

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่โดยใช้ CDTA

SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE UNIVERSAL FILTER  
USING CDTAS



T140266



สมศักดิ์ สัตตนาโค  
SOMSAK SATTANACO

วฟ.  
ส 242 ก  
2558

สาขา.....  
เลขทะเบียน..... 140266  
รับเดือนปี. 04 อ.ก. 2559

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

127 37513

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร  
คณะครุศาสตรบัณฑิต  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2558  
KMITL-2015-ED-M-231-100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE UNIVERSAL FILTER  
USING CDTAS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION  
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2015

KMITL-2015-ED-M-231-100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแส  
หลายหน้าที่โดยใช้ CDTA

Synthesis and Design of Current-Mode Universal  
Filter Using CDTAs

นักศึกษา

นายสมศักดิ์ สัตนาโค

รหัสประจำตัว

53630611

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา






วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ปิยะ ศุภวาราสุวัฒน์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิสุทธิ	สุนทรภณกพงษ์	
ผศ.ดร.วินัย	ใจกล้า	
รศ.ปิยะ	ศุภวาราสุวัฒน์	
รศ.ดร.พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์	
ผศ.ดร.ศุภวัฒน์	ลาวัณย์วิสุทธิ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ

20 มิถุนายน 2558 เวลา 17.00 น. เป็นต้นไป

สถานที่สอบ

ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมรับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)

คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

วันที่ 29 เดือน มิถุนายน พ.ศ. 2558

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมตกระแส  
หลายหน้าที่โดยใช้ CDTA

นักศึกษา

นายสมศักดิ์ สัตนาโค

รหัสประจำตัว

53630611

ปริญญา

ครุศาสตรบัณฑิตสาขารัฐศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

พ.ศ.

2558

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ปิยะ ศุภวาราสวัฒน์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่แอนะล็อกหลายหน้าที่โหมตกระแส โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส วงจรรองความถี่สามารถตอบสนองทางด้านเอาต์พุตทั้ง 3 ฟังก์ชันคือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งมีลักษณะแบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต โดยการทำงานสามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแสสองวงจร ใช้ตัวต้านทานเพียงตัวเดียวและตัวเก็บประจุสองตัวต่อลงกราวด์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงจึงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดสำหรับโหมตกระแส สมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้โครงสร้างภายในของวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส เป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เบอร์ PR200N และ NR200N มีการบริโภคพลังงานของวงจรรวมอยู่ที่ 1.15 มิลลิวัตต์ ที่แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 3$  โวลต์ จากผลการทดสอบพบว่าวงจรรองความถี่ที่ได้มีความสอดคล้องกับที่วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and Design of Current-Mode Universal Filter Using CDTAs
Student	Mr.Somsak Sattanaco
Student ID	53630611
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communications Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-Advisor	Assoc. Prof. Piya Supavarasuwat

### ABSTRACT

This thesis presents the synthesis and design of current-mode universal filter using current differencing transconductance amplifiers (CDTAs). The configuration of the proposed filter is single input multiple output (SIMO) type. The filter simultaneously gives three standard transfer functions, highpass, lowpass and bandpass with independent control of quality factor and pole frequency. The proposed filter uses two CDTAs, one resistor and two grounded capacitors. Moreover, the circuit processes low input and high output impedance with easy to connect cascading for the current mode circuit. The filter performance is presented. The workability of proposed configuration was demonstrated by PSPICE simulation using CDTA constructing from PR200N and NR200N bipolar junction transistor technology. The power consumption of circuit is approximately 1.15 mW at  $\pm 3$  V power supply voltages. The given results agree well the theoretical anticipation which is suitable for implementation on an integrated circuits.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สมบูรณ์และสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะเนื่องจากได้รับความกรุณาและความอนุเคราะห์จาก ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ รศ.ดร.วิสุทธิ์ สุนทรกนกพงศ์และ ผศ.ดร.ศุภวัฒน์ ลาวัฒน์วิสุทธิ รวมถึงคณาจารย์สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้ความรู้และคำชี้แนะข้อบกพร่องต่างๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างสมบูรณ์ยิ่งและผลงานวิจัยนี้ ได้รับทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาของท่านทั้งหลาย ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและเพื่อนๆ วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารรุ่น 16 ที่คอยเป็นกำลังใจห่วงใยมาโดยตลอด

คุณค่า ประโยชน์ อันพึงมีและความรู้ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่า จะได้นำไปพัฒนาตนเอง เป็นองค์ความรู้ให้กับสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และประเทศไทยให้มีเจริญยิ่งขึ้นไปในทุกๆด้าน หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

สมศักดิ์ สัตนาโค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 กรอบแนวคิดของการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	4
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 หลักการทั่วไปวงจรรองความถี่.....	5
2.2 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่.....	9
2.3 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	14
2.4 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนผลต่างกระแส.....	19
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	20
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	32
3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้ CDTA.....	33
3.2 การวิเคราะห์วงจรรองความถี่กรณีทำงานในอุดมคติ.....	36
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณี CDTA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	42
บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	55
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานวงจรรองความถี่ด้วยโปรแกรม PSPICE.....	55
4.2 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA.....	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	63
5.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุตโดยใช้ CDTA.....	63
5.2 อภิปรายผลงานวิจัย.....	64
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	65
บรรณานุกรม.....	66
ภาคผนวก.....	69
ภาคผนวก ก งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	70
ภาคผนวก ข คำสั่งแต่งตั้งคณะกรรมการที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และผลการพิจารณาหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์.....	77
ประวัติผู้เขียน.....	80



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย.....	56
5.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติจุดเด่นและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมา และวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ.....	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างตัวแปรสเตตวงจรกรองความถี่.....	3
2.1 ระบบของวงจรกรองความถี่.....	6
2.2 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ.....	7
2.3 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่สูงในทางอุดมคติ.....	7
2.4 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	8
2.5 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองจำกัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	8
2.6 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ.....	9
2.7 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ $s$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	10
2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	10
2.9 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ $s$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	11
2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	11
2.11 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ $s$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	12
2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	12
2.13 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ $s$ ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง.....	12
2.14 แสดงตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองจำกัดแถบความถี่อันดับสอง.....	13
2.15 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ $s$ ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	13
2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	14
2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	14
2.18 (ก) วงจรสมมูลของ OTA (ข) สัญลักษณ์ของ OTA.....	15
2.19 วงจรขยายความแตกต่างต่อร่วมกับภาระแอกทิฟ.....	15
2.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก $I_o$ กับค่าแรงดันที่ขาเข้า $V_{in}$ .....	18
2.21 แสดง (ก) สัญลักษณ์ และ (ข) วงจรสมมูลของ CDTA.....	20
2.22 CDTA ที่มีโครงสร้างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	20
2.23 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 4 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	21
2.24 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว.....	22
2.25 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์ทั้งหมด.....	22
2.26 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	23
2.27 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 3 ตัว.....	24
2.28 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว.....	25
2.29 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว.....	25
2.30 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 3 ตัว.....	26
2.31 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและตัวต้านทานไม่ต่อลงกราวด์.....	27
2.32 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว แบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต.....	27
2.33 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและมีขั้ว X- ร่วมด้วย.....	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.34 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว แบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต.....	29
2.35 วงจรกรองความถี่ (a) และ (b) ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟ 3 ตัว.....	30
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	32
3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส.....	33
3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA.....	35
3.4 วงจรเทียบเคียงตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงภายในของ CDTA.....	48
3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่กรณีแทนค่าด้วยวิธีแอดมิตแตนซ์.....	48
4.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแส โดยทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ เป็นโครงสร้างภายในของ CDTA.....	55
4.2 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่.....	57
4.3 ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของ Bandpass Filter เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $I_{B1}$ .....	57
4.4 ค่าความถี่คัตออฟของ Bandpass Filter เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $I_{B2}$ .....	58
4.5 สัญญาณ $I_{BP}$ เทียบกับ $I_{in}$ เมื่อป้อน $I_{in}$ เป็นสัญญาณไซน์ที่ 222.33 kHz ขนาด 20 $\mu$ A.....	58
4.6 กราฟแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $I_{in}$ .....	59
4.7 สัญญาณ $I_{HP}$ เมื่อกำหนดให้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 100 kHz.....	60
4.8 สัญญาณ $I_{LP}$ เมื่อกำหนดให้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 100 kHz.....	60
4.9 สัญญาณ $I_{BP}$ เมื่อกำหนดให้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 119.58 kHz.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีความสำคัญในงานวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งถูกนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายเช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด ระบบควบคุมและอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Smith and Sedra, 1968 : 1368-1369) เมื่อพิจารณาจากลักษณะโครงสร้างของวงจรกรองความถี่ต่างๆ ตามจำนวนอินพุตและเอาต์พุตที่ส่งออกมา สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 แบบคือ แบบแรกจะเป็นหนึ่งอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (Single Input Single Output : SISO) แบบที่สองหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (Single Input Multiple Output : SIMO) แบบที่สามหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (Multiple Input Single Output : MISO) และแบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (Multiple Input Multiple Output : MIMO) (Montree, et. al. 2010 : 934-939) วงจรกรองความถี่แบบ SIMO มีจุดเด่นที่สำคัญคือ สามารถให้เอาต์พุตที่ตอบสนองความถี่หลายฟังก์ชันในเวลาเดียวกัน ซึ่งมีประโยชน์มากสำหรับงานระบบที่ต้องการเอาต์พุตพร้อมๆ กัน เช่น การถอดรหัสสัญญาณเสียงในระบบโทรศัพท์ การควบคุมความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลบ์ในระบบวิทยุ FM สเตอริโอหรือในวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์แยกเป็น 3 ทางในระบบเครื่องเสียง (Ibrahim, et. al. 2005 : 311-318)

ปัจจุบันอุปกรณ์การสื่อสารและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ได้รับการออกแบบให้มีขนาดเล็กลงเพื่อสะดวกสำหรับใช้งานและพกพา อีกทั้งพยายามลดการบริโภคพลังงานจากแบตเตอรี่ จึงได้มีการนำเทคนิคโหมดกระแส (Current Mode) มาช่วยสังเคราะห์วงจรซึ่งมีจุดเด่นคือ ช่วงพัสแบนด์กว้าง (Larger Dynamic Range) แบนด์วิดท์กว้าง (Wide Bandwidth) อัตราสลูว์สูง (Higher Slew Rate) มีความเป็นเชิงเส้นสูง (Greater Linearity) และการบริโภคกำลังงานต่ำ (Low Power Consumption) (Toumazou, et. al. 1990; Minaei : 2009 : 665-680) ในการสังเคราะห์วงจรเหล่านี้ ส่วนใหญ่นิยมออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active Building Blocks : ABB) ซึ่งข้อดีของ ABB คือสะดวกในการนำมาสังเคราะห์และออกแบบ ทำงานได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส เช่น วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier : OTA) วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second-Generation Current Conveyor : CCI) วงจรขยายกันชนผลต่างกระแส (Current Differencing Buffered Amplifier : CDBA) และในปี ค.ศ. 2003 Biolek ได้นำเสนอวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส (Current Differencing Transconductance Amplifier : CDTA) (Biolek, 2003 : 397-400) ซึ่งจุดเด่นที่น่าสนใจของวงจรนี้คือ มีการสังเคราะห์และออกแบบในโหมดกระแส ทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตออกเป็นกระแส สามารถปรับอัตราการขยายของกระแสเอาต์พุตได้ทางด้านอินพุตมีอิมพีแดนซ์ต่ำและทางด้านเอาต์พุตจะมีอิมพีแดนซ์สูง

ตามที่มีผู้วิจัยได้ทำการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาแล้วยังพบข้อจำกัดของการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าโดยใช้ CDTA อยู่หลายประการเช่น (ก) วงจรใช้ตัวเก็บประจุมีลักษณะแบบลอย (Kacar and Kuntman, 2011 : 632-642) (ข) วงจรไม่สามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ให้แยกอิสระจากคุณลักษณะที่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (Biolek and Biolkova, 2005 : 411-414; Biolek, et. al. 2008 : 15-32; Keskin, et. al. 2006 : 443-446; Tangsirat : 2009 : 135-145; Tangsirat , et. al. 2007 : 209-214; Biolek, et. al. 2009 : 535-537; Shah, et. al. 2008

: 283-285; Biolek, et. al. 2008 : 56-62; Kacar and Kuntman, 2011 : 632-642; Prasada, et. al. 2009 : 497-501) (ค) ใช้อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- ซึ่งจะทำให้เพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์ในวงจร CDTA (Biolek, et. al. 2008 : 15-32; Keskin, et. al. 2006 : 443-446; Biolek, et. al. 2009 : 535-537; Shah, et. al. 2008 : 283-285; Biolek, et. al. 2008 : 56-62; Kacar and Kuntman, 2011 : 632-642; Prasada, et. al. 2009 : 497-501) (ง) ความต้านทานอินพุตอิมพีแดนซ์สูง (Biolek, et. al. 2009 : 535-537; Shah, et. al. 2008 : 283-285; Prasada, et. al. 2009 : 497-501) (จ) ความต้านทานเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ (Biolek and Biolkova, 2003 : 232-236; Keskin, et. al. 2006 : 443-446; Biolek, et. al. 2009 : 535-537; Shah, et. al. 2008 : 283-285; Kacar and Kuntman, 2011 : 632-642; Kacar and Kuntman, 2011 : 632-642)

จากข้อมูลดังกล่าวมานั้น ผู้วิจัยจึงมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสด้วยสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้อุปกรณ์ CDTA ที่สามารถตอบสนองในการกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูงและกรองผ่านแถบความถี่ สัญญาณความถี่ตอบสนองทางด้านเอาต์พุตในเวลาเดียวกันทั้ง 3 พังก์ชันซึ่งมีลักษณะแบบ SIMO โดยมุ่งเน้นที่จะสังเคราะห์และออกแบบให้ใช้อุปกรณ์ CDTA จำนวนน้อยที่สุดและสามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากควอลิตี้ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมถึงสังเคราะห์ให้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

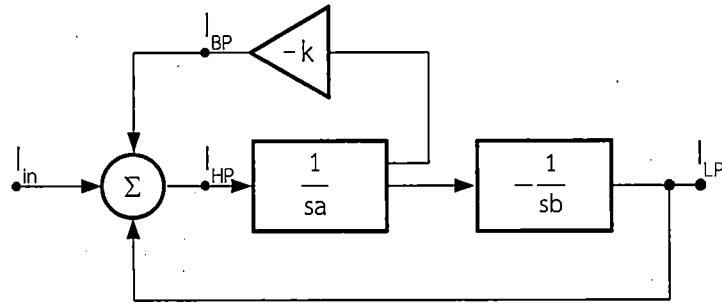
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

## 1.3 กรอบแนวความคิดของการวิจัย

กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสมาจากพื้นฐานอยู่บนโครงสร้างตัวแปรสแตต (State Variable Structure) ที่ประกอบขึ้นจากหลักการวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) สองตัวและวงจรขยายต่อร่วมกันหนึ่งตัว มีลักษณะเป็นวงจรทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ชนิดไบควอดตราติก วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ทำงานในโหมดกระแสโดยป้อนสัญญาณเข้า 1 อินพุตและสัญญาณออก 3 เอาต์พุต บล็อกไดอะแกรมแสดงได้ ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างตัวแปรสแตตวงจรกรองความถี่

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.1 จะได้สมการของวงจรถานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรถองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยจะเป็นอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตสามารถแสดงสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้  
กรองผ่านความถี่สูงจะมีรูปแบบสมการ

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.1)$$

กรองผ่านความถี่ต่ำจะมีรูปแบบสมการ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.2)$$

กรองผ่านแถบความถี่จะมีรูปแบบสมการ

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{\frac{sk}{a}}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.3)$$

จากสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้นั้น สามารถวิเคราะห์เพื่อหาสมการความถี่ธรรมชาติและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

ค่าความถี่ธรรมชาติ  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}}$  (1.4)

ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์  $Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}}$  (1.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (1.4) และสมการที่ (1.5) แสดงให้เห็นว่าจะสามารถควบคุมค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติ โดยปรับที่ค่า  $k$  ของสมการควอลิตี้แฟกเตอร์ ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติในวงจรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแส

#### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว

1.4.2 วงจรองความถี่สามารถใช้งานได้ดี ในช่วงความถี่ไม่น้อยกว่า 30 MHz

1.4.3 วงจรองความถี่สามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.4 วงจรองความถี่ใช้ CDTA ที่มีโครงสร้างภายในด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

#### 1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส (CDTA) หมายถึง อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์แบบแอคทีฟชนิดหนึ่งที่มีหลายขั้ว มีลักษณะจุดสัญญาณขาเข้าและขาออกทางด้านขาออกสามารถทำงานได้ในโหมดกระแสทั้งหมด

1.5.2 โหมดกระแส หมายถึง เทคนิคการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นกระแสทั้ง 2 ด้าน

1.5.3 วงจรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal Filter) หมายถึง วงจรองความถี่ที่สามารถตอบสนองได้หลายฟังก์ชันในโครงสร้างเดียวกัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) กรองผ่านความถี่สูง (Highpass Filter) และกรองผ่านแถบความถี่ (Bandpass Filter)

1.5.4 การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Control) หมายถึง การควบคุมการทำงานของวงจรด้วยกระแส

1.5.5 การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง กระบวนการนำ CDTA มาต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์และตัวต้านทาน เพื่อให้วงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรองความถี่หลายหน้าที่ได้

1.5.6 การออกแบบ (Design) หมายถึง การปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์ไว้แล้ว เพื่อให้ได้ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ตามความต้องการ

1.5.7 สมรรถนะ (Performance) หมายถึง ความสามารถของวงจรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์

1.5.8 โปรแกรม PSPICE หมายถึง โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปที่ใช้จำลองการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์

## บทที่ 2

# เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA สามารถควบคุมด้วยกระแสของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ สามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงจำเป็นต้องศึกษาอุปกรณ์ วงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรซึ่งในบทที่ 2 นี้ จะอธิบายทฤษฎีพื้นฐานประกอบไปด้วยเนื้อหาต่างๆ ดังต่อไปนี้

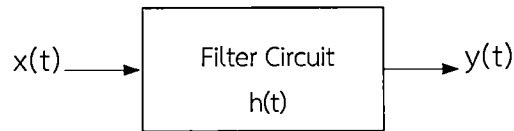
- 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่
- 2.2 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่
- 2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน
- 2.4 วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่คือ วงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เลือกสัญญาณความถี่ในช่วงที่ต้องการ และทำการลดทอนสัญญาณที่นอกเหนือจากที่ต้องการ วงจรรองความถี่นำไปใช้ในงานด้านต่างๆ ได้หลากหลาย เช่น ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ การสื่อสาร และทางด้านเครื่องมือแพทย์ เป็นต้น วงจรรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ วงจรรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter) เป็นวงจรที่ใช้กับสัญญาณดิจิทัล ส่วนมากเป็นสัญญาณที่ไม่มีในธรรมชาติและถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการรับส่งข้อมูลในระบบคอมพิวเตอร์ เป็นสัญญาณที่ไม่มีคำตอบเนื่องสัญญาณจะถูกแยกออกเป็นส่วนๆ บางครั้งเรียกว่าดิสครีต (Discrete) และวงจรรองความถี่อีกอันหนึ่งคือ วงจรรองความถี่แบบแอนะล็อก (Analog Filter) เป็นวงจรที่ใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา โดยวงจรรองแอนะล็อกสามารถแบ่งออกตามลักษณะอุปกรณ์ที่ใช้นามาสร้างวงจรรองความถี่ได้ 2 ลักษณะคือ วงจรกรองพาสซีฟ (Passive Filter) เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบต่อเนื่องประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ (จิรศักดิ์ และคณะ 2546:423-430) อีกลักษณะคือวงจรกรองแบบแอคทีฟ (Active Filter) เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบต่อเนื่องประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟที่ต่อร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟเข้าด้วยกัน

คุณสมบัติของวงจรรองความถี่จะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเป็นหลัก โดยการวิเคราะห์วงจรจะพิจารณาการทำงานตลอดทั้งย่านความถี่เรียกว่า การพิจารณาในรูปแบบของโดเมนความถี่ (Frequency Domain) และเรียกผลตอบสนองจากการพิจารณาโดเมนความถี่นี้ว่า ผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) แทนสัญลักษณ์ด้วย  $h(t)$  โดยทั่วไปแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนปริมาณระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุต (ศุภชัย คลิ่งทอง, 2554 : 43-51)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ระบบของวงจรกรองความถี่

จากรูปที่ 2.1 แสดงระบบของวงจรกรองความถี่โดยที่  $x(t)$  คือสัญญาณอินพุต  $y(t)$  คือสัญญาณเอาต์พุตและ  $h(t)$  คือสัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Response) ของระบบถ้าพิจารณาวงจรกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น (Linear) และระบบที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Invariant) ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ของระบบให้อยู่ในรูปสมการของระบบได้ดังนี้ (อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ. 2544 : 1-5)

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) แปลงลาปลาซแล้วจะแสดงได้ว่า

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.2)$$

เมื่อ  $Y(s)$ ,  $H(s)$  และ  $X(s)$  คือผลการแปลงลาปลาซของ  $y(t)$ ,  $h(t)$  และ  $x(t)$  ตามลำดับและเมื่อพิจารณา โดเมนความถี่  $s = j\omega$  สมการที่ (2.2) สามารถเขียนสมการแสดงในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (2.3)$$

และ

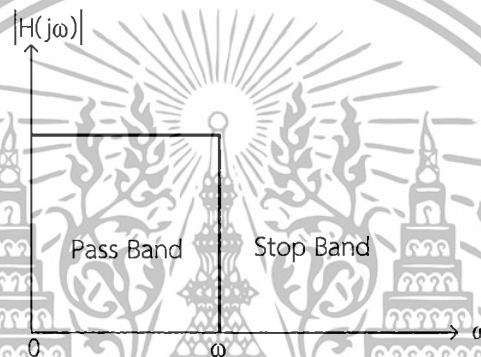
$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (2.4)$$

โดยที่  $\phi_{Y(j\omega)}$  คือค่าเฟสของ  $Y(j\omega)$  ส่วน  $\phi_{H(j\omega)}$  คือค่าเฟสของ  $H(j\omega)$  และ  $\phi_{X(j\omega)}$  คือค่าเฟสของ  $X(j\omega)$  ซึ่งหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่คือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนด จากสมการที่ (2.3) จะพบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าขนาด (Magnitude) ของฟังก์ชัน  $H(j\omega)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (Stop Band) และเมื่อขนาดของฟังก์ชัน  $H(j\omega)$  มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (Pass Band) ดังนั้นจากผลการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ  $H(j\omega)$  ในช่วงความถี่ที่แตกต่างกัน ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน สามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณ 5 แบบดังนี้ (วิญญู สอนจ้อย. 2554 : 10-14)

- 2.1.1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (Lowpass Filter, LP)
- 2.1.2 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (Highpass Filter, HP)
- 2.1.3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (Bandpass Filter, BP)
- 2.1.4 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองจำกัดแถบความถี่ (Bandstop Filter, BS)
- 2.1.5 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (Allpass Filter, AP)

### 2.1.1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (Lowpass Filter, LP)

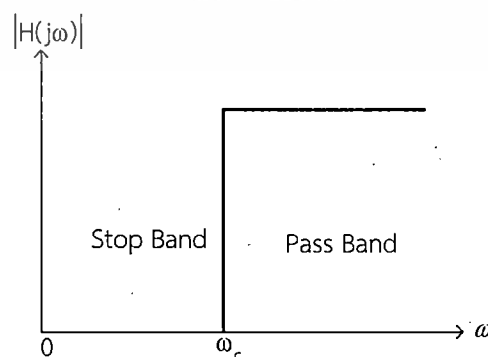
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำมีความถี่ผ่านจะอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัตออฟ (Cutoff Frequency)  $\omega_c$  ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $\omega_c$  จะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่ต่ำนั้นแสดงในรูปที่ 2.2 (จิรสุดา เกษร. 2542 : 21-25)



รูปที่ 2.2 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ

### 2.1.2 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (Highpass Filter, HP)

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงเป็นวงจรกรองความถี่ที่แถบหยุดอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัตออฟ  $\omega_c$  ในขณะที่วงจรจะยอมให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟผ่านวงจรไปได้ ซึ่งผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่สูงนั้นแสดงในรูปที่ 2.3 (จิรสุดา เกษร. 2542 : 21-25)

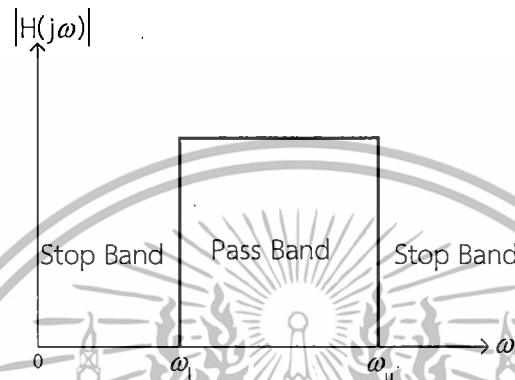


รูปที่ 2.3 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านความถี่สูงในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (Bandpass Filter, BP)

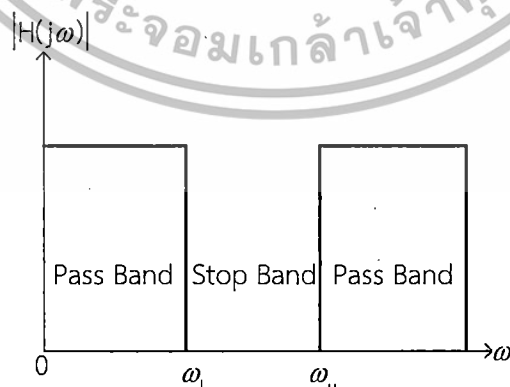
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัตออฟของความถี่ คือ  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  ( $\omega_u > \omega_l$ ) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัตออฟ  $\omega_l$  และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ  $\omega_u$  ซึ่งสำหรับผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านแถบความถี่นั้นแสดงในรูปที่ 2.4 (จิรสุดา เกษร. 2542 : 21-25)



รูปที่ 2.4 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ

### 2.1.4 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองจำกัดแถบความถี่ (Bandstop Filter, BS)

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองจำกัดแถบความถี่ เป็นวงจรกรองความถี่อยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัตออฟของความถี่ คือ  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  ( $\omega_u > \omega_l$ ) ในขณะที่แถบผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัตออฟ  $\omega_l$  และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ  $\omega_u$  ซึ่งสำหรับผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองจำกัดแถบความถี่นั้นจะแสดงได้ในรูปที่ 2.5 (จิรสุดา เกษร. 2542 : 21-25)

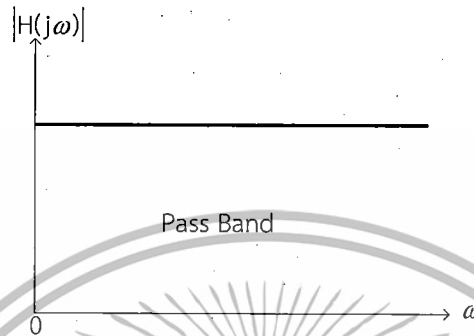


รูปที่ 2.5 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองจำกัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (Allpass Filter, AP)

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ที่จะยอมให้ทุกความถี่ผ่านไป ได้ ซึ่งวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านนั้นมีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส ให้สัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสที่แตกต่างจากสัญญาณอินพุต สำหรับผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านทุกความถี่นั้นแสดงในรูปที่ 2.6 (วิญญู สอนจ้อย. 2554 : 10-14)



รูปที่ 2.6 การตอบสนองของขนาดในเชิงความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ

## 2.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Multifunction Filter)

งานวิจัยนี้มีจุดมุ่งหมายในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูงและกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งจะมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality Factor) แทนสัญลักษณ์ด้วย  $Q$  เป็นดัชนีชี้ให้เห็นขีดความสามารถในการเลือกความถี่ ยิ่งค่า  $Q$  มีค่าสูงจะส่งผลให้วงจรมีขีดความสามารถในการเลือกความถี่ได้ดีขึ้นตามไปด้วย โดยมีรูปสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) จึงเรียกว่าวงจรกรองความถี่ไบควอดราติก (Biquadratic Filter) หรือวงจรกรองความถี่อันดับสองซึ่งมีรูปสมการมาตรฐานพิจารณาสมการ (2.5) สามารถหาค่าซีโร่ (Zero) ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองได้จากค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเลขดังต่อไปนี้ (อัจฉรวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

โดยที่  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency)

$a_0, a_1, a_2$  คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเลข

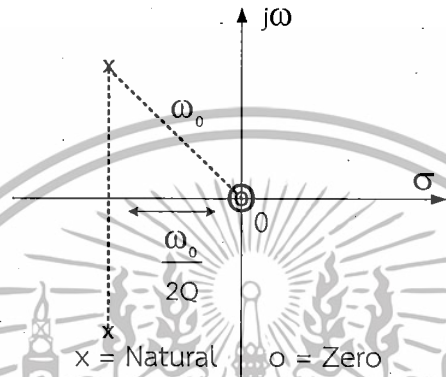
$Q$  คือ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของความถี่ธรรมชาติ

กรณีค่าซีโร่ของทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ  $s$  (S-Plane) ที่  $s=0$  ดังรูปที่ 2.7 และจากสมการที่ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

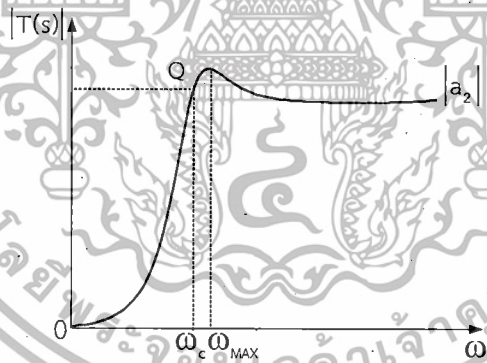
เอกซารีนเป็นเอกซารีนที่ส่งผ่านให้หรือการเชิงนี้เพื่อการกักเก็บนี้ เมื่อผู้ดูเห็นเป็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \tag{2.6}$$

เมื่อกำหนดให้  $a_2$  คืออัตราขยายความถี่สูง (High Frequency Gain) และ  $\omega_0$  คือ ความถี่ธรรมชาติ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรที่มีลักษณะแสดงในรูปที่ 2.8 (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)



รูปที่ 2.7 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

กรณีทีค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s ที่  $s = \infty$  ดังแสดงในรูปที่ 2.9 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้ (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)

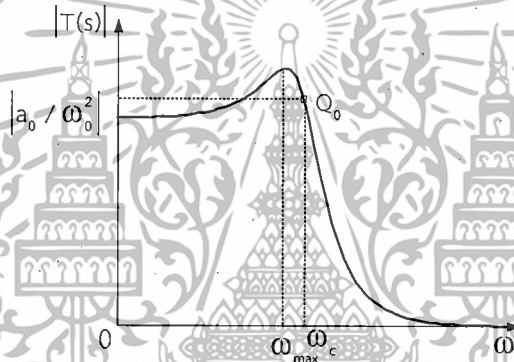
$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \tag{2.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้  $a_0 / \omega_0^2$  คือค่าอัตราขยายไฟตรง (DC Gain) จะได้กราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ  $s$  ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง



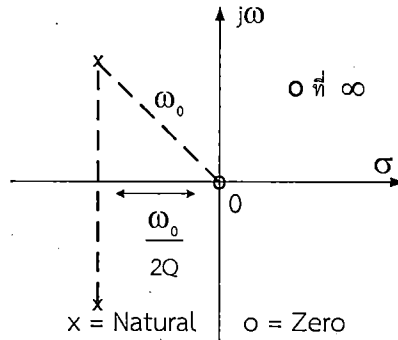
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

กรณีที่มีค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ  $s$  ที่ตำแหน่งหนึ่ง  $s=0$  และอีกด้านหนึ่งที่ตำแหน่ง  $s = \infty$  ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้ (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์, 2546 : 19-29)

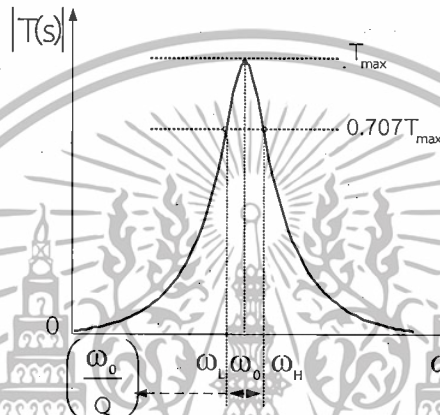
$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $a_1 Q / \omega_0$  เป็นอัตราขยายความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency Gain) ให้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่มีค่าสูงสุดที่  $\omega = \omega_0$  หรือค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรมีค่าเท่ากับค่าของความถี่ธรรมชาติของสมการกราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ s ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

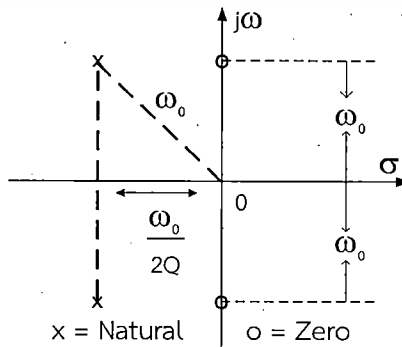


รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

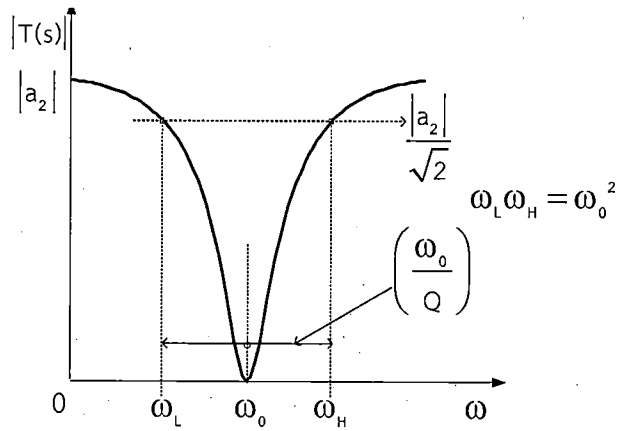
กรณีทีค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน  $j\omega$  ของระนาบ  $s$  รูปที่ 2.13 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่อันดับสอง โดยมีรูปแบบสมการดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \tag{2.9}$$

ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ  $a_2$  กราฟตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.14 และค่า  $\omega_0$  นี้เรียกอีกชื่อหนึ่งว่าความถี่นอตช์ (Notch Frequency) (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)



รูปที่ 2.13 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ  $s$  ฟังก์ชันกรองจำกัดแถบความถี่อันดับสอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

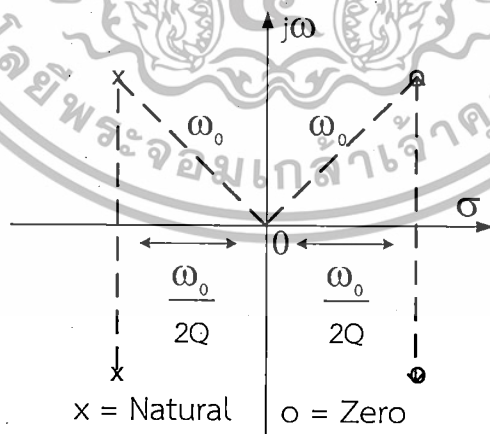


รูปที่ 2.14 แสดงตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองจำกัดแถบความถี่อันดับสอง

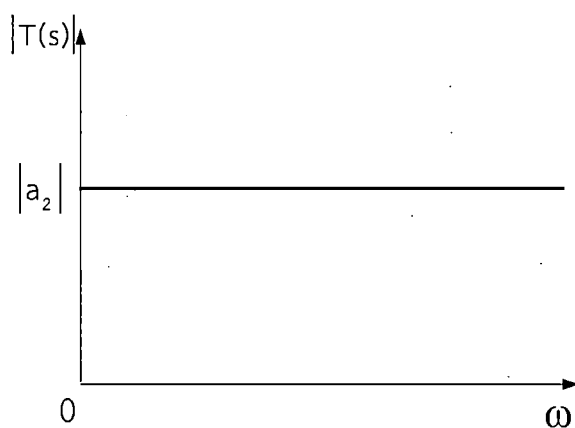
กรณีที่ว่าซีโรของสมการทั้งสองค่ามีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของระนาบ  $s$  โดยมีความสมมาตรกับความถี่ธรรมชาติ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้ (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \tag{2.10}$$

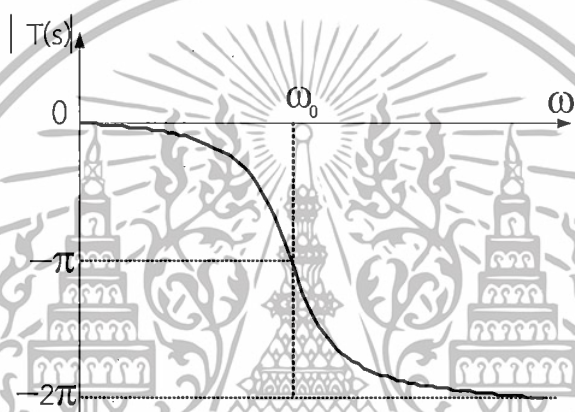
$|a_2|$  คือ ค่าอัตราขยายแบนราบ (Flat Gain) ของวงจร จะมีกราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.16 และ รูปที่ 2.17 ตามลำดับ



รูปที่ 2.15 ตำแหน่งความถี่ธรรมชาติและซีโรบนระนาบ  $s$  ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



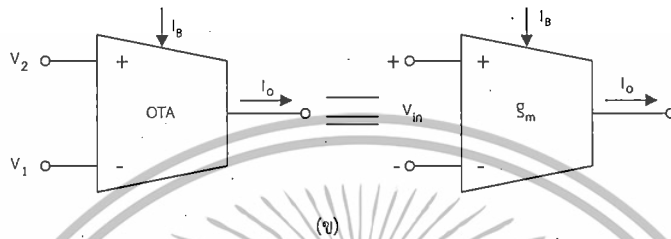
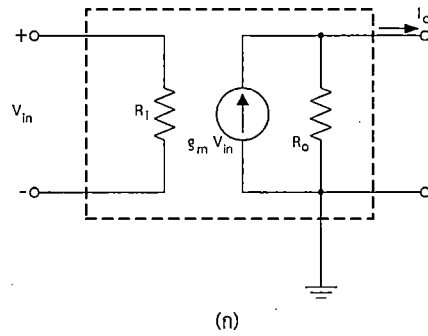
รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

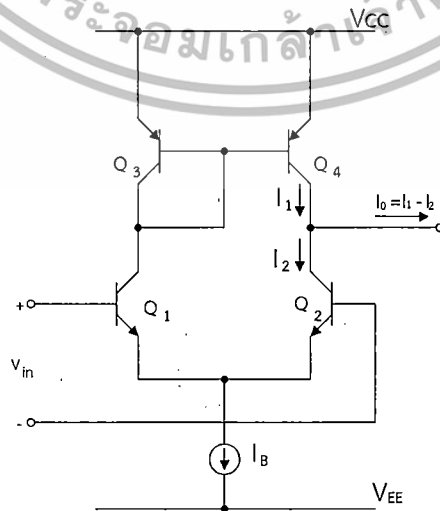
### 2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน หรือ OTA จัดเป็นวงจรขยายอีกชนิดหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันเป็นกระแสจัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage Controlled Current Source : VCCS) (ธนันต์ ศรีสกุล, 2552 : 96-120) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ  $g_m$  โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอกสำหรับวงจรสมมูลทางอุดมคติและสัญลักษณ์ของ OTA จะแสดงดังในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 (ก) วงจรสมมูลของ OTA (ข) สัญลักษณ์ของ OTA

วงจรรขยาย OTA อธิบายแบบง่ายคือ การใช้วงจรรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ต่อร่วมกับภาระแอคทีฟ (Active Load) ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.19 จากวงจรในรูปที่ 2.19 ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นวงจรรขยายความแตกต่างแบบคิฟเพอเรนเซียล ซึ่งทำหน้าที่แปลงผันแรงดันเป็นกระแส ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันเข้ามาที่  $V_{in}$  จะทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ขึ้นที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  แล้วกระแส  $I_1$  จะถูกสะท้อนกระแสเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไปที่กลบออกจากกระแส  $I_2$  ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ออกเป็นกระแส  $I_o$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_1 - I_2$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.19 วงจรรขยายความแตกต่างต่อร่วมกับภาระแอคทีฟที่ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_0$  กับแรงดัน  $V_{in}$  และค่าความนำถ่ายโอน  $g_m$  ของวงจรขยายความแตกต่างที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หรือ OTA อย่างง่าย ดังในรูปที่ 2.19 สามารถทำได้จาก

$$I_c = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \quad (2.11)$$

เมื่อ  $I_s$  คือค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current)

ความสัมพันธ์ของกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  จะได้

$$I_1 = I_s e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} \quad (2.12)$$

และ

$$I_2 = I_s e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (2.13)$$

เนื่องจาก

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (2.14)$$

แทนค่าสมการที่ (2.12) และสมการที่ (2.13) ลงในสมการที่ (2.14) จะได้

$$I_B = I_s \left[ e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} + e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \right] \quad (2.15)$$

หรือ

$$I_s = \frac{I_B}{e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} + e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}} \quad (2.16)$$

แทนค่าสมการที่ (2.16) ในสมการที่ (2.12) จะได้

$$I_1 = \frac{I_B e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)}}{e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} + e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}} \quad (2.17)$$

และแทนค่าสมการที่ (2.16) ในสมการที่ (2.13) จะได้

$$I_2 = \frac{I_B e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}}{e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} + e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนดขาออกเมื่อ

$$I_o = I_1 - I_2 \tag{2.19}$$

แทนค่าสมการที่ (2.17) และสมการที่ (2.18) ลงในสมการที่ (2.19) จะได้

$$I_o = I_B \left[ \frac{e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} - e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}}{e^{\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)} + e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}} \right] \tag{2.20}$$

ให้หารเศษและส่วนด้วย  $e^{\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}$  ในสมการที่ (2.20) จะได้

$$I_o = I_B \left[ \frac{e^{\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}\right)} - 1}{e^{\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}\right)} + 1} \right] \tag{2.21}$$

จะเห็นว่าเมื่อ  $V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$  (2.22)

และจากสมการ  $\tanh x = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$  (2.23)

พิจารณาความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.22) และสมการที่ (2.23) แล้วแทนค่าในสมการที่ (2.21) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.25)

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \tag{2.25}$$

จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_o$  กับค่าแรงดันที่จุดเข้า  $V_{in}$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างของอินพุต (Differential Input Voltage) ของวงจรขยายความแตกต่างและค่าศักดาความร้อน ( $2V_T$ ) ของอุณหภูมิต่างกันสามารถส่งผลให้  $I_o$  เปลี่ยนแปลงเนื่องจาก

$$g_m = \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} \tag{2.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษา  $g_m = \frac{I_B}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)$  นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.27) การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

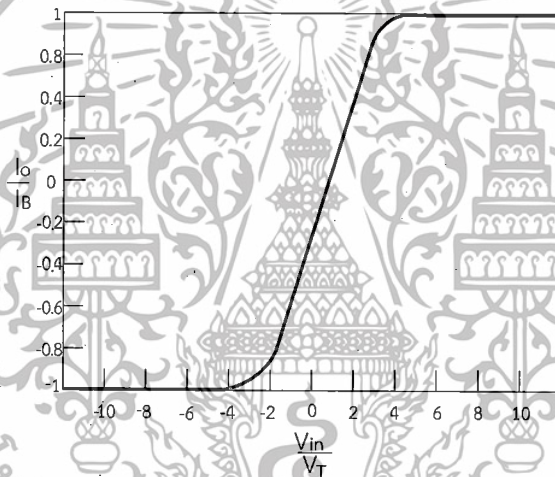
แทนสมการ  $V_{in} = 0$  ลงในสมการที่ (2.27) จะได้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.28)$$

และจะได้

$$I_o = g_m V_{in} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.25) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก  $I_o$  กับค่าแรงดันที่ขาเข้า  $V_{in}$  ได้ดังรูปที่ 2.20 จากกราฟจะพบว่าค่าความนำถ่ายโอนจะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบๆ แล้วเข้าสู่ช่วงอิ่มตัวเมื่อความแตกต่างของแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าประมาณ  $2V_T$  (วินัย ใจกล้า. 2552 : 24-26)



รูปที่ 2.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก  $I_o$  กับค่าแรงดันที่ขาเข้า  $V_{in}$

จากสมการที่ (2.25) สามารถกระจายอนุกรมในเทอมของ  $\tanh x$  ได้เป็น

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 - \dots \quad (2.30)$$

โดยแทนค่าสมการที่ (2.30) ในสมการที่ (2.25) จะได้

$$I_o = I_B \left( \frac{V_{in}}{2V_T} \right) - \frac{1}{3} I_B \left( \frac{V_{in}}{2V_T} \right)^3 + \frac{2}{15} I_B \left( \frac{V_{in}}{2V_T} \right)^5 - \dots \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) ถ้า  $V_{in}$  น้อยกว่า  $V_T$  ผลคือตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจะได้ว่า  $\tanh x \approx x$  จากสมการที่ (2.31) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \quad (2.32)$$

หรือ

$$I_o = g_m V_{in} \quad (2.33)$$

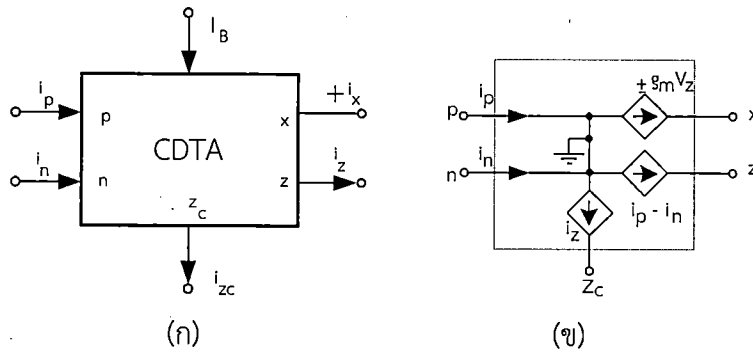
จะพบว่าค่า  $g_m$  ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้จากค่าของกระแส  $I_B$  ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า  $g_m$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามค่าศักดาความร้อนก็ยังมีผลทำให้ค่า  $g_m$  แปรเปลี่ยนไปได้ด้วย (วินัย ไจกล้ำ. 2552 : 24-26)

## 2.4 วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส

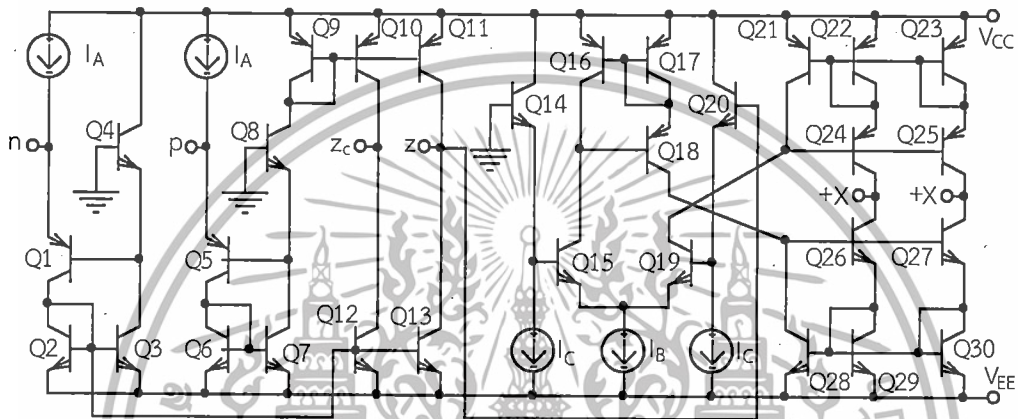
วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA) ถูกนำเสนอโดย Biolek ในปี ค.ศ. 2003 (Biolek, 2003 : 397-400) เป็นอุปกรณ์ ABB ประเภท 4 ขั้ว คือมีขั้ว p และ n เป็นขั้วของจุดที่รับสัญญาณทางด้านขาเข้า ส่วนขั้วกระแสขาออกได้แก่ ขั้ว z และขั้ว x โดยสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของ CDTA สามารถอธิบายความสัมพันธ์ของกระแสขาเข้าและกระแสขาออกได้ดังนี้ กระแสที่ขั้ว z จะเป็นผลต่างของกระแสที่ไหลเข้าที่ขั้ว p และขั้ว n ส่วนกระแสที่ขั้ว x จะเป็นการส่งผ่านความนำถ่ายโอนมาจากแรงดันที่ขั้ว z ดังนั้นที่ขั้ว z จะมีแรงดันได้จะต้องนำโหนดจากภายนอกมาต่อ เครื่องหมาย  $\pm$  จะเป็นตัวบอกทิศทางของกระแสที่ขั้ว x โดยปรกติจะมีทิศทางการไหลออกจากขั้ว x ซึ่งจะแทนด้วยเครื่องหมายบวกหรือโดยทั่วไปมักจะไม่ใช่เครื่องหมาย แต่ถ้ากระแสที่ขั้ว x มีทิศทางการไหลเข้าจะแทนด้วยเครื่องหมายลบ เช่น +x หรือ -x และในทางอุดมคติความต้านทานที่ขั้ว p และ n จะมีค่าเป็นศูนย์ ส่วนที่ขั้ว z,  $z_c$  และ x จะมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ จากคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้ (วินัย ไจกล้ำ. 2552 : 33-34)

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_{z,z_c} \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

ในการนำ CDTA ไปใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรนั้น อาจมีการสร้าง CDTA ให้มีขั้ว x หลายขั้วได้ ซึ่งโดยทั่วไปขนาดของกระแสที่ขั้ว x แต่ละขั้วจะมีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางการไหลจะขึ้นอยู่กับการออกแบบ เช่นเดียวกับขั้ว z อาจมีการสร้างให้มีหลายขั้วได้เช่นกัน บางครั้งอาจถูกเรียกว่าขั้ว z-copy ( $z_c$ ) ซึ่งการเพิ่มขั้ว x และขั้ว z ให้มีหลายขั้วก็สามารถทำได้ โดยเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสชนิดบวกและลบอย่างละหนึ่งชุดต่อขั้วขาออกหนึ่งขั้ว จากสมการที่ 2.34 สามารถปรับค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน (Transconductance :  $g_m$ ) ได้ด้วยวิธีการปรับกระแสไบอัสจาก  $I_B$  โดยทำงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าร่วมกับวงจรผลต่างกระแสภายในวงจร  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 แสดง (ก) สัญลักษณ์ และ (ข) วงจรสมมูลของ CDTA



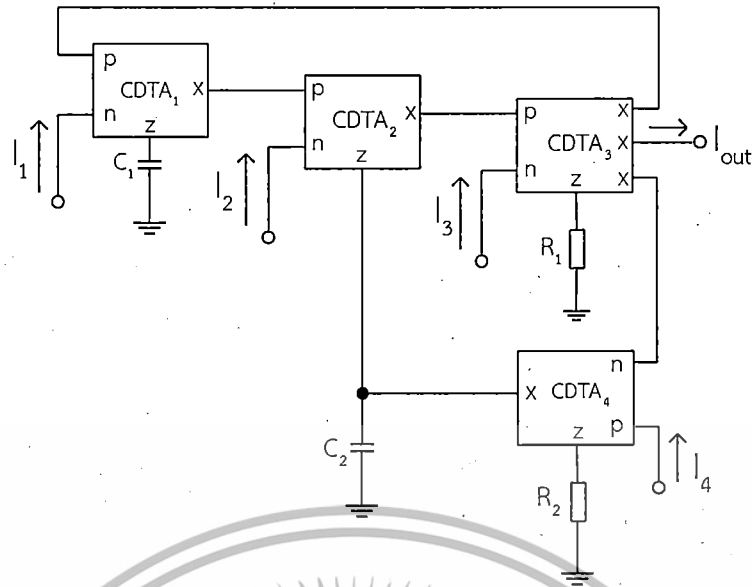
รูปที่ 2.22 CDTA ที่มีโครงสร้างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

สำหรับงานวิจัยนี้ใช้โครงสร้างภายใน CDTA ที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในรูปที่ 2.22 ประกอบไปด้วยวงจร 2 ส่วน คือ วงจรผลต่างกระแส ( $Q_1 - Q_{13}$ ) และ วงจรขยายความนำถ่ายโอน ( $Q_{14} - Q_{30}$ ) วงจรถูกไบแอสให้ทำงานด้วยกระแส  $I_A, I_B, I_C$  และ  $I_D$  ส่วนขั้ว  $z_c$  และขั้ว  $z$  จะได้มาจากความแตกต่างของกระแสที่ขั้วอินพุต  $p$  และขั้วอินพุต  $n$  จากวงจรจะพบว่า  $I_B$  จะใช้ควบคุมค่าความนำถ่ายโอนของวงจร (Tangsrirat, et. al. 2006 : 934-939)

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักของวงจรต่างก็มีจุดเด่นและจุดด้อยที่แตกต่างกัน ซึ่งผู้วิจัยได้ทำการรวบรวมตัวอย่างงานวิจัยที่ผ่านมาแสดงดังรายละเอียดต่อไปนี้

Kumngern, et al. (2012 : 59-62) นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมตกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 4 วงจร ร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์ แสดงดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 4 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

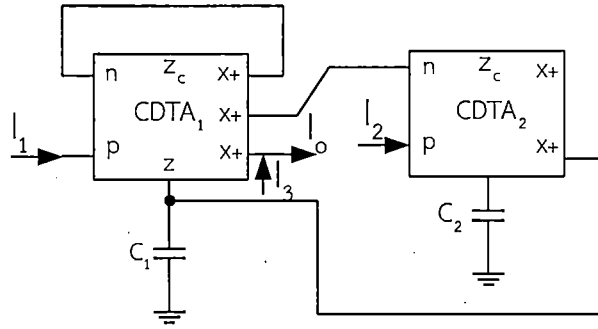
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \tag{2.35}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \frac{1}{R_2 g_{m4}} \sqrt{\frac{C_1 g_{m1}}{C_2 R_1 g_{m2} g_{m3}}} \tag{2.36}$$

จากรูปที่ 2.23 จุดเด่นของวงจรคือ มีการสังเคราะห์ให้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ปรับอิสระจากกันได้ วงจรมีลักษณะอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงทำให้ง่ายในการนำไปต่อคาสเคด ไม่ใช้อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มซึ่งจะทำให้เพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์ในวงจร อย่างไรก็ตามวงจรมีจุดด้อยคือใช้ CDTA จำนวนมากถึง 4 ตัวด้วยกันซึ่งจะไม่สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

Jin and Wang (2012 : 1-25) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 2 วงจรและต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์ทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

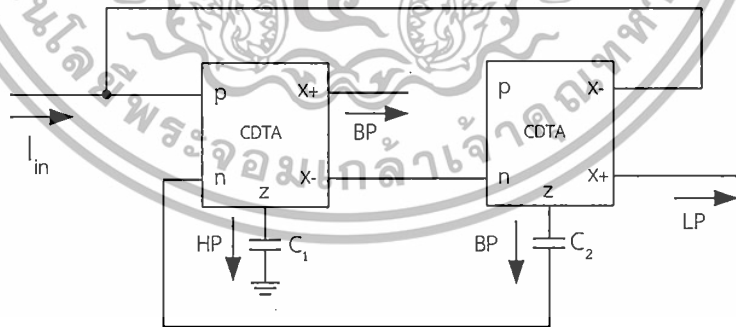
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.37}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \tag{2.38}$$

จากรูปที่ 2.24 จุดเด่นของวงจรคือตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวนด์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงทำให้ง่ายในการนำไปต่อคาสเคด อย่างไรก็ตามวงจรมีจุดด้อยคือไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

Kacar and Kuntman (2011 : 632-642) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA จำนวน 2 วงจรร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์



รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวนด์ทั้งหมด

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.39}$$

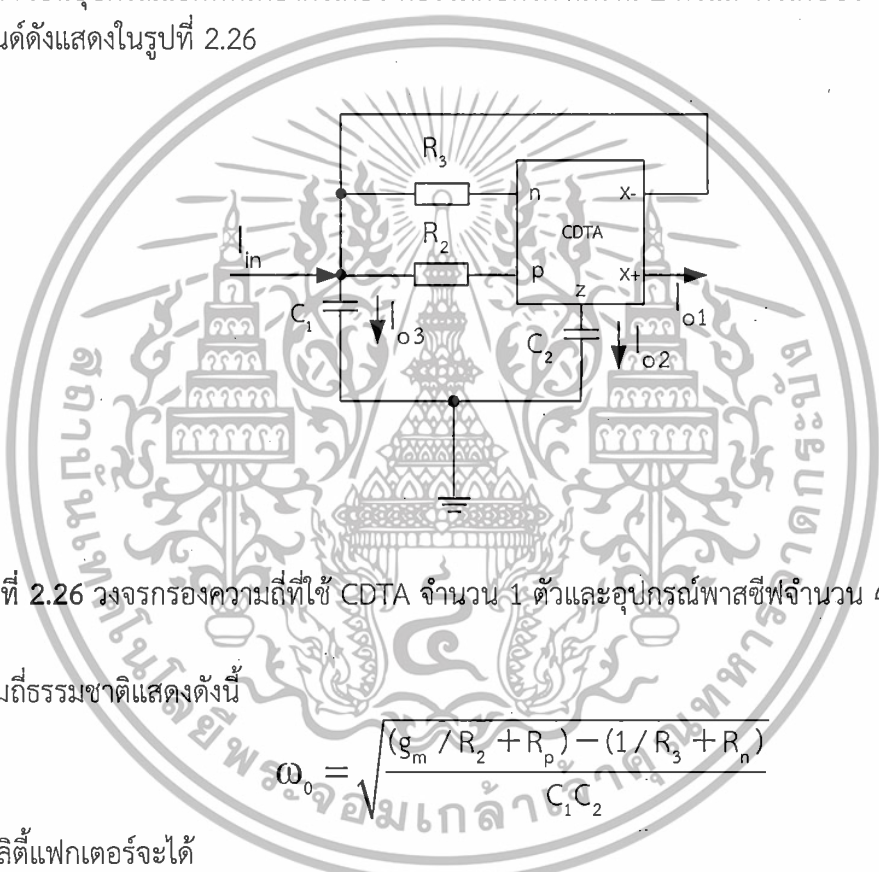
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2} C_1}{g_{m1} C_2}} \tag{2.40}$$

จากรูปที่ 2.25 จุดเด่นของวงจรคือวงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ อย่างไรก็ตามวงจรยังมีจุดด้อยหลายประการ คือ ตัวเก็บประจุเป็นไม่ต่อลงกราวนด์ วงจรมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำไม่สะดวกในการนำไปต่อคาสเคด วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติให้ปรับอิสระจากค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ อีกทั้งวงจรยังต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร

Prasada, et al. (2009 : 497-501) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส โดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวที่ต่อลงกราวนด์ดังแสดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(g_m / R_2 + R_p) - (1 / R_3 + R_n)}{C_1 C_2}} \tag{2.41}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

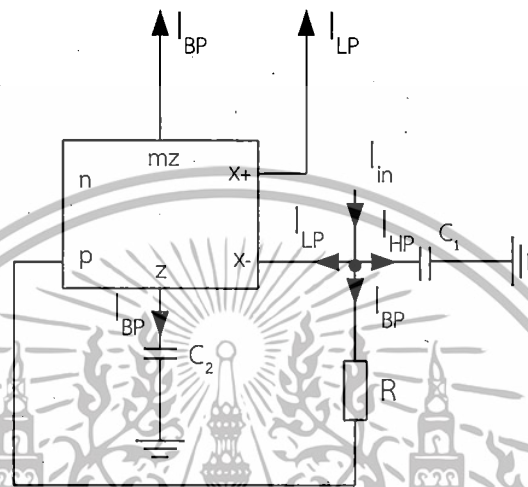
$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2} C_1 \left( \frac{1}{R_2 + R_p} - \frac{1}{R_3 + R_n} \right)}{\frac{1}{R_2 + R_p} + \frac{1}{R_3 + R_n}}} \tag{2.42}$$

โดย  $R_p$  และ  $R_n$  คือค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว p และ ขั้ว n ของ CDTA

จากรูปที่ 2.26 จุดเด่นของวงจรคือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟน้อยโดยใช้ CDTA เพียง 1 วงจรและให้ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวนด์ แต่อย่างไรก็ตามวงจรยังมีจุดด้อยหลายประการคือ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำไม่สะดวกในการนำไปต่อคาสเคด วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติให้ปรับอิสระจากค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ อีกทั้งวงจรยังต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร

อิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำทำให้ไม่สะดวกในการนำไปต่อคาสเคด วงจรยังต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้

Biolek, et al. (2009 : 535-537) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 1 วงจร ร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุอีก 2 ตัวต่อลงกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟไม่ต่อลงกราวด์ทั้งหมด

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

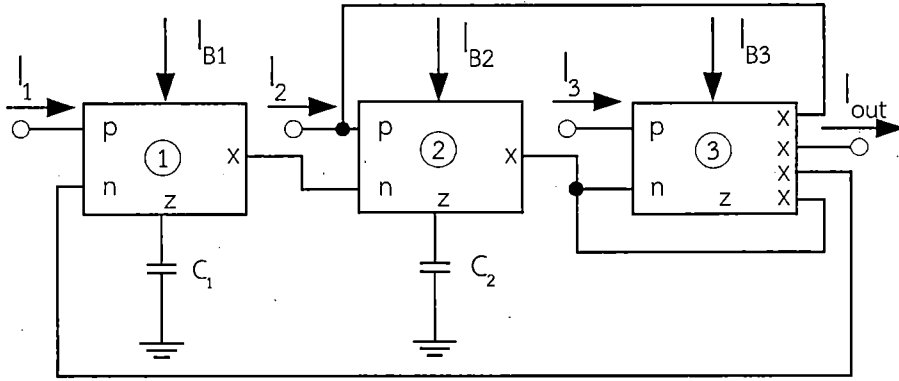
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{RC_1C_2}} \tag{2.43}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{g_m R \frac{C_1}{C_2}} \tag{2.44}$$

จากรูปที่ 2.27 จุดเด่นของวงจรคือใช้ CDTA เพียงตัวเดียวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวต่อลงกราวด์ มีอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ไม่ต่ำ อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรยังมีจุดด้อยหลายประการคือ วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้ อีกทั้งวงจรยังต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร

Tangsrirot (2009 : 135-145) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 3 วงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์แสดงดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

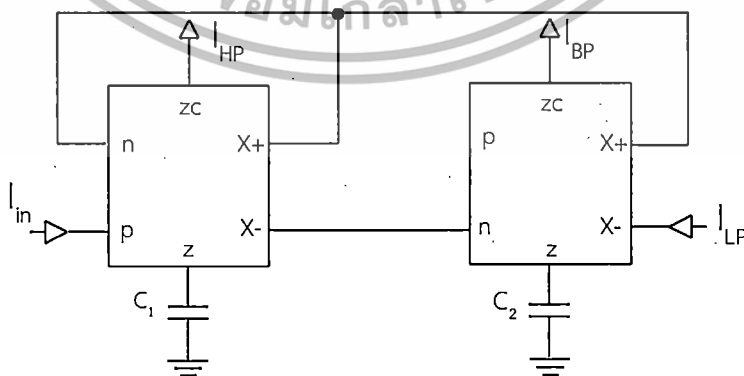
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.45}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{C_1g_{m2}}} \tag{2.46}$$

จากรูปที่ 2.28 จุดเด่นของวงจรคือวงจรใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด มีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงและไม่ใช้อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรยังมีจุดด้อยคือ ใช้ CDTA มากถึง 3 ตัว วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้

Biolek, et al. (2008 : 15-32) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 2 วงจรร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์แสดงดังรูปที่ 2.29

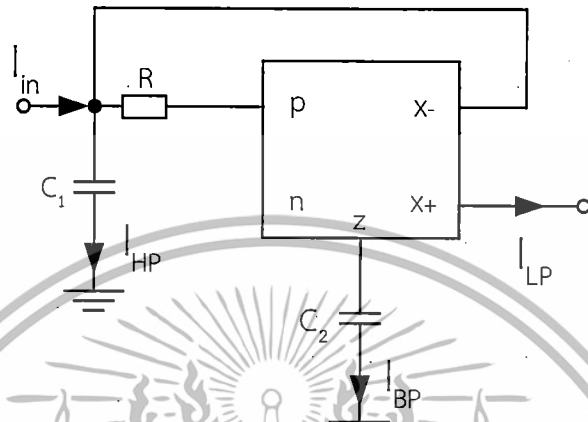


รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว

เอกสารนี้จากรูปที่ 2.29 จุดเด่นของวงจรคือใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดและไม่ใช้ CDTA ที่มีขั้ว X+

และ X- อย่างไรก็ตามวงจรยังมีจุดด้อยคือ วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็นอิสระจากกันได้

Shah, et al. (2008 : 283-285) ได้นำเสนอวงจรของความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ จำนวน 1 ตัวร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์



รูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 3 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

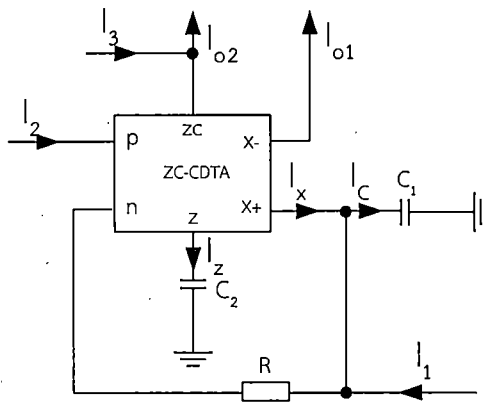
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \tag{2.47}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_m C_1 R}{C_2}} \tag{2.48}$$

จากรูปที่ 2.30 จุดเด่นของวงจรคือ สังเคราะห์ห้วงจรโดยใช้ CDTA เพียง 1 วงจร และตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวนด์ อย่างไรก็ตามวงจรยังมีจุดด้อยคือ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้ อีกทั้งวงจรยังต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร

Biolek, et al. (2008 : 56-62) วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่ใช้ CDTA ที่ใช้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ ได้นำเสนอไว้จำนวน 1 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกเป็นตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 1 ตัวและตัวต้านทานไม่ต่อลงกราวนด์

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

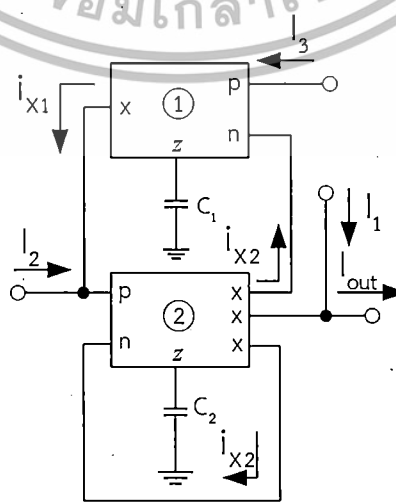
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{RC_1C_2}} \tag{2.49}$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{g_m R \frac{C_1}{C_2}} \tag{2.50}$$

จากรูปที่ 2.31 วงจรมีจุดเด่นคือ สังเคราะห์วงจรโดยใช้ CDTA เพียง 1 วงจร ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวนด์และวงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีจุดด้อยคือวงจรมีความสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้อีกทั้งวงจรมีต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร

Tangsrirot , et al. (2007 : 209-214) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส โดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ จำนวน 2 วงจรร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว แบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมี, เหน็ดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

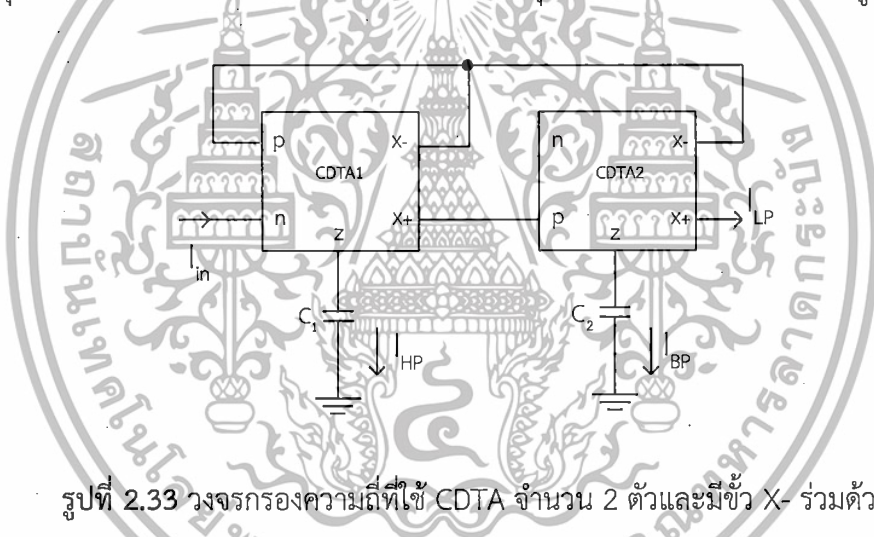
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.51)$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{C_1g_{m2}}} \quad (2.52)$$

จากรูปที่ 2.32 จุดเด่นของวงจรคือ สังเคราะห์วงจรโดยใช้ CDTA 2 ตัว ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวด์และวงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง วงจรไม่ต้องการอุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรยังมีจุดด้อยกล่าวคือวงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้

Keskin, et al. (2006 : 443-446) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ จำนวน 2 วงจร และตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์แสดงดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและมีขั้ว X- ร่วมด้วย

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

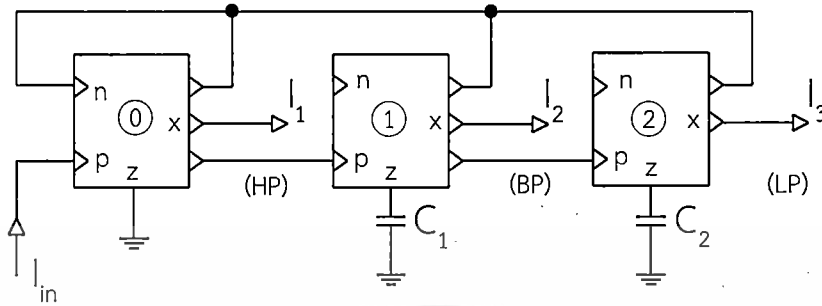
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.53)$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (2.54)$$

จากรูปที่ 2.33 จุดเด่นของวงจรคือ สังเคราะห์วงจรโดยใช้ CDTA 2 ตัว ให้ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวด์และวงจรมีลักษณะอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรยังมีจุดด้อยคือวงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้ วงจรต้องใช้ อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจรและวงจรมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Biolek and Biolkova (2005 : 411-414) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมด กระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ จำนวน 3 วงจรร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์ แสดงในรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว แบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.55}$$

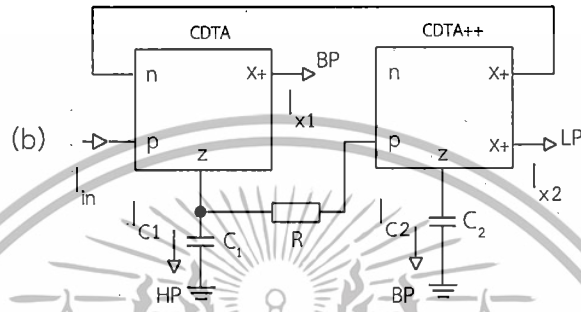
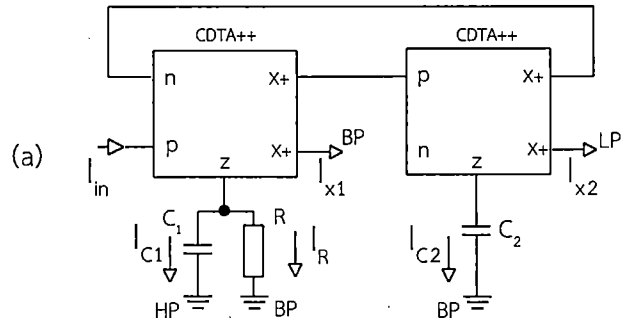
สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \tag{2.56}$$

จากรูปที่ 2.34 จุดเด่นของวงจรคือ สังเคราะห์ให้ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวด์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงและวงจรไม่ต้องการให้อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- เพิ่มในการสังเคราะห์วงจร อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรยังมีจุดด้อยกล่าวคือวงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้เป็นอิสระจากกันได้

Biolek and Biolkova (2003 : 232-236) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมด กระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 2 วงจร ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวด์แสดงดังรูปที่ 2.35 พบว่าจุดเด่นของวงจร คือ มีการสังเคราะห์ให้ตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวด์ วงจรมีลักษณะอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ และไม่ใช้อุปกรณ์ CDTA ที่มีขั้ว X+ และ X- อย่างไรก็ตามวงจรยังมีจุดด้อย คือจากรูปที่ 2.44 (b) วงจรไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้เป็นอิสระจากกันและเอาต์พุตมีลักษณะอิมพีแดนซ์สูงทำให้ไม่สะดวกในการนำไปต่อคาสเคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 วงจรกรองความถี่ (a) และ (b) ที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟ 3 ตัว

จากรูปที่ 2.35 (a) สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.57}$$

รูปที่ 2.35 (a) สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = R\sqrt{g_{m1}g_{m2}\frac{C_1}{C_2}} \tag{2.58}$$

รูปที่ 2.35 (b) สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{RC_1C_2}} \tag{2.59}$$

รูปที่ 2.35 (b) สมการควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้

$$Q = \sqrt{Rg_{m2}\frac{C_1}{C_2}} \tag{2.60}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

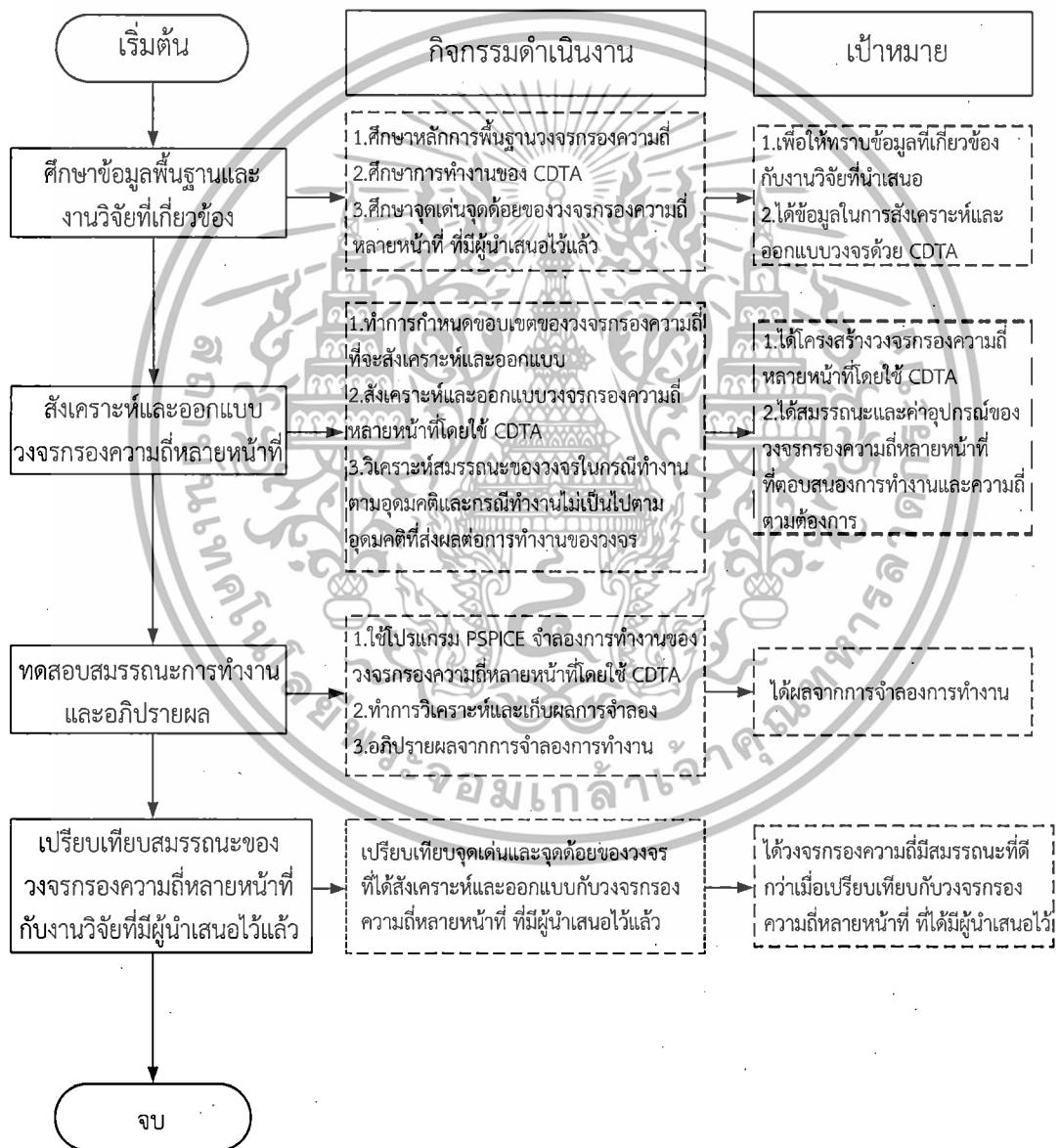
จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องและได้นำเสนอมาแล้วนั้น เป็นเหตุผลของงานวิจัยที่ได้จัดทำนี้มีจุดประสงค์คือต้องการพัฒนาปรับปรุงวงจร โดยการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้อิสระจากกันได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และเพื่อแก้ไขจุดด้อยของคุณสมบัติต่างๆที่กล่าวมาแล้ว ด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ CDTA ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย

ในบทที่แล้วได้ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA โดยมีจุดประสงค์หลักคือพัฒนาวงจรที่จะทำการสังเคราะห์และออกแบบนี้ ให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้นกว่างานวิจัยที่ผ่านมา ตามที่ผู้วิจัยรวบรวมมาไว้แล้วนั้นได้ ขั้นตอนตั้งแต่พื้นฐานของตัวอุปกรณ์ แนวคิดงานวิจัยและการวิเคราะห์วงจรสามารถแสดงแผนผังการดำเนินงานวิจัยได้ดังในรูปที่ 3.1



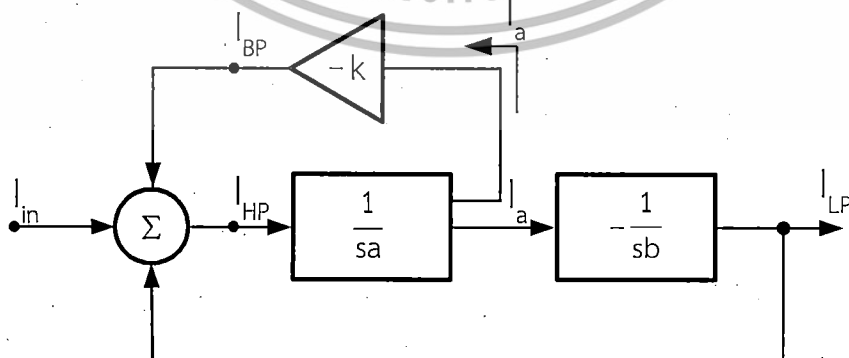
รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

เอกสารนี้ ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัยแสดงในรูปที่ 3.1 เริ่มต้นจากศึกษาข้อมูลพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อที่จะสังเคราะห์และออกแบบ รวมถึงศึกษาจุดเด่นและจุดด้อยของงานวิจัยที่ผ่านมา โดย

ได้ทำการค้นคว้ามาแล้วในบทที่ผ่านมา ซึ่งในบทนี้จะดำเนินการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA สามารถปรับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อิสระจากความถี่ความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยเริ่มต้นจากการกำหนดขอบเขตสมรรถนะของวงจร แล้วจึงเริ่มสังเคราะห์และออกแบบวงจรที่จะนำเสนอ จากนั้นจึงใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ หลังจากนั้นทำการวิเคราะห์และเก็บผลจากการจำลองการทำงานเพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจร พร้อมทั้งวิเคราะห์แก้ไขปรับแต่งโครงสร้างของวงจรกรองความถี่ เพื่อให้ได้คุณลักษณะของวงจรตามขอบเขตที่กำหนดไว้ รวมทั้งอภิปรายผลการจำลองของวงจร จากนั้นจึงนำวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไปเปรียบเทียบกับวงจรอื่นที่มีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้แล้ว โดยคาดหวังว่าสมรรถนะของวงจรที่ได้จากงานวิจัยนี้จะต้องดีกว่างานวิจัยอื่นๆ ที่ผ่านมา ในส่วนของผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรทั้งหมดจะแสดงในบทที่ 4 และในส่วนของบทที่ 5 จะเป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้ CDTA

กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์สองตัว ต่อร่วมกับวงจรขยายหนึ่งตัวมีลักษณะเป็นวงจรทรานเฟอร์ฟังก์ชันชนิดไบควอดราติก เพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยกำหนดให้ป้อนสัญญาณเข้า 1 อินพุตและผลตอบสนองสัญญาณออกทางเอาต์พุต 3 เอาต์พุตที่ประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ( $I_{HP}$ ) ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำ ( $I_{LP}$ ) และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน ( $I_{BP}$ ) ที่แสดงในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.2 เป็นกรอบแนวคิดของงานวิจัย มีจุดประสงค์เพื่อสังเคราะห์ให้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส ให้มีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง โดยมีรายละเอียดวิธีการหาสมการเอาต์พุตดังนี้



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 สามารถหาสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสได้ดังนี้

พิจารณาที่  $I_{HP}$  จะได้ว่า 
$$I_{HP} = I_{in} + I_{LP} + I_{BP} \quad (3.1)$$

พิจารณาที่  $I_{LP}$  จะได้ว่า 
$$I_{LP} = \frac{I_a}{sb} \quad (3.2)$$

แทนค่า  $I_a$  จะได้ 
$$I_{LP} = \frac{-I_{HP}}{s^2 ab} \quad (3.3)$$

พิจารณาที่  $I_{BP}$  
$$I_{BP} = -kI_a \quad (3.4)$$

แทนค่า  $I_a$  จะได้ 
$$I_{BP} = \frac{-kI_{HP}}{sa} \quad (3.5)$$

นำค่าที่ได้มาแทนในสมการ 
$$I_{HP} = I_{in} - \frac{I_{HP}}{s^2 ab} - k \frac{I_{HP}}{sa} \quad (3.6)$$

นำ  $s^2 ab$  คูณตลอด 
$$I_{HP} (s^2 ab + 1 + sbk) = I_{in} s^2 ab \quad (3.7)$$

นำ  $ab$  ทหารตลอด 
$$I_{HP} \left( s^2 + \frac{1}{ab} + \frac{sk}{a} \right) = I_{in} s^2 \quad (3.8)$$

จะได้ 
$$I_{HP} = \frac{I_{in} s^2}{\left( s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab} \right)} \quad (3.9)$$

จะได้สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน  $I_{HP}$  
$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.10)$$

แทนสมการ (3.9) ที่สมการ (3.3) 
$$I_{LP} = -\frac{1}{s^2 ab} \left( \frac{I_{in} s^2}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \right) \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน  $I_{LP}$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{1}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.12)$$

แทนสมการ (3.9) ในสมการที่ (3.5)

$$I_{BP} = -\frac{k}{sa} \left( \frac{I_{in}s^2}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \right) \quad (3.13)$$

จะได้สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน  $I_{BP}$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = -\frac{\frac{sk}{a}}{s^2 + \frac{sk}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.14)$$

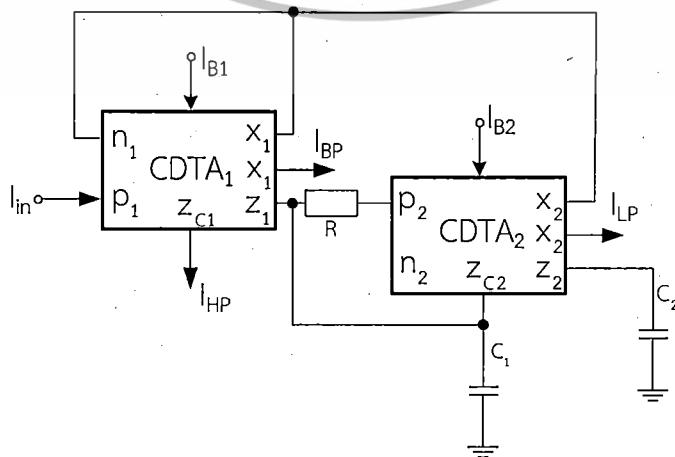
จากสมการที่ (3.10) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (3.15)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (3.16)$$

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งเป็นแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้นั้น สามารถแสดงการวิเคราะห์สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้ตามรายละเอียดข้างต้น จากนั้นทำการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์ CDTA จำนวน 2 ตัว ตัวด้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัวต่อลงกราวด์ซึ่งเป็นการนำ CDTA ทั้งสองวงจรมาต่อкасасเคดกันทำงานในโหมดกระแส จะได้การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CDTA

จากรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส ซึ่งประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว ทำงานในโหมดกระแสมี 6 ขั้ว สามารถแบ่งออกเป็น 3 กลุ่มใหญ่ได้แก่ กลุ่มที่หนึ่งขั้วกระแสขาเข้า (ขั้ว p และขั้ว n) กลุ่มที่สองขั้วกระแสขาออก (ขั้ว x และขั้ว z) และกลุ่มสุดท้ายขั้วกระแสควบคุม (ขั้ว  $I_c$ ) ทำงานร่วมกับตัวต้านทานเพียงตัวเดียวและตัวเก็บประจุทั้งหมดต่อลงกราวด์ โดยมีขั้ว  $z_c$  จะเป็นผลต่างของกระแสที่ไหลเข้าขั้ว p และขั้ว n ดังนั้นที่ขั้ว  $z_c$  จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขั้ว z นั้นเอง

### 3.2 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กรณการทำงานในอุดมคติ

การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่จากรูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสหนึ่ง อินพุตหลายเอาต์พุตด้วย CDTA จากคุณสมบัติข้างต้นนั้น สามารถแสดงด้วยสมการเชิงเมตริกซ์ตามสมการที่ (3.17) วิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรณการทำงานในอุดมคติได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_{z,z_c} \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

สมการที่ (3.17) เป็นคุณลักษณะสมบัติของ CDTA สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจรในทางอุดมคติดังต่อไปนี้

เมื่อ  $I_{HP} = I_{z1}$  (3.18)

$$I_{z1} = I_{p1} - I_{n1} \quad (3.19)$$

$$I_{z1} = I_{in} - (I_{x1} + I_{x2}) \quad (3.20)$$

$$I_{x1} = g_{m1} V_{z1} \quad (3.21)$$

พิจารณาที่  $v_{z1}$   $I_{z1} + I_{zc2} = I_{p2} + I_{c1}$  (3.22)

$$I_{z1} + I_{zc2} = \frac{V_{z1}}{R} + V_{z1} s C_1 \quad (3.23)$$

หา  $I_{zc2}$   $I_{zc2} = I_{z2}$  (3.24)

$$I_{zc2} = I_p - I_{n2} \quad (3.25)$$

$$I_{zc2} = \frac{V_{z1}}{R} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (3.26) ในสมการที่ (3.23)

$$I_{z1} + \frac{V_{z1}}{R} = \frac{V_{z1}}{R} + V_{z1} s C_1 \quad (3.27)$$

$$I_{z1} = \frac{V_{z1}}{R} - \frac{V_{z1}}{R} + V_{z1} s C_1 \quad (3.28)$$

จะได้

$$I_{z1} = V_{z1} s C_1 \quad (3.29)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$V_{z1} = \frac{I_{z1}}{s C_1} \quad (3.30)$$

แทนสมการ (3.30) ในสมการที่ (3.21)

$$I_{x1} = g_{m1} V_{z1} \quad (3.31)$$

$$I_{x1} = g_{m1} \left( \frac{I_{z1}}{s C_1} \right) \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.20) หาว่า  $I_{x2}$

$$I_{x2} = g_{m2} V_{z2} \quad (3.33)$$

เมื่อ

$$V_{z2} = \frac{I_{z2}}{s C_2} \quad (3.34)$$

จากสูตร

$$I_{z2} = I_{p2} - I_{n2} \quad (3.35)$$

จะได้

$$I_{p2} = \frac{V_{z2}}{R} \quad (3.36)$$

และเมื่อ

$$V_{p2} = V_{z1}$$

$$I_{p2} = \frac{V_{z1}}{R} \quad (3.37)$$

แทนสมการ (3.30) ในสมการที่ (3.38)

$$I_{p2} = \left( \frac{I_{z1}}{s C_1} \right) \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{p2} = \frac{I_{z1}}{sC_1R} \quad (3.40)$$

เมื่อ  $I_{p2} = I_{z2}$ ; แทนสมการ (3.40) ในสมการที่ (3.34)

$$V_{z2} = \left( \frac{\frac{I_{z1}}{sC_1R}}{sC_2} \right) \quad (3.41)$$

$$V_{z2} = \frac{I_{z1}}{sC_1sC_2R} \quad (3.42)$$

หาค่า  $I_{x2}$  แทนสมการ (3.42) ในสมการที่ (3.33)

$$I_{x2} = g_{m2} V_{z2} \quad (3.43)$$

$$I_{x2} = g_{m2} \left( \frac{I_{z1}}{sC_1sC_2R} \right) \quad (3.44)$$

$$I_{x2} = \left( \frac{g_{m2}I_{z1}}{s^2C_1C_2R} \right) \quad (3.45)$$

หาค่า  $I_{Hp}$  โดยนำสมการ (3.32) และสมการ (3.45) ในสมการที่ (3.20)

จะได้ 
$$I_{z1} = I_{in} - (I_{x1} + I_{x2}) \quad (3.46)$$

$$I_{z1} = I_{in} - \left( \frac{g_{m1}I_{z1}}{sC_1} + \frac{g_{m2}I_{z1}}{s^2C_1C_2R} \right) \quad (3.47)$$

$$I_{in} = I_{z1} - \left( \frac{g_{m1}I_{z1}}{sC_1} + \frac{g_{m2}I_{z1}}{s^2C_1C_2R} \right) \quad (3.48)$$

$$I_{in} = I_{z1} \left( 1 + \frac{g_{m1}}{sC_1} + \frac{g_{m2}}{s^2C_1C_2R} \right) \quad (3.49)$$

$$I_{in}s^2C_1C_2R = I_{z1} (s^2C_1C_2R + sC_2Rg_{m1} + g_{m2}) \quad (3.50)$$

$$I_{z1} = \left( \frac{I_{in}s^2C_1C_2R}{s^2C_1C_2R + sC_2Rg_{m1} + g_{m2}} \right) \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ  $C_1 C_2 R$  ทหารตลอด

$$I_{z1} = \left( \frac{I_{in} s^2}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.52)$$

นำสมการ (3.52) ในสมการที่ (3.18) จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่สูง

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \left( \frac{s^2}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.53)$$

หา  $I_{BP}$  โดยพิจารณาสมการที่ (3.32)

$$I_{x1} = g_{m1} \left( \frac{I_{z1}}{s C_1} \right) \quad (3.54)$$

แทนสมการ (3.52) ในสมการที่ (3.32)

$$I_{x1} = \frac{g_{m1}}{s C_1} \left( \frac{I_{in} s^2}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.55)$$

จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านแถบความถี่

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \left( \frac{\frac{sg_{m1}}{C_1}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.56)$$

หา  $I_{BP}$  โดยพิจารณาสมการที่ (3.45)

$$I_{x2} = \left( \frac{g_{m2} I_{z1}}{s^2 C_1 C_2 R} \right) \quad (3.57)$$

แทนสมการ (3.52) ในสมการที่ (3.45)

$$I_{x2} = \frac{g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 R} \left( \frac{I_{in} s^2}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 R} \left( \frac{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.59)$$

จากสมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถหาค่าความถี่ธรรมชาติโดยพิจารณาที่สมการแบนด์วิดท์

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} \quad (3.60)$$

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R} \quad (3.61)$$

จะได้ความถี่ธรรมชาติ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.62)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.63)$$

$$2\pi f_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.64)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.65)$$

เมื่อ

$$g_{m2} = \frac{I_{B2}}{2V_T} \quad (3.66)$$

แทนค่าในสมการจะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left( \frac{1}{C_1 C_2 R} \cdot \frac{I_{B2}}{2V_T} \right)} \quad (3.67)$$

ดังนั้นจะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{I_{B2}}{2V_T C_1 C_2 R}} \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าควอลิตี้แฟกเตอร์จากสมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนดังต่อไปนี้

$$\text{เมื่อ} \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (3.69)$$

$$Q = \frac{\omega_0 C_1}{g_{m1}} \quad (3.70)$$

จากสมการที่ (3.62) แทนค่า

$$Q = \frac{C_1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.71)$$

ดังนั้นจะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์

$$Q = \frac{1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 R}} \quad (3.72)$$

และเมื่อพิจารณาอนุกรมที่มีผลกระทบต่อวงจรนั้นจะได้ว่า

$$\text{แทนค่า} \quad g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.73)$$

$$\text{ลงในสมการจะได้} \quad Q = \frac{1}{\left(\frac{I_{B1}}{2V_T}\right)} \sqrt{\left(\frac{C_1 \cdot \frac{I_{B2}}{2V_T}}{C_2 R}\right)} \quad (3.74)$$

$$\text{ทำการจัดกลุ่มใหม่ได้} \quad Q = \frac{2V_T}{I_{B1}} \sqrt{\left(\frac{C_1 \cdot \frac{I_{B2}}{2V_T}}{C_2 R}\right)} \quad (3.75)$$

$$\text{ดังนั้นจะได้} \quad Q = \frac{1}{I_{B1}} \sqrt{\frac{2V_T C_1 I_{B2}}{C_2 R}} \quad (3.76)$$

จากสมการที่ได้ข้างต้นสามารถพิจารณาสมการที่ (3.68) และสมการที่ (3.76) พบว่า เมื่อทำการปรับ  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ด้วยวิธีการปรับค่า  $g_{m2}$  และ  $g_{m1}$  ตามลำดับ ซึ่งเป็นโครงสร้างภายในของ CDTA ซึ่งค่า  $g_m$  ดังกล่าวสามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก ( $I_B$ ) ทำให้วงจรที่นำเสนอ นั้นสามารถปรับ  $Q$  ได้อิสระจาก  $\omega_0$  ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ที่  $I_{B1}$  และจากสมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรองความถี่หลายหน้าที่ ที่ตอบสนองการทำงานได้พร้อมกันและไม่มีเงื่อนไขของความแมทชิ่งกันหรือไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างภายในของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณี CDTA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณีที่ CDTA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ มีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรออกเป็นได้ 2 อย่างหลักๆ คือ ผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต ผลกระทบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์แฝงสามารถอธิบายได้ดังนี้

#### 3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจร เนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต (Current and Voltage Tracing Error)

จากโครงสร้างภายใน CDTA ที่แสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างขั้วต่างๆ ในกรณีวงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งมีผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน แสดงดังสมการที่ (3.75) สามารถวิเคราะห์หาสมการคุณลักษณะสมบัติระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ CDTA ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_{z_c} \\ I_{x+} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p & -\alpha_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & \gamma g_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_z \\ V_{x+} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

จากสมการที่ (3.75) เมื่อ  $\alpha$ ,  $\beta$  และ  $\gamma$  เป็นค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน จากขั้วอินพุตไปยังเอาต์พุตที่มีค่าเบี่ยงเบนไปจาก 1 ซึ่งเป็นค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น จากการทำงานของวงจรรยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส สามารถที่จะวิเคราะห์หาผลกระทบที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{HP} = I_{z_{c1}} \quad (3.78)$$

$$I_{z_{c1}} = \beta I_{z1} \quad (3.79)$$

$$I_{z1} = \alpha_{p1} I_{p1} - \alpha_{n1} I_{n1} \quad (3.80)$$

$$I_{z1} = \alpha_{p1} I_{p1} - \alpha_{n1} (I_{x1} + I_{x2}) \quad (3.81)$$

พิจารณาที่ขั้ว  $I_{x1}$  ได้ 
$$I_{x1} = \gamma_1 g_{m1} V_{z1} \quad (3.82)$$

พิจารณาที่ขั้ว  $V_{z1}$  ได้ 
$$I_{z1} + I_{z_{c2}} = I_{p2} + I_{c1} \quad (3.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{z1} + I_{zc2} = \frac{V_{z1}}{R} + I_{c1} \quad (3.84)$$

พิจารณาที่ขั้ว  $I_{zc2}$  ได้ว่า

$$I_{zc2} = \beta_2 I_{z2} \quad (3.85)$$

เมื่อ

$$I_{z2} = \alpha_{p2} I_{p2} - \alpha_{n2} I_{n2} \quad (3.86)$$

$$I_{zc2} = \beta_2 \alpha_{p2} I_{p2} \quad (3.87)$$

$$I_{zc2} = \beta_2 \alpha_{p2} \left( \frac{V_{z1}}{R} \right) \quad (3.88)$$

แทนสมการ (3.88) ในสมการที่ (3.84)

$$I_{z1} + \beta_2 \alpha_{p2} \frac{V_{z1}}{R} = \frac{V_{z1}}{R} + V_{z1} s C_1 \quad (3.89)$$

$$I_{z1} = V_{z1} \left( \frac{1}{R} + \frac{\beta_2 \alpha_{p2}}{R} + s C_1 \right) \quad (3.90)$$

$$I_{z1} = \frac{V_{z1}}{R} (1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R) \quad (3.91)$$

$$V_{z1} = \frac{I_{z1} R}{(1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R)} \quad (3.92)$$

แทนสมการ (3.92) ในสมการที่ (3.82)

$$I_{x1} = \frac{\gamma_1 g_{m1} I_{z1} R}{(1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R)} \quad (3.93)$$

พิจารณาที่ขั้ว  $I_{x2}$  ได้

$$I_{x2} = \gamma_2 g_{m1} V_{z2} \quad (3.94)$$

พิจารณาที่จุด  $V_{z2}$  จะได้

$$V_{z2} = \frac{I_{z2}}{s C_2} \quad (3.95)$$

$$I_{z2} = \alpha_{p2} I_{p2} \quad (3.96)$$

$$I_{p2} = \frac{V_{p2}}{R} \quad (3.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{p2} = V_{z1}$  แทนในสมการ

$$I_{p2} = \frac{V_{z1}}{R} \quad (3.98)$$

แทนสมการ (3.92) ในสมการที่ (3.98)

$$I_{p2} = \frac{\left( \frac{I_{z1}R}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + sC_1R} \right)}{R} \quad (3.99)$$

ให้  $V_{z1} = \frac{1}{R}$  แทนในสมการจะได้

$$I_{p2} = \frac{I_{z1}}{\left( 1 - \beta_2 \alpha_{p2} + sC_1R \right)} \quad (3.100)$$

เมื่อ  $I_{p2} = I_{z2}$  แล้วแทนสมการที่ (3.100) ในสมการที่ (3.95)

$$V_{z2} = \frac{\left( \frac{I_{z1}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + sC_1R} \right)}{sC_2} \quad (3.101)$$

$$V_{z2} = \frac{I_{z1}}{\left( 1 - \beta_2 \alpha_{p2} + sC_1R \right) sC_2} \quad (3.102)$$

แทนสมการ (3.102) ในสมการที่ (3.94)

$$I_{x2} = \gamma_2 g_{m1} V_{z2} \quad (3.103)$$

$$I_{x2} = \frac{\gamma_2 g_{m2} I_{z1}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \quad (3.104)$$

แทนสมการ (3.93) และ (3.104) ในสมการที่ (3.81)

$$I_{z1} = \alpha_{p1} I_{in} - \alpha_{n1} (I_{x1} + I_{x2}) \quad (3.105)$$

$$I_{z1} = \alpha_{p1} I_{in} - \alpha_{n1} \left[ \left( \frac{\gamma_1 g_{m1} I_{z1} R}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + sC_1R} \right) + \left( \frac{\gamma_2 g_{m2} I_{z1}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \right) \right] \quad (3.106)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_{p1}l_{in} = l_{z1} - \alpha_{n1} \left[ \left( \frac{\gamma_1 g_{m1} l_{z1} R}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R} \right) + \left( \frac{\gamma_2 g_{m2} l_{z1}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \right) \right] \quad (3.107)$$

$$\alpha_{p1}l_{in} = l_{z1} \left( 1 + \frac{\alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1} R}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \right) \quad (3.108)$$

$$\alpha_{p1}l_{in} (1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R) = l_{z1} (1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R + \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1} R s C_2 + \alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}) \quad (3.109)$$

$$l_{z1} = \frac{\alpha_{p1}l_{in} (1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R)}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R + \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1} R s C_2 + \alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}} \quad (3.110)$$

ให้  $C_1 C_2 R$  ทารตลอดจะได้

$$l_{z1} = \frac{\alpha_{p1}l_{in} \left( s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R} \right)}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.111)$$

นำสมการที่ (3.111) แทนในสมการที่ (3.79) จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่สูง

$$\frac{l_{HP}}{l_{in}} = \beta_1 \alpha_{p1} \left( \frac{s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.112)$$

จากสมการที่ (3.112) จะเห็นได้ว่าในเทอมของสมการ  $\frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}$  เมื่อพิจารณาเทียบกับ

สมการที่ (3.53) ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่สูงนั้น จะเห็นว่าสมการ  $\frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}$  จะเป็นค่าเบี่ยงเบนการทำงานให้ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ในทางปฏิบัติจริงของวงจรแสดง

ได้ว่าเมื่อค่าความถี่ลดลง ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะไม่ลดลงตาม ลักษณะเช่นนี้เป็นผลมาจากค่าตัวเอกสารถูกในเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หา  $I_{BP}$  โดยแทนสมการ (3.111) ในสมการที่ (3.93)

$$I_{x1} = \frac{\gamma_1 g_{m1} I_{z1} R}{(1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R)} \quad (3.113)$$

$$I_{x1} = \frac{\gamma_1 g_{m1} R}{(1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R)} \left[ \frac{\alpha_{p1} I_{in} \left( s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R} \right)}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \right] \quad (3.114)$$

จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านแถบความถี่

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \alpha_{p1} \frac{\left( s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R} \right) \left( \frac{\gamma_1 g_{m1} R}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s C_1 R} \right)}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.115)$$

จากสมการที่ (3.115) จะเห็นได้ว่าในเทอมของสมการ  $1 - \beta_2 \alpha_{p2}$  เมื่อพิจารณาเทียบกับสมการที่ (3.56) ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านแถบความถี่จะเห็นว่าสมการ  $1 - \beta_2 \alpha_{p2}$  ที่เพิ่มขึ้นมาจะเป็นค่าคงที่ซึ่งไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันวงจรรองผ่านแถบความถี่ให้ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวเอง

แทนสมการ (3.111) ในสมการที่ (3.104)

$$I_{x2} = \frac{\gamma_2 g_{m2} I_{z1}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \quad (3.116)$$

$$I_{x2} = \frac{\gamma_2 g_{m2}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \left[ \frac{\alpha_{p1} I_{in} \left( s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R} \right)}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \right] \quad (3.117)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \alpha_{p1} \frac{\left( \frac{\gamma_2 g_{m2}}{1 - \beta_2 \alpha_{p2} + s^2 C_1 C_2 R} \right) \left( s^2 + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R} \right)}{s^2 + \frac{s \alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}}{C_1} + \frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R} + \frac{1 - \beta_2 \alpha_{p2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.118)$$

จากสมการที่ (3.118) จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์  $1 - \beta_2 \alpha_{p2}$  เมื่อพิจารณาเทียบกับสมการที่ (3.59) ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่ต่ำจะเห็นว่าสมการ  $1 - \beta_2 \alpha_{p2}$  ที่เพิ่มขึ้นมาจะเป็นค่าเบี่ยงเบนการทำงาน ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันวงจรรองผ่านความถี่ต่ำให้ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปรในสมการดังกล่าว จากสมการที่ (3.111) สามารถพิจารณาผลกระทบจากความผิดพลาดในส่วนที่กระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

ค่าความถี่ธรรมชาติ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.119)$$

และค่าควอลิตี้แฟกเตอร์

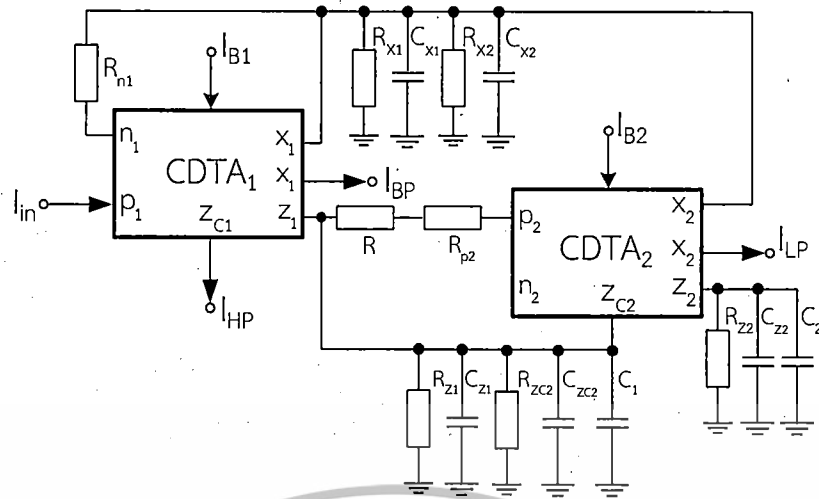
$$Q = \frac{1}{\alpha_{n1} \gamma_1 g_{m1}} \sqrt{\frac{C_1 \alpha_{n1} \gamma_2 g_{m2}}{C_2 R}} \quad (3.120)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองความถี่โหมตกระแสหลายหน้าที่ ทั้ง 3 แบบที่ได้ทำการวิเคราะห์พบว่าพบตัวแปรความผิดพลาด  $\beta_2, \alpha_{p1}, \alpha_{p2}, \alpha_{n1}, \gamma_1$  และ  $\gamma_2$  ที่เพิ่มในสมการการส่งผ่านกระแสและแรงดันของ CDTA ซึ่งตัวแปรนี้เป็นค่าอัตราความผิดพลาดในการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติจริงซึ่งเป็นผลที่ได้จากการคำนวณซึ่งจะส่งผลต่อค่าของวงจรขณะทำงานให้เบี่ยงเบนไปจากอุดมคติได้

### 3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แผงภายในตัวของ CDTA

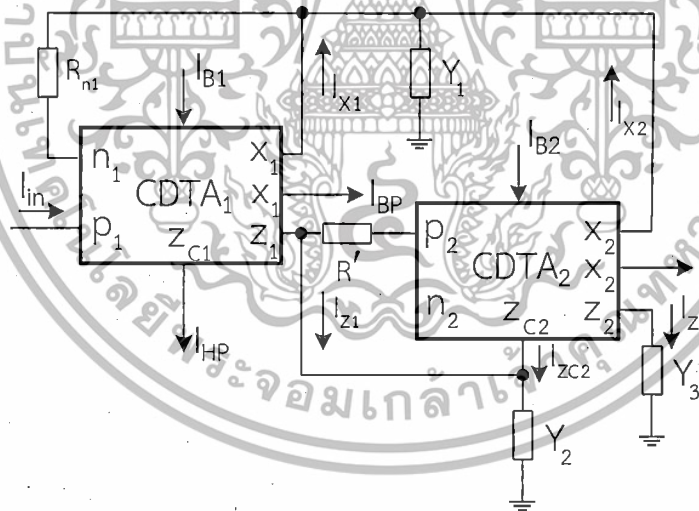
ผลกระทบอีกอย่างหนึ่งที่มีผลต่อวงจรที่ออกแบบ มาจากค่าของอุปกรณ์แผงในตัวความต้านทานและตัวความจุ ซึ่งเกิดขึ้นในขั้วต่าง ๆ ของ CDTA ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรให้ค่าที่ได้จากการทำงานคลาดเคลื่อนไปได้นั้น สามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแผงและค่าความจุแผงที่เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆดังนี้  $R_{x1}$  และ  $C_{x1}$  เกิดขึ้นที่ขั้ว  $X_1$ ,  $R_{x2}$  และ  $C_{x2}$  เกิดขึ้นที่ขั้ว  $X_2$ ,  $R_{z1}$  และ  $C_{z1}$  เกิดขึ้นที่ขั้ว  $Z_1$ ,  $R_{z2}$  และ  $C_{z2}$  เกิดขึ้นที่ขั้ว  $Z_2$  และ  $R_{p2}$  และ  $C_{p2}$  เกิดขึ้นที่ขั้ว  $Z_2$  เมื่อพิจารณาที่ขั้ว  $n_1$  และ ขั้ว  $p_2$  จะมีค่าความต้านทานแผงภายในของ CDTA แก่  $R_{n1}$  และ  $R_{p2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารได้ตั้งรูปที่ 3.4 ดังนี้ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรเทียบเคียงเมื่อพิจารณาค่าตัวต้านทานแฝงและตัวเก็บประจุแฝงภายในอุปกรณ์ CDTA

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเคียงตัวต้านทานแฝงและตัวเก็บประจุแฝงภายในของ CDTA นั้น โดยปกติจะมีความต้านทานแฝงและความจุแฝงเกิดขึ้นในขั้วต่างๆ ของ CDTA ซึ่งค่าเหล่านั้นจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร จึงจำเป็นที่ต้องวิเคราะห์หาผลกระทบบของอุปกรณ์แฝงของอุปกรณ์เหล่านี้ จากวงจรในรูปที่ 3.4 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์สามารถวาดวงจรได้ใหม่ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่กรณีแทนค่าด้วยวิธีแอดมิตแตนซ์

จากวงจรรูปที่ 3.5 แสดงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ CDTA กรณีแทนค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงด้วยวิธีแอดมิตแตนซ์ เมื่อพิจารณาที่โหนดต่างๆ ของวงจรเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา กำหนดให้  $Y_1, Y_2$  และ  $Y_3$  เป็นส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมหรือค่าความนำรวมของวงจร โดยให้  $G$  เป็นส่วนกลับของความต้านทานมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

$$G_{x1} = \frac{1}{R_{x1}}, G_{x2} = \frac{1}{R_{x2}}, G_{z1} = \frac{1}{R_{z1}}, G_{x1} = \frac{1}{R_{x1}} \text{ และ } G_{z2} = \frac{1}{R_{z2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถแสดงการวิเคราะห์สมการได้ดังนี้

$$Y_1 = s(C_{x1} + C_{x2}) + G_{x1} + G_{x2} = sC_a + G_a \quad (3.121)$$

กำหนดให้  $C_a = C_{x1} + C_{x2}$  และกำหนดให้  $G_a = G_{x1} + G_{x2}$

$$Y_2 = s(C_{z1} + C_{zc2} + C_1) + G_{z1} + G_{z2c2} = sC_b + G_b \quad (3.122)$$

กำหนดให้  $C_b = C_{z1} + C_{zc2} + C_1$  และกำหนดให้  $G_b = G_{z1} + G_{z2c2}$

$$Y_3 = s(C_2 + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2c2} = sC_c + G_c \quad (3.123)$$

กำหนดให้  $C_c = C_2 + C_{z2}$  และกำหนดให้  $G_c = G_{z1} + G_{z2c2}$

เมื่อ

$$R' = R + R_{p2} \quad (3.124)$$

พิจารณาที่

$$Z_1 = I_{p1} - I_{n1} \quad (3.125)$$

$$I_{z1} = I_{in} - (I_{x1} + I_{x2}) \quad (3.126)$$

เมื่อ

$$I_{n1} = \frac{(I_{x1} + I_{x2}) \frac{1}{Y_1}}{\frac{1}{Y_1} + R_{n1}} \quad (3.127)$$

แทนค่า

$$Z_1 = I_{in} - \frac{(I_{x1} + I_{x2})}{(1 + R_{n1} Y_1)} \quad (3.128)$$

พิจารณาหา  $I_{x1}$  ได้

$$I_{x1} = g_{m1} V_{z1} \quad (3.129)$$

พิจารณาหา  $V_{z1}$  จะได้

$$I_{z1} + I_{zc2} = I_{p2} + Y_2 \quad (3.130)$$

$$I_{z1} + I_{zc2} = \frac{V_{z1}}{R'} + Y_2 \quad (3.131)$$

จะได้

$$I_{zc2} = I_{z2} \quad (3.132)$$

$$I_{zc2} = I_{p2} - I_{n2} \quad (3.133)$$

เมื่อ  $I_{n2} = 0$  จะได้

$$I_{zc2} = \frac{V_{z1}}{R'} \quad (3.134)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (3.132) ในสมการที่ (3.129)

$$I_{z1} + \frac{V_{z1}}{R'} = \frac{V_{z1}}{R'} + Y_2 \quad (3.135)$$

$$I_{z1} = \frac{V_{z1}}{R'} - \frac{V_{z1}}{R'} + Y_2 \quad (3.136)$$

$$I_{z2} = Y_2 \quad (3.137)$$

$$I_{z2} = V_{z1} Y_2 \quad (3.138)$$

$$V_{z1} = \frac{I_{z1}}{Y_2} \quad (3.139)$$

แทนสมการ (3.139) ในสมการที่ (3.129)

$$I_{x1} = g_{m1} V_{z1} \quad (3.140)$$

$$I_{x1} = g_{m1} \frac{I_{z1}}{Y_2} \quad (3.141)$$

พิจารณาหา  $I_{x2}$  จะได้

$$I_{x2} = g_{m2} V_{z2} \quad (3.142)$$

$$V_{z2} = \frac{I_{z2}}{Y_3} \quad (3.143)$$

$$I_{z2} = I_{p2} - I_{n2} \quad (3.144)$$

เมื่อ  $I_{n2} = 0$  จะได้

$$I_{p2} = \frac{V_{p2}}{R'} \quad (3.145)$$

$$I_{p2} = \frac{V_{z1}}{R'} \quad (3.146)$$

แทน (3.139) ในสมการที่ (3.146)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานหรือการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{p2} = \frac{\begin{pmatrix} I_{z1} \\ Y_2 \end{pmatrix}}{R'} \quad (3.147)$$

$$I_{p2} = \frac{I_{z1}}{Y_2 R'} \quad (3.148)$$

เมื่อ  $I_{p2} = I_{z2}$  แทน (3.148) ในสมการที่ (3.141)

$$V_{z2} = \frac{\left( \frac{I_{z1}}{Y_2 R'} \right)}{Y_3} \quad (3.149)$$

$$V_{z2} = \frac{I_{z1}}{Y_2 Y_3 R'} \quad (3.150)$$

หา  $I_{x2}$  แทน (3.148) ในสมการที่ (3.140)

$$I_{x2} = g_{m2} V_{z2} \quad (3.151)$$

$$I_{x2} = g_{m2} \left( \frac{I_{z1}}{Y_2 Y_3 R'} \right) \quad (3.152)$$

หา  $I_{z1}$  โดยแทน (3.141) และสมการที่ (3.152) ลงในสมการที่ (3.128)

$$I_{z1} = I_{in} - \frac{\left[ g_{m1} \left( \frac{I_{z1}}{Y_2} \right) + g_{m2} \left( \frac{I_{z1}}{Y_2 Y_3 R'} \right) \right]}{(1 + R_{n1} Y_1)} \quad (3.153)$$

$$I_{in} = I_{z1} + \frac{\left[ g_{m1} \left( \frac{I_{z1}}{Y_2} \right) + g_{m2} \left( \frac{I_{z1}}{Y_2 Y_3 R'} \right) \right]}{(1 + R_{n1} Y_1)} \quad (3.154)$$

$$I_{in} = I_{z1} \left[ 1 + \frac{\frac{g_{m1}}{Y_2} + \frac{g_{m2}}{Y_2 Y_3 R'}}{1 + R_{n1} Y_1} \right] \quad (3.155)$$

จากสมการที่ (3.155) หากพิจารณาว่า  $R_{n1} \approx 0$  ซึ่งจะทำให้  $R_{n1} Y_1 \approx 0$  ด้วย ดังนั้นจึงสามารถตัดเทอม  $R_{n1} Y_1$  ทิ้งไปและแทนสมการที่ (3.156) ด้วยค่า  $Y_2 = sC_b + G_b$ ,  $Y_3 = sC_c + G_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$I_{in} = I_{z1} \left[ 1 + \frac{g_{m1}}{sC_b + G_b} + \frac{g_{m2}}{(sC_b + G_b)(sC_c + G_c)R'} \right] \quad (3.156)$$

$$I_{in} (sC_b + G_b)(sC_c + G_c)R' = I_{z1} [(sC_b + G_b)(sC_c + G_c)R' + g_{m1}(sC_c + G_c)R' + g_{m2}] \quad (3.157)$$

นำ  $(sC_c + G_c)R'$  ทหารตลอด

$$I_{z1} = \frac{I_{in} (sC_b + G_b)}{(sC_b + G_b) + g_{m1} + \frac{g_{m2}}{(sC_c + G_c)R'}} \quad (3.158)$$

นำ  $(sC_c + G_c)R'$  คูณตลอด

$$I_{z1} = \frac{I_{in} (s^2 C_b C_c + sC_b G_c + sC_c G_b + G_b G_c)R'}{(s^2 C_b C_c + sC_b G_c + sC_c G_b + G_b G_c)R' + g_{m1}(sC_c + G_c)R' + g_{m2}} \quad (3.159)$$

นำ  $(C_b C_c R')$  ทหารตลอดจะได้

$$I_{z1} = \frac{I_{in} \left( s^2 + \frac{sC_b G_c}{C_c} + \frac{sG_b}{C_b} + \frac{G_b G_c}{C_b C_c} \right)}{\left( s^2 + \frac{sG_c}{C_c} + \frac{sG_b}{C_b} + \frac{G_b G_c}{C_b C_c} \right) + \frac{g_{m1}(sC_c + G_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'}} \quad (3.160)$$

จะได้

$$I_{z1} = \frac{I_{in} \left[ s^2 + \frac{s(C_b^2 G_c + C_c G_b) + G_b G_c}{C_b C_c} \right]}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.161)$$

เมื่อ  $I_{HP} = I_{z1}$  จะได้สมการคุณสมบัตินี้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่สูง

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{s(C_b^2 G_c + C_c G_b) + G_b G_c}{C_b C_c}}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.162)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หา  $I_{BP}$  โดยแทนสมการ (3.158) ไปที่ สมการ (3.141) และเมื่อ  $Y_2 = sC_b + G_b$

$$I_{x1} = g_{m1} \left( \frac{I_{z1}}{sC_b + G_b} \right) \quad (3.163)$$

$$I_{x1} = \frac{I_{in} g_{m1} \left( \frac{sC_c G_b}{C_b C_c} \right)}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.164)$$

เมื่อ  $I_{BP} = I_{x1}$  จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านแถบความถี่

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{g_{m1} \left( \frac{sC_c G_b}{C_b C_c} \right)}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.165)$$

หา  $I_{LP}$  โดยแทนสมการที่ (3.158) ไปที่สมการ (3.152) และเมื่อ  $Y_2 = sC_b + G_b$ ,  $Y_3 = sC_c + G_c$

$$I_{x2} = g_{m2} \left[ \frac{I_{z1}}{(sC_b + G_b)(sC_c + G_c) R'} \right] \quad (3.166)$$

จะได้

$$I_{x2} = \frac{g_{m2}}{(sC_c + G_c) R'} \left\{ \frac{I_{in} \left( \frac{sC_c G_b}{C_b C_c} \right)}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \right\} \quad (3.167)$$

เมื่อ  $I_{LP} = I_{x2}$  จะได้สมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \left\{ \frac{\left( \frac{sC_c G_b}{C_b C_c} \right) \frac{g_{m2}}{(sC_c + G_c) R'}}{s^2 + \frac{s(C_b G_c + C_c G_b + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} + \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \right\} \quad (3.168)$$

จากสมการคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนหาค่าความถี่ธรรมชาติโดยพิจารณาที่สมการแบนด์วิดท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  $\omega_0$  การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $BW = \frac{\omega_0}{Q}$  (3.169)  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ 
$$\omega_0^2 = \frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c} \quad (3.170)$$

ดังนั้นจะได้ 
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.171)$$

และหาค่าควอลิตี้แฟกเตอร์

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{(C_b G_c + C_c G_c + g_{m1} C_c)}{C_b C_c} \quad (3.172)$$

$$Q = \frac{C_b C_c}{(C_b G_c + C_c G_b + C_c g_{m1})} \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_b C_c R'} + \frac{G_c (G_b + g_{m1})}{C_b C_c}} \quad (3.173)$$

ดังนั้นจะได้ 
$$Q = \frac{1}{(C_b G_c + C_c G_b + C_c g_{m1})} \sqrt{C_b C_c \left( \frac{g_{m2}}{R'} + G_c G_b + G_c g_{m1} \right)} \quad (3.174)$$

จากการวิเคราะห์สมการที่ (3.173) และสมการที่ (3.174) เมื่อนำค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ CDTA มาพิจารณาร่วมด้วยตัวแปรค่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นภายใน CDTA ที่เกี่ยวข้องในเทอมของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแส จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์จะมีค่าตัวแปรร่วมด้วย ซึ่งค่าตัวแปรดังกล่าวนี้เกิดจากค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงในตัวทรานซิสเตอร์ในโครงสร้างภายใน CDTA จะส่งผลต่อการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติให้ค่าที่ได้เกิดความผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติ

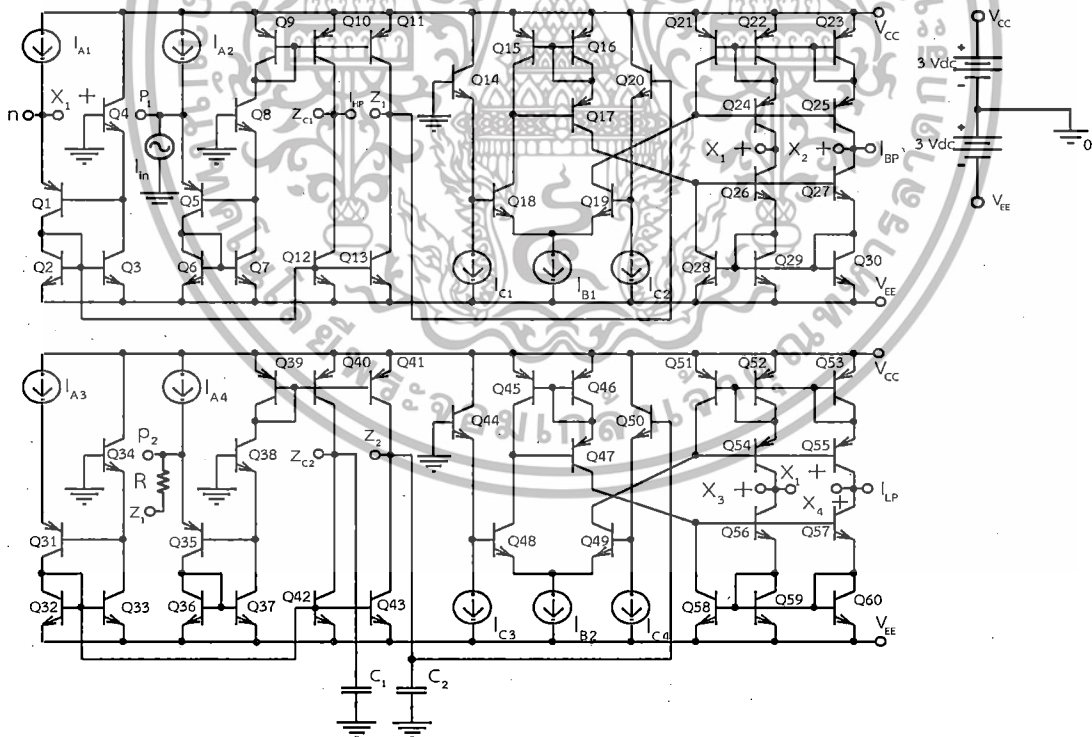
## บทที่ 4

# ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการทำงานของ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมด กระแสว่า มีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 1 และเป็นไปตามหลักการ เหตุผลทางทฤษฎีที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 หรือไม่ ดังนั้นจะทดสอบและพิสูจน์ สมรรถนะการทำงานของวงจร ผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อเปรียบเทียบกับ ผลที่ได้จากการคำนวณและวิเคราะห์ในทางทฤษฎี พร้อมทั้งอภิปรายผลของงานวิจัยดังมีรายละเอียด ต่อไปนี้

### 4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรองความถี่ด้วยโปรแกรม PSPICE

การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อยืนยันสมรรถนะการ ทำงานของวงจรต่อวงจรตามรูปที่ 4.1 โดยโครงสร้างของ CDTA ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์และ ค่าพารามิเตอร์ PR200N (PNP) และ NR200N (NPN) ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ ALA400 ของ AT&T (Frey,1993 : 406-416) แสดงตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแส โดยทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็น โครงสร้างภายในของ CDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

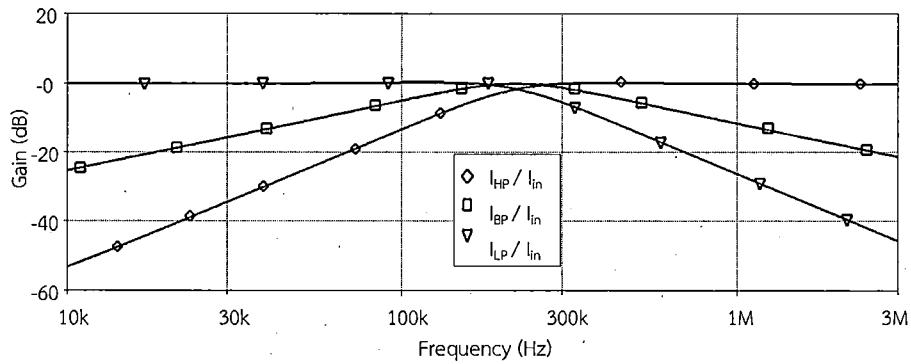
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย

PR200N (PNP)	NR200N (NPN)
.model PX PNP	.model NX NPN
+RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50	+RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50
RE=3	RE=1
+IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7	+IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2
XTB=1.866 BF=110	XTB=1.538 BF=137.5
+IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8	+IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4
ISE=25.1E-16 NE=1.650	ISE=36E-16 NE=1.713
+BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1	+BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1
VAR=9.96 ISC=0 NC=2	VAR=10.73 ISC=0 NC=2
+TF=0.610E-9 TR=0.610E-8	+TF=0.425E-9 TR=0.425E-8
CJE=0.180E-12 VJE=0.5	CJE=0.214E-12 VJE=0.5
+MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8	+MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5
MJC=0.4 XCJC=0.037	MJC=0.3 XCJC=0.034
+CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35	+CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4
FC=0.5	FC=0.5

จากวงจรรูปที่ 4.1 บ่อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่  $\pm 3$  V ออกแบบให้ค่าพารามิเตอร์ของวงจร ความถี่ค่าตั้งนี้  $C_1 = C_2 = 1$  nF ค่าตัวต้านทานในวงจร  $R = 1$  k $\Omega$  กำหนดกระแสไบอัสให้ วงจร โดยออกแบบให้วงจรมีค่า  $I_{A1}, I_{A2}, I_{A3}, I_{A4} = 100$   $\mu$ A และ  $I_{C1}, I_{C2}, I_{C3}, I_{C4} = 50$   $\mu$ A กระแส  $I_{B1} = 100$   $\mu$ A และ  $I_{B2} = 120$   $\mu$ A ซึ่งในทางทฤษฎีกรณีอุดมคติ สามารถคำนวณความถี่คัตออฟได้ 241.77 kHz และควอลิตี้แฟกเตอร์มีค่า 0.79

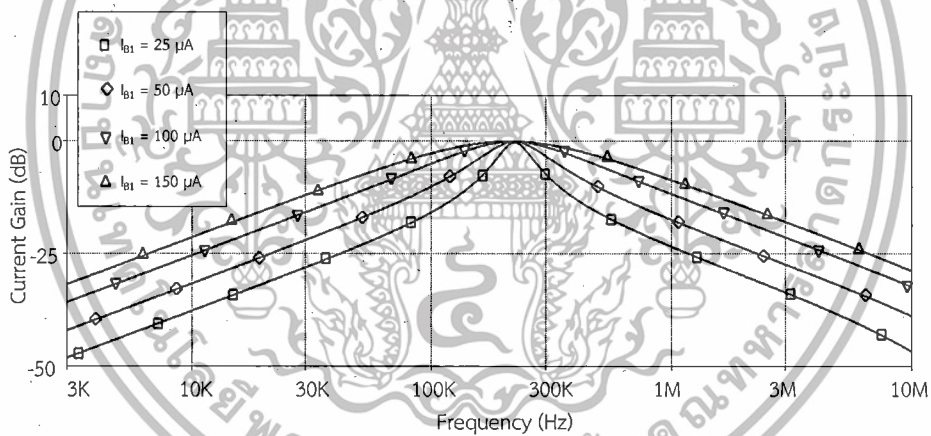
จากการจำลองการทำงาน พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ทั้ง 3 แบบ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ตามที่ได้ วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.53), (3.59) และ (3.56) ตามลำดับ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 วงจรมีอัตราการ บริโภคพลังงานอยู่ที่ 1.15 mW ให้การตอบสนองความถี่คัตออฟที่ 222.33 kHz เบี่ยงเบนไปจาก การคำนวณในทางทฤษฎี 8.04% มีสาเหตุมาจากกรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ เป็น ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านระหว่างแรงดันและกระแส ค่า  $\alpha, \beta$  และ  $\gamma$  ที่ได้วิเคราะห์ ไว้ในสมการที่ (3.112), (3.115) และ (3.118) รวมถึงผลกระทบเนื่องจากความต้านทานแฝงและความ จูแฝงในตัว CDTA ตามสมการที่ (3.162), (3.165) และ (3.168) ซึ่งเป็นค่าตัวแปรที่ส่งผลให้การ ทำงานของวงจรไม่เป็นตามอุดมคติซึ่งได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

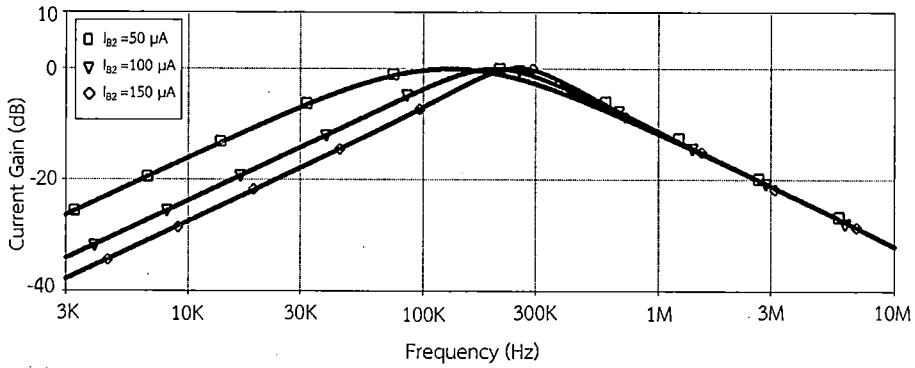
การยืนยันสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยการจำลองการควบคุมค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ โดยการปรับค่า  $I_{B1} = 25, 50, 100$  และ  $150 \mu\text{A}$  ในขณะที่  $I_{B2} = 120 \mu\text{A}$  และค่าอื่นๆ ยังคงเดิมนั้นพบว่าสามารถปรับให้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.76) ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของ Bandpass Filter เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $I_{B1}$

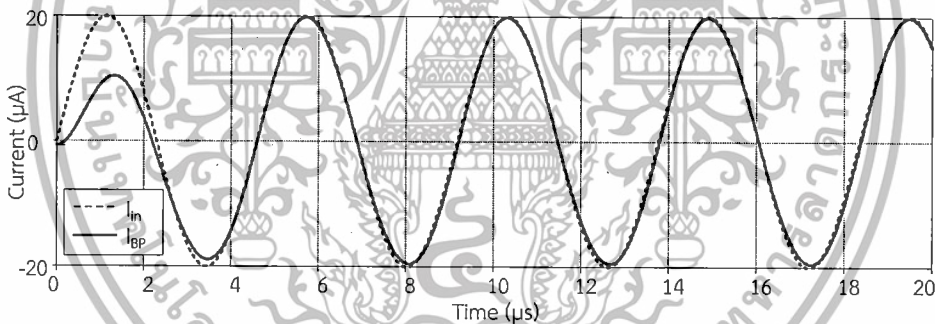
การจำลองการทำงานการควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติ โดยการปรับค่าไบอัสกระแสที่  $I_{B2} = 50, 100$  และ  $150 \mu\text{A}$  ในขณะที่  $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$  และตัวเก็บประจุทั้งหมดใช้ค่าเท่ากับ  $1 \text{ nF}$  พบว่า สามารถปรับให้ค่าความถี่คัตออฟเปลี่ยนแปลงได้ที่  $129.58 \text{ kHz}$ ,  $201.893 \text{ kHz}$  และ  $249.529 \text{ kHz}$  ตามลำดับ แสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.68) อย่างไรก็ตามจากการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ธรรมชาติ โดยการปรับเปลี่ยนค่า  $g_{m2}$  หรือ โดยการปรับค่ากระแส  $I_{B2}$  พบว่าจะส่งผลต่อค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ไปด้วยเนื่องจาก  $g_{m2}$  เป็นตัวแปรหนึ่งของค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ ดังสมการที่ (3.76) ดังนั้นในการออกแบบวงจร เมื่อออกแบบให้วงจรตอบสนองความถี่ได้ตามต้องการแล้ว จึงค่อยปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ได้ตามต้องการภายหลัง โดยการปรับค่า  $g_{m1}$  หรือปรับค่ากระแส  $I_{B1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ค่าความถี่คัตออฟของ Bandpass Filter เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $I_{B2}$

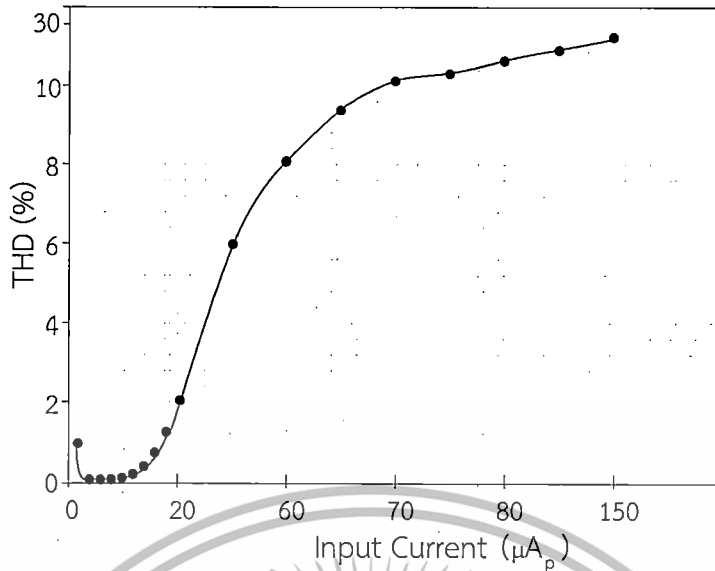
เมื่อป้อนกระแสอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 222.33 kHz ขนาด 20  $\mu\text{A}$  ให้กับวงจรกรองความถี่ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ในสภาวะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วงเริ่มต้นการทำงาน จนเข้าสู่สภาวะเสถียรโดยทดสอบที่ฟังก์ชันวงจกรองผ่านแถบความถี่ เปรียบเทียบความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันวงจกรองความถี่ พบว่าผลตอบสนองทางเวลาจากสภาวะการทำงานของวงจรตั้งแต่เริ่มต้นการทำงานจนเข้าสู่สภาวะเสถียร สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.56) ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สัญญาณ  $I_{BP}$  เทียบกับ  $I_{in}$  เมื่อป้อน  $I_{in}$  เป็นสัญญาณไซน์ที่ 222.33 kHz ขนาด 20  $\mu\text{A}$

การทดสอบเพื่อวัดค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) โดยการทดสอบย่านการวัดระดับกระแสสัญญาณอินพุต (Input Dynamic Rang) ของวงจกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ให้อินพุตของวงจรที่ความถี่  $f_0 = 222.33\text{kHz}$  ป้อนกระแสอินพุตตั้งแต่  $1\mu\text{A}_p$  -  $150\mu\text{A}_p$  ป้อนกระแสไบอัสคงที่  $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 120\mu\text{A}$  ตัวต้านทานมีค่า 1 k $\Omega$  และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทั้งหมดใช้ค่า 1 nF ทดสอบที่ฟังก์ชันวงจกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่  $1\mu\text{A}_p$  อยู่ที่ 1.02% หากแต่ว่าจุดที่ต่ำที่สุดจะเริ่มอยู่ที่  $2\mu\text{A}_p$  มีค่าที่ 0.05% และสูงสุดที่  $150\mu\text{A}_p$  มีค่าที่ 27.04% ดังนั้นการเพิ่มค่ากระแสอินพุตสูงขึ้นไปจะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของวงจรสูงขึ้นไปด้วย โดยเมื่อพิจารณาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 10% ค่ากระแสอินพุตจะอยู่ในช่วงไม่เกิน  $70\mu\text{A}_p$  ดังแสดง

เอกในรูปที่ 4.6 กราฟที่แสดงไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $I_{in}$

#### 4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ CDTA

เมื่อสังเคราะห์วงจรและวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถทำการออกแบบหาค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรได้ดังรายละเอียดต่อไปนี้

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่สูงและวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ให้มีความถี่คัตออฟเท่ากับ 100 kHz สามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหา  $f_c$  ได้จากสมการที่ (3.62) และ  $I_{B1}$  ได้จากสมการที่ (3.72) โดยกำหนดให้  $I_{B2} = 120 \mu A$  และ  $C_1 = C_2 = 1 nF$  และเมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_0 = 100 kHz$  โดยพิจารณาควอลิตี้แฟกเตอร์ที่ 0.707 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้ จากสมการที่ (3.62) หาค่า  $R$  ได้

$$R = \frac{g_{m2}}{(C\omega_0)^2} \quad (4.1)$$

$$R = \frac{120 \times 10^{-6}}{2 \times 26 \times 10^{-3} (1 \times 10^{-9} \times 2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3)^2} = 5.845 k\Omega \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (3.72) หาค่า  $I_{B1}$  ได้

$$Q = \frac{1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 R}} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

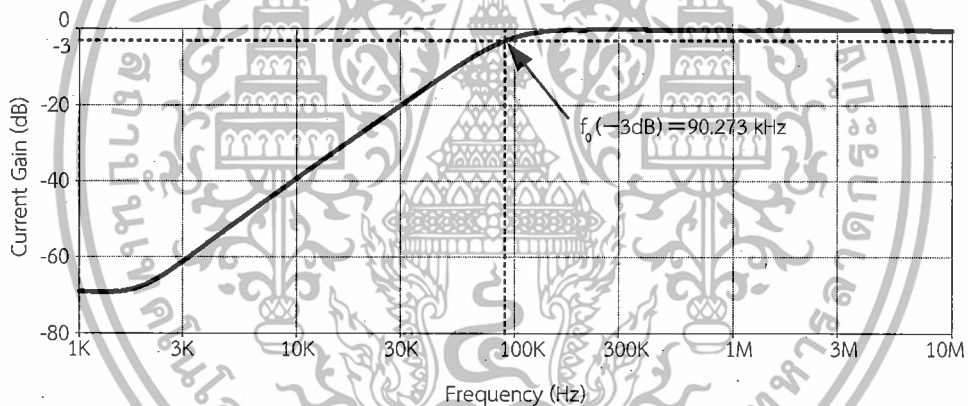
$$I_{B1} = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{2V_T I_{B2}}{R}} \quad (4.4)$$

แทนค่าในสมการ

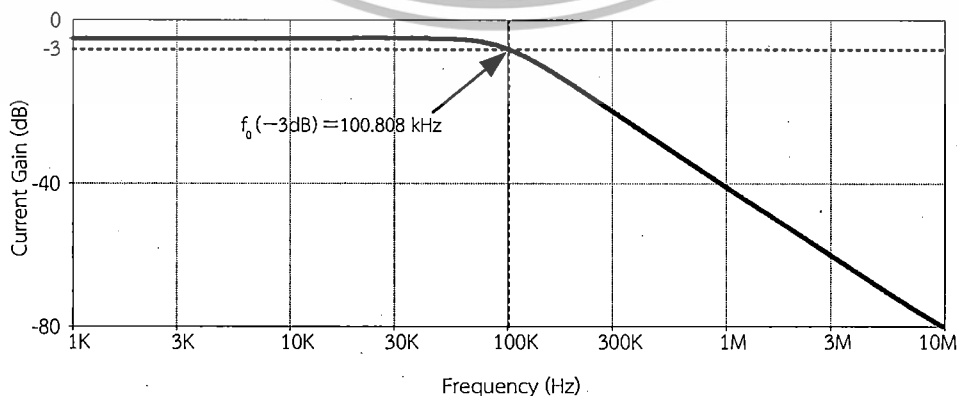
$$I_{B1} = \frac{1}{0.707} \sqrt{\frac{2 \times 26 \times 10^{-3} \times 120 \times 10^{-6}}{5.845 \times 10^3}} \quad (4.5)$$

$$I_{B1} = 46.214 \mu\text{A} \quad (4.6)$$

ผลการทำงานจากการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรวมผ่านความถี่สูงและวงจรรวมผ่านความถี่ต่ำ จากรูปที่ 4.7 พบว่าความถี่ขั้วกรองผ่านความถี่สูงเมื่อพิจารณาที่ -3dB สามารถตอบสนองความถี่ตัดออฟที่  $f_0 = 90.273 \text{ kHz}$  ค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับค่าที่ออกแบบไว้ 100 kHz อยู่ที่ 9.73% และจากรูปที่ 4.8 แสดงฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำเมื่อพิจารณาที่ -3dB  $f_0 = 100.808 \text{ kHz}$  ค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับค่าที่ได้ออกแบบไว้ 100 kHz อยู่ที่ 0.8% สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 และ 4.8 ดังนี้



รูปที่ 4.7 สัญญาณ  $I_{HP}$  เมื่อกำหนดให้ความถี่ตัดออฟเท่ากับ 100 kHz



รูปที่ 4.8 สัญญาณ  $I_{LP}$  เมื่อกำหนดให้ความถี่ตัดออฟเท่ากับ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยกำหนดให้ความถี่คutoff ด้านต่ำ  $f_{CL} = 110$  kHz และความถี่คutoff ด้านสูง  $f_{CH} = 130$  kHz พิจารณาควอลิตี้แฟกเตอร์ที่ 0.707 จะวิเคราะห์ได้ดังนี้

กำหนดให้  $I_{B2} = 120 \mu\text{A}$  และ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_{CL} = 110$  kHz และ  $f_{CH} = 130$  kHz โดยที่หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (4.7)$$

$$BW = (130 - 110) \times 10^3 = 20 \text{ kHz} \quad (4.8)$$

ความถี่คutoff หาได้จาก

$$f_0 = \sqrt{f_{CL} f_{CH}} \quad (4.9)$$

$$f_0 = \sqrt{110 \times 10^3 \times 130 \times 10^3} = 119.58 \text{ kHz} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (3.62) หาค่า R จะได้

$$R = \frac{g_{m2}}{(C\omega_0)^2} \quad (4.11)$$

$$R = \frac{120 \times 10^{-6}}{2 \times 26 \times 10^{-3} (1 \times 10^{-9} \times 2 \times 3.14 \times 119.58 \times 10^3)^2} = 4.092 \text{ k}\Omega \quad (4.12)$$

สามารถหาค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.8) และ (4.10) แทนค่าในสมการที่ (4.13)

$$Q = \frac{119.58 \times 10^3}{20 \times 10^3} \quad (4.14)$$

ดังนั้นจะได้

$$Q = 5.979 \quad (4.15)$$

จากสมการที่ (3.72) หาค่า  $I_{B1}$  ได้ว่า

$$I_{B1} = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{2V_T I_{B2}}{R}} \quad (4.16)$$

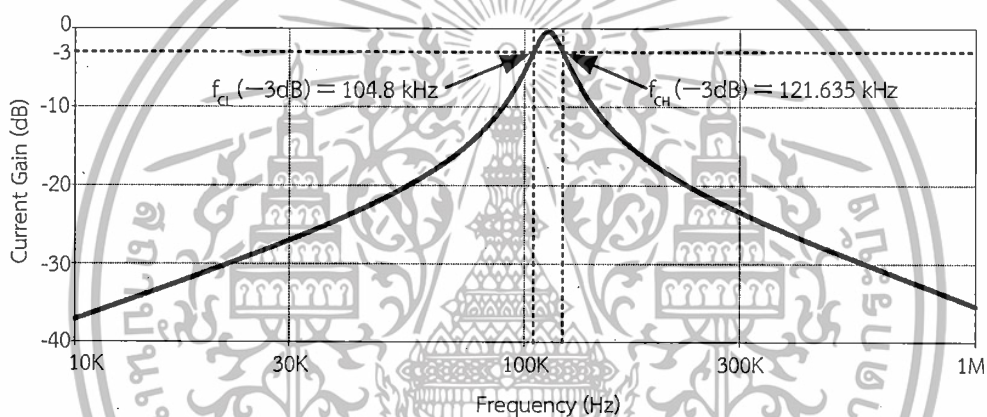
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าในสมการ

$$I_{B1} = \frac{1}{5.979} \sqrt{\frac{2 \times 26 \times 10^{-3} \times 120 \times 10^{-6}}{4.092 \times 10^3}} \quad (4.17)$$

$$I_{B1} = 6.531 \mu\text{A} \quad (4.18)$$

จากการสังเคราะห์และออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบมา ได้นำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจร พบว่าความถี่ขั้วกรองผ่านแถบความถี่เมื่อพิจารณาที่ -3dB สามารถตอบสนองความถี่คัตออฟ  $f_0 = 112.98 \text{ kHz}$  มีค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับค่าที่ออกแบบไว้  $119.58 \text{ kHz}$  อยู่ที่ 5.52% มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ  $f_{CL} = 104.8 \text{ kHz}$  เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 4.73% และความถี่คัตออฟด้านสูง  $f_{CH} = 121.635 \text{ kHz}$  เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 6.43% สามารถแสดงผลได้ดังรูปที่ 4.9 ดังนี้



รูปที่ 4.9 สัญญาณ  $I_{BP}$  เมื่อกำหนดให้ความถี่คัตออฟเท่ากับ  $119.58 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต สามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ให้อิสระจากควอลิตี้ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดย CDTA ซึ่งมีแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรจากหลักการวงจรอินทิเกรเตอร์ สองวงจรและวงจรขยายต่อร่วมกันหนึ่งวงจร มีลักษณะเป็นวงจรทรานเฟอร์ฟังก์ชันชนิดไบควอดตราติก วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสโดยป้อนสัญญาณเข้าหนึ่งอินพุตและสัญญาณออกสามเอาต์พุต จากการศึกษาทฤษฎีหลักการของวงจรกรองความถี่ด้วย CDTA และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีผู้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ จากนั้นจึงได้ทำการสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่ ให้สามารถตอบสนองการทำงานได้หลายฟังก์ชัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านแถบความถี่ รวมถึงวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ในขณะที่ทำงานกรณีเป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ จากนั้นจึงนำวงจรที่ได้ไปทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และนำสมรรถนะของวงจรที่ได้มาเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้ศึกษามา จึงขอสรุปผลการวิจัย อภิปรายผล และมีข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์ดังต่อไปนี้

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดกระแสหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตควบคุมด้วยกระแสโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์สองตัวและวงจรขยายต่อร่วมกันหนึ่งตัว มีลักษณะเป็นวงจรทรานเฟอร์ฟังก์ชันชนิดไบควอดตราติกโดยป้อนสัญญาณเข้า หนึ่งอินพุตและสัญญาณออก สามเอาต์พุต

5.1.2 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดกระแสให้ตอบสนองการทำงานได้หลายฟังก์ชัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านแถบความถี่ โดย CDTA เป็นอุปกรณ์หลัก

5.1.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดกระแสโดย CDTA ใช้โครงสร้าง CDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัวที่ต่อลงกราวด์และตัวต้านทานหนึ่งตัว จุดเด่นของวงจรคือสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ควอลิตี้ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับให้อิสระจากกันได้ วงจรทางเอาต์พุตจะมีอิมพีแดนซ์สูง และเนื่องจากตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อลงกราวด์ทั้งหมด จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

5.1.4 การทดสอบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดกระแสโดย CDTA ให้ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจร เป็นไปตามหลักการและเหตุผล ที่ได้กล่าวไว้ในความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาในหัวข้อที่ 1.1 คุณสมบัติของวงจรงานวิจัยตรงตามวัตถุประสงค์ที่กล่าวไว้ในข้อ 1.2 การสังเคราะห์และออกแบบเป็นไปตามกรอบแนวคิดในข้อ 1.3 อีกทั้งคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรที่ได้ก็อยู่ในขอบเขตการวิจัยที่กำหนดไว้ในข้อ 1.4 ดังมีรายละเอียดขั้นตอนและผลทดสอบโดยสรุปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ทั้ง 3 แบบ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้วงจรที่นำเสนอมีอัตราการใช้พลังงานของวงจรรวมอยู่ที่ 1.15 mW ที่แรงดันแหล่งจ่าย  $\pm 3$  V วงจรตอบสนองความถี่คัตออฟ  $f_0 = 222.33$  kHz และ  $Q = 0.79$  ที่  $I_{B1} = 100$   $\mu$ A และ  $I_{B2} = 120$   $\mu$ A เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 8.04% เป็นผลมาจากกรณีที่ว่าวงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ที่เกิดผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านระหว่างแรงดันและกระแสของ CDTA และควอลิตี้เฟกเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

## 5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่ผู้วิจัยได้ทำการวิจัยไว้ก่อนหน้านี้ ได้กล่าวถึงจุดเด่นและจุดด้อยของวงจรกรองความถี่ที่ใช้ CDTA ไว้หลายประการ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ผ่านมาทั้งงานวิจัยในครั้งนี้นี้สามารถแสดงรายละเอียดในตารางที่ 5.1 ดังนี้

ตารางที่ 5.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติจุดเด่นและจุดด้อยระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมาและวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ

เอกสารอ้างอิง	รูปแบบวงจรกรอง	ประเภทของ ABB	จำนวน ABB	จำนวน R+C	ตัวเก็บประจุต่อสกราวนด์	ปรับ Q ให้อิสระจาก $\omega_0$	ABB ไม่ต้องการขั้ว x-	ค.ต.ท. อินพุตต่ำ	ค.ต.ท. เอาต์พุตสูง
Biolek and Biolkova 2005	SIMO	CDTA	3	0+2	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้	ได้
Biolek, et al. 2008	SIMO	CDTA	2	0+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
Biolek and Biolková 2003	SIMO	CDTA	2	1+2	ได้	ได้ (Fig.3b) ไม่ได้ (Fig. 3c)	ได้	ได้	ไม่ได้
Keskin, et al. 2006	SIMO	CDTA	2	0+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้
Tangsrirat 2009	MISO	CDTA	3	0+2	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้	ได้
Tangsrirat et al. 2007	MISO	CDTA	2	0+2	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้	ได้
Biolek, et al. 2009	SIMO	CDTA	1	1+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
Shah, et al. 2008	SIMO	CDTA	1	1+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
Biolek, Biolková and Kolka 2008	MIMO	CDTA	1	1+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
Kacar and Kuntman 2011	SIMO	CDTA	2	0+2	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้
Prasada, et al. 2009	SIMO	CDTA	1	2+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
Kumngern, et al. 2012	MISO	CDTA	4	2+2	ได้	ได้	ได้	ได้	ได้
Jin and Wang	MISO	CDTA	2	0+2	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
งานวิจัยที่นำเสนอ	SIMO	CDTA	2	1+2	ได้	ได้	ได้	ได้	ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติจุดเด่นและจุดด้อยระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมาและวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถสรุปจุดเด่นของงานวิจัยที่นำเสนอได้ดังนี้คือ

- 5.2.1 สามารถสังเคราะห์ให้ตัวเก็บประจุสองตัวต่อกราวด์ทั้งหมด
- 5.2.2 สามารถปรับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากความถี่ธรรมชาติได้
- 5.2.3 สามารถสังเคราะห์ให้วงจรรองความถี่ไม่ต้องการใช้ขั้ว X ลบในวงจรได้
- 5.2.4 วงจรรองความถี่มีความต้านทานอินพุตต่ำ
- 5.2.6 วงจรรองความถี่มีความต้านทานเอาต์พุตสูง ที่เอาต์พุตทุกจุด

จากจุดเด่นที่สรุปข้างต้นจึงยืนยันได้ว่างานวิจัยนี้สามารถแก้ไขจุดด้อยต่างๆของงานวิจัยก่อนหน้านี้ที่ได้ศึกษามา ดังแสดงในตารางที่ 5.1 ได้อย่างครบถ้วน โดยได้วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสแบบใหม่โดยใช้ CDTA วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสที่ได้ สามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดกระแสแบบใหม่จะเป็นแนวทางในการพัฒนางานด้านการสังเคราะห์และออกแบบไปสู่วงจรรวมโดยใช้อุปกรณ์ CDTA

### 5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

- 5.3.1 ควรมีการสร้างวงจร CDTA ขึ้นมาเพื่อทำการทดสอบจริง
- 5.3.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่ได้จากการสร้างจริงและการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE
- 5.3.3 การสังเคราะห์และออกแบบโครงสร้าง CDTA ให้สามารถตอบสนองฟังก์ชันของวงจรให้ตอบสนองครบทั้ง 5 ฟังก์ชันเพื่อให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น
- 5.3.4 ควรมีการพัฒนาเป็นสื่อประกอบการเรียนการสอนที่น่าสนใจ เช่น CAI บทเรียนออนไลน์ เพื่อให้ผู้ที่สนใจสามารถเรียนรู้ด้วยตัวเองได้
- 5.3.5 วงจร CDTA ที่ได้นำเสนอนี้ใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ในการสังเคราะห์และออกแบบนั้น ในอนาคตอาจเปลี่ยนไปใช้เทคโนโลยีซีมอส เนื่องจากซีมอสมีขนาดชิพเล็กกว่า ทำงานที่แรงดันไฟต่ำลง และส่งผลให้มีการบริโภคกำลังไฟฟ้าน้อยลงไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- จิรศักดิ์ โททอง, มนตรี ศิริปรัชญานันท์ และ สมศักดิ์ อรรถทิมากุล. 2546. “วงจรถ่ายโอนเฟสสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่ปรับค่ามุมได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่ขึ้นกับความถี่โดยอาศัยหลักการออกแบบวงจรรวม” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 41, สาขาวิศวกรรมศาสตร์และสาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์. กรุงเทพฯ, 2546, หน้า 423-430
- จีรสุดา เกษร. “วงจรรองกรองความถี่และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542
- ธนันต์ ศรีสกุล. 2552. “พื้นฐานการออกแบบวงจรถ่ายโอนอิเล็กทรอนิกส์” ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. หน้า 96-120.
- วิญญู สอนจ้อย. “วงจรรองสัญญาณไปควอดราติกและวงจรรอสซิลเลเตอร์ควอดราเจอร์ที่ใช้อุปกรณ์น้อยควบคุมได้ด้วยกระแส โดยใช้วงจร CCDBA” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2554
- วินัย ไจกล้ำ. 2552. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแสที่สามารถควบคุมด้วยกระแสและการประยุกต์ใช้งานกับการศึกษาด้านการออกแบบและวิเคราะห์วงจรถ่ายโอนอิเล็กทรอนิกส์” ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน โดยใช้วงจรถ่ายความนำถ่ายโอนและยูนิฟอร์มติสทรีนิวต์อาร์ซี” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ. 2544. “วงจรรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์” คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. หน้า 1-5.
- อัจฉราวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส ที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCII’s” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Biolek, D. 2003. “CDTA - Building block for current-mode analog signal processing.” Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design, Krakow, Poland, 397-400.
- Biolek, D. and Biolková, V. 2003. “Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design. Contribution to the book Computational Methods in Circuits and Systems Applications” WSEAS Press Electrical and Computer Engineering Series, 232-236.
- Biolek, D. and Biolkova, V. 2005. “CDTA-C current-mode universal 2nd-order filter.” Proceedings of the 5<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications, 411-414.

- Biolek, D., Biolková, V. and Kolka, Z. "Single-CDTA (current differencing transconductance amplifier) current-mode biquad revisited." *WSEAS Transactions on Electronics*, 5 : 56-62.
- Biolek, D., Biolkova, V. and Kolka, Z. 2009. "Current-mode biquad employing single CDTA. *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, 47 : 535-537.
- Biolek, D., Senani, R., Biolkova, V. and Kolka, Z. 2008. "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals" *Radioengineering* : 17, 15-32.
- Frey, D.R. 1993. "Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering." *IEE Proceeding-G*, 140 : 406-416.
- Ibrahim, M. A., Minaei, S., and Kuntman, H. 2005. "A. 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements." *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 59 : 311-318.
- Kacar, F. and Kuntman, H.H. 2011. "A new improved CMOS realization of CDTA and its filter applications." *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 19 : 632-642.
- Keskin, A. U., Biolek, D., Hancioglu, E. and Biolkova, V. 2006. "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers." *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 60 : 443-446.
- Kumngern, M., Knobnob, B., and P Dejhana, K. 2010. "Electronically tunable high-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTAs." *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 64 : 934-939.
- Minaei, S. 2009. "Electronically tunable current-mode universal biquad filter using dual-X current conveyors." *Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC)*, 18 : 665-680.
- Prasada, D., Bhaskara, D. R. and Singh A. K. 2009. "Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier." *International Journal of Electronics and Communication (AEÜ)*, 63 : 497-501.
- Sedra, A.S. and Smith, K.C. 1968. "The current conveyor-a new circuit building block." .pp 1368-1369. *Proceeding of the IEEE. Communication (AEÜ)*, 61 : 209-214.
- Shah, N. A., Munazah, Q. and Iqbal, S. Z. 2008. "Realization of CDTA based current-mode universal filter." *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, 46 : 283-285.

current differencing transconductance amplifiers.” *SICE-ICASE International Joint Conference*, : 934-939.

Tangsrirat, W. 2009. “Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors.” *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 4 : 135-145.

Tangsrirat, W., Dumawipata, T., Surakamponorn, W., 2007 “Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers.” *International Journal of Electronics and Communication (AEÜ)*, 61 : 209-214.

Toumazou, C., Lidgley, F.J., and Haigh Analogue, D.G. 1990. “IC design: the current-mode approach.” Peter Peregrinus, London.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



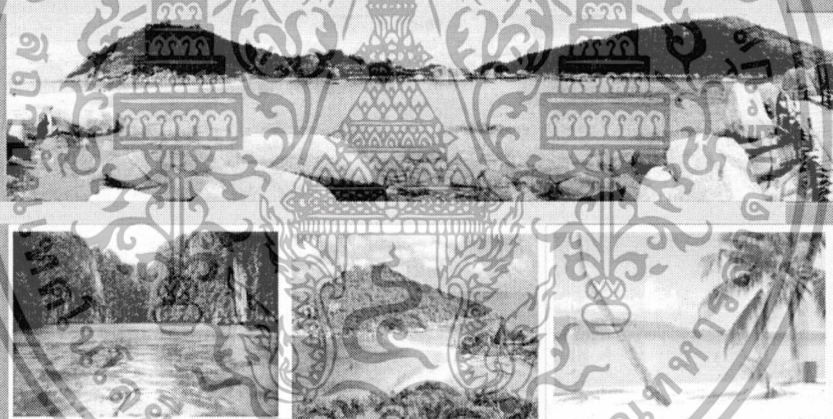
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FINAL PROGRAM AND ABSTRACT BOOK

# 13<sup>th</sup> International Symposium on Communications and Information Technologies

September 4-6, 2013, Samui Island, Thailand

*Communication and Information Technology  
for New Life Style Beyond the Cloud*



SPONSORED BY :

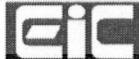

**NECTEC**  
a member of INTA

TECHNICAL SPONSORED BY :


**IEEE**

**ECTI**  
ASSOCIATION

**IEEE**  
THAILAND SECTION

**KICS**

**ETC**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2013 13th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIIT)

<b>1542</b> Reasonable Circuit Analysis Considering Comprehensively Reliability and Variability .....	282
Atsushi Kurokawa <sup>1</sup> , Masayuki Watanabe <sup>1</sup> , Makoto Hoshi <sup>1</sup> , and Masa-aki Fukase <sup>1</sup>	
1. <i>Hiroshiki University, Japan</i>	
<b>1568</b> Development of an Embedded System for Real Time Heart Rate Variability Analysis .....	288
Rajendra G. Sutar <sup>1</sup> , Ashwin G. Kothari <sup>1</sup> , A. G. Keskar <sup>1</sup>	
1. <i>Pisveswaraya National Institute of Technology, India</i>	
<b>1587</b> A Static Task Mapping Algorithm with Dynamic Task Switching for Embedded Many-Core SoCs .....	293
Junya Kaida <sup>1</sup> , Itetsu Taniguchi <sup>1</sup> , Takuji Iheda <sup>1</sup> , and Hiroyuki Tomiyama <sup>1</sup>	
1. <i>Ritsumeikan University, Japan</i>	
<b>1593</b> A Compact Class-AB Bulk-Driven Quasi-Floating Gate Current Mirror for Low Voltage Applications ..	298
Apirak Suader <sup>1</sup> and Varakorn Kasemsuwan <sup>1</sup>	
1. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>1597</b> Voltage Differencing Gain Amplifier (VDGA) and Its Application .....	303
Jetsdaporn Satansup <sup>1</sup> and Worapong Tangsrirat <sup>2</sup>	
1. <i>Rajamangala University of Technology Rattanakasiri, Thailand</i> ; 2. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>1600</b> GA-Based Architecture Exploration Method for Low Energy VLIW Data-Path Model .....	307
Kohei Aoki <sup>1</sup> , Itetsu Taniguchi <sup>1</sup> , Hiroyuki Tomiyama <sup>1</sup> , and Masahiro Fukui <sup>1</sup>	
1. <i>Ritsumeikan University, Japan</i>	
<b>1603</b> Design of Low Input and High Output Impedance Current-mode Biquad Filter Using CDTAs with Independent Control of Quality Factor and Polefrequency .....	311
Somsak Sattanaco <sup>1</sup> , Wnat Jaikla <sup>1</sup> , Piya Supavarasawat <sup>1</sup> , and Wipobh Jaikhang <sup>2</sup>	
1. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ; 2. <i>Chiangrai Rajabhat University, Thailand</i>	
<b>1609</b> Design of Current-mode Multiphase Sinusoidal Oscillators Using CDCTA with Independent Control of CO and FO .....	315
Somsak Tandeo <sup>1</sup> , Wnat Jaikla <sup>1</sup> , Peerawat Suwanjan <sup>1</sup> , David Siriphot <sup>2</sup> , and Suwat Maneewan <sup>2</sup>	
1. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ; 2. <i>Buriram Rajabhat University, Thailand</i>	
<b>1615</b> A New Metric for Basic-Block Level Rough Energy Estimation for Power-Gated VLIW Data-Path Model .....	320
Shunsuke Nakamura <sup>1</sup> , Kohei Aoki <sup>1</sup> , Mitsuya Uchida <sup>1</sup> , Itetsu Taniguchi <sup>1</sup> , Hiroyuki Tomiyama <sup>1</sup> , and Masahiro Fukui <sup>1</sup>	
1. <i>Ritsumeikan University, Japan</i>	
<b>1636</b> Performance Comparison of Orthogonal and Biorthogonal Wavelets Using Technology Libraries .....	325
Azadeh Safari <sup>1</sup> and Yinan Kong <sup>1</sup>	
1. <i>Macquarie University, Australia</i>	
<b>1645</b> Improving the Forward Current of P-N Diode Using Soft X-ray Annealing Method .....	330
Sarada Ueamapong <sup>1</sup> , Itsara Sritbanachai <sup>1</sup> , Ai-lada Suwanchauee <sup>1</sup> , Somsak Niemcharoen <sup>1</sup> , Nipapan Klungien <sup>2</sup> , and Amporn Poyai <sup>2</sup>	
1. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ; 2. <i>Thai Microelectronics Center, Thailand</i>	
<b>1662</b> Degradation in Electrical properties of Si-PIN Power Diodes after Treatment by Electron Irradiation .....	334
Wiwat Itthikusumarn <sup>1</sup> , Jirawat Prabket, Narin Attiwongsangthong <sup>1</sup> , Wisut Titthoongnang <sup>1</sup> , and Amporn Poyai <sup>2</sup>	
1. <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ; 2. <i>Thai Microelectronics Center, Thailand</i>	
<b>1665</b> Low-Cost Analog Interface Circuit for Resistive Bridge Sensors .....	338
Antonio J. Lopez-Martin <sup>1</sup> and Alfonso Carlosena <sup>1</sup>	
1. <i>Public University of Navarre, Spain</i>	

# Design of Low Input and High Output Impedance Current-mode Biquad Filter Using CDTAs with Independent Control of Quality Factor and Pole Frequency

Somsak Sattanaco, Winai Jaikla, Piya Supavarasuwat  
Electrical Communication Engineering, Faculty of  
Industrial Education, King Mongkut's Institute of  
Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
Somsak.tode@hotmail.com

Wipobh Jaikhang  
Program in electronic & Computer Engineering, Faculty of  
Industrial Technology, Chiangrai Rajabhat University,  
Chiangrai, 57100, Thailand  
wipobh@hotmail.com

**Abstract**—In this study, a single-input multiple-outputs current-mode analog biquadratic filter, based on current differencing transconductance amplifier (CDTA) is presented. The proposed filter uses two CDTAs, one resistor and two grounded capacitors, which is well suited for integrated circuit implementation. The circuit simultaneously gives 3 standard transfer functions, namely, lowpass, highpass and bandpass filters with independent control of quality factor and pole frequency by electronic method. By summing of  $I_{LP}$  and  $I_{HP}$ , the notch filter can be also achieved. Moreover, the circuit possesses low input and high output impedance which would be an ideal choice for current-mode cascading. The PSPICE simulation results are included verifying the workability of the proposed filter. The given results agree well with the theoretical anticipation.

**Keywords**— current-mode; CDTA; filter; integrated circuit; analog circuit

## I. INTRODUCTION

Over the past few years, a number of schemes based on current-mode circuit have been developed. It is stated that the current-mode circuits give the potential advantages such as inherently wide bandwidth, higher slew-rate, greater linearity, wider dynamic range, simpler circuitry and lower power consumption [1-2] which is found that number of papers have been published dealing with the implementation of current-mode circuits [3-5]. An analog active filter is one of the standard research topics in current-mode circuit design. This circuit is one of the important requirements in electrical and electronic applications, widely used for continuous-time analog signal processing. It is generally used in many fields, such as communications, measurement, and instrumentation, and control systems [6-7]. Especially, the filters which provides several functions in the same topology, namely, universal filter or multifunction filter, have been receiving considerable attention. Considering the number of input and output ports, these filters can be classified into three categories: a single-input, multiple-output (SIMO) type [2], a multiple-input, single-output (MISO) type [8] and a multiple-input, multiple-

output (MIMO) type [9]. One of the most popular analog filters is a single-input, multiple-output topology in which various transfer functions can be realized simultaneously. The SIMO topology can be found in many applications, for example in touch-tone telephone tone decoder, in phase-locked loop FM stereo demodulator, or in crossover network as a part of the three-way high-fidelity loudspeaker [3]. With growing interest in design of current-mode filters, more attention is being paid to the filters which have the high-output impedance because they make them easy to drive loads and they facilitate cascading without using a buffering device [9-10].

Modern electronically controllable active building blocks (ABBs) provide the flexibility and enabling a variety of circuit designs in analog signal processing. These circuits can be easily controlled by microcomputer or microcontroller which has been considerable attention. Also some circuits which use active building block can avoid the use of the external resistors. This will reduce the cost and chip area. Bialek proposed the interesting active building block namely, current differencing transconductance amplifier (CDTA) [11]. This device has been acknowledged to be a versatile current-mode active building block in designing analog circuits.

A new configuration capable of realizing current-mode lowpass, highpass, bandpass and notch filters with single input and multiple outputs using two CDTAs, one resistor and two capacitors is presented in this paper. The quality factor and pole frequency can be independently adjusted with electronic method. The proposed filter has low input and high output impedance providing easy current-mode cascading. The paper is organized as follows. In section 2, the characteristics of CDTA and proposed filter with either an ideal or a non-ideal active element are presented. The simulation results and their evaluations are given in detail in section 3. The comparison with previous filter using CDTA is described in section 4. Finally, section 5 concludes the paper.

II. PROPOSED FILTER

A. Main active building block

The principle of CDTA was introduced in [12]. Its symbol and equivalent are shown respectively in Fig. 1(a) and (b). The p and n which have low resistance are the current input terminals. z, z<sub>c</sub> (z-copy) and x are the output terminals. The different of input currents (i<sub>p</sub>-i<sub>n</sub>) will send to z terminal. The current at z terminal is copied to z<sub>c</sub> terminal. The voltage at z terminal is converted to the x-terminal current via a transconductance g<sub>m</sub>. The characteristics of CDTA can be described by

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_{z_c} \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ V_x \end{bmatrix} \quad (1)$$

If the CDTA is realized using BJT technology, g<sub>m</sub> can be written as

$$g_m = \frac{I_{B2}}{2V_T} \quad (2)$$

Here V<sub>T</sub> is the thermal voltage, I<sub>B</sub> is the bias current used to control transconductance, respectively. The internal construction of BJT CDTA is shown in Fig. 2 [18].

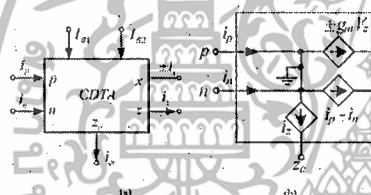


Fig. 1. CDTA (a) Symbol (b) Equivalent circuit

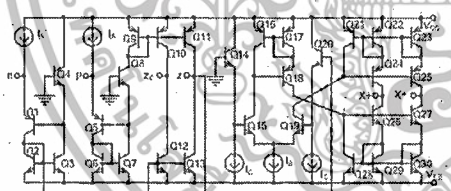


Fig. 2. Internal construction of CDTA

B. Presented current-mode biquad filter

The proposed second-order current-mode filter is illustrated in Fig. 3. It consists of two CDTA's, one resistor and two grounded capacitors. The transconductances g<sub>m1</sub> and g<sub>m2</sub> are

respectively controlled by I<sub>B1</sub> and I<sub>B2</sub>. It is obvious that the proposed filter provides simultaneously three frequency responses (HP, LP and BP) with low input and high output impedance property. It is also found in Fig. 3 that the proposed filter uses the same type of CDTA without the plus and minus types of output terminals. This will be economical on the numbers of transistor in CDTA. Considering the ideal CDTA, a routine analysis of the proposed filter provides the following current transfer functions:

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (3)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\frac{sg_{m1}}{C_1}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (4)$$

and

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (5)$$

Moreover, the notch response can be easily achieved by summing of I<sub>HP</sub> and I<sub>LP</sub>. This yields the current transfer function as

$$\frac{I_{BS}}{I_{in}} = \frac{s + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (6)$$

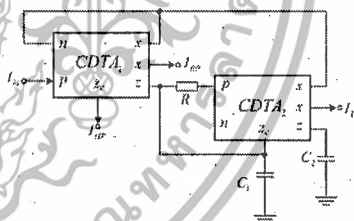


Fig. 3. Proposed current-mode biquad filter

The pole frequency (ω<sub>0</sub>) and quality factor (Q) of each filter response can be expressed to be

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (7)$$

and

$$Q = \frac{C_1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R}} \quad (8)$$

If  $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$  as written in Eq. (2), the pole frequency and quality factor are written:

$$\omega = \sqrt{\frac{I_{B2}}{2V_T C_1 C_2 R}} \quad (9)$$

and

$$Q = \frac{1}{I_{B1}} \sqrt{\frac{2V_T I_{B2} C_1}{C_2 R}} \quad (10)$$

From Eqs. (9) and (10), it is found that the quality factor can be adjusted independently from the pole frequency by varying  $I_{B1}$ .

### III. SIMULATION RESULTS

The performances of proposed filter are verified using PSpice. The CDTA is realized as showed in Fig. 2. The PNP and NPN transistors employed in the proposed circuit were simulated by respectively using the parameters of the PR200N and NR200N bipolar transistors of ALA400 transistor array from AT&T [12]. The DC power supply voltages are  $\pm 3V$ . The filter was designed with the following parameters of its components:  $C_1 = C_2 = 1nF$ ,  $R = 1k\Omega$ ,  $I_{B1} = 100\mu A$ ,  $I_{B2} = 50\mu A$ ,  $I_{B3} = 100\mu A$ , and  $I_{B4} = 120\mu A$ . The simulations yield the pole frequency of 222.33kHz and the quality factor of 0.79, while the theoretical value of the pole frequency from Eq. (9) is 241.89kHz (thus the deviation is 8.08%). This error is from the influences of current tracking errors of CDTA. The results

shown in Fig. 4 are the gain responses of the proposed filter from Fig. 2. It is clearly seen that the filter can simultaneously provide low-pass, high-pass and band-pass functions without modifying the circuit topology. By summing of  $I_{B1P}$  and  $I_{B1N}$ , the notch response is achieved. The gain and phase responses of notch filter are illustrated in Fig. 5. Considering Eq. (11), the Q can be controlled by  $I_{B1}$  without affecting the  $\omega_0$ . The Q tuning is confirmed via the BP response in Fig. 7.  $I_{B1}$  was varied with different values of 25 $\mu A$ , 50 $\mu A$ , 100 $\mu A$  and 150 $\mu A$ .

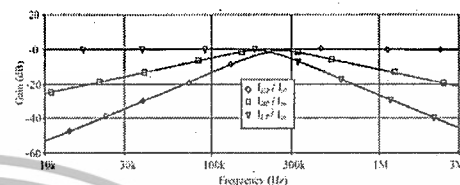


Fig. 4. Frequency responses of proposed filter

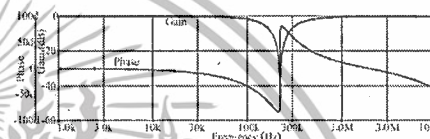


Fig. 5. Gain and phase response of notch filter

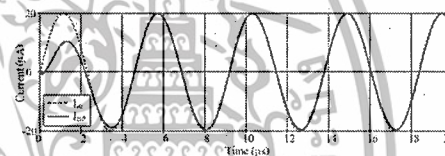


Fig. 6. Transient responses of proposed filter when  $I_{B1}$  is 20 $\mu A/222k.Hz$  sinusoidal signal

Table 1. Comparison between various current-mode filters using CDTA

Ref	Filter category	ADB	No. of ABB	No. of R+C	Grounded capacitors only	Independent tune of Q and $\omega_0$	No requirement of plus and minus ABB	Low input impedance	High impedance for all output
[13]	SIMO	CDTA	3	0+2	Yes	No	Yes	Yes	Yes
[14]	SIMO (Fig. 10)	CDTA	2	0+2	Yes	No	No	Yes	Yes
[15]	SIMO	CDTA	2	1+2	Yes	Yes (Fig. 3b) No (Fig. 3c)	Yes	Yes	No
[16]	SIMO	CDTA	2	0+2	Yes	No	No	Yes	No
[17]	MISO	CDTA	3	0+2	Yes	No	Yes	Yes	Yes
[18]	MISO	CDTA	2	0+2	Yes	No	Yes	Yes	Yes
[19]	SIMO	CDTA	1	1+2	Yes	No	No	No	No
[20]	SIMO	CDTA	1	1+2	Yes	No	No	No	No
[21]	MIMO	CDTA	1	1+2	Yes	No	No	Yes	Yes
[22]	SIMO	CDTA	2	0+2	No	No	No	Yes	No
[23]	SIMO	CDTA	1	2+2	Yes	No	No	No	No
[24]	MISO	CDTA	4	2+2	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
[25]	MISO	CDTA	2	0+2	Yes	No	No	Yes	Yes
Proposed filter	SIMO	CDTA	2	1+2	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

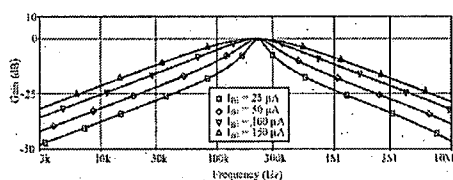


Fig. 7. Band-pass responses for different values of  $I_{B1}$

#### IV. COMPARISON

Literature survey shows that a lot of papers dealing with current-mode filter using CDTA [13-25]. The proposed circuit in Fig. 2 is compared with several current-mode filters from [13-25]. The results are shown in Table 1. It can be seen that it matches all the criteria in the best way among all other filters.

#### V. CONCLUSION

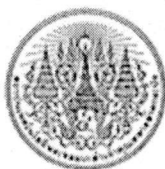
The current-mode biquad filter has been presented in this contribution. The advantages of the proposed circuit are that: (i) it performs low-pass, high-pass, and band-pass functions from the same simple circuit configuration; (ii) the quality factor and the pole frequency can be independently controlled by electronic method; (iii) the filter has low input and high output impedance; (iv) the circuit uses only two CDTAs, one resistor and two grounded capacitors, which is attractive for its IC implementation; (v) it uses the same type of active element without plus and minus output terminal which is economical on the numbers of transistor in CDTA.

#### REFERENCES

- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgley, D.G. Haigh Analog IC design: the current-mode approach. Peter Peregrinus; London, (1990).
- [2] S. Minaei, Electronically tunable current-mode universal biquad filter using dual-X current conveyors. Journal of Circuits, Systems, and Computers (JCSC) 18, 665-680, (2009).
- [3] M. A. Ibrahim, S. Minaei, H. Kuntman, A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements. AEU - International Journal of Electronics and Communications 59, 311-318 (2005).
- [4] S. Minaei, O. Cicekoglu, H. Kuntman, G. Dindar, O. Cerid, New realizations of current-mode and voltage-mode multifunction filters without external passive elements. AEU - International Journal of Electronics and Communications 57, 921-927 (2003).
- [5] D. Biolck, A. Lahiri, W. Jaika, M. Siripruchyanun, J. Bajer, Realization of electronically tunable voltage-mode/current-mode quadrature sinusoidal oscillator using ZC-CG-CDBA. Microelectronics Journal 42, 1116-1123 (2011).
- [6] A.S. Sedra, K.C. Smith. Microelectronic circuits, 3rd ed., Florida: Holt, Rinehart and Winston, (1991).
- [7] D. Biolck, V. Biolkova, Z. Kolka, Current-mode biquad employing single CDTA. Indian Journal of Pure & Applied Physics 47, 535-537 (2009).
- [8] Horng J-W. Current-mode universal biquadratic filter with five inputs and one output using tree ICCIs. Indian Journal of Pure & Applied Physics 49, 214-217 (2011).
- [9] J-W. Horng. High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIs. Microelectronics Journal 42, 693-700 (2011).
- [10] A.M. Soliman, New current mode filters using current conveyors. International Journal of Electronics and Communication (AEU) 51, 275-278 (1997).
- [11] D. Biolck, CDTA - Building block for current-mode analog signal processing. Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design 2003 - ECCTD'03, Krakow, Poland, 397-400 (2003).
- [12] D. R. Frey, Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering, IEE Proc.-G, Circuits Syst. Devices 140, 406-416 (1993).
- [13] D. Biolck, V. Biolkova, CDTA-C current-mode universal 2nd-order filter. Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications, 411-414 (2005).
- [14] D. Biolck, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka. Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals. Radioengineering 17, 15-32 (2008).
- [15] D. Biolck, V. Biolková, Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design. Contribution to the book "Computational Methods in Circuits and Systems Applications" WSEAS Press Electrical and Computer Engineering Series, 232-236 (2003).
- [16] A. U. Keskin, D. Biolck, E. Hancioglu, V. Biolkova, Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers. International Journal of Electronics and Communications (AEU) 60, 443-446 (2006).
- [17] W. Tangsrirat, Cascadeable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors. Journal of Active and Passive Electronic Devices 4, 135-145 (2009).
- [18] W. Tangsrirat, T. Dumvipatana, W. Suckanpattorn, Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers. International Journal of Electronics and Communication (AEU) 61, 209-214 (2007).
- [19] D. Biolck, V. Biolkova, Z. Kolka, Current-mode biquad employing single CDTA. Indian Journal of Pure & Applied Physics 47, 535-537 (2009).
- [20] N. A. Shah, Q. Munazali, S. Z. Jqbal, Realization of CDTA based current-mode universal filter. Indian Journal of Pure & Applied Physics 46, 283-285 (2008).
- [21] D. Biolck, V. Biolkova, Z. Kolka, Single-CDTA (current differencing transconductance amplifier) current-mode biquad revisited. WSEAS Transactions on Electronics 5, 56-62 (2008).
- [22] F. Kacar, H.H. Kutman, A new, improved CMOS realization of CDTA and its filter applications. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences 19, 632-642 (2011).
- [23] D. Prasad, D. R. Bhaskara, and A. K. Singh, Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier. International Journal of Electronics and Communication (AEU) 63, 497-501 (2009).
- [24] M. Kumagera, P. Phatsornsiri, K. Dejtan, Four inputs and one output current-mode multifunction filter using CDTAs and all-grounded passive components. 10th International Conference on ICT and Knowledge Engineering, 59-62 (2012).
- [25] J. Jin, C. Wang, Current-mode universal filter and quadrature oscillator using CDTAs. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, in press.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ประกาศคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง ผลการพิจารณาหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม โดยความเห็นชอบของคณะกรรมการพิจารณาหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์ ขอประกาศรายชื่อหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์ หลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ซึ่งได้รับอนุมัติเมื่อวันที่ 17 เมษายน 2558 ให้ดำเนินการดังนี้

นายสมศักดิ์ สัตตะโก-หัตถนะจำนง 53630311 วิทยานิพนธ์เรื่อง "การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสขนานที่ใช้ CDFA Synthesis and Design of Current Mode Universal Filter Using CDFA" โดยมี ผศ.ดร.วินัย ใจกลิ้ง เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา วิทยานิพนธ์ และ รศ.ปิยะ สุวรรณสุวัฒน์ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

ทั้งนี้ให้นักศึกษาต้นเรื่องและศิษย์วิทยานิพนธ์ โดยนวิชาทำอย่างครบถ้วนตามที่ระบุไว้ในระเบียบนี้ ภายในเวลาที่กำหนดในระเบียบของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประกาศ ณ วันที่ 20 เมษายน พ.ศ. 2558

(รองศาสตราจารย์/ดร.พระเทพ สุวรรณจันทร์)  
คณบดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ประกาศคณะกรรมการอุดมศึกษา  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง ผลการพิจารณาหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์

คณะครุศาสตร์อุดมศึกษา โดยความเห็นชอบของคณะกรรมการพิจารณาหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์ ขอประกาศรายชื่อหัวข้อและเค้าโครงวิทยานิพนธ์ หลักสูตรครุศาสตร์อุดมศึกษามหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ซึ่งได้รับอนุมัติเมื่อวันที่ 17 เมษายน 2558 ให้ดำเนินการดังนี้

นายสมศักดิ์ สัตนาโค รหัสประจำตัว 53630611 ให้ทำวิทยานิพนธ์เรื่อง "การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหนดกระแสหลายหน้าที่ใช้ CDTA (Synthesis and Design of Current-Mode Universal Filter Using CDAs)" โดยมี ศศ.ดร.วินัย ใจกล้า เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ รศ.ปิยะศุภาราสวัสดิ์ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

ทั้งนี้ให้นักศึกษาค้นคว้าและเขียนวิทยานิพนธ์ โดยปรึกษากับอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสิ้นภายในเวลาที่กำหนดในระบบของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประกาศ ณ วันที่ 20 เมษายน พ.ศ. 2558

(รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)  
คณบดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรรมใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายสมศักดิ์ สัตนาโค
วัน-เดือน-ปีเกิด	15 กันยายน 2521
สถานที่เกิด	กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 39/89 หมู่ 6 ตำบลบางเมือง อำเภอเมือง จังหวัดสมุทรปราการ 10270
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2546 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต (อ.ส.บ.) สาขาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล (วช.นนทบุรี) ปีการศึกษา 2557 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต มหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	วิศวกรอาวุโสฝ่ายบริการ บริษัทเมทเธอร์-โทเลโด (ประเทศไทย) จำกัด พ.ศ. 2547-ปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้