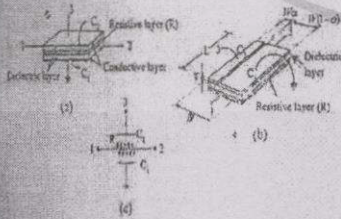


Fig. 1 Structure and circuit symbol of DURC

The admittance parameter [2]  $[Y_{ij}]$  of the RC in Fig. 1 is given as follow.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y & -\alpha Y - 1 & -\alpha Y - 1 \\ -1 & Y & -\alpha Y - 1 \\ -\alpha(Y-1) & -\alpha(Y-1) & \frac{\alpha(\beta-\alpha)^2}{\beta\gamma + 2\alpha^2(\beta-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

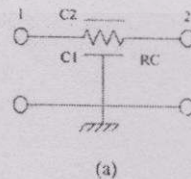
Where  $X = \frac{p}{R \sinh p}$ ,  $Y = \cosh p$ ,  $P \cdot P' = \sqrt{SR}$

$$\begin{aligned} C &= C_1 + C_2 \\ C_1 &= (\beta - \alpha)^2 \\ C_2 &= \alpha C \end{aligned} \quad (2)$$

Where  $R$  and  $C$  are the values of the total resistance and capacitance of the DURC,  $\alpha$  is the ratio of  $C_2$  and  $C_1 + C_2$  and  $S$  is the complex frequency variable.

## 2. Circuit using double capacitive layers UR

The three type of novel notch characteristics circuits using double capacitive layers uniformly distributed RC line are shown in Fig.2 (a),(b),(c)



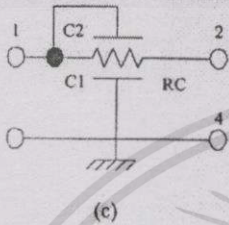
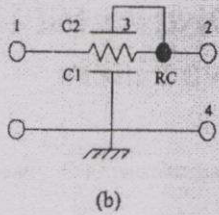


Fig.2. Notch characteristics circuits using double capacitive layers URC. The voltage transfer function T (P) of Fig.2 (a) is given as follows:

$$T(P) = \frac{(\sinh P) / P + (1 - \alpha) / \alpha}{(\sinh P) / P + (1 - \alpha) \cosh P / \alpha} = \frac{N(P)}{D(P)} \quad (3)$$

Here, assuming

$$P = \sqrt{SCR} = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\omega/2} + j\sqrt{\omega/2} = t + jt, \quad t = \sqrt{\omega/2}$$

The N(P) of eq. (4) can be expressed as follow:

$$N(P) = \frac{\sinh P}{P} + \frac{1 - \alpha}{\alpha} = \frac{1}{t + jt} (\sinh t \cos t + j \cosh t \sin t) + \frac{1 - \alpha}{\alpha} \\ = \frac{1}{2t} (\sinh t \cos t + \cosh t \sin t) + \frac{1 - \alpha}{\alpha} + j \frac{1}{2t} (\cosh t \sin t - \sinh t \cos t) \quad (4)$$

At  $t = 5\pi/4$ , the imaginary part and real part of eq. (4) should be also zero to get notch characteristics. At  $t = 5\pi/4$  in eq.(4), we obtain  $\alpha = 0.179$

At  $t = \sqrt{\omega/2}$  and/or  $\omega_N = 2t^2$ , we obtain

$$\omega_N = 2x \left( \frac{5\pi}{4} \right)^2 = 30.84.$$

i. e. the notch characteristic obtain for case of  $\omega = 30.84$ ,  $\alpha = 0.179$ .

The frequency responses of the three types of notch characteristics circuits using double capacitive layers URC are shown in Fig.3.

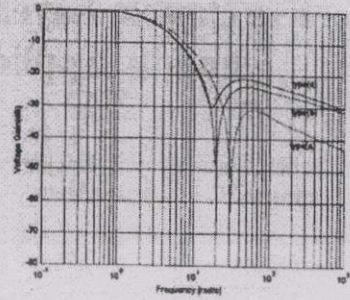


Fig.3. Frequency responses

### 3. LPF with the transmission zero

Fig.4 shows the proposed active low pass with transmission zero.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K \left( \frac{\sinh P_1}{P_1} + A \right) \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right)}{\left\{ \frac{\sinh P_1}{P_1} + A \cosh P_1 + \beta \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \cosh P_2 \right) \right\} B - \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right) \left\{ \beta \left( \frac{\sinh P_1}{P_1} + A \right) + KA (\cosh P_1 - 1) \right\}} \quad (5)$$

Where K is the voltage gain of amplifier.  $\alpha$ , A, B and  $\beta$  are given from Equation as follows :

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_4}{C_3 + C_4}$$

$$A = \frac{1 - \alpha}{\alpha}, \quad B = \left( \frac{\sinh P_2}{P_2} + A \right)$$

$$\text{and } \beta = \frac{C_2 AP_1 \sinh P_1 + 2(\cosh P_1 - 1)}{C_1 AP_2 \sinh P_2 + 2(\cosh P_2 - 1)}$$

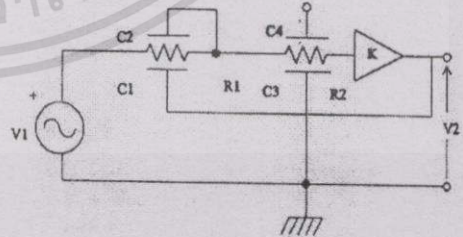


Fig.4 Active LPF with two DURC

**4. Simulation results**

The simulation by P-SPICE of the frequency response is shown in Fig. 5. The double capacitive layers URC is approximated by the ladder lumped RC elements of 10 sections. And the amplifier is made by  $\mu A741$ .

Fig. 5 shows the behavior of the proposed circuit with amplifier gain K. We chose the values of the double capacitive layers URC elements as follows:

$$\begin{aligned}
 R1 = R2 &= 100k\Omega \\
 C1 = 2000pF, C2 &= 440pF \\
 C3 = 1000pF, C4 &= 220pF \\
 K &= 0.5, 1, 2 \\
 \alpha &= 0.18
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

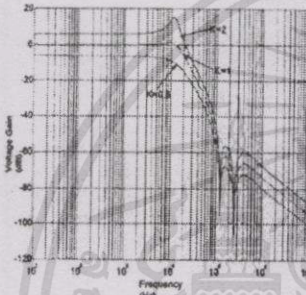


Fig. 5 Frequency response

It is seen that the combination of two DURC circuits will produce a filter having transmission zeros at stopband and the magnitude peaking occurs as K greater than 1.

**5. Sensitivity**

The sensitivity  $S_x^T$  is defined as the ratio of the normalized incremental change of the transfer function T(P), due to the normalized change of circuit parameter x.

$$S_x^T = \frac{dT(P)}{dx} \frac{x}{T(P)}
 \tag{7}$$

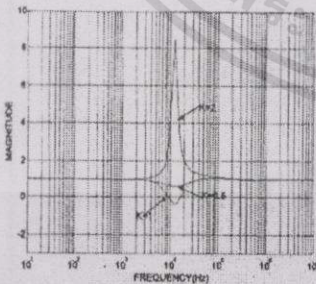


Fig. 6 Sensitivity  $S_K^T$

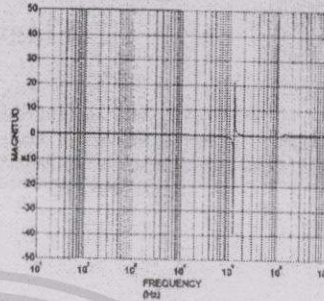


Fig. 7 Sensitivity  $S_{C_2}^T$

Fig. 6 shows the sensitivity of T(P) to the change of amplifier gain K and Fig. 7 shows the sensitivity of T(P) to change of capacitance  $C_2$ .

It is seen that the sensitivity of T(P) to the Change of amplifier gain K and circuit elements  $C_{1,2}$  are differentially small in the pass band.

**6. Conclusion**

The low pass filter with notch characteristics (three types) using double capacitive layers-URC line and the applications to active low pass filter with transmission zero are proposed and discussed. In addition the sensitivities of circuit parameters are investigated and computer simulations are carried out. The proposed circuit will be suitable to fabricate by LSI process.

**References**

- [1] M.S. Ghausi / J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits" Holt, Rinehart and Winston, INC pp.136-pp. 141.
- [2] Lih-Juan pu, Y.p. Tsvividis "Transistor-Only Frequency-selective Circuits" IEEE J. solid state circuit VOL.25, No.3 pp. 821-835, June 1990.
- [3] M.Teramoto, S.Sudo, Y. sudo, Y.suzuki, M,Koide, H.Nkai "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layer Uniformly Distributed RC Line." JIC-CSCC'95, 1995.
- [4] M. Teramoto, S. Sudo, Y.suzuki "Notch Characteristics using Uniformly Distributed RC Line and the Applications to Active Filters. IEICE, CAS96-49, NLP96-87.



# 2000

## IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems

*Theme: Electronic Communication Systems*

### PROCEEDINGS

December 4~6, 2000

Tianjin, China

IEEE Catalog Number: 00EX094

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line

Kanok Janchitrapongvej<sup>\*</sup>, Viroj Kawejan<sup>\*</sup>, Chawalit Benjangkaprasert<sup>\*</sup>, Prakrit Tangtisanon<sup>\*</sup>,  
Sorapong Seatia<sup>\*</sup>, Shirou Sudou<sup>\*\*</sup> and Mitsuo Teramoto<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand, E-Mail: kjanok@kmit.ac.th

<sup>\*\*</sup>School of Engineering, Tokai University, Japan 259-12

### Abstract

The paper describes the new notch frequency adjustable type filter using uniformly distributed RC line (hereafter is called URC) with three capacitive layers.

The proposed circuit consists of one URC with three capacitive ( $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_2$ ) layers and a single gain amplifier.  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  of the circuits are used to adjust the notch tunable frequency and  $K$  is used to control the minimum stop band loss. The structure reduces an amount of circuit complexity and is simple to use for filter applications. Finally, The computer simulation results showed good agreement with theoretical values. Sensitivities are also carried out.

### I. Introduction

The structure of the URC with three capacitive layers shows in Fig. 1-a. The circuit symbol of Fig. 1-a and Fig. 1-b are illustrated in Fig. 1-c. This URC consists of 3 layers. It is made up of a uniform resistive sheet, a uniform dielectric sheet and a conducting sheet, where a dielectric sheet is located between resistive sheet and conductive sheet. The capacitance ( $C$ ) is divided into 3 parts  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_2$  deposited on a dielectric sheet.

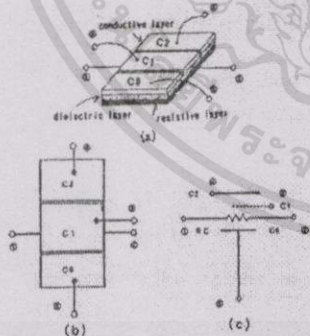


Fig. 1 Structure and circuit symbol of URC with three capacitive layers

The admittance parameters  $[Y_{ij}]$  of the URC with three capacitive layers in Fig 1 is given as follows:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha_1(Y-1) & -\alpha_2(Y-1) \\ -1 & Y & -\alpha_1(Y-1) & -\alpha_2(Y-1) \\ -\alpha_1(Y-1) & -\alpha_1(Y-1) & \delta & \lambda \\ -\alpha_1(Y-1) & -\alpha_2(Y-1) & \lambda & \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $\delta = \alpha_1(1 - \alpha_1)P \sinh P + 2\alpha_1(Y-1)$ ,

$$\lambda = \alpha_2(1 - \alpha_2)P \sinh P + 2\alpha_2(Y-1),$$

$$\psi = \alpha_1\alpha_2[2(Y-1) - P \sinh P],$$

$$X = \frac{P}{R \sinh P}, Y = \cosh P, P = \sqrt{SRC}$$

$$C_1 = \alpha C, C_2 = \alpha C \text{ and } C = C_0 + C_1 + C_2$$

$R$  and  $C$  are the values of total resistance and capacitance  $C$  of the multilayers URC structure.  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  are the ratio of  $C_1$ ,  $C_2$  with respect to  $C$  and  $S$  is the complex frequency.

### II. LPF with Notch characteristics

The low pass active filter with adjustable notch characteristics circuit using URC with three capacitive layers is shown in Fig 2.

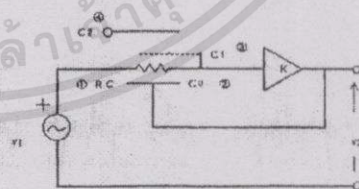


Fig. 2 Notch characteristics circuit using URC with three capacitive layers

From eq.(1) and Fig 2, after some mathematical manipulations, the voltage transfer function T(p) of Fig. 2 is as follows:

$$T(p) = \frac{\left\{ \frac{\alpha_2 \sinh p}{p} + a_1 \left[ \cosh p + \frac{J - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} \right] \right\} K}{\beta + [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] K + \chi \cosh p + a_1 (1 - K) [2 + p \sinh p]} \quad (2)$$

where  $\beta = \frac{a_2 (\sinh p - p \cosh p)}{p}$ ,

$$\chi = \left[ \frac{1}{J - (\alpha_1 + \alpha_2)} \right] + (2\alpha_1 - 1) K - 2a_1$$

$$p = \sqrt{SRC} \Big|_{RC=1} = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}}$$

From eq.(1). Here, assuming  $t = \sqrt{\frac{\omega}{2}}$   $\therefore p = t + jt$

The notch angular frequency ( $\omega_n$ ) can be obtained from the numerator of eq.(2).

Herein, the N(P) of eq.(2) can be expressed as follow:

$$N(p) = Re[N(p)] + Im[N(p)] \quad (3)$$

$$Re = \frac{\alpha_2}{2t} (\sinh t \cos t + \sin t \cosh t) + \alpha_1 \cosh t \cos t + 1 - (\alpha_1 + \alpha_2) = 0 \quad (4)$$

$$Im = \frac{\alpha_2}{2t} (\sin t \cosh t - \sinh t \cos t) + \alpha_1 \sinh t \sin t = 0 \quad (5)$$

Form eq.(4) and eq.(5),  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  can be obtained as

$$\alpha_1 = \frac{-1}{\frac{1}{2t} (\sinh t \cos t + \sin t \cosh t) + (1 - \cosh t \cos t) \gamma - 1} \quad (6)$$

$$\alpha_2 = -\frac{\alpha_1}{2t} \gamma \quad (7)$$

Where  $\gamma = \frac{(\sin t \cosh t - \sinh t \cos t)}{\sinh t \sin t}$

It is found that t is lied in between  $\pi \leq t \leq \frac{5}{4}\pi$

Fig. 3 shows the relation of normalized angular frequency  $\omega_n$  to  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  where  $\omega_n$  is lied in between  $20 < \omega_n < 30.84$ .

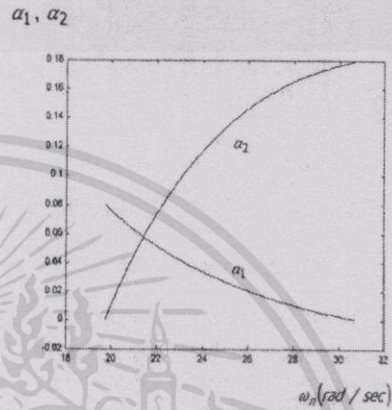


Fig. 3 Relation between notch angular frequency and  $\alpha_1, \alpha_2$

### III. Simulation results

The simulation by P-spice of the frequency response is shown in Fig. 4. It is shown that the behavior of notch frequency adjustable active filter with an appropriate choice of the parameter  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  of the circuit. Herein, we choose the values as given in Table 1 with gain K=0.8 The three capacitive layers URC is approximated by the ladder lumped RC elements of 10 sections and the amplifier ( $\mu A741$ ) is used in the experiment.

	$C_0$	$C_1$	$\alpha_1$	$C_2$	$\alpha_2$
Ⓐ	92	8	0.08	0	0
Ⓑ	86.24	4	0.04	9.76	0.0976
Ⓒ	83.2	2	0.02	14.8	0.148
Ⓓ	82	0	0	18	0.18

Table 1.  $C_0, C_1,$  and  $C_2$  are in pF And R = 100K $\Omega$ , C=100pF

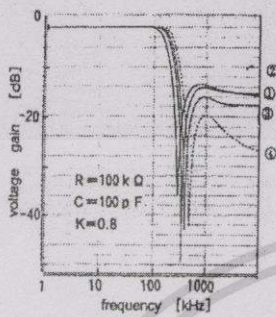


Fig. 4 Frequency response of table 1.

It is seen that by adjusting the circuit parameter  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  will tend to change notch frequency. If  $\alpha_1, \alpha_2$  is assumed zero ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ ), it become Ghauri's URC circuit as referred in literature [1], with  $\alpha_2 = 0$  and  $\alpha_1 \neq 0$  or Vice Versa it becomes a double capacitive layers URC [2] and [3]

IV. Sensitivity

The sensitivity  $S_{X_i}^{T(P)}$  is defined as the ratio of normalized-incremental change of the transfer function T(P), due to the normalized change of circuit parameter  $X_i$

$$S_{X_i}^{T(P)} = \frac{dT(P)}{dX_i} \frac{X_i}{T(P)} \quad (8)$$

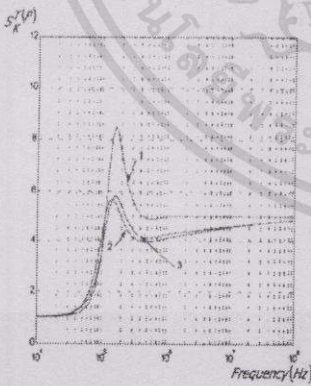


Fig. 5a

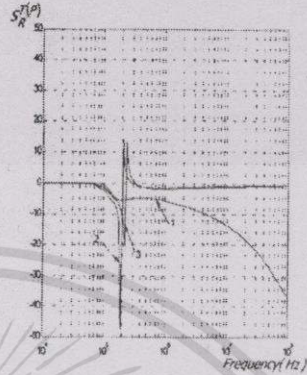


Fig. 5b

Fig. 5 sensitivities of T(P) with the change of K and R

Where  $R = 20 \text{ K}\Omega, C = 5000 \text{ pF}$

1.  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$
2.  $\alpha_1 = 0.08, \alpha_2 = 0.0$
3.  $\alpha_1 = 0.04, \alpha_2 = 0.0976$

Fig. 5a shows the sensitivities of T(P) with the change of amplifier gain K and Fig. 5b shows the sensitivities of T(P) with the change R respectively.

It is seen that the sensitivities of T(P) for both cases are differentially small in the pass band, when compared to literature [1], [2] and [3].

V. Conclusion.

The low pass filter with notch characteristics using three capacitive layers URC circuit with the applications to active filter is proposed and discussed. In addition, the sensitivities of circuit parameters are investigated and computer simulations by P-SPICE are carried out. The proposed circuit can be suitable to fabricate by LSI process.

References

- [1] M.S. Ghauri / J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Irrerated Circuits" Holt, Rinehart and Winston, INC pp.136-141.
- [2] M.Teramoto, S.Sudo, Y.suzuki, M.Koide,II. "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layer Uniformly Distributed RC Line." JIC-CSCC'95, 1995.
- [3] K. Janchitrapongvej "Notch Tunable Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line" 1998 IEEE APCC/ICCS Volume 2 PP. 590-592.

## ประวัติผู้เขียน

นาวาอากาศโทวิโรจน์ แก้วจันทร์ เกิดเมื่อวันที่ 9 ตุลาคม 2496 ที่จังหวัดพัทลุง สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต(เทคโนโลยีโทรทัศน์) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2525 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยภาคใต้ สงขลา

ปี พ.ศ. 2518 เข้ารับราชการในตำแหน่งครูวิชาช่างผู้ช่วย แผนกช่างไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ สังกัดโรงเรียนช่างฝีมือทหาร กรมการศึกษาวิจัย กองบัญชาการทหารสูงสุด กระทรวงกลาโหม ถึงปี พ.ศ. 2534 เป็นหัวหน้าหมวดแผนกช่างไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ สังกัดโรงเรียนช่างฝีมือทหาร กรมการศึกษาวิจัย กองบัญชาการทหารสูงสุด และปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์แผนกช่างไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ สังกัดโรงเรียนช่างฝีมือทหาร กรมยุทธศึกษาทหาร กองบัญชาการทหารสูงสุด กระทรวงกลาโหม

