

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์
ด้วยวงจรรขยายแบบหนึ่งโพล

ON THE DESIGN OF ACTIVE FILTERS USING UNIFORMLY
DISTRIBUTED RC LINE WITH A SINGLE POLE AMPLIFIER



นวลจันทร์ ปัญญาหุวงศ์
NOUANCHANH PANYANOUVONG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...49307...
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการอ้างอิงในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ON THE DESIGN OF ACTIVE FILTERS USING UNIFORMLY
DISTRIBUTED RC LINE WITH A SINGLE POLE AMPLIFIER**



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

2003

ISBN 974 – 324 – 799 - 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล
นักศึกษา	นางนวลจันทร์ ปัญญาณรงค์
รหัสประจำตัว	44612905
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ โดยใช้ค่าอัตรการขยายแบบคงที่และแบบหนึ่งโพล ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบนอช และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอกทีฟโดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบคาปาซิทีฟชั้นเดียว และแบบสองชั้น ต่อร่วมกับวงจรขยายแบบคงที่และแบบหนึ่งโพล นอกจากนี้ ยังได้ทำการหาผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ พร้อมทั้งเสถียรภาพ และความไว ของวงจรอีกด้วย จากการทดลองพบว่า วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบคาปาซิทีฟสองชั้น ด้วยค่าอัตรการขยายหนึ่งโพลให้ผลการตอบสนองทางความถี่ดีกว่า และค่าความไวก็ต่ำกว่าวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟที่มีค่าอัตรการขยายคงที่

Thesis Title On the Design of Active Filters using Uniformly Distributed RC Line
with a Single Pole Amplifier

Student Mrs. Nouanchanh Panyanouvong

Student ID. 44612905

Degree Master of Engineering

Programme Information Engineering

Year 2003

Thesis Advisor Assoc.Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej

ABSTRACT

This thesis presents the realization method of Uniformly Distributed RC line (herein after is called URC) active filter using one pole of voltage gain. A design of those proposed active filters has been compared with the circuit using a DC gain for both transfer function and sensitivity. The thesis also describes about replacement of an active single URC and double capacitive layers of notch low-pass filter and band-pass filter by using one pole voltage gain. The experimental results of the amplitude response, stability and sensitivities are carry out. From the experimental result shows that the URC active filter using double capacitive layers with one pole voltage gain gives a good amplitude response and low sensitivity then does URC active filters with DC gain.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเป็นอย่างดีในเรื่องการออกแบบวงจรกรองความถี่เอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล จากท่าน รศ.ดร.กนก เชนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง แก่โครงการ AUN/SEED-Net และ โครงการ JICA ที่ได้อุปถัมภ์การศึกษาในครั้งนี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งให้คำแนะนำและคำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์ รวมทั้งตรวจสอบการเขียนภาษาไทย

ขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์ทุกท่าน ในภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และให้คำแนะนำ คำปรึกษา พร้อมกำลังใจที่มีคุณค่าอย่างยิ่ง

ขอกราบขอบพระคุณ ท่านอธิการบดี คณบดี อาจารย์ ทุก ๆ ท่าน ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และ มหาวิทยาลัยแห่งชาติลาว ที่ได้ให้คำแนะนำ คำปรึกษา และให้กำลังใจ มาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่าง ๆ อย่างใกล้ชิดตลอดมา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยขอบพระคุณแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นवलจันทร์ ปัญญาณรงค์

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.....	2
บทที่ 2 วงจรกรองความถี่.....	3
2.1 วงจรกรองความถี่.....	3
2.1.1 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงจรกรองความถี่	4
2.1.2 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่	5
2.1.3 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่.....	6
2.2 การสเกลลิง (Scaling)	7
2.2.1 การสเกลตามขนาด (Magnitude scaling)	8
2.2.2 การสเกลตามความถี่ (Frequency scaling).....	8
2.2.3 การสเกลตามขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency scaling or Element scaling Equation).....	9
บทที่ 3 ดิสทริบิวต์ อาร์ซี.....	10
3.1 ทฤษฎีสายส่ง.....	10
3.2 โครงสร้างของถั้มด์พารามิเตอร์	16
3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี	21
3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น.....	27

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่อนุพันธ์ ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ โดยใช้วงจรรขยายแบบหนึ่ง โพล.....	34
4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ.....	34
4.1.1 การหาค่า α	37
4.1.2 วงจรรขยายที่มีอัตราขยายแบบหนึ่ง โพล	39
4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบนอตช์.....	42
4.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่	45
4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร	47
4.4.1 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้ตัว DURC.....	47
4.4.2 เสถียรภาพของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน	48
4.4.3 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	49
4.5 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์	50
4.5.1 ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำ	52
4.5.2 ค่าความไวของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน	54
4.5.3 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	57
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและการเสนอแนะ.....	61
เอกสารอ้างอิง.....	64
ภาคผนวก.....	65
ภาคผนวก ก บทควมวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	66
ประวัติผู้เขียน	81

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การเปรียบเทียบค่า S_K^Q เมื่อวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านมีค่าอัตราขยายที่คงที่ และมีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล	56
4.2 การเปรียบเทียบค่า S_K^Q เมื่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีค่าอัตราขยายที่คงที่ และมีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล.....	60



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ในอุดมคติชนิดต่าง ๆ	4
2.2 ระบบที่มีการย้อนกลับแบบชั้นเดียว.....	5
3.1 สายส่งสัญญาณ	11
3.2 ส่วนการขยายของ Δx ในสายส่ง.....	11
3.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง.....	15
3.4 การต่อเรียงกันของ โคร่งข่ายในรูปที่ 3.3	15
3.5 รูปแบบของ โคร่งข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็น โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์	16
3.6 โครงสร้างของ T-Network	17
3.7 โครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ชี	22
3.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ชี	22
3.9 โครงสร้างและวงจร โคร่งข่ายของส่วนย่อย Δx ของคิสทรีบิวต์ อาร์ชี	22
3.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสทรีบิวต์ อาร์ชี	24
3.11 โครงสร้างของคิสทรีบิวต์ อาร์ชี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมาก ๆ	25
3.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต	26
3.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย	27
3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC.....	27
3.15 วงจรเน็ตเวิร์ค DURC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์	28
3.16 รูปวงจรการวิเคราะห์ Y_{13}	29
3.17 วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์	33
4.1 วงจร DURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์	34
4.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร รูปที่ 4.1.....	36
4.3 วงจรรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ DURC.....	36
4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่นอตช์เชิงมุมต่อ α	38
4.5 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำเมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่า K	39
4.6 วงจรขยายที่มีอัตราขยายแบบโพล	39
4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟ ที่มีอัตราขยายแบบ หนึ่งโพลโดยที่ค่า $\omega_p=1$	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอกทิฟ ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่ง โพล โดยที่ค่า $\omega_1 = 5$	41
4.9 วงจรรองความถี่แบบนอตช์ที่ใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ แบบคาปาซิทีฟสองชั้น	42
4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตช์ที่สร้างจาก DURC และมีอัตราขยาย $K = 0.4$ และ $K = 0.47$ ซึ่งค่า $\omega_1 = \infty$	43
4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตช์ที่สร้างจาก DURC และมีอัตราขยาย $K_0 = 0.5$ และ $K_0 = 0.7$ ซึ่งค่า $\omega_1 \rightarrow \infty$	43
4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตช์ที่สร้างจาก DURC และมีอัตราขยายแบบหนึ่ง โพล โดยค่า ω_1 อยู่ระหว่าง $2000 < \omega_1 < 5000$	44
4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตช์ที่สร้างจาก DURC และมีอัตราขยายแบบหนึ่ง โพล โดยค่า ω_1 อยู่ระหว่าง $\omega_1 < 2000$ และ $\omega_1 > 5000$	44
4.14 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ ตัว URC	45
4.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายคงที่.....	46
4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่ง โพล.....	46
4.17 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ ที่ใช้ตัว DURC	48
4.18 เสถียรภาพของวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่าน.....	49
4.19 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้ตัว URC	50
4.20 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ.....	52
4.21 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ.....	53
4.22 ค่าความไว $S_{K_0}^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ.....	53
4.23 ค่าความไว $S_{\omega_1}^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ.....	54
4.24 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรรองห้ามแถบความถี่.....	54
4.25 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรรองห้ามแถบความถี่.....	55
4.26 ค่าความไว $S_{K_0}^{T(p)}$ ของวงจรรองห้ามแถบความถี่.....	55
4.27 ค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองห้ามแถบความถี่.....	57
4.28 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่.....	57
4.29 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 ค่าความไว $S_{K0}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	58
4.31 ค่าความไว $S_{\omega l}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	59
4.32 ค่าความไว S_K^Q ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาของงานวิจัย

ในปัจจุบัน วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟที่มีโดยทั่วไปนั้น จะเป็นวงจรกรองความถี่ที่เป็นแบบแอกทีฟ อาร์ซี (Active RC) และมีค่าอัตราขยายคงที่ [1-4] โดยวงจรกรองความถี่ประเภทนี้จะ เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีข้อจำกัดในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองความถี่ คือ ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรประเภทนี้จะมีค่าอัตราความชันที่ค่อนข้างแน่นอน ไม่สามารถปรับเปลี่ยนให้สูงขึ้นได้ด้วยตนเอง นอกจากจะทำการปรับเปลี่ยนอันดับของวงจรให้สูงขึ้น ผลที่ตามมา ทำให้วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น ยากต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งวงจรกรองความถี่ประเภทนี้ยังมีค่าความไว (Sensitivity) ของตัวอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะสูง ทำให้วงจรไม่ค่อยมีเสถียรภาพเท่าที่ควร จึงได้มีการนำตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ (Uniformly Distributed RC Line) หรือที่เรียกว่า URC มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันในนามของวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซี หรือแบบ Ghausi [5-7] ที่ปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายที่มีลักษณะแบบหนึ่งโพล (Pole) โดยผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ที่นำเสนอจะมีผลที่ดีกว่าและมีค่าความไวที่ต่ำกว่าวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ อาร์ซี ที่มีอัตราขยายคงที่ อีกทั้งยังสามารถนำไปใช้ในความถี่สูงได้ เนื่องจากโครงสร้างของตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ ที่เป็นอิลิเมนต์ RC ของตัว URC สามารถสร้างได้ในรูปของเทคโนโลยีแบบฟิล์มแผ่นบาง (Thin – Film) ได้ แต่ผลการตอบสนองนี้ยังไม่ดีเท่าที่ควร จึงได้มีการนำตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น DURC (Double Uniformly Distributed RC) [8-9] และ [10-11] มาใช้เป็นวงจรกรองความถี่แทน URC อีกประการหนึ่ง DURC จะมีคุณลักษณะที่สำคัญนั่นคือมีคุณลักษณะแบบนอตช์ (Notch Characteristics) เมื่อนำมาใช้เป็นวงจรกรองความถี่ก็จะทำให้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบเดิม ไม่ว่าจะ เป็นผลการตอบสนองทางขนาด และค่าความไวที่ต่ำลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทำวิจัยเพื่อศึกษา

พัฒนาและสามารถนำไปใช้งานได้จริง กล่าวคือสามารถสร้างวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟยูนิ

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลน ด้วยวงจรรขยายแบบหนึ่งโพลได้จริงและนำไปประยุกต์ใช้งานอื่น ๆ ทั้งทางด้านการศึกษา ด้านสารสนเทศ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งหวังที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาพัฒนาและนำไปใช้งานให้กับนักศึกษา และบุคคลที่สนใจ สามารถนำไปประยุกต์และพัฒนาต่อไปในอนาคต

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้จัดแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน โดยบทแรกจะเป็นการกล่าวถึงที่มาของการทำวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ โดยส่วนรายละเอียดของบทต่าง ๆ ในอีก 4 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นั่นคือ วงจรกรองความถี่

บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีของตัวขั้วนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลน แบบชั้นเดียวและแบบสองชั้น โดยในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของวงจรมันจะใช้หลักการเดียวกับการวิเคราะห์สายส่ง และมีการเปรียบเทียบ โครงสร้างพารามิเตอร์ระหว่าง โครงสร้างเน็ทเวอร์คแบบลัมดพารามิเตอร์ โครงสร้างของ URC และ โครงสร้างของ DURC

บทที่ 4 เป็นการออกแบบวงจรรองความถี่แบบแอกทีฟขั้วนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โดยใช้ วงจรรขยายแบบหนึ่งโพล ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรองความถี่ต่ำ (Low - pass Filter) วงจรรองความถี่แบบนอตช์ (Notch Filter) และวงจรรองผ่านแถบความถี่ (Band - pass Filter) โดยใช้ตัว URC หรือ DURC ต่อร่วมกับตัวขยายแบบหนึ่งโพล เป็นวงจรแอกทีฟ ซึ่งวงจรถูกออกแบบจะมีตัวพารามิเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดค่าของผลการตอบสนองทางขนาดของวงจร และยังได้มีการพิจารณาถึง การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรถูกออกแบบ ค่าความไวของวงจรรองความถี่ทั้ง 3 แบบ

บทที่ 5 จะเป็นบทสรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะผลของการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

วงจรกรองความถี่

2.1 วงจรกรองความถี่

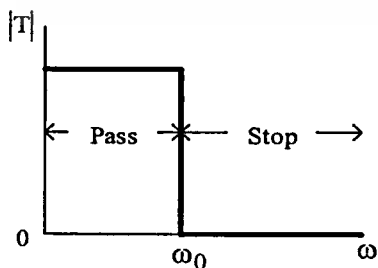
วงจรกรองความถี่ในทางไฟฟ้า เป็นวงจรที่แปลงสัญญาณอินพุต เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตตามต้องการ โดยสัญญาณเหล่านี้จะถูกพิจารณาอยู่ในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่ ซึ่งการพิจารณาตามโดเมนของความถี่นั้น วงจรกรองความถี่จะเป็นวงจที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ที่จะยอมให้สัญญาณผ่านไปได้เฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะลดทอนสัญญาณความถี่อื่น ๆ

วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งได้ตามกระบวนการของสัญญาณที่ใช้ ซึ่งได้แก่ วงจรกรองความถี่ทางอนาล็อก (Analog Filter) ที่ใช้กับกระบวนการของสัญญาณที่มีฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องกับเวลาที่เปลี่ยนไป และวงจรกรองความถี่ทางดิจิทัล (Digital Filter) ที่ใช้กับการประมวลสัญญาณเชิงตัวเลข ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง และนอกจากนี้แล้วยังอาจจะแบ่งวงจรกรองความถี่ตามชนิดของชิ้นส่วนที่ใช้ในการสร้างวงจรกรองความถี่ นั่นคือ วงจรกรองความถี่ชนิดพาสซีฟ (Passive Filter) และวงจรกรองความถี่ชนิดแอคทีฟ (Active Filter)

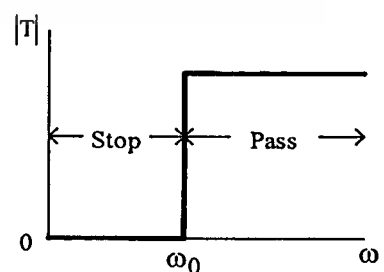
ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่จะเป็นตัวบอกลักษณะของวงจรกรองความถี่แบบต่าง ๆ ได้ โดยในทางอุดมคติแบ่งวงจรกรองความถี่ออกเป็น 4 ชนิด คือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำ
2. วงจรกรองความถี่สูง (High-pass Filter)
3. วงจรกรองผ่านแถบความถี่
4. วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน (Band-stop Filter)

โดยผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 ชนิดนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1

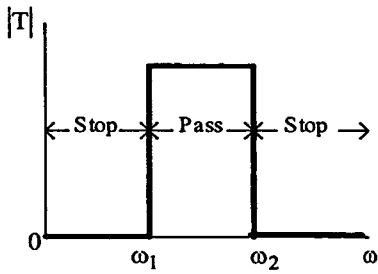


$$\text{ก) } \begin{cases} |T| = 1 & \omega < \omega_0 \\ = 0 & \omega > \omega_0 \end{cases}$$

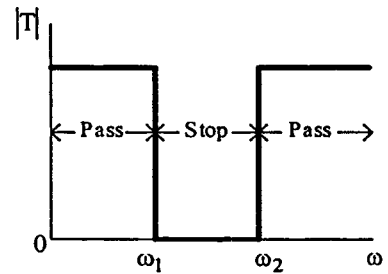


$$\text{ข) } \begin{cases} |T| = 1 & \omega > \omega_0 \\ = 0 & \omega < \omega_0 \end{cases}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\text{ก) } |T| = \begin{cases} 1 & \omega < \omega_1 \\ 0 & \omega > \omega_2 \end{cases}$$



$$\text{ง) } |T| = \begin{cases} 1 & \omega < \omega_1, \omega > \omega_2 \\ 0 & \omega_1 < \omega < \omega_2 \end{cases}$$

รูปที่ 2.1 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ในอุดมคติชนิดต่าง ๆ

จากรูปที่ 2.1 เป็นการแสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ชนิดต่าง ๆ คือ (ก) วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (ข) วงจรรองความถี่สูงผ่าน (ค) วงจรรองผ่านแถบความถี่ และ (ง) วงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่าน

ในรูปสังเกตได้ว่า จะมีช่วงขอบเขตเป็น pass และ stop นั้นก็หมายถึงสัญญาณในย่านความถี่ที่สามารถผ่านวงจรรองความถี่ไปได้ และย่านสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการจะมีการลดทอนสัญญาณหรือเรียกว่า “ย่านหยุดสัญญาณ (Stop band)” ตามลำดับ ส่วนความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านสัญญาณผ่านและหยุดสัญญาณ ก็เป็น ความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) หรือ ω_c ในทางปฏิบัติความถี่คัทออฟ คือ ความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตที่ผ่านวงจรรองความถี่แล้วมีขนาดสัญญาณลดลง 0.707 เท่า หรือเท่ากับ -3 dB ของขนาดสูงสุด

2.1.1 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่

โดยทั่วไปวงจรรองความถี่ชนิดต่าง ๆ จะกำหนดด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันไฟฟ้า (voltage transfer function) ซึ่งมีสมการ ดังนี้

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (2.1)$$

และบางครั้งก็เรียกว่า ฟังก์ชันขยายแรงดัน (voltage gain function) ภายใต้ง่ายใจ ถ้าหากว่า $s = j\omega$ ซึ่งจะทำให้ voltage gain ดังกล่าวสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $|T(j\omega)|$ คือขนาด หรือ เกนฟังก์ชัน และ $\phi(\omega)$ คือ เฟสฟังก์ชัน และสามารถขยายสมการที่ (2.2) ได้ใหม่ ดังนี้

$$T(j\omega) = e^{-[\alpha(\omega) + j\beta(\omega)]} \quad (2.3)$$

ซึ่ง α ก็คือค่าการสูญเสีย (loss) และ β ก็คือเฟส (phase)

$$\alpha(\omega) = -\ln|T(j\omega)| \quad \text{nepers} \quad (2.4a)$$

$$\beta = -\phi(\omega) \quad \text{radians} \quad (2.4b)$$

ในที่นี้ 1 neper = $(20 \log_{10} e) \text{dB} = 8.686 \text{ dB}$ และ 1 radian = 57.296 degrees

ตามปกติ ค่าการตอบสนองทางขนาด (Magnitude) ของวงจรความถี่แบบแอกทีฟจะหมายถึงค่าเกนและมีหน่วยวัดเป็น เดซิเบล (decibels)

$$T(j\omega) = 20 \log_{10}|T(j\omega)| \quad \text{dB} \quad (2.5)$$

2.1.2 เสถียรภาพ (Stability) ของวงจรความถี่

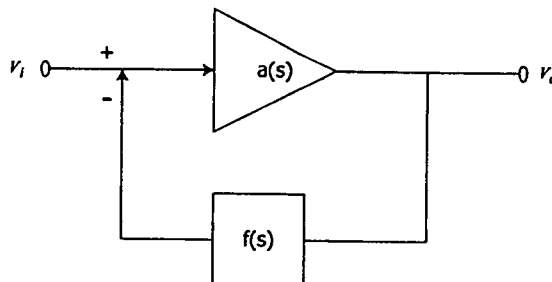
การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรความถี่ก็เป็นเรื่องที่สำคัญของการออกแบบวงจร เพราะฉะนั้น ในวิทยานิพนธ์จึงขอกล่าวถึงเสถียรภาพของระบบที่มีการย้อนกลับเพื่อเป็นพื้นฐาน โดยที่ทุก ๆ ระบบที่มีการย้อนกลับจะรวมถึงระบบแบบอนาล็อก หรือ สวิตซ์คาปาซิเตอร์ ซึ่งเป็นระบบที่เกิดความไม่เสถียรภาพขึ้น เนื่องจากในระบบมีจำนวนข้อมูลย้อนกลับอย่างหลากหลาย หรืออาจเกิดขึ้นจากการหน่วงเวลาภายในของระบบ

ในรูปที่ 2.2 สมมติให้ $f(s)$ คือฟังก์ชันย้อนกลับของวงจร และ $a(s)$ คืออัตราขยายของวงจร ซึ่งสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบ open loop ได้ดังนี้

$$T(s) = a(s)f(s) \quad (2.6)$$

และทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $A(s)$ แบบวงปิด (close loop) ดังนี้

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f(s)} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.2 ระบบที่มีการย้อนกลับแบบชั้นเดียว

ระบบที่มีเสถียรภาพจะต้องมีค่าโพลที่มาจาก close loop ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันอยู่ข้างซ้ายของระนาบ s (s -plane) และค่าโพล นี้ได้มาจากราก (root) ของสมการคุณลักษณะ ซึ่งมีค่าดังนี้

$$F(s) = 1 + a(s)f(s) \quad (2.8)$$

ค่าปริมาณ $20\log_{10}|F(j\omega)|$ เรียกว่าปริมาณย้อนกลับ และมีหน่วยเป็น เดซิเบล (dB)

การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรมัน ถึงได้มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เพราะทำให้ทราบถึงขอบเขตการทำงานของวงจรต่าง ๆ นอกจากจะทำการพิจารณาจากสมการคุณลักษณะ โดยทั่วไปแล้ว เสถียรภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยในวิชานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรด้วยเทคนิคของไนควิสต์ไคอะแกรม (Nyquist Diagram) ซึ่งมีหลักการคือ จะนำรากของสมการคุณลักษณะ หรืออาจกล่าวได้ว่านำสมการตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน มาทำการหาเส้นทางเดินของไนควิสต์ ในระนาบ s -plane ซึ่งวงจรที่มีเสถียรภาพ จะต้องมีส่วนเส้นทางเดินของไนควิสต์ที่ปิดล้อมจุดกำเนิด (Origin)

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรของความถี่แบบแอมพลิฟายด์วงจรนั้น เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงให้มาอยู่ในรูปของระนาบ P (P -plane) แทน โดยสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ได้ดังนี้

$$T(P) = \frac{N(P)}{D(P)} \quad (2.9)$$

เมื่อ $N(P)$ และ $D(P)$ เป็นโพลิโนเมียลของตัวเศษและโพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับ ที่อยู่ในรูปของระนาบ P และสามารถเขียนสมการได้ใหม่ดังนี้

$$\text{Stability region} = \text{Re}(D(P)) + \text{Im}(D(P)) \quad (2.10)$$

เมื่อ Re คือ real part และ Im คือ imaginary part ของสมการตัวส่วน

2.1.3 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ที่มีคุณภาพดีจะต้องมีความไวของตัวอุปกรณ์ที่ต่ำ มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดน้อย ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ จึงเป็นสิ่งจำเป็นของการออกแบบวงจรกรองความถี่ ในที่นี้ถ้า $T(s)$ คือทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเกนของเน็ตเวิร์ก และ x คือตัวอุปกรณ์หรืออิลิเมนต์ต่าง ๆ ในวงจร เช่น R , C , K , ω และอื่น ๆ เราสามารถหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ x ดังนี้

$$S_{Xi}^T = \frac{\Delta T / T}{\Delta X / X} = \frac{X}{T} \frac{\Delta T}{\Delta X} \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $\Delta T = T(s, x + \Delta x) - T(s, x)$ และ S_x^T คือความไวของการเปลี่ยนแปลงของ T สาเหตุจากมีการเปลี่ยนแปลงค่าของ x โดยปกติ ถ้าเราขยายค่า ΔT แบบอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) ด้วยค่า ΔX ที่ต่ำ จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$\Delta T \cong \frac{\partial T}{\partial X} \Delta X = X \frac{\partial T}{\partial X} \frac{\Delta X}{X} \quad (2.12)$$

เมื่อทำการ Normalize สมการที่ 2.12 โดยการหารด้วย T ทั้งสองข้าง จะได้ดังนี้

$$S_x^T = \frac{\partial T / T}{\partial X / X} = \frac{\partial(\ln T)}{\partial(\ln X)} \cong \frac{X}{T} \frac{\Delta T}{\Delta X} \quad (2.13)$$

ในทางปฏิบัติ สมการที่ (2.13) จะมีการนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางในการหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ ของวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ ในบางกรณีก็สามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้อย่างง่าย ๆ ดังนี้

$$T(s, x) = \frac{N(s, x)}{D(s, x)} \quad (2.14)$$

แทนสมการที่ (2.14) ลงในสมการที่ (2.13) จะได้

$$S_x^T = \frac{\partial T}{\partial x} \left(\frac{x}{T} \right) = \frac{DN' - ND'}{D^2} \left(x \frac{D}{N} \right) = x \left(\frac{N'}{N} - \frac{D'}{D} \right) \quad (2.15)$$

ซึ่ง $N' = \frac{\partial N}{\partial x}$ และ $D' = \frac{\partial D}{\partial x}$

หรือ อาจจะเขียนในรูปแบบใหม่ได้ดังนี้

$$S_x^T = S_x^N - S_x^D \quad (2.16)$$

2.2 การสเกลลิง

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่ จะพบว่าค่าของอุปกรณ์แต่ละตัวที่คำนวณได้นั้น จะยากต่อการหาอุปกรณ์จริง ๆ มาประกอบใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้สามารถนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วนั้นมาใช้งานจริง จึงจำเป็นที่จะต้องมีการนำเอาวิธีการหนึ่งเข้ามาใช้ เพื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ให้เป็นค่าที่สามารถจะหาได้ตามท้องตลาดทั่วไป วิธีการนั้นก็คือการสเกลลิง ซึ่งวิธีการสเกลลิงนี้แบ่งออกเป็น 3 วิธีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การสเกลทางขนาด
- การสเกลทางความถี่
- การสเกลทางขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency Scaling or Element Scaling Equation)

2.2.1 การสเกลทางขนาด

การสเกลทางขนาดคือการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ทุกตัวในวงจรด้วยตัวประกอบ k_m โดยที่อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในวงจรแอกทีฟพีลเตอร์ประกอบไปด้วย

$$Z_R = R, \quad Z_L = j\omega L, \quad Z_C = \frac{1}{j\omega c} \quad (2.17)$$

ขนาดของอิมพีแดนซ์

$$|Z_R| = R, \quad |Z_L| = \omega L, \quad |Z_C| = \frac{1}{\omega c} \quad (2.18)$$

กำหนดอัตราส่วนของการเพิ่ม ลด ด้วยสเกล k_m ดังนั้นจะได้ว่า

$$k_m |Z_R| = k_m R, \quad k_m |Z_L| = k_m \omega L, \quad k_m |Z_C| = \frac{1}{\omega c / k_m} \quad (2.19)$$

ดังนั้นจะได้ค่าใหม่ของอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

$$R_{new} = k_m R_{old} \quad (2.20)$$

$$L_{new} = k_m L_{old} \quad (2.21)$$

$$C_{new} = \frac{1}{k_m} C_{old} \quad (2.22)$$

2.2.2 การสเกลทางความถี่

จาก $\omega = 2\pi f$ จะพบว่าความถี่ไม่มีผลกระทบต่ออิมพีแดนซ์ของ R แต่จะมีผลกับอิมพีแดนซ์ของ L และ C ถ้าเรากำหนดให้อัตราการสเกลเท่ากับ k_f

โดยที่ $k_f = 2\pi f_c$ และ f_c คือความถี่คัทออฟ ของวงจรความถี่นั้น ๆ

ดังนั้นเราจะได้

$$R_{new} = R_{old} \quad (2.23)$$

$$L_{new} = \frac{1}{k_f} L_{old} \quad (2.24)$$

$$C_{new} = \frac{1}{k_f} C_{old} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 การสเกลทางขนาดและความถี่

จากการสเกลทางขนาดและทางความถี่ที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อนำมารวมกันจะได้

$$R_{new} = k_m R_{old} \quad (2.26)$$

$$L_{new} = \frac{k_m}{k_f} L_{old} \quad (2.27)$$

$$C_{new} = \frac{1}{k_m k_f} C_{old} \quad (2.28)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

คิสรทริบิวต์ อาร์ซี

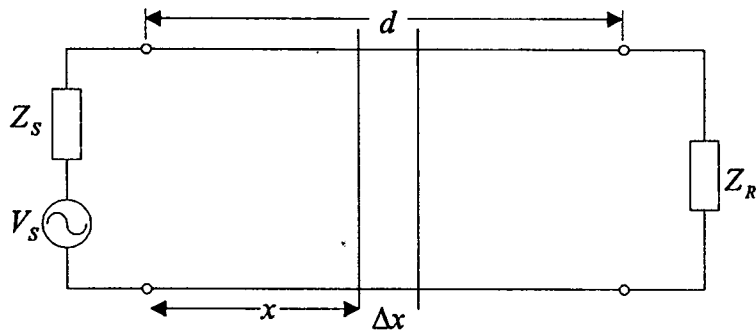
ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่เกิดขึ้นอยู่เสมอ ซึ่งนอกจากจะออกแบบวงจรด้วยการใช้อุปกรณ์แบบลัมป์อีลิเมนต์ (Lumped Element) ที่เป็นแบบพาสซีฟ หรือแบบแอกทีฟแล้ว ยังมีเทคโนโลยีอื่น ๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี (Distributed RC) [3][7] โดยใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มหนา (Thick-Film) หรือแผ่นฟิล์มบาง (Thin-Film) ในการผลิตไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเน็ทเวอร์คแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี นี้มีคุณลักษณะทั่ว ๆ ไปที่ดีกว่า และมีขนาดที่เล็กกว่าเน็ทเวอร์คแบบลัมป์อีลิเมนต์ อาร์ซี จึงทำให้การออกแบบวงจรเน็ทเวอร์คแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี นั้นสามารถนำไปใช้ได้ง่าย

เน็ทเวอร์คแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ดังที่จะยกตัวอย่างคือ โครงสร้างแผ่นฟิล์มบางแบบมัลติเลเยอร์ (Multilayer) ที่มีชั้นของตัวนำ (Conductor) ความต้านทาน (Resistive) และฉนวน (Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกัน โดยชั้นของความต้านทาน และตัวนำ อาจจะมีจุดต่อออกมาหลายจุดที่ขอบทางด้านข้างของคิสรทริบิวต์ อาร์ซี ที่อาจอยู่ในรูปแบบที่เป็น Multi Contacted P-N Junction ซึ่งตัวความต้านทานจะเป็นส่วนประกอบของสารกึ่งตัวนำ และตัวเก็บประจุจะเป็นผลของไบแอสที่จังก์ชัน และสำหรับในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสรทริบิวต์ อาร์ซี จะใช้หลักการเดียวกันกับหลักการของสายส่ง (Transmission Line) โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายส่ง ตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี และตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น

3.1 ทฤษฎีสายส่ง

ในการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า หรือการส่งสัญญาณข่าวสารต่าง ๆ ที่ใช้สายเคเบิล (Cable) หรือสายส่งนั้น เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านก็จะทำงานเสมือนกับว่ามีค่าความเหนี่ยวนำ (inductance : L) ค่าความจุไฟฟ้า (capacitance: C) ค่าความต้านทาน (resistive: r) และค่าความนำ (conductance: g) แพร่กระจายอยู่ตลอดภายในสายส่ง โดยถ้าพารามิเตอร์ L, C, r, g มีความสัมพันธ์กันแต่ไม่ขึ้นกับระยะทาง จะเรียกว่า สายส่งแบบสม่ำเสมอ (Uniform Transmission Line) และถ้าพารามิเตอร์ L, C, r, g มีความสัมพันธ์ที่ขึ้นกับระยะทาง จะเรียกว่า สายส่งแบบไม่สม่ำเสมอ (Nonuniform Transmission Line)

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างสายส่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิเคราะห์ที่เป็นสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนั้นถ้ามีการส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ x มีขนาดย่อย ๆ เป็น Δx ดังที่แสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สายส่งสัญญาณ

เมื่อทำการขยายช่วง Δx ออกไป จะได้วงจรเสมือน ดังรูปที่ 3.2 ซึ่ง $v(t,x), i(t,x)$ จะเป็น ศักไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จุด x ตามลำดับ โดยมีค่าคิสมิตรีพารามิเตอร์ (Distributed Parameter) ต่าง ๆ ดังนี้

r : ค่าความต้านทาน (Resistance ohm/meter)

l : ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance henry/meter)

g : ค่าความนำ (Conductance ohm/meter)

c : ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance farad/meter)



รูปที่ 3.2 ส่วนการขยายของ Δx ในสายส่ง

จากรูปที่ 3.2 เมื่อใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา 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) และ (3.2) เมื่อกำหนดค่าให้ลิมิตของ Δx มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะมีสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยคือ

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

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

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

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

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

และเมื่อหาอนุพันธ์สมการ (3.5a, b) เทียบกับ x จะได้

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

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

โดยการแปลงลาปลาซในสมการ (3.3) และ (3.4) จะได้

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

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

ซึ่งตัวแปรในสมการ (3.7) และ (3.8) มีเพียงตัวแปรเดียว นั่นคือ x จึงเขียน dx แทน ∂x แล้วยังจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

เมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการ (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) จะทำให้ได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ 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 Γ เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

$$\Gamma = \sqrt{(ls + r)(cs + g)} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหาค่าของ A_1, A_2, B_1, B_2 เป็นพหุนามค่าคงที่ และสามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ สำหรับสายส่งที่มีความยาวเท่ากับ d ซึ่งเป็นโครงข่ายแบบ 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

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

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

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

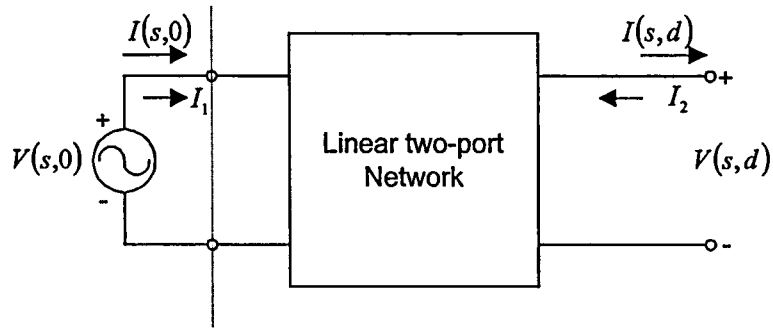
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \quad (3.20)$$

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

โดยที่ Z_0 เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

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

ฉะนั้นทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง ที่ได้จากสมการ (3.15) ถึงสมการ (3.22) สามารถนำมาเขียนเป็นรูปได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง

โดยโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปพารามิเตอร์ ABCD ที่เป็นสมการเมทริกซ์ได้ดังในสมการ (3.23) โดยที่ $V(s,0), I(s,0)$ เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 1 ตามลำดับ ซึ่งเขียนเป็น V_1, I_1 และ $V(s,d), I(s,d)$ เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 2 ตามลำดับ ซึ่งเขียนเป็น $V_2, -I_2$

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

รูปที่ 3.4 การต่อโครงข่ายในรูปที่ 3.3

เมื่อนำโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 3.4 จะได้ผลรวมทั้งหมดเป็นสมการ ABCD เมทริกซ์ 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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าแทนสมการ (3.18) ถึง (3.21) ลงในสมการ (3.15), (3.16) แล้วทำการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ซึ่งเป็นอินเวอร์สทรานสมิตชันเมตริกซ์ (Inverse Transmission Matrix) ก็จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนี้

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

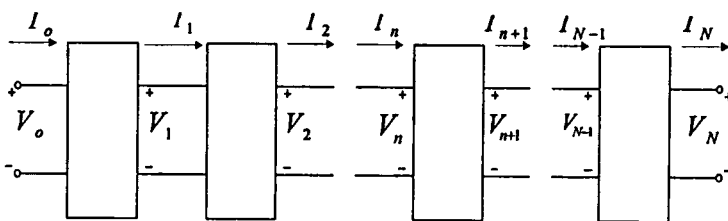
ในทำนองเดียวกัน การแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ไปเป็นพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือที่เรียกว่า Z-Parameter และค่าพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือที่เรียกว่า Y-Parameter จะได้

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

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

3.2 โครงสร้างของลัมต์พารามิเตอร์

ในการประมาณ โครงสร้างแบบลัมต์นั้นเมื่อนำมาทำการเปรียบเทียบกับ โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันเป็นจำนวนหลายชุด มาประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแต่ละชุดต้องมีขนาดเล็ก และมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งจำนวนชุดที่นำมาต่อจะต้องมีเพียงพอที่จะแสดงเป็นคุณสมบัติของโครงข่ายคิสทรีบิวต์ โดยขึ้นอยู่กับความถี่ที่ต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในช่วงเวลาคงที่ของสายส่ง และในทางทฤษฎีใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนของ โครงสร้างแบบลัมต์ให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ จึงมีคุณสมบัติเทียบเท่ากับโครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์



รูปที่ 3.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็น โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

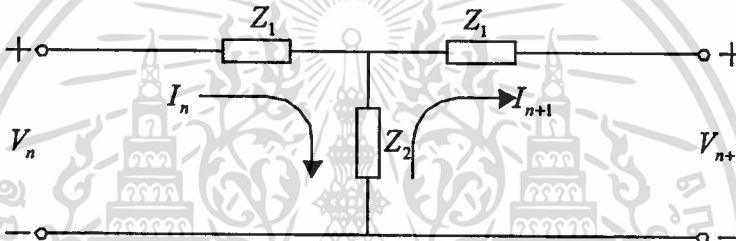
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด สามารถทำการประมาณได้ โดยการใช้โครงสร้างของลิมิตแบบ 2 พอร์ตจำนวนหลาย ๆ ชุด ดังในรูปที่ 3.5 ที่เป็นส่วนหนึ่งของสายส่ง โดยให้มีโครงสร้างเป็นแบบ T ที่สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.6 โดยสมมุติสถานะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับศูนย์ และจากวงจร เมื่อทำการหาสมการแบบเมซเจอร์เรนทังจะได้

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

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

เมื่อ $n = 0, 1, \dots, N+1$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างแบบ T-Network

จากสมการ (3.28), (3.29) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูป Recurrence Form ดังนี้

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

เมื่อนำสมการ (3.30) มาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกซ์ จะได้ว่า

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการ (3.31) นำมาเขียนใหม่ได้ว่า

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

เมื่อกำหนดให้ $[M]^n$ หาได้จากค่าไอเก้น (Eigenvalues) ของ $[M]$ และค่าไอเก้น เป็นรากของสมการคุณลักษณะนั่นคือ

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

เมื่อ $[I]$ คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ หรือที่เรียกว่า เมทริกซ์หนึ่งหน่วย

ค่าไอเก้น ทั้ง 2 ค่า จากสมการ (3.35) จะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.39), (3.40) จะได้

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

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

ซึ่งจากสมการ (3.42) สามารถนำมาเขียนได้ว่า

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

และ

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

ดังนั้นจากสมการ (3.32) จะเขียนได้ใหม่

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

และ $[M]^n$ คือ

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

ดังนั้นจากสมการ (3.34) จะได้

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

โดยค่าแรงดันและกระแสในจุดที่ n สำหรับกรณีที่ถูกต่อถูกเปิดวงจร และลัดวงจร จะสามารถหาได้ดังนี้

เมื่อกรณีเอาต์พุตลัดวงจรได้ $V_N = 0$ และจากสมการ (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) จะมีค่ากระแสและแรงดันในจุดที่ n คือ

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

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

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

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

ซึ่งจากสมการ (3.47) และ (3.15) จะมีค่ากระแสและแรงดันจุดที่ n จะได้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสมการ (3.47) เป็นสมการ Inverse Transmission Matrix ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ซึ่งผลรวมทั้งหมดสำหรับเมตริกซ์ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ที่แสดงในรูปที่ 3.6 ณ จุดที่ N โดยการแทน n ด้วย N และทำการเปลี่ยนเครื่องหมาย เพื่อให้สัมพันธ์กับรูปที่ 3.3 นั่นคือ

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

จากสมการ (3.54) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแดนซ์ที่ลัดวงจร จะได้ว่า

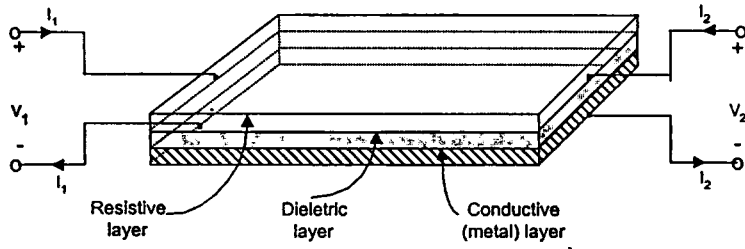
$$[Y] = \frac{1}{Z_2 \sinh \zeta} \begin{bmatrix} \coth N\zeta & -\operatorname{cosech} N\zeta \\ -\operatorname{cosech} N\zeta & \coth N\zeta \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

ซึ่งจากสมการ (3.55) จะเห็นได้ว่า เหมือนกับสมการ (3.37) ที่เป็นสมการของโครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ โดยมี $Z_2 \sinh \zeta$ เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

3.3 โครงสร้างของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

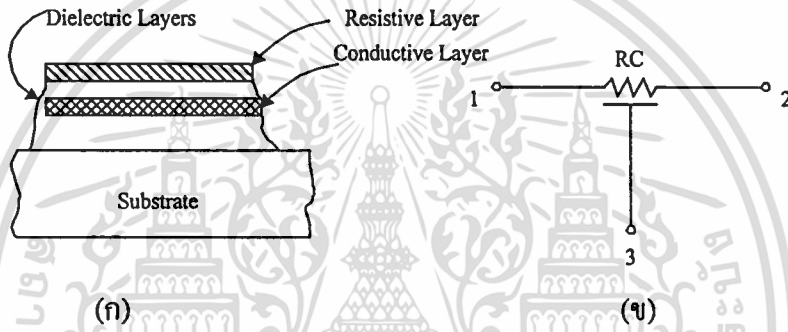
โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เป็น โครงสร้างที่สามารถทำให้อยู่ในรูปของไอซี (Passive Integrated Circuit) ได้ โดยมีโครงสร้างดังในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ตัวโครงสร้างที่ประกอบขึ้นมาจากส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือ ส่วนชั้นบนสุดเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) ชั้นต่อมา เป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) โดยมี ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้วเท่านั้น จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก ซึ่งตัวโครงสร้างสามารถสร้างได้ 2 แบบคือ โครงสร้างแบบฟิล์มแผ่นบาง และโครงสร้างโมโนลิทิก (Monolithic) โดยโครงสร้างฟิล์มแผ่นบาง จะประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ที่วางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสมของสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) อาจจะถูก Titan ate ด้วยแผ่น Nichrome Resistive Film บาง โดยวางไว้ด้านบนและแผ่นตัวนำทองแดง (Conductive Copper-Film) จะวางไว้ด้านล่าง แล้วหุ้มห่อด้วยสารไดอิเล็กตริก และวางบน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique ส่วนโครงสร้างโมโนลิทิก จะประกอบไปด้วย ชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ เช่น Distributed Resistance ที่ได้มาจากสารกึ่งตัวนำที่เป็น Lightly Doped และ Distribute Capacitance ที่ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N Junction ซึ่งวงจรมีขนาดจิ๋วจะถูกนำมาใช้เป็นวงจรคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เน็ทเวอร์คแบบเอกทิพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



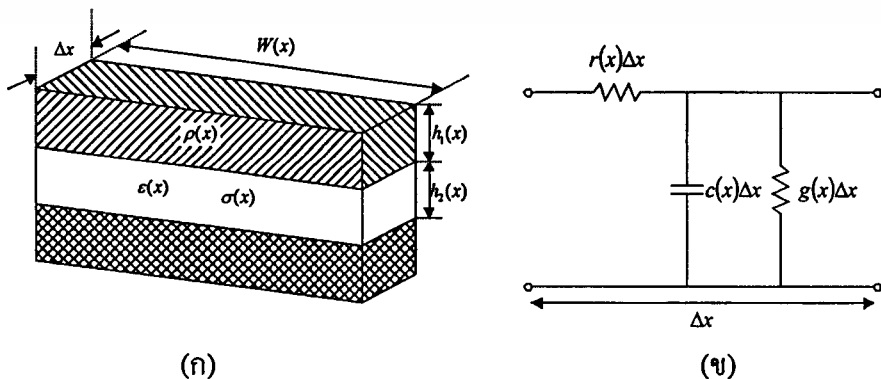
รูปที่ 3.7 โครงสร้าง 2 พอร์ตแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

และจากโครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี สามารถเขียนสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี

สำหรับการวิเคราะห์ โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี ตามรูปที่ 3.7 จะมีพอร์ต 2 พอร์ตที่อยู่ภายใต้เงื่อนไข การไหลของกระแสหนึ่งทิศทาง (One Dimension Current Flow) โดยโครงข่ายจะสามารถแบ่งออกเป็นช่วงย่อย ๆ และมีจำนวนเพิ่มขึ้นทีละส่วนของความยาวเป็น Δx ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย Δx ของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

ค่าความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ที่อนุกรมกันอยู่ในแต่ละส่วน จะเป็นฟังก์ชันตามแผ่น ความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ โดยค่าความต้านทานในแต่ละอิลิเมนต์ $r(x)\Delta x$ จะกำหนดดังนี้

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

เมื่อ ρ และ h_1 คือ ความต้านทานจำเพาะ และความหนาแน่นของแผ่นความต้านทานที่ x และ W คือความกว้างของอิลิเมนต์ที่ x

ส่วนแอดมิตแตนซ์แบบขนานของอิลิเมนต์ สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน ก็จะประกอบไปด้วย ค่าความจุและค่าความนำของแผ่นไดอิเล็กตริกของอิลิเมนต์นั้นคือ

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

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

เมื่อ ε และ σ คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่นไดอิเล็กตริก และ h_2 คือ ความหนาแน่นของแผ่นไดอิเล็กตริกที่ x

ถ้าให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน ค่าความจุ และค่าความนำต่อหน่วยความ ยาวจะเป็นดังนี้

$$r(x) = \frac{\rho}{Wh_1} \quad (3.59)$$

$$c(x) = \frac{\varepsilon W}{h_2} \quad (3.60)$$

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

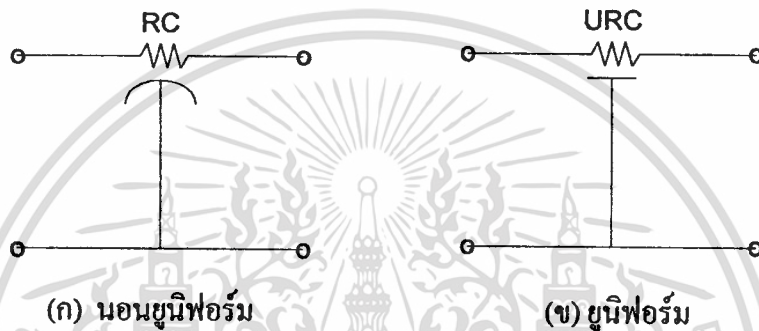
ซึ่งค่าของ $r(x)$, $c(x)$ และ $g(x)$ จะมีค่าเป็นจำนวนจริง มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าที่จำกัด จากข้อกำหนดนี้ จะมีความสำคัญในการพิจารณาถึง ผลลัพธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ ที่แสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตของคิซทริบิวต์ อาร์ซี โดยมีโครงสร้างลักษณะเหมือนกับรูปที่ 3.9(ข) ซึ่งถ้าพิจารณาพารามิเตอร์ r , c และ g จะได้ว่า ในขณะที่มีความสูญเสียจากการรั่วไหลของความ

นำ $g(x)$ ในไดอิเล็กตริก ที่มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ และเมื่อค่าคอนดักต์แตนซ์มีค่าน้อยกว่าค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าปาริตีแตนซ์มาก ๆ ก็จะสามารถตัดค่า g ทิ้งได้ กล่าวคือให้ g มีค่าเป็นศูนย์ ก็จะได้โครงข่ายแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี ซึ่งถ้า r และ c ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ x แล้วก็จะเป็โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทริบิวต์ อาร์ซี และในกรณีเดียวกันถ้า r และ c แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x ก็จะเป็นโครงข่ายแบบนอนยูนิฟอร์มคิสรทริบิวต์ อาร์ซี ซึ่งสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี สามารถแสดงดังรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่า เส้นที่ขีดใต้สัญลักษณ์ตัว R ถ้าเป็นเส้นโค้งจะได้สัญลักษณ์แบบนอนยูนิฟอร์ม และถ้าเส้นที่ขีดใต้ R เป็นเส้นตรงก็จะเป็สัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทริบิวต์ อาร์ซี



รูปที่ 3.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม คิสรทริบิวต์ อาร์ซี มาใช้ ดังนั้น จะกล่าวเฉพาะการวิเคราะห์ที่เป็นแบบยูนิฟอร์มคิสรทริบิวต์ อาร์ซี เท่านั้นดัง ต่อไปนี้

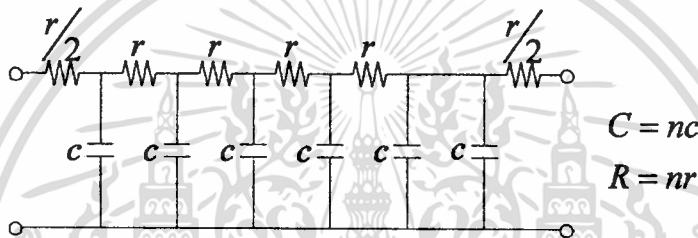
โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทริบิวต์ อาร์ซี จะมีค่า R และ C ที่ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ x โดยมีความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแส เหมือนสมการ (3.25) ที่เป็นสมการของยูนิฟอร์มไลน์ (Uniform Line) โดยกำหนดให้ ค่าอินดักซ์ทีฟ (l) และ ค่าคอนดักซ์ทีฟ (g) มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสำหรับสายที่มีความยาว d จะได้ค่าผลรวมของความต้านทานทั้งหมด r เท่ากับ R และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด c เท่ากับ C ฉะนั้นจากสมการ (3.26) และ (3.27) ตัวยูนิฟอร์ม คิสรทริบิวต์ อาร์ซี สามารถเขียนอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ ได้ดังนี้คือ

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{sC}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{sRC} & \cos \operatorname{ech} \sqrt{sRC} \\ \cos \operatorname{ech} \sqrt{sRC} & \coth \sqrt{sRC} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{sC}{R}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{sRC} & -\operatorname{cosech} \sqrt{sRC} \\ -\operatorname{cosech} \sqrt{sRC} & \coth \sqrt{sRC} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ตัวยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของความนำ ตามที่แสดงไว้ดังรูปที่ 3.9 โดยในการวิเคราะห์จากรูปที่ 3.9(ข) ถ้าไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีค่าน้อยมาก จะได้โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมาก ๆ

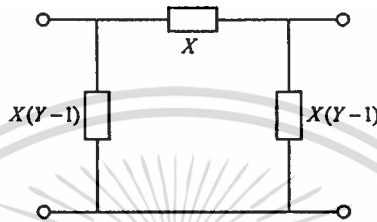
จำนวนของค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย (r, c) ในรูปที่ 3.11 จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะได้โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี ที่สมบูรณ์ เมื่อนำแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ในสมการที่ (3.63) มาจัดสมการใหม่เราจะได้

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} \frac{P \cosh P}{R \sinh P} & -\frac{P}{R \sinh P} \\ -\frac{P}{R \sinh P} & \frac{P \cosh P}{R \sinh P} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

เมื่อกำหนดให้ $X = \frac{P}{R \sinh P}$, $Y = \cosh P$ และ $P = \sqrt{sRC}$ โดยที่ R และ C เป็นค่าความต้านทานรวม และค่าความจรวมของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี และ s เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency) แล้วจะได้

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

ถ้าเราใช้วงจรเสมือนแบบ π สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัว ดิสทริบิวต์ อาร์ซี (โดยต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวดิสทริบิวต์ อาร์ซี ว่า URC) แสดงดังรูปที่ 3.12

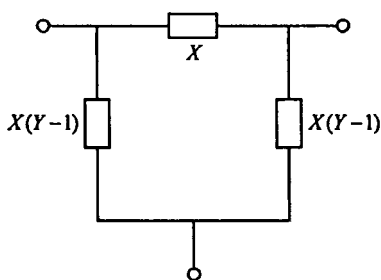


รูปที่ 3.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต

จากรูปที่ 3.12 จะแสดงให้เห็นถึงวงจรเสมือนของ URC แบบ 2 พอร์ต ซึ่งมีแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ตามสมการ (3.64) เมื่อนำมาทำการวิเคราะห์ในรูปที่ 3.12 โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ความนำในรูปเมตริกซ์ดังสมการ 3.66

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

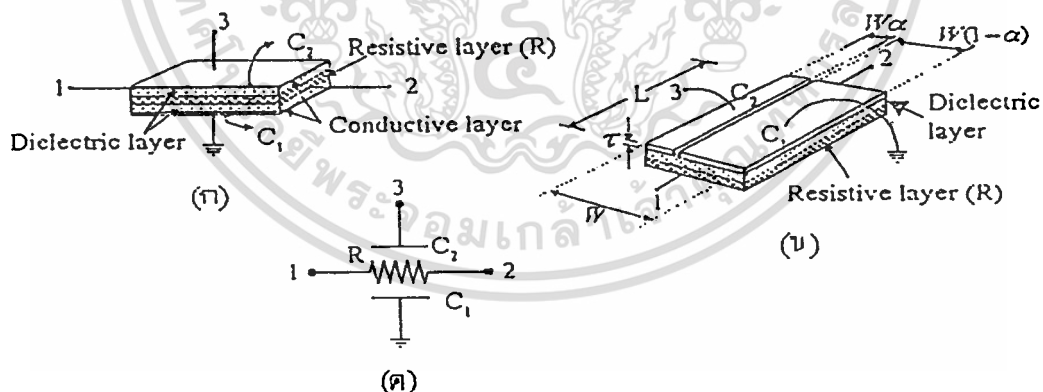
และจากสมการที่ 3.66 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ URC ได้ในกรณีที่ URC ต่อแบบลอย (Floating) คือ



รูปที่ 3.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีค่อลอย

3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น

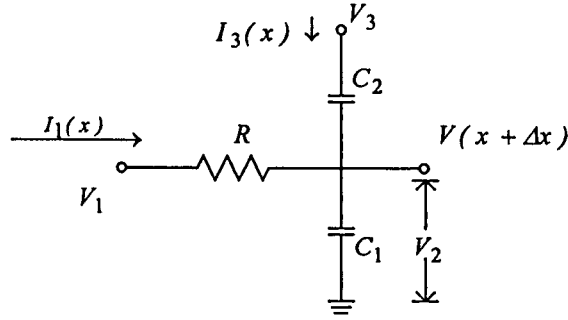
โครงสร้างแบบดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น เป็นโครงสร้างแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น (Double Uniformly Distributed RC) โดยต่อไปจะเรียกว่า DURC ซึ่งตัว DURC ถือว่าเป็นยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น (Multilayer Uniformly Distributed RC ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า MURC) ซึ่งเป็นชนิดหนึ่งที่มีชั้นของคาปาซิทีฟอยู่ 2 ชั้น ที่สามารถสร้างให้อยู่ในรูปของไอซี เช่นเดียวกับตัว URC ที่มีพอร์ต์ 2 พอร์ต์ และตัวของโครงสร้าง DURC ดังรูปที่ 3.14 ซึ่งประกอบไปด้วยชั้นส่วนต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของ URC โดย DURC จะมีลักษณะโครงสร้างคล้ายแซนดวิช นั่นคือมีชั้นของความต้านทาน อยู่ระหว่างชั้นของตัวนำ ที่มีชั้นของฉนวนกันอยู่ และมีความหนาของชั้นแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้ว ซึ่งเหมือนกับ โครงสร้างของ URC



รูปที่ 3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC

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

และในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์ $[Y]$ ของวงจรเน็ตเวิร์ค DURC สามารถทำการวิเคราะห์ได้จากรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเน็ตเวิร์ค DUTC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์

ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} และ Y_{22} จะมีการวิเคราะห์ที่เหมือน URC จึงไม่ได้ทำการหาแอดมิตแตนซ์ทั้ง 4 ค่า นี้ แต่จะพิจารณาในส่วนที่เพิ่มขึ้นมาแทน ซึ่งจากรูปที่ 3.15 จะมีค่า V_2 คือ

$$V_2 = \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}} V_3 \quad (3.67)$$

หรือเขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_3 \quad (3.68)$$

และเมื่อกำหนดให้ $\frac{C_2}{C_1 + C_2} = \alpha$ แล้ว สมการ (3.68) เขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \alpha V_3 \quad (3.69)$$

และ

$$V_I(x) = I_I(x)R\Delta x + V(x + \Delta x) \quad (3.70)$$

$$[V(x + \Delta x) - V_I(x)] = -I_I(x)R\Delta x \quad (3.71)$$

จากสมการ (3.71) เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการ (3.72)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

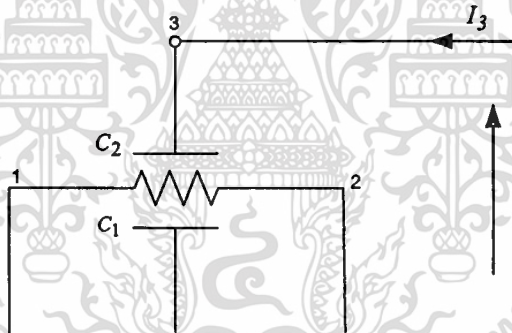
$$\frac{dV(x)}{dx} = -RI_I(x) \quad (3.72)$$

โดย $V(x)$ ในตัวยูนิฟอร์มจะมีค่าเป็น

$$V(x) = A + B \cosh \gamma x + D \frac{\sinh \gamma x}{\gamma} \quad (3.73)$$

เมื่อ $\gamma = \sqrt{src}$ โดยที่ $r = \frac{R}{x}$ มีหน่วยวัดเป็น *ohm / meter*, $c = \frac{C}{x}$ มีหน่วยวัดเป็น *Farad / meter* และ x เป็นความยาวของตัวยูนิฟอร์ม

ซึ่ง $V(x)$ จะเป็นแรงดันที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ซึ่งสามารถยกตัวอย่างได้จากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าของ $V(x)$ ได้ดังนี้คือ



รูปที่ 3.16 รูปวงจรการวิเคราะห์ Y_{13}

เมื่อ $x=0$ จะได้ค่า $V(x)$ จากสมการ (3.73)

$$V(x)=0=A+B \quad (3.74)$$

$$\text{โดยที่ } A = \frac{C_2}{C} V_3 \text{ และ } C = C_1 + C_2$$

ดังนั้น จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = -\frac{C_2}{C} V_3 \quad (3.75)$$

และเมื่อ $x = d$ จะได้ $V(x)$ มีค่าเป็น

$$0 = \frac{C_2}{C} V_3 - \frac{C_2}{C} V_3 \cosh[\gamma d] + \frac{D \sinh[\gamma d]}{\gamma} \quad (3.76)$$

$$D = -\gamma \frac{C_2}{C} V_3 \frac{(1 - \cosh \gamma d)}{\sinh \gamma d} \quad (3.77)$$

นำสมการ (3.75) และสมการ (3.77) ไปแทน (3.73) ก็จะได้

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \cosh \gamma x + \frac{(\cosh \gamma d - 1) \sinh \gamma x}{\sinh \gamma d} \right\} \quad (3.78)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 + \frac{-2 \sinh \gamma(d-x) - 2 \sinh \gamma x}{2 \sinh \gamma d} \right\} \quad (3.79)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{2 \left\{ \sinh \frac{\gamma d}{2} \cdot \cosh \frac{\gamma}{2} (d-2x) \right\}}{\sinh \frac{\gamma d}{2} \cosh \frac{\gamma d}{2}} \right\} \quad (3.80)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{\cosh \frac{\gamma}{2} (d-2x)}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right\} \quad (3.81)$$

นำสมการ (3.81) ไปแทนในสมการ (3.73) จะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{d}{dx} \left[\alpha V_3 \left\{ 1 - \cosh \gamma x + \frac{(\cosh \gamma d) - 1}{\sinh \gamma d} \gamma \sinh \gamma d \right\} \right] = -RI_1(x) \quad (3.82)$$

$$V_3 \alpha \gamma \sinh \gamma d + \frac{\alpha (\cosh \gamma d - 1)}{\sinh \gamma d} \gamma \cosh \gamma d V_3 = -RI_1(x) \quad (3.83)$$

ที่ $x = 0$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\alpha \gamma d (\cosh \gamma d - 1)}{R \sinh \gamma d} = \frac{I_1(0)}{V_3} (Rd) \quad (3.84)$$

หรือ
$$Y_{13} = \frac{I_1}{V_3} \Big|_{x=0} = \left(\frac{\gamma}{R \sinh \gamma d} \right) \alpha (\cosh \gamma d - 1) \quad (3.85)$$

$$= \frac{P}{R \sinh P} \alpha (\cosh P - 1) \quad (3.86)$$

โดยที่ $P \cong \gamma d$

$$Y_{13} = -X\alpha(Y-1) \quad (3.87)$$

และจากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{13} ได้โดย

$$I_3 = \int_0^d \Delta i_3 \cdot dx \quad (3.88)$$

เมื่อ $\Delta i_3 = (sC_2) \Delta s (V_3 - V_x)$

$$I_3 = \int_0^d sC_2 (V_3 - V_x) \cdot dx \quad (3.89)$$

$$I_3 = sC_2 V_3 \int_0^d \left[1 - \frac{\cosh \gamma \left(\frac{d}{2} - x \right)}{\cosh \frac{\gamma d}{2}} \right] dx \quad (3.90)$$

$$I_3 = V_3 \left[-\frac{sC_2^2}{C} + sC_2 - \frac{sC_2^2}{C\gamma} \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right] \quad (3.91)$$

$$I_3 = V_3 \left[sC_2 - \frac{sC_2^2}{C} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right) \right] \quad (3.92)$$

$$I_3 = sC_2 V_3 \left[1 - \frac{C_2}{C} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right) \right] \quad (3.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $Y_{33} = \frac{I_3}{V_3}$ ดังนั้น

$$Y_{33} = sC_2 \left[1 - \frac{C_2}{C} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma d}{2}}{\gamma \cosh \frac{\gamma d}{2}} \right) \right] \quad (3.94)$$

$$Y_{33} = sC_2 \left[\frac{C_1}{C} + \frac{C_2}{C} \frac{2 \sinh \frac{1}{2} \sqrt{sRC}}{\gamma \cosh \frac{1}{2} \sqrt{sRC}} \right] \quad (3.95)$$

โดยที่ $\frac{C_2}{C} = \alpha$ และให้ $P = \sqrt{sRC}$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[(1 - \alpha) + \alpha \frac{2 \sinh \frac{1}{2} P}{\gamma \cosh \frac{1}{2} P} \right] \quad (3.96)$$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[(1 - \alpha) + \frac{2\alpha}{\gamma} \frac{\sqrt{\frac{\cosh P - 1}{2}}}{\sqrt{\frac{\cosh P + 1}{2}}} \right] \quad (3.97)$$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[(1 - \alpha) + \frac{2\alpha}{\gamma} \sqrt{\frac{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}} \right] \quad (3.98)$$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[(1 - \alpha) + \frac{2\alpha \cosh P - 1}{\gamma \sinh P} \right] \quad (3.99)$$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[(1 - \alpha) + \frac{2\alpha \cosh P - 1}{P \sinh P} \right] \quad (3.100)$$

ดังนั้น จะได้ค่า Y_{33} คือ

$$Y_{33} = \frac{\alpha(1 - \alpha)P^2}{R} + 2\alpha^2 \frac{R}{P \sinh P} (\cosh P - 1) \quad (3.101)$$

หรือมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

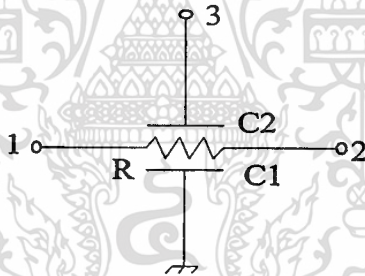
$$Y_{33} = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) \quad (3.102)$$

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

จากวิธีการดังกล่าว เราสามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์อื่นของ DURC ที่มีกรต่อขา 4 ลงกราวด์ได้ ดังรูปที่ 3.17 ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.103)

$$[Y_{ij}] = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(Y-1) \\ -1 & Y & -\alpha(Y-1) \\ -\alpha(Y-1) & -\alpha(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) \end{bmatrix} \quad (3.103)$$

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



รูปที่ 3.17 วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์

บทที่ 4

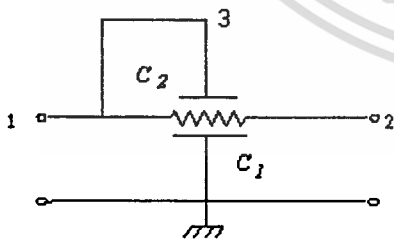
การออกแบบวงจรกรองความถี่

ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โดยใช้วงจรถายแบบหนึ่งโพล

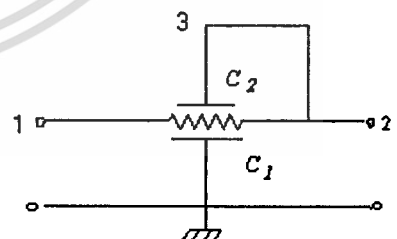
การออกแบบวงจรกรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยจะเป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่จะอาศัยคุณสมบัติแบบนอตช์ของตัว DURC มาช่วยในการออกแบบ ทำให้วงจรกรองความถี่ที่ออกแบบมีผลการตอบสนองที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ด้วย ซึ่งการออกแบบวงจรกรองความถี่ในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 5 ส่วนด้วยกันนั่นคือ การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ การออกแบบวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ การวิเคราะห์ค่าเสถียรภาพของวงจร และการวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล และมีคุณลักษณะแบบนอตช์ [14] จะใช้ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น ต่อร่วมกันกับตัวออปแอมป์ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยสาเหตุที่เลือกใช้ตัว DURC นั้นเป็นเพราะว่า ตัว DURC มีคุณสมบัติเป็นนอตช์และ ยังให้ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่าตัว URC วงจร DURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์ที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีมีอยู่ 2 แบบ ดังรูปที่ 4.1



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.1 วงจร DURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์

จากรูปที่ 4.1(ก) และ (ข) เป็นวงจร DURC แบบพาสซีฟที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์ โดยมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.1(ก)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \left[\cosh P + \frac{1-\alpha}{\alpha} \right]}{\cosh P} \quad (4.1)$$

จากรูปที่ 4.1(ข)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \left[\cosh P + \frac{1-\alpha}{\alpha} \right]}{[1-2\alpha(1-\alpha)] \cosh P + \alpha(1-\alpha)(2+P \sinh P)} \quad (4.2)$$

เมื่อ

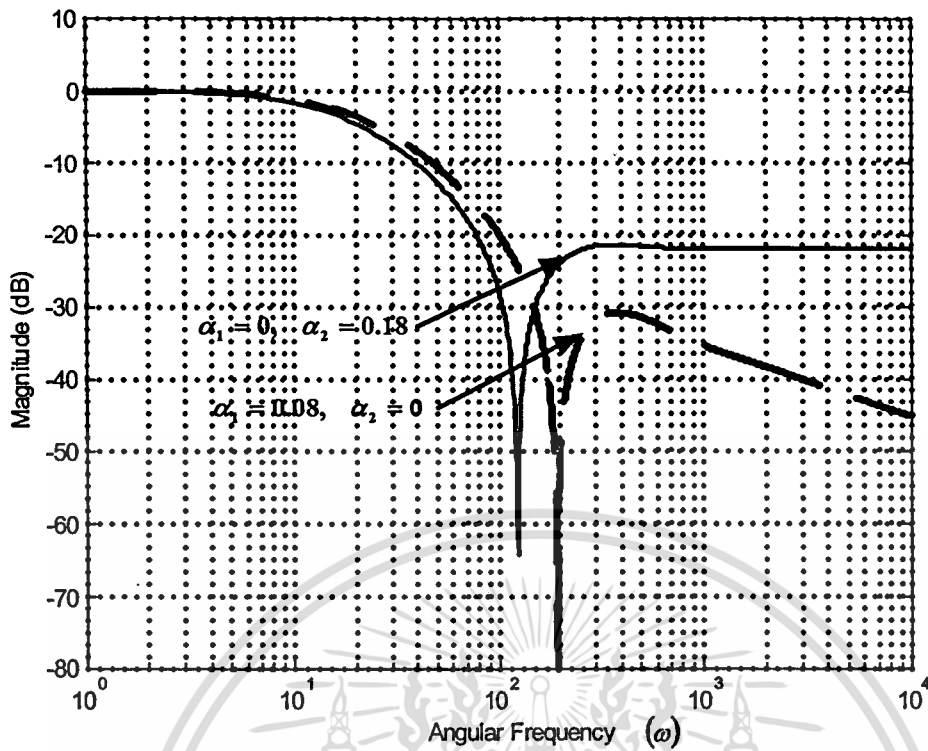
$$\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

และ

$$P = \sqrt{sRC} \quad ; \quad C = C_1 + C_2$$

โดยที่ R และ C เป็นความต้านทานและตัวเก็บประจุของตัว DURC

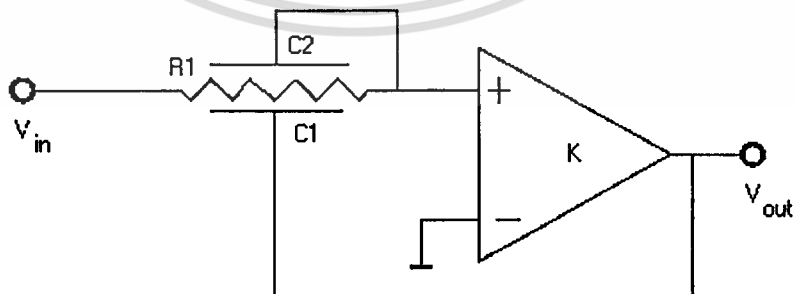
จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั้งสองนี้ เมื่อนำไปทำการหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยกำหนดให้ สมการที่ 4.1 มีค่า $\alpha = 0.08$ และสมการที่ 4.2 มีค่า $\alpha = 0.18$ จะเห็นได้ว่าวงจร DURC แบบพาสซีฟ ให้คุณลักษณะแบบนอตช์ทั้งสองโดยในรูปที่ 4.1 (ข) จะมีผลการตอบสนองในช่วงสตอปแบนด์ดีกว่าผลการตอบสนองทางความถี่ของรูปวงจรที่ 4.1 (ก) เล็กน้อย แต่มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ซับซ้อนมากกว่า ดังนั้นในการออกแบบวงจรความถี่แบบที่ใช้ DURC ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีลักษณะวงจร DURC ดังรูปที่ 4.1 (ข)



รูปที่ 4.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.1

จากรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าตัว DURC สามารถแสดงคุณลักษณะแบบนอตช์ ได้โดยการกำหนดค่า α_1 และ α_2 ได้จากค่า α ในสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) ตามลำดับ

จากผลการตอบสนองของตัว DURC เมื่อนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ จะมีลักษณะวงจดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ DURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำได้ดังนี้

$$T(P) = \frac{\alpha (\cosh P + \frac{1-\alpha}{\alpha}) K}{(1-\alpha) \left\{ \left[\frac{1}{1-\alpha} - 2\alpha + (2\alpha-1)K \right] \cosh P + K + (1-K)\alpha(2+P \sinh P) \right\}} \quad (4.3)$$

เมื่อ $\alpha = C_2/C$ และ $C = C_1 + C_2$ และ K เป็นอัตราขยายที่คงที่ของวงจร

ในการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำ จะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติที่สำคัญบางประการ คือ ในช่วงพาสแบนด์จะต้องให้ผลการตอบสนองที่ราบเรียบตลอดย่านความถี่ มีอัตราความชัน (Slope) และในช่วงสตอปแบนด์สัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการจะต้องมีค่าต่ำมาก จึงจะทำให้สามารถกรองสัญญาณความถี่ต่ำได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นในการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้มีการพิจารณาถึงค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่มีผลกระทบต่อผลการตอบสนองด้วย เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองตามที่ต้องการ จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (4.3) จะเห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ต่ำที่นำเสนอนี้จะมีพารามิเตอร์อยู่หลายตัวด้วยกัน ซึ่งล้วนมีผลต่อผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรทั้งนั้น ซึ่งจะได้ทำการพิจารณาเป็นส่วน ๆ ดังนี้

4.1.1 การหาค่า α

ในการหาค่า α ที่เหมาะสมนั้น สามารถทำได้โดยการนำสมการพิเศษของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาทำแยกเป็นจำนวนจริง (Real) และจำนวนจินตภาพ (Imaginary) ดังสมการที่ (4.6) [16]

$$N(P) = \text{Re}[N(P)] + j \text{Im}[N(P)] = 0 \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.3) สามารถหาจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพได้ดังนี้

$$\text{Re}[N(P)] = \alpha \cos U \cosh U + 1 - \alpha = 0 \quad (4.5a)$$

$$\text{Im}[N(P)] = \alpha \sin U \sinh U = 0 \quad (4.5b)$$

ซึ่ง $P = \sqrt{sRC}$ และกำหนดให้ $RC = 1$ ดังนั้นสามารถแยก P ได้เป็น

$$P = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\frac{\omega}{2}} + j \sqrt{\frac{\omega}{2}} = U + jU \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่ } U = \sqrt{\frac{\omega}{2}}$$

จากสมการที่ (4.5a) และ (4.5b) จะได้

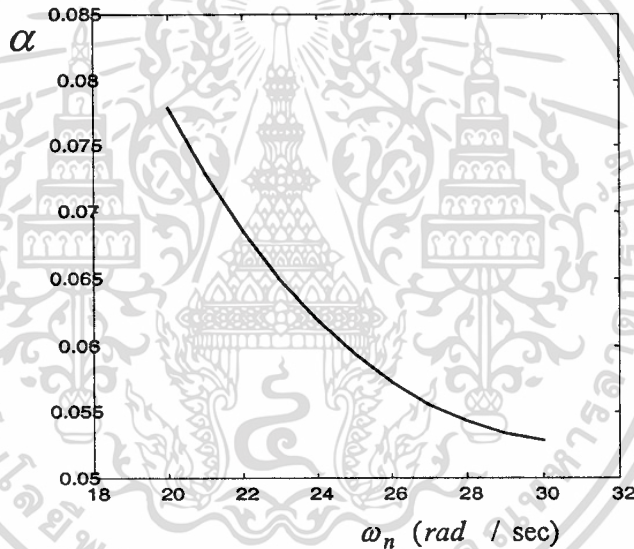
$$\cos U \cosh U - \sin U \sinh U = \frac{\alpha - 1}{\alpha} \quad (4.7)$$

โดยที่ $\alpha > 0$ และ $U > 0$

และจากสมการ(4.5a) และ (4.5b) จะสามารถหาค่า α ได้ดังนี้

$$\alpha = \frac{-1}{\cos U \cosh U - 1} \quad (4.8)$$

ซึ่งจากสมการ (4.7) เมื่อได้ทำการพิจารณาให้ U มีค่าตั้งแต่ $0-2\pi$ แล้วจะพบว่าที่ U มีค่าอยู่ในช่วงตั้งแต่ $\pi \leq U \leq \frac{5}{4}\pi$ นั้นจะมีค่าความสัมพันธ์ ระหว่าง α ที่มีผลต่อความถี่นอค์เชิงมุม ω_n ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่นอค์เชิงมุม ต่อ α

จากรูปที่ 4.4 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่นอค์เชิงมุม ω_n ต่อ α เมื่อ ω_n อยู่ใน ช่วงความถี่ $20 < \omega_n < 30.84$ จากการพิจารณาค่า α จะทำให้ได้ค่าที่เหมาะสม ณ จุดความถี่ นอค์เชิงมุมที่มีค่าเท่ากับ 20 โดยมีค่า $\alpha = 0.07869 \approx 0.08$

จากสมการที่ (4.3) เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.5 จากการ พิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมดังนี้

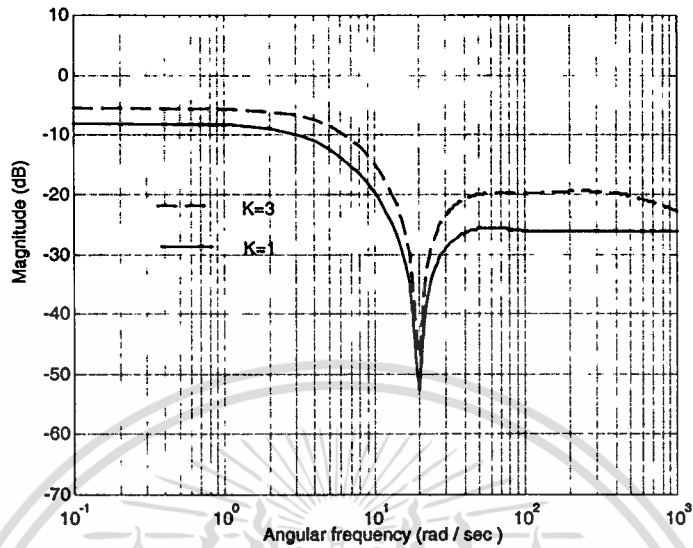
$$R = 1\Omega, C = 1F$$

$$C_1 = 0.92F, C_2 = 0.08F \quad (4.9)$$

$$\alpha = 0.08$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

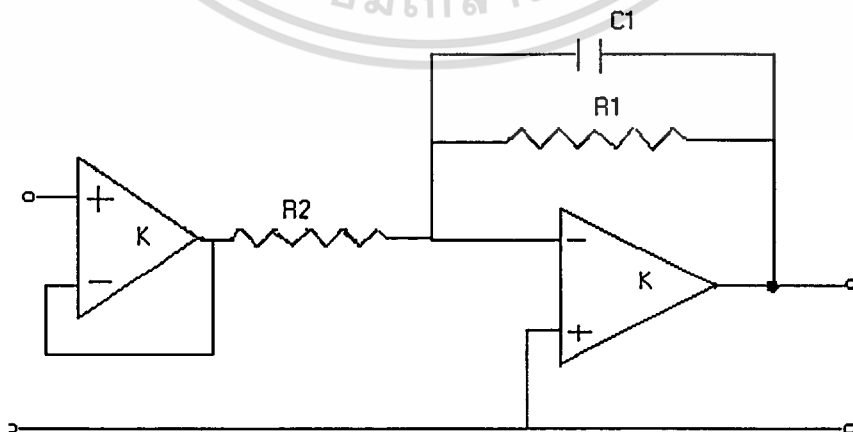
เมื่อนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ และค่าตัวอุปกรณ์ไปแทนในสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน เพื่อหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำเมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่า K

จากรูปที่ 4.5 อัตราการขยาย K เป็นค่าที่คงที่ และเมื่อ ค่า K เปลี่ยนแปลง ทำให้ค่าผลตอบสนองทางความถี่เปลี่ยนแปลงตาม แต่รูปแบบยังคงรักษาเหมือนเดิม จะไม่สามารถลดขนาดค่าสูงสุดลงได้ ทำให้ขนาดในช่วงความถี่ห้ามผ่าน ยังมีค่าที่สูงอยู่ ฉะนั้นในวิทยุพอน์นี้จึงได้ทดลองโดยการปรับเปลี่ยนอัตราการขยายที่คงที่ เป็นแบบอัตราการขยายหนึ่งโพล

4.1.2 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล



รูปที่ 4.6 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล

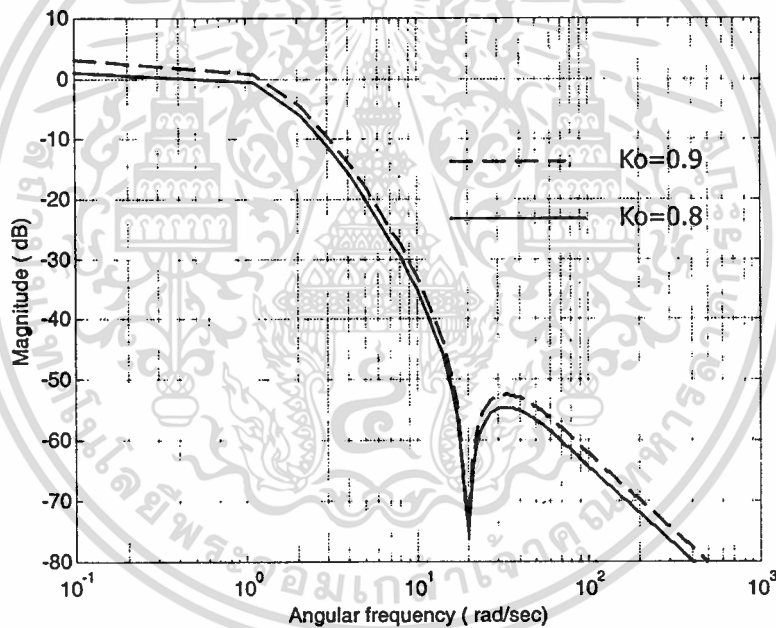
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.6 สามารถหาพารามิเตอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$K = \frac{K_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}} = \frac{K_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad (4.10)$$

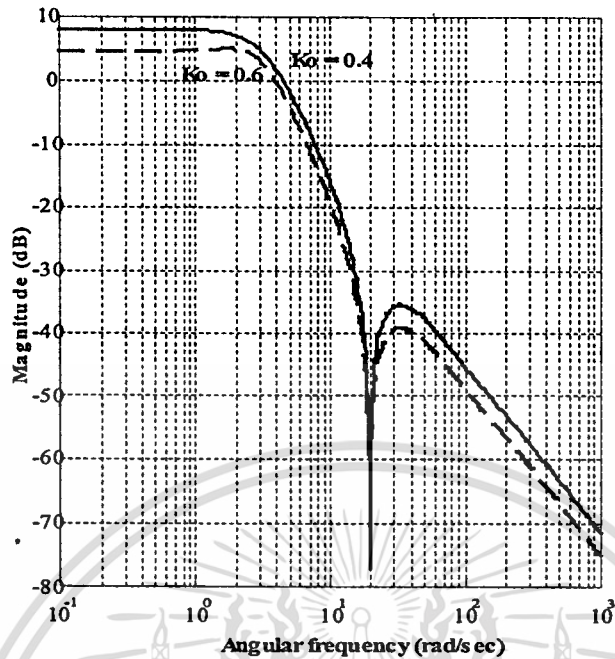
ซึ่ง K_0 เป็นค่าอัตราขยายที่คงที่ และ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$

ถ้าหากเมื่อไรค่า $\omega_1 = \infty$ จะทำให้ $K = K_0$ ซึ่งกลายเป็นค่าอัตราขยายที่คงที่ได้ จากสมการ (4.3) เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แทนเข้าไปและให้ค่าอัตราขยายแบบหนึ่งโพล จะได้ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ ดังนี้



รูปที่ 4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยที่ค่า $\omega_1 = 1$

ถ้าให้ค่าพารามิเตอร์ $K_0 = 0.4$ และ $K_0 = 0.6$ ในขณะที่ $\omega_1 = 5$ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ ดังรูปที่ 4.8 ดังนี้

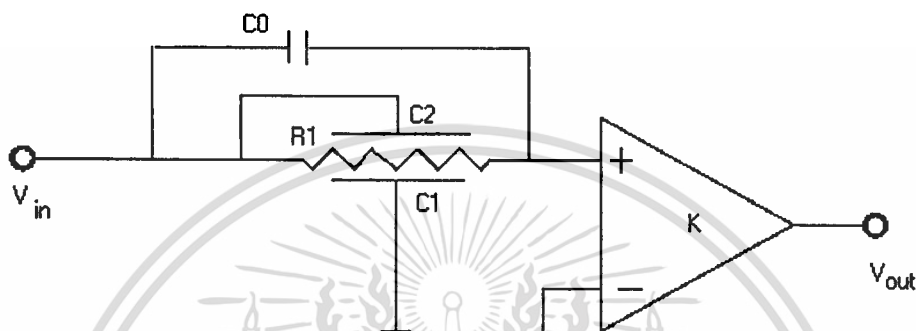


รูปที่ 4.8 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรงรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยที่ค่า $\omega_c = 5$

จากรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 เห็นได้ว่า วงจรงรองความถี่ต่ำที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล ที่ได้นำเสนอ มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่า มีอัตราความชันที่มากกว่า และในช่วงสตอปแบนด์มีค่า attenuation ที่ต่ำกว่า เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรงรองความถี่ต่ำแบบเดิม (รูปที่ 4.5) ที่ใช้อัตราขยายแบบคงที่

4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบนอตช์

การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่จะนำเสนอต่อไปนี้เป็นวงจรกรองความถี่แบบนอตช์ โดยใช้ตัว DURC หนึ่งตัวต่อร่วมกับวงจรขยายแบบหนึ่งโพล และมี C_0 เป็นตัวเก็บประจุภายนอกของตัว DURC ซึ่งทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ออกแบบมีช่วงแบนด์วิดท์ที่แคบมากขึ้นในช่วงความถี่คัทออฟ เมื่อเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ใช้อัตราขยายที่คงที่ โดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรกรองความถี่แบบนอตช์ที่ใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ แบบคาปาซิทีฟสองชั้น

จากรูปที่ 4.9 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ดังสมการ (4.11)

$$T(P) = \frac{K(1 - \alpha + \alpha \cosh P + \beta P \sinh P)}{[1 - (1 - \alpha)K] \cosh P + K(1 - \alpha) + \beta P \sinh P} \quad (4.11)$$

ซึ่ง $\beta = \frac{C_0}{C}$, $C = C_1 + C_2$, $C_2 = (1 - \alpha)C$, $P = \sqrt{sRC}$

และ K เป็นอัตราขยายของวงจร

จากสมการ (4.11) กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$$R = 1\Omega$$

$$C = 1F$$

$$C_1 = 0.96F$$

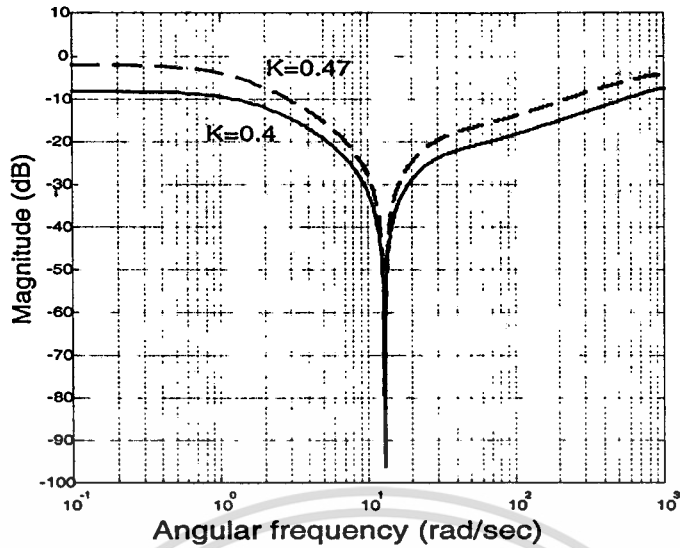
$$C_2 = 0.04F$$

$$C_0 = 0.033F$$

(4.12)

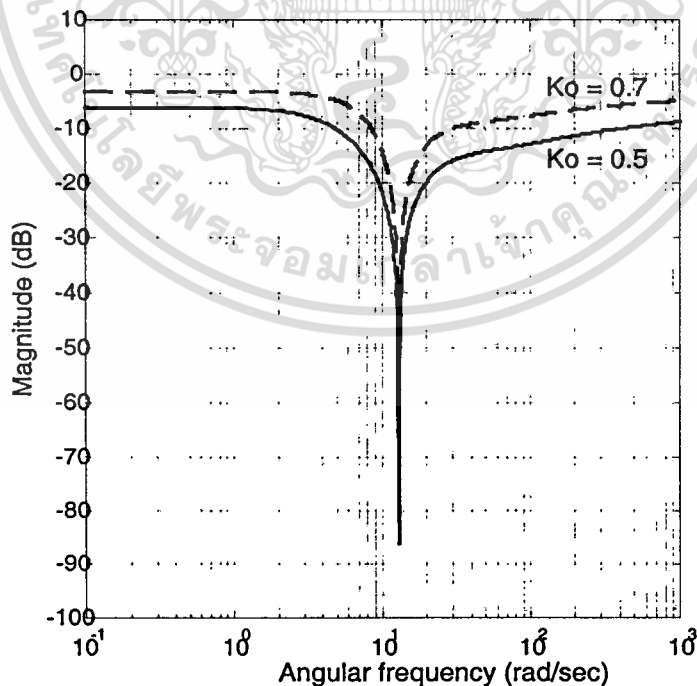
จะทำให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบนอตช์ ดังแสดงในรูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบนอตรซ์ ที่ใช้ DURC และมีอัตราขยาย $K = 0.4$ และ $K = 0.47$ ซึ่งค่า $\omega_1 = \infty$

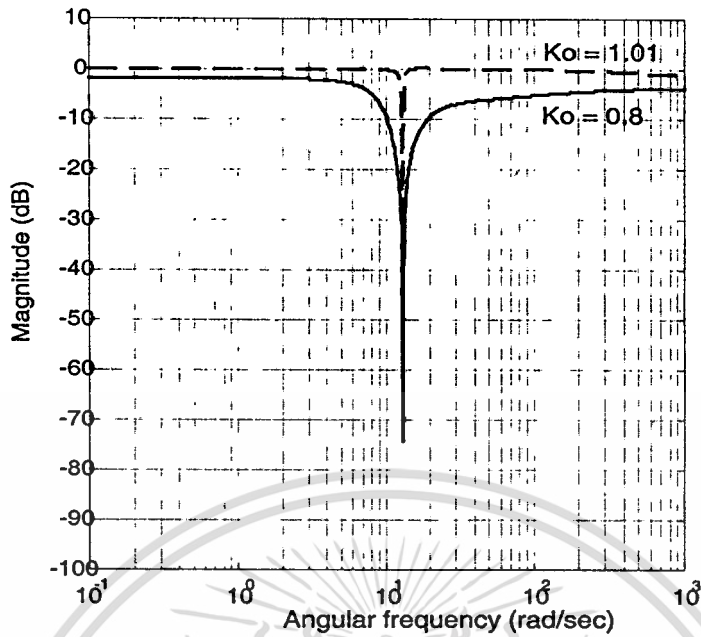
จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าช่วงแบนด์วิดท์ยังกว้างที่ความถี่คัทออฟ ฉะนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายที่คงที่เป็นอัตราขยายหนึ่งโพล และมีผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12



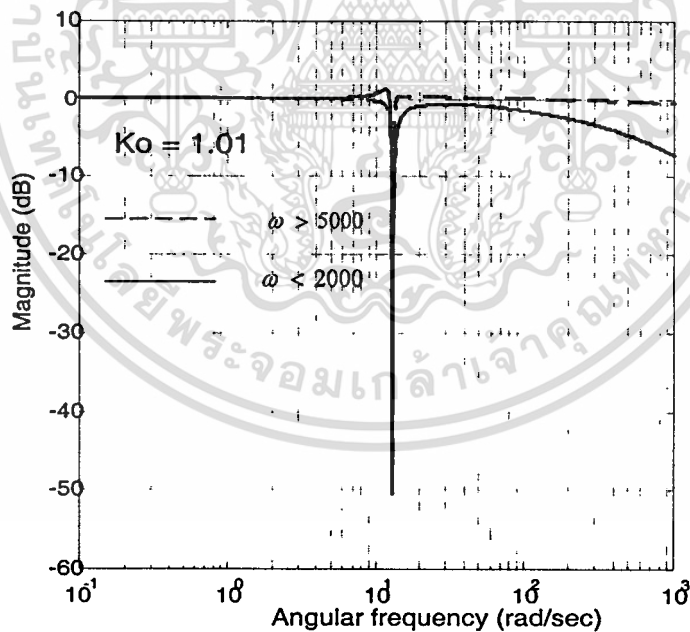
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบนอตรซ์ ที่สร้างจาก DURC ซึ่งมี

อัตราขยาย $K_0 = 0.5$ และ $K_0 = 0.7$ โดยค่า $\omega_1 \rightarrow \infty$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตรซ์ ที่สร้างจาก DURC และมี อัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยค่า ω , อยู่ระหว่าง $2000 < \omega, < 5000$



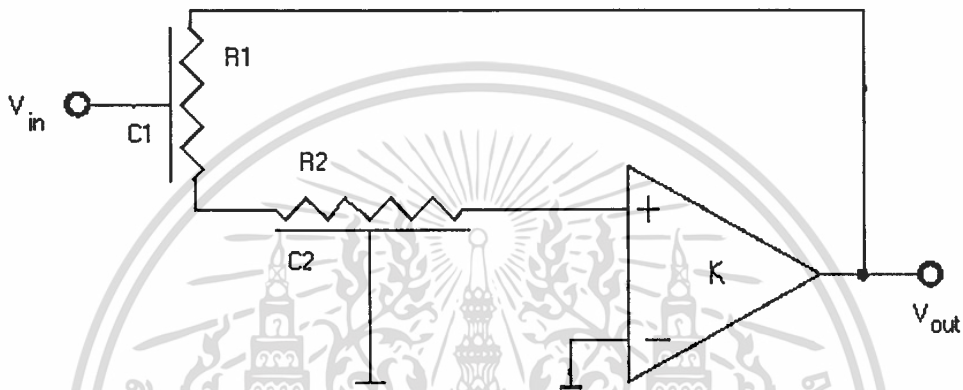
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แบบนอตรซ์ ที่สร้างจาก DURC และมี อัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยค่า $\omega, < 2000$ และ $\omega, > 5000$

จากรูปที่ 4.10 - 4.13 จะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่แบบนอตรซ์ ที่นำเสนอนอกจากจะมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น R, C, C_1, C_2, C_0 ที่เหมาะสมแล้ว ค่า K_o, ω , ก็ต้องเหมาะสมด้วย จึงสามารถทำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ได้ผลตอบสนองทางขนาดความถี่ที่ดีที่สุดดังรูปที่ 4.12 แต่ถ้าค่าอัตราขยาย $K_0 = 1.01$ เหมือนกัน และค่า ω , ไม่เหมาะสมคือ $\omega, < 2000$ และ $\omega, > 5000$ ก็จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ไม่คืนักดังรูปที่ 4.13

4.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่นำเสนอในที่นี้ ประกอบด้วยตัว URC สองตัว ซึ่งต่อร่วมกับวงจรขยาย เพื่อทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบแอกทิฟ และมีลักษณะดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC

จากรูปที่ 4.14 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรได้ดังสมการ (4.13)

$$T(P) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{KX_1(Y_1 - 1)}{Y_2(X_1Y_1 + X_2Y_2) - (X_2 + KX_1)} \quad (4.13)$$

โดยที่

$$Y_1 = \cosh \sqrt{sC_1R_1}$$

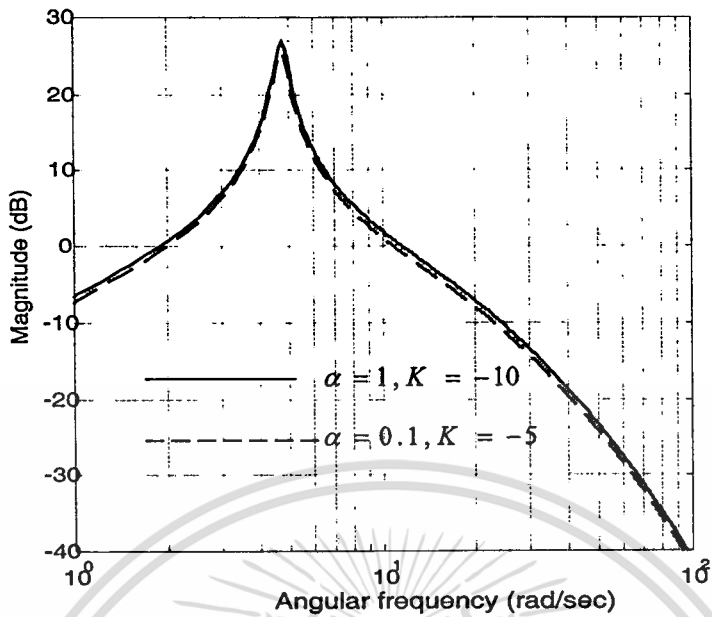
$$Y_2 = \cosh \sqrt{sC_2R_2}$$

$$X_1 = \frac{\sqrt{sC_1R_1}}{R_1 \sinh \sqrt{sC_1R_1}} \quad X_2 = \frac{\sqrt{sC_2R_2}}{R_2 \sinh \sqrt{sC_2R_2}}$$

$$P_i = \sqrt{sC_i R_i} \quad (i = 1, 2, 3, \dots)$$

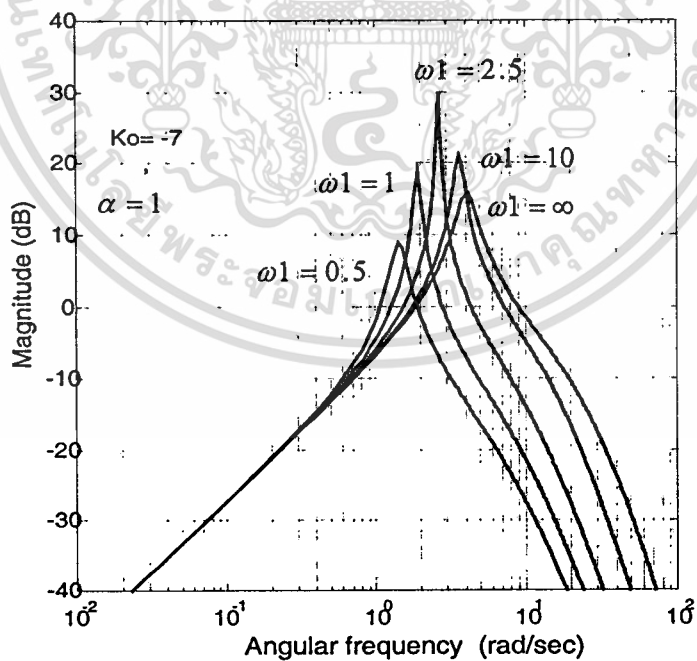
R_1, R_2 และ C_1, C_2 เป็นค่าความต้านทานรวม และ ตัวเก็บประจุรวม ของ URC1 และ URC2 ตามลำดับ

จากสมการ (4.13) สามารถแสดงผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ (4.15) โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น $C = 1F$ และ $R = 1 \Omega$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายคงที่

จากวัตถุประสงค์ของการวิจัยคือ ปรับเปลี่ยนอัตราขยายที่คงที่ ให้เป็นอัตราขยายแบบหนึ่งโพล เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่า ดังแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร

การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรมานั้น ถือได้ว่าเป็นเรื่องสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ทำให้เราทราบถึงขอบเขตการทำงานของวงจรต่าง ๆ นอกจากจะทำการพิจารณาจากสมการคุณลักษณะ โดยทั่วไปแล้ว เสถียรภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรด้วยเทคนิคของในควิสต์โคอะแกรม ซึ่งมีหลักการคือ จะนำรากของสมการคุณลักษณะ หรืออาจกล่าวได้ว่านำสมการตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน มาทำการหาเส้นทางเดินของในควิสต์ ในระนาบ s ซึ่งวงจรที่มีเสถียรภาพ จะต้องมีเส้นทางเดินของในควิสต์ที่ปิดล้อมจุดกำเนิด

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว DURC นั้น เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงให้มาอยู่ในรูปของ P-Plane แทน โดยสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ได้ดังนี้

$$T(P) = \frac{N(P)}{D(P)} \quad (4.14)$$

เมื่อ $N(P)$ และ $D(P)$ เป็นโพลิโนเมียลของตัวเศษและโพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับที่อยู่ในรูปของ P-plane

ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรในวิทยานิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนตามชนิดของวงจรรองความถี่ คือ วงจรรองความถี่ต่ำ วงจรรองห้ามแถบความถี่ และวงจรรองผ่านแถบความถี่

4.4.1 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ตัว DURC

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำในสมการ (4.3) สามารถวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำได้ดังนี้

$$\text{Stability region} = \text{Re}(D(P)) + \text{Im}(D(P)) \quad (4.15)$$

โดยที่

$$D(P) = (1-\alpha) \left\{ \frac{1}{1-\alpha} - 2\alpha + (2\alpha-1)K \right\} \cosh P + K + (1-K)\alpha(2+P \sinh P) \quad (4.16)$$

ซึ่ง

$$K = \frac{K_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_1}} = \frac{K_0\omega_1}{\omega_1+j\omega}$$

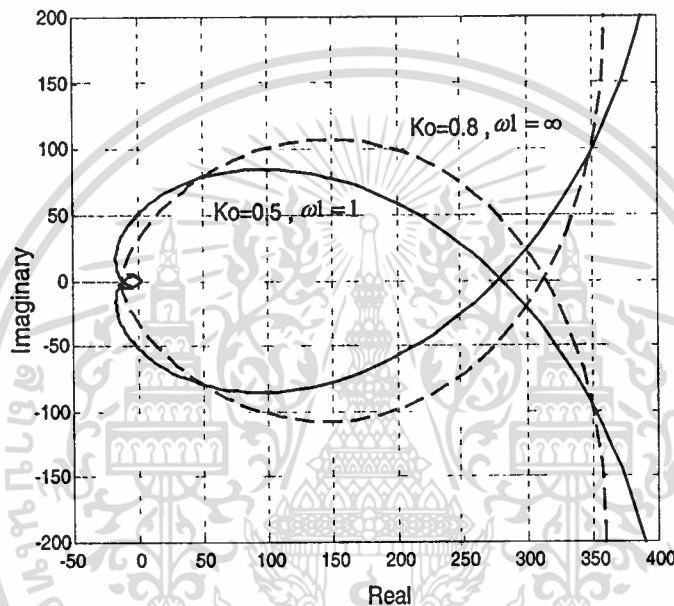
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \sqrt{sRC} \Big|_{RC=1} = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}} = t + jt$$

$$\cosh P = \cos t \cosh t + j \sin t \sinh t$$

$$P \sinh P = t (\cos t \sinh t - \sin t \cosh t) + jt (\cos t \sinh t + \sin t \cosh t)$$

เมื่อนำเอาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นี้ แทนในสมการ (4.16) แล้วสามารถหาเสถียรภาพของวงจรได้ดังรูปที่ 4.17



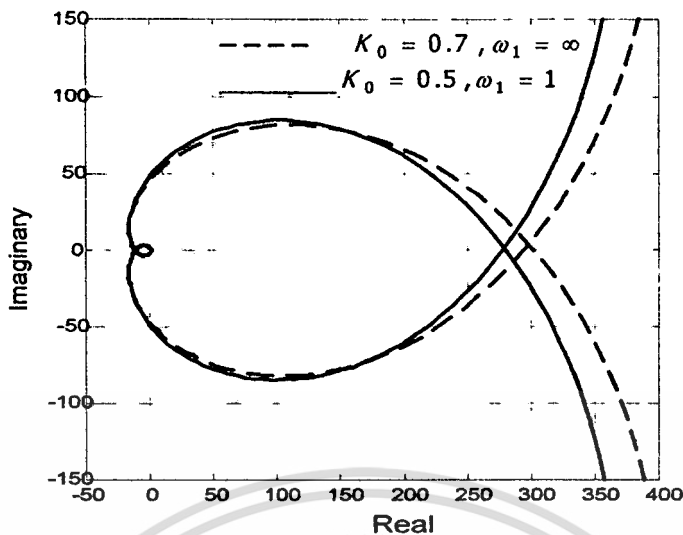
รูปที่ 4.17 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำแบบเอ็คทีฟ ที่ใช้ตัว DURC

4.4.2 เสถียรภาพของวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่าน

เสถียรภาพของวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่าน สามารถหาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ในสมการที่ (4.11) ซึ่งมีโพลีโนเมียลตัวส่วน ดังนี้

$$D(P) = [1 - K(1 - \alpha)] \cosh P + K(1 - \alpha) + \beta P \sinh P \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) สามารถหาเสถียรภาพของวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่าน ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 เสถียรภาพของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน

4.4.3 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เสถียรภาพของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน สามารถหาได้จาก ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ในสมการที่ (4.13) ซึ่งมีโพลีโนเมียลตัวส่วน ดังนี้

$$D(P) = 1/2 * (1 + \alpha)(\cosh 2P + 1) - (K + \alpha) \tag{4.18}$$

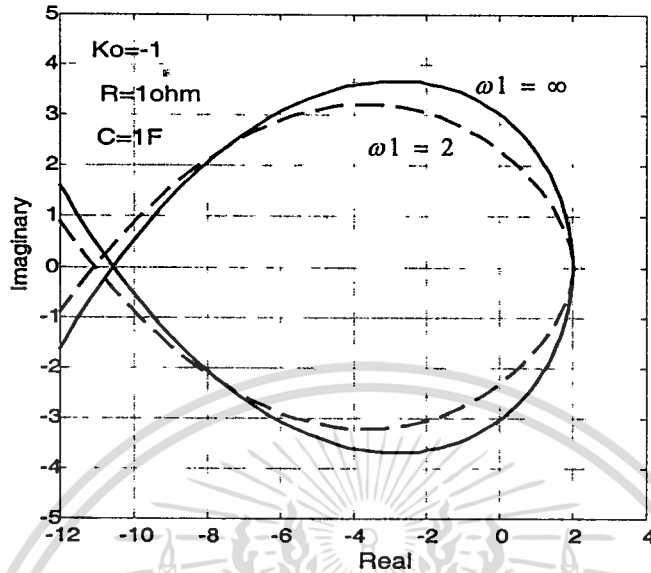
เมื่อ $\alpha = 1$, สมการที่ (4.18) จะมีรูปแบบคือ

$$D(P) = \cosh 2P - K \tag{4.19}$$

ซึ่ง

$$\begin{aligned} \cosh 2P &= \cosh 2\sqrt{sRC} \Big|_{s=j\omega, RC=1} = \cosh 2\sqrt{j\omega} \\ &= \cosh 2\left(\sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}}\right) = \cosh(\sqrt{2\omega} + j\sqrt{2\omega}) \end{aligned} \tag{4.20}$$

จากสมการที่ (4.19) – (4.20) สามารถหาเสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่ โดยใช้ตัว URC

4.5 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์

ค่าความไวของตัวอุปกรณ์เป็นผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวอุปกรณ์ในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุทำให้ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยในการออกแบบวงจรมันจะต้องให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ซึ่งจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่าง ๆ เช่น ส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำ อายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามสิ่งเหล่านี้ล้วนมีผลทำให้ราคาของวงจรสูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบวงจรจึงต้องมีการหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ด้วย

ความไวของตัวอุปกรณ์ สามารถหาได้จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร ดังนี้

$$S_{x_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \quad (4.21)$$

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ แต่ละตัวในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแทน s ด้วย $j\omega$ จะได้ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน $T(s)$ เป็น

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.22)$$

แทนค่าสมการ (4.22) ลงในสมการ (4.21) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.23)$$

จากสมการ (4.23) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} \theta(\omega) \quad (4.24)$$

และจากสมการ (4.24) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.25)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta(\omega)} \right] \operatorname{Im} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.26)$$

โดยที่สมการ (4.25) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่าความไวของขนาด $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$S_{X_i}^{|T(j\omega)|} = \operatorname{Re} \left[\frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \right] \quad (4.27)$$

$$= \operatorname{Re} \left[X_i \left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right) \right] \quad (4.28)$$

เมื่อ $N(s)$ เป็นโพลิโนเมียลเศษของ $T(s)$

$D(s)$ เป็นโพลิโนเมียลส่วนของ $T(s)$

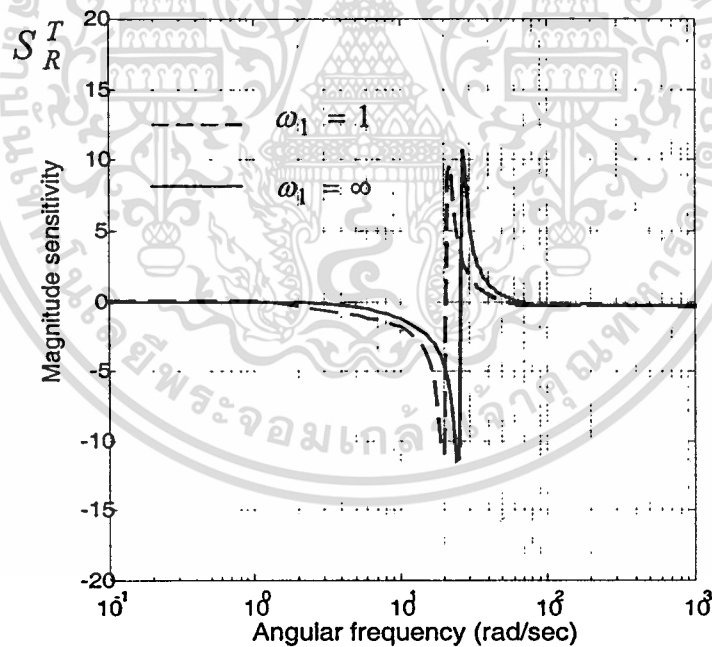
และ

$$N'(S) = \frac{d}{dX_i} N(S), \quad D'(S) = \frac{d}{dX_i} D(S) \quad (4.29)$$

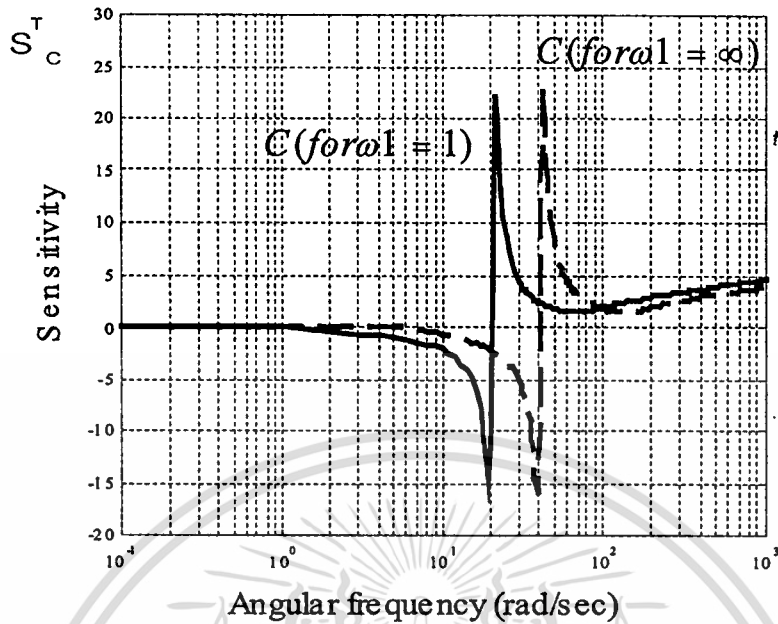
ในการวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะแบ่งเป็น 3 ส่วนเหมือนการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร นั่นคือแบ่งตามชนิดของวงจรกรองความถี่ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน ซึ่งการวิเคราะห์ค่าความไวในแต่ละวงจรจะทำการเปรียบเทียบกับค่าความไวของวงจรกรองความถี่แบบเดิมด้วย

4.5.1 ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำ

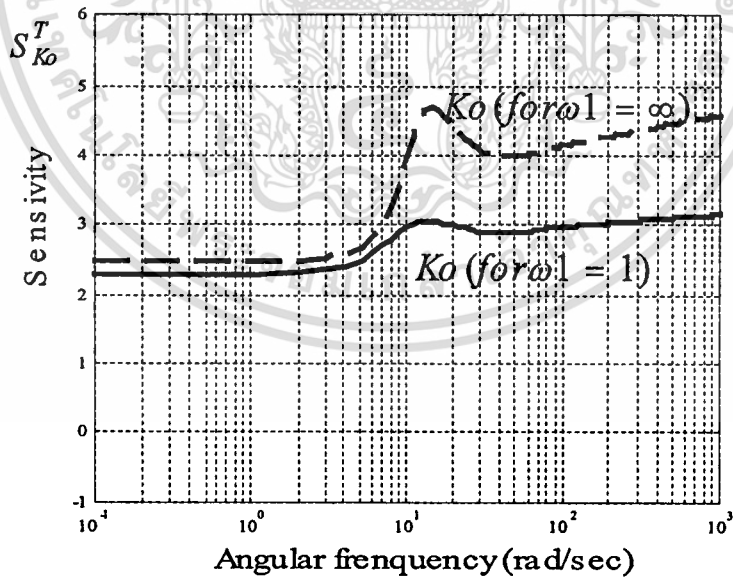
ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.20 ถึง รูปที่ 4.22



รูปที่ 4.20 ค่าความไว $S_R^{T(P)}$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

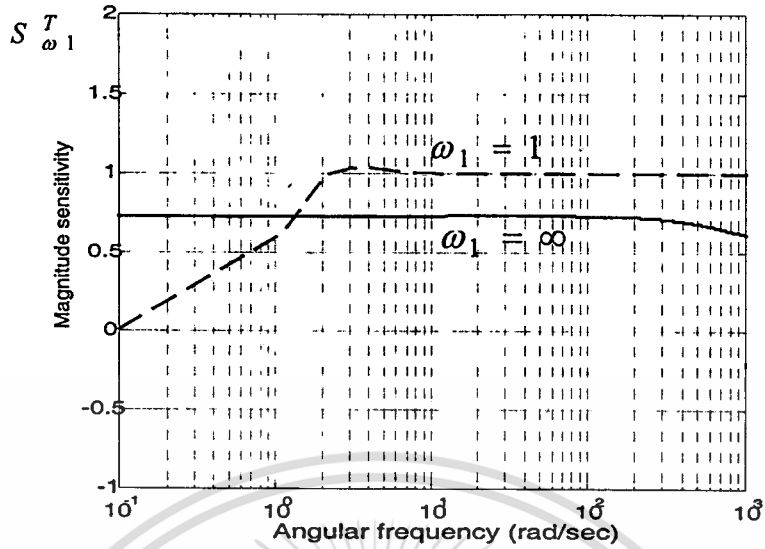


รูปที่ 4.21 ค่าความไว $S_C^T(P)$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 4.22 ค่าความไว $S_{K_o}^T(P)$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

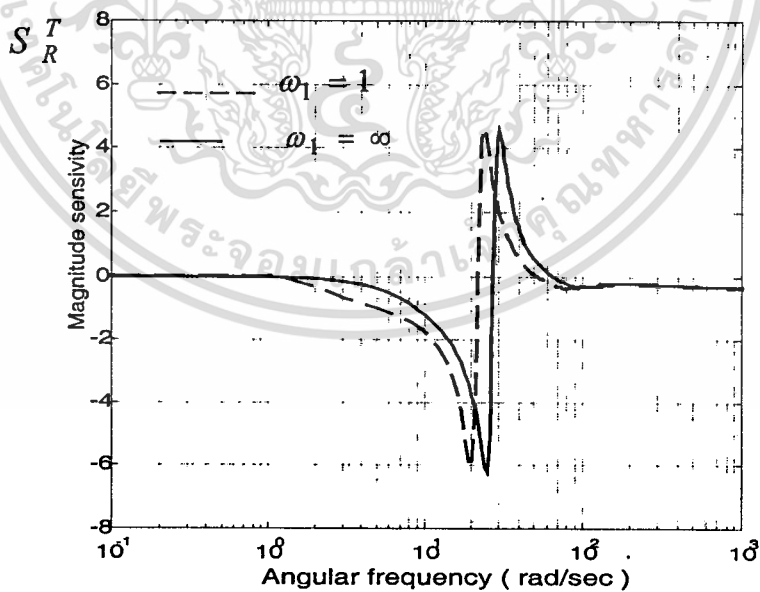
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 ค่าความไว $S_{\omega_1}^T(P)$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

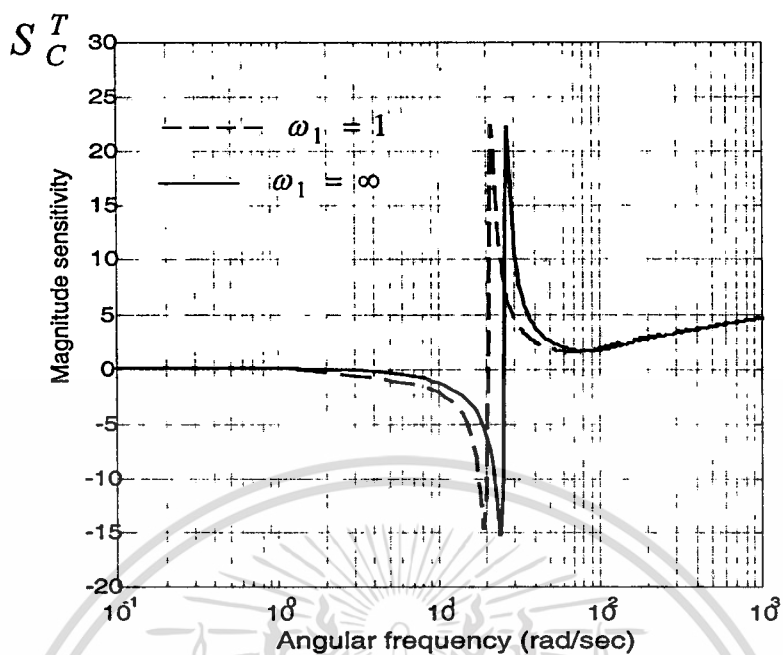
4.5.2 ค่าความไวของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน

ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ได้นำเสนอ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.24 ถึง รูปที่ 4.27

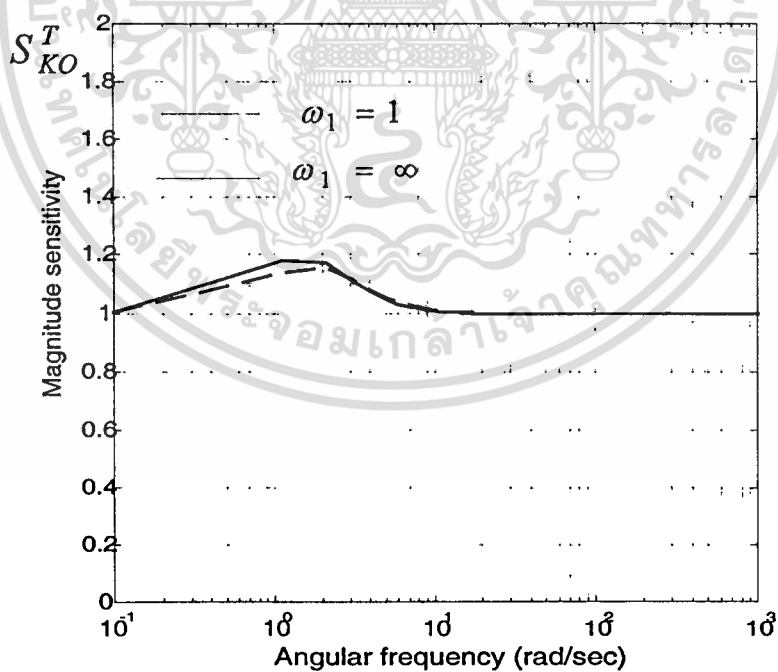


รูปที่ 4.24 ค่าความไว $S_R^T(P)$ ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ค่าความไว $S_C^T(P)$ ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 4.26 ค่าความไว $S_{K_o}^T(P)$ ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน ยังต้องพิจารณาถึงค่าความไวของ S_K^Q ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$S_K^Q = \frac{dQ/Q}{dK/K} \quad (4.30)$$

เมื่อ $Q = \frac{f_0}{BW}$ ดังนั้นจะได้

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{|(f_0/BW_1) - (f_0/BW_2)|}{f_0/BW} \quad (4.31)$$

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{|K_1 - K_2|}{K} \quad (4.32)$$

$$S_K^Q = \frac{K \times BW |(1/BW_1) - (1/BW_2)|}{|K_1 - K_2|} \quad (4.33)$$

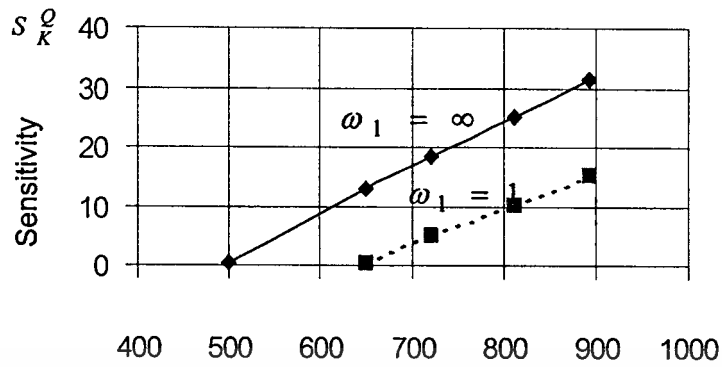
จากสมการที่ (4.30)-(4.33) สามารถแสดงถึงความแตกต่างของค่าความไว S_K^Q เมื่อวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านมีค่าอัตราขยายที่คงที่ คือ $\omega_1 = \infty$ เทียบกับวงจรที่ใช้อัตราขยายแบบหนึ่งโพล คือ $\omega_1 = 1$ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ดังนี้

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่า S_K^Q เมื่อวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านมีค่าอัตราขยายที่คงที่ และมีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล

Q -factor	S_K^Q เมื่อค่า $\omega_1 = \infty$	S_K^Q เมื่อค่า $\omega_1 = 1$
500	0.45	0.002
650	12.87	0.4
722	18.28	5
812	25.23	10.28
893	31.4	15.1

จากตารางที่ 4.1 เมื่อนำไปหาค่าความไว S_K^Q ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน จะได้ดังรูปที่

4.27

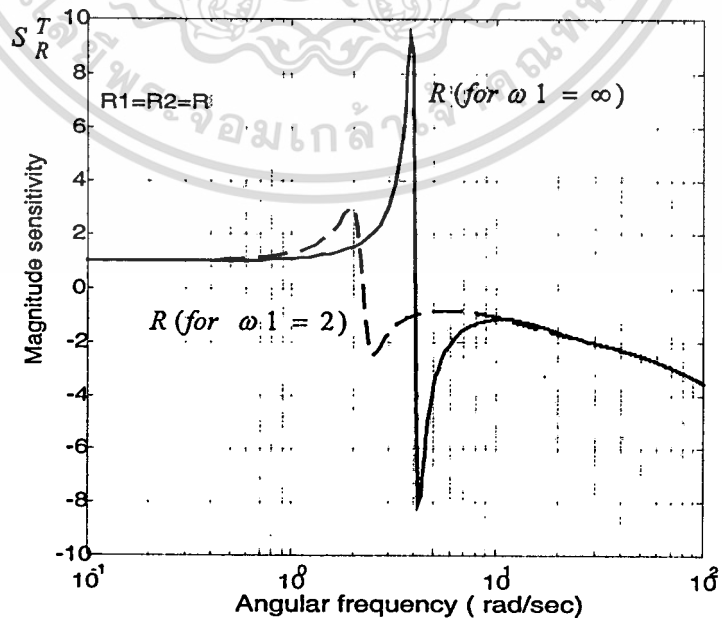


รูปที่ 4.27 ค่าความไว S_K^Q ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน Q

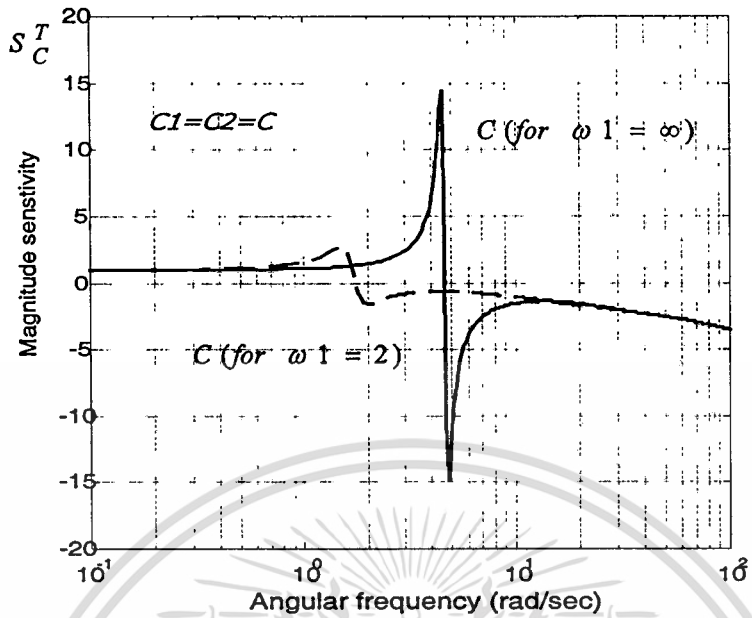
จากรูปที่ 4.24 – 4.27 และตารางที่ 4.1 สังเกตได้ว่า ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่มีอัตราการขยายแบบหนึ่งโพล มีค่าที่ต่ำกว่าค่าความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรที่มีอัตราการขยายที่คงที่ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่มีอัตราการขยายแบบหนึ่งโพลมีค่าความไวที่ดีกว่า

4.5.3 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

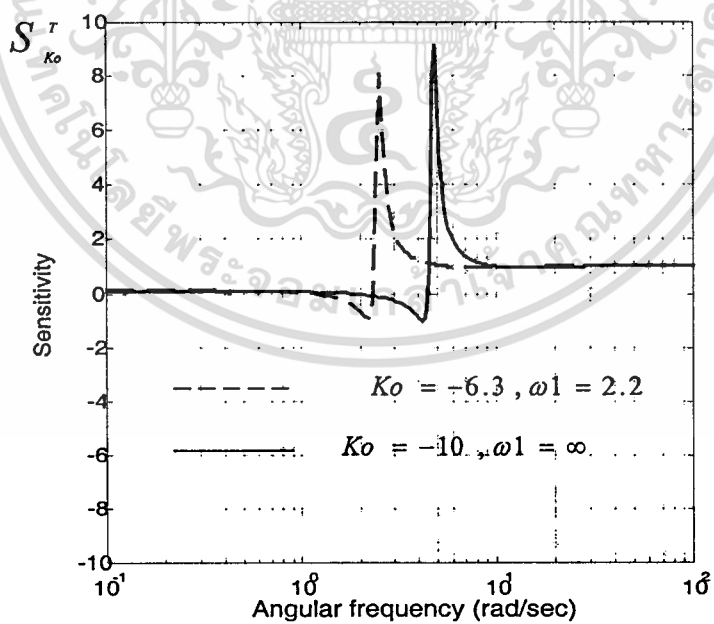
ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.28 ถึง รูปที่ 4.32



รูปที่ 4.28 ค่าความไว $S_R^{T(P)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

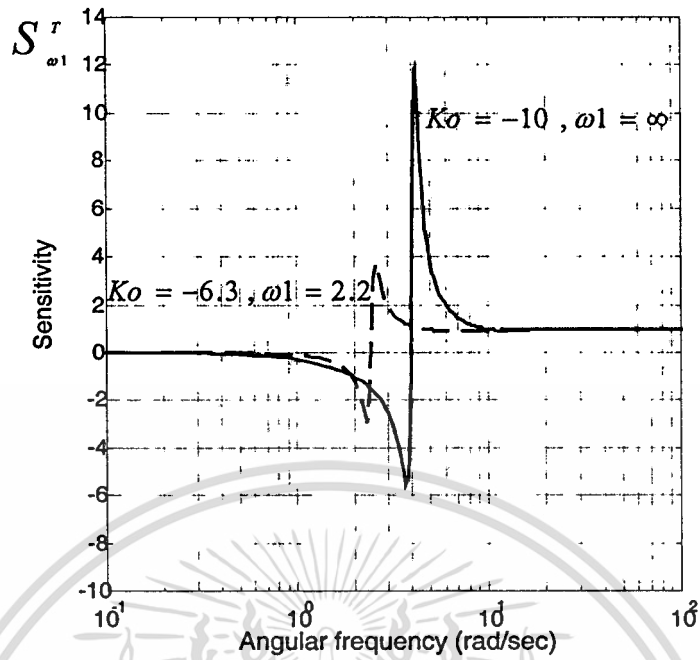


รูปที่ 4.29 ค่าความไว $S_C^T(P)$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่



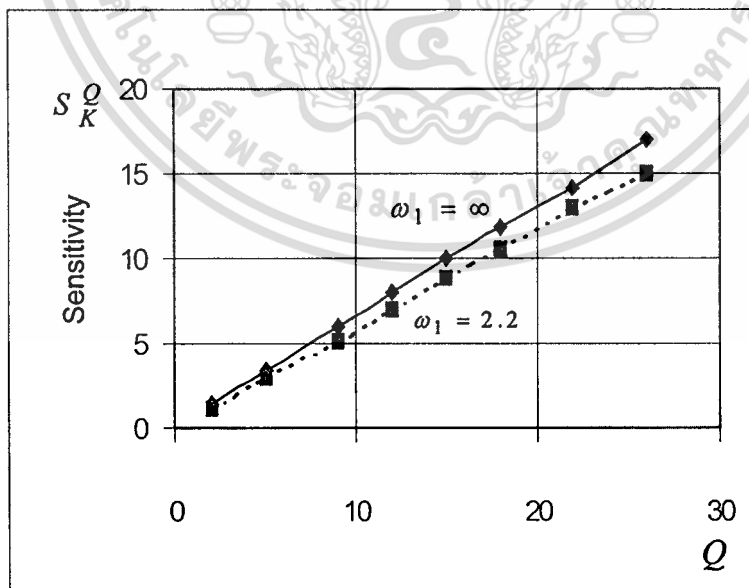
รูปที่ 4.30 ค่าความไว $S_{K_o}^T(P)$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 ค่าความไว $S_{\omega_1}^r [T(P)]$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ยังต้องพิจารณาถึงค่าความไวของ S_K^Q ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (4.30)-(4.34) และสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 ค่าความไว S_K^Q ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.32 แสดงถึงความแตกต่างของค่าความไว s_k^Q เมื่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีค่าอัตราการขยายที่คงที่ คือ $\omega_c = \infty$ เทียบกับวงจรที่ใช้อัตราการขยายเป็นหนึ่งโพล คือ $\omega_c = 2.2$ ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่า s_k^Q เมื่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีอัตราการขยายที่คงที่ และอัตราการขยายเป็นหนึ่งโพล

Q - factor	s_k^Q เมื่อค่า $\omega_c = \infty$	s_k^Q เมื่อค่า $\omega_c = 2.2$
2	1.4	1.1
5	3.5	3
9	6	5.2
12	8	7.06
15	10	8.9
18	11.9	10.64
22	14.2	13
26	17	15

จากรูปที่ 4.28 – 4.32 และตารางที่ 4.2 สังเกตได้ว่า ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราการขยายแบบหนึ่งโพล จะมีค่าน้อยกว่าค่าความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรที่มีอัตราการขยายที่คงที่ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราการขยายแบบหนึ่งโพล มีค่าความไวที่ดีกว่า

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แฉกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรถายแบบหนึ่งโพลซึ่งวงจรกรองความถี่ทั่ว ๆ ไปนั้นจะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญ คือ มีค่าอัตราความชันของผลตอบสนองทางขนาดที่สูง มีค่าความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรที่ต่ำ และมีเสถียรภาพในการทำงานทั้งนี้เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ที่สามารถนำไปใช้ในงานด้านต่าง ๆ ได้จริง ไม่ว่าจะเป็นทางด้านสารสนเทศ ด้านอิเล็กทรอนิกส์ และด้านการสื่อสาร จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่ถือเป็นส่วนที่สำคัญมากอย่างหนึ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่าง ๆ

วงจรกรองความถี่แฉกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรถายแบบหนึ่งโพล

วงจรกรองความถี่แบบแฉกทีฟที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบชั้นเดียว (URC) หรือแบบคาปาซิทีฟสองชั้น (DURC) ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพลที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบชั้นเดียว และแบบคาปาซิทีฟสองชั้นมาต่อร่วมกับวงจรถายที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล โดยตัว DURC จะมีคุณสมบัติเฉพาะตัวตรงที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ ส่วนในวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะใช้ตัว URC สองตัวเพื่อทำให่วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ มีผลตอบสนองทางขนาดดีกว่าวงจรกรองความถี่ที่มีอัตราขยายที่คงที่

วงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอประกอบด้วย วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน ซึ่งสองวงจรถายดังกล่าวจะมีคุณลักษณะเป็นแบบนอตช์ และวงจรที่สามคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ในวงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอนี้ยังมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4

การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่แบบแฉกทีฟที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบชั้นเดียวและแบบคาปาซิทีฟสองชั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะอาศัยการวิเคราะห์วงจรในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ ไม่ว่าจะเป็นการหาผลตอบสนองทางขนาด

ค่าความไว และเสถียรภาพ ของวงจรรองความถี่ ซึ่งผลของการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะให้ผลที่น่าเชื่อถือและเป็นที่ยอมรับกัน

การทดสอบ

ในการทดสอบวงจรรองความถี่ที่ออกแบบ ดังที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 4 จะเป็นการทดสอบวงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟที่มีวงจรถายเป็นหนึ่งโพลโดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบชั้นเดียว และแบบคาปาซิทีฟสองชั้น เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ ที่มีวงจรถายเป็นค่าที่คงที่ ซึ่งเป็นการจำลองผลการทดสอบด้วยโปรแกรม Matlab

จากการทดสอบ จะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบชั้นเดียวและแบบสองชั้นที่มีค่าอัตราขยายเป็นหนึ่งโพลที่ได้นำเสนอ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างเหมาะสมแล้ว จะให้คุณสมบัติผลการตอบสนองทางขนาดดีกว่า และมีค่าความไวของตัวอุปกรณ์ที่ต่ำกว่าแบบที่ใช้ URC หรือ DURC ที่มีอัตราขยายที่คงที่ จึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบชั้นเดียวและแบบคาปาซิทีฟสองชั้น โดยมีค่าอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล ที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟที่มีอัตราขยายที่คงที่

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวความคิดในการพัฒนาและการออกแบบวงจรรองความถี่แบบแเอคทีฟโดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบชั้นเดียวและแบบคาปาซิทีฟสองชั้น ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่ที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าแบบเก่า คือแบบที่ใช้อัตราขยายที่คงที่ ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่าง ๆ ต่อไป ผู้เขียนจึงใคร่ขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนา และปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

1. วงจรรองความถี่ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ ไม่ว่าจะ เป็นแบบชั้นเดียวหรือสองชั้น สมการที่ได้จะอยู่ในรูปของ Hyperbola ซึ่งทำความเข้าใจได้ยาก จึงอาจมีการเปลี่ยนรูปสมการ Hyperbola ให้มาอยู่ในรูป s Transform ซึ่งเป็นรูปของวงจรรองความถี่แบบอนาล็อกและอยู่ในรูป z Transform ที่เป็นวงจรรองความถี่แบบดิจิตอลแทน
2. จากสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ที่ได้นำเสนอ จะเห็นได้ว่ามีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจร หากมีการนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการ

คำนวณอย่างละเอียด และมีการประมาณค่าของตัวอุปกรณ์ที่นำมาใช้ให้มีค่าใกล้เคียงกับการคำนวณ ก็จะได้วงจรตรงความถี่ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น

3. ในการสร้างวงจรตรงความถี่ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยการสร้างแบบจำลองพารามิเตอร์ กล่าวคือเป็นการนำเอาตัวอุปกรณ์ RC มาต่อกันเป็นตัว URC ทำให้วงจรยังมีข้อจำกัดอยู่บ้าง ไม่ว่าจะเป็นเรื่องขนาดของวงจร ราคา และการนำไปใช้จึงขอเสนอว่าควรมีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภท MOS มาใช้ทำเป็น URC

4. เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์วงจรตรงความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพลที่ให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่าการใช้วงจรตรงความถี่ที่มีอัตราขยายที่คงที่ ซึ่งถ้าจะให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่าวงจรตรงความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล ก็อาจจะทำการวิเคราะห์วงจรตรงความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบสองโพลได้ ดังนั้นในการออกแบบและวิเคราะห์วงจรตรงความถี่แอกทีฟแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบสองโพลนี้ จะสามารถกระทำได้โดยอาศัยพื้นฐาน ที่มีอยู่ในวิทยานิพนธ์นี้

ในลำดับสุดท้ายนี้ หวังอย่างยิ่งว่าการออกแบบวงจรตรงความถี่แบบแอกทีฟ โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ด้วยวงจรขยายแบบหนึ่งโพล คงจะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการออกแบบวงจรตรงความถี่โดยทั่ว ๆ ไป และวงจรตรงความถี่ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ตั้งแต่แบบชั้นเดียว และแบบสองชั้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Prakrit Tangtisanon, Shiro Sudo , Mitsuo Teramoto, Tasoji Suzuki , Kanok Janchitrapongveg.
“ Active LPF Using Uniformly Distributed RC Line “. APSBC 2000 Proceedings, KMITL.
Thailand. Pages 62-64. Dec.2000
- [2] B.K. Ahuya “Implementation of Active Distributed RC Anti – Aliasing / smoothing Filters”.
IEEE, Vol.SC-17, pp. 1076 – 1080, Dec. 1982
- [3] M. S. Ghausi / J. J. Kelly. **Introduction to distributed parameter networks with
application to integrated circuits.** Holt. Rinehart and Winston. INC.1968. pp. 136 - 141.
- [4] Gabor C. Temes,Jack W. Lapata, **Introduction to Circuit Synthesis and Design**
McGRAW-Hill Book Company , 1977
- [5] David A Johns , Ken Martin , **Analog Integrated Circuit Design .** John Wiley & Sons Ins.
1997
- [6] Huelsman, Lawrence P. **Theory and design of Active RC Circuit.** Tata McGraw – Hill,
1968
- [7] P.M. Chirlian. **Integrated and Active Network Analysis and synthesis.** Pretice – Hall,
1967
- [8] P. Tangtisanon , M. Teramoto and K.Janchitraphong. “ Active Band Pass Filter with Notch
Characteristics circuit using Uniformly Distributed RC line”, in Proc. 1999 IEEE
International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication System, pp:
359-362 .
- [9] สรพงษ์ แซ่เตีย. 2545. “การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบ
นอตช์ โดยใช้ ตัวยูนิฟอร์ม อาร์ซี ไลน์ แบบ หลายชั้น.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรม
ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง.
- [10] Prakrit Tangtisanon , et.al. “ Notch Filter using Uniformly Distributed RC line with Multi
Capacitive Layers”. International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications.
Xi’an , PRC,October 7-11,2002 ,pp.731-734
- [11] K.Janchitrapongvej et al. “ Novel Active High Pass Filter with Notch Characteristic using
Uniformly Distributed RC Line “ ICCAS2002 October 16-19 Muju Resort , Jeonbuk ,
Korea , pp.1330-1332



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] K. Janchitrapongvej , P. Tangtisanon , C. Janin , N. Panyanouvong , S. Saetia . “ Novel Active High Pass Filter with Notch Characteristic using Uniformly Distributed RC Line ”. International Conference on Control, Automation and Systems, ICCAS 2002, October, 16 – 19,2002, pp. 1330-1332.
- [2] Prakrit Tangtisanon, Wasan Tanchareem, Nouanchanh Panyanouvong, Sorapong Saetia, Chawalit Benjangkprasert and Kanok Janchitrapongvej . “ Notch Filter using Uniformly Distributed RC line with Multi-Capacitive Layers “. International Symposium on Nonlinear Theory and Its Application. NOLTA 2002, October 7-11,2002, pp.731-734.
- [3] Nouanchanh Panyanouvong, Prakrit Tangtisanon, Kanok Janchitrapongvej. “ Active DURC Low Pass Filter with a single pole Amplifier “.The 3rd International Symposium on Communications and Information Technologies. ISCIT 2003, 3-5 September 2003, pp.319-322

ICCAS 2002 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 16~19, 2002
Muju Resort, Jeonbuk, KOREA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ICASE Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea

ไม่ว่าใครจะลอกไปทงสน ออกจากเว็บไซด์นี้แล้วไปลงที่อื่นโดยไม่ขออนุญาตถือว่าผิดกฎหมายไปใช้
<http://www.iccas.org> · <http://www.icas.or.kr>

Novel Active High Pass Filter with Notch Characteristic using Uniformly Distributed RC Line

K. Janchitrapongvej^{*}, P. Tangtisanon^{*}, C. Janin^{*}, N. Panyanouvong^{*}, and S. Sactia^{*}

^{*} • Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok, 10520, Thailand
(Tel : 66-2-739-2382; Fax : 66-2-326-4176 ; E-mail: kjkanok@kmitl.ac.th)

Abstract—A novel of active high pass filter with notch characteristics using uniformly distributed RC circuit (URC) is presented. The proposed circuit configuration a active high pass URC with cascade a notch filter circuit by three capacitive layers URC. The frequency response of the proposed circuit gives a steeper slope than does the conventional high pass filter. Also, The URC will be suitable for LSI fabrication.

Keywords: URC, TURC

1. Introduction

Active low pass filter using uniformly distributed RC line (URC) have been published in many care [1] [2]. In this paper, an active high pass filter (HPF) with notch characteristics using three capacitive layer uniformly distributed RC live (Herein after called TURC).

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 make 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.

Analysis of Fig. 1-c as an distributed RC Transmission line for one of the bottom conductive plate is ground. The admittance parameter $[Y_{ij}]$ of the URC in Fig 1 is given as follow:

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

where

$$\phi = \alpha_1 \{ (1 - \alpha_1) P \sinh P + 2\alpha_1(Y - 1) \},$$

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

$$\psi = \alpha_1 \alpha_2 \{ 2(Y - 1) - P \sinh P \},$$

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

$$C_1 = \alpha_1 C, \quad C_2 = \alpha_2 C \quad \text{and} \quad C = C_1 + C_2 + C_3$$

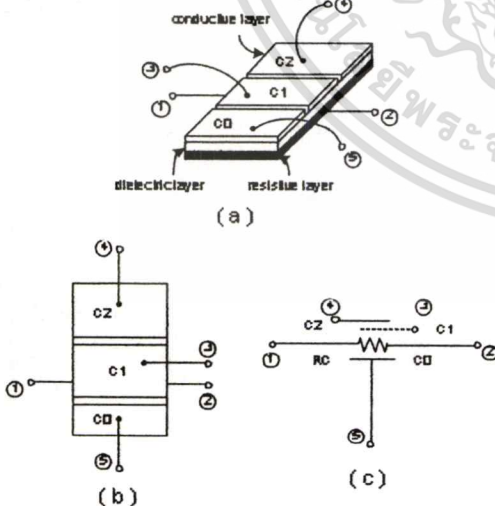


Fig. 1 Structure and circuit symbol of URC

with three capacitive layers

R and C are the values of total resistance and capacitance of the multilayer URC structure. α_1 and α_2 are the ratio of C_1 and C_2 with respect to C. S is the complex frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. High Pass Filter (HPF) with Notch Characteristics.

Fig 2 shows the HPF [3] with single layers URC and Fig 3 shows the proposed HPF with notch characteristic by using three capacitive layers URC (TURC).

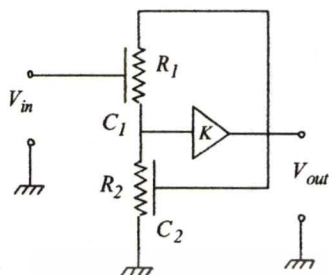


Fig. 2 High pass filter with single layer URC

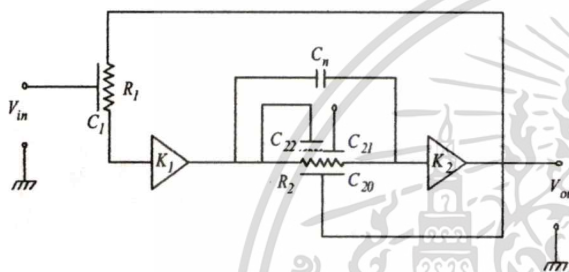


Fig. 3 Proposed Active HPF with three capacitive layers

The transfer function $T(p)$ of the circuit in Fig. 3 is given as follows:

$$T(p) = \frac{-(\cosh P_1 - 1)\psi K_1 K_2}{\gamma K_1 K_2 + \cosh P_1 \left\{ \frac{\alpha_1 \beta (P_2 \cosh P_2 - \sinh P_2)}{P_2} + \delta \right\}} \quad (2)$$

Where

$$\gamma = \{ \psi - (1 - \alpha_1) P_2 \sinh P_2 - 2\alpha_1 (\cosh P_2 - 1) \},$$

$$\psi = \left\{ \varphi + 2\alpha_1 (\cosh P_2 - 1) + \frac{\alpha_2 \beta \sinh P_2}{P_2} + \chi \right\},$$

$$\varphi = (1 - \alpha_1) P_2 \sinh P_2,$$

$$\chi = \alpha_2 \beta \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} \right],$$

$$\delta = \cosh P_1 \{ [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \theta + \zeta \},$$

$$\zeta = \frac{\alpha_1 \beta (P_2 \cosh P_2 - \sinh P_2)}{P_2},$$

$$\theta = \beta \left[\left[K_2 - \frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \right] \cosh P_2 - K_2 \right],$$

$$\alpha_1 = \frac{C_{21}}{C_{20} + C_{21} + C_{22}}, \quad \alpha_2 = \frac{C_{22}}{C_{20} + C_{21} + C_{22}},$$

$$\beta = \frac{C_{t2}}{C_n}, \quad P_2 = \sqrt{SR_1 C_{t1}}, \quad P_2 = \sqrt{SR_2 C_{t2}}$$

$$C_{t2} = C_{20} + C_{21} + C_{22},$$

K_1 and K_2 are positive gain

3. Simulation results

With an appropriate choice of the parameters, we choose the values of the circuit elements as follows.

- $R_1 = 30\text{K}\Omega, R_2 = 62\text{K}\Omega,$
- $C_1 = 30\text{pF},$
- $C_{20} = 2117.5\text{pF}, C_{21} = 81.4\text{pF}, C_{22} = 1.1\text{pF}$
- $C_n = 24.485\text{pF}$
- $\alpha_1 = 0.037, \alpha_2 = 0.0005, \beta = 20.4202$
- $K_1 = 0.99, K_2 = 0.94$

The simulation by P-Spice of the frequency response is shown in Fig 4. It is seen that the proposed active HPF with notch characteristic has steeper slope than does the HPF using single layer URC.

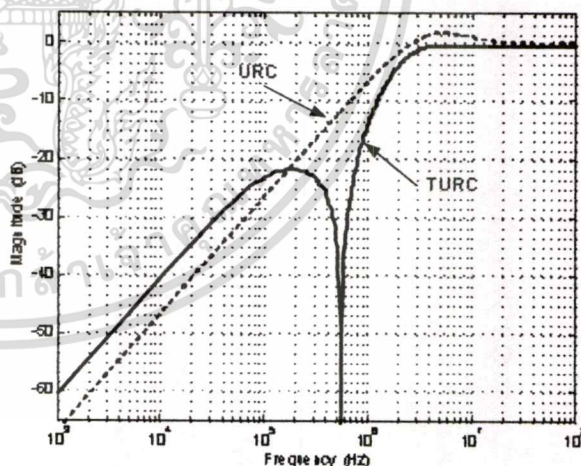


Fig. 4 Comparison of frequency response of the HPF between single URC and TURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Sensitivity

The sensitivity is defined as a ratio of the normalized incremental change of the transfer function $T(p)$ due to the normalized change of circuit parameter X_i

$$S_{X_i}^{T(p)} = \frac{dT(p)}{dx_i} \cdot \frac{X_i}{T(p)} \quad (3)$$

Fig 5-a. shows the proposed circuit sensitivities of magnitude with respect to amplifiers K_1, K_2 with single URC. Fig 5-b. shows sensitivities of magnitude with respect to resistive R_1, R_2 . Fig 5-c. shows sensitivities of capacitive C_1, C_2 and Fig 5-d. shows sensitivities of magnitude with respect to parameters α_1, α_2 and β respectively. It is seen that the sensitivities of the proposed circuit are small in the pass band.

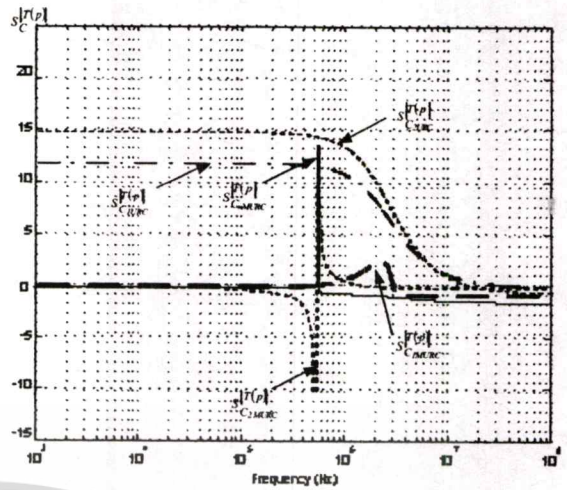


Fig. 5-b. Sensitivity $S_{C_1, C_2}^{T(p)}$

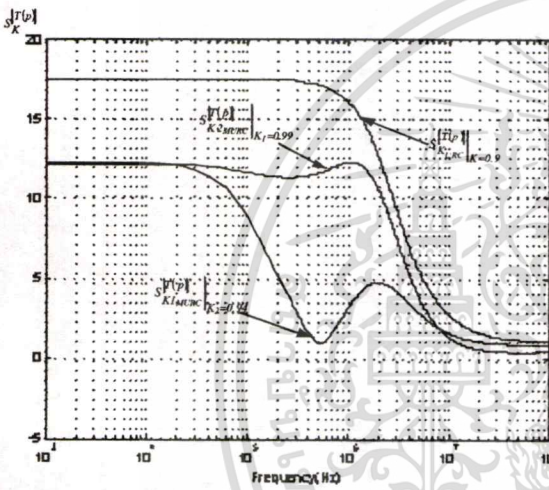


Fig. 5-a. Sensitivity $S_K^{T(p)}$



Fig. 5-a. Sensitivity $S_{\alpha_1, \alpha_2, \beta}^{T(p)}$

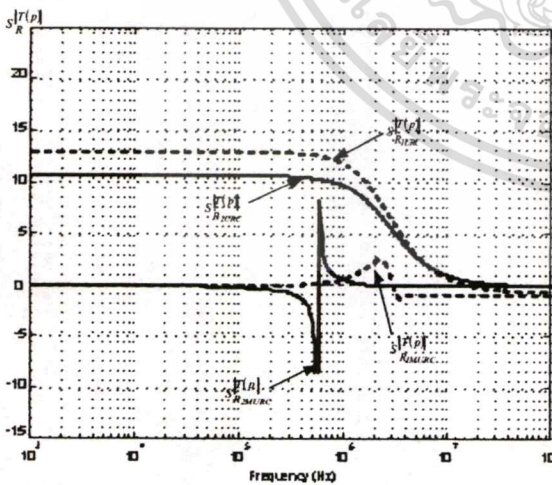


Fig. 5-b. Sensitivity $S_{R_1, R_2}^{T(p)}$

5. Conclusion

The HPF with notch characteristics using three capacitive layers URC with applications to active filter is proposed. With the suitable parameter $\alpha_1, \alpha_2, \beta$ and amplifiers K_1 and K_2 thus the magnitude response has steep slope. In addition, sensitivities of the circuit parameters are investigated. The proposed circuit will be suitable to fabricated on LSI.

References

- [1] M.S. Ghauri, J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits," Holt, Rinehart and Winston, INC. pp. 136-141.
- [2] M.Teramoto, S.Sudo, Y.suzuki, M.Koide, "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layer Uniformly Distributed RC Line," JIC-CSCC '95, 1995.
- [3] P. Tangisanon and K. Janchitrapongvej, "Synthesis of active HPF using Uniformly Distributed RC Line," ISCIT2001, pp. 75-78, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISITA
NOLTA 02

International Symposium on Nonlinear Theory and Its Ap

Xi'an International Conference Center, Xi'an, People's Republic of

October 7-11, 2002.

■ NOLTA 2002 CONTENTS

NOLTA2002 Committee

Preface

Toshimichi Saito
N.N. Zheng
Yoshifumi Nishio
Jianxue Xu

Technical Sessions & Papers

Search of Paper

Copyright



NOLTA 2002

Organizer:
Research Society of Nonlinear Theory and its Applications, IEICE
Xi'an Jiaotong University

In cooperation with:
IEEE Circuits and Systems Society
IEEE Neural Networks Council
International Neural Network Society
Asian Pacific Neural Network Assembly
Technical Group on Nonlinear Problems, IEICE
Technical Group on Circuits and Systems, IEICE
Technical Group on Neuro Computing, IEICE
Technical Committee on Electronic Circuits, IEEJ

Sponsored by:
The Telecommunications Advancement Foundation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notch Filter using Uniformly Distributed RC line with Multi-Capacitive Layers

Prakit Tangtisanon, Wasan Tanchareern, Nouanchang Panyanouvong, Sorapong Saetia,
Chawalit Benjangkprasert and Kanok Janchitrapongvej

Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, THAILAND
Phone: 662-739-2382, Fax: 662-326-4176
Email: kjanok@kmitl.ac.th

Abstract

The paper describes notch type filter using uniformly distributed RC line (herein after called URC). The proposed circuit configuration consists of one notch type filter using lumped URC with three capacitive layers with bridging capacitor (C_a) parallel connected across it and a positive single amplifier. The structure reduces an amount of circuit complexity and is simple to use for applications. Experimental results of SPICE simulations are carried out and sensitivities of circuit parameters are also investigated.

1. Introduction

It is known that URC circuits have several advantages over lumped RC circuits. For example its structure of distributed RC elements in this film is built using smaller substrate area, less isolation and parasitic problems at high frequency.

We have presented papers on active notch filter using a single capacitive layer URC [1] and double capacitive layers URC [2]. In this paper, the notch filter using three capacitive layers URC are proposed.

The structure of the three capacitive layers URC is shown in Fig. 1-a. The circuit symbol of Fig. 1-a and Fig. 1-b are illustrated in Fig. 1-c. This type of 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 where C_0 , C_1 and C_2 deposited on a dielectric sheet.

Analysis of Fig. 1-c as an distributed RC transmission line for one of the bottom conductive plate is grounded.

The admittance parameter [Y_{ij}] of the URC in Fig. 1 is given as follows:

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

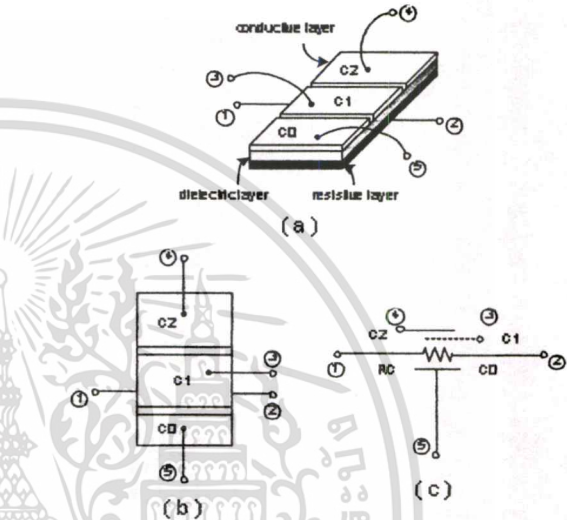


Fig. 1 Structure and circuit symbol of URC with three capacitive layers

where

$$\vartheta = \alpha_1 \{ (1 - \alpha_1) P \sinh P + 2\alpha_1(Y-1) \},$$

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

$$\psi = \alpha_1 \alpha_2 \{ 2(Y-1) - P \sinh P \},$$

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

$$C_1 = \alpha_1 C, \quad C_2 = \alpha_2 C \quad \text{and} \quad C = C_1 + C_2 + C_3$$

R and C are the values of total resistance and capacitance of the multilayer URC structure. α_1 and α_2 are the ratio of C_1 and C_2 with respect to C . S is the complex frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Notch Filter Circuit

Fig. 2 shows the proposed notch filter circuit using one distributed RC elements with three capacitive layers and one lumped element (C_a). The filter realized form Fig. 1-c. Where the edge point 4 contacted at 1, edge point 3 is floating and 5 is grounded. C_a is a bridging capacitance.

The proposed passive notch filter circuit using are distributed RC with three capacitive layer and a bridging capacitor C_a are shown in Fig. 2.

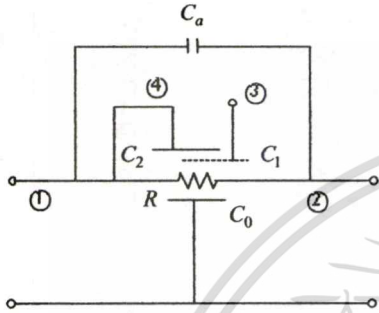


Fig. 2 Passive notch filter circuit

The voltage transfer function $T(p) = \frac{V_2}{V_1}$ of the circuit is given as follows:

$$T(p) = \frac{\gamma + \frac{\alpha_1 \beta \sinh P}{P} + \alpha_2 \cosh P + \beta [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]}{\gamma + \frac{\alpha_1 \beta (\sinh P - P \cosh P)}{P} + \beta \lambda [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]} \quad (2)$$

Where

$$\gamma = \{(1 - \alpha_1)P \sinh P + 2\alpha_1 (\cosh P - 1)\},$$

$$\lambda = \frac{1 - \alpha_1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \cosh P,$$

$$\beta = \frac{C_t}{C_a}, \quad \alpha_1 = \frac{C_1}{C_t}, \quad \alpha_2 = \frac{C_2}{C_t},$$

$$C_t = C_0 + C_1 + C_2, \quad P = \sqrt{SRC_t}$$

Fig. 3 shows the proposed active notch filter scheme with a feedback amplifier.

The voltage transfers function of the proposed circuit is given as follows:

$$T(p) = \frac{\left\{ \gamma + \frac{\alpha_1 \beta \sinh P}{P} + \alpha_2 \cosh P + \beta [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \right\} K}{\gamma + \frac{\alpha_1 \beta (\sinh P - P \cosh P)}{P} + \beta \delta [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]} \quad (3)$$

Where

$$\gamma = \{(1 - \alpha_1)P \sinh P + 2\alpha_1 (\cosh P - 1)\},$$

$$\delta = \left\{ \left[\frac{1 - \alpha_1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} - K \right] \cosh P + K \right\},$$

$$\beta = \frac{C_t}{C_a}, \quad \alpha_1 = \frac{C_1}{C_t}, \quad \alpha_2 = \frac{C_2}{C_t},$$

$$C_t = C_0 + C_1 + C_2, \quad P = \sqrt{SRC_t}$$

And K is positive gain.

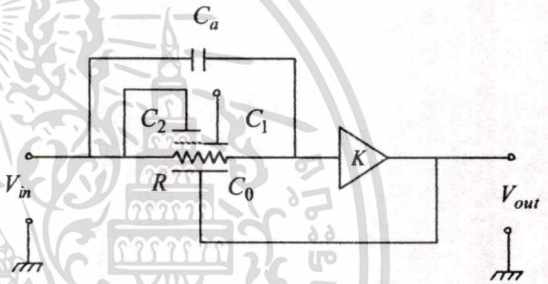


Fig. 3 Proposed active notch filter circuit

It is of interested to consider the parameters α_1 and α_2 of notch filter characteristic in Fig. 3 If we assumed that one of the capacitive layer $C_1 = 0$ ($\alpha_1 = 0$), it becomes a double capacitive layers URC reported in literature [3]. If $C_1 = C_2 = 0$ or $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, it becomes a conventional active notch filter [4], shows in Fig. 4a and Fig. 4b respectively.

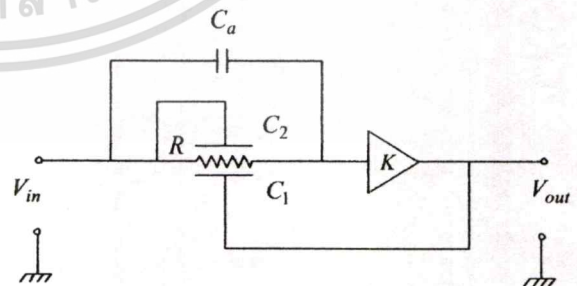


Fig. 4a an active notch filter with $\alpha_1 = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

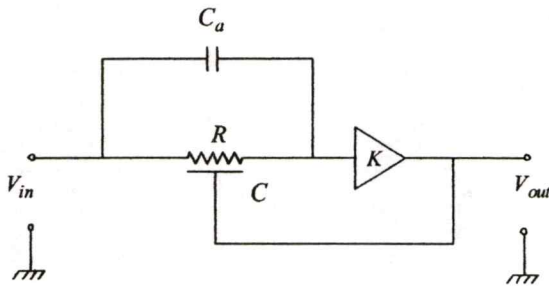


Fig. 4b a conventional active notch filter with $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

3. Simulation results

With an appropriate choice the parameters given below.

$$\begin{aligned}
 R &= 250K\Omega \\
 C_0 &= 481.25\text{ pF}, C_1 = 18.5\text{ pF}, C_2 = 0.25\text{ pF} \\
 C_a &= 24.485\text{ pF} \\
 \alpha_1 &= 0.037, \alpha_2 = 0.0005, \beta = 20.4202 \\
 K &= 0.94
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

The simulation results by P-SPICE of the frequency response of Fig. 3. and Fig. 4. is shown in Fig. 5.

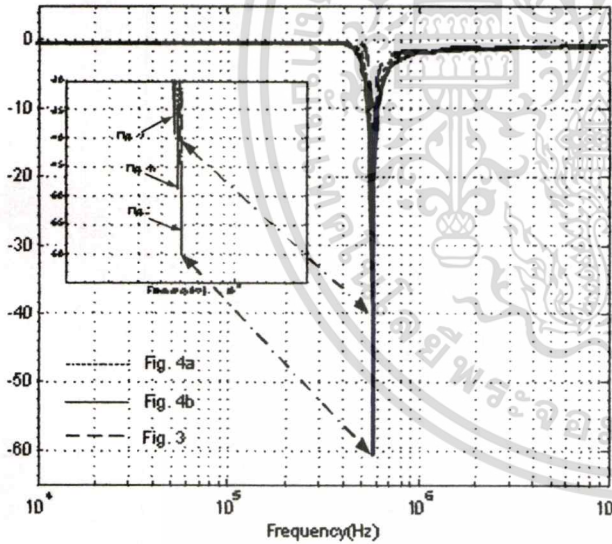


Fig. 5 Frequency response of Fig. 3 and Fig. 4

Fig. 5 shows the behaviour of the proposed active notch filter in comparison with the notch filter of Fig. 4a and the conventional active notch filter. It is seen that the proposed circuit has a steeper rate response than does the notch filter of Fig. 4a and the conventional notch filter in Fig. 4b.

4. Sensitivity

The sensitivity is defined as a ratio of the normalized incremental change of the transfer function $T(p)$ due to the normalized change of circuit parameter X_i

$$S_{X_i}^{T(p)} = \frac{dT(p)}{dx_i} \cdot \frac{X_i}{T(p)} \tag{5}$$

The results in Fig. 6 and Fig. 7 show the sensitivities of $T(p)$ with the change of capacitance C_0 and resistive R respectively. It is seen that sensitivities of the proposed circuit is lower than the conventional notch filter.

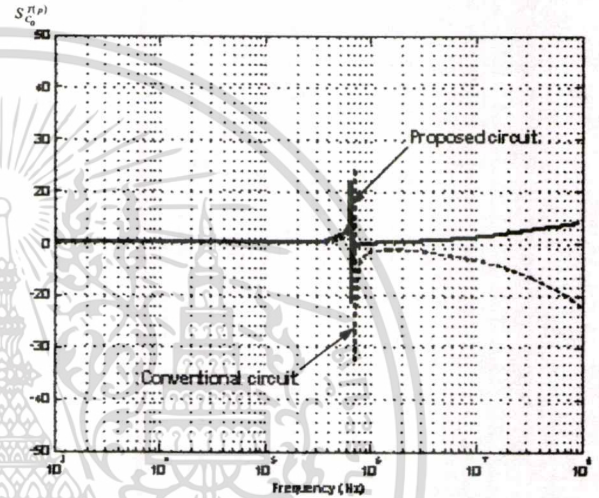


Fig. 6 Sensitivity $S_{C_0}^{T(p)}$

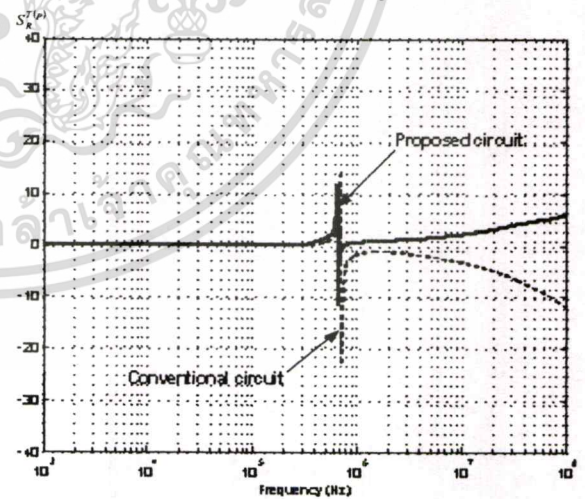


Fig. 7 Sensitivity $S_R^{T(p)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. Stability

The stability of the circuit can be obtained from the denominator of Eq.(3). For stability considerations the Nyquist contour is encircled at origin as shown in Fig. 8. It is seen that the positive gain $K \geq 1$ the circuit is conditionally unstable.

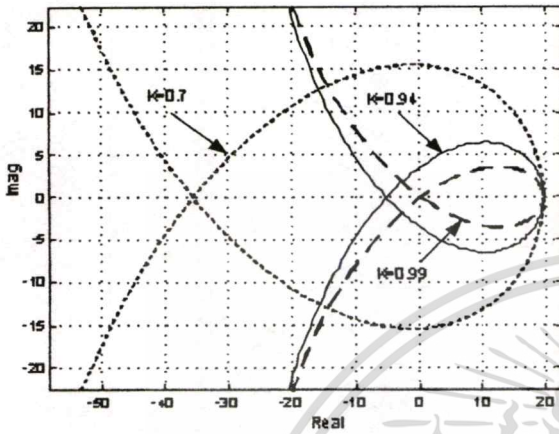


Fig. 8 Stability of the proposed circuit

6. Conclusion

The active notch filter using three capacitive layers URC is proposed and discussed. It is shown that capacitive ratio α_1 and α_2 are used to improve the magnitude response. Thus the magnitude response of the notch filter has steep slope at notch frequency with high Q than does the conventional notch type filter. In addition, Sensitivities and stability are investigated. The proposed circuit can be suitable to fabricate by LSI process.

References

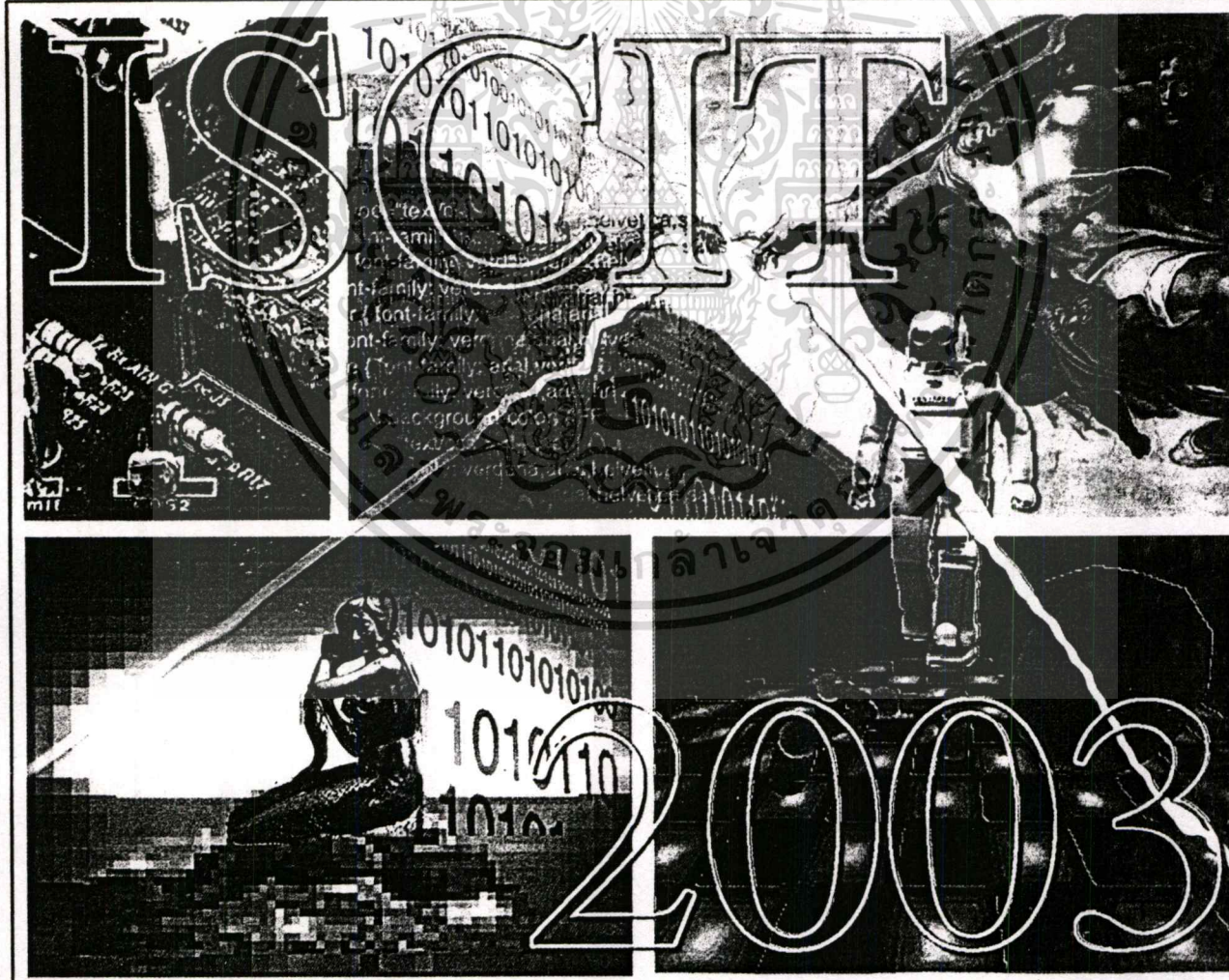
- [1] M.S. Ghauri, J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits," Holt, Rinehart and Winston, INC. pp.136-141.
- [2] K. Janchitrapongvej, P. Tangtisanon, S. Sudo and M. Teramoto, "Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line," 2000 IEEE APCC/IC.CS, pp. 568-570, 2000.
- [3] K. Janchitrapongvej, S. Sudo and M. Teramoto, "Notch Tunable Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line," 1998 IEEE APCC/ICCS, Volume2. pp. 590-592.
- [4] M. Teramoto, S. Sudo and Y. Suzuki "Notch Characteristics Using Uniformly Distributed RC Line and application to Active Filters," IEICE, CAS96-49, Japan, NLP96-87, 1996-06

Volume I Proceedings

The Third International Symposium
on Communications and Information Technologies

September 3-5, 2003

BP Samila Beach Hotel and Resort, Songkhla, Thailand



Active \overline{DURC} Low Pass Filter with a single pole Amplifier

Nouanchanh Panyanouvong, Prakrit Tangisanon, Kanok Janchitrapongvej,

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

Phone: 662-739-2382, Fax: 662-326-4176

Email: kjkanok@kmitl.ac.th, s4612905@kmitl.ac.th

Abstract

The paper describes low pass filter using uniformly distributed RC line (herein after called \overline{URC}). The proposed circuit configuration consists of one \overline{URC} with double capacitive layers (\overline{DURC}) and one pole gain amplifier. Experimental results of Matlab simulations are carried out and sensitivities of circuit parameters are also investigated.

1. Introduction

The active filter using uniformly distributed RC lines have more advantages than does of lumped element filters. The structure of uniformly distributed RC elements in thin-film technology will save area and cost. B. K. Ahuja [1] showed that the parasitic capacitor is located between the bottom plate and substrate of \overline{URC} is ground. Therefore it has no influence to high frequency in general. The single capacitive layer \overline{URC} and double capacitive layers \overline{URC} were reported in literature [2],[3] and [4] respectively. However, their attenuation at stop band are still low in order to improve the behavior of the low pass filter mention above, the circuit with double layers \overline{URC} elements with a single pole amplifier are considered.

2. Double Capacitive Layers \overline{URC} structure

The double capacitive layers uniformly distributed RC line are illustrated in Fig.1 (a) (b). The circuit symbol of Fig.1 (a) (b) is illustrated in Fig.1(c)

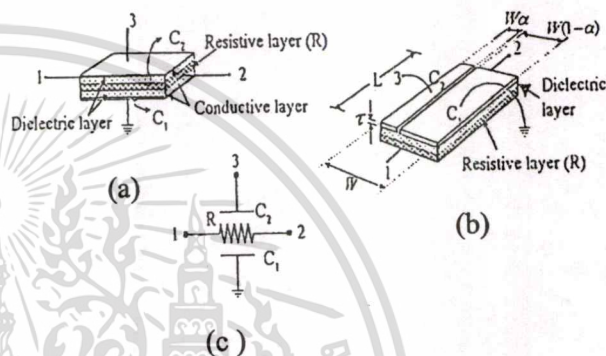


Figure 1. Structure and circuit symbol of \overline{URC} with double capacitive layers.

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

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(y-1) \\ -1 & y & -\alpha(y-1) \\ -\alpha(y-1) & -\alpha(y-1) & \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{where } \zeta = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR + 2\alpha^2(Y-1)} \quad X = \frac{P}{R \sinh P}$$

$$Y = \cosh P \quad \text{and} \quad P = \sqrt{SRC} \quad \begin{aligned} C &= C_1 + C_2 \\ C_1 &= (1-\alpha)C \\ C_2 &= \alpha C \end{aligned}$$

where R and C are the value of the total resistance and capacitance of the double capacitive layers \overline{URC} respectively, α is a ratio of C_2 and C_1+C_2 . s is the complex frequency variable.

3. Active distributed RC low pass filter

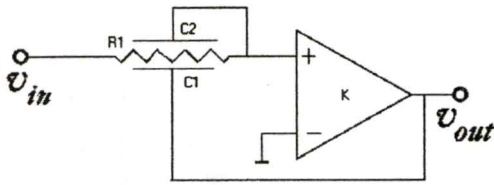


Figure 2. Active low pass filter using DURC

Figure 2 shows a proposed active distributed RC low pass filter. The voltage transfer function $T(p) = V_o / V_i$ of the circuit is given as follows:

$$T(P) = \frac{\alpha(\cosh P + \frac{1-\alpha}{\alpha}k)}{(1-\alpha)\left[\frac{1}{1-\alpha} - 2\alpha + (2\alpha-1)k\right] \cosh P + k + (1-k)\alpha(2 + P \sinh P)} \quad (2)$$

where $\alpha = \frac{C_2}{C}$, $C = C_1 + C_2$

And K is the DC voltage gain of amplifier. The frequency responses of Figure 2 with various values of K are shown in Figure 3, We chose the normalized values $R=1\Omega$, $C=1F$, $C_1=0.92F$, $C_2=0.08F$ where the normalized frequency can be scaled to any desired frequency.

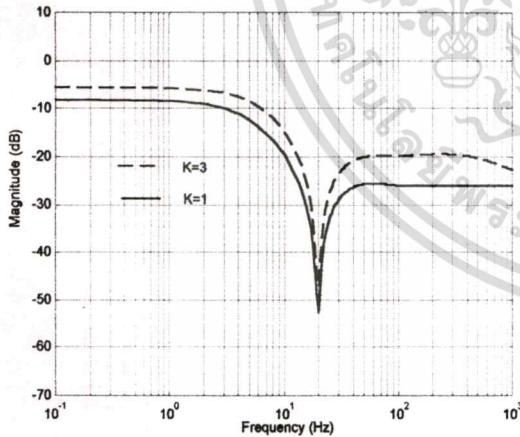


Figure 3. The frequency response for various values of K with a DC gain

It is seen that the behavior of the frequency response is depend on its gain K. Herein, we replace a single pole amplifier in figure 4 instead of a DC gain amplifier.

The transfer function of a single pole amplifier is given as follows:

$$K = \frac{K_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}} = \frac{K_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad (3)$$

where K_0 is a DC gain and $\omega_1=1/(R_1C_1)$

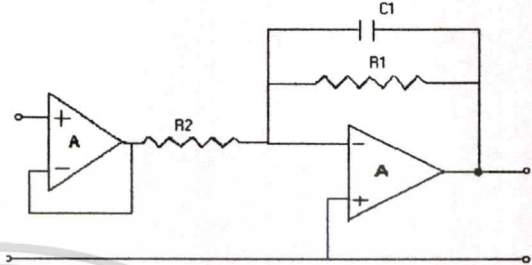


Figure 4. Practical single pole amplifier

If we let $\omega_1=1$, the frequency response of the proposed circuit with one pole voltage gain is shown in Figure 5. If $\omega_1 = \infty$, $K=K_0$ it becomes a DC voltage gain amplifier. The frequency response is shown as Figure 3.

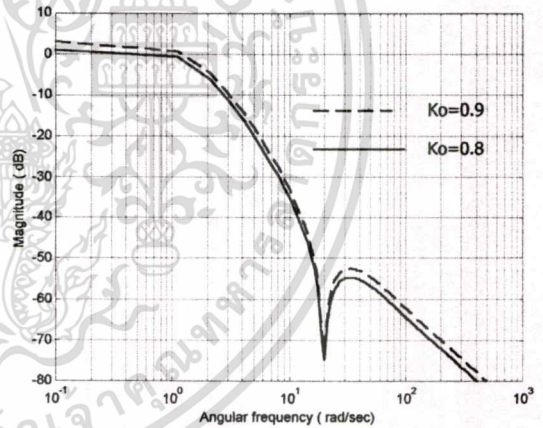


Figure 5. Frequency response for various values of K_0 with one pole voltage gain

It is seen the magnitude response at stop band has minimum attenuation and steeper slope at the pass band.

The relation of normalized notch angular frequency ω_n to α can be obtained from the numerator of Eq.(2). Herein, the $N(P)$ of Eq.(2) can be expressed as follows :

$$N(P) = Re[N(P)] + Im[N(P)] \quad (4)$$

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

Let $t = \sqrt{\frac{\omega}{2}} \therefore P = t + jt$ (5)

$$\text{Re}[N(P)] = \alpha \cos t \cosh t + 1 - \alpha = 0$$
 (6)

$$\text{Im}[N(P)] = \alpha \sin t \sinh t = 0$$
 (7)

$$\alpha = \frac{-1}{\cos t \cosh t - 1}$$
 (8)

From Eq.(8) it is found that t is lied in between $\pi \leq t \leq \frac{5}{4}\pi$. Figure 6 shows the relation of normalized notch angular frequency ω_n and α . By substituting t into equation 5, it is found that ω_n is lied in between $20 < \omega_n < 30.84$.

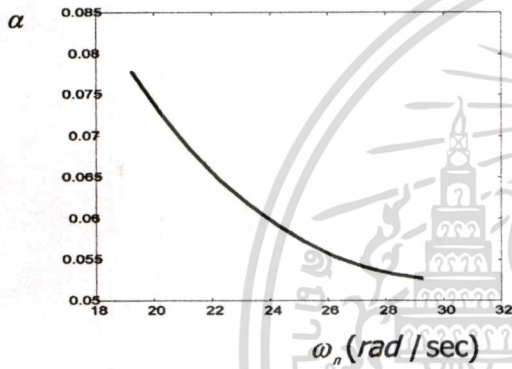


Figure 6. Relation between notch angular frequency ω_n and α

4. Stability

The stability of the circuit can be obtained from the denominator of equation 3. For stability consideration the Nyquist contour is encircled at original as shown in Fig 7.

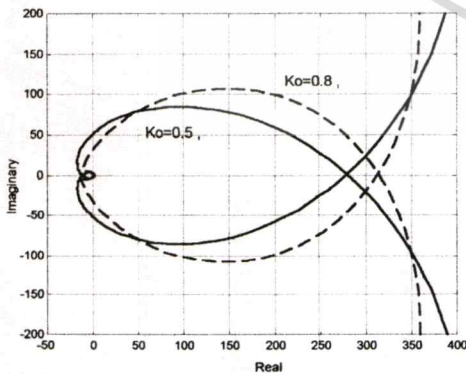


Figure 7. Stabilities of the Low pass filter using DURC with single pole amplifier

5. Sensitivity

The sensitivity $S_y^{T(P)}$ is defined as the ratio of normalized incremental change of the transfer function T(P), due to the normalized change of circuit parameters X_j

That is

$$S_y^T = \frac{\partial T(P)}{\partial X_j} \frac{X_j}{T(P)} = \text{Re}(S_y^T) + \text{Im}(S_y^T)$$
 (9)

$$S_y^T = X_j \left(\frac{N'}{N} - \frac{D'}{D} \right)$$

Re. and Im. show the real and imaginary part respectively.

Where

$$T(P) = \frac{N(P)}{D(P)}, D' = \frac{dD}{dX_j} \text{ and } N' = \frac{dN}{dX_j}$$

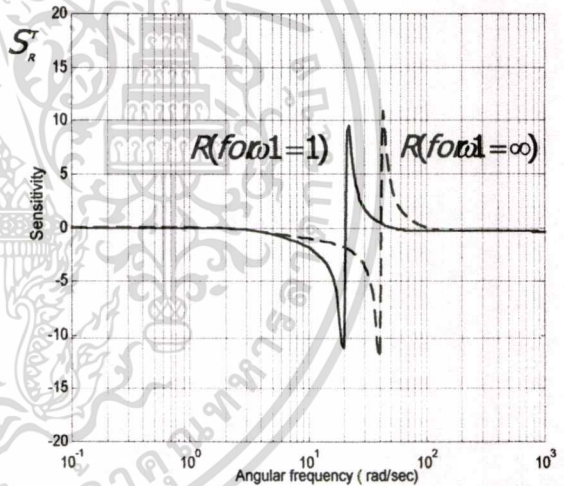


Figure 8. Magnitude sensitivities to the variations of R for $\omega_1=1, \infty$

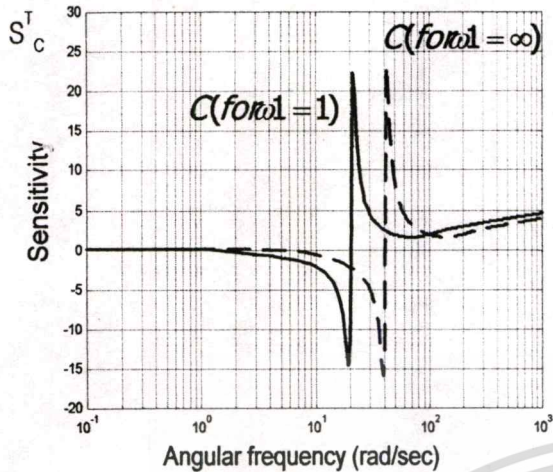


Figure 9. Magnitude sensitivities to the variations of C for $\omega_1=1, \infty$

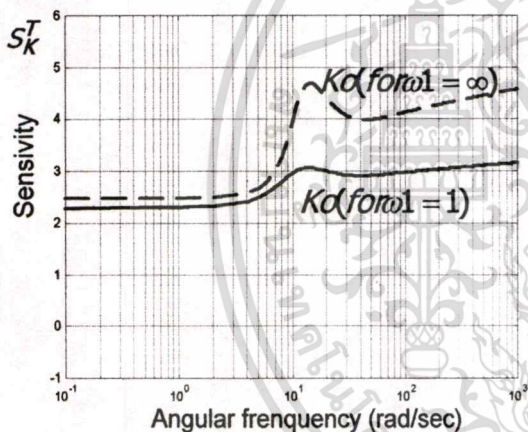


Figure 10. Magnitude sensitivities to the variations of K for $\omega_1=1, \infty$

It is seen that sensitivities of $T(P)$ with the change of element R , C and K with a single pole amplifier ($\omega_1=1$) are smaller than a DC gain amplifier.

6. Conclusion

The Low pass filter with notch characteristics using double capacitive layers with one pole voltage gain is proposed and discussed. Herein, α , K and ω_1 of the circuit are used to improve the behavior of magnitude response. Thus the

magnitude response has steep slope at cut off in the pass band and has minimum attenuation at stop band. In addition, the sensitivities of the circuit parameters are investigated and computer simulations by Matlab and P-spice are carried out.

7. References

- [1] B. K. Ahuya "Implementation of Active Distributed RC Anti - Aliasing / smoothing Filters. IEEE, Vol. SC-17 pp. 1076 - 1080 , Dec. 1982
- [2] M. S. Ghausi. T. J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits " pp. 271. H.R. Andwinston. INC.
- [3] Prakrit Tangtisanon, Shiro Sudo , Mitsuo Teramoto, Tasoji Suzuki , Kanok Janchitrapongveg "Active LPF Using Uniformly Distributed RC Line". 2000 Asia - Pacific Symposium on Broadcasting and Communication. Bangkok, Thailand. Pages 62-64. Dec. 21 - 23 , 2000
- [4] S. Sudo, et. al. "Active LPF with transmission Zero using Double Capacitive Layers Uniformly Distributed RC Line" IEICE,CAS 96-49, NLP 96-87 (1996-09) Japan.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นางนวลจันทร์ ปัญญาณรงค์
วันเดือนปีเกิด	05/08/1963
สถานที่เกิด	จังหวัด บอลิคำชัย
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาตรี	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมคอมพิวเตอร์
สถานที่สำเร็จการศึกษา	Polytechnic Institute of Tashkent (Soviet)
ปีที่สำเร็จการศึกษา	1990 และเข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์สอนที่ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยแห่งชาติลาว ถึงปี 2001
การศึกษาปัจจุบัน	ระดับปริญญาโท
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ผลงานระหว่างศึกษา	มีบทความที่ได้รับตีพิมพ์ 3 บทความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้