

วงจรรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ดิสทริบิวต์มอสเฟตทรานซิสเตอร์

ACTIVE CROSSOVER NETWORKS USING DISTRIBUTED  
MOSFET TRANSISTORS

วสันต์ ตันเจริญ

WASAN TANCHAROEN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2150-2



**ACTIVE CROSSOVER NETWORKS USING DISTRIBUTED  
MOSFET TRANSISTORS**

**WASAN TANCHAROEN**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2150-2**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้คิสทริบิวต์มอสเฟตทรานซิสเตอร์
นักศึกษา	นายวสันต์ ตันเจริญ
รหัสประจำตัว	45065109
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กนก เจริญพงษ์เวช

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงการออกแบบวงจรรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ มอสเฟตทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์ มาใช้แทน ยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ หรือที่เรียกสั้นๆ ว่า ยูอาร์ซี โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการเปลี่ยนวงจรรองความถี่ต่ำและวงจรรองความถี่สูงแบบแอกทีฟโดยใช้ยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์แบบชั้นคาปาซิทีฟชั้นเดียวและแบบชั้นคาปาซิทีฟสองชั้น ไปเป็นวงจรถ่าย มอสเฟตทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์ และนำวงจรรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ที่สร้างขึ้น มาทำการเปรียบเทียบกับวงจรรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ ยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ โดยมีวิธีการที่แตกต่างกันในการปรับค่าตัวแปรต่าง ๆ ของมอสเฟตให้ทำงานคล้ายกับอาร์ซี ซึ่งผลการตอบสนองทางความถี่ที่ได้ของทั้งวงจรถ่าย ยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ และที่ใช้ มอสเฟตทรานซิสเตอร์ ให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน

<b>Thesis Title</b>	Active Crossover Networks using Distributed MOSFET Transistors
<b>Student</b>	Mr. Wasan Tancharoen
<b>Student ID.</b>	45065109
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej

### ABSTRACT

This thesis presents crossover networks using enhancement MOSFET transistors as a uniformly distributed RC line ( $\overline{URC}$ ). The thesis also describes about replacement of an action single and double capacitive layers Uniformly Distributed RC Line of low-pass filter and high-pass filter by using enhancement MOSFET transistor. Herein, a new active crossover network using distributed MOSFET transistors is introduced. Compared to existing networks, it has a different technique of its parameter tuning of MOSFET operating as  $\overline{RC}$  element. Experimental results are carried out. It is shown that the frequency response of both  $\overline{URC}$  and MOSFET are closed to each others.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเป็นอย่างดี ในเรื่องการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค จากท่าน รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและกราบขอบพระคุณเป็นอย่างดี

ขอกราบขอบพระคุณ อ.วิโรจน์ พินิจเนนชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล รวมถึงอาจารย์ทุกท่าน ในภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ประสิทธิ์ประสาท วิชาความรู้ และให้คำแนะนำ คำปรึกษา พร้อมกำลังใจที่มีคุณค่าอย่างยิ่ง

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่าง ๆ อย่างใกล้ชิดตลอดมา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วสันต์ ดันเจริญ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 คิสมิตรีบิวต์ อาร์ซี.....	3
2.1 ทฤษฎีสายส่ง.....	3
2.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์.....	9
2.3 โครงสร้างของคิสมิตรีบิวต์ อาร์ซี.....	14
2.4 โครงสร้างของคิสมิตรีบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น.....	20
บทที่ 3 แนวความคิดในการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค.....	28
3.1 จุดประสงค์การใช้วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค.....	28
3.2 ข้อแตกต่างของแอกทีฟฟิลเตอร์ และพาสซีฟฟิลเตอร์.....	28
3.3 การใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ มีข้อดีกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์.....	29
3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter).....	30
3.5 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter).....	31
3.6 ความถี่คัทออฟและ ลักษณะ โรออฟ(Roll off).....	31

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7 ทฤษฎีของลิ่งค์วิธไรเลย์.....	32
3.8 วงจรครอสโอเวอร์ธรรมดาทั่วไป.....	33
3.9 แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Crossover Network.....	34
3.10 ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) กับรูปแบบของวงจร.....	36
3.10.1 หลักการของระบบ 2 ทาง.....	36
3.10.2 หลักการของระบบ 3 ทาง.....	37
<b>บทที่ 4 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....</b>	<b>39</b>
4.1 โครงสร้างของมอส.....	39
4.2 สัญลักษณ์.....	40
4.3 ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์.....	42
4.4 หลักการของมอส.....	44
4.5 คุณสมบัติกระแสและแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์.....	49
4.6 แรงดันขีดเริ่ม.....	54
4.7 ตัวเก็บประจุแบบมอส.....	57
<b>บทที่ 5 การสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค.....</b>	<b>68</b>
5.1 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC.....	68
5.2 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC.....	75
5.3 การเปรียบเทียบวงจร URC และ MOSFET.....	80
5.4 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET transistor ซึ่งได้จากการ แปลงวงจรURC.....	82
5.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ.....	82
5.4.2 วงจรกรองความถี่สูง.....	85
5.5 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET transistor ซึ่งได้จากการ แปลงวงจร DURC.....	92
5.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ.....	92
5.5.2 วงจรกรองความถี่สูง.....	95

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลวิจัย และการเสนอแนะ.....	101
บรรณานุกรม.....	103
ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	106
ประวัติผู้เขียน.....	115

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC.....	72
5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC.....	78
5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก URC.....	89
5.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก DURC.....	98

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สายส่งสัญญาณ.....	4
2.2 ส่วนการขยายของ $\Delta x$ ในสายส่ง.....	4
2.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง.....	8
2.4 การต่อโครงข่ายในรูปแบบที่ 2.3.....	8
2.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็นโครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์.....	9
2.6 โครงสร้างแบบ T-Network.....	10
2.7 โครงสร้าง 2 พอร์ตแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี.....	15
2.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ซี.....	15
2.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย $\Delta x$ ของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี.....	16
2.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสทรีบิวต์ อาร์ซี.....	17
2.11 โครงสร้างของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เมื่อค่าความนำ $g$ มีค่าน้อยมาก.....	18
2.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต.....	19
2.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย.....	20
2.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC.....	20
2.15 วงจรเน็ตเวิร์ค DURC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแดนซ์.....	21
2.16 รูปวงจรกิจการวิเคราะห์ $Y_{13}$ .....	22
2.17 วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์.....	27
3.1 stereo 2-way System.....	29
3.2 Single Channel 3- way System.....	30
3.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ.....	30
3.4 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง.....	31
3.5 แสดง Vertical Radiation.....	35
3.6 ระบบ 2 ทาง.....	36
3.7 ระบบ 3 ทาง.....	37
4.1 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น.....	39
4.2 แสดงภาพด้านบนของมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เห็นความกว้าง $W$ และความยาว $L$ ของช่องทางเดินกระแส.....	40

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของทรานซิสเตอร์ชนิดพีมอส.....	40
4.4 แสดงตัวอย่างสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ แบบ 3 ขั้ว โดย $V_{SB} = 0$ .....	41
4.5 แสดงตัวอย่างสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบ 4 ขั้ว โดย $V_{SB} \neq 0$ .....	41
4.6 แสดงลักษณะ โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ.....	44
4.7 แสดงการให้ไบอัสแก่เอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์.....	45
4.8 แสดงช่วงการทำงานพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์ในภาวะต่างๆ.....	47
4.9 แสดงกราฟแสดงคุณสมบัติ I-V ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็น-แชนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด.....	48
4.10 แสดงภาคตัดขวางของเอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งในส่วนเล็กๆ dx มีค่าความต้านทาน dR.....	50
4.11 แสดงแผนผังแถบพลังงานและการกระจายประจุของมอสทรานซิสเตอร์.....	55
4.12 แสดงภาคตัดขวางของมอส (Metal-Oxide-Semiconductor : MOS).....	57
4.13 แสดงแผนผังแถบพลังงาน.....	58
4.14 แสดงความแตกต่างฟังก์ชันงานของอูมิเนียม-ซิลิกอน ขณะที่ฟังก์ชันของ ความเข้มข้นสารเจือของซิลิกอน ชนิด n และ p ที่ 300 K.....	58
4.15 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุมอสในการสะสมประจุซึ่งแสดงให้เห็นการโค้ง ที่ผิวเนื่องจากความแตกต่างฟังก์ชันของโลหะและสารกึ่งตัวนำขณะไม่มีไบอัส.....	59
4.16 การกระจายของอิเล็กตรอนแบบ fermi ที่ $0^0$ K.....	60
4.17 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อการกระจายแบบ fermi ของอิเล็กตรอน.....	61
4.18 แสดงตัวเก็บประจุมอสภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงไบอัส แผนผังจะแสดง ชนิดและขั้วของประจุที่ผิว, การโค้งเบนแถบพลังงานผิวและประจุที่รอยต่อ.....	64
4.19 กราฟแสดงคุณสมบัติตัวเก็บประจุ-แรงดัน ของตัวเก็บประจุมอส ชนิดพีที่ความถี่สูง.....	65
4.20 กราฟแสดงคุณสมบัติตัวเก็บประจุ-แรงดัน ของตัวเก็บประจุมอสชนิดพี ที่ความถี่ต่ำ.....	66
5.1(ก) แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ URC.....	68
5.1(ข) แสดงวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ URC.....	68
5.2 แสดงวงจรจริงของครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ URC.....	70
5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ URC.....	61
5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ URC.....	61

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC.....	72
5.6 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ UR.....	73
5.7 แสดงวงจรถ่วยในการปรับเฟสของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์ค.....	73
5.8 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC ซึ่งทำการ ปรับเฟสแล้ว.....	74
5.9(ก) แสดงวงจรถองความถี่ต่ำที่ใช้ DURC.....	75
5.9(ข) แสดงวงจรถองความถี่สูงที่ใช้ DURC.....	75
5.10 แสดงวงจรถองความถี่ของทรอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ DURC.....	76
5.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถองความถี่ต่ำที่ใช้ DURC.....	77
5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถองความถี่สูงที่ใช้ DURC.....	77
5.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC.....	78
5.14 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC.....	79
5.15 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC ซึ่งทำการ ปรับเฟสแล้ว.....	79
5.16 เปรียบเทียบ $\overline{URC}$ แบบ 1 ชั้น กับแบบโครงสร้างของ MOSFET.....	80
5.17 เปรียบเทียบ $\overline{URC}$ แบบ 2 ชั้น กับแบบโครงสร้างของ MOSFET.....	80
5.18 แสดงการต่อวงจรMOSFET Transistor ของ Y. Tsvividis.....	82
5.19 แสดงวงจรถองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC.....	84
5.20 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC.....	85
5.21 แสดงวงจรถองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC.....	87
5.22 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก URC.....	88
5.23 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถองของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก URC.....	89
5.24 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถอสไอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC กับที่ใช้ MOSFET.....	90

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.25 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน URC.....	90
5.26 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน URC ซึ่งทำการปรับเฟสแล้ว.....	91
5.27 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC.....	93
5.28 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC.....	94
5.29 แสดงวงจรรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC.....	96
5.30 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC.....	97
5.31 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC.....	98
5.32 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC กับที่ใช้ MOSFET.....	99
5.33 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน DURC.....	99
5.34 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน DURC ซึ่งทำการปรับเฟสแล้ว.....	100

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาของงานวิจัย

ในการออกแบบและการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Crossover Network) นั้นสามารถสร้างขึ้นจากวงจรกรองความถี่ได้ (Active filter) ได้หลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็น บัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) เชฟบิเชฟ (Chebyshev) เบสเซล (Bessel) ทอมสัน (Tomson) หรือ ลิงค์วิทซ์ (Linkwitz Riiley) ซึ่งวงจรกรองความถี่เหล่านี้จะให้ผลตอบสนองต่อความถี่ที่มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันออกไปโดยวงจรที่กล่าวมานั้นมีรูปแบบวงจรที่คงที่ ทำให้ไม่สามารถเปลี่ยนรูปแบบผลตอบสนองทางขนาดได้ นอกจากนี้การปรับอันดับของวงจรกรองความถี่ ซึ่งถ้านำมาทำเป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คจะทำให้วงจรมีความยุ่งยากและซับซ้อนมากขึ้น ส่วนวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่มีอยู่โดยทั่วไป จะมีความล่าช้าระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูง ถึงแม้ปัจจุบันจะมีวงจรเฟสลิเนียร์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Phase Linear Crossover Network) ที่สามารถแก้ปัญหานี้ได้ แต่ไม่สามารถเพิ่มความชันในช่วงความถี่คัทออฟได้และยังทำให้ช่วงความถี่ที่ได้ไม่คงที่ซึ่งการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค โดยอาศัยคุณสมบัติของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ ออร์ซี ฟิลเตอร์ หรือ ยูอาร์ซี สามารถทำให้ความชันในช่วงความถี่คัทออฟมีค่ามากขึ้นได้ แต่จากการที่มีข้อจำกัดทางด้านขนาดของยูอาร์ซี ซึ่งในการสร้างวงจรดังกล่าวยังได้อาศัยการนำเอาตัวอุปกรณ์ออร์ซีมาต่อกันเพื่อให้ได้เป็นตัวยูอาร์ซี ซึ่งวงจรที่ได้มีขนาดใหญ่ และราคาก็ค่อนข้างสูง ซึ่งเป็นที่รู้กันดีว่า เมื่อนำมอสเฟต มาต่อร่วมกับอุปกรณ์อื่นๆ ในวงจรสามารถที่จะให้อัตราขยายแรงดันและอัตราขยายกำลังของสัญญาณได้ และมอสเฟตยังถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในการใช้งานทางด้านวงจรดิจิทัล เพราะว่าขนาดที่เล็กซึ่งสามารถสร้างได้เป็นจำนวนหลายพันตัวในวงจรรวมหนึ่งวงจรถัดนั้น มอสเฟตจึงเป็นแกนหลัก ในการออกแบบวงจรในปัจจุบัน

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ที่ใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ มาใช้แทนวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้วงจรแบบแอคทีฟ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ ออร์ซีไลน์ ทั้งที่เป็นแบบชั้นคาปาซิทีฟชั้นเดียว และแบบชั้นคาปาซิทีฟสองชั้น ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการวิจัยเพื่อศึกษาพัฒนาและสามารถนำไปใช้งานได้จริง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรแบบอื่นๆ ที่ต้องใช้ URC ในการสร้างวงจรได้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งหวังที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาพัฒนา และนำไปใช้งานให้กับนักศึกษา และบุคคลที่สนใจสามารถนำไปประยุกต์และพัฒนาต่อไปในอนาคต

### 1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้จัดแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยในบทแรกนั้น จะเป็นการกล่าวถึงที่มาของการทำวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆอีก 5 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้นคือ คิสทรีบิวต์ อาร์ชี ซึ่งประกอบไปด้วยหลักการวิเคราะห์สายส่ง ทฤษฎีของตัวยูนิฟอร์ม คิสทรีบิวต์ อาร์ชีไลน์ แบบชั้นคาปาซิทีฟชั้นเดียวและแบบสองชั้น

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงจุดประสงค์ในการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ข้อแตกต่างของแอกทีฟฟิลเตอร์ และพาสซีฟฟิลเตอร์ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน และทฤษฎีของลิงค์วิธ ไรเลย์ รวมทั้งวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คต่างๆไป

บทที่ 4 กล่าวถึงโครงสร้าง สัญลักษณ์ ชนิด ของตัวมอส ทรานซิสเตอร์ รวมถึงหลักการ ทำงาน และคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 5 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงจากยูอาร์ซี และ ดิยูอาร์ซี เพื่อสร้างเป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค หลักการเปรียบเทียบของวงจรมอสอาร์ชี กับโครงสร้างของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ และทำการแปลงวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ยูอาร์ซี และ ดิยูอาร์ซี ให้เป็นโครงสร้างของมอสเฟตทรานซิสเตอร์

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลและวิเคราะห์ผลการทดลองที่ได้ ตลอดจนแนวทางในการพัฒนา และการวิจัยเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

## บทที่ 2

### คิสทริบิวต์ อาร์ซี

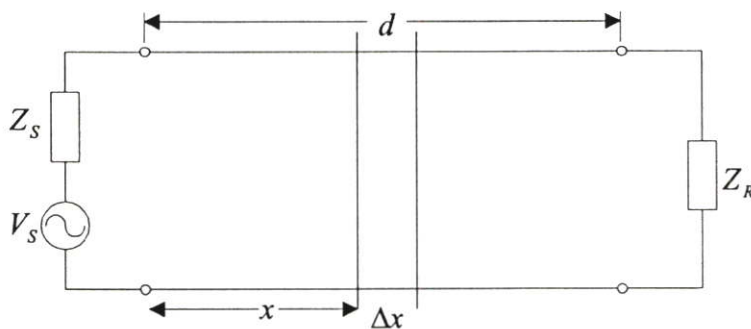
ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่เกิดขึ้นอยู่เสมอ ซึ่งนอกจากจะออกแบบวงจรด้วยการใช้อุปกรณ์แบบลัมป์อีลิเมนต์ (Lumped Element) ที่เป็นแบบพาสซีฟ หรือแบบแอกทีฟแล้ว ยังมีเทคโนโลยีอื่น ๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นแบบคิสทริบิวต์ อาร์ซี (Distributed RC) โดยใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มหนา (Thick-Film) หรือแผ่นฟิล์มบาง (Thin-Film) ในการผลิตไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเน็ตเวอร์คแบบคิสทริบิวต์ อาร์ซี นี้มีคุณลักษณะทั่ว ๆ ไปที่ดีกว่า และมีขนาดเล็กกว่าเน็ตเวอร์คแบบลัมป์อีลิเมนต์ อาร์ซี จึงทำให้การออกแบบวงจรเน็ตเวอร์คแบบคิสทริบิวต์ อาร์ซี นั้นสามารถนำไปใช้ได้ง่าย

เน็ตเวอร์คแบบคิสทริบิวต์ อาร์ซี มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ดังที่จะยกตัวอย่างคือ โครงสร้างแผ่นฟิล์มบางแบบมัลติเลเยอร์ (Multilayer) ที่มีชั้นของตัวนำ (Conductor) ความต้านทาน (Resistive) และฉนวน (Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกัน โดยชั้นของความต้านทาน และตัวนำ อาจจะมีจุดต่อออกมาหลายจุดที่ขอบทางด้านข้างของคิสทริบิวต์ อาร์ซี ที่อาจอยู่ในรูปแบบที่เป็น Multi Contacted P-N Junction ซึ่งตัวความต้านทานจะเป็นส่วนประกอบของสารกึ่งตัวนำ และตัวเก็บประจุจะเป็นผลของไบแอสที่จังก์ชัน และสำหรับในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสทริบิวต์ อาร์ซี จะใช้หลักการเดียวกันกับหลักการของสายส่ง (Transmission Line) โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายส่ง ตัวคิสทริบิวต์ อาร์ซี และตัวคิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น

#### 2.1 ทฤษฎีสายส่ง

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

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างสายส่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิเคราะห์ที่เป็นสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนั้นถ้ามีการส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ  $x$  มีขนาดย่อย ๆ เป็น  $\Delta x$  ดังที่แสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายส่งสัญญาณ

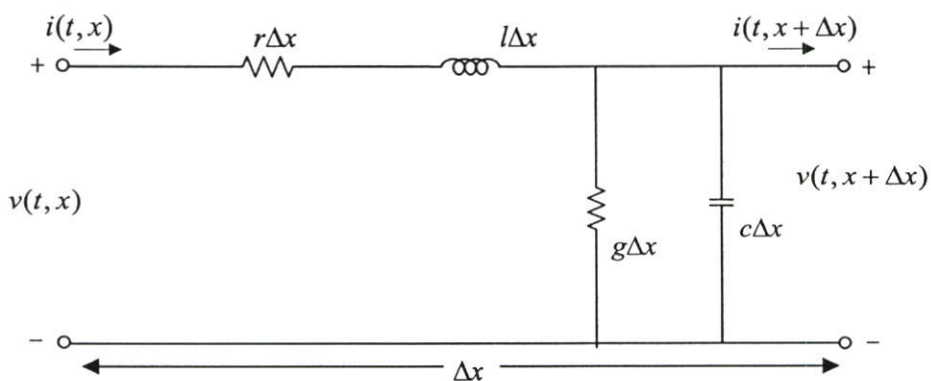
เมื่อทำการขยายช่วง  $\Delta x$  ออกไป จะได้วงจรเสมือน ดังรูปที่ 2.2 ซึ่ง  $v(t, x), i(t, x)$  จะเป็น ศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จุด  $x$  ตามลำดับ โดยมีค่าคิสหรีบิวต์พารามิเตอร์ (Distributed Parameter) ต่าง ๆ ดังนี้

$r$  : ค่าความต้านทาน (Resistance ohm/meter)

$l$  : ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance henry/meter)

$g$  : ค่าความนำ (Conductance ohm/meter)

$c$  : ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance farad/meter)



รูปที่ 2.2 ส่วนการขยายของ  $\Delta x$  ในสายส่ง

จากรูปที่ 2.2 เมื่อใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v(t, x + \Delta x) - v(t, x) \approx -\Delta x \left( l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} + r i(t, x) \right) \quad (2.1)$$

$$i(t, x + \Delta x) - i(t, x) \approx -\Delta x \left( c \frac{\partial v(t, x, \Delta x)}{\partial t} + gi(t, x, \Delta x) \right) \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.1) และ (2.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ  $\Delta x$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะมีสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยคือ

$$\frac{\partial v(t, x)}{\partial x} = -l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} - ri(t, x) \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i(t, x)}{\partial x} = -c \frac{\partial v(t, x)}{\partial t} - gv(t, x) \quad (2.4)$$

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

$$V(s, x) = L[v(t, x)] = \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt \quad (2.5a)$$

$$I(s, x) = L[i(t, x)] = \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt \quad (2.5b)$$

และเมื่อหาอนุพันธ์สมการ (2.5a, b) เทียบกับ  $x$  จะได้

$$L \left[ \frac{\partial v(t, x)}{\partial x} \right] = \int_0^{\infty} \frac{\partial v(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial V(s, x)}{\partial x} \quad (2.6)$$

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

โดยการแปลงลาปลาซในสมการ (2.3) และ (2.4) จะได้

$$\frac{\partial V(s, x)}{\partial x} = -(ls + r)I(s, x) \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial I(s, x)}{\partial x} = -(cs + g)V(s, x) \quad (2.8)$$

ซึ่งตัวแปรในสมการ (2.7) และ (2.8) มีเพียงตัวแปรเดียว นั่นคือ  $x$  จึงเขียน  $dx$  แทน  $\partial x$  แล้วก็จะได้

$$\frac{dV(s, x)}{dx} = -(ls + r)I(s, x) \quad (2.9)$$

$$\frac{dI(s, x)}{dx} = -(cs + g)V(s, x) \quad (2.10)$$

เมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.9) และ (2.10) เทียบกับ  $x$  เมื่อ  $r, l, c, g$  เป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{d^2V(s, x)}{dx^2} = -(ls + r)\frac{d}{dx}I(s, x) \quad (2.11)$$

$$\frac{d^2I(s, x)}{dx^2} = -(cs + g)\frac{d}{dx}V(s, x) \quad (2.12)$$

โดยการแทนค่าสมการ (2.10) ลงในสมการ (2.11) และแทนค่าสมการ (2.9) ลงในสมการ (2.12) จะทำให้ได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\frac{d^2}{dx^2}V - (ls + r)(cs + g)V = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{d^2}{dx^2}I - (ls + r)(cs + g)I = 0 \quad (2.14)$$

สมการ (2.13) และ (2.14) เป็นสมการอนุพันธ์อันดับ 2 ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$V(s, x) = A_1 \cosh \Gamma x + A_2 \sinh \Gamma x \quad (2.15)$$

$$I(s, x) = B_1 \cosh \Gamma x + B_2 \sinh \Gamma x \quad (2.16)$$

เมื่อ  $\Gamma$  เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

$$\Gamma = \sqrt{(ls + r)(cs + g)} \quad (2.17)$$

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 (2.15) (2.16) ที่  $x=0$  จะได้

$$A_1 = V(s,0) \quad (2.18)$$

$$B_1 = I(s,0) \quad (2.19)$$

ซึ่งถ้าหาอนุพันธ์สมการ (2.15) และ (2.16) เทียบกับ  $x$  และแทนค่าลงในสมการ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ กำหนดให้  $x=0$  จะได้

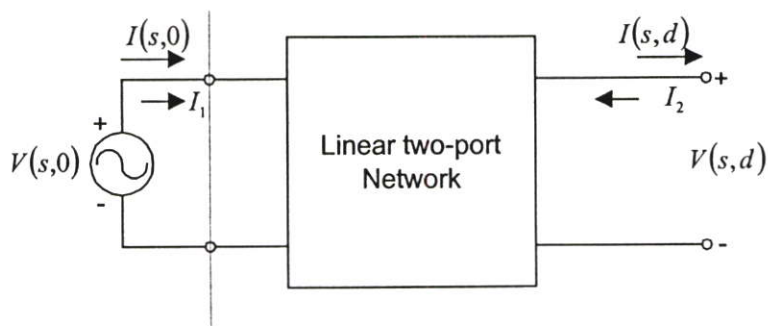
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \quad (2.20)$$

$$B_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} V(s,0) = -\frac{V(s,0)}{Z_0} \quad (2.21)$$

โดยที่  $Z_0$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} \quad (2.22)$$

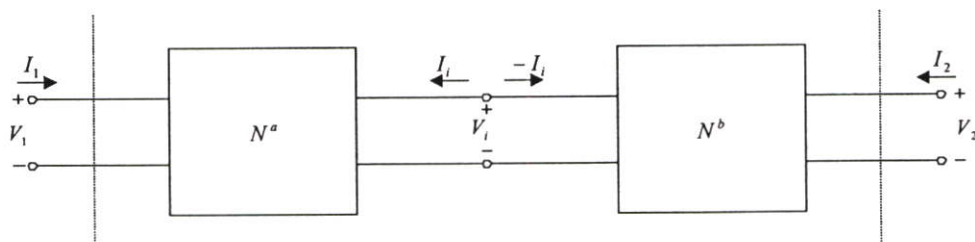
ฉะนั้นทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง ที่ได้จากสมการ (2.15) ถึงสมการ (2.22) สามารถนำมาเขียนเป็นรูปได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง

โดยโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปพารามิเตอร์ ABCD ที่เป็นสมการเมทริกซ์ได้ดังในสมการ (2.23) 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  $V_2, -I_2$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.4 การต่อโครงข่ายในรูปที่ 2.3

เมื่อนำโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 2.4 จะได้ผลรวมทั้งหมดเป็นสมการ ABCD เมทริกซ์ คือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

เมื่อ

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

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

และถ้าแทนสมการ (2.18) ถึง (2.21) ลงในสมการ (2.15), (2.16) แล้วทำการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ซึ่งเป็นอินเวอร์สทรานสมิตชันเมตริกซ์ (Inverse Transmission Matrix) ก็จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V(s, d) \\ -I(s, d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \frac{\sinh \Gamma d}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(s, 0) \\ -I(s, 0) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

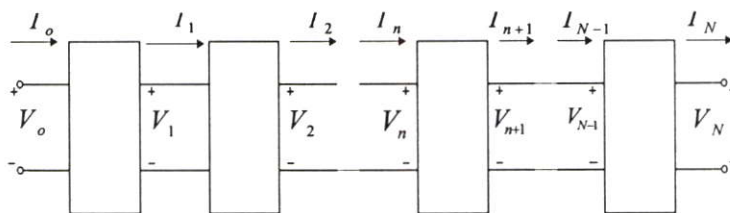
ในทำนองเดียวกัน การแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ไปเป็นพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือที่เรียกว่า Z-Parameter และค่าพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือที่เรียกว่า Y-Parameter จะได้

$$[Z] = Z_0 \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & \operatorname{cosech} \Gamma d \\ \operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[Y] = \frac{1}{Z_0} \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & -\operatorname{cosech} \Gamma d \\ -\operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

## 2.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

ในการประมาณโครงสร้างแบบลัมด์นั้นเมื่อนำมาทำการเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันเป็นจำนวนหลายชุด มาประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.4 ซึ่งแต่ละชุดต้องมีขนาดเล็ก และมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งจำนวนชุดที่นำมาต่อจะต้องมีเพียงพอที่จะแสดงเป็นคุณสมบัติของโครงข่ายคิสทรีบิวต์ โดยขึ้นอยู่กับความถี่ตรงที่ต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในช่วงเวลาคงที่ของสายส่ง และในทางทฤษฎีใช้จำนวนชุดของกลุ่มก่อนของโครงสร้างแบบลัมด์ให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ จึงมีคุณสมบัติเทียบเท่ากับ โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์



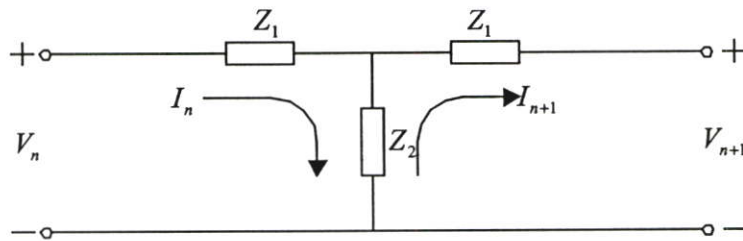
รูปที่ 2.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็นโครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์

สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด สามารถทำการประมาณได้ โดยการใช้โครงสร้างของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลาย ๆ ชุด ดังในรูปที่ 2.5 ที่เป็นส่วนหนึ่งของสายส่ง โดยให้มีโครงสร้างเป็นแบบ T ที่สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.6 โดยสมมุติสถานะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับศูนย์ และจากวงจร เมื่อทำการหาสมการแบบเมทริกซ์เร็นท์จะได้อ

$$(Z_1 + Z_2)I_n - Z_2I_{n+1} = V_n \quad (2.28)$$

$$Z_2I_n - (Z_1 + Z_2)I_{n+1} = V_{n+1} \quad (2.29)$$

เมื่อ  $n = 0, 1, \dots, N+1$



รูปที่ 2.6 โครงสร้างแบบ T-Network

จากสมการ (2.28), (2.29) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูป Recurrence Form ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

เมื่อนำสมการ (2.30) มาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ จะได้ว่า

$$[X_{n+1}] = [M] [X_n] \quad (2.31)$$

$$\text{เมื่อ } [M] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[X_{n+1}] = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad [X_n] = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

จากสมการ (2.31) นำมาเขียนใหม่ได้ว่า

$$[X_n] = [M]^n [X_0] \quad (2.34)$$

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

$$\det |[M] - \lambda[I]| = \lambda^2 - 2\lambda \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) + 1 = 0 \quad (2.35)$$

เมื่อ  $[I]$  คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ หรือที่เรียกว่า เมตริกซ์หนึ่งหน่วย

ค่าไอเก้น ทั้ง 2 ค่า จากสมการ (2.35) จะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\lambda_1 \lambda_2 = 1 \quad (2.36)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 2 \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) \quad (2.37)$$

จากสมการ (1.36), (1.37) กำหนดให้  $\lambda_1 = e^\zeta, \lambda_2 = e^{-\zeta}$  จะได้  $\cosh \zeta = (Z_1 / Z_2) + 1$  แล้วหา  $[M]^n$  โดยใช้ทฤษฎีของ Cayley-Hamilton โดยให้

$$[M]^n = C_0[I] + C_1[M] \quad (2.38)$$

จะได้

$$(e^\zeta)^n = C_0 + C_1(e^\zeta) \quad (2.39)$$

$$(e^{-\zeta})^n = C_0 + C_1(e^{-\zeta}) \quad (2.40)$$

จากสมการ (2.39), (2.40) จะได้

$$C_0 = -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta}, \quad C_1 = \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} \quad (2.41)$$

$$[M]^n = \begin{bmatrix} -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} \\ -\frac{1}{Z_2} \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} & -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

ซึ่งจากสมการ (2.42) สามารถนำมาเขียนได้ว่า

$$-\sinh(n-1)\zeta = -\sinh n\zeta \cosh \zeta + \cosh n\zeta \sinh \zeta \quad (2.43)$$

และ

$$-\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) = Z_2 - Z_2 \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}\right)^2 = Z_2(1 - \cosh^2 \zeta) = -Z_2 \sinh^2 \zeta \quad (2.44)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.32) จะเขียนได้ใหม่

$$[M] = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh^2 \zeta \\ -\frac{1}{Z_2} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

และ  $[M]^n$  คือ

$$[M]^n = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.34) จะได้

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

โดยค่าแรงดันและกระแสในชุดที่  $n$  สำหรับกรณีจุดต่อถูกเปิดวงจร และลัดวงจร จะสามารถหาได้ดังนี้

เมื่อกรณีเอาต์พุตลัดวงจรได้  $V_N = 0$  และจากสมการ (2.47) โดยแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\cosh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (2.48)$$

จากสมการ (2.36) และ (2.46) จะมีค่ากระแสและแรงดันในชุดที่  $n$  คือ

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (2.49)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\sinh N\zeta} V_o \quad (2.50)$$

และสำหรับกรณีเอาต์พุตวงจรเปิดได้  $I_N = 0$  จากสมการ (2.36) โดยการแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (2.51)$$

ซึ่งจากสมการ (2.47) และ (2.15) จะมีค่ากระแสและแรงดันชุดที่  $n$  จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (2.52)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\cosh N\zeta} V_o \quad (2.53)$$

โดยสมการ (2.47) เป็นสมการ Inverse Transmission Matrix ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ซึ่งผลรวมทั้งหมดสำหรับเมตริกซ์ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ที่แสดงในรูปที่ 2.6 ณ จุดที่  $N$  โดยการแทน  $n$  ด้วย  $N$  และทำการเปลี่ยนเครื่องหมาย เพื่อให้สัมพันธ์กับรูปที่ 2.3 นั่นคือ

$$\begin{bmatrix} V_N \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh N\zeta & Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta \\ \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh N\zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ -I_o \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

จากสมการ (2.54) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแดนซ์ที่ลี้ควจอร์ จะได้ว่า

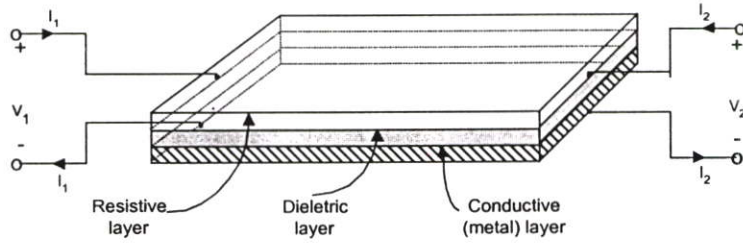
$$[Y] = \frac{1}{Z_2 \sinh \zeta} \begin{bmatrix} \coth N\zeta & -\operatorname{cosech} N\zeta \\ -\operatorname{cosech} N\zeta & \coth N\zeta \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

ซึ่งจากสมการ (2.55) จะเห็นได้ว่า เหมือนกับสมการ (2.37) ที่เป็นสมการของโครงข่ายแบบคิสทรีบิวต์ โดยมี  $Z_2 \sinh \zeta$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

### 2.3 โครงสร้างของคิสทรีบิวต์ อาร์ซี

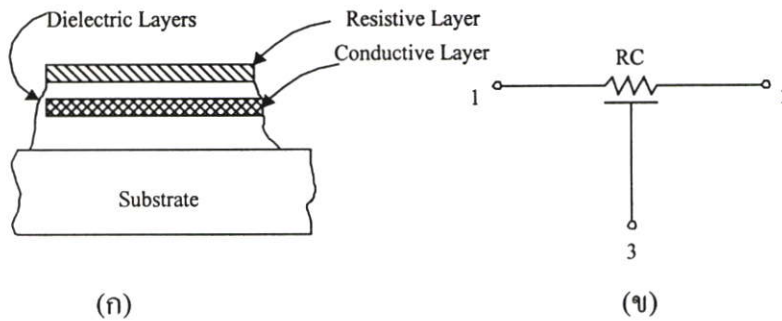
โครงสร้างแบบคิสทรีบิวต์ อาร์ซี เป็นโครงสร้างที่สามารถทำให้อยู่ในรูปของไอซี (Passive Integrated Circuit) ได้ โดยมีโครงสร้างดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ตัวโครงสร้างที่ประกอบขึ้นมาจากส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือ ส่วนชั้นบนสุดเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) ชั้นต่อมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) โดยมี ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ  $10^{-5}$  นิ้วเท่านั้น จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก ซึ่งตัวโครงสร้างสามารถสร้างได้ 2 แบบคือ โครงสร้างแบบฟิล์มแผ่นบาง และโครงสร้างโมโนลิทิก (Monolithic) โดยโครงสร้างฟิล์มแผ่นบาง จะประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ที่วางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสมของสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) อาจจะถูก Titan ate ด้วยแผ่น Nichrome Resistive Film บาง โดยวางไว้ด้านบนและแผ่นตัวนำทองแดง (Conductive Copper-Film) จะวางไว้ด้านล่าง แล้วหุ้มห่อด้วยสารไดอิเล็กตริก และวางบน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique ส่วนโครงสร้างโมโนลิทิก จะประกอบไปด้วย ชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ เช่น Distributed Resistance ที่ได้มาจากสารกึ่งตัวนำที่เป็น Lightly Doped และ

Distribute Capacitance ที่ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N Junction ซึ่งวงจรมอดูลนี้จะถูกนำมาใช้เป็นวงจรมอดูลแบบไดคอสทริบิวต์ อาร์ซี เน็ทเวอร์คแบบแอกทีฟ



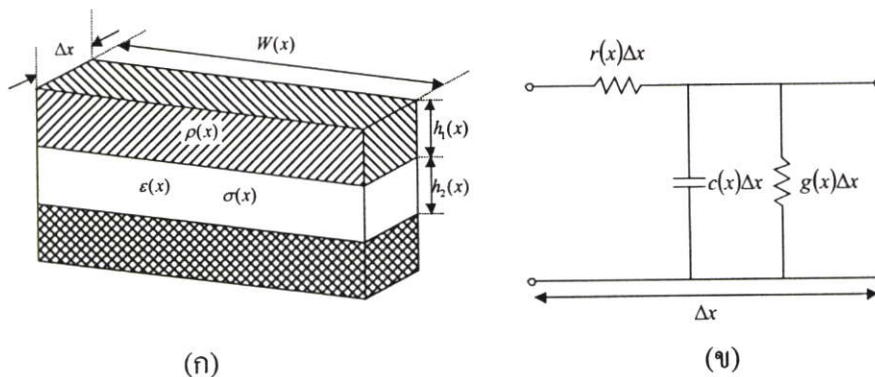
รูปที่ 2.7 โครงสร้าง 2 พอร์ตแบบดิคอสทริบิวต์ อาร์ซี

และจากโครงสร้างแบบดิคอสทริบิวต์ อาร์ซี สามารถเขียนสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม ดิคอสทริบิวต์ อาร์ซี

สำหรับการวิเคราะห์โครงข่ายแบบดิคอสทริบิวต์ อาร์ซี ตามรูปที่ 2.7 จะมีพอร์ต 2 พอร์ตที่อยู่ภายใต้เงื่อนไข การไหลของกระแสหนึ่งทิศทาง (One Dimension Current Flow) โดยโครงข่ายจะสามารถแบ่งออกเป็นส่วนย่อย ๆ และมีจำนวนเพิ่มขึ้นที่ละส่วนของความยาวเป็น  $\Delta x$  ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย  $\Delta x$  ของคิสตรีบิวต์ อาร์ชี

ค่าความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ที่อนุกรมกันอยู่ในแต่ละส่วน จะเป็นฟังก์ชันตามแผ่นความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ โดยค่าความต้านทานในแต่ละอิลิเมนต์  $r(x)\Delta x$  จะกำหนดดังนี้

$$r(x)\Delta x = \frac{\rho\Delta x}{Wh_1} \quad (2.56)$$

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

ส่วนแอดมิตแตนซ์แบบขนานของอิลิเมนต์ สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน คือจะประกอบไปด้วย ค่าความจุและค่าความนำของแผ่น ไดอิเล็กตริกของอิลิเมนต์นั้นคือ

$$c(x)\Delta x = \frac{\varepsilon W\Delta x}{h_2} \quad (2.57)$$

$$g(x)\Delta x = \frac{\sigma W\Delta x}{h_2} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $\varepsilon$  และ  $\sigma$  คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่น ไดอิเล็กตริก และ  $h_2$  คือความหนาแน่นของแผ่น ไดอิเล็กตริก ที่  $x$

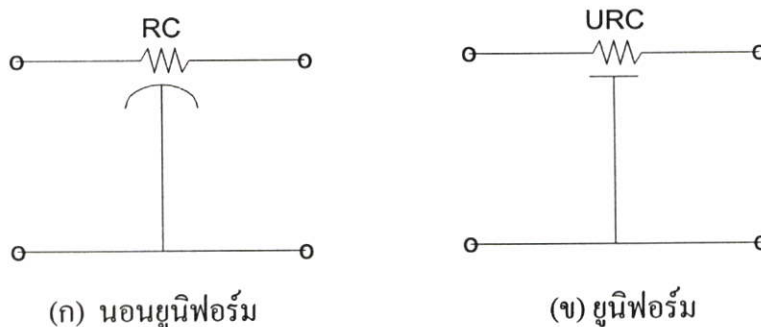
ถ้าให้ลิมิตของ  $\Delta x$  เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน ค่าความจุ และความนำต่อหน่วยความยาวจะเป็นดังนี้

$$r(x) = \frac{\rho}{Wh_1} \quad (2.59)$$

$$c(x) = \frac{\varepsilon W}{h_2} \quad (2.60)$$

$$g(x) = \frac{\partial W}{\partial h_2} \tag{2.61}$$

ซึ่งค่าของ  $r(x)$ ,  $c(x)$  และ  $g(x)$  จะมีค่าเป็นจำนวนจริง มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าที่จำกัด จากข้อกำหนดนี้ จะมีความสำคัญในการพิจารณาถึง ผลลัพธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ ที่แสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตของคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี โดยมีโครงสร้างลักษณะเหมือนกับรูปที่ 2.9(จ) ซึ่งถ้าพิจารณาพารามิเตอร์  $r$ ,  $c$  และ  $g$  จะได้ว่า ในขณะที่มีความสูญเสียจากการรั่วไหลของควม นำ  $g(x)$  ในไดโอดีคตริก ที่มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ และเมื่อค่าคอนดักต์แดนซ์มีค่าน้อยกว่าค่า คาปาซิแตนซ์มาก ๆ ก็จะสามารถตัดค่า  $g$  ทิ้งได้ กล่าวคือให้  $g$  มีค่าเป็นศูนย์ ถึงจะได้โครงข่ายแบบคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี ซึ่งถ้า  $r$  และ  $c$  ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ  $x$  แล้วก็จะเป็โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทรีวิวด์ อาร์ซี และในกรณีเดียวกันถ้า  $r$  และ  $c$  แปรเปลี่ยนตามความยาวของ  $x$  ก็จะเป็นโครงข่ายแบบนอนยูนิฟอร์มคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี ซึ่งสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี สามารถแสดงดังรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่า เส้นที่ขีดใต้สัญลักษณ์ตัว R ถ้าเป็นเส้นโค้งจะได้สัญลักษณ์แบบนอนยูนิฟอร์ม และถ้าเส้นที่ขีดใต้ R เป็นเส้นตรงก็จะเป็นสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทรีวิวด์ อาร์ซี



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์ของตัวคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม คิสรทรีวิวด์ อาร์ซี มาใช้ ดังนั้น จะกล่าวเฉพาะการวิเคราะห์ที่เป็นแบบยูนิฟอร์มคิสรทรีวิวด์ อาร์ซี เท่านั้นดัง ต่อไปนี้

โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม คิสรทรีวิวด์ อาร์ซี จะมีค่า R และ C ที่ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ  $x$  โดยมีความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแส เหมือนสมการ (2.25) ที่เป็นสมการของยูนิฟอร์มไลน์ (Uniform Line) โดยกำหนดให้ ค่าอินดักซ์ทีฟ ( $l$ ) และ ค่าคอนดักซ์ทีฟ ( $g$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสำหรับสายที่มีความยาว  $d$  จะได้ค่าผลรวมของความต้านทานทั้งหมด  $r$  เท่ากับ  $R$  และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด  $c$  เท่ากับ  $C$  ฉะนั้นจากสมการ (2.26) และ (2.27) ตัว

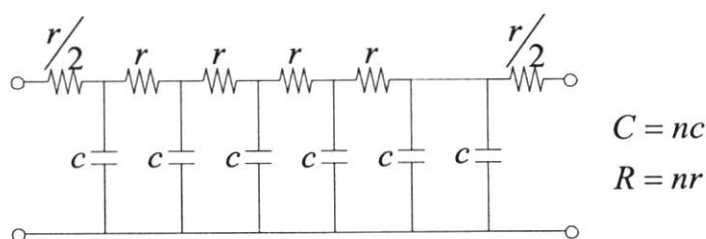
ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี สามารถเขียนอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ ได้ดังนี้คือ

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{sC}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{sRC} & \operatorname{cosech} \sqrt{sRC} \\ \operatorname{cosech} \sqrt{sRC} & \coth \sqrt{sRC} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{sC}{R}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{sRC} & -\operatorname{cosech} \sqrt{sRC} \\ -\operatorname{cosech} \sqrt{sRC} & \coth \sqrt{sRC} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ชี มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของตัวนำ ตามที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 โดยในการวิเคราะห์จากรูปที่ 2.9(ข) ถ้าไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีค่าน้อยมาก จะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวต์ อาร์ชี ดังรูปที่ 1.11



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของดิสทริบิวต์ อาร์ชี เมื่อค่าความนำ  $g$  มีค่าน้อยมาก ๆ

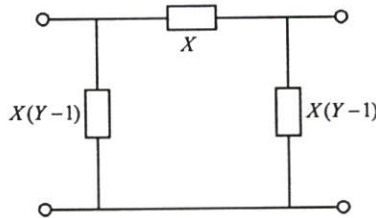
จำนวนของค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย ( $r, c$ ) ในรูปที่ 2.11 จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวต์ อาร์ชี ที่สมบูรณ์ เมื่อนำแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ในสมการที่ (2.63) มาจัดสมการใหม่เราจะได้

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} \frac{P \cosh P}{R \sinh P} & -\frac{P}{R \sinh P} \\ -\frac{P}{R \sinh P} & \frac{P \cosh P}{R \sinh P} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

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

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

ถ้าเราใช้วงจรเสมือนแบบ  $\pi$  สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัว คิสตรีบิวต์ อาร์ซี (โดยต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวคิสตรีบิวต์ อาร์ซี ว่า URC) แสดงดังรูปที่ 2.12

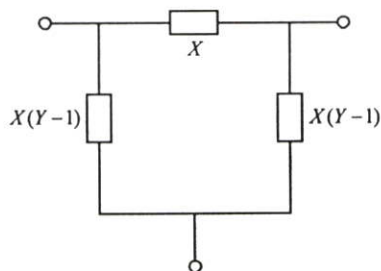


รูปที่ 2.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต

จากรูปที่ 2.12 จะแสดงให้เห็นถึงวงจรเสมือนของ URC แบบ 2 พอร์ต ซึ่งมีแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ตามสมการ (2.64) เมื่อนำมาทำการวิเคราะห์ในรูปที่ 2.12 โดยใช้กฎกระแสของเกอ์ชอฟฟ์ จะได้แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ความนำในรูปเมตริกซ์ดังสมการ 2.66

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

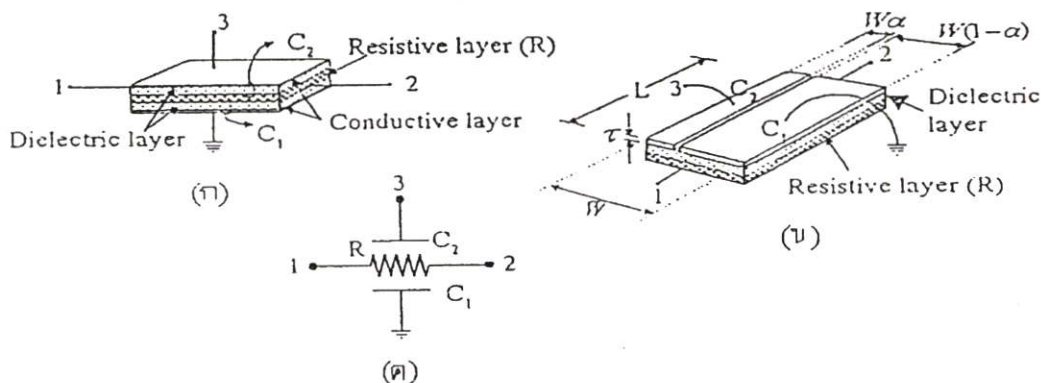
และจากสมการที่ 2.66 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ URC ได้ในกรณีที่ URC ต่อแบบลอย (Floating) คือ



รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย

## 2.4 โครงสร้างของคิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น

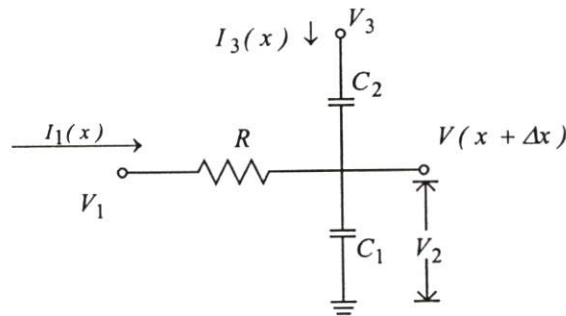
โครงสร้างแบบคิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น เป็น โครงสร้างแบบยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบสองชั้น (Double Uniformly Distributed RC) โดยต่อไปจะเรียกว่า DURC ซึ่งตัว DURC ถือว่าเป็นยูนิฟอร์ม คิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบหลายชั้น (Multilayer Uniformly Distributed RC ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า MURC) ซึ่งเป็นชนิดหนึ่งที่มีชั้นของคาปาซิทีฟอยู่ 2 ชั้น ที่สามารถสร้างให้อยู่ในรูปของไอซี เช่นเดียวกับตัว URC ที่มีพอร์ต 2 พอร์ต และตัวของโครงสร้าง DURC ดังรูปที่ 2.14 ซึ่งประกอบไปด้วยชั้นส่วนต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของ URC โดย DURC จะมีลักษณะโครงสร้างคล้ายแซนด์วิช นั่นคือมีชั้นของความต้านทาน อยู่ระหว่างชั้นของตัวนำ ที่มีชั้นของฉนวนกั้นอยู่ และมีความหนาของชั้นแต่ละชั้นประมาณ  $10^{-5}$  นิ้ว ซึ่งเหมือนกับโครงสร้างของ URC



รูปที่ 2.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC

จากรูปที่ 2.14 (ก) และ (ข) แสดงถึงโครงสร้างของ DURC และรูปที่ 2.14 (ค) แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของตัว DURC

และในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์  $[Y]$  ของวงจรเน็ตเวิร์ค DURC สามารถทำการวิเคราะห์ได้จากรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรเน็ตเวิร์ค DURC ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์

ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$  และ  $Y_{22}$  จะมีการวิเคราะห์เหมือน URC จึงไม่ได้ทำการหาแอดมิตแตนซ์ทั้ง 4 ค่า นี้ แต่จะพิจารณาในส่วนที่เพิ่มขึ้นมาแทน ซึ่งจากรูปที่ 2.15 จะมีค่า  $V_2$  คือ

$$V_2 = \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}} V_3 \quad (2.67)$$

หรือเขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_3 \quad (2.68)$$

และเมื่อกำหนดให้  $\frac{C_2}{C_1 + C_2} = \alpha$  แล้ว สมการ (2.68) เขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \alpha V_3 \quad (2.69)$$

และ

$$V_1(x) = I_1(x)R\Delta x + V(x + \Delta x) \quad (2.70)$$

$$[V(x + \Delta x) - V_1(x)] = -I_1(x)R\Delta x \quad (2.71)$$

จากสมการ (2.71) เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการ (2.72)

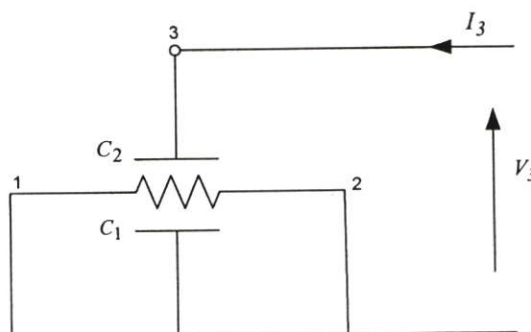
$$\frac{dV(x)}{dx} = -RI_1(x) \quad (2.72)$$

โดย  $V(x)$  ในตัวยูนิฟอร์มจะมีค่าเป็น

$$V(x) = A + B \cosh \gamma x + D \frac{\sinh \gamma x}{\gamma} \quad (2.73)$$

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

ซึ่ง  $V(x)$  จะเป็นแรงดันที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ซึ่งสามารถยกตัวอย่างได้จากรูปที่ 2.16 สามารถหาค่าของ  $V(x)$  ได้ดังนี้คือ



รูปที่ 2.16 รูปวงจรการวิเคราะห์  $Y_{13}$

เมื่อ  $x = 0$  จะได้ค่า  $V(x)$  จากสมการ (2.73)

$$V(x) = 0 = A + B \quad (2.74)$$

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

ดังนั้น จะได้ว่า

$$B = -\frac{C_2}{C} V_3 \quad (2.75)$$

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

$$0 = \frac{C_2}{C} V_3 - \frac{C_2}{C} V_3 \cosh[\gamma d] + \frac{D \sinh[\gamma d]}{\gamma} \quad (2.76)$$

$$D = -\gamma \frac{C_2}{C} V_3 \frac{(1 - \cosh \gamma d)}{\sinh \gamma d} \quad (2.77)$$

นำสมการ (2.75) และสมการ (2.77) ไปแทน (2.73) ก็จะได้

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \cosh \gamma x + \frac{(\cosh \gamma d - 1)}{\sinh \gamma d} \sinh \gamma x \right\} \quad (2.78)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 + \frac{-2 \sinh \gamma (d - x) - 2 \sinh \gamma x}{2 \sinh \gamma d} \right\} \quad (2.79)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{2 \left\{ \sinh \frac{\gamma d}{2} \cdot \cosh \frac{\gamma}{2} (d - 2x) \right\}}{\sinh \frac{\gamma d}{2} \cosh \frac{\gamma d}{2}} \right\} \quad (2.80)$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{\cosh \frac{\gamma}{2} (d - 2x)}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right\} \quad (2.81)$$

นำสมการ (2.81) ไปแทนในสมการ (2.73) จะได้สมการต่อไปนี้

$$\frac{d}{dx} \left[ \alpha V_3 \left\{ 1 - \cosh \gamma x + \frac{(\cosh \gamma d) - 1}{\sinh \gamma d} \gamma \sinh \gamma x \right\} \right] = -R I_1(x) \quad (2.82)$$

$$V_3 \alpha \gamma \sinh \gamma d + \frac{\alpha (\cosh \gamma d - 1)}{\sinh \gamma d} \gamma \cosh \gamma d V_3 = -R I_1(x) \quad (2.83)$$

ที่  $x = 0$  จะได้

$$\frac{\alpha \gamma d (\cosh \gamma d - 1)}{R \sinh \gamma d} = \frac{I_1(0)}{V_3} (Rd) \quad (2.84)$$

หรือ 
$$Y_{13} = \frac{I_1}{V_3} \Big|_{x=0} = \left( \frac{\gamma}{R \sinh \gamma d} \right) \alpha (\cosh \gamma d - 1) \quad (2.85)$$

$$= \frac{P}{R \sinh P} \alpha (\cosh P - 1) \quad (2.86)$$

โดยที่  $P \cong \gamma d$

$$Y_{13} = -X \alpha (Y - 1) \quad (2.87)$$

และจากรูปที่ 2.16 สามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{13}$  ได้โดย

$$I_3 = \int_0^d \Delta i_3 \cdot dx \quad (2.88)$$

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

$$I_3 = \int_0^d sC_2 (V_3 - V_x) \cdot dx \quad (2.89)$$

$$I_3 = sC_2 V_3 \int_0^d \left( 1 - \frac{\cosh \gamma \left( \frac{d}{2} - x \right)}{\cosh \frac{\gamma d}{2}} \right) dx \quad (2.90)$$

$$I_3 = V_3 \left[ -\frac{sC_2^2}{C} + sC_2 - \frac{sC_2^2}{C\gamma} \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right] \quad (2.91)$$

$$I_3 = V_3 \left[ sC_2 - \frac{sC_2^2}{C} \left( 1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right) \right] \quad (2.92)$$

$$I_3 = sC_2 V_3 \left[ 1 - \frac{C_2}{C} \left( 1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\cosh \frac{\gamma}{2} d} \right) \right] \quad (2.93)$$

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

$$Y_{33} = sC_2 \left[ 1 - \frac{C_2}{C} \left( 1 + \frac{2 \sinh \frac{\gamma}{2} d}{\gamma \cosh \frac{\gamma}{2} d} \right) \right] \quad (2.94)$$

$$Y_{33} = sC_2 \left[ \frac{C_1}{C} + \frac{C_2}{C} \frac{2 \sinh \frac{1}{2} \sqrt{sRC}}{\gamma \cosh \frac{1}{2} \sqrt{sRC}} \right] \quad (2.95)$$

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

$$Y_{33} = \alpha sC \left[ (1 - \alpha) + \alpha \frac{2 \sinh \frac{1}{2} P}{\gamma \cosh \frac{1}{2} P} \right] \quad (2.96)$$

$$Y_{33} = \alpha sC \left[ (1 - \alpha) + \frac{\alpha}{\gamma} \frac{2 \sqrt{\frac{\cosh P - 1}{2}}}{\sqrt{\frac{\cosh P + 1}{2}}} \right] \quad (2.97)$$

$$Y_{33} = \alpha s C \left[ (1 - \alpha) + \frac{2\alpha}{\gamma} \sqrt{\frac{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}} \right] \quad (2.98)$$

$$Y_{33} = \alpha s C \left[ (1 - \alpha) + \frac{2\alpha \cosh P - 1}{\gamma \sinh P} \right] \quad (2.99)$$

$$Y_{33} = \alpha s C \left[ (1 - \alpha) + \frac{2\alpha \cosh P - 1}{P \sinh P} \right] \quad (2.100)$$

ดังนั้น จะได้ค่า  $Y_{33}$  คือ

$$Y_{33} = \frac{\alpha(1 - \alpha)P^2}{R} + 2\alpha^2 \frac{R}{P \sinh P} (\cosh P - 1) \quad (2.101)$$

หรือมีค่าเท่ากับ

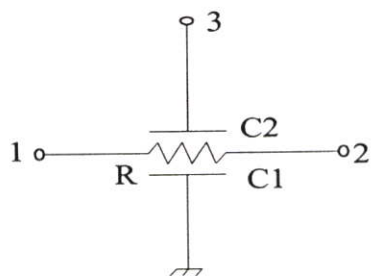
$$Y_{33} = \frac{\alpha(1 - \alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y - 1) \quad (2.102)$$

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

จากวิธีการดังกล่าว เราสามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์อื่นของ DURC ที่มีการต่อขา 4 ลงกราวด์ได้ ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (2.103)

$$[Y_{ij}] = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(Y - 1) \\ -1 & Y & -\alpha(Y - 1) \\ -\alpha(Y - 1) & -\alpha(Y - 1) & \frac{\alpha(1 - \alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y - 1) \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

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



รูปที่ 2.17 วงจร DURC ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์

## บทที่ 3

# แนวความคิดในการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

### 3.1 จุดประสงค์การใช้วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

ในระบบเครื่องเสียงนั้น วิธีการที่จะนำเอาสัญญาณที่ผ่านการขยายจากแอมพลิฟาย ซึ่งเป็นสัญญาณขนาดใหญ่ออกไปใช้นั้นต้องมีอุปกรณ์รองรับสัญญาณนั้น ซึ่งอุปกรณ์นั้นก็คืลำโพง แต่เรามักจะพบปัญหาตรงที่ ไม่สามารถออกแบบให้ลำโพงตัวเดียวนั้นให้สามารถตอบสนองความถี่ได้ตลอดผ่านความถี่เสียง เนื่องจากลำโพงโดยทั่วไปจะมีการตอบสนองความถี่ที่จำกัดอยู่ในช่วงย่านใดย่านหนึ่งเท่านั้น เมื่อพ้นไปจากย่านความถี่นั้นแล้วการตอบสนองความถี่ก็จะถูกทอดทอนลงและอาจเกิดการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ เราจึงจำเป็นต้องนำเอาลำโพงหลายๆ ตัวเข้ามาต่อรวมกันเพื่อที่จะสามารถถ่ายทอดสัญญาณที่จะผ่านเข้ามาได้อย่างถูกต้องครบถ้วน แต่ในการนำเอาลำโพงหลายๆ ตัวมาต่อรวมกันนั้นไม่สามารถที่จะทำได้โดยตรง จึงจำเป็นที่จะต้องมีการจัดแบ่งความถี่ให้กับลำโพงตามคุณลักษณะเฉพาะของลำโพงแต่ละตัว โดยตัวที่ทำหน้าที่แบ่งความถี่นี้มีชื่อว่า วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คนี้โดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ

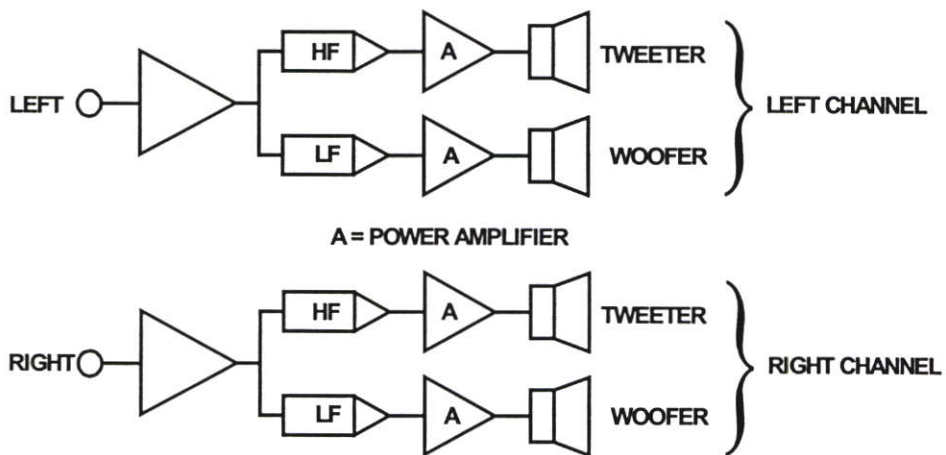
1. วงจรพาสซีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค หรือ ไฮ-เลเวลครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค
2. วงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค หรือ โล-เลเวลครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

### 3.2 ข้อแตกต่างของแอคทีฟฟิลเตอร์ และพาสซีฟฟิลเตอร์

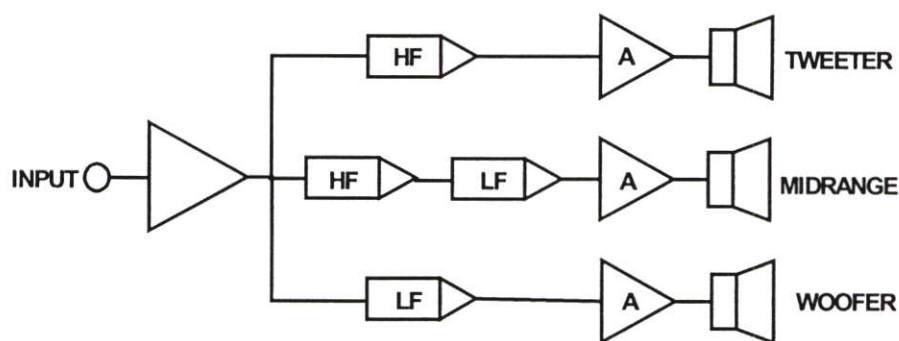
เหตุที่มีการนำเอาแอคทีฟฟิลเตอร์ มาใช้แทนการใช้พาสซีฟฟิลเตอร์ในวงจรมัน เนื่องจากการใช้แอคทีฟฟิลเตอร์ โดยการนำออปแอมป์มาใช้ในช่วงความถี่เสียง (Audio Frequency) จะมีผลดีกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์ โดยในวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์สามารถชัฟฟิลเตอร์ สามารถตัดลวดนำ (Inductor) อันเป็นสาเหตุให้วงจรมีขนาดใหญ่ มีราคาแพง เมื่อเทียบกับวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ ในวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์จะใช้เพียง R, C ในวงจร อีกทั้งการใช้ ขดลวดตัวนำจะทำให้ต้องใช้กำลัง (Power) เป็นอันมากเนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Field) ที่เกิดขึ้นในตัวขดลวดตัวนำนั้น ๆ

### 3.3 การใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ มีข้อดีกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์ที่มองเห็นชัดเจนดังนี้

1. การปรับค่าความถี่และค่าอัตราขยาย (Gain) ในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ มีความคล่องตัวกว่าในวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ โดยเฉพาะออปแอมป์ของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์มีสัญญาณลดทอนต่ำ
2. วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ไม่มีปัญหาในเรื่อง Loading ของวงจรขยายอันเนื่องมาจากความต้านทาน Input Resistance สูง และความต้านทานด้าน Output Resistance ต่ำของตัวออปแอมป์
3. ราคาของแอกทีฟฟิลเตอร์ถูกกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์สาเหตุจากราคาของออปแอมป์ ในปัจจุบันมีราคาถูก ประกอบกับสามารถลดค่าของขดลวดตัวนำในวงจร ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์
4. สาเหตุอันเกิดมาจากรูปแบบของวงจร ที่ต้องใช้พาสซีฟเน็ตเวิร์กกันอยู่ระหว่างออปแอมป์ ปลิวฟลายกับลำโพง ทำให้ความต้านทานภายในของวงจรพาสซีฟ เกิดการสูญเสียพลังงานเป็นการลดทอนสัญญาณ (Power loss) ในตัวความต้านทาน ทำให้กำลังที่จะขับออกทางลำโพงลดกำลังต่ำกว่าที่ควร ถึงแม้ว่าการใช้วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์สามารถทำให้ตัดความถี่ช่วงไหนก็ได้โดยไม่ยาก แต่เมื่อประกอบขึ้นแล้วการจะเปลี่ยนช่วงความถี่ตัด เพื่อให้เหมาะสมกับตัวลำโพง หรือห้องฟังเสียง กระทำให้ยากเนื่องจากต้องเปลี่ยนค่าขดลวดตัวนำ จึงเป็นเรื่องยากที่จะทำวงจรให้ได้ดีและมีประสิทธิภาพสูง ๆ อีกทั้งต้องลงทุนสูง ข้อบกพร่องดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ง่ายและดีกว่า เมื่อต้องใช้วงจรประเภทแอกทีฟฟิลเตอร์



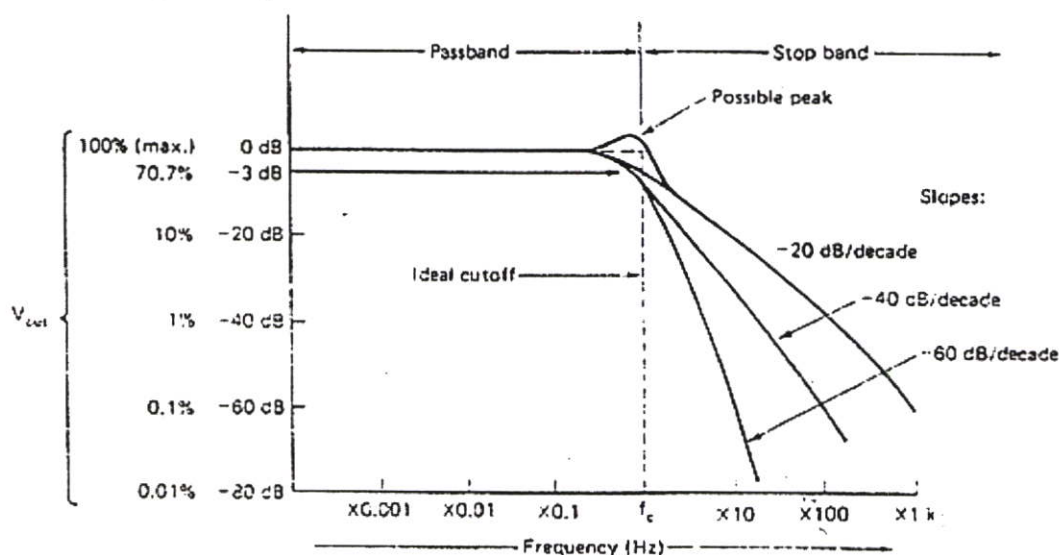
รูปที่ 3.1 stereo 2-way System (Typical crossover points from 800 to 1600 Hz)



รูปที่ 3.2 Single Channel 3- way System (Duplicate for Stereo)(Typical crossover points:  
LP = 200 Hz, HP = 1200 Hz)

### 3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือวงจรที่ทำหน้าที่กรองเอาความถี่ที่ต่ำกว่าที่กำหนดให้ผ่านไป ส่วนความถี่ที่สูงกว่าจะถูกตัดออกไป

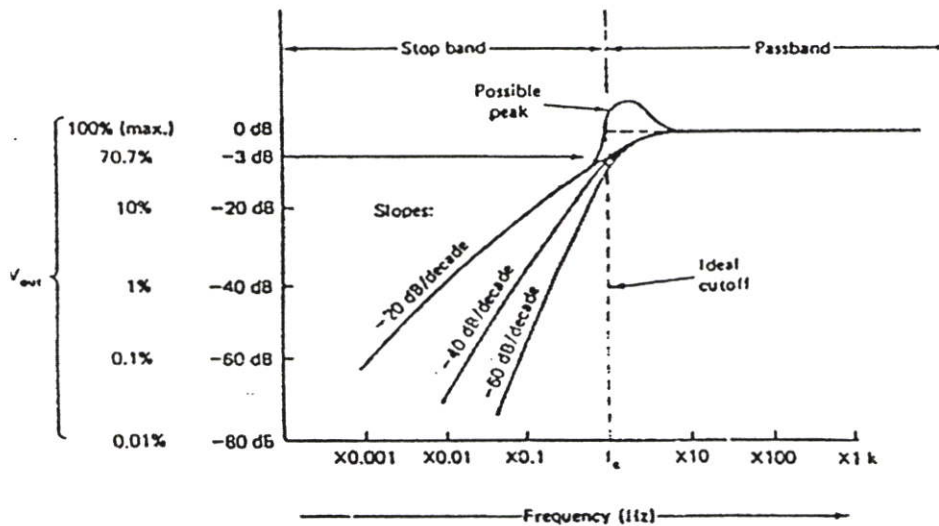


รูปที่ 3.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ในทางอุดมคติ จากรูปเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีความถี่ต่ำกว่าก็จะสามารถที่จะผ่านได้ เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นจนถึงค่าๆ หนึ่งก็จะไม่สามารถที่จะผ่านไปได้จะถูกตัดทิ้งไปหมด เราเรียกจุดๆ นี้ว่าความถี่คัทออฟ หรือเขียนย่อได้ว่า  $f_c$  แต่ในทางปฏิบัติจะพบว่าลักษณะของความถี่ที่จะตัดออกไปนี้จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆ ถูกลดทอนอัตราการขยายลงเรื่อยๆ ลักษณะของรูปที่ได้ก็จะมี ความชันที่ค่อยๆ ลดลง จุดความถี่คัทออฟของกราฟที่ได้ ก็คือจุดที่ขนาด  $V_{out}$  เท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุด เราเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า  $f_c$  ว่าช่วงพาสแบนด์ (Pass band) และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  ว่าช่วงสต็อปแบนด์ (stop band)

### 3.5 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน คือ วงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่สูงที่กำหนดผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าจะถูกกำจัดออกไป ซึ่งเราจะพบว่าจะมีการทำงานที่ตรงข้ามกันกับวงจรกรองความถี่ต่ำนั่นเอง



รูปที่ 3.4 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

จากรูปในทางอุดมคติจะเห็นได้ว่า ความถี่ที่ต่ำกว่า ที่กำหนดจะไม่มีปรากฏออกมาวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีต่อเมื่อความถี่ที่เข้ามาเท่ากับหรือมากกว่าความถี่ที่กำหนดเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจะเห็นว่าไม่เป็นเช่นนั้น กล่าวคือสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนดก็จะมีปรากฏออกมาด้วยแต่จะมีอัตราขยายที่น้อยกว่าโดยอัตราขยายจะค่อย ๆ เพิ่มสูงขึ้นเมื่อสัญญาณมีความถี่เข้าใกล้ความถี่ที่กำหนดจุดที่สัญญาณมีขนาดเท่ากับ 0.707 ของแรงดันสูงสุด คือ ความถี่คัทออฟ หรือ  $f_c$  หรือจุดที่อัตราขยายเท่ากับ  $-3$  dB (ให้อัตราขยายสูงสุดกับ  $0$  dB)

### 3.6 ความถี่คัทออฟและ ลักษณะโรออฟ(Roll off)

ความถี่คัทออฟ คือ จุดหรือความถี่ที่มีขนาดของเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ลดลง  $0.707$  เท่า หรือ  $-3$  dB ของขนาดสูงสุด ( $f_{CH}$  และ  $f_{CL}$ ) เช่นบอกว่าความถี่คัทออฟของ LPF อยู่ที่  $500$  Hz คิดเป็นอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตที่  $-3$  dB แต่อินพุตคิดเป็น  $0$  dB ในช่วงความถี่ต่ำ  $500$  Hz จะมีอัตราส่วนเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต  $-3$  dB หรือขนาดแรงดันอินพุตมีขนาด  $0.707$  เท่าของแรงดันอินพุตในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

โรลออฟ หรือ ฟอลออฟ (Roll off หรือ Fall off) คือลักษณะการลดลงของการตอบสนองความถี่ต่ำ จากจุดคัทออฟลงมาว่ามีความชันมากน้อยเพียงใด มักบอกเป็นหน่วย dB/Octave หมายความว่า เอาท์พุทของวงจรกรองความถี่จะลดลงเท่าใด เช่น การตอบสนองของ HPF มีอัตราการโรลออฟ -6 dB/Octave หมายความว่า ณ ความถี่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ  $f_{CH}/2$  จะมีเอาท์พุท -9 dB และต่ำกว่า 4 เท่า จะมีเอาท์พุท -15 dB เป็นต้น ขนาดของการโรลออฟ จะสัมพันธ์กับอันดับ

อันดับจะมีความสัมพันธ์กับค่าโรลออฟที่ -6 dB/Octave ต่ออันดับหนึ่ง ฉะนั้นวงจรกรองความถี่อันดับ 2 จะมีโรลออฟ -12 dB/Octave และวงจรกรองความถี่อันดับที่ 3 จะมีโรลออฟ -18 dB/Octave จะเห็นได้ว่าค่าโรลออฟมีจำนวนเท่ากับอันดับ ดังนั้นจำนวนอันดับจะบอกได้ว่าวงจรกรองความถี่นั้น ๆ จะสามารถตัดความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งได้มากน้อยเพียงใด ซึ่งการสร้างแอกทิฟฟิลเตอร์ อันดับสูง ๆ จะทำได้ยากกว่าวงจรกรองความถี่ต่ำ ๆ

### 3.7 ทฤษฎีของลิงค์วิธไร้เลย

หลักการของลิงค์วิธไร้เลย ก็คือ วงจรกรองความถี่ที่มีเฟสคงที่ และอัตราความชันย่านคัทออฟสูงด้วยวงจรหน่วงเวลา (Time Delay)

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่มีคุณภาพนั้น จะต้องประกอบไปด้วย

1. ขนาด (Magnitude) ในการรวมกันของโลพาส (Low pass Filter: LPF) และไฮพาส (High pass Filter: HPF) ต้องราบเรียบดังสมการ  $M(\omega) = |H_L(j\omega) + H_H(j\omega)| = 1$
2. อัตราการคัทออฟ (cut-off Rate) จะต้องสูงชันมากพอทั้งในวงจรโลพาสและไฮพาสฟิลเตอร์  $H_L(j\omega)$ ,  $H_H(j\omega)$  ในย่าน Stop band
3. การตอบสนองของขั้วที่ยอมรับได้ ในการรวมเอาท์พุท ทั้งสอง ปกติต้องทำให้เกิดการอินเฟส (Inphase) กัน ทั้งโลพาส และไฮพาส  $\phi_L(\omega), \phi_H(\omega)$
4. การตอบสนองทางเฟส ในการรวมเอาท์พุททั้งสอง  $\phi_S(\omega) = \arg H_L(j\omega) + H_H(j\omega)$  และลักษณะที่เราต้องการมากที่สุดจะต้องให้เฟสเป็นเชิงเส้น (Phase Linearity)  $\phi_S(\omega) = -\tau\omega$  ซึ่งค่าของ  $\tau$  จะเทียบเท่ากับค่าของความล่าช้าของเวลาในการเชื่อมวงจร

ต่อจากนั้นจะใช้ค่า  $H_L(S)$  และ  $H_H(S)$  แสดงค่าของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรโลพาส และไฮพาสฟิลเตอร์ ตามลำดับ ส่วนในรูปแบบของความถี่  $S = \sigma + j\omega$  ซึ่ง  $\omega = 2\pi f$  เป็นความถี่เชิงมุม (Radian) ส่วนในรูปแบบของโพลาร์ (Polar Form) จะเขียนเป็นสมการของ

$$H(j\omega) = M(\omega)e^{j\phi(\omega)} \quad (3.1)$$

ซึ่งค่า  $M(\omega)$  เป็นขนาด และ  $\phi(\omega)$  เป็นเฟสของ  $H(j\omega)$  ซึ่งตัวห้อย L หรือ H จะแสดงถึงโพลัส และไฮพาสฟังก์ชัน ตามลำดับ ส่วนตัวห้อย S จะแสดงถึงการเชื่อมซิสเต็มฟังก์ชัน (System Function)

ด้วยความต้องการทางขนาดที่ราบเรียบนั้นเป็นสิ่งจำเป็น โดยกำหนดจากความรูสึกของการได้ยินของมนุษย์ ซึ่งเป็นหลักการขั้นพื้นฐาน ในการทำวงจรครอสโอเวอร์ เน็ทเวิร์ค เพื่อจะทำให้วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่ออกแบบมานั้นมีคุณภาพที่ดี และจำเป็นที่จะต้องมียัตราความชันคัทออฟดีพอ การตอบสนองต่อเฟสต้องอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้น

หลักการขั้นพื้นฐานของการตอบสนองต่อเสียงเครื่องดนตรีต่าง ๆ นั้นยังไม่ดีพอ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องสร้างสัญญาณที่เป็นชนิด (All Pass phase Characteristic) ด้วยการครอสโอเวอร์ธรรมดา ทำให้ต้องมีการสร้างวงจรครอสโอเวอร์ชนิดใหม่ ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรครอสโอเวอร์ที่สามารถสร้างขึ้นได้จริงในห้องทดลอง ที่มีลำโพงมาตรฐานอยู่ซึ่งพบว่าวงจรครอสโอเวอร์จะต้องพิถีพิถันในความราบเรียบทางขนาด และอัตราการคัทออฟ และการตอบสนองของเฟส และการปรับปรุงให้ดีขึ้นในด้านการตอบสนองของขั้ว เป็นจุดมุ่งหมายที่ว่าทำไมต้องมีการนำเสนอมวงจรครอสโอเวอร์ที่มีเฟสคงที่ ความชันสูงด้วย ความล่าช้าทางเวลานี้ สิ่งแรกที่สำรวจเกี่ยวกับวงจรครอสโอเวอร์ธรรมดา พบว่าวงจรเหล่านี้ต้องการอัตราการคัทออฟที่มีความชันสูง การตอบสนองต่อขั้วดีเยี่ยมและการตอบสนองเฟสเพียงพอที่จะยอมรับได้และเราจะต้องพิจารณาถึงวงจรอันดับสองชนิดบัตเตอร์เวิร์ททั้ง โพลัส และ ไฮพาสฟิลเตอร์ (SecondOrder Low และ High Pass Butterworth Filter ) ซึ่งได้ขนาดไม่ที่ราบเรียบ อย่างที่ต้องการ

### 3.8 วงจรครอสโอเวอร์ธรรมดาทั่วไป

วงจรครอสโอเวอร์เบื้องต้นที่เป็นวงจรอันดับหนึ่งทั้ง โพลัส และ ไฮพาสฟิลเตอร์ ประกอบด้วยความถี่เรเดียน  $\omega_0$  กล่าวคือ

$$H_L = \frac{\omega_0}{\omega_0 + S} = \frac{1}{1 + S_n} \quad (3.2)$$

$$H_S = H_L \pm H_H = \frac{1 \pm S_n}{1 + S_n} \quad (3.3)$$

$$H_H = \frac{S}{\omega_0 + S} = \frac{S_n}{1 + S_n} \quad (3.4)$$

แบบเฟสที่ไม่ตรงกัน แบบอันดับหนึ่งธรรมดา โลพาส และไฮพาส จะอินเฟสกันทุก ๆ ที่ (ซึ่งจะลดทอนขั้วให้เข้าใกล้) และจะได้รับความชัน 20dB/decade (6dB/octave) ซึ่งไม่เพียงพอในการเบี่ยงเบนของตัวขับเคลื่อนที่สูง ภายใต้อัตราการโอเวอร์ เรฟล็กชันขนาด  $M_H(\omega_n)$  และ  $M_L(\omega_n)$ ,  $\phi_H(\omega_n)$  และ  $\phi_L(\omega_n)$  ของ  $H_L$  และ  $H_H$  ซึ่งแสดงในสมการในรูปแบบของความถี่เรเดียน  $\omega_n = \omega / \omega_0$

### 3.9 แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Crossover Network

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรแอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งมักเกิดขึ้นกับวงจร 2 ทาง หรือ 3 ทาง ซึ่งประกอบด้วยวงจร LPF, HPF, BPF นั้นเกิดขึ้นจากความล่าช้าทางเวลาของวงจร โดยที่วงจร LPF ทำให้เกิดสัญญาณช้าลง ส่วน HPF จะทำให้สัญญาณเร็วขึ้น อันเป็นผลให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับวงจรแอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่จุดตัดคือ

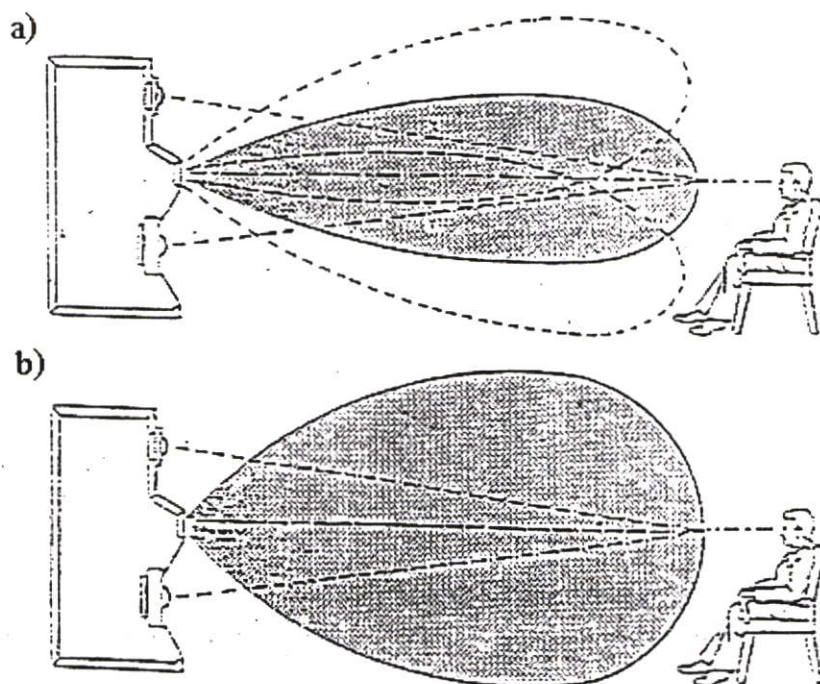
1. ทำให้สัญญาณจากสองส่วนลดสัญญาณจากอีกส่วนหนึ่งออก
2. ความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง มีผลกับประสิทธิภาพของการกระจายของสัญญาณ (Radiation) ของระบบ
3. รูปแบบของการกระจายคลื่น (Radiation Pattern) จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่

ในบทความของแสตนเลย์ ลิปชิทซ์ และ จอร์นแวนเดอร์ลอย (Stanley Lipshitz and John Van Derlooy) เสนอแนวทางเพื่อแก้ปัญหาข้อบกพร่องดังกล่าว โดยใช้วงจรที่เรียกว่า เฟสลิเนียร์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Phase Linear Crossover Network)

การทำให้เฟสลิเนียร์ โดยใช้วงจร LPF ที่มีความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถทำความถี่สูงในขณะเดียวกัน ด้วยวิธีเพิ่มวงจรหน่วงเวลา และนำมาลบกันเข้าช่วย ถึงแม้ว่าวงจรหน่วง จะไม่สามารถทำความถี่ได้คงที่ตลอดย่านความถี่อย่างแน่แท้ แต่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามาก ผลที่ได้จะไม่ทำให้เกิดความแตกต่างของเฟสระหว่างเอาต์พุตของสัญญาณทั้งสอง โดยเฉพาะในย่านความถี่ที่จุดตัด (Crossover Point)

#### รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของระบบครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ของลำโพงตามระบบครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คเดิม ซึ่งมีรูปแบบค่อนข้างแคบตลอดพื้นที่ ตามทิศทางของลำโพง โดยที่การกระจายรูปแบบจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ อันเป็นเหตุให้โลบ (lobe) เยขึ้นหรือลดลง แต่ในกรณีวงจรเฟสลิเนียร์ จะมีผลให้โลบขยายกว้างมากขึ้นกว่าเดิม พุ่งไปข้างหน้าตลอดย่านความถี่ เมื่อผู้ฟังอยู่กลางของแนวนอน ตามรูป a) แบบทั่วไป และ b) เป็นรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของเฟสลิเนียร์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค



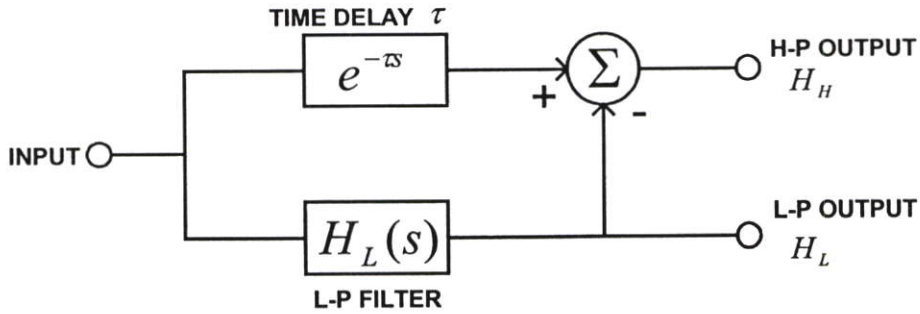
รูปที่ 3.5 แสดง Vertical Radiation a) Conventional network b) Phase linear network

จากแนวความคิดในการสร้างวงจรเฟสลิเนียร์ดังกล่าวแล้ว ยังพบว่าปัญหาส่วนที่ต้องนำมาแก้ไข 2 ประการคือ

1. ยังมีการเลื่อนเฟสเหลืออยู่ แต่ไม่มีปัญหา ในด้านสัญญาณที่ลดทอนลงตลอดย่าน
2. การเลื่อนเฟสเกิดจากตัววงจรเองมากกว่าเกิดจากวงจรรองความถี่ที่ออกแบบถึง 2 เท่า ดังนั้นจึงทำให้มองเห็นว่า วงจรรองความถี่ต้องเลือกใช้ในอันดับคู่เช่น 2 , 4 , 6... โดยนับนี้จึงเลือกอันดับที่ 4 เป็นวงจรรองความถี่ ซึ่งเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก โดยใช้วงจรอันดับที่ 2 มาทำการต่อคาสเคดเข้า ทำให้เป็นวงจรรองความถี่ลำดับที่ 4 เพื่อให้ได้วงจรที่มีเฟสเดียวกัน ตามแนวคิดดังกล่าวจึงได้ผลเป็นวงจรที่มีเฟสเดียว มีความถี่ครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่จุด  $-6$  dB ไม่มีการเลื่อนเฟสของช่วงสัญญาณ ตามภาพรูปบล็อกไดอะแกรม

### 3.10 ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) กับรูปแบบของวงจร

#### 3.10.1 หลักการของระบบ 2 ทาง



รูปที่ 3.6 ระบบ 2 ทาง

ตามรูปที่ 2.6 วงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) เป็นวงจรที่สำคัญที่จะช่วยให้ความราบเรียบทางเฟส เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเป็นลักษณะวงจรลบ จะทำให้ได้ความถี่ 2 ทาง ตามต้องการ คือสัญญาณความถี่ต่ำ และสัญญาณความถี่สูง โดยที่วงจร LPF ในอันดับที่ 4 รับสัญญาณเข้า ผ่านสัญญาณความถี่ต่ำออกทางเอาต์พุต ขณะที่สัญญาณเข้าอีกด้านหนึ่งผ่านวงจรหน่วงเวลา ที่ออกแบบวงจรให้มีเฟสเดียวกันกับวงจร LPF และทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านตลอด เมื่อสัญญาณผ่านวงจรหน่วงเวลาสัญญาณรวมกัน จะเหลือสัญญาณเป็นสัญญาณผ่านวงจรหน่วงเวลา สัญญาณรวมกันจะเหลือสัญญาณเป็นสัญญาณของ HPF ซึ่งมีเฟสเดียวกันกับวงจร LPF สามารถที่จะเขียนให้ออกมาอยู่ในรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

จาก

$$H_L(S) + H_H(S) = 1 \quad (3.5)$$

$$H_H(S) = 1 - H_L(S) \quad (3.6)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะมีความชันสูง ซึ่งเราทราบว่าวงจรกรองความถี่ต่ำจะมีผลทำให้สัญญาณเกิดความล่าช้า เราจึงทำการชดเชยสัญญาณ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของวงจรมีค่าเท่ากัน การชดเชยความล่าช้าของสัญญาณทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลา หรือ วงจรกรองความถี่ผ่านทั้งหมดค่า

$$H_H(S) = e^{-s\tau} - H_L(S) \quad (3.7)$$

ของความล่าช้า ของเวลาที่เราทำการชดเชย กำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $e^{-s\tau}$  แทนลงในสมการ

เราจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยการลบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านออกจากค่าความล่าช้าของเวลา ทำให้ได้ขนาดที่สมบูรณ์และเป็นเชิงเส้น

ค่าความล่าช้าทางเวลา  $\tau$  ควรจะกำหนดให้เท่ากับ 0 Hz ค่าของเฟสและกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ผ่าน คือ

$$\tau = -\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\phi_L(\omega)}{\omega} = -d \frac{\phi_L(0)}{\omega} \quad (3.8)$$

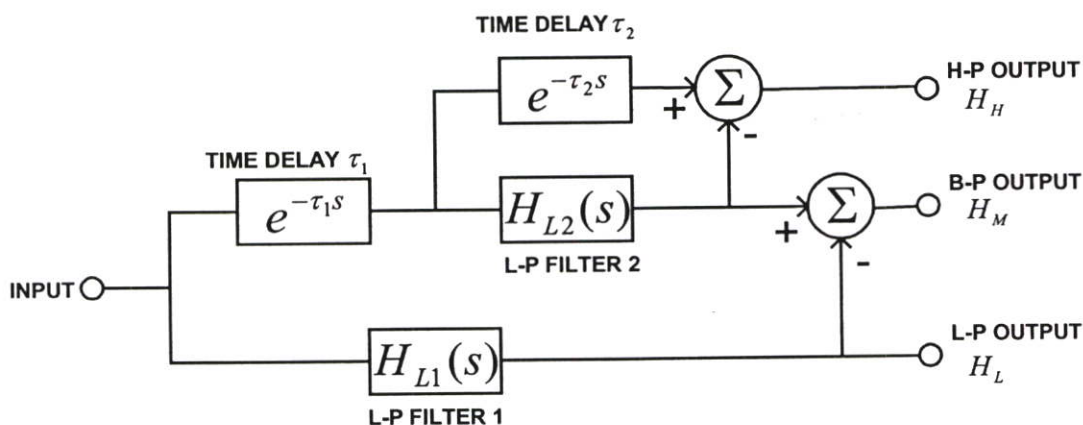
ที่ความล่าช้าทางเฟส (Phase Delay)  $\tau_p(\omega)$  และกรุปดีเลย์  $\tau_g(\omega)$  หาได้จาก

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (3.9)$$

$$\tau_g(\omega) = \frac{-d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3.10)$$

### 3.10.2 หลักการของระบบ 3 ทาง

ในวงจร 3 ทาง ตามรูปที่ 3.7 ทำการออกแบบโดยวางส่วน LPF เข้าที่ตรงกลางเพื่อต้องการให้ได้สัญญาณเสียงกลาง หรือ BPF วงจรนี้ต้องชดเชย โดยหน่วงเวลา ส่วนที่ 2 ดังนั้นในวงจร 3 ทาง Z เป็นตัวทำให้ล่าช้าทางเวลาของ BPF มีความล่าช้าขึ้น ในขณะที่ Z เป็นตัวทำให้ความล่าช้าทางเวลาของสัญญาณลักษณะ LPF ในช่วงความถี่กลาง



รูปที่ 3.7 ระบบ 3 ทาง

จากรูป เราทำการเพิ่มวงจร LPF เข้ามาอีก 1 ตัวเพื่อสร้างวงจรแบนด์พาส

$$\text{Lowpass} = H_L(S) = H_{L1}(S) \quad (3.11)$$

$$\text{Bandpass} = H_B(S) = e^{-\tau_1 s} * H_{L2}(S) - H_{L1}(S) \quad (3.12)$$

$$\text{Highpass} = H_H(S) = e^{-\tau_1 s} * [e^{-\tau_2 s} - H_{L2}(S)] \quad (3.13)$$

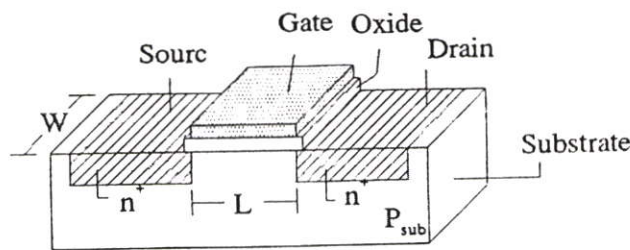
หลักการโดยทั่วไปก็จะเหมือนกับระบบ 2 ทาง โดยที่จะต้องกำหนดให้ความถี่ของ  $H_{L2}(S)$  มากกว่าของ  $H_{L1}(S)$  เราจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คutoff เท่ากับความถี่ของวงจร  $H_{L1}(S)$  และจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่านมีความถี่คutoff เท่ากับความถี่ของวงจร  $H_{L2}(S)$  และจะได้วงจรกรองความถี่ผ่านเป็นช่วงมีความถี่คutoff เท่ากับความถี่ของวงจร  $H_{L2}(S) - H_{L1}(S)$

## บทที่ 4

# ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

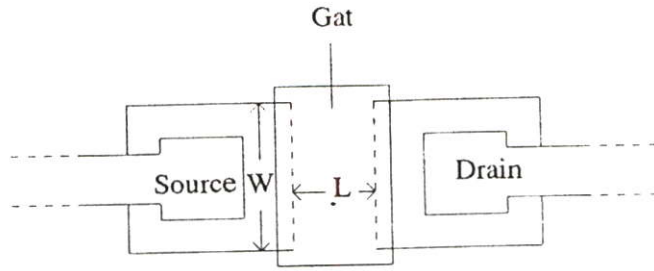
### 4.1 โครงสร้างของมอส

มอส (MOS) เป็นชื่อที่ได้จากการประกอบกันของเกตโลหะ (Metal gate) ที่อยู่บนชั้นของ อ็อกไซด์ (Oxide :  $\text{SiO}_2$ ) ซึ่งอยู่บนฐานรองซิลิกอน (Silicon)  $\text{SiO}_2$  คือซิลิกอน อ็อกไซด์ (Silicondioxide) ซึ่งจะเป็นฉนวนที่อยู่ระหว่างชั้นของเกตโลหะและซิลิกอน



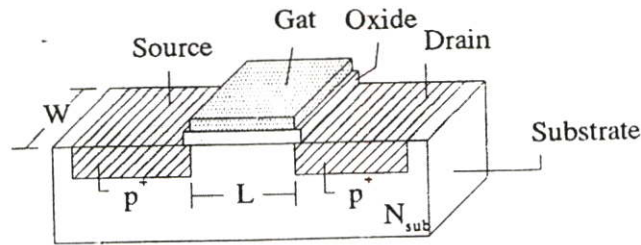
รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น

รูป 4.1 แสดงถึง โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นมอส) ส่วนของฐานรองจะเป็นซิลิกอน (silicon wafer) ที่ได้จากการเติมสารเจือชนิดพี ส่วนของซอส (Source:S) และเดรน (Drain:D) จะเป็นชั้นที่ได้จากการแพร่สารเจือชนิด  $n^+$  ( $n^+$  หมายถึงสารเจือชนิดเอ็นที่มีความเข้มข้นอะตอมสารเจือสูงๆ) กับขั้วโลหะ(ปกติจะเป็นอะลูมิเนียม) ทำให้บริเวณนี้เกิดเป็นรอยต่อพี-เอ็นขึ้นในฐานรอง ขั้วเกต(Gate:G) เป็นส่วนที่ทำให้ขั้วโลหะแยกตัวออกจากผิวซิลิกอน โดยเป็นชั้นบางๆของซิลิกอนไดอ็อกไซด์ ความหนาของชั้นซิลิกอนไดอ็อกไซด์นี้ โดยทั่วไปจะหนาประมาณ  $1000 \text{ \AA}$  (อังสตรอม) หรือ  $0.1 \mu\text{m}$  เนื่องจากความเป็นฉนวนนี้เอง จึงทำให้ค่าความต้านทานขาเข้าที่ส่วนเกตมีค่าสูง W คือความกว้างของช่องทางเดินกระแส (channel width) ซึ่งเป็นความกว้างของบริเวณสารเจือที่ขั้วเดรนหรือซอส(ปกติขั้วเดรนหรือซอสจะมีขนาดเท่ากัน) ส่วน L คือความยาวช่องทางเดินกระแส (channel length) ซึ่งเป็นระยะห่างระหว่างส่วนเดรนและซอส ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงภาพด้านบนของมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เห็นความกว้าง  $W$  และความยาว  $L$  ของช่องทางเดินกระแส

ในลักษณะเดียวกันมอสทรานซิสเตอร์ที่มีช่องทางเดินกระแสพี (ทรานซิสเตอร์ชนิดพีโมส) จะมีฐานรองซิลิกอนที่เติมสารเจือชนิดเอ็น บริเวณส่วนของแควนและซอสจะถูกแพร์ด้วยสารเจือชนิดพีอย่างเข้มข้น ดังแสดงในรูปที่ 3.3



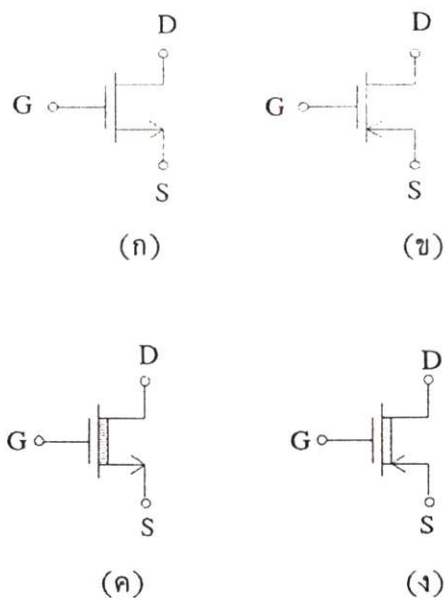
รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของทรานซิสเตอร์ชนิดพีโมส

## 4.2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งได้เป็น 2 กลุ่ม ตามความนิยม ดังนี้

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ แบบ 3 ขั้ว

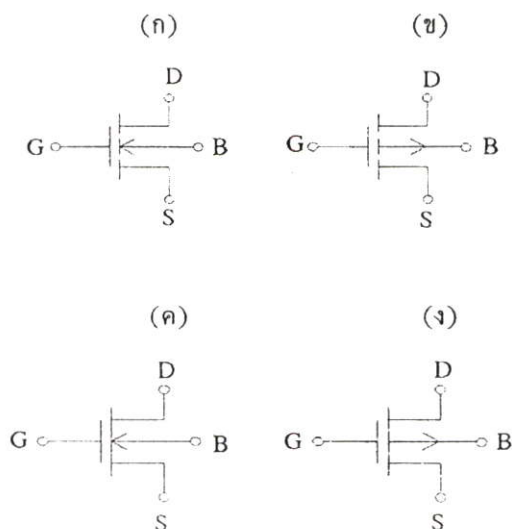
สัญลักษณ์แบบนี้จะหมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ที่มักการัดวงจร (short) ส่วนของขั้วซอสเข้ากับเนื้อสาร (bulk) กรณีนี้จะใช้เมื่อไม่ต้องการใช้ศักดาที่ส่วนฐานรอง ( $V_{SB} = 0$ ) ตัวอย่างสัญลักษณ์ที่ใช้จะแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ แบบ 3 ขั้ว โดย  $V_{SB} = 0$  (ก) เอ็นฮานซ์  
เมนท์-เอ็นมอส (ข) เอ็นฮานซ์เมนท์พีมอส (ค) คีพลิซันเอ็นมอส (ง) คีพลิซันพีมอส

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ แบบ 4 ขั้ว

สัญลักษณ์แบบนี้หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ที่ขั้วของซอสไม่ต่อดวงจรกับเนื้อสาร กรณีนี้  
จะใช้เมื่อต้องการที่จะให้ศักดาที่ฐานรอง ( $V_{SB} \neq 0$ ) ตัวอย่างสัญลักษณ์ที่ใช้แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงตัวอย่างสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบ 4 ขั้ว โดย  $V_{SB} \neq 0$  (ก) เอ็นฮานซ์  
เมนท์-เอ็นมอส (ข) เอ็นฮานซ์เมนท์พีมอส (ค) คีพลิซันเอ็นมอส (ง) คีพลิซันพีมอส

### 4.3 ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์

ในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะมีอิเล็กตรอนหรือประจุลบ เป็นประจุพาหะส่วนมาก ส่วนสารกึ่งตัวนำชนิดพี จะมีโฮลเป็นประจุพาหะส่วนมาก ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์เมื่อแบ่งตามชนิดของประจุพาหะที่ บริเวณช่องทางเดินกระแสในขณะที่เกิดกระแสครีฟท์ จะแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ

1. เอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ (N-channel MOS transistor : NMOS) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ ที่มีอิเล็กตรอนหรือประจุลบเป็นพาหะส่วนมาก ที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ และมีส่วนเดรนและส่วนซอส เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N type semiconductor)

2. พี-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ (P-channel MOS transistor : PMOS) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ ที่มีโฮลหรือประจุบวก เป็นพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ และมีส่วนเดรนและส่วนซอส เป็น สารกึ่งตัวนำชนิดพี (P type semiconductor)

ในสภาวะปกติก่อนการให้ไบอัส (bias) กับทรานซิสเตอร์ บริเวณช่องทางเดินกระแส ของมอส-ทรานซิสเตอร์ อาจจะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับส่วนเดรนและส่วนซอส หรือต่างชนิดกันก็ได้ ทำให้สามารถแบ่งประเภทของสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสดังนี้

1. ดีพลีชัน (depletion) หมายถึง สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่เป็นชนิดเดียวกันกับสารกึ่งตัวนำของส่วนเดรนและส่วนซอส

2. เอ็นฮานซ์เมนต์ (enhancement) หมายถึง สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่ต่างชนิดกันกับสารกึ่งตัวนำของส่วนเดรนและซอส

ดังนั้น มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อแบ่งตามลักษณะการควบคุมปริมาณประจุพาหะในช่องทางเดินกระแส จะแบ่งออกเป็น 4 แบบ ดังนี้

1. เอ็น-แชนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (N-channel enhancement mode MOS transistor) หมายถึง เอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ที่ในสภาวะปกติก่อนการให้ไบอัสที่เกต จะมีบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี และเมื่อขณะใช้งาน โดยการให้ศักดาที่เกตจะเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง จะทำให้บริเวณช่องทางเดินกระแสที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี ถูกเหนี่ยวนำให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น

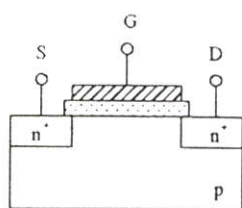
2. พี-แชนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (P-channel enhancement mode MOS transistor) หมายถึง พี-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ที่ในสภาวะปกติก่อนการให้ไบอัสที่เกต

จะมีบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น และเมื่อขณะใช้งาน โดยการให้ศักดาที่เกตจะเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง จะทำให้บริเวณช่องทางเดินกระแสที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ถูกเหนี่ยวนำให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี

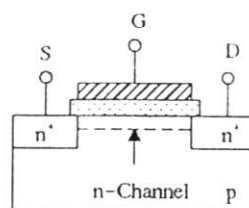
3. เอ็น-แชนแนล ดิพลีชัน โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (N-channel depletion mode MOS transistor) หมายถึง เอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ที่ในสภาวะปกติก่อนการให้ไบอัสที่เกต จะมีบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนเดรนและส่วนซอสเข้าด้วยกัน เป็นผลให้เกิดกระแสครีพท์ทันท์ที่มีความต่างศักดา ระหว่างส่วนเดรนและส่วนซอส ในการควบคุมปริมาณกระแสครีพท์ทันท์นี้สามารถทำให้ปริมาณกระแสครีพท์เพิ่มขึ้นได้ โคนการให้ศักดาที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง และทำให้ปริมาณกระแสครีพท์ (drift current) ลดลงได้ โดยการให้ศักดาที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง

4. พี-แชนแนล ดิพลีชัน โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion mode MOS transistor) หมายถึง พี-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ที่ในสภาวะปกติก่อนการให้ไบอัสที่เกต จะมีบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วน เดรนและส่วนซอสเข้าด้วยกัน เป็นผลให้เกิดกระแสครีพท์ทันท์ที่มีความต่างศักดา ระหว่างส่วนเดรนและส่วนซอส ในการควบคุมปริมาณกระแสครีพท์ทันท์นี้สามารถทำให้กระแสครีพท์เพิ่มขึ้นได้ โดยการให้ศักดาที่ เกตเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง และทำให้ปริมาณกระแสครีพท์ลดลงได้ โดยการให้ศักดาที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง

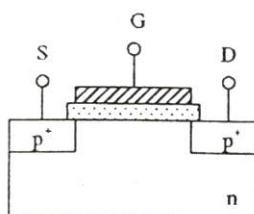
รูปที่ 4.6 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ จะเห็นว่าในลักษณะของเอ็น ฐานซ์เมนท์โหมค จะไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นก่อนการให้ไบอัสที่เกต ส่วนลักษณะของ ดิพลีชัน โหมค จะมีช่องทางเดินกระแสเชื่อมต่อระหว่างส่วนของเดรนและส่วนซอส



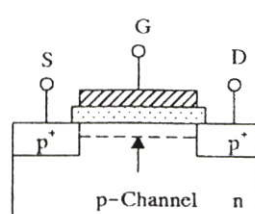
(ก)



(ข)



(ค)

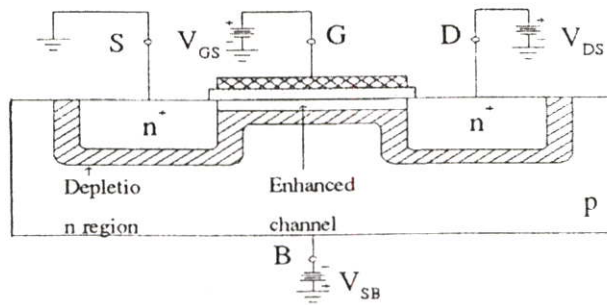


(ง)

รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะ โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ (ก) เอ็น-แชนแนลเอ็นฮานซ์  
 เมนท์โฮมด (ข) เอ็น-แชนแนล ดีพลีชั่น โฮมด (ค) พี-แชนแนลเอ็นฮานซ์เมนท์โฮมด  
 (ง) พี-แชนแนล ดีพลีชั่น โฮมด

#### 4.4 หลักการทำงานของมอส

โครงสร้างของเอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 3.7 แสดงให้เห็นถึงการให้ไบอัส  
 แก่มอสทรานซิสเตอร์ โดยที่แรงดันเดรน-ซอส  $V_{DS} = (V_D - V_S)$  แรงดันเกต-ซอส  $V_{GS} = (V_G - V_S)$   
 และแรงดันซอส-ฐานรอง  $V_{SB} = (V_S - V_B)$



รูปที่ 4.7 แสดงการให้ไบอัสแก่เอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์

ส่วนของซอสและฐานรองจะถูกต่อลงกราวด์ (ground)  $V_S = 0 = V_B = V_{SB}$  แรงดันเกต-ซอส  $V_{GS}$  จะถูกใช้เพื่อการเหนี่ยวนำให้เกิดอิเล็กตรอนในชั้นกลับ (inversion layer) ภายใต้ชั้นเกตอีก ไซด์ ซึ่งปกติแล้วแรงดันที่เกตจะเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง และเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างขั้ว ครงและขั้วซอส ก็จะทำให้กระแสครน (drain current :  $I_D$ ) ไหลได้ทันที ดังนั้น กระแสครนที่ ไหลจะมากน้อยเพียงใด จึงขึ้นอยู่กับแรงดันเกต-ซอส และแรงดันที่ขั้วครน-ซอส นั่นเอง

เมื่อพิจารณาการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ จะพิจารณาได้เป็นช่วงๆ ได้ดังนี้

1. ช่วงคัทออฟ (cut-off region) สำหรับกรณีนี้ แรงดันเกต-ซอส มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม สมบูรณ์, เมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  ไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดชั้นกลับ ทำให้ช่องทางเดินกระแสไม่เกิดขึ้น ดังนั้น แม้ว่าแรงดันครน-ซอส  $V_{DS}$  จะถูกให้เข้าไป ( $V_{DS} \neq 0$ ) ก็จะไม่มีการไหล ( $I_D \neq 0$ ) รูปที่ 4.8(ก) แสดงถึงช่วงคัทออฟของมอสทรานซิสเตอร์

2. ช่วงเชิงเส้น (linear region) หรืออาจเรียกว่า ช่วงการทำงานไม่อิ่มตัว (nonsaturated) เมื่อ แรงดันเกต-ซอส เพิ่มขึ้น กระทั่ง  $V_{GS} > V_{TO}$  กระแสครนจะเริ่ม ไหล ซึ่งเป็นผลมาจาก (1) มี อิเล็กตรอนที่ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดเป็นชั้นกลับภายใต้ชั้นเกตอีก ไซด์ด้วยอิทธิพลของสนามไฟฟ้าใน แนวตั้ง ชั้นกลับที่เกิดขึ้นจะเรียกว่า ช่องทางเดินกระแส (channel) ซึ่งจะเชื่อมต่อสารกึ่งตัวนำส่วน ครนและส่วนซอสเข้าด้วยกัน และ (2) มีสนามไฟฟ้าในแนวนอนภายในช่องทางเดินกระแส เนื่อง จากความแตกต่างของศักย์  $V_{DS}$  จึงทำให้กระแสครนเกิดขึ้น เมื่อกระแสครนในมอส ทรานซิสเตอร์ไหล จะเรียกว่า การทำงานในโหมดแอคทีฟ (active mode) ในช่วงแอคทีฟโหมด จะ แสดงคุณสมบัติของกระแสที่แตกต่างกัน 2 แบบ ซึ่งขึ้นอยู่กับ ความสัมพันธ์ของค่า  $V_{DS}$  กับ ( $V_{GS} - V_{TO}$ ) เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่าต่ำหรือ  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TO})$  ช่องทางเดินกระแสจะเกิดขึ้นดังรูปที่ 4.8(ข) โดยมอส

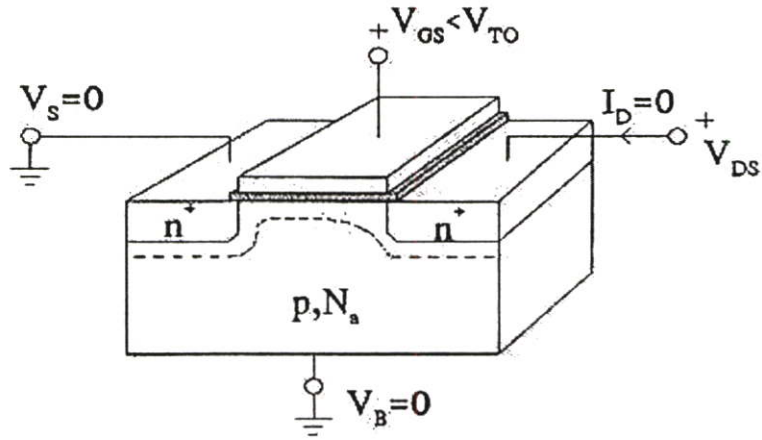
ทรานซิสเตอร์ช่วงนี้เรียกว่า อยู่ในช่วงการทำงานแอกทีฟของ โหมดการทำงานไม่อิ่มตัว (nonsaturated mode) สังเกตได้ว่า ที่แรงดันเดรน-ซอส ค่าต่ำๆ ขนาดของช่องทางเดินกระแสจะมีลักษณะปลายเรียวเล็กลงทางด้านเดรนเพียงเล็กน้อย ซึ่งเป็นผลมาจากแรงดันช่องทางเดินกระแส  $V$  ที่คงอยู่ในชั้นกลับ เนื่องจาก  $V_{DS}$  แรงดันช่องทางเดินกระแสจะสมมติว่ามีค่ามากที่สุด  $V = V_{DS}$  ที่บริเวณเดรน  $n^+$  และลดลงที่  $V_S = 0$  ที่ซอส จนกระทั่งเมื่อแรงดันเกต-ซอสเข้าไป ทำให้เกิดเป็นชั้นกลับขึ้น ดังนั้น ช่องทางเดินจึงให้เกิดการเชื่อมต่อจากซอสไปยังเดรน

3. ช่วงการทำงานอิ่มตัว (saturated region) ถ้าให้ไบอัสทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ก) ช่วงการทำงานอิ่มตัว จะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสชนิดพินช์-ออฟ (pinch-off) ขึ้น ซึ่งความหนาของช่องทางเดินจะลดลงและจะแคบที่สุดเมื่อไปถึงบริเวณเดรน  $n^+$

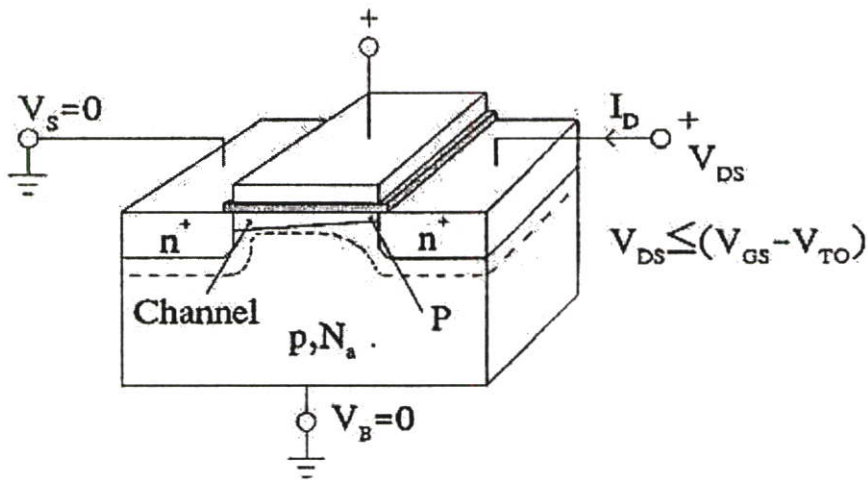
เมื่อพิจารณาถึงหลักการของมอดุสทรานซิสเตอร์จะเห็นได้ว่าที่  $V_{GS} < V_{TO}$  ไม่มีการเหนี่ยวนำช่องทางเดินระหว่างซอสและเดรน ต่อมาเมื่อในแรงดันค่าบวก  $V_{GS1}$  มีมากกว่าค่า  $V_{TO}$  เข้าที่ขั้วเกตช่องทางเดินก็จะถูกเหนี่ยวนำขึ้นระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรน และเมื่อมีการให้แรงดันค่าบวกน้อยๆ  $V_{DS}$  ที่ขั้ว เดรนกระแสก็จะเริ่มไหล อย่างไรก็ตามที่  $V_{DS}$  ค่าน้อยๆ จะไม่ทำให้เกิดความแตกต่างของศักดาที่ผิว บริเวณส่วนเดรนและส่วนซอส ดังนั้น ความเข้มข้นอิเล็กตรอนตลอดช่องทางเดินกระแสจะยังคงเท่ากัน ดังรูปที่ 4.8 (ก) ด้วยเหตุนี้เองทำให้ช่องทางเดินกระแสมีพฤติกรรมคล้ายตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทาน  $R$  ดังสมการ

$$R = -\frac{L}{\mu_n W Q_n} \quad (4.1)$$

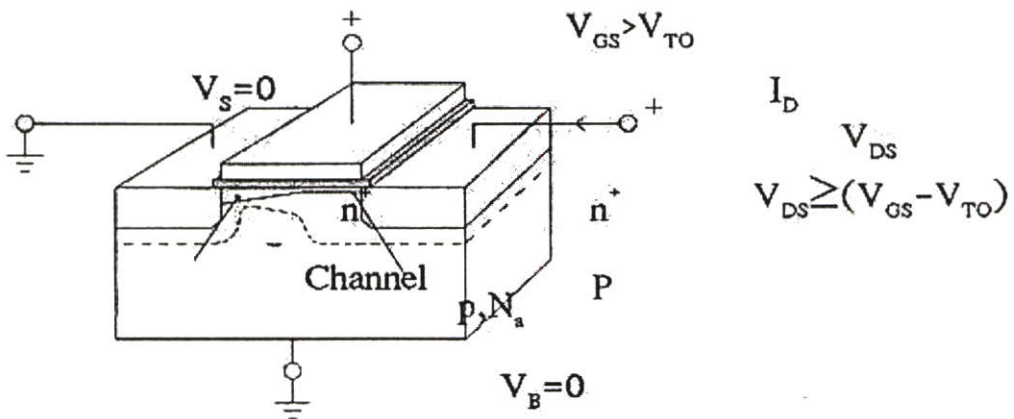
โดย  $W$  และ  $L$  คือ ความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส,  $\mu_n$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน และ  $Q_n$  เป็นประจุอิเล็กตรอนต่อหน่วยพื้นที่ของชั้นกลับ



(ก) ช่วงคัทออฟ



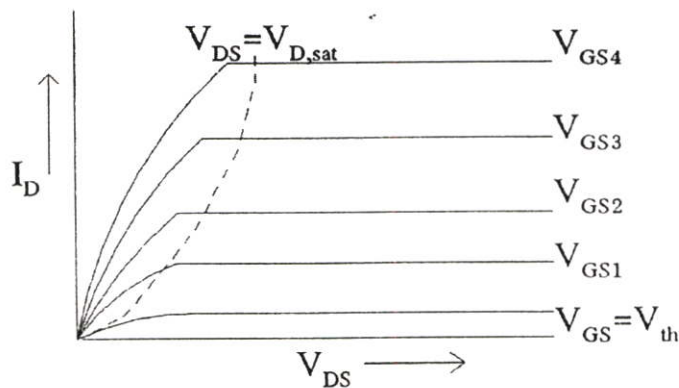
(ข) ช่วงเชิงเส้น



(ค) ช่วงการทำงานอิ่มตัว

รูปที่ 4.8 แสดงช่วงการทำงานพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์ในภาวะต่างๆ

เมื่อให้ค่าของ  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น จะทำให้ศักดาที่ตกคร่อมช่องทางเดินกระแสเพิ่มขึ้นด้วย จึงเป็นสาเหตุให้แรงดันระหว่างเกตและชั้นกัลป์ใกล้เคียงๆ จะลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสใกล้เคียงๆ จะลดลงเป็นจำนวน  $Q_n$  และทำให้ค่าความต้านทานช่องทางเดินกระแส  $R$  เพิ่มขึ้น ดังนั้นกราฟของ  $I-V$  จึงเร่โค้งลงจากเส้นค่าตัวต้านทานเริ่มต้น (initial resistor line) ดังแสดงในรูปที่ 4.9 เมื่อเพิ่มค่า  $V_{DS}$  ต่อไปอีก แรงดันตกคร่อมอ็อกไซด์บริเวณใกล้เคียงๆ จะลดลงเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าต่ำกว่าที่ชั้นกัลป์จะคงอยู่ได้ ทำให้ช่องทางเดินกระแสบริเวณใกล้เคียงๆ เกิดปรากฏการณ์พินซ์-ออฟขึ้น และสารกึ่งตัวนำส่วนเดรนก็จะถูกแยกออกจากช่องทางเดินกระแสโดยบริเวณของดีพลีชัน (depletion region) ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ข) ดังนั้นกระแสเดรนจึงอิมิตัวที่ค่าคงที่ค่าหนึ่ง



รูปที่ 4.9 แสดงกราฟแสดงคุณสมบัติ  $I-V$  ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็น-แชนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด

การเริ่ม  $V_{DS}$  จนเกินกว่าค่าแรงดันอิมิตัว (saturation voltage :  $V_{DS,sat}$ ) จะเป็นสาเหตุให้จุดพินซ์-ออฟ(P) เคลื่อนที่เข้าใกล้ขั้วซอส และความยาวช่องทางเดินกระแสที่แท้จริง (effective channel length) จะลดลงเล็กน้อย ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ค) อย่างไรก็ตาม ศักดาที่  $V_{sat}$  และแรงดันที่เกินมาของ  $V_{sat}$  ก็จะตกคร่อมบริเวณดีพลีชัน ดังนั้นกระแสเดรนจึงเปลี่ยนแปลงน้อยมาก เมื่อ  $V_{DS}$  ถูกเพิ่มให้มากกว่า  $V_{DS,sat}$

เมื่อให้ไบอัสที่เกตเพิ่มขึ้นเป็น  $V_{GS2}$  จะเป็นผลให้ประจุชั้นกลับ  $Q_n$  เพิ่มขึ้น ดังนั้น ความต้านทานช่องทางเดิน  $R$  จะลดลง จึงเป็นสาเหตุให้กระแสเดรนเพิ่มขึ้น ดังที่ปรากฏในกราฟคุณสมบัติ I-V ของรูปที่ 4.9

#### 4.5 คุณสมบัติกระแสและแรงดัน

พิจารณาเอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ที่มีความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสเป็น  $W$  และ  $L$  ตามลำดับ จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่า ส่วนเล็กๆ ของความยาวของช่องทางเดินกระแส  $dx$  ที่ระยะ  $x$  จากขั้วซอส มีความต้านทาน  $dR$  ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$dR = -\frac{dx}{Q_n(x)\mu_n W} \quad (4.2)$$

ประจุรวม  $Q_s(x)$  ถูกเหนี่ยวนำในสารกึ่งตัวนำเป็น

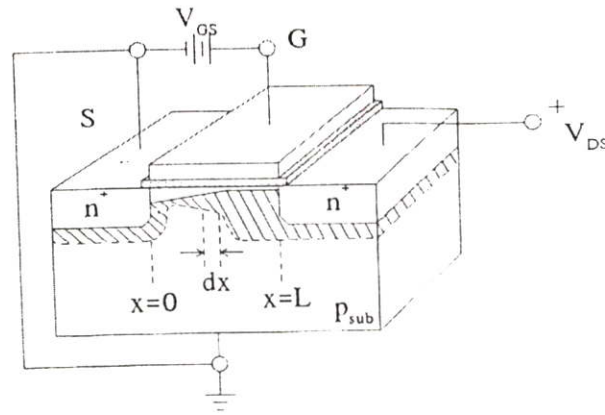
$$Q_s(x) = Q_n(x) + Q_B(x) \quad (4.3)$$

เมื่อ  $Q_B(x)$  เป็นประจุบริเวณปลอดพาหะต่อหน่วยพื้นที่ และจากสมการตัวเก็บประจุมอส (MOS capacitor) ที่ตำแหน่งใดๆ ของ  $x$  จะมีค่า  $Q_s$  ที่อยู่ในเทอมของ  $V_{GS1}$ ,  $V_{FB}$  และศักดาผิว (surface potential :  $\Phi_s$ ) เป็น

$$V_{GS} - V_{FB} = -\frac{Q_s(x)}{C_{ox}} + \Phi_s(x) \quad (4.4)$$

โดย  $V_{GS}$  เป็นแรงดันที่ให้แก่วัสดุเกต,  $V_{FB}$  เป็นแรงดันเฟลต-แบนด์ (flat-band voltage)  $C_{ox}$  เป็นค่าเก็บประจุออกไซด์ต่อหน่วยพื้นที่ (oxide capacitance) กำจัด  $Q_s(x)$  ระหว่างสมการ (4.3) และ (4.4) จะได้ว่า

$$Q_n(x) = C_{ox}[\Phi_s(x) - (V_{GS} - V_{FB})] - Q_B(x) \quad (4.5)$$



รูปที่ 4.10 แสดงภาคตัดขวางของเอ็น-แชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งในส่วนเล็กๆ  $dx$  มีค่าความต้านทาน  $dR$

คำนวณค่า  $\Phi_S$  และ  $Q_B(x)$  ภายใต้เงื่อนไขการเกิดชั้นกลับอย่างเต็มที่ (strong inversion) ตลอดทั้งช่องทางเดินกระแส สมมติว่าฐานรองถูกต่อเข้ากับขั้วซอส จะเห็นได้ว่าขณะนี้กระแสเดรนจะยังไม่ไหล ดังนั้น ทรานซิสเตอร์ขณะนี้จะอยู่ในสภาวะสมดุลทางความร้อน (thermal equilibrium) และ ณ จุดวิกฤตของการกลับอย่างเต็มที่หรือ  $\Phi_S = 2\Phi_F$  ภายใต้เงื่อนไขการทำงานจริงบริเวณที่มีประจุไฟฟ้า (space-charge region) ในมอสทรานซิสเตอร์ จะไม่อยู่ในสภาวะสมดุลความร้อน เมื่อขั้วซอสและฐานรองถูกต่อลงกรานด์ และขั้วเดรนถูกไบอัสด้วยค่าบวก ศักดาผิวจะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของระยะ  $x$  ดังนั้น จึงเกิดค่าไบอัสย้อนกลับ (reverse bias) น้อยๆ ครอบคลุมระหว่างรอยต่อฐานรองกับช่องทางเดินกระแส ถ้าให้  $V(x)$  คือศักดา (channel potential) ที่ตำแหน่ง  $x$  ในช่องทางเดินกระแส การประมาณค่าศักดาผิวสำหรับการเกิดชั้นกลับอย่างเต็มที่ จะได้เป็น

$$\Phi_S(x) = 2\Phi_F + V(x) \quad (4.6)$$

ด้วยการใช้การประมาณค่าแบบดิพลีชัน (depletion approximation) จะสามารถเขียนความหนาแน่นประจุ  $Q_B(x)$  ที่จุดวิกฤตของการกลับอย่างเต็มที่ ได้ดังนี้

$$Q_B(x) = -\sqrt{2qN_a\epsilon_S [2\Phi_F + V(x)]} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $V(x)$  เพิ่มขึ้นตามระยะทาง  $x$  ประจุ  $Q_n(x)$  ก็จะเพิ่มขึ้นจากตำแหน่งปลายขั้วซอสไปจนถึงปลายขั้วเดรน แทนค่าของ  $\Phi_s(x)$  จากสมการ (4.7) ลงในสมการ (4.5) จะได้

$$Q_n(x) = C_{ox} [2\Phi_F + V(x) - (V_{GS} - V_{FB})] + \sqrt{2q\epsilon_s N_a [2\Phi_F + V(x)]} \quad (4.8)$$

สำหรับกระแสเดรน  $I_D$ , แรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทานส่วนย่อยคือ

$$dV = I_D dR$$

และแทนค่า  $dR$  ด้วยสมการ (4.2) จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ ดังนี้

$$I_D dx = -\mu_n W Q_n(x) dV \quad (4.9)$$

แทนค่า  $Q_n(x)$  จากสมการ (4.8) ในสมการ (4.9) และทำการอินทิเกรตจาก  $x = 0$  ถึง  $x = L$  ทำให้ได้  $I_D$  เป็น

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} \left\{ \left[ V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \frac{2}{3} \gamma \left[ (2\Phi_F - V_{DS})^3 - (2\Phi_F)^3 \right] \right\} \quad (4.10)$$

โดยที่

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_a}}{C_{ox}} \quad (4.11)$$

ซึ่งค่า  $\gamma$  เรียกว่า บอดีแฟกเตอร์ (body factor) สมการ (4.10) นี้จะใช้ได้เฉพาะก่อนช่วงอิ่มตัวเท่านั้น ซึ่งเมื่อเข้าสู่ภาวะ pinch off แล้ว กระแสเดรนจะมีค่าคงที่ ( $I_{DS}$ ) จะไม่เปลี่ยนแปลงกับ  $V_{DS}$  อีกต่อไป สมการ (4.10) อาจแยกพิจารณาได้เป็น 2 กรณี คือ

(ก) บริเวณเชิงเส้น (linear region)

สำหรับค่า  $V_{DS}$  น้อยๆ เช่น  $V_{DS} \ll (V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F)$  และ  $V_{DS} \ll 2\Phi_F$  เทอมของ  $V_{DS}$  ของสมการ (3.10) ก็สามารถตัดออกได้ และสมการก็จะเปลี่ยนใหม่เป็น

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} \left[ V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F - \gamma(2\Phi_F)^{\frac{1}{2}} \right]_{DS} \quad (4.12)$$

สมการนี้จะแสดงได้ดังในกราฟคุณสมบัติ I-V ที่บริเวณช่วงเชิงเส้น ที่  $V_{DS}$  ค่าต่ำๆ และ

$$\gamma(2\Phi_F)^{\frac{1}{2}} = -\frac{\sqrt{4q\epsilon_s N_a \Phi_F}}{C_{ox}} = -\frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (4.13)$$

สมการ(4.12) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} \quad (4.14)$$

โดย 
$$V_{th} = V_{FB} - \frac{Q_B}{C_{ox}} + 2\Phi_F \quad (4.15)$$

สำหรับเอ็น-แชนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์ ของมอสทรานซิสเตอร์,  $V_{FB}$  จะมีค่าเป็นลบเล็กน้อย ส่วนอีก 2 เทอมในสมการ (4.15) จะเป็นค่าบวก ดังนั้น  $V_{th}$  จึงเป็นปริมาณบวกและแสดงถึงแรงดันเปิด (turn-on voltage) ของทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม ในมอสทรานซิสเตอร์ชนิดฟิล์มชั้นค่าลบของ  $V_{FB}$  จะมีค่าสูงเมื่อเทียบกับอีก 2 เทอม ทำให้ได้ค่า  $V_{th}$  เป็นลบ

(ข) บริเวณช่วงอิ่มตัว (saturation region)

เมื่อช่องทางเดินกระแสเกิดเป็นพินช์-ออฟ ที่บริเวณใกล้ขั้วเดรนทำให้การประมาณค่าช่องทางเดินกระแสเป็นแบบลาด (gradual channel approximation) ใช้ไม่ได้อีกต่อไป แรงดัน  $V_{Dsat}$  ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการอิ่มตัวของกระแส  $I_D$  ซึ่งได้จากเงื่อนไขว่า ที่แรงดันนี้ ความหนาแน่นประจุใน

ชั้นกลับใกล้ขั้วเดรนจะกลายเป็นศูนย์ ดังนั้นจะแทนค่า  $V(x)$  ด้วย  $V_{Dsat}$  ( $V(x) = V_{Dsat}$ ) ซึ่งจะทำให้  $Qn(x) = 0$  ในสมการ (4.8) และจากการหาผลลัพท์ของสมการ  $V_{Dsat}$  จะได้ว่า

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F + \frac{\gamma^2}{2} - \gamma \left( V_{GS} - V_{FB} + \frac{\gamma^2}{4} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.16)$$

กระแสเดรนในช่วงอิ่มตัวจะได้ภายหลังการแทน  $V_D = V_{Dsat}$  จากสมการ (4.16) ลงในสมการ (4.10) อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาจากสมการ (4.16) เมื่อความเข้มข้นของสารเจือ  $N_a$  มีค่าต่ำ และชั้นออกไซด์บางๆ จะเป็นผลให้แรงดันตกคร่อมออกไซด์มีค่ามากเมื่อเทียบกับ  $2\Phi_F$  ภายใต้เงื่อนไขเหล่านี้ทำให้ค่าบอดี้แฟกเตอร์  $\gamma$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ดังนั้น

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F - \gamma(V_{GS} - V_{FB})^{\frac{1}{2}} \quad (4.17)$$

สมมติว่าแรงดันตกคร่อมออกไซด์มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับศักดาผิวที่เกิดขึ้นกลับอย่างเต็มที่ และค่า  $V_{GS} - V_{FB} \approx 2\Phi_F$  ดังนั้นจากสมการ (4.17) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{Dsat} = V_{GS} - \left[ V_{FB} + 2\Phi_F + \gamma(2\Phi_F)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.18)$$

และ 
$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{th} \quad (4.19)$$

เมื่อนำสมการ (4.13) และ (4.15) แทนในสมการ (4.18) จะได้  $V_{Dsat}$  ดังสมการ (4.19) และในตอนนี้ กระแสเดรน จะได้จากการแทนสมการ (4.19) ลงในสมการ (4.10) ดังนั้น

$$I_{Dsat} = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} \left\{ [V_{GS} - V_{FB} - 2\Phi_F] (V_{GS} - V_{th}) - \frac{(V_{GS} - V_{th})^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[ (2\Phi_F + V_{GS} - V_{th})^{\frac{2}{3}} - (2\Phi_F)^{\frac{2}{3}} \right] \right\} \quad (4.20)$$

กระแสเดรนอิมิตัวนี้ จะขึ้นอยู่กับค่า  $V_D$  ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.9 ภายใต้งเงื่อนไข เมื่อ  $\gamma \ll 1$  และ  $V_{th} \approx V_{FB} + 2\Phi_F$  ดังนั้น สมการ (4.20) จะลดรูปได้เป็น

$$I_{Dsat} = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (4.21)$$

กระแสเดรนอิมิตัว  $I_D$  จะขึ้นอยู่กับแรงดันเกต ซึ่งจะใช้ได้กับทุกๆค่าของ  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$

#### 4.6 แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

แรงดันขีดเริ่ม ( $V_{th}$ ) คือ ค่าต่ำสุดของแรงดันเกต ( $V_{GS}$ ) ที่ใช้เพื่อเหนี่ยวนำช่องทางเดินกระแสที่รอยต่อซิลิกอน-ซิลิกอนออกไซด์ สำหรับมอสที่มีโครงสร้างขนาดใหญ่ และให้ไบอัสชอสถึงเดรนที่มีค่าน้อยๆ แรงดันขีดเริ่มจะได้จากประจุที่ถูกให้กับบริเวณที่ถูกล้อมรอบด้วยขั้วเกต (gate electrode) และเนื้อสารกึ่งตัวนำ เป็นต้น

$$Q_g + (Q_f + Q_{ot} + Q_m) + Q_{it} - (Q_n - Q_B) = 0 \quad (4.22)$$

โดยที่	$Q_g$	เป็นประจุในขั้วเกต
	$Q_f$	เป็นประจุออกไซด์ที่ถูกตรึงไว้
	$Q_{ot}$	เป็นความหนาแน่นประจุที่ถูกออกไซด์จับไว้
	$Q_m$	เป็นความหนาแน่นประจุไอออนิกเคลื่อนที่ภายในออกไซด์
	$Q_{it}$	เป็นความหนาแน่นประจุที่รอยต่อ
	$Q_n$	เป็นประจุภายในชั้นกลับ
	$Q_B$	เป็นประจุภายในชั้นปลูกพาหะ

การกระจายของประจุเหล่านี้ และแผนผังแถบพลังงานของ เอ็น-แชลแนลมอสทรานซิสเตอร์ในการกลับ (inversion) จะแสดงในรูปที่ 4.11 เมื่อแถบพลังงาน (energy band) ของโลหะเรียบ (flat) จนถึงรอยต่อซิลิกอน-ซิลิกอนออกไซด์ จะทำให้เกิดแรงดันแฟลตแบนด์  $V_{FB}$  ขึ้นบนเกต ดังนี้

$$V_{FB} + \Phi_{ms} = \frac{Q_g}{C_{ox}} = -\frac{1}{C_{ox}} \left( Q_{it} + \frac{\bar{T}_f}{T_{ox}} \cdot Q_f + \frac{\bar{T}_{ot}}{T_{ox}} \cdot Q_{ot} + \frac{\bar{T}_m}{T_{ox}} \cdot Q_m \right) \quad (4.23)$$

โดยที่

$\Phi_{ms}$  เป็นความแตกต่างฟังก์ชันงานระหว่างเกตโลหะกับซิลิกอนชนิดพี

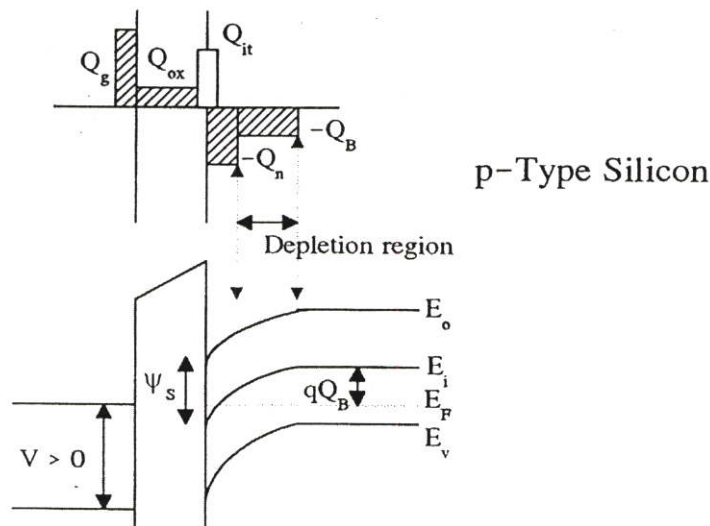
$C_{ox}$  เป็นค่าเก็บประจุรวม

$T_{ox}$  เป็นความหนาชั้นออกไซด์

$\bar{T}_f$  เป็นศูนย์กลางการกระจายประจุที่ถูกตรึงไว้ในออกไซด์

$\bar{T}_{ot}$  เป็นศูนย์กลางการกระจายประจุที่ถูกออกไซด์จับไว้

$\bar{T}_m$  เป็นศูนย์กลางการกระจายประจุเคลื่อนที่



รูปที่ 4.11 แสดงแผนผังแถบพลังงานและการกระจายประจุของมอสทรานซิสเตอร์

ในกระบวนการสมัยใหม่ทุกๆ ไป พจน์ที่มีความสำคัญมากคือ ความหนาแน่นประจุที่รอยต่อ  $Q_{it}$  ซึ่งบ่อยครั้งที่ประจุออกไซด์จะถูกรวมเข้าหรือตัดออก เรียกว่า ประจุรอยต่อที่แท้จริง (effective interface charge),  $Q_{SS}$  สมการ (3.23) จะกลายเป็น

$$V_{FB} = -\frac{Q_{SS}}{C_{ox}} - \Phi_{ms} \quad (4.24)$$

ศักดาผิว  $\Phi_s$  ที่จุดวิกฤตของการกลับอย่างเต็มที่ บ่อยครั้งจะถือว่าเป็น  $2\Phi_F$  เมื่อ  $\Phi_F$  เป็นศักดาเฟอร์มี (fermi potential) สำหรับเนื้อซิลิกอน ณ จุดนี้ ถ้าสมมติว่า ประจุชั้นกลับ (inversion charge) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับประจุเนื้อสาร (bulk charge) ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{th} = V_{FB} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (4.25)$$

โดยที่  $V_{th}$  เป็นแรงดันขีดเริ่ม สำหรับวัสดุที่ถูกเจือสารอย่างสม่ำเสมอ  $Q_B$  จะได้เป็น

$$Q_B = q \cdot N_a \cdot W_c \quad (4.26)$$

โดยที่  $N_a$  เป็นความเข้มข้นอะตอมสารเจือผู้รับ  
 $W_c$  เป็นความกว้างวิกฤตของชั้นปลอดพาหะในช่องทางเดินที่จุดวิกฤตของการกลับอย่างเต็มที่

ความกว้างของชั้นปลอดพาหะมากที่สุดที่จุดวิกฤตของการกลับอย่างเต็มที่จะเป็นดังนี้

$$W_c = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(2\Phi_F + V_{SB})}{qN_a}} \quad (4.27)$$

โดยที่  $\varepsilon_s$  เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของซิลิกอน  
 $V_{SB}$  เป็นแรงดันระหว่างขั้วข้อกับฐานรอง

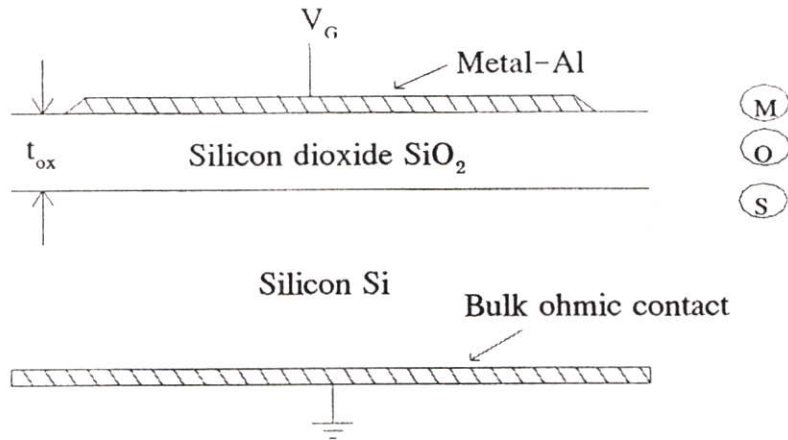
แทนค่าสมการ (4.26) และ (4.27) ลงใน (4.25) จะได้

$$V_{th} = V_{FB} + 2\Phi_F + \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{(2q\varepsilon_s N_a (2\Phi_F + V_{SB}))} \quad (4.28)$$

หรือ 
$$V_{th} = V_{FB} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (4.29)$$

เมื่อ 
$$Q_B = \sqrt{(2q\varepsilon_s N_a (2\Phi_F + V_{SB}))} \quad (4.30)$$

#### 4.7 ตัวเก็บประจุแบบมอส (MOS Capacitor)

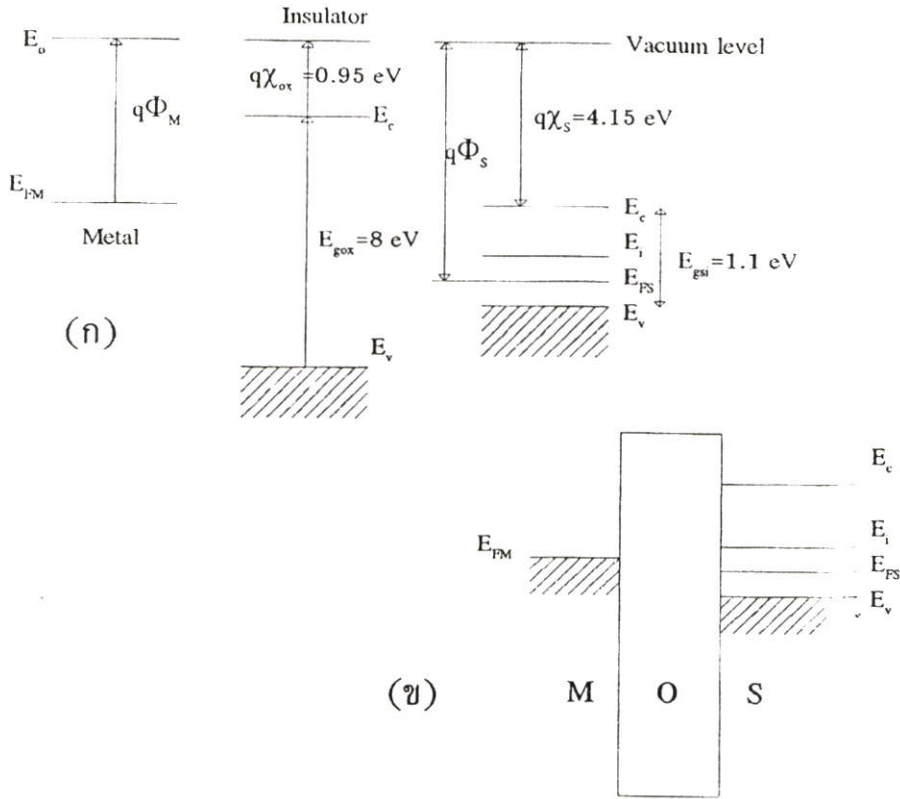


รูปที่ 4.12 แสดงภาคตัดขวางของมอส (Metal-Oxide-Semiconductor : MOS)

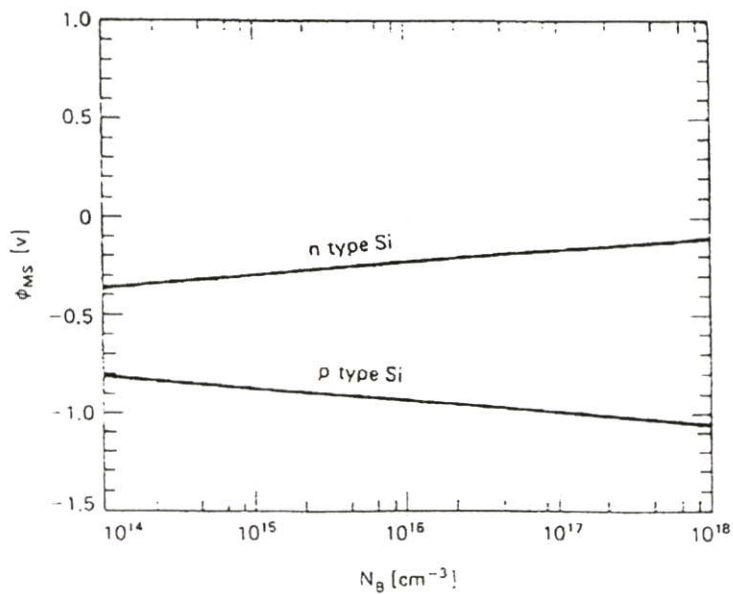
ในรูปที่ 4.12 แสดงถึงภาคตัดขวางของตัวเก็บประจุแบบมอส ชั้นซิลิกอนไดออกไซด์เป็นฉนวนที่มีความหนา  $T_{ox}$  ชั้นโลหะจะใช้อลูมิเนียม (ดังรูป) แรงดัน  $V_G$  จะถูกให้แก่ชั้นโลหะนี้ซึ่งเรียกว่า “เกต” ชั้นของเกตจะเป็นโลหะ ซึ่งจะระเหยไปเกาะที่แผ่นซิลิกอน และถูกทำให้เป็นโอห์มมิกคอนแทกซ์ (ohmic contact) ชั้นฉนวนในกรณีนี้คือ  $SiO_2$

ในสภาวะทางอุดมคติ เมื่อนำวัสดุ 3 ชนิด ได้แก่ โลหะ ฉนวนและสารกึ่งตัวนำมาเชื่อมต่อกันจะสามารถแสดงถึงแผนผังแถบพลังงานได้ ดังรูปที่ 4.12 ระดับสูญญากาศ (vacuum level) จะเป็นระดับพลังงานอ้างอิง (ดังรูป 4.13 (ก)) ซึ่งเป็นพลังงานที่อิเล็กตรอนเป็นอิสระ จากสนามของโครงร่างผลึก (crystal lattice) ในรูปที่ 4.13 (ข) ระดับเฟอร์มิ (fermi level) ของโลหะ EFM และของสารกึ่งตัวนำ EFS จะมีระดับที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นความแตกต่าง ของฟังก์ชันงานโลหะและสารกึ่งตัวนำ  $\Phi_{ms}$  สำหรับค่าของอลูมิเนียม-ซิลิกอน จะแสดงดังรูป 4.14

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันนี้เป็นความแตกต่างของซิลิกอนชนิด n และ p ซึ่งที่ผ่านมาเมื่อแรงดันตกคร่อมสารกึ่งตัวนำ การโค้งงอของแถบพลังงาน (band bending) ก็จะปรากฏขึ้น ความแตกต่างของฟังก์ชันงานจะแสดงให้เห็นถึงแรงดันตกคร่อมโครงสร้างขณะที่อยู่ในสภาวะไม่มีไบอัส สิ่งนี้เป็นสาเหตุให้เกิดการโค้งงอของแถบพลังงานอ็อกไซด์และซิลิกอน แรงดันตกคร่อมอ็อกไซด์จะเป็นเชิงเส้น แต่เนื่องจากความหนาแน่นประจุในซิลิกอนเป็นฟังก์ชันของศักดา แรงดันที่ตกคร่อมในสารกึ่งตัวนำถึงไม่เป็นเส้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.15 ความต่างศักรี  $\Phi_{ms}$  เป็นค่าลบเนื่องจากการสะสม (accumulation) ของพาหะส่วนมาก (majority carriers) (ซึ่งในกรณีนี้คือโฮล) ที่ผิว



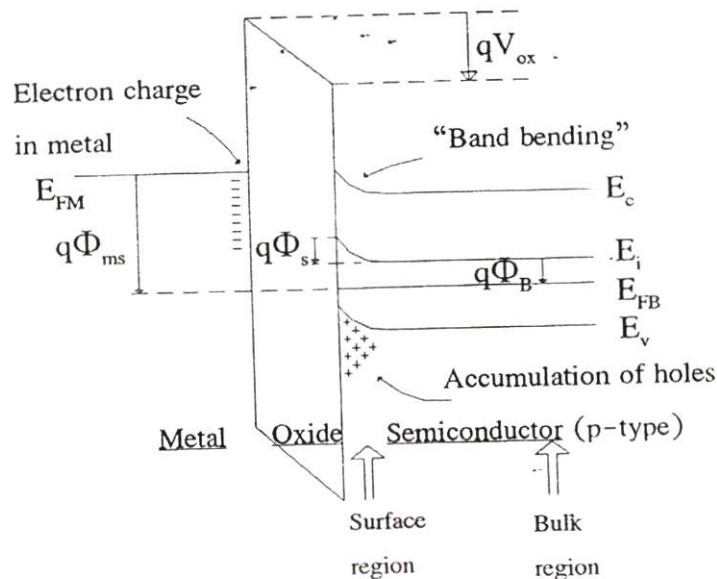
รูปที่ 4.13 แสดงแผนผังแถบพลังงาน : (ก) ก่อนการเชื่อมต่อของเนื้อสาร (ข) ภายหลังจากเนื้อสารถูกเชื่อมกันเป็นระบบมอส สำหรับอลูมิเนียมมีฟังก์ชันงานเป็น  $q\Phi_m = 4.1 \text{ eV}$  ซิลิกอน  $q\Phi_{sc} = 4.7 \text{ eV}$



รูปที่ 4.14 แสดงความแตกต่างฟังก์ชันงานของอลูมิเนียม-ซิลิกอน ขณะที่ฟังก์ชันของความเข้มข้นสารเจือของซิลิกอน ชนิด n และ p ที่ 300 K

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันนี้เป็นความแตกต่างของซิลิกอนชนิด n และ p ซึ่งที่ผ่านมาเมื่อแรงดันตกคร่อมสารกึ่งตัวนำ การโค้งงอของแถบพลังงาน (band bending) ก็จะปรากฏขึ้น ความแตกต่างของฟังก์ชันงานจะแสดงให้เห็นถึงแรงดันตกคร่อมโครงสร้างขณะที่อยู่ในภาวะไม่มีไบอัส สิ่งนี้เป็นสาเหตุให้เกิดการโค้งเบนของแถบพลังงานอ็อกไซด์และซิลิกอน แรงดันตกคร่อมอ็อกไซด์จะเป็นเชิงเส้น แต่เนื่องจากความหนาแน่นประจุในซิลิกอนเป็นฟังก์ชันของศักดา แรงดันที่ตกคร่อมในสารกึ่งตัวนำถึงไม่เป็นเส้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.15 ความต่างศักดี  $\Phi_{ms}$  เป็นค่าลบเนื่องจากการสะสม (accumulation) ของพาหะส่วนมาก (majority carriers) (ซึ่งในกรณีนี้คือโฮล) ที่ผิว

สุดท้ายนี้จะเป็นการนิยามและแสดงถึงความสำคัญของศักดาผิว (surface potential) ระดับพลังงานแท้จริง (intrinsic energy level) ซึ่งอยู่ที่ครึ่งหนึ่งของช่องว่างพลังงาน (energy gap) ตามการโค้งเบนของแถบความนำ (conduction band) แถบวาเลนซ์ (valance band) เมื่อใช้ระดับพลังแท้จริงของเนื้อสารเป็นระดับอ้างอิง ศักดาแต่ละจุดของสารกึ่งตัวนำก็จะวัดได้ ดังนั้น ศักดาที่ผิว  $\Phi_s$  จะเป็นความแตกต่างของระดับเฟอร์มิแท้จริง (intrinsic fermi level) ที่ผิวเมื่อเทียบกับเนื้อสาร



รูปที่ 4.15 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุออสในการสะสมประจุซึ่งแสดงให้เห็นการโค้งที่ผิวเนื่องจากความแตกต่างฟังก์ชันของโลหะและสารกึ่งตัวนำขณะไม่มีไบอัส

#### การกระจายแบบ Fermi ของอิเล็กตรอนในโลหะ

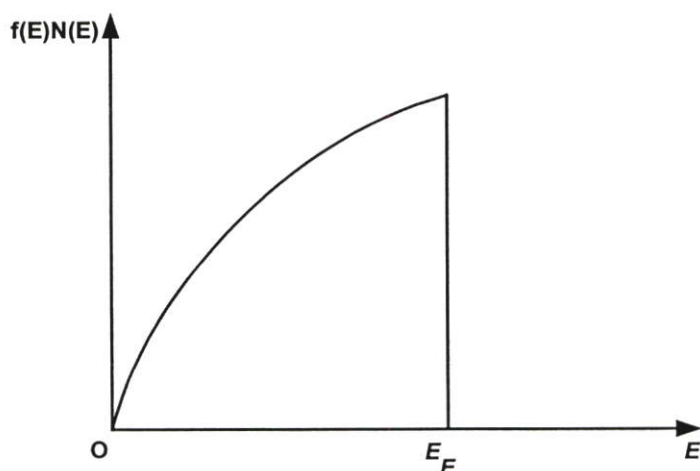
เมื่อเราอมรับว่าภายในเนื้อโลหะนั้นมีอิเล็กตรอนที่สามารถเคลื่อนไหวได้อย่างอิสระ เช่นเดียวกับการเคลื่อนไหวของโมเลกุลของก๊าซในอากาศ เราจึงนึกภาพพจน์ได้ว่า ภายในเนื้อโลหะนั้น

มี electron gas อยู่เต็มไปหมด ในโมเดลของก๊าซที่สมบูรณ์นั้น โมเลกุลของก๊าซจะมีชั้นพลังงานต่าง ๆ มากมาย ฉะนั้นอิเล็กตรอนในโลหะก็ย่อมมีชั้นพลังงานต่าง ๆ มากมายเช่นเดียวกัน

ที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ อิเล็กตรอนจะมีแนวโน้มที่จะอยู่ในชั้นพลังงานที่ต่ำสุดเสมอ แต่ตามกฎ exclusion ของพอลลีแล้ว อิเล็กตรอน 2 ตัวจะอยู่ในชั้นพลังงานเดียวกันไม่ได้ ดังนั้น ถึงแม้ที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ อิเล็กตรอนอิสระในเนื้อโลหะจะมีการกระจายพลังงานทำให้เกิดทฤษฎีของแถบพลังงานขึ้น ฉะนั้นอิเล็กตรอนบางตัวมีพลังงานสูง ในขณะที่อิเล็กตรอนบางตัวมีพลังงานต่ำ

ในทฤษฎีแถบพลังงานนั้น ไม่ได้มีการบ่งชี้ถึงความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่วงพลังงานต่าง ๆ กล่าวคือ มันไม่ได้บอกว่าอิเล็กตรอนที่มีพลังงานสูงและพลังงานต่ำนั้นมีสัดส่วนมากน้อยเท่าใด อย่างไร

รูปโค้งในรูปที่ 4.16 จะแสดงถึงการกระจายค่าพลังงานของอิเล็กตรอน ซึ่งเราเรียกว่าเป็นการกระจายแบบ fermi ของอิเล็กตรอนในโลหะที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ เส้นโค้งนี้จะแสดงถึงความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่วงพลังงานต่าง ๆ มันจะแสดงถึงการกระจายของอิเล็กตรอนในช่วงพลังงานต่าง ๆ ในแถบพลังงานวาเลนซ์ที่เต็มอยู่ในโลหะที่อุณหภูมิจำกัด  $N(E)$  หมายถึง จำนวนอิเล็กตรอนต่อปริมาตรหนึ่งหน่วยและต่อช่วงพลังงานหนึ่งหน่วย



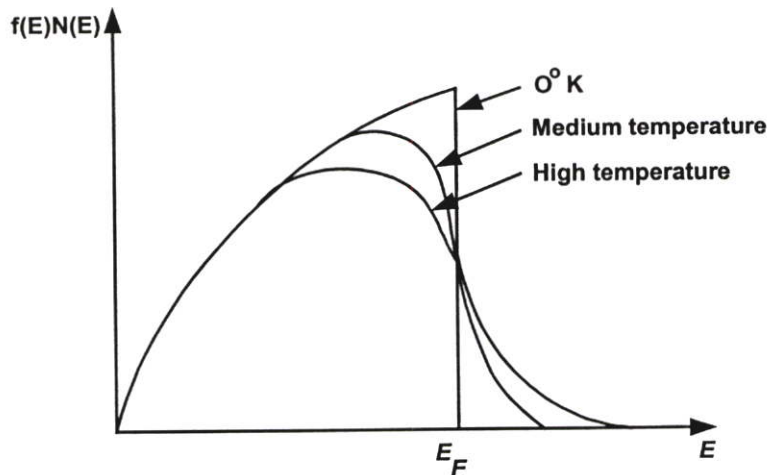
รูปที่ 4.16 การกระจายของอิเล็กตรอนแบบ fermi ที่  $0^{\circ}\text{K}$

ค่าการกระจายของอิเล็กตรอนในโลหะนี้เป็นเพียงค่าประมาณ และค่าประมาณนี้มีส่วนถูกต้องดีมาสำหรับอิเล็กตรอนที่มีพลังงานสูง แต่ไม่ค่อยจะถูกต่อนักสำหรับช่วงพลังงานต่ำแต่ข้อเสียนี้ก็จะมีผลอะไรมาจนนักเพราะสิ่งที่เราสนใจได้แก่ อิเล็กตรอนที่อยู่ในช่วงพลังงานสูงเท่านั้น

เมื่อมีการให้พลังงานความร้อนแก่โลหะ พลังงานนั้นจะถ่ายทอดไปยังอิเล็กตรอนอิสระตาม เป็นเหตุให้การกระจายพลังงานของอิเล็กตรอนเปลี่ยนแปลงไป ผลของการเปลี่ยนแปลงนี้มีไม่มากนักที่อุณหภูมิห้องปกติ แต่ที่อุณหภูมิสูง ๆ จะเขียนการเปลี่ยนแปลงนี้ได้ดังรูปที่ 4.17

$E_F$  นั้นเรียกว่า Fermi level ของของแข็ง ซึ่งมีเขียนแสดงไว้ทั้งในรูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.17 จะเห็นว่าที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ อิเล็กตรอนจะมีพลังงานเกินกว่า Fermi level ไม่ได้

เมื่อโลหะถูกทำให้ร้อน อิเล็กตรอนที่สามารถรับพลังงานความร้อนได้ จะเป็นอิเล็กตรอนที่พลังงานใกล้เคียง Fermi level เท่านั้น เพราะมันเป็นอิเล็กตรอนที่มีชั้นพลังงานที่เปิดว่างรอรับมันอยู่



#### รูปที่ 4.17 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อการกระจายแบบ Fermi ของอิเล็กตรอน

การเปลี่ยนแปลงของการกระจายของอิเล็กตรอนในรูปแบบฟังก์ชันของอุณหภูมิมิมีผลต่อสภาพการนำไฟฟ้าแต่เล็กน้อย แต่มันมีความสำคัญมากในการพิจารณาถึงการทำงานของหลอดสุญญากาศหรือ หลอดก๊าซเรืองแสง ซึ่งเป็นเรื่องของขงการให้พลังงานแก่อิเล็กตรอนเพียงพอที่จะหลุดพ้นจากเนื้อโลหะไปสู่บรรยากาศภายนอก กระบวนการดังกล่าวเรียกว่า Electron emission ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในตอนต่อไป

ค่า  $E_F$  (Fermi Level) จะคำนวณหาได้จากสูตร (4.31)

$$E_F = \frac{h^2}{8m} \left( \frac{3n}{\pi} \right)^{2/3} \quad \text{Joules} \quad (4.31)$$

โดยมี  $h$  เป็นค่าคงที่พลังค์  $m$  เป็นมวลของอิเล็กตรอน  $n$  เป็นความหนาแน่นของอิเล็กตรอน สูตร (4.31) อาจเขียนได้ในรูปของสูตร (4.32)

$$E_F = (3.64 \times 10^{-19}) n^{2/3} \quad \text{Electron-Volts} \quad (4.32)$$

ค่า  $E_F$  จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยตามอุณหภูมิ แต่จะมีค่าเกือบคงที่จนถึงจุดหลอมเหลวของโลหะนั้น จากสูตร (4.32) จะเห็นว่า  $E_F$  นั้นขึ้นกับความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในสารตั้งนั้น โลหะต่างชนิดกันก็ย่อมมีความหนาแน่นของอิเล็กตรอนอิสระไม่เท่ากัน จึงมีค่า Fermi level ไม่เท่ากันด้วย

### ตัวเก็บประจุภายใต้การไบอัส

เมื่อให้แรงดันภายนอกกับเกท ซึ่งเป็นการเพิ่มความต่างศักย์ระหว่างระดับเฟอร์มิโลหะ (metal fermi level) และระดับเฟอร์มิเนื้อสาร (bulk fermi level) แรงดันนี้จะแสดงได้เป็น

$$V_Q + \Phi_{ms} = V_{ox} + \Phi_S + \Phi_F \quad (4.33)$$

กรณีของตัวเก็บประจุอสอดุมคคิตที่มีฐานรองซิลิกอนชนิด p เมื่อให้ไบอัสที่เกทจากค่าลบจนถึงค่าบวก มีเงื่อนไขที่แตกต่างกัน 4 อย่างของการกระจายประจุและศักย์ ดังนี้

(ก) ช่วงการสะสม (Accumulation) เมื่อไบอัสค่าลบ โหมดจำนวนมากจะอยู่ที่ผิวในเนื้อสาร เงื่อนไขนี้เป็นช่วงการสะสมโดยพหุะ ส่วนมากจะสะสมที่ผิว ดังนั้นศักย์ที่ผิวจะเป็นค่าลบ จำนวนพหุะส่วนน้อยที่รอยต่อจะลดลงเนื่องจากประจุลบที่เกทจะผลักให้อิเล็กตรอนออกไป ซึ่งขณะนี้จะไม่มีกระแสไหล

ในรูปที่ 4.18 (ก) จะแสดงตัวเก็บประจุอสอดุมภายใต้การสะสมและแผนผังแถบพลังงานจะแสดงการสะสมของโหมดในแถบวาเลนซ์ที่ผิว ดังนั้นการโค้งเบนของแถบพลังงานออกไซด์ (oxide energy band) และทิศทางของการเลื่อนของระดับเฟอร์มิโลหะจะเป็นบวก แม้ว่าแรงดันเกทเป็นค่าลบ ภาพด้านล่างเป็นกราฟของความหนาแน่นประจุ  $\rho(x)$  ที่เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งโดยทั่วไป  $\rho(x)$  จะแสดงได้เป็น

$$\rho(x) = \varepsilon [p(x) + n(x) + N_d(x) + N_a(x)] \quad (4.34)$$

ในกรณีนี้จะแสดงเฉพาะโหมดเท่านั้น ซึ่งจะเคลื่อนที่และถูกกีดขวางด้วยรอยต่อซิลิกอน-ออกไซด์ ในส่วนเกทจะมีประจุลบ(อิเล็กตรอน) ที่รอยต่อโลหะออกไซด์ ประจุรวมทั้งสองเหล่านี้  $Q_g$  และ  $Q_p$  จะมีจำนวนเท่ากันและมีเครื่องหมายตรงกันข้าม

(ข) ช่วงแฟลตแบนด์ (Flatband) เมื่อแรงดันเกตเปลี่ยนจากค่าลบเป็นศูนย์ ซึ่งในกรณีนี้จะหมายถึงระดับเฟอร์มิของโลหะและซิลิกอนอยู่ในระดับเดียวกัน จะไม่มีประจุอยู่ในแต่ละด้านของอ็อกไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.18 (ข)

(ค) ช่วงปลอดพาหะ (Depletion) ณ จุดนี้ แรงดันที่ให้เข้าไปจะเป็นสาเหตุให้พาหะส่วนมากเคลื่อนที่ออกจากผิว (ไบอัสค่าบวก) ซึ่งกรณีนี้พาหะส่วนมากที่เป็นโฮลจะลดลงจากผิว

ขบวนการช่วงปลอดพาหะนี้ พาหะส่วนมากจะถูกปัดออกจากผิว เพื่อให้แรงดันความลึกของชั้นพาหะ จะถูกควบคุมโดยแรงดันที่ให้, ความเข้มข้นสารเจือและคุณสมบัติของซิลิกอน

$$W_c = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 \Phi_s}{qN_a}} \quad (4.35)$$

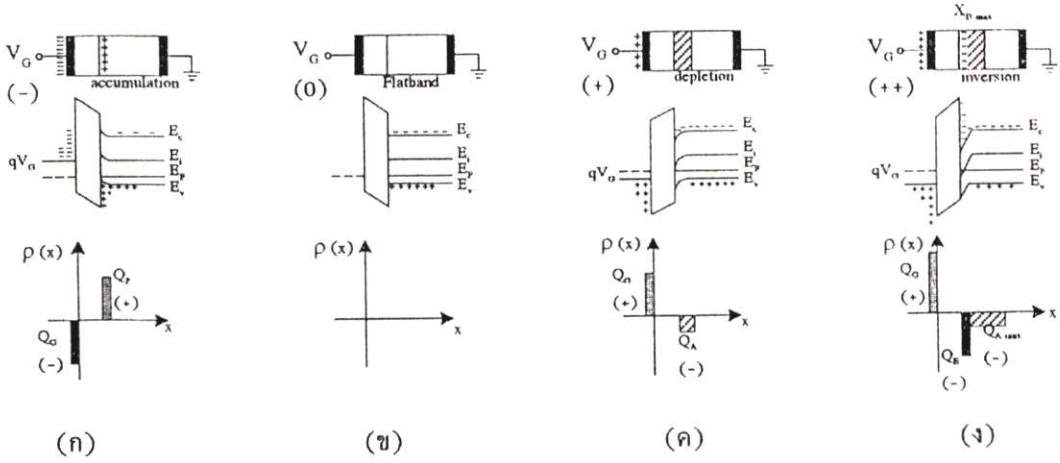
รูปที่ 4.18 (ค) แสดงการโค้งเบนแถบพลังงานและชั้นปลอดโลหะของประจุ ส่วนมากกราฟประจุกับความลึก แสดงให้เห็นประจุขั้วบวกที่ถูกสะสม ( $Q_g$ ) เนื่องจากไบอัสค่าบวกและอ็อนลบ  $Q_A$  ซึ่งกระจายอยู่นอกความกว้างชั้นปลอดพาหะ (Depletion width :  $W_c$ )

(ง) ช่วงการกลับ (Inversion) เมื่อให้ไบอัสค่าบวกมากๆ จำนวนของพาหะส่วนน้อยจะรวมกันที่ผิวเพิ่มขึ้น ความหนาแน่นนี้ จะสัมพันธ์กับศักดาในลักษณะ เอ็กโปเนนเชียล ดังนั้นศักดาจะเปลี่ยนแปลง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นพาหะจำนวนมาก เมื่อศักดาผิวไปถึงระดับ  $\Phi_s = 2\Phi_F$  ดังนั้น ความหนาแน่นพาหะส่วนน้อยที่ผิวจะเท่ากับความเข้มข้นสารเจือ ที่จุดนี้ การกระจายประจุในซิลิกอนจะเด่นชัดด้วยการสะสมพาหะส่วนน้อยที่ผิว ซึ่งขณะที่ผิวสารกึ่งตัวนำจากพาหะส่วนน้อยจะเปลี่ยนเป็นพาหะส่วนมาก ดังนั้น ผิวจึงถูกกลับ (inverted) หรือมีชนิดพาหะตรงกันข้ามของเนื้อสาร

เมื่อชั้นกลับ (inversion layer) เกิดขึ้น ชั้นปลอดพาหะก็จะไม่ขยายอีกต่อไป หลังจากจุดนี้ การเพิ่มไบอัสค่าบวกกับเกต จะเป็นผลให้เพิ่มความหนาแน่นอิเล็กตรอนที่ผิว ค่าความกว้างชั้นปลอดพาหะมากที่สุดจะเป็น

$$W_{c\max} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (2\Phi_F)}{qN_a}} \quad (4.36)$$

ในรูปที่ 4.18 (ง) แผนผังพลังงานจะแสดงให้เห็นชั้นกลับที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นความหนาแน่นประจุจะแสดงด้วยประจุอิเล็กตรอน  $Q_n$  ซึ่งจะมากกว่าประจุอ็อนรวม  $Q_A$  โดยผลรวมที่ได้จะสมดุลกับประจุค่าบวกที่เกต  $Q_g$



รูปที่ 4.18 แสดงตัวเก็บประจุภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลง โปสิทีฟ แชนนัลจะแสดงชนิดและ ขั้วของประจุที่ผิว, การ โคงเบนแถบพลังงานผิวและประจุที่รอยต่อ

สนามและค่าพังทลาย (fields and breakdown)

ทั้งกรณีการสะสมประจุและชั้นกลับ คักคาคคกร้อมสารกึ่งตัวนำจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันที่ตกคร่อมฉนวน แรงดันผิวสูงสุด ตกคร่อมที่ภาวะสูงสุดของทั้งคู่จะประมาณ ได้เป็น

$$\begin{aligned} \Phi_{S\max} &= 0.55V - \Phi_F && \text{ช่วงการสะสมประจุ} \\ &0.55V + \Phi_F && \text{ช่วงการกลับ} \end{aligned} \quad (4.37)$$

แรงดันออกไซด์จะหาได้จากสมการ

$$V_{ox} = V_{GS} + \Phi_{ms} - \Phi_{S\max} - \Phi_F$$

สนามที่ตกคร่อมออกไซด์จะได้

$$\begin{aligned} E_{ox} &= -V_{ox} / T_{ox} \\ E_{ox} &= -[V_{GS} + \Phi_{ms} - \Phi_{S\max} - \Phi_F] / T_{ox} \end{aligned} \quad (4.38)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าและแรงดัน

การวัดคุณสมบัติค่าเก็บประจุและแรงดัน (C-V) ของตัวเก็บประจุแบบมอส ซึ่งเป็นกุญแจ สำคัญที่จะนำไปสู่การวิเคราะห์และตรวจสอบขบวนการสร้างวงจรรวมและยังช่วยให้เข้าใจคุณ

สมบัติของอุปกรณ์อีกมากมาย พารามิเตอร์จากขบวนการสร้างเช่น แรงดันแฟลตแบนด์, ความหนาออกไซด์และความเข้มข้นฐานรอง จะวัดได้อย่างถูกต้องจากกราฟ C-V

### ค่าความจุไฟฟ้าภายใต้สภาวะให้ไบอัส

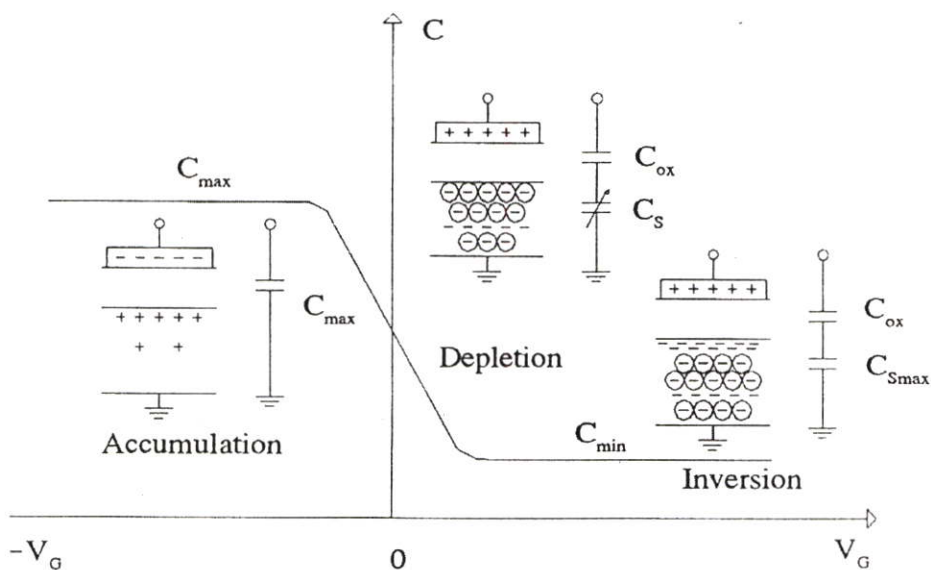
สำหรับตัวเก็บประจุเมอส ในช่วงสะสมประจุความหนาแน่นของพาหะ ส่วนมากจะสูงเนื่องจากชิลิกอนมีคุณสมบัติของโลหะ ดังนั้น จะได้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกทเป็น

$$C_{ox} = \epsilon_{ox} \epsilon_0 A / T_{ox} \quad (4.39)$$

เมื่อ  $\epsilon_{ox}$  เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของออกไซด์  $A$  เป็นพื้นที่ของตัวเก็บประจุและ  $T_{ox}$  เป็นความหนาออกไซด์ กล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่า  $C_{ox}$  เป็นค่าเก็บประจุของตัวเก็บประจุแนวระนาบสมคูลย์ จะเห็นได้ว่า ถ้าสามารถวัดค่า  $C_{ox}$  และรู้ค่าพื้นที่ และชนิดของฉนวนแล้ว ความหนา  $T_{ox}$  ก็จะสามารถหาได้ถูกต้อง บ่อยครั้งที่ปริมาณ  $C_{ox}$  จะถูกหาในรูป  $C_{max}$  เนื่องจากมันเป็นค่าเก็บประจุสูงสุดที่วัดได้

ดังนั้นเมื่อพิจารณาค่าเก็บประจุในรูปของอัตราการเปลี่ยนแปลงของประจุที่เกทต่อแรงดันเกทที่เปลี่ยนไปจะได้

$$C = \Delta Q_s / \Delta V_G \quad (4.40)$$



รูปที่ 4.19 กราฟแสดงคุณสมบัติตัวเก็บประจุ-แรงดัน ของตัวเก็บประจุเมอส ชนิดพีที่ความถี่สูง

ต่อมาในช่วงปลอกพาหะแรงดันจากเกตจะเป็นผลให้พาหะส่วนมากถูกผลักออกไป ทำให้เกิดเป็นชั้นปลอกพาหะขึ้น (depletion layer) จึงเกิดเป็นตัวประจุที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุออกไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.19 ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุซิลิกอน  $C_S$  เป็นฟังก์ชันของแรงดัน

$$C_S = \epsilon_S \epsilon_0 A / W_c \quad (4.41)$$

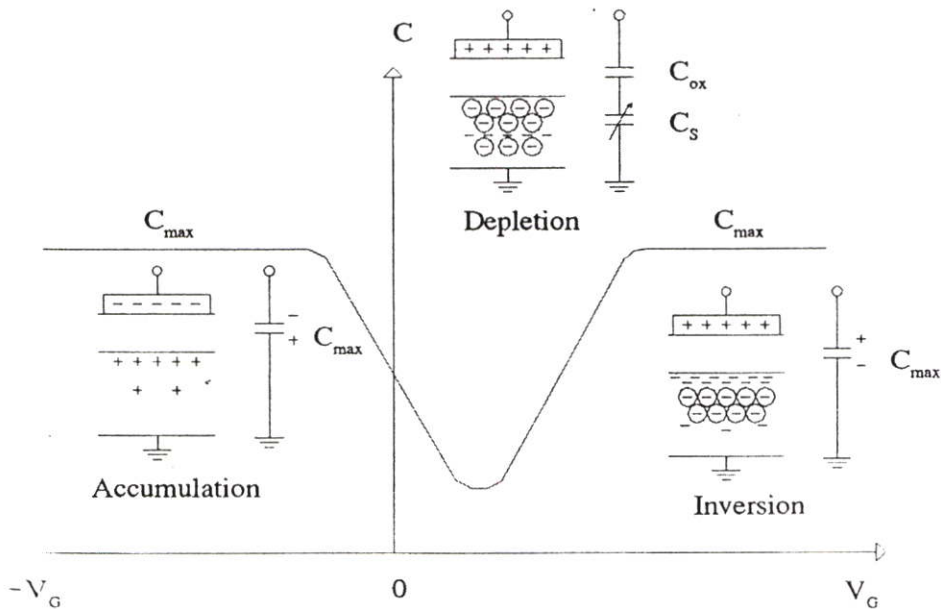
ซึ่ง  $W_c$  เป็นความกว้างชั้นปลอกพาหะที่ขึ้นกับแรงดัน

การรวมแบบอนุกรมของ  $C_{ox}$  กับ  $C_S$  เป็นสาเหตุให้ค่าเก็บประจุรวมในชั้นปลอกพาหะลดลง

$$C_T = C_S C_{ox} / (C_S + C_{ox}) \quad (4.42)$$

ที่สภาวะการกลับจะพบว่า ชั้นปลอกพาหะจะมีความกว้างสูงสุดและค่าเก็บประจุก็จะมีค่าต่ำสุดดังแสดงในรูปที่ 4.20

$$C_{min} = C_{Smax} C_{ox} / (C_{Smax} + C_{ox}) \quad (4.43)$$



รูปที่ 4.20 กราฟแสดงคุณสมบัติตัวเก็บประจุแรงดัน ของตัวเก็บประจุมอสชนิดพี ที่ความถี่ต่ำ

จัดรูปใหม่ในรูปค่าเก็บประจุภาวะปกติ (normalized capacitance) ได้เป็น

$$\frac{C_{\min}}{C_{ox}} = \frac{1}{1 + \frac{C_{ox}}{C_{S \max}}} \quad (4.44)$$

ความถี่ที่ใช้ในการวัดค่าเก็บประจุนิยมแบ่งเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำ (low frequency) จะอยู่ในช่วงน้อยกว่า 1 เฮิร์ต และช่วงความถี่สูง (high frequency) ปกติจะใช้ช่วงมากกว่า 1 เมกะเฮิร์ตที่ความถี่ต่ำ ถ้าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกตช้าเพียงพอที่พาหะส่วนน้อยในชั้นกลับจะสามารถตอบสนองกับสัญญาณได้ทัน โดยพาหะส่วนน้อยเหล่านี้จะทะลุผ่านชั้นปลอดพาหะไปยังเนื้อสาร ทำให้ประจุที่เกตสมดุลกับความหนาแน่นอิเล็กตรอนที่ผิว ดังนั้น ช่วงการกลับที่ความถี่ต่ำจึงมีลักษณะคล้ายช่วงการสะสม เมื่อวัดค่าเก็บประจุรวมจึงมีค่าเท่ากับค่าเก็บประจุออกไซด์

$C_{\min}$

ดังรูปที่ 4.20 ส่วนที่ความถี่อิเล็กตรอนไม่สามารถที่จะตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงสัญญาณที่

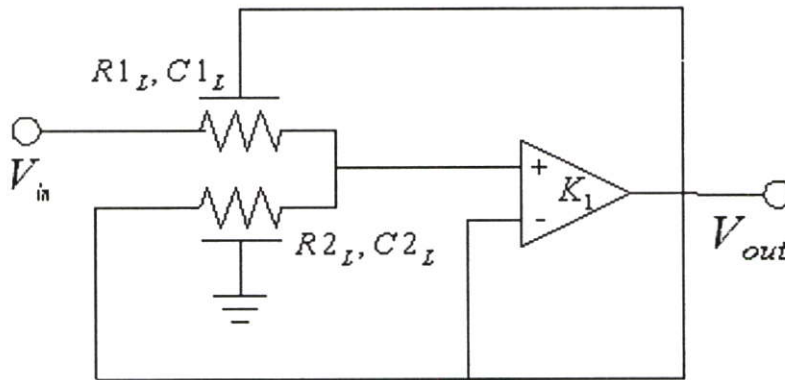
เกตซึ่งมีความถี่สูงกว่า 1 เมกะเฮิร์ตได้ ทำให้ค่าเก็บประจุรวมในช่วงการกลับของกรณีนี้มีค่าเป็น

## บทที่ 5

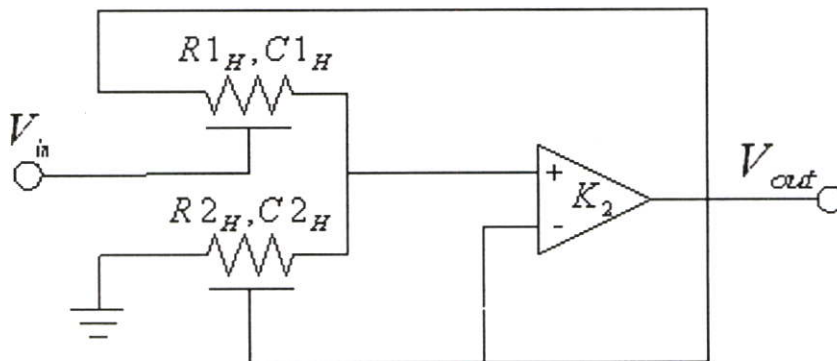
### การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์เน็ทเวิร์ค

#### 5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์เน็ทเวิร์คที่ใช้ URC

รูปที่ 5.1 แสดงถึงวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง โดยทั้ง 2 วงจรประกอบด้วย URC สองตัว และตัวขยายสัญญาณ หนึ่งตัว



รูปที่ 5.1(ก) แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ URC



รูปที่ 5.1(ข) แสดงวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ URC

จากรูปที่ 5.1(ก) และ 5.1(ข) สามารถหาค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันไฟฟ้า (voltage transfer function)  $T(P) = V_{out}/V_{in}$  ของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงได้ดังสมการที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ

$$T_L(P) = \frac{K_1 \sinh P_2}{\sinh P_2 [\cosh P_1 (1 - K) + K] + \frac{P_2}{P_1} \frac{R_1}{R_2} \sinh P_1 \cosh P_2 - K} \quad (5.1)$$

$$T_H(P) = \frac{\frac{P_1 (\cosh P_1 - 1)}{R_1 \sinh P_1}}{\frac{1}{K} \left( \frac{P_1 \cosh P_1}{R_1 \sinh P_1} + \frac{P_2 \cosh P_2}{R_2 \sinh P_2} \right) - \frac{P_1}{R_1 \sinh P_1} - \frac{P_2 (\cosh P_2 - 1)}{R_2 \sinh P_2}} \quad (5.2)$$

เมื่อ  $\alpha = \frac{R_1}{R_2}$  และ K คือค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรถยาย

$$P_1 = \sqrt{sC_1R_1}$$

$$P_2 = \sqrt{sC_2R_2}$$

$$s = j\omega$$

จากสมการที่ (5.1) และ (5.2) เมื่อกำหนดให้ค่า  $\alpha = 1$  และค่า  $K=1$  สามารถทำการลดรูปสมการได้ดังสมการที่ (5.3) และ (5.4) ตามลำดับ

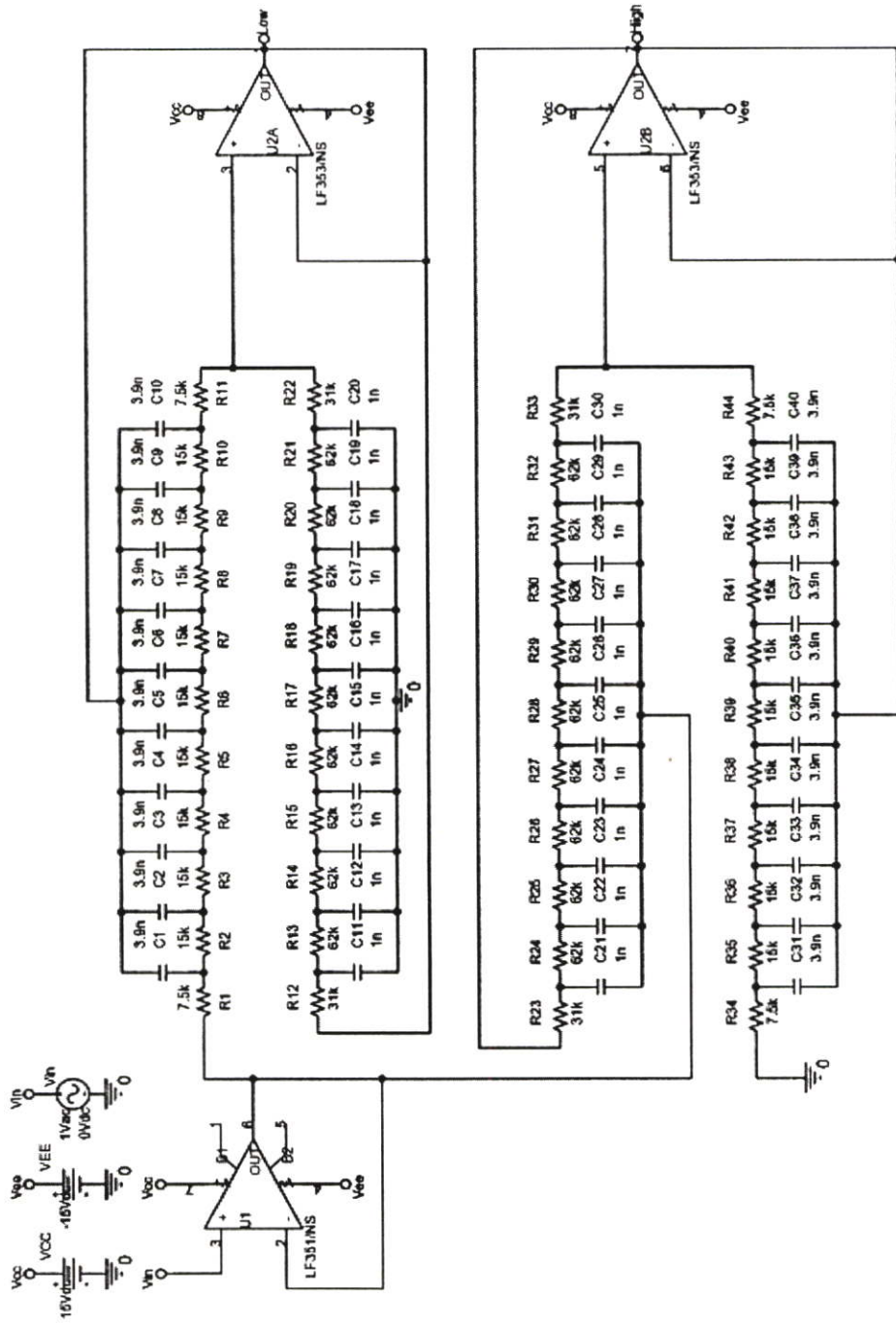
$$T_L(P) = \frac{1}{\cosh P} \quad (5.3)$$

$$T_H(P) = \frac{\cosh P - 1}{\cosh P} \quad (5.4)$$

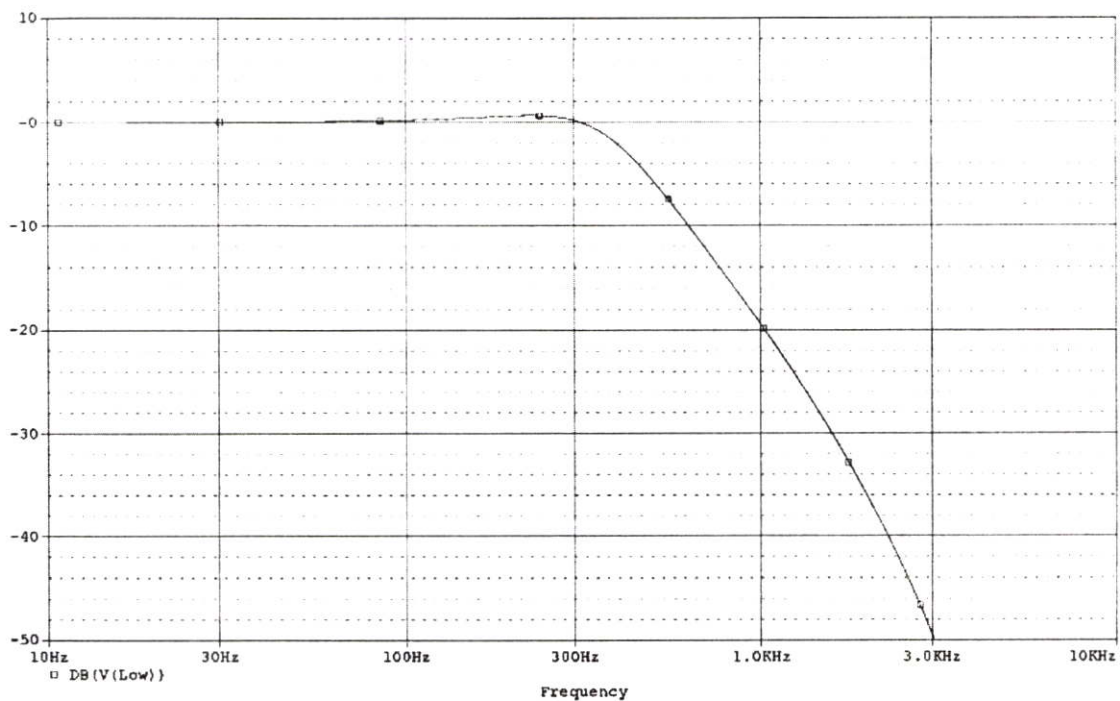
เมื่อนำสมการของวงจรถอยความถี่ต่ำมาบวกกับสมการของวงจรถอยความถี่สูงแล้วจะเป็นวงจรถอยสโอเวอร์เน็ทเวิร์คได้ก็ต่อเมื่อ สมการทั้งสองเมื่อนำมารวมกันแล้วที่ค่าเป็น 1 ดังสมการที่ (5.5)

$$T_o(p) = |T_L(p) + T_H(P)| = 1 \quad (5.5)$$

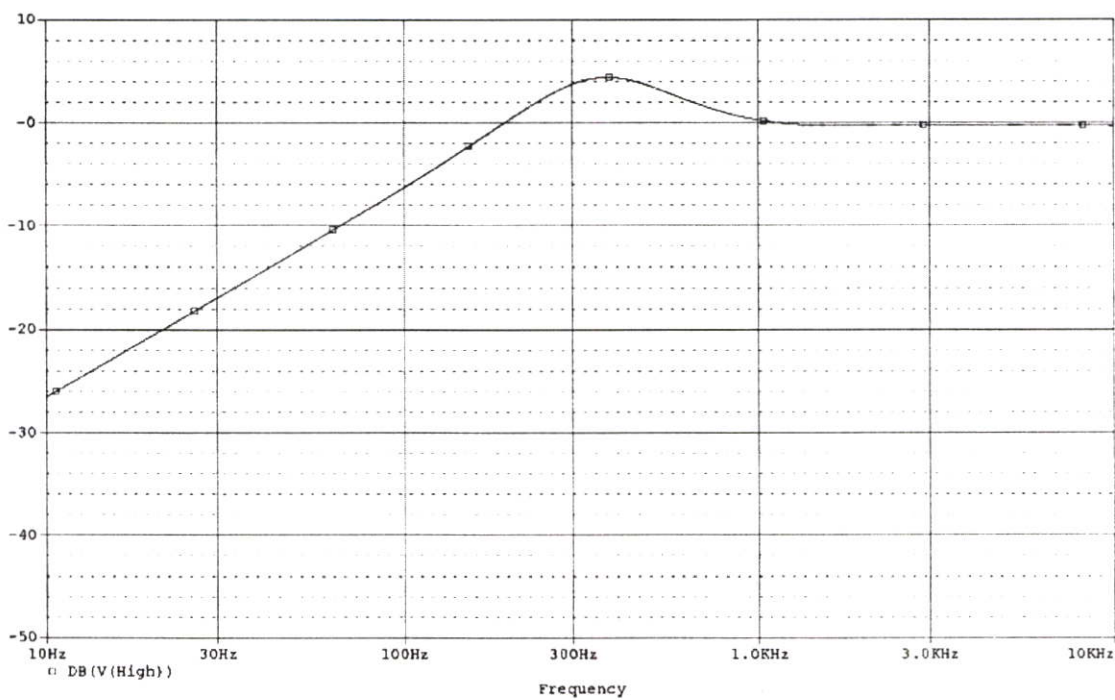
ซึ่งสามารถแสดงการต่อวงจรถอยสโอเวอร์เน็ทเวิร์คโดยใช้ ยูนิฟอร์ม คิสมิตรีบิวต์ อาร์ชีไทน์ โดยใช้โปรแกรม Pspice ได้ดังรูปที่ 5.2



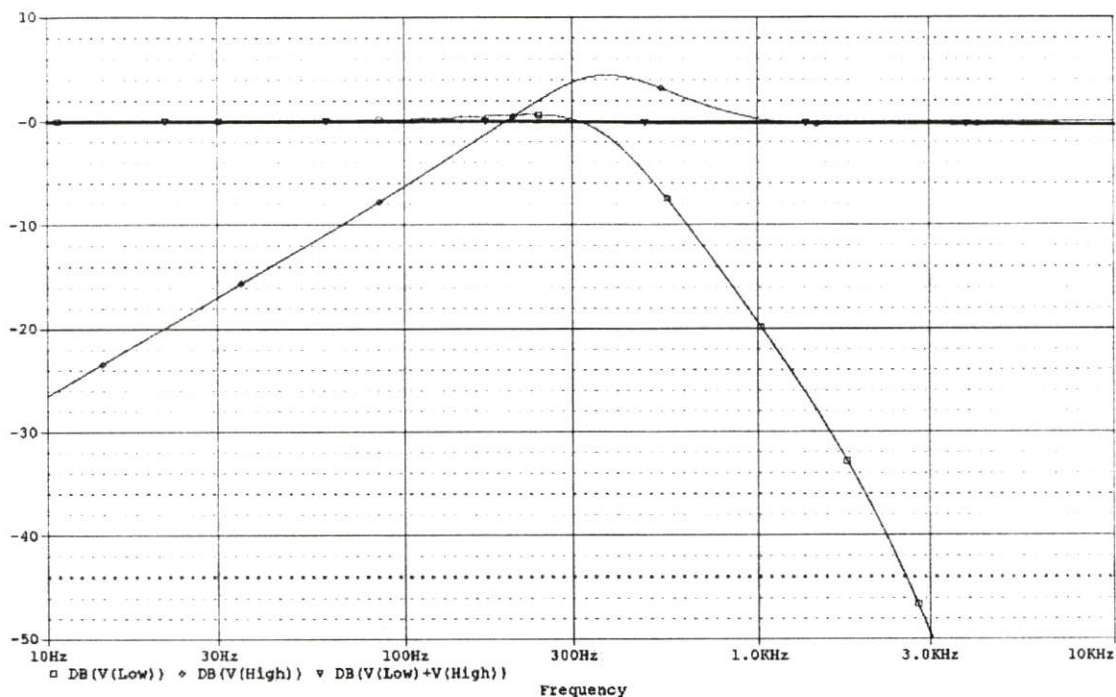
รูปที่ 5.2 แสดงวงจรจริงของครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ URC



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ URC



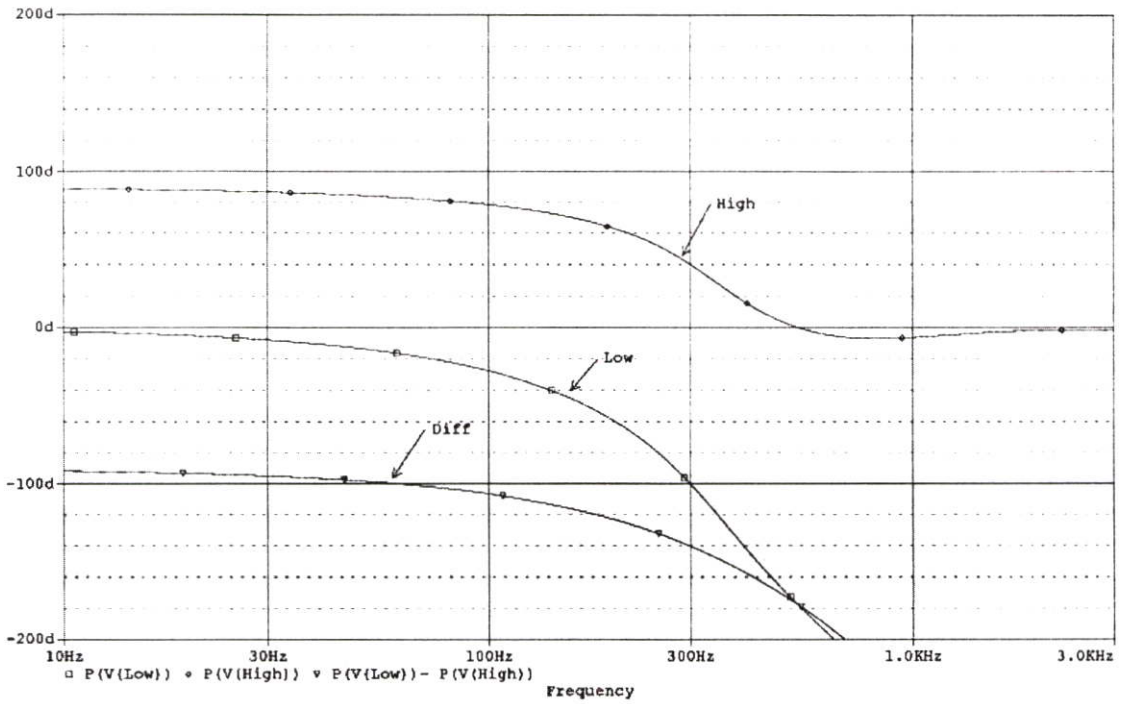
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ URC



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC

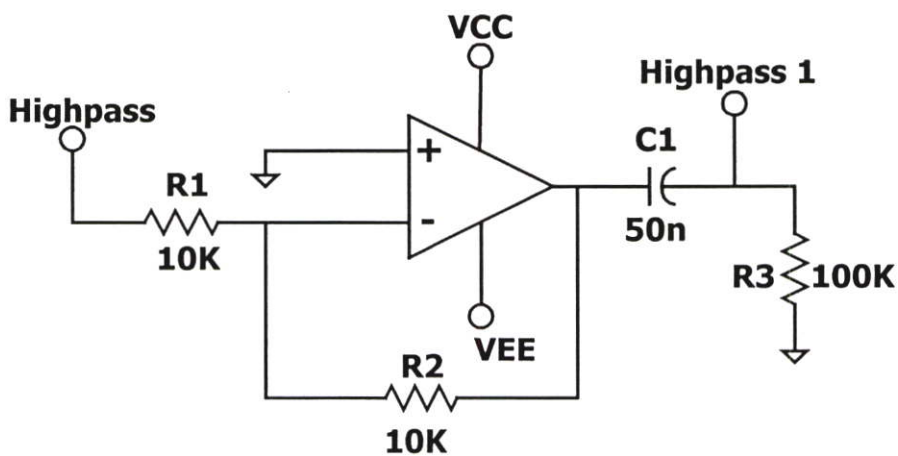
ตารางที่ 5.1 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC

Frequency (Hz)	Level
10.00	$49.65 \times 10^{-6}$
15.00	$116.22 \times 10^{-6}$
30.00	$474.22 \times 10^{-6}$
60.00	$1.863 \times 10^{-3}$
100.00	$4.849 \times 10^{-3}$
150.00	$9.018 \times 10^{-3}$
300.00	$-22.96 \times 10^{-3}$
600.00	$150.25 \times 10^{-3}$
1K	$-162.81 \times 10^{-3}$
2K	$-194.67 \times 10^{-3}$
3K	$-228.83 \times 10^{-3}$
5K	$-294.38 \times 10^{-3}$
10K	$-349.70 \times 10^{-3}$



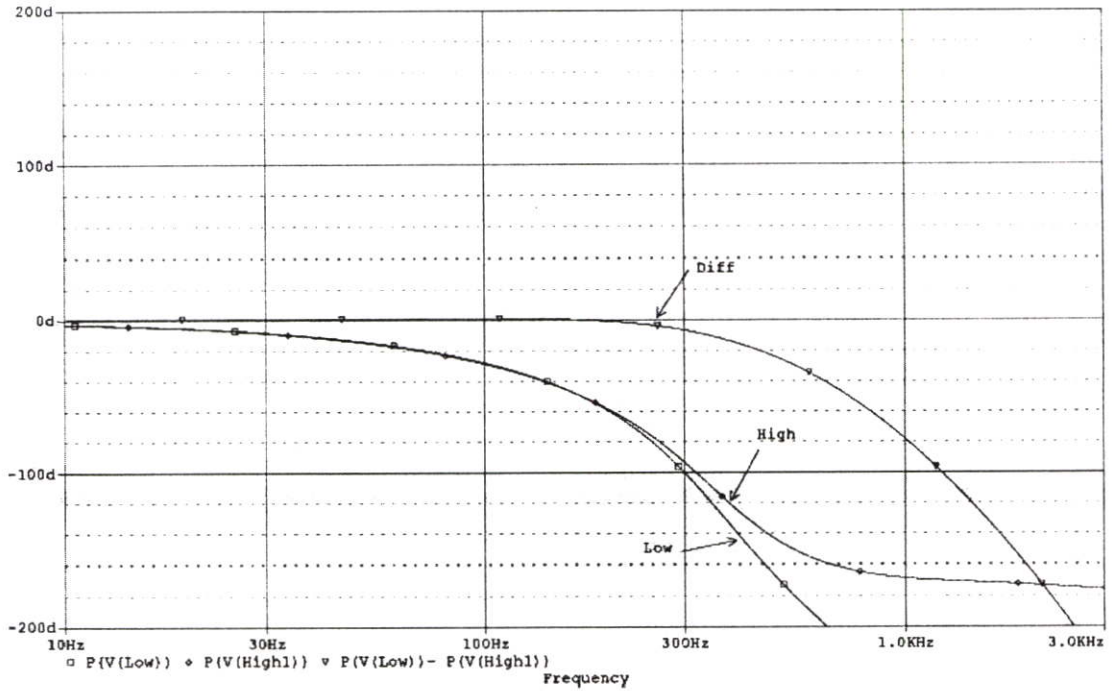
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ใช้ URC

จากรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าความต่างเฟสของวงจรที่ได้มีค่า  $-90$  องศา ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเฟสของวงจร โดยจะต้องใช้วงจร inverting มาต่อแคสเคดที่วงจรรองความถี่สูงของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก เพื่อกลับเฟสทางด้านวงจรรองความถี่สูงมา  $180$  องศา ก่อน แล้วใช้ C มาต่อแคสเคดกับวงจร inverting ซึ่งก็เป็น C คับปลิง เพื่อปรับเฟสให้มีค่าเท่ากับวงจรรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรช่วยในการปรับเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก

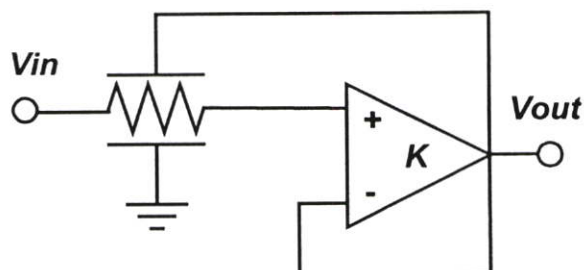
จากรูปที่ได้ กำหนดให้วงจร inverting มีเกนเท่ากับ 1 โดยที่มีค่าของ R1 และ R2 เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม และให้ C คัปปลิ่งมีค่าเท่ากับ 50 นาโนฟารัดและให้ R3 ซึ่งเป็นโหลดมีค่า 50 กิโลโอห์ม



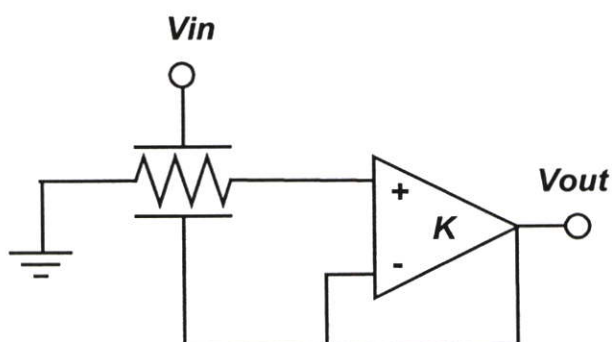
รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC ซึ่งทำการปรับเฟสแล้ว

## 5.2 วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่ใช้ DURC

รูปที่ 5.10 แสดงถึงวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง โดยทั้ง 2 วงจรประกอบด้ว DURC หนึ่งตัว และตัวขยายสัญญาณ หนึ่งตัว



รูปที่ 5.9(ก) แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ DURC



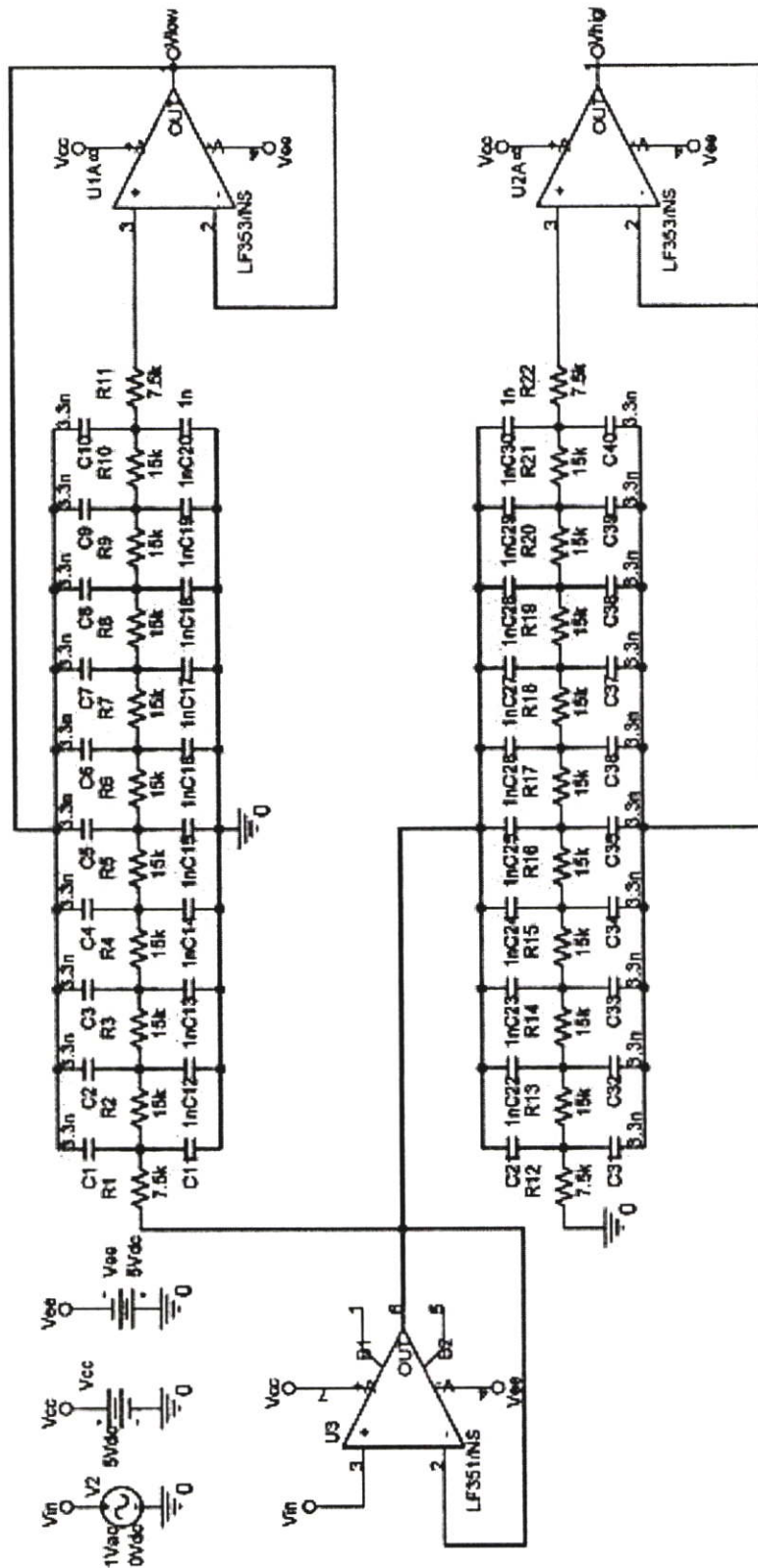
รูปที่ 5.9(ข) แสดงวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ DURC

จากรูปที่ 5.9(ก) และ 5.9(ข) สามารถหาค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันไฟฟ้า (voltage transfer function)  $T(P) = V_{out}/V_{in}$  ของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงได้ดังสมการที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ

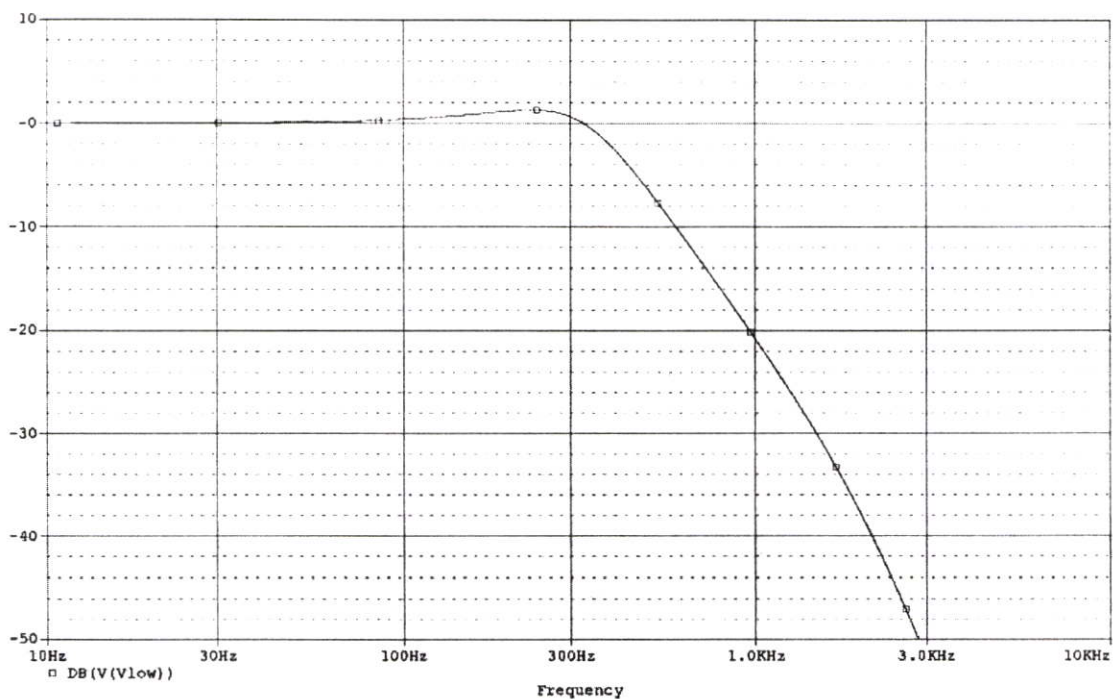
$$T_L(P) = \frac{P}{R \sinh P (\cosh P(1 + \alpha - \alpha K) + K(1 - \alpha))} \quad (5.6)$$

$$T_H(P) = \frac{R \sinh P (\cosh P(1 + \alpha - \alpha K) + K(1 - \alpha)) - P}{R \sinh P (\cosh P(1 + \alpha - \alpha K) + K(1 - \alpha))} \quad (5.7)$$

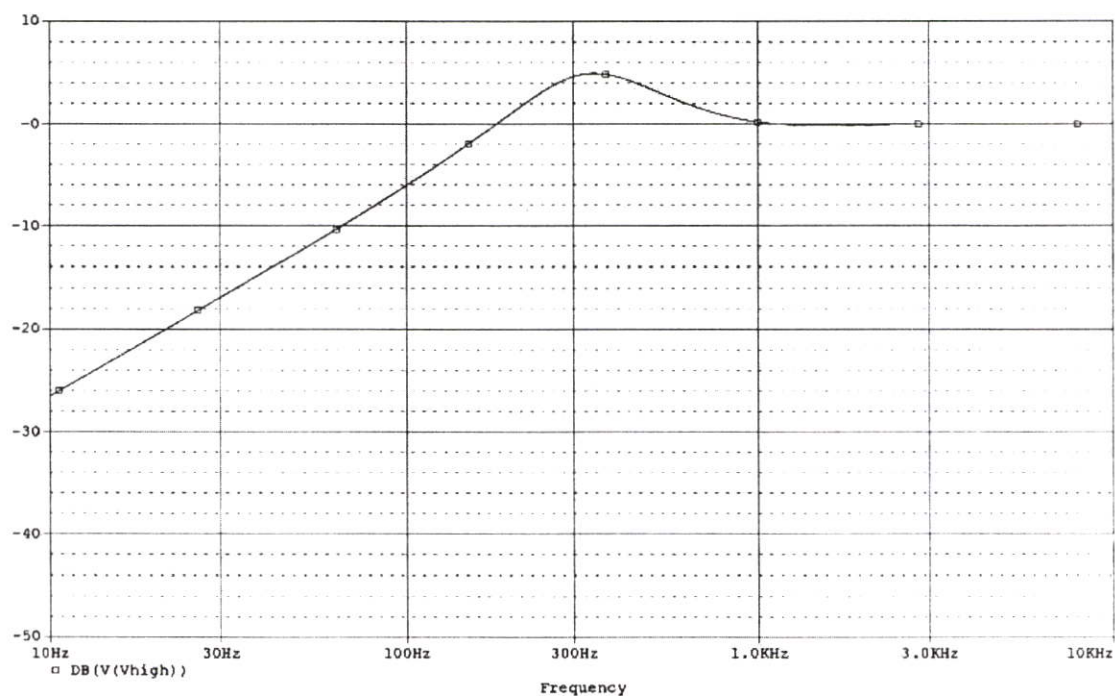
ฉะนั้นเมื่อรวมกันแล้วจะได้  $T(P) = 1$



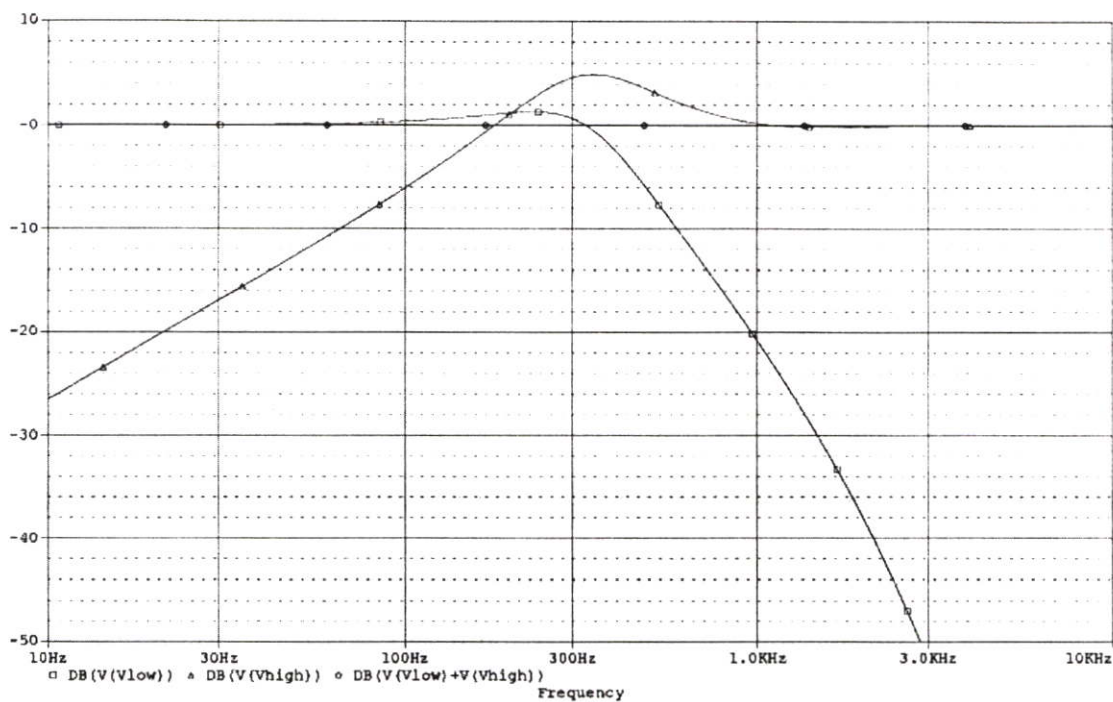
รูปที่ 5.10 แสดงวงจรจริงของครออสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้ DURC



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ DURC



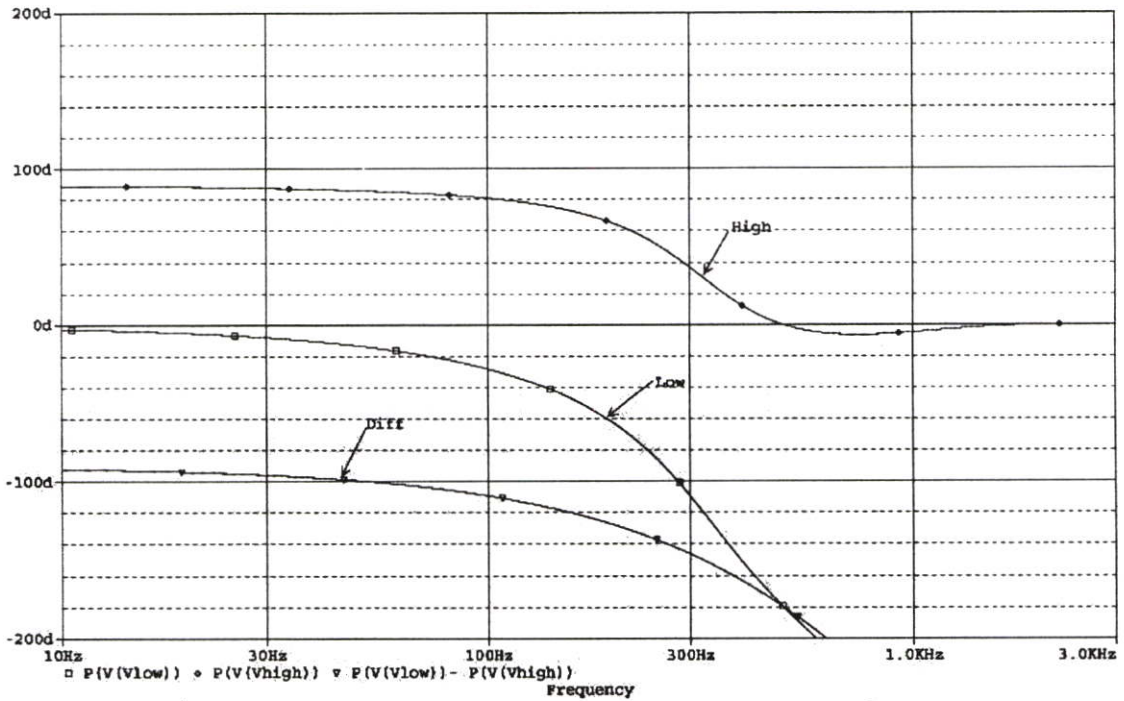
รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ DURC



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC

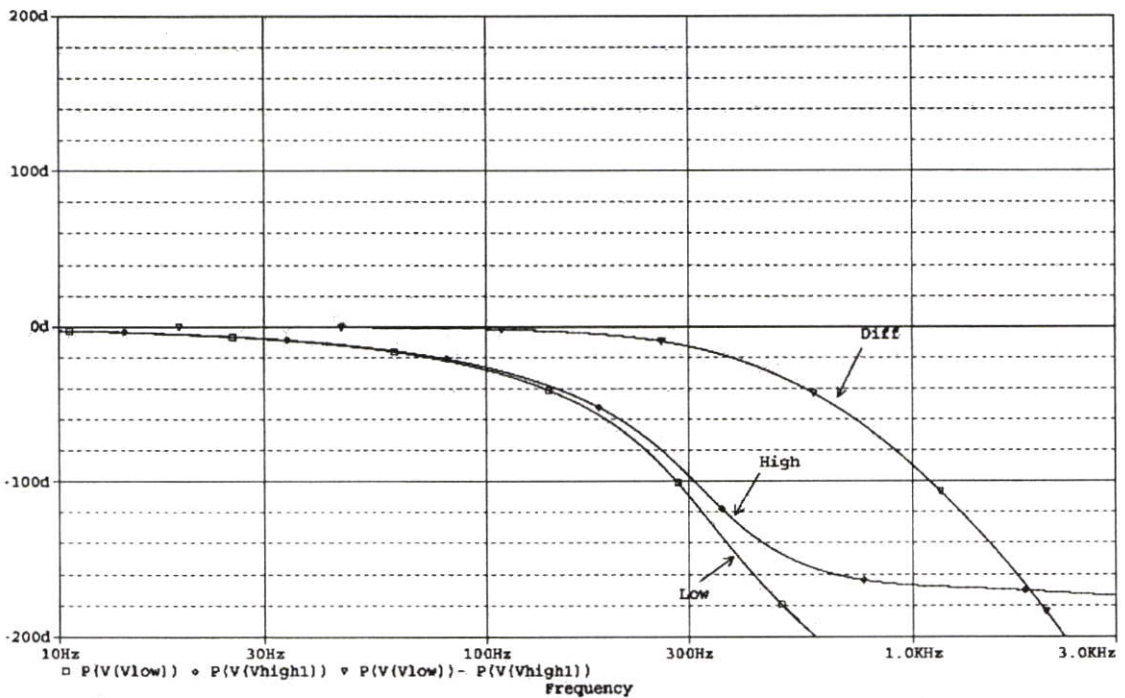
ตารางที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC

Frequency (Hz)	Level
10.00	$1.863 \cdot 10^{-6}$
15.00	$6.945 \cdot 10^{-6}$
30.00	$28.98 \cdot 10^{-6}$
60.00	$119.54 \cdot 10^{-6}$
100.00	$345.91 \cdot 10^{-6}$
150.00	$802.26 \cdot 10^{-6}$
300.00	$2.143 \cdot 10^{-3}$
600.00	$-487.11 \cdot 10^{-6}$
1K	$-623.90 \cdot 10^{-6}$
2K	$-34.28 \cdot 10^{-6}$
3K	$22.11 \cdot 10^{-6}$
6K	$-116.24 \cdot 10^{-6}$
10K	$-355.56 \cdot 10^{-6}$



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DUTC

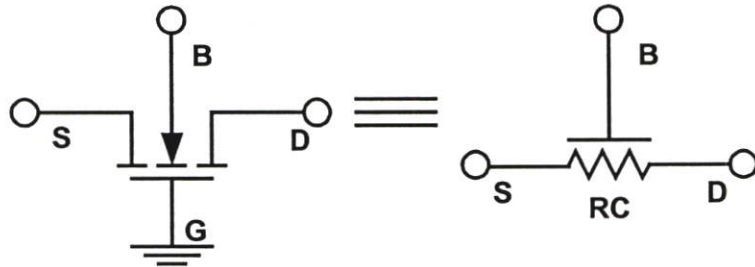
จากรูปที่ 5.14 จะเห็นว่าความต่างเฟสของวงจรที่ได้มีค่า  $-90$  องศา ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเฟสของวงจรโดยใช้วงจรปรับเฟสดังรูปที่ 5.7



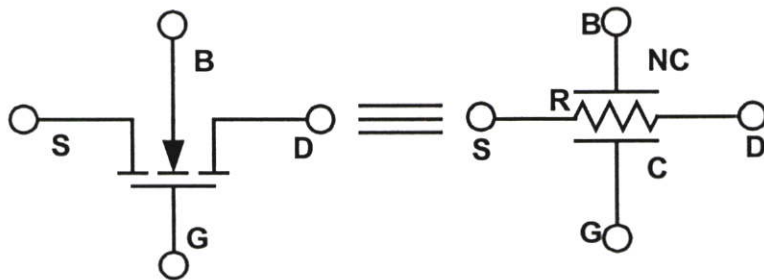
รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DUTC ซึ่งทำการปรับเฟสแล้ว

### 5.3 การเปรียบเทียบวงจร URC และ MOSFET

วงจรกรองความถี่โดยใช้ ทรานซิสเตอร์-อินทรี ได้ริเริ่มโดย J. Khoury, Y. Tsvividis และ M. Banu [1]-[5]. โดยใช้ ตัวทรานซิสเตอร์มอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ มาใช้แทน ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี ไลน์ หรือที่เรียกสั้น ๆ ว่า ยูอาร์ซี. เมื่อค่า  $V_{GD} = V_{GS} > V_T$  ค่าความต้านทาน แชนแนลของมอสเฟตจะคงที่ และสามารถปรับโดยการเปลี่ยนค่า  $V_{GS}$ . โดยด้านของ ทิน ออกไซด์ และชั้นของ ดีเพลชัน ก็คือ ด้านสองด้านของขั้วแชนแนล เมื่ออยู่ในรูปแบบของตัว  $\overline{URC}$  แบบสองชั้น และถ้าเปรียบเทียบกับ  $\overline{URC}$  แบบชั้นคาปาซิทิฟชั้นเดียวแล้วให้ต่อขั้วเกต ของมอสเฟตลงกราวด์ โดยเขียนรูปของวงจรแบบง่าย ๆ ของตัว มอสเฟต ได้ดังรูปที่ 5.16 และ 5.17



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบ  $\overline{URC}$  แบบ 1 ชั้น กับแบบโครงสร้างของ MOSFET



รูปที่ 5.17 เปรียบเทียบ  $\overline{URC}$  แบบ 2 ชั้น กับแบบโครงสร้างของ MOSFET

โดยค่าต่าง ๆ ของวงจรหาได้จาก:

$$R = \left\{ K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right\}^{-1} \quad (5.8a)$$

$$C = C_{ox} = C'_{ox} WL \quad (5.8b)$$

เมื่อค่า $R$	คือค่าความต้านทานไฟฟ้า
$C$	คือค่าความจุไฟฟ้า
$K'$	คือค่า transconductance parameter
$W$	คือค่าความกว้างของ channel
$L$	คือค่าความยาวของ channel
$V_{GS}$	คือค่าความต่างศักย์ของขั้ว gate-source
$V_T$	คือค่าความต่างศักย์ threshold
$C_{ox}$	คือค่าความจุไฟฟ้าของ thin oxide
$C'_{ox}$	คือค่าความจุไฟฟ้าของ thin oxide ต่อพื้นที่หนึ่งหน่วย

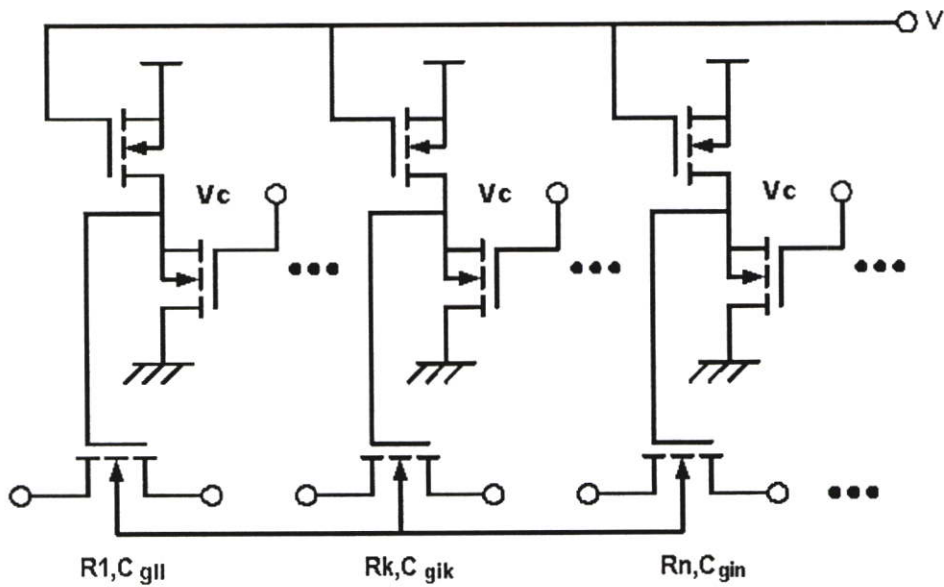
วงจร  $\overline{URC}$  มีหลายรูปแบบ เช่น  $\overline{URC}$  แบบที่มีชั้น capacitive 1 ชั้น แบบ capacitive 2 ชั้น และแบบ capacitive หลายชั้น โดยโครงสร้างทั่วไปของ  $\overline{URC}$  ประกอบด้วย ชั้นของตัวนำ (conductor) ชั้นของตัวต้านทาน (resistive) และฉนวน ซึ่งประกบเข้าด้วยกัน

เมื่อทำการเปรียบเทียบวงจรกรองความถี่ที่ใช้  $\overline{URC}$  และวงจรกรองความถี่ที่ใช้ transistor-only ที่พัฒนาโดย Y.Tsividis จะเห็นได้ว่า การปรับค่าของ time constant ของวงจรที่ใช้ MOSFET เมื่อเทียบกับ  $\overline{URC}$  โดยจะขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์  $V_{GS}$ :

$$\tau = RC = \frac{C'_{ox} L^2}{K'(V_{GS} - V_T)} \quad (5.9)$$

โดยที่ค่าของ  $V_{GD} = V_{GS} > V_T$

Y. Tsividis ได้ทำวงจรโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว โดยประกอบไปด้วย MOSFET ที่ใช้นำมาแทนตัว  $\overline{URC}$  และแหล่งกำเนิด โดยที่แหล่งกำเนิดจะใช้เป็นไบแอสให้กับตัว distributed MOSFET และอาจจะใช้ทำงานเป็นตัวขยายสัญญาณในวงจรกรองความถี่เลือกแบบแอคทีฟ (active selective filters) วงจรเลือกของ Tsividis มีชื่อว่า วงจรกรองความถี่แบบทรานซิสเตอร์ล้วน (Transistor – Only Filters) แสดงให้เห็นในรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.18 แสดงการต่อวงจร MOSFET Transistor ของ Y. Tsividis

#### 5.4 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET transistor ซึ่งได้จากการแปลงวงจร

##### URC

##### 5.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 5.2 ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC สามารถนำค่า R และค่า C ของวงจรกรองความถี่ต่ำมาเพื่อทำการหาค่า L และ W เพื่อทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำโดยใช้มอสเฟตได้โดย

$$\text{จากสูตร} \quad R = \frac{1}{K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}$$

$$C = C'_{ox} WL$$

โดยใช้ MOSFET ชนิด NMOS ที่มีเทคโนโลยี 0.8 ไมครอน

$$K'_N = 110 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$$

$$C'_{ox} = 24.7 \times 10^{-4} \text{ F/m}^2$$

$$V_T = 0.7 \text{ V}$$

$$\Phi_B \approx PHI = 0.7 \text{ V}$$

นำค่าทั้งหมดไปแทนในสูตรเพื่อใช้หาค่า L และ W ของ MOSFET โดยใช้ค่า R และ C ที่ได้ให้ไว้ และกำหนดให้  $V_{GS} = 5 \text{ V}$

URC ตัวที่ 1 จากรูปที่ 5.1 (ก) ค่า  $R = 620\text{k}\Omega$  ,  $C = 10\text{nF}$  สามารถหาค่าของ  $L$  และ  $W$  ของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 0.0034$$

$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 4.04 \times 10^{-6}$$

$$W = (0.0034 \times 4.04 \times 10^{-6})^{1/2} = 1.172 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$L = \frac{4.04 \times 10^{-6}}{1.172 \times 10^{-4}} = 344.71 \times 10^{-4} \text{ m}$$

URC ตัวที่ 2 จากรูปที่ 5.1 (ก) ค่า  $R = 150 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 39 \text{ nF}$  สามารถหาค่าของ  $L$  และ  $W$  ของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 0.0014$$

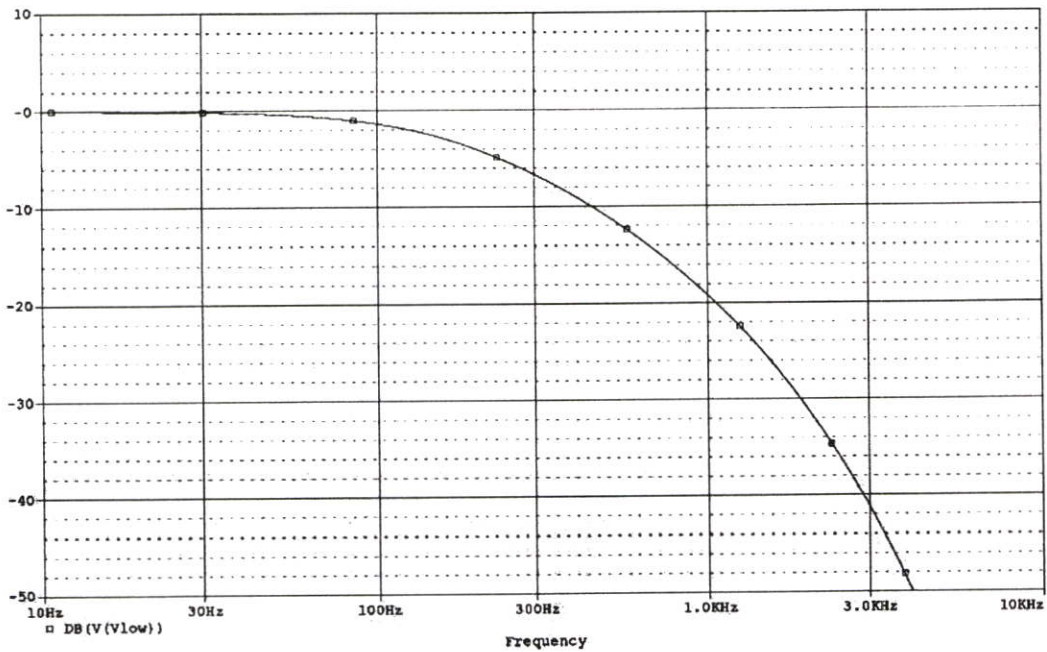
$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 1.578 \times 10^{-5}$$

$$W = (0.0014 \times 1.578 \times 10^{-5})^{1/2} = 4.7 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$L = \frac{1.578 \times 10^{-5}}{4.7 \times 10^{-4}} = 355.74 \times 10^{-4} \text{ m}$$

จากการหา  $L$  และ  $W$  ข้างต้น สามารถนำมาต่อวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.19 เป็นการต่อวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor โดยใช้โปรแกรม Pspice





รูปที่ 5.20 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC

#### 5.4.2 วงจรรองความถี่สูง

จากรูปที่ 5.2 ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC สามารถนำค่า R และค่า C ของวงจรรองความถี่สูงมาเพื่อทำการหาค่า L และ W เพื่อทำการสร้างวงจรรองความถี่สูงโดยใช้มอสเฟตได้โดย

$$\text{จากสูตร} \quad R = \frac{1}{K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}$$

$$C = C'_{ox} WL$$

โดยใช้ MOSFET ชนิด NMOS ที่มีเทคโนโลยี 0.8 ไมครอน

$$K'_N = 110 \times 10^{-6} A/V^2$$

$$C'_{ox} = 24.7 \times 10^{-4} F/m^2$$

$$V_T = 0.7 V$$

$$\Phi_B \approx PHI = 0.7 V$$

นำค่าทั้งหมดไปแทนในสูตรเพื่อใช้หาค่า L และ W ของ MOSFET โดยใช้ค่า R และ C ที่ได้ให้ไว้ และกำหนดให้  $V_{GS} = 5 V$

URC ตัวที่ 1 จากรูปที่ 5.1 (ข) ค่า R = 150 k $\Omega$ , C = 39 nF สามารถหาค่าของ L และ W ของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 0.0014$$

$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 1.578 \times 10^{-5}$$

$$W = (0.014 \times 1.578 \times 10^{-5})^{1/2} = 4.7 \times 10^{-4} m$$

$$L = \frac{1.578 \times 10^{-5}}{4.7 \times 10^{-4}} = 355.74 \times 10^{-4} m$$

URC ตัวที่ 2 จากรูปที่ 5.1 (ข) ค่า  $R = 620 \text{ k}\Omega$  ,  $C = 10 \text{ nF}$  สามารถหาค่าของ  $L$  และ  $W$  ของวงจรถัดนี้

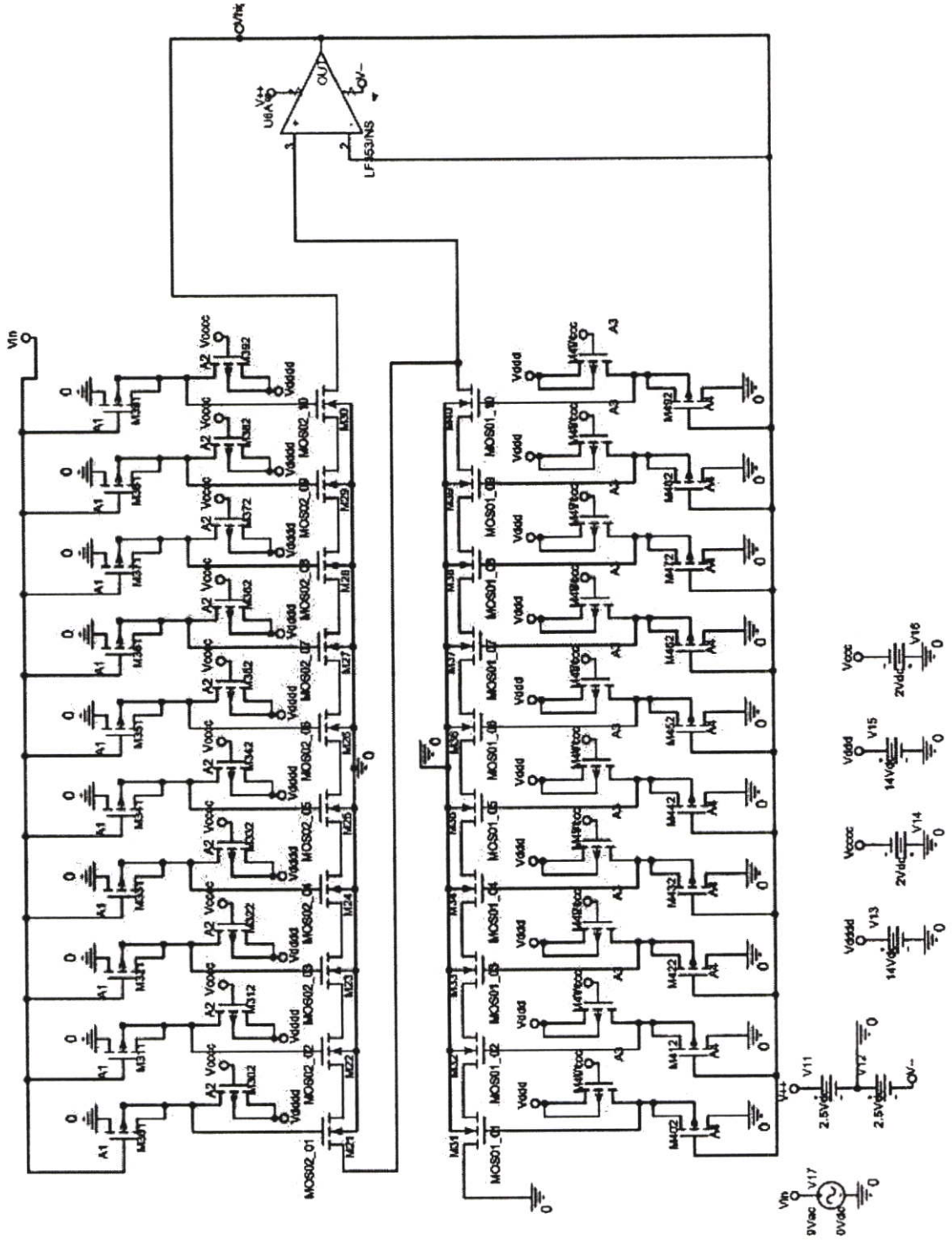
$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 0.0034$$

$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 4.04 \times 10^{-6}$$

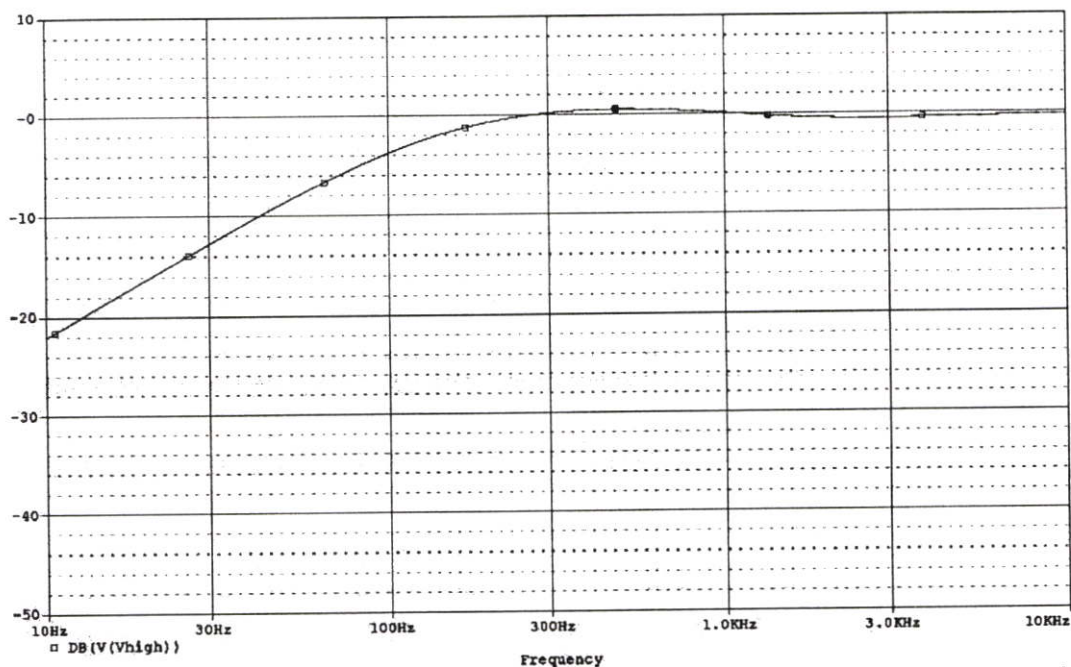
$$W = (0.0034 \times 4.04 \times 10^{-6})^{1/2} = 1.172 \times 10^{-4} m$$

$$L = \frac{4.04 \times 10^{-6}}{1.172 \times 10^{-4}} = 344.71 \times 10^{-4} m$$

จากการหา  $L$  และ  $W$  ข้างต้น สามารถนำมาต่อวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อหาค่าผลตอบสนองทางความถี่สูงได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.21 เป็นการต่อวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor โดยใช้โปรแกรม Pspice

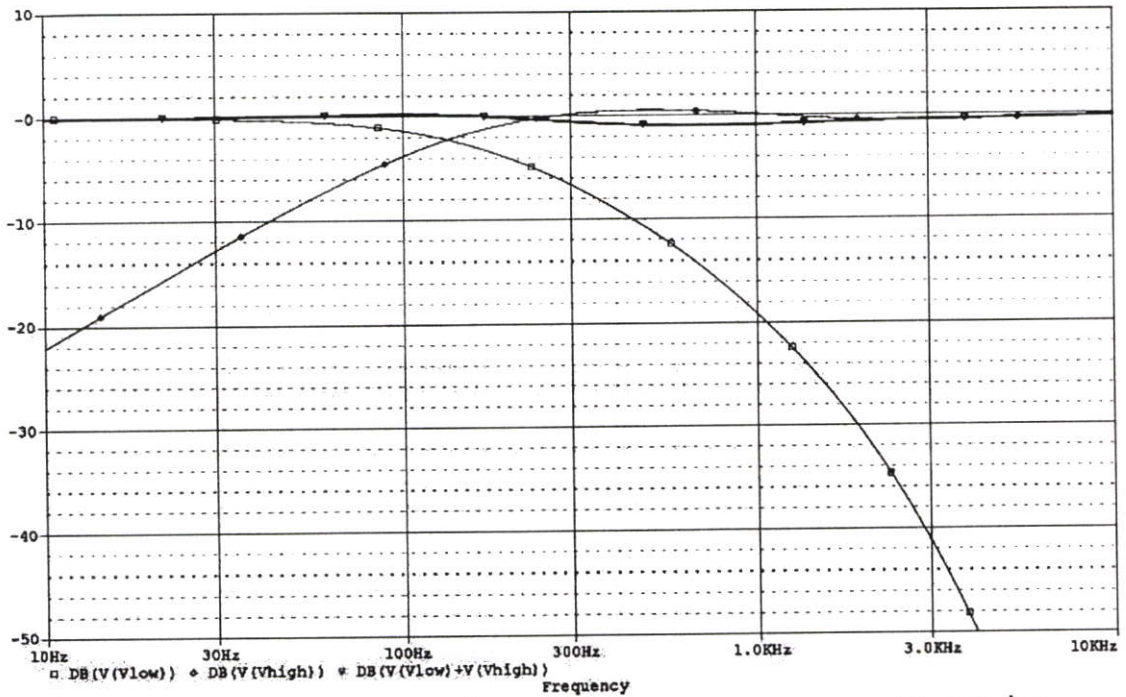


รูปที่ 5.21 แสดงวงจรของความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC



รูปที่ 5.22 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก URC

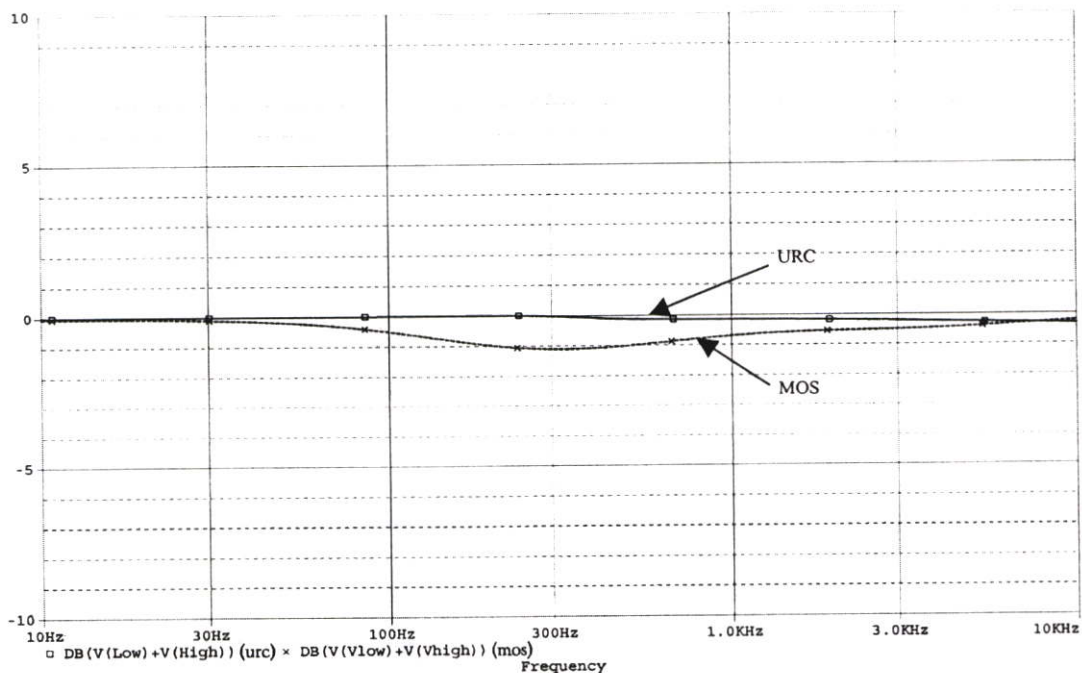
จากการหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ และผลตอบสนองทางความถี่สูง สามารถทำการหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คได้จากการนำเอาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ มารวมกับค่าผลตอบสนองทางความถี่สูงเพื่อให้ได้ค่าผลตอบสนองทางความถี่ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ดังแสดงในรูปที่ 5.28



รูปที่ 5.23 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก URC

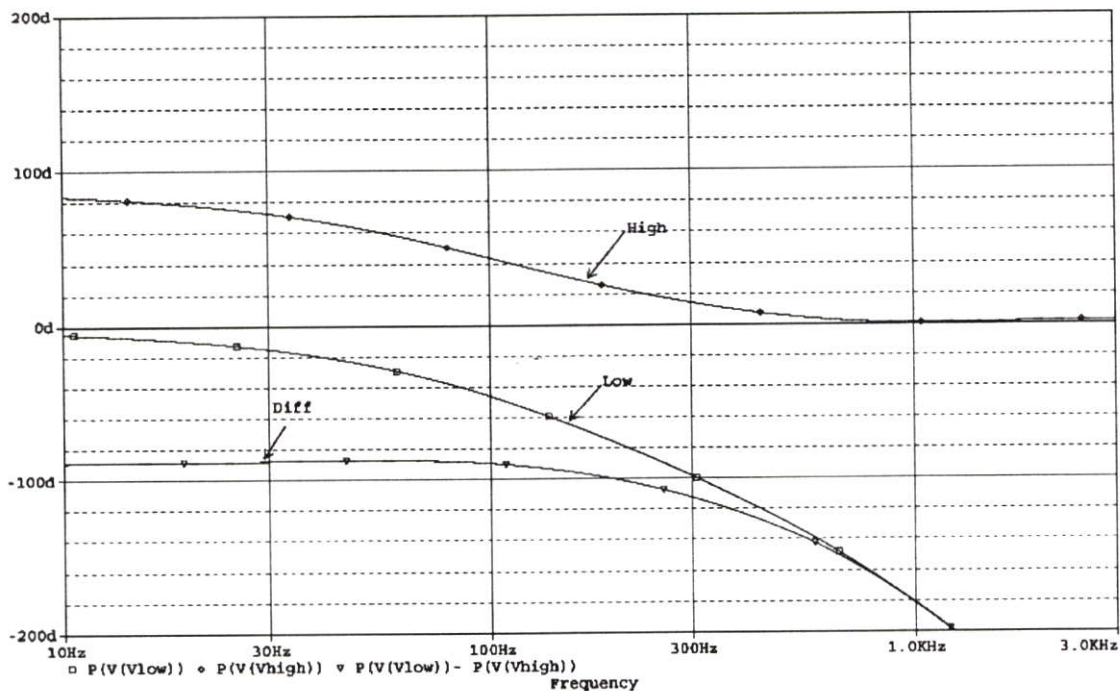
ตารางที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก URC

Frequency (Hz)	Level
10.00	$-14.60 \cdot 10^{-3}$
15.00	$-6.468 \cdot 10^{-3}$
30.00	$-33.33 \cdot 10^{-3}$
60.00	$-138.62 \cdot 10^{-3}$
100.00	$-406.62 \cdot 10^{-3}$
150.00	$-814.28 \cdot 10^{-3}$
300.00	-1.05
600.00	$-952.69 \cdot 10^{-3}$
1K	$-893.81 \cdot 10^{-3}$
2K	$-615.99 \cdot 10^{-3}$
3K	$-502.01 \cdot 10^{-3}$
6K	$-358.97 \cdot 10^{-3}$
10K	$-242.85 \cdot 10^{-3}$



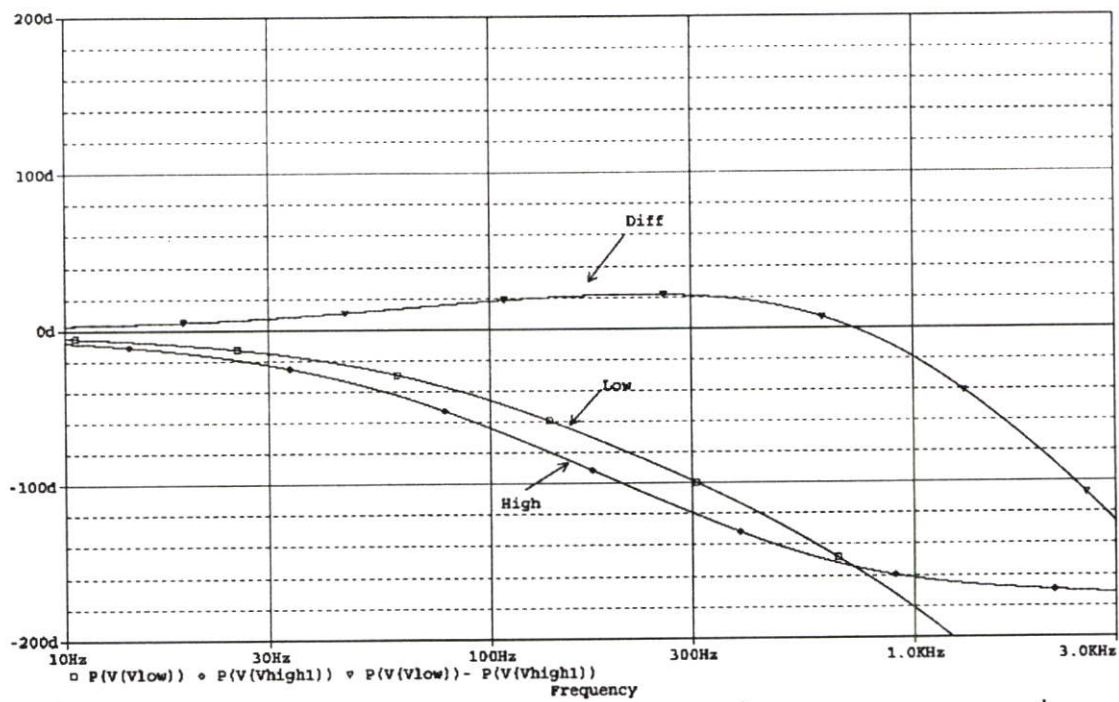
รูปที่ 5.24 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ URC กับที่ใช้

MOSFET



รูปที่ 5.25 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน URC

จากรูปที่ 5.25 จะเห็นว่าความต่างเฟสของวงจรที่ได้มีค่า  $-90$  องศา ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเฟสของวงจรโดยใช้วงจรปรับเฟสดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.26 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน URC ซึ่ง  
 ทำการปรับเฟสแล้ว

## 5.5 วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ใช้ MOSFET transistor ซึ่งได้จากการแปลงวงจร

### DURC

#### 5.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 5.10 ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ใช้ DURC สามารถนำค่า R และค่า C ของวงจรกรองความถี่ต่ำมาเพื่อทำการหาค่า L และ W เพื่อทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำโดยใช้มอสเฟตได้โดย

$$\text{จากสูตร} \quad R = \frac{1}{K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}$$

$$C = C'_{ox} WL$$

โดยใช้ MOSFET ชนิด NMOS ที่มีเทคโนโลยี 0.8 ไมครอน

$$K'_N = 110 \times 10^{-6} A/V^2$$

$$C'_{ox} = 24.7 \times 10^{-4} F/m^2$$

$$V_T = 0.7 V$$

$$\Phi_B \approx PHI = 0.7 V$$

นำค่าทั้งหมดไปแทนในสูตรเพื่อหาค่า L และ W ของ MOSFET โดยใช้ค่า R และ C ที่ได้ให้ไว้ แต่การหาค่ามีข้อแตกต่างกับ URC เล็กน้อย คือ ใช้เฉพาะค่า C ที่มีค่ามากกว่าไปแทนในสมการ และกำหนดให้  $V_{GS} = 5 V$

DURC จากรูปที่ 5.9 (ก) ค่า  $R = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 33 \text{ nF}$  สามารถหาค่าของ L และ W ของวงจรได้ดังนี้

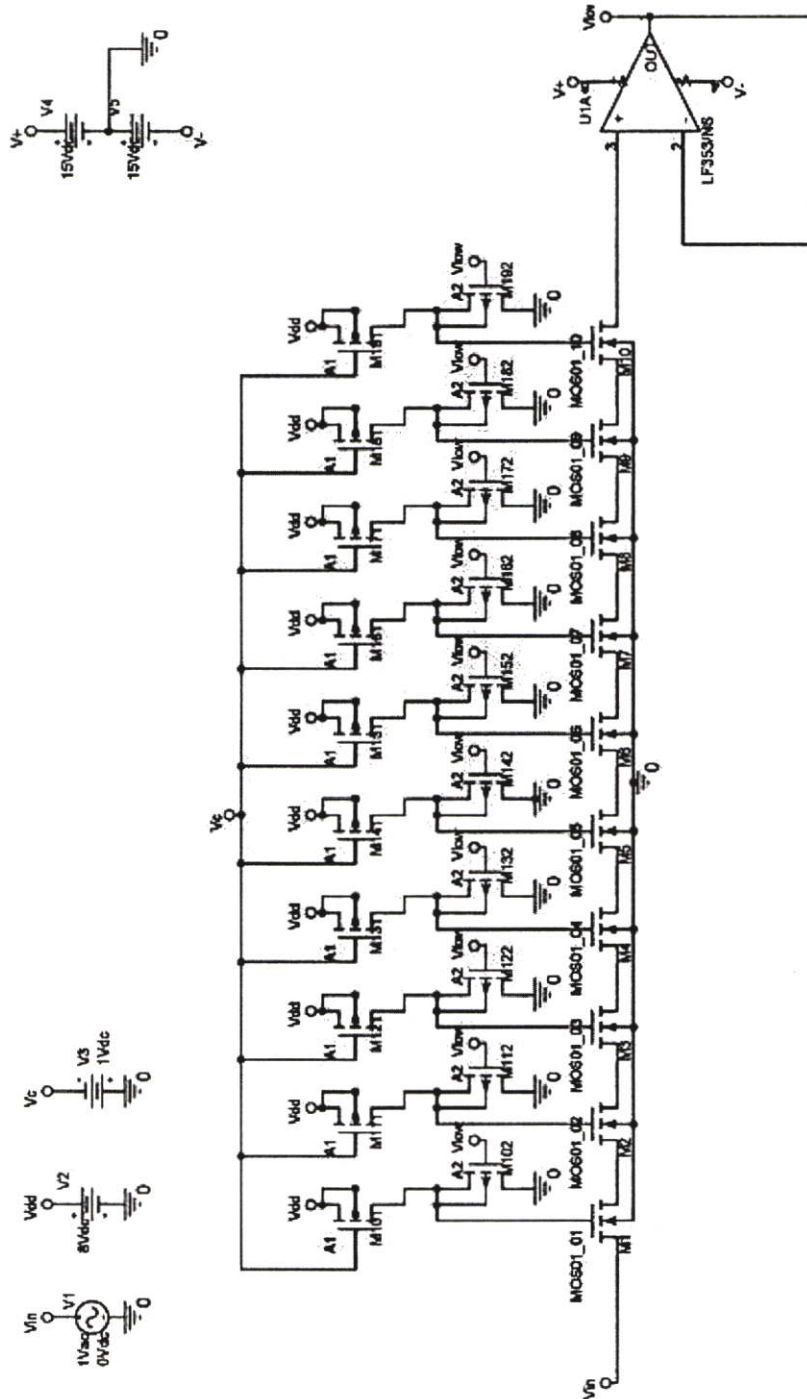
$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 14.09 \times 10^{-3}$$

$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 13.36 \times 10^{-6}$$

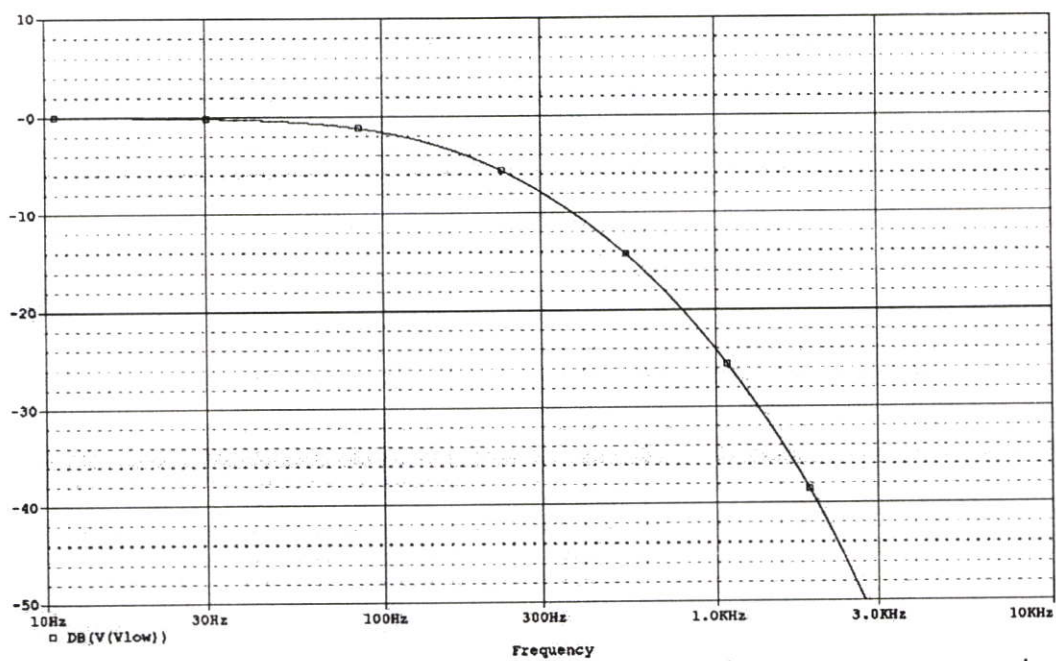
$$W = (14.09 \times 10^{-3} \times 13.36 \times 10^{-6})^{1/2} = 433.86 \times 10^{-6} m$$

$$L = \frac{13.36 \times 10^{-6}}{433.86 \times 10^{-6}} = 30.79 \times 10^{-3} m$$

จากการหา L และ W ข้างต้น สามารถนำมาต่อวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่ำได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.27 เป็นการต่อวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor โดยใช้โปรแกรม Pspice



รูปที่ 5.27 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC



รูปที่ 5.28 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC

### 5.5.2 วงจรกรองความถี่สูง

จากรูปที่ 5.10 ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DURC สามารถนำค่า R และค่า C ของวงจรกรองความถี่สูงมาเพื่อทำการหาค่า L และ W เพื่อทำการสร้างวงจรกรองความถี่สูงโดยใช้มอสเฟตได้โดย

$$\text{จากสูตร} \quad R = \frac{1}{K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}$$

$$C = C'_{ox} WL$$

โดยใช้ MOSFET ชนิด NMOS ที่มีเทคโนโลยี 0.8 ไมครอน

$$K'_N = 110 \times 10^{-6} A/V^2$$

$$C'_{ox} = 24.7 \times 10^{-4} F/m^2$$

$$V_T = 0.7 V$$

$$\Phi_B \approx PHI = 0.7 V$$

นำค่าทั้งหมดไปแทนในสูตรเพื่อใช้หาค่า L และ W ของ MOSFET โดยใช้ค่า R และ C ที่ได้ให้ไว้ แต่การหาค่ามีข้อแตกต่างกับ URC เล็กน้อย คือ ใช้เฉพาะค่า C ที่มีค่ามากกว่าไปแทนในสมการ และกำหนดให้  $V_{GS} = 5 V$

DURC จากรูปที่ 5.9 (ข) ค่า R = 150 k $\Omega$  , C1 = 10 nF, C2 = 33 nF สามารถหาค่าของ L และ W ของวงจรได้ดังนี้

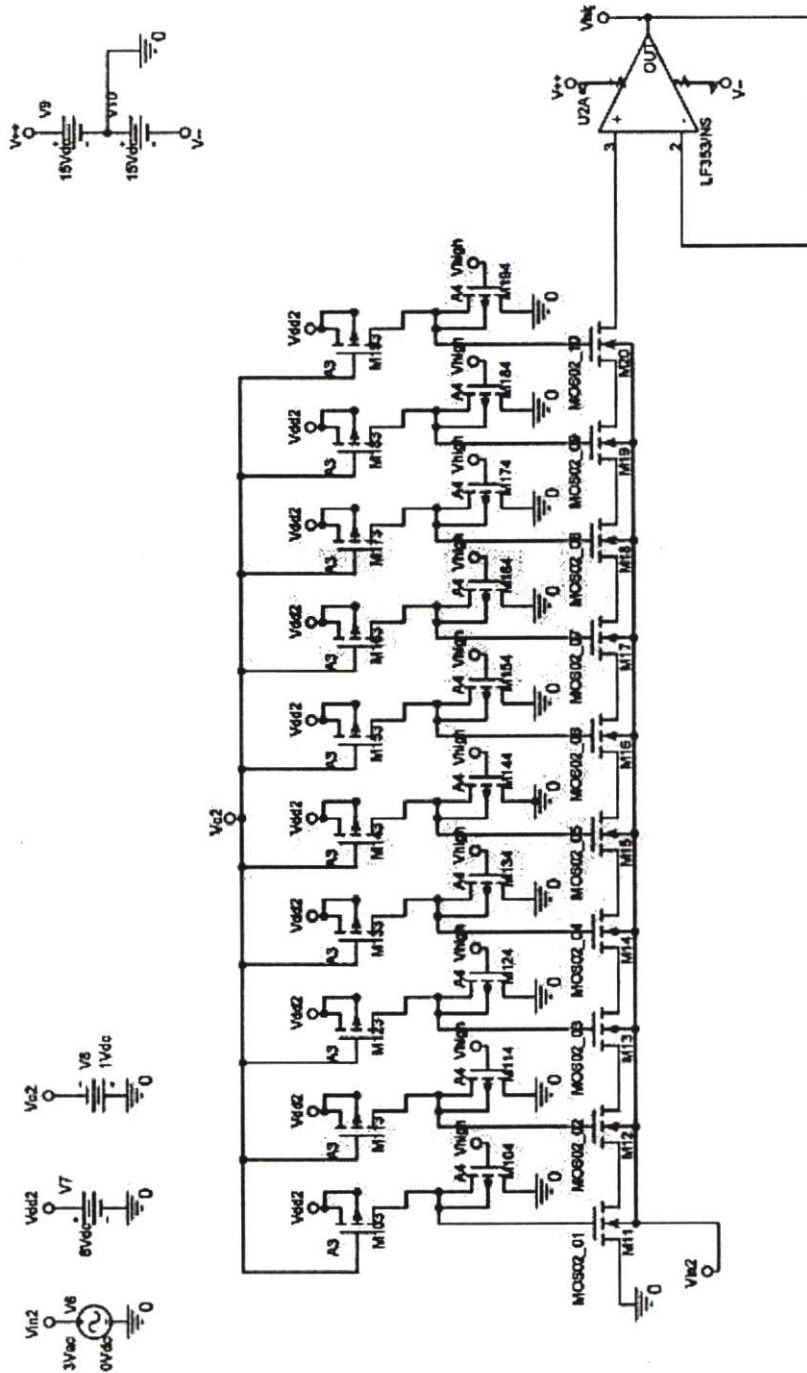
$$\frac{W}{L} = \frac{1}{K'R(V_{GS} - V_T)} = 14.09 \times 10^{-3}$$

$$WL = \frac{C}{C'_{ox}} = 13.36 \times 10^{-6}$$

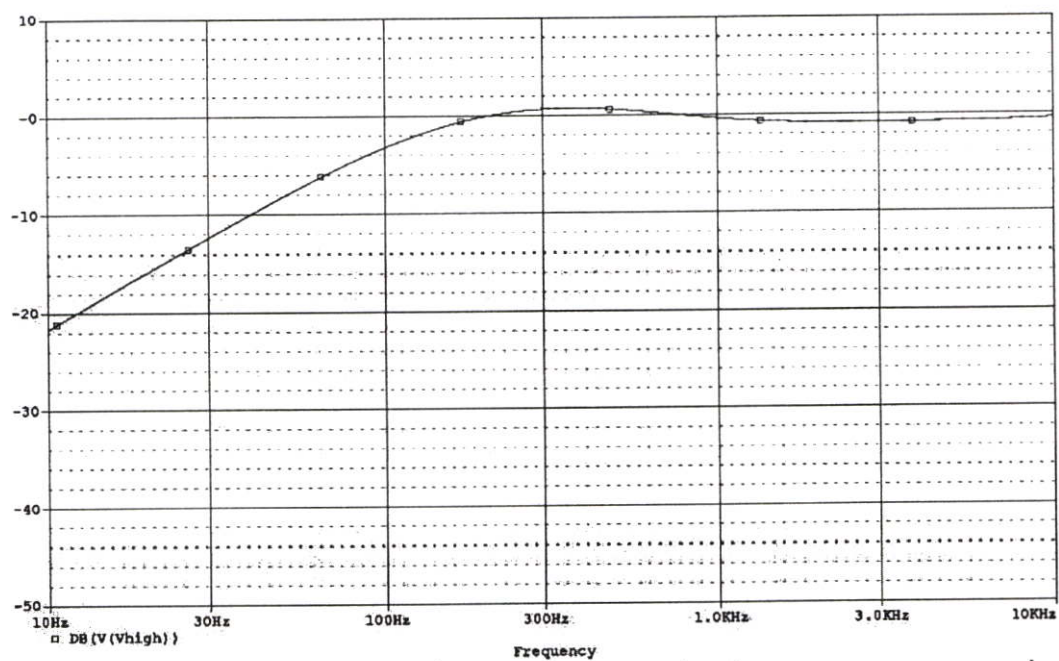
$$W = (14.09 \times 10^{-3} \times 13.36 \times 10^{-6})^{1/2} = 433.86 \times 10^{-6} m$$

$$L = \frac{13.36 \times 10^{-6}}{433.86 \times 10^{-6}} = 30.79 \times 10^{-3} m$$

จากการหา L และ W ข้างต้น สามารถนำมาต่อวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อหาค่าผลตอบสนองทางความถี่สูงได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.29 เป็นการต่อวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor โดยใช้โปรแกรม Pspice

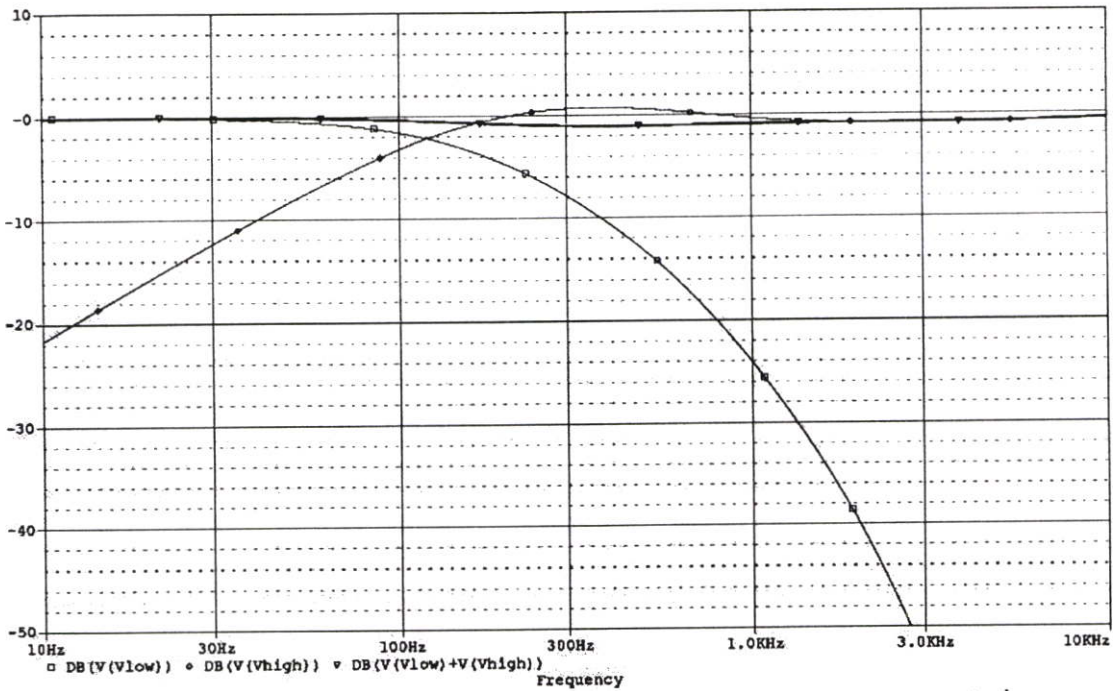


รูปที่ 5.29 แสดงวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC



รูปที่ 5.30 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงที่ใช้ MOSFET Transistor ที่แปลงมาจาก DURC

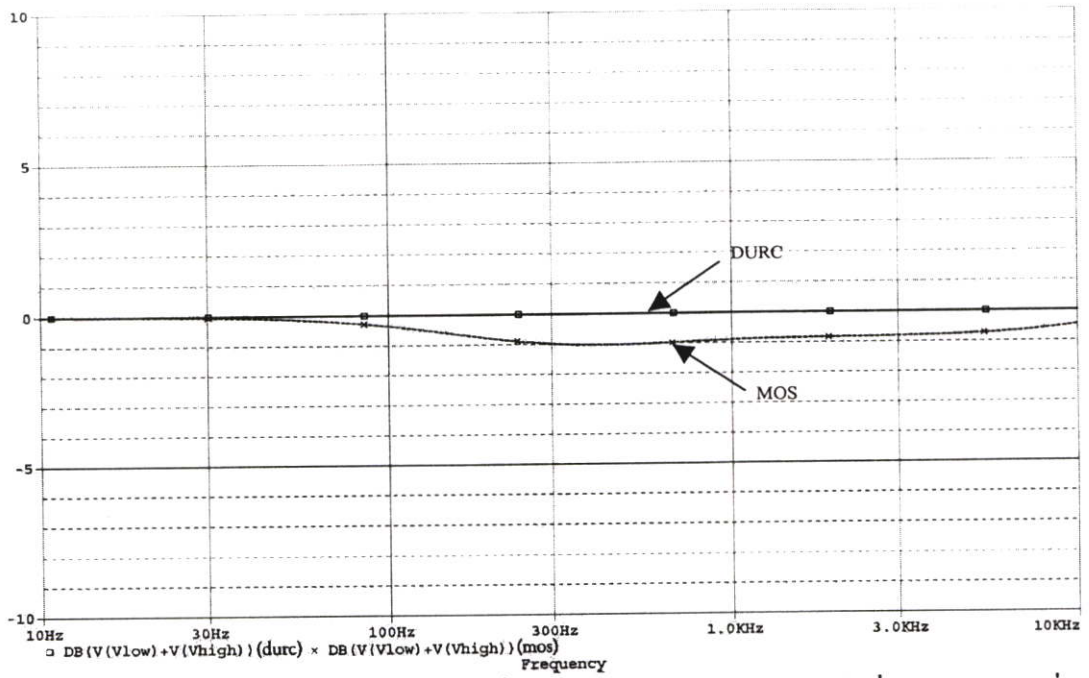
จากการหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ และผลตอบสนองทางความถี่สูง สามารถทำการหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คได้จากการนำเอาค่าผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ มารวมกับค่าผลตอบสนองทางความถี่สูงเพื่อให้ได้ค่าผลตอบสนองทางความถี่ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ดังแสดงในรูปที่ 5.31



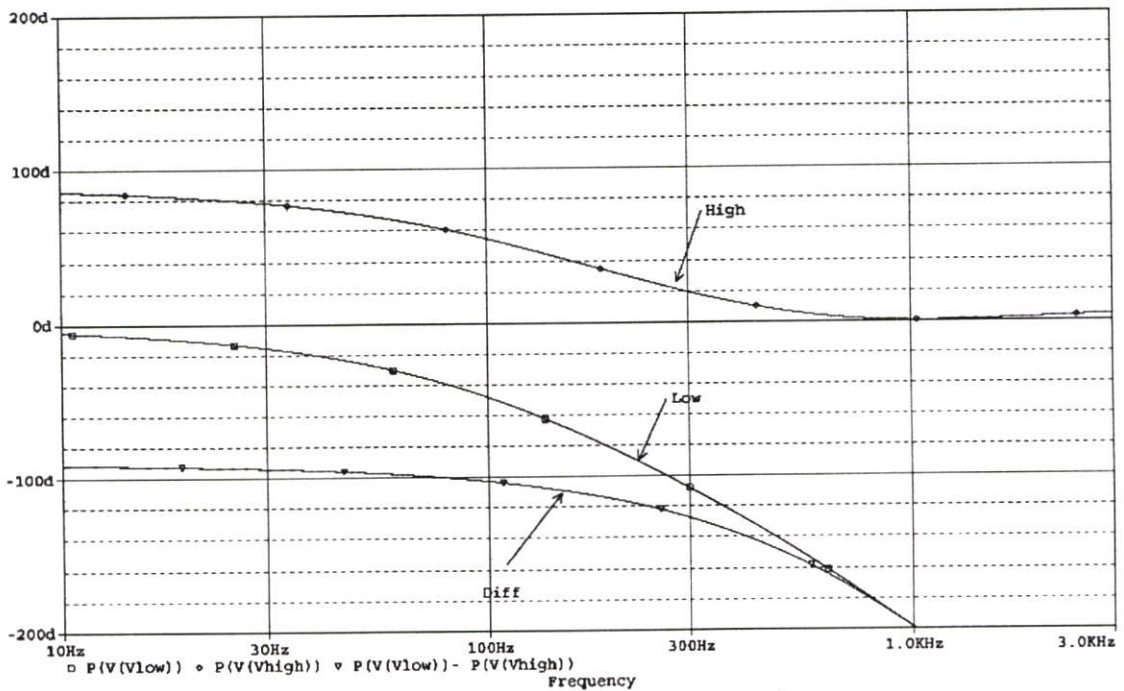
รูปที่ 5.31 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก DURC

ตารางที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET Transistor ที่ แปลงมาจาก DURC

Frequency (Hz)	Level
10.00	$-4.532 \cdot 10^{-3}$
15.00	$-10.67 \cdot 10^{-3}$
30.00	$-43.04 \cdot 10^{-3}$
60.00	$-157.23 \cdot 10^{-3}$
100.00	$-365.93 \cdot 10^{-3}$
150.00	$-615.59 \cdot 10^{-3}$
300.00	$-990.47 \cdot 10^{-3}$
600.00	-1.002
1K	$-902.18 \cdot 10^{-3}$
2K	$-837.49 \cdot 10^{-3}$
3K	$-818.96 \cdot 10^{-3}$
6K	$-711.22 \cdot 10^{-3}$
10K	$-462.79 \cdot 10^{-3}$

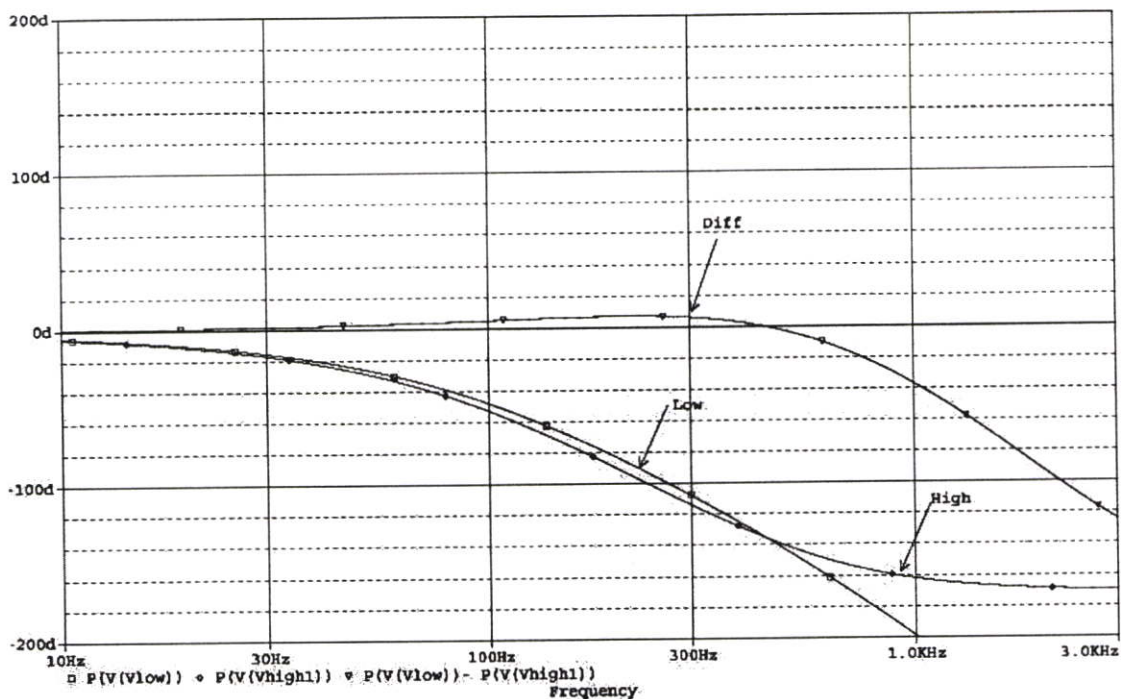


รูปที่ 5.32 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ DUTC กับที่ใช้ MOSFET



รูปที่ 5.33 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน DUTC

จากรูปที่ 5.33 จะเห็นว่าความต่างเฟสของวงจรที่ได้มีค่า - 90 องศา ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเฟสของวงจรโดยใช้วงจรปรับเฟสดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.34 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ใช้ MOSFET แทน DURC ซึ่ง

ทำการปรับเฟสแล้ว

จะเห็นได้ว่าจากกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ทั้งแบบที่ใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซี แบบชั้นคาปาซิทีฟ 2 ชั้น และ แบบ ที่ใช้ มอสเฟต มีค่าผลตอบสนองทางความถี่ที่ใกล้เคียงกัน

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอถึงการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์ค โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ทั้งแบบชั้นคาปาซิทีฟชั้นเดียวและแบบชั้นคาปาซิทีฟ 2 ชั้น รวมถึงการนำเสนอหลักการแปลงวงจร ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ให้อยู่ในรูปแบบของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ เพื่อทำการเปลี่ยนวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่ใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ให้เป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่ใช้ มอสเฟตทรานซิสเตอร์เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็กลง ซึ่งวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คนี้เกิดจากการนำเอาผลตอบสนองทางความถี่ค่านำมารวมกับผลตอบสนองทางความถี่สูง เพื่อให้ได้เป็นผลตอบสนองทางความถี่ ครอสโอเวอร์ โดยผลตอบสนองทางความถี่ครอสโอเวอร์ที่ดีต้องมีค่าเป็นศูนย์ตลอดช่วงความถี่ โดยจะเห็นได้ว่ากราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ ทั้งแบบที่ใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ และแบบที่ใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์นั้นให้ค่าผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกัน โดยผลตอบสนองทางความถี่ครอสโอเวอร์แบบที่ใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ ให้ค่าผลตอบสนองต่ำสุดที่ประมาณ 1dB ซึ่งยังถือว่ายอมรับได้ ที่เป็นเช่นนี้ อาจเกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์ของมอสเฟตเอง รวมทั้งการคำนวณหาค่าตัวแปรของมอสเฟตใช้การคำนวณหาแบบคร่าว ๆ

#### ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คทั้งแบบที่ใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ และแบบที่ใช้ มอสเฟต ทรานซิสเตอร์นั้นคือ ความต่างเฟสที่ได้จะเห็นได้ว่ายังไม่ดีเท่าที่ควร คือความต่างเฟสของวงจรจะมีค่าที่  $-90$  องศา ทำให้เกิดความล่าช้าทางเวลาของวงจร โดยที่สัญญาณความถี่ต่ำ และสัญญาณความถี่สูงนั้นเดินทางมาไม่พร้อมกัน เป็นผลให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์คที่จุดตัดคือ

1. ทำให้สัญญาณจากสองส่วนลดสัญญาณจากอีกส่วนหนึ่งออก
2. ความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง มีผลกับประสิทธิภาพของการกระจายของสัญญาณ (Radiation) ของระบบ
3. รูปแบบของการกระจายคลื่น (Radiation Pattern) จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่

ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวิร์ค ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเฟสของวงจรโดยใช้วงจรปรับเฟสของวงจรรองความถี่สูง มาทำการแก้เฟส เพื่อให้ค่าของความต่างเฟสของวงจรมีค่าน้อยที่สุดหรือใกล้เคียงศูนย์

### ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวความคิดในการศึกษาการทำงานของ มอสเฟต ทรานซิสเตอร์ เพื่อนำมาใช้แทน ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์ ในการสร้างวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คั้น สามารถที่จะนำหลักการไปประยุกต์ใช้กับวงจรแบบอื่นๆที่ใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์ อาร์ซีไลน์มาประกอบรวมได้ เพราะ มอสเฟตทรานซิสเตอร์ ในปัจจุบันถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลายในงานด้านวงจรมอนาโลก เพราะว่ามีขนาดเล็กซึ่งสามารถสร้างได้เป็นจำนวนหลายพันตัวในวงจรรวมหนึ่งวงจร ดังนั้นวงจรที่ได้ออกแบบจะมีขนาดเล็กลง

## บรรณานุกรม

- [1] J. Khoury, Y. Tsvividis and M.Banu, "Use of MOS transistor as a tunable distributed RC filter-element," *Electron. Lett.*, vol.20 pp.187-188, Feb.1984.
- [2] Y. Tsvividis , "Minimal transistor-only micropower integrated VHF active filter," *Electron. Lett.*, vol.23, pp. 777-778, July 1987.
- [3] L.-J. Pu and Y. Tsvividis, "Transistor-only frequency selective circuit," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.25 pp. 821-832, June 1990.
- [4] Y. Tsvividis, "A transistor-in-the-box puzzle," *Circuit and Devices Mag.*, vol. 4,p. 62, Jun. 1988 and pp. 24-25, May 1988.
- [5] R. P. Jindal, "Gigaherty-band high-gain low-noise AGC amplifier in fine-line NMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22.pp. 512-521, Aug. 1987.
- [6] R. P. Jindal, "Low-pass distributed RC filter using an MOS transistor with near zero phase shift at high frequencies," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 36, pp. 1119-1123, Aug. 1989.
- [7] Wei Li, "A Transistor-only Low-Pass Filter with Adjustable Bias and Small Phase Shift at High Frequencies," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 11919-1123, Aug. 1989.
- [8] Y. Tsvividis, M. banu, and J. Khoury, "Continuous-time MOSFET-C filters in VLSI," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. SC-21, no. 15-30, Feb. 1986; also *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, pp. 125-140, Feb 1986.
- [9] R. W. Wyndrum, Jr., "Chapter 9. Active distributed  $\overline{RC}$  networks," *Modern Filter Theory and Design*, edited by Gabor C. Temes and Sanjit K. Mitra, John Wiley & Sons, 1973, pp. 375-413.
- [10] M. S. Ghausi. T. J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits," pp. 271. H. R. Andwinston. INC.
- [11] M. Teramoto, S. Sudo, Y. Suzuki, M. Koide. "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line," JIC-CSCC'95. 1995
- [12] Prakrit Tangtisanon, Shiro Sudo, Mitsuo Teramoto, Tasoji Suzuki, Kanok Janchitripongveg, "ACTIVE LPF USING UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE," *APSBC 2000 Proceedings*, KMITL. Thailand. Pages 62-64. Dec. 2000.

- [13]S. Sudo, et.all. **“Active LPF with transmission Zero using Double Capacitive Layers Uniformly Distributed RC Line,”** CAS 96-49, NLP 96-87 (1996-09)
- [14]N. Panyanuvong, S. Luangphakorn, V Pirajnanchai, P. Tantisanon and K. Janchotrapongvej, **“On The Desigh of an Active Low Pss Filter Using Uniformly Distributed RC Line,”** *ICCNSP 2003 Proceedings*, Nanjing China. Dec.14-17, 2003.
- [15]Stanley P. Lishitz and John Vanderkooy, **“A Family of Linear Phase Crossover Networks of High slop Derived by Time Delay .”** *J.Audio Eng.Soc.*, vol. 31 NO.12, 1983.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

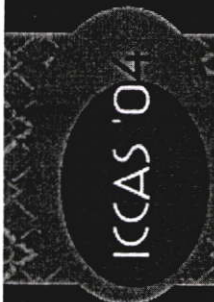
- [1] **W. Tanchaen**, N. Panyanouvong, S. Wachirattapanornkul, K. Janchitrapongvej.  
“Active High pass filter with Notch Characteristic using Uniformlydistributed RC Line”.  
International Conference on Control, Automation and Systems, ICCAS 2004, August,  
25-27, 2004, pp. 1972-1974.
- [2] **W. Tanchaen**, N. Panyanouvong, K. Janchitrapongvej, C. Benjangkaprasert.  
“Crossover Networks Design Using Distributed RC Networks”. Proceedings of the  
International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing,  
ROVISP 2005, July, 20-22, 2005, pp. 37-39.

# ICCAS 2004

2004 International Conference on Control, Automation and Systems  
August 25-27, 2004  
The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand



<http://www.kmitl.ac.th>  
<http://www.iccas.org>



- Welcome Message
- Conference Organization
- Conference Information
- Sponsors
- Table of Contents
- Author Index
- Search This CD-ROM
- Exit



**Active High pass filter with Notch Characteristic  
using Uniformly Distirbuted RC Line**

Wasan Tancharoen\*, Nouanchanh Panyanouvong\*\*

Sorapong Wachirattapanornkul\*, and Kanok Janchitrapongvej\*

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

(Tel : +66-2-739-2382; E-mail: kjanok@kmitl.ac.th, kssorapo@kmitl.ac.th, s4612905@kmitl.ac.th )

\*\*Department of Electronics, Faculty of Engineering and Architecture, National University of Laos, Laos

**Abstract:** This paper describes the high pass filter with notch charecteristics. The proposed circuits configuration consists of two uniformly distributed RC line (herein after is called URC) and two gain amplifiers ( $K_1$  and  $K_2$ ). With the appropriate  $K_1$  and  $K_2$ , the circuit has a steeper slope of magnitude response at pass band steeper than using a single gain amplifier.

**Keywords:** High Pass Filter , URC

**1. INTRODUCTION**

The uniformly distributed RC line with a single amplifier have been published in many case [1], [2], [3], [4]. Herein, the paper proposed an active high pass filters using two lumped URC and two amplifiers. The lumped URC ( $R_1C_1$ ) behavior as a high pass filter in conjunction with amplifier  $K_1$  and active notch filter circuits with amplifier  $K_2$  respectively.

**2. UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE (URC)**

A crossed sectional structure of the URC is illustrated in Fig. (a) The circuit symbol of Fig. 1(a) is illustrated in Fig. 1(b)

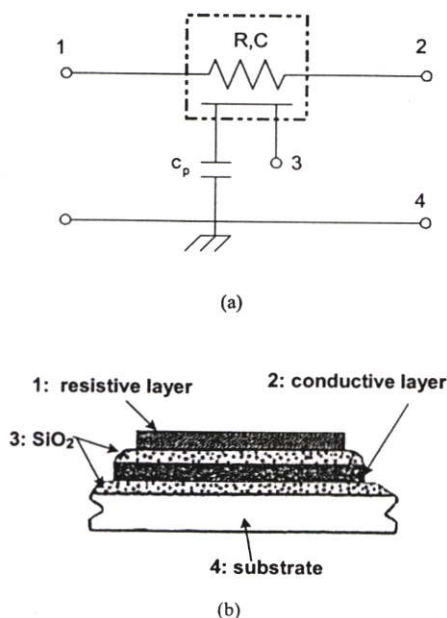


Fig. 1(a) A distributed RC line and (b) It's symbol

The 3-ports floating admittance parameters matrix  $[Y_{ij}]$  of the URC in Fig. 1(a) is given as follows:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -(Y-1) \\ -1 & Y & -(Y-1) \\ -(Y-1) & -(Y-1) & 2(Y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Where  $X = \frac{P}{R \sinh P}$  and  $Y = \cosh P$ ,

$P = \sqrt{sRC}$ , R and C are the values of total resistance and capacitance of the URC respectively. Ans s is the complex angular frequency variable.

**3. HPF USING URC**

**3.1 HPF WITH NOTCH CHARACTERISTICS**

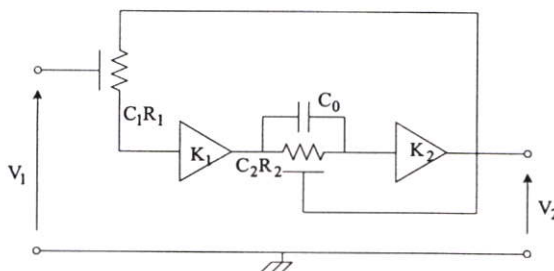


Fig. 2 Active distributed RC HPF.

The proposed active distributed RC HPF circuit is shown in Fig. 2. The voltage transfer function  $T(p) = V_2/V_1$  of the circuit is given as follow:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-(Y_1 - 1)(sC_0 + X_2)K_1K_2}{(sC_0 + X_2)K_1K_2 - Y_1 \{-X_2(Y_1 - 1)K_2 + (sC_0 + X_2)Y_2\}} \quad (2)$$

Where

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= \cosh P_1, & Y_2 &= \cosh P_2, \\ X_1 &= \frac{P_1}{R_1 \sinh P_1}, & X_2 &= \frac{P_2}{R_2 \sinh P_2}, \\ P_1 &= \sqrt{sR_1 C_1}, & P_2 &= \sqrt{sR_2 C_2}, \\ \frac{P_2}{sC_0 R_2} &= \frac{1}{P_2} \cdot \beta, & \beta &= \frac{C_2}{C_0} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$K_1, K_2$  are positive gain amplifier.

Eq. (2) is reduced to the following expression:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-(\cosh P_1 - 1)(P_2 \sinh P_2 + \beta)K_1 K_2}{(P_2 \sinh P_2 + \beta)K_1 K_2 + \cosh P_1 (\chi - \beta K_2 - P_2 \sinh P_2)} \quad (4)$$

Where  $\chi = \beta \cosh P_2 (K_2 - 1)$

**3.2 Frequency response**

Frequency response of Eq. (4) for the values of  $K_1, K_2$  are plotted in Fig. 3(a), 3(b). The frequency response are favorable for HPF.

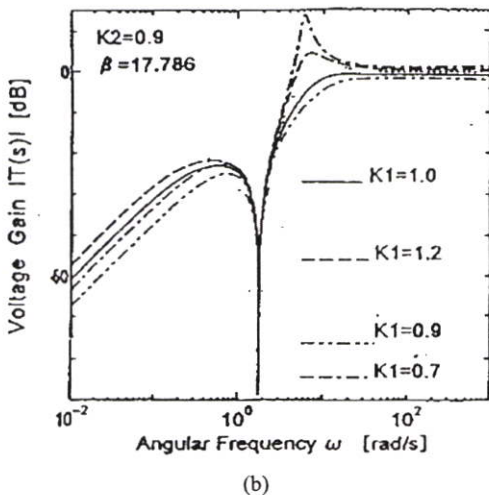
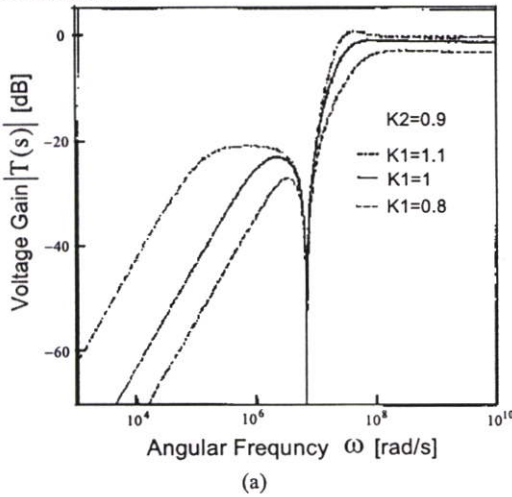


Fig. 3(a), (b) Magnitude frequency response.

From Fig. 3(a), 3(b) it is seen that for  $K_2 = 0.9, \beta = 17.786$  and  $K_1 = 1$  will give a high pass filter with steeper slope at the pass band without producing pass band peak.

**3.3 Example**

Herein, we consider a high pass transfer function. Let  $K_1 = 1, K_2 = 0.9$  for an experiment, we choose the values of the circuit parameters as follows:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= 10K\Omega, & R_2 &= 100K\Omega, \\ C_1 &= 10pF, & C_2 &= 100pF, \\ C_0 &= 5.622pF \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

The experimental results for the frequency charecteristics is shown in Fig. 4. The results gives good agreement with theoretical values.

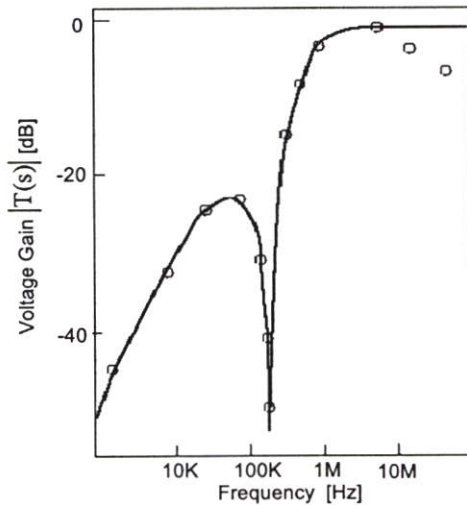


Fig. 4 Frequency response.

**3.4 Sensitivity**

The sensitivity  $S_{X_j}^T$  is defined as the ration of the normalized incremental change of the transfer function  $T(p)$ , due to the normalized change of the circuit parameter  $X_j$ .

$$S_{X_j}^T = d \frac{T(p)}{dX_j} \cdot \frac{X_j}{T(p)} \quad (6)$$

Magnitude sensitivity is defined as follow:

$$S_{X_j}^{|T|} = \text{Re } S_{X_j}^T \quad (7)$$

We can calculation the magnitude sensitivity for the change of  $K_1, K_2$ . The sensitivity  $S_{K_1}^T$  for the voltage gain  $K_1$  is shownas follow:

$$S_{K_1}^{|\tau|} = \frac{\cosh P_1 \{ \chi - \beta K_2 - \beta P_2 \sinh P_2 \}}{(P_2 \sinh P_2 + \beta) K_1 K_2 + \cosh P_1 \{ \chi - \beta K_2 - \beta P_2 \sinh P_2 \}} \quad (8)$$

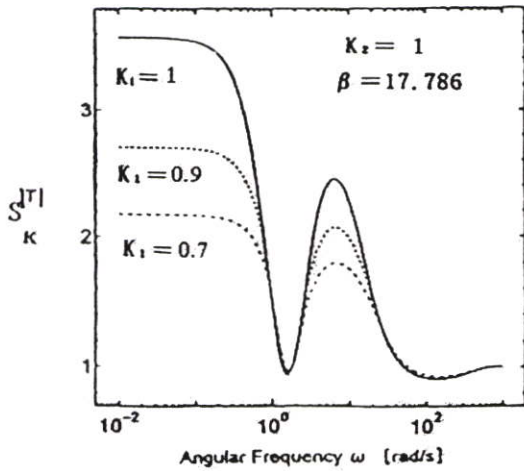
Where  $\chi = \beta \cosh P_2 (K_2 - 1)$

The sensitivity  $S_{K_2}^T$  for the voltage gain  $K_2$  is shown as follow:

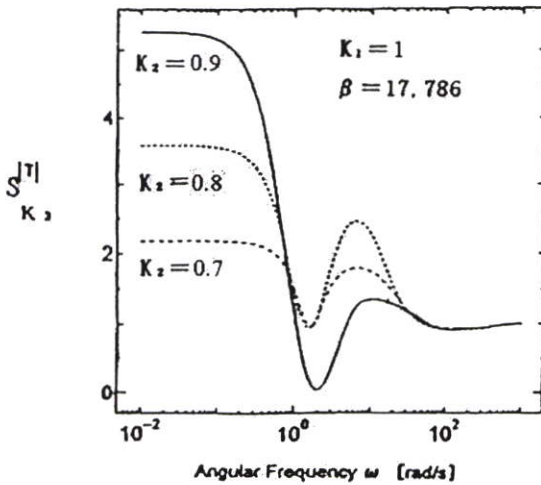
$$S_{K_2}^{|\tau|} = \frac{-\cosh P_1 \{ \beta \cosh P_2 + P_2 \sinh P_2 \}}{(P_2 \sinh P_2 + \beta) K_1 K_2 + \cosh P_1 \{ \chi - \beta K_2 - \beta P_2 \sinh P_2 \}} \quad (9)$$

Where  $\chi = \beta \cosh P_2 (K_2 - 1)$

Fig. 5(a), (b) shown magnitude sensitivity of  $T(j\omega)$  for amplifier  $K_1, K_2$ .



(a)



(b)

Fig. 5(a), (b) Magnitude sensitivities for The active element  $K_1, K_2$

From Fig. 5(a) and 5(b), it is seen that the sensitivities of positive gain  $K_1$  are sensible than does the positive gain  $K_2$  at the pass band.

#### 4. CONCLUSIONS

The novel active distributed RC HPF using URC elements are proposed and discussed. The experimental results of the frequency characteristics and the simulation by H-SPICE showed good agreements with theoretical.

#### REFERENCES

- [1] M. Teramoto, "Active Distributed RC Line Filter," JTC-CSCC, 88-C1-2, 1988.
- [2] M. Teramoto, "Active High-Pass and Band-Pass Filters Using Uniformly Distributed RC Line," JTC-CSCC'92, 1992.
- [3] L. P. Huelesman, "Active Filter Lumpes Distributed, integrated, Digital, parametric," McGraw-Hill Book Company.
- [4] S. Sudo, M. Teramoto and etal., "Active High Pass Filter using Uniformly Distributed RC Line," RESTEC' 96, 1996.



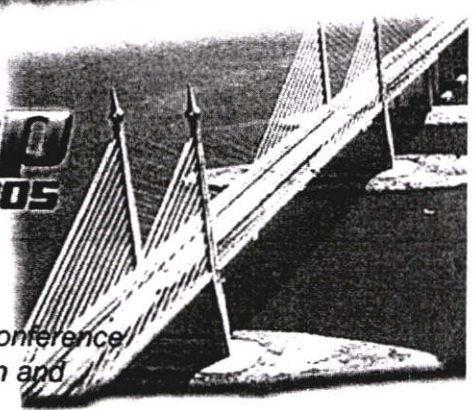
School of Electrical & Electronic Engineering  
 Engineering Campus  
 Universiti Sains Malaysia  
 Seri Ampang, 11800 Nilai, Negeri Sembilan  
 PENANG, MALAYSIA



# ROVISP 2005

20 - 22 July  
2005

Proceedings of the International Conference  
 on Robotics, Vision, Information and  
 Signal Processing



## Crossover Networks Design Using Distributed RC Networks

W.Tancharoen<sup>1</sup>, N. Panyanouvong<sup>1</sup>, K. Janchitrapongvej<sup>1</sup>, C. Benjangkprasert<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Reserch Center for Communication and Information Technology (ReCCIT) and Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Tel: +662-7392382, Fax: +662-3264176, E-mail:wasankrub@hotmail.com

<sup>2</sup> Department of Electronics, Faculty of Engineering and Architecture National University of Laos, Laos

### Abstract

This paper describes crossover networks using uniformly distributed RC networks ( $\overline{URC}$ ). The proposed circuits basically consists of the combined low pass and high pass filters. With the appropriate parameters of the circuits namely  $\alpha$  (resistance ratio) and  $K$  (positive gain amplifier), hence the combined low pass and high pass filters achieve flatness in magnitude.

### Keywords:

Crossover Networks,  $\overline{URC}$

### Introduction

The main considerations of Crossover networks is the flatness in the magnitude of the combinationed low pass and high pass filter. As it as know, there are many type of analog filter circuit configurations used for Crossover network such as Butterworth, Chebychev, Bessel etc. Each of them have difference in magnitude and phase characteristics.

The most popular analog Crossover networks are Linkwitz-Riley because it has rolls off at 20dB/decade for second-order filter[1].

In this paper, the Crossover networks using Uniformly distributed RC circuits is investigated. With paper parameter  $\alpha$ , flatness output can be achieved. The advantage of this type of Crossover networks is that the circuits is simple and will be suitable for LSI fabrication.

### The Uniformly distributed RC circuit

The basic Uniformly distributed RC circuit ( $\overline{URC}$ ) and equivalent lumped circuits are illustrated in Fig. 1a and Fig. 1b respectively.

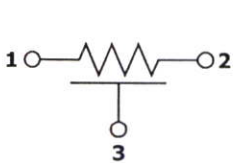


Fig. 1a

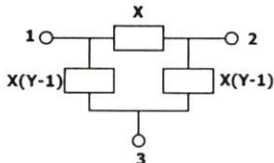


Fig. 1b

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

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

Where  $X = \frac{P}{R \sinh P}$  and  $Y = \cosh P$ ,

$P = \sqrt{sRC}$ , R and C are the values of total resistance and capacitance of the URC respectively and s is the complex frequency.

### Designation and Simulation results

Fig. 2 shows the proposed circuit of Low paa filter and High pass filter. Both filters used two  $\overline{URC}$  and one positive gain amplifier.

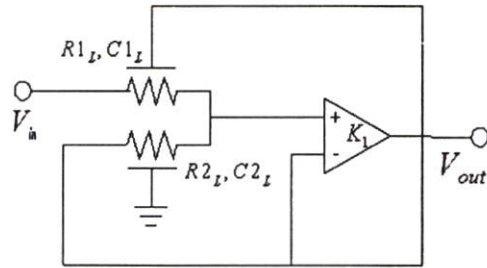


Fig. 2a Low pass filter using Uniformly Distributed RC Line

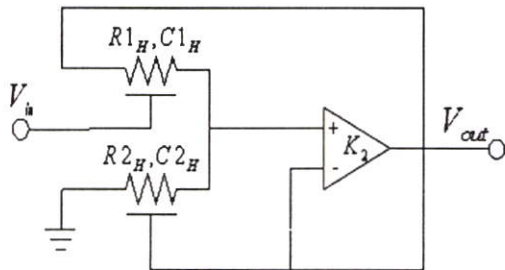


Fig.2b High pass filter using Uniformly Distributed RC Line

The voltage transfer function for both low pass and high pass filters are given respectively as follows:

$$T_L(P) = \frac{K_1 \sinh P_2}{\sinh P_2 [\cosh P_1 (1 - K) + K] + \frac{P_2 R_1}{P_1 R_2} \sinh P_1 \cosh P_2 - K} \quad (2)$$

$$T_H(P) = \frac{\frac{P_1 (\cosh P_1 - 1)}{R_1 \sinh P_1}}{\frac{1}{K} \left( \frac{P_1 \cosh P_1}{R_1 \sinh P_1} + \frac{P_2 \cosh P_2}{R_2 \sinh P_2} \right) - \frac{P_1}{R_1 \sinh P_1} - \frac{P_2 (\cosh P_2 - 1)}{R_2 \sinh P_2}} \quad (3)$$

where  $a = \frac{R_2}{R_1}$  and K is the positive gain amplifier.

In order to meet the flat magnitude response requirement, it is seen that with  $a = 1$  and  $K=1$ .

Eq. (2) and (3) yields;

$$T_L(P) = \frac{1}{\cosh P} \quad (4)$$

$$T_H(P) = \frac{\cosh P - 1}{\cosh P} \quad (5)$$

that is

$$T_o(P) = |T_L(P) + T_H(P)| = 1$$

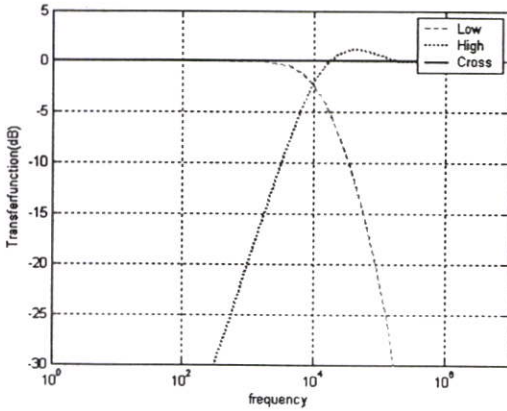


Fig. 3 Crossover networks response

Fig. 3 shows the magnitude of asymmetrical crossover with 20 dB/decade.

### Stability considerations

The stability of the circuits can be obtained from the denominator of Eq.(4) and Eq.(5). For stability considerations the Nyquist contour is encircled at the origin as show in Fig. 4.

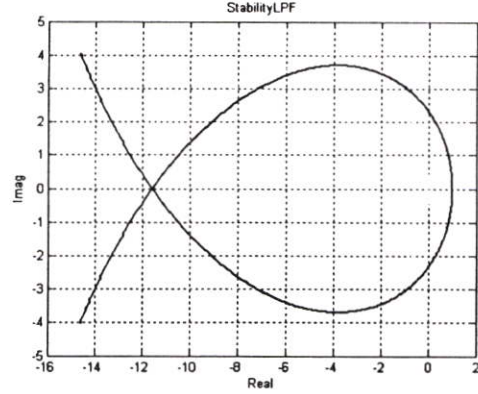


Fig. 4a Stability of low pass filter circuit

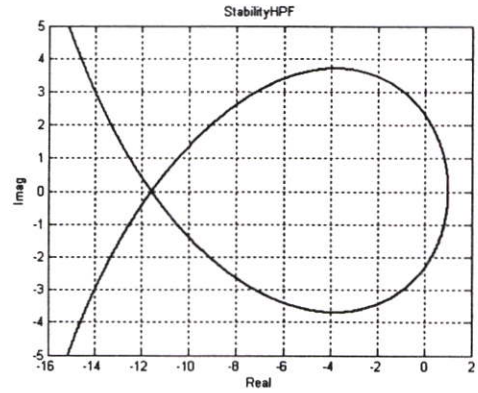


Fig. 4a Stability of high pass filter circuit

It is seen that  $a=1$  and  $K=1$ , the circuit is conditionally stable.

### Sensitivity

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

$$S_{X_i}^{T(P)} = \frac{dT(P)}{dX_i} \cdot \frac{X_i}{T(P)} \quad (6)$$

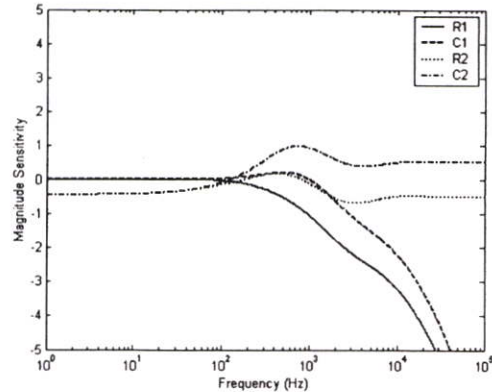


Fig. 5a Sensitivities with respect to R1,C1,R2,C2 of LPF

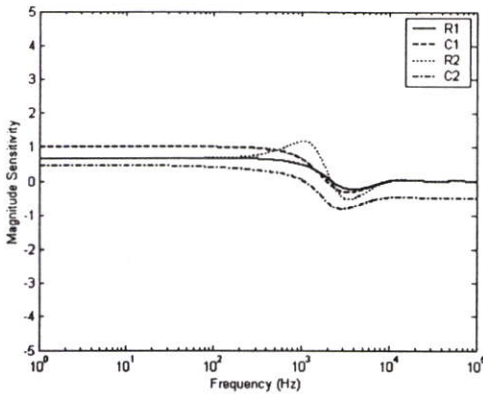


Fig. 5b Sensitivities with respect to R1,C1,R2,C2 of HPF

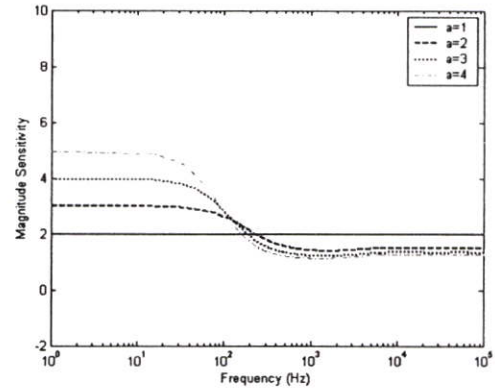


Fig. 6b Sensitivities with respect to gain K of HPF

From Fig. 6a and Fig. 6b, it is seen that the magnitude sensitivity with  $K=1$  has a very low sensitivity for both LPF and HPF.

### Conclusions

The design of crossover networks using 2  $\overline{URC}$  and a positive gain amplifier for both Low pass and High pass filters is proposed. The results from Matlab and Pspice achieve flat output, stable and low sensitivities.

Moreover, the advantage of  $\overline{URC}$  has a small size and will be suitable for LSI fabrication.

### References

- [1] Stanley P. Lipshitz and John Vanderkooy "A Family of Linear Phase Crossover Networks of High slop Derived by Time Delay J.Audio Eng.Soc., vol.31 NO.12 1983.
- [2] M.S.Ghausi / J.J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Interrated Circuits" Holt, Rinehart and Winston,INC pp.136-141.
- [3] 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.

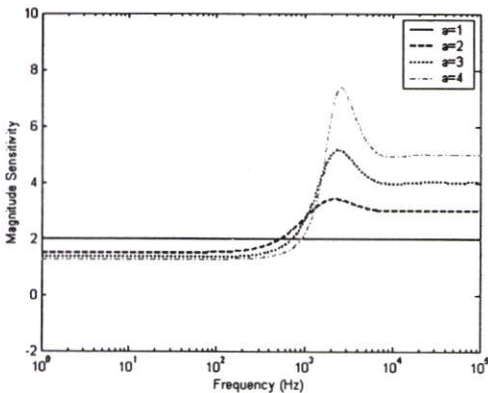


Fig. 6a Sensitivities with respect to gain K of LPF

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นาย วสันต์ ดันเจริญ
วันเดือนปีเกิด	20 ตุลาคม 2521 ที่สมุทรปราการ
ที่อยู่	1 หมู่ 1 ถนนสุขสวัสดิ์ ต.ปากคลองบางปลากด อ.พระสมุทรเจดีย์ จ. สมุทรปราการ 10290 โทรฯ 0-2815-6450
ประวัติการศึกษา	2545 อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถานที่สำเร็จการศึกษา	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
การศึกษาปัจจุบัน	ระดับปริญญาโท
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมสารสนเทศ
ผลงานระหว่างศึกษา	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีบทความที่ได้รับตีพิมพ์ 2 บทความ