

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองแบบสวิตซ์ค่าปาสีเตอร์ความเร็วสูงโดยใช้วงจขยาย  
ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

(DESIGN OF HIGH-SPEED SWITCHED-CAPACITOR FILTER  
USING UNITY-GAIN AMPLIFIERS)



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกรองแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ความเร็วสูงโดยใช้วงจรมายาย  
ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง  
(DESIGN OF HIGH-SPEED SWITCHED-CAPACITOR FILTER  
USING UNITY-GAIN AMPLIFIERS)



ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบวงจรกรองแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ความเร็วสูงโดยใช้วงจรถ่ายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

ผู้จัดทำ

1. น.ส.อรนุช ศกุนตะเสฐียร รหัส 46010932

2. นายอัจฉรินทร์ ศุกเสถียรพงศ์ รหัส 46010952

ลงชื่อ ..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การออกแบบวงจรกรองแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ความเร็วสูงโดยใช้ วงจรมัลติเพลกซ์ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

น.ส.อรนุช ศกุนตะเสฐียร รหัส 46010932

นายอัจฉรินทร์ ศุภเสถียรพงษ์ รหัส 46010952

ศ.ดร.วัลลภ สุระคำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2549

## บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เสนอการศึกษาและออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรมัลติเพลกซ์ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ซึ่งจะช่วยให้สามารถสร้างวงจรที่มีการตอบสนองทางความถี่ที่สูงขึ้น โดยได้ทำการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอด ที่มีผลตอบสนองแบบต่อเนื่องทางเวลาด้วยวิธีแบบทาว-โทมัส แล้วจึงแปลงรูปเป็นวงจรกรองแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ โดยได้ศึกษาถึงผลของความไม่เป็นอุดมคติของค่าอัตราขยายและขีดจำกัดทางความถี่ของวงจรมัลติเพลกซ์ที่มีผลต่อวงจรกรองสัญญาณด้วย

จากนั้นได้ทำการศึกษาและออกแบบวงจรมัลติเพลกซ์ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ด้วยเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.5 ไมครอน เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน ที่มีผลตอบสนองทางความถี่เท่ากับ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากทฤษฎี กับผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมสเปคเตอร์ในชุดโปรแกรมแคเดนซ์

# DESIGN OF HIGH-SPEED SWITCHED-CAPACITOR FILTER USING UNITY-GAIN AMPLIFIERS

Miss.Oranut Sakuntasatean ID.46010932  
Mr.Ajcharin Subhasatienpong ID.46010952  
Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn Advisor  
Education Year 2006

## Abstract

This report studied on the design of a high-speed switched-capacitor filter using unity-gain amplifiers as the active elements, which could extend higher frequency response operation. A biquad switched-capacitor low pass filter with continuous time domain Tow-Thomas technique was adopted as an example and then transformed into switched-capacitor filter. In this report we examine the effects of non-unity buffer gain and finite buffer bandwidth effects in switched-capacitor filter.

After that we studied and designed unity gain buffer under 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS-technology to use in switched-capacitor low pass filter with 100 MHz cut-off frequency and compare the theory with simulation results by using spectre simulation in Cadence IC design software.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทั้งนี้เพราะได้รับคำแนะนำ คำปรึกษา และการอำนวยความสะดวกในการใช้ห้องทดลอง จาก ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการทำโครงการและรายงาน ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ขอขอบคุณ รศ.ดร.วรากร เกษมสุวรรณ และ ผศ.ดร.กสิน วิเชียรชม ที่ให้ความรู้ และเปิดโอกาสให้เข้าร่วมอบรมการใช้โปรแกรมจำลองการทำงาน Cadence และนายอมร จิรเสรีอมรกุล ที่คอยให้ความช่วยเหลือตลอดจนให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ บิดา มารดา และเพื่อนๆ ที่คอยเป็นกำลังใจและช่วยเหลือซึ่งกันและกัน ทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีในรายงานฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

.....

(น.ส.อรนุช สกุนตะเสวีร์)

.....

(นายอัจฉรินทร์ สุขเสถียรพงศ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของ โครงการงาน.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของ โครงการงาน.....	2
1.3 ขอบเขตของ โครงการงาน.....	2
1.4 บทสรุป.....	2
บทที่ 2 วงจรกรองความถี่.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 ประเภทของวงจรกรองความถี่.....	3
2.3 ทฤษฎีการประมาณ.....	5
2.4 ฟังก์ชันโครงข่ายไบควอด.....	20
2.5 บทสรุป.....	23
บทที่ 3 สวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched-capacitor) .....	24
3.1 บทนำ.....	24
3.2 การสุ่มสัญญาณต่อเนื่อง (Sampling of Continuous Signal).....	24
3.3 Active Switched – capacitor Sampled Data Networks.....	27
3.4 การแปลงแซด ( Z transform).....	28
3.5 การแปลงความถี่ระหว่าง โดเมน S และ Z.....	30
3.6 เทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสในวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	32
3.7 หลักการของสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched capacitor).....	37
3.8 วงจรอินทิเกรตแบบสูญเสีย(lossy integrator).....	37
3.9 บทสรุป.....	40
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1	บทนำ.....	41
4.2	ขั้นตอนการออกแบบ.....	41
4.3	บทสรุป.....	46
บทที่ 5	การออกแบบวงจรตามแรงดัน.....	47
5.1	บทนำ.....	47
5.2	ผลกระทบจากการที่วงจรขยายมีอัตราขยายไม่เป็นหนึ่งต่อวงจรกรองความถี่.....	47
5.3	ขั้นตอนการออกแบบวงจรตามแรงดัน.....	52
5.4	สรุป.....	55
บทที่ 6	การจำลองการทำงาน.....	56
6.1	บทนำ.....	56
6.2	ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	57
6.3	วิธีการจำลองการทำงาน.....	57
6.4	ผลการจำลองการทำงาน.....	58
6.5	บทสรุป.....	63
บทที่ 7	สรุปผลการทดลอง.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 สัมประสิทธิ์ $b_i$ ของฟังก์ชัน โครงข่ายแบบบัตรเคอร์เวียร์.....	10
ตารางที่ 2.2 ตัวอย่างสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันเอลลิปติกอันดับสาม.....	19
ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติการลู่เข้าสู่ค่า (Convergence:หาค่าได้)ของการแปลงแซต.....	39
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงขนาด (W/L)ของมอสในวงจรตามแรงดัน.....	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 รูปวงจรอินทิเกรตแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์.....	1
รูปที่ 1.2 รูปวงจรอินทิเกรตแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็น 1.....	1
รูปที่ 2.1 รูปแสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบต่างๆ.....	4
รูปที่ 2.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรอง.....	5
รูปที่ 2.3 กราฟผลตอบสนองทางขนาดแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับ (n) ต่างๆ เมื่อ $H_0=1$ .....	6
รูปที่ 2.4 ตำแหน่งโพลของ $ H(s) ^2$ เมื่อ (a) n=1 (b) n=2 (c) n=3 (d) n=4 .....	9
รูปที่ 2.5 ข้อกำหนดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	11
รูปที่ 2.6 ค่าของ $C_n^2(\omega)$ เมื่อ n= 1,2,3,4.....	14
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟเมื่อ $\epsilon = 1$ , $H_{\max} = 1$ และ n = 2,5 และ 10.....	14
รูปที่ 2.8 ตำแหน่งโพลของฟังก์ชัน โครข่ายที่มีผลตอบสนองทางขนาดเป็นแบบเชบีเชฟ.....	17
รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 1 และมีโพลดังแสดงในรูปที่ 2.8 (a) และ (b).....	18
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของการประมาณแบบเอลลิปติก.....	19
รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน โครข่าย $H_{LP}(s)$ $H_0 = 1$ , $\Omega n = 1$ และ Q ค่าต่างๆ.....	21
รูปที่ 2.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบเชลล์เอ็นแอนดคีย์.....	22
รูปที่ 3.1 แสดงการสุ่มสัญญาณ.....	24
รูปที่ 3.2 แสดงการสุ่มสัญญาณอธิบายในโดเมนความถี่.....	25
รูปที่ 3.3 แสดงการเกิดปรากฏการณ์การซ้อนทับใน โดเมนความถี่.....	26
รูปที่ 3.4 แสดงการสร้างคืนสัญญาณที่ถูกสุ่มใน โดเมนความถี่.....	27
รูปที่ 3.5 แสดงระบบฟิลเตอร์แบบสุ่มข้อมูล.....	28
รูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุใน โครงสร้างมอส.....	33
รูปที่ 3.7 แสดงความจุแฝงที่ตัวเก็บประจุ.....	34
รูปที่ 3.8 การควบคุมการสวิตช์ของมอสสวิตช์ด้วยสัญญาณนาฬิกา.....	35
รูปที่ 3.9 แสดงการเกิด clock feed – through.....	35
รูปที่ 3.10 แสดงการลด feed through ด้วยการต่อ dummy MOSFET.....	36
รูปที่ 3.11 CMOS switch : transmission gate.....	36
รูปที่ 3.12 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 วงจรอินทิเกรตแรงดันแบบกลับเฟส.....	38
รูปที่ 3.14 วงจรอินทิเกรตแบบไม่กลับเฟส.....	38
รูปที่ 3.15 วงจร active RC lossy integrator.....	39
รูปที่ 3.16 วงจร bilinear lossy integrator.....	40
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของ Tow-Thomas Biquad.....	41
รูปที่ 4.2 วงจรบรรทัดฐาน Tow-Thomas Biquad.....	42
รูปที่ 4.3 วงจรแอกทีฟ RC ไบควอด ที่เป็นมาตรฐานสำหรับวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ไบควอด.	42
รูปที่ 4.4 รูปวงจรแอกทีฟ RC ไบควอดหลังจากแทนค่าความต้านทานด้วยวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์และทำการลดรูปเนื่องจากมีการใช้ร่วมกันของสวิตซ์แล้ว (Switch sharing)..	43
รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์หลังจากทำการลดรูปจากวงจรในรูปที่ 4.4)	45
รูปที่ 4.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง.....	45
รูปที่ 5.1 (a) Inverting lossy integrator (b) during $\phi_1$ (c) during $\phi_2$ .....	47
รูปที่ 5.2 (a) Non-inverting lossy integrator (b) during $\phi_1$ (c) during $\phi_2$ .....	48
รูปที่ 5.3 NMOS drain-follower.....	52
รูปที่ 5.4 รูปวงจรตามแรงดันที่ออกแบบ.....	54
รูปที่ 6.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจร Lossy Integrator พื้นฐานที่เป็นอุดมคติ.....	59
รูปที่ 6.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจร Lossy Integrator ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งที่เป็นอุดมคติ.....	59
รูปที่ 6.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้โอปแอมป์ที่เป็นอุดมคติ..	60
รูปที่ 6.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งที่เป็นอุดมคติ.....	60
รูปที่ 6.5 ผลการจำลองการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดัน.....	61
รูปที่ 6.6 การตอบสนองทางเวลาของวงจรตามแรงดัน.....	61
รูปที่ 6.7 อัตราการสลับของวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง.....	62
รูปที่ 6.8 การตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง.....	62
รูปที่ 6.9 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง.....	63

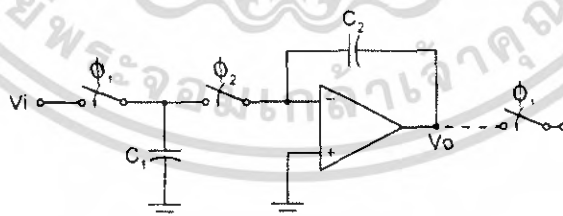
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

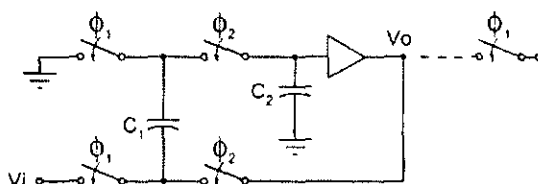
### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

โดยทั่วไปการออกแบบวงจรกรองความถี่จะประกอบขึ้นด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ แต่เนื่องจากต้องวงจรกรองความถี่ที่มีอัตราขยายและทำลงบนวงจรรวมจึงได้ออกแบบเป็นวงจรแบบแอกทีฟ RC โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเช่นออปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเท่านั้นเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำสร้างลงบนวงจรรวมได้ยาก แต่หากนำวงจรมาทำเป็นวงจรรวมลงบนชิพ(chip) ในการสร้างตัวต้านทานนั้นจะเปลืองเนื้อที่มากและค่าความผิดพลาดสูง แต่ความแม่นยำของวงจรกรองความถี่จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุ ดังนั้นจึงมีการนำเอาเทคนิคการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์(Switched-capacitor) มาแก้ปัญหานี้ เนื่องจากวงจรกรองความถี่แบบนี้ มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นอัตราส่วนของค่าตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว ซึ่งสามารถสร้างให้มีความเที่ยงตรงสูงด้วยเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอส โดยทั่วไปภายในวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ในการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุและวงจรขยายสัญญาณ(Operational amplifier) ซึ่งจะทำงานพื้นฐานเดียวกับวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ RC ซึ่งโดยทั่วไปคุณสมบัติในการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองจะถูกจำกัดอยู่ด้วยความสามารถในการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ที่ทำงานได้ในย่านความถี่ที่สูงขึ้น เราจึงออกแบบให้วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ทำงานร่วมกับวงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง ดังรูปที่ 1.1 เป็นวงจรอินทิเกรตแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ออปแอมป์ ซึ่งเป็นพื้นฐานของวงจรกรองความถี่สามารถปรับเปลี่ยนวงจรให้อยู่ในรูปของวงจรอินทิเกรตแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.1 รูปวงจรอินทิเกรตแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ออปแอมป์



รูปที่ 1.2 รูปวงจรอินทิเกรตแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการทำงานของวงจรในรูปแบบที่ 1.1 คือเมื่อสวิตช์เฟส 1 ปิด กระแสก็จะถูกประจุเข้าไปที่  $C_1$  และเมื่อสวิตช์เฟส 2 ปิด และสวิตช์เฟส 1 เปิด จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่มีกระแสทางอินพุตเท่ากับศูนย์ทำให้กระแสทั้งหมดถูกคายประจุเข้าไปที่  $C_2$  และการทำงานของวงจรในรูปแบบที่ 1.2 จะเหมือนกับรูปที่ 1.1 คือ เมื่อสวิตช์เฟส 1 ปิด กระแสก็จะถูกประจุเข้าไปที่  $C_1$  และเมื่อสวิตช์เฟส 2 ปิด และสวิตช์เฟส 1 เปิด จากคุณสมบัติของบัพเฟอร์ที่มี  $V_{in}$  เท่ากับ  $V_{out}$  ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  มีค่าเท่ากับทำให้ประจุทั้งหมดที่  $C_1$  ต้องคายประจุไปที่  $C_2$  จะเห็นได้ว่าทั้งสองวงจรมีการทำงานที่เหมือนกันดังนั้นเราสามารถเปลี่ยนจากวงจรที่ใช้ออปแอมป์มาเป็นวงจรที่ใช้บัพเฟอร์แทนได้

## 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานและคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์
2. ศึกษาเทคนิคการประยุกต์ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งในการสร้างวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์
3. ศึกษาการออกแบบวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งหรือวงจรตามแรงดัน
4. ศึกษาการใช้โปรแกรม Cadence ในการจำลองการทำงานของระบบที่มีสวิตช์ภายใน

## 1.3 ขอบเขตของโครงการ

โครงการนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ

-ส่วนที่ 1 เป็นการศึกษาการทำงานของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ และวงจรกรองความถี่ในทางอุดมคติ แล้วจึงมาออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีวงจรขยายสัญญาณเป็นส่วนประกอบ แล้วจึงจำลองการทำงานของวงจร และปรับแก้ค่าความกว้างของความยาวของช่องทางเดินกระแสของทรานซิสเตอร์แบบมอสเพื่อให้ได้วงจรที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ

-ส่วนที่ 2 เป็นการออกแบบวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งเพื่อนำมาใช้ในวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ แล้วปรับแก้ค่าความกว้างของความยาวของช่องทางเดินกระแสของทรานซิสเตอร์แบบมอส แล้วจำลองผลการทำงานของวงจรขยายและวงจรกรองความถี่

## 1.4 บทสรุป

ดังนั้นเพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบจะต้องมีความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่ทั้งแบบต่อเนื่องทางเวลา (Continuous time) และแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time) ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

## บทที่ 2

### วงจรกรองความถี่ ( Filter)

#### 2.1 บทนำ

วงจรกรองความถี่ (Filter) คือ วงจรที่ทำหน้าที่เป็นคัตเลือกผ่านสัญญาณ โดยวงจรกรองจะยอมให้สัญญาณเฉพาะบางย่านความถี่ผ่านไปได้นั้น ส่วนความถี่อื่นๆที่ไม่ต้องการให้ผ่านจะถูกลดทอน(attenuate) จนหมดไป เราจะเรียกย่านความถี่ที่วงจรกรองยอมให้ผ่านว่าย่านความถี่ผ่าน(passband) และย่านความถี่ที่วงจรกรองจะกั้นไว้ไม่ให้ผ่านมาว่า ย่านความถี่หยุด(stopband) ซึ่งในปัจจุบันวงจรกรองจะมีทั้งแบบดิจิตอลและแบบแอนาล็อก วงจรกรองที่ใช้งานกันมีอยู่ 2 ลักษณะคือ แบบที่เป็นวงจรพาสซีฟ(passive) และแบบแอคทีฟ(active) วงจรในแบบที่เป็นพาสซีฟนั้น จะใช้เพียงอุปกรณ์ประเภทความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเท่านั้น แต่ในวงจรประเภทแอคทีฟจะรวมถึงทรานซิสเตอร์ และออปแอมป์ด้วย

#### 2.2 ประเภทของวงจรกรองความถี่

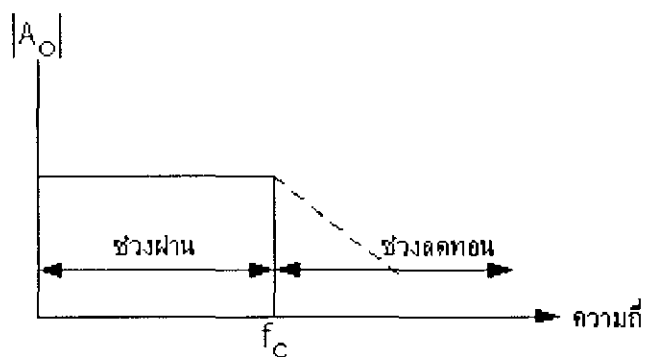
โดยทั่วไปเราสามารถแยกประเภทของวงจรกรองได้ตามลักษณะของผลตอบสนองทางความถี่(frequency response) ของวงจร ทั้งนี้ผลตอบสนองทางความถี่จะแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรที่มีต่อสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ โดยเราสามารถแบ่งผลตอบสนองทางความถี่ออกได้เป็น

- ผลตอบสนองทางขนาด (magnitude response) ซึ่งจะแสดงอัตราขยาย(gain)ของวงจรที่ความถี่ต่างๆ
- ผลตอบสนองทางเฟส (phase response) ซึ่งจะแสดงการเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ

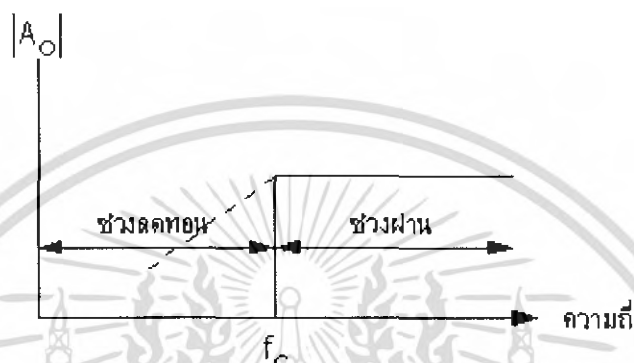
โดยทั่วไปเรานิยมวาดกราฟผลตอบสนองความถี่ในรูปของผลตอบสนองทางขนาด โดยวาดกราฟในหน่วยของ dB บนสเกลกึ่งล็อก

หากแบ่งประเภทของวงจรกรองตามผลตอบสนองทางความถี่ จะสามารถแบ่งออกเป็น 4 แบบด้วยกัน คือ

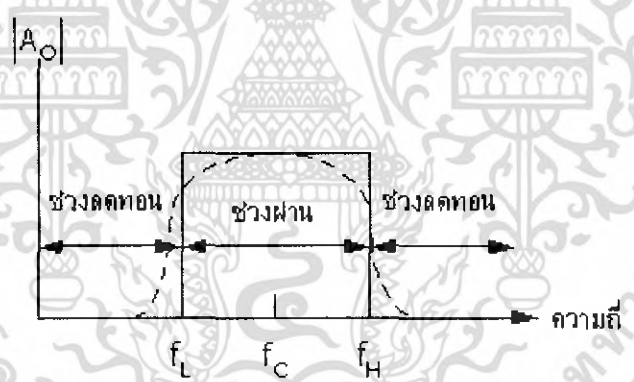
1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low-Pass Filter)
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน(High-Pass Filter)
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(Band-Pass Filter)
4. วงจรกรองแถบความถี่หยุด (Band-Reject Filter หรือ Notch Filter)



(ก) แบบกรองความถี่ต่ำผ่าน



(ข) แบบกรองความถี่สูงผ่าน



(ค) แบบกรองความถี่ผ่านเฉพาะช่วง



(ง) แบบกรองความถี่ไม่ผ่านเฉพาะช่วง

รูปที่ 2.1 รูปแสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถสร้างวงจรกรองที่มีผลตอบสนองเป็นดังรูปได้ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ ดังนั้นเราจึงใช้การประมาณผลตอบสนองทางความถี่ซึ่งเรานิยมเรียกกันสั้นๆว่า ทฤษฎีการประมาณ (Approximation theory)

### 2.3 ทฤษฎีการประมาณ

โดยส่วนใหญ่ข้อกำหนดคุณสมบัติ(specification)ของวงจรกรองจะถูกกำหนดในรูปของผลตอบสนองทางความถี่ โดยทั่วไปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองจะเริ่มที่การหาฟังก์ชันโครงข่าย (network function) ที่สอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจร โดยใช้ทฤษฎีการประมาณ แล้วจึงนำฟังก์ชันโครงข่ายที่ได้ไปทำการสังเคราะห์ให้เป็นวงจรต่อไป ซึ่งในที่นี้จะแสดงการประมาณ 3 แบบเท่านั้น คือการประมาณโดยใช้ฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ท การประมาณโดยใช้ฟังก์ชันเชบีเชฟ และการประมาณแบบเอลลิปติก



รูปที่ 2.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรอง

ทั้งนี้ถ้า  $H(s)$  เป็นฟังก์ชันโครงข่ายของวงจรเชิงเส้นไม่แปรผันตามเวลา (Linear Time-Invariant) นั่นคือ

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (2.1)$$

โดย  $a_0, a_1, \dots, a_m$  และ  $b_0, b_1, \dots, b_n$  เป็นจำนวนจริง เราสามารถแสดงได้ว่า

$$H^*(j\omega) = H(-j\omega) \quad (2.2)$$

และเนื่องจาก  $H(j\omega)$  เป็นจำนวนเชิงซ้อนดังนั้น

$$H(j\omega)H^*(j\omega) = |H(j\omega)|^2 \quad (2.3)$$

เมื่อแทนสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.3) จะได้

$$H(j\omega)H(-j\omega) = |H(j\omega)|^2 \quad (2.4)$$

ซึ่งเมื่อแทน  $\omega = s/j$  ลงในสมการข้างบนจะได้

$$H(s)H(-s) = |H(s)|^2 \quad (2.5)$$

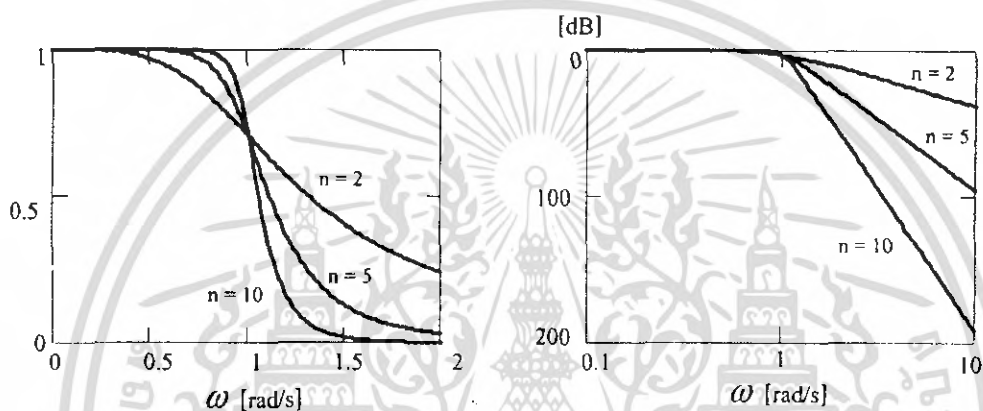
ทั้งนี้เราจะใช้สมการที่ (2.5) เพื่อช่วยในการหาฟังก์ชันโครงข่ายของวงจรกรองแบบต่างๆ

### 2.3.1 ฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Function)

เราสามารถพิสูจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ว่าผลตอบสนองทางขนาดแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่อยู่ในรูป

$$\left| H(j\omega) \right| = \sqrt{\frac{H_0^2}{1 + \omega^{2n}}} \quad \text{หรือ} \quad |H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.6)$$

คือผลตอบสนองทางขนาดแบบความถี่ต่ำผ่านที่มีความราบเรียบที่สุดที่จุด  $\omega = 0$  รูปที่ 2.3 แสดงกราฟของสมการที่ (6) ที่  $n$  ค่าต่างๆ.



รูปที่ 2.3 กราฟผลตอบสนองทางขนาดแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่อันดับ ( $n$ ) ต่างๆ เมื่อ  $H_0 = 1$  ทั้งนี้ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธในสมการที่(2.6) เป็นผลตอบสนองทางขนาดที่ถูกนอร์มาไลซ์แล้ว(normalized magnitude response) โดยเราสามารถสรุปคุณสมบัติในด้านต่างๆของผลตอบสนองดังกล่าวได้ดังนี้

1. อัตราขยายไฟตรงเท่ากับ  $H_0$  (ถ้าคิดในหน่วย dB จะได้  $H_{0[dB]} = 20 \log(H_0)$ )
2. ย่านความถี่  $0 \leq \omega \leq 1$  rad/s เรียกว่าย่านความถี่ผ่าน
3. ความถี่  $\omega = 1$  rad/s เรียกว่าความถี่ตัด (cut-off frequency)
4. ที่  $\omega = 1$  rad/s เราจะได้

$$|H(j\omega)| = H_0 / \sqrt{1 + \omega^{2n}} = H_0 / \sqrt{2} \cong 0.707 H_0$$

ไม่ว่าอันดับ  $n$  จะเป็นเท่าไรก็ตาม ซึ่งถ้าคิดในหน่วย dB จะพบว่าที่ความถี่  $\omega = 1$  rad/s อัตราขยายจะมีค่าตกลงมาจากอัตราขยายไฟตรงเท่ากับ

$$H_{0[dB]} - 20 \log(H_0 / \sqrt{2}) = 20 \log \sqrt{2} = 3.01 \text{ dB}$$

5. ที่  $\omega = 1$  rad/s ความชันของ  $|H(j\omega)|^2$  จะเท่ากับ  $-0.5nH_0^2$
6. ฟังก์ชัน  $|H(j\omega)|$  มีการลดลงอย่างโมโนโทนิก (monotonic) เมื่อ  $\omega$  มีค่ามากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1.1 การหาตำแหน่งโพลของฟังก์ชันโครงข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ถูกรบกวนมาไลซ์

โดยปกติเราสามารถหาสมการแสดง  $|H(j\omega)|^2$  จากฟังก์ชันโครงข่าย  $H(s)$  ได้ค่อนข้างง่ายแต่ในทางกลับกันการหา  $H(s)$  จาก  $|H(j\omega)|^2$  จะเป็นเรื่องที่ไม่ค่อยง่ายนัก เริ่มพิจารณาในกรณีที่  $n$  เท่ากับ 1

กรณีที่  $n = 1$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \omega^2}$$

ถ้าแทน  $\omega = s/j$  ลงในสมการข้างบนจะได้

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^2} = \frac{H_0^2}{1 - s^2}$$

จะเห็นได้ว่าโพลของ  $|H(s)|^2$  คือรากของสมการ  $s^2 = 1$  ซึ่งก็คือ  $\pm 1$  นั่นเอง ดังนั้น

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0}{(1+s)} \cdot \frac{H_0}{(1-s)}$$

ซึ่งจากสมการที่ (2.5) เราพบว่า

$$H(s)H(-s) = \frac{H_0}{(1+s)} \cdot \frac{H_0}{(1-s)}$$

จะเห็นได้ว่าเรามีสองทางเลือกคือ  $H(s) = \frac{H_0}{1+s}$  หรือ  $H(s) = \frac{H_0}{1-s}$  อย่างไรก็ตามเป็นที่ทราบกัน

ดีว่าโพลของระบบที่มีเสถียรภาพจะต้องเป็นโพลทางซ้าย (LHP Pole) ดังนั้นเราจึงเลือก

$$H(s) = \frac{H_0}{1+s} \text{ เพราะจะทำให้โพลของระบบเท่ากับ } -1$$

กรณีที่  $n = 2$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \omega^4}$$

ถ้าแทน  $\omega = s/j$  ลงในสมการข้างบนจะได้

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^4} = \frac{H_0^2}{1 + s^4}$$

จะเห็นได้ว่าโพลของ  $|H(s)|^2$  คือรากของสมการ  $s^4 = -1$  ซึ่งก็คือ

$$\exp(j\pi/4), \exp(j3\pi/4), \exp(j5\pi/4) \text{ และ } \exp(j7\pi/4)$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0^2}{(s - P_I)(s - P_{II})(s - P_{III})(s - P_{IV})}$$

โดย  $P_I = \exp(j\pi/4)$ ,  $P_{II} = \exp(j3\pi/4)$ ,  $P_{III} = \exp(j5\pi/4)$  และ  $P_{IV} = \exp(j7\pi/4)$   
จากเงื่อนไขทางด้านเสถียรภาพของระบบเราจึงเลือก

$$H(s) = \frac{H_0}{(s - P_1)(s - P_2)}$$

โดย  $p_1 = P_{II} = \exp(j3\pi/4) = \cos(3\pi/4) + j\sin(3\pi/4) = -0.70711 + j0.70711$   
และ  $p_2 = P_{III} = \exp(j5\pi/4) = \cos(5\pi/4) + j\sin(5\pi/4) = -0.70711 - j0.70711$   
สังเกตเห็นได้ว่า  $p_1$  และ  $p_2$  เป็นคู่คอนจูเกตกัน หรือเราสามารถเขียน  $H(s)$  ให้อยู่ในรูปของ  
เศษส่วนของโพลีโนเมียลได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{H_0}{s^2 + 1.4142s + 1} = \frac{H_0}{s^2 + (s/0.70711) + 1}$$

กรณีที่  $n = 3$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \omega^6}$$

ถ้าแทน  $\omega = s/j$  ลงในสมการข้างบนจะได้

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^6} = \frac{H_0^2}{1 - s^6}$$

จะเห็นได้ว่าโพลของ  $|H(s)|^2$  คือรากของสมการ  $s^6 = 1$  ซึ่งก็คือ  
 $\exp(j\pi/3)$ ,  $\exp(j2\pi/3)$ ,  $\exp(j\pi) = -1$ ,  $\exp(j4\pi/3)$ ,  $\exp(j5\pi/3)$  และ  $\exp(j2\pi) = 1$   
ดังนั้น

$$|H(s)|^2 = \frac{H_0^2}{(s - P_I)(s - P_{II})(s - P_{III})(s - P_{IV})(s - P_V)(s - P_{VI})}$$

จากเงื่อนไขทางด้านเสถียรภาพของระบบเราเลือกเฉพาะโพลทางซ้าย

$$H(s) = \frac{H_0}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)}$$

โดย

$$p_1 = P_{II} = \exp(j2\pi/3) = \cos(2\pi/3) + j\sin(2\pi/3) = -0.5 + j0.866$$

$$p_2 = P_{III} = -1 \text{ และ}$$

$$p_3 = P_{IV} = \exp(j4\pi/3) = \cos(4\pi/3) + j\sin(4\pi/3) = -0.5 - j0.866$$

ทั้งนี้สังเกตได้ว่า  $p_1$  และ  $p_3$  เป็นคู่คอนจูเกตกัน ดังนั้นเราสามารถจัดรูป  $H(s)$  ได้เป็น

$$H(s) = \frac{H_0}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)} = \frac{H_0}{(s + 1)(s^2 + s + 1)}$$

หรือเราสามารถเขียน  $H(s)$  ให้อยู่ในรูปเศษส่วนของโพลีโนเมียลได้ว่า

$$H(s) = \frac{H_0}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

กรณีที่  $n$  ใดๆ เราสามารถแสดงฟังก์ชัน โครจข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ธให้อยู่ในรูป

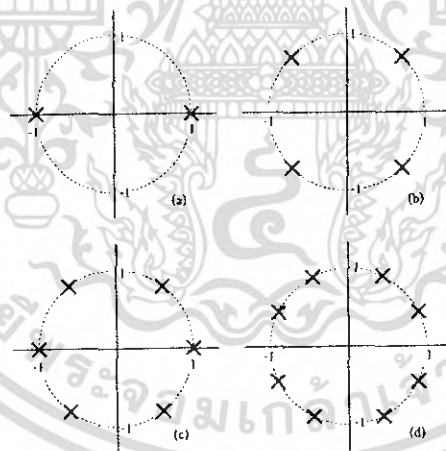
- กรณีที่  $n$  เป็นเลขคู่

$$H(s) = \frac{H_0}{(s^2 + c_1s + 1)(s^2 + c_2s + 1) \dots (s^2 + c_{(n/2)}s + 1)} \quad (2.7)$$

- กรณีที่  $n$  เป็นเลขคี่

$$H(s) = \frac{H_0}{(s + 1)(s^2 + c_1s + 1)(s^2 + c_2s + 1) \dots (s^2 + c_{(n-1)/2}s + 1)} \quad (2.8)$$

ซึ่งสามารถแสดงตำแหน่ง โพล ได้ดังนี้



รูปที่ 2.4 ตำแหน่งโพลของ  $|H(s)|^2$  เมื่อ (a)  $n=1$  (b)  $n=2$  (c)  $n=3$  (d)  $n=4$

โดยแสดงตำแหน่งของโพลและสัมประสิทธิ์  $c_i$  ในสมการที่ (2.7), (2.8) ของฟังก์ชัน โครจข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ธอันดับต่างๆสามารถดูได้จาก[1] หน้า 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้เนื่องจากฟังก์ชันโครงข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ทเป็นฟังก์ชันโพลล้วน (all-pole function) ซึ่งก็คือฟังก์ชันโครงข่ายที่ไม่มีซีโรจำกัด ทำให้เราสามารถเขียนได้ว่า

$$H(s) = \frac{H_0}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_n s^n} \quad (2.9)$$

โดย

$$\frac{b_k}{b_{k-1}} = \frac{\cos\left(\frac{k-1}{2n}\pi\right)}{\sin\left(\frac{k\pi}{2n}\right)}, \quad k=1,2,3,\dots,n$$

เมื่อ  $b_k = b_{n-k}$  และ  $b_0 = b_n = 1$

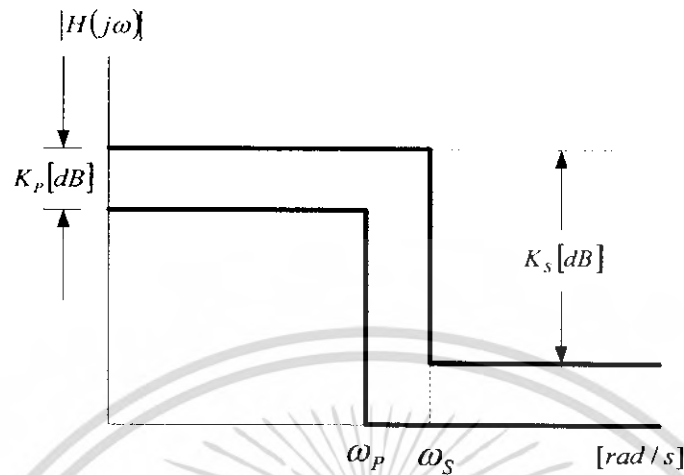
ดังนั้นเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์  $b_k$  ของฟังก์ชันโครงข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ทได้ดัง ตาราง 2.1

n	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$
2	1.414214				
3	2.000000				
4	2.613126	3.414214			
5	3.236068	5.236068			
6	3.863703	7.464102	9.141620		
7	4.493959	10.097835	14.591794		
8	5.125831	13.137071	21.84651	25.688356	
9	5.758770	16.0581719	31.163437	41.986286	
10	6.392453	20.431729	42.802061	64.882396	74.233429

ตารางที่ 2.1 สัมประสิทธิ์  $b_k$  ของฟังก์ชันโครงข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1.2 การกำหนดอันดับ



รูปที่ 2.5 ข้อกำหนดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

โดยทั่วไปข้อกำหนดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์สี่ตัวคือ  $K_p, K_s, \omega_p$  และ  $\omega_s$  โดยเราจะเรียกย่านความถี่  $0 \leq \omega \leq \omega_p$  ว่าย่านความถี่ผ่าน และเรียกย่านความถี่  $\omega \geq \omega_s$  ว่าย่านความถี่หยุด และ  $K_p[\text{dB}]$  คืออัตราการลดทอน(เมื่อเทียบกับอัตราขยายสูงสุด) สูงสุดที่ยอมให้มีได้ในย่านความถี่ผ่าน ส่วน  $K_s[\text{dB}]$  คืออัตราการลดทอน(เมื่อเทียบกับอัตราขยายสูงสุด) ที่ต่ำที่สุดที่ยอมให้มีได้ในย่านความถี่หยุด

จากรูปที่ 2.4 เราสามารถแสดงได้ว่า

$$K_p = 20 \cdot \log H_0 - 20 \cdot \log |H(j\omega_p)| = 20 \cdot \log \left( \frac{H_0}{|H(j\omega_p)|} \right)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่า  $|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \omega^{2n}}$  ลงไปในสมการข้างบนจะได้

$$K_p = 20 \cdot \log \sqrt{1 + \omega_p^{2n}} = 10 \cdot \log(1 + \omega_p^{2n})$$

และเมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\omega_p^{2n} = \sqrt{10^{0.1K_p} - 1} \quad (2.10)$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถแสดงได้ว่า

$$\omega_s^n = \sqrt{10^{0.1K_s} - 1} \quad (2.11)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.11) มาร่วมกับสมการที่ (2.10) จะได้

$$\left( \frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^n = \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}}$$

ทำการเข้าสี่กทั้งสองข้างของสมการข้างบนแล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$n = \log \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}} / \log \left( \frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \quad (2.12)$$

### 2.3.1.3 การคืนอร์มาไลซ์ทางความถี่ (frequency denormalization)

จะเห็นว่าผลตอบสนองทางขนาดในสมการที่ (2.6) จะให้  $\omega_p = 1$  rad/s และ  $K_p = 3$  dB เสมอ ดังนั้นในทางปฏิบัติเมื่อเราได้คำนวณอันดับและตำแหน่งโพลแล้ว ขั้นตอนต่อไปก็คือทำการคืนอร์มาไลซ์ทางความถี่เพื่อให้ได้โพลที่สอดคล้องกับข้อกำหนดคุณสมบัติ

จากสมการที่ (2.6) เราสามารถเขียนผลตอบสนองทางขนาดแบบฟังก์ชัน โครจข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ถูกรคืนอร์มาไลซ์แล้วได้ว่า

$$|H_n(j\omega)| = \sqrt{\frac{H_0^2}{1 + \omega^{2n}}} \quad (2.13)$$

ทั้งนี้จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางขนาดข้างบนนี้จะมี  $\omega_p = 1$  rad/s และ  $K_p = 3$  dB ดังนั้นถ้าให้  $H_1(s)$  คือฟังก์ชันโครจข่ายที่ได้จากการนำ  $H_n(s)$  ไปทำการคืนอร์มาไลซ์ทางความถี่ด้วยค่าคงที่การคืนอร์มาไลซ์ (frequency denormalization constant) เท่ากับ  $\epsilon^{-1/n}$  จะได้

$$H_1(s) = H_n(s/\epsilon^{-1/n})$$

และ

$$|H_1(j\omega)| = H_n \left( \frac{j\omega}{\epsilon^{-1/n}} \right) = \sqrt{\frac{H_0^2}{1 + \epsilon^2 (\omega)^{2n}}} \quad (2.14)$$

ซึ่งเราสามารถแสดงได้ว่า  $H_1(s)$  จะมี  $\omega_p = 1$  rad/s และ  $K_p = 10 \log(1 + \epsilon^2)$  ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่าการทำคืนอร์มาไลซ์ทางความถี่ให้แก่ฟังก์ชัน  $H_n(s)$  ด้วยค่าคงที่การคืนอร์มาไลซ์เท่ากับ  $\epsilon^{-1/n}$  โดย  $\epsilon = \sqrt{10^{0.1K_p} - 1}$  จะทำให้ได้ network function ที่มีค่า  $K_p$  ตามที่ต้องการ

ต่อมาถ้าให้  $H(s)$  คือฟังก์ชันโครจข่ายที่ได้จากการนำ  $H_1(s)$  มาทำการคืนอร์มาไลซ์ทางความถี่ด้วยค่าคงที่การคืนอร์มาไลซ์เท่ากับ  $\omega_p$  จะได้

$$H(s) = H_1(s/\omega_p) \quad (2.15)$$

และ

$$|H(j\omega)| = H_1 \left( \frac{j\omega}{\omega_p} \right) = \sqrt{\frac{H_0^2}{1 + \epsilon^2 \left( \frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n}}} \quad (2.16)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการทำคืนอร์มาไลซ์นี้จะทำให้ได้ฟังก์ชันโครจข่ายที่มี  $\omega_p$  ใดๆ

จากสมการที่ (2.15) และ (2.16) เราพบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(s)| = H_1\left(\frac{s}{\omega_p}\right) = H_n\left(\frac{s}{\omega_p/\varepsilon^{-1/n}}\right) = H_n\left(\frac{s}{\omega_p/\varepsilon^{-1/n}}\right) \quad (2.17)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.17) เราจึงสามารถสรุปได้ว่าการทำคืนออร์มาไลซ์ทางความถี่แก่ฟังก์ชัน  
 โครงข่ายแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ถูกรอมาไลซ์แล้วด้วยค่าคงที่การคืนออร์มาไลซ์เท่ากับ  
 $\Omega_n = \frac{\omega_p}{\varepsilon^{1/n}} = \frac{\omega_p}{(10^{0.1K_p} - 1)^{1/2n}}$  จะทำให้เราได้ฟังก์ชันโครงข่ายที่มี  $K_p$  และ  $\omega_p$  ใดๆตามที่ต้องการ

### 2.3.2 โพลีโนเมียลแบบเชบีเชฟ (Chebyshev Polynomials) และ ฟังก์ชันเชบีเชฟ (Chebyshev function)

ถ้ากำหนดให้  $C_n(\omega)$  คือฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่าโพลีโนเมียลแบบเชบีเชฟอันดับ  
 ที่  $n$  นิยามทางคณิตศาสตร์ของ  $C_n(\omega)$  คือ

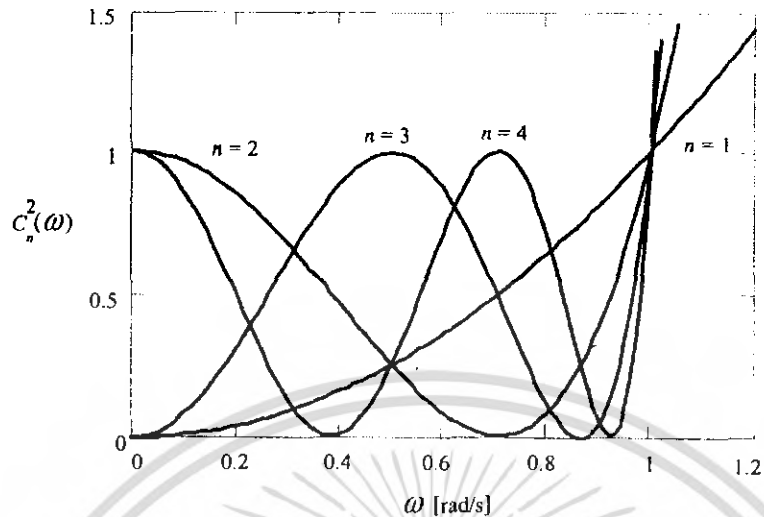
$$C_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega), & \omega < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega), & \omega > 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

นอกเหนือจากการแสดง  $C_n(\omega)$  ในรูปของฟังก์ชันข้างบนนี้แล้ว เราสามารถแสดงได้ด้วยว่า

$$\begin{aligned} C_1(\omega) &= \omega \\ C_2(\omega) &= 2\omega^2 - 1 \\ C_3(\omega) &= 4\omega^3 - 3\omega \\ C_{n+1}(\omega) &= 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega) \end{aligned} \quad (2.19)$$

จริงๆแล้วสำหรับ  $\omega$  ใดๆเราสามารถแสดงได้ว่า  $C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1} \omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \omega)$

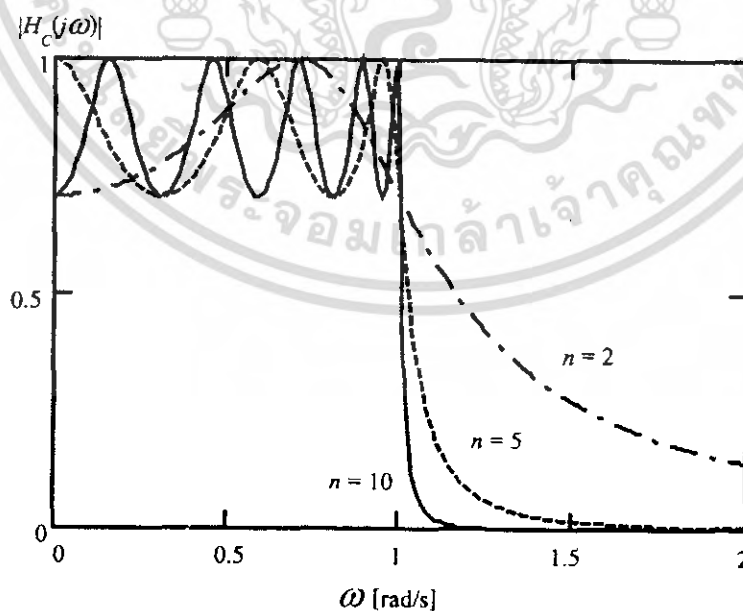
อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่  $\omega > 1$  การหา  $C_n(\omega)$  โดยใช้สูตร  $C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1} \omega)$  จะทำได้  
 ค่อนข้างยากเนื่องจากในย่านดังกล่าว  $\cos^{-1} \omega$  เป็นจำนวนจินตภาพ ดังนั้นในกรณีนี้เรานิยามหา  
 $C_n(\omega)$  จากสูตร  $C_n(\omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \omega)$  ในทางกลับกันในกรณีที่  $\omega < 1$  เรานิยามหา  $C_n(\omega)$   
 โดยใช้สูตร  $C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1} \omega)$  เนื่องจากในย่านดังกล่าว  $\cos^{-1} \omega$  จะเป็นจำนวนจินตภาพใน  
 ขณะที่  $\cos \omega$  จะเป็นจำนวนจริง



รูปที่ 2.6 ค่าของ  $C_n^2(\omega)$  เมื่อ  $n=1,2,3,4$

เราสามารถแสดงได้ว่าผลตอบสนองทางขนาดที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันเชบีเชฟดังแสดงในสมการที่ (2.20) ข้างล่างนี้จะเป็นผลตอบสนองทางขนาดแบบความถี่ต่ำผ่านที่มีลักษณะของการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม (equal ripple) ในย่านความถี่ผ่านและมีการลดลงแบบโมโนโทนิค (monotonic) ในย่านความถี่หยุด

$$|H(j\omega)| = \frac{H_{\max}}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)}} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟเมื่อ  $\epsilon = 1$ ,  $H_{\max} = 1$  และ  $n = 2, 5$  และ  $10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟในสมการที่ (2.20) ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดที่ถูกลนอร์มาไลซ์ (normalized magnitude response) ให้มีย่านความถี่ผ่านอยู่ในช่วง  $0 \leq \Omega \leq 1$  rad/s โดยเราสามารถสรุปคุณสมบัติในด้านต่างๆของผลตอบสนองดังกล่าวได้ดังนี้

1. ในกรณีที่  $n$  เป็นจำนวนคี่ อัตราขยายไฟตรงเท่ากับ  $H_0 = H_{\max}$   
 ในกรณีที่  $n$  เป็นจำนวนคู่ อัตราขยายไฟตรงเท่ากับ  $H_0 = H_{\max} / \sqrt{1 + \epsilon^2}$
2. ย่านความถี่  $0 \leq \Omega \leq 1$  rad/s เรียกว่าย่านความถี่ผ่าน
3. ผลตอบสนองทางขนาดในย่านความถี่ผ่านจะมีลักษณะของการกระเพื่อมอย่างเท่าเทียม
4. ในย่านความถี่ผ่าน ผลตอบสนองทางขนาดจะกระเพื่อมอยู่ระหว่างค่า  $H_{\max} / \sqrt{1 + \epsilon^2}$  และ  $H_{\max}$   
 โดยในกรณีที่  $n$  เป็นจำนวนคู่ ผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าเท่ากับ  $H_{\max}$  ที่ความถี่  $\Omega = \cos(k\pi/2n)$  เมื่อ  $k = 1, 3, \dots, n-1$   
 และในกรณีที่  $n$  เป็นจำนวนคี่ ผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าเท่ากับ  $H_{\max}$  ที่ความถี่  $\Omega = \cos(k\pi/2n)$  เมื่อ  $k = 1, 3, \dots, n$
5. ความถี่  $\Omega = 1$  rad/s เรียกว่าความถี่ตัด
6. ที่  $\Omega = 1$  rad/s ผลตอบสนองทางขนาดจะเท่ากับ  $H_{\max} / \sqrt{1 + \epsilon^2}$  ไม่ว่าอันดับ  $n$  จะเป็นเท่าไรก็ตาม
7. ย่านความถี่  $1 \text{ rad/s} \leq \Omega \leq \Omega_s$  เรียกว่าย่านความถี่เปลี่ยน
8. ย่านความถี่  $\Omega \geq \Omega_s$  เรียกว่าย่านความถี่หยุด
9. ผลตอบสนองทางขนาดในย่านความถี่หยุดจะมีการลดลงอย่างโมโนโทนิค

### 2.3.2.1 การหาโพลของฟังก์ชันโครงข่ายเชบีเชฟที่ถูกลนอร์มาไลซ์

เราสามารถแสดงได้ว่าโพลของฟังก์ชันโครงข่ายที่ทำให้เกิดผลตอบสนองทางความถี่ดังแสดงในสมการที่ (2.20) คือรากที่อยู่ทางซ้ายมือในระนาบเชิงซ้อนของสมการ

$$C_n^2 \left( \frac{s}{j} \right) + \frac{1}{\epsilon^2} = 0 \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนสมการที่ (2.18) ลงในสมการที่ (2.21) จะได้

$$C_n\left(\frac{s}{j}\right) = \cos\left(n\left[\cos^{-1}\frac{s}{j}\right]\right) = \pm \frac{j}{\varepsilon^2} \quad (2.22)$$

ดังนั้นถ้ากำหนดให้

$$w = u + jv = \cos^{-1}\frac{s}{j} \quad (2.23)$$

จะได้ว่า

$$\cos(n[u + jv]) = \cos nu \cos jnv - \sin nu \sin jnv = \pm \frac{j}{\varepsilon^2} \quad (2.24)$$

แทนความสัมพันธ์  $\cos(jx) = \cosh(x)$  ลงในสมการที่ (2.24) จะได้

$$\cos nu \cosh nv - j \sin nu \sinh nv = \pm \frac{j}{\varepsilon^2} \quad (2.25)$$

จากสมการข้างบนเราพบว่า

$$\cos nu \cosh jnv = 0 \quad (2.26)$$

และ

$$-\sin nu \sinh nv = + \frac{1}{\varepsilon^2} \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.26) เนื่องจาก  $\cos nv > 0$  เสมอ ดังนั้น  $\cos nu = 0$  หรือ

$$u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi, k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.28)$$

ซึ่งจะทำให้  $\sin nu = \pm 1$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.27) เราพบว่า  $\sinh nv = + \frac{1}{\varepsilon^2}$  หรือ

$$v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon^2} \quad (2.29)$$

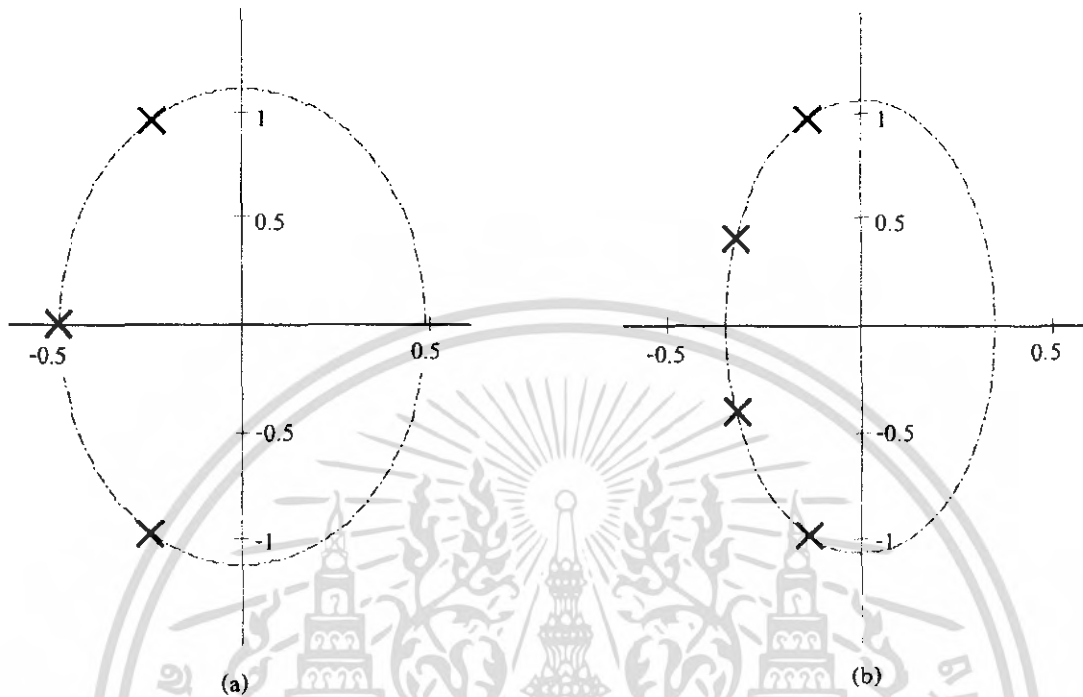
ซึ่งจากสมการที่ (2.23), (2.28) และ (2.29) เราพบว่าโพลของฟังก์ชัน โคร่งข่ายคือ

$$s = j \cos(u_k + jv) = \sin u_k \sinh v + j \cos u_k \cos v$$

นั่นคือตำแหน่งของโพลบนระนาบเชิงซ้อนจะอยู่บนวงรีที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุดออริจิน และมีจุดตัดบนแกนนอนและแกนตั้งอยู่ที่  $\pm \sinh v$  และ  $\pm \cosh v$  ตามลำดับ รูปที่ 2.8 แสดงตำแหน่งของโพลของฟังก์ชัน โคร่งข่ายแบบเชบีเชฟเมื่อ  $\varepsilon = 0.509$  ( $K_p=1$ ) และ  $n$  เท่ากับ 3 และ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.8 ตำแหน่งโพลของฟังก์ชัน โคร่งข่ายที่มีผลตอบสนองทางขนาดเป็นแบบเซบีเชฟ  
 เมื่อ  $\epsilon = 0.509$  (มีการกระเพื่อมในย่านความถี่ผ่าน ( $K_p$ ) เท่ากับ 1 dB) และ  
 (a)  $n=3$  ( $\cosh v = 1.115$  และ  $\sinh v = 0.494$ ) (b)  $n=4$  ( $\cosh v = 1.064$  และ  $\sinh v = 0.365$ )

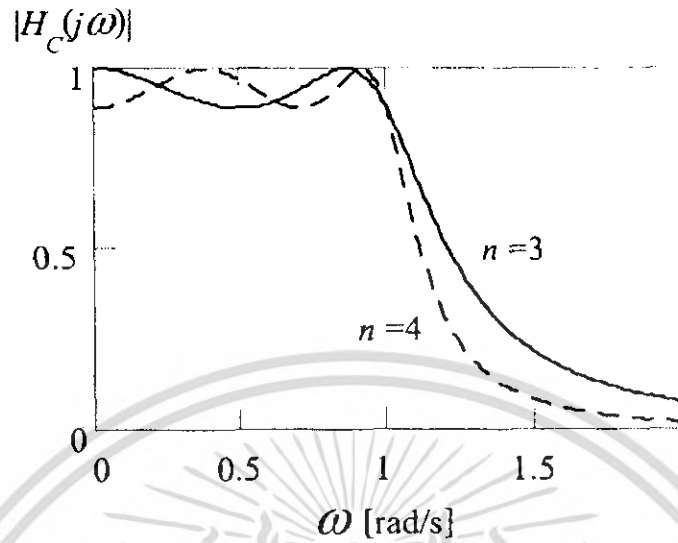
และเราสามารถแสดงได้ว่าฟังก์ชัน โคร่งข่ายในกรณีเซบีเชฟ คือ

$$H_c(s) = \frac{H_0}{\prod_{k=1}^n \left(1 - \frac{s}{p_k}\right)} = \frac{H_{\max} / 2^{n-1} \epsilon}{\prod_{k=1}^n (s - p_k)}$$

โดยอัตราขยายไฟตรงของวงจรคือ  $H_0 = \begin{cases} H_{\max}, n \text{ เป็นจำนวนคี่} \\ H_{\max} / \sqrt{1 + \epsilon^2}, n \text{ เป็นจำนวนคู่} \end{cases}$  และ  $\epsilon = \sqrt{10^{0.1K_p} - 1}$

72829

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 1 และมีโพลดังแสดงในรูปที่ 2.8 (a) และ (b)

### 2.3.2.2 ตำแหน่งโพลของฟังก์ชันโครงข่ายเชบีเชฟ

เราสามารถแสดงฟังก์ชันโครงข่ายแบบเชบีเชฟให้อยู่ในรูปส่วนกลับของผลคูณของฟังก์ชันกรอควาติก(quadratic) ดังนี้

$$H_c(s) = \begin{cases} \frac{H_{\max} / 2^{n-1} \varepsilon}{(s^2 + c_1 s + d_1)(s^2 + c_2 s + d_2) \dots (s^2 + c_{(n/2)} s + d_{(n/2)})}, & \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคู่} \\ \frac{H_{\max} / 2^{n-1} \varepsilon}{(s - p)(s^2 + c_1 s + d_1)(s^2 + c_2 s + d_2) \dots (s^2 + c_{(n-1)/2} s + d_{(n-1)/2})}, & \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคี่} \end{cases} \quad (2.30)$$

ซึ่งสามารถหาค่าโพลของฟังก์ชันโครงข่ายเชบีเชฟที่อันดับต่างๆ ได้ดังตารางใน [1] หน้า

71 และ 72

### 2.3.2.3 การกำหนดอันดับ

เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า เราจะต้องเลือกอันดับของวงจรกรองแบบเชบีเชฟให้

$$n \geq n_c = \frac{\cosh^{-1} M}{\cosh^{-1} \Omega}$$

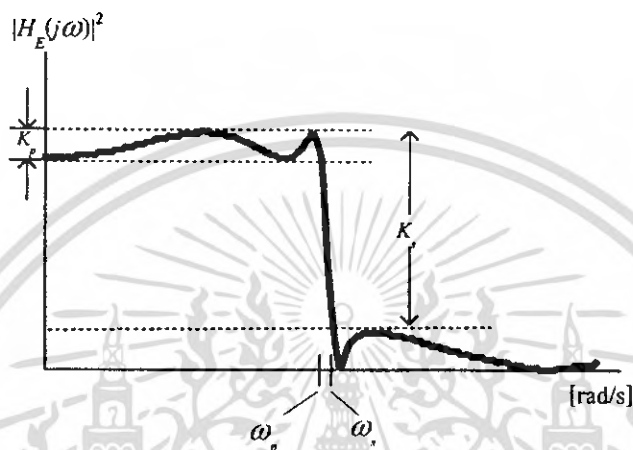
โดย

$$M = \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}} \quad \text{และ} \quad \Omega = \frac{\omega_s}{\omega_p} = \frac{f_s}{f_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 การประมาณแบบเอลลิปติก

การประมาณแบบเอลลิปติกซึ่งเป็นการประมาณที่มีความคมของการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่เปลี่ยนมากกว่าแบบอื่นๆ ที่เราได้ศึกษามาก่อนหน้านี้ ลักษณะเด่นของการประมาณแบบเอลลิปติกนี้คือจะมีการกระเพื่อมในผลตอบสนองทางความถี่ทั้งในแถบความถี่ผ่านและแถบความถี่หยุดดังรูปที่ (2.10)



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของการประมาณแบบเอลลิปติก

การประมาณแบบเอลลิปติกเป็นการประมาณที่มีฟังก์ชันโครงข่ายคล้ายคลึงกับการประมาณแบบเชบีเชฟนั่นคือเราสามารถแสดงฟังก์ชันโครงข่ายของการประมาณแบบเอลลิปติกได้ว่า

$$H_E(s) = \begin{cases} K \cdot \frac{(s^2 + f_1)(s^2 + f_2) \dots (s^2 + f_{(n/2)})}{(s^2 + c_1s + d_1)(s^2 + c_2s + d_2) \dots (s^2 + c_{(n/2)}s + d_{(n/2)})}, & \text{ทเป็นจำนวนคู่} \\ K \cdot \frac{(s^2 + f_1)(s^2 + f_2) \dots (s^2 + f_{(n-1)/2})}{(s - p)(s^2 + c_1s + d_1)(s^2 + c_2s + d_2) \dots (s^2 + c_{(n-1)/2}s + d_{(n-1)/2})}, & \text{ทเป็นจำนวนคี่} \end{cases}$$

โดยตารางที่ 2.5 แสดงตัวอย่างค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันโครงข่ายแบบเอลลิปติกอันดับสาม

$K_p$ [dB]	$\omega_s$	$K_s$ [dB]	$p$	$f_i$	$c_i$	$d_i$
0.1	1.20	6.691	-1.744102	1.699617	0.313532	1.394082
	2.00	24.010	-1.116765	5.13209	0.763717	1.628108
1.0	1.20	16.209	-0.701999	1.699617	0.272923	1.038841
	2.00	34.454	-0.539958	5.153209	0.434067	1.010594

ตารางที่ 2.2 ตัวอย่างสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันเอลลิปติกอันดับสาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเราสามารถคำนวณอันดับของฟังก์ชันเอลลิปติกจากข้อกำหนดได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$n > n_E = F_E(C)F_E(D)$$

โดย

$$F_E(x) = \frac{1}{\pi} \ln(x + 2x^2 + 15x^9)$$

และ

$$C = \frac{1}{16M^2} \left( 1 + \frac{1}{2M^2} \right) \quad D = \frac{\sqrt{\Omega} - 1}{2(\sqrt{\Omega} + 1)}$$

เมื่อ

$$M = \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}} \quad \text{และ} \quad \Omega = \frac{\omega_s}{\omega_p} = \frac{f_s}{f_p}$$

โดยทั่วไปเราสามารถออกแบบวงจรกรองอันดับสูงๆ ได้หลายวิธี วิธีหนึ่งที่ได้รับคามนิยมคือการคาสเคด(cascade) วงจรกรองอันดับสองหรือวงจรกรองไบควอดริก(biquadratic filter) เข้าด้วยกันเพื่อสร้างวงจรอันดับสูง

## 2.4 ฟังก์ชันโครงข่ายไบควอด

ฟังก์ชันไบควอดแบบความถี่ต่ำผ่านคือ

$$H_{LP}(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (2.31)$$

โดย  $H_0$  คืออัตราขยายไฟตรง (DC gain)  $\omega_0$  คือความถี่ธรรมชาติแบบไร้การหน่วง(undamped natural frequency) และ  $Q$  คือตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) ทั้งนี้เราสามารถแสดงได้ว่า อัตราขยายสูงสุดของฟังก์ชันนี้คือ

$$|H_{LP}(\omega)|_{\max} = \begin{cases} |H_{LP}(\omega=0)| = |H_0| & \text{เมื่อ } Q \leq 1/\sqrt{2} \\ |H_{LP}(\omega = \omega_0 \sqrt{1 - 1/2Q^2})| = |H_0| \left( \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \right) & \text{เมื่อ } Q > 1/\sqrt{2} \end{cases} \quad (2.32)$$

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่าในกรณีที่  $Q \leq 1/\sqrt{2}$  อัตราขยายสูงสุดคืออัตราขยายไฟตรง แต่ในกรณีที่  $Q > 1/\sqrt{2}$  อัตราขยายสูงสุดจะเกิดขึ้นที่ความถี่  $\omega_0 \sqrt{1 - 1/2Q^2}$  นั่นคือจะเกิดแหลม(peaking) ขึ้นในผลตอบสนองทางความถี่ (ดูรูปที่ 2.11) นอกจากนี้เรายังสามารถแสดงได้ว่า

$$\omega_{-3dB} = \omega_0 \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{2Q^2} \right) + \sqrt{1 + \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{2Q^2} \right)}} \quad (2.33)$$

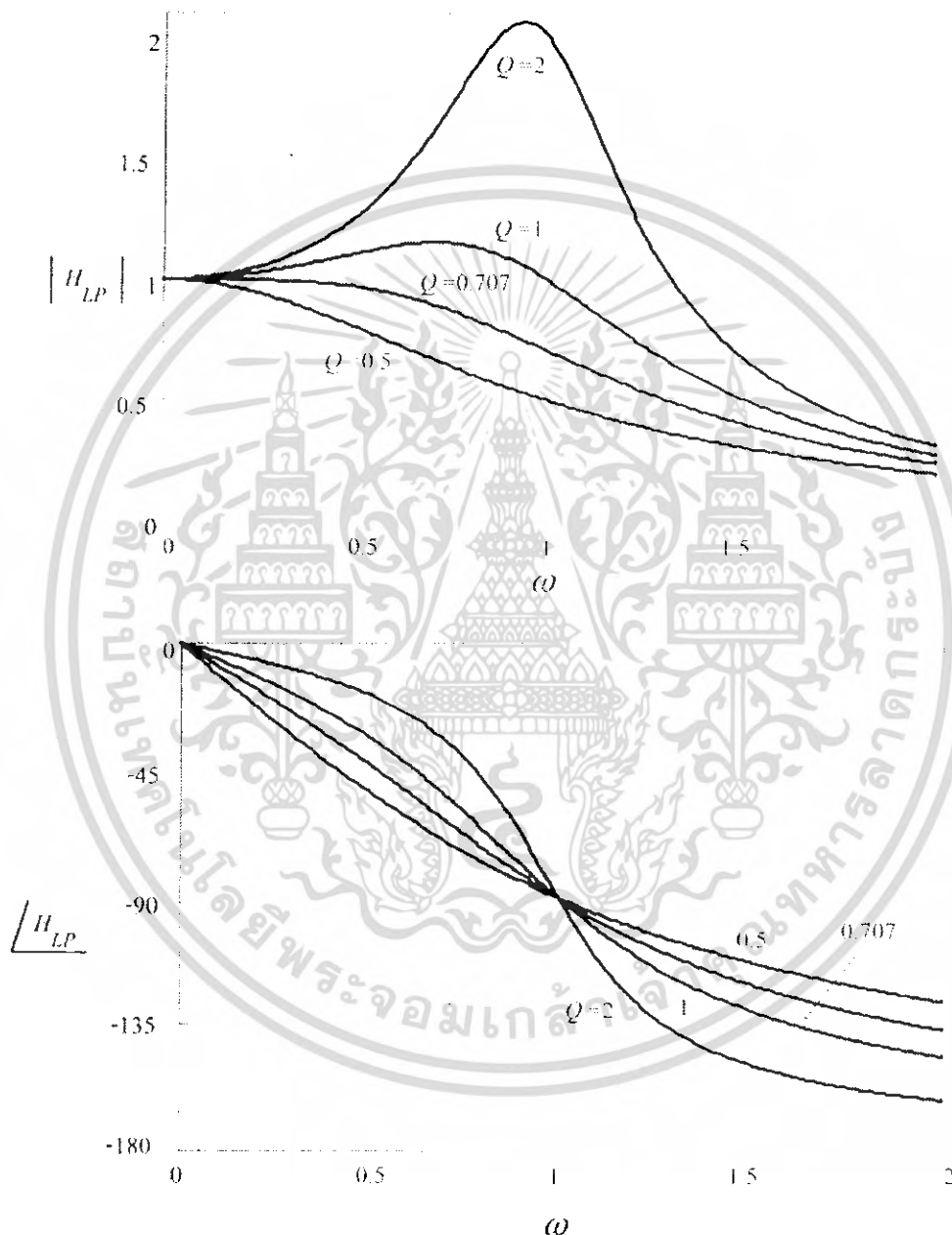
ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $\omega_{-3dB}|_{Q=1/\sqrt{2}} = \omega_0$

นอกจากนี้เรายังแสดงได้ว่าโพลของ  $H_{LP}(s)$  คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1}$$

ซึ่งจะเป็นได้ว่าขนาดของโพลทั้งสองตัวนี้คือ  $|p_{1,2}| = \omega_0$  และฟังก์ชันนี้มีซีโรเท่ากับอนันต์อยู่สองตัว

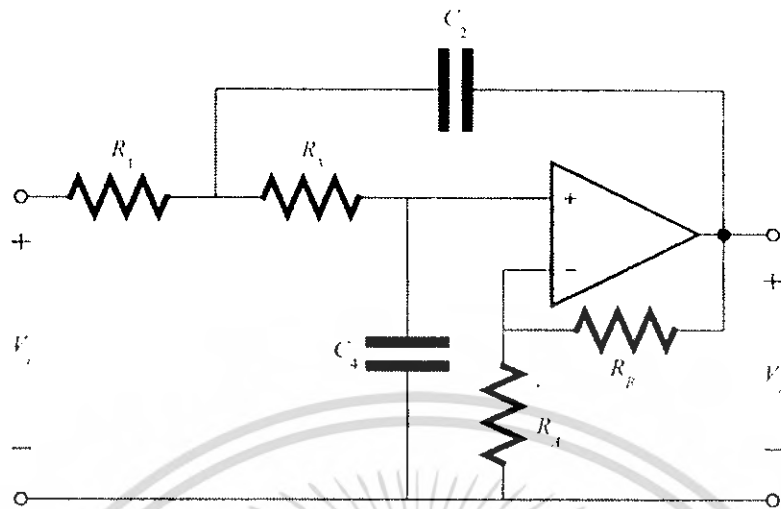


รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน ีกรองข่ำย  $H_{LP}(s)$

$$H_0 = 1, \omega_n = 1 \text{ และ } Q \text{ ค่ำต้ำงต้ำง}$$

ซึ่งเรำศำมรถนำมำออก โดยใ้ข้งจรกรองควมถี่ต่ำผ่านแบบแซลเลนแอนดคียด้งรูปที่ 2.12

เอกศำรนี้เป็นเอกศำรที่สงวนไว้สำหรับกรใ้งำนเพื่อกรศำขศึกษเท่ำนั้น ไม่อนุญจตใ้หนำไปใ้ประโยชน์ด้ำนกรค้ำ  
ไม่วำกรณิใด ๆ ทั้งสิ้น อีกรั้งห้ำมใ้หัดดเปล่งเนื้อหำ และต้องอ้ำงอิงถึงเจ้ำของเอกศำรทุกรั้งที่มีกรนำ้ไปใ้



รูปที่ 2.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบเชลล์เส้นแอนคัลย์

ซึ่งก็คือวงจรกรองออปแอมป์เดี่ยวที่มี  $Y_1=G_1$   $Y_2=sC_2$   $Y_3=G_3$   $Y_4=sC_4$   $Y_5=Y_6=0$  และ  $K=1+(R_B/R_A)$  ซึ่งเมื่อแทนค่าอุปกรณ์ตามสมการนี้เราจะได้ฟังก์ชันโครงข่ายของวงจรกรองเชลล์เส้นแอนคัลย์เท่ากับ

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{KG_1G_3}{(G_1 + sC_2)(G_3 + sC_4) + G_3(sC_4) - K\{sC_2G_3\}}$$

$$= \frac{KG_1G_3}{s^2C_2C_4 + s(G_3C_2 + G_1C_4 + G_3C_4 - KG_3C_2) + G_1G_3}$$

เมื่อแทนค่า  $G_1=1/R_1$  และ  $G_2=1/R_2$  ลงในสมการข้างบนและทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{R_1R_3C_2C_4} \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1-K}{R_3C_4}\right) + \frac{1}{R_1R_3C_2C_4}} \quad (2.34)$$

เนื่องจากวงจรในรูปที่ 2.12 เป็นวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวกอยู่ด้วย ดังนั้นวงจรดังกล่าวอาจขาดเสถียรภาพได้โดยเราสามารถแสดงได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้วงจรมีเสถียรภาพ (โพลทุกตัวที่อยู่ด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน) คือ

$$\frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1-K}{R_3C_4} > 0$$

หรือ

$$K < 1 + \frac{C_4}{C_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \quad (2.35)$$

เมื่อเทียบสมการที่ (2.34) กับสมการไบควอดความถี่ต่ำผ่านแบบมาตรฐาน(สมการที่ (2.31))เราจะเห็นได้ว่า วงจรในรูปที่ 2.12 คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองที่มีค่าอัตราขยายไฟตรง

$$H_0 = K \quad (2.36)$$

และความถี่ธรรมชาติแบบไร้การหน่วง

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad (2.37)$$

นอกจากนี้เราจะพบว่า

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_3 C_4} \quad (2.38)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่า  $\omega_0$  จากสมการที่ (2.37) ลงในสมการที่(2.38) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$Q = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_3 C_4}} \quad (2.39)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3 C_4}{R_1 C_2} + \frac{R_1 C_4}{R_3 C_2} + (1-K) \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_3 C_4}}}}$$

จากสมการเราสามารถออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแซลเลนแอนด์คีย์ได้

## 2.5 บทสรุป

จะเห็นได้ว่าการประมาณแต่ละวิธีก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป แล้วแต่ผู้ออกแบบจะพิจารณาเลือกใช้ ซึ่งเมื่อเราหาอันดับของวงจรกรอง โพลที่ตำแหน่งต่างๆ และฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองได้แล้วจึงนำไปออกแบบต่อไป ซึ่งในรายงานฉบับนี้เสนอวิธีการออกแบบโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบแซลเลนแอนด์คีย์ซึ่งอยู่ในรูปของวงจรแอกทีฟฟอร์ซี แล้วจึงเปลี่ยนวงจรให้อยู่ในรูปวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ แต่ก่อนที่จะออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ได้นั้นเราต้องมีความรู้เกี่ยวกับวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ก่อนจึงจะกล่าวไว้ในบทต่อไป

### บทที่ 3

#### สวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched-capacitor)

##### 3.1 บทนำ

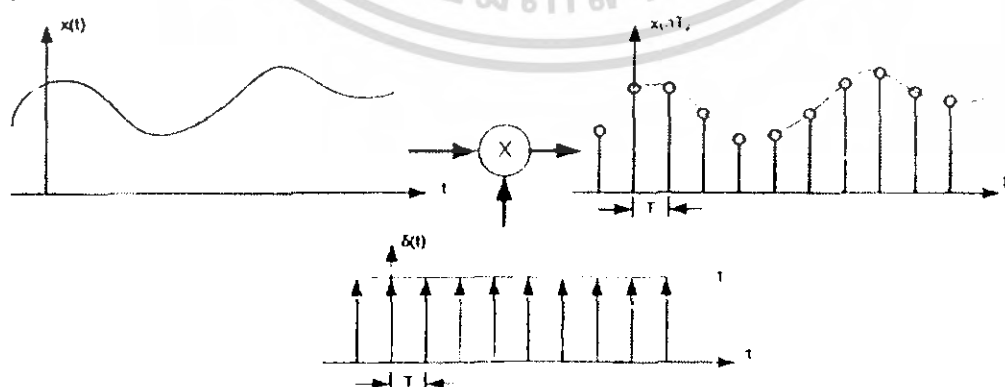
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ ทฤษฎีการสุ่มสัญญาณต่อเนื่อง การสร้างคิณสัญญาณ การแปลงแซด ( Z transform ) ซึ่งเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ เนื่องจากวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์เป็นวงจรที่เป็นการประมวลสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่อง นอกจากนี้ยังศึกษาไปถึงเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสในวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

##### 3.2 การสุ่มสัญญาณต่อเนื่อง (Sampling of Continuous Signal)

ในทางปฏิบัติเรามักมีสัญญาณต่อเนื่องทางเวลาเสมอ แต่เมื่อต้องการประมวลสัญญาณในเชิงเวลาเต็มหน่วย สัญญาณต่อเนื่องดังกล่าวจะถูกเปลี่ยนรูปให้เป็นสัญญาณเวลาเต็มหน่วยที่สอดคล้องกัน วิธีการก็คือการแทนสัญญาณต่อเนื่องเป็นช่วงๆห่างกันเวลา  $T_s$  คงที่ (คือการสุ่มตัวอย่าง) ถ้าหาก  $T_s$  มีค่าที่เหมาะสมแล้วการแทนดังกล่าวจะยังคงความถูกต้องเอาไว้ ดังนั้นผลของการสุ่มก็คือ การคูณสัญญาณต่อเนื่องด้วยสัญญาณอิมพัลส์ที่เลื่อนไปเรื่อยๆ แต่ละครั้งห่างกันเป็นเวลา  $T = T_s = 1/f_s$

$$\begin{aligned}
 y(t) = x(nT) &= x(t) * \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} x(nT) \delta(t - nT) \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(t - nT)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

สังเกตว่า  $x(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณต่อเนื่องจะแทนด้วยชุดแถวของคิวนแทนที่นับด้วยค่าของเลขจำนวนเต็มคือ  $n$  คือ  $x(nT)$  โดยแต่ละตัวอย่างนั้นจะห่างกันด้วยเวลา  $T$  กระบวนการสุ่มนี้แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.1 แสดงการสุ่มสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการดังกล่าวนี้อาจแสดงได้ในโดเมนทางความถี่ หาก  $\delta(t) \Leftrightarrow \delta(\omega)$ ;  $x(t) \Leftrightarrow X(\omega)$   
การคูณในโดเมนเวลาคือการคูณประสาน(convolution) ในโดเมนความถี่

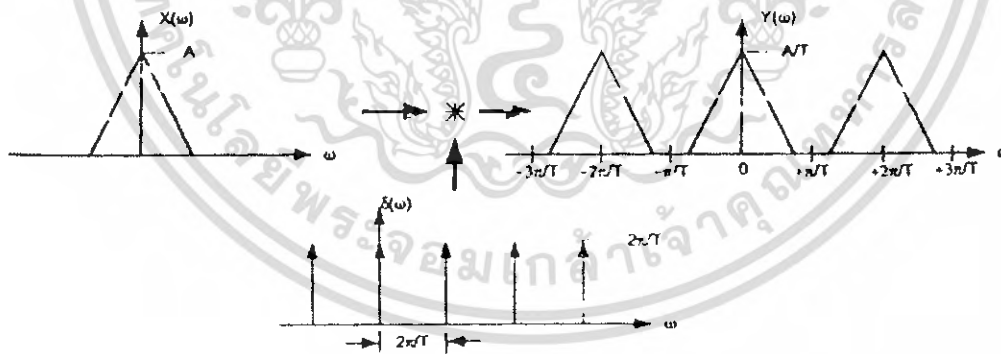
$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \Leftrightarrow \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right) \quad (3.2)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \frac{1}{2\pi} X(\omega) * \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega) * \delta\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

แสดงว่าขนาดของ  $X(\omega)$  จะถูกคูณด้วย  $1/T$  และจะกระจายหรือเลื่อนห่างออกไปด้วยความห่างช่วงละ  $2\pi/T$  ดังนั้นเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการซ้อนทับกันของ  $X(\omega)$  หรือเกิด Aliasing Effect ขึ้น  $X(\omega)$  จะต้องมีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง  $-\pi/T$  ถึง  $+\pi/T$  หรือ  $X(\omega)=0$  เมื่อ  $|\omega| > \pi/T$  หรือ  $2\pi f_a < \pi f_s$  เมื่อ  $\omega$  หรือ  $f_a$  เป็นความถี่ของสัญญาณต่อเนื่อง

ทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ “ ถ้าหาสัญญาณต่อเนื่อง  $x_a(t)$  ที่มีความถี่ไม่เกิน  $\omega_{\max} = 2\pi f_{a \max}$  ข้อมูลของสัญญาณต่อเนื่องนั้นสามารถอธิบายได้ด้วย  $x(nT)$  เมื่อ  $1/T = f_s$  ถ้าหาก  $f_s > 2 f_{a \max}$  ”



รูปที่ 3.2 แสดงการสุ่มสัญญาณอธิบายในโดเมนความถี่

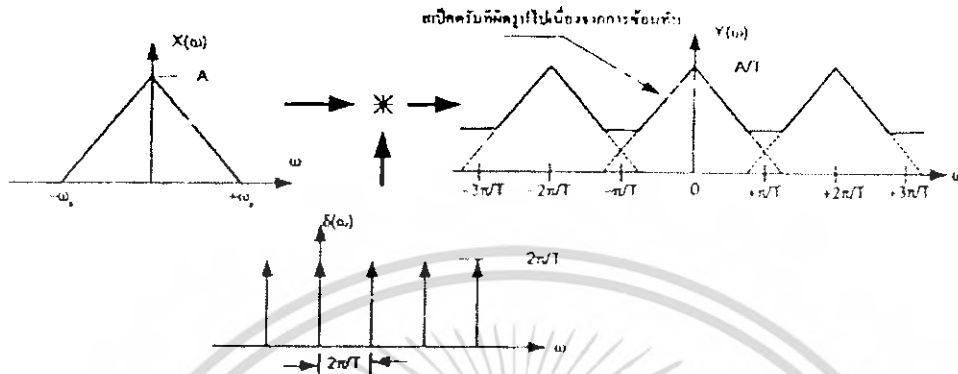
### 3.2.1 การเกิดปรากฏการณ์การซ้อนทับ(aliasing effect)

พิจารณาเมื่อความถี่ในการสุ่มสัญญาณน้อยกว่า 2 เท่าของความถี่สัญญาณที่ถูกสุ่มหรือ  $2f_a > f_s$  หรือ  $|\omega| > \pi/T$  ผลจากการสุ่มสัญญาณในโดเมนความถี่จะได้

$$Y(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right) \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาก  $|\omega| > \pi/T$  จะเห็นได้ว่าการซ้อนทับของสเปกตรัมที่เกิดขึ้น การบวกัน ในบริเวณที่ซ้อนทับ ทำให้ค่าสเปกตรัมผิดไปจากค่าที่ควรจะเป็น เมื่อสร้างคืนสัญญาณก็จะได้ค่าที่ไม่ถูกต้อง



รูปที่ 3.3 แสดงการเกิดปรากฏการณ์การซ้อนทับในโดเมนความถี่

### 3.2.2 การสร้างคืนสัญญาณ (Signal Reconstruction)

การสร้างคือ  $x(t)$  จาก  $y(t)=x(nT)$  นั้น สามารถที่จะกระทำได้อย่างถูกต้องหากการสุ่มเป็นไปตามทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ เมื่อผ่านสัญญาณ  $x(nT)$  เข้าไปยังวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำก็จะได้  $x(t)$  การกระทำดังกล่าวอาจอธิบายได้ทั้งโดเมนความถี่และโดเมนเวลา ผลของการสุ่มทำให้สเปกตรัมในขอบเขต  $\pm\omega_a$  กระจายออกด้วยความห่างช่วงความถี่  $2\pi/T$  ในการนำกลับคืนเราต้องการเฉพาะ  $X(\omega)$  ช่วง  $\pm\omega_a$  เท่านั้น ดังนั้นนอกช่วงดังกล่าวจะต้องคูณด้วยศูนย์ และคูณด้วย  $T$  ในช่วง  $\pm\omega_a$  หรือ

$$X(\omega) = Y(\omega) \times H(\omega)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่คือ

$$H(\omega) = T \quad |\omega| < \omega_a \\ = 0 \quad \text{elsewhere}$$

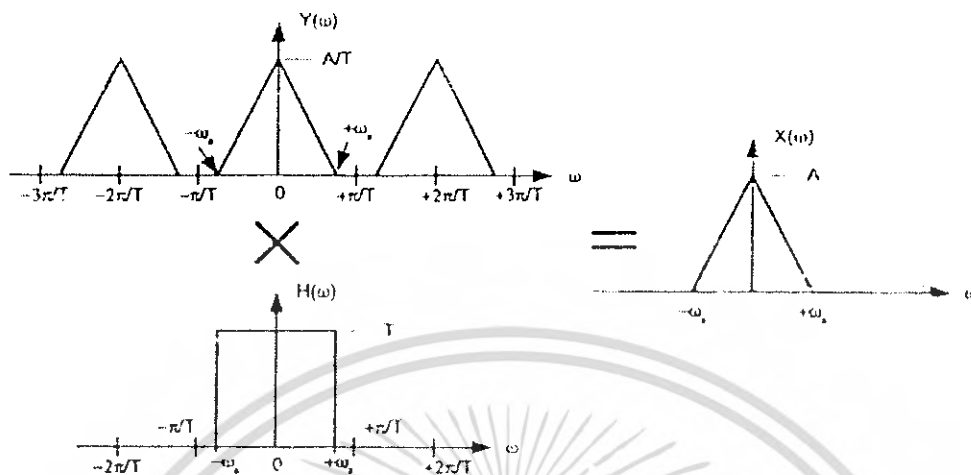
ดังนั้นเมื่อแปลงกลับฟูรีเยร์จะได้

$$h(t) = \mathcal{F}\{H(\omega)\} = \left[ \frac{\sin(\pi t/T)}{(\pi t/T)} \right]$$

การคูณในโดเมนเวลาก็คือการคูณประสานในโดเมนความถี่

$$\begin{aligned} x(t) &= y(t) * h(t) = h(t) * y(t) \\ &= \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \delta(t - nT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \left\{ \delta(t - nT) * \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \right\} \end{aligned} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงการสร้างคืนสัญญาณที่ถูกสุ่มในโดเมนความถี่ โดยอาศัยคุณสมบัติที่ว่า  $x(t) * \delta(t - t_0) = x(t - t_0)$  จึงได้

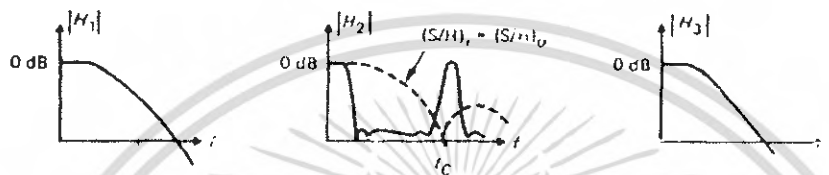
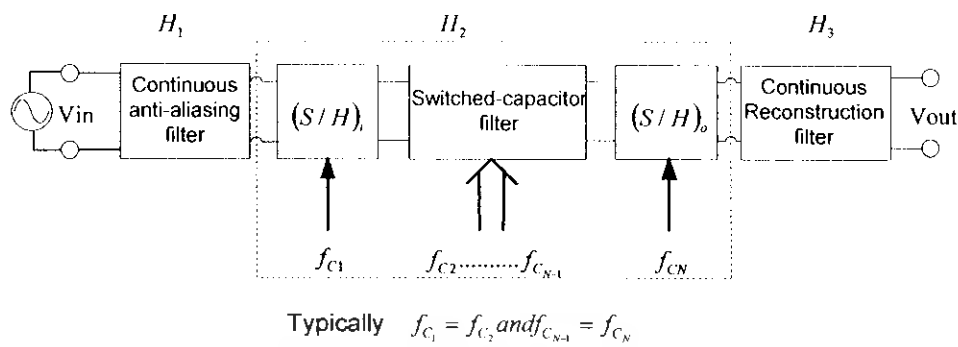
$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \frac{\sin\{\pi(t - nT)/T\}}{\pi(t - nT)/T} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi(t - nT)}{T}\right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

ก็คือการรวมกันของสัญญาณ ตัวแปร ที่ให้น้ำหนักโดย ตัวแปร และเลื่อนไปที่ละเวลา  $T$  ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่าการอินเตอร์โพลซัน (Interpolation)

### 3.3 Active Switched – capacitor Sampled Data Networks

#### 3.3.1 Sample Data Filter System

วงจรกรองความถี่ที่มีการสุ่มข้อมูลที่ใช้งาน ในวงจรที่มีสัญญาณที่มีความต่อเนื่อง เอาท์พุท และอินพุทเป็นสัญญาณอนาลอก ซึ่งก็คือวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์แสดง บล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงระบบฟิลเตอร์แบบสุ่มข้อมูล

จากรูปบล็อกไดอะแกรมจะประกอบด้วยวงจรป้องกันการ aliasing ของรูปสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลาเนื่องจากความถี่ของการสุ่มสัญญาณมีค่าต่ำวงจรสุ่มข้อมูลแสดงค่า (Sample and hold) เป็นวงจรส่วนหน้าของวงจรกรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์และมีย่านความถี่ครอบคลุมผลตอบสนองความถี่ของวงจร

สัญญาณวงจรที่ผ่านวงจรกรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์จะต้องถูกสุ่มอีกครั้งก่อนโดยวงจรสุ่มข้อมูลและทำการคืนรูปให้เป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลาพร้อมกับปรับรูปคลื่นให้มีความราบรื่น(smooth) ด้วยวงจรที่เรียกว่า Continuous reconstruction filter โดยทั่วไปทั้งระบบนิยมนิยมความถี่  $f_{C1} = f_c = f_{CN} = f_c$  เพื่อป้องกันการรบกวนระหว่างกันของสัญญาณนาฬิกา

### 3.4 การแปลงแซด ( Z transform)

การแปลงแซด ( Z transform) เป็นวิชาการหนึ่งในการวิเคราะห์ การออกแบบและการสร้างแบบในการประมวลสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา

นิยามของการแปลงแซด

ถ้าหากมีลำดับสัญญาณใน โดเมนเวลา (time domain) หรือ  $x(0), x(1), \dots, x(n)$  ซึ่งสามารถเขียนลำดับนี้ด้วยสมการ

$$x(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)\delta(n-m) \quad (3.7)$$

ถ้าหากทำการแปลงลาปลาซกับลำดับสัญญาณ  $x(n)$

$$L\{x(nT)\} = L\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mT)\delta((n-m)T)\right\}$$

$$L\{x(nT)\} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mT)L\{\delta((n-m)T)\} \quad (3.8)$$

โดยที่  $L\{\delta((n-m)T)\} = \exp(-msT)$  ดังนั้นนิยามการแปลงแซดคือ

$$X(Z) = \sum_{m=0}^{\infty} x(m)Z^{-m}$$

เมื่อ  $Z$  คือตัวแปรเชิงซ้อน  $Z = \text{Re } Z + j \text{Im } Z$  หรือ  $Z = \exp(-msT)$  โดยทั่วไปจะให้  $T=1$  เนื่องจากครรชนี  $m$  ของการแปลงแซดในสมการที่ (3.8) แปรค่าจาก  $-\infty$  ถึง  $\infty$  ดังนั้นการแปลงแซดจึงมีชื่อเรียกอีกอย่างว่า “ผลการแปลงแซดสองข้าง (two – side Z transform)” แต่ในทางปฏิบัติเรามักจะมีลำดับ  $x(m)$  โดยที่  $m$  มีค่ามากกว่าศูนย์เพราะฉะนั้นจึงเรียกว่า “ผลการแปลงแซดข้างเดียว (one – side Z transform)” ซึ่งนิยามได้โดย

$$Z[x(n)] = X(z) = L\{x(nT)\} = \sum_{m=0}^{\infty} x(mT)\exp(-mST) \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) และ (3.9) จะเห็นได้ชัดว่าแท้จริงแล้วการแปลงแซดก็คือการประยุกต์ใช้การแปลงลาปลาซกับสัญญาณที่เป็นลำดับ

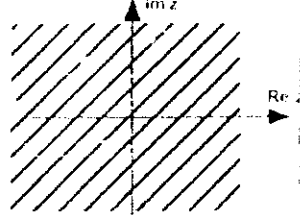
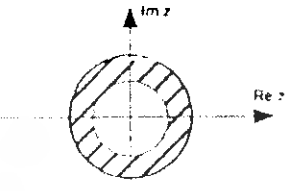
**ขอบเขตการลู่เข้า (Region of Convergence)** ในบางกรณี  $X(z)$  หากผลรวมไม่ได้ค่าของ  $z$  ที่ทำให้  $X(z)$  หาค่าได้เรียกว่าบริเวณเข้าสู่ค่า (Region of Convergence: ROC) ซึ่งจะแทนเป็นบริเวณแรเงาบนระนาบ  $z$  พิจารณาในกรณีนี้

$$X(z) = \sum_{m=0}^{\infty} (az^{-1})^m$$

หาก  $z = 2a$  ก็จะทำให้ได้  $x(z) = 2$  แต่หาก  $z = a/2$  ก็จะทำให้  $X(z) = \infty$  ซึ่งเป็นการหาค่าไม่ได้เงื่อนไขที่สมบูรณ์ในกรณีนี้สามารถที่จะหาได้ว่าบริเวณหาค่าได้คือ  $|z| > |a|$

$X(n)$	ROC	$z$ -Plane
$x(n)$ อยู่ทางด้านขวามือทั้งหมด	$X(z)$ หาค่าได้สำหรับทุกค่าของ $z$ นอกวงกลมรัศมี	
$x(n)$ อยู่ทางซ้ายมือทั้งหมด	$X(z)$ หาค่าได้สำหรับทุกค่าของ $z$ ในวงกลมรัศมีใดๆ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<p><math>X(n)</math> มีค่าในช่วง <math>n_1</math> และ <math>n_2</math> (นอกจากนั้นเป็น 0) โดย <math>n_1 \leq n_2</math> (ชุดแถวมีช่วงจำกัด)</p>	<p><math>X(z)</math> หาค่าได้สำหรับทุกค่าของ <math>z</math> (อาจหาค่าไม่ได้ที่ <math>z = 0</math> หรือ <math>z = \infty</math>)</p>	
<p><math>X(n)</math> อยู่ทางขวาและซ้ายมือ</p>	<p>ถ้า <math>X(z)</math> หาค่าได้ ค่าของ <math>z</math> จะอยู่ระหว่างวงกลม 2 วง</p>	

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติการลู่เข้าสู่ค่า (Convergence: หาค่าได้) ของการแปลงแซด

### 3.5 การแปลงความถี่ระหว่างโดเมน S และ Z

เมื่อเริ่มวิเคราะห์ห้วงจร SC network เราจะต้องมีฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปโดเมน Z ปกติวงจรกรองความถี่กำหนดคุณสมบัติต่างอยู่ในรูปโดเมนความถี่ที่กำหนดเหล่านี้จะอยู่ในรูปโดเมน S ก่อนจะแปลงไปสู่โดเมน Z โดยมีคุณสมบัติ 2 ข้อ

1. ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีเสถียรภาพในโดเมน S เมื่อแปลงไปยังภายในโดเมน Z จะยังคงเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีเสถียรภาพ
  2. แกนจินตภาพ  $j\Omega$  ของระนาบ S จะต้องแปลงไปอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยของระนาบ Z
- วิธีการแปลงที่นิยมใช้กับวงจร โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ คือ

1. Backward Euler approximation of derivatives (BEI)

$$\frac{1}{s} = \frac{T}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

หรือ

$$z = \frac{1}{1 - sT}$$

2. Forward Euler approximation of derivatives (FEI)

$$\frac{1}{s} = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.11)$$

หรือ

$$z = 1 + sT$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. การแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear transformation)

วิธีการนี้นิยมใช้กับวงจรโครงข่ายสวิตซ์ค่าปาสซีเตอร์มาก ปกติวิธีการหาค่า  $H_d(z)$  จาก  $H_a(s)$  หรือจากโดเมน  $S$  จะใช้การแทนค่า  $S$  ในโดเมนฟังก์ชันถ่ายโอน เช่นเดียวกับวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่โดยที่

$$s = \frac{2}{T} \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad (3.12)$$

หรือนั่นคือ

$$z = \frac{1 + \frac{sT}{2}}{1 - \frac{sT}{2}} \quad (3.13)$$

ถ้า  $Z = e^{j\omega_b T}$  เมื่อ  $\omega_D$  คือความถี่เชิงเลข จากสมการที่ (3.12) เราจะได้

$$\omega = \frac{2}{T} \tan \omega_D \frac{T}{2} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $s = \sigma + j\omega$  จากสมการที่ (3.14) ที่วงกลมบนระนาบ  $Z$   $\sigma = 0$  และ

$$s = \frac{2}{T} \frac{(1 - e^{j\omega_b T})}{(1 + e^{j\omega_b T})} = \frac{2}{T} \tan \omega_D \frac{T}{2} \quad (3.15)$$

เมื่อ  $\omega$  คือความถี่เชิงซ้อนในระนาบ  $S$  ซึ่งเกี่ยวข้องกับวงจรรองความถี่แบบอนาลอก และ  $\omega_D$  เกี่ยวข้องกับวงจรรองความถี่แบบดิจิทัล เมื่อส่วนจริงของระนาบ  $S$  เป็นลบ จากสมการที่ (3.13) จะได้

$$|z| = \left| \frac{1 - \frac{\sigma T}{2} + \frac{j\omega T}{2}}{1 + \frac{\sigma T}{2} - \frac{j\omega T}{2}} \right| < 1 \quad (3.16)$$

นั่นคือจุดนั้นจะอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วย ถ้าส่วนจริงของ  $S$  เป็นบวกมีค่ามากกว่า 1 จะอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วยดังนั้นถ้าใช้วิธีการนี้จะเกิดความผิดเพี้ยนในแกนความถี่สรุปวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่มีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 จากวงจรรองความถี่แบบสุ่มข้อมูลทำการเบี่ยงเบนจุดวิกฤตความถี่ โดยใช้สมการที่ (3.15)

ขั้นตอนที่ 2 จากความถี่วิกฤตใหม่ออกแบบวงจรรองความถี่แบบอนาลอกด้วยวิธีการออกแบบวงจรรองความถี่แบบอนาลอกให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงจรรองความถี่แบบอนาลอก

ขั้นตอนที่ 3 แทน  $s = (2/T)(z-1)/(z+1)$  ใน  $H_a(s)$  เราจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนการสุ่มข้อมูล  $H_d(z)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4. The lossless discrete integrator transformation (LDI)

$$\frac{1}{s} = \frac{Tz^{-1/2}}{1-z^{-1}}$$

หรือ

$$z = \frac{1}{2} \left[ (2 + s^2 T^2) + \sqrt{s^2 T^2 (4 + s^2 T^2)} \right] \quad (3.17)$$

Z ในสมการที่ (3.17) เรียกว่า ฟังก์ชัน 2 ค่าของ s

ปกติฟังก์ชันถ่ายโอนของอนาล็อกสามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (3.18)$$

$$H(z) = \frac{a_0' + a_1' z^{-1} + \dots + a_n' z^{-n+1} + a_n' z^{-n}}{b_0' + b_1' z^{-1} + \dots + b_n' z^{-n+1} + b_n' z^{-n}} \quad (3.19)$$

## 3.6 เทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสในวงจรรวมซิลิคอนคาปาซิเตอร์

## 3.6.1 ตัวเก็บประจุในโครงสร้างมอส

## 3.6.1.1 โครงสร้างตัวเก็บประจุ

โครงสร้างอันดับที่ 2 ของวงจรรวมฟิลเตอร์แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์นั้นคือ ตัวเก็บประจุในโครงสร้างมอส ปกติมักใช้ซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ซึ่งมีความเป็นฉนวนสูงมีค่าไดอิเล็กทริก  $\epsilon_{\text{ox}} \cong 3.9$  การสร้างตัวเก็บประจุในวงจรรวมมีโครงสร้างดังนี้

1. โครงสร้างโลหะบนชั้นแพร่ (Metal or Polysilicon over diffusion structure) แสดงในรูปที่ 3.6(a) เริ่มจากการสร้างชั้น ( $\text{SiO}_2$ ) ที่มีความเป็นฉนวนสูงบนชั้นฐาน (Substrate) ด้วยกระบวนการเกตโลหะชั้นเพลทด้านบนของตัวเก็บประจุถูกปิดทับด้วยซิลิกอนไดออกไซด์และโลหะก่อนสร้างชั้นโลหะที่ผิวหน้าเพื่อต่อไปใช้ภายนอกด้วยวิธีการ metallization ในกรณีที่เกตเป็นโพลีซิลิกอน และใช้เป็นเพลทด้านบนของตัวเก็บประจุในทางอุดมคติถ้าขั้วไฟฟ้าเป็นตัวนำที่ค่าความจุต่อพื้นที่คือ

$$C_o = \epsilon_{\text{ox}} / t$$

ในทางปฏิบัติค่าความจุขึ้นอยู่กับแรงดันหรืออยู่ในรูปสมการ

$$C = C_o [1 + b(V_A - V_B)]^{1/2}$$

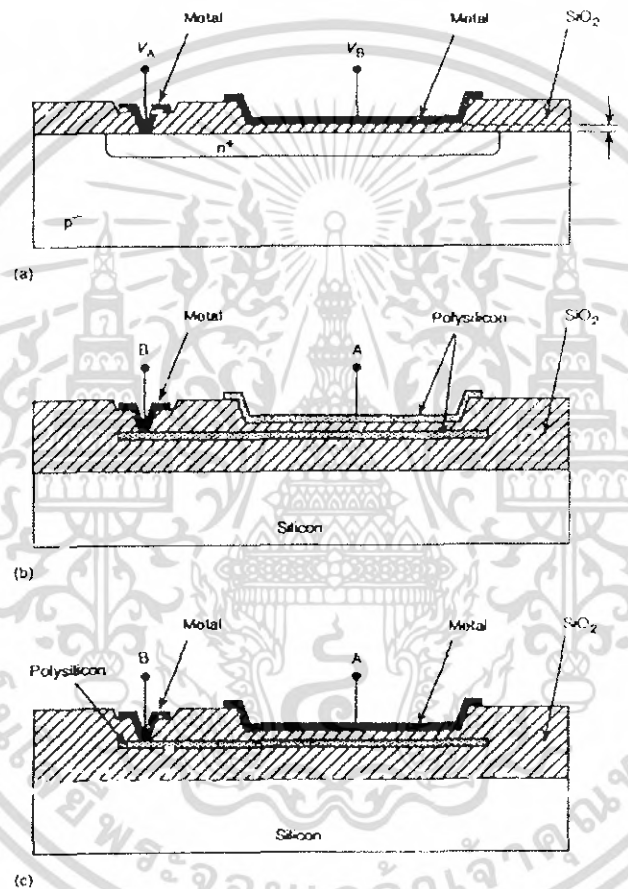
เมื่อ b เป็นค่าคงที่สัดส่วนความหนาแน่นสารเจือตรงกันข้าม

t คือระยะห่างระหว่างเพลท ปกติคือ ความหนาของชั้นเกต

ค่าความจุที่ได้จากโครงสร้างแบบนี้มีค่าระหว่าง 0.35 ถึง 0.5 fF/ $\mu\text{m}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. โครงสร้างแบบโพลีซิลิคอนบนชั้นโพลีซิลิคอน (Polysilicon over Polysilicon capacitor) ในกระบวนการสร้างเกตซิลิคอนแบบ Poly – Poly ชั้นที่สองจะมีค่าความนำสูงเพื่อใช้เป็นเฟลทด้านบนของตัวเก็บประจุได้ ดังรูปที่ 3.6 (b) ข้อเสียของโครงสร้างแบบนี้คือ ความไม่สม่ำเสมอของชั้นโพลีซิลิคอนที่ผิวหน้า โครงสร้างแบบนี้มีความจุมีค่าระหว่าง 0.3 ถึง 0.4 fF/ $\mu\text{m}^2$
3. โครงสร้างแบบโลหะบนชั้นโพลีซิลิคอน (Metal over Polysilicon capacitors) แสดงดังรูปที่ 3.6 (c) โครงสร้างแบบนี้จะมีคุณสมบัติคล้ายกับรูปที่ 3.6 (b)



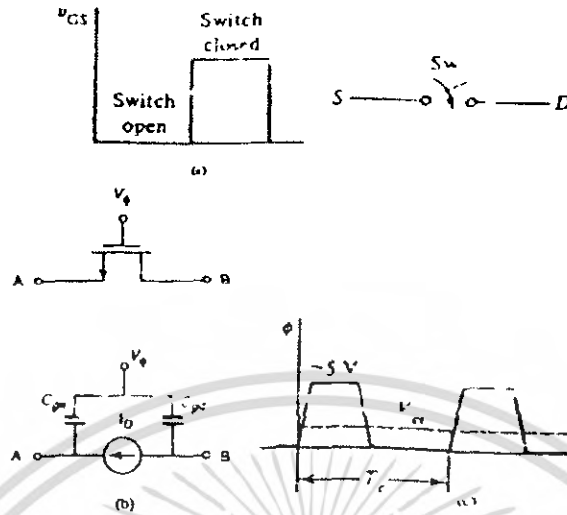
รูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างตัวเก็บประจุในโครงสร้างมอส (a) แบบชั้นโลหะหรือโพลีซิลิคอนบนชั้นแพร์ (b) แบบคพอลีซิลิคอนบนชั้นโพลีซิลิคอน (c) แบบชั้นโลหะบนชั้นโพลีซิลิคอน

### 3.6.1.2 ค่าความจุแฝง (Parasitic Capacitance)

ค่าความจุแฝงเกิดขึ้นพร้อมกับโครงสร้างของตัวเก็บประจุในโครงสร้างมอสรวมถึงค่าแฝงต่างๆค่าความจุแฝงที่มีค่ามากกว่าจากเฟลทด้านบนของฐานรอง (Substrate) จะต้องไปอัสแหล่งจ่ายแก่ชั้นฐานรองสำหรับ โครงสร้างแบบโลหะหรือโพลีซิลิคอนชั้นแพร์ ค่าแฝงของตัวเก็บขึ้นอยู่กับขนาด (size) ของตัวเก็บประจุมวมถึงเทคโนโลยีการสร้างและออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





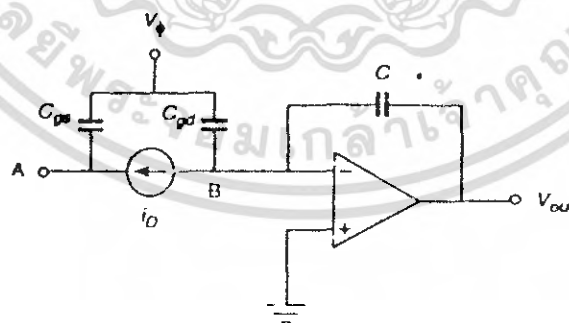
รูปที่ 3.8 การควบคุมการสวิตช์ของมอสสวิตช์ด้วยสัญญาณนาฬิกา

3.6.2.1 Clock feed-through

รูปที่ 3.8(b) แสดงค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นภายในทรานซิสเตอร์แบบมอสซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ไม่เป็นที่ต้องการถ้าต้องการใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเป็นสวิตช์ ผลกระทบที่เกิดขึ้นพิจารณารูปที่ 3.9 ถ้าความจุจุด A มีค่าเป็น  $C_A$  และจุด B มีค่าเป็น  $C_B$  เมื่อมีสัญญาณนาฬิกา  $V_\phi$  ส่งผ่านถึงโหนด A และ B นั่นคือ

$$V_B = \frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_B} V_\phi \tag{3.20}$$

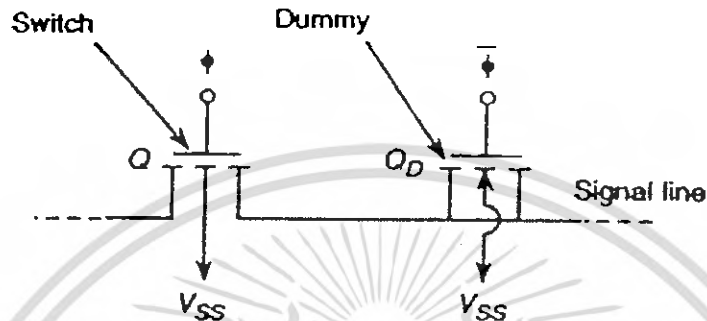
$$V_A = \frac{C_{gs}}{C_{gs} + C_A} V_\phi \tag{3.21}$$



รูปที่ 3.9 แสดงการเกิด clock feed - through

ตัวอย่าง  $C_{gs} \approx C_{gd} \approx 0.02$  pF และ  $C_A \approx C_B \approx 2$  pF ผลก็คือ  $V_A \approx V_B \approx 0.01 V_\phi \approx 0.1V$  ซึ่งหมายความว่าสัญญาณขนาดเท่านี้มีค่าเท่ากับ  $V_\phi$  ถูกส่งผ่านไปให้โหนด A และ B เหตุการณ์นี้เรียกว่า clock feed through และควรจะมีค่าน้อยๆ

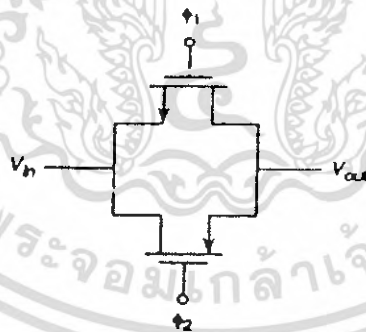
วิธีการลด clock feed through ง่ายๆ ก็คือการต่อ dummy transistor หรือการต่อร่วมทรานซิสเตอร์ที่มีลักษณะเหมือนกับมอสสวิทช์แต่ขาเรณและขาซอสต่อดึงกันและควบแรงดันที่ขาเกตด้วยเฟสที่ตรงข้ามกับมอสสวิทช์ การต่อทรานซิสเตอร์แบบนี้เป็นการชดเชยการทำงานโดยเฉพาะและไม่มีฟังก์ชันของการสวิทช์ซึ่ง



รูปที่ 3.10 แสดงการลด feed through ด้วยการต่อ dummy MOSFET

นอกจากนี้การลดผลจาก clock feed-through สามารถลดได้ด้วยการออกแบบสวิทช์ให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ขณะที่ใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามากเท่าที่จะเป็นไปได้

วิธีการที่ละเอียดขึ้น โดยการใช่มอสชนิดเอ็นและมอสชนิดพีต่อรวมกันเป็นซีมอสสวิทช์หรือทานมิสชันเกต(transmission gate)



รูปที่ 3.11 CMOS switch : transmission gate

วงจรนี้จะขกเลิกการ feed-through ของสัญญาณ ข้อดีของวงจรแบบนี้คือความต้านทานของสวิทช์ขณะสภาวะเปิด จะมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้นมากนอกจากนี้ช่วงในการแกว่งของสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้น และในกรณีที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะปิด แรงดันระหว่างขาเกตและซอสจะไม่เปลี่ยนเป็นค่าที่มากขึ้น

### 3.7 หลักการของสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched capacitor)

หลักการทํางานพื้นฐานของสวิตช์คาปาซิเตอร์อยู่ที่ว่าฟังก์ชันของความต้านทานตัวหนึ่งสามารถแทนได้ด้วยการใช้ตัวเก็บประจุทํางานร่วมกับสวิตช์อีกตัวหนึ่ง ดังรูปที่ 3.12 (a) การทํางานของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ คือ เมื่อสวิตช์ตัวที่หนึ่งซึ่งอยู่ทางซ้ายของตัวเก็บประจุเปิด ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จจนมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V_1$  และเมื่อสวิตช์ตัวที่หนึ่งปิดในขณะที่เดียวกับที่สวิตช์ตัวที่สองเปิดตัวเก็บประจุจะคายประจุจนมีแรงดันเท่ากับ  $V_2$  ผลรวมของประจุคือ  $Q_c = C_1(v_2 - v_1)$  สวิตช์ปิดและเปิดทุกๆ  $T$  วินาที กระแสที่ไหล  $i$  คือ

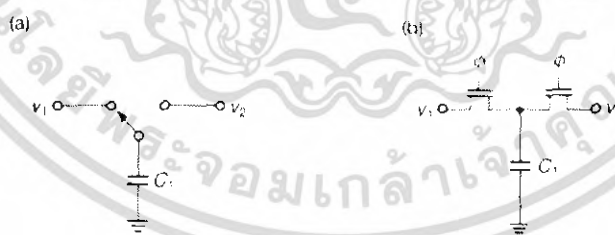
$$i = \frac{C_1(v_2 - v_1)}{T} = \frac{(v_2 - v_1)}{(T/C_1)} \quad (3.22)$$

ดังนั้นสวิตช์คาปาซิเตอร์มีการทํางานโดยประมาณเหมือนกับตัวต้านทานเสมือนโดยค่าความต้านทานเท่ากับ  $(T/C_1) = R_1$  ต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่าย  $v_1$  และ  $v_2$

วงจรในรูปที่ 3.12 (a) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของมอสเทคโนโลยีโดยใช้มอสสวิตช์สองตัวและตัวเก็บประจุดังรูปที่ 3.12(b) ถ้ามีตัวเก็บประจุต่อร่วมกับวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ซึ่งมีค่าความต้านทานเป็น  $R_1$  ค่าเวลาคงตัว  $C_2R_1$  คือ

$$\tau = C_2R_1 = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)T \quad (3.23)$$

ดังนั้นค่าคงตัวทางเวลาสามารถกำหนดได้จากอัตราส่วนของตัวเก็บประจุไม่ใช่ค่าจริงของมันซึ่งทำให้ไม่มีผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดจากขั้นตอนการสร้าง

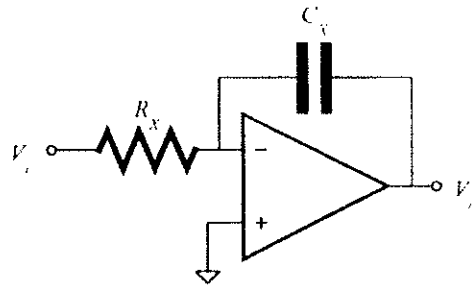


รูปที่ 3.12 (a) วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ (b) วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ในระดับมอสทรานซิสเตอร์

### 3.8 วงจรอินทิเกรต (integrator)

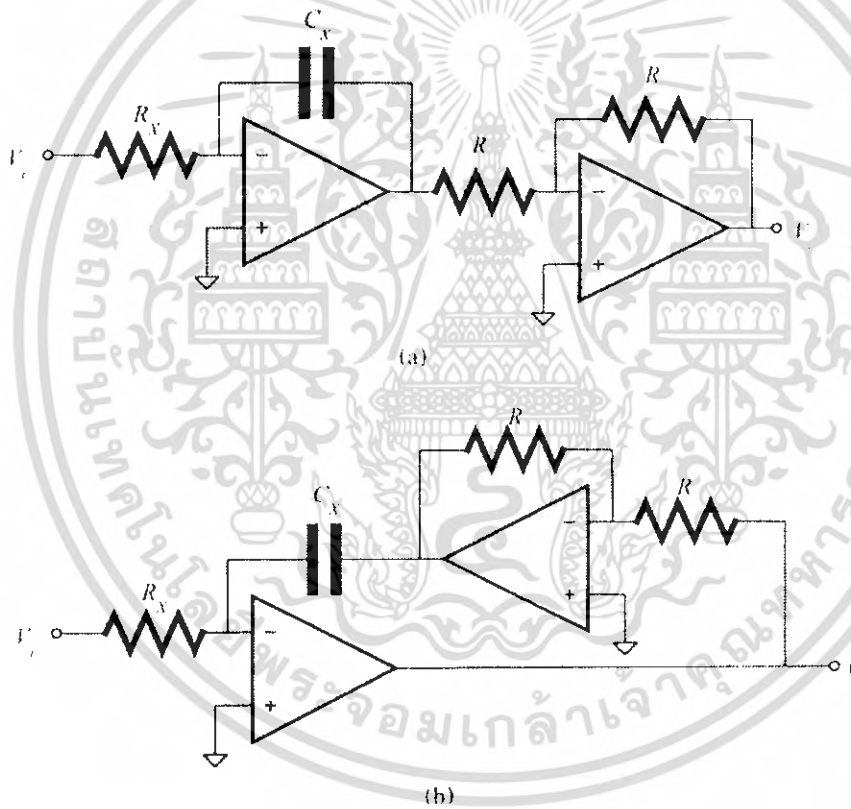
วงจรอินทิเกรตคือวงจรรวมแรงดันสามารถแบ่งออกได้เป็นวงจรอินทิเกรตแบบกลับเฟสดังแสดงในรูปที่ 3.13 และวงจรอินทิเกรตแบบไม่กลับเฟสดังแสดงในรูปที่ 3.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sR_x C_f}$$

รูปที่ 3.13 วงจรอินทิเกรตแรงดันแบบกลับเฟส

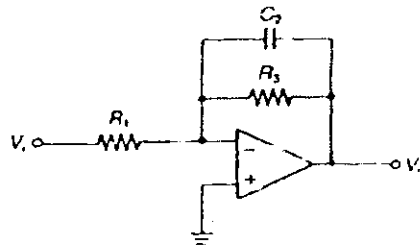


$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sR_x C_f}$$

รูปที่ 3.14 วงจรอินทิเกรตแบบไม่กลับเฟส

ซึ่งเมื่อนำตัวต้านทานมาต่อขนานกับตัวเก็บประจุดังรูปที่ 3.15 เราจะได้วงจรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งหรือที่เรียกกันว่า active RC lossy integrator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 วงจร active RC lossy integrator

โดยที่ความต้านทานสามารถจะแทนได้ด้วยการอนุกรมหรือขนานสวิตช์คาปาซิเตอร์เพื่อสร้างเป็น วงจรอินทิเกรตที่มีการสูญเสียแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ ที่มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับฟังก์ชันถ่ายโอน ที่มาจากการแปลง  $z$

ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรอินทิเกรตที่มีการสูญเสียสามารถทำความเข้าใจโดยใช้วงจร เสมือน active RC ในรูปที่ 3.15 โดยใช้  $R_1 = T/C_1$  และ  $R_3 = (T/C_3)z^{\pm 1/2}$

$$R_3 = \frac{T}{C_3} z^{\pm 1/2} = \frac{T}{C_3} \left( \cos \frac{\omega T}{2} \pm j \sin \frac{\omega T}{2} \right) \quad (3.24)$$

นั่นคือจะเกิดกระแสรั่วไหลที่ความต้านทาน  $R_3$  ของวงจรอินทิเกรตเป็นค่าเชิงซ้อนคังนั้น ในการออกแบบจำเป็นต้องคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคตินี้ด้วย

วงจรอินทิเกรตที่มีการสูญเสียที่ใช้พื้นฐานวงจรรูปที่ 3.15 ต้องการตัวเก็บประจุอย่างน้อย 3 ตัว 2 ตัวต่อแบบ stray-insensitive ให้แก่วงจรอินทิเกรต

#### Bilinear lossy integrator

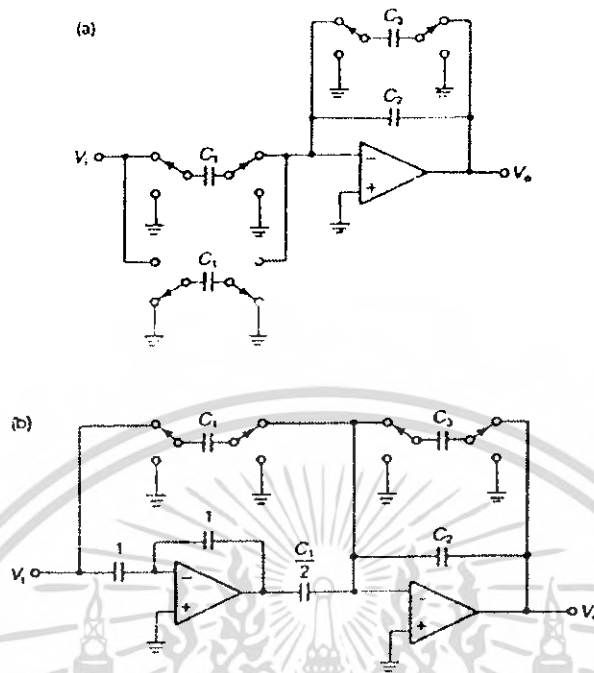
เป็นวงจรอินทิเกรตที่มีพื้นฐานมาจากวงจร Knob's bilinear lossless integrator มี ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{V_{oe}}{V_{ie}} = \frac{-C_1(1+z^{-1})}{C_3 + C_2(1-z^{-1})} \quad (3.25)$$

โดยที่  $V_{io} = V_{oe} z^{-1/2}$  เอาท์พุทมีการค่าน้อยกว่าหนึ่งคาบเวลา

สำหรับวงจรที่ 3.16 (b) ได้มาจากวงจร Lee-Chang bilinear lossless integrator ใช้ วิธีการเบี่ยงเบนความจุแฝงไม่ให้มีผลต่อวงจร เมื่อ  $V_{io} = V_{oe} z^{-1/2}$  เราจะได้

$$\frac{V_{oe}}{V_{ie}} = \frac{-C_1(1+z^{-1})}{C_3 + C_2(1-z^{-1})} \quad (3.26)$$



รูปที่ 3.16 วงจร bilinear lossy integrator (a) รูปแบบของ Ananda Mohan, Ramachan และ Swamy (b) รูปแบบของ Lee-Chang

### 3.9 บทสรุป

ก่อนที่เราจะออกแบบวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ได้นั้นจำเป็นต้องต้องทราบถึงลักษณะของสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา การประมวลผล ซึ่งการแปลงเซตมีความจำเป็นเพราะจะต้องแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความต่อเนื่องทางเวลาให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลาเพื่อที่จะนำไปใช้ในการออกแบบต่อไป

## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรกรองความถี่

#### 4.1 บทนำ

การออกแบบวงจรกรองความถี่เราสามารถทำได้โดยเมื่อเรารู้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่เราต้องการก็นำไปหาฟังก์ชันถ่ายโอน โดยเลือกใช้การประมาณให้เหมาะสมกับความต้องการ เมื่อได้ฟังก์ชันโครงข่ายก็นำมาทำการแปลงแซด(z transform) แล้วจัดรูปของสมการ แล้วจึงออกแบบวงจรให้อยู่ในรูปของวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์แล้วจึงเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจรที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง โดยในรายงานฉบับนี้จะแสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

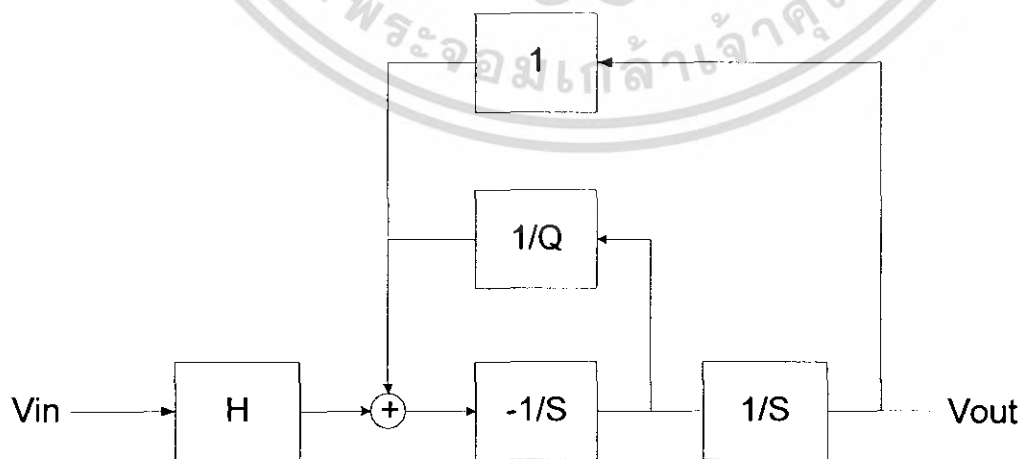
#### 4.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์

ในการที่จะทำการเข้าใจวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ลำดับสองนั้น จะขออธิบายจากวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ(Active RC-Filter) จากนั้นจะทำการแทนค่าความต้านทานด้วยวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์เสมือนเป็นค่าความต้านทานตัวหนึ่ง และจึงทำการแปลงวงจรให้อยู่ในโดเมนของสวิทช์คาปาซิเตอร์ (Z-Transform)

วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ทำการออกแบบนั้น อ้างอิงจากวิธีการแบบ Biquad ซึ่งมีสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$T(s) = \frac{\pm H\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

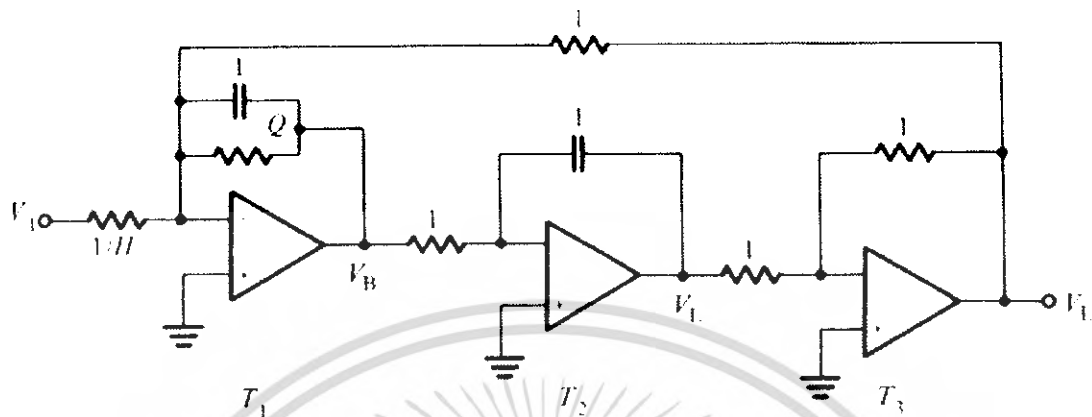
ซึ่งถ้าใช้วิธีการแปลงแบบ Tow-Thomas Biquad จะได้แผนภาพบล็อก (Block Diagram) ดังนี้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของ Tow-Thomas Biquad

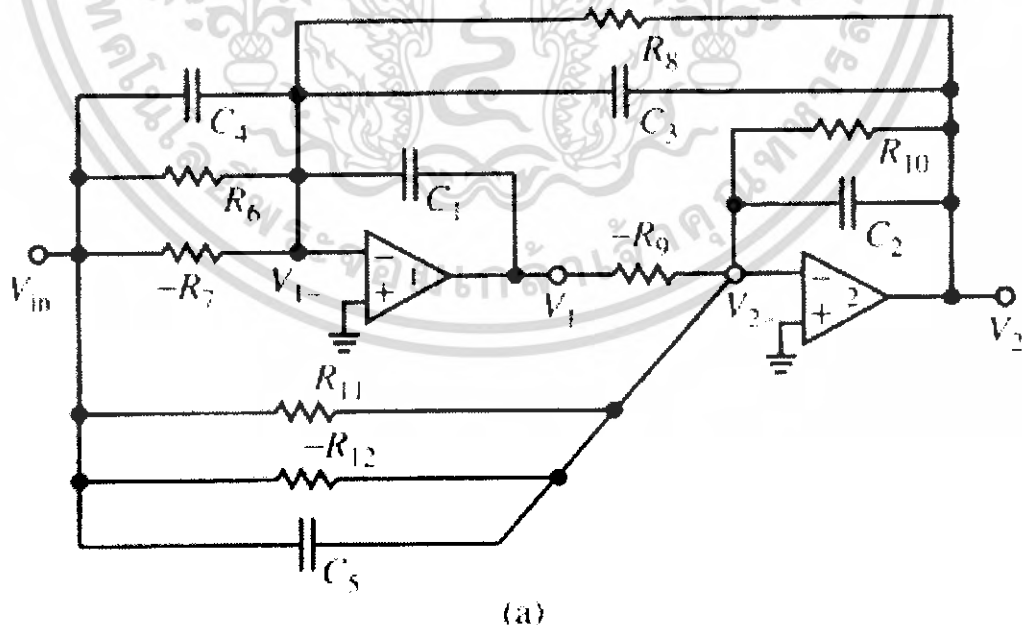
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแผนภาพเราสามารถเขียนวงจรในรูปของ Tow-Thomas Biquad ได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 วงจรบรรทัดฐาน Tow-Thomas Biquad

สังเกตว่าจากวงจรที่ได้ เราสามารถใช้เทคนิคของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ในการสวิตช์ค่าเพื่อกลับเฟสของสัญญาณแทนการใช้วงจรป้อนกลับแบบลบได้ จากนั้นจึงทำการรวมวงจรอินทิเกรตทั้งสองตัวเข้าด้วยกัน และใช้เทคนิคในการสวิตช์คั่งกล่าวสร้างเป็นวงจรอินทิเกรตแบบบวกและลบโดยใช้โอปแอมป์เพียงตัวเดียว เพื่อที่จะหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนและค่าทรานซิมิชชันซีโรของวงจร (Arbitrary Transmission Zero) ซึ่งจะได้วงจรใหม่ดังภาพ



รูปที่ 4.3 วงจรแอกทีฟ RC ไบควอด ที่เป็นมาตรฐานสำหรับวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ไบควอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจร เราจะใช้วิธีการวิเคราะห์แบบโนด (Nodal Analysis) โดยสมมติให้อุปกรณ์เป็นอุดมคติภายใต้เงื่อนไข  $V_{1-} = V_{2-} = 0$  จะได้สมการว่า

$$V_{in}(sC_4 + G_6 - G_7) + V_1sC_1 + V_2(sC_3 + G_8) = 0 \quad (4.2)$$

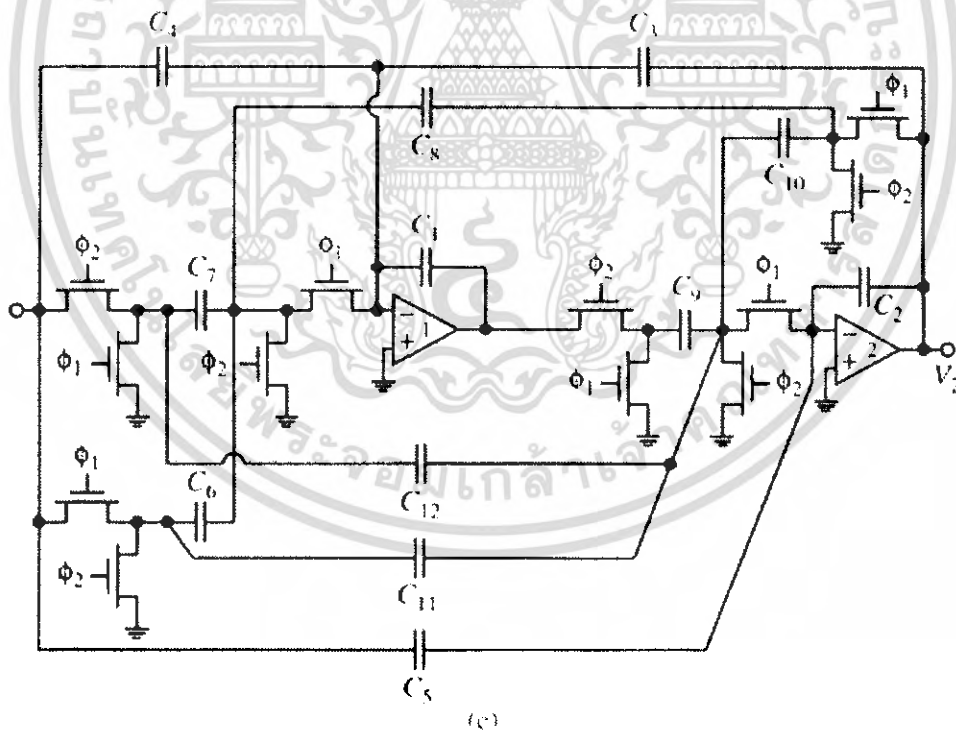
$$V_{in}(sC_5 + G_{11} - G_{12}) - V_1G_9 + V_2(sC_2 + G_{10}) = 0 \quad (4.3)$$

และสามารถหาค่า  $V_2$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_5 + s[C_1(G_{11} - G_{12}) + C_4G_9] + G_9(G_6 - G_7)}{s^2C_1C_2 + s(C_1G_{10} + C_3G_9) + G_8G_9} \quad (4.4)$$

เมื่อค่าความนำ (G) นั้นสามารถแทนค่าได้ด้วย  $f_c \cdot C$  จากสมการ (4.4) จะได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์คือ

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_5 + sf_c[C_1(C_{11} - C_{12}) + C_4C_9] + f_c^2C_9(C_6 - C_7)}{s^2C_1C_2 + sf_c(C_1C_{10} + C_3C_9) + f_c^2C_8C_9} \quad (4.5)$$



รูปที่ 4.4 รูปวงจรแอกทีฟ RC ไบควอดหลังจากแทนค่าความต้านทานด้วยวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ และทำการลดรูปเนื่องจากการใช้ร่วมกันของสวิตช์แล้ว (Switch sharing)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นเราจะทำการแปลงสมการให้อยู่ในรูปของซีโดเมน (Z-Domain Transfer Function) และได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนใหม่มีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{-C_1 C_5 (1-z^{-1})^2 + [C_1(C_{11} - C_{12}z^{-1}) + C_4 C_9 z^{-1}](1-z^{-1}) + C_9 z^{-1}(C_6 - C_7 z^{-1})}{C_1 C_2 (1-z^{-1})^2 + (C_1 C_{10} + C_3 C_9 z^{-1})(1-z^{-1}) + C_8 C_9 z^{-1}} \quad (4.6)$$

ซึ่งถ้าผลตอบสนองทางความถี่นั้นจำเป็น เราสามารถประมาณค่าอย่างหยาบได้ว่า  $z \approx 1$  และ  $1-z^{-1} \approx \omega T$  เมื่อ  $\omega T \ll 1$  จะทำให้ได้ว่า

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{-C_1 C_5 (j\omega T)^2 + [C_1(C_{11} - C_{12}) + C_4 C_9]j\omega T + C_9(C_6 - C_7)}{C_1 C_2 (j\omega T)^2 + (C_1 C_{10} + C_3 C_9)j\omega T + C_8 C_9} \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.6) เมื่อ  $j\omega = s$  จะทำให้ได้ว่า

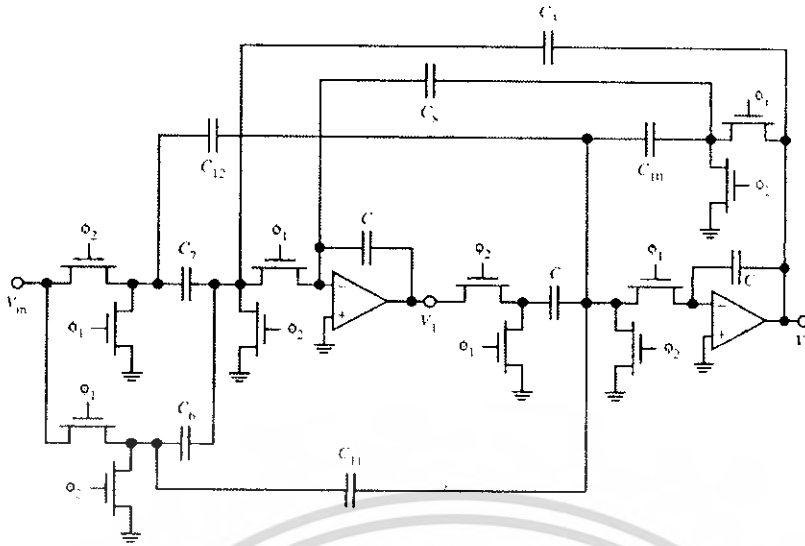
$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{-z^2 C_1 (C_5 + C_{11}) + z[C_9(C_4 + C_6) - C_1(2C_5 + C_{11} + C_{12})] + C_1(C_5 + C_{12}) - C_9(C_7 + C_4)}{z^2 C_1 (C_2 + C_{10}) + z[C_9(C_3 + C_8) - C_1(C_{10} + 2C_2)] + (C_1 C_2 - C_3 C_9)} \quad (4.8)$$

และจะพบว่ามีความซ้ำซ้อนของตัวอุปกรณ์ จากสมการที่ (4.8) ดังนั้นถ้าเราพิจารณาให้ละเอียดจะสามารถให้ค่า  $C_4 = C_5 = 0$  และ  $C_1 = C_2 = C_9 = C$  ทำให้ได้สมการใหม่คือ

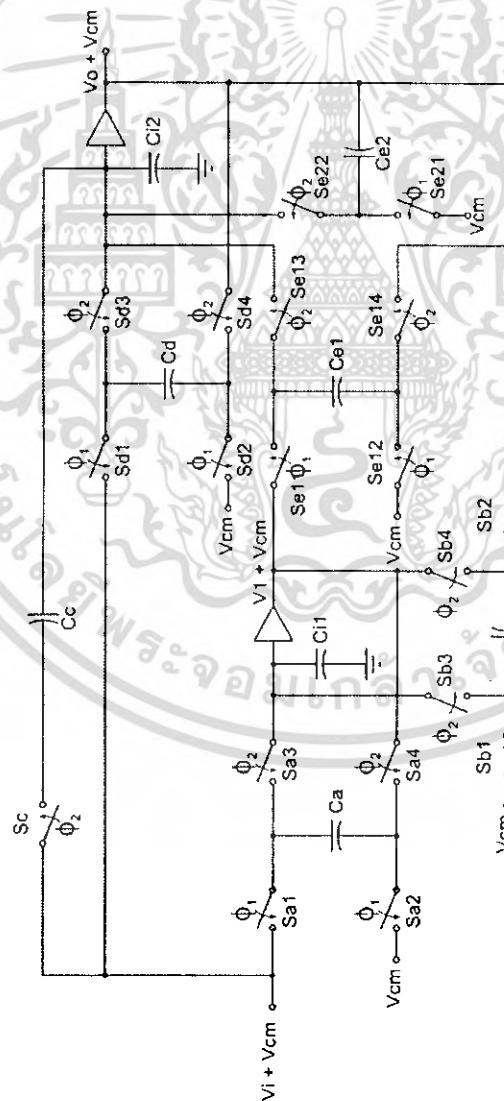
$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{-z^2 C_{11} + z(C_6 - C_{11} - C_{12}) + (C_{12} - C_7)}{z^2 (C + C_{10}) + z(C_3 + C_8 - C_{10} - 2C) + (C - C_3)} \quad (4.9)$$

และจะได้วงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ดังรูปที่ 4.5

หลังจากนั้นจึงแปลงจากวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ไปเป็นวงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง ได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์หลังจากทำการลดรูปจากวงจรในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วิธีการแปลงจากวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์-ออปแอมป์เป็นวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์-บัฟเฟอร์

อ้างอิงจากรูปที่ (1.1) และ (1.2) โดยคำนึงถึงสัญญาณนาฬิกาเป็นหลักในการกำหนดค่าตัวเก็บประจุและทำการแปลงรูปแบบวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์-ออปแอมป์เป็นวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์-บัฟเฟอร์ โดยจากวงจรจะได้ว่า

$$C_a = C_7$$

$$C_b = C_6 + C_8$$

$$C_c = C_{11} + C_{10}$$

$$C_d = C_{12}$$

$$C_{e1} = C_{center}$$

$$C_{e2} = C_3$$

$$C_{i1} = C_{1stAmp}$$

$$C_{i2} = C_{2ndAmp}$$

สำหรับแรงดันคอมมอน (V common mode) ที่เพิ่มเข้ามาในวงจรบัฟเฟอร์เนื่องจากต้องการให้แรงดันเอาต์พุตสามารถกระเพื่อมได้ทั้งทางบวกและลบ ซึ่งสำหรับวงจรออปแอมป์จะเปรียบได้กับกราวด์เสมือน

### 4.3 บทสรุป

วงจรกรองความถี่ที่ออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งหรือวงจรตามแรงดันมาใช้ ดังนั้นเราจำเป็นที่จะต้องออกแบบวงจรตามแรงดันให้มีคุณสมบัติที่ดีพอเพื่อให้วงจรกรองความถี่ทำงานได้อย่างถูกต้องไม่ผิดเพี้ยน ซึ่งการออกแบบวงจรตามแรงดันจะกล่าวไว้ในบทต่อไป

## บทที่ 5

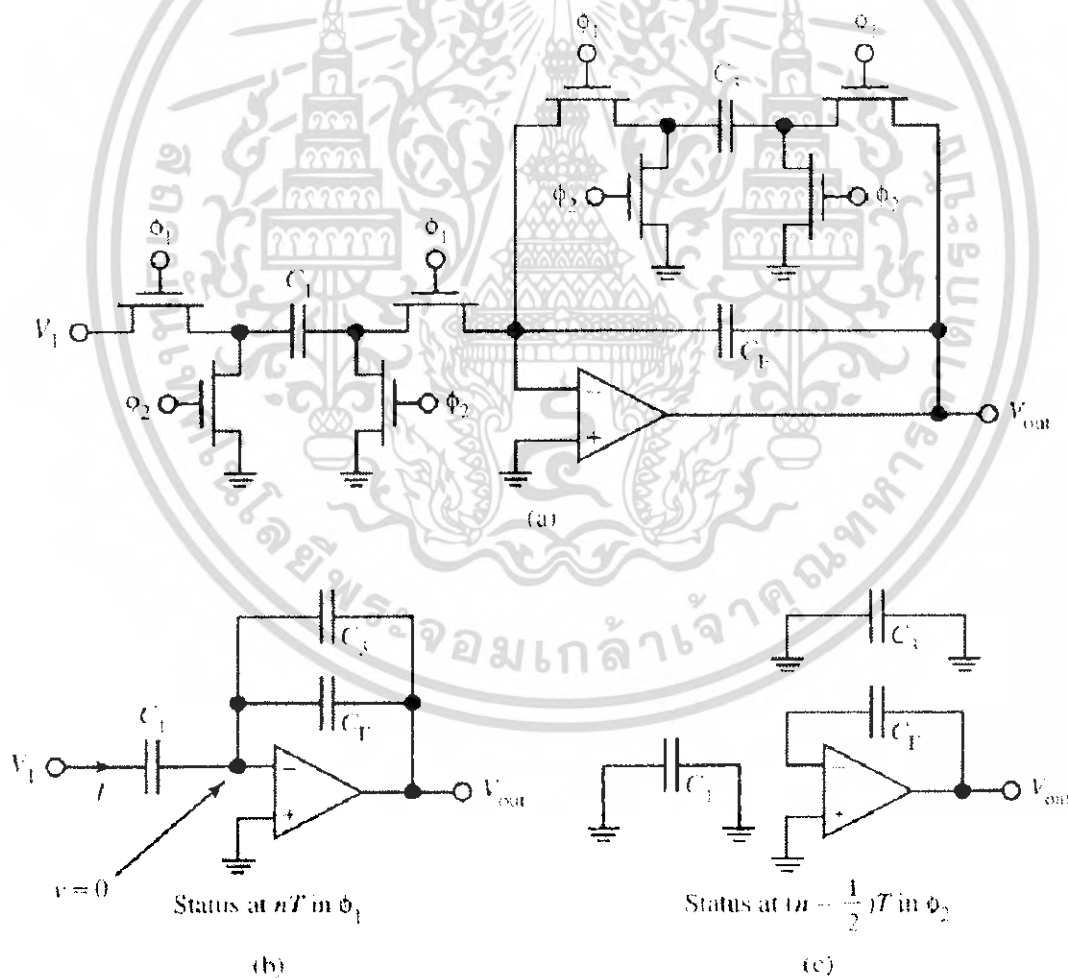
### การออกแบบวงจรตามแรงดัน

#### 5.1 บทนำ

เนื่องจากวงจรตามแรงดันที่ออกแบบนี้เราจะนำไปใช้ในวงจรกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้วงจรถ่ายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ซึ่งคุณสมบัติของวงจรตามแรงดันจะต้องไม่ทำให้การทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ออกแบบไว้ผิดเพี้ยนไป ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่าคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรตามแรงดันที่จะออกแบบ แล้วจึงออกแบบวงจรตามแรงดันให้มีคุณสมบัติตามที่กำหนดไว้

#### 5.2 ผลกระทบจากการที่วงจรถ่ายมีอัตราขยายไม่เป็นหนึ่งต่อวงจรกรองความถี่

##### 5.2.1 Sampled-Data Operation



รูปที่ 5.1 (a) Inverting lossy integrator (b) during  $\phi_1$  (c) during  $\phi_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจร Inverting lossy integrator เราสามารถหาค่ากระแส  $i(t)$  ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_1$  ในช่วงสัญญาณนาฬิกาเฟสหนึ่งได้เท่ากับ

$$i(t) = C_1 \frac{dv_1(t)}{dt} = -(C_F + C_3) \frac{dv_{out}(t)}{dt} \quad (5.1)$$

จากนั้นเมื่อทำการอินทิเกรตสมการ (5) ที่เวลา  $(n-1/2)T$  ของช่วงสัญญาณนาฬิกาเฟสสอง จนถึงเวลาปัจจุบัน  $nT$  ของช่วงสัญญาณนาฬิกาเฟสหนึ่ง จะได้ว่า

$$C_1 v_1(t) \Big|_{(n-1/2)T}^{nT} = -(C_F + C_3) v_{out}(t) \Big|_{(n-1/2)T}^{nT} \quad (5.2)$$

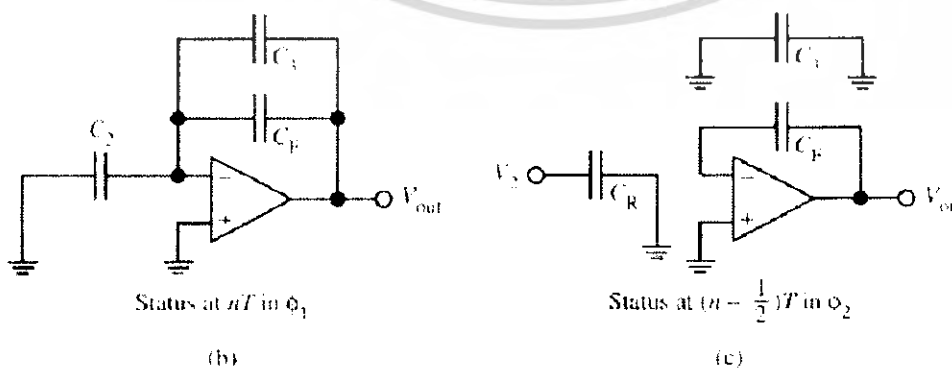
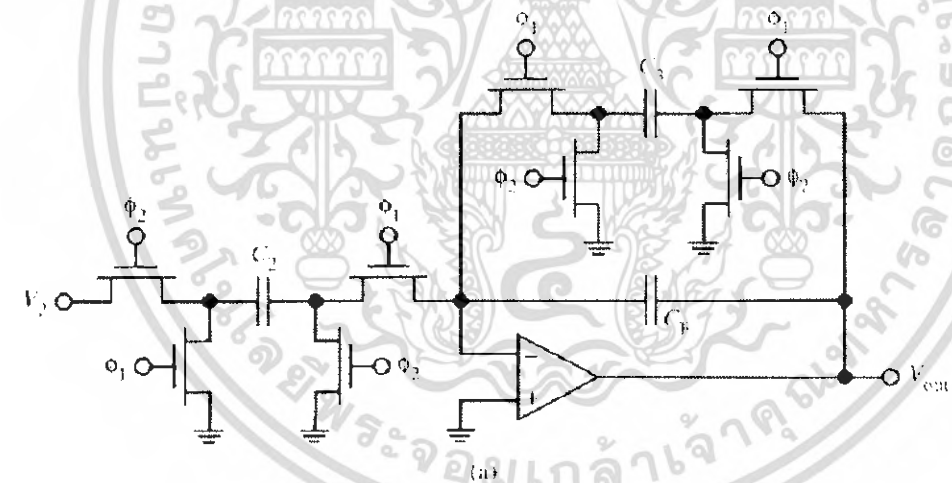
$$C_1 \{v_1(nT) - v_1[(n-1/2)T]\} = -(C_F + C_3) \{v_{out}(nT) - v_{out}[(n-1/2)T]\}$$

จากรูปที่ (1c) จะพบว่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_3$  ในช่วงเวลา  $(n-1/2)T$  ทำการคายประจุลงกราวด์ หรือมีประจุเท่ากับศูนย์ ดังนั้น จากสมการ (6) เราจะได้ว่า

$$(C_F + C_3) v_{out}(nT) - C_F v_{out}[(n-1/2)T] = -C_1 v_1(nT) \quad (5.3)$$

จากนั้นสังเกตว่าออปแอมป์ถูกแยกโคดเค็ยวตั้งแต่ช่วงเวลา  $(n-1)T$  ดังนั้นจะสามารถคงค่าแรงดัน  $v_{out}$  หรือพบว่า  $v_{out}[(n-1/2)T] = v_{out}[(n-1)T]$  ดังนั้นจากสมการที่ (7) เราจะสามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$C_F \{v_{out}(nT) - v_{out}[(n-1)T]\} + C_3 v_{out}(nT) = -C_1 v_1(nT) \quad (5.4)$$



รูปที่ 5.2 (a) Non-inverting lossy integrator (b) during  $\phi_1$  (c) during  $\phi_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยวิธีเดียวกันนี้ เราจะสามารถวิเคราะห์วงจร Non-inverting lossy integrator จากรูปโดยสังเกตว่า ณ เวลา  $[(n-1/2)T]$  ประจุบนตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะเท่ากับ  $C_2 v_2[(n-1/2)T]$  และประจุบนตัวเก็บประจุ  $C_F$  จะมีค่าเท่ากับ  $C_F v_{out}[(n-1/2)T]$  จากนั้น ที่เวลา  $nT$  ตัวเก็บประจุ  $C_2$  และ  $C_3$  จะเชื่อมต่อกับวงจร และสังเกตว่าประจุบนตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะกลับขั้ว จากรูป (2b) ตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะทำการคายประจุทั้งหมดเนื่องจากการเชื่อมต่ออยู่กับกราวด์และกราวด์เสมือน โดยคายประจุ  $-C_2 v_2[(n-1/2)T]$  ไปยัง ตัวเก็บประจุ  $(C_F + C_3)$  จากนั้นเราจะได้สมการการรวมประจุเป็น

$$(C_F + C_3)v_{out}(nT) = C_F v_{out}[(n-1/2)T] + C_2 v_2[(n-1/2)T] \quad (5.5)$$

สมมุติว่าสวิตช์ทำการเปิดและปิดในทันทีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่ขอบของสัญญาณนาฬิกา และไม่มีการถ่ายโอนประจุในระหว่างเวลา  $(n-1)T$  กับเวลา  $(n-1/2)T$  เราจะสามารถประมาณได้ว่า  $v_2[(n-1/2)T] = v_2[(n-1)T]$  และ  $v_{out}[(n-1/2)T] = v_{out}[(n-1)T]$  จากสมการที่ (9) จะได้ว่า

$$C_F \{v_{out}(nT) - v_{out}[(n-1)T]\} + C_3 v_{out}(nT) = C_2 v_2[(n-1)T] \quad (5.6)$$

จากนั้นใช้ลาปลาซทรานสฟอร์ม โดย  $L\{v(t-nT)\} = V(s)e^{-snT}$  และกำหนดให้คาบ  $T = 1$  จากนั้นทำการแทนค่าลงไปในสมการที่ (8) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} C_F [V_{out}(n) - V_{out}(n)e^{-sT}] + C_3 V_{out}(n) &= -C_1 V_1(n) \\ \frac{V_{out}(n)}{V_1(n)} &= -\frac{C_1}{C_F(1-e^{-sT}) + C_3} \end{aligned} \quad (5.7)$$

และแทนค่าลงไปในสมการที่ (10) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} C_F [V_{out}(n) - V_{out}(n)e^{-sT}] + C_3 V_{out}(n) &= C_2 V_2(n)e^{-sT} \\ \frac{V_{out}(n)}{V_2(n)} &= -\frac{C_2 e^{-sT}}{C_F(1-e^{-sT}) + C_3} \end{aligned} \quad (5.8)$$

จากนั้นทำการแปลง  $z$  โดย  $z = e^{sT}$

$$\text{จากสมการที่ (11)} \quad T_I(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_1(z)} = -\frac{C_1}{C_F(1-z^{-1}) + C_3} \quad (5.9)$$

$$\text{จากสมการที่ (12)} \quad T_N(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_2(z)} = \frac{C_2 z^{-1}}{C_F(1-z^{-1}) + C_3} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (13) ทำการคูณ  $z^{1/2}$  เข้าทั้งตัวเศษและตัวส่วนจะได้ว่า

$$T_I(z) = -\frac{C_1 z^{1/2}}{C_F(z^{1/2} - z^{-1/2}) + z^{1/2} C_3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแทนค่า  $z = e^{j\omega T} = \text{Cos}(\omega T) + j\text{Sin}(\omega T)$

$$T_I(z) = -\frac{C_1 e^{j\omega T/2}}{2jC_F \text{Sin}[\omega T/2] + C_3 (\text{Cos}[\omega T/2] + j\text{Sin}[\omega T/2])}$$

จัดรูปสมการ โดยให้ส่วนจริงและจินตภาพเป็นตัวส่วน

$$T_I(z) \Big|_{z=e^{j\omega T}} = -\frac{C_1 e^{j\omega T/2}}{j(2C_F + C_3)\text{Sin}[\omega T/2] + C_3 \text{Cos}[\omega T/2]}$$

$$T_I(z) \Big|_{z=e^{j\omega T}} = -\frac{C_1}{C_F} \frac{e^{j\omega T/2}}{j\left(2 + \frac{C_3}{C_F}\right)\text{Sin}[\omega T/2] + \frac{C_3}{C_F}\text{Cos}[\omega T/2]} \quad (5.11)$$

จาก  $G(\omega) = 20\text{Log}|T(z)|_{z=e^{j\omega T}}$  และ  $\theta(\omega) = \text{Tan}^{-1} \frac{\text{Im}\{T(z)\}}{\text{Re}\{T(z)\}} \Big|_{z=e^{j\omega T}}$  จะได้ว่า

$$G_I(\omega) = 20\text{Log} \left[ \frac{C_1}{C_F} \frac{1}{\sqrt{4\left(1 + \frac{C_3}{C_F}\right)\text{Sin}^2[\omega T/2] + \left(\frac{C_3}{C_F}\right)^2}} \right] \quad (5.12)$$

$$\theta_I(\omega) = \pi - \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{\left(2 + \frac{C_3}{C_F}\right)\text{Sin}[\omega T/2]}{\frac{C_3}{C_F}\text{Cos}[\omega T/2]} \right] + \frac{\omega T}{2} \quad (5.13)$$

จากสมการที่ (14) ทำการคูณ  $z^{1/2}$  เข้าทั้งตัวเศษและตัวส่วนจะได้ว่า

$$T_N(z) = \frac{C_2 z^{-1/2}}{C_F (z^{1/2} - z^{-1/2}) + z^{-1/2} C_3}$$

$$T_N(z) = \frac{C_2 e^{-j\omega T/2}}{j(2C_F + C_3)\text{Sin}[\omega T/2] + C_3 \text{Cos}[\omega T/2]}$$

จะได้ค่าอัตราขยายและเฟสคือ

$$G_N(\omega) = 20\text{Log} \left[ \frac{C_2}{C_F} \frac{1}{\sqrt{4\left(1 + \frac{C_3}{C_F}\right)\text{Sin}^2[\omega T/2] + \left(\frac{C_3}{C_F}\right)^2}} \right] \quad (5.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_N(\omega) = -\tan^{-1} \left[ \frac{\left(2 + \frac{C_3}{C_F}\right) \sin[\omega T/2]}{\frac{C_3}{C_F} \cos[\omega T/2]} \right] - \frac{\omega T}{2} \quad (5.15)$$

## 5.2.2 การศึกษาถึงความไม่เป็นอุดมคติของอัตราขยายและค่าจำกัดในการตอบสนองทางความถี่ของบัฟเฟอร์และผลกระทบที่มีต่อวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

### 5.2.2.1 ผลกระทบต่อวงจรที่เกิดจากอัตราขยายไม่เท่ากับหนึ่ง

จากวงจร Inverting UGB SC Integrator โดยการให้อัตราขยายของบัฟเฟอร์มีค่าเท่ากับ  $A_o$  จะสามารถแสดงทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$H(z) = \frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})/A_o + C_1/C_2(1/A_o - 1)} \quad (5.16)$$

และจาก  $z = e^{j\omega T} = \cos(\omega T) + j\sin(\omega T)$  จะสามารถแทนค่าในสมการ (1) ได้เป็น

$$H(\omega) = \frac{C_1}{C_2} \frac{A_o e^{-j\omega T/2}}{2j\sin[\omega T/2] \left( 1 + \frac{C_1}{2C_2}(1-A_o) - j \frac{C_1(1-A_o)}{2C_2 \tan[\omega T/2]} \right)} \quad (5.17)$$

จะสามารถหาค่าความผิดพลาดทางขนาดสัญญาณได้เท่ากับ

$$\%MagError(\omega) = \left[ 1 - \frac{A_o}{1 + \frac{C_1}{2C_2}(1-A_o) - j \frac{C_1(1-A_o)}{2C_2 \tan[\omega T/2]}} \right] \times 100 \quad (5.18)$$

และความผิดพลาดเชิงมุมเท่ากับ

$$\theta(\omega) = \tan^{-1} \left[ \frac{-\frac{C_1}{C_2} \frac{1}{A_o} \sin\left[\frac{\omega T}{2}\right] - \frac{1}{A_o} \sin\left[\frac{\omega T}{2}\right] + \sin\left[\frac{\omega T}{2}\right]}{\frac{C_2}{C_1} \frac{1}{A_o} - \frac{C_2}{C_1} \frac{1}{A_o} \cos\left[\frac{\omega T}{2}\right] - \frac{1}{A_o} \cos\left[\frac{\omega T}{2}\right] + \cos\left[\frac{\omega T}{2}\right]} \right] \quad (5.19)$$

### 5.2.2.2 ผลกระทบที่เกิดจากความจำกัดของแบนด์วิธ

ทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร Inverting UGB SC Integrator และกำหนดค่าแบนด์วิธที่  $\omega_p$  สามารถแสดงได้ดังนี้คือ

$$H(z) = \frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1}) \left( 1 + \frac{e^{-2K} z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{e^{-K}}{1-z^{-1}} \right)} \quad (5.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ข้อดีของวงจรนี้คือ เอาท์พุทจะต่ออยู่ที่ขาทรานของ  $M_1$  ฉะนั้นค่า แรงดันออฟเซ็ทจะมีค่าน้อยที่สุด หากไม่คำนึง channel-length modulation จะได้ว่าแรงดันไฟตรงของวงจรคือ

$$V_O = V_i - V_{gs1} + V_{gs2} + V_{gs3} - V_{gs4} \quad (5.24)$$

หาก  $V_{gs1} = V_{gs2} = V_{gs3} = V_{gs4}$

จะได้ว่า  $V_O = V_i$  (5.25)

หากมีการกำหนดค่าขนาด W/L และ กระแสไบอัสที่เหมาะสม เอาท์พุทที่เป็นแรงดันเอาท์พุทไฟตรงสามารถทำให้ใกล้เคียงกับแรงดันอินพุทไฟตรงได้ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้แรงดัน  $I_6$  เป็น 4 เท่าของแรงดัน  $I_5$

และข้อดีอื่นๆของวงจรนี้คือปรากฏการณ์ body effect จะไม่มี เพราะการกำหนดขนาดและกระแสไบอัสที่เหมาะสมทำให้  $V_{gs1}$  และ  $V_{gs2}$  เท่ากับ  $V_{gs3}$  และ  $V_{gs4}$  จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันเนื่องจากปรากฏการณ์ body effect จะมีค่าเท่ากัน จากการที่ไม่มีปรากฏการณ์ body effect ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้อง ลัดวงจรระหว่างขาซอสและบอดี้และจะไม่ทำให้ช่วงปฏิบัติการทางความถี่ลดลงด้วย

อัตราขยายไฟตรงของสัญญาณขนาดเล็ก ซีโรและโพลของวงจรนี้คือ

$$\frac{V_O(0)}{V_i(0)} = \frac{g_{m1} R_{o1} g_{m2} R_{o2}}{g_{m1} R_{o1} (1 + g_{m2} R_{o2}) + 1 + g_{m2} R_{o1} R_{o2} \left[ \frac{1}{R_{o5}} + \frac{1}{R_{o6}} \right]} \quad (5.26)$$

$$z_1 = \frac{(-g_{m1} g_{m2} C_{gs1} C_{gs2})^{1/2}}{C_{gs1} C_{gs2}} \quad (5.27)$$

$$z_2 = \frac{-(-g_{m1} g_{m2} C_{gs1} C_{gs2})^{1/2}}{C_{gs1} C_{gs2}} \quad (5.28)$$

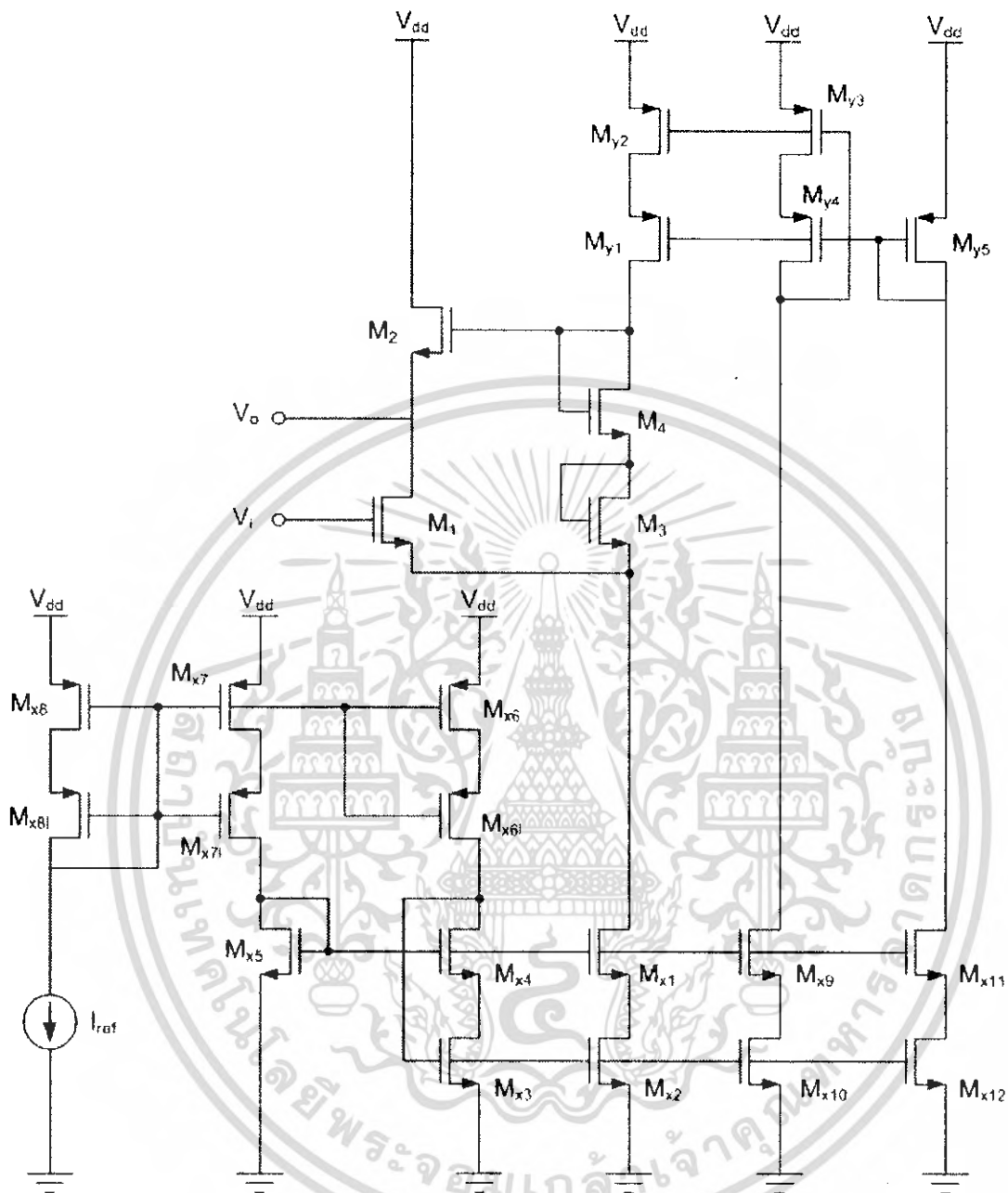
$$p_1 = \frac{-g_{m2}}{C_{gs2} + C_L} \quad (5.29)$$

$$p_2 = \frac{-g_{m1}}{C_{gs1}} \quad (5.30)$$

ซึ่ง  $R_{o1}$  เป็นความต้านทานขาออกที่เพิ่มขึ้นของ  $M_1$ ,  $R_{o2}$  คือความต้านทานขาออกที่เพิ่มขึ้นของ  $M_2$ ,  $R_{o5}$  คือความต้านทานขาออกที่เพิ่มขึ้นของแหล่งจ่ายกระแส  $I_5$ ,  $R_{o6}$  คือความต้านทานขาออกที่เกิดขึ้นของแหล่งจ่ายกระแส  $I_6$ ,  $g_{m1}$  คือค่าความนำสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_1$ ,  $g_{m2}$  คือค่าความนำสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_2$ ,  $C_{gs1}$  คือค่าความจุระหว่างขาเกตและซอสของ  $M_1$ ,  $C_{gs2}$  คือค่าความจุระหว่างขาเกตและซอสของ  $M_2$  และ  $C_L$  คือค่าความจุโหลดที่ขาออก

สามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 รูปวงจรตามแรงดันที่ออกแบบ

จากรูปวงจรจะเห็นได้ว่าช่วงการสวิงของเอาต์พุตถูกจำกัดโดยแรงดันเทรชโฮล(threshold voltage) ของอุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุตและแรงดันค่าเดรน-ซอสค่าต่ำสุดของอุปกรณ์ในวงจรไบแอส จากรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่า  $V_{o\min}$  และ  $V_{o\max}$  คือ

$$V_{o\min} = V_{TH1} + \Delta_{M1} + \Delta_{Mx1} + \Delta_{Mx2} \quad (5.31)$$

$$V_{o\max} = V_{DD} - (V_{TH2} + \Delta_{M2} + \Delta_{My1} + \Delta_{My2}) \quad (5.32)$$

$$\Delta = V_{gs} - V_{TH} \quad (5.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.4 สรุป

เมื่อเราออกแบบวงจรของความถี่และวงจรตามแรงดันแล้ว จะนำวงจรที่ออกแบบทั้งสองวงจรไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spectre ซึ่งจะกล่าวถึงวิธีการจำลองการทำงานในบทต่อไป นอกจากนี้ก็อาจจะต้องมีการปรับขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ให้วงจรมีคุณสมบัติตามที่ต้องการด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### การจำลองการทำงาน

#### 6.1 บทนำ

ในการจำลองการทำงานของวงจรความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์นั้นผู้ออกแบบสามารถจำลองการทำงานที่ระดับทรานซิสเตอร์ด้วยโปรแกรม Spice ได้ แต่จะมีปัญหาในการจำลองการทำงานของ AC และ noise เนื่องจาก Spice สามารถจำลองการทำงานที่จุดปฏิบัติการไฟตรง (DC operating point) แบบคงที่เท่านั้นกรองความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ใช้สัญญาณนาฬิกาในการควบคุมการทำงาน ทำให้ไบอัสของระบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาแบบซ้ำคาบ ซึ่งคุณลักษณะนี้สามารถแสดงได้ด้วยการจำลองการทำงานแบบ Transient ใน Spice เท่านั้น ดังนั้นหากต้องการทราบผลการตอบสนองสัญญาณตลอดช่วงความถี่ ก็จำเป็นต้องทำการจำลองการทำงานแบบ Transient ซ้ำไปเรื่อยจนครบช่วงความถี่ที่สนใจ ซึ่งต้องใช้กำลังการประมวลผลและเวลาคำนวณสูงมาก อีกทั้งผลที่ได้ก็ยังผิดพลาดเนื่องจากการเลือกสภาวะการจำลองการทำงานที่ไม่เหมาะสมอีกด้วย

วิธีการอื่นนอกเหนือจากนี้ อาจสามารถใช้โปรแกรมจำลองการทำงานพิเศษสำหรับระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาโดยเฉพาะ เช่น โปรแกรม Switcap[8] อย่างไรก็ตามโปรแกรมเหล่านี้สามารถจำลองการทำงานในระดับพฤติกรรม (behavioral-level) เท่านั้นจึงไม่สามารถคาดการณ์ผลของ second order effect เช่นผลของขอบเขตการทำงานทางความถี่ ความไม่เป็นเชิงเส้นของความต้านทานในสวิตช์ การแพร่กระจายของประจุ ข้อจำกัดของอัตราการใช้สวิตช์ และผลกระทบการไบอัสกลับทางซับสเตรท (reverse substrate bias or back-gate bias effect) ได้

แต่ด้วยความสามารถของ Spectre RF ในชุดโปรแกรมแคแดนซ์ ผู้ออกแบบสามารถจำลองการทำงานทั้งในส่วนของการจำลองการทำงานของสัญญาณขนาดเล็กเช่น AC และสัญญาณรบกวน โดยอาศัยจุดปฏิบัติการซ้ำคาบ (periodic operating point) และสามารถคาดการณ์การถ่ายโอนและคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนได้โดยตรงขณะที่สัญญาณนาฬิกาทำงานด้วยและยังคงไว้ซึ่งผลกระทบอันดับที่สอง ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ทำให้ผลการจำลองการทำงานนั้นถูกต้องแม่นยำและรวดเร็วขึ้นมาก ดังนั้นผู้ออกแบบจึงควรทราบถึงวิธีการใช้โปรแกรม Spectre เพื่ออำนวยความสะดวกในการจำลองการทำงานของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ต่อไป

## 6.2 ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

เลือกใช้ค่า  $L = 1$

MOS	ขนาด ( $\mu\text{m}$ )
$M_1, M_2$	72
$M_3, M_4$	28
$M_{x1}, M_{x2}$	12
$M_{x3}$	12
$M_{x4}$	5
$M_{x5}$	2
$M_{x6}, M_{x7}, M_{x8}, M_{x61}, M_{x71}, M_{x81}$	38
$M_{x9}, M_{x10}, M_{x11}, M_{x12}$	6
$M_{y5}$	8
$M_{y4}$	10
$M_{y3}$	5
$M_{y1}, M_{y2}$	6

ตารางที่ 6.1 ตารางแสดงขนาด W/L ของมอสในวงจรตามแรงดัน

## 6.3 วิธีการจำลองการทำงาน

เราสามารถใช่โปรแกรม Spectre เพื่อจำลองการทำงานหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ต่อไป

### 6.3.1 จุดปฏิบัติการแบบซ้ำคาบ (Periodic Operating Point)

โดยทั่วไปลำดับแรกในการอธิบายลักษณะของวงจรรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ด้วยโปรแกรม Spectre คือการคำนวณค่าที่จุดปฏิบัติการแบบซ้ำคาบซึ่งเป็นค่าที่สภาวะคงตัวกับการทำงานของสัญญาณนาฬิกาเท่านั้น(สัญญาณอินพุตจะไม่ทำงาน)การวิเคราะห์ที่ต้องการการคำนวณค่าที่จุดปฏิบัติการครบรอบเป็นอันดับแรกซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กเป็นลำดับต่อไป การคำนวณจุดปฏิบัติการนี้สามารถทำได้โดยการเลือกใช้การวิเคราะห์แบบ PSS (Periodic steady state) คล้ายกับการวิเคราะห์แบบ transient ซึ่งการวิเคราะห์แบบนี้จะคำนวณการตอบสนองที่สภาวะคงตัวของวงจร โดยที่มีสัญญาณนาฬิกาเท่านั้น โดยเริ่มจากเงื่อนไขเริ่มต้น หรือหากไม่ระบุเงื่อนไขเริ่มต้น แบบจำลอง Spectre จะใช้การวิเคราะห์ DC มาคำนวณหาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขเริ่มต้น ในระหว่างการวิเคราะห์ DC นั้นสัญญาณนาฬิกาจะไม่ทำงานแต่อาจจะมีปัญหาคือ หากค่าเริ่มต้นการวิเคราะห์ไม่ดีอาจจะทำให้การลู่เข้าคำตอบในการวิเคราะห์แบบ PSS เกิดขึ้นได้ยาก อาจแก้ไขได้โดยการกำหนดค่าเริ่มต้นของ C ทุกตัวในวงจรให้เป็นศูนย์หรือกำหนดค่าของตัวแปร  $t_{stab}$  เพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มต้นการวิเคราะห์แบบ PSS ซึ่งผลของการวิเคราะห์แบบ PSS ใช้ในการวัดค่าแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตของวงจรรองความถี่ซึ่งเป็นผลมาจากแรงดันออฟเซตของออปแอมป์

### 6.3.2 การวิเคราะห์แบบ PAC (Periodic steady state)

คล้ายกับการวิเคราะห์แบบ ac การวิเคราะห์แบบนี้ใช้สัญญาณขนาดเล็กลงจากอินพุตมาคำนวณหาการตอบสนองของสองเอาต์พุต เอาต์พุตตัวแรกคือเอาต์พุตโดยทั่วไปของวงจรรองความถี่ สัญญาณที่เอาต์พุตนี้จะมีค่าต่อเนื่องทางเวลาและรวมผลของความไม่สมบูรณ์เอาไว้อเอาต์พุตตัวที่สองคือเอาต์พุตตัวแรกที่ผ่านมาวงจร Sample and hold แล้ว

### 6.3.3 การกำหนดการวิเคราะห์วงจร

#### 6.3.3.1 การวิเคราะห์ PSS

กำหนดให้ Number Of Harmonics = 50

Accuracy Defaults กำหนดแบบ Moderate

Integration Method Parameters เป็น gear2only

#### 6.3.3.2 การวิเคราะห์ PAC

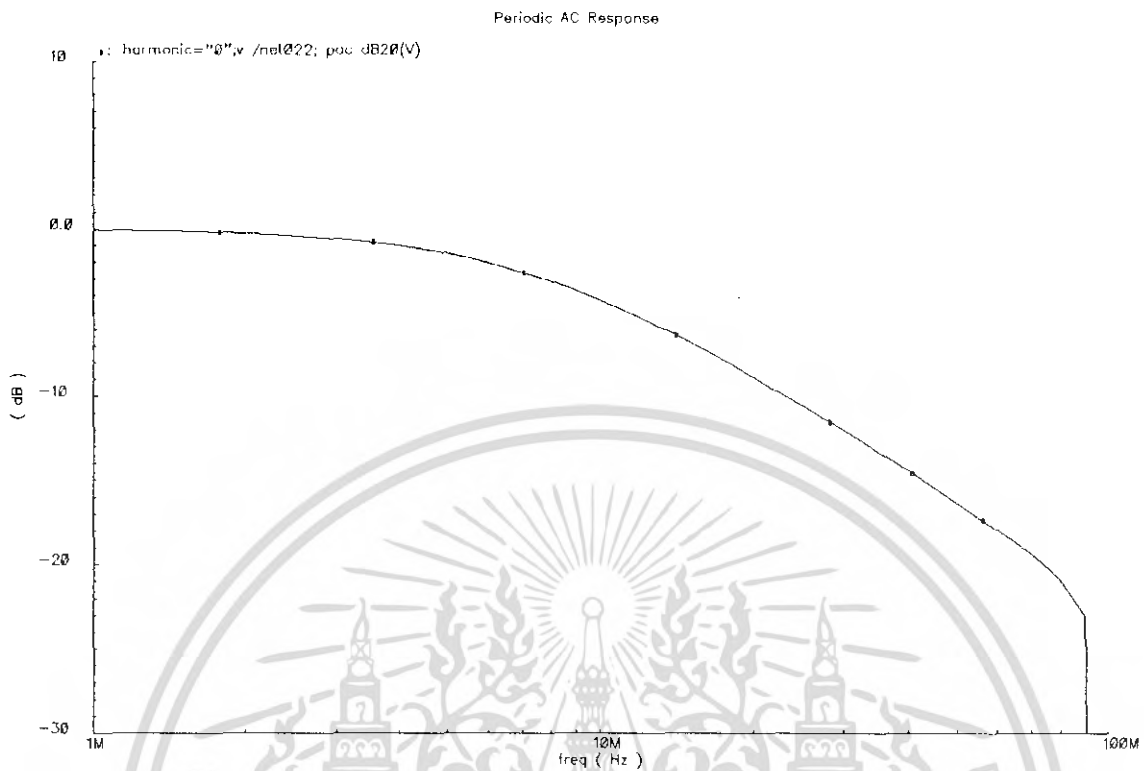
กำหนดให้ Frequency Sweep Range จาก 1M ถึง 100M

Point per decade = 50

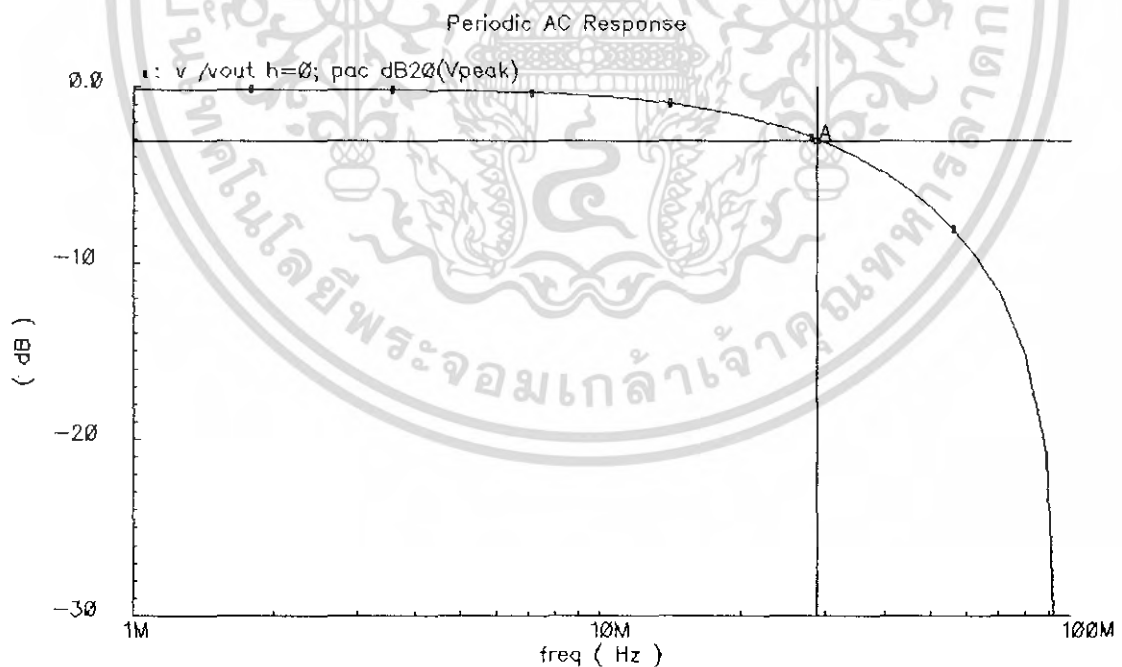
Convergence Parameters เป็น gear order2

## 6.4 ผลการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



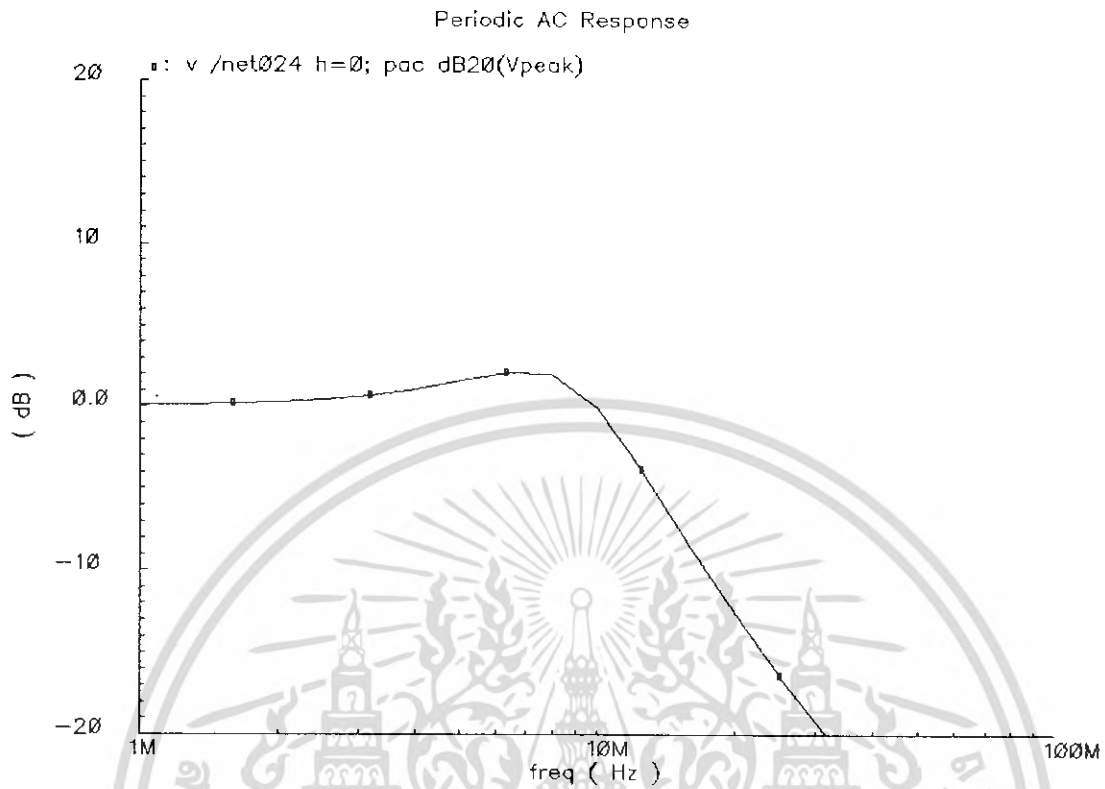
รูปที่ 6.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจร Lossy Integrator พื้นฐานที่เป็นอุดมคติ



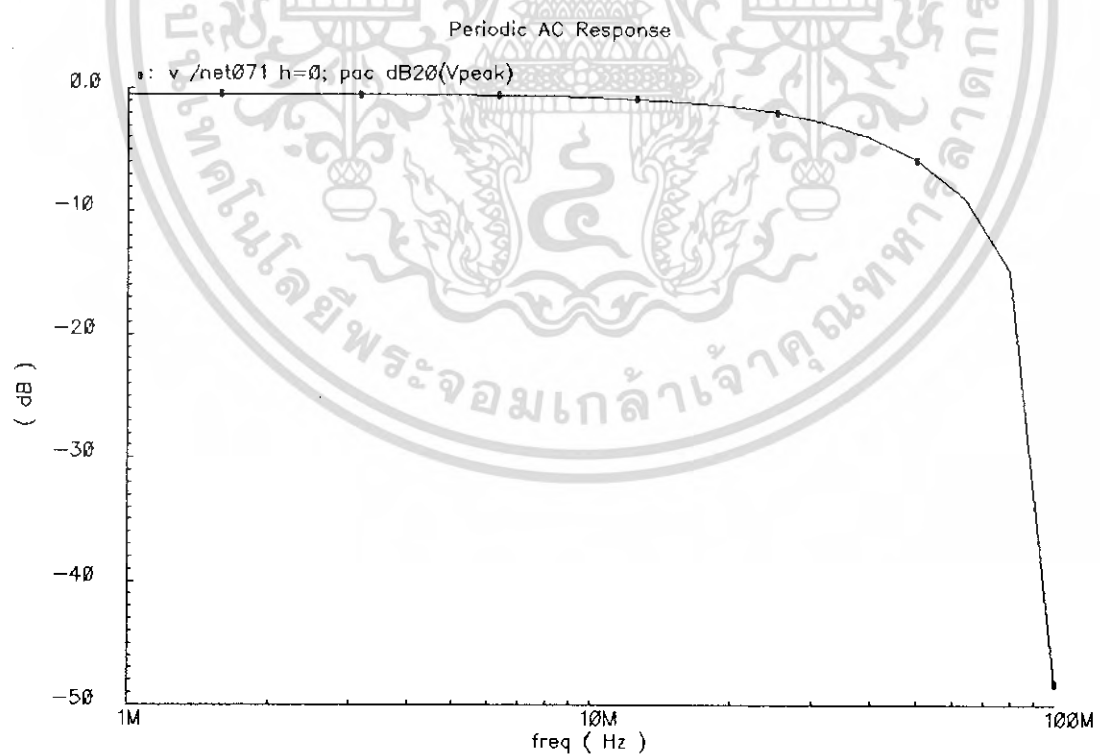
A: (29.0099M -2.99681)

รูปที่ 6.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจร Lossy Integrator ที่ใช้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งที่เป็นอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

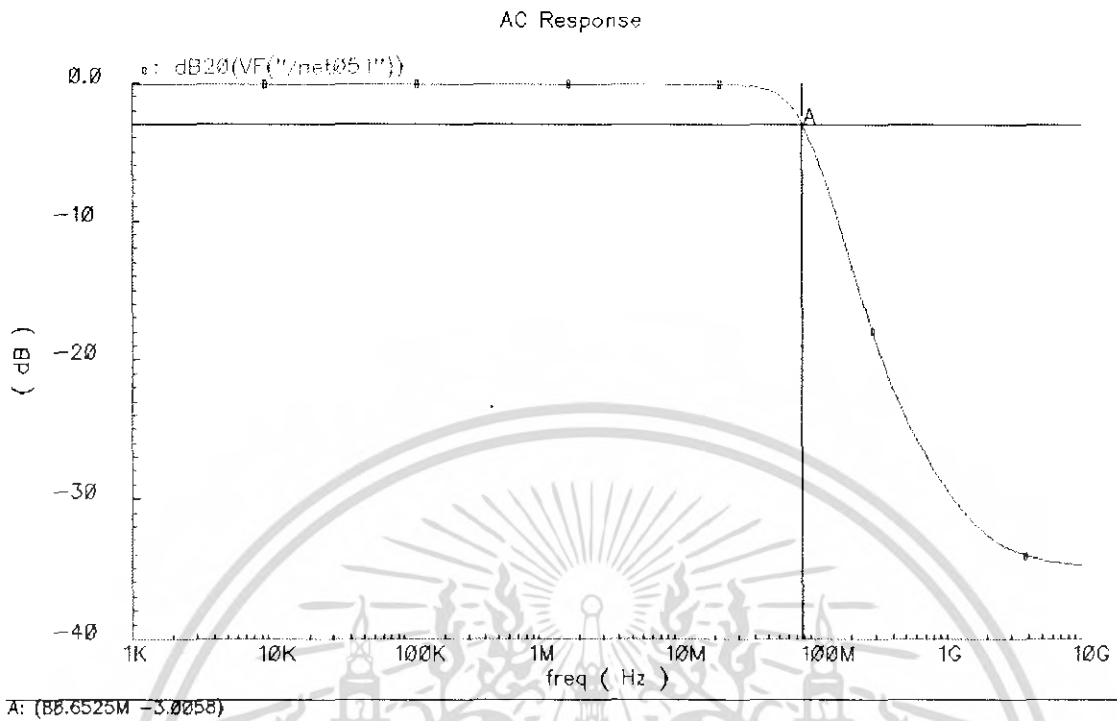


รูปที่ 6.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่ต่ำผ่านที่ใช้โอปแอมป์ที่เป็นอุดมคติ

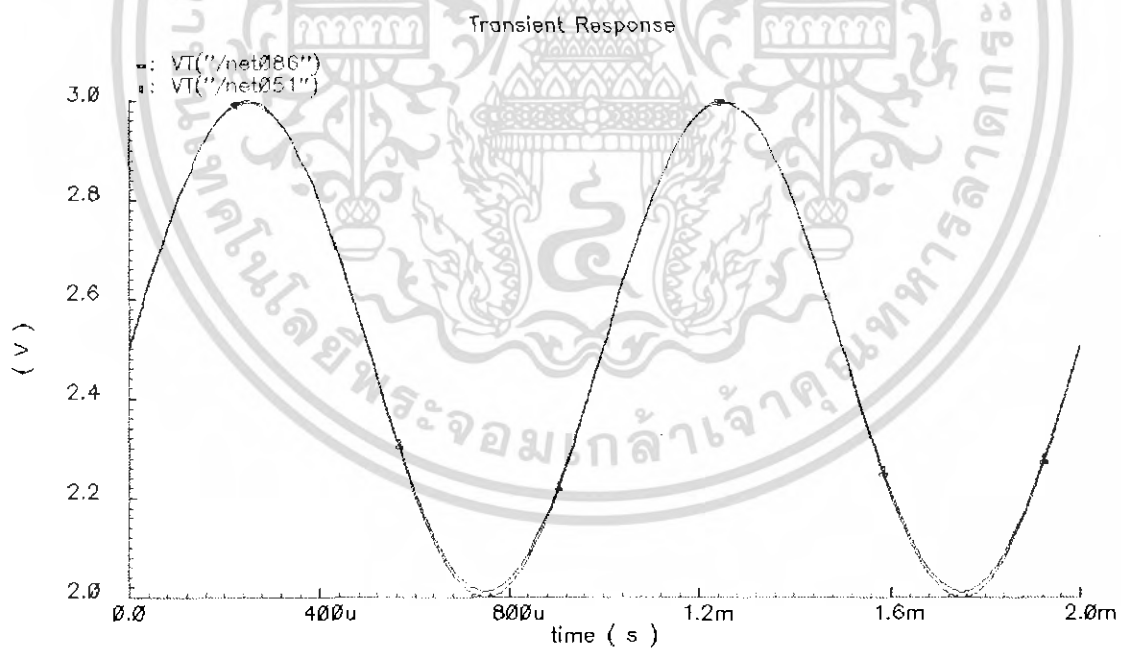


รูปที่ 6.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่ต่ำผ่านที่ใช้วงจรรายช่ายที่มีอัตราช่ายเท่ากับหนึ่งที่เป็นอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

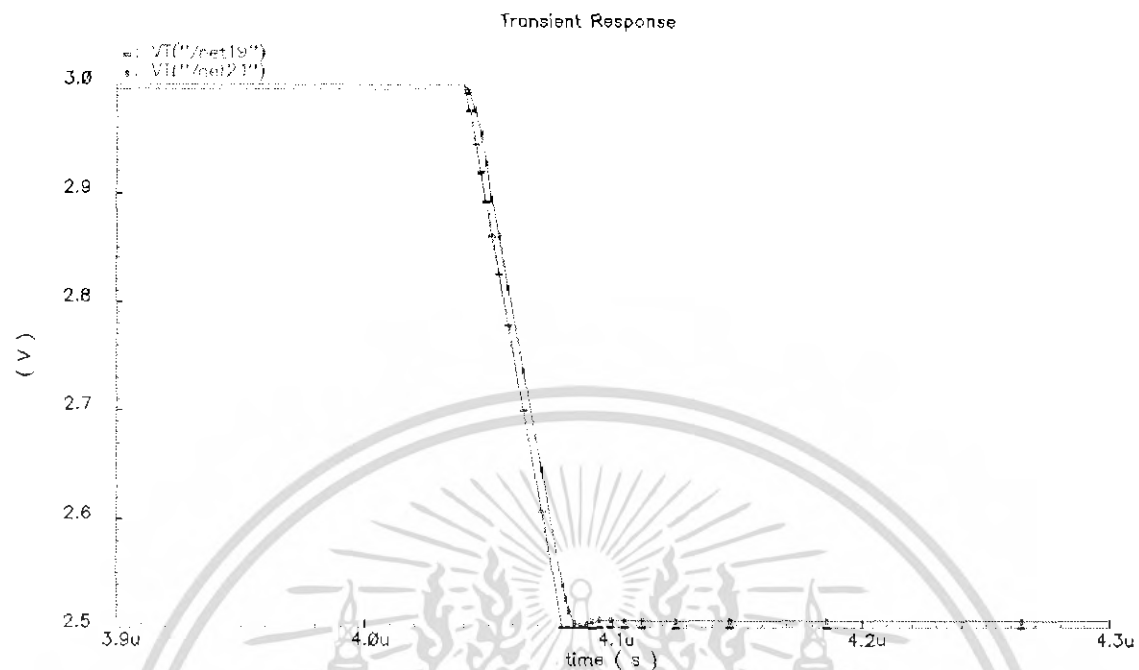


รูปที่ 6.5 ผลการจำลองการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดัน

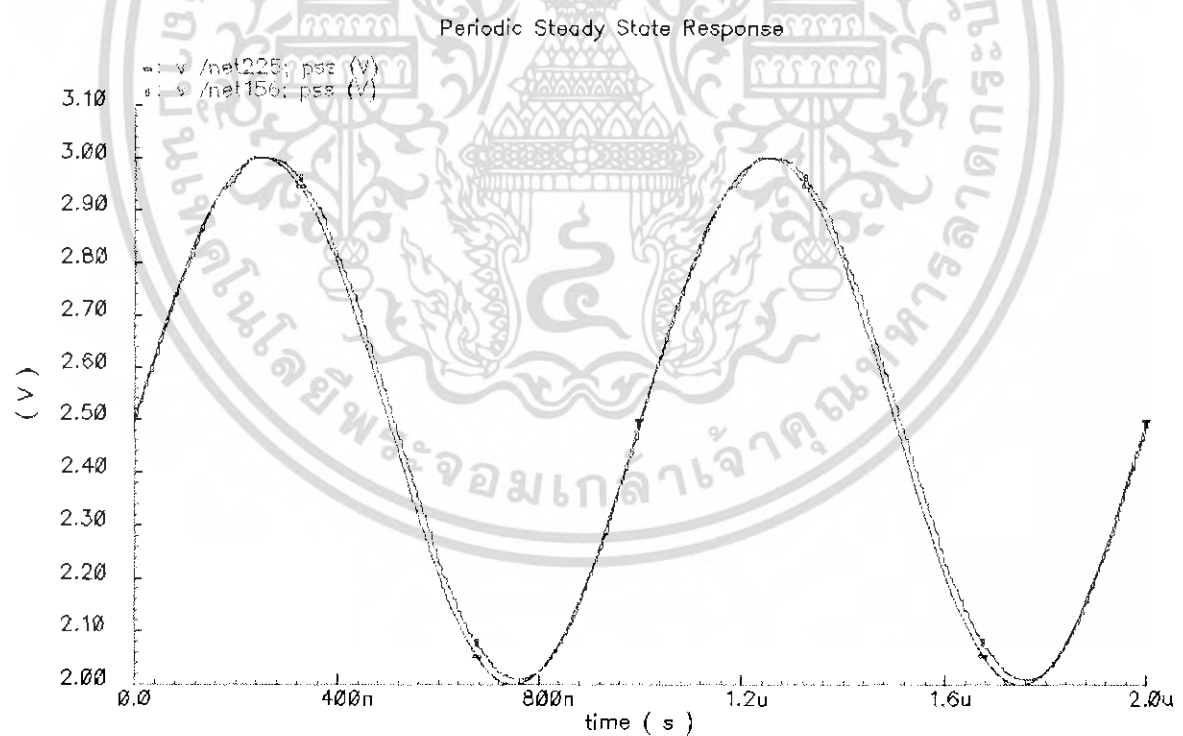


รูปที่ 6.6 การตอบสนองทางเวลาของวงจรตามแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

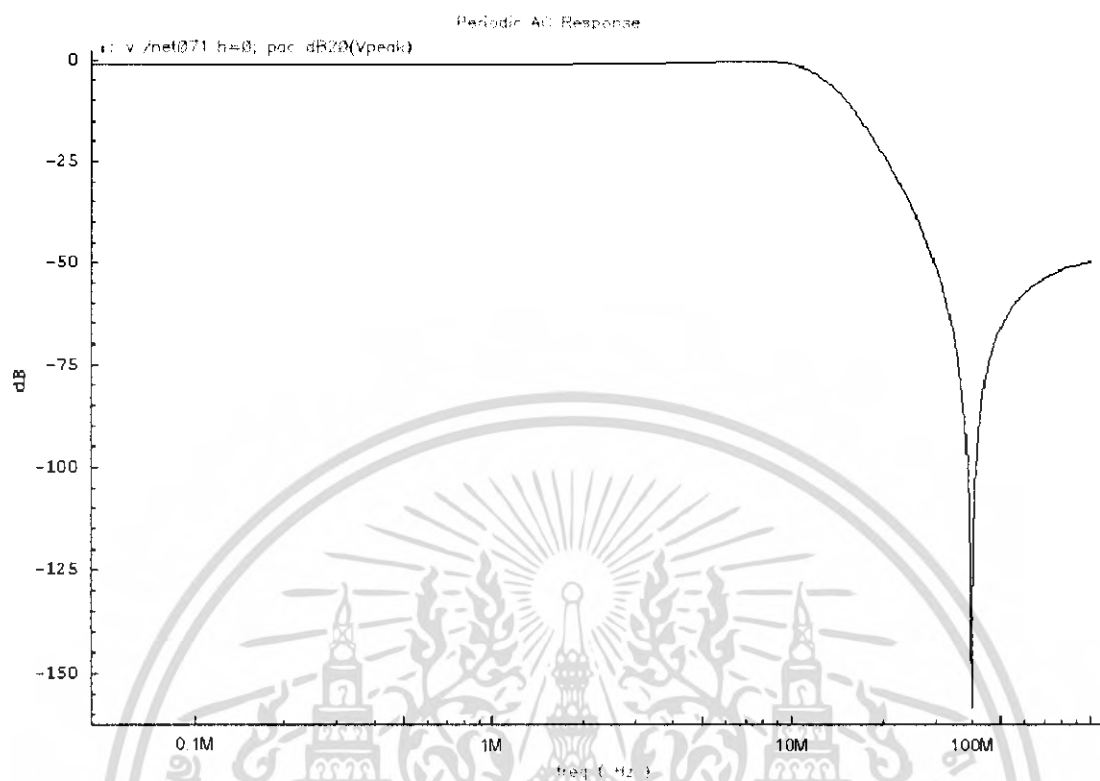


รูปที่ 6.7 อัตราการสลับของวงจรรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 6.8 การตอบสนองทางเวลาของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้  
วงจรรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้  
วงจรรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

### 6.5 บทสรุป

ในการจำลองการทำงานบางครั้งอาจจะได้รูปกราฟที่หยาบเกินไปเนื่องจากความละเอียดในการคำนวณน้อยเกินไป การที่จะคำนวณรูปสัญญาณด้วยความละเอียดที่สูงขึ้นจำเป็นต้องมีการปรับความถี่ของอินพุทและอัตราการสุ่มของสัญญาณนาฬิกาให้สูงขึ้นเพื่อให้สามารถจำลองการทำงานได้เร็วขึ้นเนื่องจากเมื่อปรับความละเอียดในการคำนวณจะต้องใช้เวลาในการคำนวณมากขึ้นด้วย และเนื่องจากในการจำลองอุปกรณ์ที่เป็นอุดมคติอาจทำให้เมตริกในการคำนวณของโปรแกรมไม่สามารถหาค่าค่าหนึ่งได้ ทำให้ต้องมีการเพิ่มตัวด้านทานตัวเก็บประจุขนานเข้าไปทางด้านอินพุทของ VCVS เพื่อให้ เมตริกในการคำนวณสามารถหาค่าได้

## บทที่ 7

### สรุปผลการทดลอง

ในการทดลอง เรากำหนดให้ค่าตัวแปรต่างๆในวงจรทั้งสองมีค่าเหมือนกัน หรือมีความใกล้เคียงกันเพื่อความง่ายในการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจร โดยให้ค่าสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 0.5 โวลต์ มีความถี่เท่ากับ 1 เมกกะเฮิรตซ์ สัญญาณนาฬิกาแรงดัน 2.5 โวลต์มีความถี่เท่ากับ 100 เมกกะเฮิรตซ์ มีเวลาในการขึ้นและลง (Rise time, Fall time) เท่ากับ 100 ps

จากการทดสอบวงจรพบว่าวงจรกรองความถี่มีการตอบสนองทางความถี่ได้ที่ความถี่ 10 MHz แต่ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับช่วงการตอบสนองทางความถี่วงจรตามแรงดันด้วย โดยต้องออกแบบให้วงจรตามแรงดันมีค่าความถี่ที่สูงกว่าความถี่คutoffของวงจรกรองความถี่มากๆ และเนื่องจากการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันนั้นต้องแลกเปลี่ยนกับอัตราขยายของวงจรทำให้อัตราขยายไม่เป็นหนึ่ง เพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่ต้องออกแบบให้อัตราขยายมีค่าใกล้เคียงกับหนึ่งมากๆ

ซึ่งหากต้องการพัฒนางจรที่ใช้บัฟเฟอร์ให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นทำได้โดยการออกแบบวงจรตามแรงดันที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยอาจจะใช้ทั้งมอดูลอินพุตและมอดูลเอาท์พุตร่วมกัน เพื่อที่ช่วงการสวิงของค่าอินพุตและเอาต์พุตจะได้มีช่วงกว้างขึ้น

### เอกสารอ้างอิง

- [1] จิรยุทธ์ มหัทธนนกุล, “ การออกแบบวงจรกรองแอนะล็อก”, แมคกรอ-ฮิลอินเตอร์เนชั่นแนล เอ็นเตอร์ไพรส์, อิงค์, 265 หน้า, 2544
- [2] Behzad Razavi, “ Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, McGraw-Hill, 684p., 2001
- [3] David Bruneau, “ High-Speed Switched-Capacitor Filters Based on Unity-Gain Buffers”, A Thesis, Oregon State University, 2005.
- [4] Fred H. Irons, “Active filters for integrated-circuit application”, Artech House, Inc, 408 p., 2005.
- [5] Lawrence P. Huelsman. “ Active and Passive analog filter design: an introduction”, McGraw-Hill, 480 p., 1993.
- [6] Phillip, E. Allen and Douglas, R. Holberg, “ CMOS Analog Circuit Design. Second Edition”, Oxford, 784 p., 2002.
- [7] P.V. Ananda mohan, V. Ramachandran, M.N.S. Swamy. “ Switched Capacitor Filters: theory, analysis and design”, Prentice Hall, 584 p., 1995
- [8] Ken Kundert, Simulating Switched-Capacitor Filters with SpectreRF, [www.designers-guide.org](http://www.designers-guide.org), 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้