



การออกแบบวงจรรองความถี่อันดับสูง Chebychev โดยใช้ MO-OTA และแอปพลิเคชัน



โดย  
นายสิรคณัย ศรีสำราญรุ่งเรือง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญามหาบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตซ์อันดับสูง Chebychev โดยใช้ MO-OTA และแอมป์  
ฟลิปเคชัน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

HIGH-ORDER CHEBYCHEV NOTCH FILTER BASED ON MO-OTA AND ITS  
APPLICATION



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for Master of Engineering (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Department of ELECTRICAL ENGINEERING

Silpakorn University

Academic Year 2022

Copyright of Silpakorn University

หัวข้อ การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตซ์อันดับสูง Chebychev โดยใช้ MO-OTA และแอฟฟลิเคชัน

โดย นายสิรदनัย ศรีสำราญรุ่งเรือง

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผนก ก แบบ ก 2 ระดับปริญญา  
มหาบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ญัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณาอนุมัติ  
ให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

( ) คณะบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และ  
เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

พิจารณาเห็นชอบโดย

ประธานกรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน)  
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ญัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล)  
ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน  
(ดร. ภมร ศิลาพันธ์)  
ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก  
(รองศาสตราจารย์ ดร. พิพัฒน์ พรหมมี)

630920035 : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทบัณฑิต  
คำสำคัญ : เซฟปีเซฟ, วงจรกรองความถี่นอตช์, กราฟการไหลของสัญญาณ, โอทีเอ, ปรับค่าได้,  
สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

นาย สิริตนัย ศรีสำราญรุ่งเรือง: การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์อันดับสูง  
Chebychev โดยใช้ MO-OTA และแอฟฟลิเคชัน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ผู้ช่วย  
ศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล

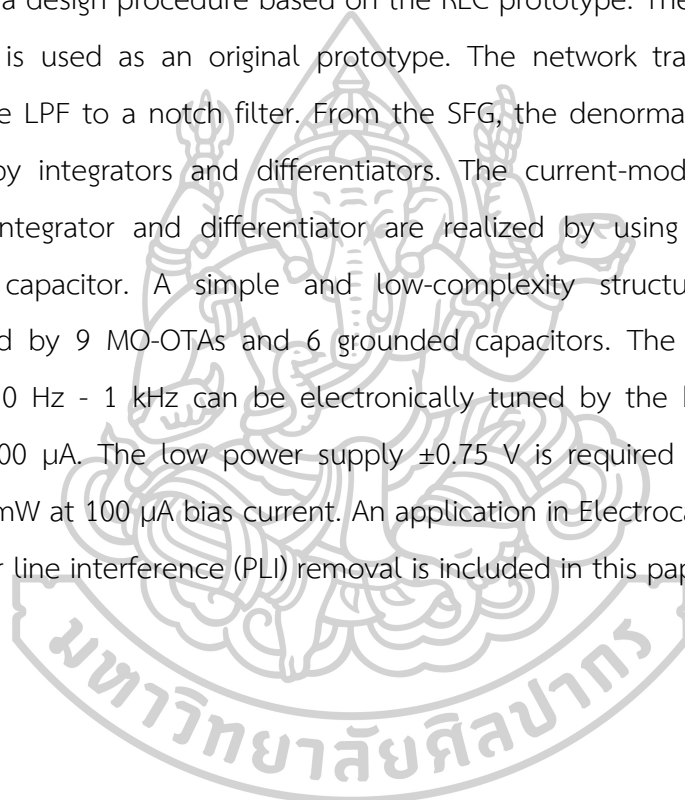
งานวิจัยนี้นำเสนอ การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์อันดับสูงโดยใช้โอทีเอหลาย  
เอาต์พุต (MO-OTA) และแอฟฟลิเคชัน กราฟการไหลของสัญญาณ (Signal flow graph: SFG) ถูก  
นำมาใช้ในการออกแบบวงจรจากวงจรกรอง RLC ต้นแบบ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Chebyshev  
โดยใช้ RLC ถูกนำมาใช้เป็นวงจรต้นแบบ การแปลงเครือข่ายถูกนำมาใช้ในการแปลงวงจรกรอง  
ความถี่ต่ำผ่านให้เป็นวงจรกรองความถี่นอตช์ จากกราฟการไหลของสัญญาณที่ผ่านการดัดแปลงแล้ว  
สามารถแทนที่ได้ด้วยอินทิเกรเตอร์และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ อินทิเกรเตอร์และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์รูป  
แบบกระแสนิตสูญเสียและไม่สูญเสียถูกสร้างจาก MO-OTA ที่มีโครงสร้างจาก CMOS และตัวเก็บ  
ประจุต่อลงกราวด์ โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยโดยประกอบไปด้วย MO-OTA  
จำนวน 9 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์จำนวน 6 ตัว ความถี่หยุดของวงจรสามารถปรับค่าได้ทาง  
อิเล็กทรอนิกส์ระหว่าง 10 Hz - 1 kHz โดยปรับค่ากระแสไบอัสระหว่าง 1  $\mu$ A ถึง 100  $\mu$ A วงจรที่  
นำเสนอใช้ไฟเลี้ยงต่ำที่  $\pm 0.75$  V ซึ่งใช้พลังงาน 15 mW ที่กระแสไบอัส 100  $\mu$ A แอฟฟลิเคชันการ  
กำจัดสัญญาณรบกวนจากสายไฟฟ้า (Power line interference: PLI) ในสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ  
(Electrocardiogram: ECG) ถูกนำเสนอในงานวิจัยนี้

630920035 : Major (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Keyword : Chebyshev, Notch filter, Signal flow graph, OTA, Tunable, ECG

MR. Siradanai SRISAMRANRUNGRUEANG : High-order Chebychev Notch Filter based on MO-OTA and its application Thesis advisor : Assistant Professor NATAPONG WONGPROMMOON, Ph.D.

This paper presents a design of high-order notch filter based on multiple output OTA (MO-OTA) and its application. The signal flow graph (SFG) method is applied as a design procedure based on the RLC prototype. The RLC Chebyshev low-pass filter is used as an original prototype. The network transform is applied to convert the LPF to a notch filter. From the SFG, the denormalized network can be replaced by integrators and differentiators. The current-mode lossy and lossless types of integrator and differentiator are realized by using CMOS MO-OTA and grounded capacitor. A simple and low-complexity structure is achieved and constructed by 9 MO-OTAs and 6 grounded capacitors. The stop-band frequency between 10 Hz - 1 kHz can be electronically tuned by the bias current between  $1\mu\text{A}$  and  $100\mu\text{A}$ . The low power supply  $\pm 0.75\text{ V}$  is required which consumes the power 15 mW at  $100\mu\text{A}$  bias current. An application in Electrocardiogram (ECG) signal with power line interference (PLI) removal is included in this paper.



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จผ่านไปได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความกรุณาและความอนุเคราะห์อย่างสูงจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่มีความกรุณาให้คำแนะนำ คำปรึกษา ความช่วยเหลือ ตลอดจนการตรวจแก้ไขให้ข้อเสนอแนะและติดตามความก้าวหน้าในการดำเนินงานวิจัยด้วยความเอาใจใส่อย่างดียิ่งจนทำให้งานวิจัยฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาและความทุ่มเทเอาใจใส่ของอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และอาจารย์ ดร.ภมร ศิลาพันธ์ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้ข้อเสนอแนะ เสียสละเวลาในการตรวจทานแก้ไขข้อบกพร่องตลอดจนให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ทางผู้วิจัยหวังว่า วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีประโยชน์อยู่ไม่น้อย จึงขอมอบความดีและคุณประโยชน์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้แก่เหล่าคณาจารย์ที่คอยประสิทธิประสาทวิชาจนทำให้งานวิจัยครั้งนี้ประสบผลสำเร็จและเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่เกี่ยวข้อง สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว รวมทั้งเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ที่คอยเป็นกำลังใจและคอยสนับสนุนช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านมาโดยตลอด หากมีข้อผิดพลาดประการใด ทางผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย และพร้อมยินดีที่จะรับฟังข้อติชม คำแนะนำจากทุกท่านที่ได้เข้ามาศึกษางานวิจัยฉบับนี้ในการพัฒนางานวิจัยต่อไป

นาย สิริคณัย ศรีสำราญรุ่งเรือง

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	3
2.1.1 โครงสร้างและการจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	3
2.1.2 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	10
2.2 วงจรรองความถี่.....	14
2.2.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน .....	14
2.2.2 วงจรรองแถบความถี่นี้้อตซ์.....	15
2.3 วงจรรองความถี่แบบขั้นบันได .....	16
2.3.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได .....	16
2.3.2 วงจรรองนอตซ์แบบขั้นบันได .....	17
2.4 ทฤษฎีกราฟการไหลของสัญญาณ .....	18
2.4.1 โหนด .....	18



2.4.2 กิ่ง.....	19
2.4.3 การสร้างกราฟการไหลของสัญญาณ.....	19
2.5 ทฤษฎีการประมาณค่าแบบ Chebyshev .....	21
บทที่ 3 ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง.....	25
3.1 ตัวกรองนอตช์แบบต่อเนื่องทางเวลา 50 Hz พร้อมความสามารถในการปรับความถี่กลาง ...	25
3.2 ตัวกรอง Power line แบบครบวงจรเชิงเส้นสูงสำหรับระบบทางชีวภาพ .....	28
3.3 วงจรกรองความถี่นอตช์อันดับหกต่อกับสายไฟฟ้าสำหรับตรวจจับระบบสัญญาณ ECG ด้วย การปรับค่าสัญญาณรบกวน.....	31
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์อันดับสูง Chebyshev โดยใช้ MO-OTA และแอปพลิเคชัน.....	33
4.1 การประยุกต์ใช้ MO-OTA.....	33
4.1.1 อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและชนิดไม่สูญเสีย .....	33
4.1.2 ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสียและชนิดไม่สูญเสีย .....	34
4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์อันดับสูง Chebyshev โดยใช้ MO-OTA .....	34
4.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรและการประยุกต์ใช้ในไบโอเซนเซอร์.....	36
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	42
5.1 การเปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอกับวงจรในอดีต.....	42
5.2 ข้อเสนอแนะ .....	42
รายการอ้างอิง.....	44
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่.....	47
ประวัติผู้เขียน.....	56

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรองความถี่นอตซ์ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในระบบเสียงเครื่องดนตรีเช่น ตัวกรองนอตซ์แบบต่อเนื่องทางเวลา 50 Hz พร้อมความสามารถในการปรับความถี่กลาง [1] ในทางเครื่องมือทางชีวการแพทย์ โดยเฉพาะการวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ Electrocardiogram (ECG) เครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทำหน้าที่แสดงและบันทึกการทำงานของหัวใจมนุษย์ในรูปแบบของสัญญาณ ECG สัญญาณ ECG ที่วัดได้จากหัวใจมนุษย์มักจะมีสัญญาณรบกวนของสายไฟฟ้า Power line interference (PLI) [2] ที่อยู่ในช่วง 50-60 Hz ซึ่งส่งผลกระทบต่อการวินิจฉัยโรค ดังนั้นการลดหรือกำจัดสัญญาณการรบกวนของ PLI สามารถทำได้โดยการใช้วงจรรองความถี่นอตซ์กรองสัญญาณดังกล่าวออก ในยุคเริ่มต้นมีการใช้วงจรรองความถี่แบบไบควอดต่อคาสเคดกันสองวงจรโดยใช้ Op-amp (OA) [3] ต่อร่วมกับตัวต้านทานแบบลอยตัว และไม่สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ โดยวงจรสามารถใช้งานได้แต่ยังมีข้อจำกัด เนื่องจากวงจรมีแบนวิดท์กว้าง และวงจรรองสัญญาณบางส่วนของสัญญาณ ECG ออกไปอีกด้วย ต่อมา โอทีเอซี (OTA-C) [4] ได้ถูกนำเสนอในรูปแบบแรงดันแต่ก็ยังมีข้อจำกัดเช่นเดียวกับ OA คือแบนวิดท์กว้าง

การต่อวงจรรองความถี่ไบควอดแบบคาสเคดสามารถสร้างวงจรรองความถี่นอตซ์ที่มีคุณภาพสูงได้แต่ก็ยังมีปัญหาด้านความไว (Sensitivity) ต่อมาจึงมีการนำเสนอวิธีการใหม่โดยการนำอุปกรณ์แอกทีฟมาสร้างแทนวงจรรองความถี่แบบขั้วบันได RLC ต้นแบบซึ่งมีข้อได้เปรียบด้านความไว [5, 6] แต่ก็ยังพบข้อเสียเรื่องการใช้อุปกรณ์จำนวนมากทำให้ไม่เหมาะในการสร้างวงจรรวม CMOS-switched ได้ถูกนำเสนอด้วยโครงสร้างที่ซับซ้อน [7] หลังจากนั้นกราฟการไหลของสัญญาณ (Signal flow graph : SFG) ได้ถูกนำมาใช้ร่วมในการออกแบบวงจรรองความถี่โดยใช้ ซีมอส (CMOS) [8] ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ซึ่งวงจรมีโครงสร้างที่ซับซ้อนอยู่ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่าน [9, 10] ถูกนำเสนอด้วยโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน อย่างไรก็ตามงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมายังไม่มีการนำเสนอวงจรรองความถี่นอตซ์ด้วยวิธีการออกแบบโดย SFG

### 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรรองความถี่นอตซ์แบบขั้วบันไดอันดับสูง Chebyshev

1.2.2 เพื่อสังเคราะห์วงจรรองความถี่นอตซ์แบบขั้วบันไดอันดับสูง Chebyshev โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ

1.2.3 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพและวัดผลการทำงานของวงจรรองความถี่นอตซ์แบบ  
ขั้นบันไดอันดับสูง Chebyshev

### 1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งศึกษาถึงการนำอุปกรณ์แอกทีฟมาประยุกต์ใช้งานเพื่อสร้างวงจรรอง  
ความถี่นอตซ์แบบขั้นบันไดอันดับสูง Chebyshev เพื่อกรองสัญญาณ PLI ออกจากสัญญาณ ECG  
โดยออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได RLC ต้นแบบมาทำการแปลงโครงข่าย  
(Network transform) ให้เป็นวงจรรองความถี่นอตซ์ หลังจากนั้นใช้หลักการของ SFG มา  
ประยุกต์ใช้ในการออกแบบและแทนที่ด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติการยืนยัน  
คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถประยุกต์ใช้วงจรรองความถี่นอตซ์แบบขั้นบันไดอันดับสูง Chebyshev ที่นำเสนอกับ  
งานทางอิเล็กทรอนิกส์ หรืองานด้านอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องได้



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

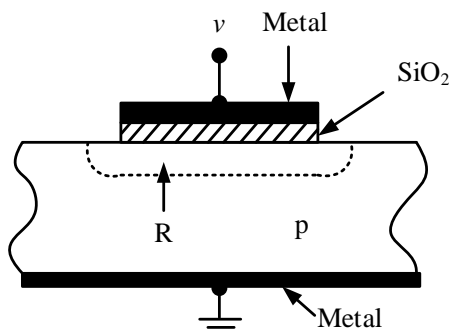
ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่นอตซ์ที่ออกแบบของงานวิจัยนี้ โดยจะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่ใช้ ได้แก่ โครงสร้างและการจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ จากนั้นจะกล่าวถึงหลักการวงจกรองความถี่ ได้แก่ วงจกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจกรองแถบความถี่นอตซ์ รวมถึงวงจกรองความถี่แบบขั้นบันได โดยวงจรที่ออกแบบมีการอธิบายกราฟการไหลของสัญญาณเพื่อวิเคราะห์วงจร ซึ่งจะมีการกล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการสร้างกราฟไหลสัญญาณโดยละเอียด และสุดท้ายจะอธิบายถึงทฤษฎีการประมาณค่าแบบ Chebychev

#### 2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

##### 2.1.1 โครงสร้างและการจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

โครงสร้างและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ [11] แสดงในรูปที่ 2.1 โครงสร้างอุปกรณ์ของมอสทรานซิสเตอร์มีการนำสารมาประกบติดกันหลายชั้นประกอบไปด้วย แผ่นโลหะซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ซิลิกอนชนิด  $p$  และแผ่นโลหะอีกชั้นหนึ่งที่ต่อลงกราวด์เรียกว่า สารกึ่งตัวนำชนิดเมทัลออกไซด์ (Metal-oxide semiconductor : MOS) หรือมอสทรานซิสเตอร์นั่นเอง เมื่อค่า  $v$  ตีกลับ ที่ชั้นไดออกไซด์จะสร้างสนามไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้เกิดประจุบวก (Hole) ที่บริเวณ  $R$  ภายใต้แผ่นโลหะ ชั้นบน โดยในแผ่นโลหะชั้นบนจะรวมตัวไปด้วยประจุลบ และประจุบวกรวมตัวอยู่ที่  $R$  ซึ่งลักษณะดังนี้อุปกรณ์จะประพฤติตัวเป็นตัวเก็บประจุ ( $C$ ) ที่มีขนาดดังสมการ

$$C = \epsilon_{ox} \frac{A}{l} \quad (2.1)$$

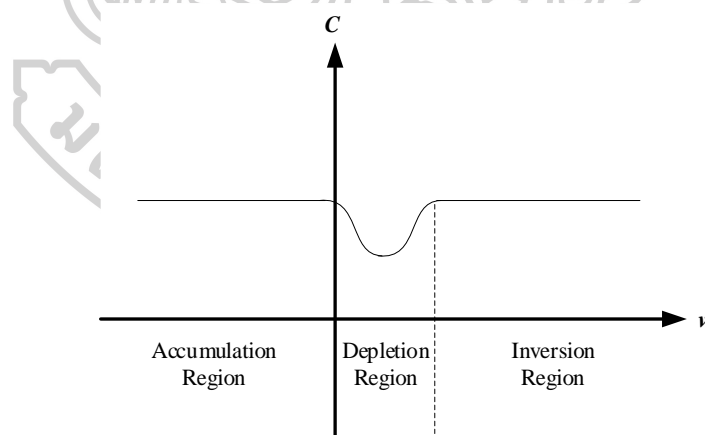


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

จากสมการที่ 2.1  $\epsilon_{ox}$  เป็นค่าคงที่ของ  $\text{SiO}_2$  :  $\epsilon_{ox} = \epsilon_0 K_{ox} \cong 0.35 \text{ pF/cm}$  เมื่อ  $K_{ox}$  เป็นค่าคงที่ของ  $\text{SiO}_2$  ( $K_{ox} \cong 3.9$ )  $A$  คือพื้นที่หน้าตัดของแผ่นโลหะชั้นบนและ  $l$  คือความหนาของชั้น  $\text{SiO}_2$  ชั้นซิลิกอนชนิด  $p$  ระหว่าง  $R$  กับแผ่นโลหะชั้นล่างประพุดิตัวเป็นตัวต้านทาน ดังนั้นโครงสร้างทั้งหมดจึงประพุดิตัวเป็นตัวเก็บประจุชนิดสูญเสีย

ต่อมาได้กำหนดให้  $v$  เป็นแรงดันบวกขนาดเล็ก ต่อมาสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนตำแหน่ง Hole ประจุลบใน  $R$  โดยถูกแทนที่ด้วย Hole ซึ่งขณะนี้ประพุดิตัวเป็นช่องปลอดพาหะ (Depletion region) ที่แผ่นโลหะด้านบนจะมีประจุไฟฟ้า ที่ทำให้เกิดตัวเก็บประจุ สำหรับ  $v$  ที่มีค่าน้อย ๆ ( $v \ll 1 \text{ V}$ ) ขนาดของตัวเก็บประจุสามารถหาได้ดังสมการที่ 2.1 แต่ถ้าหาก  $v$  มีค่ามากขึ้นจะทำให้ช่องปลอดพาหะกว้างขึ้นซึ่งเป็นการเพิ่มค่า  $l$  ในสมการที่ 2.1 ทำให้ตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง

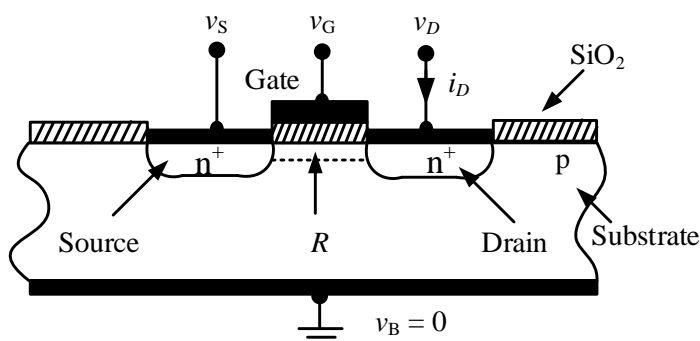
ถ้า  $v$  มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง จนมีค่ามากพอจะทำให้เกิดการกำกรงงานอีกรูปแบบคือ อิเล็กตรอนจะไหลไปยัง  $R$  และไปยังพื้นผิว จะทำให้ที่แผ่นโลหะชั้นบนตัวเก็บประจุเกิดการชาร์ต ในขณะที่อิเล็กตรอนอยู่ที่ชั้นพื้นผิว ทำให้ตัวแปรในสมการที่ 2.1 มีความหมายดังนี้  $l$  เป็นความหนาของชั้น  $\text{SiO}_2$  ตัวเก็บประจุมีค่าเดียวกันกับตอนบ่อนแรงดันลบ การกำกรงงานโดยรวมของตัวเก็บประจุสามารถอธิบายในรูปแบบของแรงดันได้ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งสามารถกำกรงงานได้ 3 ช่วง โดย 2 ช่วงแรกได้แก่ Evident และช่วงที่ 3 ได้แก่ Inversion region เมื่ออิเล็กตรอนไหลเข้าสู่  $R$  ซึ่งประพุดิตัวเป็นสาร  $n$ -



รูปที่ 2.2 การกำกรงงานของตัวเก็บประจุในรูปแบบแรงดันของโครงสร้างมอส

พิจารณารูปที่ 2.3 นำเสนอโครงสร้างใหม่โดยมีช่วงที่เจือสาร  $n+$  สองช่วง และช่วงเจือสาร  $p$  หนึ่งช่วง ช่วง  $n+$  ที่อยู่ด้านซ้าย เรียกว่าซอร์ส (Source) มีแรงดัน  $V_s$  ต่ออยู่ ส่วนช่วง  $n+$  ที่อยู่ด้านขวา เรียกว่าเดรน (Drain) มีแรงดัน  $V_d$  ต่ออยู่ เมทัลอิเล็กโทรดตัวด้านบนเรียกว่าเกต

(Gate) แรงดัน ณ จุดนี้คือ  $V_G$  ที่บอดี้ (Body) ของสารกึ่งตัวนำมักถูกเรียกว่าซับสเตรท (Substage) หรือบล็ีก (Bulk)



รูปที่ 2.3 โมสทรานซิสเตอร์

ต่อขาขอสลกราวด์ทำให้  $V_s$  มีค่าเท่ากับ 0 กำหนดให้แรงดัน  $V_D$  มีค่าเล็กน้อย ประมาณ 0.5 V พิจารณาพฤติกรรมของกระแสที่ขาเดรน  $i_D$  ด้วย  $V_G$  ที่มีค่าสูงขึ้นจาก 0 ไปสู่ค่าบวก ขาเกตกลายเป็นฉนวนเนื่องจากชั้นออกไซด์ที่เหลือนำไฟฟ้ไม่เข้า  $n+$  ของขาเดรนและรอบ ๆ สาร  $p$  จารรอยต่อ  $p-n$  เมื่อซับสเตรทถูกต่อลงกราวด์และ  $V_D > 0$  รอยต่อนี้เป็นรีเวิร์สไบอัส  $V_G = 0$  และ  $i_D \cong 0$

เมื่อ  $V_G$  มีค่าสูงขึ้น ช่วง  $R$  ได้เกิดช่วงแรกจะปลดพาหะแล้วจึงอินเวิร์สดังอธิบายใน รูปที่ 2.2 และ รูปที่ 2.3 เมื่อ  $R$  ปลดพาหะ  $i_D$  มีค่าเท่ากับศูนย์ โดยพื้นที่รอบ ๆ ขาเดรนถูกรีเวิร์ สไบอัส อย่างไรก็ตามสถานะจะเปลี่ยนเมื่อ  $V_D$  มีค่ามากขึ้น อิเล็กตรอนจะไหลไปสู่  $R$  ชั้นนี้จะมี อิเล็กตรอนเคลื่อนที่อยู่เรียกว่า ชั้นอินเวิร์ส (Inversion layer) หรือช่องสัญญาณ (Channel) ต่อกับ ขาเดรนไปยังขอส เมื่อขาเดรนเป็นบวกเช่นเดียวกับขาขอส จะพบกระแสบวก  $i_D > 0$  แรงดันที่  $V_D$  ที่ น้อยที่สุดในการสร้างช่องสัญญาณถูกเรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) แทนค่าได้ด้วย  $V_T$  โดยทั่วไปแล้วค่า  $V_T$  จะถูกกำหนดมาเหมือนกับ  $V_G$  โดยทำให้  $i_D = 1 \mu A$

จากรูปที่ 2.3 สังเกตว่าอิเล็กตรอนในช่องส่วนใหญ่ไม่ได้เกิดจากขาบล็ีก แต่เกิดจาก สนามไฟฟ้าเนื่องจาก  $V_G$  และบางส่วนมากจากขาเดรน แต่อย่างไรก็ตาม  $V_D > 0$  ขาเดรนจะใช้ในการไบอัส ดังนั้นอิเล็กตรอนจะไหลออกจากขาเดรนได้ยากกว่า

เมื่อ  $V_D$  มีค่าแตกต่างกันมากระหว่าง 2 ช่องสัญญาณ อิเล็กตรอนจะอยู่ที่ขาเดรน เมื่อป้อนค่า  $V_D$  น้อย ๆ ช่องสัญญาณจะประพฤติตัวเป็นตัวต้านทาน โดย  $i_D = V_D / R$  เมื่อค่า ความต้านทานของความกว้างช่องสัญญาณเป็น

$$R = \frac{L}{W\mu_n |Q_n|} \quad (2.2)$$

จากสมการ  $L$  เป็นความยาว และ  $W$  เป็นความกว้างของช่องสัญญาณ เมื่อ  $\mu_n$  เป็นค่าคงที่การแพร่กระจายอิเล็กตรอน  $Q_n$  เป็นค่าความเข้มข้นของอิเล็กตรอนในช่องสัญญาณ สามารถพิจารณา  $V_G$  ให้อยู่ในรูปแบบ  $V_G = V_G - V_T$  ได้ ดังนั้น

$$Q_n = -C_{ox}(V_G - V_T) \quad (2.3)$$

เมื่อ  $C_{ox} = \epsilon_{ox} / l$  เป็นตัวเก็บประจุ (ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่) ของชั้นออกไซด์ระหว่างขาเกตกับช่องสัญญาณ ดังนั้นเมื่อ  $V_D$  มีค่าน้อย ๆ  $V_D \ll V_G - V_T$  สามารถหาความสัมพันธ์ได้เป็น

$$i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) v_D \quad (2.4)$$

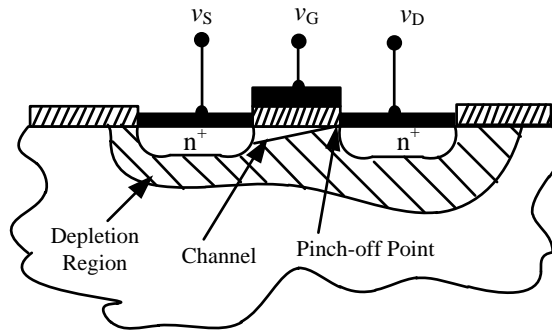
ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่มีค่า  $R = [\mu_n C_{ox} (W/L) (V_G - V_T)]^{-1}$  ควบคุมได้โดย  $V_G$

เมื่อเพิ่มค่า  $V_D$  ขึ้นเรื่อย ๆ ต้องนำมาคิดร่วมกับ  $V_G$  เมื่อช่องสัญญาณที่ขาซอสต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับศูนย์ ในขณะที่ขาเดรนมีค่า  $V_D$  จึงสามารถประมาณค่าเฉลี่ยได้เป็น  $V_D/2$  ดังนั้นค่าเฉลี่ยแรงดันระหว่างขาเกตกับช่องสัญญาณมีค่าเป็น  $(V_G - \frac{V_D}{2})$  แทนค่า  $(V_G - \frac{V_D}{2})$  ในสมการที่ 2.4 ได้เป็น

$$i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - \frac{V_D}{2}) V_D \quad (2.5)$$

จากสมการที่ 2.5 สามารถประมาณได้ว่าช่วง  $V_D < (V_G - V_T)$  ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นแบบเชิงเส้นเรียกว่า การทำงานช่วงเชิงเส้น (Linear region) ของมอสทรานซิสเตอร์

เมื่อ  $V_D < (V_G - V_T)$  จะเกิดปรากฏการณ์อีกอย่างหนึ่งขึ้น พิจารณาจากรูปที่ 2.4 แสดงถึงค่าแรงดันที่เปลี่ยนไปภายในช่องสัญญาณ และปริมาณความเข้มข้นของประจุที่  $Q_n$  ที่ค่อย ๆ ลดลงเมื่อใกล้กับขาเดรน ถ้าที่ขาเดรนมีแรงดันเท่ากับ  $V_D = V_G - V_T$  ทำให้แรงดันระหว่างเกตกับช่องสัญญาณมีค่าไม่เพียงพอที่จะรักษาสภาพของช่องสัญญาณ ช่องปลอดพาหะจะแผ่ไปรอบ ๆ ขาซอส ช่องสัญญาณและขาเดรน ในบางที่อาจจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Pinch-off ในรูปที่ 2.3 จะเห็นจุด Pinch-off ซึ่งจะเคลื่อนที่ไปทางขาซอส เมื่อแรงดันที่ขาเดรนเพิ่มขึ้น ในขณะที่ช่องสัญญาณได้แผ่จากขาซอสไปถึงจุด Pinch-off ที่ใดที่หนึ่งได้ขาเกต ช่วงระหว่างจุด Pinch-off จะเป็นช่องปลอดพาหะ อิเล็กตรอนจากช่องสัญญาณเคลื่อนที่ออกไปที่จุด Pinch-off ไปที่ช่องปลอดสัญญาณและจะถูกดูดไปที่ขาเดรน โดยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแรงดันที่ขาเดรนกับจุด Pinch-off

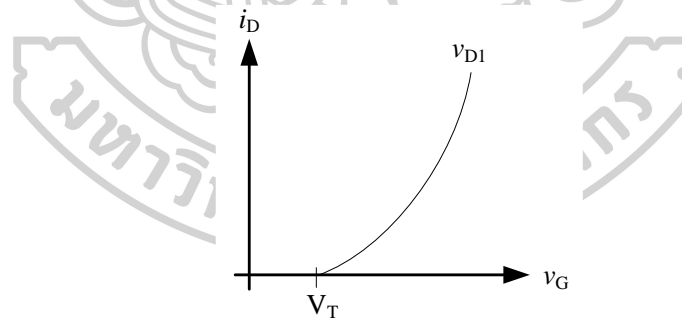


รูปที่ 2.4 โมสในกรณีที่อิ่มตัว (Saturation : Pinch-off)

โดยที่แรงดัน  $V_{DS} \triangleq (V_D - V_S)$  จะถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือที่ช่องสัญญาณระหว่างขาซอสกับจุด Pinch-off และที่ช่องปลอดพาหะระหว่างจุด Pinch-off กับขาเดรน ซึ่งจุดนี้จะมีค่าความต้านทานสูงกว่า และค่า  $V_{DS}$  ส่วนใหญ่จะอยู่ที่ส่วนนี้ และเมื่อเพิ่มค่า  $i_D$  ขึ้นไป ก็เป็นการประมาณค่าที่ใช้ได้ดี ผลที่ได้เมื่อแรงดันที่ช่องปลอดพาหะเพิ่มขึ้น จะทำให้กระแส  $i_D$  เพิ่ม เมื่อ  $V_D > V_G - V_T$  ดังสมการที่ (2.6)

$$I_D(V_D) \approx I_{D_{SAT}} \triangleq I_D(V_{D_{SAT}}) \quad (2.6)$$

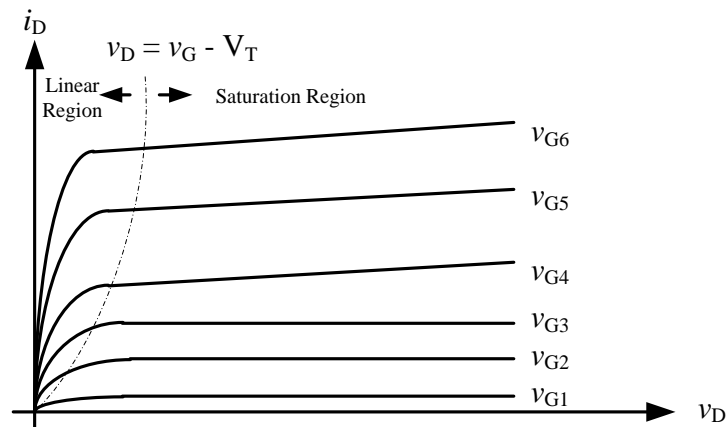
$$I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2 L} (V_G - V_T)^2 \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันที่ขาเกต

จากสมการที่ (2.8) เห็นได้ว่ากระแส  $i_D$  จะเพิ่มขึ้นเมื่อ  $L$  ลดลง มีผลกระทบอีกอย่างหนึ่งของค่า  $L$  ที่เกิดขึ้นเรียกว่า Channel length modulation โดยจะคูณสมการที่ (2.7) ด้วย  $(1 + \lambda v_D)$  โดยที่ค่าของ  $\lambda$  จะเป็นค่าคงที่แปรผกผันกับค่า  $L$  โดยทั่วไป เช่น  $L = 10 \mu\text{m}$  ค่า  $\lambda$  มีค่าเท่ากับ  $0.03 \text{ V}^{-1}$  หรือ  $\lambda \propto 1/L$





รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาเดรน

ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_G$  กับกระแส  $i_D$  ในกรณีที่แรงดันที่ขาเกตคงที่และมอสทำงานในย่านอิมิตัว สามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.5 และ รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันที่ขาเดรนกับขาซอส โดยเปลี่ยนค่า  $V_G$  โดยที่  $V_{G1} < V_{G2} < V_{G3} < V_{G4}$

การทำงานของมอสเป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแสสมการกระแสเดรนของมอสเฟตเป็นไปตามสมการที่ (2.8) ซึ่งแสดงคุณสมบัติการทำงานของมอส

$$i_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS}; V_{GS} > V_T \quad (2.8)$$

โดยที่

$K'$  = ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ  $\mu_o C_{ox}$

$\mu_o$  = ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface mobility of carrier)

$C_{ox}$  = ค่าความจุต่อพื้นที่ของออกไซด์ (Capacitance per unit area of the gate oxide)

$W$  = ความกว้างของช่องสัญญาณ (Channel width)

$L$  = ความยาวของช่องสัญญาณ (Channel length)

$V_{GS}$  = แรงดันระหว่างขาเกตกับซอส

$V_T$  = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)

$V_{DS}$  = แรงดันระหว่างขาเดรนกับซอส

$i_D$  = กระแสเดรน

มอสมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงาน ขึ้นอยู่กับค่า  $V_{GS} - V_T$  และค่า  $V_{DS}$  ถ้าค่า  $V_{GS} - V_T$  เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสจะอยู่ในช่วงคัตออฟ (Cut-off region)

$$i_D = 0; |V_{GS}| - |V_T| < 0 \quad (2.9)$$

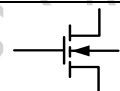
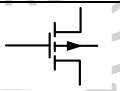
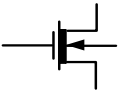
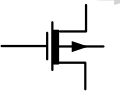
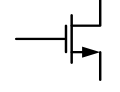
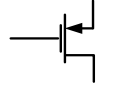
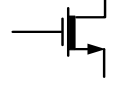
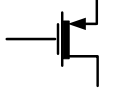
ในช่วงคัตออฟนี้ ช่องนำกระแสจะประพฤติตัวเหมือนเป็นวงจรมืด ถ้าค่า  $|V_{GS}| - |V_T| > 0$  และ  $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$  แล้วมอสจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Triode region)

$$i_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \quad (2.10)$$

ถ้าค่า  $|V_{GS}| - |V_T| > 0$  และ  $|V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T|$  แล้วมอสจะทำงานอยู่ในช่วงของกระแสอิ่มตัว (Saturation region)

$$i_D = K' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.11)$$

สัญลักษณ์ของมอสสามารถบอกได้ว่าเป็น มอสชนิด  $N$  หรือ  $P$  โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) หรือซับสเตรท (Substrate) หรือบางทีอาจจะเรียกว่าบลิค โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS และสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเป็นเอ็นฮานซ์มอสหรือดีฟลิชันมอสอีกด้วย ดังรูปที่ 2.7

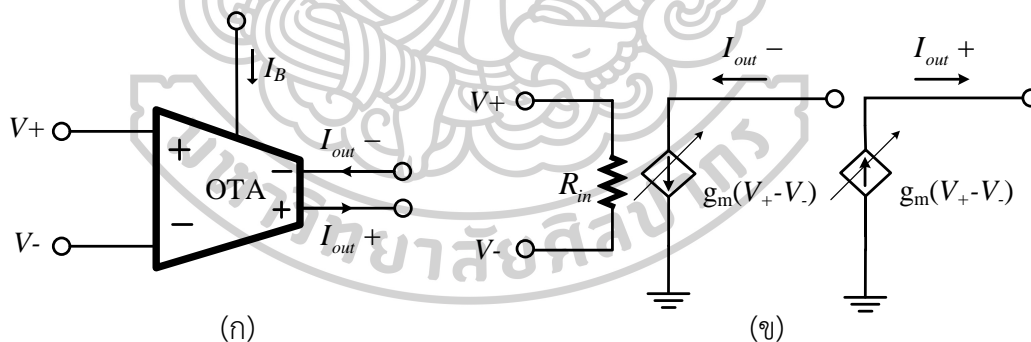
NMOS	PMOS	MODE
 (ก)	 (ข)	Enhancement
 (ค)	 (ง)	Depletion
 (จ)	 (ฉ)	Enhancement
 (ช)	 (ซ)	Depletion

รูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ของมอสเฟทชนิดต่าง ๆ

มอสแบ่งตามชนิดของการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นฮานซ์เมนต์มอส (Enhancement MOSFET) และดีพลีชันมอส (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกได้อีกเป็น N-Channel หรือ NMOS และ P-Channel หรือ PMOS ซึ่งโครงสร้างของ NMOS และ PMOS จะมีโครงสร้างตรงข้ามกัน

### 2.1.2 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรถูกออกแบบมีคุณสมบัติสามารถปรับอัตราขยายได้ และสามารถนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวมได้เป็นอย่างดี ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ออกแบบ คือ วงจรขยายความนำหรือที่เรียกกันว่าโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดหนึ่งที่มีความนิยม เนื่องจากมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ โอทีเอจะมีลักษณะเหมือนเป็นอุปกรณ์แหล่งจ่ายกระแส [12] ที่สามารถควบคุมกระแสเอาต์พุตได้จากแรงดันอินพุต (Voltage control current source : VCCS) และค่าความนำถ่ายโอน ( $g_m$ ) ของอุปกรณ์ อุปกรณ์ดังกล่าวมีคุณสมบัติที่หลากหลาย เช่น สามารถออกแบบในรูปแบบ Monolithic ได้ สามารถทำงานได้ทั้งในโหมดกระแสและแรงดัน สามารถปรับค่าความนำได้ทางอิเล็กทรอนิกส์และสามารถประยุกต์ใช้กับวงจรต่าง ๆ ได้ง่าย [13] จากข้อดีที่กล่าวมาทำให้โอทีเอถูกนำไปใช้งานในหลากหลายด้าน เช่น ประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก การสร้างตัวแปลงแรงดันเป็นกระแสและวงจรรองความถี่ [14] โดยโอทีเอจะมีสัญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 (ก) สัญลักษณ์ และ (ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.8 (ก) คือ สัญลักษณ์ของอุปกรณ์โอทีเอและรูปที่ 2.8 (ข) คือ วงจรสมมูลของโอทีเอ ในสถานะอุดมคติ สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันได้แสดงดังนี้

$$I_{out} = g_m (V_+ - V_-) \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12)  $g_m$  คือค่าความนำ (Transconductance) ที่สามารถปรับได้จากกระแสไบอัสภายนอก หรือเรียกว่ากระแสควบคุม ( $I_B$ ) ดังรูปที่ 2.8 (ก) ซึ่งส่วนมากค่าความนำ  $g_m$

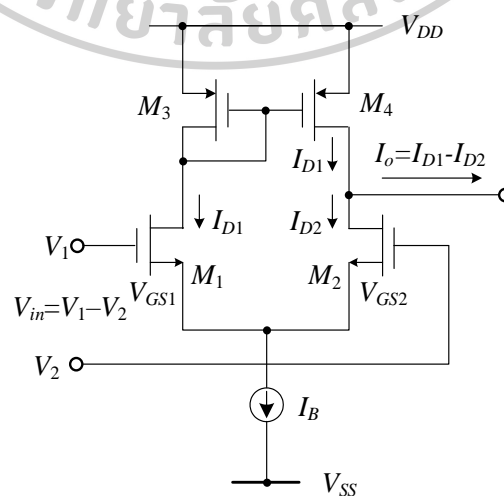
และค่ากระแสควมคุม ( $I_B$ ) จะถูกแสดงในหน่วยของ  $\mu\text{s}$  และ  $\mu\text{A}$  ตามลำดับ โดยขนาดของแกนแบนด์วิดท์ในช่วงการทำงานจะแปรผันตามกระแสควมคุม ( $I_B$ ) ซึ่งโอทีเออาจสามารถทำงานได้สูงสุดถึง 100-300 MHz ขึ้นอยู่กับการออกแบบและโมเดลของโอทีเอที่ใช้

### โอทีเอแบบมอสทรานซิสเตอร์

หลักการทํางานวงจรโอทีเออย่างง่ายที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยวงจรขยายผลต่าง (Differential amplifier) และวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) ซึ่งวงจรโอทีเอจะมีมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  เป็นวงจรขยายผลต่าง ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วน  $M_3$  และ  $M_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งให้อัตราส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดัน  $V_{in}$  จะทำให้กระแส  $I_{D1}$  และ  $I_{D2}$  เกิดขึ้นที่  $M_1$  และ  $M_2$  ตามลำดับ กระแส  $I_{D1}$  ที่ถูกสะท้อนกระแสโดย  $M_3$  และ  $M_4$  เมื่อนำไปลบออกจากค่ากระแส  $I_{D2}$  ที่เกิดขึ้นที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  จะได้กระแสเอาต์พุต  $I_o$  มีค่าเท่ากับ  $I_{D1} - I_{D2}$  เมื่อ  $V_{GS3} = V_{GS4}$  กระแส  $I_{D1}$  จะเท่ากับ  $I_{D2}$  ทำให้  $I_o = 0$  และเมื่อ  $V_{GS1} > V_{GS2}$  กระแส  $I_{D1}$  จะเพิ่มมากขึ้นกว่า  $I_{D2}$  หรือ  $I_o$  มีค่าเป็นบวก แต่ถ้า  $V_{GS1} < V_{GS2}$  กระแส  $I_o$  จะมีค่าเป็นลบ การหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_o$  กับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรโอทีเอในรูปแบบที่ 2.9 สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.13) หรือ (2.14) [15, 16]

$$V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (2.13)$$

$$V_1 - V_2 = \left( \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1} + V_{T1}} \right) - \left( \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_2} + V_{T2}} \right) \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.9 วงจรขยายผลต่างซิมอสโดยใช้โหลดสะท้อนกระแสของโอทีเอ

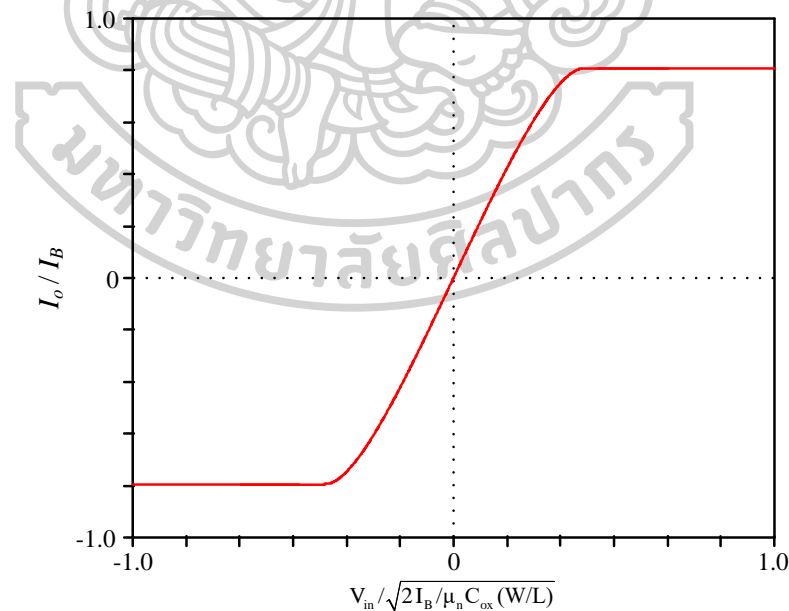
ในการออกแบบ  $M_1$  และ  $M_2$  โดยปกติแล้วจะออกแบบให้มีสมมาตรกันตั้งนั้น  $V_{T1} = V_{T2} = V_T$  และ  $\mu_n C_{ox}(W/L)_1 = \mu_n C_{ox}(W/L)_2 = \mu_n C_{ox}(W/L)$  เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.15) ใหม่ จะได้ว่า

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{\mu_n C_{ox}(W/L)(V_1 - V_2)}{2} \sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C_{ox}(W/L)} - (V_1 - V_2)^2} \quad (2.15)$$

หรือ

$$I_o = \frac{\mu_n C_{ox}(W/L)V_{in}}{2} \sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C_{ox}(W/L)} - V_{in}^2} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_o$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างของอินพุต (Differential input voltage)  $V_{in}$  ( $I_o$  นอร์มอลไลส์กับ  $I_B$  และ  $V_{in}$  นอร์มอลไลส์กับ  $\sqrt{2I_B/\mu_n C_{ox}(W/L)}$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.10 จากรูปกราฟแสดงค่าความนำผลต่าง (Effective differential transconductance) ของมอสทรานซิสเตอร์คู่ขยายผลต่าง ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับคู่ขยายผลต่างในแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar differential pair) [17]

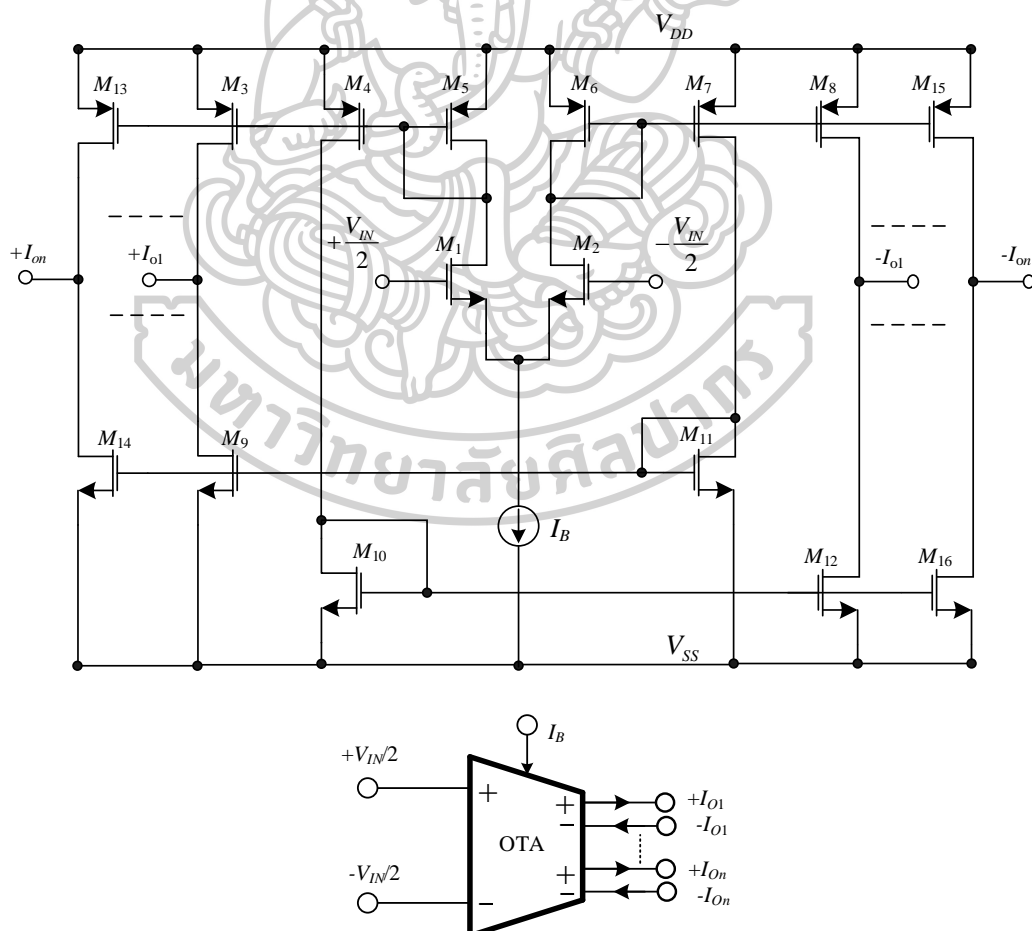


รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตต่อแรงดันผลต่างของอินพุต

จากสมการที่ (2.16) สามารถหาค่าความนำถ่านไอออน  $g_m$  ได้ดังนี้

$$g_m = \left. \frac{\partial \Delta I_d}{\partial \Delta V_{id}} \right|_{V_{id}=0} = \sqrt{\mu_0 C_{OX} (I_B) (W/L)_{1,2}} \quad (2.17)$$

จะเห็นว่าค่าทรานคอนดักแตนซ์ของโอทีเอสามารถปรับได้ตามกระแสไบอัสตามสมการที่ (2.17) แต่การปรับดังกล่าวจะไม่เป็นการปรับแบบเชิงเส้น ซึ่งการปรับค่าทรานคอนดักแตนซ์ได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสนั้นคือหนึ่งในลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์โอทีเอ และโอทีเอแบบมอสทรานซิสเตอร์นั้น มีความต้านทานอินพุตของซิมอสโอทีเอที่มีค่าสูงมากและมีช่วงปฏิบัติการของอินพุตที่กว้าง จากรูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของโอทีเอหลายเอาต์พุต โดยเทคโนโลยีซิมอสสามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอได้ ในซิมอสโอทีเอสมัยใหม่มักจะสร้างเป็นแบบหลายเอาต์พุต ซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์โอทีเอ โดยรูปที่ 2.11 ใช้วงจรสะท้อนกระแสจำนวนหนึ่ง ประกอบร่วมกับโครงสร้างของวงจรคูตีเฟเฟอเรนเชียล (Differential pairs) แบบซิมอส และนำผลต่างของกระแสจากคูตีเฟเฟอเรนเชียลออกมาเป็นเอาต์พุต

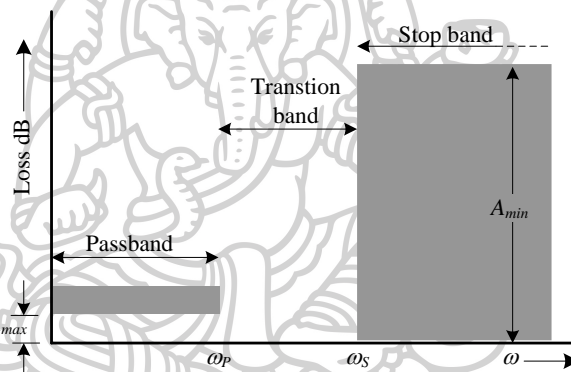


รูปที่ 2.11 โครงสร้างโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบมอสทรานซิสเตอร์และสัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

## 2.2 วงจรกรองความถี่

### 2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ฟังก์ชันพื้นฐานของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน [18] จะยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้โดยมีค่าการสูญเสีย (Loss) ต่ำมาก แต่ที่ความถี่สูงนั้นจะเป็นตัวลดทอนสัญญาณ (Attenuator) คุณสมบัติทั่วไปของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงไว้ที่รูปที่ 2.12 ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน จะทำหน้าที่ผ่านสัญญาณตั้งแต่นาน DC ไปจนถึงจุดความถี่ตัด (Cut-Off) ( $\omega_p$ ) โดยมีการลดทอนเท่ากับ  $A_{max}$  (dB) ซึ่งเราเรียกว่าแถบความถี่ผ่าน (Pass band) และ เมื่อความถี่สูงกว่า  $\omega_s$  จะมีการลดทอนเท่ากับ  $A_{min}$  (dB) ย่านความถี่จาก  $\omega_s$  ไปจนถึงความถี่อนันต์ จะเรียกว่าแถบความถี่หยุด (Stop band) และ  $\omega_s$  จะเรียกว่าขอบความถี่หยุด ช่วงความถี่ระหว่าง  $\omega_p$  ไปจนถึง  $\omega_s$  จะเรียกว่าแถบเปลี่ยนผ่านความถี่ (Transition band)

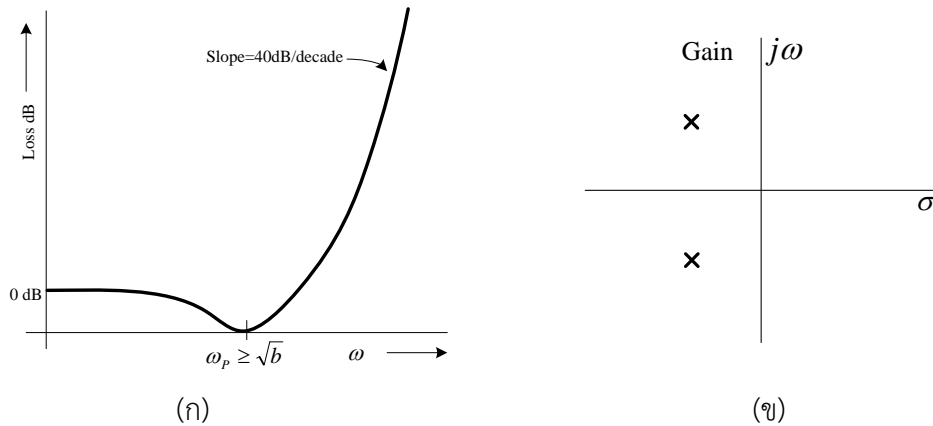


รูปที่ 2.12 คุณสมบัติของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

$$Gain = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{b}{s^2 + as + b} = \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \quad (2.18)$$

และเมื่อเขียนในรูปของสมการ Loss จะกลายเป็น

$$Loss = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{s^2 + as + b}{b} \quad (2.19)$$



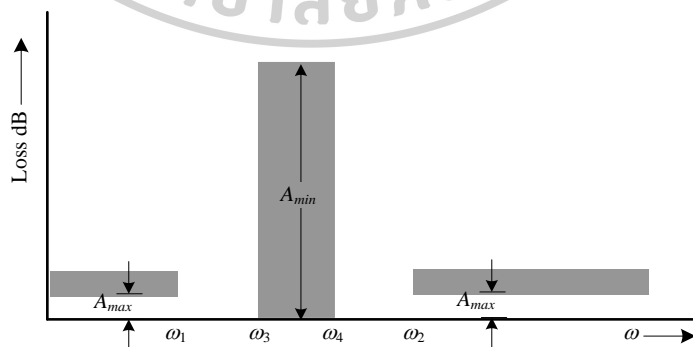
รูปที่ 2.13 ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับสอง (ก) คุณสมบัติการสูญเสีย

(ข) ตำแหน่งโพล ซีโร่ ของฟังก์ชัน

จากสมการที่ (2.19) สามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.13 (ก) โดยเมื่อความถี่ต่ำ การสูญเสียจะมีค่าประมาณ 1 หรือเท่ากับ (0 dB) และ เมื่อความถี่สูง การสูญเสียจะเพิ่มขึ้นจนมีค่าประมาณ  $s^2$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade ในกรณีตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง จะมีค่าโพลเชิงซ้อน ดังที่เคยกกล่าวไว้ เมื่อค่าโพล  $Q$  มีค่าสูงจะเกิดการโด่งสูงที่แถบความถี่ผ่านที่ความถี่โพล ( $\omega_p$ ) และค่าความคมของการโด่งสูงขึ้นอยู่กับค่าของ  $Q$

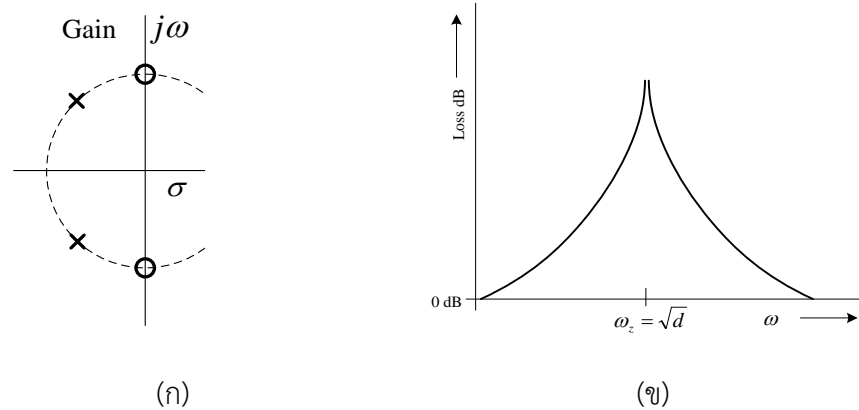
### 2.2.2 วงจรกรองแถบความถี่นอ้ดซ์

ตัวกรองความถี่นอ้ดซ์ [18] ใช้สำหรับกรองสัญญาณแถบความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป โดยมีคุณสมบัติดังรูปที่ 2.14 โดยแถบความถี่หยุดจะอยู่ที่  $\omega_3$  ถึง  $\omega_4$  โดยที่แถบความถี่ผ่าน จะอยู่ต่ำกว่า  $\omega_1$  และมากกว่า  $\omega_2$



รูปที่ 2.14 คุณสมบัติของตัวกรองความถี่นอ้ดซ์





รูปที่ 2.15 ตัวกรองความถี่นอตช์ อันดับสอง (ก) ตำแหน่งโพล-ซีโร (ข) คุณสมบัติการสูญเสีย

สมการการส่งผ่านของตัวกรองความถี่นอตช์ สามารถเขียนได้เป็น

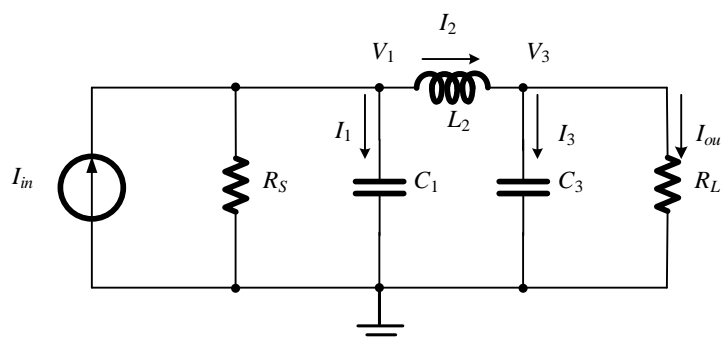
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + d}{s^2 + as + b} = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \tag{2.20}$$

โดยที่  $\omega_z = \omega_p$  สมการที่ (2.20) จะมีโพลเชิงซ้อนคู่ อยู่ด้านซ้ายของ ระนาบ  $s$  และมีซีโรเชิงซ้อนอยู่บนแกน  $j$  ด้วยเหตุนี้ค่า ความถี่โพล ก็จะเท่ากับค่าความถี่ซีโรด้วยดังรูปที่ 2.15 (ก) ค่าการสูญเสียของตัวกรองที่ความถี่ต่ำและสูงจะมีค่าประมาณ 1 และการสูญเสียที่ความถี่ซีโร ( $s = j\omega_z$ ) จะมีค่าเป็น  $\infty$  ดังรูปที่ 2.15 (ข)

### 2.3 วงจรกรองความถี่แบบขั้นบันได

#### 2.3.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได Chebychev [19] โดยใช้ RLC ต้นแบบแสดงดังรูปที่ 2.16 โดยสามารถวิเคราะห์กระแสและแรงดันในแต่ละโหนดและกิ่งได้ดังสมการที่ (2.26)



รูปที่ 2.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได Chebychev โดยใช้ RLC ต้นแบบ

$$I_1 = I_{in} - \frac{V_1}{R_s} - I_2 \quad (2.21)$$

$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1} \quad (2.22)$$

$$V_2 = V_1 - V_3 \quad (2.23)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (2.24)$$

$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (2.25)$$

$$I_3 = I_2 - \frac{V_3}{R_L} \quad (2.26)$$

### 2.3.2 วงจรกรองนอตช์แบบขั้นบันได

การสร้างวงจรกรองนอตช์แบบขั้นบันไดจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันไดสามารถทำได้ โดยการใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่าย [20] ดังแสดงในตารางที่ 2.1 และสามารถวาดวงจรใหม่ได้ ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งจากรูปสามารถวิเคราะห์หิกระแสและแรงดันในแต่ละโหนดและกิ่งได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_1 = I_{in} - I_s - (I_2 + I_3) \quad (2.27)$$

$$I_s = V_1 / R_s \quad (2.28)$$

$$V_1 = I_1 (sL_1 + \frac{1}{sC_1}) \quad (2.29)$$

$$(I_2 + I_3) = (V_1 - V_2) (\frac{1}{sL_2} + sC_2) \quad (2.30)$$

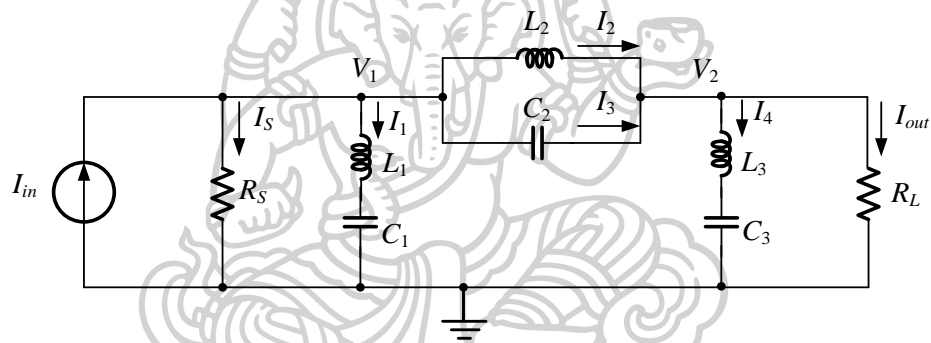
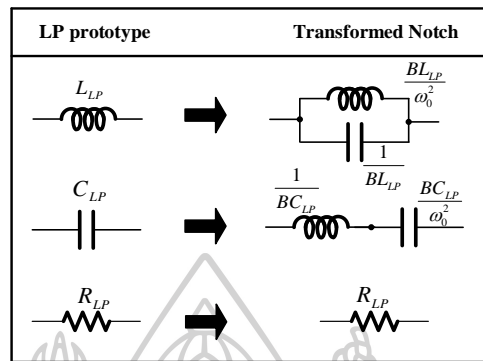
$$I_1 = I_{in} - \frac{V_1}{R_s} - (V_1 - V_2) (\frac{1}{sL_2} + sC_2) \quad (2.31)$$

$$V_2 = I_4 (sL_3 + \frac{1}{sC_3}) \quad (2.32)$$

$$I_2 + I_3 - \frac{V_2}{R_L} = I_4 \quad (2.33)$$

$$I_{out} = \frac{V_2}{R_L} \quad (2.34)$$

ตารางที่ 2.1 การแปลงโครงข่ายจากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรรนอตช์



รูปที่ 2.17 วงจรรองแถบความถี่หยุดโดยใช้ RLC ต้นแบบ

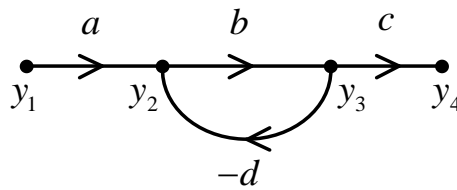
## 2.4 ทฤษฎีกราฟการไหลของสัญญาณ

กราฟการไหลของสัญญาณ [21] เป็นการนำเสนอสมการในรูปแบบของรูปภาพโดยมีส่วนประกอบดังนี้

### 2.4.1 โหนด

โหนดเป็นสัญลักษณ์ที่นำเสนอตัวแปรหรือสัญญาณโดยสามารถแบ่งออกเป็น 3 ประเภทดังนี้

- โหนดอินพุต เป็นโหนดที่มีเฉพาะกิ่งที่มีทิศทางไหลออก
- โหนดเอาต์พุต เป็นโหนดที่มีเฉพาะกิ่งที่มีทิศทางไหลเข้า
- โหนดผสม เป็นโหนดที่มีทั้งกิ่งที่มีทิศทางไหลเข้าและไหลออก



รูปที่ 2.18 ตัวอย่าง SFG

จากรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่า โหนดมีทั้งหมดด้วยกัน 4 โหนดได้แก่  $y_1$   $y_2$   $y_3$  และ  $y_4$  โดยมี  $y_1$  เป็นโนดอินพุต และมี  $y_4$  เป็นโนดเอาต์พุต ในขณะที่  $y_2$  และ  $y_3$  เป็นโนดผสม

2.4.2 กิ่ง

กิ่งเป็นเส้นสัญลักษณ์ที่เชื่อมต่อระหว่างโนด โดยแสดงทั้งค่าเกนและทิศทาง

2.4.3 การสร้างกราฟการไหลของสัญญาณ

ตัวอย่างการสร้างกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.35)-(2.39)

$$y_2 = a_{12}y_1 + a_{42}y_4 \tag{2.35}$$

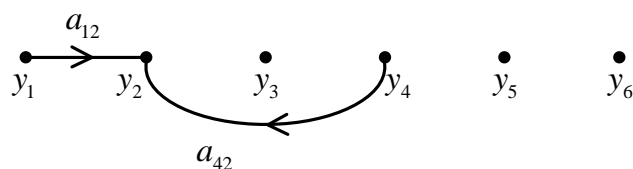
$$y_3 = a_{23}y_2 + a_{53}y_5 \tag{2.36}$$

$$y_4 = a_{34}y_3 \tag{2.37}$$

$$y_5 = a_{45}y_4 + a_{35}y_3 \tag{2.38}$$

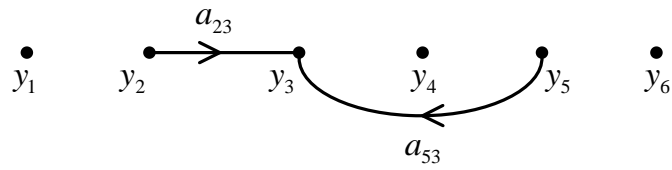
$$y_6 = a_{56}y_5 \tag{2.39}$$

จากสมการที่ (2.35) – (2.39) จะเห็นได้ว่าสมการประกอบไปด้วย 6 โหนดได้แก่  $y_1$ – $y_6$  และมี กิ่ง 8 กิ่งได้แก่  $a_{12}$ ,  $a_{23}$ ,  $a_{34}$ ,  $a_{45}$ ,  $a_{56}$ ,  $a_{42}$ ,  $a_{53}$  และ  $a_{35}$  พิจารณาสมการที่ละสมการและวาดกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.35)



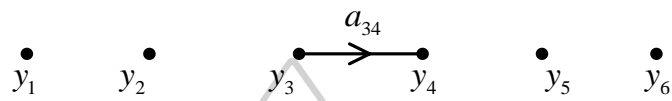
รูปที่ 2.19 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.35)

วาดกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.36)



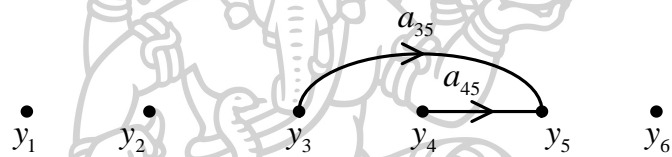
รูปที่ 2.20 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.36)

วาดกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.37)



รูปที่ 2.21 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.37)

วาดกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.38)



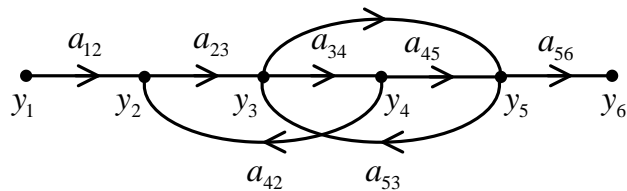
รูปที่ 2.22 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.38)

วาดกราฟการไหลของสัญญาณจากสมการที่ (2.39)



รูปที่ 2.23 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.39)

รวมทุกกราฟการไหลของสัญญาณเข้าด้วยกันจะได้กราฟการไหลรวมของระบบดังแสดงในรูปที่ (2.24)



รูปที่ 2.24 กราฟการไหลของสัญญาณของสมการที่ (2.35) ถึง (2.39)

## 2.5 ทฤษฎีการประมาณค่าแบบ Chebyshev

การประมาณค่าแบบเชบีเชฟ (Chebyshev) [20] เป็นการประมาณค่าทางขนาด ผลตอบสนองทางความถี่ไม่เป็นโมโนโทนิคตลอดย่านความถี่ แต่จะมีความคมในการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่เปลี่ยน (Transition band) ถ้ากำหนดให้  $C_n(\omega)$  คือฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่าโพลีโนเมียลแบบเชบีเชฟอันดับที่  $n$  นิยามทางคณิตศาสตร์ของ  $C_n(\omega)$  คือ

$$C_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega), & 0 \leq \omega \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega), & \omega > 1 \end{cases} \quad (2.40)$$

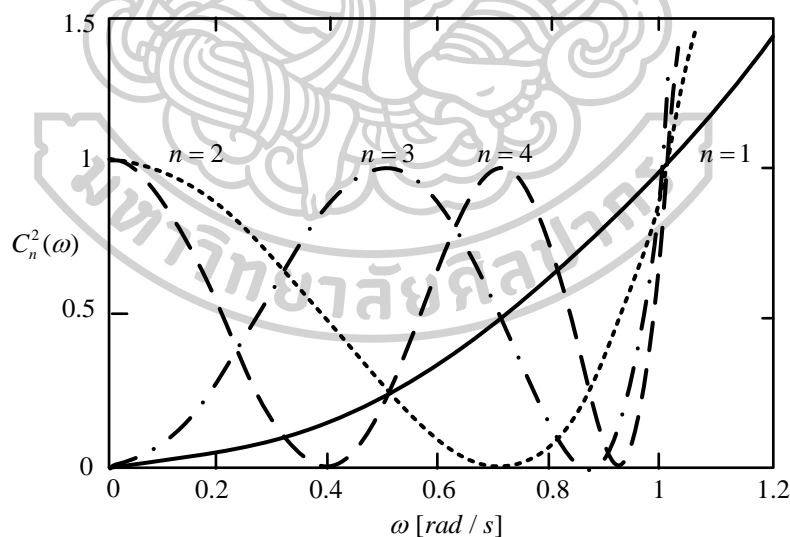
นอกเหนือจากการแสดง  $C_n(\omega)$  ในรูปของฟังก์ชันข้างบนนี้แล้วยังสามารถแสดงได้ด้วยว่า

$$C_1(\omega) = \omega \quad (2.41)$$

$$C_2(\omega) = 2\omega^2 - 1 \quad (2.42)$$

$$C_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega \quad (2.43)$$

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega) \quad (2.44)$$



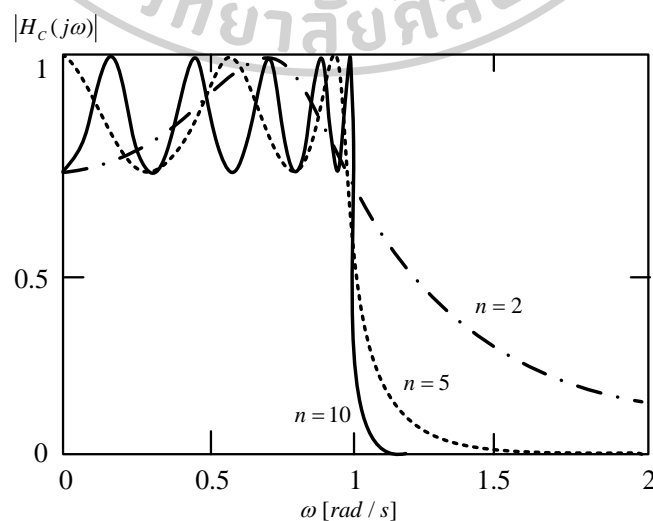
รูปที่ 2.25 ค่าของ  $C_n^2(\omega)$  เมื่อ  $n=1,2,3,4$

สามารถแสดงได้ว่าผลตอบสนองทางขนาดที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันเชบีเชฟ ดังแสดงในสมการที่ (2.33) ข้างล่างนี้จะเป็นผลตอบสนองทางขนาดแบบความถี่ต่ำผ่านที่มีลักษณะของการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม (Equal ripple) ในย่านความถี่ผ่านและมีการลดลงแบบโมโนโทนิค (Monotonic) ในย่านความถี่หยุด

$$|H_c(j\omega)| = \frac{H_{\max}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)}} \quad (2.45)$$

ในรูปที่ 2.26 แสดงผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟในสมการที่ (2.46) ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดที่ถูกนอร์มาไลซ์ (Normalized magnitude response) ให้มีย่านความถี่ผ่านอยู่ในช่วง  $0 \leq \omega \leq 1$  rad/s โดยเราสามารถสรุปคุณสมบัติในด้านต่างๆของผลตอบสนอง [22] ดังกล่าวได้ดังนี้

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



รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟ เมื่อ  $\varepsilon = 1$ ,  $H_{\max} = 1$  และ  $n = 2, 5, 10$

เมื่อพิจารณาจะเห็นได้ว่าสำหรับ  $n$  ใด ๆ ผลตอบสนองทางขนาดแบบเชบีเชฟจะทำให้เกิดความคมของการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่เปลี่ยนมากกว่าแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth) สามารถแสดงได้ว่าโพลของฟังก์ชันโครงข่ายที่ทำให้เกิดผลตอบสนองทางความถี่ดังแสดงในสมการที่ (2.46) คือ รากที่อยู่ทางซ้ายมือในระนาบเชิงซ้อนของสมการ

$$C_n^2\left(\frac{s}{j}\right) + \frac{1}{\varepsilon^2} = 0 \quad (2.46)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.40) ลงในสมการที่ (2.46) จะได้สมการ

$$C_n\left(\frac{s}{j}\right) = \cos\left(n \cos^{-1} \frac{s}{j}\right) = \pm \frac{j}{\varepsilon^2} \quad (2.47)$$

ดังนั้นถ้ากำหนดให้

$$w = u + jv = \cos^{-1} \frac{s}{j} \quad (2.48)$$

จะได้ว่า

$$\cos n(u + jv) = \cos nu \cosh nv - j \sin nu \sinh nv = \pm \frac{j}{\varepsilon} \quad (2.49)$$

แทนความสัมพันธ์  $\cos(jx) = \cosh(x)$  ลงในสมการที่ (2.49) จะได้

$$\cos nu \cos jnv = 0 \quad (2.50)$$

และ

$$-\sin nu \sinh nv = \pm \frac{j}{\varepsilon^2} \quad (2.51)$$

จากสมการที่ (2.50) เนื่องจาก  $\cosh nv > 0$  เสมอ ดังนั้น  $\cos nu = 0$  หรือ

$$u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.52)$$

ซึ่งจะทำให้  $\sin nu = \pm 1$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.51) เราจะพบว่า  $\sinh nv = \frac{1}{\varepsilon^2}$  หรือ

$$v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \quad (2.53)$$



ซึ่งจากสมการที่ (2.48), (2.52) และ (2.53) เราพบว่าโพลของฟังก์ชันโครงข่าย คือ

$$s = j \cos(u_k + jv) = \sin u_k \sinh v + j \cos u_k \cosh v \quad (2.54)$$

จากสมการที่ (2.52) - (2.54) สามารถสรุปได้ว่าตำแหน่งโพลของฟังก์ชันโครงข่ายแบบเซปีเซฟ คือ

$$p_k = \sigma_k + j\omega_k \quad (2.55)$$

โดย  $\sigma_k = -\sin u_k \sinh v$  และ  $\omega_k = \cos u_k \cosh v$



### บทที่ 3

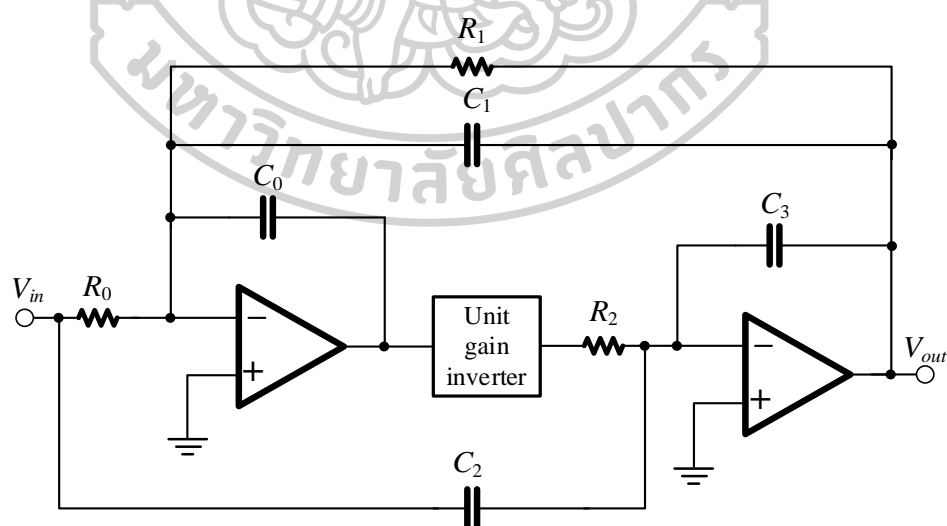
#### ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงงานวิจัยในอดีตที่มีการออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์ ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 วงจรกรองความถี่นอตช์ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในการกรองสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการออก โดยเฉพาะสัญญาณรบกวนจากสายไฟฟ้า (PLI) ซึ่งวงจรกรองความถี่นอตช์เป็นที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้จนถึงปัจจุบัน

ในการสร้างวงจรมีอุปกรณ์หลายชนิดในการเลือกมาใช้ออกแบบ ซึ่งมีข้อดีและข้อเสียต่างกัน ทั้งในเรื่องโครงสร้างของวงจร การปรับค่าคุณสมบัติในการลดทอนสัญญาณ และย่านแบนวิดธ์ของวงจร ซึ่งทางผู้วิจัยได้ทำการศึกษาวงจรกรองความถี่นอตช์ที่มีการออกแบบมาในอดีตและนำพัฒนาวงจรกรองความถี่นอตช์นำเสนอให้มีคุณสมบัติที่ง่ายต่อการใช้งานและมีการวิเคราะห์วงจรที่ละเอียดและครอบคลุมสามารถนำไปพัฒนาต่อได้ โดยงานวิจัยบางงานที่มีการสร้างวงจรกรองความถี่นอตช์รูปแบบต่าง ๆ มีดังนี้

#### 3.1 ตัวกรองนอตช์แบบต่อเนื่องทางเวลา 50 Hz พร้อมความสามารถในการปรับความถี่กลาง

ในปี ค.ศ. 2011 การออกแบบวงจรกรองนอตช์โดยใช้ Op-amp และ NMOS ทรานซิสเตอร์แบบ Current-steering มีโครงสร้างหลักคือตัวกรองความถี่นอตช์แบบไบควอด [1] ดังรูปที่ 3.1

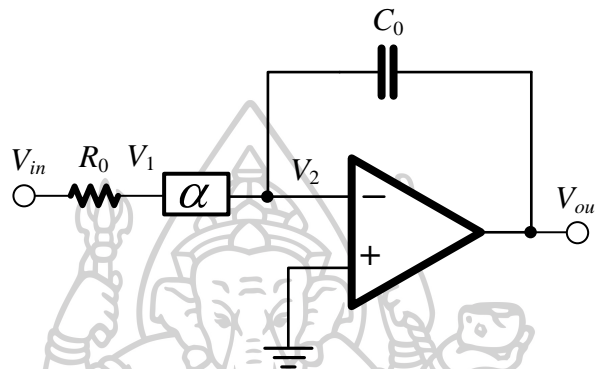


รูปที่ 3.1 ตัวกรองความถี่นอตช์แบบไบควอด

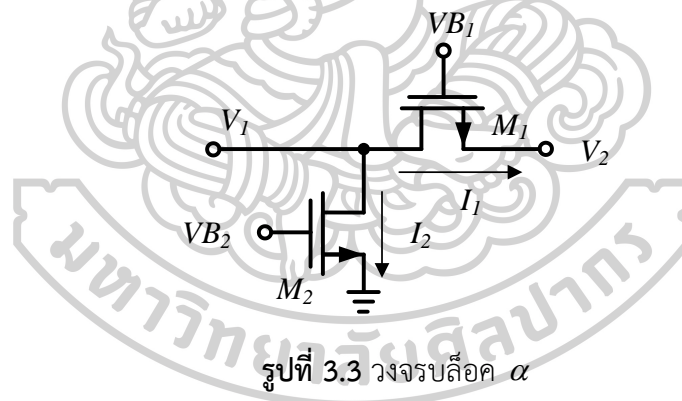
จากรูปที่ 3.1 มีสมการการส่งผ่านดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1+R^2C^2s^2}{1+RC_1s+R^2C^2s^2} \quad (3.1)$$

ซึ่งวงจรที่งานนี้นำเสนอมีองค์ประกอบย่อย 2 ส่วน คือ อินทิเกรเตอร์แบบ Current-steering ที่มีบล็อก  $\alpha$  เป็นส่วนประกอบ แสดงดังรูปที่ 3.2 และ NMOS คู่ (บล็อก  $\alpha$ ) แสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบ Current-steering



รูปที่ 3.3 วงจรบล็อก  $\alpha$

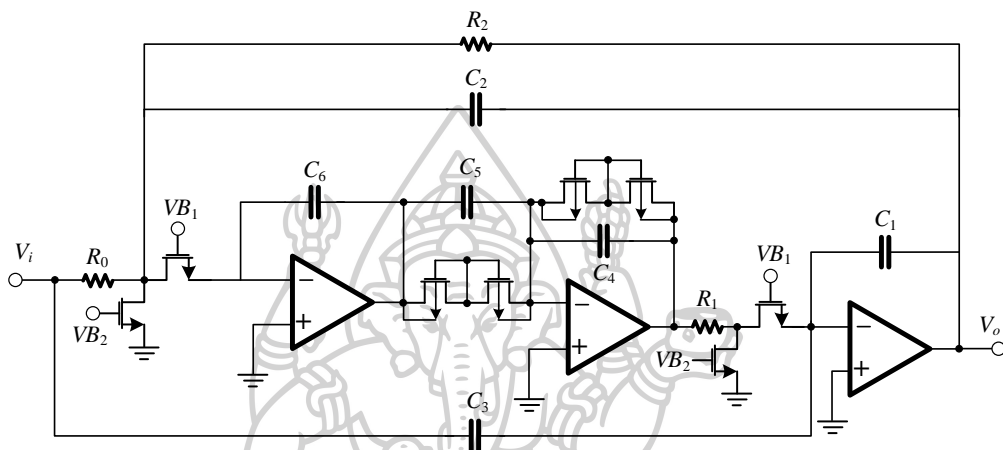
จากรูปที่ 3.2 มีคุณสมบัติคล้ายตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสูญเสีย แต่ตัวต้านทานย้อนกลับถูกลบออก เนื่องจาก  $\alpha$  น้อยกว่า 1 มาก แรงดันไฟฟ้า  $V_1$  จึงเกือบเป็น 0 ดังนั้นสมการการส่งผ่านของวงจรอินทิเกรเตอร์ดังกล่าวสามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{1}{RCs} \quad (3.2)$$

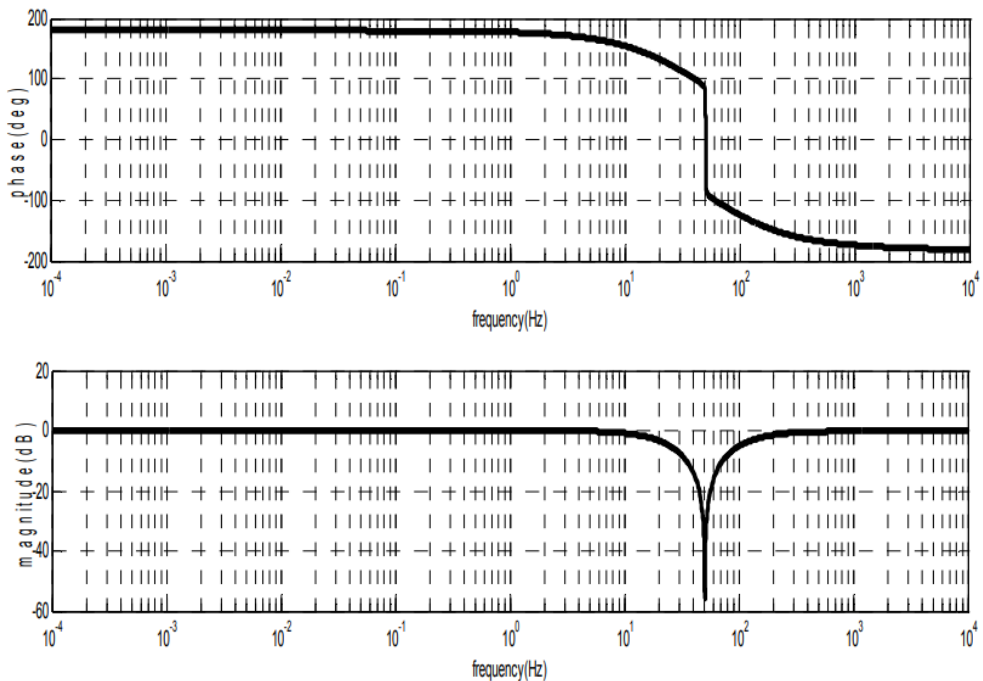
โดยที่

$$\alpha = \frac{I_1}{I_2} \ll 1 \tag{3.3}$$

ที่บล็อก  $\alpha$  มีส่วนประกอบของ MOS ทรานซิสเตอร์สองตัวที่ทำงานในขอบเขตลึกของ ไตรโอด (The deep triode region) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่มีค่าควบคุมด้วยแรงดัน โอเวอร์ไดรฟ์วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในงานนี้ แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่นอตซ์ด้วยความทนทานต่อการปฏิเสธความถี่กลาง (Center rejection tenability)

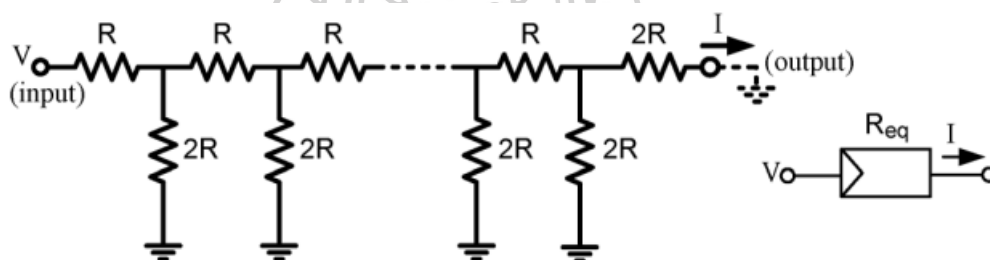


รูปที่ 3.5 ผลการตอบสนองและเฟสของวงจร [1]

ด้วยการใช้อินทิเกรเตอร์แบบ Current-steering ทำให้สามารถลดทอนสัญญาณในช่วงการทำงานของตัวกรองนอตช์ได้ถึง 55.4 dB แสดงผลการตอบสนองทางความถี่และเฟสดังรูปที่ 3.5 แต่ด้วยการใช้อุปกรณ์ Op-amp เป็นอุปกรณ์พื้นฐานในงานนี้จึงยังมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟร่วมในวงจร รวมถึงมีการใช้ทรานซิสเตอร์และตัวเก็บประจุ ทำให้มีจำนวนอุปกรณ์ในการสร้างวงจรค่อนข้างมาก อีกทั้งยังไม่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

### 3.2 ตัวกรอง Power line แบบครบวงจรเชิงเส้นสูงสำหรับระบบทางชีวภาพ

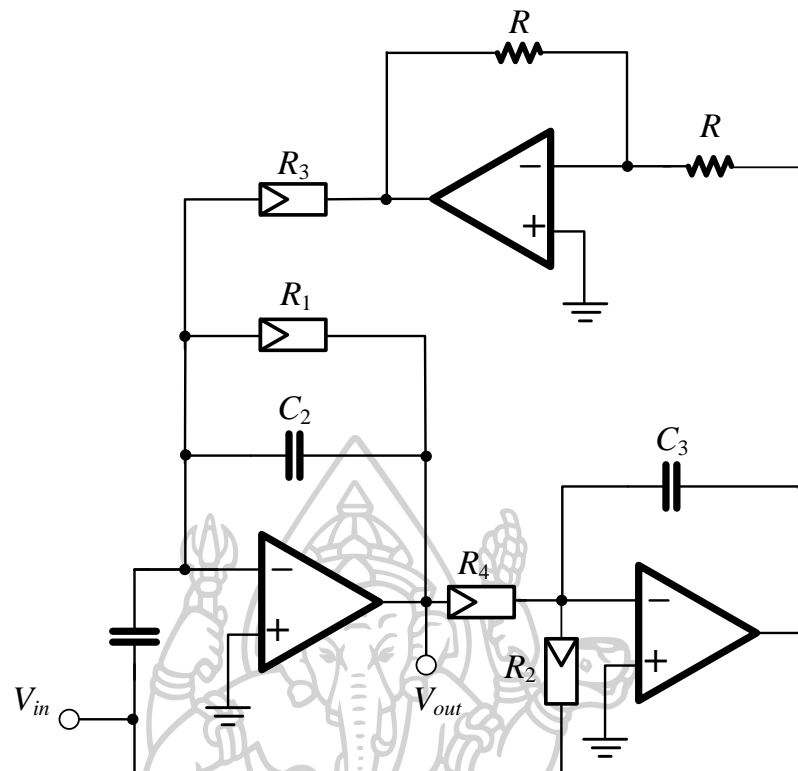
ในปี ค.ศ. 2013 คณะผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง และใช้พลังงานต่ำ โดยใช้ Op-amp ร่วมกับตัวต้านทานขั้นบันได R-2R (R-2R ladder) [3] โดยการเชื่อมต่อของ R-2R ladder ในงานนี้แสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การเชื่อมต่อ R-2R ladder

โดยในงานนี้ออกแบบวงจรกรองความถี่นอตช์ที่มีโครงสร้างหลักจากตัวกรองความถี่ไบควอด Tow-thomas ซึ่งออกแบบร่วมกับ R-2R ladder จากรูปที่ 3.6 และใช้อุปกรณ์ Op-amp เป็นอุปกรณ์พื้นฐานร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ วงจรที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 3.7 มีสมการการส่งผ่านของตัวกรองนอตช์ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 \left( \frac{C_1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_3 R_4}}{s^2 + s \left( \frac{1}{C_2 R_1} \right) + \left( \frac{1}{C_2 C_3 R_3 R_4} \right)} \quad (3.4)$$



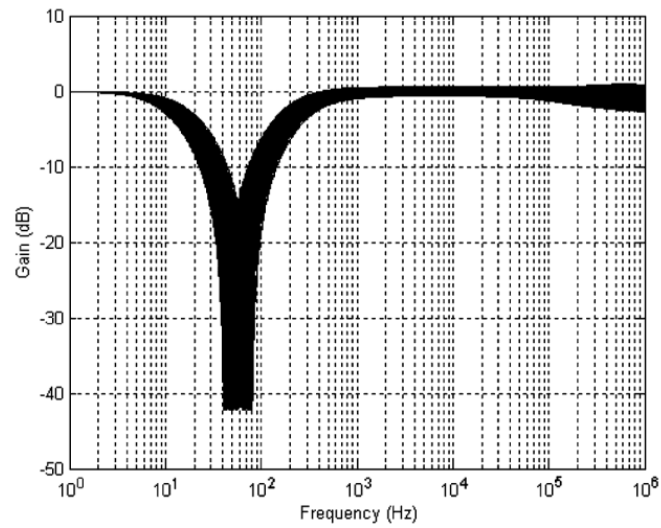
รูปที่ 3.7 ตัวกรองที่นำเสนอโดยมีโครงสร้างหลักจากตัวกรองความถี่ไบควอด Tow-thomas ร่วมกับ R-2R ladder

เพื่อกำหนดเกณฑ์เท่ากัน (Equal gain of unity) ของ LF และ HF สำหรับตัวกรองนอตช์ สามารถกำหนดเงื่อนไขดังนี้  $R_2 = R_4 = 2^n$  และ  $C_1 = C_2 = C$  โดยที่  $R_1 = q2^n$  และ  $R_3 = 2^n R$  ซึ่งความถี่ Pole (The notch) และตัวประกอบ  $Q$  มีเงื่อนไขดังนี้

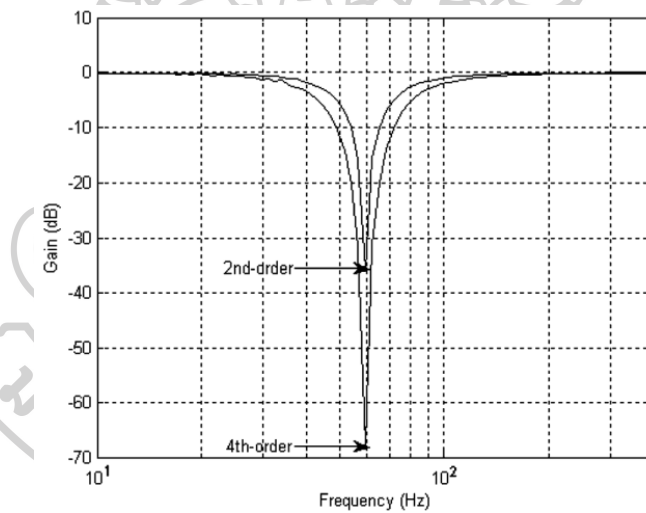
$$\omega_o^2 = \frac{1}{CC_3 2^{2n} R^2} \quad (3.5)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C}{C_3}} q \quad (3.6)$$

ผลการจำลองของวงจรกรองความถี่นอตช์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 3.8 โดยมีอัตราขยายลดทอนที่ -43 dB และแสดงผลสำหรับอันดับสองและอันดับสี่ โดยปรับ  $Q=2$  แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่นอตช์ปรับความถี่ 40 Hz ถึง 80 Hz โดยใช้ Op-amp



รูปที่ 3.9 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่นอตช์ปรับ  $Q=2$

ซึ่งวงจรที่ออกแบบดังกล่าวมีการใช้อุปกรณ์ Op-amp ทำให้ยังมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟตัวต้านทานร่วมในวงจร ทำให้มีอุปกรณ์หลายตัวในวงจร อีกทั้งและไม่สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ โดยวงจรสามารถใช้งานได้แต่ยังมีข้อจำกัดเนื่องจากวงจรมีแบนวิดท์กว้างและวงจรมีกรองสัญญาณบางส่วนของสัญญาณ ECG ออกไปอีกด้วย

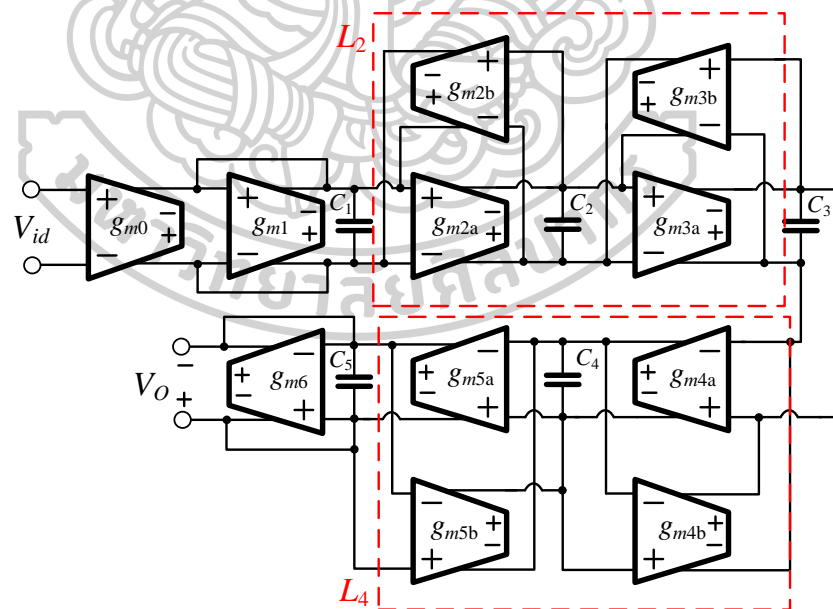
### 3.3 วงจรกรองความถี่ notch อันดับหกต่อกับสายไฟฟ้าสำหรับตรวจจับระบบสัญญาณ ECG ด้วย การปรับค่าสัญญาณรบกวน

ในปี ค.ศ. 2014 กลุ่มผู้วิจัยกลุ่มหนึ่งได้นำเสนอวงจรกรองความถี่ notch อันดับหกต่อกับ สายไฟฟ้าสำหรับตรวจจับระบบสัญญาณ ECG [4] ด้วยการปรับค่าสัญญาณรบกวน โดยวงจรมีสมการ การส่งผ่านของวงจรถอด notch อันดับที่ 2 ดังนี้

$$\frac{I_{\text{notch}}}{V_i} = G_i \frac{s^2 + \frac{G_1 G_2 G_3}{G_5 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{G_1 G_4 + G_1 G_2 G_3}{G_5 C_1} + \frac{G_1 G_2 G_3}{G_5 C_1 C_2}} \quad (3.7)$$

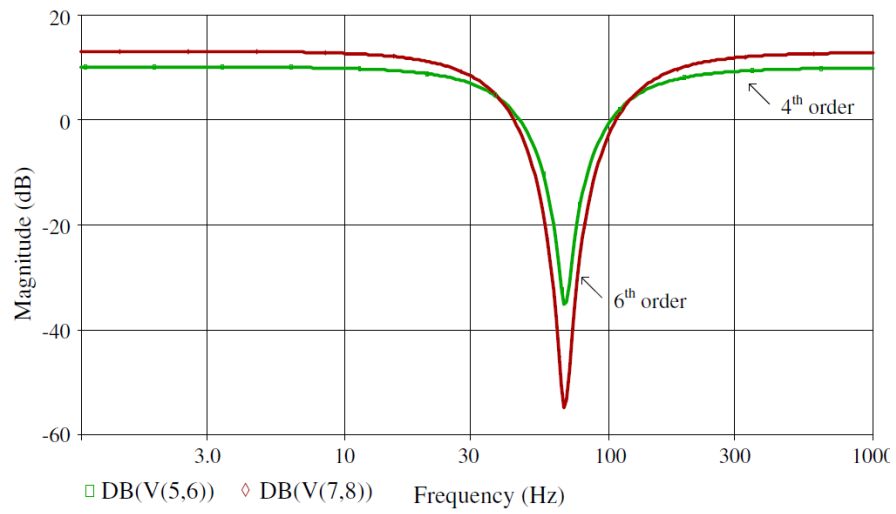
$$Q = \frac{1}{G_4} \sqrt{\frac{G_5 G_2 G_3 C_1}{G_1 C_2}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2 G_3}{G_5 C_1 C_2}} \quad (3.8)$$

รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกรองความถี่ notch อันดับหกจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอประกอบไป ด้วย OTA จำนวนมาก และผลการจำลองทำงานในรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าวงจรมีแบนวิดธ์ค่อนข้าง กว้างทำให้ใช้งานได้โดยไม่เต็มประสิทธิภาพ



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ notch อันดับหก





รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่นอตซ์อันดับหก



## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรกรองความถี่นอตอันดับสูง Chebyshev โดยใช้

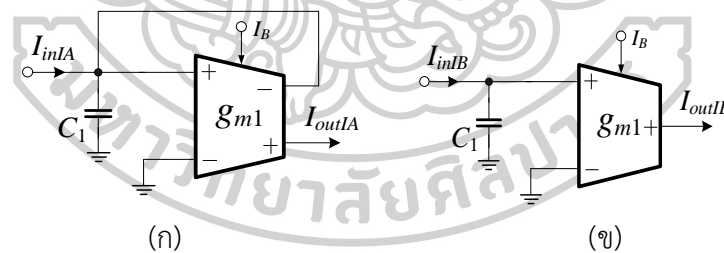
#### MO-OTA และแอฟฟลิเคชัน

ในงานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่นอตอันดับสูง Chebyshev โดยใช้ MO-OTA และแอฟฟลิเคชัน เพื่อลบสัญญาณรบกวน PLI ออกจากสัญญาณ ECG โดยใช้ SFG เพื่อแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบชั้นบันได RLC เป็นวงจรกรองความถี่นอตอันดับสูงแบบชั้นบันได RLC โครงสร้างมาตรฐานนำเสนอโดยใช้ MO-OTA 9 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 6 ตัว

#### 4.1 การประยุกต์ใช้ MO-OTA

##### 4.1.1 อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและชนิดไม่สูญเสีย

การสร้างอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียจาก MO-OTA [23] สามารถทำได้โดยง่ายด้วยการต่อตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ไปยังอินพุตบวกของ MO-OTA และป้อนกลับเอาต์พุตลบไปยังอินพุตบวก และต่ออินพุตลบเข้ากับกราวด์ดังรูปที่ 4.1 (ก) ในขณะที่เดียวกันการสร้างอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียสามารถทำได้โดยง่ายด้วยการนำการป้อนกลับที่เอาต์พุตลบออกดังรูปที่ 4.1 (ข) สมการการส่งผ่านของอินทิเกรเตอร์ทั้ง 2 ชนิดสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับ



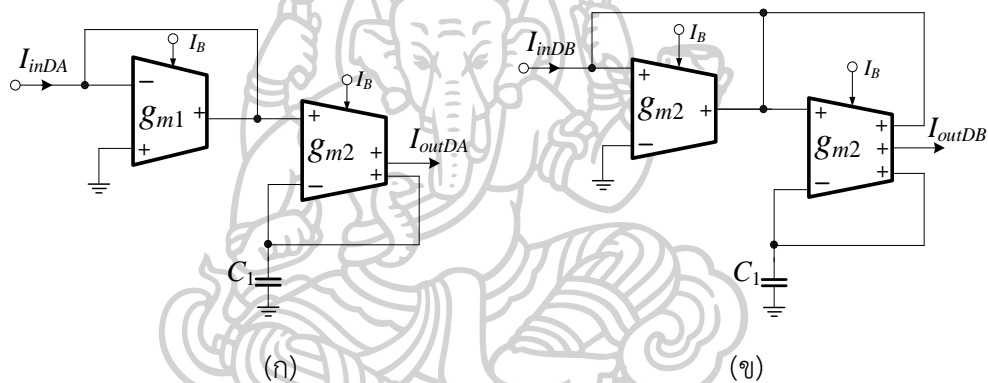
รูปที่ 4.1 (ก) อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (ข) อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย

$$\frac{I_{outA}}{I_{inA}} = \frac{g_m/C}{s + g_m/C} \quad (4.1)$$

$$\frac{I_{outB}}{I_{inB}} = \frac{g_m}{sC} \quad (4.2)$$

#### 4.1.2 ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสียและชนิดไม่สูญเสีย

การสร้างดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสีย [24] สามารถทำได้โดยใช้ MO-OTA 2 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 1 ตัว โดยต่อตัวเก็บประจุเข้ากับอินพุตลบและเอาต์พุตบวกของ MO-OTA ตัวที่ 2 โดย MO-OTA ตัวที่ 1 ทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวต้านทานต่อลงกราวด์และต่อไปยังอินพุตบวกของ MO-OTA ตัวที่ 2 ดังแสดงในรูปที่ 4.2 (ก) ในทำนองเดียวกันการสร้างดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจากดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสียสามารถทำได้โดยง่าย ด้วยการป้อนกลับเอาต์พุตบวกไปยังอินพุตดังรูปที่ 4.2 (ข) สมการการส่งผ่านของดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสียและดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.3) และ (4.4) ตามลำดับ



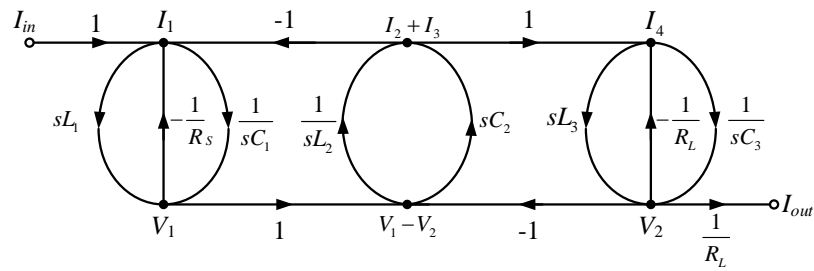
รูปที่ 4.2 (ก) ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสีย (ข) ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย

$$\frac{I_{outDA}}{I_{inDA}} = \frac{s}{s + g_m/C} \quad (4.3)$$

$$\frac{I_{outDB}}{I_{inDB}} = \frac{sC}{g_m} \quad (4.4)$$

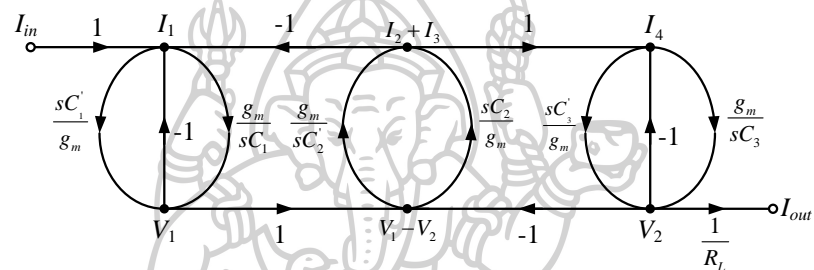
#### 4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับสูง Chebyshev โดยใช้ MO-OTA

การออกแบบวงจรที่นำเสนอสามารถทำได้โดยนำสมการในหัวข้อที่ 2.3.2 สมการที่ (2.27) ถึง สมการที่ (2.34) มาสร้างเป็น SFG ตามทฤษฎีในหัวข้อที่ 2.4 โดยสามารถเขียน SFG ได้ดังรูปที่ 4.3



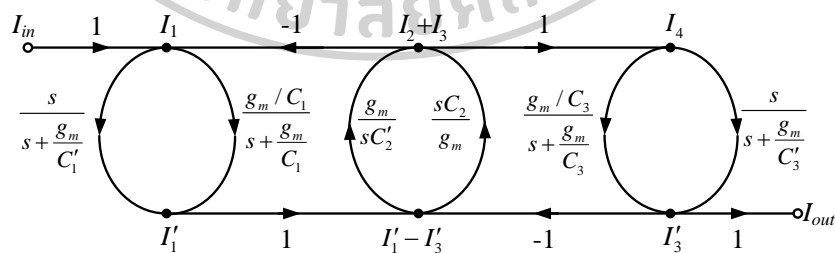
รูปที่ 4.3 SFG ของวงจรกรองความถี่นอตช์แบบขั้นบันได RLC ต้นแบบ

ทำการนอโมไลซ์ด้วยการกำหนดให้  $R_S = R_L = 1/g_m$  เพื่อแปลงแรงดันให้อยู่ในรูปแบบ กระแสจะสามารถเขียน SFG ใหม่ได้เป็น



รูปที่ 4.4 SFG Feedback โดยแปลงเป็น Lossy

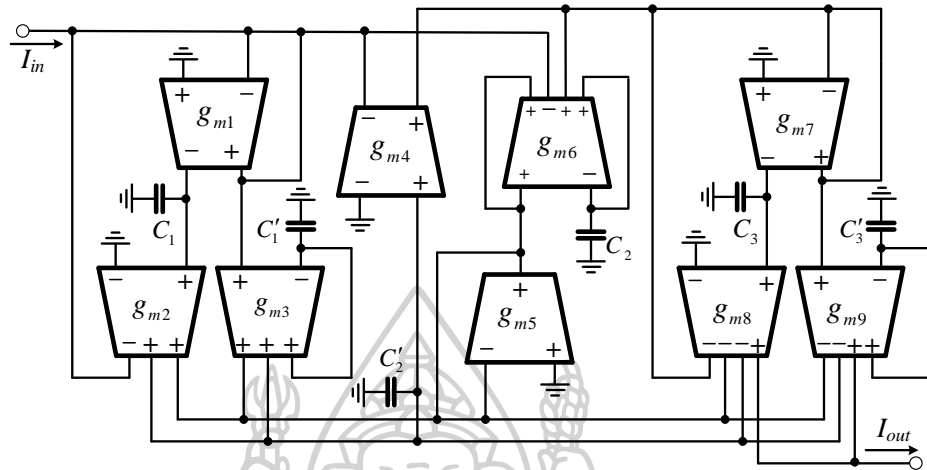
พิจารณารูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าการที่หัวและท้ายของ SFG มีการป้อนกลับ (Feedback) จึงทำให้สามารถแปลง SFG ในส่วนหัวและท้ายจาก อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียเป็นอินทิเกรเตอร์ ชนิดสูญเสีย และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสียเป็นและดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสียได้ ดังทฤษฎีในรูปที่ 4.1 และ 4.2 และสามารถเขียนวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 SFG ของวงจรกรองความถี่นอตช์แบบขั้นบันได RLC ต้นแบบรูปแบบกระแส

นำอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสีย และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสียที่สร้างจาก MO-OTA มาแทนลงในแต่ละฟังก์ชันของ SFG ได้วงจรดังรูปที่ 4.6 โดยวงจรกรองความถี่นอตช์แบบขั้นบันได Chebyshev โดยใช้ MO-OTA ที่

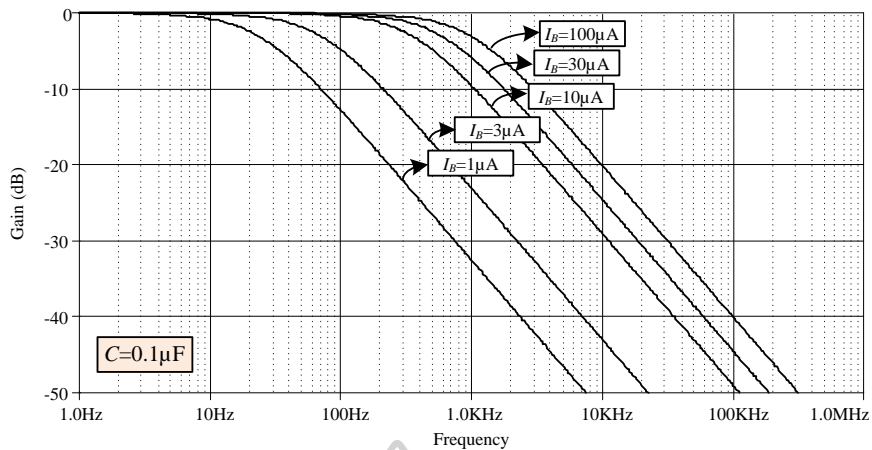
นำเสนอ ประกอบไปด้วย อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย 2 ตัว อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย 1 ตัว  
ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสีย 2 ตัว และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย 1 ตัว



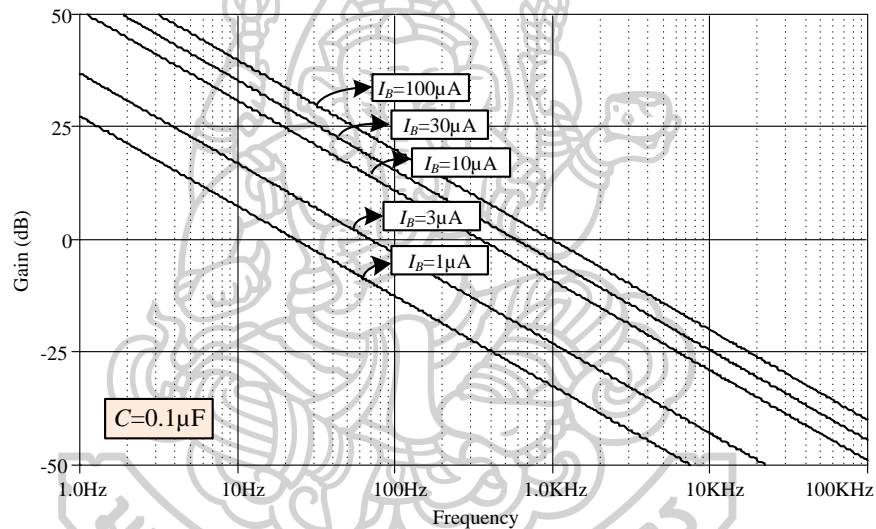
รูปที่ 4.6 วงจรกรองความถี่นอตซ์แบบขั้นบันได Chebyshev โดยใช้ MO-OTA ที่นำเสนอ

#### 4.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรและการประยุกต์ใช้ในไบโอเซนเซอร์

เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรวงจรกรองความถี่นอตซ์แบบขั้นบันได Chebyshev โดยใช้ MO-OTA ในรูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงาน โดยใช้ PSpice จึงถูกนำเสนอขึ้น โดยเริ่มจำลองจากอุปกรณ์ที่ประกอบขึ้นเป็นวงจรวงจรกรองความถี่นอตซ์ที่นำเสนอได้แก่ อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดสูญเสีย และดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ในรูปที่ 4.1 และ 4.2 โดยการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองทางความถี่ และการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ของอุปกรณ์ดังกล่าว โดยกำหนดค่า  $C = 0.1 \mu\text{F}$  และปรับค่ากระแสไบอัส ( $I_B$ ) [1, 3, 10, 30 และ 100]  $\mu\text{A}$  พบว่าผลตอบสนองทางความถี่สามารถปรับได้ตั้งแต่ 10 Hz ถึง 300 kHz ซึ่งครอบคลุมย่านการใช้งานที่ต้องการ และแสดงในรูปที่ 4.7 ถึง 4.10 ตามลำดับ การจำลองประสิทธิภาพการทำงานของวงจรวงจรกรองความถี่นอตซ์แบบขั้นบันได Chebyshev ในรูปที่ 4.6 ได้ถูกนำเสนอได้แก่ ผลตอบสนองทางความถี่ การปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ผลตอบสนองทางเฟส การทดสอบมัลติโทน (Multitone) และการประยุกต์ใช้ในไบโอเซนเซอร์

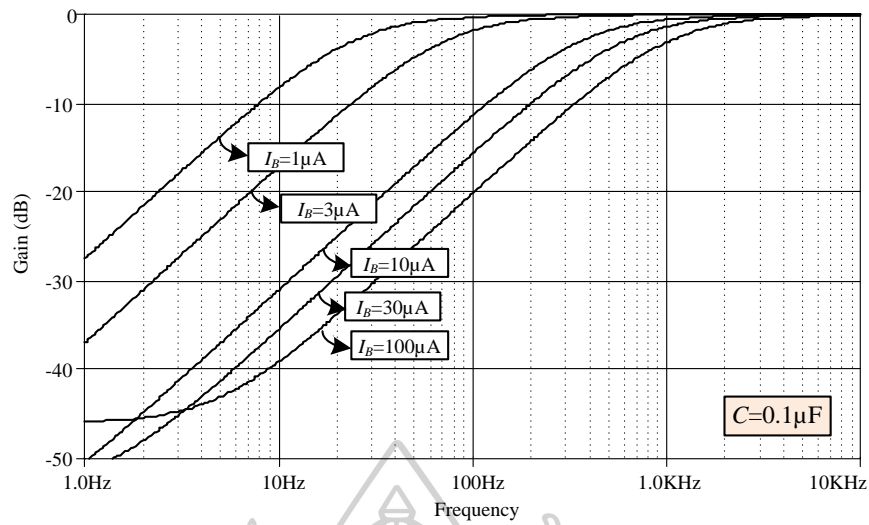


รูปที่ 4.7 ผลการตอบสนองของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย

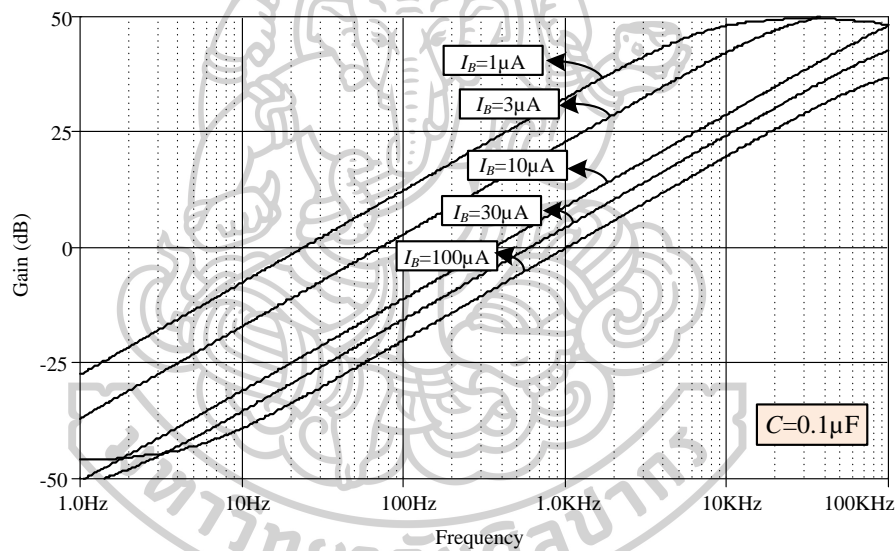


รูปที่ 4.8 ผลการตอบสนองของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

กำหนดให้ MO-OTA ที่ใช้ในการจำลองการทำงานสร้างขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์ โดยใช้เทคโนโลยี TSMC 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS ใช้แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 0.75$  V เลือกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Chebyshev ต้นแบบที่มีการกระเพื่อม 0.1 dB เพื่อเก็บผลการจำลองการทำงาน ตัวเก็บประจุของตัวกรองที่เสนอสามารถคำนวณได้โดยใช้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน RLC ต้นแบบ ซึ่งสามารถคำนวณได้  $C_1 = C_3 = 90\text{nF}$ ,  $C_2 = 290\text{nF}$ ,  $C_2 = 175\text{nF}$  และ  $C_2 = 145\text{nF}$

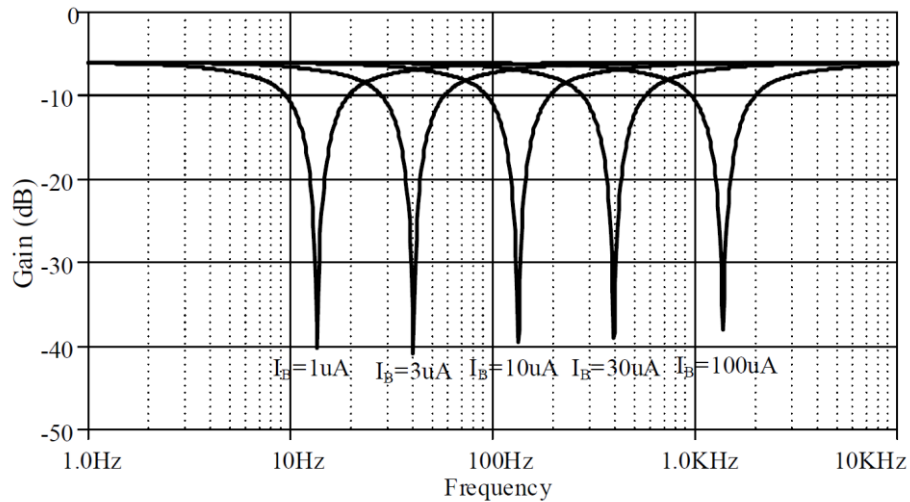


รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองของดิฟเฟอเรนติเอเตอร์แบบสูญเสีย

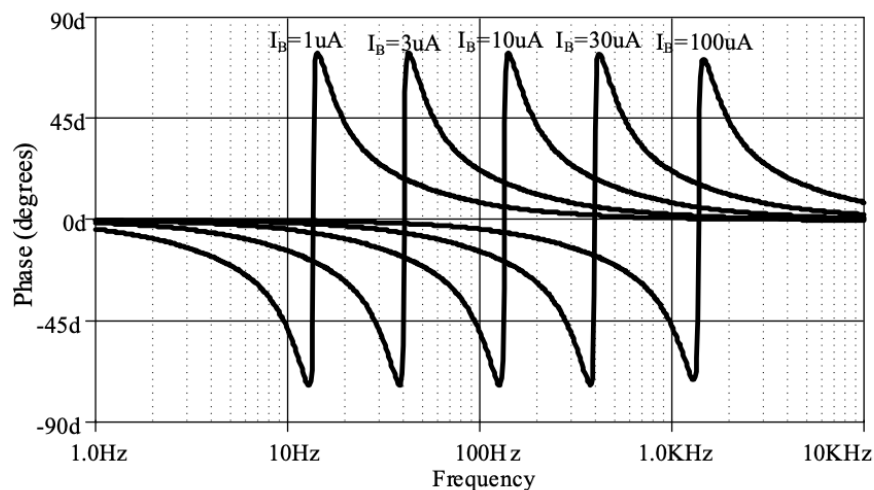


รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองของดิฟเฟอเรนติเอเตอร์แบบไม่สูญเสีย

รูปที่ 4.11 แสดงคุณสมบัติการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ในการตอบสนองของความถี่ตัวกรองที่เสนอ ด้วยการปรับค่า  $I_B$  [1, 3, 10, 30 และ 100]  $\mu\text{A}$  โดยค่าผลตอบสนองทางความถี่สามารถปรับได้ระหว่าง 10 Hz ถึง 1 kHz ความถี่นอตซ์วัดได้ -40 dB สามารถกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ notch Chebyshev โดยมีค่า  $I_B$  ที่แตกต่างกัน [1, 3, 10, 30, 100]  $\mu\text{A}$

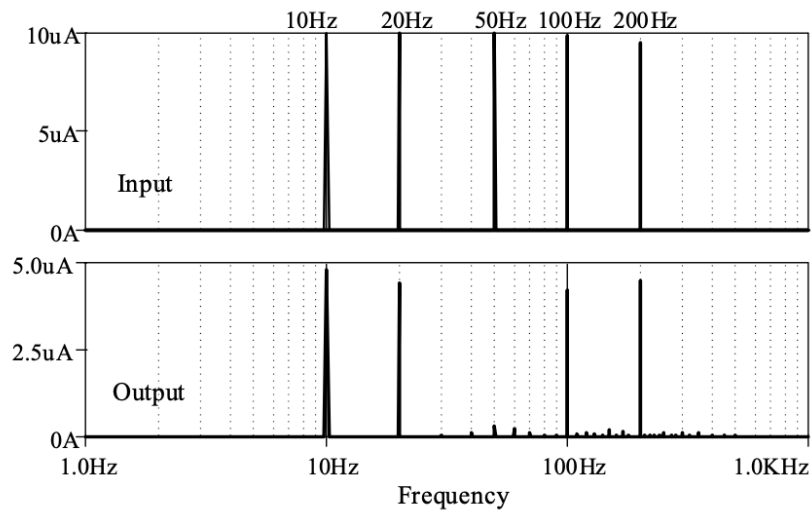


รูป 4.12 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ notch อันดับสูง Chebyshev ที่นำเสนอ

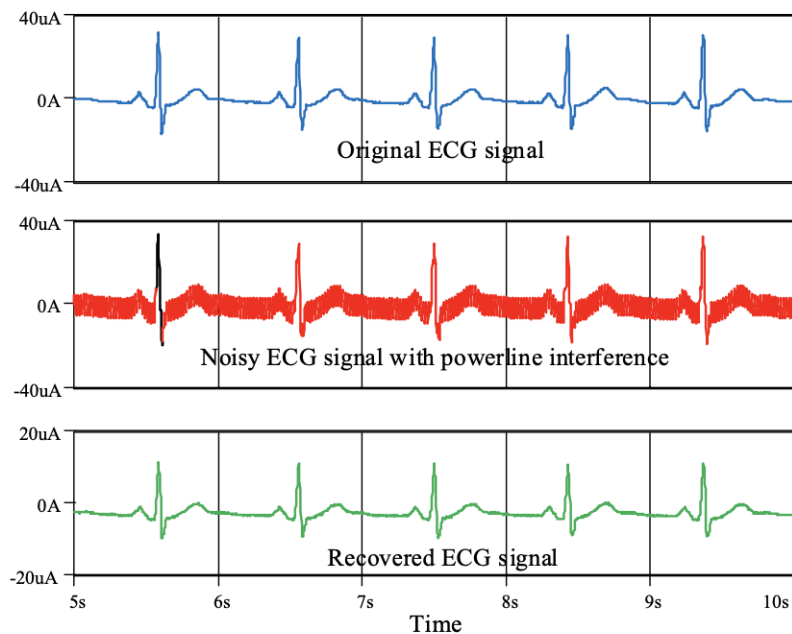
จากรูปที่ 4.12 แสดงผลของการตอบสนองทางเฟสเมื่อปรับกระแสไบอัส จะเห็นได้ว่าการเลื่อนเฟสอยู่ที่ประมาณ  $-90^\circ$  และ  $+90^\circ$  ใกล้เคียงกับความถี่ notch และจะลดลงเป็น  $0^\circ$  เมื่อความถี่อยู่ห่างจากความถี่ของ notch การทดสอบ Multitone [10, 20, 50, 100, 200] Hz (ความถี่ notch 50 Hz) ได้ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อพิสูจน์ประสิทธิภาพการกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก สำหรับความถี่ notch 50 Hz กำหนดค่าตัวเก็บประจุเป็น  $C_1 = C_3 = 900\text{nF}$ ,  $C_2 = 175\mu\text{F}$  และ  $C_4 = 2.9\text{nF}$  และกำหนดกระแสไบอัสที่  $30.3\mu\text{A}$  จากสเปกตรัมของอินพุตและเอาต์พุต เห็นได้อย่าง



ชัดเจนว่าเอาต์พุตเฉพาะในความถี่ที่ 50 Hz ถูกกำจัดออกในขณะที่ความถี่อื่น [10, 20, 100, 200] Hz ยังสามารถส่งผ่านเอาต์พุตได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สัญญาณ Multitone (10 Hz, 20 Hz, 50 Hz, 100 Hz และ 200 Hz) สเปกตรัมของอินพุตและเอาต์พุต



รูปที่ 4.14 สัญญาณ ECG พร้อม PLI (50 Hz) และเอาต์พุตสัญญาณ ECG ที่กู้คืนแล้ว

ในเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไปจะมีความถี่สัญญาณ (50 Hz) จากระบบไฟฟ้าบ้านรบกวนเสมอ ซึ่งรวมไปถึงสัญญาณจากไบโอเซนเซอร์และสัญญาณ ECG การนำผลที่อ่านได้จากเครื่องมือทางการแพทย์ไป

วิเคราะห์จึงควรกรองความถี่รบกวนนี้ออกก่อนเสมอ รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณ ECG ที่ต้องการในช่องบนสุด ช่องกลางแสดงสัญญาณ ECG ที่มีความถี่รบกวน 50 Hz และช่องด้านล่างแสดงสัญญาณ ECG ที่กำจัดสัญญาณรบกวน 50 Hz ออกโดยใช้วงจรนอตช์ที่นำเสนอ ซึ่งพบว่าวงจรที่นำเสนอสสามารถกรองความถี่ที่ 50 Hz ได้อย่างสมบูรณ์ และสามารถแสดงสัญญาณ ECG ได้อย่างถูกต้อง



## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 การเปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอกับวงจรในอดีต

การนำเสนอวงจรกรองความถี่นอตช์แบบขั้นบันไดลำดับสูงตาม MO-OTA ขั้นตอนการออกแบบขึ้นอยู่กับต้นแบบโครงข่าย RLC Chebyshev การเปลี่ยนแปลงโครงข่ายระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่นอตช์ถูกนำไปใช้เพื่อสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบขั้นบันได RLC กราฟการไหลของสัญญาณใช้เพื่อรับรู้เส้นทางต่าง ๆ โดยบล็อกไดอะแกรมเฉพาะ วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสียจะถูกปรับใช้โดยใช้ MO-OTA ความถี่นอตช์ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัส ผลลัพธ์แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการปรับค่าโดยการปรับกระแสไบอัสและประสิทธิภาพโดยการทดสอบ Multitone การลดทอนประมาณ -40 dB ได้มาจากความถี่นอตช์ด้วยแบนด์วิดท์แคบประมาณ 40 Hz ความถี่ที่ไม่ต้องการสามารถปฏิเสธได้อย่างสมบูรณ์แบบตามผลการตอบสนองความถี่ จากคุณสมบัติที่มีประสิทธิภาพสูงสามารถใช้การกำจัด PLI ในคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ สัญญาณ ECG ที่กู้คืนสามารถทำได้โดยไม่มีสัญญาณรบกวน 50 Hz ในขณะที่ส่วนประกอบความถี่อื่น ๆ นั้นชัดเจนอย่างสมบูรณ์ที่เอาต์พุต ตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของตัวกรองที่นำเสนอกับงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง [1, 3, 4] พบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถทำงานได้เช่นเดียวกับงานวิจัยในอดีต โดยเห็นได้ชัดว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอใช้จำนวนอุปกรณ์ที่ต่ำกว่างานวิจัยในอดีตโดยใช้ MO-OTA 9 ตัวและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์จำนวน 6 ตัว โดยไม่มีอุปกรณ์พาสซีฟต่อลอยและยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจึงมีความเหมาะสมสำหรับการผลิต IC

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการศึกษา ออกแบบ และวิจัยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น พบข้อเสีย คือ วงจรที่นำเสนอใช้ MO-OTA ที่มีเอาต์พุตถึง 4 เอาต์พุต โดยเฉพาะใน MO-OTA ตัวที่ 8 และ 9 ส่งผลให้ใช้ไฟเลี้ยงสูงและอาจจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของกระแสได้ ในการผลิตเพื่อใช้งานจริงควรเลือกโมเดลของ MO-OTA ที่มีประสิทธิภาพสูง

ตารางที่ 5.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของงานที่นำเสนอกับงานวิจัยอื่น ๆ

งานวิจัย	CMOS tech.	แหล่งจ่าย	อันดับ ตัวกรอง	ปรับค่าได้ทาง อิเล็กทรอนิกส์	Notch depth.	ชนิดอุปกรณ์	จำนวนอุปกรณ์
[1]	0.25 $\mu\text{m}$	$\pm 0.8$ v	4th/6th	N/A	-43 dB/- 65 dB	OTA	OTA (13) ตัวเก็บประจุต่อลอย (6)
[3]	0.18 $\mu\text{m}$	$\pm 0.75$ v	2nd/4th	ไม่ได้	-43 dB/- 78 dB	Op-amp	Op-amp (3) R-2R (4) ตัวต้านทานต่อลอย (2) ตัวเก็บประจุต่อลอย (2)
[4]	SMIC 0.18 $\mu\text{m}$	$\pm 1.8$ v	5th	ไม่ได้	-55.4 dB	Op-Amp	Op-amp (3) ตัวต้านทานต่อลอย (3) ตัวเก็บประจุต่อลอย (5), NMOS (8)
งานที่ นำเสนอ	0.25 $\mu\text{m}$	$\pm 0.75$ v	3rd	ได้	-40 dB	MO-OTA	MO-OTA (9) ตัวเก็บประจุต่อลง กราวด์ (6)

\*OTA (Operational transconductance amplifier), Op-amp (Operational amplifier)



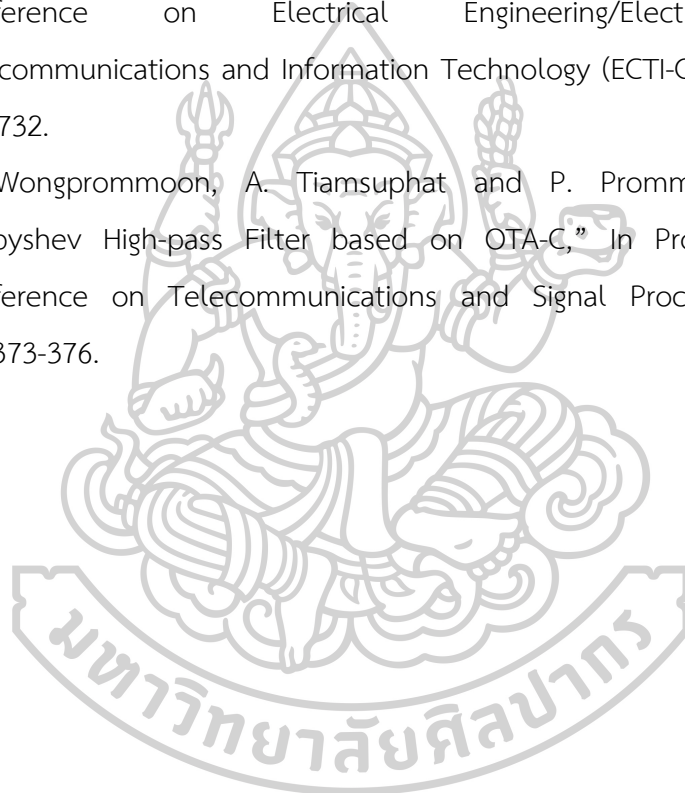
## รายการอ้างอิง

1. H. Li, J. Zhang, and L. Wang, "A Fully Integrated Continuous-Time 50-Hz Notch Filter with Center Frequency Tunability," In Proc. 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS '08, 2011.
2. N. Mohan, S. Kumar S, P. Poornachandran and K.P. Soman, "Modified Variational Mode Decomposition for Power Line Interference Removal in ECG Signals," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 6, No.1, pp. 151-159, 2016.
3. H. A. Alzaher, N. Tasadduq and Y. Mahnashi, "A Highly Linear Fully Integrated Power line Filter for Biopotential Acquisition Systems," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, pp. 703–712, 2013.
4. S. A. Mahmoud, A. Bamakhramah and S. A. Al-Tunaiji, "Six Order Cascaded Power Line Notch Filter for ECG Detection Systems with Noise Shaping," *Circuits Syst Signal Process*, vol.33, pp. 2385–2400, 2014.
5. J. Wu, E.I. El-Masry, "Design of current-mode ladder filters using coupled-biquads," *IEEE Transactions on circuits and systems II: Analog and digital signal processing*, vol.45, No.11, pp. 1445-1454, 1998.
6. N.P.J. Greer, R.K. Henderson, L. Ping and J.I. Sewell, "Matrix methods for the design of transconductor ladder filters," *IEE Proceedings G - Circuits, Devices and Systems*, vol.141, No. 2, pp.89-100, 1994.
7. T. C. Choi, R.T. Kaneshiro, R. W. Brodersen, P. R. Gray, W. B. Jett and M. Wilcox, "High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters for Communications Application," *EEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.18, No.6, pp.652-664, 1983.
8. P. Prommee, A. Tiamsuphat, and M. Abuelma'atti, "Electronically tunable MOS-only current-mode high-order band-pass Filters," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, pp.1116-1136, 2017.
9. N. Manositthichai, N. Wongprommoon, T. Kunto and P. Prommee, "Simulating RLC Ladder Band-pass Filter using MO-OTA," In Proc. 2016 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2016) '09,2016,

- pp. 278-281.
10. N. Wongprommoon, A. Tiamsuphat and P. Prommee, "Low-complexity Chebyshev High-pass Filter based on OTA-C," In Proc. 43rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2020), 2020, pp. 373-376.
  11. R. Gregorian and G. C. Temes, *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*. A Wiley-interscience Publication, New York, 1986.
  12. E. Saising and P. Prommee, "Fully Tunable all-pass filter using OTA and its application," 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP2016), Vienna, Austria, 2016.
  13. T. Wang, J. Hou and Y. Zhang, "Using Operational Transconductance Amplifiers for Chua's circuit," In Proc. 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering, TENCOM '02, Proceedings '10, 2002, no.2.
  14. M. Kumngern and K. Dejhan, "Voltage-Mode Low-pass, High-pass, Band-pass Biquad Filter Using Simple CMOS OTAs," In Proc International Instrumentation and Measurement Technology Conference '05, 2009 pp. 924-927.
  15. W. Surakamponorn and K. Kaewdang, "On the realization of electronically current-tunable CMOS OTA," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol.61, pp. 300 - 306, 2005.
  16. P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University, 2002.
  17. R. Torrance, T.Viswanathan, and J. Hanson, "CMOS voltage to current transducers," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol.32, pp. 1097-1104, 1985.
  18. พิพัฒน์ พรหมมี, *หลักการตัวกรองความถี่อนาลอก*. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2553.
  19. T. Deliyannis, Y. Sun and J.K. Fidler, *Continuous - Time Active Filter Design*. London: CRC Press, pp. 61, 1999.
  20. L.P. Huelsman, *Active and Passive Analog Filter Design*. McGraw-Hill Inc, International Edition, 1993.
  21. Tutorialspoint simply easy learning, "Control Systems - Signal Flow Graphs",

[online]. Available: [https://www.tutorialspoint.com/control\\_systems/control\\_systems\\_signal\\_flow\\_graphs.htm?fbclid=IwAR0M42eUugX3vomdOwEtn3NCZMooRPIElFPalsJCriaLFipJUOrly4eGal](https://www.tutorialspoint.com/control_systems/control_systems_signal_flow_graphs.htm?fbclid=IwAR0M42eUugX3vomdOwEtn3NCZMooRPIElFPalsJCriaLFipJUOrly4eGal). [Accessed Feb. 20, 2021].

22. จิรยุทธ์ มหัทธนกุล, *การออกแบบวงจรกรองแอนะล็อก*. แมคกรอ-ฮิล อินเทอร์เน็ตเนชั่นแนล เอ็นเตอร์ไพรส์ อิงค์, 2001.
23. P. Prommee, N. Wongprommoon, F. Khateb and N. Monositthichai, "Simple Structure OTA-C Elliptic Band-pass Filter," In Proc. The 16th International Conference on Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON2019) '01,2020, pp. 729-732.
24. N. Wongprommoon, A. Tiamsuphat and P. Prommee, "Low-complexity Chebyshev High-pass Filter based on OTA-C," In Proc. 43rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing(TSP) '07, 2020 pp. 373-376.





ภาคผนวก  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่





**2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology**

# Smart Electrical Systems & Technology

**MAY 19-22, 2021**

Virtual Conference Hosted by  
Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Engineering, Chiang Mai University

*Proceedings & Program Book*





2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications and Information Technology

## **Smart Electrical Systems & Technology**

**MAY 19-22, 2021**

Virtual Conference Hosted by  
Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Engineering, Chiang Mai University

**Editor**

Assoc. Prof. Dr. Yuttana Kumsuwan



**COPYRIGHT 2021**  
**BY ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER,**  
**TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY**

---

Copyright and Reprint Permission: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limit of U.S. copyright law for private use of patrons those articles in this volume that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For reprint or republication permission, email to IEEE Copyrights Manager at [pubs-permissions@ieee.org](mailto:pubs-permissions@ieee.org). All rights reserved. Copyright ©2021 by IEEE.

Conference Record Number: 51831

IEEE Catalog Number: CFP2106E-ART

ISBN: 978-0-7381-1127-8

# High-order Chebyshev Notch Filter based on MO-OTA and its application in Biosensor

Siradanai Srisamranrungrueang\*, Natapong Wongprommoon\*, and Pipat Prommee\*\*

\*Department of Electrical Engineering,

Faculty of Engineering and Industrial Technology, Silpakorn University, Nakhon Pathom 73000, Thailand

\*\*Department of Telecommunications Engineering,

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

Email: pipat.pr@kmitl.ac.th

**Abstract**— This paper presents a high-order notch filter based on multiple output OTA (MO-OTA). The signal flow graph (SFG) method is applied as a design procedure based on the RLC prototype. The RLC Chebyshev low-pass filter is used as an original prototype. The network transform is applied to convert the LPF to a notch filter. From the SFG, the denormalized network can be replaced by integrators and differentiators. The current-mode lossy and lossless types of integrator and differentiator are realized by using CMOS MO-OTA and grounded capacitor. A simple and low-complexity structure is achieved and constructed by 9 MO-OTAs and 6 grounded capacitors. The stop-band frequency between 10Hz-1kHz can be electronically tuned by the bias current between 1-100  $\mu$ A. The low power supply  $\pm 0.75$ V is required which consumes the power 15mW at 100 $\mu$ A bias current. An application in ECG signal with power line interference (PLI) removal is included.

**Keywords**— Chebyshev, Notch filter, Signal flow graph, OTA, Tunable, ECG.

## I. INTRODUCTION

Notch filter plays important parts in many applications, for example, audio system, musical instruments and especially biomedical instruments. ECG (electrocardiogram) is a biomedical recording that shows the strength and timing of the electrical activity in human heart, but PLI at 50 or 60 Hz could interfere the biomedical signal [1]. The well-known method for removing noise from PLI is using a notch filter. The cascading of two biquad filters using OPAMP (OA) was introduced with floating resistance structure without electronic tuning ability [2]. Although the attenuation was high, but it suffered from wide-bandwidth. Some frequency components of ECG were filtered out, but not acceptable. OTA-C based voltage mode notch filter [3] was presented but it had drawbacks from wide bandwidth.

The cascade of biquad filter is an approach to realize high-performance notch filter but it suffered from the sensitivities. Another method, the active filter is realized by using the RLC ladder prototype that achieves the electronic tuning capability and required none of resistors. OTAs were considered in designing such filter with transformed RLC prototype [4-5]. Unfortunately, the filter could only be operated with very low frequency or containing a large number of floating passive elements which not suitable for

IC integration. Complex structure CMOS-switched was reported with in such kHz operation [6]. Signal flow graph is a simple method in filter designing, CMOS with grounded capacitors were introduced with very complex structure [7]. Low-pass and high-pass filters [8-9] were reported with simple structures. Nevertheless, notch filter has not been reported with SFG design.

This work presents a third-order Chebyshev notch Filter based on MO-OTA and its application to remove the PLI noise from ECG signal. SFG technique is selected due to its benefits. Network transformation is used to convert RLC low-pass ladder filter prototype to RLC notch prototype. Simple structure is offered by using 9 MO-OTAs and 6 grounded capacitors.

## II. PRINCIPLE AND THEORY

### A. Integrators based on MO-OTA

In this paper, a CMOS based MO-OTA [10] as shown in Fig.1 is supposed to design the filter and its transconductance is depicted in (1).

$$\pm \frac{I_O}{V_{IN}} = g_m = \sqrt{\mu C_{ox} I_B (W/L)} \quad (1)$$

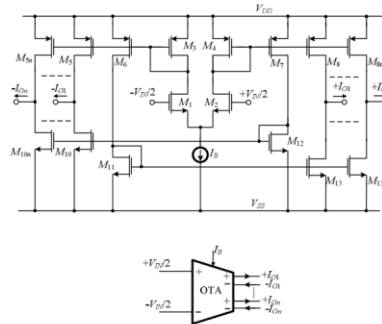


Fig. 1. Simple MO-OTA structure in CMOS technology and its electronic symbol

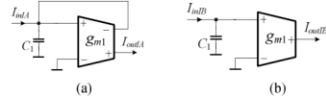


Fig. 2. MO-OTA integrators (a) lossy (b) lossless

The lossy integrator [11] is well known circuit that can be realized by any active element as well as OPAMP, OTA, CCI, etc. In this paper, current-mode lossy integrator is realized by connecting a grounded capacitor at the input of dual output OTA (DO-OTA) and connecting the negative output to the input while output is obtained by another positive output as shown in Fig.2 (a). In other hand, lossless integrator can be modified from lossy integrator by removing the negative output feedback. Hence the current transfer functions of Fig.2 (a) and (b) can be written as (2) and (3), respectively.

$$\frac{I_{outA}}{I_{inA}} = \frac{g_m/C}{s + g_m/C} \quad (2)$$

$$\frac{I_{outB}}{I_{inB}} = \frac{g_m}{sC} \quad (3)$$

### B. Differentiator based on MO-OTA

Likewise, the lossy differentiator [11], is also realized by any active devices. In this paper, current-mode lossy differentiator is realized by 2 OTAs and a grounded capacitor. The capacitor is connected to the negative input and positive output of OTA<sub>2</sub>. The OTA<sub>1</sub> is connected as a grounded resistor and connected to positive input of OTA<sub>2</sub> as shown in Fig.3 (a). The lossless differentiator, it can easily be obtained by connecting another positive output of OTA<sub>2</sub> into its input as shown in Fig.3(b). Hence the transfer functions of Fig.3 (a) and (b) can be written as (4) and (5), respectively.

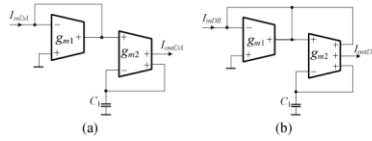


Fig. 3. MO-OTA differentiators (a) lossy (b) lossless

$$\frac{I_{outDA}}{I_{inDA}} = \frac{s}{s + g_m/C} \quad (4)$$

$$\frac{I_{outDB}}{I_{inDB}} = \frac{sC}{g_m} \quad (5)$$

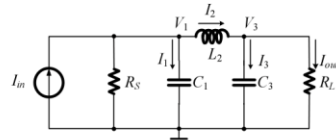


Fig. 4. RLC Chebyshev ladder low-pass filter prototype

TABLE I. RLC NETWORK TRANSFORM

LP prototype	Transformed Notch

### III. CHEBYSHEV NOTCH FILTER BASED ON MO-OTA

There are many ways to realize the notch filter. This paper used the RLC basis due to the relatively low-sensitivity and rather high-performance. Chebyshev ladder low-pass filter [12] in Fig.4 is used as a generic prototype. However, the network transformation method [13] is deployed to achieve the RLC notch filter. Using the transformation in Table I, the final transformed RLC notch filter is obtained and shown in Fig.5.

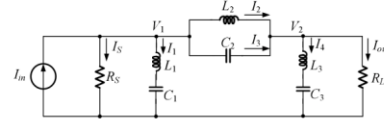


Fig. 5. RLC Chebyshev ladder notch filter prototype

Using KCL in Fig.5, the current and voltage relationships of each designated nodes or branches can be written as (6)-(12)

$$I_1 = I_{in} - (V_1/R_S) - (I_2 + I_3) \quad (6)$$

$$V_1 = I_1(sL_1 + \frac{1}{sC_1}) \quad (7)$$

$$(I_2 + I_3) = (V_1 - V_2)(\frac{1}{sL_2} + sC_2) \quad (8)$$

$$I_1 = I_{in} - \frac{V_1}{R_S} - (V_1 - V_2)(\frac{1}{sL_2} + sC_2) \quad (9)$$

$$V_2 = I_4(sL_3 + \frac{1}{sC_3}) \quad (10)$$

$$I_2 + I_3 - \frac{V_2}{R_L} = I_4 \quad (11)$$

$$I_{out} = \frac{V_2}{R_L} \quad (12)$$

From (6)-(13), the SFG can be initially created in the term of current and voltage variables as shown in Fig.6.

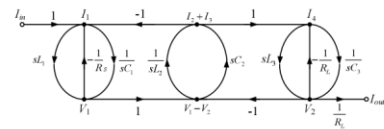


Fig. 6. SFG of RLC Chebyshev ladder notch filter

The voltage nodes become the current nodes by applying the transconductance ( $g_m$ ) in the several branches. The doubly terminated resistors are given to be  $R_S=R_L=1/g_m$ . Note that feedback nodes at input and output are observed that the two lossless integrators and two lossless differentiators are replaced by lossy integrators and lossy differentiators, respectively. The final current-mode SFG can be rewritten as Fig.7.

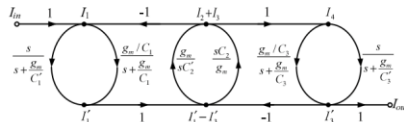


Fig. 7. Current-mode SFG of RLC Chebyshev ladder notch filter

From current-mode version of SFG in Fig.7, it is obviously that, it can be realized by directly replaced SFG paths with current-mode MO-OTA integrators and differentiators as shown in Fig.8. The proposed Chebyshev ladder notch filter consists of two lossy integrators, two lossy differentiators, a lossless integrator and a lossless differentiator. Note that the multiple positive and negative outputs of OTA are required.

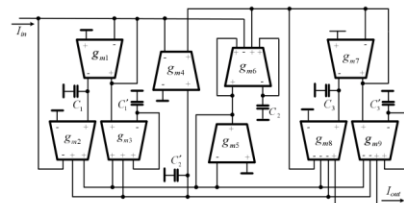


Fig. 8. Chebyshev ladder notch filter based on MO-OTAs

The proposed Chebyshev ladder notch filter contains 9 MO-OTAs and 6 grounded capacitors which operate as 2 lossy, 1 lossless integrators and 2 lossy, 1 lossless differentiators.

IV. SIMULATION RESULTS

To confirm the performance of the proposed filter, the simulation results are carried out by using PSpice. The filter characteristics, such as, the magnitude response, electrical tune ability, phase response and application in biosensor are illustrated in this section. The MO-OTA used in this paper is constructed by transistors in Fig.1 based on TSMC 0.25μm CMOS technology with ±0.75V power supplies. The Chebyshev low-pass filter of 0.1dB ripple prototype is selected. The capacitors of proposed notch filter can be calculated by using the the RLC low-pass filter prototype in Table 1 which are  $C_1=C_3=90nF$ ,  $C'_1=C'_3=290nF$ ,  $C_2=175nF$  and  $C'_2=145nF$ . Fig.9 shows electronically tuning feature of the proposed filter frequency responses. By varying  $I_B$  [1, 3, 10, 30 and 100] μA, the frequency responses are obtained between 10Hz and 1kHz. The notch frequency can be

obtained -40dB that enable to remove an unwanted frequency efficiently.

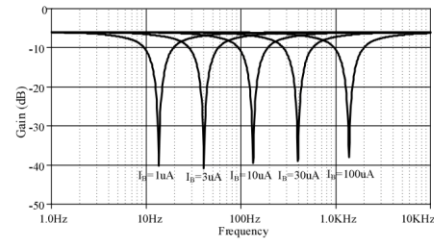


Fig. 9. Magnitude response of proposed Chebyshev ladder notch filter by varying  $I_B$  [1, 3, 10, 30, 100]μA

Fig.10 shows the results of phase responses when varied the bias current of notch characteristic. It can be seen that the phase shifted are around -90° and +90° nearby the notch frequency and they are declined into 0° when the frequency is far from notch frequency.

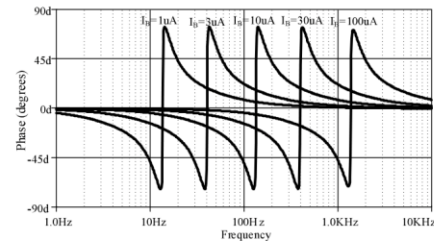


Fig. 10. Phase responses of proposed Chebyshev ladder notch filter

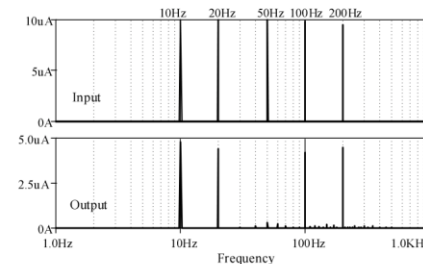


Fig. 11. Multitone signal (10Hz, 20Hz, 50Hz, 100Hz and 200Hz) input and output spectrum

Multi-tone inputs [10, 20, 50, 100, 200] Hz are also verified to the proposed filter (50Hz notch frequency) for proving the unwanted frequency removal performance. For the 50Hz notch frequency, the capacitors are reformed as  $C_1=C_3=90nF$ ,  $C'_1=C'_3=2.9μF$ ,  $C_2=1.75μF$  and  $C'_2=1.45μF$  while the bias current is given by 30.3μA. From the spectrum of input and output, it is clear that the outputs only

in 50Hz frequency is rejected while other frequencies [10, 20, 100, 200] Hz can be passed throughout the output as shown in Fig.11.

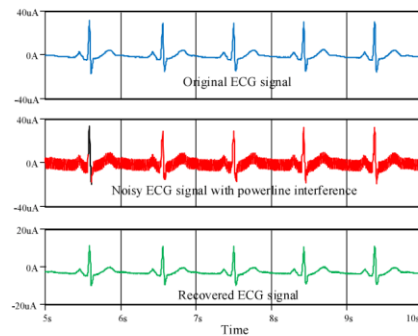


Fig. 12. ECG signal with PLI (50Hz) and recovered ECG signal output

In general appliances, the signal frequency (50Hz) from powerline always interfered to low-level signal parts. The of signal from biosensor as well as ECG signal cannot be avoided this problem that should be instantaneously improved. The application of signal from biosensor as well as ECG signal interfered by 50Hz from powerline frequency is investigated. The signal 50 Hz can be induced via several electrodes from the body of patient or direct from the powerline cord. The ECG signals are shown in upper trace of Fig.12. The signals interference 50Hz are mixed as shown in the middle trace of Fig.12. The lower trace of Fig.12 shows the recovered ECG signal without 50Hz disturbance. From the performance of notch filter the frequency components of ECG signal can be completely recovered while only 50Hz is removed. Table 2 shows the performance comparison of proposed filter and related previous works [2-3]. In overall the proposed filter can work as well as the previous work, but it is clear that, the proposed filter uses lower component count than previous works. Without floating passive devices, the proposed filter is suitable for IC fabrication.

TABLE II. PERFORMANCE COMPARISON WITH PREVIOUS WORKS

Parameter	[2]	[3]	Proposed
CMOS tech.	0.18 $\mu\text{m}$	0.25 $\mu\text{m}$	0.25 $\mu\text{m}$
Power supply	$\pm 1.5$ V	$\pm 0.8$ V	$\pm 0.75$ V
Filter order	2nd / 4th	4th / 6th	3rd
Notch depth	-43 dB/-78 dB	-43 dB/-65 dB	-40 dB
Electronic tuning of $f_0$	No	N/A	10-1000 Hz
Structure	OP-amp (3)	OTA (13)	MO-OTA (9)
Passive devices	R-2R (4) Floating R (2) Floating C (2)	Floating C (6)	Grounded C (6)

#### V. CONCLUSION

A new current-mode third-order notch filter based on MO-OTA is presented. The design procedure is relied on the RLC Chebyshev network prototype. The network transformation between low-pass and notch ladder filter is applied to create the RLC notch ladder filter prototype. The

SFG is used to realize the several paths by particular block diagrams. The lossy/lossless integrators and differentiators are deployed by using MO-OTA. The notch frequency of proposed filter can be controlled by bias current. The results show the tunability by adjusting the bias current and also performance by multitone testing. The attenuation around -40dB is obtained at notch frequency with around 40Hz narrow bandwidth. The unwanted frequency can perfectly be rejected according to the frequency response results. From the high-performance characteristic, the PLI removal in ECG can be applied. The recovered ECG signal can be achieved without 50Hz interference while the other frequency components are completely apparent at output.

#### REFERENCES

- [1] N. Mohan, S. Kumar S, P. Poornachandran and K.P. Soman, "Modified Variational Mode Decomposition for Power Line Interference Removal in ECG Signals" International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol. 6, No. 1, pp. 151-159, Feb 2016.
- [2] H. Alzahr, N. Tasadduq and Y. Mahnashi, "A Highly Linear Fully Integrated Power line Filter for Biopotential Acquisition Systems", IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, pp. 703-712, 2013.
- [3] S. A. Mahmoud, A. Bamakrahmah and S.A. Al-Tunajji, "Six Order Cascaded Power Line Notch Filter for ECG Detection Systems with Noise Shaping" Circuits Syst Signal Process, vol.33, pp. 2385-2400, 2014.
- [4] J. Wu, E. El-Masry, "Design of current-mode ladder filters using coupled-biquads," IEEE Transactions on circuits and systems II: Analog and digital signal processing, vol.45, No.11, pp. 1445-1454, 1998.
- [5] N.P.J. Greer, R.K. Henderson, Li Ping, J.I. Sewell, "Matrix methods for the design of transconductor ladder filters," IEE Proceedings G - Circuits, Devices and Systems, Vol.141, No. 2, pp.89-100, April 1994.
- [6] T. C. Choi, R. T. Kaneshiro, R. W. Brodersen, P. R. Gray, W. B. Jett, M. Wilcox, "High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters for Communications Application," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.18, No.6, pp.652-664, December 1983.
- [7] P. Prommee, A. Tiamsuphat and M.T. Abuelma'atti "Electronically tunable MOS-only current-mode high-order band-pass Filters" Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, pp.1116-1136, April 2017.
- [8] N. Manosithichai, N. Wongprommoon, T. Kunto and P. Prommee, "Simulating RLC Ladder Band-pass Filter using MO-OTA" 2016 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2016), pp.278-281, September 2016.
- [9] N. Wongprommoon, A. Tiamsuphat and P. Prommee "Low-complexity Chebyshev High-pass Filter based on OTA-C" 43rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2020), pp.373-376, 2020.
- [10] A. Tiamsuphat and P. Prommee, "Electronically tunable voltage-mode Elliptic third-order ladder low-pass filter using simple OTA," IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2014), pp. 133-136, 2014.
- [11] N. Wongprommoon, N. Manosithichai and P. Prommee, "OTA-C based compact Low-pass Elliptic Filter" The 18th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2018), pp.247-250, 2018.
- [12] T. Deliyannis, Y. Sun, J.K. Fidler, Continuous - Time Active Filter Design. London: CRC Press, pp.61, 1999.
- [13] L.P. Huelsman, Active and Passive Analog Filter Design. McGraw-Hill Inc., International Edition, 1993.



**ECTN-CON**  
**2021 | Chiang Mai**



The 2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications and Information Technology

On May 19-22, 2021 (Virtual Conference Platform)



# Certificate of Attendance

for the paper

“High-order Chebyshev Notch Filter based on MO-OTA and  
its application in Biosensor”

authored by

Siradanai Srisamranrungrueang, Natapong Wongprommoon, and  
Pipat Prommee

(Assoc. Prof. Dr. Yuttana Kumsuwan)  
General Chair

(Assoc. Prof. Dr. Nipon Theera-Umpon)  
Technical Program Chair



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	สิรดนัย ศรีสำราญรุ่งเรือง
วัน เดือน ปี เกิด	14 กุมภาพันธ์ 2538
ที่อยู่ปัจจุบัน	5/2 ม.4 ต.บางแก้ว อ.นครชัยศรี จ.นครปฐม 73120
ผลงานตีพิมพ์	Siradanai Srisamranrungleang, Natapong Wongprommoon and Pipat Prommee, " High-order Chebyshev Notch Filter based on MO-OTA and its application in Biosensor", The 2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Technology (ECTI-CON 2021), Chiang Mai, Thailand, 19-22 May 2021.

