

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบนนอตช์
โดยใช้ ตัวยูนีฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น

ON THE REALIZATION OF ACTIVE FILTER
WITH NOTCH CHARACTERISTICS
USING MULTILAYER UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE



เลขหม.....
เลขทะเบียน... 43247
วัน, เดือน, ปี... 8 ส.ค. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2545

ISBN 974 - 648 - 713 - 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น สิ่งนี้ช่วยเพิ่มขีดความสามารถ และตั้งเป้าไปถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ON THE REALIZATION OF ACTIVE FILTER
WITH NOTCH CHARACTERISTICS
USING MULTILAYER UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE**



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

2002

ISBN 974 - 648 - 713 - 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์แบบหลายชั้น
นักศึกษา	นายสรพงษ์ แซ่เตีย
รหัสประจำตัว	43061088
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์แบบหลายชั้น(MURC) โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำ วงจรรองความถี่สูง และวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอ็คทีฟ ซึ่งตัววงจรประกอบไปด้วยตัว ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์แบบคาปาซิทีฟสองชั้น กับแบบสามชั้นที่ต่อร่วมกับออปแอมป์ โดยวงจรรองความถี่นี้จะมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของวงจรรองความถี่ ทำให้มีคุณลักษณะของวงจรรองความถี่ที่ดีกว่าแบบ Ghausi

นอกจากนี้ ยังได้ทำการหา ผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ค่าความไว และกรุปดีเลย์ของวงจร ซึ่งจากการทดลองการออกแบบวงจรรองความถี่ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น จะให้ผลตอบสนองทางขนาดที่ดี มีค่าความไวที่ต่ำ และมีกรุปดีเลย์ที่ราบเรียบในช่วงความถี่ที่ใช้งาน

Thesis Title	On The Realization of Active Filter with Notch Characteristics using Multilayer Uniformly Distributed RC Line
Student	Mr. Sorapong Saetia
Student ID	43061088
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kanok Janjirapongvej

ABSTRACT

This thesis presents the realization method of active filter with notch characteristics using multilayer uniformly distributed RC line (hereafter is call MURC). The thesis describes also the applications to active low - pass filter, high - pass filter and band - pass filter. The proposed circuit consists of double capacitive layers URC in conjunction with and three capacitive layers URC and a single gain amplifier. Herein, the parameters of the circuit are used to improve the magnitude characteristics. Thus, the proposed circuit has better performance than Ghausi's circuit.

The experimental results of the amplitude characteristics sensitivities and group delay are carried out. From the experimental results shows good magnitude response low sensitivities and constant group delay in pass band.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาต่างๆ ในเรื่องการออกแบบวงจรองความถี่แบบแอสซิมเมตริกที่มีคุณลักษณะแบนนอตช์ โดยใช้ตัวนิพอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น จากท่าน รศ.ดร.กนก เคนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุม วิทยานิพนธ์ ผู้เขียนจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยให้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีดังนี้

ขอขอบคุณบิดา มารดา และพี่ๆ ที่คอยช่วยสนับสนุนการศึกษามาตลอด

ขอขอบคุณท่านอาจารย์ ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ท่านรศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ และ ท่านรศ.อรลภก แสงอรุณ ที่ให้คำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับหลักการวิเคราะห์วงจรองความถี่ และท่านอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศและเจ้าหน้าที่ทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำเรื่องต่างๆ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณบริษัท OrCad ที่กรุณามอบโปรแกรม OrCad9.1 ให้ใช้ในการวิเคราะห์ ผลการวิจัยทางด้าน PSPICE

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ และห้องงานวิจัย Signal Transmission System ของทาง ReCCIT ที่ช่วยสนับสนุนห้องในการทำงานวิจัย และเครื่องมือในการทำการทดลองวงจร จริงที่ได้ออกแบบ

สรพงษ์ แซ่เคี้ย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาของงานวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์	2
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป	4
2.1 เน้นทอว์รคฟงักซัน	4
2.2 วงจรกรองความถี่	6
บทที่ 3 ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น	10
3.1 สายส่ง	10
3.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์	16
3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี	21
3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น	27
3.5 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสามชั้น	34
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น	36
4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ	36
4.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่	48
4.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่สูง	59
4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร	63
4.5 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์	66
4.6 การวิเคราะห์กรุปดีเลย์ของวงจร	79

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งาน	82
5.1 วงจรเสมือนของตัวอุปกรณ์ MURC	82
5.2 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรองความถี่ต่ำ	83
5.3 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรองผ่านแถบความถี่	88
5.4 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรองความถี่สูง.....	92
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	96
เอกสารอ้างอิง	99
ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์	101
ประวัติผู้เขียน	111



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	เวกเตอร์ของซีโร้และโพลใน S-Plane 5
2.2	ผลการตอบสนองในทางอุดมคติของวงจรกรองความถี่ (ก) ขนาด (ข) เฟส (ค) กรู๊ปดีเลย์ 7
2.3	ผลการตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคตินิตต่างๆ 9
3.1	สายส่งสัญญาณ 11
3.2	ส่วนขยายของ Δx ในสายส่ง..... 11
3.3	อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง 15
3.4	การต่อเรียงกันของโครงข่ายในรูปที่ 3.3..... 15
3.5	รูปแบบของโครงข่าย 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 โครงข่ายของส่วนย่อย 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	วงจรเน็ตเวอร์ค DURC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์ 28
3.16	รูปวงจรกิจการวิเคราะห์ Y_{13} 29
3.17	วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์ 33
3.18	โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของตัว TURC 34
4.1	วงจร TURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์ 36
4.2	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร TURC ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 38
4.3	วงจร DURC ที่แปลงมาจากตัว TURC 38
4.4	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.3 39
4.5	วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ TURC 40
4.6	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่นอตช์เชิงมุม ต่อ α_{11} และ α_{12} 43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของคุณลักษณะของ K_C วิกฤต.....	45
4.8 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำเมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่า K	46
4.9 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟ ที่ใช้ตัว TURC	47
4.10 วงจรรองความถี่ต่ำแบบ Ghausi	47
4.11 เปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ แบบที่ใช้ตัว TURC และ แบบ Ghausi	48
4.12 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ โดยใช้ MURC	48
4.13 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ DURC	49
4.14 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ DURC	50
4.15 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC	51
4.16 ผลการเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่	51
4.17 วงจรรองความถี่ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์	52
4.18 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.17	52
4.19 วงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอคทีฟที่ใช้ตัว URC	53
4.20 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.19	54
4.21 วงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอคทีฟที่ใช้ตัว MURC	54
4.22 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ตัว TURC	56
4.23 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.22 กับวงจรที่ใช้ URC	56
4.24 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่	57
4.25 วงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์โดยใช้ตัว URC	58
4.26 ผลการเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่	59
4.27 วงจรรองความถี่สูงแบบที่ใช้ตัว URC	60
4.28 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC	60
4.29 วงจรรองความถี่สูงที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัว TURC	61
4.30 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่สูง แบบที่ใช้ URC กับวงจรรองความถี่สูงแบบที่ใช้ตัว TURC	62
4.31 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟที่ใช้ตัว TURC	64
4.32 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.33 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่สูง	65
4.34 ค่าความไว $S_K^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ	68
4.35 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ	68
4.36 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ	69
4.37 ค่าความไว $S_\alpha^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่ต่ำ	69
4.38 ค่าความไว $S_{K_1}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	70
4.39 ค่าความไว $S_{K_2}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	71
4.40 ค่าความไว $S_{R_1}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	71
4.41 ค่าความไว $S_{R_2}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	72
4.42 ค่าความไว $S_{R_3}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	72
4.43 ค่าความไว $S_{C_1}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	73
4.44 ค่าความไว $S_{C_2}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	73
4.45 ค่าความไว $S_{C_3}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	74
4.46 ค่าความไว $S_{C_n}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	74
4.47 ค่าความไว $S_{\alpha,\beta}^{T(p)}$ ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	75
4.48 ค่าความไว S_K^O ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ	76
4.49 ค่าความไว $S_K^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ	77
4.50 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ	77
4.51 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ	78
4.52 ค่าความไว $S_{\alpha,\beta}^{T(p)}$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ	78
4.53 กรู๊ปคิเลียของวงจรรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ TURC	80
4.54 กรู๊ปคิเลียของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตรซ์ 2 ความถี่	80
4.55 กรู๊ปคิเลียของวงจรรองความถี่สูงแบบที่ใช้ TURC	81
5.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ของตัว URC ด้วย PSPICE	82
5.2 วงจรเสมือนของตัว URC	83
5.3 วงจรเสมือนของตัว DURC	83
5.4 วงจรเสมือนของตัว TURC	83

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC	84
5.6 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC	84
5.7 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำในทางคณิตศาสตร์	85
5.8 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วยโปรแกรม PSPICE	85
5.9 การทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ MURC ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	86
5.10 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ MURC ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	87
5.11 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำในทางคณิตศาสตร์	87
5.12 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วยโปรแกรม PSPICE	88
5.13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC	89
5.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC	89
5.15 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางคณิตศาสตร์	90
5.16 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ด้วย โปรแกรม PSPICE	90
5.17 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางคณิตศาสตร์	91
5.18 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ด้วย โปรแกรม PSPICE	91
5.19 วงจรกรองความถี่สูงแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC	92
5.20 วงจรกรองความถี่สูงแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC	93
5.21 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงในทางคณิตศาสตร์	93
5.22 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงด้วย โปรแกรม PSPICE	94
5.23 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูงในทางคณิตศาสตร์	94
5.24 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูงด้วย โปรแกรม PSPICE	95

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาของงานวิจัย

ในปัจจุบัน วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีโดยทั่วไปนั้น จะเป็นวงจรกรองความถี่ที่เป็นแบบแอคทีฟ อาร์ซี (Active RC) [1-4] โดยวงจรกรองความถี่ประเภทนี้จะเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีข้อจำกัดในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองความถี่ กล่าวคือ ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรประเภทนี้จะมีค่าอัตราความชันที่ค่อนข้างแน่นอน ไม่สามารถปรับเปลี่ยนให้สูงขึ้นได้ด้วยตนเอง นอกจากจะทำการปรับเปลี่ยนอันดับของวงจรให้สูงขึ้น ผลที่ตามมาทำให้วงจรจะมีความซับซ้อนมากขึ้น ยกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งวงจรกรองความถี่ประเภทนี้ ยังมีค่าความไว (Sensitivity) ของตัวอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะสูง ทำให้วงจรไม่ค่อยมีเสถียรภาพเท่าที่ควร และประการสุดท้ายคือ วงจรกรองความถี่นี้จะมีค่ากรุปดีเลย์ (Group Delay) ไม่คงที่ในช่วงความถี่ที่ต้องการอีกด้วย จึงได้มีการนำตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ (Uniformly Distributed RC Line) หรือที่เรียกว่า URC มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ เป็นที่รู้จักกันในนามของวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี หรือแบบ Ghausi [5-7] โดยผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี จะมีผลที่ดีกว่าวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ อาร์ซี มีค่าความไวที่ต่ำกว่า และยังมีค่ากรุปดีเลย์ในช่วงความถี่ที่ใช้งานที่คงที่กว่าแบบแอคทีฟ อาร์ซี อีกทั้งยังสามารถนำไปใช้ในความถี่สูงได้ เนื่องจากโครงสร้างของตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ที่เป็นอุปกรณ์ RC ของตัว URC สามารถสร้างได้ในรูปของเทคนิโบลีแบบฟิล์มแผ่นบาง (Thin – Film) ได้ แต่ผลการตอบสนองนี้ยังไม่ดีเท่าที่ควร จึงได้มีการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น (Multilayer Uniformly Distributed RC) โดยต่อไปจะขอเรียกว่า MURC ซึ่งเป็นตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบคาปาซิทีฟ 2 ชั้น DURC (Double Uniformly Distributed RC) [8-9] และตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบคาปาซิทีฟ 3 ชั้น TURC (Triple Uniformly Distributed RC) [10] มาใช้เป็นวงจรกรองความถี่แทน URC โดยตัว MURC ไม่ว่าจะเป็นตัว DURC หรือตัว TURC จะมีคุณลักษณะที่สำคัญประการหนึ่ง นั่นคือมีคุณลักษณะแบบนอตช์ (Notch Characteristics) เมื่อนำมาใช้เป็นวงจรกรองความถี่ก็จะทำให้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบเดิม ไม่ว่าจะเป็นผลการตอบสนองทางขนาด ค่าความไวที่ต่ำลง และกรุปดีเลย์ที่ต่ำและคงที่ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้ทำการนำเสนอ หลักการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์โดยใช้ตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี โลน แบบหลายชั้น ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทำวิจัยเพื่อการศึกษาพัฒนาและสามารถนำไปใช้งานได้จริง กล่าวคือสามารถสร้างวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี แบบหลายชั้น ได้จริงและนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ทั้งทางด้านการสื่อสาร ด้านสารสนเทศ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งหวังที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาพัฒนาและนำไปใช้งานให้กับนักศึกษา และบุคคลที่สนใจสามารถนำไปประยุกต์ และพัฒนาต่อไปในอนาคต

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการจัดแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยบทแรกจะเป็นการกล่าวถึงที่มาของการทำวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ โดยส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ ในอีก 5 บทที่เหลือ นั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นั่นคือเน็ทเวอร์คฟังก์ชัน และวงจรกรองความถี่

บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีของตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี โลน แบบหลายชั้น โดยในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของ MURC นั้นจะใช้หลักการเดียวกับการวิเคราะห์สายส่ง และมีการเปรียบเทียบโครงสร้างพารามิเตอร์ระหว่างโครงสร้างเน็ทเวอร์คแบบลัมด์พารามิเตอร์ โครงสร้างของ URC และโครงสร้างของ MURC ที่เป็นแบบ DURC และ TURC

บทที่ 4 เป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี แบบหลายชั้น ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low - pass Filter) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band - pass Filter) และวงจรกรองความถี่สูง (High - pass Filter) โดยใช้ตัว DURC กับ TURC คู่ร่วมกับตัวขยายเป็นวงจรแอ็คทีฟ ซึ่งวงจรที่ออกแบบจะมีตัวพารามิเตอร์ที่เป็นกำหนดค่าของผลการตอบสนองทางขนาดของวงจร และยังได้มีการพิจารณาถึง การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรที่ออกแบบ ค่าความไว และค่ากรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ทั้ง 3 แบบ

บทที่ 5 เป็นการทดสอบและประยุกต์ใช้งานของวงจรกรองความถี่ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 ส่วนจากการนำไปใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ทั้ง 3 แบบ

บทที่ 6 จะเป็นบทสรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะผลของการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีทั่วไป

2.1 เน็ตเวิร์คฟังก์ชัน

ในการออกแบบวงจรเพื่อนำไปใช้งานต่างๆ นั้นเพื่อที่จะให้ได้ผลตอบสนองตามที่ต้องการ จะต้องทำการหาเน็ตเวิร์คฟังก์ชันของวงจรนั้นๆ เทียบกับฟังก์ชันที่ต้องการเป็นที่ฟังก์ชันในทางอุดมคติ โดยค่าของเน็ตเวิร์ค ฟังก์ชันที่ได้จะต้องมีค่าใกล้เคียงกับฟังก์ชันในทางอุดมคติมากที่สุด ดังเช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่สูง เน็ตเวิร์คฟังก์ชันที่ได้จะต้องให้สัญญาณความถี่สูงที่อยู่ในช่วงย่านสัญญาณผ่าน (Pass Band) ออกไปได้ทั้งหมด ไม่มีการสูญเสีย หรือผิดเพี้ยน และยังสามารถกำจัดสัญญาณในย่านความถี่ที่ไม่ต้องการ ได้ทั้งหมด นั่นคือสัญญาณความถี่ต่ำจะไม่สามารถผ่านออกมาได้ ซึ่งเน็ตเวิร์คฟังก์ชันของวงจรใดๆ สามารถเขียนให้ฟังก์ชันอยู่ในรูปของสมการเศษส่วน โพลีโนเมียลได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการศึกษาถึงผลการตอบสนองต่างๆ ของเน็ตเวิร์คฟังก์ชันด้วย ซึ่งผลการตอบสนองของเน็ตเวิร์คฟังก์ชันที่สำคัญได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด
- ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์

โดยผลตอบสนองทั้งสองชนิดนี้ จะเป็นผลตอบสนองทางเอาต์พุตที่ถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลง โดยทั่วไปเน็ตเวิร์คฟังก์ชันสามารถเขียนเป็น ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ที่อยู่ในรูปของโพลีโนเมียลได้ดังต่อไปนี้

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

โดยที่ $N(s)$ และ $D(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของตัวเศษ และโพลีโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับ m เป็นลำดับของโพลีโนเมียลเศษ และ n เป็นลำดับของโพลีโนเมียลส่วน โดยที่ $n \geq m$ a และ b เป็นตัวเลขสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริง s เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex-Frequency Variable)

และจากสมการ (2.1) เมื่อทำการแยกตัวประกอบจะได้ว่า

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

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

โดยที่ K เป็นอัตราขยายซึ่งมีค่าคงที่
 z_i เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่ i
 p_j เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่ j

เมื่อลองพิจารณาถึงผลการตอบสนองทางความถี่ของเน็ทเวอร์ค โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปสัญญาณไซน์และเน็ทเวอร์คเป็นแบบลิเนียร์ ผลการตอบสนองของวงจรในสถานะเสถียรภาพของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง s มีค่าเท่ากับ $j\omega$ ดังนั้นสมการ (2.2) จะได้เป็น

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

และเมื่อพิจารณาถึงแฟกเตอร์ $(j\omega - s_i)$ โดยให้ s_i เป็นซีโรเมื่อ $s_i = z_i$ และเป็นโพลเมื่อ $s_i = p_j$ ซึ่ง s_i เป็นตัวเลขเชิงซ้อนที่สมมติให้

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

ค่าแฟกเตอร์ $(j\omega + s_i)$ ที่ได้จะเป็น

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

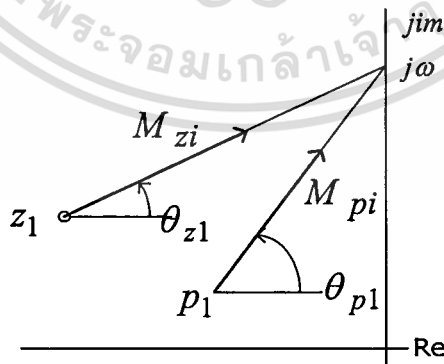
ดังนั้นสมการ (2.3) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

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

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

โดยใน S-Plane ค่าของแฟคเตอร์ $(j\omega - z_i)$ นั้นสามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก z_i ไปยัง $j\omega$ และค่าของแฟคเตอร์ $(j\omega + p_j)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก p_j ไปยัง $j\omega$ ทำให้สามารถเขียนแฟคเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.1

จากสมการ (2.5) และรูปที่ 2.1 เราจะเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองทางขนาด $M(\omega)$ เป็นค่าของ K คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{z_i} หารด้วยผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{p_j} สำหรับค่าผลการตอบสนองทางเฟส $\theta(\omega)$ จะเป็นค่าผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร θ_{z_i} ลบด้วยค่าผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล θ_{p_j}



รูปที่ 2.1 เวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane

ผลตอบสนองของกรุปรีดีเลย์ ได้จากการพิจารณาสัญญาณแบบโดเมนเวลา (Time Domain) ซึ่งจะแสดงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ (Frequency Domain) เช่นเดียวกับผลการตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต V_1 ป้อนไปยังเน็ตเวิร์คที่มีค่ากรุปรีดีเลย์เท่ากับ D วินาที และสัญญาณทางเอาต์พุต V_2 จะมีค่าเป็น

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

เนื่องจากสัญญาณใดๆ มักมีองค์ประกอบของสัญญาณรูปซายน์อยู่เสมอ ดังนั้นสัญญาณอินพุตจะได้

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

เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.6) จะได้สัญญาณเอาต์พุตคือ

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

หรือ

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

ซึ่งจากสมการ (2.7) และ (2.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสต่างกันคือ

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

โดยฟังก์ชันของกรุปรีดีเลย์ จะได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.9) เทียบกับ ω จะได้

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

2.2 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ในทางไฟฟ้า เป็นวงจรที่แปลงสัญญาณอินพุต เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตตามต้องการ โดยสัญญาณเหล่านี้จะถูกพิจารณาอยู่ในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่ ซึ่งการพิจารณาตามโดเมนของความถี่นั้น วงจรกรองความถี่จะเป็นวงจรที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ ที่จะยอมให้สัญญาณผ่านไปได้เฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะลดทอนสัญญาณความถี่อื่นๆ

วงจรรองความถี่สามารถแบ่งได้ตามกระบวนการของสัญญาณที่ใช้ ได้แก่ วงจรรองความถี่ทางอนาล็อก (Analog Filter) ที่ใช้กับกระบวนการของสัญญาณที่มีฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องกับเวลาที่เปลี่ยนไป และวงจรรองความถี่ทางดิจิทัล (Digital Filter) ที่ใช้กับการประมวลสัญญาณเชิงตัวเลข ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง และนอกจากนี้แล้วยังอาจจะแบ่งวงจรรองความถี่ตามชนิดของชิ้นส่วนที่ใช้ในการสร้างวงจรรองความถี่ นั่นคือ วงจรรองความถี่ชนิดพาสซีฟ (Passive Filter) และวงจรรองความถี่ชนิดแอ็คทีฟ (Active Filter)

ซึ่งโดยทั่วไปวงจรรองความถี่ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ได้ว่า

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (2.11)$$

เมื่อ $|H(j\omega)|$ คือผลการตอบสนองทางขนาด

$\phi(\omega)$ คือผลการตอบสนองทางเฟส

และเมื่อพิจารณาถึงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่มีการดีเลย์ (Delay) จะได้ว่า

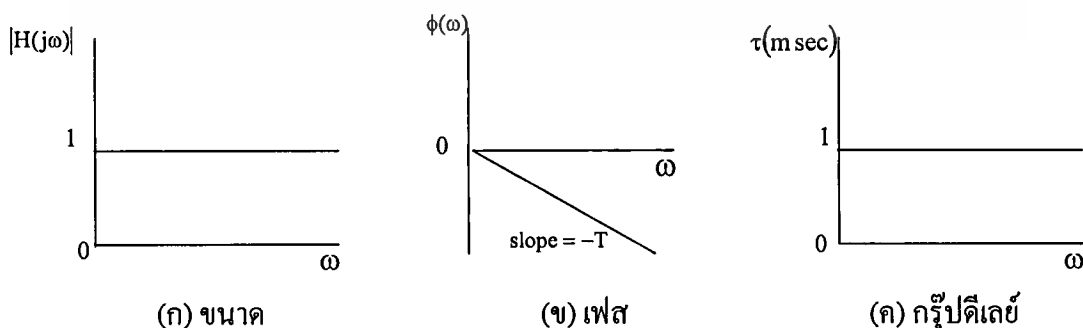
$$H(j\omega) = e^{-j\omega T} \quad (2.12)$$

ผลการตอบสนองทางขนาด $H(j\omega) = 1$

ผลการตอบสนองทางเฟส $\phi(\omega) = -\omega T$

และกรุปดีเลย์ $\tau_g = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$ วินาที

ดังรูปที่ 2.2 (ก) (ข) และ (ค) ที่แสดงถึงผลการตอบสนองทางขนาด เฟส และกรุปดีเลย์ ในทางอุดมคติของ $H(j\omega) = e^{-j\omega T}$



รูปที่ 2.2 ผลการตอบสนองในทางอุดมคติของวงจรรองความถี่ (ก) ขนาด (ข) เฟส (ค) กรุปดีเลย์

โดยค่าของผลการตอบสนองทางขนาดและกรุปดีเลย์มีความสำคัญอย่างมาก ต่อการออกแบบงานที่ไม่ต้องการให้สัญญาณที่ออกจากวงจรองความถี่มีความผิดเพี้ยน โดยความผิดเพี้ยนของ สัญญาณ จะไม่เกิดขึ้น ก็ต่อเมื่อมีผลการตอบสนองทางขนาดที่แม่นยำ และมีผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear) หรืออาจกล่าวได้ว่ามีกรุปดีเลย์คงที่

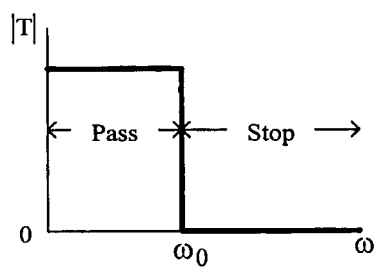
นอกจากคุณสมบัติของวงจรองความถี่แล้ว ในการศึกษาวงจรองความถี่ยังจะต้องเข้าใจถึงความหมายของคำต่อไปนี้

- สัญญาณในย่านความถี่ที่สามารถผ่านวงจรองความถี่ไปได้ เรียกย่านความถี่นั้นว่า “ย่านผ่านสัญญาณ (Pass band)”
- ย่านสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการจะมีการลดทอนสัญญาณ จึงเรียกย่านความถี่นี้ว่า “ย่านหยุดสัญญาณ (Stop band)”
- ความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านสัญญาณผ่านสัญญาณและหยุดสัญญาณ เรียกว่า “ความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) หรือ ω_C ” ในทางปฏิบัติ ความถี่คัทออฟ คือ ความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตที่ผ่านวงจรองความถี่แล้วมีขนาดสัญญาณลดลง 0.707 เท่า หรือเท่ากับ -3dB ของขนาดสูงสุด
- โรลloffหรือฟอลloff (Roll off / Fall off) คือ ลักษณะอัตราการลดลง/การลาดขึ้นของผลการสนองตอบทางขนาดที่ ความถี่ต่ำกว่า/สูงกว่าจุดคัทออฟ ว่ามีความชันมากน้อยเพียงใดมักบอกเป็น dB/Octave ซึ่งหมายความว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรองความถี่จะลดลงไปเท่าใด (dB) เมื่อค่าความถี่เปลี่ยนไป 2 เท่า หรือบอกเป็น dB/Decade ซึ่งก็คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรองความถี่จะลดลงไปเท่าใด (dB) เมื่อค่าความถี่เปลี่ยนไป 10 เท่า เช่น วงจรองความถี่ต่ำ มี โรลloff เท่ากับ 20 dB/Decade นั้นหมายความว่า วงจรองความถี่ต่ำนี้จะมีสัญญาณเอาต์พุตลดลง 20 dB เมื่อความถี่เปลี่ยนไป 10 เท่าของจุดความถี่คัทออฟ

ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรองความถี่ จะเป็นตัวบอกถึงชนิดของวงจรองความถี่แบบต่างๆ ได้ โดยในทางอุดมคติ แบ่งวงจรองความถี่ออกเป็น 4 ชนิด คือ

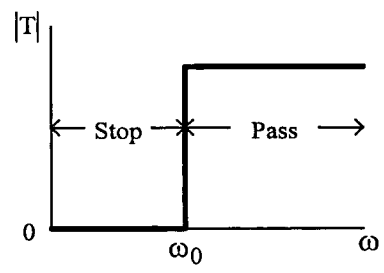
1. วงจรองความถี่ต่ำ (Low-pass Filter)
2. วงจรองความถี่สูง (High-pass Filter)
3. วงจรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter)
4. วงจรองห้ามแถบความถี่ผ่าน (Band-stop Filter)

โดยผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 ชนิดนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



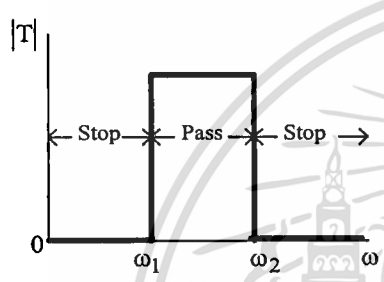
ก)
$$H(\omega) = 1 \quad \omega < \omega_0$$

$$= 0 \quad \omega > \omega_0$$



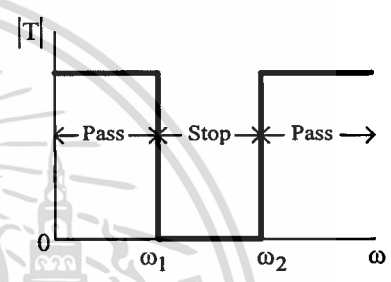
ข)
$$H(\omega) = 1 \quad \omega > \omega_0$$

$$= 0 \quad \omega < \omega_0$$



ค)
$$H(\omega) = 1 \quad \omega_1 < \omega < \omega_2$$

$$= 0 \quad \omega < \omega_1, \omega > \omega_2$$



ง)
$$H(\omega) = 1 \quad \omega < \omega_1, \omega > \omega_2$$

$$= 0 \quad \omega_1 < \omega < \omega_2$$

รูปที่ 2.3 ผลการตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคติชนิดต่างๆ

จากรูปที่ 2.3 เป็นการแสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ คือ (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (ข) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (ค) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และ (ง) วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน

บทที่ 3

คิสรทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น

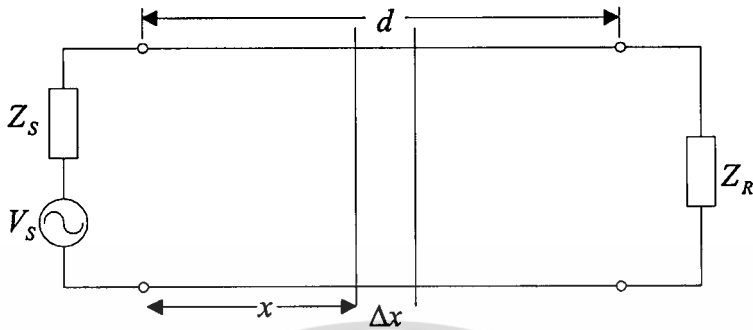
ในปัจจุบัน ถือได้ว่า มีเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่เกิดขึ้นมาอยู่เสมอ ซึ่งนอกจากจะออกแบบวงจรด้วยการใช้อุปกรณ์แบบลัมป์อีลิเมนต์ (Lumped Element) ที่เป็นแบบพาสซีฟ หรือแบบแอ็คทีฟแล้ว นอกจากนี้ยังมีเทคโนโลยีอื่นๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี (Distributed RC) [11-13] โดยใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มหนา (Thick-Film) หรือ แผ่นฟิล์มบาง (Thin-Film) ในการผลิตไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเน็ทเวอร์คแบบคิสรทริบิวต์ อาร์ซี นี้มีคุณลักษณะต่างๆ 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 ซึ่งตัวความต้านทานจะเป็นส่วนประกอบของเซมิคอนดักเตอร์ และตัวเก็บประจุจะเป็นผลของไบแอสที่จังก์ชัน และสำหรับในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสรทริบิวต์ อาร์ซี จะใช้หลักการเดียวกันกับหลักการของสายส่ง (Transmission Line) โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายส่ง, ตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี, ตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น และตัวคิสรทริบิวต์ อาร์ซี แบบสามชั้น

3.1 สายส่ง

ในการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า หรือการส่งสัญญาณข่าวสารต่างๆ ที่ใช้สายเคเบิล (Cable) หรือสายส่งนั้น เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านจึงจะทำงานเสมือนกับว่ามีค่าความเหนี่ยวนำ (inductance : l), ค่าความจุไฟฟ้า (capacitance: c), ค่าความต้านทาน (resistive: r) และค่าความนำ (conductance: g) แพร่กระจายอยู่ตลอดภายในสายส่ง โดยถ้าพารามิเตอร์ l, c, r, g มีความสัมพันธ์กันแต่ไม่ขึ้นกับระยะทาง เราจะเรียกว่า สายส่งแบบสม่ำเสมอ (Uniform Transmission Line) และถ้าพารามิเตอร์ l, c, r, g มีความสัมพันธ์ที่ขึ้นกับระยะทาง เราจะเรียกว่า สายส่งแบบไม่สม่ำเสมอ (Nonuniform Transmission Line)

สำหรับการวิเคราะห์ โครงสร้างสายส่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิเคราะห์ที่เป็นสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนั้นถ้ามีการส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ x มีขนาดย่อยๆ เป็น Δx ดังที่แสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สายส่งสัญญาณ

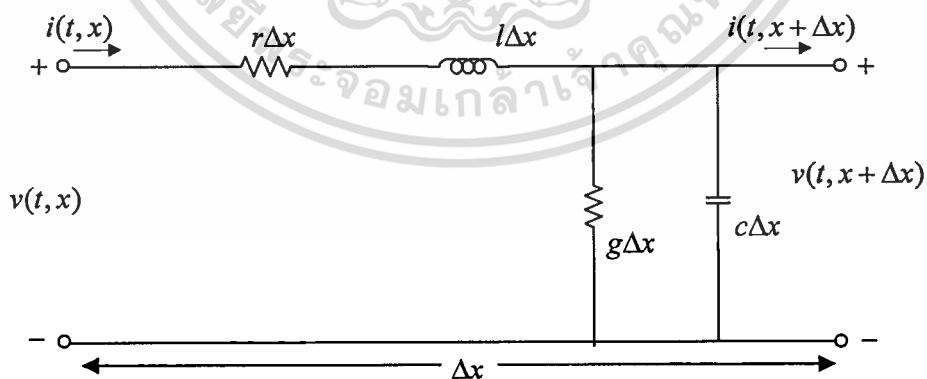
เมื่อทำการขยายช่วง Δx ออกไป จะได้วงจรเสมือน ดังรูปที่ 3.2 ซึ่ง $v(t, x), i(t, x)$ จะเป็นศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จุด x ตามลำดับ โดยมีค่าคิสมิตรีบิวต์พารามิเตอร์ (Distributed Parameter) ต่างๆ ดังนี้

r : ค่าความต้านทาน (Resistance ohm/meter)

l : ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance henry/meter)

g : ค่าความนำ (Conductance mho/meter)

c : ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance farad/meter)



รูปที่ 3.2 ส่วนการขยายของ Δx ในสายส่ง

จากรูปที่ 3.2 เมื่อใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

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

จากสมการ (3.1) (3.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ 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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ซึ่งตัวแปรในสมการ (3.7) และ (3.8) มีเพียงตัวแปรเดียวนั้นคือ x จึงเขียน dx แทน ∂x จะได้ว่า

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

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

เมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.9) และ (3.10) เทียบกับ x เมื่อ r, l, c, g เป็นค่าคงที่ที่จะได้

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Γ เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

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

สำหรับเทอม A_1, A_2, B_1, B_2 เป็นเทอมค่าคงที่ 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

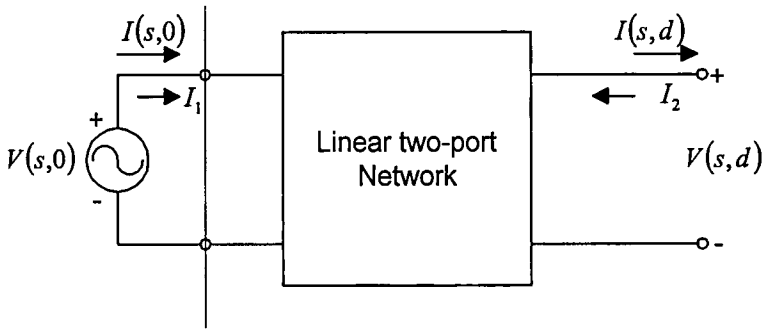
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \quad (3.20)$$

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

โดยที่ Z_0 เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

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

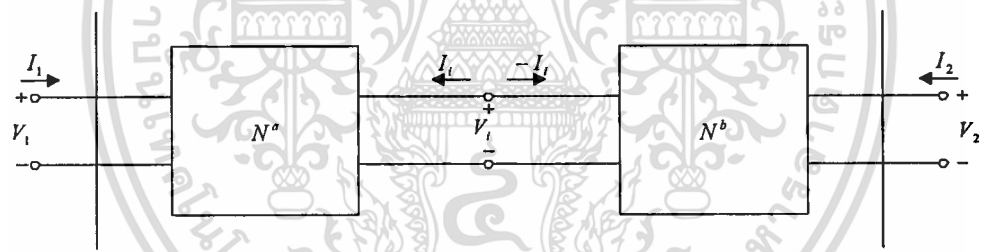
ฉะนั้นทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง ที่ได้จากสมการ (3.15) ถึงสมการ (3.22) สามารถนำมาเขียนเป็นรูปได้ดังรูปที่ 3.3



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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

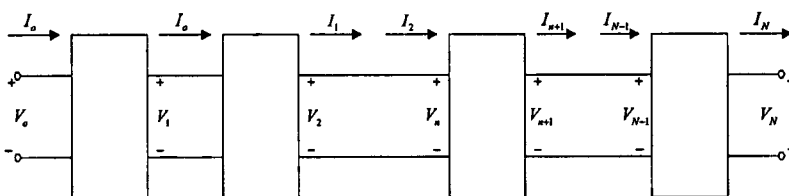
ในทำนองเดียวกัน การแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ไปเป็นพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือที่เรียกว่า Z-Parameter และค่าพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือที่เรียกว่า Y-Parameter จะได้

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

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

3.2 โครงสร้างของลัมต์พารามิเตอร์

ในการประมาณโครงสร้างแบบลัมต์ (Lumped) นั้นเมื่อนำมาทำการเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบดิสทริบิวต์ จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันเป็นจำนวนหลายชุด มาประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแต่ละชุดต้องมีขนาดเล็ก และมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งจำนวนชุดที่นำมาต่อจะต้องมีเพียงพอที่จะแสดงเป็นคุณสมบัติของโครงข่ายดิสทริบิวต์ จะขึ้นอยู่กับความถี่ตรงที่เราต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในช่วงเวลาคงที่ของสาย และในทางทฤษฎีใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนของโครงสร้างแบบลัมต์ให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ จึงมีคุณสมบัติเทียบเท่ากับโครงสร้างแบบดิสทริบิวต์



รูปที่ 3.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็นโครงสร้างแบบดิสทริบิวต์

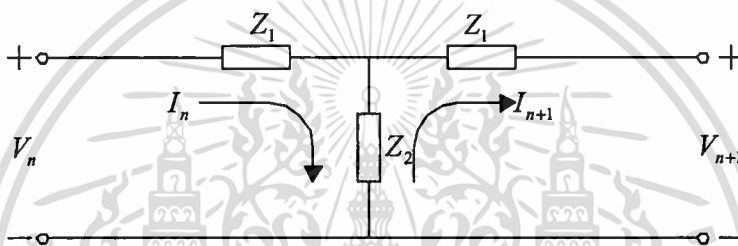
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด เราสามารถทำการประมาณได้ โดยการใช้โครงสร้างของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลายๆ ชุด ดังในรูปที่ 3.5 ที่เป็นส่วนหนึ่งของสาย โดยให้มีโครงสร้างเป็นแบบ T ที่สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.6 โดยสมมติสถานะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับศูนย์ และจากวงจร เมื่อทำการหาสมการแบบเมชเคอร์เรนท์จะได้

$$(Z_1 + Z_2)I_n - Z_2I_{n+1} = V_n \tag{3.28}$$

$$Z_2I_n - (Z_1 + Z_2)I_{n+1} = V_{n+1} \tag{3.29}$$

เมื่อ $n=0, 1, \dots, N+1$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างแบบ T-Network

โดยจากสมการ (3.28), (3.29) สามารถนำมาเขียนได้ให้อยู่ในรูป Recurrence Form ได้ว่า

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

เมื่อนำสมการ (3.30) มาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกซ์ คือ

$$[X_{n+1}] = [M] [X_n] \tag{3.31}$$

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

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 $[M]^n$ หาได้จาก Eigenvalues ของ $[M]$ และค่า Eigenvalues เป็นรากของสมการคุณลักษณะนั้นคือ

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

เมื่อ $[I]$ คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ หรือที่เรียกว่า เมตริกซ์หนึ่งหน่วย

ค่า Eigenvalues 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น 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

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

ดังนั้นจากสมการ (3.34) จะได้

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

โดยค่าแรงดันและกระแสในชุดที่ n สำหรับกรณีที่อยู่ต่อถูกเปิดวงจร 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) จะมีค่ากระแส และแรงดันในชุดที่ 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) จะมีค่ากระแสและแรงดันชุดที่ 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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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

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

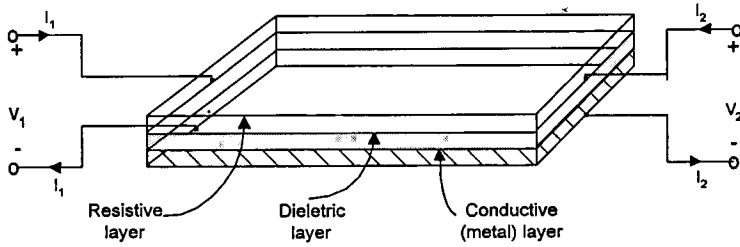
จากสมการ (3.54) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์ที่ลัดวงจร จะได้ว่า

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

ซึ่งจากสมการ (3.55) จะเห็นได้ว่า เหมือนกับสมการ (3.37) ที่เป็นสมการของโครงข่ายแบบดิสทริบิวต์ โดยมี $Z_2 \sinh \zeta$ เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย

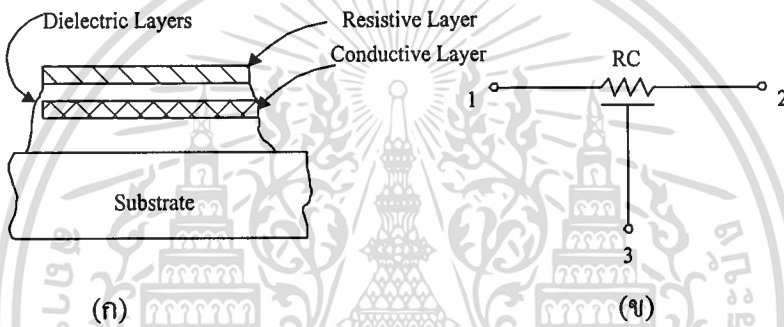
3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี

โครงสร้างแบบดิสทริบิวต์ อาร์ซี เป็นโครงสร้างที่สามารถทำให้อยู่ในรูปของไอซี (Passive Integrated Circuit) ได้ โดยมีโครงสร้างดังในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ตัวโครงสร้างที่ประกอบขึ้นมาจากส่วนต่างๆ ดังนี้ คือ ส่วนชั้นบนสุดที่เป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) ชั้นต่อมา เป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) โดยมีความหนาของแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้วเท่านั้น จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก ซึ่งตัวโครงสร้างสามารถสร้างได้ 2 แบบคือ โครงสร้างแบบฟิล์มแผ่นบาง (Thin-Film) และโครงสร้างโมนอลิธิค (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 ส่วนโครงสร้างโมนอลิธิค จะประกอบไปด้วย ชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็กๆ เช่น Distributed Resistance ที่ได้มาจากสารกึ่งตัวนำที่เป็น Lightly Doped และ Distribute Capacitance ที่ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N Junction ซึ่งวงจรมีขนาดจิ๋วจะถูกนำมาใช้เป็นวงจรดิสทริบิวต์ อาร์ซี เน็ทเวอร์คแบบแอ็คทีฟ



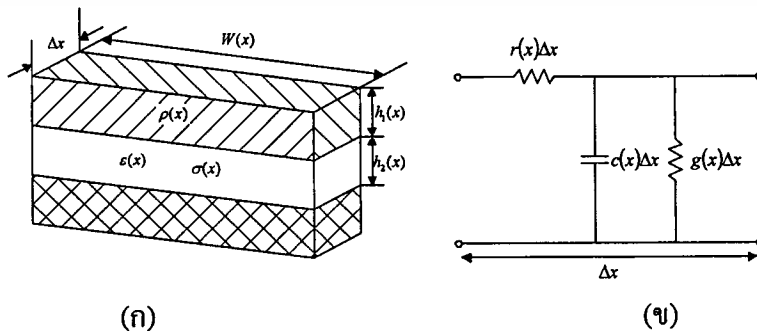
รูปที่ 3.7 โครงสร้าง 2 พอร์ตแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

และจากโครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี สามารถเขียนสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี

สำหรับการวิเคราะห์โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี ตามรูปที่ 3.7 จะมีพอร์ต 2 พอร์ตที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขการไหลของกระแสการไหล 1 ทิศทาง (One Dimension Current Flow) โดยโครงข่ายจะสามารถแบ่งออกเป็นส่วนย่อยๆ และมีจำนวนเพิ่มขึ้นทีละส่วนของความยาวเป็น Δx ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย Δx ของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานของแต่ละอิเลิเมนต์ที่อนุกรมกันอยู่ในแต่ละส่วน จะเป็นฟังก์ชันตามแผ่น ความต้านทานของแต่ละอิเลิเมนต์ โดยค่าความต้านทานในแต่ละอิเลิเมนต์ $r(x)\Delta x$ จะกำหนดให้ว่า

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

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

ส่วนแอดมิตแตนซ์แบบขนานของอิเลิเมนต์ สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน คือจะ ประกอบไปด้วย ค่าความจุและค่าความนำของแผ่นไดอิเล็กตริกของอิเลิเมนต์นั้นคือ

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

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

เมื่อ ϵ และ σ คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่นไดอิเล็กตริก และ h_2 คือ ความหนาแน่นของแผ่นไดอิเล็กตริก ที่ x

ถ้าให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน, ค่าความจุ และความนำต่อหน่วยความ ยาวจะได้

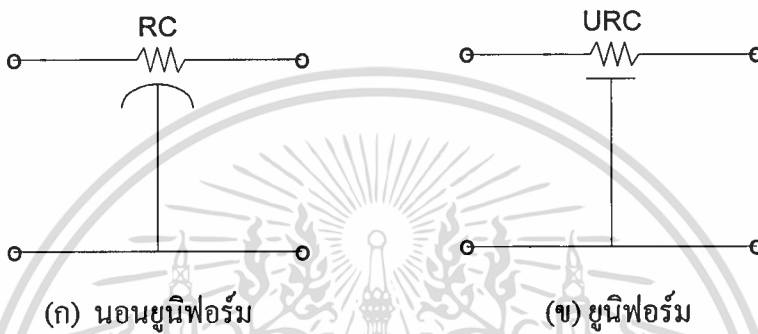
$$r(x) = \frac{\rho}{wh_1} \quad (3.59)$$

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

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

ซึ่งค่าของ $r(x)$, $c(x)$ และ $g(x)$ จะมีค่าเป็นจำนวนจริง มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าที่ จำกัด จากข้อกำหนดนี้ จะมีความสำคัญในการพิจารณาถึง ผลลัพธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ ที่แสดง คุณสมบัติที่ได้จากโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตของคิสทรีวิวด์ อาร์ชี โดยมีโครงสร้างลักษณะเหมือนกับ รูปที่ 3.9(ข) ซึ่งถ้าพิจารณาพารามิเตอร์ r , c และ g จะได้ว่า ในขณะที่มีความสูญเสียจากการ รั่วไหลของความนำ $g(x)$ ในไดอิเล็กตริก ที่มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ และเมื่อค่าคอนดักต์แตนซ์มี

ค่าน้อยกว่าค่าคาปาซิแตนซ์มากๆ จะสามารถตัดค่า g ที่ได้จากกล่าวคือให้ g มีค่าเป็นศูนย์ ถึงจะได้
 โครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ อาซี ซึ่งถ้า r และ c ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ x จะเป็น
 โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี และในกรณีเดียวกันถ้า r และ c แปรเปลี่ยนตามความ
 ยาวของ x จะเป็นโครงข่ายแบบนอนยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ อาร์ซี ซึ่งสัญลักษณ์ของโครงข่าย
 แบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี สามารถแสดงดังรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่า เส้นที่ขีดใต้สัญลักษณ์ตัว R ถ้าเป็น
 เส้นโค้งเป็นสัญลักษณ์แบบนอนยูนิฟอร์ม และถ้าเส้นที่ขีดใต้ R เป็นเส้นตรงจะเป็นสัญลักษณ์ของ
 โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี



รูปที่ 3.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี มาใช้เท่านั้น
 ดังนั้น จะกล่าวเฉพาะการวิเคราะห์ที่เป็นแบบยูนิฟอร์มคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เท่านั้นดัง ต่อไปนี้

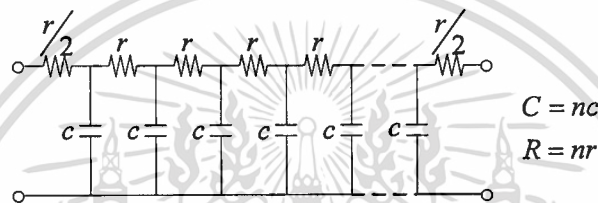
โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี จะมีค่า R และ C ที่ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ x
 โดยมีความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแส เหมือนสมการ (3.25) ที่เป็นสมการ
 ของยูนิฟอร์มไลน์ (Uniform Line) โดยกำหนดให้ ค่าอินดักซ์ทีฟ (l) และ ค่าคอนดักซ์ทีฟ (g)
 มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสำหรับสายที่มีความยาว d จะได้ค่าผลรวมของความต้านทานทั้งหมด R
 เท่ากับ rd และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด C เท่ากับ cd ฉะนั้นจากสมการ (3.26) และ (3.27) ตัว
 ยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี สามารถเขียนอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และแอดมิตแตนซ์
 พารามิเตอร์ ได้ดังนี้คือ

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{SC}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{SRC} & \operatorname{csc} h \sqrt{SRC} \\ \operatorname{csc} h \sqrt{SRC} & \coth \sqrt{SRC} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{SC}{R}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{SRC} & -\operatorname{csc} h \sqrt{SRC} \\ -\operatorname{csc} h \sqrt{SRC} & \coth \sqrt{SRC} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของความนำ ตามที่แสดงไว้ดังรูปที่ 3.9 โดยในการวิเคราะห์จากรูปที่ 3.9(ข) ถ้าเราไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีค่าน้อยมาก เราจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวต์ อาร์ซี ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมาก ๆ

โดยรูปที่ 3.11 จะมีลักษณะการต่อแบบ T ซึ่งค่าความต้านทานรวมและค่าความจุจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย (r, c) คูณกับจำนวนค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย n จำนวน โดยจะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวต์ อาร์ซี ที่สมบูรณ์ เมื่อนำแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ ในสมการที่ (3.63) มาจัดสมการใหม่เราจะได้

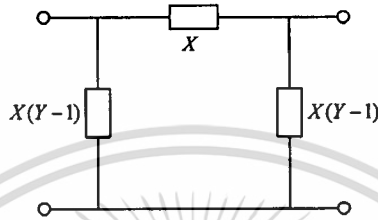
$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{P \cosh P}{R \sinh P} & -\frac{P}{R \sinh P} \\ -\frac{P}{R \sinh P} & \frac{P \cosh P}{R \sinh P} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

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

โดยที่ R และ C เป็นค่าความต้านทานรวมและค่าความจุรวมของดิสทริบิวต์ อาร์ซี
 s เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

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

ถ้าเราใช้วงจรเสมือนแบบ π สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัว คิสทรีบิวต์ อาร์ชี (โดยต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวคิสทรีบิวต์ อาร์ชี ว่า URC) แสดงดังรูปที่ 3.12



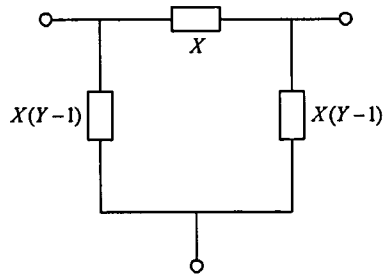
รูปที่ 3.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต

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

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

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

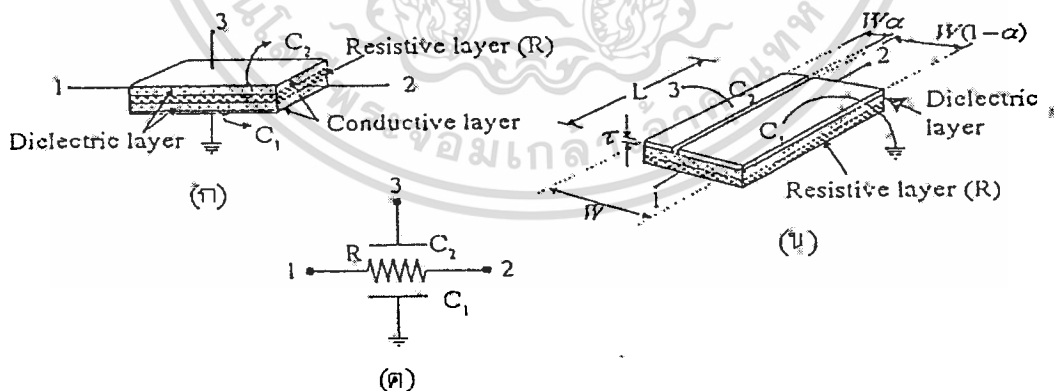
และจากสมการที่ 3.66 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ URC ได้ในกรณีที่มี URC ต่อแบบลอย (Floating) คือ



รูปที่ 3.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย

3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น

โครงสร้างแบบดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น เป็นโครงสร้างแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น (Double Uniformly Distributed RC) โดยต่อไปจะเรียกว่า DURC ซึ่งตัว DURC ถือเป็นยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น (Multilayer Uniformly Distributed RC ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า MURC) ชนิดหนึ่งที่มีชั้นของคาปาซิทีฟอยู่ 2 ชั้น ที่สามารถสร้างให้อยู่ในรูปของ ไอซี เช่นเดียวกับตัว URC ที่มีพอร์ต์ 2 พอร์ต์ และตัวของโครงสร้าง DURC ดังรูปที่ 3.14 ซึ่งประกอบไปด้วยชั้นส่วนต่างๆ มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของ URC โดย DURC จะมีลักษณะโครงสร้างคล้ายแซนด์วิช นั่นคือมีชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) อยู่ระหว่างชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ที่มีชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) กั้นอยู่ และมีความหนาของชั้นแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้ว ซึ่งเหมือนกับโครงสร้างของ URC

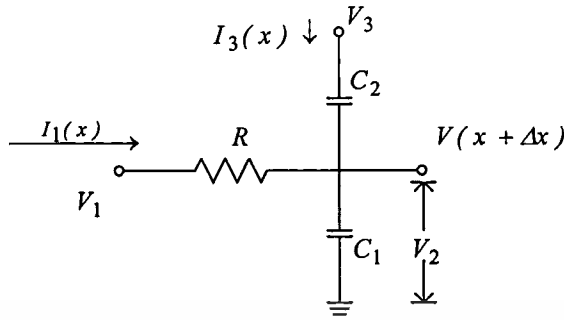


รูปที่ 3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์ $[Y]$ ของวงจรเน็ตเวิร์ก DURC สามารถทำการวิเคราะห์ได้จากรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเน็ตเวิร์ก DURC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์

ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} และ Y_{22} จะมีการวิเคราะห์เหมือน 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

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

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

ดังนั้น สมการ (3.68) เขียนใหม่ได้ว่า

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

และ

$$V_1(x) = I_1(x)R\Delta x + V(x + \Delta x) \quad (3.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการ (3.71) เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการ (3.72)

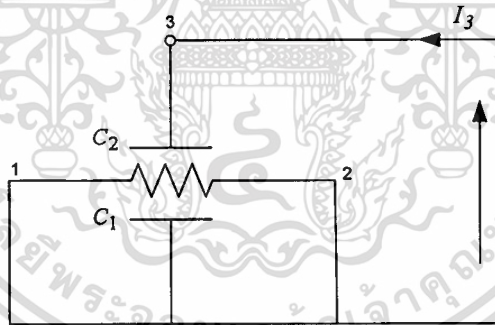
$$\frac{dV(x)}{dx} = -RI_I(x) \quad (3.72)$$

โดย $V(x)$ ในตัวยูนิฟอร์มจะมีค่าเป็น

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

เมื่อ $\lambda = \sqrt{src}$ และ x เป็นความยาวของตัวยูนิฟอร์ม

ซึ่ง $V(x)$ จะเป็นแรงดันที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ต่างๆ ซึ่งสามารถยกตัวอย่างได้จากรูปที่ 3.16 เราสามารถหาค่าของ $V(x)$ ได้ดังนี้คือ



รูปที่ 3.16 รูปวงจรการวิเคราะห์ Y_{I3}

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จะได้ว่า

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

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

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

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

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

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

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

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

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

นำสมการ (3.81) ไปแทนในสมการ (3.73) จะได้ตั้งสมการต่อไปนี้

$$\frac{d}{dx} \left[\alpha V_3 \left\{ 1 - \cosh \lambda x + \frac{(\cosh \lambda d - 1) \lambda \sinh \lambda x}{\sinh \lambda d} \right\} \right] = -R I_1(x) \quad (3.82)$$

$$V_3 \alpha \lambda \sinh \lambda d + \frac{\alpha (\cosh \lambda d - 1)}{\sinh \lambda d} \lambda \cosh \lambda d V_3 = -R I_1(x) \quad (3.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ $x = 0$ จะได้

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

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

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

โดยที่ $P = \lambda d$

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

และจากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{13} ได้โดย

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

เมื่อ $\Delta i_3 = (sc_2) \Delta s (V_3 - V_x)$

$$I_3 = \int_0^d sc_2 (V_3 - V_x) \cdot dx \quad (3.89)$$

$$I_3 = sc_2 V_3 \int_0^d \left(1 - \frac{\cosh \lambda \left(\frac{d}{2} - x \right)}{\cosh \frac{\lambda d}{2}} \right) dx \quad (3.90)$$

$$I_3 = V_3 \left[-\frac{sc_2^2}{c} + sc_2 - \frac{sc_2^2}{c \lambda} \frac{2 \sinh \frac{\lambda}{2} d}{\cosh \frac{\lambda}{2} d} \right] \quad (3.91)$$

$$I_3 = V_3 \left[sc_2 - \frac{sc_2^2}{c} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\lambda}{2} d}{\cosh \frac{\lambda}{2} d} \right) \right] \quad (3.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_3 = sc_2 V_3 \left[1 - \frac{c_2}{c} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\lambda}{2} d}{\cosh \frac{\lambda}{2} d} \right) \right] \quad (3.93)$$

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

$$Y_{33} = sc_2 \left[1 - \frac{c_2}{c} \left(1 + \frac{2 \sinh \frac{\lambda}{2} d}{\lambda \cosh \frac{\lambda}{2} d} \right) \right] \quad (3.94)$$

$$Y_{33} = sc_2 \left[\frac{c_1}{c} + \frac{c_2}{c} \frac{2 \sinh \frac{1}{2} \sqrt{src}}{\lambda \cosh \frac{1}{2} \sqrt{src}} \right] \quad (3.95)$$

โดยที่ $\frac{c_2}{c} = \alpha$ และให้ $P = \sqrt{src}$

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

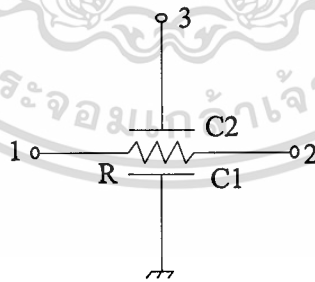
$$Y_{33} = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) \quad (3.102)$$

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

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

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

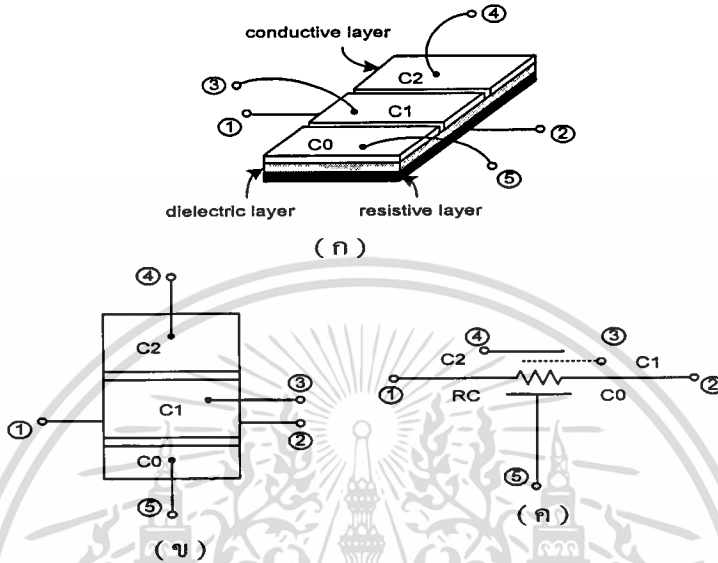
เมื่อ $X = \frac{P}{R \sinh P}$, $Y = \cosh P$, $P = \sqrt{sRC}$ และ $\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$



รูปที่ 3.17 วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์

3.5 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสามชั้น

โครงสร้างตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสามชั้น (Triple Uniformly Distributed RC) เป็นตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ที่มีชั้นคาปาซิทีฟ 3 ชั้น โดยต่อไปจะเรียกว่า TURC จะมีลักษณะโครงสร้างและสัญลักษณ์ ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของตัว TURC

จากโครงสร้างของตัว TURC ในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ของ TURC นั้นโดยพื้นฐานจะกำหนดให้ขา 5 ต่อดงกราวด์ เพื่อง่ายต่อวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ โดยมีหลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกับกรวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ของตัว DURC และจากการวิเคราะห์ เราสามารถเขียนสมการแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์ของตัว TURC ได้ในรูปสมการเมตริกซ์ ได้ดังสมการที่ (3.104) ซึ่งจะเป็นสมการหลักในการนำไปวิเคราะห์ออกแบบวงจรกรองความถี่แบบที่ใช้ตัว TURC

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} Y & -I & -\alpha_1(Y-I) & -\alpha_2(Y-I) \\ -I & Y & -\alpha_1(Y-I) & -\alpha_2(Y-I) \\ -\alpha_1(Y-I) & -\alpha_1(Y-I) & \vartheta & \lambda \\ -\alpha_2(Y-I) & -\alpha_2(Y-I) & \lambda & \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

โดยที่

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

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

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

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

$$C_1 = \alpha_1 C, C_2 = \alpha_2 C \text{ และ } C = C_0 + C_1 + C_2$$

เมื่อ R และ C เป็นค่าความต้านทานรวม และค่าคาปาซิแตนซ์รวมของ TURC และ S เป็นค่าความถี่เชิงซ้อน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรรองความถี่ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น

การออกแบบวงจรรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบวงจรรองความถี่แบบแอ็คทีฟ อัน ได้แก่ วงจรรองความถี่ต่ำ วงจรรองผ่านแถบความถี่ และวงจรรองความถี่สูง จะเป็นการออกแบบวงจรรองความถี่ที่จะอาศัยคุณสมบัติแบบนอตช์ของตัว MURC ไม่ว่าจะ เป็น DURC และ TURC มาช่วยในการออกแบบ ทำให้วงจรรองความถี่ที่ออกแบบมีผลการตอบสนอง ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ ด้วย โดยการออกแบบวงจรรองความถี่ในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 6 ส่วนด้วยกันนั่นคือ การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำ การออกแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ การออกแบบวงจรรองความถี่สูง การวิเคราะห์ค่าเสถียรภาพของวงจร การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ และการวิเคราะห์กรุปดีเลย์ของวงจร ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำ

การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ [14] โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น เป็นการใช้ตัว MURC แบบ TURC 2 ตัวต่อรวมกันกับตัวออปแอมป์ โดยสาเหตุที่เลือกใช้ตัว MURC เป็นแบบ TURC นั้นเป็นเพราะว่า ตัว TURC มีคุณสมบัติเป็นนอตช์แล้ว ยังให้ผลการตอบสนองที่ดีกว่าตัว MURC ที่เป็นแบบ DURC ซึ่งวงจร TURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์ที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีมีอยู่ 2 แบบ ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจร TURC ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์

จากรูปที่ 4.1 (ก) และ (ข) เป็นวงจร TURC แบบพาสซีฟที่ให้คุณลักษณะแบบนอตซ์ โดยมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) ตามลำดับ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{\alpha_1 \sinh P}{P} + \alpha_2 \left[\cosh P + \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} \right]}{\frac{\alpha_1 \sinh P}{P} + (1 - \alpha_1) \cosh P} \quad (4.1)$$

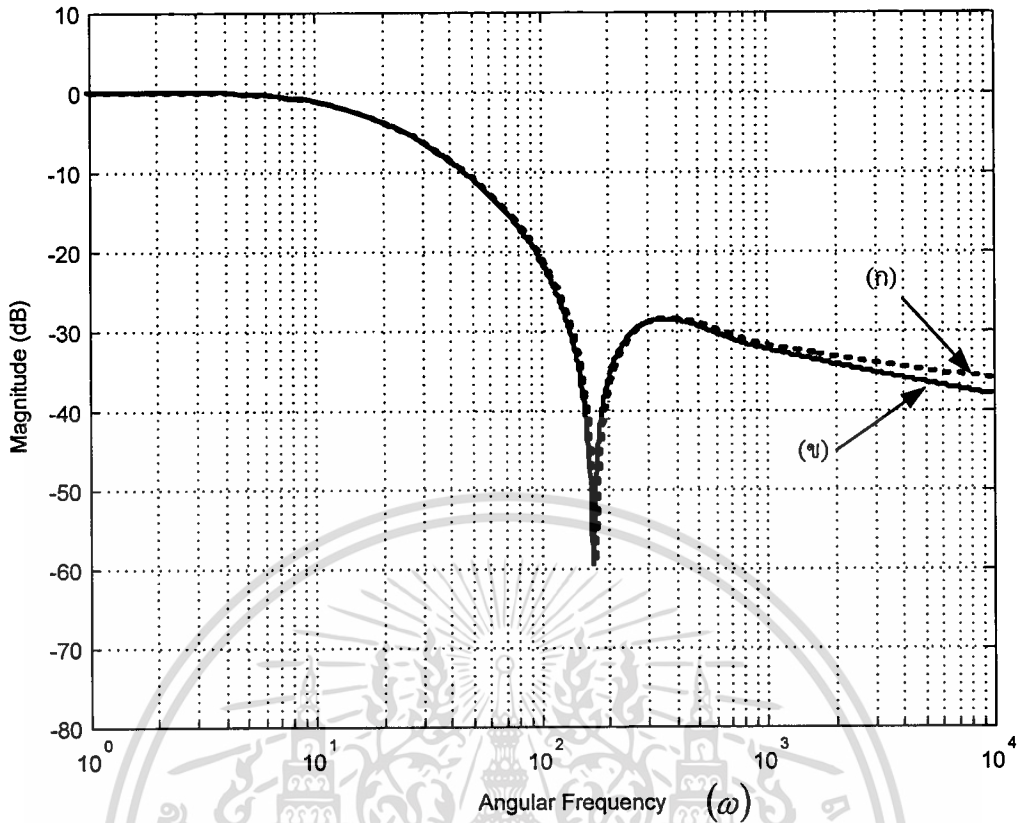
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha_1 \left[\cosh P + \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_1} \right] + \frac{\alpha_2 \sinh P}{P}}{\frac{\alpha_2 (\sinh P - P \cosh P)}{P} + [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \left\{ \left[\frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} - 2\alpha_1 \right] \cosh P + \alpha_1 (2 + P \sinh P) \right\}} \quad (4.2)$$

เมื่อ $\alpha_1 = \frac{C_1}{C_0 + C_1 + C_2}$, $\alpha_2 = \frac{C_2}{C_0 + C_1 + C_2}$

และ $P = \sqrt{SRC}$; $C = C_0 + C_1 + C_2$

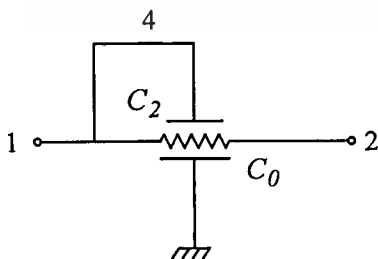
โดยที่ R และ C เป็นความต้านทานและตัวเก็บประจุของตัว TURC

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั้งสองนี้ เมื่อนำไปทำการหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยกำหนดให้ สมการที่ 4.1 มีค่า $\alpha_1 = 0.17, \alpha_2 = 0.01$ และสมการที่ 4.2 มีค่า $\alpha_1 = 0.01, \alpha_2 = 0.17$ จะเห็นได้ว่า วงจร TURC แบบพาสซีฟ ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตซ์ทั้งสอง โดยในรูปวงจรที่ 4.2 (ข) จะมีผลการตอบสนองในช่วงสตอปแบนด์ดีกว่าผลการตอบสนองทางความถี่ของรูปวงจรที่ 4.2 (ก) เล็กน้อย แต่กลับมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ซับซ้อนกว่ามาก ดังนั้นในการออกแบบวงจรความถี่แบบที่ใช้ TURC ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีลักษณะวงจร TURC ดังวงรูปที่ 4.2 (ก) เพื่อง่ายต่อการศึกษาและพัฒนาต่อไป

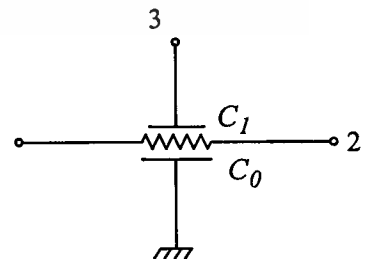


รูปที่ 4.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร TURC ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์

และจากรูปวงจร TURC ในรูปที่ 4.1(ก) เราสามารถนำตัว TURC ไปทำเป็นตัว DURC ได้ โดยการตั้งค่าให้ $\alpha_1 = 0$ หรือ $\alpha_2 = 0$ จะกลายเป็นวงจร DURC ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ได้ถึง 2 วงจร ดังรูปที่ 4.3 (ก) และ (ข) โดยมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการที่ (4.3) และ สมการที่ (4.4) ตามลำดับ



(ก) เมื่อ $\alpha_1 = 0$



(ข) เมื่อ $\alpha_2 = 0$

รูปที่ 4.3 วงจร DURC ที่แปลงมาจากตัว TURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

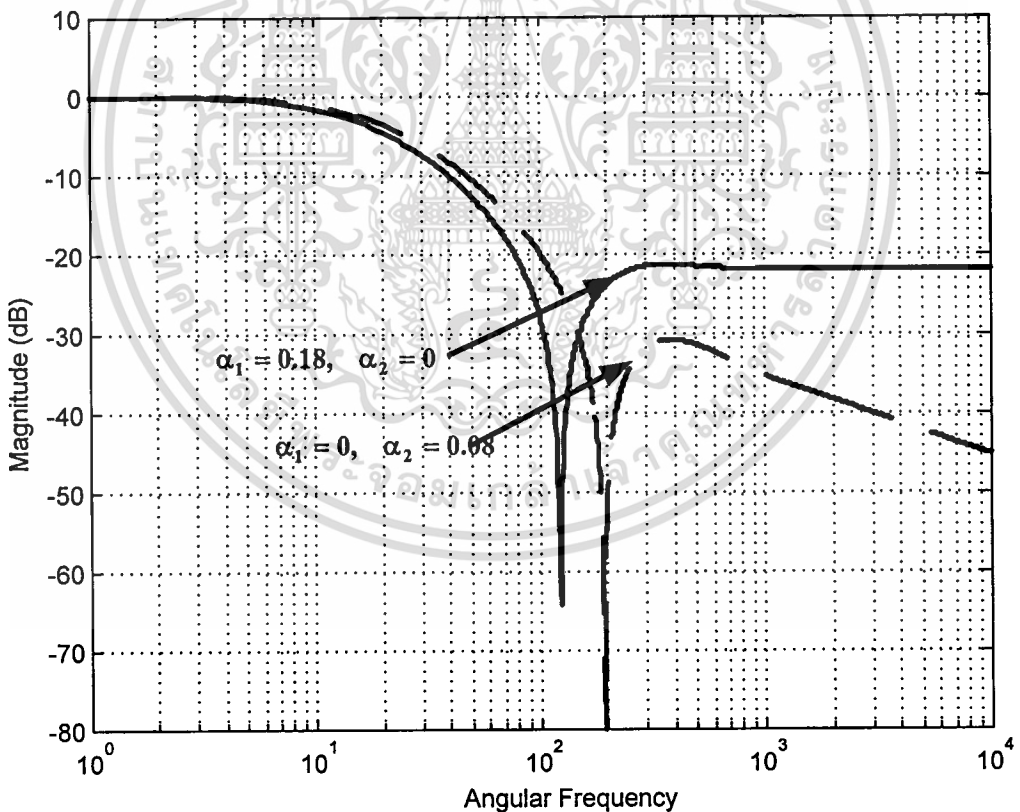
เมื่อ $\alpha_1 = 0$ สมการที่ (4.1) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha_2 \left[\cosh P + \frac{1-\alpha_2}{\alpha_2} \right]}{\cosh P} \quad (4.3)$$

เมื่อ $\alpha_2 = 0$ สมการที่ (4.1) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{\sinh P}{P} + \frac{1-\alpha_1}{\alpha_1}}{\frac{\sinh P}{P} + \frac{(1-\alpha_1)}{\alpha_1} \cosh P} \quad (4.4)$$

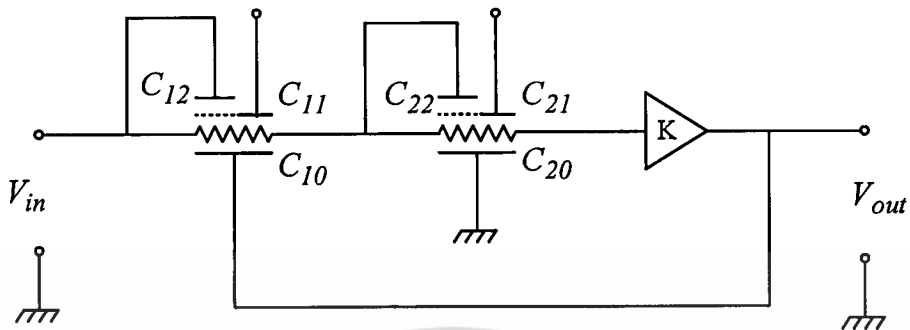
จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ 4.3 และสมการที่ 4.4 เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่จะได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าตัว TURC สามารถแสดงคุณลักษณะเป็นตัว DURC ได้โดยการกำหนดค่า α_1 และ α_2 และจากผลการตอบสนองของตัว TURC เมื่อนำไปใช้ออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ จะมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 4.5 [15]



รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอட்ச์ โดยใช้ TURC

จากรูปที่ 4.5 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำได้ดังนี้

$$T(P) = \frac{\left\{ \alpha_{11} \frac{\sinh P_1}{P_1} + \beta \right\} \left\{ \alpha_{21} \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} K}{\left\{ \alpha_{21} \frac{\sinh P_2}{P_2} + (1 - \alpha_{21}) \cosh P_2 \right\} \delta - \left\{ \alpha_{21} \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} \varphi} \quad (4.5)$$

เมื่อ
$$\beta = \alpha_{12} \left[\cosh P_1 + \frac{1 - (\alpha_{11} + \alpha_{12})}{\alpha_{12}} \right],$$

$$\chi = \alpha_{22} \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})}{\alpha_{22}} \right],$$

$$\delta = \left\{ \alpha_{11} \frac{\sinh P_1}{P_1} + (1 - \alpha_{11}) \cosh P_1 + \gamma \right\},$$

$$\gamma = \sigma \left\{ \alpha_{21} \frac{(\sinh P_2 - P_2 \cosh P_2)}{P_2} + [1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})] v \right\},$$

$$v = \left\{ \left[\frac{1}{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})} - 2\alpha_{22} \right] \cosh P_2 + \alpha_{22} (2 + P_2 \sinh P_2) \right\},$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varphi = \left\{ \sigma \left\{ \alpha_{21} \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} + [1 - (\alpha_{11} + \alpha_{12})] (\cosh P_1 - 1) K \right\},$$

$$\sigma = \left\{ \frac{C_{12}}{C_{11}} \right\} \left\{ \frac{(1 - \alpha_{11}) P_1 \sinh P_1 + 2\alpha_{11} (\cosh P_1 - 1)}{(1 - \alpha_{21}) P_2 \sinh P_2 + 2\alpha_{21} (\cosh P_2 - 1)} \right\},$$

$$\alpha_{11} = \frac{C_{11}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}}, \quad \alpha_{12} = \frac{C_{12}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}},$$

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

$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_{11}}, \quad P_2 = \sqrt{SR_2 C_{12}},$$

$$C_{11} = C_{10} + C_{11} + C_{12}, \quad C_{12} = C_{20} + C_{21} + C_{22},$$

และ K เป็นอัตราขยายของวงจร

เมื่อ R_1, C_{11} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว TURC ตัวที่ 1

และ R_2, C_{12} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว TURC ตัวที่ 2

โดยในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ จะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติที่สำคัญบางประการ คือ ในช่วงพาสแบนด์ จะต้องให้ผลการตอบสนองที่ราบเรียบตลอดย่านความถี่ มีอัตราความชัน (Slope) และในช่วงสตอปแบนด์สัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการจะต้องมีค่าต่ำมาก จึงจะทำให้สามารถกรองสัญญาณความถี่ต่ำได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้มีการพิจารณาถึงค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่มีผลกระทบต่อผลการตอบสนองด้วย เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองตามที่ต้องการ จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (4.5) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำที่นำเสนอจะมีพารามิเตอร์อยู่หลายตัวด้วย ซึ่งล้วนมีผลต่อผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรทั้งนั้น จึงได้ทำการพิจารณาเป็นส่วนๆ ดังนี้

4.1.1 การหาค่า $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}, \alpha_{22}$

ในการหาค่า $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}, \alpha_{22}$ ที่เหมาะสมนั้น สามารถทำได้โดยการนำสมการพิเศษของ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาทำแยกเป็นจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ ดังสมการที่ (4.6) [16]

$$N(P) = Re[N(P)] + Im[N(P)] = 0 \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสมการตัวเศษของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันจะมีค่า

$$N(P) = N_1(P)N_2(P) \quad (4.7)$$

$$\left. \begin{aligned} N_1(P) &= \frac{\alpha_{11} \sinh P_1}{P_1} + \alpha_{12} \left[\cosh P_1 + \frac{1 - (\alpha_{11} + \alpha_{12})}{\alpha_{12}} \right] \\ N_2(P) &= \frac{\alpha_{21} \sinh P_2}{P_2} + \alpha_{22} \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})}{\alpha_{22}} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

จากสมการ (4.8) $P = \sqrt{SRC}$ และกำหนดให้ $RC = 1$ ดังนั้นสามารถแยก P ได้เป็น

$$P = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}} = t + jt \quad (4.9)$$

โดยที่ $t = \sqrt{\frac{\omega}{2}}$

$$N_1(P) = \frac{\alpha_{11}}{2t} (\sinh t \cos t + j \sin t \cosh t) + \alpha_{12} (\cos t \cos t + j \sin t \sin t) + 1 - (\alpha_{11} + \alpha_{12}) = 0 \quad (4.10)$$

ซึ่งสมมาตรกับ

$$N_2(P) = \frac{\alpha_{21}}{2t} (\sinh t \cos t + j \sin t \cosh t) + \alpha_{22} (\cos t \cos t + j \sin t \sin t) + 1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22}) = 0 \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.10) และ สมการ (4.11) จะเห็นได้ว่า มีรูปโครงสร้างสมการที่เหมือนกัน ดังนั้นในการพิจารณา $N_1(P)$ กับ $N_2(P)$ จะเหมือนกัน จึงขอยกตัวอย่างในการพิจารณา $N_1(P)$ เท่านั้น เพื่อหาค่าความสัมพันธ์ α_{11} และ α_{12} ที่มีผลต่อความถี่นอตซ์เชิงมุมที่ $1 \omega_{n1}$

$$\operatorname{Re}[N_1(P)] = \frac{\alpha_{11}}{2t} (\sinh t \cos t + \sin t \cosh t) + \alpha_{12} \cos t \cos t + 1 - (\alpha_{11} + \alpha_{12}) = 0 \quad (4.12)$$

$$\operatorname{Im}[N_1(P)] = \frac{\alpha_{11}}{2t} (\sin t \cosh t - \sinh t \cos t) + \alpha_{12} \sin t \sin t = 0 \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.12) และ (4.13) จะได้ว่า

$$\cot t - \coth t = \frac{2t\alpha_1}{\alpha_2} \quad (4.14)$$

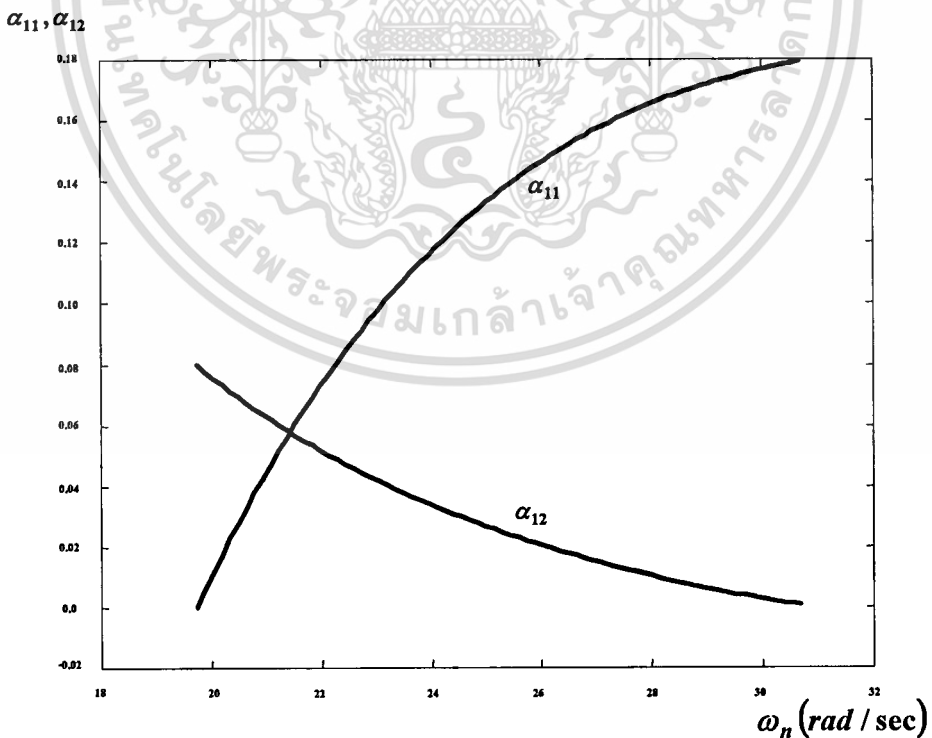
โดยที่ $\alpha_1, \alpha_2 > 0$ และ $t > 0$

และจากสมการ (4.12) และ (4.13) จะสามารถหาค่า α_{11} และ α_{12} ได้ดังนี้

$$\alpha_{12} = -\frac{\alpha_1 (\sin t \cosh t - \sinh t \cos t)}{2t \sinh t \sin t} \quad (4.15)$$

$$\alpha_{11} = \frac{-1}{\frac{1}{2t} \left\{ \sinh t \cos t + \sin t \cosh t + \frac{(1 - \cosh t \cos t)(\sin t \cosh t - \sinh t \cos t)}{\sinh t \sin t} \right\} - 1} \quad (4.16)$$

ซึ่งจากสมการ (4.14) เมื่อได้ทำการพิจารณาให้ t มีค่าตั้งแต่ $0-2\pi$ แล้วจะพบว่าที่ t มีค่าอยู่ในช่วงตั้งแต่ $\pi \leq t \leq \frac{5}{4}\pi$ นั้นจะมีค่าความสัมพันธ์ ระหว่าง α_{11} และ α_{12} ที่มีผลต่อความถี่นอตซ์เชิงมุม ω_{n1} ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่นอตซ์เชิงมุม ต่อ α_{11} และ α_{12}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจากรูปที่ 4.6 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ธรรมชาติเชิงมุมที่ 1 (ω_{n1}) ต่อ α_{11} และ α_{12} เมื่อ ω_{n1} อยู่ในช่วงความถี่ $20 < \omega_{n1} < 30.84$ และจากการพิจารณา $N_1(P)$ ซึ่งมีสมการเหมือน $N_2(P)$ ทำให้สามารถสรุปได้ว่า

$$\alpha_{11} = \alpha_{21} \text{ และ } \alpha_{12} = \alpha_{22} \quad (4.17)$$

จากการพิจารณาค่า $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ และ α_{22} จะทำให้ได้ค่า $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ และ α_{22} ที่เหมาะสม ณ จุดความถี่ธรรมชาติเชิงมุมที่ 1 และ 2 มีค่าเท่ากับ 30.82 และ 61.64 rad/sec ตามลำดับ โดยมีค่า $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ และ α_{22} ดังนี้

$$\begin{aligned} \alpha_{11} = \alpha_{21} &= 0.1794 \\ \alpha_{12} = \alpha_{22} &= 0.0001 \end{aligned} \quad (4.18)$$

4.1.2 การหาค่าอัตราขยายวิกฤต (Critical Gain: K_C)

การหาค่า K_C วิกฤต เป็นการหาค่า K สูงสุดที่สามารถใช้งานในวงจรรองความถี่ได้ โดยในการออกแบบวงจรรองความถี่แบบต่างๆ จะมีช่วงการใช้งานของค่า K ไม่เหมือนกัน ดังนั้นเพื่อให้วงจรรองความถี่ต่ำที่ออกแบบมีค่าที่เหมาะสม จึงต้องมีการหาค่า K_C วิกฤต ซึ่งสามารถทำได้โดยการนำสมการตัวส่วนมาเทียบเท่ากับ 0 จะได้สมการ K_C วิกฤต คือ

$$K_C = \frac{a-b}{\{1 - (\alpha_{11} - \alpha_{12})\}(\cosh P_1 - 1)} \quad (4.19)$$

เมื่อ

$$a = \frac{\nu \left\{ \frac{\alpha_{21} \sinh P_2}{P_2} + (1 - \alpha_{22}) \cosh P_2 \right\}}{\left\{ \frac{\alpha_{21} \sinh P_2}{P_2} + \alpha_{22} \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})}{\alpha_{22}} \right] \right\}},$$

$$\nu = \frac{\alpha_{11} \sinh P_1}{P_1} + (1 - \alpha_{11}) \cosh P_1 + \gamma,$$

$$\gamma = \sigma \left\{ \alpha_{21} \frac{(\sinh P_2 - P_2 \cosh P_2)}{P_2} + [1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})] \nu \right\},$$

$$\nu = \left\{ \left[\frac{1}{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})} - 2\alpha_{22} \right] \cosh P_2 + \alpha_{22} (2 + P_2 \sinh P_2) \right\},$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b = \gamma \left\{ \frac{\alpha_{21} \sinh P_2}{P_2} + \alpha_{22} \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})}{\alpha_{22}} \right] \right\},$$

$$\sigma = \left\{ \frac{C_{t2}}{C_{t1}} \right\} \left\{ \frac{(1 - \alpha_{11})P_1 \sinh P_1 + 2\alpha_{11}(\cosh P_1 - 1)}{(1 - \alpha_{21})P_2 \sinh P_2 + 2\alpha_{21}(\cosh P_2 - 1)} \right\},$$

$$\alpha_{11} = \frac{C_{11}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}}, \quad \alpha_{12} = \frac{C_{12}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}},$$

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

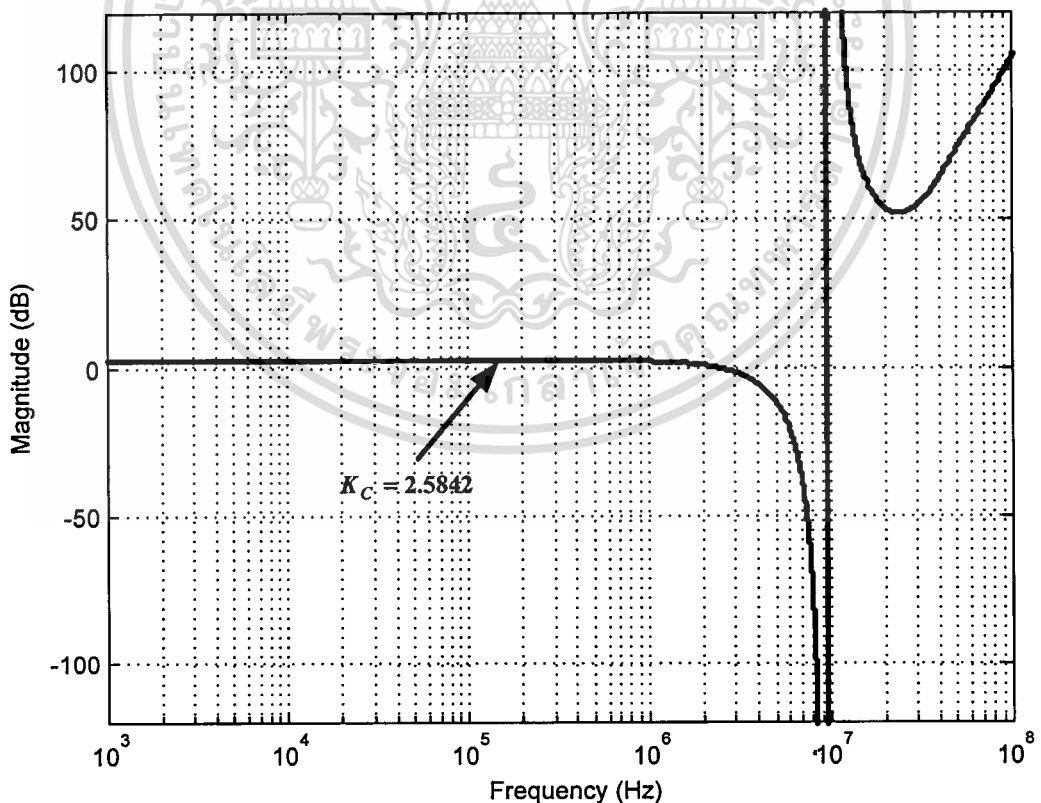
$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_{t1}}, \quad P_2 = \sqrt{SR_2 C_{t2}},$$

$$C_{t1} = C_{10} + C_{44} + C_{12}, \quad C_{t2} = C_{20} + C_{21} + C_{22},$$

เมื่อ R_1, C_{t1} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว TURC ตัวที่ 1

และ R_2, C_{t2} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว TURC ตัวที่ 2

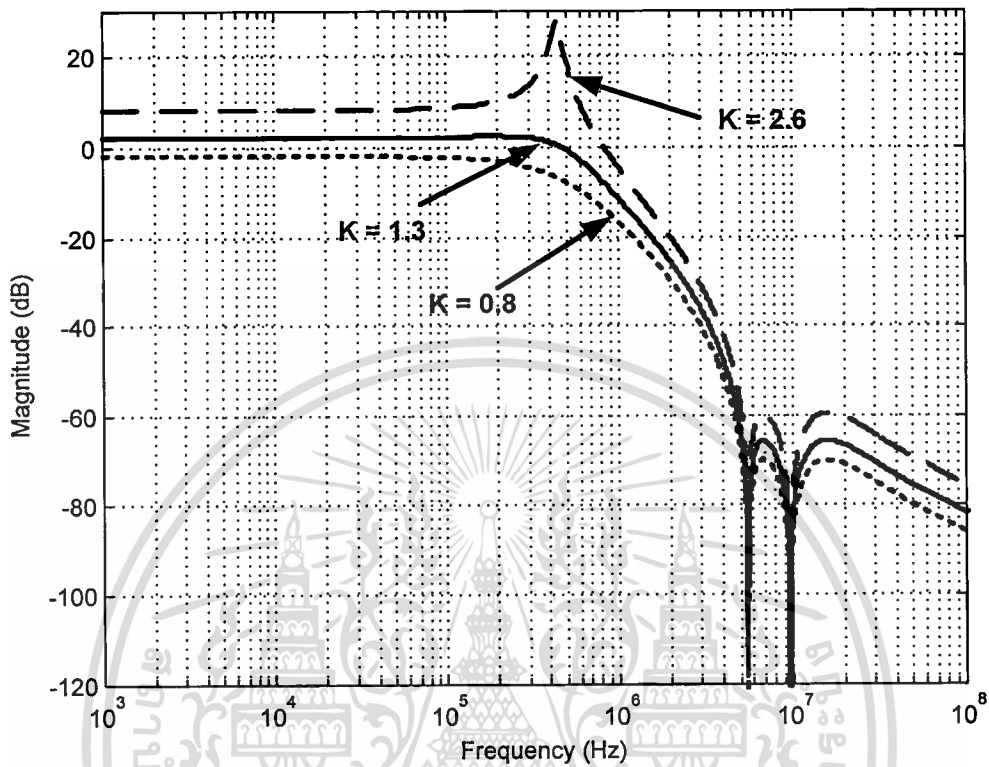
จากสมการที่ (4.19) เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่จะได้ ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของคุณลักษณะของ K_C วิกฤต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอ จะมีค่า K_C วิกฤตเท่ากับ แสดงว่าวงจรกรองความถี่ต่ำนี้ สามารถปรับเปลี่ยนค่า K ได้จน $K = 2.5842$ ซึ่งถ้าวงจรนี้มีค่า K มากกว่านี้จะให้ผลการตอบสนองที่ไม่ดีนัก ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำเมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่า K

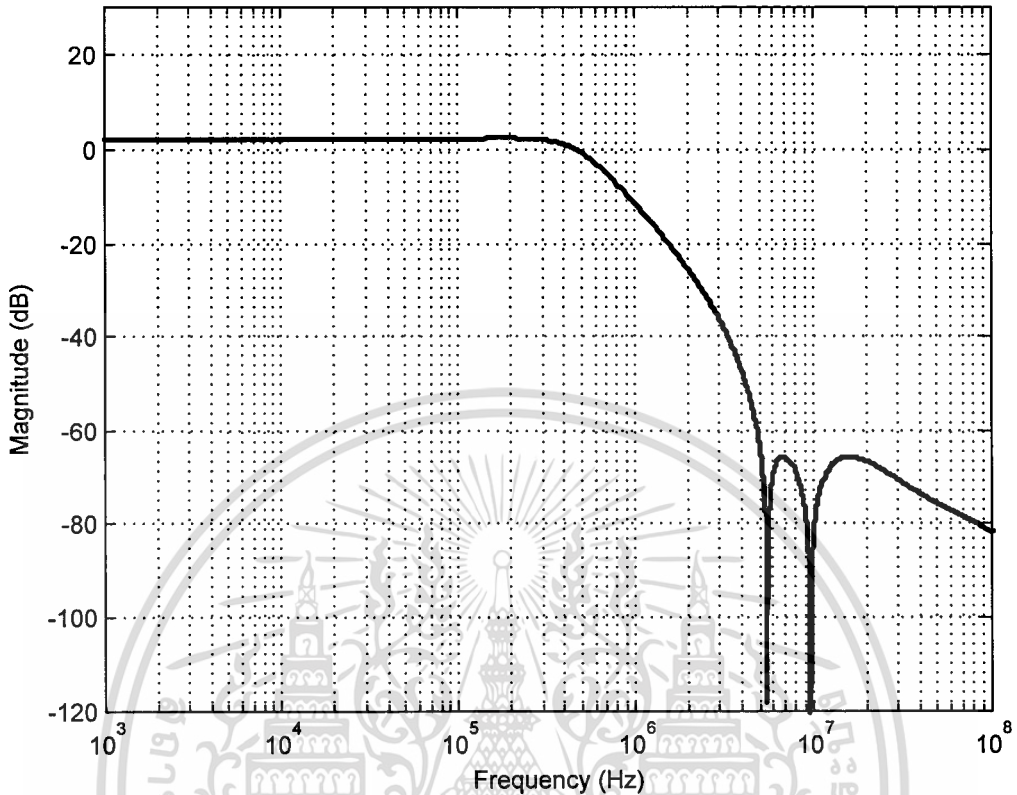
จากรูปที่ 4.8 ผลการตอบสนองที่ได้แสดงให้เห็น เมื่อ K มีค่ามากกว่า 2.5842 จากรูปคือ เส้นที่มีอัตราขยายค่าเท่ากับ 2.6 จะทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่เกิดพีก (peak) ซึ่งถือว่า วงจรกรองความถี่ต่ำ เริ่มไม่มีเสถียรภาพ และจากการพิจารณาจะได้ค่า K ที่เหมาะสมคือ $K = 1.3$

จากการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_1 &= R_2 = 200 K\Omega \\
 C_{10} &= 143.587 pF, C_{20} = 82.05 pF \\
 C_{11} &= 31.395 pF, C_{21} = 17.94 pF \\
 C_{12} &= 0.0174 pF, C_{22} = 0.01 pF \\
 \alpha_{11} &= \alpha_{21} = 0.1794 \\
 \alpha_{12} &= \alpha_{22} = 0.0001 \\
 K &= 1.3
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

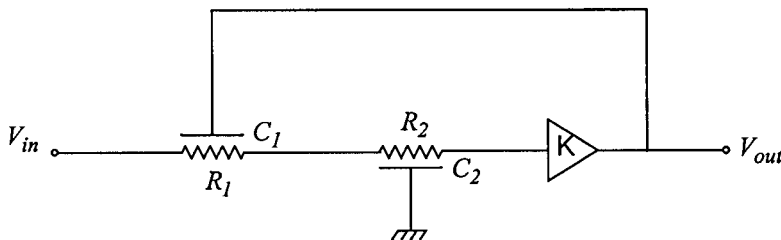
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ และค่าตัวอุปกรณ์ไปแทนในสมการทรานส์เฟออร์ฟังก์ชัน เพื่อหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



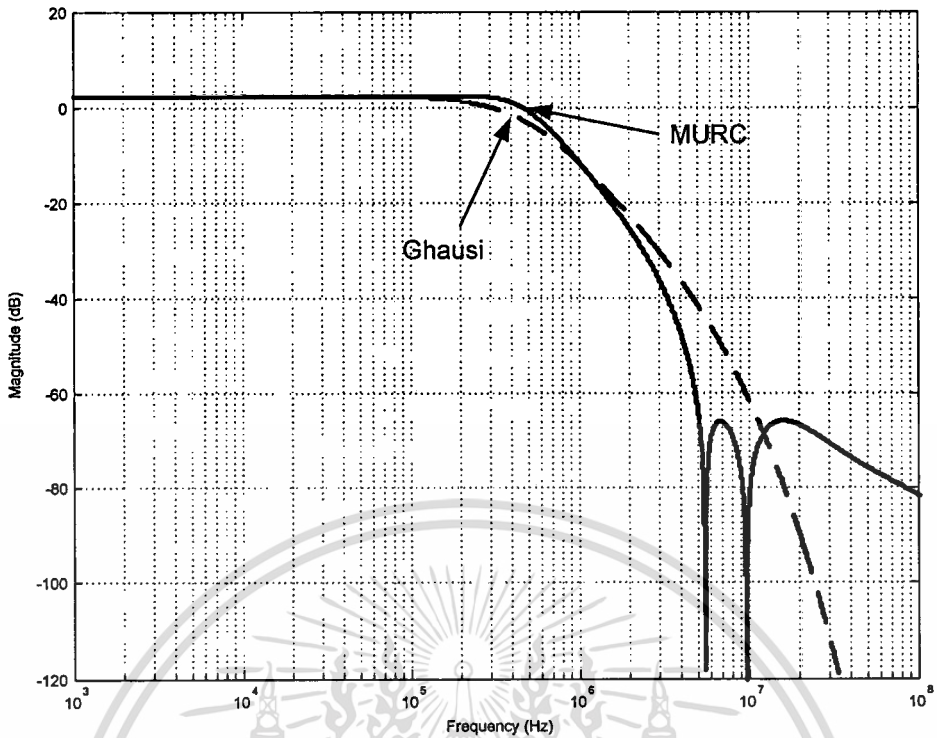
รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟ ที่ใช้ตัว TURC

จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอ มีผลการตอบสนองทางความถี่ในช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบ มีอัตราความชันที่สูง และในช่วงสตอปแบนด์มีค่า attenuation ที่ต่ำมาก เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเดิมที่ใช้ตัว URC หรือที่เรียกว่าแบบ Ghausi ดังรูปที่ 4.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอมีผลการตอบสนองที่ดีกว่าแบบที่ใช้ URC ทั้งทางด้านอัตราความชันที่สูงกว่า และค่า attenuation ที่ต่ำกว่ามาก ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Ghausi

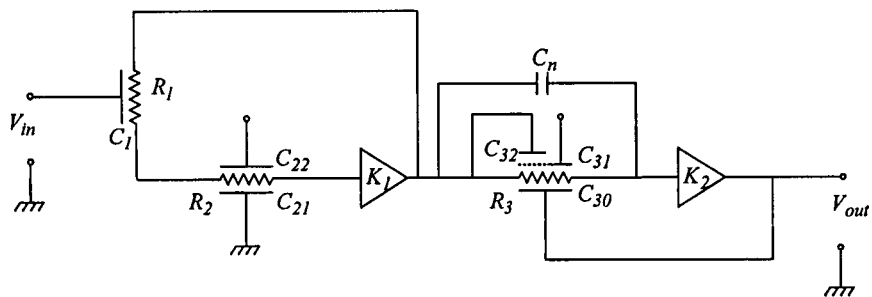
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ตัว TURC และ แบบ Ghausi

4.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่จะนำเสนอต่อไปนี้ จะเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ เพื่อให้ได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีช่วงผลการตอบสนองทางความถี่ที่แคบมากขึ้น ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะนอตช์ โดยใช้ตัว DURC คู่ร่วมกับวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่าน (Notch Filter) ที่ใช้ตัว TURC ก็จะได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ดังรูปที่ 4.12



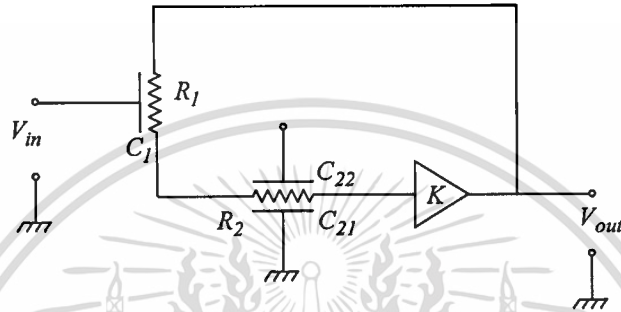
รูปที่ 4.12 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ โดยใช้ MURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.12 จะแบ่งการออกแบบออกเป็น 2 ส่วนคือ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัว DURC กับวงจรกรองห้ามแถบความถี่ที่ใช้ตัว MURC

4.2.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัว DURC

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัว DURC [17] เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่อาศัยคุณสมบัติของตัว DURC ที่ทำให้วงจรกรองความถี่มีลักษณะแบบนอตช์ เพื่อทำให้วงจรกรองผ่านแถบความถี่มีช่วงแบนด์วิดท์ที่แคบมากขึ้น โดยมีวงจรงดรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัว DURC

ซึ่งสามารถหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรได้ ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(\cosh P_1 - 1)\{\alpha \sinh P_2 - (1 - \alpha)P_2\}K}{(1 - \alpha)P_2 [\cosh P_1 \cosh P_2 - K] + (1 - \alpha) \frac{R_1}{R_2} \frac{P_2^2}{P_1} \sinh P_1 \sinh P_2 + \alpha (\cosh P_1 - K) \sinh P_2} \quad (4.21)$$

$$\text{โดยที่ } \alpha = \frac{C_{22}}{C_{21} + C_{22}},$$

$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_1}, \quad P_2 = \sqrt{SR_2 C_{12}},$$

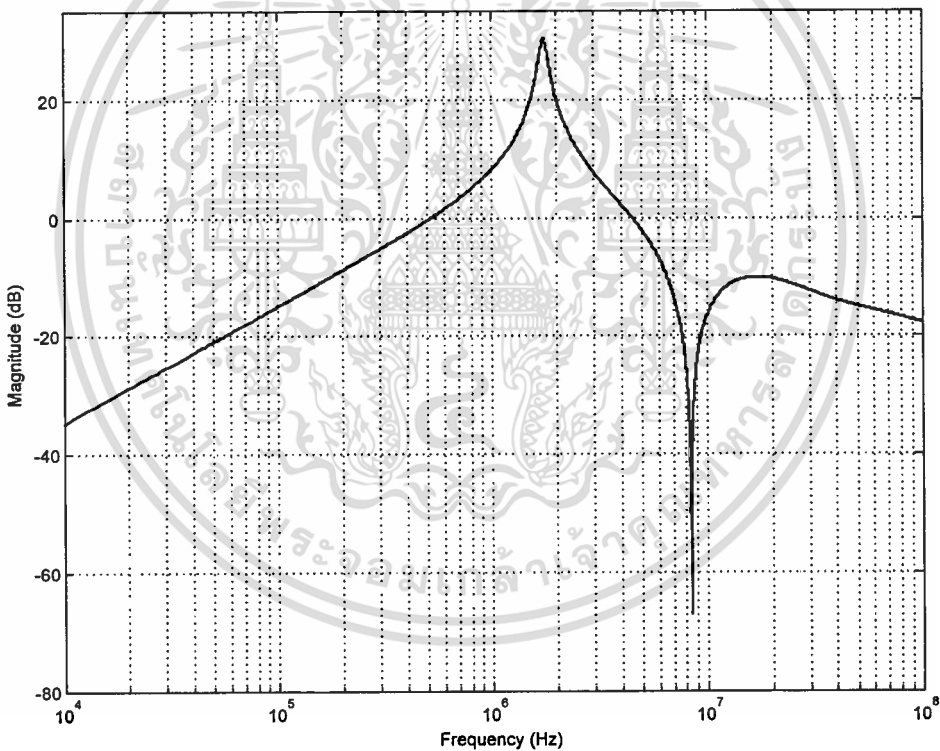
$$C_{12} = C_{21} + C_{22},$$

เมื่อ R_1 , C_1 เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว DURC, R_2 , C_{12} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว DURC และ K เป็นอัตราขยายของวงจร

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน เมื่อทำการพิจารณาถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรดังกล่าว
พิจารณาพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่
เหมาะสม ดังต่อไปนี้

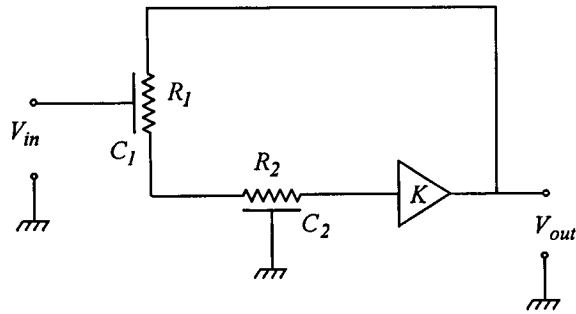
$$\begin{aligned}
 R_1 = R_2 &= 500K\Omega, \\
 C_1 &= 50pF, \\
 C_{21} &= 37.7476pF, \\
 C_{22} &= 8.2524pF, \\
 \alpha &= 0.1794, \\
 K &= -12
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

และมีผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร ดังรูปที่ 4.14



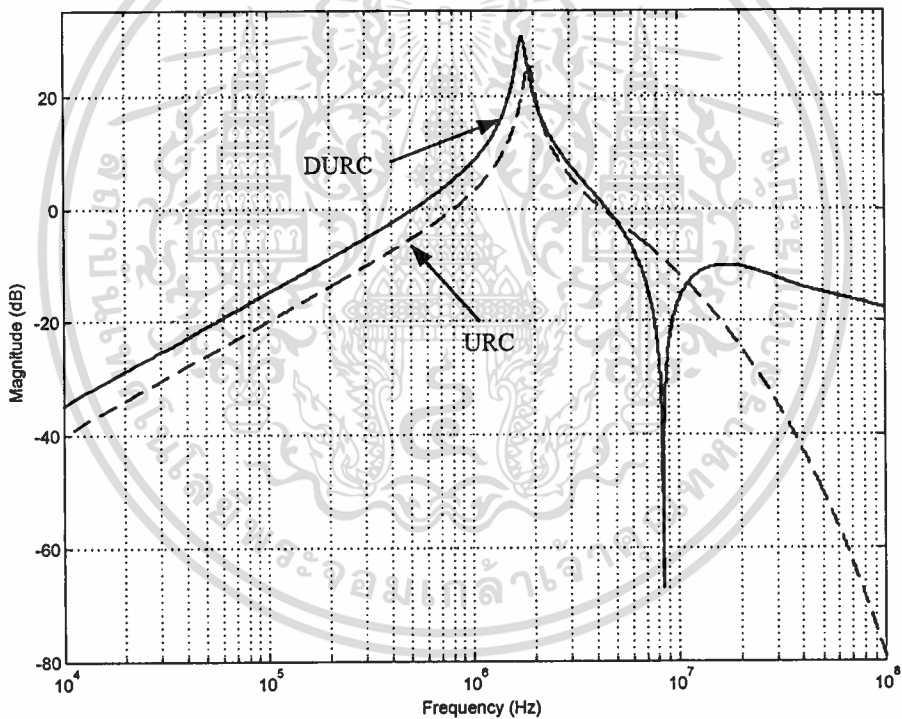
รูปที่ 4.14 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ DURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC

จากรูปที่ 4.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอนี้ เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ URC ดังรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่า วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ มีผลการตอบสนองที่ดีกว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC ดังรูปที่ 4.16

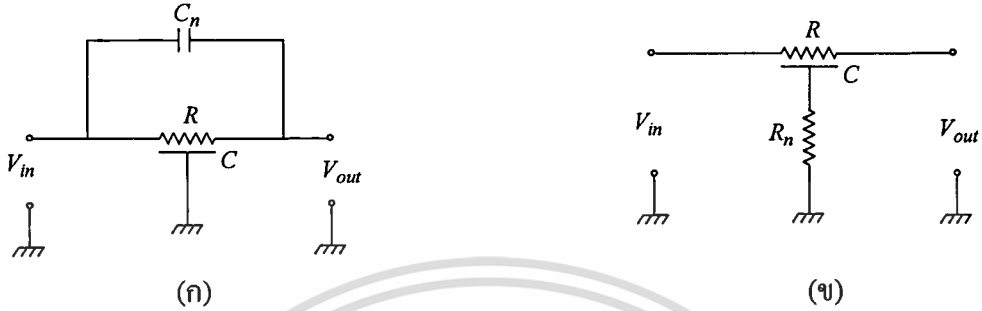


รูปที่ 4.16 ผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

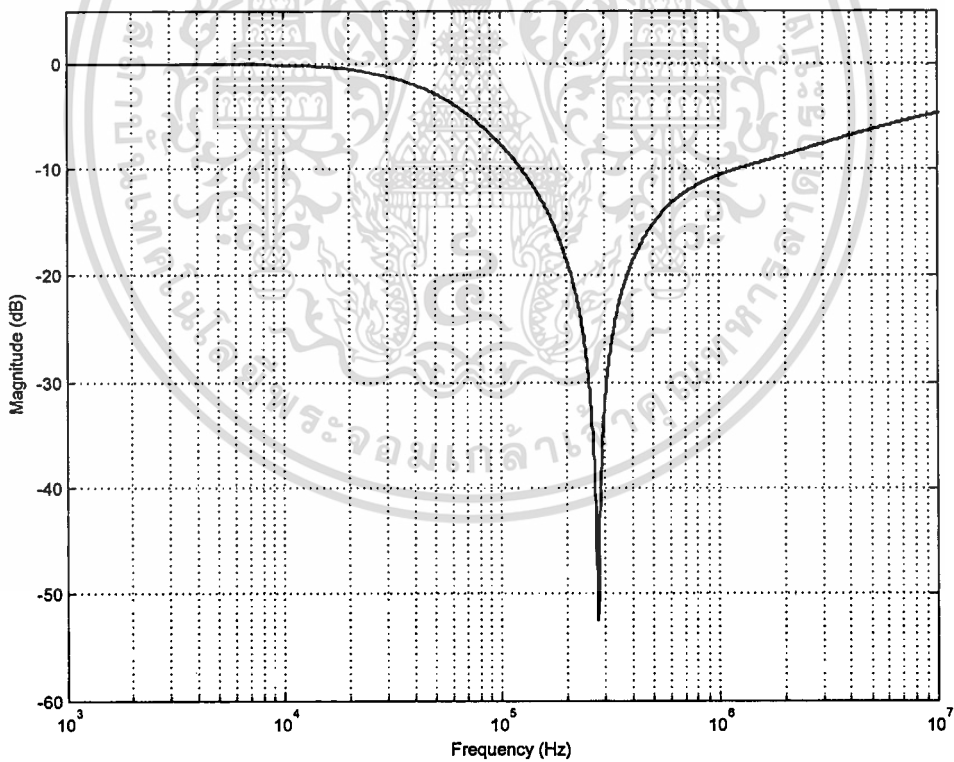
จากรูปที่ 4.16 เมื่อทำการวัดค่า Q และ BW จะได้ว่า วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ DUTC จะมีค่า $Q = 42.34$ และ $BW = 40\text{KHz}$ ที่ $K = -11$ มีค่ามากกว่า แบบที่ใช้ URC ซึ่งมีค่า $Q = 39.54$ และ $BW = 52\text{KHz}$ ที่ $K = -11$ แสดงว่า วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ DUTC มีผลตอบสนองดีกว่าแบบ URC

4.2.2 วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านโดยใช้ตัว TURC

ในการออกแบบวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ใช้ URC [18] นั้นจะเป็นการนำเอาตัวอุปกรณ์ประเภท C และ R มาต่อร่วมกับ URC ซึ่งจะทำให้วงจรมีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 วงจรกรองความถี่ที่ให้คุณลักษณะแบบนอตช์



รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.17 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ดังสมการ (4.23)

$$T(P) = \frac{\beta + P \sinh P}{\beta \cosh P + P \sinh P} \quad (4.23)$$

โดยที่ $\beta = R/R_n = C/C_n$ และ $P = \sqrt{SRC}$

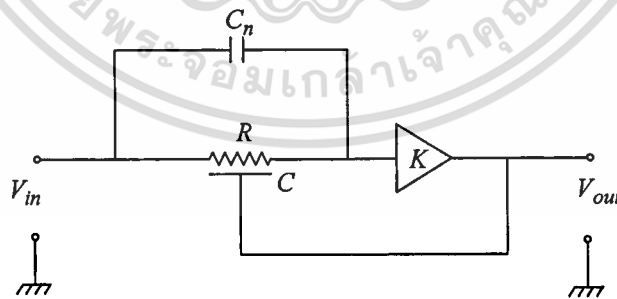
เมื่อ R และ C เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของตัว URC ส่วน R_n และ C_n เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุนอกที่นำมาต่อกับ URC โดยจากวงจรในรูปที่ 4.17 มีผลการตอบสนองดังรูปที่ 4.18

โดยในวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ใช้ตัว URC จะมีลักษณะรูปแบบการต่อวงจรแบบรูปที่ 4.17 (ก) ดังรูปที่ 4.19 ซึ่งมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการที่ (4.24)

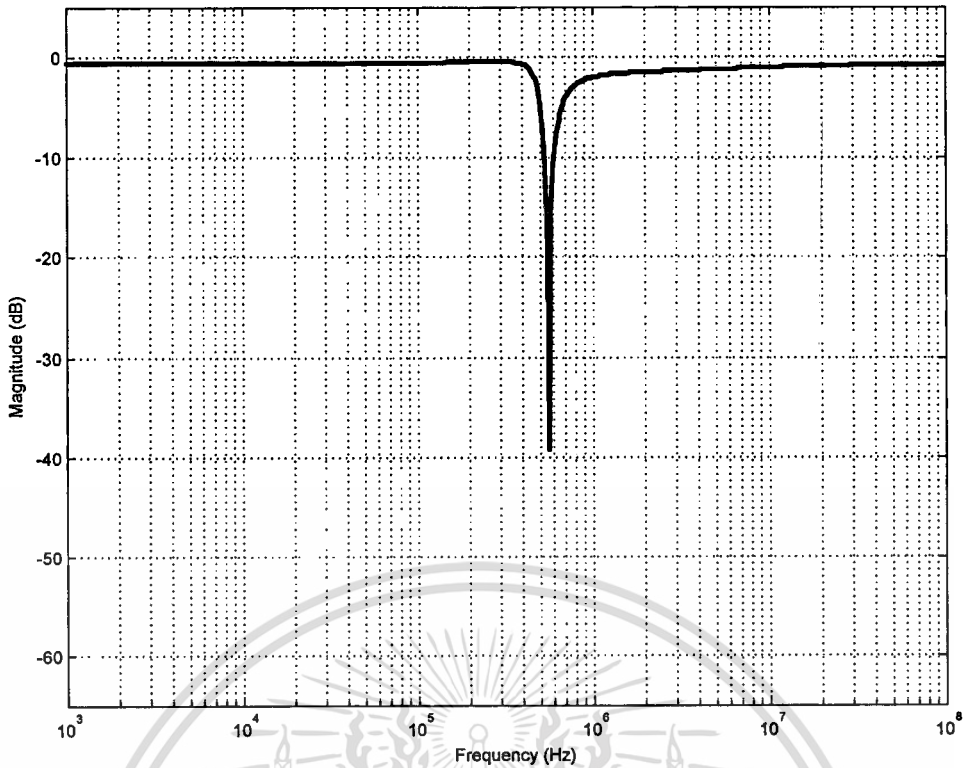
$$T(P) = \frac{\{\beta + P \sinh P\}K}{(1-K)\beta \cosh P + K\beta + P \sinh P} \quad (4.24)$$

โดยที่ $\beta = C/C_n$, $P = \sqrt{SRC}$ และ K เป็นอัตราขยายของวงจร

เมื่อ R และ C เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของตัว URC และ C_n เป็นตัวเก็บประจุนอกที่นำมาต่อกับ URC

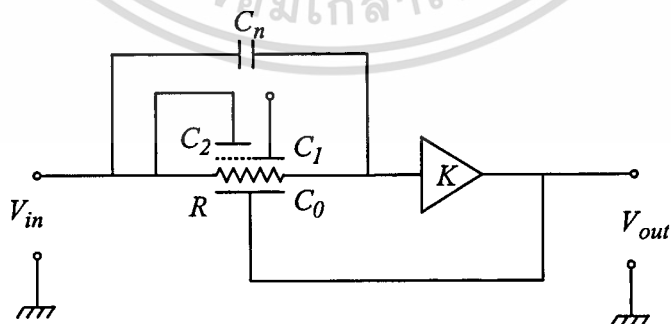


รูปที่ 4.19 วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC



รูปที่ 4.20 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.19

และเมื่อทำการวิเคราะห์หาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.19 จะได้ว่า วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ใช้ URC จะเป็นวงจรที่ให้ผลการตอบสนองค่อนข้างดี แต่ไม่ดีเท่าที่ควร ดังรูปที่ 4.20 จึงได้มีการพัฒนามาเป็นวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ตัว TURC แทนตัว URC ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างของวงจรเช่นเดียวกับวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบ URC โดยวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบ TURC แสดงได้ดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 วงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรสามารถหาพารามิเตอร์ฟังก์ชันได้ว่า

$$T(P) = \frac{\left\{ (1-\alpha_{11})P \sinh P + 2\alpha_{11}(\cosh P - 1) + \frac{\alpha_{11}\beta \sinh P}{P} + \alpha_{12}\beta \left[\cosh P + \frac{1-(\alpha_{11}+\alpha_{12})}{\alpha_{12}} \right] \right\} K}{(1-\alpha_{11})P \sinh P + 2\alpha_{11}(\cosh P - 1) + \frac{\alpha_{11}\beta(\sinh P - P \cosh P)}{P} + \{1-(\alpha_{11}+\alpha_{12})\}\lambda} \quad (4.25)$$

$$\text{เมื่อ } \lambda = \beta \left\{ \left[\frac{1-\alpha_{11}}{1-(\alpha_{11}+\alpha_{12})} - K \right] \cosh P + K \right\}$$

$$\alpha_{11} = \frac{C_{11}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}}, \quad \alpha_{12} = \frac{C_{12}}{C_{10} + C_{11} + C_{12}},$$

$$P = \sqrt{SRC_{11}}, \quad C_{11} = C_{10} + C_{11} + C_{12},$$

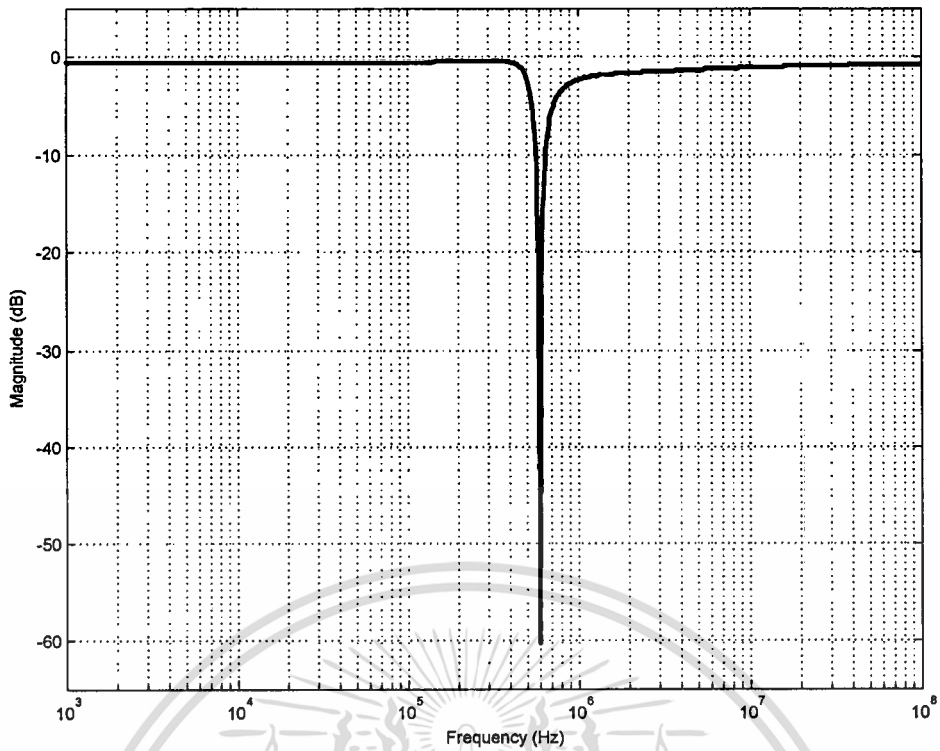
$$\beta = C/C_n \text{ และ } K \text{ เป็นอัตราขยายของวงจร}$$

เมื่อ R , C_{11} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว TURC และ C_n เป็นตัวเก็บประจุภายนอก

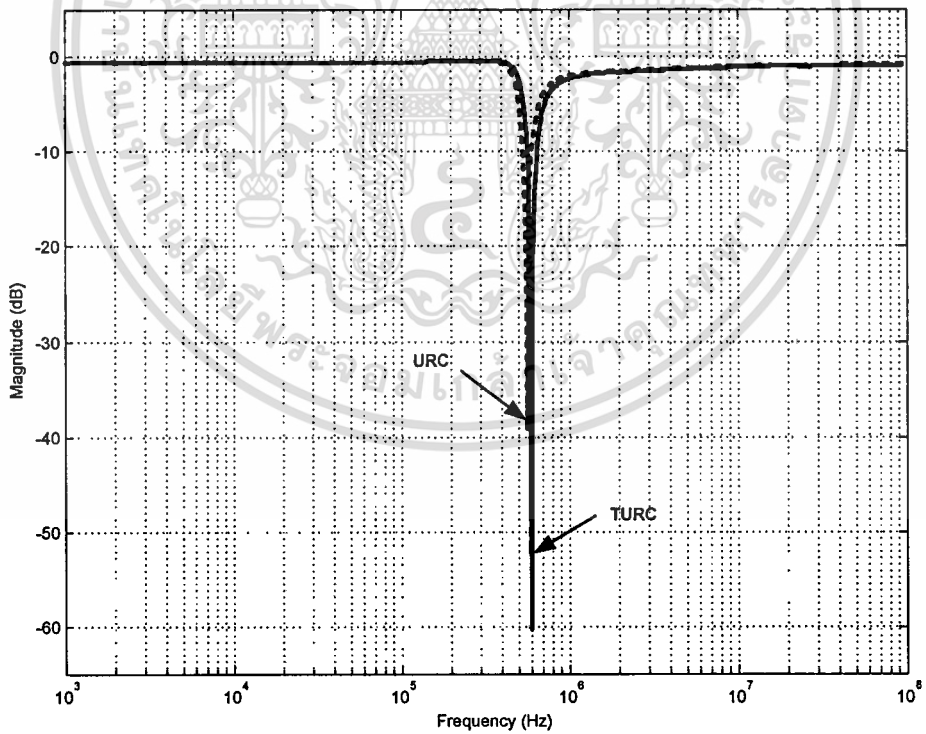
และจากการออกแบบจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมดังสมการ (4.26) ซึ่งเมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่ได้ ดังรูปที่ 4.22

$$\begin{aligned} R &= 250K\Omega \\ C_{10} &= 481.25 pF, \\ C_{11} &= 18.5 pF, \\ C_{12} &= 0.25 pF, \\ \alpha_{11} &= 0.037 \\ \alpha_{12} &= 0.0005 \\ K &= 0.94 \end{aligned} \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ตัว TURC

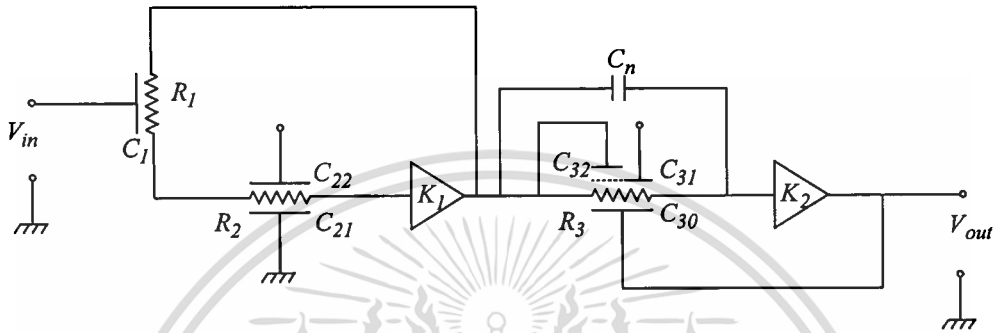


รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.22 กับวงจรที่ใช้ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการเปรียบเทียบผลการตอบสนองระหว่างวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ตัว URC กับแบบที่ใช้ TURC ซึ่งเป็นแบบที่ได้นำเสนอนั้น จะเห็นได้ว่าวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ได้นำเสนอ จะมีผลการตอบสนองที่ดีกว่าแบบที่ใช้ URC ดังรูปที่ 4.23

ดังนั้นเมื่อนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ตัว DURC และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ TURC มาต่อวงจรรวมกันดังรูปที่ 4.24 จะได้เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ 2 ความถี่ ซึ่งมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการ (4.27)



รูปที่ 4.24 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ 2 ความถี่

$$T(P) = T_1(P) \times T_2(P) \quad (4.27)$$

เมื่อ

$$T_1(P) = \frac{(\cosh P_1 - 1) \{ \alpha \sinh P_2 - (1 - \alpha_1) P_2 \} K_1}{(1 - \alpha_1) P_2 [\cosh P_1 \cosh P_2 - K_1] + (1 - \alpha_1) \frac{R_1 P_2^2}{R_2 P_1} \sinh P_1 \sinh P_2 + \alpha_1 (\cosh P_1 - K_1) \sinh P_2}$$

และ

$$T_2(P) = \frac{\left\{ (1 - \alpha_{21}) P_3 \sinh P_3 + 2\alpha_{21} (\cosh P_3 - 1) + \frac{\alpha_{31} \beta \sinh P_3}{P_3} + \alpha_{22} \beta \left[\cosh P_3 + \frac{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})}{\alpha_{22}} \right] \right\} K_3}{(1 - \alpha_{21}) P_3 \sinh P_3 + 2\alpha_{21} (\cosh P_3 - 1) + \frac{\alpha_{21} \beta (\sinh P_3 - P_3 \cosh P_3)}{P_3} + \{ 1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22}) \} \lambda}$$

$$\text{เมื่อ} \quad \lambda = \beta \left\{ \left[\frac{1 - \alpha_{21}}{1 - (\alpha_{21} + \alpha_{22})} - K_2 \right] \cosh P_3 + K_2 \right\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่ } \alpha_1 = \frac{C_{22}}{C_{21} + C_{22}}, \alpha_{21} = \frac{C_{31}}{C_{30} + C_{31} + C_{32}}, \alpha_{22} = \frac{C_{32}}{C_{30} + C_{31} + C_{32}}, \beta = C_{13}/C_n$$

$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_1}, P_2 = \sqrt{SR_2 C_{12}}, P_3 = \sqrt{SR_3 C_{13}}$$

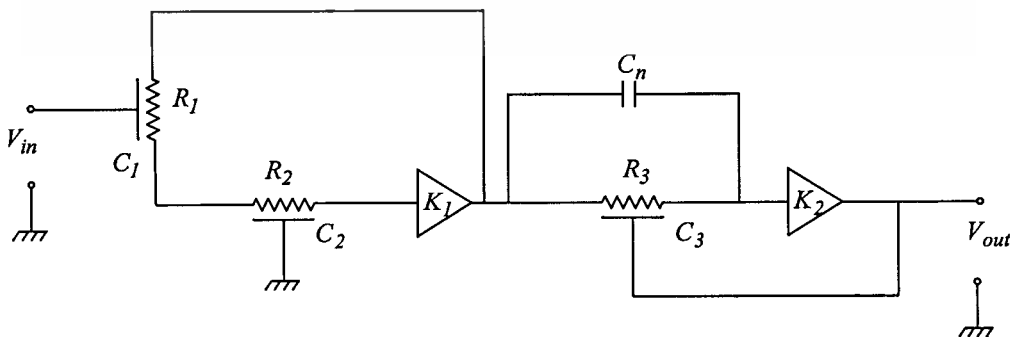
$$C_{12} = C_{21} + C_{22}, C_{13} = C_{30} + C_{31} + C_{32},$$

K_1 และ K_2 เป็นอัตราขยายของวงจร

เมื่อ R_1, C_1, R_2, C_{12} และ R_3, C_{13} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว URC, DURC และ TURC ตามลำดับ และ C_n เป็นค่าตัวเก็บประจุภายนอก

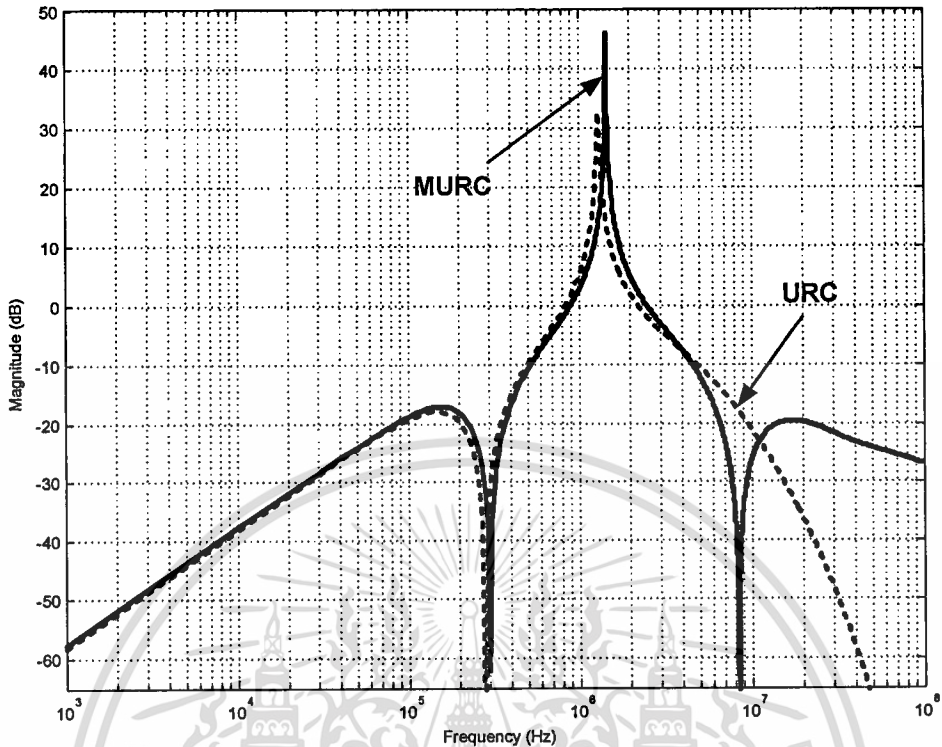
จากการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ตัว DURC และวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ TURC จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ที่เหมาะสม ดังสมการ (4.28) ซึ่งจะทำให้การหาผลตอบสนองทางความถี่โดยเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์โดยใช้ตัว URC ดังรูปวงจรที่ 4.25 และรูปการเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ ดังรูปที่ 4.26

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_3 = 500K\Omega, \\ C_1 &= 50pF, \\ C_{21} &= 37.7476pF, C_{22} = 8.2524pF, \\ C_{30} &= 481.25pF, C_{31} = 18.5pF, C_{32} = 0.25pF \\ C_n &= 24.485pF \\ \alpha_1 &= 0.1794, \alpha_{21} = 0.037, \alpha_{22} = 0.0005, \beta = 20.4202 \\ K_1 &= -12, K_2 = 0.7 \end{aligned} \quad (4.28)$$



รูปที่ 4.25 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์โดยใช้ตัว URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

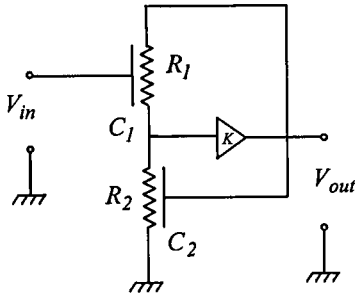


รูปที่ 4.26 ผลการเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

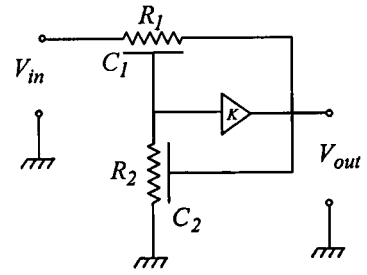
จากรูปที่ 4.26 เมื่อทำการวัดหาค่า Q และ BW ของวงจรทั้งสองจะได้ว่า วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ MURC มีค่า $Q = 185.8974$ และมีค่า $BW = 7.9\text{KHz}$ และวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ URC มีค่า $Q = 127.7228$ และมีค่า $BW = 12.1\text{KHz}$ ที่อัตราการขยายเดียวกัน คือ $K = -12$ แสดงว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ MURC มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าแบบ URC เนื่องจากประสิทธิภาพในวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะพิจารณาในเรื่องของแบนด์วิดท์และค่า Q เป็นสิ่งสำคัญ กล่าวคือวงจรกรองผ่านความถี่ที่ดีจะต้องมีค่า Q ที่สูงและมีค่า BW ที่ต่ำเมื่อเทียบกับที่อัตราการขยาย K เดียวกัน

4.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่สูง

เดิมวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC ที่แสดงได้ดังรูปที่ 4.27 (ก) และ (ข) ซึ่งมีผลการตอบสนองทางความถี่ดังรูปที่ 4.28

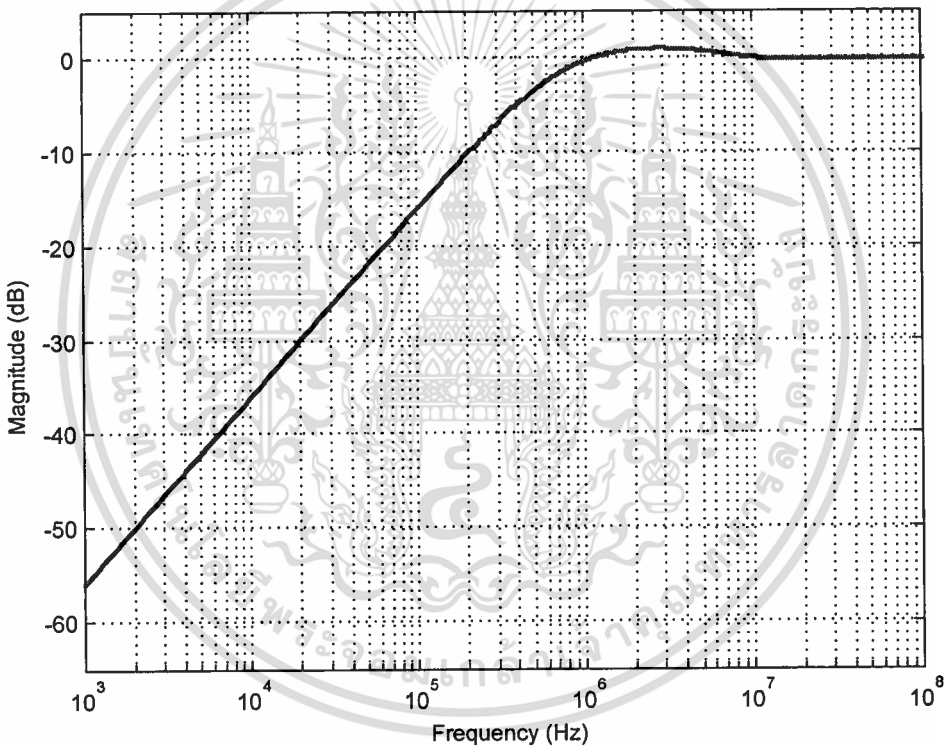


(ก)



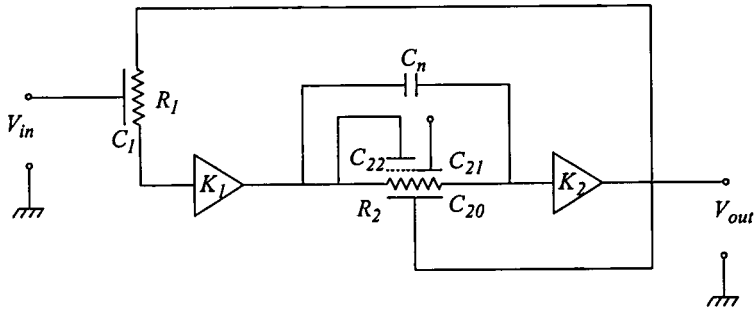
(ข)

รูปที่ 4.27 วงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ตัว URC



รูปที่ 4.28 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC

จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC นั้น จะให้ผลการตอบสนองทางความถี่ได้ไม่ดีเท่ากับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ URC ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำเอาตัว TURC ซึ่งมีคุณลักษณะแบบนอตซ์มาต่อกับวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC 1 ตัว ซึ่งจะได้วงจรกรองความถี่สูงที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ [19] โดยใช้ตัว TURC ดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 วงจรกรองความถี่สูงที่มีคุณลักษณะแบนนอตช์ โดยใช้ตัว TURC

ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูงแบบที่มีคุณลักษณะแบนนอตช์โดยใช้ตัว TURC สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-(\cosh P_1 - 1) \left\{ (1 - \alpha_1) P_2 \sinh P_2 + 2\alpha_1 (\cosh P_2 - 1) + \frac{\alpha_2 \beta \sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} K_1 K_2}{\gamma K_1 K_2 + \cosh P_1 \left\{ \frac{\alpha_1 \beta (P_2 \cosh P_2 - \sinh P_2)}{P_2} + \delta \right\}} \quad (4.29)$$

เมื่อ

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

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

$$\delta = \cosh P_1 \left\{ \frac{\alpha_1 \beta (P_2 \cosh P_2 - \sinh P_2)}{P_2} + \{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)\} \vartheta \right\}$$

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

$$\alpha_1 = \frac{C_{21}}{C_{20} + C_{21} + C_{22}}, \quad \alpha_2 = \frac{C_{22}}{C_{20} + C_{21} + C_{22}}, \quad \beta = C_{i2} / C_n$$

$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_1}, \quad P_2 = \sqrt{SR_2 C_{i2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

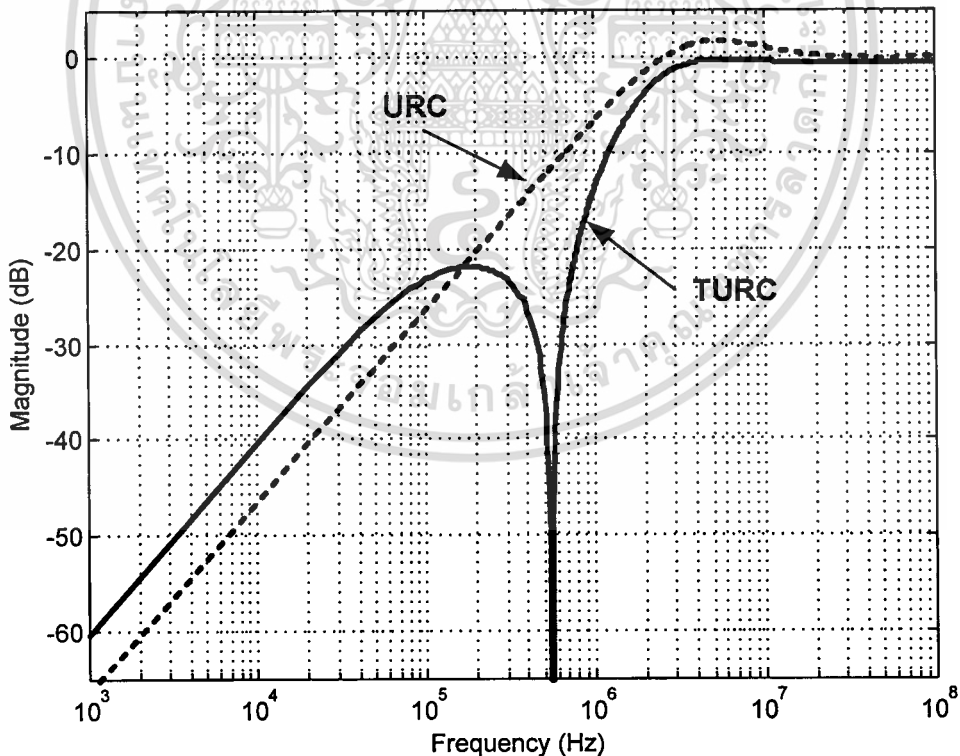
$C_{12} = C_{20} + C_{21} + C_{22}$, K_1 และ K_2 เป็นอัตราขยายของวงจร

เมื่อ R_1 , C_1 และ R_2 , C_{12} เป็นค่าความต้านรวมและค่าตัวเก็บประจุรวมของตัว URC และ TURC ตามลำดับ และ C_n เป็นค่าตัวเก็บประจุภายนอก

และจากการออกแบบจะได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 30K\Omega, R_2 = 62K\Omega, \\
 C_1 &= 30pF, \\
 C_{20} &= 2117.5pF, C_{21} = 81.4pF, C_{22} = 1.1pF \\
 C_n &= 24.485pF \\
 \alpha_1 &= 0.037, \alpha_2 = 0.0005, \beta = 20.4202 \\
 K_1 &= 0.99, K_2 = 0.94
 \end{aligned}
 \tag{4.30}$$

จากสมการที่ (4.29) และ (4.30) เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่เทียบกับวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC ดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC กับวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ตัว TURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร

การวิเคราะห์เสถียรภาพ(Stabilities) ของวงจร นั้นถือได้ว่าเป็นเรื่องสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ทำให้เราทราบถึงขอบเขตการทำงานของวงจรมีความสำคัญ โดยจะทำการพิจารณาจากสมการคุณลักษณะ โดยทั่วไปแล้วเสถียรภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยในวิชานี้บทนี้จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรด้วยเทคนิคของไนควิสต์ไดอะแกรม (Nyquist Diagram) ซึ่งมีหลักการตรงที่จะนำรากของสมการคุณลักษณะ หรืออาจกล่าวได้ว่านำสมการตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน มาทำการหาเส้นทางเดินของไนควิสต์ ในระนาบ S-Plane ซึ่งวงจรมีเสถียรภาพ จะต้องมีการตัดรากของสมการคุณลักษณะของวงจรมีค่าจริงของระนาบ และมีเส้นทางเดินของไนควิสต์ที่ปิดล้อมจุดกำเนิด (Origin)

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรมองความถี่แบบแอมพลิจูดที่ใช้ตัว MURC นั้นเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงให้มาอยู่ในรูปของ P-Plane แทน โดยสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ได้ว่า

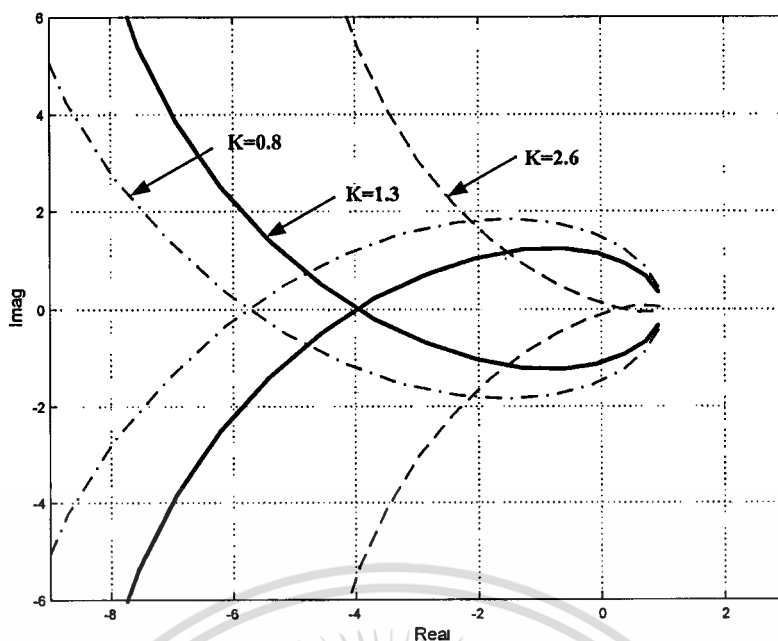
$$T(P) = \frac{N_0 + N_1P + N_2P^2 + \dots + N_mP^m}{D_0 + D_1P + D_2P^2 + \dots + D_nP^n} \quad (4.31)$$

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

ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรในวิชานี้จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนตามชนิดของวงจรมองความถี่ คือ วงจรมองความถี่ต่ำ วงจรมองผ่านแถบความถี่ และวงจรมองความถี่สูง

4.4.1 เสถียรภาพของวงจรมองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ตัว TURC

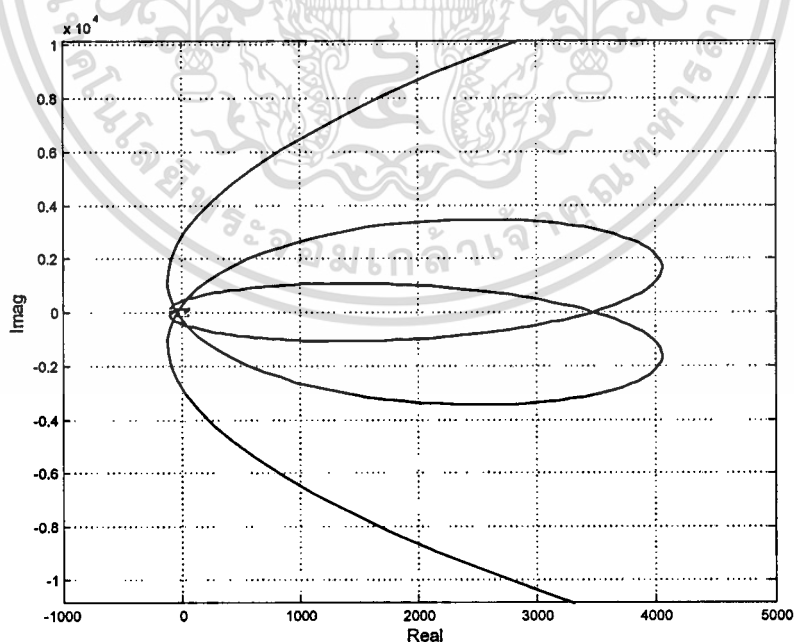
จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมองความถี่ต่ำในสมการ (4.5) จะได้เสถียรภาพของวงจรมองความถี่ต่ำ 4.31 จากรูปเสถียรภาพของวงจรมองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอ ทำให้ทราบได้ว่าวงจรมองความถี่ต่ำนี้จะเสถียรภาพเมื่อ $K < 2.6$ แต่ถ้าวงจรมองความถี่ต่ำมีค่า $K \geq 2.6$ วงจรจะไม่เสถียรภาพ ทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแยกลง



รูปที่ 4.31 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว TURC

4.4.2 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่

เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่สามารถหาได้จาก ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (4.27) ซึ่งจะได้เสถียรภาพของวงจรรูปที่ 4.32



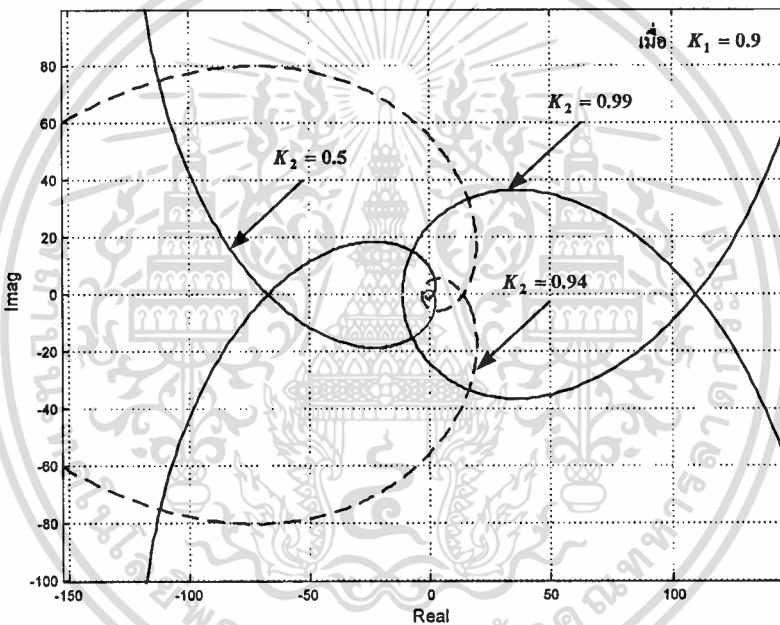
รูปที่ 4.32 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ 2 ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.32 เสถียรภาพของวงจรรองผ่านควมถี่ที่ได้นำเสนอจะมีลักษณะที่ไม่เหมือนกับเสถียรภาพของวงจรรองความถี่ต่ำ เนื่องจากวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอนี้เป็นการนำวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ DURC มาต่อร่วมกับวงจรห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ TURC ทำให้เสถียรภาพของวงจรมีลักษณะเสถียรภาพของทั้งสองวงจรรวมกัน ซึ่งในการวิเคราะห์เสถียรภาพนี้จะมองดูในลักษณะของเส้นทางเดินในควิสต์ที่ยังวนรอบจุดกำเนิดอยู่ให้ถือได้ว่าวงจรมีเสถียรภาพ

4.4.3 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่สูง

เสถียรภาพของวงจรรองความถี่สูง สามารถวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.33 เสถียรภาพของวงจรรองความถี่สูง

จากวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอเป็นการนำวงจรรองห้ามแถบความถี่ผ่านแบบที่ใช้ TURC มาต่อร่วมกับวงจรรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC จึงทำให้วงจรมีตัวขยายอยู่ 2 ตัว นั่นคือ K_1 และ K_2 ดังนั้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรมี จึงขอทำการพิจารณาเสถียรภาพที่กำหนดให้ K_1 คงที่ แล้วทำการปรับเปลี่ยน K_2 จะได้ว่าวงจรรองความถี่สูงจะเริ่มไม่เสถียรภาพเมื่อ $K_2 > 0.94$ เป็นตัวในการพิจารณา

4.5 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์

ค่าความไวของตัวอุปกรณ์เป็นผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวอุปกรณ์ในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุทำให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยในการออกแบบวงจรนั้นจะต้องให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ซึ่งจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่างๆ เช่น ส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำ อายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามสิ่งเหล่านี้ล้วนมีผลทำให้ราคาของวงจรสูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบวงจรจึงต้องมีการหาการวัดค่าความไวของตัวอุปกรณ์ด้วย

โดยความไวของอุปกรณ์ สามารถหาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร ดังนี้

$$S_{X_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \quad (4.32)$$

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละตัวในวงจร

ถ้าแทน S ด้วย $j\omega$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ จะได้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.33)$$

แทนค่าสมการ (4.33) ลงในสมการ (4.32) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.34)$$

จากสมการ (4.34) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} (\theta\omega) \quad (4.35)$$

และจากสมการ (4.35) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.36)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta\omega} \right] \operatorname{Im} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.37)$$

โดยที่สมการ (4.37) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่าความไว ของขนาด $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{|T(j\omega)|} = \operatorname{Re} \left[\frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \right] \quad (4.38)$$

$$= \operatorname{Re} \left[X_i \left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right) \right] \quad (4.39)$$

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

$D(S)$ เป็นโพลีโนเมียลส่วนของ $T(S)$

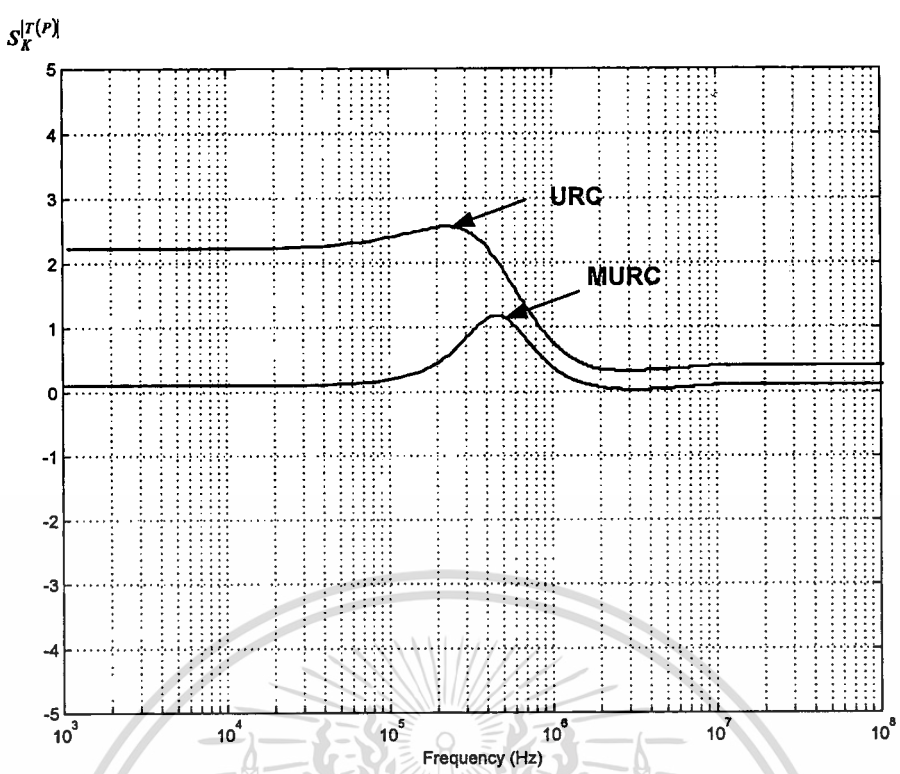
และ

$$N'(S) = \frac{d}{dX_i} N(S), \quad D'(S) = \frac{d}{dX_i} D(S) \quad (4.40)$$

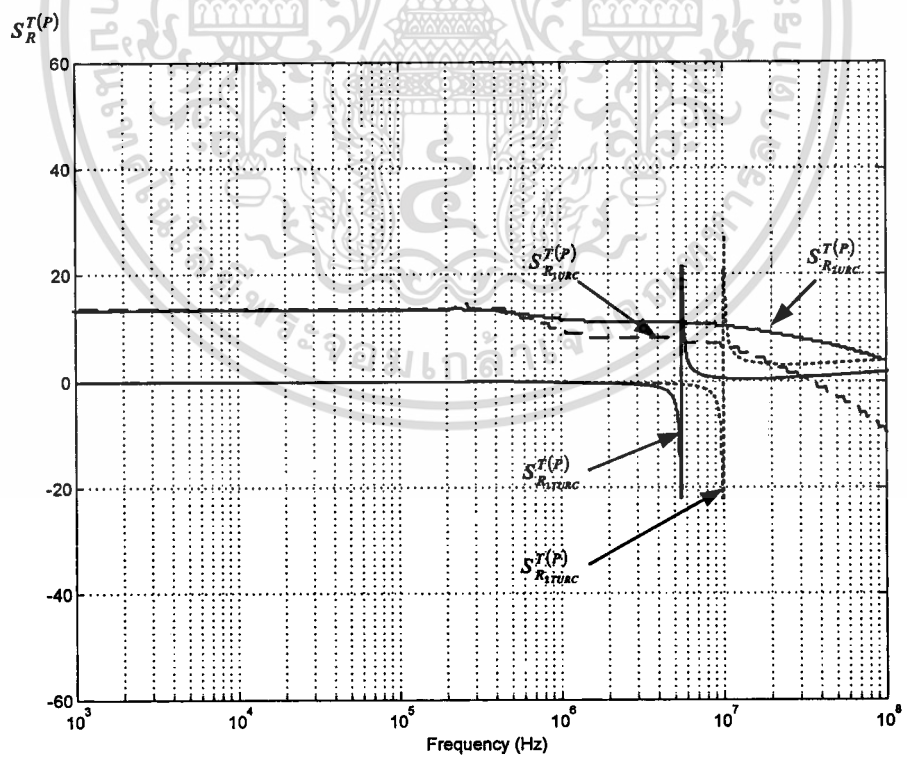
โดยในการวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะแบ่งเป็น 3 ส่วนเหมือนการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร นั่นคือแบ่งตามชนิดของวงจรกรองความถี่อื่นได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองห้ามผ่านแถบความถี่ ซึ่งการวิเคราะห์ค่าความไวในแต่ละวงจรจะทำการเปรียบเทียบกับค่าความไวของวงจรกรองความถี่แบบเดิมด้วย

4.5.1 ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอ สามารถแสดงค่าความไวได้ดังรูปที่ 4.34 ถึง รูปที่ 4.37

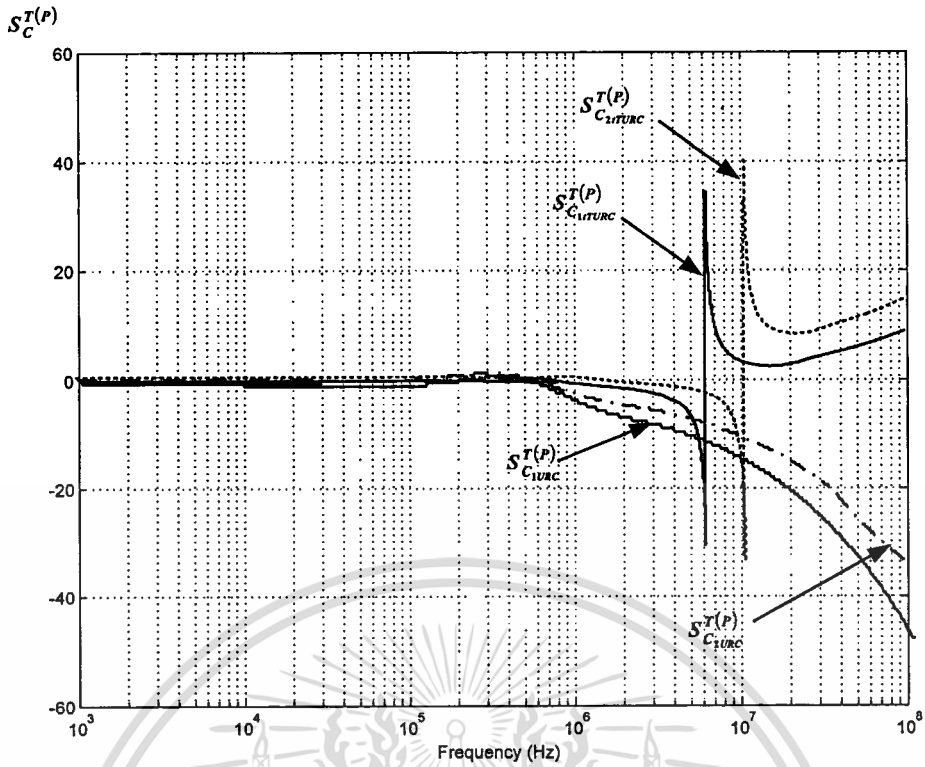


รูปที่ 4.34 ค่าความไว $S_K^T(p)$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

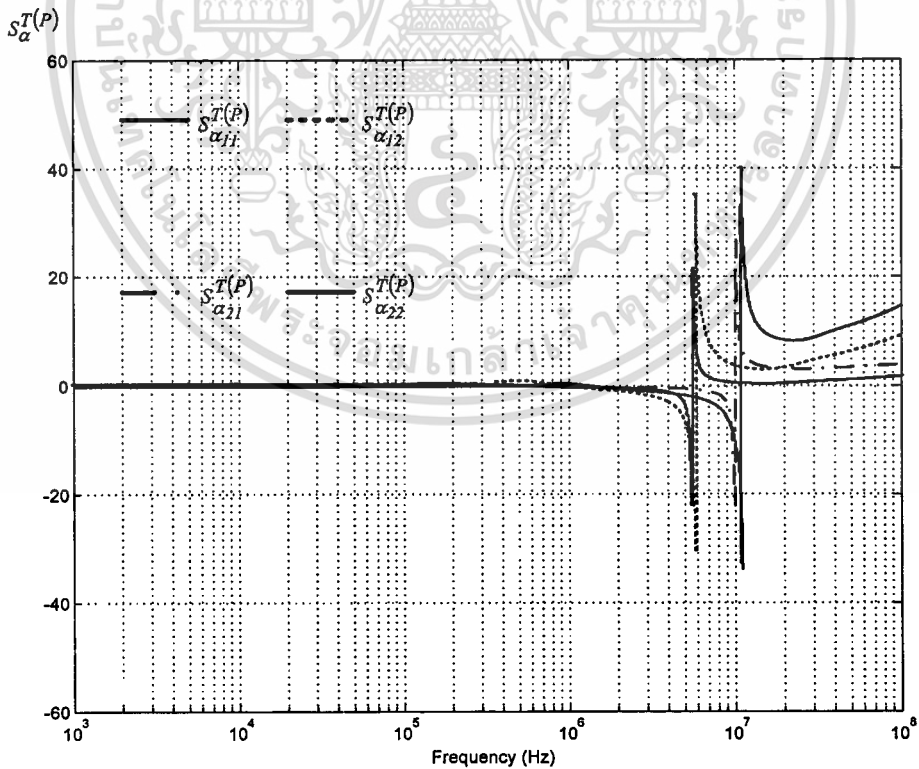


รูปที่ 4.35 ค่าความไว $S_R^T(p)$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 4.37 ค่าความไว $S_\alpha^{T(p)}$ ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

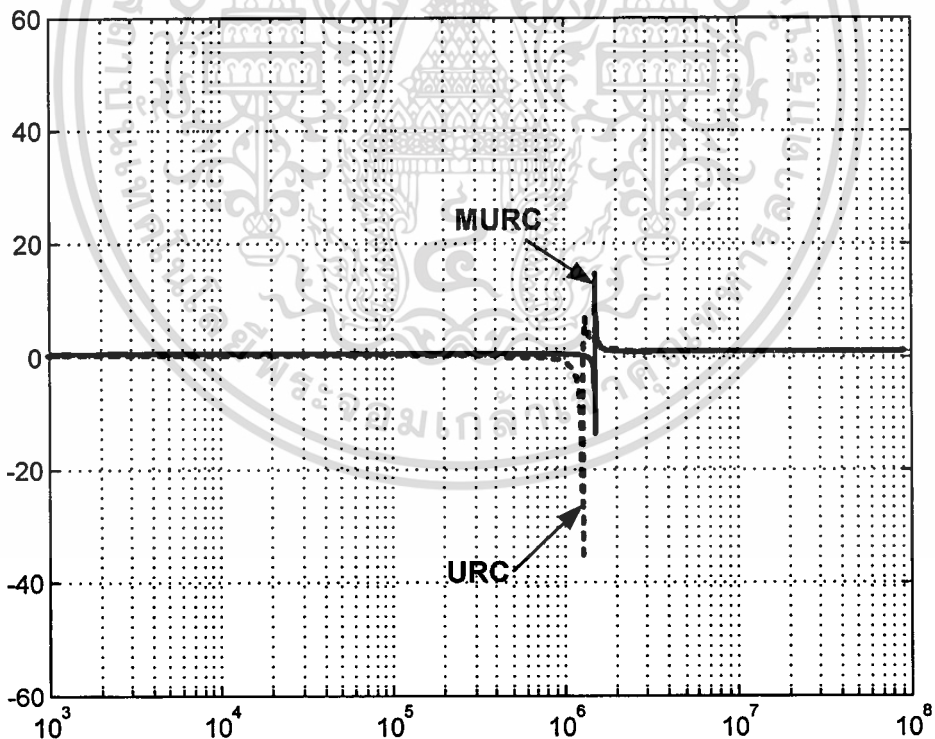
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.34 ถึงรูปที่ 4.36 จะเห็นได้ว่าค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรความถี่ต่ำแบบที่ใช้ MURC จะมีค่าที่ต่ำ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่พาสแบนด์กว่าค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรความถี่ต่ำแบบที่ใช้ URC

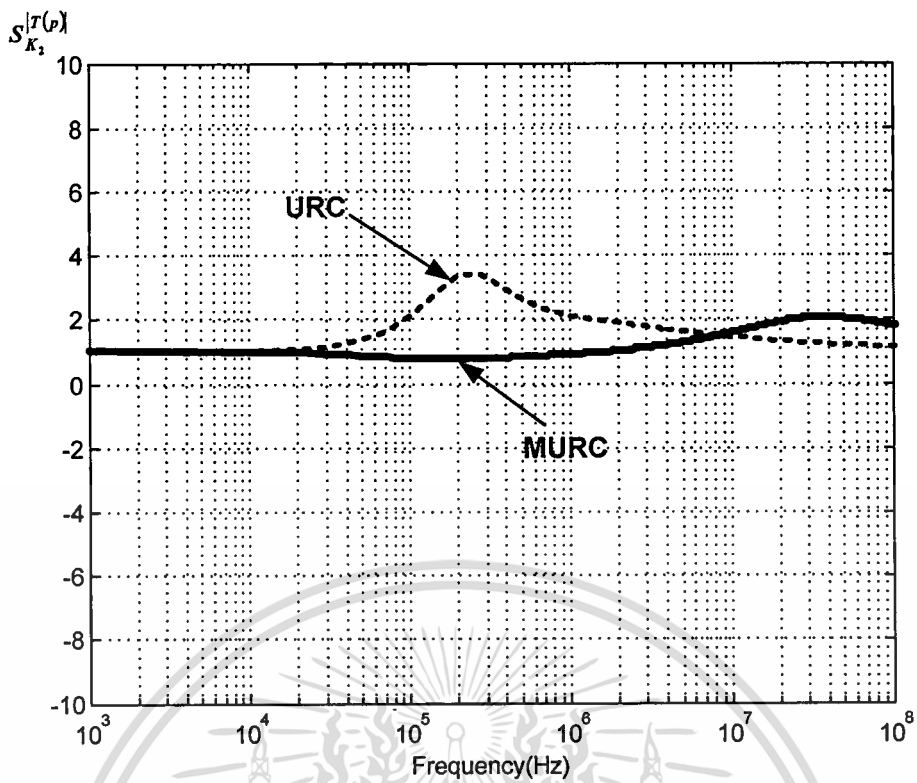
นอกจากนี้แล้ววงจรความถี่ต่ำที่ได้แนะนำยังมีค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ อีกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจากการวิเคราะห์ค่าความไวของพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 4.37 จะมีค่าต่ำและคงที่ตลอดช่วงความถี่พาสแบนด์

4.5.2 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

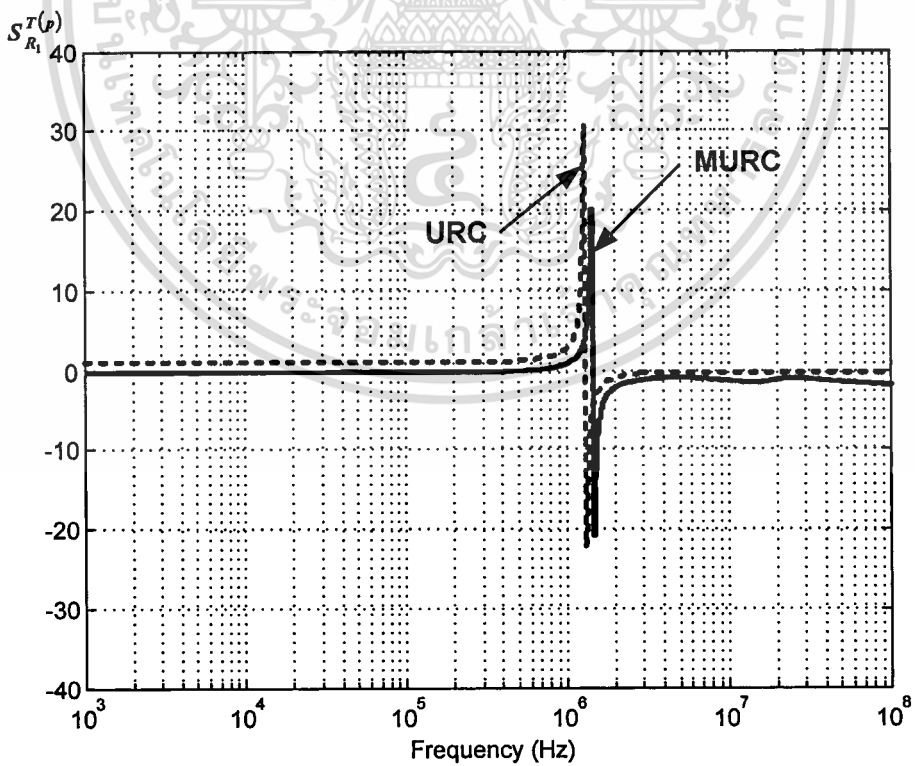
ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่ โดยใช้ตัว MURC ที่เป็นตัวที่ TURC และ DURC ซึ่งในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.38 ถึงรูปที่ 4.48 โดยรูปที่ 4.38 และรูปที่ 4.39 แสดงค่าความไว $S_{K_1}^{T(p)}$ และ $S_{K_2}^{T(p)}$, ส่วนรูปที่ 4.40 ถึงรูปที่ 4.46 จะแสดงค่าความไวของตัวอุปกรณ์ R และ C ของวงจร รูปที่ 4.47 และรูปที่ 4.48 จะแสดงค่าความไวของพารามิเตอร์อื่นๆ ของวงจรที่แนะนำ และค่าความไว S_K^Q ของวงจรที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC



รูปที่ 4.38 ค่าความไว $S_{K_1}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

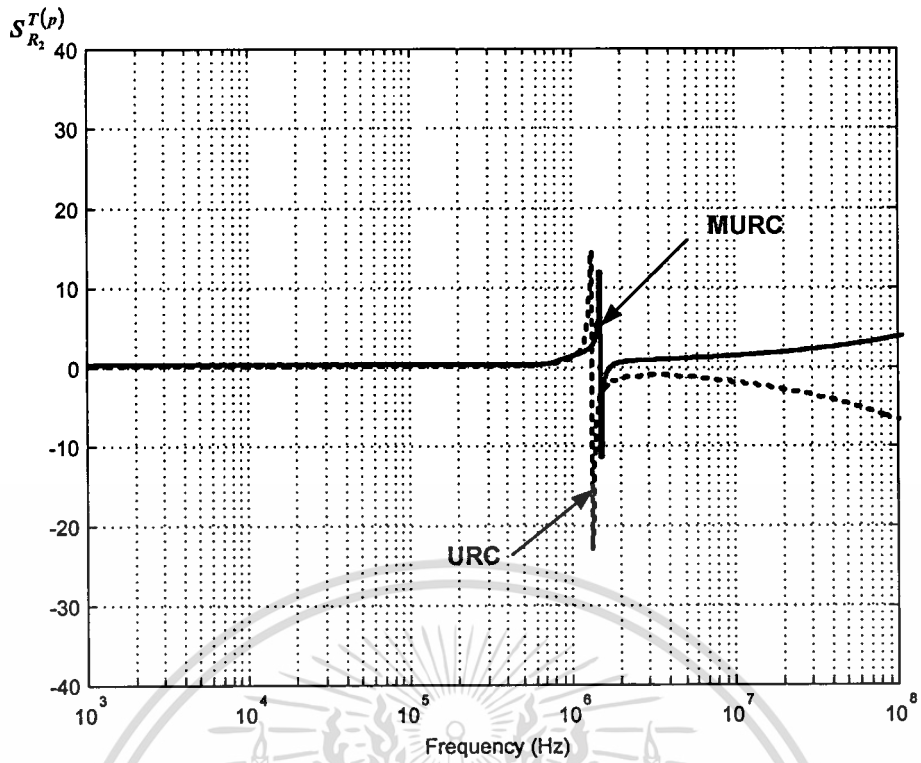


รูปที่ 4.39 ค่าความไว $S_{K_2}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

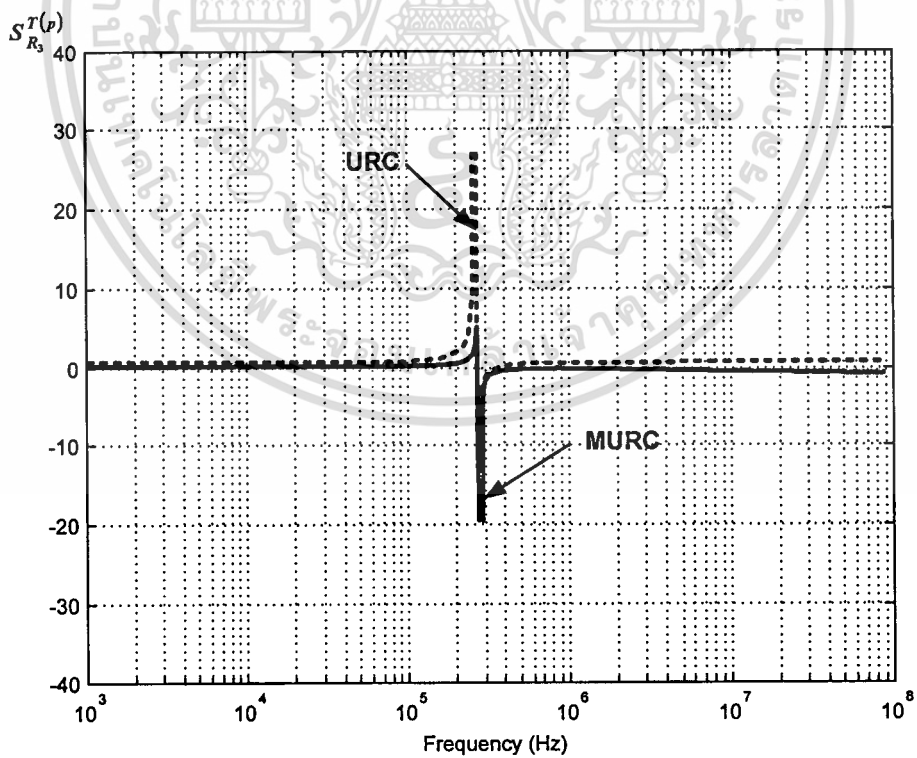


รูปที่ 4.40 ค่าความไว $S_{R_1}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

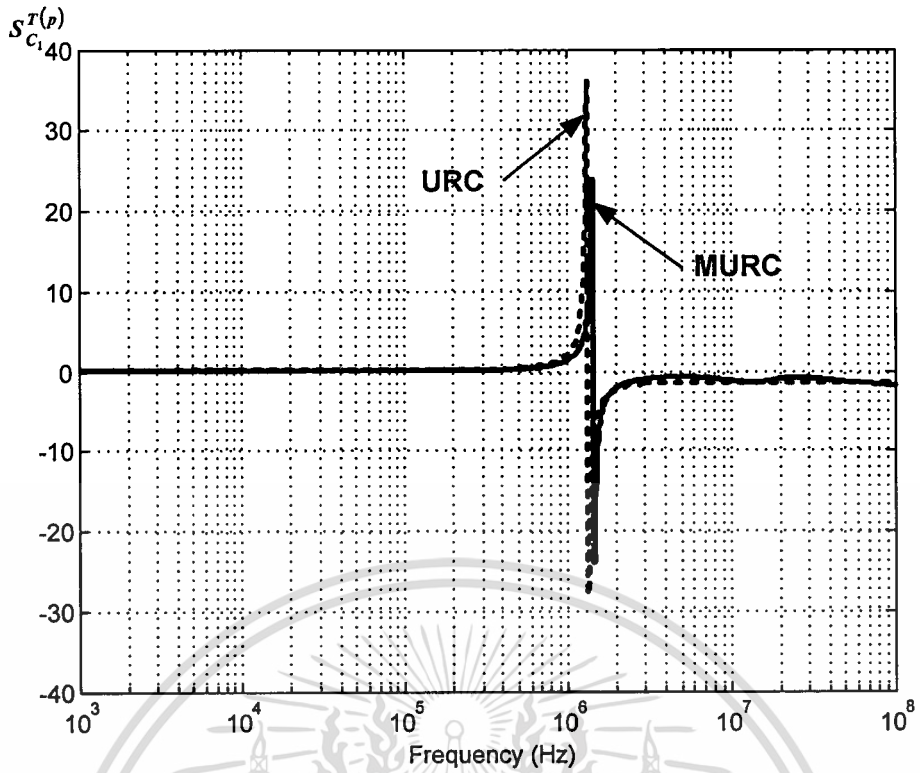


รูปที่ 4.41 ค่าความไว $S_{R_2}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

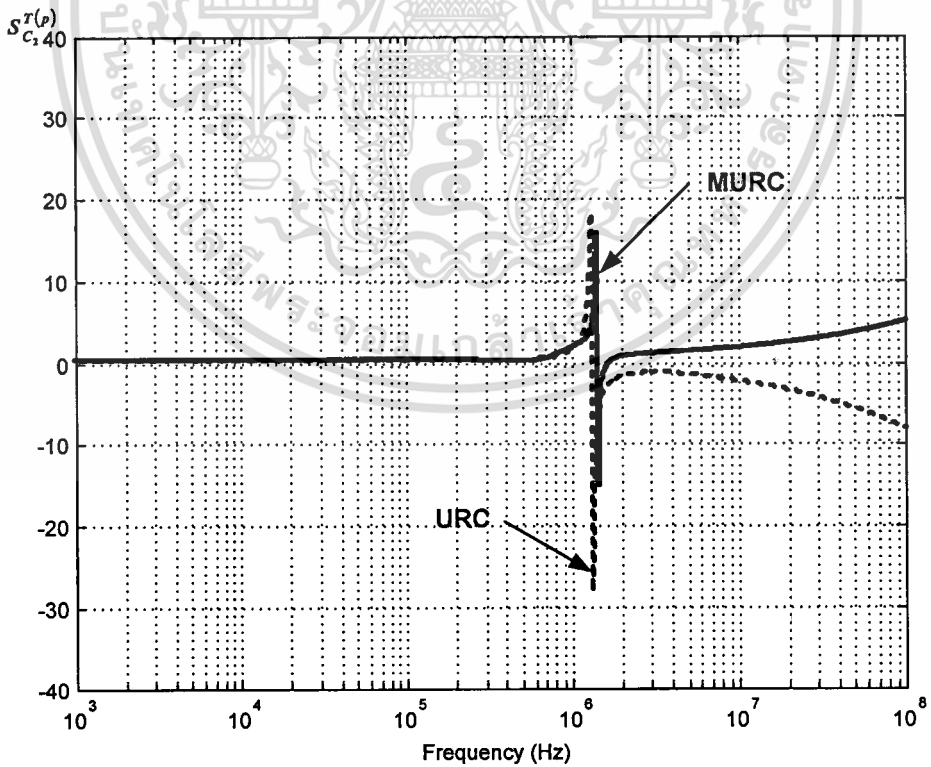


รูปที่ 4.42 ค่าความไว $S_{R_3}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

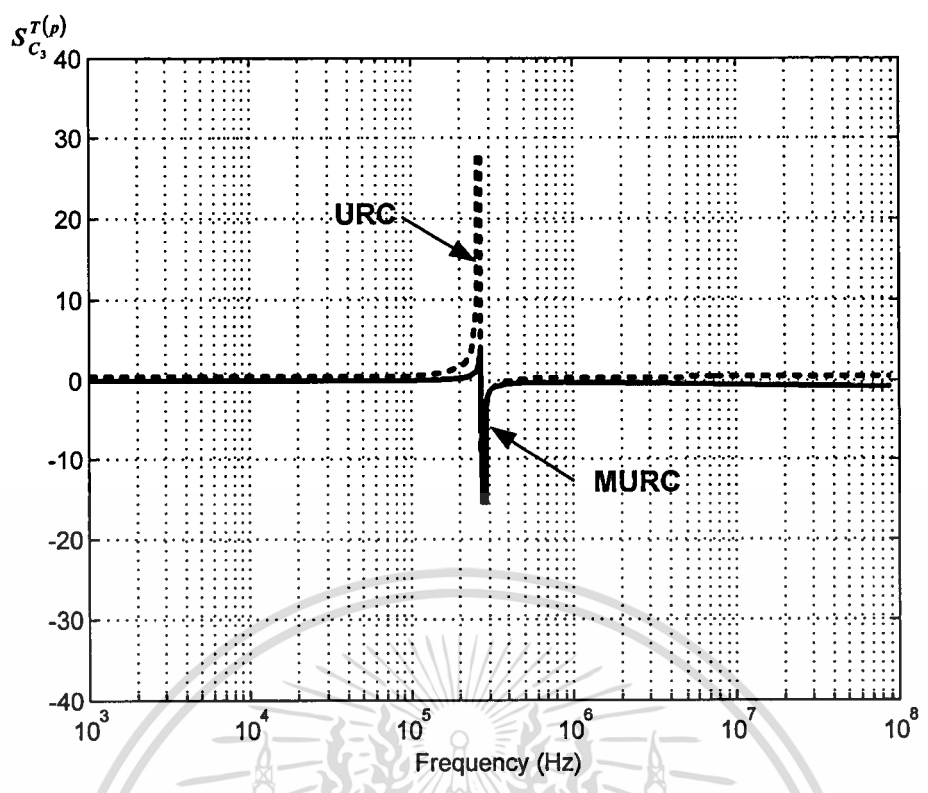


รูปที่ 4.43 ค่าความไว $S_{C_1}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

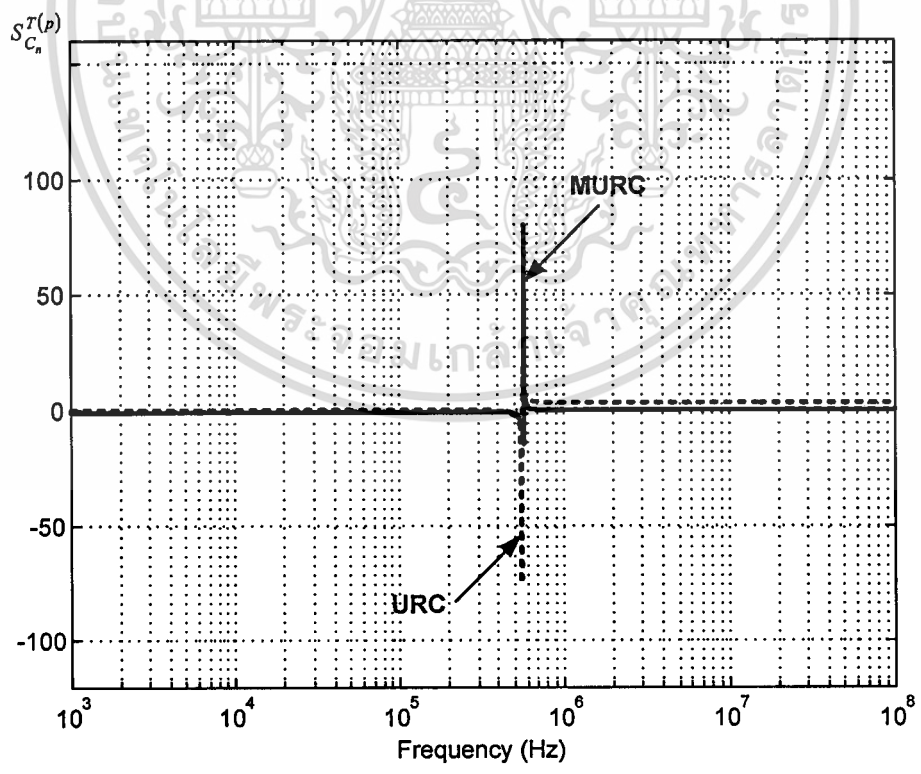


รูปที่ 4.44 ค่าความไว $S_{C_2}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

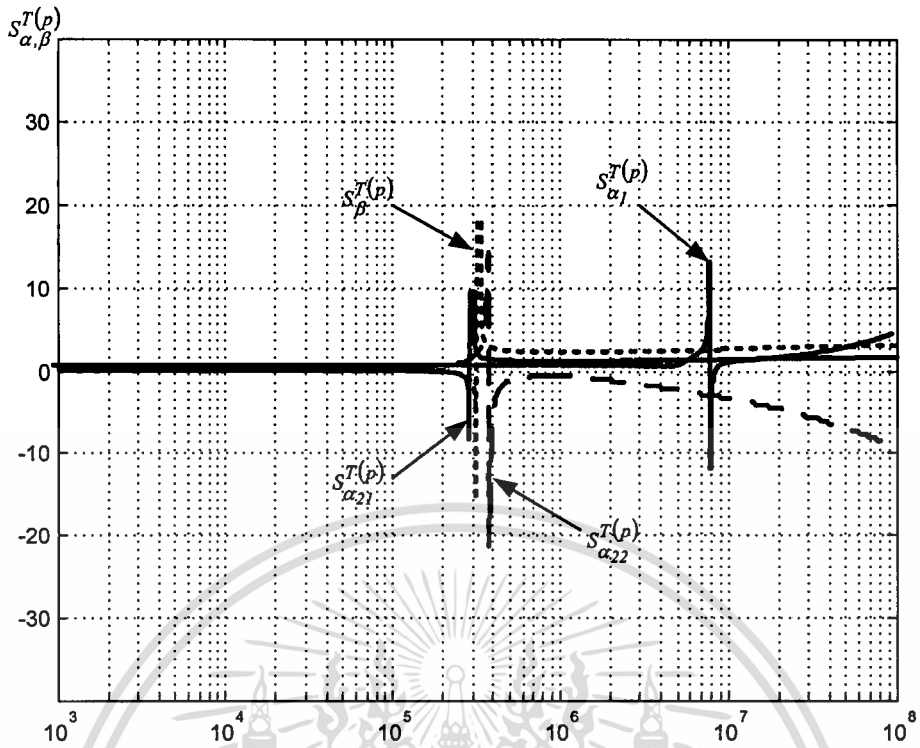


รูปที่ 4.45 ค่าความไว $S_{C_3}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.46 ค่าความไว $S_{C_n}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.47 ค่าความไว $S_{\alpha, \beta}^T(p)$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ

จากรูปที่ 4.37 และรูปที่ 4.38 ค่าความไว $S_{K_1}^T(p)$ และ $S_{K_2}^T(p)$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอมักมีค่าที่ต่ำกว่าแบบที่ใช้ URC และจากรูปที่ 4.39 ถึงรูปที่ 4.46 แสดงค่าความไวของตัวอุปกรณ์ประเภท R และ C ทั้งหมดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ MURC เปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ URC จะเห็นได้ว่า ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ R และ C ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ MURC จะมีค่าที่ต่ำ และคงที่กว่าแบบที่ใช้ URC

และในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่นั้น ยังต้องพิจารณาถึงค่าความไวของ S_K^Q ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$S_K^Q = \frac{dQ/Q}{dK/K} \quad (4.41)$$

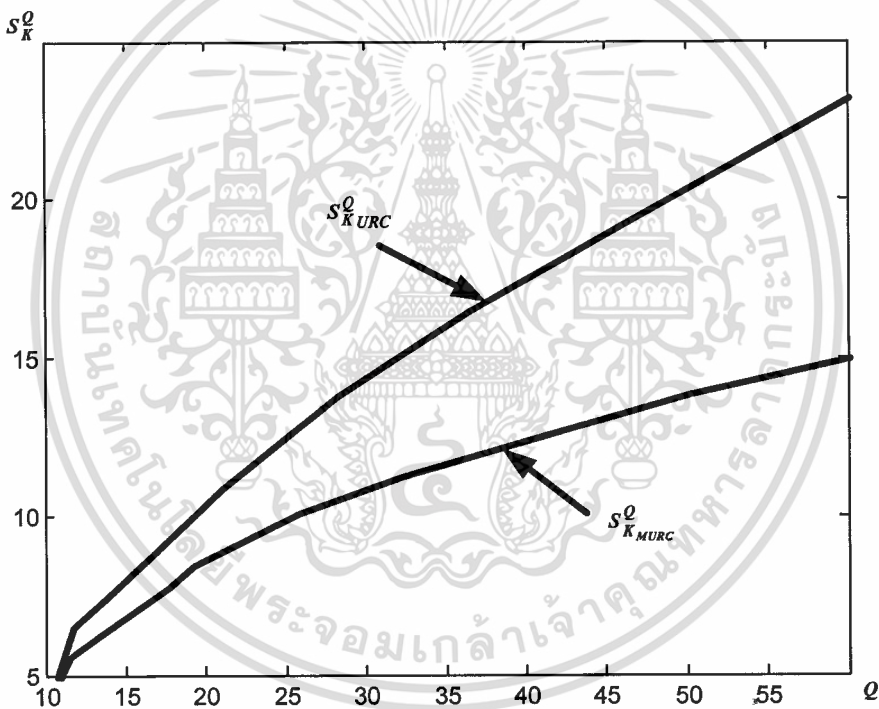
เมื่อ $Q = \frac{f_o}{BW}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{(f_0/BW_1) - (f_0/BW_2)}{f_0/BW} \quad (4.42)$$

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{|K_1 - K_2|}{K} \quad (4.43)$$

$$S_K^Q = \frac{K \times BW [(1/BW_1) - (1/BW_2)]}{|K_1 - K_2|} \quad (4.44)$$

จากสมการที่ 4.44 เมื่อนำไปหาค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.48

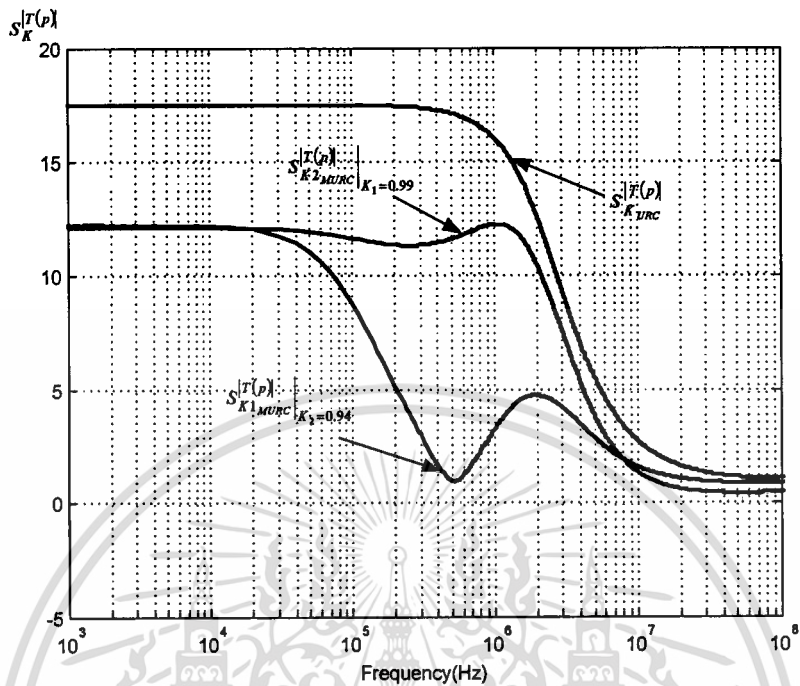


รูปที่ 4.48 ค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองผ่านแถบความถี่

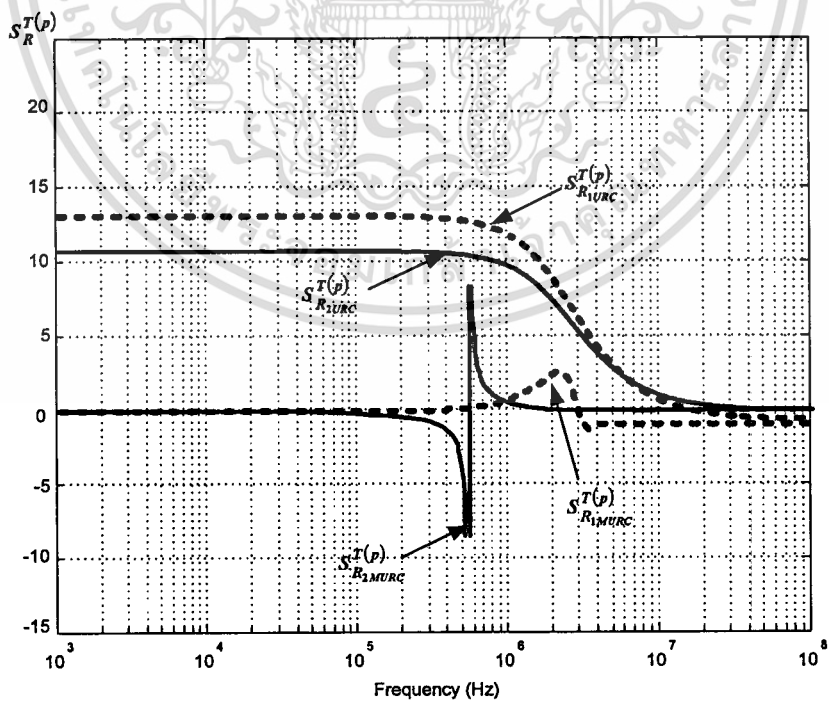
ในการพิจารณาค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองผ่านแถบความถี่นั้น จะเป็นตัวที่บ่งบอกว่าวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ออกแบบมีประสิทธิภาพเพียงใด ซึ่งจากรูปที่ 4.48 จะเห็นได้ว่า ค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ตัว MURC จะมีค่าความไว S_K^Q ที่ต่ำกว่าค่าความไว S_K^Q ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว URC

4.5.3 ค่าความไวของวงจรรองความถี่สูง

ค่าความไวของวงจรรองความถี่สูงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.49 ถึงรูปที่ 4.52

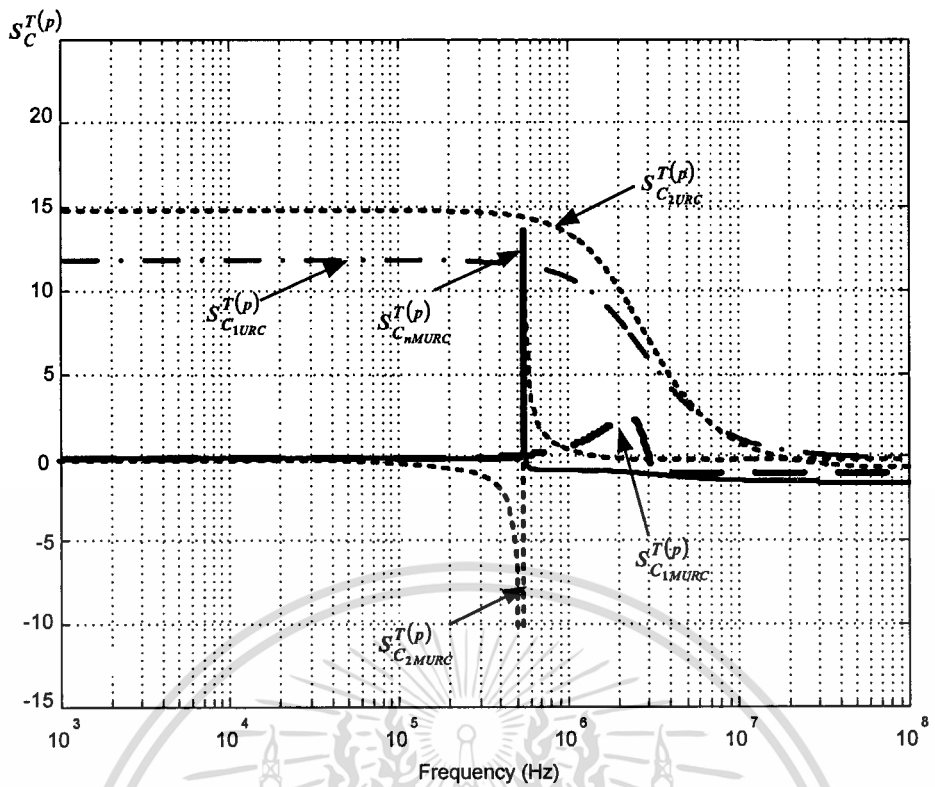


รูปที่ 4.49 ค่าความไว $S_K^T(p)$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ

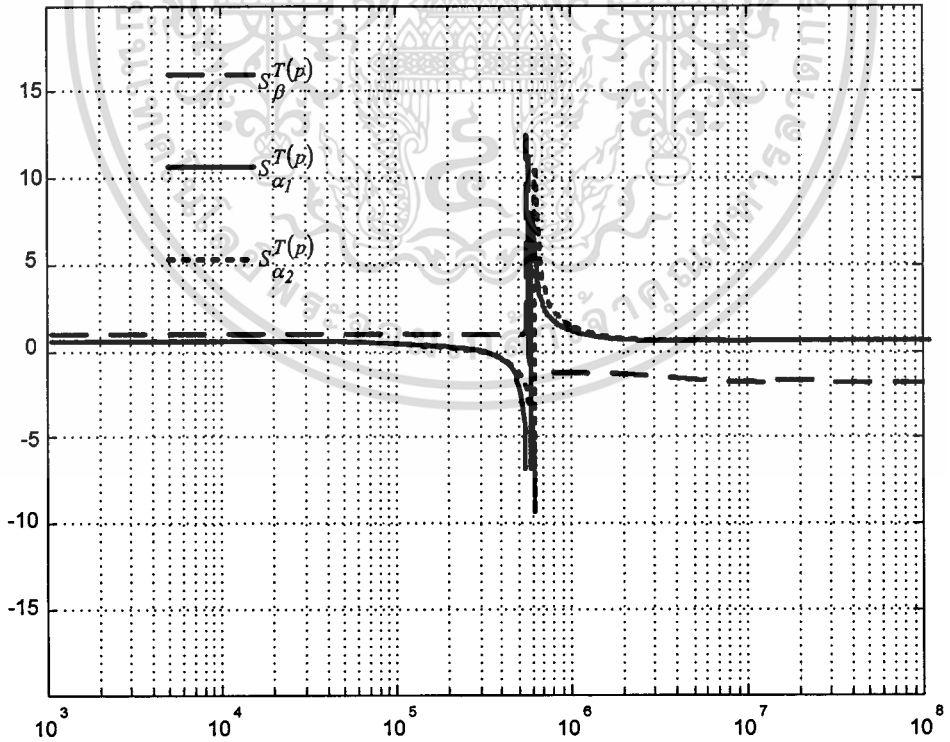


รูปที่ 4.50 ค่าความไว $S_R^T(p)$ ของวงจรรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.51 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.52 ค่าความไว $S_{\alpha,\beta}^{T(p)}$ ของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.49 ถึงรูปที่ 4.51 ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ R และ C ของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ URC จะเห็นได้ว่าในช่วงพาสแบนด์จะมีค่าที่ต่ำและคงที่กว่าค่าความไวของตัวอุปกรณ์ R และ C ของวงจรแบบเดิม แต่ในช่วงสตอปแบนด์จะมีค่าความไวที่ไม่ดีเท่าที่ควร ซึ่งไม่ได้นำมาใช้ จึงถือได้ว่าไม่มีผลกับการนำไปใช้งาน และในรูปที่ 4.52 แสดงค่าความไวของพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าความไวที่ต่ำ

4.6 การวิเคราะห์กรุปดีเลย์ของวงจร

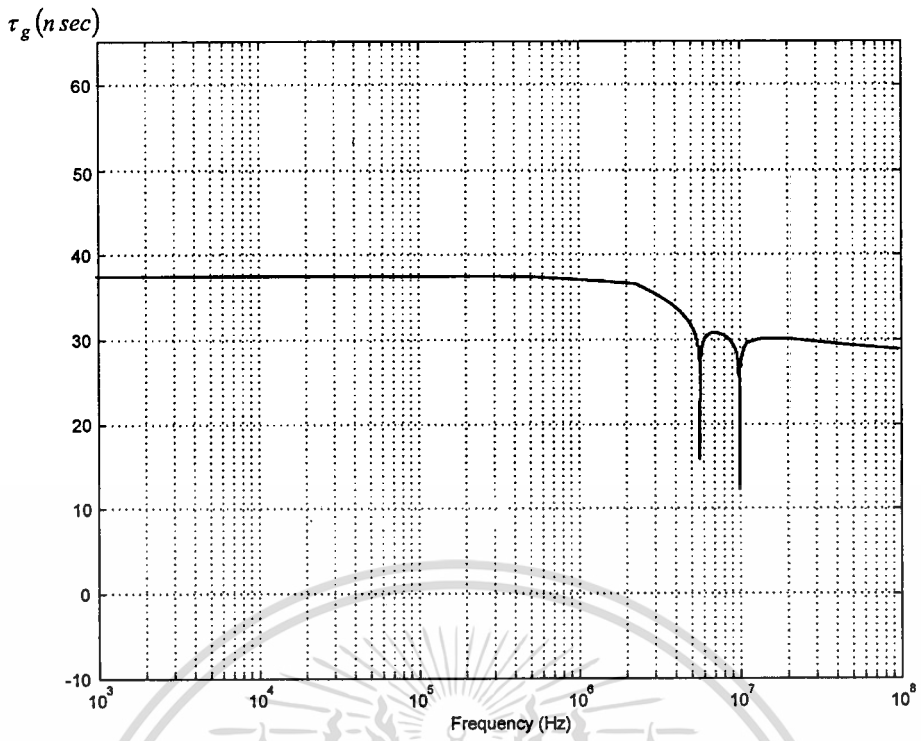
ในการวิเคราะห์กรุปดีเลย์ (Group Delay) ของวงจรเป็นการวิเคราะห์เพื่อดูความล่าช้าของวงจร ซึ่งมีผลทำให้วงจรทำงานได้มีประสิทธิภาพเพียงใด โดยสามารถหากรุปดีเลย์ของวงจรได้จากการ diff มุมเฟสของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรเทียบกับความถี่ ω ดังสมการ (4.45)

$$\tau_g = \frac{d\phi}{d\omega} \quad (4.45)$$

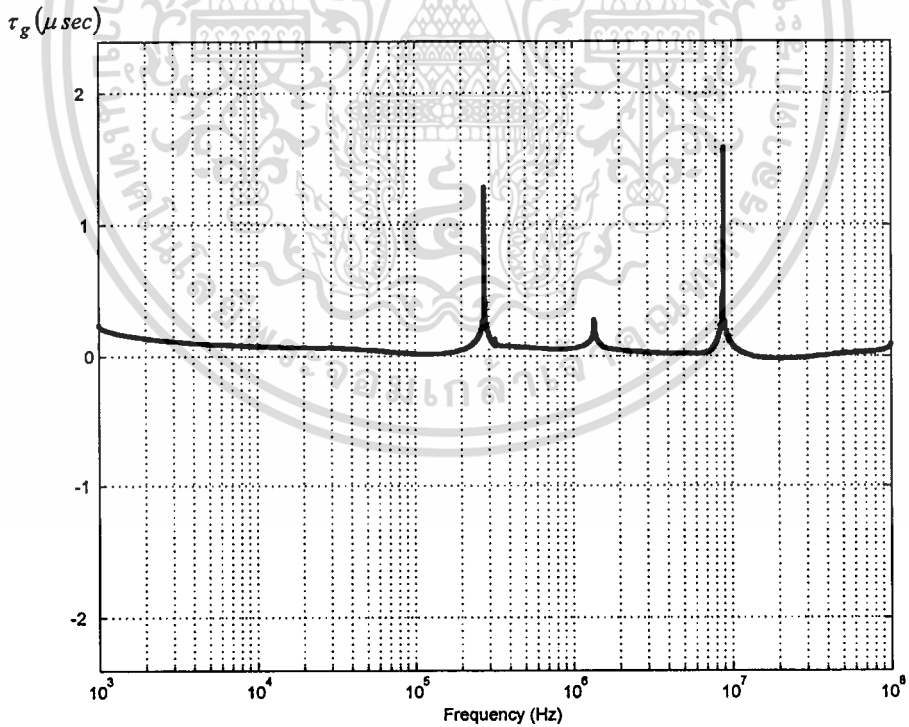
เมื่อ τ_g เป็นค่ากรุปดีเลย์ของวงจรมีหน่วยเป็นวินาที
 ϕ เป็นมุมเฟสของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจร
 ω เป็นความถี่เชิงมุม

จากสมการที่ (4.45) เมื่อทำการหากรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองความถี่สูง จะได้ดังรูปที่ 4.53 รูปที่ 4.54 และ รูปที่ 4.55 ตามลำดับ

ซึ่งจากกรุปดีเลย์ของทั้ง 3 รูป จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงที่ได้ จะมีค่ากรุปดีเลย์ที่ต่ำและราบเรียบตลอดช่วงความถี่ใช้งาน ส่วนวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะเห็นได้ว่า มีกรุปดีเลย์มีลักษณะเป็นเส้นตรง เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอมิแบนด์วิดท์ที่แคบมาก จึงมองเห็นเส้นกรุปดีเลย์เป็นเส้นตรง ดังนั้นในการพิจารณากรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะดูตรงที่ว่ามีค่ากรุปดีเลย์มาน้อยเพียงใด ในช่วงของแถบความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งมีค่าที่ต่ำมากเมื่อเทียบกับค่ากรุปดีเลย์ที่จุดความถี่นอกระยะทั้งสอง

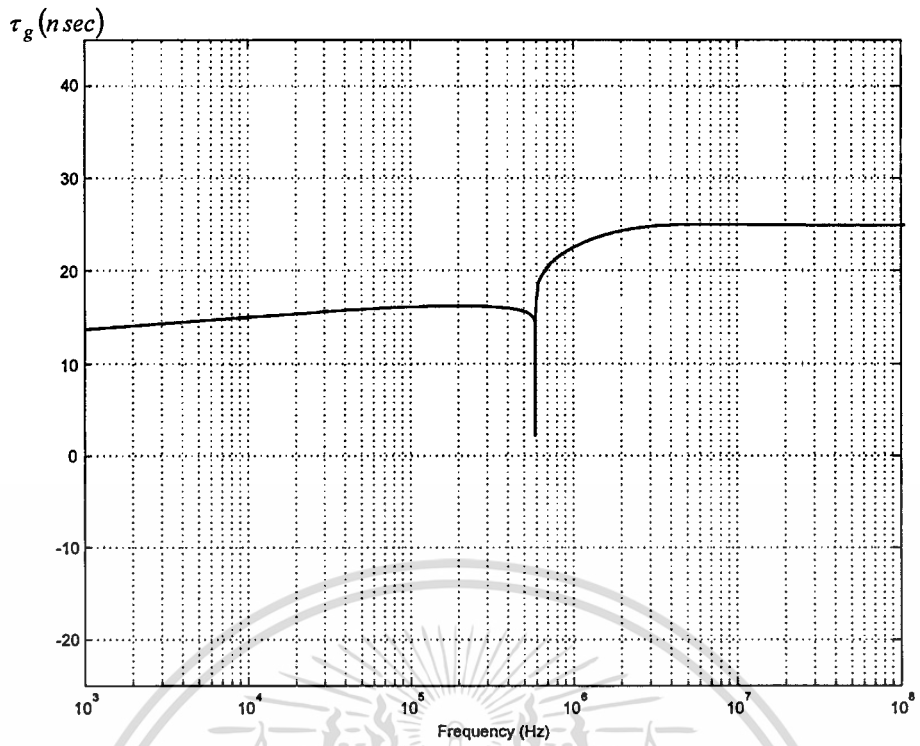


รูปที่ 4.53 กรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ TURC



รูปที่ 4.54 กรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ 2 ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.55 กรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูงแบบที่ใช้ TURC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

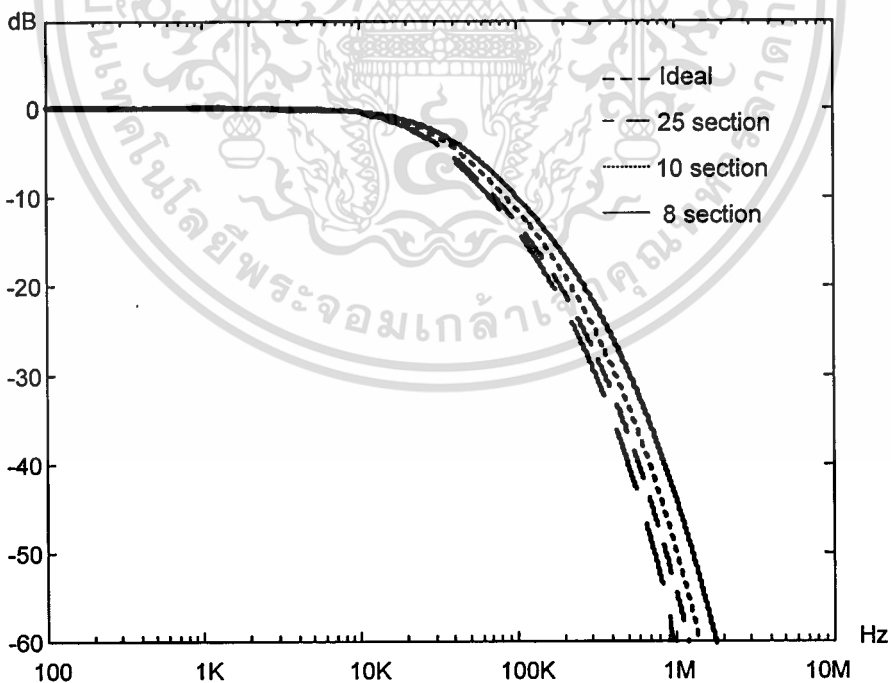
บทที่ 5

การทดสอบและการประยุกต์ใช้งาน

ในบทนี้ จะเป็นการนำหลักการออกแบบวงจรความถี่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มาทำการทดสอบและประยุกต์ใช้งานเป็นการวางวงจรความถี่แบบแอ็คทีฟ โดยในการทดสอบและการประยุกต์ใช้งานจะเป็นการจำลองผลการทดสอบและประยุกต์ใช้งานด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งเป็นการทดสอบทางคณิตศาสตร์ กับ PSPICE ที่เป็นการจำลองผลการทดสอบเชิงปฏิบัติ โดยในแต่ละการทดสอบจะทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างวงจรที่ได้นำเสนอกับวงจรความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ URC

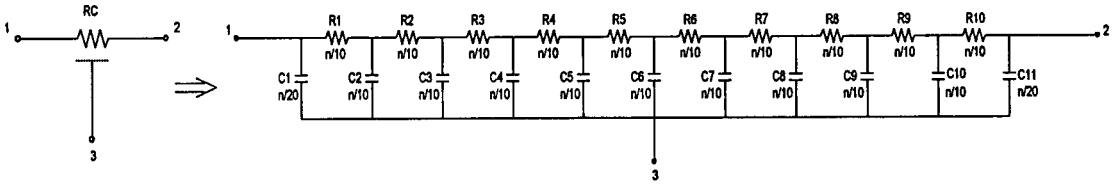
5.1 วงจรเสมือนของตัวอุปกรณ์ MURC

ในการทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE และการนำไปใช้งานจริงนั้น ตัวอุปกรณ์ที่เป็น URC และ MURC ซึ่งได้แก่ DURC และ TURC จะใช้การต่อตัวอุปกรณ์ RC ที่เป็นแบบลัมด้อลิเมนต์แทน URC ซึ่งจากรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าการต่อ RC เป็นตัว URC 1 ตัวแบบ Leader 10 เซกชัน (Section) จะให้ผลการตอบสนองความถี่ใกล้เคียงกับทางอุดมคติ

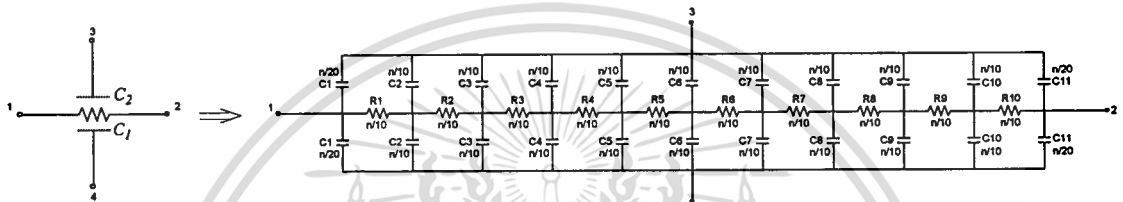


รูปที่ 5.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ของตัว URC ด้วย PSPICE

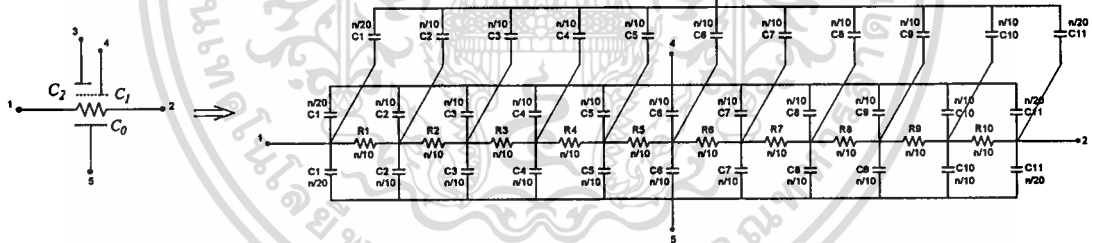
รูปแบบการต่อ RC ที่ใช้แทนตัว URC นั้นมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ แบบที (T-Type) และแบบพาย (π -Type) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการต่อแบบพาดังรูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.2 วงจรเสมือนของตัว URC



รูปที่ 5.3 วงจรเสมือนของตัว DURC



รูปที่ 5.4 วงจรเสมือนของตัว TURC

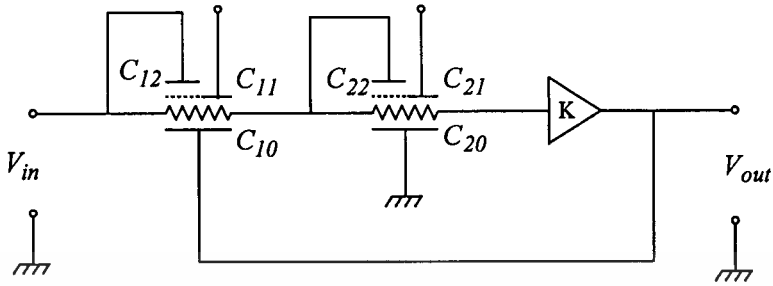
5.2 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ

การทดสอบและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่างๆ ตามหัวข้อต่อไปนี้ โดยในแต่ละหัวข้อจะมีการแบ่งออกเป็น 2 ส่วนย่อยด้วยกัน คือ ส่วนของผลการตอบสนองทางขนาด และ ส่วนของผลกรูปร่างดีเลย์ของวงจรกรองความถี่

ดังนั้นผลการทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ จะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

5.2.1 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรความถี่ต่ำ

จากวงจรความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 จะเป็นวงจรที่ใช้ตัว TURC 2 ตัวต่อร่วมกับออปแอมป์ 1 ตัว ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC

โดยมีค่าของตัวอุปกรณ์ของวงจรความถี่ต่ำ ดังนี้

$$R_1 = R_2 = 200K\Omega$$

$$C_{10} = 143.587 pF, C_{20} = 82.05 pF$$

$$C_{11} = 0.0175 pF, C_{21} = 0.01 pF$$

$$C_{12} = 31.395 pF, C_{22} = 17.94 pF$$

$$\alpha_{11} = \alpha_{21} = 0.1794$$

$$\alpha_{12} = \alpha_{22} = 0.0001$$

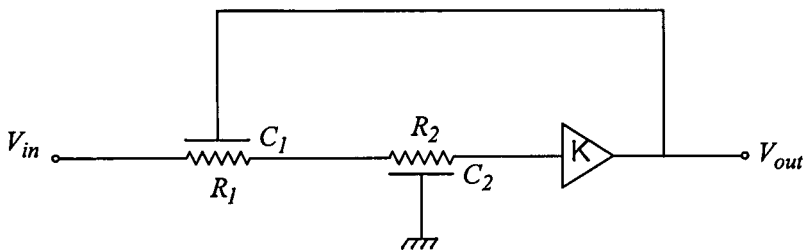
$$K = 1.3$$

และมีรูปวงจรถ่ายความถี่ต่ำที่ใช้ URC ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งมีค่าของตัวอุปกรณ์ ดังนี้คือ

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

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

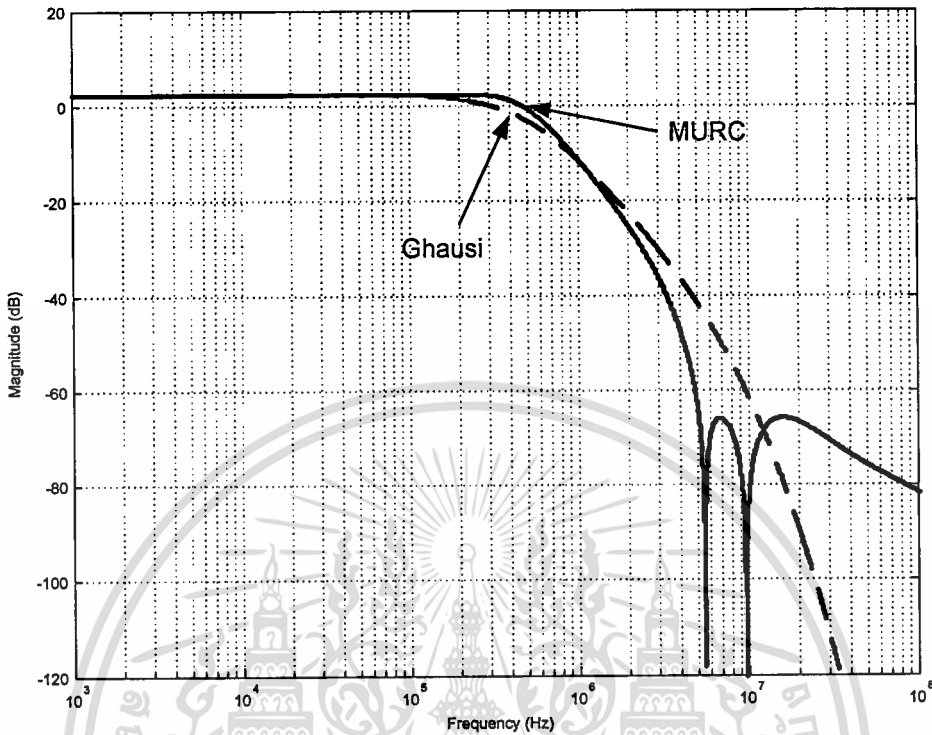
$$K = 1.3$$



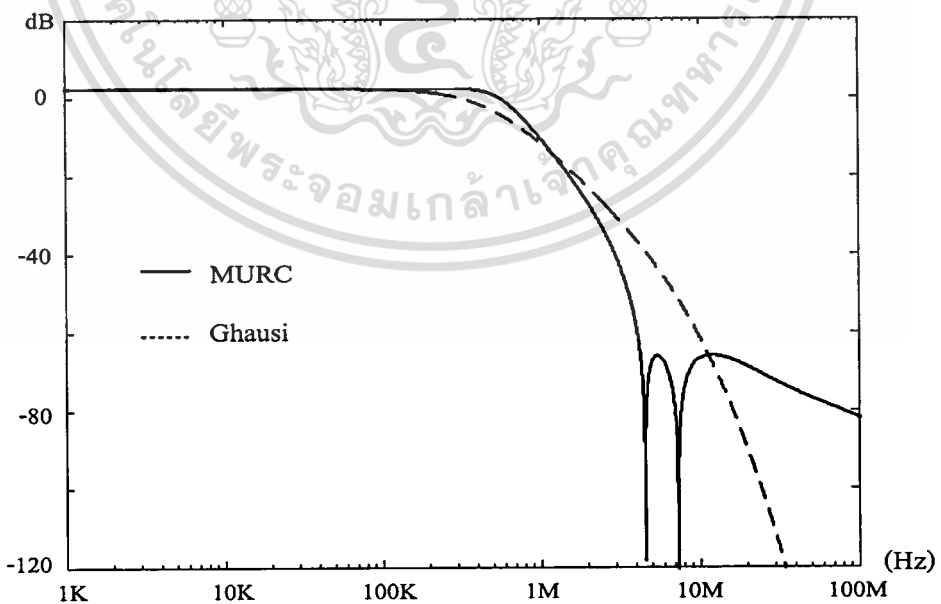
รูปที่ 5.6 วงจรความถี่ต่ำแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6 เมื่อได้ทำการทดสอบ จะได้ผลการตอบสนองทางขนาดดังรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.7 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรความถี่ต่ำในทางคณิตศาสตร์



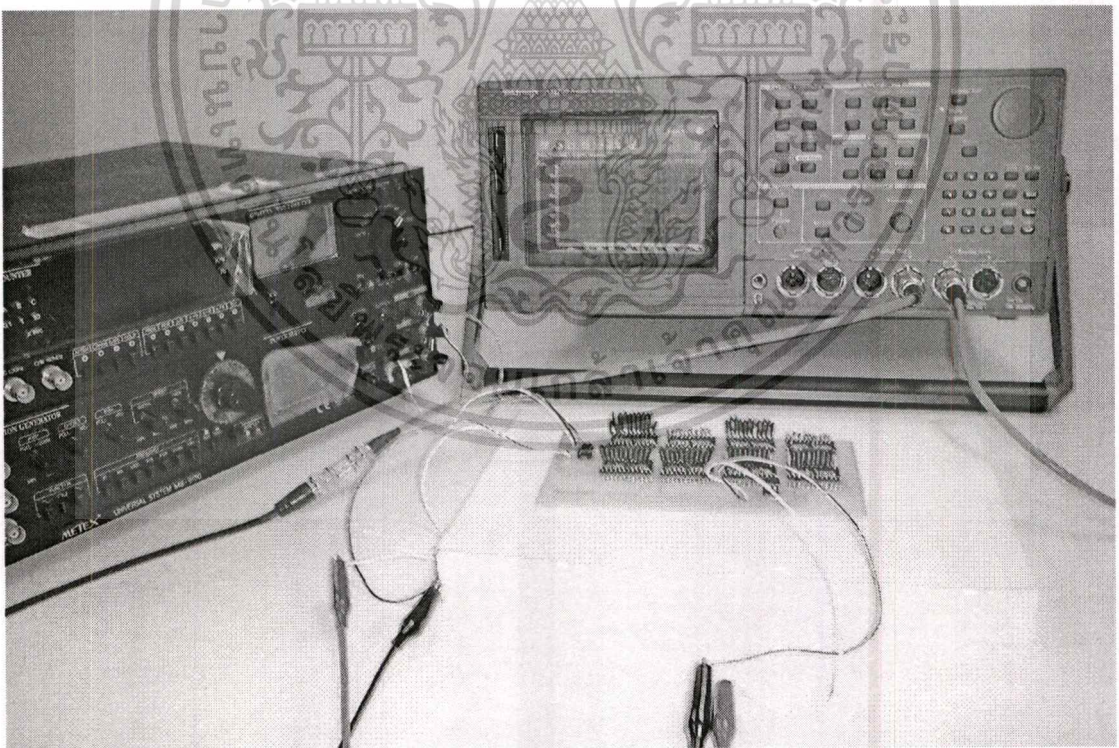
รูปที่ 5.8 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรความถี่ต่ำด้วยโปรแกรม PSPICE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 จะเป็นการแสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอเทียบกับวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ URC ซึ่งเป็นวงจรถูก โดยรูปที่ 5.7 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ทางคณิตศาสตร์ และรูปที่ 5.8 เป็นผลการตอบสนองทางขนาดด้วยโปรแกรม PSPICE จะเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมีค่าอัตราความชันที่ดีกว่าวงจรถูก และ มีค่าการลดทอน (Attenuation) ที่ต่ำกว่า ในช่วง Stop Band

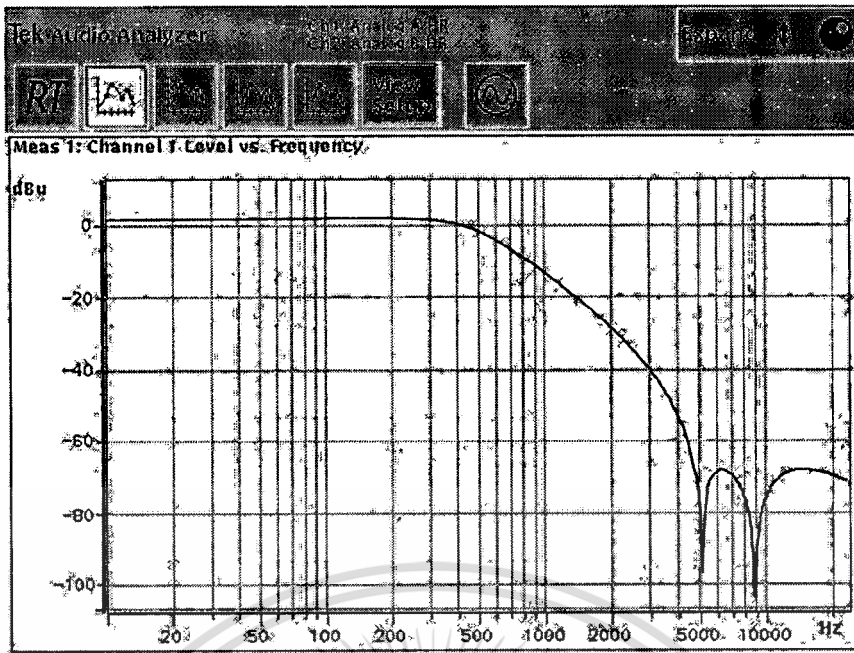
เพื่อเป็นการยืนยันว่า วงจรรองความถี่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรที่ใช้งานได้จริง จึงได้สร้างวงจรรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ MURC จริงขึ้นมา โดยทำการสเกลให้อยู่ย่านความถี่เสียงแทนย่านความถี่วีดีโอ เนื่องจากในย่านความถี่เสียงมีเครื่องมือวัดที่สามารถวัดผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ ที่เรียกว่า Audio Analyzer

ซึ่งในต่อวงจรรองความถี่ต่ำเพื่อทำการทดสอบด้วยเครื่อง Audio Analyzer สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.9 และมีผลการตอบสนองดังรูปที่ 5.10 จะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ MURC ที่สร้างขึ้นจริงมีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ใกล้เคียงกับการออกแบบ จึงกล่าวได้ว่า ตัว MURC สามารถนำมาออกแบบและสร้างเป็นวงจรรองความถี่ที่ใช้งานได้จริง



รูปที่ 5.9 การทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ MURC ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

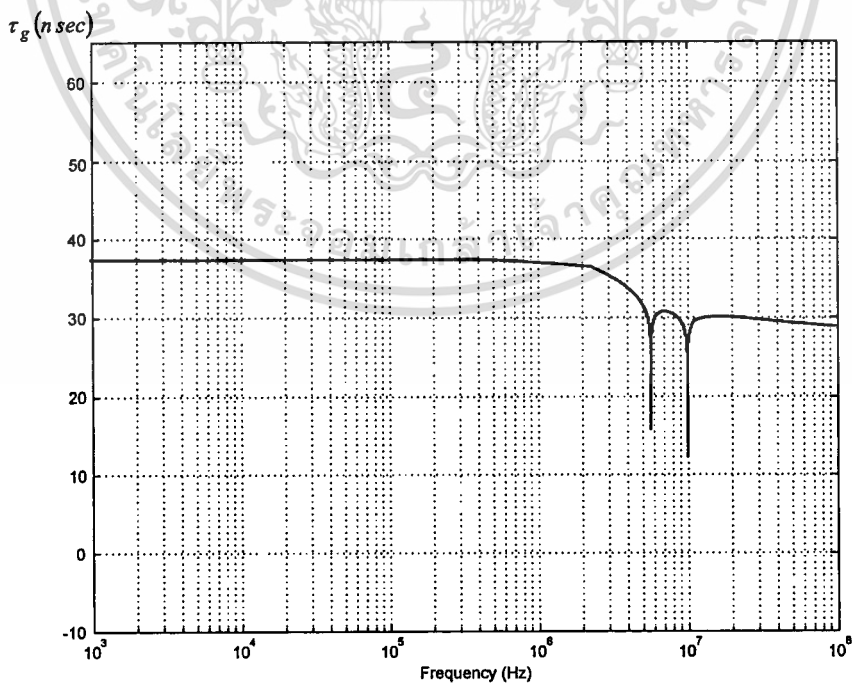
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วยเครื่อง Audio Analyzer

5.2.2 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

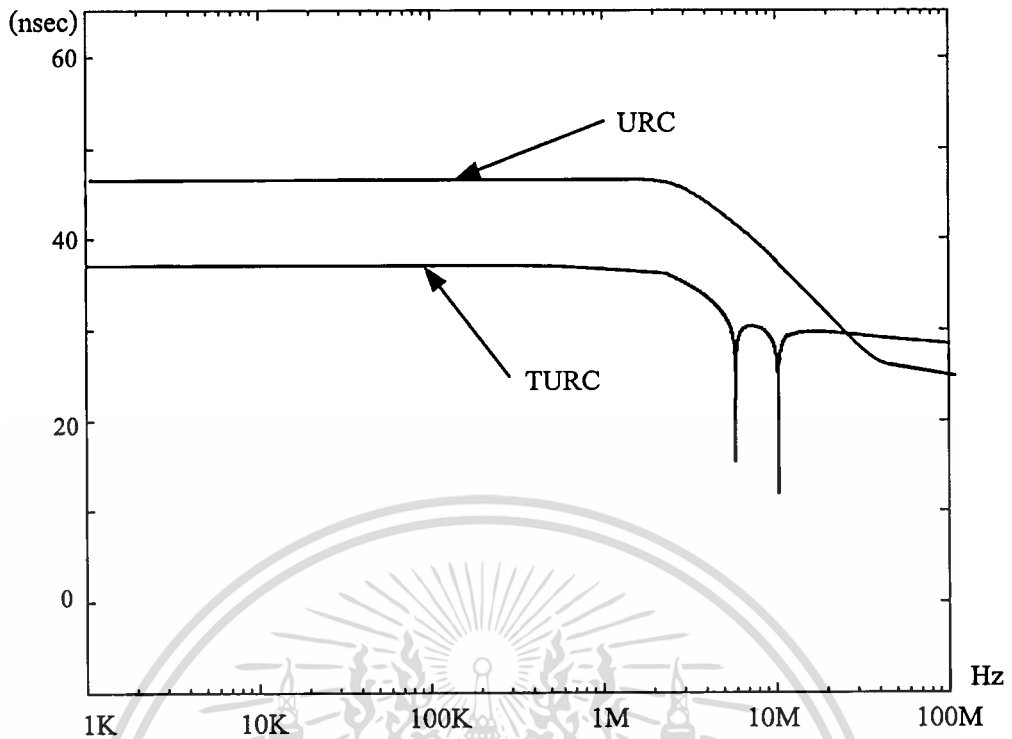
ในส่วนนี้จะเป็นการทดสอบดูผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะได้ดังรูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.11 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำในทางคณิตศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Group Delay

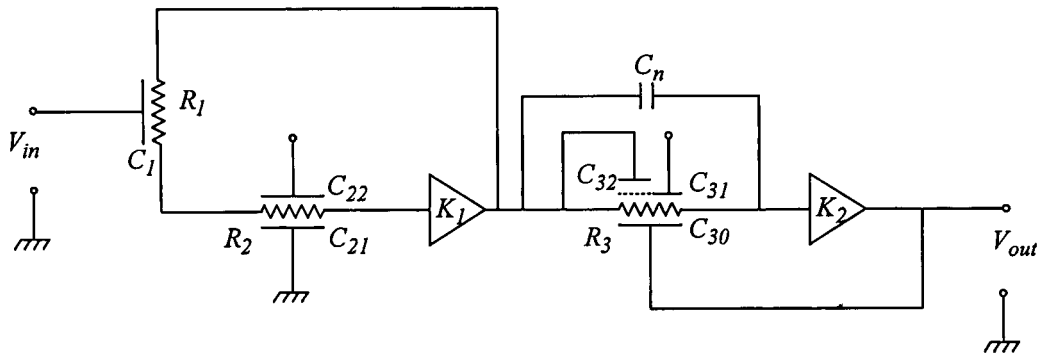


รูปที่ 5.12 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์วงจรกรองความถี่ต่ำด้วยโปรแกรม PSPICE

จากรูปที่ 5.11 และ รูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์โดยใช้ตัว MURC นั้นจะมีค่ากรุปดีเลย์ที่คงที่ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานและมีค่าต่ำกว่าวงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่ใช้ URC

5.3 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่

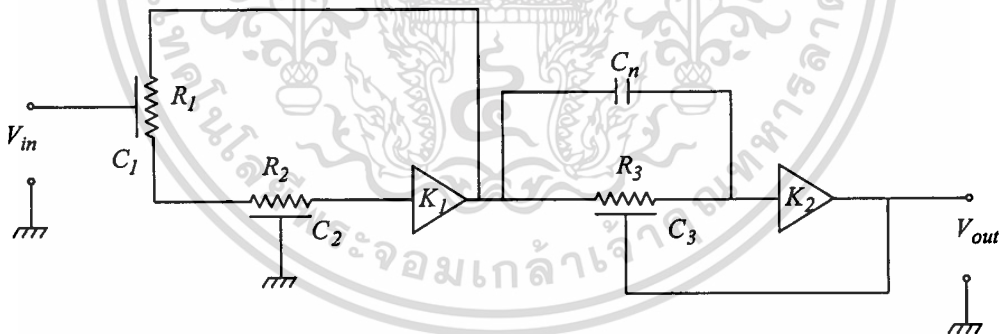
โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 จะเป็นการนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ MURC มาต่อร่วมกับวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านที่ใช้ตัว MURC ได้เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ถึง 2 ความถี่ ดังรูปที่ 5.13 ซึ่งจะทำให้วงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้มีผลการตอบสนองที่ดีขึ้น



รูปที่ 5.13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC

โดยมีค่าของตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_1 &= R_2 = R_3 = 500K\Omega, \\
 C_1 &= 50pF, \\
 C_{21} &= 37.7476pF, C_{22} = 8.2524pF, \\
 C_{30} &= 481.25pF, C_{31} = 18.5pF, C_{32} = 0.25pF \\
 C_n &= 24.485pF \\
 \alpha_1 &= 0.1794, \alpha_{21} = 0.037, \alpha_{22} = 0.0005, \beta = 20.4202 \\
 K_1 &= -12, K_2 = 0.7
 \end{aligned}$$



รูปที่ 5.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC

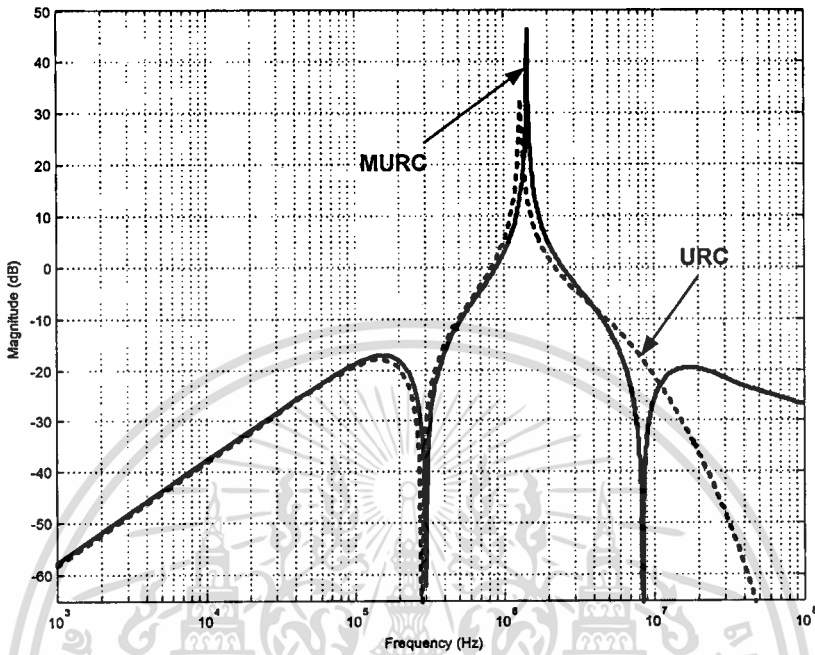
และรูปที่ 5.14 จะเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ URC ซึ่งมีค่าของตัวอุปกรณ์ ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 R_1 &= R_2 = R_3 = 500K\Omega, \\
 C_1 &= C_2 = 48pF, \\
 C_n &= 2.698pF \\
 K_1 &= -12, K_2 = 0.7
 \end{aligned}$$

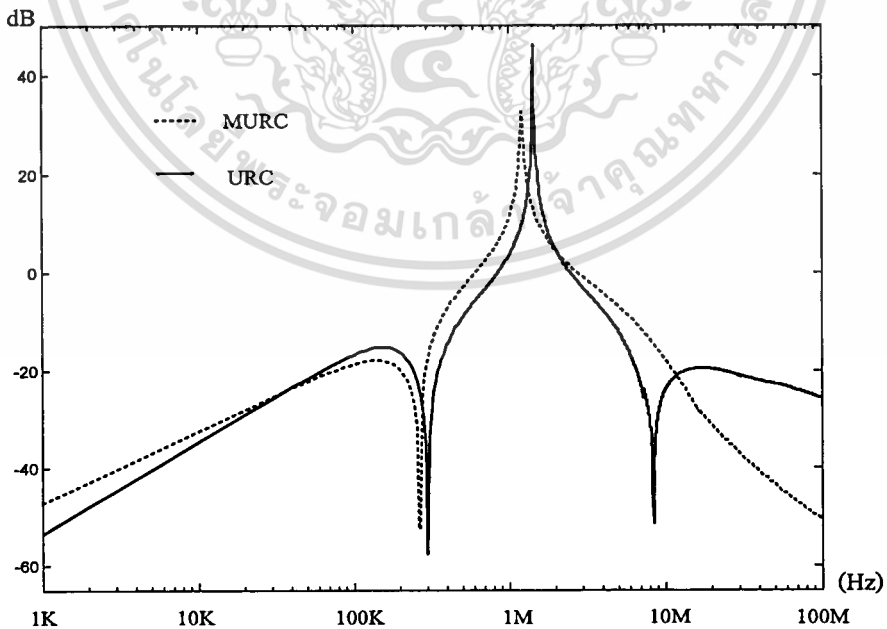
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

โดยผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในรูปที่ 5.13 และรูปที่ 5.14 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.15 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางคณิตศาสตร์

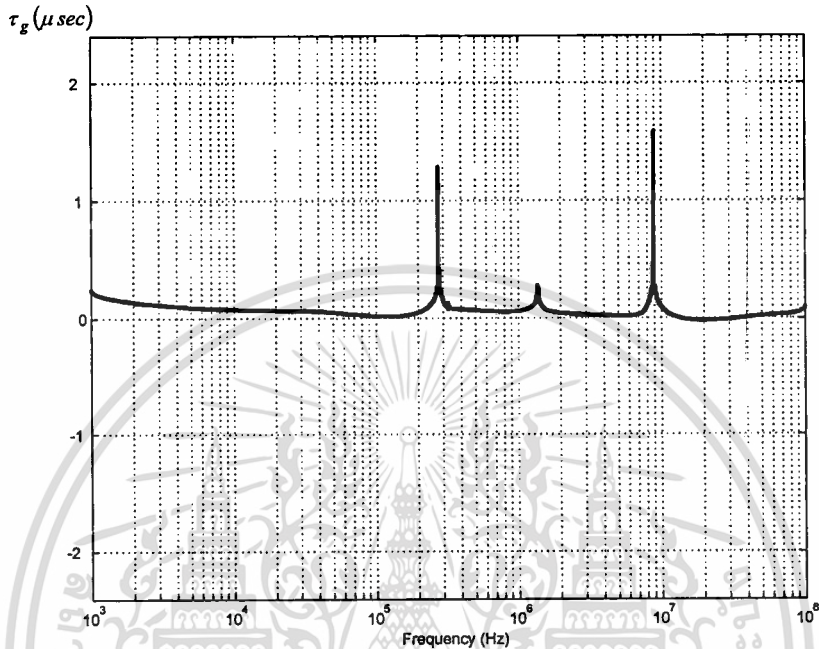


รูปที่ 5.16 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ด้วย โปรแกรม PSPICE

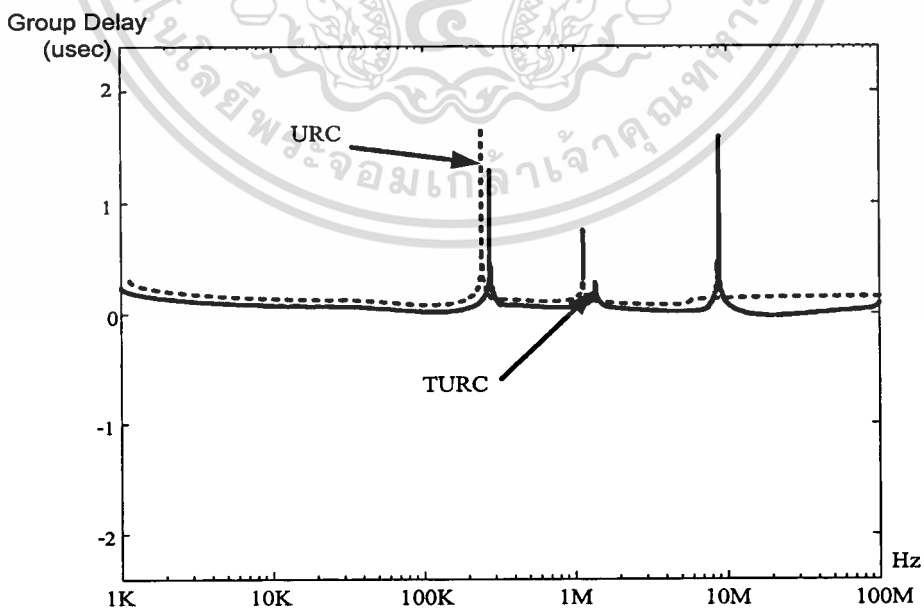
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 จะเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอนั้นมีผลที่ดีกว่าแบบที่ใช้ URC

5.3.2 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่



รูปที่ 5.17 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางคณิตศาสตร์



รูปที่ 5.18 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ด้วยโปรแกรม PSPICE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากรูปที่ 5.17 และ รูปที่ 5.18 จะเห็นได้ว่า กรุปติเล่ห์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีลักษณะเป็นเส้นตรงในแนวตั้ง เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่นั้น มีช่วงความถี่ที่ใช้งานแคบมาก จึงทำให้มองเห็นกรุปติเล่ห์เป็นเส้นตรงในแนวตั้งเส้นเดียวในช่วงแถบความถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นในการพิจารณากรุปติเล่ห์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้จะดูตรงที่ กรุปติเล่ห์มีค่าต่ำในช่วงแถบความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะมีค่ากรุปติเล่ห์ที่ต่ำกว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบที่ใช้ URC

5.4 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่สูง

วงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอนี้ อาศัยการนำวงจรกรองห้ามแถบความถี่ผ่านมาต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่สูงเพื่อให้ได้คุณลักษณะแบนนอตซ์ ทำให้มีผลการตอบสนองที่ดีกว่าวงจรกรองความถี่สูงแบบเดิม โดยมีรูปวงจรดังรูปที่ 5.19 และมีค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$R_1 = 30K\Omega, R_2 = 62K\Omega,$$

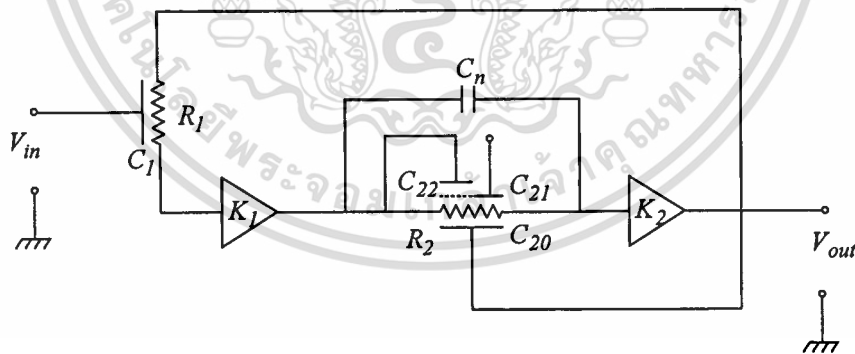
$$C_1 = 30pF,$$

$$C_{20} = 2117.5pF, C_{21} = 81.4pF, C_{22} = 1.1pF$$

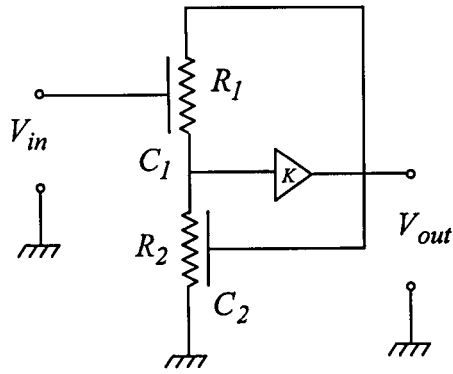
$$C_n = 24.485pF$$

$$\alpha_1 = 0.037, \alpha_2 = 0.0005, \beta = 20.4202$$

$$K_1 = 0.99, K_2 = 0.94$$



รูปที่ 5.19 วงจรกรองความถี่สูงแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว MURC



รูปที่ 5.20 วงจรกรองความถี่สูงแบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว URC

จากรูปที่ 5.20 เป็นวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ URC ที่มีค่าของตัวอุปกรณ์ ดังนี้

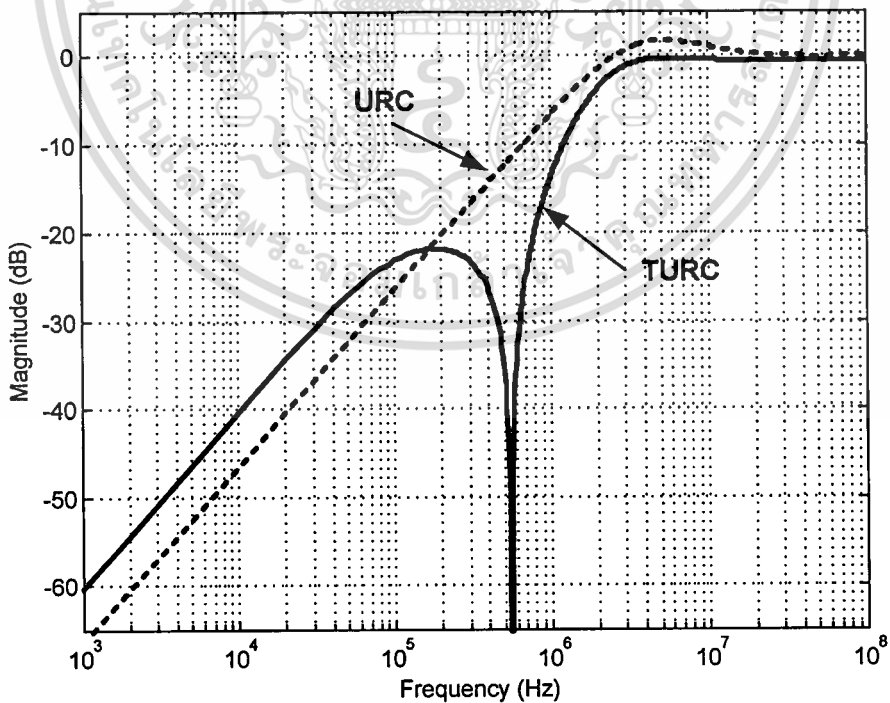
$$R_1 = R_2 = 200\text{K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 100\text{pF}$$

$$K = 1$$

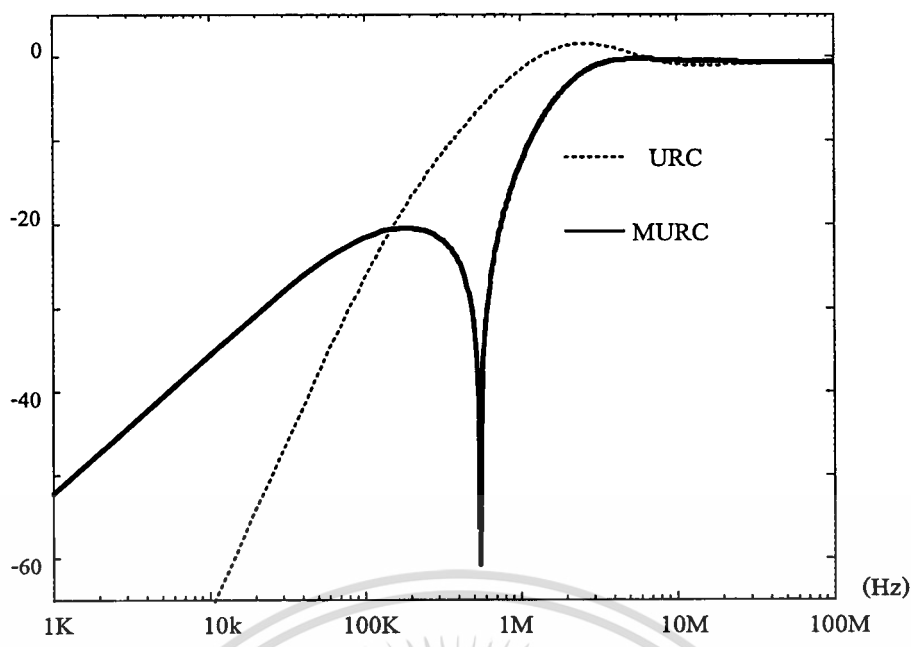
5.4.1 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูง

โดยมีผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงดังรูปที่ 5.21 และรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.21 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงในทางคณิตศาสตร์

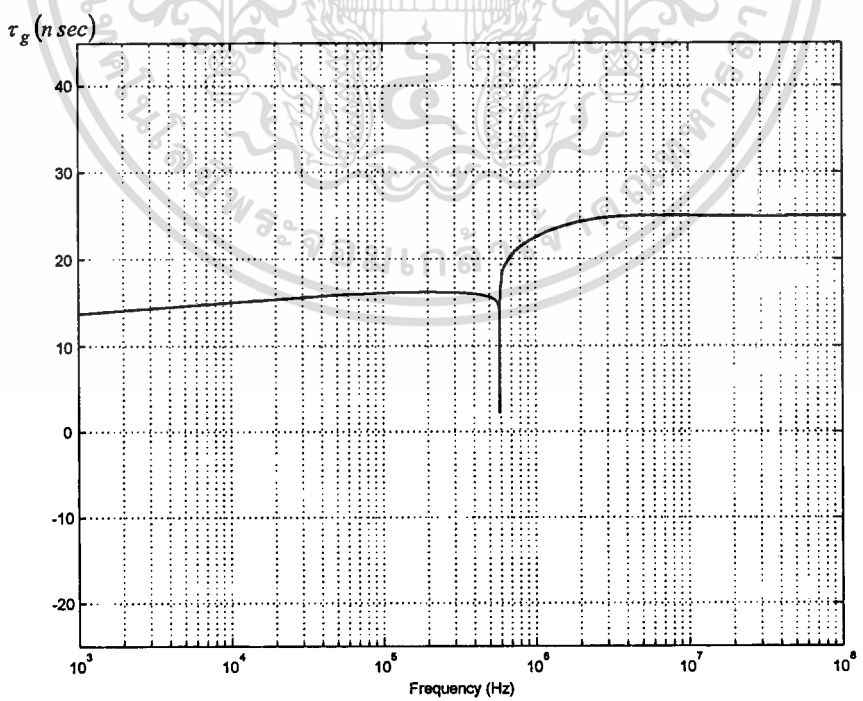
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงด้วย โปรแกรม PSPICE

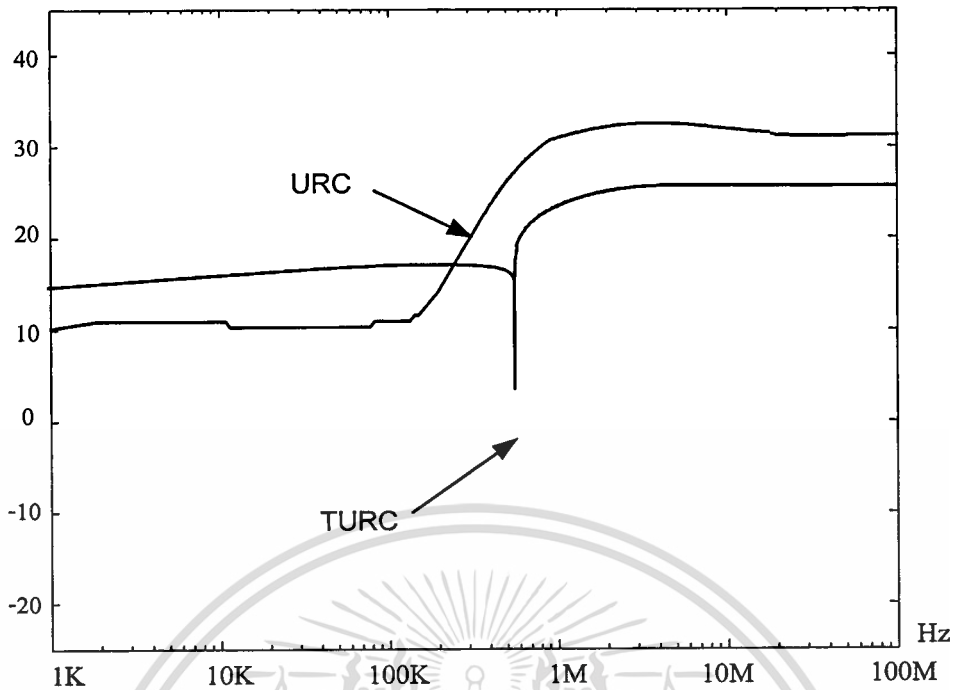
5.4.2 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูง

ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูงในรูปที่ 5.23 และรูปที่ 5.24 สามารถแสดงได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 5.23 ผลการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่สูงในทางคณิตศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 ผลการตอบสนองทางกรุปิตีเดี่ยวของวงจรกรองความถี่สูงด้วยโปรแกรม PSPICE

จากรูปที่ 5.23 และ รูปที่ 5.24 กรุปิตีเดี่ยวของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้นำเสนอจะมีค่าที่คงที่ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานว่าแบบที่ใช้ URC อีกทั้งยังมีค่าต่ำกว่าด้วย

สรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบหลายชั้นซึ่งวงจรกรองความถี่ต่างๆ ไปนั้นจะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญ คือ มีค่าอัตราความชันของผลการตอบสนองทางขนาดที่สูง มีค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรที่ต่ำ และมีกรุปดีเลย์ที่ต่ำและคงที่ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน ทั้งนี้เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่สามารถนำไปใช้ในงานด้านต่างๆ ได้จริง ไม่ว่าจะเป็นทางด้านสารสนเทศ ด้านอิเล็กทรอนิกส์ และด้านการสื่อสาร จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่ถือเป็นส่วนที่สำคัญมากอย่างหนึ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ

วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบ หลายชั้น

วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบหลายชั้น ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบหลายชั้น หรือที่เรียกว่า MURC ที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่นั้นเป็นตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์แบบคาปาซิทีฟ 2 ชั้น DURC และแบบคาปาซิทีฟ 3 ชั้น TURC มาต่อร่วมกับตัวขยายออปแอมป์ โดยตัว DURC และ TURC จะมีคุณสมบัติเฉพาะตัวตรงที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ ทำให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ มีผลการตอบสนองทางขนาดดีกว่าวงจรกรองความถี่ที่มาจากวงจร RC โดยทั่วไปและที่ใช้ URC อีกทั้งตัว MURC ยังมีค่าความไว และกรุปดีเลย์ที่ต่ำและคงที่กว่าวงจรกรองความถี่ที่ใช้ URC

วงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งนอกจากวงจรกรองความถี่ทั้งสามแบบจะมีคุณลักษณะเป็นแบบนอตช์ แล้ว วงจรกรองความถี่ที่ได้เสนอนี้ยังมีพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4

การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี โลว์ แบบหลายชั้น ในวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ จะอาศัยการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ ไม่ว่าจะเป็นการหาผลการตอบสนองทางขนาด ค่าความไว เสถียรภาพ และกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ ซึ่งผลของการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะให้ผลที่น่าเชื่อถือและเป็นที่ยอมรับกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบ

ในการทดสอบวงจรของความถี่ที่ออกแบบ ดังที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 6 จะเป็นการทดสอบวงจรของความถี่แบบแอสิมโทติกที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น เปรียบเทียบวงจรของความถี่แบบแอสิมโทติกที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ ซึ่งเป็นการจำลองผลการทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE

จากการทดสอบ จะเห็นได้ว่า วงจรของความถี่แบบแอสิมโทติกที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้นที่ได้นำเสนอ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ต่างๆ ได้อย่างเหมาะสมแล้ว จะให้คุณสมบัติผลการตอบสนองทางขนาดดีกว่า และมีกรุปดีเลย์ที่ราบเรียบและต่ำกว่าแบบที่ใช้ URC จึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรของความถี่แบบแอสิมโทติกที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น ที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าแบบที่ใช้ URC

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวความคิดในการพัฒนาและการออกแบบวงจรของความถี่แบบแอสิมโทติกที่มีคุณลักษณะแบบนอตช์ โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบหลายชั้น ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทดสอบ จะเห็นได้ว่า วงจรของความถี่ที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าแบบเก่า และสามารถนำมาสร้างใช้งานได้จริง ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้เขียนจึงใคร่ขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนา และปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

1. วงจรของความถี่ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ ไม่ว่าจะแบบชั้นเดียวหรือหลายชั้น ก็ตาม สมการที่ได้จะอยู่ในรูปของ Hyperbola ซึ่งทำความเข้าใจได้ยาก จึงอาจมีการเปลี่ยนรูปสมการ Hyperbola ให้มาอยู่ในรูป S Transform ซึ่งเป็นรูปของวงจรของความถี่แบบอนาล็อก และอยู่ในรูป Z Transform ที่เป็นวงจรของความถี่แบบดิจิตอลแทน

2. จากสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรของความถี่ที่ได้นำเสนอ จะเห็นได้ว่ามีพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจร หากมีการนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณอย่างละเอียด และมีการประมาณค่าของตัวอุปกรณ์ที่นำมาใช้ให้มีค่าใกล้เคียงกับการคำนวณ ก็จะได้วงจรของความถี่ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น

3. ในการสร้างวงจรของความถี่ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม คิสรินิวด์ อาร์ซี ไลน์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยการสร้างแบบลิมิตพารามิเตอร์ กล่าวคือเป็นการนำเอาตัวอุปกรณ์ RC มาต่อกันเป็นตัว URC ทำให้วงจรยังมีข้อจำกัดอยู่บ้าง ไม่ว่าจะเป็นเรื่องขนาดของวงจร ราคา และการนำไปใช้จึงขอเสนอว่าควรมีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภท MOS มาใช้ทำเป็น URC

4. ตัว MURC นอกจากจะมีคุณลักษณะแบบนอตซ์ในตัวเองแล้ว ในการนำไปใช้เป็นวงจรกรองความถี่ บางที่ยังให้ผลการตอบสนองตามที่ต้องการไม่ได้ จึงต้องมีการนำอุปกรณ์ประเภท R หรือ C มาประยุกต์ต่อร่วมกับ MURC ซึ่งจะทำให้วงจรมีคุณสมบัติดีขึ้น ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองความถี่จึงไม่ควรยึดติดกับหลักการเก่ามากนัก แต่ควรมีการนำหลักการเก่ามาลองประยุกต์กับแนวความคิดใหม่ๆ

ในลำดับสุดท้ายนี้ ผู้เขียนหวังว่าการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณลักษณะแบบนอตซ์ โดยใช้ตัวยูนีฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์แบบหลายชั้น คงเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจศึกษา และค้นคว้าเกี่ยวกับการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยทั่วไป และวงจรกรองความถี่ที่ใช้ตัวยูนีฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ ตั้งแต่แบบชั้นเดียว จนถึงแบบหลายชั้น และถ้าหากมีผู้ที่สนใจต้องการจะศึกษาค้นคว้างานวิจัยนี้ต่อไป ผู้เขียนยินดีที่จะมอบความรู้และเทคนิคต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยความยินดี เพื่อให้เกิดประโยชน์ในการพัฒนาต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- [1] G. C. Temes S. K. Mitra. **Modern Filter Theory and Design**. Jhon Wiley&Sons Inc. 1973.
- [2] A.Budak. **Passive and Active Network Analysis and Synthesis**. Houghton Mifflin Company. 1974.
- [3] V. Valkenburg. 1982. **Analog Filter Design**. Holt Saunders
- [4] P.M. Chirlian. **Integrated and Active Network Analysis and Synthesis**. Prentice – Hall, 1967.
- [5] 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.
- [6] M. S. Ghausi V.G. Bello. “Active Distributed RC Realization of Low – Pass Magnitude Specifications.” IEEE Trans.CT. 1969. pp. 346-358.
- [7] ไพศาล สิทธิโยภาสกุล. การออกแบบและการประยุกต์ใช้งานของวงจรแอกทีฟ ดิสทริบิวต์ อาร์-ซี ไลน์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2533.
- [8] 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.
- [9] K. Janchitrapongvej. “Notch Tunable Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line.” 1998 IEEE APCC/ICCS, Volume 2, 1998, pp. 590-592.
- [10] K. Janchitrapongvej, “Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line.” 2000 IEEE APCC/ICCS, China, 2000. pp. 568-570.
- [11] B.K.Ahuja. “Implementation of Active Distributed RC Anti – Aliasing Smoothing Filter.” IEEE J. Solid-State Circuit, Vol. SC – 17, December 1982. pp. 1076-1080.
- [12] M. Teramoto, S.Sudou and K. Janchitrapongvej, “Realization of an Active Low Pass Filter using Uniformly Distributed RC Lines.” ICEE, October 1989. CAS 89-54.
- [13] M.Teramoto. “Active Distributed RC Line Filters.” JTC-CSCC’88, November 1988. C1-2.
- [14] V. Kawejan, K. Janchitrapongvej, et.al. “Capacitive Double Uniformly Distributed RC Line and its Applications to Active Filters.” TENCON 2000, Malaysia, September 2000. pp.II-23 – II-25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Sorapong Saetia, Kanok Janchitrapongvej, et.al., "On The Realization of Active Filter with Notch Characteristics using Multilayer Uniformly Distributed RC Line." IFCS 2002 The International Conference on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Japan, March 2002.
- [16] Sorapong Saetia, Kanok Janchitrapongvej, et.al. "Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line." IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems Proceedings, China, December 2000. pp. 568-570
- [17] Prakrit Tangtisanon, Kanok Janchitrapongvej, et.al. "Active Band Pass Filter with Notch Characteristics Circuit using Uniformly Distributed RC Line." ISPACS'99, Thailand, December 1999. pp. 359-362
- [18] M. Teramoto, S. Sudo. "Notch Characteristics Using Uniformly Distributed RC Line and Application to Active Filters." IEICE, CAS96-49, Japan, NLP96-87, 1996-06.
- [19] S. Saetia, K. Janchitrapongvej, et.al. "Synthesis of Active HPF using Uniformly Distributed RC Line." ISCIT2001, Thailand, November 2001. pp. 75-78

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] Sorapong Saetia, Kanok Janchitrapongvej, et.al., "On The Realization of Active Filter with Notch Characteristics using Multilayer Uniformly Distributed RC Line." IFCS 2002 The International Conference on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Japan, March 2002. pp. 14_10-14_13
- [2] Sorapong Saetia, Kanok Janchitrapongvej, et.al., "Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line." IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems Proceedings, China, December 2000. pp. 568-570

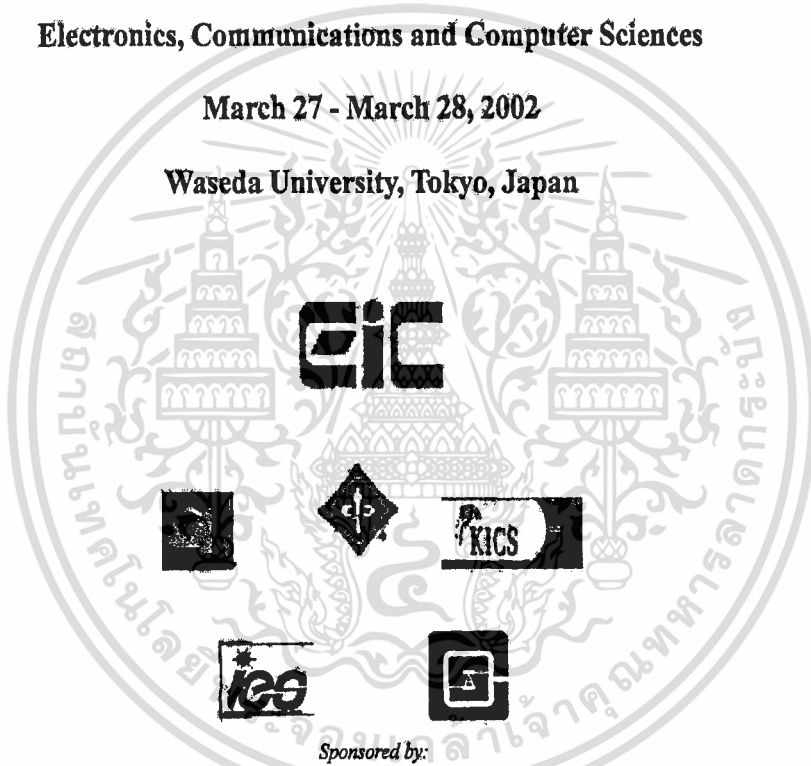


Proceedings of the
ICES 2002

**The International Conference on Fundamentals of
Electronics, Communications and Computer Sciences**

March 27 - March 28, 2002

Waseda University, Tokyo, Japan



Sponsored by:

The Engineering Sciences Society (ESS)

of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEK)

The Korea Institute of Communication and Sciences (KICS)

Technical Co-Sponsored by:

The Industrial Electronics Society and the Circuits & Systems Society of IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

On The Realization of Active Filter with Notch Characteristics Using Multilayer Uniformly Distributed RC Line

Sorapong Saetia, Prakrit Tangtisanon
and Kanok Janchitrapongvej
Research Center for Communications
and Information Technology,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, 10520
THAILAND
kjakanok@kmitl.ac.th

Shirou Sudo and Mitsuo Teramoto
School of Engineering,
Tokai University,
JAPAN 259-12

Abstract – This paper presents the realization method of active filter with notch characteristics using multilayer uniformly distributed RC line (hereafter is call MURC).

The proposed circuits configuration consists of 2 MURC and a single positive gain amplifier. The circuit has a steeper rate of magnitude response at cut off with constant group delay and low sensitivities in the pass band. H-SPICE simulations are included to show their behavior of the proposed circuit.

I. INTRODUCTION

It is known that Uniformly Distributed RC elements (URC) have several advantages over lumped RC network. The structure of distributed RC elements in thin – film technology is built using smaller substrate area, less isolation and parasitic problems at high frequency. Distributed RC elements may have many from structure. For instance, one capacitive layer, double capacitive layer and multilayer thin – film structures. The structure of the general URC consists of layers of conductors, resistive layer and dielectrics can be sandwiched together in many permutations. The resistive or conductive layers may be contacted at various points around their edges. Other advantages are applied to active filters. For instance single capacitive layer URC [1], [2], Double capacitive layers URC [3] in conjunction with amplifier in literature respectively.

To improve the behavior of the active low pass filter mentioned above, the circuit with 2 multilayer layer URC network and a single positive gain amplifier are proposed.

The structure of the MURC with three capacitive layers shows in Fig. 1-a. The circuit symbols of Fig. 1-a. and Fig. 1-b. are illustrated in Fig. 1-c. This MURC 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. 1c. as a distributed RC transmission line for one of the bottom conductive plate 5 is ground yields. The admittance parameter $[Y_{ij}]$ of the URC in Fig. 1. is given as follows:

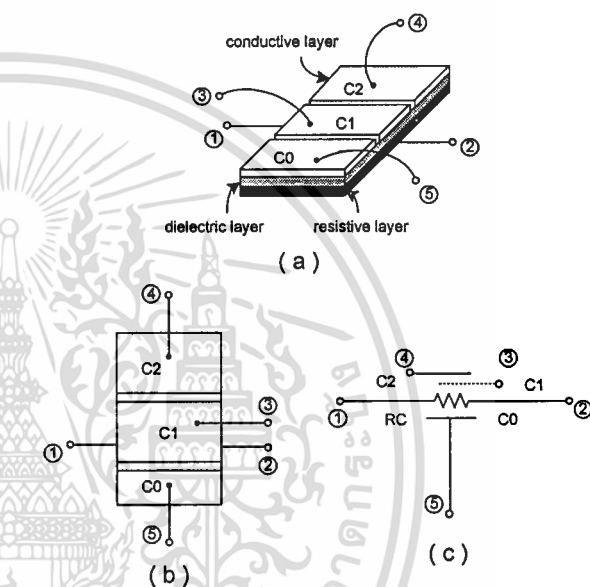


Fig. 1. Structure and circuit symbol of MURC with three capacitive layers

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

where

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

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

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

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

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

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

II. ACTIVE LPF WITH NOTCH CHARACTERISTICS

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

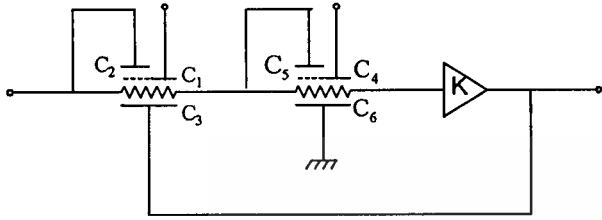


Fig. 2. Active low pass filter with MURC circuit

From (1) and Fig. 2. after some mathematical manipulations, the voltage transfer function $T(P)$ of Fig. 2. is as follow:

$$T(P) = \frac{\left\{ \alpha_1 \frac{\sinh P_1}{P_1} + \beta \right\} \left\{ \alpha_3 \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} K}{\left\{ \alpha_3 \frac{\sinh P_2}{P_2} + (1 - \alpha_3) \cosh P_2 \right\} \delta - \left\{ \alpha_3 \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} \varphi} \quad (2)$$

Where

$$\beta = \alpha_2 \left[\cosh P_1 + \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} \right],$$

$$\chi = \alpha_4 \left[\cosh P_2 + \frac{1 - (\alpha_3 + \alpha_4)}{\alpha_4} \right],$$

$$\delta = \left\{ \alpha_1 \frac{\sinh P_1}{P_1} + (1 - \alpha_1) \cosh P_1 + \gamma \right\},$$

$$\gamma = \sigma \left\{ \alpha_3 \frac{(\sinh P_2 - P_2 \cosh P_2)}{P_2} + [1 - (\alpha_3 + \alpha_4)] \nu \right\},$$

$$\nu = \left\{ \left[\frac{1}{1 - (\alpha_3 + \alpha_4)} - 2\alpha_4 \right] \cosh P_2 + \alpha_4 (2 + P_2 \sinh P_2) \right\},$$

$$\varphi = \left\{ \sigma \left\{ \alpha_3 \frac{\sinh P_2}{P_2} + \chi \right\} + [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] (\cosh P_1 - 1) K \right\},$$

$$\sigma = \left\{ \frac{C_{12}}{C_{11}} \left[\frac{(1 - \alpha_1) P_1 \sinh P_1 + 2\alpha_1 (\cosh P_1 - 1)}{(1 - \alpha_3) P_2 \sinh P_2 + 2\alpha_3 (\cosh P_2 - 1)} \right] \right\},$$

$$\alpha_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_3}, \alpha_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2 + C_3},$$

$$\alpha_3 = \frac{C_4}{C_4 + C_5 + C_6}, \alpha_4 = \frac{C_5}{C_4 + C_5 + C_6},$$

$$P_1 = \sqrt{SR_1 C_{11}}, P_2 = \sqrt{SR_2 C_{12}},$$

$$C_{11} = C_1 + C_2 + C_3, C_{12} = C_4 + C_5 + C_6,$$

and K is the gain amplifier

III. SIMULATION RESULTS

The simulation result by H-SPICE of the frequency response is shown in Fig. 3. The use of Distributed RC elements by mean of thin film process in any integrated circuit are immense complication compared to the well established lumped circuits. Herein, the capacitive layers URC is approximate by the ladder RC lumped elements of 10 sections and the amplifier is LF351. We choose values of the circuit elements as follows:

$$R_1 = R_2 = 200k\Omega,$$

$$C_1 = 31.395pF, C_4 = 17.94pF,$$

$$C_2 = 0.0175pF, C_5 = 0.01pF,$$

$$C_3 = 143.5875pF, C_6 = 82.05pF$$

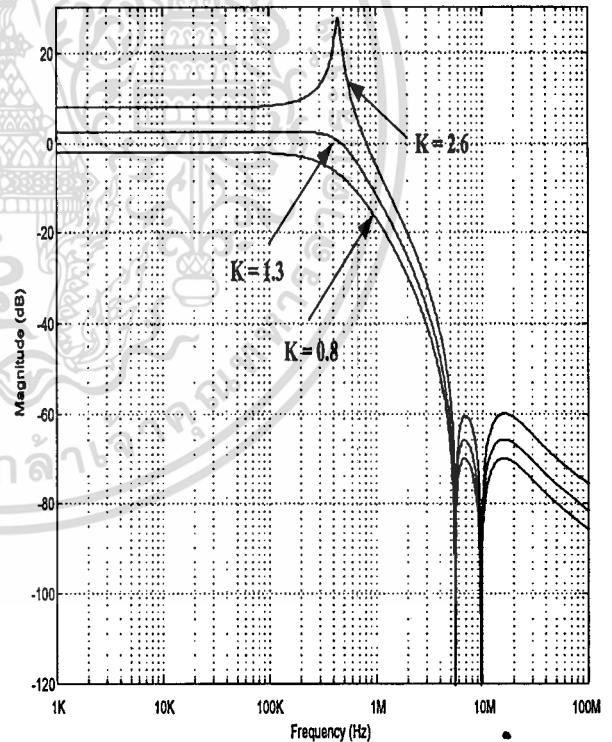


Fig. 3. Frequency response with different K

With appropriate choice of the parameters given above, it is seen that the proposed circuit will produce a filter having two transmission zeros.

Fig. 3. show the behavior of the proposed circuit for $K=0.8, 1.3$ and 2.6 , $\alpha_1=0.1794$, $\alpha_2=0.0001$, $\alpha_3=0.1794$ and $\alpha_4=0.0001$ respectively.

In Fig. 4. the figure also shows the frequency response of the proposed circuit for $K = 1.3$, $\alpha_1 = 0.1794$, $\alpha_2 = 0.0001$, $\alpha_3 = 0.1794$ and $\alpha_4 = 0.0001$ by H-SPICE.

It is seen that the minimum attenuation at stop band is better than -60 dB.

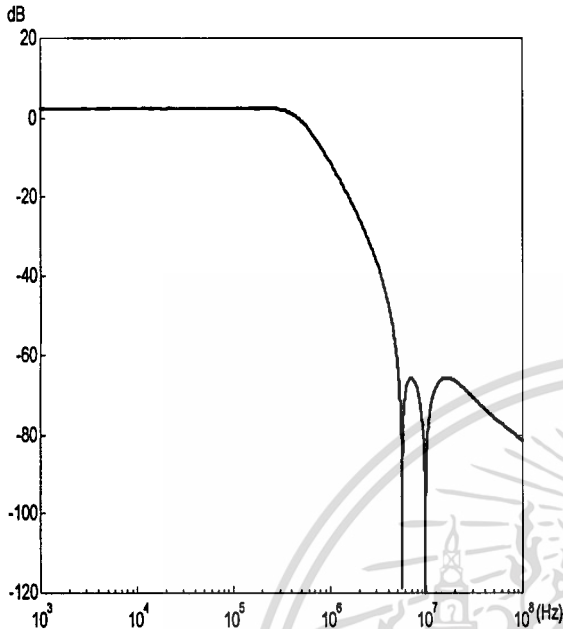


Fig. 4. Frequency response $K = 1.3$ by H-SPICE

The magnitude response is directly associated with gain amplifier K and the group delay characteristic for the circuit is constant in the pass band as shown in Fig. 5.

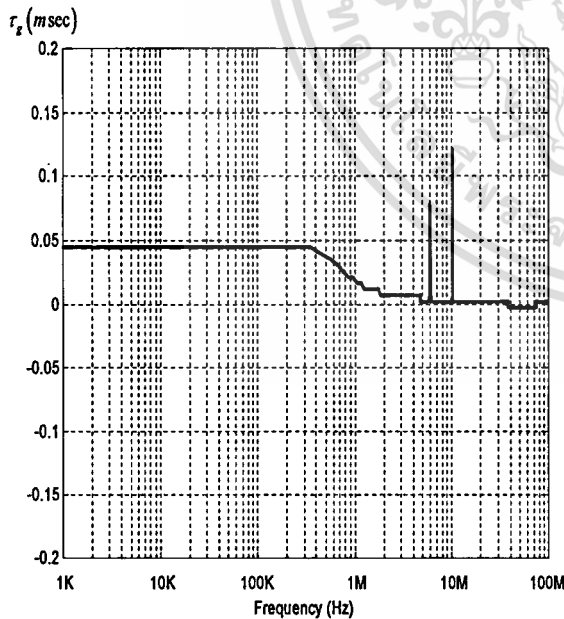


Fig. 5. Group delay characteristics

The stability of the circuit can be obtained from the denominator of (2). For stability considerations the Nyquist contour is encircled at the origin as shown in Fig. 6. It is seen that $K \geq 2.6$ the circuit is conditionally unstable.

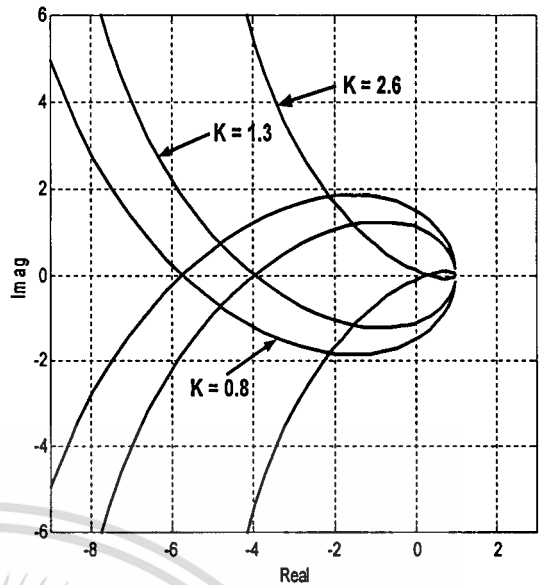


Fig. 6. Stability of the proposed circuit

IV. SENSITIVITY

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

$$S_{X_i}^{T(P)} = \frac{dT(P)}{dx_i} \cdot \frac{x_i}{T(P)} \tag{3}$$

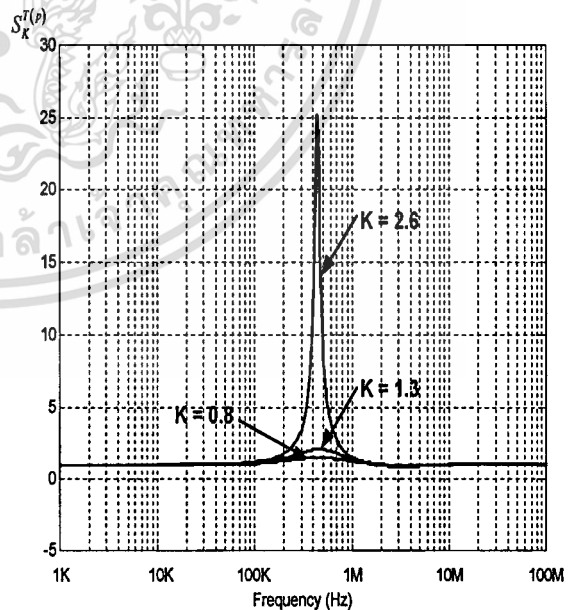
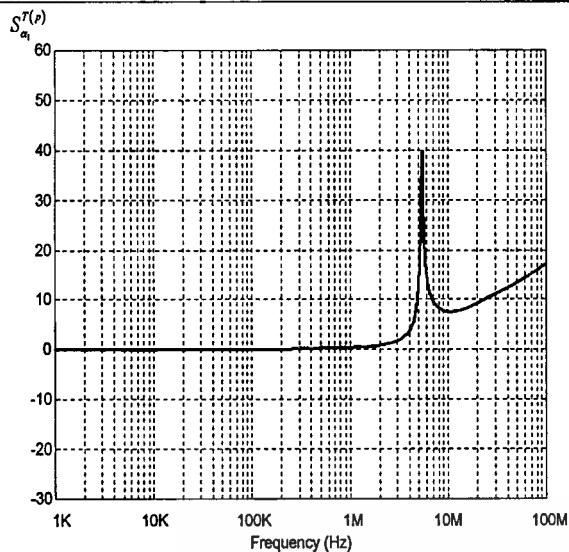
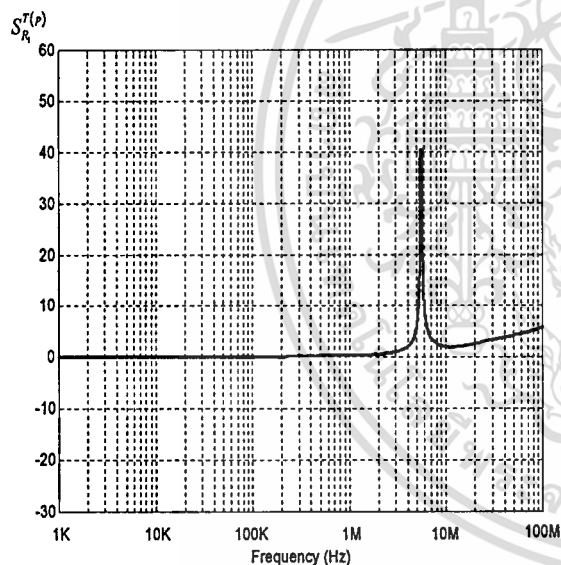


Fig. 7. Sensitivity $S_K^{T(P)}$

Fig. 7. show the sensitivity of $T(P)$ to the change of amplifier gain K . It is seen that the magnitude sensitivity become large as K increasing.

Fig. 8. Sensitivity $S_{\alpha_1}^{T(P)}$

In Fig. 8. and Fig. 9. shows sensitivities of $T(P)$ to the capacitance ratio C_1 to $C_1 + C_2 + C_3$ (α_1) and $T(P)$ to resistance R_1 alone. It is seen that their sensitivities are differentially small and unaffected in the pass band.

Fig. 9. Sensitivity $S_{R_1}^{T(P)}$

V. CONCLUSION

The low pass filter with notch characteristics using multilayer URC circuit with the applications to active low pass filter is proposed and discussed. Herein, the parameters of the circuit are used to improve the behavior of magnitude response. Thus, the magnitude response of the designed circuit has a steep slope at cut off with constant group delay. In addition, the sensitivities of circuit parameters have low and computer simulations by H-SPICE are carried out. The proposed circuit can be used for antialiasing/smoothing filters and will be suitable for fabrication by LSI process.

VI. REFERENCES

- [1] M.S. Ghausi, J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits," Holt, Rinehart and Winston, INC. pp.136-141.
- [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] K. Janchitrapongvej, "Notch Tunable Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line," 1998 IEEE APCC/ICCS, Volume 2, pp. 590-592.
- [4] M.Teramoto, S. Sudo, and K. Janchitrapongvej, "Active LPF with transmission Zero using Double Capacitive Layers Uniformly Distributed RC Line," CAS96-49, NLP 96-87 (1996-09).
- [5] K. Janchitrapongvej, "Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line," 2000 IEEE APCC/IC.CS, pp. 568-570.



2000

IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems

Theme: Electronic Communication Systems

PROCEEDINGS

December 4-6, 2000

Tianjin, China

IEEE Catalog Number: 00EX394

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notch Frequency Adjustable Active Filter Using Uniformly Distributed RC Line

Kanok Janchitrapongvej*, Viroj Kawejan*, Chawalit Benjangkprasert*, Prakrit Tangtisanon*, Sorapong Seatia*, Shirou Sudou** and Mitsuo Teramoto**

*Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand, E-Mail : kjkanok@kmitl.ac.th

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

Abstract

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

The proposed circuit consists of one URC with three capacitive (C_0 , C_1 and C_2) layers and a single gain amplifier. α_1 , α_2 of the circuits are used to adjust the notch tunable frequency and K is used to control the minimum stop band loss. The structure reduces an amount of circuit complexity and is simple to use for filter applications. Finally, The computer simulation results showed good agreement with theoretical values. Sensitivities are also carried out.

I. Introduction

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

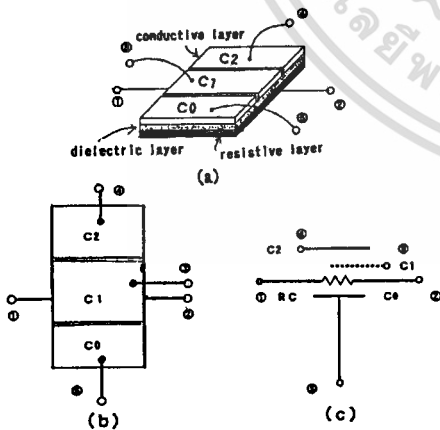


Fig. 1 Structure and circuit symbol of URC with three capacitive layers

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

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

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

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

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

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

$C_1 = \alpha C$, $C_2 = \alpha C$ and $C = C_1 + C_2 + C_3$

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

II. LPF with Notch characteristics

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

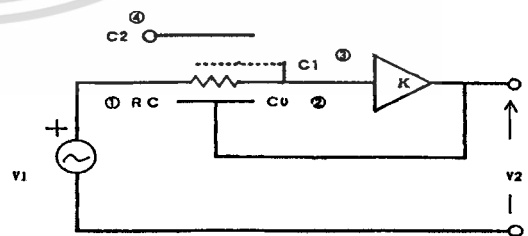


Fig. 2 Notch characteristics circuit using URC with three capacitive layers

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

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

where $\beta = \frac{\alpha_2 (\sinh p - P \cosh p)}{P}$,

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

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

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

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

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

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

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

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

Form eq.(4) and eq.(5), α_1 and α_2 can be obtained as

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

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

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

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

Fig. 3 shows the relation of normalized angular frequency ω_n to α_1 and α_2 where ω_n is lied in between $20 < \omega_n < 30.84$

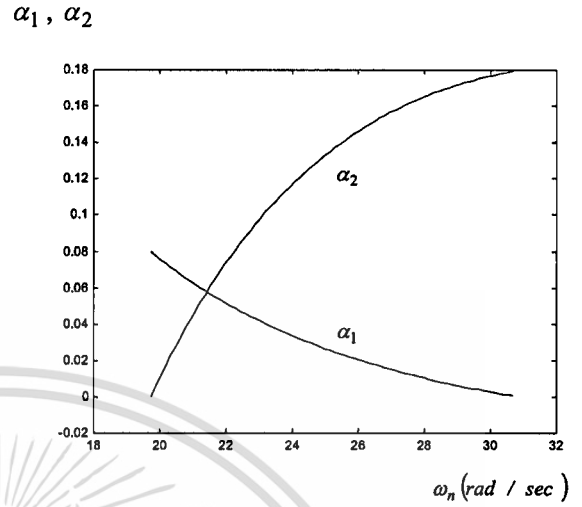


Fig. 3 Relation between notch angular frequency and α_1, α_2

III. Simulation results

The simulation by P-spice of the frequency response is shown in Fig. 4. It is shown that the behavior of notch frequency adjustable active filter with an appropriate choice of the parameter α_1 and α_2 of the circuit. Herein, we choose the values as given in Table 1 with gain $K=0.8$. The three capacitive layers URC is approximated by the ladder lumped RC elements of 10 sections and the amplifier ($\mu A741$) is used in the experiment.

	C_0	C_1	α_1	C_2	α_2
①	92	8	0.08	0	0
②	86.24	4	0.04	9.76	0.0976
③	83.2	2	0.02	14.8	0.148
④	82	0	0	18	0.18

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

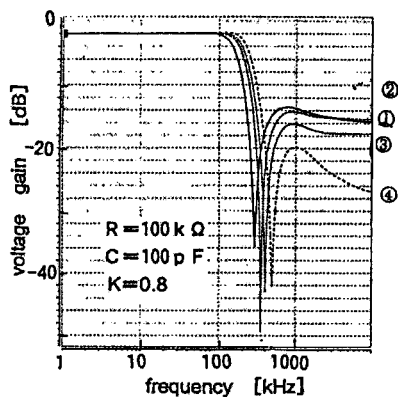


Fig. 4 Frequency response of table 1

It is seen that by adjusting the circuit parameter α_1 , α_2 will tend to change notch frequency. If α_1 , α_2 is assumed zero ($\alpha_1 = \alpha_2 = 0$), it become Ghausi's URC circuit as referred in literature [1], with $\alpha_2 = 0$ and $\alpha_1 \neq 0$ or Vice Versa it becomes a double capacitive layers URC [2] and [3]

IV. Sensitivity

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

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

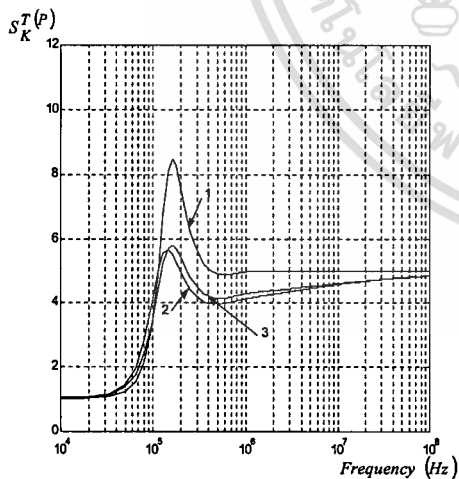


Fig. 5a

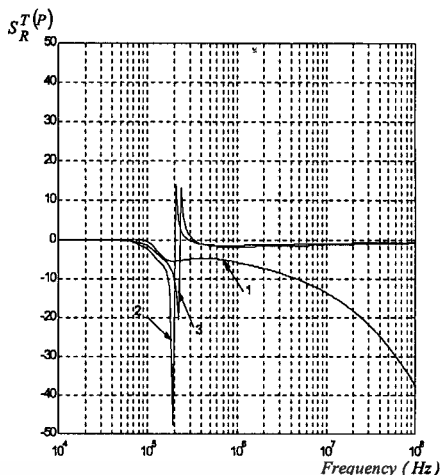


Fig. 5b

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

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

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

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

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

V. Conclusion.

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

References

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

ประวัติผู้เขียน

นายสรพงษ์ แซ่เตีย เกิดเมื่อวันที่ 23 กรกฎาคม พ.ศ. 2520 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จ การศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2539 และในระดับปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2541

ซึ่งต่อมา ปี พ.ศ. 2542 ได้ทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัยของ ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง จนถึงปี พ.ศ. 2544

