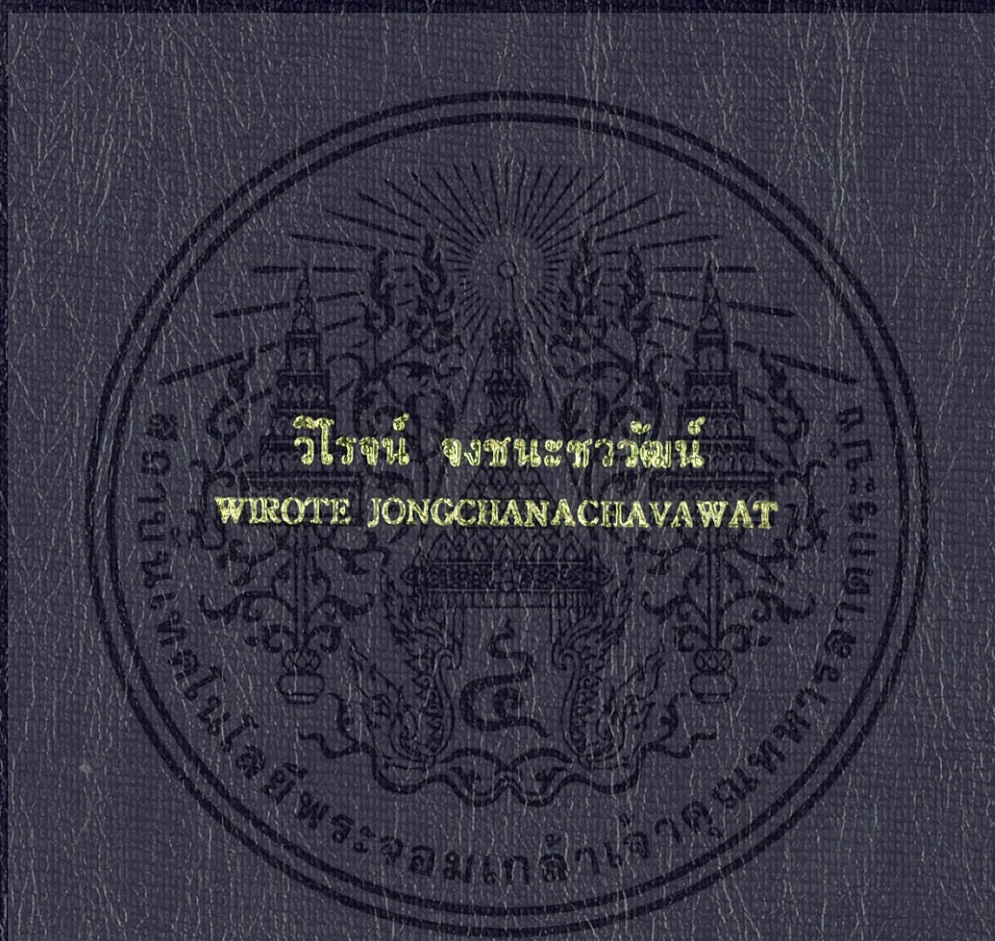


วงจรรกรองสัญญาณแบบไบควอดชนิดปรับค่าตัวประกอบผลโดยวิธีทาง
อิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE UNIVERSAL
BIQUAD FILTER



วิทยานิพนธ์ที่เสนอเพื่อขอรับปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมศาสตรศาตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๓

KMUTL-2010-EN-D-018-010

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรองสัญญาณแบบไบควอดชนิดปรับค่าด้วยกระแสโดยวิธีทาง
อิเล็กทรอนิกส์

**ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE UNIVERSAL
BIQUAD FILTER**



T117116



วิโรจน์ จงชนะชววัฒน์

WIROTE JONGCHANACHAVAWAT

พ.
กจ 117
2553

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **117116**
วัน,เดือน,ปี **23 ส.ย. 2554**

12333223
b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMUTL-2010-EN-D-018-010
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE UNIVERSAL
BIQUAD FILTER**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2010-EN-D-018-010
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการ
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดชนิดปรับค่าด้วยกระแสโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
Thesis Title Electronically Tunable Current-Mode Universal Biquad Filter
นักศึกษา นายวิโรจน์ จงชนะชววัฒน์
รหัสประจำตัว 45161003
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-D-018-010

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|-------------|--|
| รศ.ดร.วันชัย | วีรุจา |  |
| ดร.มนตรี | คำเงิน |  |
| รศ.ดร.สุรพันธ์ | ชัยมัน |  |
| รศ.ดร.ฟูศักดิ์ | ชีวิสุวิทย์ |  |
| รศ.ดร.กอบชัย | เดชหาญ |  |

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 8 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2553 เวลา 15.00-17.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 8 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.

วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

วันที่.....เดือน.....ปี.....

ลงชื่อ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
และการลงนามอื่นใดที่มิได้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-----------------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดชนิดปรับค่าด้วยกระแส โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ |
| นักศึกษา | นายวิโรจน์ จงชนะชววัฒน์ |
| รหัสนักศึกษา | 45161003 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| พ.ศ. | 2553 |
| อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ | รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก โดยวงจรที่นำเสนอสามารถที่จะถูกการควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในการออกแบบวงจรได้มีการนำเสนอเป็น 3 รูปแบบดังนี้ คือ รูปแบบแรกนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้นในการประกอบเป็นวงจรที่นำเสนอ โดยบล็อกแอกทีฟที่ใช้จะเป็นบล็อกวงจรออปแอมป์ และวงจรโอทีเอ ซึ่งทำให้เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่านในวงจรเดียวกันได้ รูปแบบที่สองนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ 1 ตัว วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว ทำให้เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองสัญญาณกำจัดความถี่ผ่าน และวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ในวงจรเดียวกันได้ รูปแบบสุดท้ายนำเสนอวงจรความต้านทานลอยตัวที่สามารถมีค่าความต้านทานเป็นบวก หรือลบได้ในวงจรเดียวกัน และสามารถให้ค่าความต้านทานที่สูง ในการทดสอบถึงสมรรถนะของวงจรทั้ง 3 รูปแบบที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นจึงได้มีการจำลองแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดลองที่ได้เป็นไปตามหลักการทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-----------------------|---|
| Thesis Title | Electronically Tunable Current-Mode Universal Biquad Filter |
| Student | Mr. Wirote Jongchanachawat |
| Student ID. | 45161003 |
| Degree | Doctor of Engineering |
| Program | Electrical Engineering |
| Year | 2010 |
| Thesis Advisor | Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan |

ABSTRACT

This thesis proposes an approach for analog signal processing circuits. The proposed circuit can be tunable electronically method, The circuit design presents 3 types as the following. The first type proposes biquadratic filter that employs only active block. It uses op amp and OTA. This circuit realizes low pass filter, high pass filter and band pass filter from the same configuration. The second type proposes a new electronically tunable current-mode universal filter with two inputs and two outputs employing one translinear current conveyor, one translinear current conveyor with controlled current gain and two grounded capacitors. The proposed circuit realizes low-pass, band-pass, high-pass, band-stop and all-pass current filters from the same configuration. The final type proposes resistor floating circuit that has high-value positive/negative floating. The characteristics of the proposed circuits are simulated using PSPICE to confirm all results with respect to the theory.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองสัญญาณจาก รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์ และ รศ.ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสามท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบนมัสการพระเดชพระคุณพระมงคลเทพมุนี(หลวงพ่อวัดปากน้ำ) ผู้ค้นพบวิชาธรรมกาย พระเดชพระคุณพระราชภาวนาวิสุทธิ(หลวงพ่อธัมมชโย) ผู้เป็นต้นแบบในการสอนให้รู้จักกฎแห่งกรรม และการปฏิบัติธรรม พระเดชพระคุณพระภาวนาวิริยะคุณ(หลวงพ่อทวดตชีโว) และพระมหา ดร. สมชาย ฐานวุฒโฒ ผู้เป็นครูบาอาจารย์ในการถ่ายทอดและประสิทธิ์ประสาทวิชาพุทธศาสนาในการดำเนินชีวิต พระอาจารย์สิริ คุณาภโร ผู้เป็นพระอาจารย์ที่คอยให้กำลังใจ และคอยตักเตือนให้มั่นคงอยู่ในความดี ด้วยหลักสัมมาทิฐิ และคุณยายอาจารย์มหารัตนอุบาสิกาจันทร์ ขนนกยูง ผู้เป็นศิษย์เอกหลวงพ่อวัดปากน้ำ และเป็นครูบาอาจารย์ของหลวงพ่อที่เป็นที่เคารพยิ่ง และสอนให้รู้จักเส้นทางสายกลาง

ขอกราบแทบเท้าด้วยความสำนึกในบุญคุณอันยากจะทดแทนให้หมดสิ้นในปัจจุบันชาตินี้ของบิดามารดาคือนายเจี๊ยบ แซ่จิ่งและนางเคี่ยม แซ่ลี่ แม่ท่านทั้งสองเรียนหนังสือมาน้อย แต่ได้ให้กำเนิดข้าพเจ้า และให้การอบรมเลี้ยงดู บ่มเพาะนิสัยที่ดี ตลอดจนนำสุภชาติเงินมาสอนและส่งเสริมให้ข้าพเจ้าศึกษาอย่างเต็มกำลัง และเป็นแรงบันดาลใจอย่างสุดซึ้ง จนข้าพเจ้าสามารถสำเร็จการศึกษาระดับสูงสุดในระดับปริญญาเอกนี้

ขอขอบพระคุณอย่างสุดซึ้ง ดร. มนตรี คำเงิน และครอบครัว ผู้เป็นทั้งเพื่อน และอาจารย์ในการถ่ายทอดความรู้ เทคนิค และให้กำลังใจข้าพเจ้าจนประสบผลสำเร็จในการศึกษานี้

ขอขอบพระคุณ ผศ. ดร.พิพัฒน์ พรหมมี และคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ รศ. ช. ณีภูษิตีริ สุขสุวรรณ และครอบครัวผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาชมรมพัฒนาจริยธรรมและคุณธรรม และคอยอบรม ตักเตือนและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าตลอดมา

ขอขอบพระคุณ ผศ. สุพัฒน์ บุญยฤทธิกิจ ผู้เป็นอาจารย์ที่ถ่ายทอดวิธีการทำงาน และการบริหารงานอย่างมีระบบในการทำงานขณะเป็นนักศึกษา และการทำงานเมื่อสำเร็จการศึกษา

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และไม่ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณผู้ที่ให้ความช่วยเหลือทุกท่านที่ไม่ได้เอ่ยนามมา ณ ที่นี้ รวมถึงเจ้าหน้าที่บัณฑิตวิทยาลัยทุกท่าน ที่ให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วิโรจน์ จงชนะชววัฒน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

| | |
|--|-----|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | II |
| กิตติกรรมประกาศ..... | III |
| สารบัญ..... | V |
| สารบัญตาราง..... | VI |
| สารบัญรูป..... | VII |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... | 1 |
| 1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์..... | 2 |
| 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์..... | 2 |
| 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์..... | 2 |
| บทที่ 2 คุณสมบัติและหลักการพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทีฟ..... | 4 |
| 2.1 บทนำ..... | 4 |
| 2.2 ออปแอมป์..... | 4 |
| 2.2.1 อัตราขยายแรงดันลูปเปิด..... | 6 |
| 2.3 โอทีเอ..... | 8 |
| 2.4 วงจรสายพานกระแส..... | 9 |
| 2.4.1 ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ..... | 10 |
| 2.4.2 วงจร CCI..... | 11 |
| 2.4.3 วงจร CCII..... | 12 |
| 2.4.4 วงจร CCCII..... | 13 |
| 2.4.4.1 วงจรทรานสลิเนียร์..... | 14 |
| 2.4.4.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต X ของวงจร CCCII..... | 18 |
| 2.4.4.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)..... | 21 |
| 2.4.5 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้..... | 25 |
| 2.4.5.1 โครงสร้างของวงจร..... | 25 |
| 2.4.5.2 ค่าอัตราขยายกระแส..... | 26 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

| | |
|--|----|
| 2.5 สรุป..... | 30 |
| บทที่ 3 วงจรกรองสัญญาณ..... | 31 |
| 3.1 บทนำ..... | 31 |
| 3.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ..... | 31 |
| 3.3 วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง..... | 35 |
| 3.4 ค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณ..... | 37 |
| 3.5 สรุป..... | 38 |
| บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก โดยใช้โอทีเอและออปแอมป์..... | 39 |
| 4.1 บทนำ..... | 39 |
| 4.2 หลักการ..... | 39 |
| 4.2.1 ออปแอมป์..... | 39 |
| 4.2.2 โอทีเอ..... | 40 |
| 4.3 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่น่าสนใจ..... | 41 |
| 4.3.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร..... | 42 |
| 4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร..... | 48 |
| 4.5 สรุปผล..... | 49 |
| บทที่ 5 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรไบควอดราติกโดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์..... | 51 |
| 5.1 บทนำ..... | 51 |
| 5.2 หลักการของวงจร..... | 52 |
| 5.3 การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของวงจร..... | 57 |
| 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร..... | 59 |
| 5.5 สรุปผล..... | 62 |
| บทที่ 6 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าบวกหรือลบในวงจรเดียวกัน..... | 63 |
| 6.1 บทนำ..... | 63 |
| 6.2 หลักการ..... | 64 |
| 6.3 วงจรสายพานกระแสที่ใช้เป็นสวิทช์ไฟฟ้า..... | 68 |
| 6.4 การวิเคราะห์เชิงไม่อุดมคติ..... | 71 |
| 6.5 ผลการจำลองวงจร..... | 72 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

| | | |
|----------------------|--|-----|
| 6.6 | สรุปผล..... | 77 |
| บทที่ 7 | บทสรุป และข้อเสนอแนะในการทำวิจัย..... | 78 |
| 7.1 | บทสรุป..... | 78 |
| 7.2 | ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ..... | 79 |
| 7.2.1 | วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโดยใช้โอทีเอและออปแอมป์..... | 79 |
| 7.2.2 | การสังเคราะห์และออกแบบวงจรไบควอดราติกพีแอมป์โดยใช้วงจรสายพาน กระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์..... | 79 |
| 7.2.3 | การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าบวก หรือลบใน วงจรเดียวกัน..... | 80 |
| บรรณานุกรม..... | | 81 |
| ภาคผนวก..... | | 86 |
| ภาคผนวก ก. | การวิเคราะห์พารามิเตอร์และแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์..... | 86 |
| ภาคผนวก ข. | แบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ใน วิทยานิพนธ์..... | 91 |
| ภาคผนวก ค. | การคำนวณค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ใช้ อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น..... | 92 |
| ภาคผนวก ง. | การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแส94 | |
| ภาคผนวก จ. | บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์..... | 104 |
| ประวัติผู้เขียน..... | | 126 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|--|------|
| 5.1 แสดงค่าความไวของควมถี่เชิงธรรมชาติ และค่าคุณภาพต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง..... | 59 |
| 6.1 แสดงค่ากระแสเอาต์พุตที่ใช้ควบคุมวงจรรวมความต้านทาน..... | 70 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 ออปแอมป์..... | 5 |
| 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ..... | 7 |
| 2.3 แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์..... | 7 |
| 2.4 แสดงวงจร โอทีเอ..... | 9 |
| 2.5 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแส..... | 10 |
| 2.6 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI..... | 12 |
| 2.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII..... | 12 |
| 2.8 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII..... | 13 |
| 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCCII..... | 13 |
| 2.10 วงจรทรานสลิเนียร์ที่ประกอบอยู่ในของวงจร CCCII..... | 16 |
| 2.11 องค์ประกอบของวงจร CCCII ในส่วนของขั้ว X และขั้ว Y..... | 18 |
| 2.12 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน..... | 21 |
| 2.13 โครงสร้างภายในวงจร CCCII+..... | 24 |
| 2.14 โครงสร้างภายในวงจร CCCII-..... | 24 |
| 2.15 วงจรสายพานกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้..... | 25 |
| 2.16 การแสดงค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแส..... | 26 |
| 2.17 แสดงวงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสที่ปรับอัตราขยายกระแสได้..... | 29 |
| 2.18 แสดงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้แบบ CCCII+..... | 30 |
| 2.19 แสดงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้แบบ CCCII-..... | 30 |
| 3.1 ระบบของวงจรกรองสัญญาณ..... | 32 |
| 3.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านความถี่ต่ำ..... | 33 |
| 3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน..... | 34 |
| 3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่..... | 34 |
| 3.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณกำจัดแถบความถี่ผ่าน..... | 35 |
| 3.6 ผลตอบสนองทางวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่..... | 35 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 4.1 สัญลักษณ์ของวงจรอปแอมป์ที่ใช้ เมื่อ $V_{out} = A \cdot V_{in}$ | 39 |
| 4.2 สัญลักษณ์ของโอทีเอทีที่ใช้ เมื่อ $i_0 = g_m \cdot v_{in}$ | 40 |
| 4.3 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ..... | 41 |
| 4.4 แสดงการคำนวณหาค่าทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรขยายสัญญาณ..... | 41 |
| 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_3 และ V_2 ในวงจรที่นำเสนอ..... | 44 |
| 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_4 และ V_3 ในวงจรที่นำเสนอ..... | 45 |
| 4.7 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่นำเสนอ..... | 48 |
| 4.8 การตอบสนองของค่าคุณภาพของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน..... | 49 |
| 4.9 แสดงการตอบสนองความถี่คัทออฟของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน..... | 49 |
| 5.1 วงจรสายพานกระแสทรานสตีเนียร์แบบบวก (CCCII+)..... | 52 |
| 5.2 วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับอัตราขยายได้ (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ..... | 54 |
| 5.3 สายพานกระแสแบบทรานสตีเนียร์หลายเอาต์พุตที่มีอัตราขยายกระแสเอาต์พุต..... | 55 |
| 5.4 วงจรกรองความถี่หลายฟังก์ชันที่นำเสนอ..... | 56 |
| 5.5 ผลการตอบสนองความถี่ของ LP, BP, HP และ BS..... | 60 |
| 5.6 ผลการตอบสนองความถี่ของ AP..... | 60 |
| 5.7 การเปลี่ยนค่า ω_0 ด้วยการเสไบอัส..... | 61 |
| 5.8 การเปลี่ยนค่า Q ด้วยค่าอัตราขยายกระแส..... | 61 |
| 6.1 แสดงวงจรสายพานกระแส (CCCII)..... | 64 |
| 6.2 แสดงวงจรสายพานกระแสที่มีการปรับค่าอัตราขยายกระแสได้..... | 65 |
| 6.3 แสดงวิธีการคำนวณหาค่า R_{eq} | 66 |
| 6.4 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแสโดยการใช้วงจรสายพานกระแส..... | 69 |
| 6.5 แสดงถึงวงจรสัญญาณดิจิทัลที่ใช้สำหรับการเลือกให้เป็นความต้านทานค่าบวกหรือค่าลบ..... | 69 |
| 6.6 แสดงผลที่ได้จากวงจรมัลติเพลกซ์ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์..... | 70 |
| 6.7 แสดงวงจรความต้านทานที่มีค่าบวกและลบด้วยการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์..... | 71 |
| 6.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 0 \Omega$ และสำหรับ $I_C = 5 \mu A$ | 73 |
| 6.9 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 10k \Omega$ และสำหรับ $I_C = 5 \mu A$ | 75 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 6.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{cq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 10k\Omega$ และสำหรับ $I_C = 20 \mu A$ | 75 |
| 6.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{cq} เทียบกับค่าความต้านทาน R_L | 76 |
| 6.12 ผลของ THD ที่ความถี่ 1 kHz | 76 |



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา เพื่อต้องการให้วงจรที่ถูกรสร้างขึ้น และประกอบกันเข้าเป็นวงจรรวม (integrated circuit) หรือ IC ที่มีประสิทธิภาพในการทำงาน ซึ่งมีการนำวงจรทรานซิสเตอร์ที่เป็นแบบไบโพลาร์หรือแบบมอสเทคโนโลยี มาประกอบรวมกันเป็นบล็อกวงจรแยกที่ต่างๆ อาทิ ออปแอมป์, ไอทีเอ และสายพานกระแสต่างๆ เป็นต้น ทำให้วงจรรวมดังกล่าวสามารถให้ค่าความละเอียด, ความแม่นยำในการทำงาน และมีความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูงตามไปด้วย รวมถึงการพยายามค้นคว้าวิจัยที่จะทำให้มีวิธีการลดจำนวนอุปกรณ์ ภายในวงจรที่ออกแบบขึ้นให้มีจำนวนน้อยที่สุด รวมถึงพยายามที่จะมุ่งเน้นถึงการออกแบบวงจรรวมให้มีความสามารถในการเชื่อมต่อ (interface) และสามารถควบคุมได้โดยตรงจากคอมพิวเตอร์ ดังนั้น จึงมีการออกแบบวงจรที่สามารถควบคุมค่าฟังก์ชันโอนย้าย (transfer function) ของวงจรได้จากการใช้ปริมาณที่มีค่าเป็นกระแส หรือแรงดันเข้าไปควบคุมวงจรที่ต้องการ ดังนั้น วงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่มีคุณสมบัติที่สามารถควบคุมด้วยกระแส หรือ แรงดันดังกล่าว สามารถเรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่าเป็นวงจรที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable control) ซึ่งวงจรมีสามารถถูกเชื่อมต่อผ่านเครื่องคอมพิวเตอร์และถูกควบคุมโดยคอมพิวเตอร์ด้วยสัญญาณอนาล็อกโดยผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (digital to analog converter) หรือ D/A ซึ่งสัญญาณอนาล็อกสามารถเป็นกระแส หรือแรงดันก็ได้ จึงสามารถที่จะควบคุมการทำงานของวงจรได้อย่างอัตโนมัติ แทนที่จะใช้มนุษย์ในการควบคุม ซึ่งย่อมมีโอกาสผิดพลาดมากกว่าการใช้อุปกรณ์ควบคุมอัตโนมัติ ตลอดจนจนถึงสามารถควบคุมความละเอียด ความแม่นยำ และความรวดเร็วในการทำงานได้เป็นอย่างดี และสามารถทำงานที่ต้องทำซ้ำๆ ได้ดี

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ด้วยเหตุผลที่ได้กล่าวมาข้างต้น ทำให้เกิดมีแนวความคิดว่าวงจรที่ทำการออกแบบนั้นจะต้องสามารถที่จะมีการควบคุมการทำงานของวงจร ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือสัญญาณอนาล็อก ที่เกิดจากคอมพิวเตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้มีการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เป็นหลัก โดยได้มีการนำเสนอวงจรต่างๆ ด้วยการนำบล็อกวงจรแยกที่ฟ ดังนั้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิฉะนั้นผู้ใดที่นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่น และหากอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การใช้บล็อกวงจรแอกทีฟออปแอมป์ และบล็อกวงจรแอกทีฟโอทีเอ
2. การใช้บล็อกวงจรแอกทีฟสายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีประเด็นสำคัญ ดังนี้ คือ

1. การสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ใช้บล็อกวงจรแอกทีฟเท่านั้น คือ วงจรออปแอมป์ และ โอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก
2. การสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่เป็นวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโหมมกระแส ด้วยการใช่วงจรสายพานกระแสที่สามารถควบคุมอัตราขยายกระแสได้ จึงสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลง ทำให้วงจรมีขนาดเล็กลง และมีประสิทธิภาพดีขึ้น
3. การสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่เป็นวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าความต้านทานเป็นค่าบวก หรือ ค่าลบในวงจรเดียวกัน ที่สามารถปรับค่าความต้านทานให้สูงขึ้น ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อสร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ และวงจรความต้านทาน ซึ่งได้มีการนำอุปกรณ์บล็อกแอกทีฟที่เป็นหลักในการออกแบบวงจรคือ ออปแอมป์, โอทีเอ และ วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง โดยมีการจำลองการทำงานและเปรียบเทียบกับทฤษฎีเพื่อดูคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณความถี่ และวงจรความต้านทานว่าเป็นไปตามหลักทฤษฎี

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงคุณสมบัติและหลักการพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทีฟแบบต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ อาทิ บล็อกวงจรแอกทีฟของออปแอมป์ โอทีเอ และสายพานกระแสต่างๆ

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบไบควอดราติกโดยการใช้อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ค่าบวกและค่าลบ อย่างไรก็ตาม เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่านที่อยู่ภายในวงจรเดียวกัน และจำลองการทำงานของวงจร โดยได้ผลตามทฤษฎี

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบไบควอดราติกโดยการใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่เป็นวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ ซึ่งในวงจรเดียวกันสามารถเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองสัญญาณกำจัดแถบความถี่ และวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ โดยมีการใช้อุปกรณ์ที่น้อยทำให้วงจรมีขนาดเล็กลง เหมาะสมต่อการทำเป็นวงจรรวม และจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎี

บทที่ 6 กล่าวถึงวงจรความต้านทานลอยตัวโดยการใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่เป็นวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ ซึ่งทำให้ได้วงจรความต้านทานลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานเป็นค่าบวก หรือค่าลบได้ในวงจรเดียวกัน และมีค่าความต้านทานที่สูงด้วยการควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎี

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะในการทำวิจัย

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งประกอบด้วย

- ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์และแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
- ภาคผนวก ข แบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ เป็นทรานซิสเตอร์รุ่น NR100N และ PR100N
- ภาคผนวก ค การคำนวณค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น
- ภาคผนวก ง การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก โหมดกระแส
- ภาคผนวก จ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

คุณสมบัติและหลักการพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทิฟ

2.1 บทนำ

วิวัฒนาการของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้ก้าวหน้าอย่างรวดเร็ว เพื่อรองรับโลกาภิวัตน์ที่อุตสาหกรรมต่างๆ ได้มีการนำเทคโนโลยีแบบใหม่ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ให้สามารถเป็นเครื่องมือในการทำงานอุตสาหกรรม การดำเนินชีวิตของมนุษย์ เพื่อความสะดวกสบายยิ่งขึ้นในการทำงาน และการดำรงชีพ อาทิ เครื่องมือตรวจวัด RFID ในระบบความปลอดภัยของสินค้า เครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดพกพา เป็นต้น ซึ่งกว่าจะได้อุปกรณ์ทางเครื่องมือวัด คอมพิวเตอร์เหล่านั้นมาได้ ต้องประกอบด้วยวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์มากมาย ซึ่งมีการนำวงจรอิเล็กทรอนิกส์หลายๆ วงจรมารวมลงในรูปแบบวงจรรวม หรือเรียกว่าไอซี แล้วจึงประกอบเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในทางอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้วงจรรวมมีบทบาทสำคัญในการศึกษา ออกแบบ พัฒนา และนำมาประยุกต์ใช้งานในอุตสาหกรรมต่างๆ และด้วยเหตุนี้ จึงทำให้วงจรรวมแบบบล็อกวงจรแอกทิฟจึงเป็นที่สนใจและนำมาประยุกต์ใช้งานทางอิเล็กทรอนิกส์กันอย่างกว้างขวาง

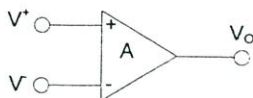
ดังนั้นในบทนี้จะได้อธิบายถึงคุณสมบัติ และหลักการทำงานพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทิฟที่สำคัญ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ดังนี้

- ออปแอมป์ (Operational Amplifier, OA)
- โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier, OTA)
- วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor, CC)

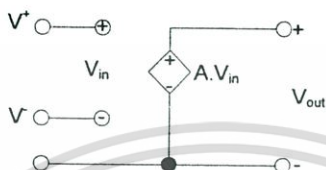
2.2 ออปแอมป์

ออปแอมป์เป็นวงจรรขยายสำคัญที่ถูกสร้างขึ้น[1]-[3] โดยเป็นบล็อกแอกทิฟ และถูกใช้งานในระบบประมวลผลสัญญาณอนาล็อก และสามารถประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย อาทิ วงจรเครื่องวัด, วงจรแสดงผล, วงจรอิเล็กทรอนิกส์ในการควบคุมกระบวนการ, วงจรปรับสัญญาณ, วงจรสื่อสาร, วงจรระบบเตือนภัย, วงจรอิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์ และวงจรในระบบคอมพิวเตอร์ เป็นต้น ดังนั้น จึงเรียกออปแอมป์เป็นวงจรรขยายเชิงเส้นอเนกประสงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญลักษณ์ของออปแอมป์



(ข) วงจรสมมูลของวงจรออปแอมป์

รูปที่ 2.1 ออปแอมป์

สามารถแสดงสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของออปแอมป์ดังได้รูปที่ 2.1 ซึ่งจะพบว่า v^+ และ v^- คือแรงดันอินพุทที่ป้อนเข้าทางขาอินพุทไม่กลับเฟส และขาอินพุทกลับเฟส ตามลำดับ คุณสมบัติระหว่างแรงดันอินพุทกับแรงดันเอาต์พุทของออปแอมป์สามารถเขียนได้ดังสมการนี้

$$v_o = A \cdot (v^+ - v^-) = A \cdot v_{in} \quad (2.1)$$

โดยที่ A คือ อัตราขยายแรงดันลูปเปิดของออปแอมป์ทั่วไป มีค่าขึ้นกับความถี่ในการใช้งาน ซึ่งขนาดอัตราขยายแรงดันของออปแอมป์ ณ ที่ความถี่ต่ำหรือ $A_o = |A(j\omega)|$ จะมีค่าสูงมาก โดยปกติมีค่าประมาณ $A_o > 10^5$ สำหรับออปแอมป์แบบทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ และจะมีค่าประมาณ $A_o > 10^4$ สำหรับออปแอมป์แบบทรานซิสเตอร์มอส ดังนั้น จากสมการที่ 2.1 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุท v_o ต้องมีขนาดมากกว่าแรงดันอินพุทผลต่าง ถึง A เท่า อย่างไรก็ตามขนาดของแรงดันเอาต์พุท v_o สูงสุดของออปแอมป์จะถูกจำกัดด้วยระดับแรงดันในช่วงอิมิตัวของออปแอมป์ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง สำหรับการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรมัลติเพล็กซ์เชิงเส้นโดยใช้ออปแอมป์ในทางทฤษฎี จะประมาณว่า มีอัตราขยายแรงดันลูปเปิดเป็นอนันต์ ค่าอิมพีแดนซ์อินพุทเป็นอนันต์ และค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุทเท่ากับศูนย์ โดยสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i^+ = i^- = 0 \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$v_{in} = (v^+ - v^-) = 0 \quad (2.3)$$

2.2.1 อัตราขยายแรงดันรูปเปิด

เนื่องจากเหตุผลของความต้องการให้วงจร หรือระบบวงปิดที่มีการป้อนกลับมีความเสถียรภาพ ทำให้ออปแอมป์ส่วนใหญ่ถูกออกแบบให้มีตำแหน่งโคมิแนนด์โพล ของวงจรอยู่แกนจริงด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน หรือมีตำแหน่งอยู่ที่ $s = -\omega_a$ ดังนั้นอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A(s)$ ของออปแอมป์เมื่อพิจารณาเทียบกับความถี่ จึงเขียนสมการได้เป็น

$$A(s) = \frac{A_0 \omega_a}{s + \omega_a} = \frac{\omega_i}{s + \omega_a} = \frac{B}{s + \omega_a} \quad (2.4)$$

เมื่อ A_0 คือ อัตราขยายแรงดันรูปเปิดที่ความถี่ต่ำ, ω_a คือความถี่ -3dB ของออปแอมป์ และ ω_i คือ ผลคูณระหว่างอัตราขยายแรงดันรูปเปิดที่ความถี่ต่ำกับความถี่ -3dB หรือมีค่าเท่ากับ

$$\omega_i = B = A_0 \omega_a \quad (2.5)$$

มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที และจากสมการที่ 2.4 จะได้ขนาดและเฟสมีค่าเท่ากับ

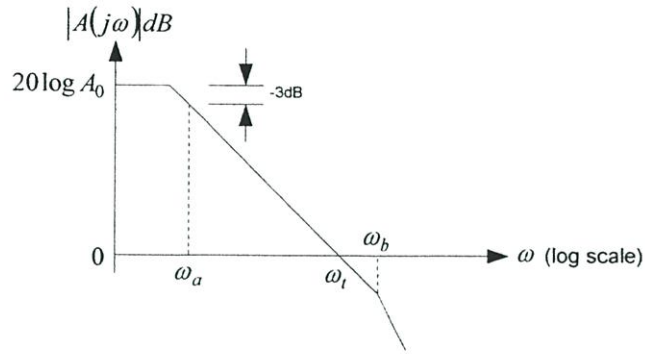
$$|A(j\omega)| = \frac{\omega_i}{\sqrt{\omega^2 + \omega_a^2}} \cong \frac{\omega_i}{\omega} \quad (2.6)$$

และ

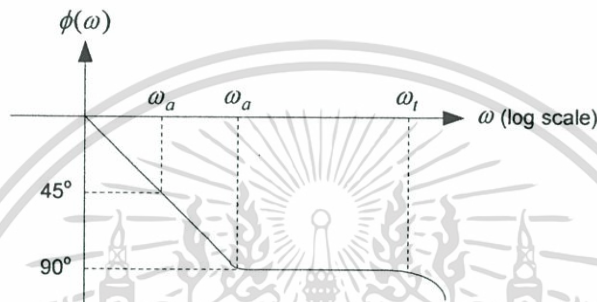
$$\phi(\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right) \quad (2.7)$$

ผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ในทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าในช่วงความถี่ต่ำจนถึงความถี่ ω_a แล้วอัตราขยายแรงดันของวงจรจะมีค่าลดลงด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ -20 dB/decade จนกระทั่งตกลงจนมีค่าเป็น 0 dB ที่ตำแหน่งความถี่ $\omega = \omega_i$ และเรียกค่าความถี่ ณ ตำแหน่ง ω_i นี้ว่า “unity-gain bandwidth”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ผลตอบสนองของขนาด

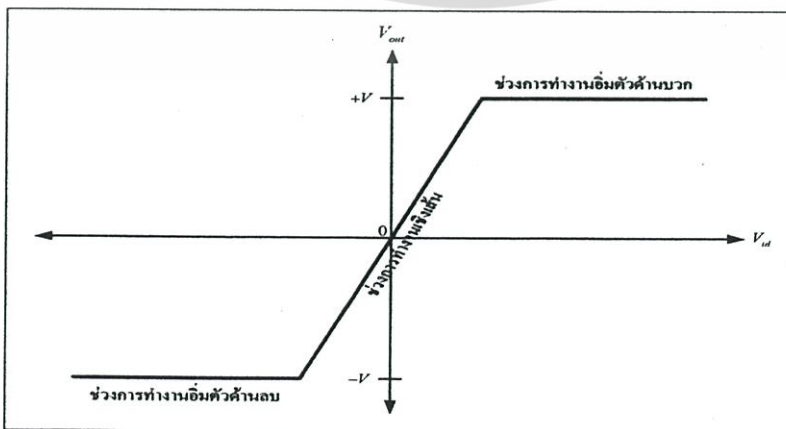


(ข) ผลตอบสนองของเฟส

รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

จากผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 2.2 (ก) จะเห็นว่าตำแหน่งความถี่ -3dB หรือ ω_c มีค่าต่ำมาก เมื่อทำการพิจารณาความถี่ปฏิบัติงานในช่วง $\omega \gg \omega_c$ แล้ว ผลของความถี่ -3dB จึงสามารถละทิ้งได้ จึงทำให้สมการที่ 2.4 สามารถประมาณได้เป็น

$$A(s) \cong \frac{B}{s} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.3 แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 จะเป็นกราฟที่แสดงถึงช่วงการทำงานของออปแอมป์ โดยจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงการทำงาน คือ

- ช่วงการทำงานในสถานะอิ่มตัวด้านบวก หรือเรียกว่า (Positive Saturation)
- ช่วงการทำงานในสถานะอิ่มตัวด้านลบ หรือเรียกว่า (Negative Saturation)
- ช่วงการทำงานในสถานะเชิงเส้น หรือเรียกว่า (Linear Region)

และจากช่วงการทำงานของออปแอมป์ทั้ง 3 ช่วงการทำงานนั้น จะเห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันระหว่างขาอินพุต (V_{in}) กับแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) โดยเราสามารถที่จะเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์นี้ได้ดังนี้

สมการของช่วงการทำงานในสถานะอิ่มตัวด้านบวก (Positive Saturation) ดังแสดงในสมการที่ 2.9

$$V_{out} = +V \quad (2.9)$$

สมการของช่วงการทำงานในสถานะอิ่มตัวด้านลบ (Negative Saturation) ดังแสดงในสมการที่ 2.10

$$V_{out} = -V \quad (2.10)$$

สมการของช่วงการทำงานในสถานะเชิงเส้น (Linear Region) ดังแสดงในสมการที่ 2.11

$$V_{out} = A_0 \cdot V_{in} \quad (2.11)$$

และจากสมการที่ได้กล่าวถึงนี้ก็จะทำให้เข้าใจถึงช่วงการทำงานของออปแอมป์ แต่ในทางปฏิบัติ นั้นก็มีออปแอมป์อยู่หลายเบอร์ด้วยกันที่นิยมนำมาใช้งานในการออกแบบวงจรและออปแอมป์ แต่ละเบอร์ก็จะมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญแตกต่างกันออกไป

2.3 โอทีเอ

โอทีเอ หรือ วงจรขยายค่าความนำ (Transconductance Amplifier) คือแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดันชนิดหนึ่งที่ทำให้กระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของแรงดันอินพุต โดยทั่วไปโอทีเอจะมีแบนด์วิดสูงกว่าออปแอมป์ และสามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร (Transconductance gain, g_m) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส[4] ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

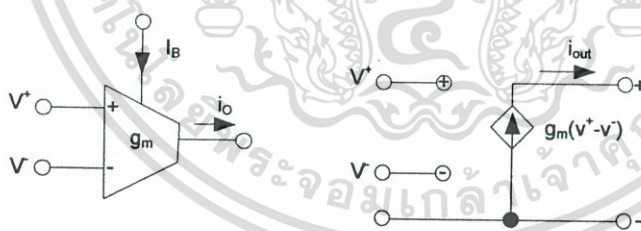
สามารถกระทำได้ในช่วงที่กว้าง นอกจากนี้โอทีเอยังเป็นบล็อกวงจรแอกทิฟที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานในการสังเคราะห์วงจร ทำให้โอทีเอมีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่ง ในการนำไปออกแบบสร้างวงจรรวม อาทิ วงจรรวมความถี่สูง วงจรที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ เป็นต้น ซึ่งสามารถที่จะแสดงสัญลักษณ์ของวงจรและวงจรสมมูลของโอทีเอได้ดังรูปที่ 2.4 จึงเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตที่ได้จากโอทีเอมีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันอินพุตผลต่าง ($v^+ - v^-$) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_0 = g_m v_{in} = g_m (v^+ - v^-) \quad (2.12)$$

โดยที่

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.13)$$

และ V_T คือ แรงดันความร้อน ซึ่งมีค่าเท่ากับ kT/q เมื่อ k คือค่าคงที่โบลท์แมนมีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K, q คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1.6×10^{-19} C และ T คือค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ในหน่วยของสเคลวิน ซึ่งที่อุณหภูมิห้อง 27°C จะได้ค่า V_T มีค่าประมาณ 26 mV และ I_B คือกระแสไบอัสจากภายนอกซึ่งสามารถแปรค่าได้ด้วยการควบคุมกระแสอ้างอิงของวงจร



(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.4 แสดงวงจรโอทีเอ

2.4 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (current conveyor) เป็นวงจรปฏิบัติการเกี่ยวกับสัญญาณทางด้านอนุภาคที่สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ[5]-[9] เพื่อก่อสร้างนิเวศวงจรที่ประมวลผลสัญญาณอนุภาคในโหมคกระแสที่เป็นประโยชน์ได้อีกมากมาย ลักษณะของวงจร

สายพานกระแสจะมีความคล้ายคลึงกับวงจรออปแอมป์ (op-amp) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปในการที่ถูกสร้างเป็นวงจรรวม ความแตกต่างระหว่างวงจรออปแอมป์และวงจรสายพานกระแสที่เห็นอย่างเด่นชัด คือ วงจรออปแอมป์เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลาย ส่วนวงจรสายพานกระแสนั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส โดยที่วงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจะมีข้อที่ได้เปรียบวงจรในโหมดแรงดัน คือ ให้ความถูกต้องและแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณ และมีช่วงย่านความถี่ที่กว้างกว่า

2.4.1 ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ

วงจรสายพานกระแส จัดว่าเป็นอุปกรณ์แอคทีฟประเภทหนึ่งที่สามารถนำไปประยุกต์ออกแบบเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกแบบต่างๆ ได้หลายรูปแบบ ทั้งวงจรประมวลสัญญาณในโหมดแรงดันและโหมดกระแส โดยทั่วไปวงจรสายพานกระแสจะมีพอร์ตสำหรับต่อใช้งาน 3 พอร์ต โดยที่พอร์ต X และ Y เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านอินพุต ส่วนพอร์ต Z เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First generation current conveyor, CCI) ได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1968 โดย Smith K.C. และ Sedra A. [5] โดยในการนำวงจร CCI ไปใช้งานไม่ค่อยได้รับความสนใจเท่าที่ควร ซึ่งต่อมาบุคคลทั้งสองก็ได้มีการปรับปรุงคุณสมบัติของวงจร CCI ขึ้นมาใหม่ และจึงได้นำเสนอขึ้นมาเป็นหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second generation current conveyor, CCII) [6] ขึ้นในปี ค.ศ. 1970 โดยวงจร CCII นี้จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างและมีความคล่องตัวในการใช้งานมากกว่าวงจร CCI จึงทำให้วงจร CCII ได้รับความสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้เป็นอุปกรณ์แอคทีฟเบื้องต้นของงานวิจัยต่างๆ เป็นจำนวนมาก ในเวลาต่อมา นอกจากนี้ก็ยังมีกรวิจัยและพัฒนาวงจร CCII ให้มีคุณสมบัติพิเศษบางประการขึ้น ตามมาอีกหลายรูปแบบ ดังเช่น ในปีค.ศ. 1988 Surakamponorn W. และคณะได้นำเสนอวงจรสายพาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

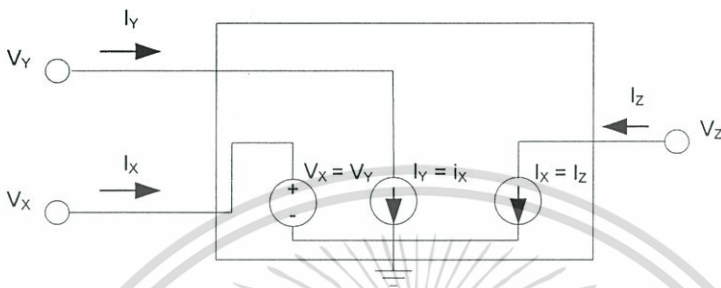
กระแสรุ่นที่สองแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically tunable current conveyor, ECCII)[10] ขึ้น หลังจากนั้นในปี ค.ศ.1994 Fabre A. และ Mineche N. ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับอัตราขยายกระแสได้ (second generation current conveyor with control conveyor, ECCII) [11] โดยมีคุณสมบัติเด่นคือ สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสระหว่างพอร์ตของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต Z และพอร์ตของสัญญาณทางด้านอินพุต X ได้ โดยที่ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถปรับค่าได้จากการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนของค่ากระแสไบอัสของวงจร หลังจากนั้นในปี ค.ศ.1995 Fabre A. และคณะได้ทำการวิเคราะห์วงจรทรานสลินีเยร์ที่เป็นภาคอินพุตของวงจรสายพานกระแสแบบทรานสลินีเยร์(translinear conveyor) [12] แล้วพบว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะมีค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นที่พอร์ต X อีกทั้งค่าความต้านทานแฝงนี้ยังสามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรทรานสลินีเยร์ ดังนั้น Fabre A. จึงได้กำหนดนิยามของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบกระแสควบคุม (second generation current controlled conveyor, CCCII) [13]-[14] โดยวงจร CCCII เป็นที่นิยมในการประยุกต์ใช้ในวงจรต่างๆ ผ่านงานวิจัยจำนวนมาก ซึ่งวงจรที่สร้างขึ้นนั้น มีข้อดีที่เด่นในเรื่องที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานมาใช้ในวงจร แต่ได้นำคุณสมบัติความต้านทานแฝงนี้ มาใช้แทนตัวต้านทานที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ จึงเห็นได้ว่าวงจรสายพานกระแสแต่ละรุ่นมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันซึ่งจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

2.4.2 วงจร CCI

หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรนี้ คือ ถ้ามีแรงดันไฟฟ้า ตกคร่อมจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่พอร์ต Y แล้วจะปรากฏให้มีแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับที่พอร์ต X ในขณะที่เดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า ไหลผ่านจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่พอร์ต X จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับไหลผ่านที่พอร์ต Y ด้วยเช่นกัน และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกนำไปเป็นกระแส ณ จุดสัญญาณขาออกที่พอร์ต Z ซึ่งเป็นพอร์ตของอุปกรณ์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) สูง นอกจากนี้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่พอร์ต X (ซึ่งถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับแรงดันไฟฟ้าทางด้านพอร์ต Y) นั้นจะไม่ขึ้นกับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต X และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต Y (ซึ่งจะถูกกำหนดโดยค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านพอร์ต X) นั่นก็จะไม่ขึ้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่พอร์ต Y เช่นเดียวกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ดังกล่าวสามารถแสดงได้ในรูปของความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

จากคุณสมบัติตามสมการที่ 2.14 นี้สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.6



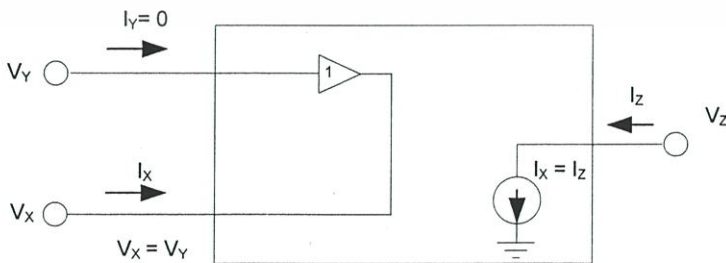
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI

2.4.3 วงจรCCII

คุณสมบัติของวงจร CCII สามารถแสดงได้ด้วยความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ 2.15 สามารถที่จะเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 วงจร CCCII

คุณสมบัติพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจร CCCII จะมีความคล้ายคลึงกันกับวงจร CCII ยกเว้นที่วงจร CCCII จะสามารถควบคุมความต้านทานภายในของพอร์ต์ X โดยการควบคุมกระแสไบอัสของวงจร โดยกำหนดคุณสมบัติของพอร์ต์ได้ดังนี้

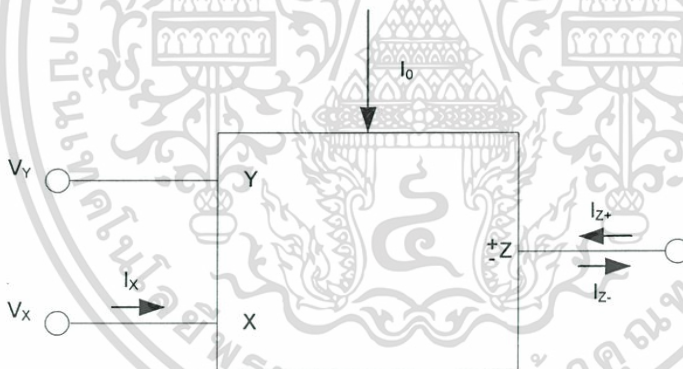
พอร์ต์ X จะเป็นพอร์ต์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตขึ้นกับการควบคุมกระแสไบอัส I_0

พอร์ต์ Y จะเป็นพอร์ต์ที่มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตสูงมาก

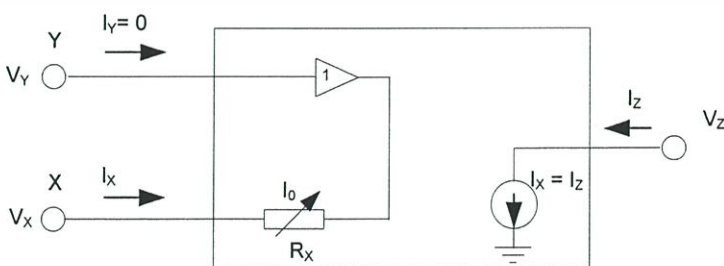
พอร์ต์ Z จะเป็นพอร์ต์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูง

สามารถแสดงสัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII ได้ดังรูปที่ 2.8 และ 2.9 ตามลำดับ

วงจร CCCII จะมีกระแสทางด้านพอร์ต์ Z คือ i_z เท่ากับกระแสทางด้านพอร์ต์ X (i_x) โดยที่ทิศทางของกระแสทั้งสองจะเป็นตัวกำหนดประเภทของวงจรว่าเป็น วงจร CCCII แบบบวก (positive CCCII) หรือ แบบลบ (negative CCCII) โดยกำหนดว่า ถ้ากระแสทั้งสองไหลเข้าหรือออกในทิศทางเดียวกันจะเป็นวงจร CCCII แบบบวก แต่ถ้ากระแสทั้งสองไหลสวนทิศทางกันจะเป็นวงจร CCCII แบบลบ



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.9 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

โดยที่ค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นที่พอร์ต X จะใช้สัญลักษณ์แทนด้วย R_X ซึ่งความต้านทานนี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบอัส I_0

โครงสร้างของวงจร CCCII นั้นเป็นวงจรที่สร้างขึ้นมาจากวงจรทรานสลิเนียร์ที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar transistor) ที่ต่ออยู่ในลักษณะรูป ประกอบร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror, CM) ดังนั้นเพื่อประโยชน์ในการวิเคราะห์โครงสร้างของวงจร CCCII จึงได้มีการอธิบายหลักการทำงานในหัวข้อย่อยถัดไป

2.4.4.1 วงจรทรานสลิเนียร์

หลักการทรานสลิเนียร์ (translinear principle) เป็นหลักการทำงานที่เป็นหัวใจสำคัญของวงจร CCCII ซึ่งถูกค้นพบและนำเสนอโดย B.Gilbert [15] ในปีค.ศ.1975 จากการค้นพบความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (transconductance) กับกระแสไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (translinear ย่อมาจาก transconductance linear with collector current) ซึ่งจะสอดคล้องกันกับความสัมพันธ์แบบเอ็กซ์โปเนนเชียลระหว่างกระแสกับแรงดัน ซึ่งอธิบายได้ตามสมการดังนี้

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.17)$$

โดยที่ g คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ และ a คือค่าคงที่ ดังนั้น จะทำการอินทิเกรตสมการที่ 2.17 จะได้

$$\int \frac{dI}{dV} = \int aI \quad (2.18)$$

$$\int \frac{1}{I} dI = a \int dV \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ln I = aV + c \quad (2.20)$$

$$I = be^{(aV)} \quad (2.21)$$

โดยที่ b คือค่าคงที่ จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.21 ได้นำไปสู่เงื่อนไขของวงจรถานสลิเนียร์ คือ เป็นวงจรที่มีการต่อกันในลักษณะรูป โดยรูปแบบของอุปกรณ์จะต้องมีความสัมพันธ์แบบเอ็กซ์โปเนนเชียลดังสมการที่ 2.21 ซึ่งจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) กับแรงดันตกคร่อมเบสเอมิเตอร์ (V_{be}) เป็นไปตามสมการดังกล่าวข้างต้น ดังนี้

$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \quad (2.22)$$

หรือ

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.23)$$

เมื่อ I_S คือกระแสอิ่มตัว (saturation current) ซึ่งมีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

V_T คือแรงดันอุณหภูมิ (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ $\frac{KT}{q}$ ซึ่งจะพบว่าค่าประมาณ 26 mV

ที่อุณหภูมิ 27 °C

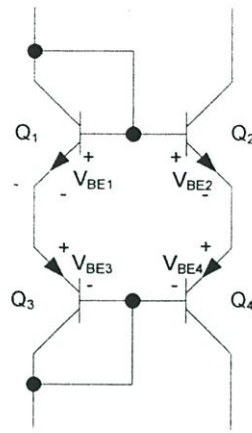
K คือ ค่าคงที่โบลท์ซแมน (boltzman) = 1.38×10^{-23} จูลต่อองศาเคลวิน (Kelvin)

T คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน

q คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูโลมปี

วงจรถานสลิเนียร์ที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจร CCCII นั้น จะมีลักษณะแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งสามารถวิเคราะห์พฤติกรรมความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ของวงจร CCCII ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรทรานสลิเนียน์ที่ประกอบอยู่ในของวงจร CCCII

จากกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law) จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (2.24)$$

$$V_{T1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_{T3} \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) = V_{T2} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}}\right) \quad (2.25)$$

หรือแสดงในรูปของความหนาแน่นของกระแส (J) ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{T1} \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{S1}}\right) + V_{T3} \ln\left(\frac{J_{C3}}{J_{S3}}\right) = V_{T2} \ln\left(\frac{J_{C2}}{J_{S2}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{J_{C4}}{J_{S4}}\right) \quad (2.26)$$

สมมติว่าให้ Q_1 - Q_4 ถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเท่ากัน ซึ่งจะทำให้ได้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และ $J_{S1} = J_{S2} = J_{S3} = J_{S4} = J_S$ ดังนั้นจะเห็นว่า V_T และ J_S จากสมการจะสามารถจัดออกไป ทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\ln J_{C2} + \ln J_{C4} = \ln J_{C1} + \ln J_{C3} \quad (2.27)$$

หรือจัดรูปสมการใหม่จะได้เป็น

$$J_{C2} J_{C4} = J_{C1} J_{C3} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับพื้นที่ของอิมิตเตอร์ (A) จะได้

$$\frac{I_{C2}I_{C4}}{A_2A_4} = \frac{I_{C1}I_{C3}}{A_1A_3} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.29 จะเห็นได้ว่าวงจรทรานสลิเนียร์มีการทำงานของวงจรที่มีความแน่นอน โดยปราศจากผลกระทบเนื่องจากอิทธิพลของอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นจากคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้นจึงสามารถสรุปเงื่อนไขของหลักการดังต่อไปนี้

1. อุปรกรณ์ที่ประกอบรวมกันในลักษณะรูปของวงจรทรานสลิเนียร์นั้น จะต้องมี ความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าเป็นไปตามสมการ

$$V = V_T \ln \left(\frac{J}{J_S} + 1 \right) \quad (2.30)$$

หรือ

$$J = J_S e^{\left(\frac{V}{V_T} - 1 \right)} \quad (2.31)$$

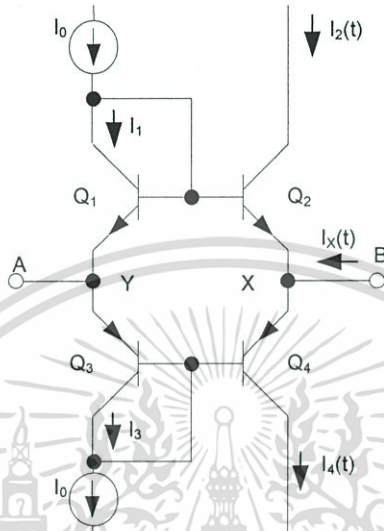
2. ความหนาแน่นกระแส (J) ต้องมีค่ามากกว่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว J_S มากๆ จึงจะทำให้สามารถละทิ้งค่า 1 ในพจน์ของลอการิทึมได้ โดยไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดที่สามารถสังเกตได้
3. ในทรานสลิเนียร์รูป จะต้องประกอบด้วยอุปรกรณ์ที่มีเงื่อนไขตามข้อที่ 1 เป็นจำนวนคู่โดยจะมีอุปรกรณ์ดังกล่าวจำนวนเท่าๆ กันต่ออยู่ในทิศทางที่สวนกันภายในรูป
4. คู่ของอุปรกรณ์ที่ต่ออยู่ในทิศทางตรงกันข้ามกันจะต้องใช้เป็นอุปรกรณ์ที่มีค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวเท่ากัน
5. อุปรกรณ์ภายในรูปทุกตัวทำงานที่ระดับอุณหภูมิเดียวกัน

จากเงื่อนไขข้างต้น จะเห็นได้ว่าในการวิเคราะห์หลักการของทรานสลิเนียร์นั้น

ค่าพารามิเตอร์ J_S และ V_T ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าขึ้นกับอุณหภูมิและกระบวนการในการสร้างอุปรกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำ (semiconductor) จะถูกขจัดออกไปจากความสัมพันธ์ของกระแสที่ต้องการซึ่งทำให้ได้โดยการกำหนดให้พารามิเตอร์ที่เกี่ยวกับอุณหภูมิของอุปรกรณ์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน และอุปรกรณ์ภายในรูปทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของอุปรกรณ์ภายในรูปเป็นไปดังสมการที่ 2.29

2.4.4.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต X ของวงจร CCCII

การวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต X ของวงจร CCCII จะทำการเพิ่มพอร์ต A และ พอร์ต B เข้าไปที่จุด Y และ X ซึ่งจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานแฝง (R_X) ที่สามารถควบคุมได้ที่พอร์ต B



รูปที่ 2.11 องค์ประกอบของวงจร CCCII ในส่วนของขั้ว X และขั้ว Y

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 , Q_3 และ Q_4 ได้ดังนี้

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (2.32)$$

โดยที่ $I_1 = I_3 \approx I_0$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_0^2 = I_2 I_4 \quad (2.33)$$

จากรูปที่ 2.11 สามารถแสดงสมการผลต่างของแรงดันระหว่างจุด A และ B ได้ดังนี้

$$V_{XY} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2.34)$$

$$V_{XY} = V_T \ln \frac{I_1}{I_S} - V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_S} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{XY} = V_T \ln \frac{I_0}{I_S} - V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_S} \quad (2.36)$$

$$V_{XY} = V_T \ln \frac{I_0}{I_2(t)} \quad (2.37)$$

$$V_{XY} = -V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_0} \quad (2.38)$$

และ $I_4(t) = I_2(t) + i_x(t)$ เมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการที่ 2.33 จะได้

$$I_0^2 = I_2(t)[I_2(t) + i_x(t)] \quad (2.39)$$

$$I_0^2 = I_2^2(t) + I_2(t)i_x(t) \quad (2.40)$$

$$0 = I_2^2(t) + I_2(t)i_x(t) - I_0^2 \quad (2.41)$$

$$I_2(t) = \frac{-i_x(t) \pm \left(i_x^2(t) + 4I_0^2\right)^{1/2}}{2} \quad (2.42)$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2} \left(\left(i_x^2(t) + 4I_0^2\right)^{1/2} - i_x(t) \right), (I_2(t) > 0) \quad (2.43)$$

และในทำนองเดียวกัน เมื่อแทนค่า $I_2(t) = I_4(t) - i_x(t)$ แทนค่าในสมการที่ 2.33 จะได้

$$I_0^2(t) = I_4(t)(I_4(t) - i_x(t)) \quad (2.44)$$

$$I_0^2(t) = I_4^2(t) - I_4(t)i_x(t) \quad (2.45)$$

$$I_4(t) = \frac{i_x(t) \pm \left(i_x^2(t) + 4I_0^2\right)^{1/2}}{2} \quad (2.46)$$

$$I_4(t) = \frac{1}{2} \left(\left(i_x^2(t) + 4I_0^2\right)^{1/2} + i_x(t) \right), (I_4(t) > 0) \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.23 เมื่อกำหนดเงื่อนไขให้ขนาดกระแส $i_X(t)$ น้อยกว่า $2I_0$ มากๆ หรือ $i_X(t) \ll 2I_0$ จะได้ว่า

$$I_2(t) = \frac{1}{2}(2I_0 - i_X(t)) \quad (2.48)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ 2.48 ลงในสมการที่ 2.38 จะได้

$$V_{XY} = -V_T \ln\left(\frac{2I_0 - i_X(t)}{2I_0}\right) \quad (2.49)$$

$$V_{XY} = -V_T \ln\left(1 - \frac{i_X(t)}{2I_0}\right) \quad (2.50)$$

จากอนุกรมของ $\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots$ สามารถนำมาใช้จะได้ว่า

$$\ln\left(1 - \frac{i_X(t)}{2I_0}\right) = -\frac{i_X(t)}{2I_0} - \frac{1}{2}\left(\frac{i_X(t)}{2I_0}\right)^2 - \frac{1}{3}\left(\frac{i_X(t)}{2I_0}\right)^3 - \frac{1}{4}\left(\frac{i_X(t)}{2I_0}\right)^4 + \dots \quad (2.51)$$

เนื่องจากสมมติฐานที่ว่า $\frac{i_X(t)}{2I_0} \ll 1$ จึงทำให้สามารถตัดพจน์ที่มีกำลังมากกว่าหนึ่งได้ ทำให้สามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$\ln\left(1 - \frac{i_X(t)}{2I_0}\right) \approx -\frac{i_X(t)}{2I_0} \quad (2.52)$$

สามารถแทนค่าสมการที่ 2.52 ในสมการที่ 2.50 จะได้

$$V_{XY} \approx V_T \frac{I_X(t)}{2I_0} \quad (2.53)$$

ทำการหารสมการที่ 2.53 ด้วย $i_X(t)$ จะได้เป็น

$$\frac{V_{XY}}{i_X(t)} \approx \frac{V_T}{2I_0} \approx R_X \quad (2.54)$$

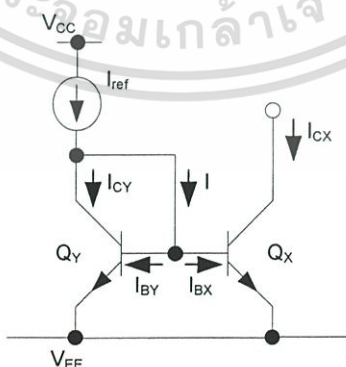
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.54 สามารถแสดงให้เห็นว่าความต้านทานอินพุทของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) นั้น จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสไบอัสของวงจร โดยที่ความต้านทานดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านวงจรที่มีการปรับค่าเชิงอิเล็กทรอนิกส์ได้

2.4.4.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

วงจรสะท้อนกระแส[2] โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญคือจะให้ความต้านทานทางอินพุตต่ำและมีความต้านทานเอาต์พุตสูงซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายแบบได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวหรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode transistor current mirror) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่นิยมใช้กันมาก เพื่อเป็นตัวจ่ายกระแส หรือ คิงกระแสในวงจรรวมแบบอนาล็อก(analog integrated circuit) อีตรายขยายกระแสของวงจรชนิดนี้จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเล็กน้อย เนื่องจากผลของเบสวิดท์มอดูเลชัน(based width modulation) ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 3 ตัวหรือแบบวิลสัน (Wilson) เพื่อต้องการให้ผลของเบสวิดท์มอดูเลชันของวงจรลดลง ทำให้มีอีตรายขยายกระแสใกล้เคียงหนึ่งมากขึ้น และให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตสูงกว่าวงจรแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัววงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุงเป็นวงจรที่มีการใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพื่อลดผลของเบสวิดท์มอดูเลชัน ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานซึ่งวงจรจะให้อีตรายขยายกระแสเป็นหนึ่งได้แม่นยำยิ่งขึ้น

สำหรับวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบร่วมกับวงจรทรานสลิเนียร์อยู่ในวงจร CCCII ที่นำเสนอโดย A. Fabre และคณะ เป็นวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานเพื่อประโยชน์ในการลดความซับซ้อนของวงจรลงเพราะให้อุปกรณ์น้อย



รูปที่ 2.12 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เมื่อพิจารณาคุณสมบัติทางกระแสไฟตรงของวงจรจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_Y ถูกต่ออยู่ในลักษณะของไดโอดโดยการต่อขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์เบส (V_{CB}) มีค่าเป็นศูนย์ แต่ทรานซิสเตอร์ Q_Y นี้ยังมีการทำงานที่อยู่ในช่วงของการทำงานในย่านแอคทีฟ (active region) เพราะแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ (V_{CE}) ที่มีค่าเพียง V_{BE} อย่างเดียวก็เพียงพอที่จะให้ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านการทำงานแบบแอคทีฟ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_X และ Q_Y มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2.23 จะได้ว่า

$$V_{BE_X} = V_{T_X} \ln \left(\frac{I_{C_X}}{I_{S_X}} \right) \quad (2.55)$$

$$V_{BE_Y} = V_{T_Y} \ln \left(\frac{I_{C_Y}}{I_{S_Y}} \right) \quad (2.56)$$

เนื่องด้วยการต่อขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองร่วมกันจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าแรงดันเบสอิมิตเตอร์เท่ากัน ดังนั้นเมื่อทำการเทียบกับสมการที่ 2.55 และ 2.56 จะได้ความสัมพันธ์ที่สำคัญระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองคือ

$$I_{C_X} = I_{C_Y} \quad (2.57)$$

และเมื่อพิจารณากระแสไฟตรงที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_Y จะพบว่า

$$I_{ref} - I_{C_Y} - I = 0 \quad (2.58)$$

ซึ่ง I ในที่นี้คือผลรวมของกระแสเบส I_{B_X} และ I_{B_Y} และ β_F คืออัตราขยายกระแสไฟตรง $\left(\frac{I_C}{I_B} \right)$ ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า β_F เท่ากันแล้วจะได้ว่า

$$I_{ref} - I_{C_Y} - 2 \frac{I_{C_Y}}{\beta_F} = 0 \quad (2.59)$$

สามารถจัดใหม่ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

$$I_{C_Y} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C_X} \quad (2.60)$$

หรือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{C_X}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = 1 - \frac{2}{2 + \beta_F} \quad (2.61)$$

ถ้า β_F มีค่าสูงมาก (โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200) จะทำให้กระแสเอาท์พุท (I_{C_X}) มีค่าโดยประมาณเท่ากับกระแสอินพุท (I_{ref}) จากการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสดังกล่าว จะเห็นว่ากรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_X และ Q_Y มีคุณสมบัติเหมือนกันจะได้อัตราขยายกระแสของวงจรประมาณหนึ่ง หากทรานซิสเตอร์ Q_X และ Q_Y มีคุณสมบัติต่างกันก็จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสมีค่าอัตราขยายกระแสแตกต่างจากหนึ่งมาก โดยพิจารณาจากสมการที่ 2.23 ถ้าหากพื้นที่อิมิตเตอร์ของ Q_X และ Q_Y แตกต่างกันซึ่งทำให้พจน์ของ I_S ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต่างกัน แต่มีค่า V_{BE} เท่ากันเป็นผลทำให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง และแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ของ Q_X และ Q_Y ที่แตกต่างกัน จะทำให้อัตราขยายกระแสที่คลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของเบสวิตช์มอดูเลชัน ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงไปซึ่งในกรณีนี้กระแสคอลเลกเตอร์จะเกี่ยวข้องกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในรูปสมการดังนี้

$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (2.62)$$

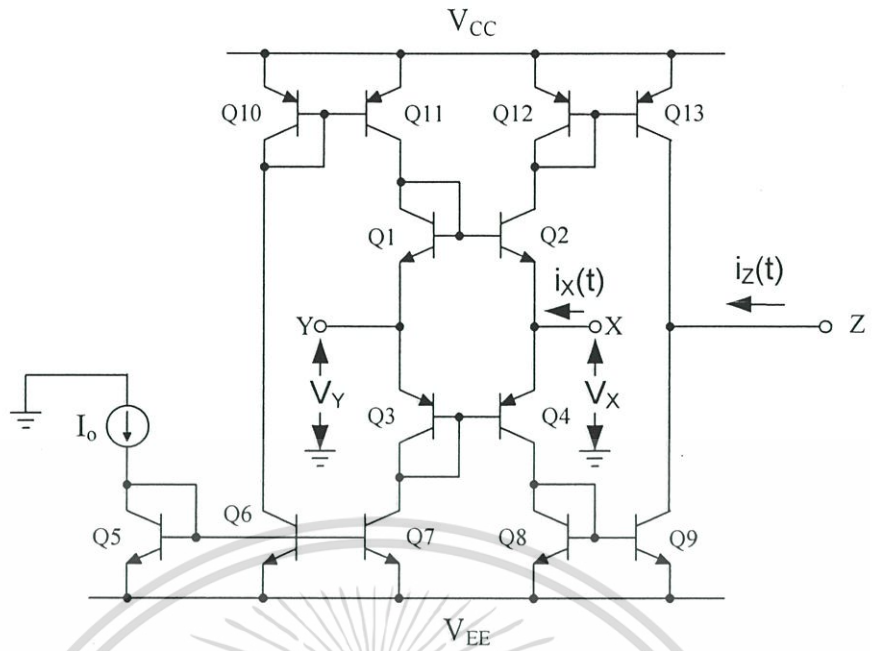
โดยที่ V_A คือค่าแรงดันเออร์ลี่ (early voltage) ของทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 50-100 โวลต์

จากที่ได้ทำการวิเคราะห์โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรทรานซิสเตอร์และวงจรสะท้อนกระแสในหัวข้อที่ผ่านมา นั้น เมื่อนำวงจรทั้งสองมาประกอบขึ้นดังรูปที่ 2.13 และรูปที่ 2.14 ซึ่งเป็นโครงสร้างของวงจร CCCII+ และ CCCII- ตามลำดับ และสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรดังสมการที่ 2.63

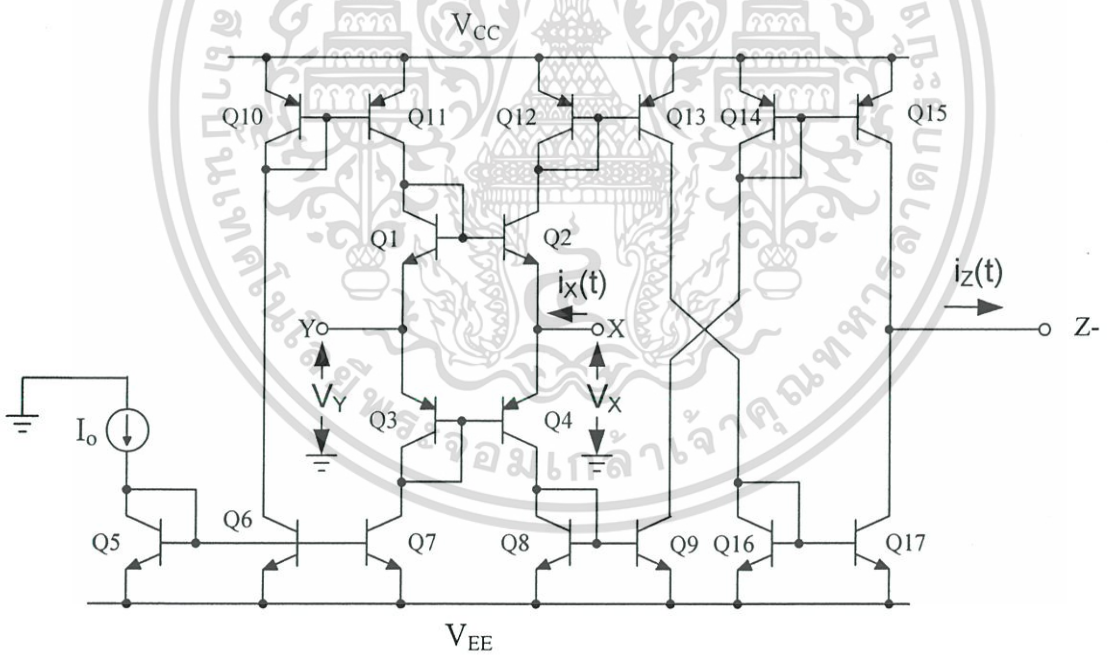
$$i_y = 0, v_x = v_y + i_x R_x, i_z = \pm i_x \quad (2.63)$$

โดยที่เครื่องหมาย \pm แสดงถึงทิศทางของกระแส ถ้าทิศทางของกระแส i_x และ i_y มีทิศทางเดียว คือ ถ้าไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII+ ส่วนกรณีที่กระแสทั้งสองมีทิศทางกลับกันจะจัดเป็นวงจร CCCII-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 โครงสร้างภายในวงจร CCCII+



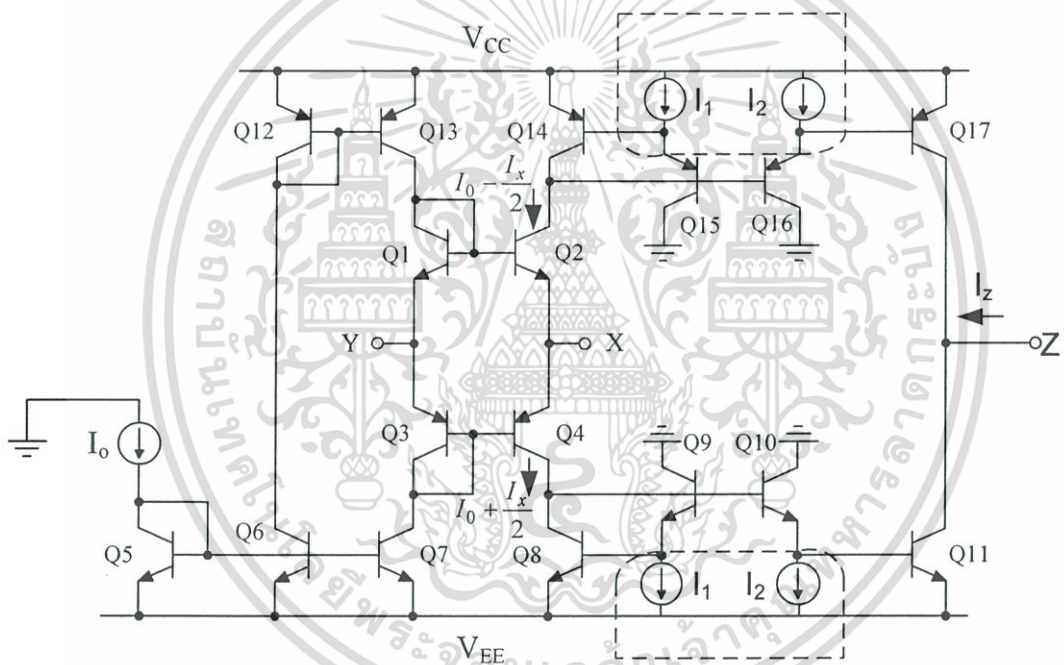
รูปที่ 2.14 โครงสร้างภายในวงจร CCCII-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอกทีฟตามลำดับ ในส่วนของวงจรปรับอัตรากระแสสร้างขึ้นจากการนำเอาวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ (current mirror with adjustable gain) ชนิด NPN (Q_5 - Q_8) มาประกอบกับชนิด PNP (Q_9 - Q_{12}) โดยมีแหล่งจ่ายกระแส I_1 ไบอัสทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_{10} ส่วนแหล่งจ่ายกระแส I_2 จะทำการไบอัสทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_{11} โดยที่แหล่งจ่ายกระแส I_1 และ I_2 จะทำหน้าที่ในการไบอัสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวแล้ว ยังสามารถเป็นตัวกำหนดอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสได้อีกด้วย

2.4.5.2 ค่าอัตราขยายกระแส

วงจรขยายกระแสมีความสำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งจะสามารถอธิบายหลักการได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 การแสดงค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแส

เมื่อทำการวิเคราะห์ค่าอัตราขยายของวงจรสายพานกระแสตามรูปที่ 2.16 จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันในรูปที่ 1 ดังนี้

$$V_{be8} + V_{be9} = V_{be10} + V_{be11} \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.64 สมมติว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_8 มีค่าเท่ากับ $I_0 + \frac{I_x}{2}$ โดยที่ I_0 คือค่ากระแสไบอัสของทรานซิสเตอร์ Q_8

โดยที่
$$I_c = I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}} \quad (2.65)$$

$$\ln I_c = \ln I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}} \quad (2.66)$$

$$\ln I_c = \ln I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}} \quad (2.67)$$

$$\ln I_c = \ln I_s + \ln e^{\frac{V_{be}}{V_T}} \quad (2.68)$$

$$\ln I_c - \ln I_s = \frac{V_{be}}{V_T} \ln e \quad (2.69)$$

$$\ln \left(\frac{I_c}{I_s} \right) = \frac{V_{be}}{V_T} \ln e \quad (2.70)$$

$$V_{be} = V_T \ln \left(\frac{I_c}{I_s} \right) \quad (2.71)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_T \ln \left(\frac{I_2}{I_s} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{c8}}{I_s} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_0 + \frac{I_x}{2}}{I_s} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_s} \right) \quad (2.72)$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_2 I_{c8}}{I_s^2} \right) = V_T \ln \left[\frac{\left(I_0 + \frac{I_x}{2} \right) I_1}{I_s^2} \right] \quad (2.73)$$

ซึ่งจะได้ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{11} มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{c8} = \frac{I_1}{I_2} \left(I_0 + \frac{I_x}{2} \right) \quad (2.74)$$

ในทำนองเดียวกัน จากวงจรตามรูปที่ 2.16 จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันในลูปที่ 2 เป็นดังนี้ คือ

$$V_{be14} + V_{be15} = V_{be16} + V_{be17} \quad (2.75)$$

จากสมการที่ 2.75 สมมติว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{14} มีค่าเท่ากับ $I_0 - \frac{I_x}{2}$ โดยที่ I_0 คือค่ากระแสไบอัสของทรานซิสเตอร์ Q_{14} ดังนั้นจะได้ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{16} มีค่าเป็น

$$I_{c17} = \frac{I_1}{I_2} \left(I_0 - \frac{I_x}{2} \right) \quad (2.76)$$

เมื่อพิจารณาผลรวมของกระแสที่จุด Z จะได้

$$I_z = I_{c11} - I_{c17} \quad (2.77)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.74 และ 2.76 แทนลงในสมการที่ 2.77 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุท I_x และกระแสเอาต์พุท I_z เป็น

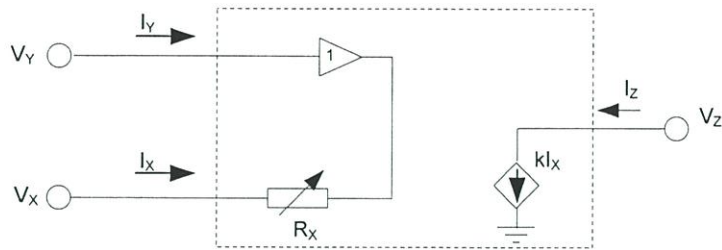
$$I_z = k I_x \quad (2.78)$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายกระแส (k) ระหว่างขั้ว X และ ขั้ว Z จะมีค่าเป็น

$$k = \frac{I_z}{I_x} = \frac{I_1}{I_2} \quad (2.79)$$

จากสมการที่ 2.78 และ 2.79 แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างขั้ว X และขั้ว Z นั้นจะมีลักษณะเป็นวงจรขยายกระแส (หรือเป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแส (I_z) ที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (I_x)) โดยที่ค่าอัตราขยายกระแสระหว่างขั้ว X และ ขั้ว Z สามารถปรับเปลี่ยนให้มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_1 หรือ I_2 โดยถ้ากำหนดให้ $I_1 > I_2$ จะทำให้ค่า $k > 1$ และถ้ากำหนดให้ $I_1 < I_2$ จะให้ค่า $k < 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสที่ปรับอัตราขยายกระแสได้

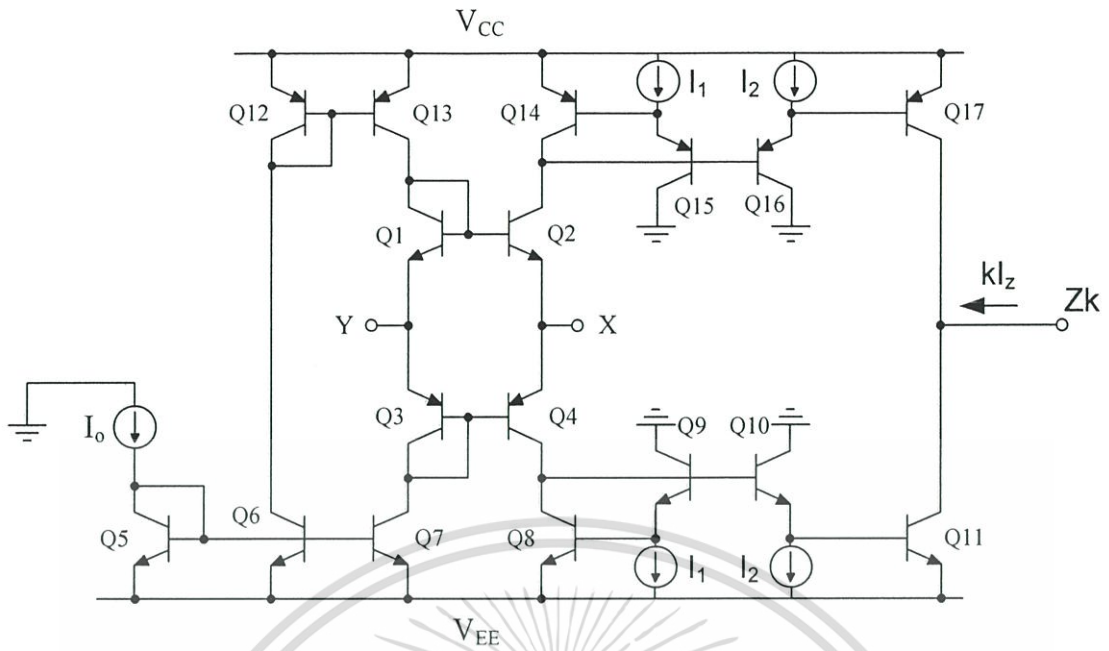
โดยสามารถที่จะเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆของวงจร ในรูปแบบเชิงสมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

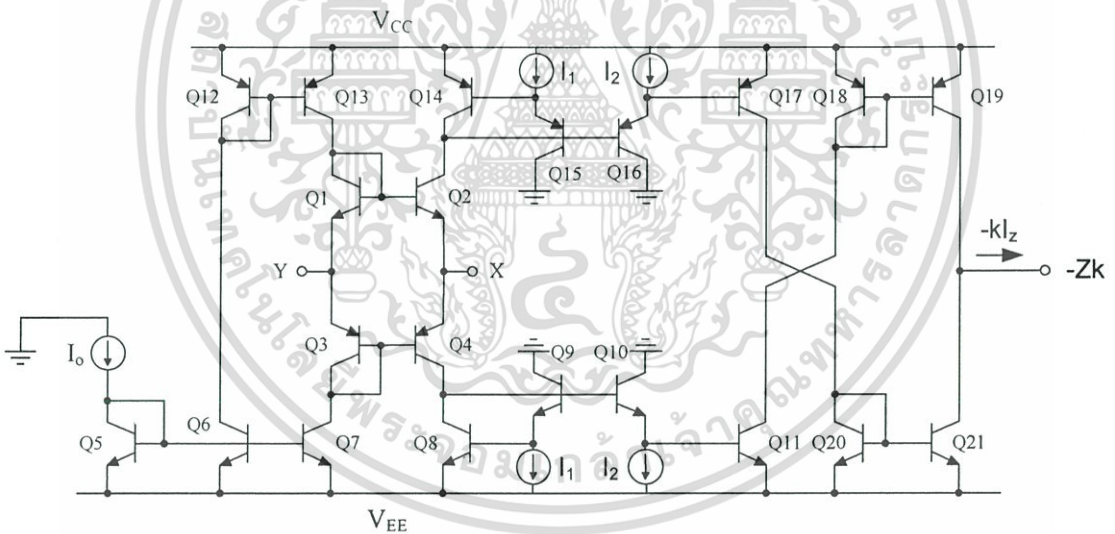
โดยที่ R_x คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X และมีค่าเท่ากับ $V_T/2I_0$

k คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสและมีค่าเท่ากับ I_1/I_2

โดยทั่วไปความสัมพันธ์ระหว่างขั้ว X และขั้ว Z นั้นอาจมีเครื่องหมายเป็น \pm ได้คือ $I_Z = \pm kI_X$ ซึ่งเครื่องหมาย \pm นั้นแสดงถึงทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว Z เทียบกับขั้ว X โดยถ้ากระแสที่ขั้วทั้งสองไหลในทิศทางเดียวกันคือทิศทางไหลเข้าหรือออกจาวงจรเหมือนกันจะมีเครื่องหมายเป็นบวก แต่ถ้ากระแสที่ขั้วทั้งสองไหลในทิศทางตรงกันข้ามจะมีเครื่องหมายเป็นลบ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 และ 2.19 ตามลำดับ



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้แบบ CCCII+



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้แบบ CCCII-

2.5 สรุป

ในบทนี้ เป็นการศึกษาบล็อกของวงจรแอกทีฟที่สำคัญ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะของวงจรออปแอมป์, วงจรโอทีเอ และวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าต่างๆดังกล่าวมาใช้อ้างอิง และประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์วงจรที่จะกล่าวในบทที่ 4, 5 และ 6 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรกรองสัญญาณ

3.1 บทนำ

วงจรกรองสัญญาณ (Filter)[1]-[2],[9] คือ วงจรที่ทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณย่านความถี่ที่ไม่ต้องการ โดยที่จะไม่ลดทอนหรือขยายสัญญาณความถี่ที่ต้องการ วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นประโยชน์ต่อระบบการสื่อสาร คงหลักไม่พัวพันที่จะต้องกล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณ รวมถึงในการนำไปใช้ในด้านของเครื่องมือวัดอุตสาหกรรม และด้านของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

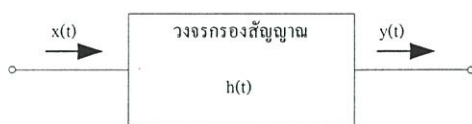
ประเภทของวงจรกรองสัญญาณ

สามารถที่จะแบ่งได้เป็น 2 ประเภทดังนี้ คือ

1. วงจรกรองสัญญาณแบบพาสซีฟ (Passive Filter) เป็นวงจรกรองสัญญาณที่จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตไม่ถูกขยาย โดยวงจรจะถูกสร้างขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive) ซึ่งอุปกรณ์พาสซีฟ หมายถึง ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ
2. วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (Active Filter) เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นโดยมีอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ โดยที่วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ มีความเด่นในหลายๆด้าน อาทิ การปรับแต่งอัตราขยาย และความถี่คัทออฟ จึงเป็นที่นิยมในการนำไปใช้เป็นวงจรรวม

3.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

ระบบของวงจรกรองสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ เมื่อ $x(t)$ คือสัญญาณอินพุต $y(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุต และ $h(t)$ คือสัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจร หากกำหนดให้วงจรกรองสัญญาณภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 ระบบของวงจรรองสัญญาณ

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \quad (3.1)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ 3.1 จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (3.2)$$

โดยที่ $Y(s)$, $H(s)$ และ $X(s)$ คือ ผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$, $h(t)$ และ $x(t)$ ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s=j\omega$ สมการที่ 3.2 สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (3.3)$$

และ

$$\phi_Y(j\omega) = \phi_H(j\omega) + \phi_X(j\omega) \quad (3.4)$$

โดยที่

$\phi_Y(j\omega)$ คือค่าเฟสของ $Y(j\omega)$

$\phi_H(j\omega)$ คือ ค่าเฟสของ $H(j\omega)$

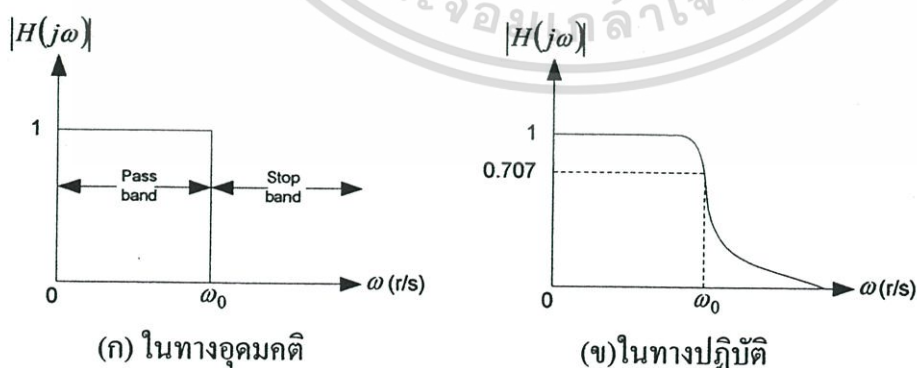
$\phi_X(j\omega)$ คือ ค่าเฟส $X(j\omega)$

เมื่อพิจารณาสมการที่ 3.3 จะพบว่าขนาดของสัญญาณเอาท์พุทมีค่าเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุทกับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับ ศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (stopband) และในทำนองเดียวกันเมื่อค่า ฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (passband) ของวงจร $H(j\omega)$ ดังนั้นจากผลการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วง ความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน จึงสามารถ จำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณได้ห้าแบบดังนี้

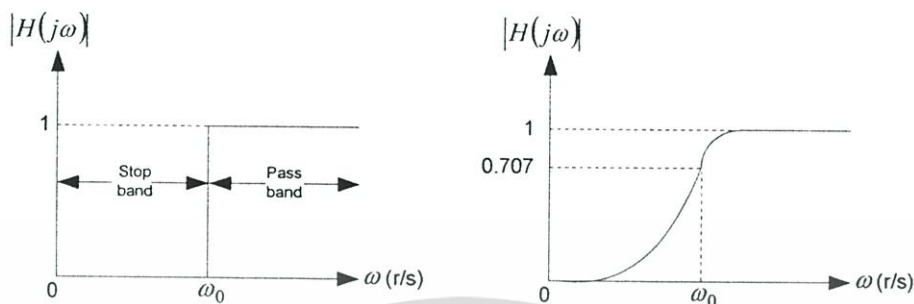
1. วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter: LP)
2. วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter: HP)
3. วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter: BP)
4. วงจรกรองสัญญาณก้ำจัดแถบความถี่ผ่าน (Band Stop Filter: BS)
5. วงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ (All Pass Filter: AP)

แสดงให้เห็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบดังรูปที่ 3.2 ถึง 3.6 ในกรณีอุดมคติและในทางปฏิบัติ โดยในทางปฏิบัตินั้น ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_0) คือค่าความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ -3dB) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุด หรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างราบรื่น (roll off rate หรือ fall off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนแกนลอการิทึม วิธีการพล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ $\pm 20\text{dB/decade}$ โดยที่ -20dB/decade หมายถึงอัตราการลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า และ $+20\text{dB/decade}$ หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า



รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านความถี่ต่ำ

ผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านความถี่ต่ำแสดงดังรูปที่ 3.2 โดยกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงแถบหยุด ซึ่งจะมีค่าแบนด์วิดท์ของวงจรเท่ากับ ω_0

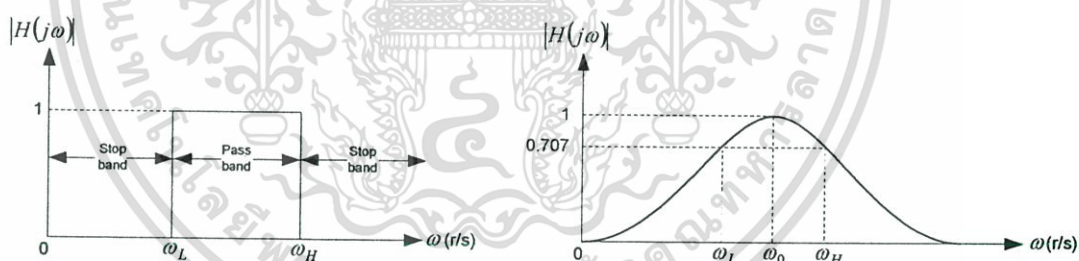


(ก) ในทางอุดมคติ

(ข) ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน

ผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านความถี่สูงแสดงดังรูปที่ 3.3 โดยกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่ำช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ (ω_0) ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะผ่านวงจรไปได้

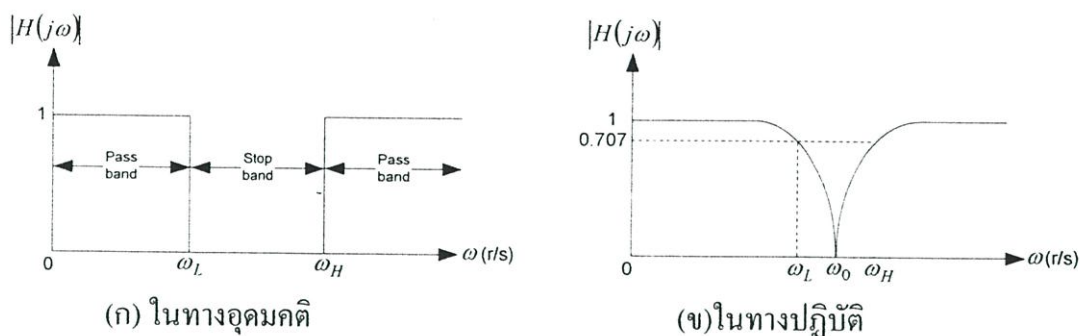


(ก) ในทางอุดมคติ

(ข) ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่

รูปที่ 3.4 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L (low cutoff frequency) และ ω_H (high cutoff frequency) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณกำจัดแถบความถี่ผ่าน

รูปที่ 3.5 แสดงการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกำจัดแถบความถี่ผ่าน ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบหยุดในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L และ ω_H ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแบบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองทางวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่

วงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.6 ในส่วนของการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรในทางปฏิบัติไม่แตกต่างกับทางอุดมคติ ประโยชน์ของวงจรนี้คือสามารถนำมาใช้สำหรับการเลื่อนเฟส (phase shifter) ให้สัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสที่แตกต่างจากสัญญาณอินพุตตามที่ผู้ออกแบบกำหนด

3.3 วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง

วงจรกรองอันดับสอง คือ วงจรที่มีความชันหรือ โรลloff (Roll off) ที่ 40 เดซิเบลต่อดีเคด ซึ่งหมายความว่าอัตราขยายเปลี่ยนแปลง 40 เดซิเบลเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง 10 เท่า และความถี่

คัทออฟ f_c ของวงจรกรองอันดับสอง มุมเฟสของเอาต์พุตจะถูกเลื่อนไป 90 องศา โดยมุมเฟสของการคำนวณจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่เลือกใช้งาน อย่างไรก็ตามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาที่พหุสามารถเลื่อนได้สูงสุด 180 องศา ลักษณะทั่วไปของวงจรมีการพิจารณาได้จากสมการไบควอดราติก (Biquadratic) ดังนี้

$$H_{(s)} = K \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่คัทออฟ
 Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ
 K คือ อัตราขยายคิตีซี

และ a_2, a_1, a_0 คือค่าคงที่มีค่าเท่ากับ ± 1 หรือ 0

จากสมการที่ 3.5 สามารถนำมาสรุปฟังก์ชันไบควอดราติกของวงจรรองความถี่รูปแบบต่างๆ ได้ดังนี้

วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter: LP)

$$H_{LP}(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.6)$$

วงจรรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter: HP)

$$H_{HP}(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

วงจรรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter: BP)

$$H_{BP}(s) = \frac{K\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองสัญญาณกำจัดแถบความถี่ผ่าน (Band Stop Filter: BS)

$$H_{BS}(s) = \frac{K(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + (\frac{\omega_0}{Q})s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

วงจรรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ (All Pass Filter: AP)

$$H_{AP}(s) = \frac{s^2 - (\frac{\omega_0}{Q})s + \omega_0^2}{s^2 + (\frac{\omega_0}{Q})s + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

3.4 ค่าความไว (sensitivity) ของวงจรรองสัญญาณ

การจะที่สามารถบอกได้ว่าวงจรรองสัญญาณที่ออกแบบนั้น มีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คืออุปกรณ์ (components) ที่ใช้ในวงจรนั้นๆ โดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ อาทิเช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าต้องการให้วงจรรองสัญญาณมีประสิทธิภาพสูง จะต้องทำให้องค์ประกอบของวงจรไม่มีการเปลี่ยนแปลงได้เลย แต่ในทางปฏิบัติ นั้น มักมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ดังนั้น จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องรับรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเรียกวิธีนี้ว่าการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจร (sensitivity) เป็นสิ่งที่ใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณหรือความไวเป็นการวัดปริมาณการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณอันเนื่องมาจากผลของการเปลี่ยนแปลงในค่าของอุปกรณ์ และพบว่าอุปกรณ์ R และ C มีค่าความคลาดเคลื่อนและอัตราขยายออฟแอมป์ที่มีค่าจำกัด จะส่งผลให้วงจรรองสัญญาณมีคุณสมบัติ ω_0 และ Q ต่างจากที่คำนวณไว้ ค่าความไวที่จะพิจารณาคือความไวของ ω_0 ที่เปลี่ยนไป เมื่อความต้านทาน R เปลี่ยนไป โดยการค่าความไวได้จากสมการดังนี้คือ

$$S_R^{\omega_0} = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0}}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (3.11)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_R^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial R} \cdot \frac{R}{\omega_0} \quad (3.12)$$

ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความไวของ ω และความไวของ Q ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ x ได้ดังนี้

$$S_x^Q = \frac{\partial Q}{\partial x} \cdot \frac{x}{Q} \quad (3.13)$$

$$S_x^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial x} \cdot \frac{x}{\omega_0} \quad (3.14)$$

ค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟ และพาสซีฟในวงจรกรองสัญญาณ เป็นค่าที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองสัญญาณความถี่ที่ออกแบบขึ้น และพบว่า ค่าความไวในสมการข้างต้นยังมีค่าต่ำยิ่งดี

3.5 สรุป

วงจรกรองสัญญาณคือ วงจรที่ทำหน้าที่ลดทอนความถี่ที่ไม่ต้องการ และไม่ลดทอนหรือขยายความถี่ที่ต้องการให้ผ่านไป วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งได้ดังนี้ คือ วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน, วงจรกรองสัญญาณก้ำจืดแถบความถี่ และวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ วงจรกรองอันดับสองมีการโวลต์ออฟ 40 เดซิเบลต่อดีเคด สิ่งที่ต้องบอกคุณสมบัติที่ดีของวงจรกรองคือ ความไว ซึ่งความไวหมายถึงปริมาณการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณอันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงในค่าของอุปกรณ์ โดยที่ค่าความไวยังมีค่าต่ำยิ่งดี

บทที่ 4

วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโดยใช้โอทีเอและ ออปแอมป์

4.1 บทนำ

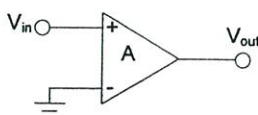
ในช่วงเวลาที่ผ่านมา การวิจัยมุ่งเน้นพัฒนา ออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอก โดยอาศัยคุณสมบัติอัตราขยายแรงดันสูงเปิดและโพลภายในของออปแอมป์เป็นหลัก เพราะว่าการใช้บล็อกวงจรแอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก และเหมาะสมเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบ สร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นจึงเห็นผลงานวิจัยและสิ่งตีพิมพ์ได้มีการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอก และการสังเคราะห์ โดยการใช้ออปแอมป์และโอทีเอซึ่งเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟเป็นหลัก[17]-[20] โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ และสามารถแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจรมันนี้ คือ รูปแบบวงจรง่ายไม่ซับซ้อน สามารถควบคุมสมรรถนะการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ และเหมาะสมอย่างยิ่งในการนำไปออกแบบเป็นวงจรรวม เป็นต้น

ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้ออกแบบวงจรและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโดยการใช้เพียงออปแอมป์และโอทีเอเป็นหลัก ซึ่งเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟเท่านั้น ซึ่งจะได้กล่าวถึงหลักการของวงจรที่นำเสนอ โดยการนำบล็อกวงจรออปแอมป์ และโอทีเอที่นำมาประยุกต์สำหรับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรในหัวข้อถัดไป

4.2 หลักการ

4.2.1 ออปแอมป์

ออปแอมป์เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ ซึ่งได้มีการอธิบายถึงคุณสมบัติพื้นฐานการทำงานของออปแอมป์ในหัวข้อที่ 2.2 แต่ในบทนี้จะได้นำเสนอถึงสัญลักษณ์ และคุณสมบัติหลักๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจร



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์ของวงจรออปแอมป์ที่ใช้ เมื่อ $V_{out} = A \cdot V_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

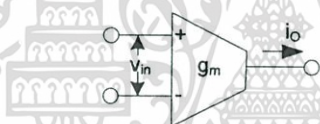
เมื่อกำหนดให้ ω_c คือความถี่ -3dB ของออปแอมป์ และพิจารณาความถี่ปฏิบัติงานในช่วง $\omega \gg \omega_c$ ทำให้อัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A(s)$ ของออปแอมป์ สามารถที่จะประมาณค่าได้เป็น

$$A_{OA}(s) = \frac{A_0 \omega_c}{s + \omega_c} \cong \frac{B_i}{s} \quad (4.1)$$

โดยที่ B_i เป็นค่าของ gain-bandwidth product (GBP) ของวงจรออปแอมป์แต่ละตัว ซึ่งจากสมการที่ 4.1 จะพบว่าบล็อกแอกทีฟของออปแอมป์สามารถทำหน้าที่เสมือนวงจรอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสีย โหมดแรงดัน

4.2.2 โอทีเอ

โอทีเอ คือบล็อกวงจรแอกทีฟอีกชนิดหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ ซึ่งคุณสมบัติและหลักการทำงานของโอทีเอได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 ซึ่งจะขอเสนอสัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอ และสมการพื้นฐานที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 4.2 สัญลักษณ์ของโอทีเอที่ใช้ เมื่อ $i_o = g_m \cdot v_{in}$

และสามารถคำนวณหาค่าความนำ g_m ได้ดังนี้ คือ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ 4.2 จะพบว่า g_m มีค่าแปรผันตรงกับกระแสไบอัส I_B จึงทำให้อัตราขยายค่าความนำ g_m ของโอทีเอสามารถที่จะแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมกระแสไบอัส I_B และจากสมการที่ 4.1 และ 4.2 สามารถสรุปได้ว่า

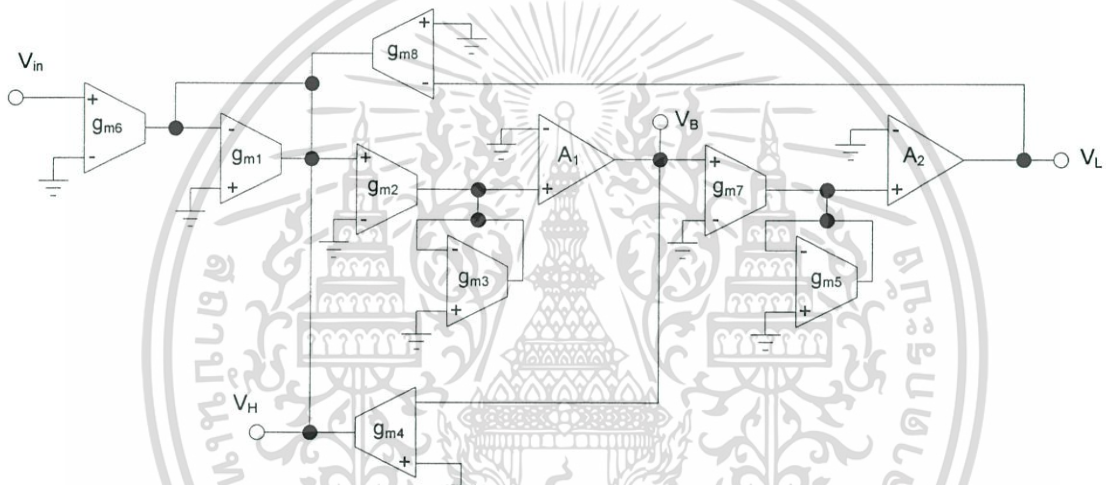
- สามารถประยุกต์ใช้วงจรออปแอมป์สำหรับการออกแบบโครงข่ายไฟฟ้าแอกทีฟทั่วไป โดยไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุพาสซีฟ
- สามารถปรับแต่งสมรรถนะของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

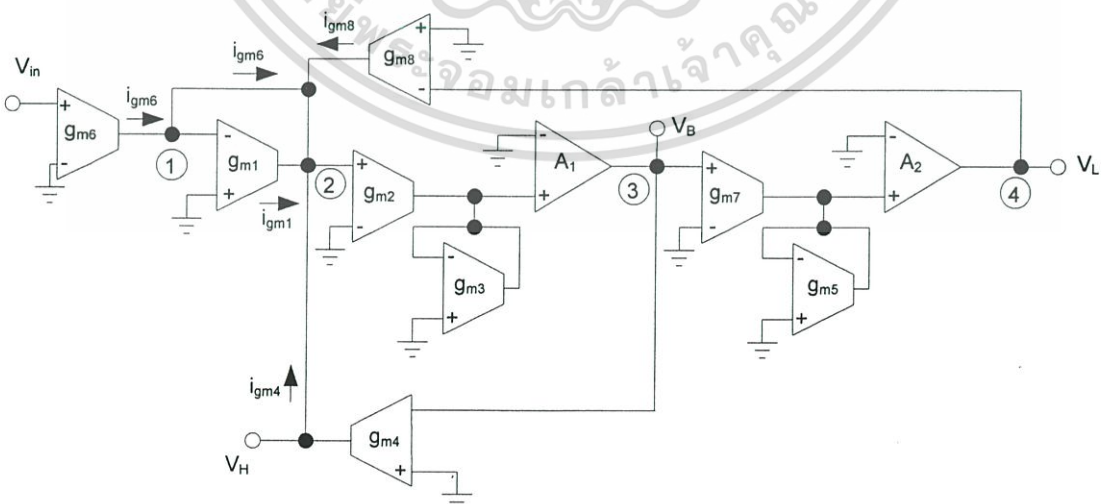
ดังนั้นในบทนี้ จึงได้นำเอาคุณสมบัติทั้งสองประการมาเป็นแนวทางในการวิจัยเพื่อเป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้โอปแอมป์ และโอทีเอเป็นหลัก ซึ่งทำให้วงจรที่นำเสนอใช้บัสถือวงจรแอกทีฟเท่านั้น โดยปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟ ซึ่งจะมีการอธิบายในหัวข้อถัดไป

4.3 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่นำเสนอ

วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก โดยสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ



รูปที่ 4.4 แสดงการคำนวณหาค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร

ในการวิเคราะห์ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่นำเสนอ จะต้องมีการกำหนดชื่อ โหนด เพื่อให้ง่ายในการที่จะวิเคราะห์ และอ้างถึง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 โดยที่จะสามารถอธิบายหลักการในการคำนวณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้ เมื่อพิจารณากระแสตามหลักเคอร์ชอฟที่โหนด 2 จะได้ว่า

$$i_{g_{m6}} + i_{g_{m8}} + i_{g_{m1}} + i_{g_{m4}} = 0 \quad (4.3)$$

พิจารณาที่โหนด 1 จะได้ว่า

$$i_{g_{m6}} = g_{m6}(v_1) \quad (4.4)$$

$$i_{g_{m1}} = g_{m1}(-v_1) \quad (4.5)$$

$$i_{g_{m2}} = g_{m2}(v_2) \quad (4.6)$$

โดยที่ g_{m3} ทำตัวเป็นความต้านทาน ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับ $\frac{1}{g_{m3}}$

พิจารณา OA_1 ที่โหนด 3 จะได้ว่า

$$v_3 = \frac{B_1}{s} (i_{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{m3}}) \quad (4.7)$$

โดยที่ g_{m5} ทำตัวเป็นความต้านทาน ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับ $\frac{1}{g_{m5}}$

และพิจารณา OA_2 ที่โหนด 4 จะได้ว่า

$$v_4 = \frac{B_2}{s} (i_{g_{m7}} \cdot \frac{1}{g_{m5}}) \quad (4.8)$$

$$i_{g_{m8}} = g_{m8}(-v_4) \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{g_{m4}} = g_{m4} \cdot (-v_3) \quad (4.10)$$

แทนค่าสมการที่ 4.4, 4.5, 4.9 และ 4.10 ลงในสมการที่ 4.3 จะได้ว่า

$$g_{m6} \cdot v_{in} + g_{m8} \cdot (-v_4) + g_{m1} \cdot (-v_1) + g_{m4} \cdot (-v_3) = 0 \quad (4.11)$$

$$g_{m6} \cdot v_{in} = g_{m8} \cdot (v_4) + g_{m1} \cdot (v_1) + g_{m4} \cdot (v_3) \quad (4.12)$$

แทนสมการ 4.7 และ 4.8 ในสมการที่ 4.12 จะได้ว่า

$$g_{m6} \cdot v_{in} = g_{m8} \cdot \left(\frac{B_2}{s} \cdot i_{g_{m7}} \cdot \frac{1}{g_{m5}} \right) + g_{m1} \cdot (v_1) + g_{m4} \cdot \left(\frac{B_1}{s} \cdot i_{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.13)$$

สามารถหาค่า $i_{g_{m7}}$ ได้จาก

$$i_{g_{m7}} = g_{m7} \cdot v_3 \quad (4.14)$$

และนำสมการที่ 4.7 แทนในสมการที่ 4.14 จะได้ว่า

$$i_{g_{m7}} = g_{m7} \cdot \left(\frac{B_1}{s} \cdot i_{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.15)$$

นำสมการที่ 4.15 แทนในสมการที่ 4.13 จะได้ว่า

$$g_{m6} \cdot v_{in} = g_{m8} \cdot \left(\frac{B_2}{s} \cdot g_{m7} \cdot \frac{B_1}{s} \cdot i_{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \cdot \frac{1}{g_{m5}} \right) + g_{m1} \cdot (v_1) + g_{m4} \cdot \left(\frac{B_1}{s} \cdot i_{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.16)$$

นำสมการที่ 4.6 แทนในสมการที่ 4.16 จะได้ว่า

$$g_{m6} \cdot v_{in} = g_{m8} \cdot \left(\frac{B_2}{s} \cdot g_{m7} \cdot \frac{B_1}{s} \cdot g_{m2} \cdot v_2 \cdot \frac{1}{g_{m3}} \cdot \frac{1}{g_{m5}} \right) + g_{m1} \cdot (v_1) + g_{m4} \cdot \left(\frac{B_1}{s} \cdot g_{m2} \cdot v_2 \cdot \frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.17)$$

และพบว่า โหนด 1 และ โหนด 2 คือจุดเดียวกันทำให้ $v_1 = v_2$ ดังนั้นสามารถจัดสมการที่ 4.17 ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{m6} \cdot v_m = \left(\frac{B_1 \cdot B_2}{s^2} \cdot \frac{g_{m2} \cdot g_{m7} \cdot g_{m8}}{g_{m3} \cdot g_{m5}} \cdot v_2 \right) + g_{m1} \cdot (v_2) + \left(\frac{B_1}{s} \cdot \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m3}} \cdot v_2 \right) \quad (4.18)$$

จัดสมการที่ 4.18 ใหม่จะได้

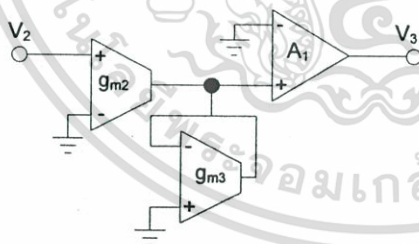
$$g_{m6} \cdot v_m = \left(\frac{B_1 \cdot B_2 \cdot g_{m2} \cdot g_{m7} \cdot g_{m8}}{s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}} + \frac{g_{m1} \cdot s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}}{s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}} + \frac{B_1 \cdot s \cdot g_{m2} \cdot g_{m4} \cdot g_{m5}}{s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}} \right) \cdot v_2 \quad (4.19)$$

จัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_2}{v_m} = \frac{s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5} \cdot g_{m6}}{g_{m1} \cdot s^2 \cdot g_{m3} \cdot g_{m5} + B_1 \cdot s \cdot g_{m2} \cdot g_{m4} \cdot g_{m5} + B_1 \cdot B_2 \cdot g_{m2} \cdot g_{m7} \cdot g_{m8}} \quad (4.20)$$

และสามารถจัดสมการที่ 4.20 ให้จัดอยู่ในรูปแบบที่เหมือนสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกที่เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน จะได้เป็น

$$\frac{v_2}{v_m} = \frac{s^2 \cdot \frac{g_{m6}}{g_{m1}}}{s^2 + \frac{B_1 \cdot s \cdot g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m1} \cdot g_{m3}} + \frac{B_1 \cdot B_2 \cdot g_{m2} \cdot g_{m7} \cdot g_{m8}}{g_{m1} \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}}} \quad (4.21)$$



รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_3 และ V_2 ในวงจรที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.3 สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 4.22 ดังนี้ คือ

$$v_3 = \frac{B_1}{s} \left(\frac{v_2 \cdot g_{m2}}{g_{m3}} \right) \quad (4.22)$$

หรือจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ 4.27 และ 4.28 ลงในสมการที่ 4.12 จะได้เป็น

$$g_{m6} \cdot v_{in} = g_{m8} \cdot (v_4) + g_{m1} \cdot \left(\frac{s^2 \cdot g_{m5} \cdot v_4 \cdot g_{m3}}{B_1 \cdot B_2 \cdot g_{m7} \cdot g_{m2}} \right) + (g_{m4} \cdot \frac{s \cdot g_{m5} \cdot v_4}{B_2 \cdot g_{m7}}) \quad (4.29)$$

จัดรูปสมการที่ 4.29 ใหม่จะได้เป็น

$$\frac{V_4}{V_{in}} = \frac{(g_{m6} g_{m2} g_{m7} B_1 B_2) / (g_{m1} g_{m3} g_{m5})}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (4.30)$$

จากการคำนวณวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่นำเสนอข้างต้น พบว่าในวงจรเดียวสามารถที่จะเป็นแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนวงจรกรองสัญญาณได้ 3 แบบดังนี้

- ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่าน

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_4}{V_{in}} = \frac{(g_{m6} g_{m2} g_{m7} B_1 B_2) / (g_{m1} g_{m3} g_{m5})}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (4.31)$$

- ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่สูงผ่าน

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{v_2}{v_{in}} = \frac{s^2 \cdot \frac{g_{m6}}{g_{m1}}}{s^2 + \frac{B_1 \cdot s \cdot g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m1} \cdot g_{m3}} + \frac{B_1 \cdot B_2 \cdot g_{m2} \cdot g_{m7} \cdot g_{m8}}{g_{m1} \cdot g_{m3} \cdot g_{m5}}} \quad (4.32)$$

- ฟังก์ชันการถ่ายโอนแถบความถี่ผ่าน

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_3}{V_{in}} = \frac{(g_{m6} g_{m2} B_1 s) / (g_{m1} g_{m3})}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (4.33)$$

วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโดยการใช้อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น ที่นำเสนอ จึงมีคุณสมบัติตรงตามการวิเคราะห์เชิงทฤษฎี โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร ดังสมการที่ 4.31-4.33 และสามารถคำนวณหาค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าคุณภาพ (Q) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m7}g_{m8}B_1B_2}{g_{m3}g_{m5}g_{m1}}} \quad (4.34)$$

$$Q = \frac{\sqrt{g_{m1}g_{m3}g_{m7}g_{m8}}}{g_{m4}\sqrt{g_{m2}g_{m5}}} \quad (4.35)$$

ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบของอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรที่นำเสนอ และสามารถแสดงได้ดังนี้ (ภาคผนวก ก)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m3}}^{\omega_o} = S_{g_{m5}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m5}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.36)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_o} = S_{g_{m7}}^{\omega_o} = S_{g_{m8}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m7}}^Q = S_{g_{m8}}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.37)$$

$$S_{g_{m4}}^Q = -1 \quad (4.38)$$

และเมื่อกำหนดให้อุปกรณ์โอทีเอ และออมแอมป์มีค่าพารามิเตอร์ดังนี้

$$g_{m1} = g_{m8} = g_{ma}, g_{m2} = g_{m7} = g_{mb}, g_{m3} = g_{m5} = g_{mc}, g_{m4} = g_{me} \text{ และ } B_1 = B_2 = B$$

ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ 4.34 และ 4.35 ได้เป็นสมการดังนี้

$$\omega_o = B \frac{g_{mb}}{g_{mc}} \quad (4.39)$$

และ

$$Q = \frac{g_{ma}}{g_{me}} \quad (4.40)$$

จากสมการที่ 4.39 และ 4.40 ทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถที่จะถูกควบคุมค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าคุณภาพได้อย่างอิสระต่อกัน และจากสมการที่ว่า

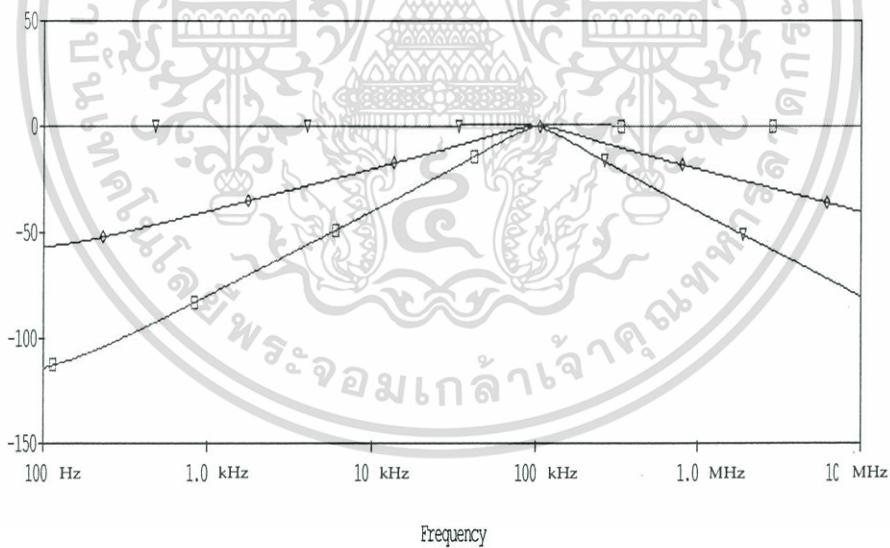
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4.41)$$

ถ้าแทนค่าสมการที่ 4.41 ในคู่ของค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของแต่ละตัวในการคำนวณหาค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าคุณภาพที่ได้จากคู่ระหว่างพารามิเตอร์ g_{mb} และ g_{mc} และคู่ระหว่างพารามิเตอร์ g_{ma} และ g_{me} ตามลำดับ จะได้ว่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และค่าคุณภาพยังสามารถเป็นอิสระต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิได้อีกด้วย

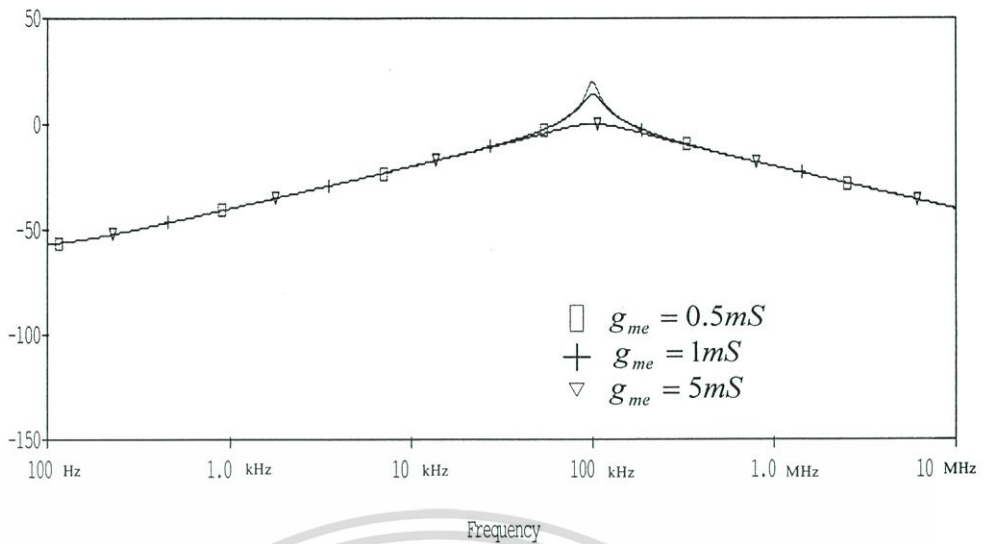
4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อพิสูจน์ผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ได้มีการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งออกแบบดังรูปที่ 4.3 โดยการใช้โมเดลไอทีเอ CA3080 [21] และใช้ออปแอมป์ LM741 ด้วย $GBP(B) = 10\text{MHz}$ [22] เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m4} = g_{m8} = 5\text{mS}$, $g_{m2} = g_{m7} = 0.1\text{mS}$, $g_{m3} = g_{m5} = 10\text{mS}$ และ $g_{m6} = 100\text{mS}$ โดยที่ออกแบบให้ $\frac{\omega_0}{2\pi} = 100\text{kHz}$ และ $Q\text{-factor} = 1$ จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 4.7



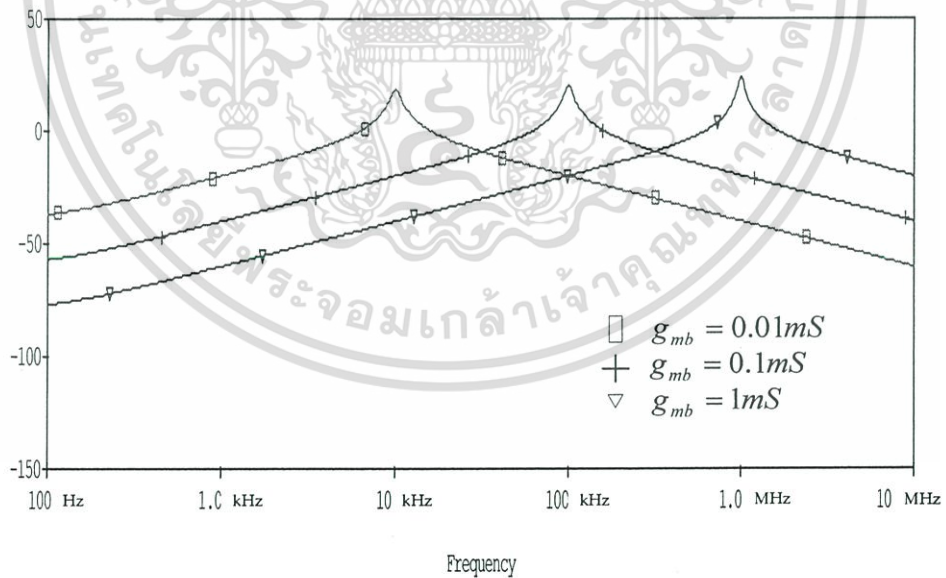
รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่นำเสนอ

และเมื่อกำหนดให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์เท่าเดิม ยกเว้น g_{m4} ให้เปลี่ยนแปลงค่าเป็น 5mS ($Q = 1$), 1mS ($Q = 5$) และ 0.5mS ($Q = 10$) จะได้การตอบสนองค่าคุณภาพของวงจรสัญญาณแถบความถี่ผ่านของวงจรที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 การตอบสนองของค่าคุณภาพของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน

และเมื่อกำหนดให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์มีค่าเท่าเดิม ยกเว้น g_{mb} ที่จะเปลี่ยนแปลงค่าเป็นดังนี้ คือ 0.1mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 100\text{kHz}$), 1mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 1\text{MHz}$) และ 0.01mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 10\text{kHz}$) ตามลำดับจะให้เกิดผลการตอบสนองความถี่ที่ฮอฟของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่านดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงการตอบสนองความถี่ที่ฮอฟของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุปผล

วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้นที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ในวงจรเดียวกันสามารถแสดงผลเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน ซึ่งเป็นไปตามการพิสูจน์ด้วยวงจรเลียนแบบการทำงานผ่านโปรแกรม PSPICE โดยในวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่นำเสนอ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟอื่นประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ 10 ตัวคือ โอทีเอ 8 ตัว และ ออปแอมป์ 2 ตัว และพบว่าวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่นำเสนอ มีคุณสมบัติที่เห็นได้ชัดซึ่งสามารถที่จะสรุปคุณสมบัติที่ดีได้ดังนี้

1. ค่าความไวต่ำ
2. ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และค่าคุณภาพ Q สามารถควบคุมได้เป็นอิสระต่อกันในทางอิเล็กทรอนิกส์
3. ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และค่าคุณภาพ Q สามารถเป็นอิสระต่ออุณหภูมิ
4. อินพุตของวงจรสามารถเป็นได้ทั้งแรงดัน หรือกระแส
5. เอาท์พุทของวงจรสามารถเป็นแรงดัน หรือกระแสได้ โดยการเพิ่มโอทีเอในแต่ละเอาท์พุท

ยิ่งกว่านั้นวงจรที่นำเสนอ ง่ายต่อการผลิตเป็นวงจรรวมเนื่องจากใช้อุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ หรือ ซีมอส

บทที่ 5

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรไบควอดราติกโดยใช้วงจร สายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการ อิเล็กทรอนิกส์

5.1 บทนำ

ปัจจุบันการออกแบบและการนำไปประยุกต์ใช้ของวงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟโหมด กระแสที่ใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง กำลังได้รับความสนใจอย่างมากเนื่องจากข้อเท็จจริงที่ว่า มีช่วงปฏิบัติงานกว้างกว่า มีค่าพิสัยพลวัตและมีความเป็นเชิงเส้นดีกว่า มีความเที่ยงตรงกว่า และใช้กำลังงานน้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้โอปแอมป์ [23]-[24] ดังนั้นจึงมีการวิจัยจำนวนมากที่ใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง (CCII) สำหรับวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน [23]-[31] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ วงจรกรองสัญญาณแอนกประสงค์โหมดกระแสแบบ หนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต (single-input multiple-output: SIMO) ที่มีการนำมาออกแบบวงจรกรองสัญญาณ โดยทั่วไปจะสามารถทำเป็นวงจรกรองสัญญาณพื้นฐานพร้อมกันได้ 3 แบบคือ วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (low pass: LP), วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (band pass: BP) และวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน (high pass: HP) ส่วนการจะเป็นวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ (all pass: AP) และวงจรกรองสัญญาณก้ำกัลดแถบความถี่ (band stop: BS) จะต้องใช้เงื่อนไขการเข้าคู่กันของอุปกรณ์ สำหรับวงจรที่ทำงานสะดวกขึ้นและใช้งานได้หลากหลายขึ้น จะใช้วงจรกรองสัญญาณแอนกประสงค์แบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุตก็ได้ การใช้ MIMO โดยใช้ CCII จะมีข้อเสียในเรื่องของการใช้อุปกรณ์แอกทีฟใหญ่ โดยที่การใช้งานสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าได้ (CCCII) ได้ถูกเสนอโดย Fabre และคณะ ซึ่งทำให้การประยุกต์สายพานกระแสสามารถใช้ในการควบคุมโดยอิเล็กทรอนิกส์ได้ ในปัจจุบันที่มีการนำมาประยุกต์ใช้งานโดยใช้ CCCII แบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต [32]-[35] แต่ก็ยังมีข้อเสียในการที่จะใช้ CCCII จำนวนมาก ยิ่งกว่านั้นยังไม่ได้รับประโยชน์ในเรื่องการควบคุมที่เป็นอิสระต่อกันระหว่าง ความถี่เชิงธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบเชิงคุณภาพ (Q) ในอีกด้านหนึ่งจึงมีการออกแบบวงจรที่ใช้งานจริง โดยการใช้อุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยที่สุด กำลังเป็นที่สนใจ สำหรับการค้นคว้าของผู้วิจัยพบว่าวงจรกรองสัญญาณแอนกประสงค์แบบ โหมดกระแสจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟแค่สองตัว แต่อย่างไรก็ตาม บทความวิจัยที่ผ่านมายังคงได้รับข้อเสียในหนึ่งหรือหลายข้อดังต่อไปนี้

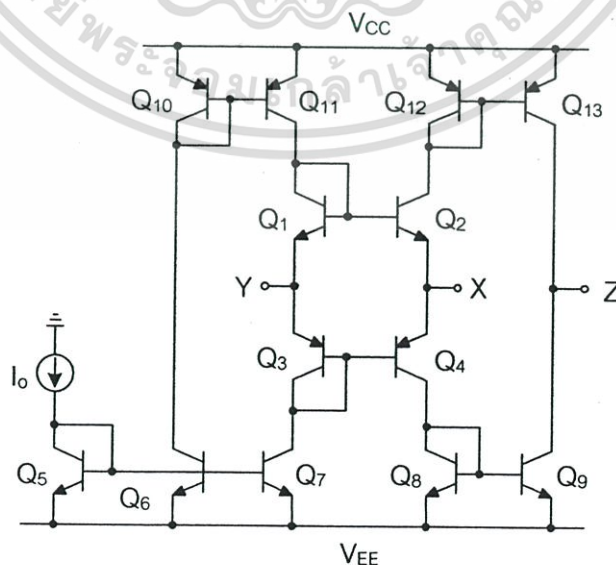
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ไม่สามารถเตรียมวงจรกรองความถี่พื้นฐานให้ได้อย่างสมบูรณ์แบบ [37]-[38]
2. ไม่สามารถเตรียมค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ให้มีค่าสูงได้อย่างสมบูรณ์แบบ [37]-[38]
3. ยังไม่เป็นอิสระระหว่างค่าความถี่เชิงธรรมชาติ และค่าคุณภาพ [33]-[34],[36]- [39]

สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการแนะนำวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบเอนกประสงค์ด้วยโหมดกระแส โดยมีการลดจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟ ซึ่งวงจรนี้จะมีการใช้วงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์ 2 ตัวคือ ตัวที่หนึ่งเป็นวงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์ และอีกตัวหนึ่งเป็นวงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์ที่สามารถควบคุมค่าอัตราขยายกระแสได้ และยังมีการใช้คาปาซิเตอร์ 2 ตัวในวงจรนี้ ซึ่งมีข้อได้เปรียบดังนี้ วงจรที่นำเสนอสามารถให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ห้าแบบในวงจรเดียวคือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบแถบความถี่ผ่าน ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบผ่านทุกความถี่และฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบความถี่ออก นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และค่า Q ของฟังก์ชันสามารถปรับค่าได้โดยอิสระจากกัน ค่า ω_0 สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส ส่วนค่า Q สามารถปรับค่าได้ด้วยอัตราขยายกระแสเอาต์พุตของวงจรสายพานกระแส การใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และไม่ใช้ตัวต้านทานทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

5.2 หลักการของวงจร

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถควบคุมกระแสได้ (CCCII) สามารถประยุกต์ใช้ในวงจรประยุกต์ได้มากมาย อาทิเช่น วงจรขยาย, วงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรไม่เชิงเส้น เป็นต้น



รูปที่ 5.1 วงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์แบบบวก (CCCII+)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสายพานกระแสทรานซิสเตอร์ที่แสดงดังรูปที่ 5.1 เป็นแบบไบโพลาร์ที่ใช้กัน โดยประกอบด้วย หน่วยอัตราขยายแรงดันระหว่างขั้ว Y และขั้ว X และหน่วยขยายกระแสระหว่างขั้ว Y และขั้ว Z และมีค่าอิมพีแดนซ์สูงระหว่างขั้ว Y และขั้ว Z ในอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ และค่า R_x จะสามารถแสดงได้ดังสมการนี้คือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (5.1)$$

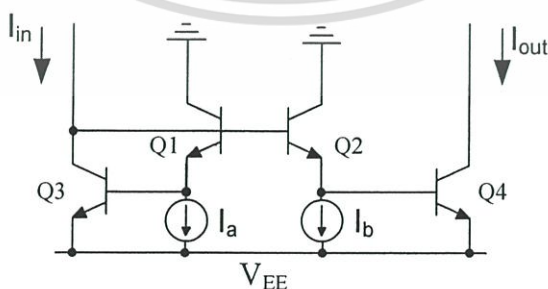
โดยค่า V_T เป็นค่าแรงดันอุณหภูมิมีค่าประมาณ 25mV

ซึ่งสมการที่ 5.1 สามารถพิสูจน์หามาได้จากเรื่องการวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต X ของวงจร CCCII ในบทที่ 2 ที่ผ่านมา

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบหลายเอาต์พุตที่มีอัตราขยายกระแสเอาต์พุตที่เสนอ ดังรูปที่ 5.3 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการนำหลักการวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก และลบ ดังรูปที่ 5.2 มาประยุกต์ใช้ในวงจร ซึ่งทำให้อัตราขยายกระแสที่ขั้ว Z สามารถมีอัตราขยายกระแสตามสมการที่ 5.2 พิสูจน์มาได้จากหัวข้อที่ 2.5 ที่ผ่านมา ดังนั้นค่า k เป็นค่าอัตราขยายกระแสระหว่างขั้ว X และขั้ว Z [24] ซึ่งสามารถกำหนดดังสมการที่ 5.2 ดังนี้

$$k = \frac{I_a}{I_b} \quad (5.2)$$

และได้มีการไขว้ด้วยวงจรสะท้อนกระแสเพื่อจะได้กระแสที่มีแบบบวก และลบในส่วนที่เป็น เอาต์พุต

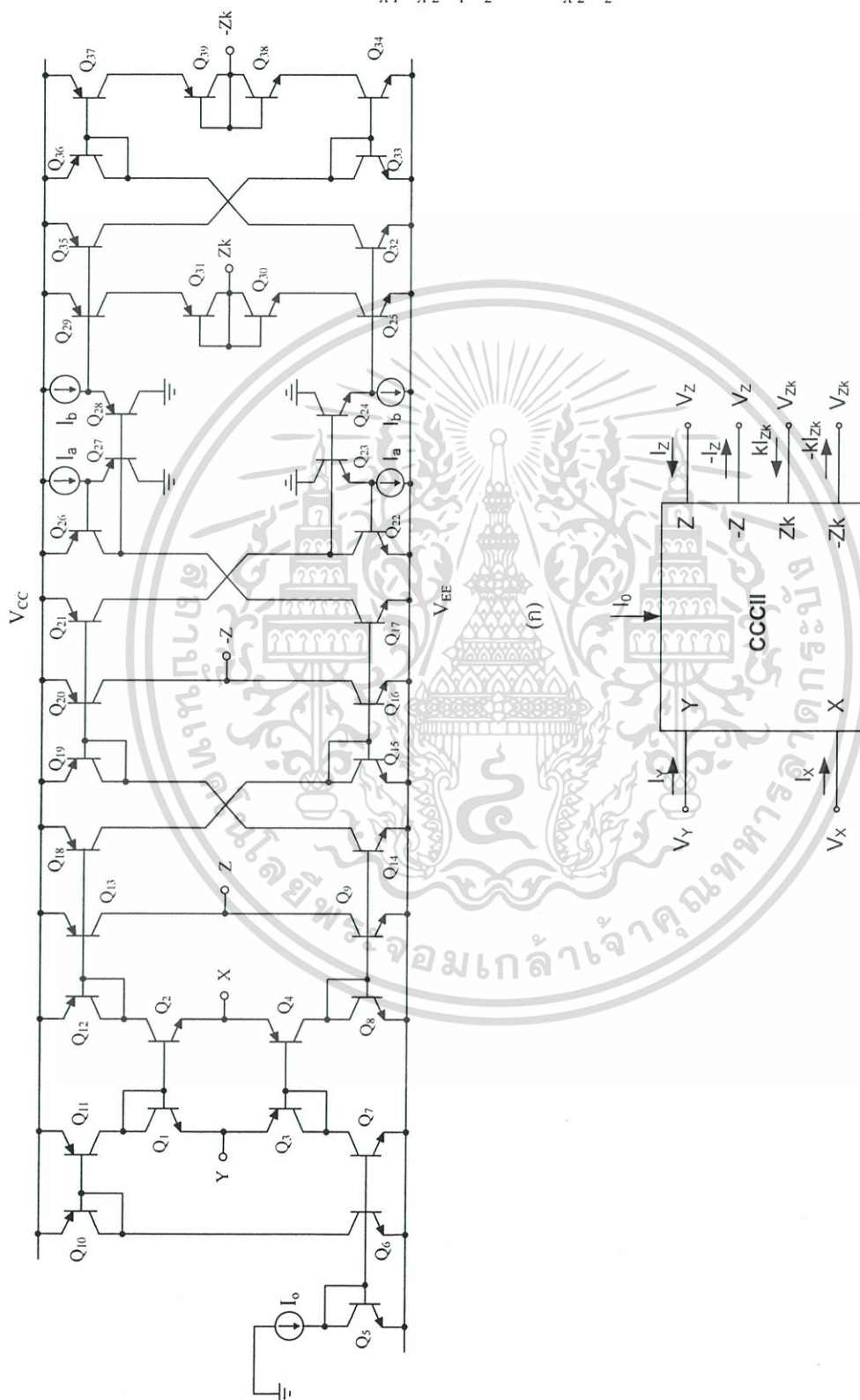


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$I_{out2}(s) = \frac{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + s k R_{X2} C_2 + 1) I_{in2}(s) + s k R_{X2} C_2 I_{in1}(s)}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + s k R_{X2} C_2 + 1} \quad (5.5)$$



(จ)

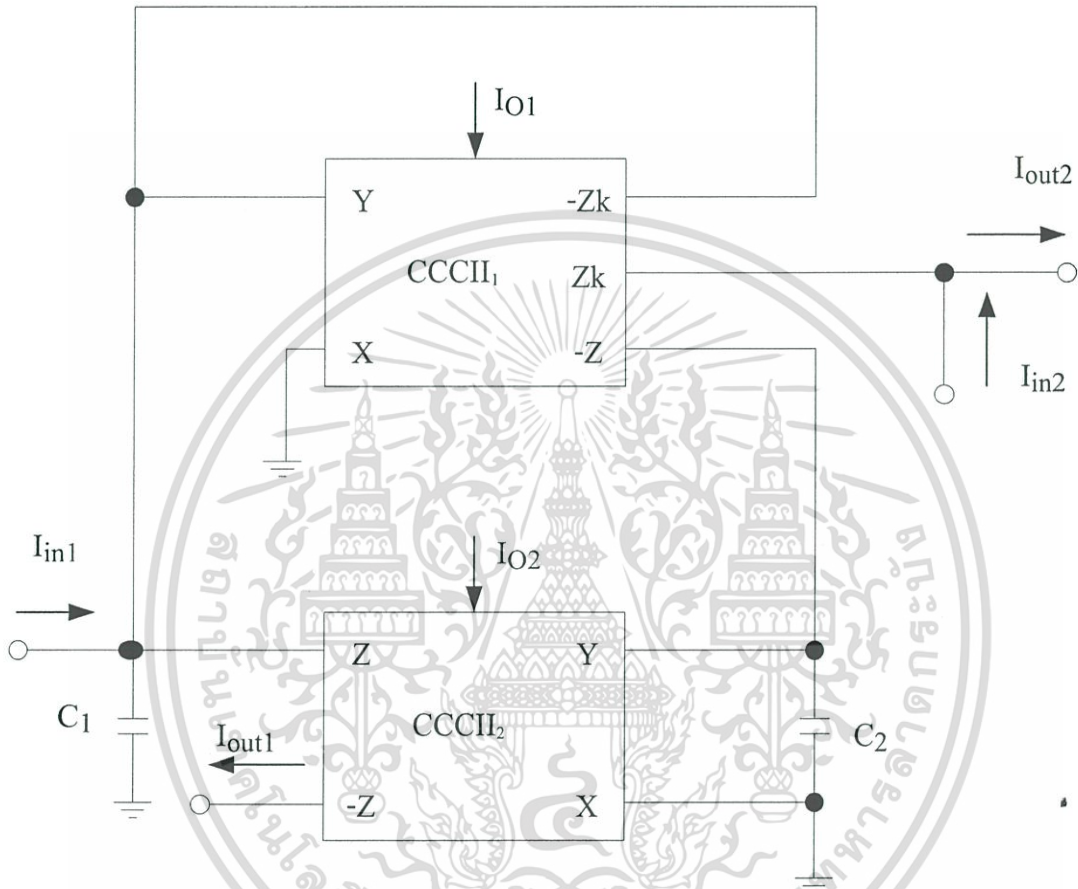
รูปที่ 5.3 สายพานกระแสแบบทรานส์ลิสเตอร์หลายเอาก์พุทที่มีอัตราขยายกระแสเอาต์พุท

และสามารถหาค่าความถี่เชิงธรรมชาติ(ω_0)และค่าคุณภาพ(Q) (ภาคผนวก ง) มีค่าดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}} \quad (5.6)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{R_{X1}C_1}{R_{X2}C_2}} \quad (5.7)$$



รูปที่ 5.4 วงจรกรองความถี่หลายฟังก์ชันที่นำเสนอ

ซึ่งวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถที่จะแสดงเป็นวงจรตอบสนองความถี่ได้ทุกรูปแบบ โดยที่จะมีการคำนวณจากฟังก์ชันการถ่ายโอนตามสมการที่ 5.4 และ 5.5 ซึ่งสามารถที่จะกำหนดรูปแบบของวงจรกรองสัญญาณได้ดังนี้คือ

- ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบความถี่ต่ำผ่าน (LP) กำหนด ให้ $I_1=I_{in}$, $I_2=0$ และ $I_{o1}=I_{out}$
- ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบความถี่สูงผ่าน (HP) กำหนด ให้ $-I_1=I_2=I_{in}$ และ $I_{o1}+I_{o2}=I_{out}$
- ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบแถบความถี่ผ่าน (BP) กำหนด ให้ $I_1=I_{in}$, $I_2=0$ และ $I_{o2}=I_{out}$
- ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบก้ำกัลดแถบความถี่หยุด (BS) กำหนด ให้ $-I_1=I_2=I_{in}$ และ $I_{o2}=I_{out}$
- ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบผ่านทุกความถี่ (AP) กำหนด ให้ $-2I_1=I_2=I_{in}$ และ $I_{o2}=I_{out}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสร้างเป็นวงจรกรองความถี่แบบไบควอดราติกได้ห้าแบบ โดยขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการกำหนดอินพุตและเอาต์พุต กระแสแบบบวกและลบในเงื่อนไขต่างๆ ซึ่งสามารถสร้างได้จากการประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสแบบบวกและลบ เมื่อแทนค่า k ด้วยสมการที่ 5.2 ในสมการที่ 5.7 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$Q = \frac{I_b}{I_a} \sqrt{\frac{R_{X1}C_1}{R_{X2}C_2}} \quad (5.8)$$

เพื่อการทำงานที่ง่ายขึ้น ถ้ามีการกำหนดให้ $R_{X1} = R_{X2}$ และ $C_1 = C_2$ และทำการแทนค่าในสมการที่ 5.8 จะได้ว่า

$$Q = \frac{I_b}{I_a} \quad (5.9)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (5.6) ถึง (5.9) จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่า R_{X1} และหรือ R_{X2} ผ่านกระแสไบอัส I_{01} และหรือ I_{02} โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ Q ในขณะที่พารามิเตอร์ Q สามารถปรับค่าได้ด้วยการเปลี่ยนค่าอัตราขยายกระแส $\frac{I_b}{I_a}$ โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 และยิ่งกว่านั้นจะพบว่าค่า Q จะเป็นค่าที่เป็นอิสระต่ออุณหภูมิด้วย

5.3 การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของวงจร

ค่าที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแสที่มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่จะถูกพิจารณาเมื่อรวมค่าที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแส สมการที่ (3) สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \\ I_{Zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & R_X & 0 & 0 \\ 0 & \pm \beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm \beta k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \\ V_{Zk} \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\alpha=1-\varepsilon_v$ และ $\varepsilon_v(|\varepsilon_v|\ll 1)$ แสดงค่า Voltage Tracking Error จากขั้ว Y ต่อขั้ว X และ เมื่อ $\beta=1-\varepsilon_v$ และ $\varepsilon_v(|\varepsilon_v|\ll 1)$ แสดงค่า Current Tracking Error จากขั้ว X ต่อขั้ว Z ของวงจรสายพานกระแสตามลำดับ เมื่อใช้สมการที่ 5.10 ค่าที่ไม่เป็นอุดมคติของพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถแสดงได้ดังนี้ (ภาคผนวก ง) คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}} \quad (5.11)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_{p1} R_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1} R_{X2} C_2}} \quad (5.12)$$

จากสมการที่ 5.11 และ 5.12 ค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถหาค่าได้คือ

$$S_{R_{X1}}^{\omega_o} = S_{R_{X2}}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (5.13)$$

$$S_{I_a}^{\omega_o} = S_{I_b}^{\omega_o} = 0 \quad (5.14)$$

$$S_{I_a}^Q = -S_{I_b}^Q = -1 \quad (5.15)$$

$$S_{R_{X1}}^Q = -S_{R_{X2}}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.16)$$

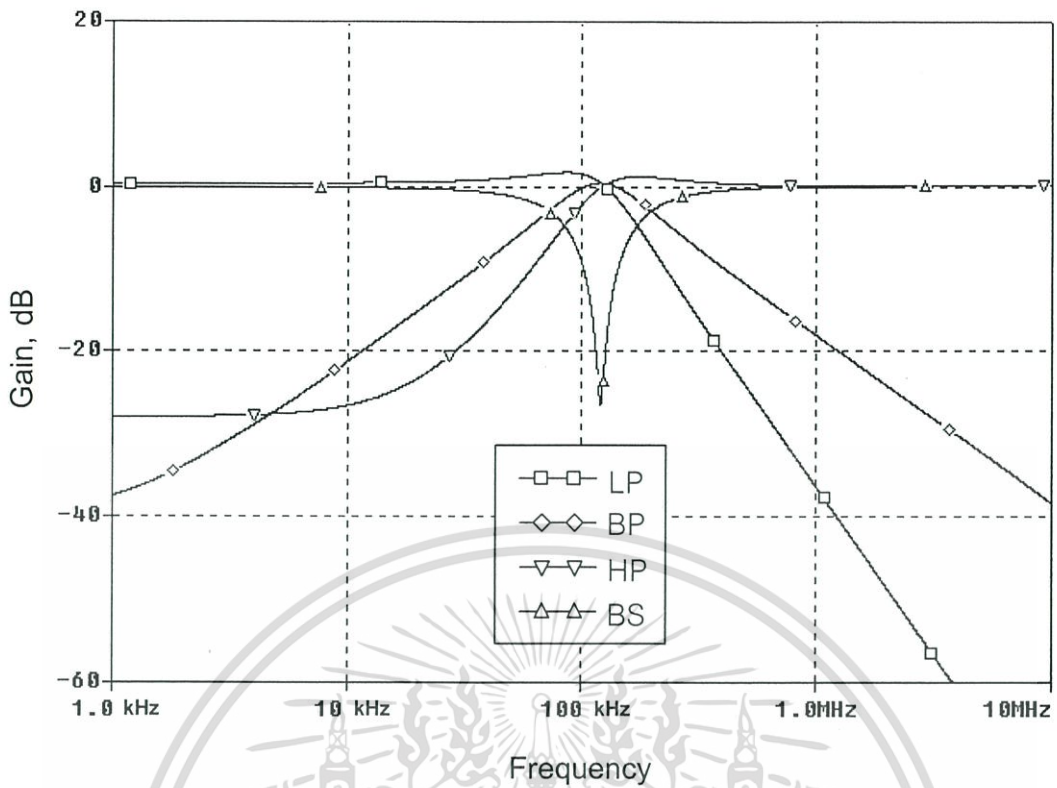
จากสมการที่ 5.13-5.16 ค่าความไวของพารามิเตอร์มีค่าไม่เกินหนึ่งแสดงว่าวงจรที่เสนอในวิทยานิพนธ์ นี้มีค่าความไวที่ต่ำ ซึ่งสามารถสรุปแสดงค่าความไวในตารางที่ 5.1 ได้ดังนี้

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าความไวของควมถี่เชิงธรรมชาติ และค่าคุณภาพต่อการเปลี่ยนแปลง
ค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

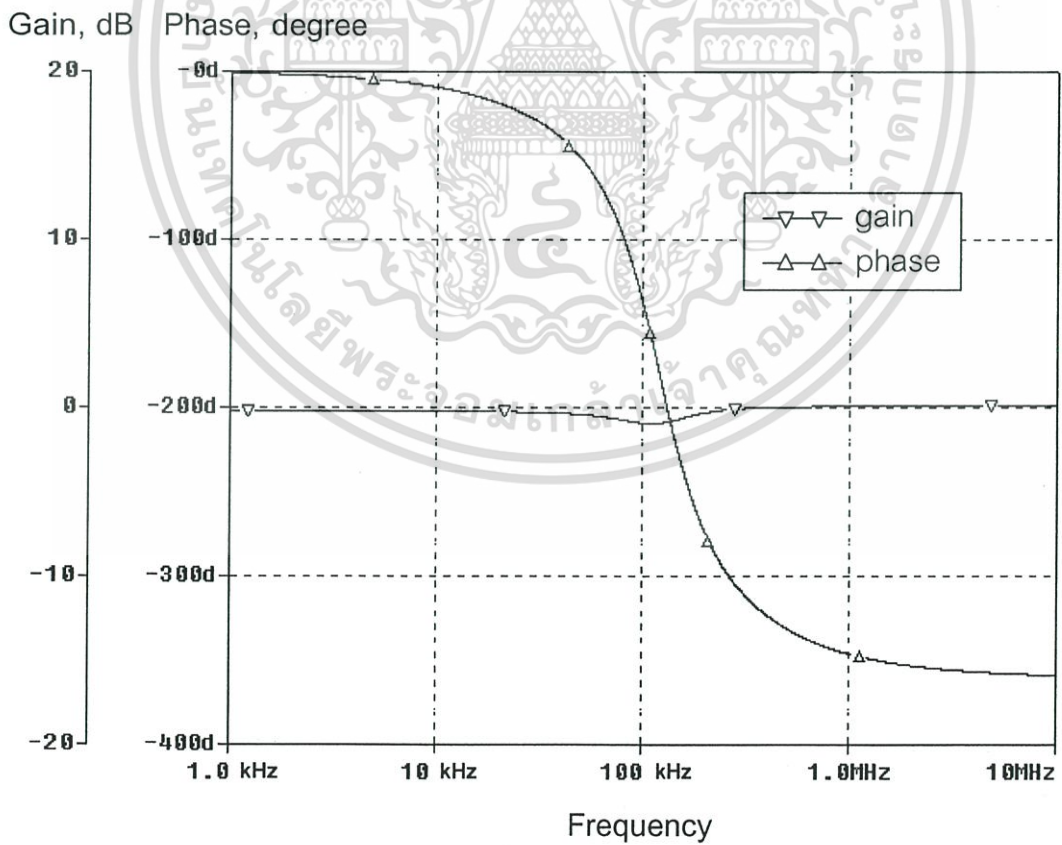
| x | $S_x^{\omega_0}$ | S_x^Q |
|------------|------------------|---------|
| R_{X1} | -0.5 | 0.5 |
| R_{X2} | -0.5 | -0.5 |
| C_1 | -0.5 | 0.5 |
| C_2 | -0.5 | -0.5 |
| α_1 | 0.5 | -0.5 |
| α_2 | 0.5 | 0.5 |
| β_1 | 0.5 | 0.5 |
| β_2 | 0.5 | 0.5 |
| k | 0.0 | -1 |

5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อที่จะตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ที่แสดงวงจรในรูปที่ 5.4 จึงได้มีการทดสอบผลที่ได้ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยที่ได้มีการใช้โมเดลของทรานซิสเตอร์ของ PR100N และ NP100N ของ ALA400 จาก AT&T [46] ที่แสดงค่าต่างๆ ดังตารางที่ 5.2 เพื่อสร้างเป็นวงจรสายพานกระแส โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ± 3 โวลต์ สำหรับการออกแบบวงจรที่เสนอนี้จะใช้ค่า $C_1=C_2=10$ nF , $I_{B1}=I_{B2}=100\mu A$ และ $I_u=I_v=100\mu A$ จะทำให้ได้ค่าความถี่คัทออฟเท่ากับ 127kHz และค่า Q เท่ากับ 1 ผลการจำลองการทำงานสามารถแสดงได้ดังนี้ รูปที่ 5.5 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของการถ่ายโอนสื่แบบของวงจร รูปที่ 5.6 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของการกรองความถี่แบบผ่านทุกความถี่ เพื่อแสดงว่าค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสจึงกำหนดกระแส $I_{B1}=I_{B2}=I_B$ แล้วเปลี่ยนค่า I_B เป็น 50 μA , 100 μA , 200 μA และ 500 μA ตามลำดับ ในขณะที่ I_u และ I_v เท่ากับ 100 μA เพื่อให้ค่า Q เท่ากับ 1 ผลการจำลองการทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 รูปที่ 5.8 แสดงการปรับค่าพารามิเตอร์ Q ด้วยค่าอัตราขยายระหว่างอัตราส่วนของ I_u ต่อ I_v โดยกำหนดให้ I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 100 μA ส่วน I_u เท่ากับ 50 μA ในขณะที่ I_v เปลี่ยนค่าเป็น 50 μA , 500 μA , 1000 μA และ 2500 μA ตามลำดับ

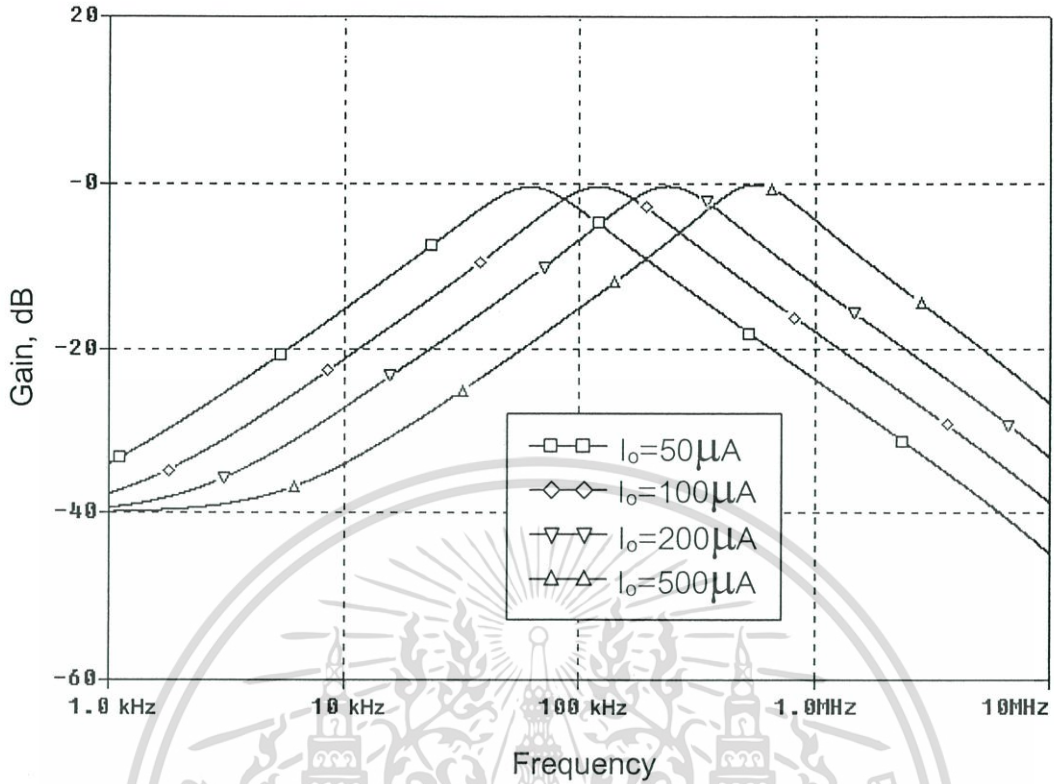
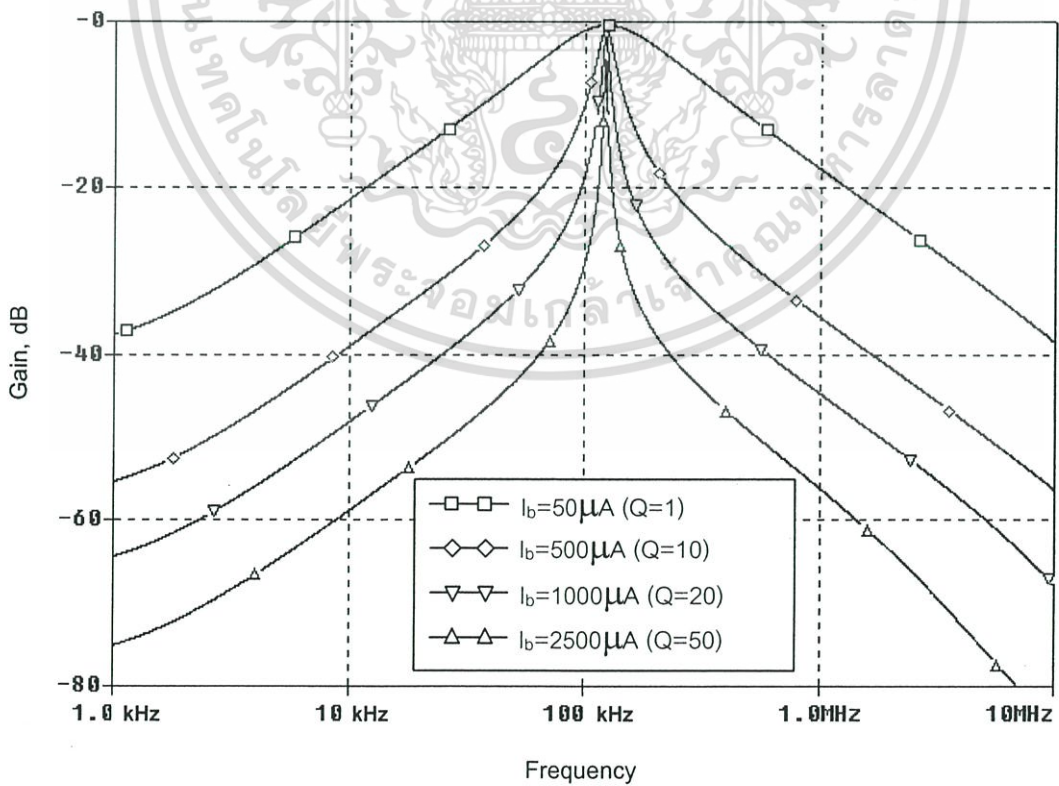


รูปที่ 5.5 ผลการตอบสนองความถี่ของ LP, BP, HP และ BS



รูปที่ 5.6 ผลการตอบสนองความถี่ของ AP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.7 การเปลี่ยนค่า ω_0 ด้วยการแสบไอส

รูปที่ 5.8 การเปลี่ยนค่า Q ด้วยค่าอัตรการขยายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองการทำงานของการตอบสนองความถี่แบบผ่านทุกความถี่ในรูปแบบที่ 5.6 จะเห็นว่ามีความผิดพลาดเล็กน้อยที่บริเวณค่าความถี่เชิงธรรมชาติ ซึ่งสาเหตุเกิดจากการตอบสนองความถี่แบบผ่านทุกความถี่ที่ได้จากการรวมกันของการตอบสนองความถี่แบบแถบความถี่หยุดและแบบแถบความถี่ผ่าน ดังนั้นเมื่อการตอบสนองของทั้งสองแบบไม่เป็นอุดมคติ จึงทำให้ที่ -3dB ของการตอบสนองทั้งสองแบบมีการชดเชยกันไม่หมด จึงเกิดความผิดพลาดเล็กน้อยที่บริเวณค่าความถี่เชิงธรรมชาติ ซึ่งปัญหานี้จะเกิดกับวงจรไปคอดทุกวงจร

5.5 สรุปผล

วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถมีคุณสมบัติดังนี้ คือ

1. ประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์ 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวเท่านั้น
2. สามารถทำงานเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน วงจรกรองสัญญาณความถี่ผ่าน วงจรกำจัดแถบความถี่ และวงจรผ่านทุกความถี่ ไม่ต้องใช้เงื่อนไขการเข้าคู่กันของพารามิเตอร์
3. มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นจึงเป็นคุณสมบัติที่สามารถทำให้ง่ายต่อการทำคาสเคดในการปฏิบัติงานใน โหมคกระแส
4. ค่าความไวของอุปกรณ์ทั้งแอกทีฟและพาสซีฟมีค่าต่ำมาก
5. ความเป็นอิสระในการควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติ และค่าคุณภาพ โดยไม่รบกวนต่ออัตราขยายของสัญญาณกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน สัญญาณกรองแถบความถี่ผ่านและสัญญาณกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน และยิ่งกว่านั้นค่าคุณภาพที่สูงสามารถที่จะเกิดจากการตั้งค่าอัตราขยายของวงจรสายพานกระแสทรานสลิเนียร์

ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถให้ฟังก์ชันได้ห้าแบบตามที่นำเสนอในทางทฤษฎี และวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้ว่าการใช้วงจรสายพานกระแสแบบหลายเอาต์พุตและมีอัตราขยายกระแส สามารถลดการใช้อุปกรณ์ของลงได้ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่ที่ได้เคยนำเสนอก่อนหน้านี้ [44]-[45] จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่าอย่างชัดเจน

บทที่ 6

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าบวก หรือลบ ในวงจรเดียวกัน

6.1 บทนำ

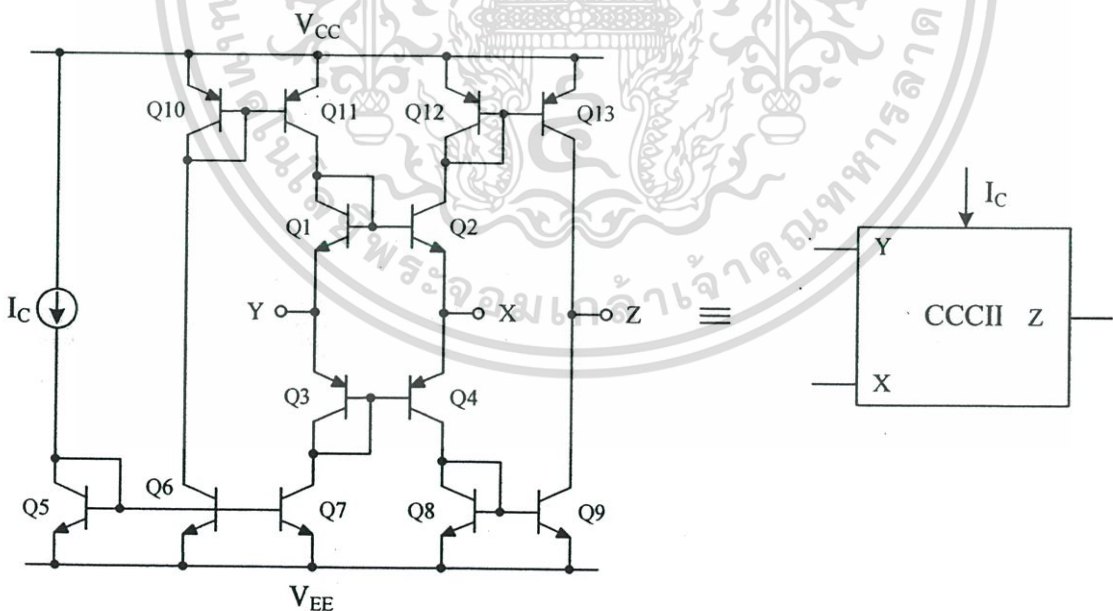
วงจรตัวต้านทานลอยตัวที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังถูกใช้อย่างกว้างขวาง ในวงจรนาฬิกา การประยุกต์ใช้วงจรความต้านทานสามารถใช้ในทางโทรคมนาคม อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องมือวัด อาทิเช่น วงจรแอกทีฟฟิวเตอร์ วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรขยายที่ปรับค่าอัตราขยายได้ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม เทคโนโลยีซิลิคอนในการผลิตตัวต้านทาน ในทางปฏิบัติจะทำให้ได้ค่าที่จำกัด ยิ่งกว่านั้นความต้านทานเหล่านี้ไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ ดังนั้น จึงมีการทดแทนตัวต้านทานด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ ความต้านทานที่ใช้มีค่าทั้งบวก หรือลบ ได้มีการวิจัย ออกแบบให้เกิดขึ้น [47]-[59] ในอีกด้านหนึ่ง ความต้านทานที่เป็นค่าบวกยังได้มีแบบลงกราวด์ และแบบลอยตัว ทำให้มีพื้นฐานที่ดีสำหรับความต้านทานเชิงเส้น ในอีกมุมหนึ่ง ความต้านทานลงกราวด์ [47]-[51] และลอยตัวได้มีการวิจัยให้รองรับช่วงการทำงานที่กว้างขึ้น [52]-[53] และเหมาะสมในการผลิตเป็นวงจรรวม[54] แต่ความต้านทานเหล่านั้น แสดงตัวได้แค่ค่าบวก หรือค่าลบ อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น[55]-[57] ซึ่งปัจจุบันได้มีการวิจัยให้สามารถเป็นวงจรความต้านทานที่สามารถให้ค่าทั้งบวก หรือลบในวงจรเดียวกัน [58]-[59] แต่ก็ยังไม่เหมาะสมในการนำไปผลิตเป็นวงจรรวม และค่าที่ได้ยังคงค่าที่จำกัด ไม่สามารถปรับเปลี่ยนได้ช่วงที่กว้าง วิทยานิพนธ์นี้จึงได้มีการออกแบบวงจรที่สามารถได้ความต้านทานค่าบวก หรือค่าลบในวงจรเดียวกันโดยสามารถควบคุมค่าได้ด้วยอิเล็กทรอนิกส์และให้ค่าความต้านทานที่สูง โครงสร้างไบโพลาร์ที่ใช้เป็นวงจรสายพานรุ่นที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายได้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่สูง และสามารถปรับเปลี่ยนด้วยทางอิเล็กทรอนิกส์ ฟังก์ชันการทำงานของวงจรความต้านทานที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนเป็นความต้านทานบวก หรือลบด้วยสัญญาณดิจิทัล ซึ่งยังไม่มีมีการรายงานในการวิจัยที่ผ่านมา วงจรที่นำเสนอยังมีความเหมาะสมในการผลิตเป็นวงจรรวม ซึ่งจะได้อีกว่าหลักการและผลการจำลองวงจรในหัวข้อถัดไป

6.2 หลักการ

วงจรที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรความต้านทานที่สามารถแสดงค่าเป็นบวกหรือลบ ในวงจรเดียวกันโดยประกอบขึ้นจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งโครงสร้างพื้นฐานวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแสดงดังรูปที่ 6.1 ซึ่งคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะพบว่าอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากในขั้ว Y และค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว X เป็น R_x และขั้ว Z จะมีคุณสมบัติเป็นเจนเนอเรเตอร์กระแส และมีค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก และพบว่าค่าความต้านทานของขั้ว X หรือ ความต้านทานแฝง R_x [13],[60] สามารถหาได้จากสมการนี้คือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_C} \quad (6.1)$$

ความต้านทานแฝง R_x คือความต้านทานภายในของลูปของทรานซิสเตอร์ (Q_1 - Q_4) ซึ่งสามารถควบคุมค่าได้ด้วยกระแสไบอัส I_C แสดงได้ดังรูปที่ 6.1 และมีการปรับปรุงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองให้มีอัตราขยายกระแสจะแสดงได้ดังรูปที่ 6.2



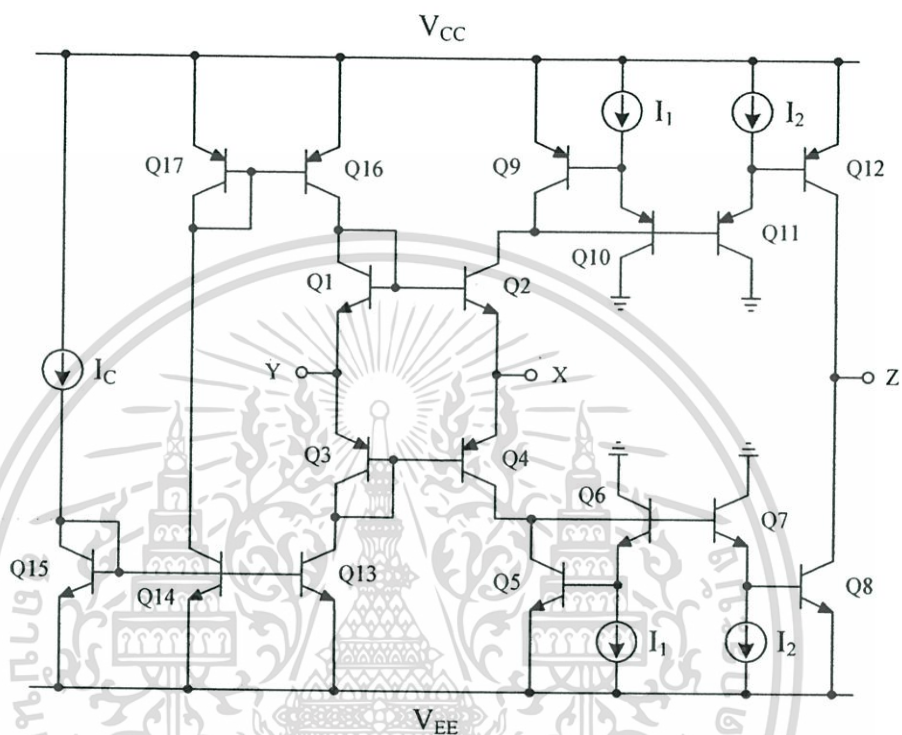
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรสายพานกระแส (CCCII)

และอัตราขยายกระแส k [11] จะเขียนเป็นสมการที่ 6.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

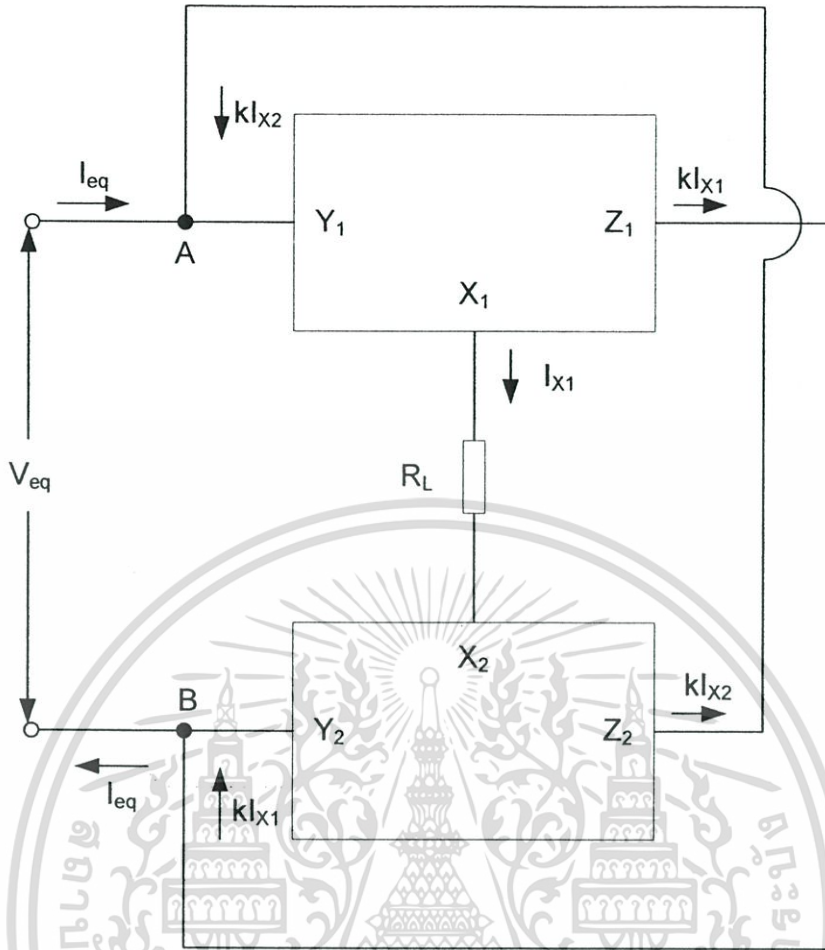
$$k = \frac{I_1}{I_2} \quad (6.2)$$

จากสมการที่ 6.2 จะพบว่าอัตราขยายกระแสจะถูกควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส I_1 และ I_2



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรสายพานกระแสที่มีการปรับค่าอัตราขยายกระแสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 แสดงวิธีการคำนวณหาค่า R_{eq}

ดังนั้น เมื่อเขียนสมการความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์จะได้เป็น

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

จากรูปที่ 6.3 เนื่องจากให้วงจรสายพานทรานสดีเอ็นเอทั้งสองมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน จึงสามารถสรุปได้ว่า $I_{X1} = I_{X2}$, $kI_{X1} = kI_{X2}$

เมื่อพิจารณาที่โหนด A จะได้ว่า

$$I_{eq} = kI_{X1} \quad (6.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่า V_{eq} ได้จาก

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{eq} \quad (6.5)$$

$$R_{eq} = \frac{V_{eq}}{I_{eq}} \quad (6.6)$$

จากคุณสมบัติของวงจรสายพานทรานสลิเนียร์ที่ว่า

$$V_Y = V_X \quad (6.7)$$

จากสมการที่ 6.5 และ 6.7 จะได้ว่า

$$V_{eq} = I_{X1} \cdot (2R_X + R_L) \quad (6.8)$$

แทนค่าสมการที่ 6.4 และ 6.8 ลงในสมการที่ 6.6 จะได้ว่า

$$R_{eq} = \frac{I_{X1} (2R_X + R_L)}{k I_{X1}} \quad (6.9)$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$R_{eq} = \frac{(2R_X + R_L)}{k} \quad (6.10)$$

แทนค่า k จากสมการที่ 6.2 ในสมการที่ 6.10 จะได้

$$R_{eq} = \frac{I_2 (2R_X + R_L)}{I_1} \quad (6.11)$$

และจากสมการที่ 6.1 จะสามารถเปลี่ยนแปลงสมการที่ 6.11 ได้ดังนี้

$$R_{eq} = \frac{I_2}{I_1} \left(\frac{V_T}{I_{C1}} + R_L \right) \quad (6.12)$$

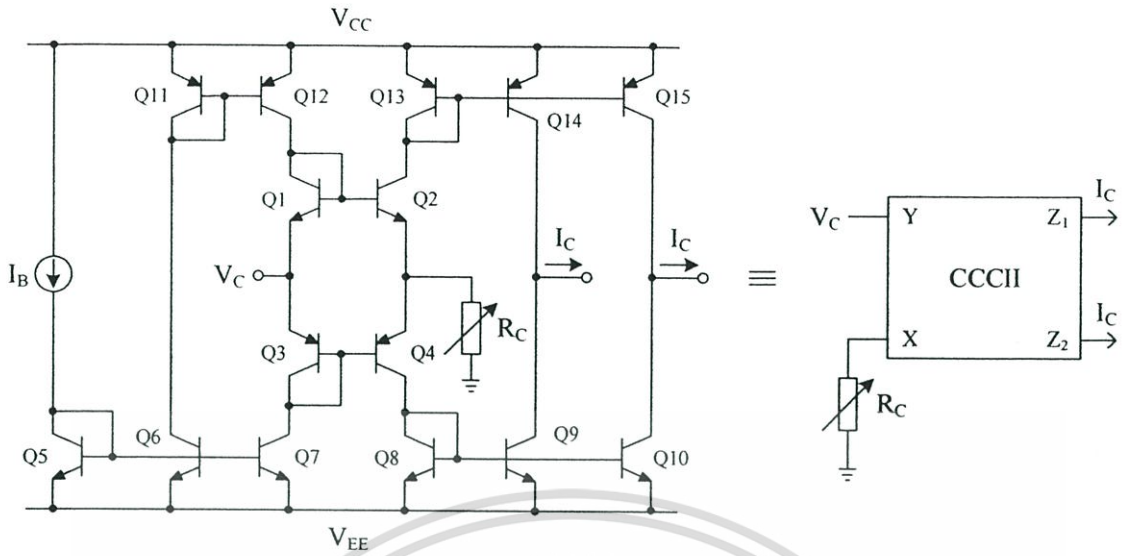
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำนองเดียวกันถ้ามีการเปลี่ยนเอาท์พุทของขั้ว Z ในรูปที่ 6.3 ให้มีการเชื่อมต่อกันกับขั้ว Y ของ วงจรสายพานกระแสเดียวกัน (ให้เอาท์พุทขั้ว Z_1 เชื่อมต่อกับ ขั้ว Y_1 และให้เอาท์พุทขั้ว Z_2 เชื่อมต่อกับ ขั้ว Y_2) จะปรากฏว่าเราจะได้ความต้านทานลอยตัวค่าลบ ซึ่งการคำนวณก็ใช้วิธีเดียวกันกับการคำนวณความต้านทานลอยตัวค่าบวก ดังนั้น จะได้ค่าความต้านทานค่าลบ คือ

$$R_{eq} = -\frac{I_2}{I_1} \left(\frac{V_T}{I_{C1}} + R_L \right) \quad (6.13)$$

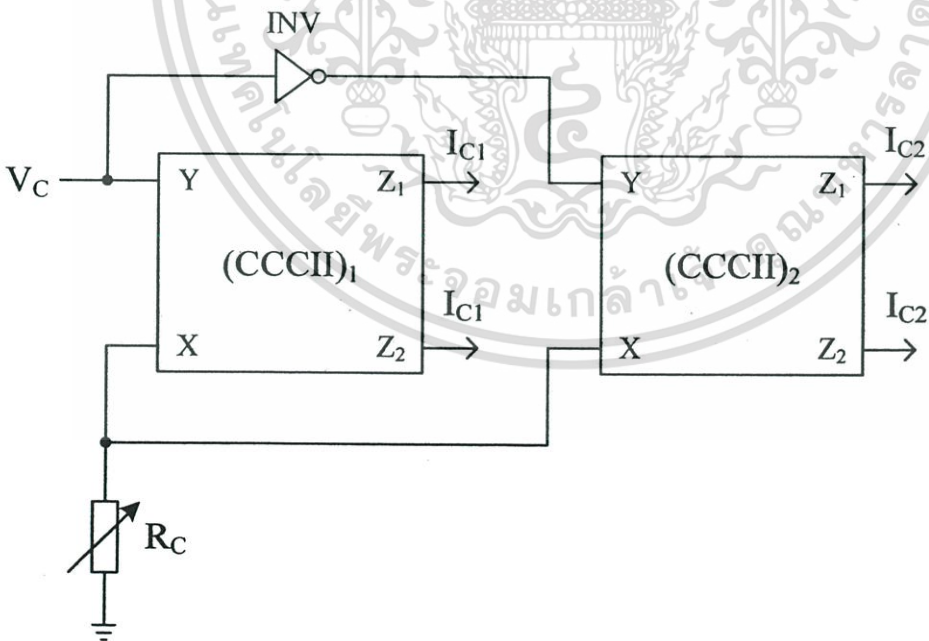
6.3 วงจรสายพานกระแสที่ใช้เป็นสวิตช์ไฟฟ้า

ในหัวข้อนี้ มีการประยุกต์ใช้งาน โดยการใช้สวิตช์ไฟฟ้าที่ทำด้วยการใช้วงจรสายพานกระแส [61] โดยสามารถแปลงได้ทั้งแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแส หรือกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า สวิตช์ที่นำเสนอจะใช้แหล่งกำเนิดกระแสคงที่ในการควบคุมสวิตช์ กล่าวคือ ถ้าต้องการให้สวิตช์เปิด จะมีการป้อนแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ให้ ในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการให้สวิตช์ปิด จะป้อนแหล่งกำเนิดกระแสที่มีค่า 0 แอมป์ ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้มีการใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 6.4 จึงทำให้สามารถที่จะควบคุมให้วงจรความต้านทานที่นำเสนอให้มีค่าเป็นบวกหรือลบ ทำให้สะดวกในการที่จะควบคุมวงจรด้วยการใช้อิเล็กทรอนิกส์ไปทำหน้าที่ในการควบคุมวงจรดังกล่าว ซึ่งเราจะมีกรออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแสดังรูปที่ 6.4 ที่จะทำให้สามารถควบคุมวงจรความต้านทานที่ต้องการให้เป็นค่าบวกหรือ ค่าลบด้วยการควบคุมแรงดัน V_C และพบว่าเมื่อมีแรงดัน V_C จะทำให้เกิดกระแส I_x ผ่านตัวต้านทาน RC และทำให้เกิดกระแสที่ขั้ว Z เป็นกระแสเอาท์พุท ซึ่งก็คือกระแส I_C สำหรับการควบคุมให้เป็นกระแสไปควบคุมวงจรสายพานกระแสในวงจรความต้านทานที่ต้องการให้ทำงาน และเป็นการควบคุมวงจรความต้านทานที่ต้องการว่าจะต้องการให้มีค่าลบ หรือค่าบวก



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแสโดยการใช้วงจรสายพานกระแส

และได้มีการนำตัวอินเวอร์เตอร์มาใช้สำหรับการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแสสองวงจรดังรูปที่ 6.5 ซึ่งจะมีการควบคุมด้วยแรงดัน V_C ทำให้เราสามารถที่จะเลือกตัวควบคุมกระแสเอาท์พุทที่ต้องการว่าจะให้เป็นกระแสเอาท์พุทที่เกิดที่ตัวใด



รูปที่ 6.5 แสดงถึงวงจรสัญญาณดิจิทัลที่ใช้สำหรับการเลือกให้เป็นความต้านทานค่าบวกหรือค่าลบ

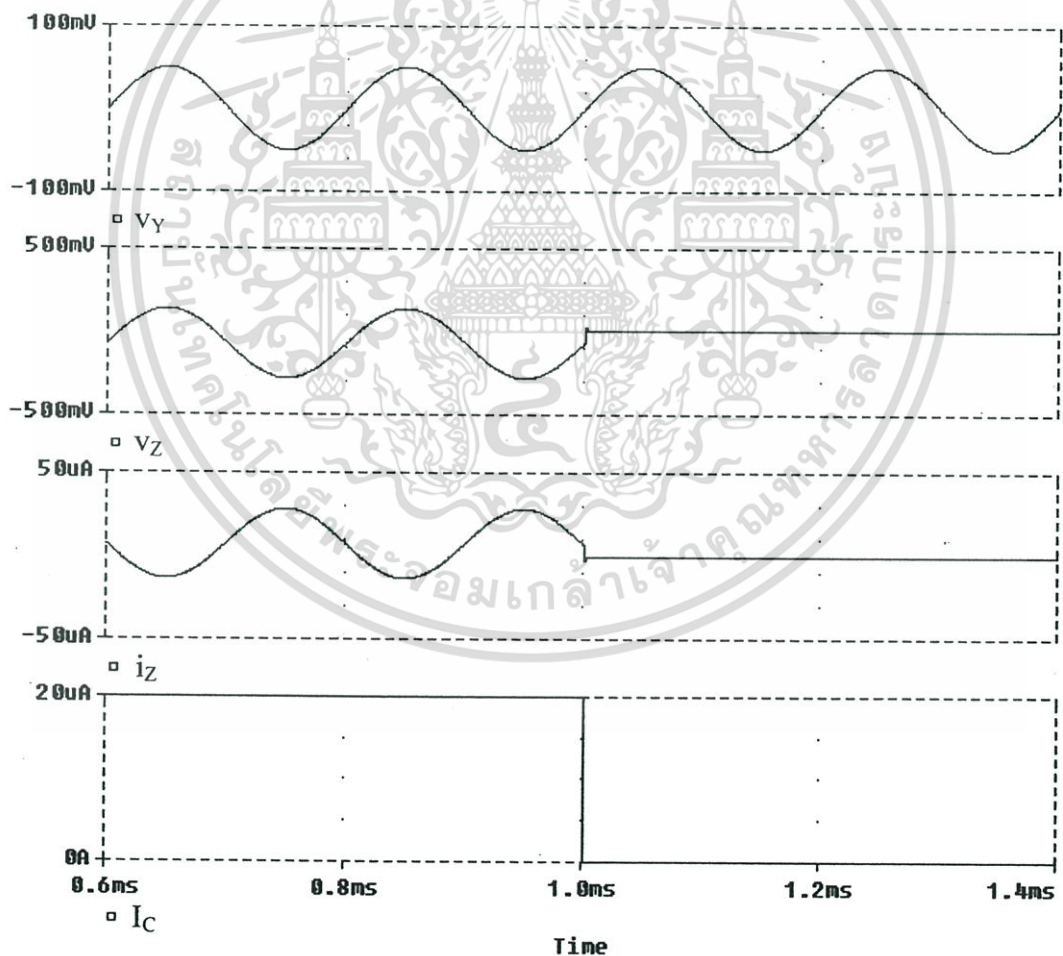
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถที่จะสรุปการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแส ทำให้กระแสเอาต์พุตเกิดการควบคุมวงจรตัวต้านทานในรูปที่ 6.7 แสดงได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงค่ากระแสเอาต์พุตที่ใช้ควบคุมวงจรความต้านทาน

| I_{C1} | I_{C2} | Resistor Type |
|----------|----------|---------------|
| 0 | 1 | Positive |
| 1 | 0 | Negative |

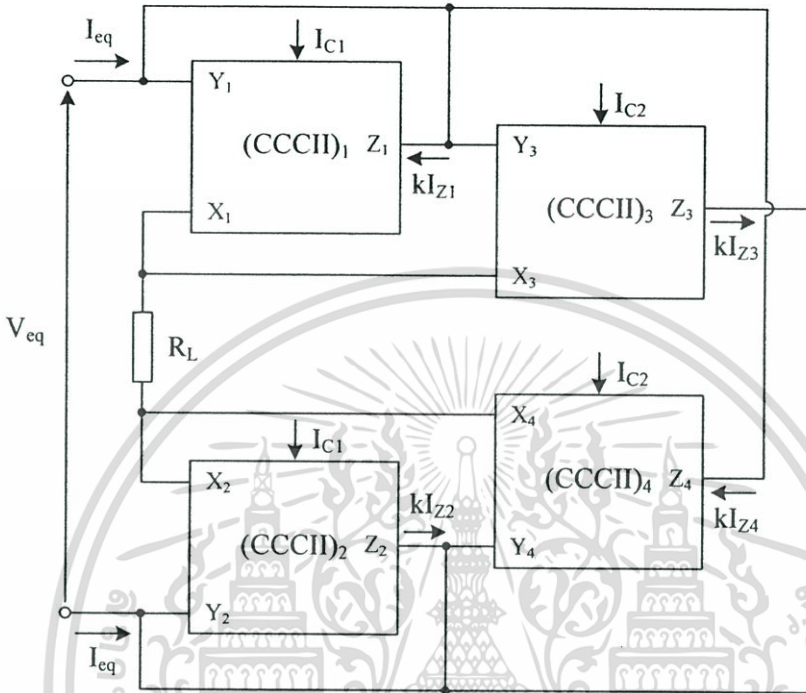
และจากการทดลองจะพบว่า การควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแส สามารถแสดงตัวเป็นสวิตช์ได้ดังผลที่แสดงดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 แสดงผลที่ได้จากวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ ได้มีการประกอบขึ้นดังรูปที่ 6.7 ระเบียบข้อดำเนินการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถนำสวิตช์มาประยุกต์ใช้งานสำหรับควบคุมวงจรความต้านทานดังกล่าว ซึ่งอาศัยหลักการข้างต้น ทำให้เราสามารถควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์เพื่อควบคุมให้วงจรความต้านทานดังกล่าว สามารถแสดงเป็นค่าบวกหรือค่าลบตามที่ต้องการได้



รูปที่ 6.7 แสดงวงจรความต้านทานที่มีค่าบวกและลบด้วยการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์

6.4 การวิเคราะห์เชิงไม่อุดมคติ

เมื่อทำการวิเคราะห์เชิงไม่อุดมคติ จะพบว่า และสามารถที่จะแสดงเป็นสมการเชิงเมตริกซ์ ดังสมการที่ 6.14

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \alpha & R_X & 0 \\ 0 & \beta k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

โดยที่ $\alpha=1-\varepsilon$, $|\varepsilon|\ll 1$ แสดงถึงค่าผิดพลาดของโวลท์เตจ และ $\beta=1-\delta$, $|\delta|\ll 1$ แสดงถึงค่าผิดพลาดของกระแส และสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่ไม่เป็นอุดมคติได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

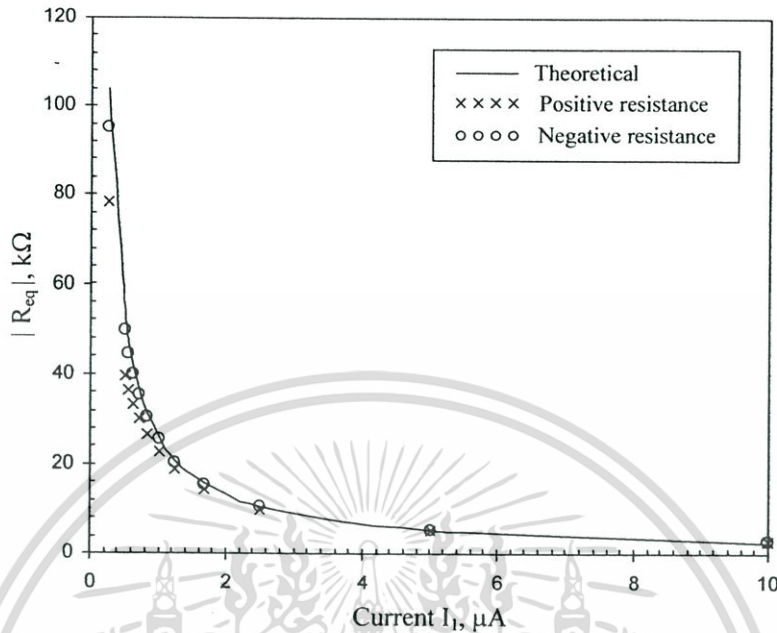
$$R_{eq,positive} = +\alpha_1\alpha_2\beta_1\beta_2 \frac{I_2}{I_1} \left(\frac{V_T}{I_{C1}} + R_L \right) \quad (6.15)$$

$$R_{eq,negative} = -\alpha_3\alpha_4\beta_3\beta_4 \frac{I_2}{I_1} \left(\frac{V_T}{I_{C2}} + R_L \right) \quad (6.16)$$

6.5 ผลการจำลองวงจร

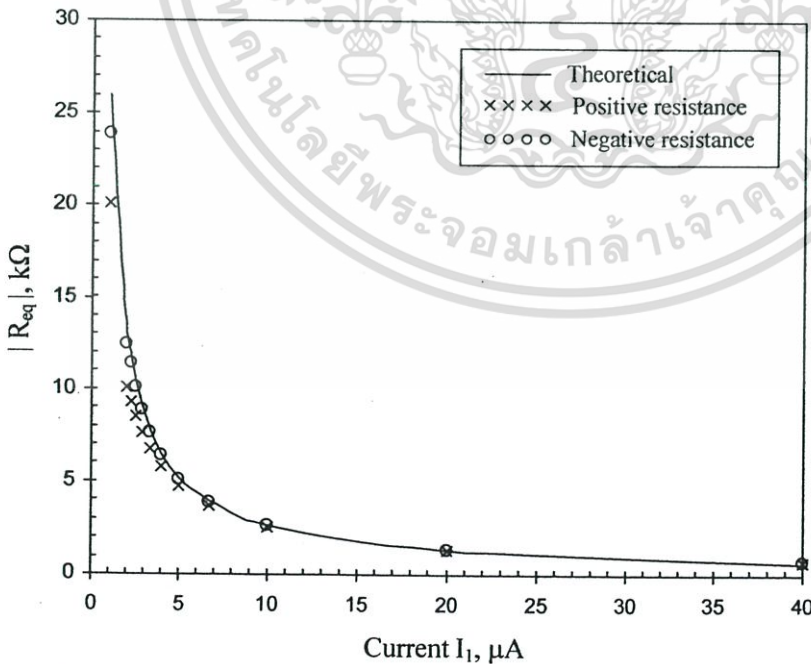
ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ดังรูปที่ 6.7 ได้รับการตรวจสอบโดยการใช้โปรแกรม PSpice วงจรสายพานกระแสที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ที่นำมาใช้ในการทดสอบก็มาจากวงจรดังรูปที่ 6.2 ด้วยทรานซิสเตอร์โมเดลของ PR100N และ NR100N ของ ALA400 จากบริษัท AT&T [46] ใช้แรงดันเท่ากับ ± 2.5 โวลต์ และมีการใช้ R_L เท่ากับ 0 โอห์ม หรือ 10 โอห์ม เพื่อที่จะได้ค่าความต้านทานเป็นค่าบวก จะมีการให้เกิดกระแส I_{C2} ให้ไหลผ่านวงจรสายพานกระแส CCCII₃ และ CCCII₄ ส่วนกระแส I_{C1} จะไม่มีทำให้วงจรสายพานกระแส CCCII₁ และ CCCII₂ ไม่ทำงาน ในทำนองกลับกัน ถ้าต้องการให้วงจรความต้านทานดังกล่าวมีค่าเป็นลบ ก็จะต้องมีการทำให้เกิดกระแส I_{C1} ให้ไหลผ่านวงจรสายพานกระแส CCCII₁ และ CCCII₂ ส่วนกระแส I_{C2} จะไม่มี จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแสที่ออกแบบขึ้น จะใช้สำหรับการควบคุมกระแส I_{C1} และ I_{C2} ในวงจรเดียวกันทำให้วงจรนี้สามารถควบคุมด้วยอิเล็กทรอนิกส์ได้ ซึ่งรูปที่ 6.6 แสดงถึงผลการทำงานของอนาล็อกสวิตช์เมื่อใช้สัญญาณไซน์ 5kHz ป้อนเข้าที่ขั้ว Y ใช้ความต้านทาน 2 ตัวที่ต่อกราวด์เป็น 10k Ω เชื่อมต่อที่พอร์ต X ในวงจรสายพานทั้งสองตัว และจะให้พอร์ต Z เป็นกระแสเอาต์พุต I_C โดยที่จะได้สัญญาณสแคว์เอาต์พุต 20 μA_{pp} ความถี่ 1kHz และค่า k ของวงจรสายพานกระแสเป็น 10 รูปที่ 6.8 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่าความต้านทานค่าบวกและค่าลบกับการคำนวณทางทฤษฎีตามสมการที่ 6.12 และ 6.13 โดยเทียบกับกระแส I_1 เมื่อ $R_L=0$ เมื่อให้กระแส I_{C1} และ I_{C2} สำหรับค่าความต้านทานบวกและลบด้วยค่า 5 μA และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่า R_{eq} กับค่าที่ได้ทางทฤษฎี จะพบว่าถ้าความต้านทานค่าบวกจะมีค่าความผิดพลาด 23.69% ที่ $I_1 = 0.5 \mu A$ และ k=10 และความต้านทานค่าลบจะมีค่าความผิดพลาด 4.5% เนื่องจากผลของความผิดพลาดของค่าความต้านทานมาจากอัตราขยายกระแส (I_1/I_2) ที่ไม่ถูกต้อง ของวงจรสายพานกระแส สำหรับการทำให้วงจรสายพานกระแสมีอัตราขยายที่ถูกต้องจะต้องมีการปรับปรุงโดยการใช้วงจรสายพานกระแสของ [11] โดยการใช้เงื่อนไขเดียวกัน รูปที่ 6.9 แสดงค่าความต้านทาน R_{eq} เมื่อแหล่งกำเนิดกระแส I_{C1} และ I_{C2} เปลี่ยนเป็น 20 μA รูปที่ 6.10 และ 6.11 แสดงการเปรียบเทียบค่าความต้านทานค่าบวกและค่าลบกับค่าทางทฤษฎีจากสมการที่ 6.11 และ 6.12 เมื่อ R_L

มีค่าเป็น $10\text{k}\Omega$ และแหล่งกำเนิดกระแส I_{C1} และ I_{C2} ของความต้านทานค่าบวกและค่าลบมีค่า $5\mu\text{A}$ และ $20\mu\text{A}$ ตามลำดับ



รูปที่ 6.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 0\Omega$ และสำหรับ $I_C = 5\mu\text{A}$

จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานสูงสามารถเกิดขึ้นได้ง่ายๆ โดยการเพิ่มค่า k ผ่านค่าแหล่งจ่ายกระแส I_1



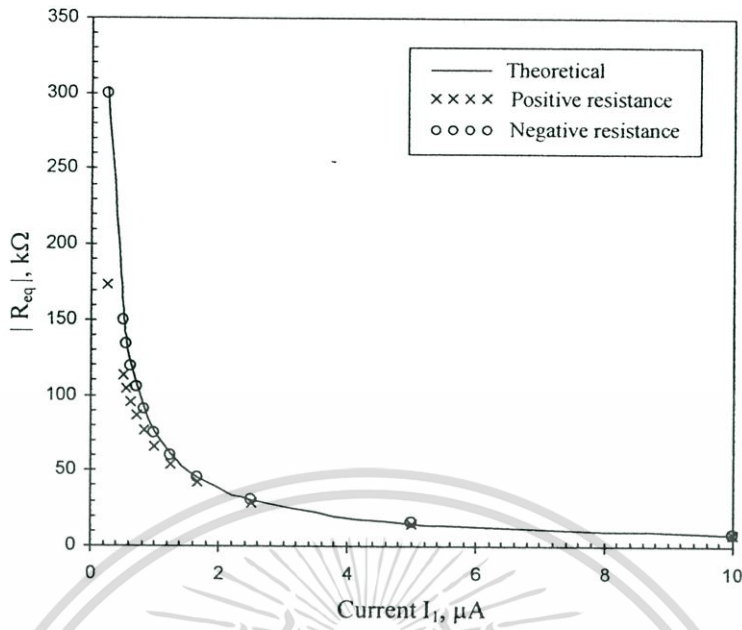
รูปที่ 6.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 0\Omega$ และสำหรับ $I_C = 20\mu\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

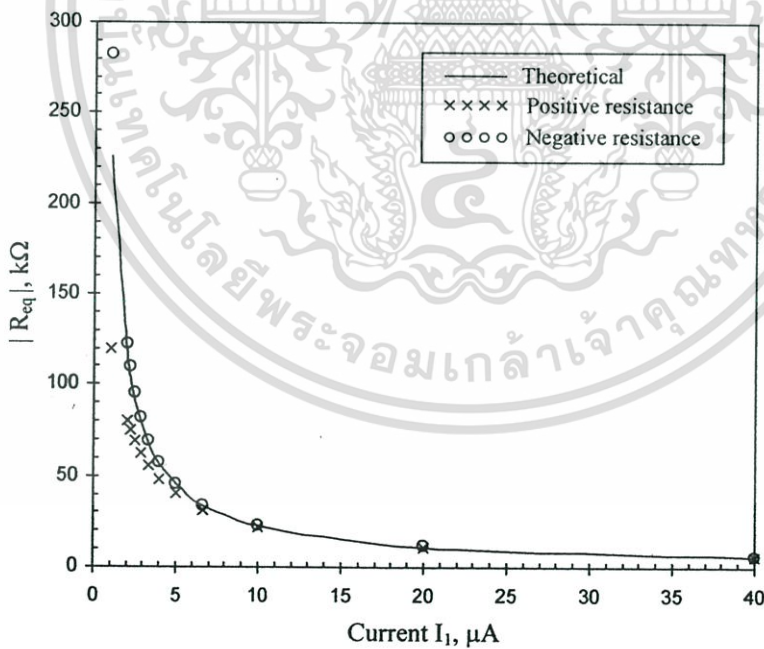
จากรูปที่ 6.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน R_{eq} เปรียบเทียบกับค่าความต้านทานโหลด R_L เมื่อ I_C คือ $20 \mu A$ และ I_1 คือ $20 \mu A$ ($k=10$) ค่าความต้านทาน R_{eq} มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 40 ถึง 250.2 k Ω เมื่อ R_L เปลี่ยนแปลงระหว่างค่า 1 ถึง 20 k Ω ค่าความต้านทานที่สูงขึ้น เกิดจากการเพิ่มค่า k และจากรูปที่ 6.12 แสดงถึงค่า THD ของเอาต์พุต จากผลการจำลองที่ได้ในรูปที่ 6.5 ถึง 6.8 ทำให้เห็นได้ชัดเจนว่าค่าความต้านทานจะสามารถเปลี่ยนแปลงโดยแหล่งกำเนิดกระแส I_1 และ I_C ช่วงของค่าความต้านทานจะถูกเปลี่ยนแปลงโดยกระแส I_C และค่าความถูกต้องจะควบคุมได้โดยแหล่งกำเนิดกระแส I_1 ยิ่งกว่านั้น แหล่งกำเนิดกระแส I_C จะถูกใช้ในการกำหนดประเภทของความต้านทาน เนื่องจากวงจรความต้านทานลอยตัวแบบความต้านทานบวกหรือลบ สามารถใช้กระแสเป็นตัวกำหนดว่าจะให้เป็นความต้านทานแบบบวก หรือ ความต้านทานแบบลบ ถ้าต้องการให้ใช้แรงดันในการควบคุม ก็สามารถนำวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแส มาใช้งานได้ อย่างไรก็ตาม ผู้วิจัยได้มีการจัดเตรียมวงจรคอนเวอร์เตอร์แรงดันเป็นกระแส ดังรูปที่ 6.4 กระแสที่พอร์ต Z กำหนดได้จาก

$$I_C = \frac{V_C}{R_C} \quad (6.17)$$

โดยที่ I_C สามารถถูกเปลี่ยนแปลงค่าได้ด้วยค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้ ซึ่งสามารถแสดงการทำงานเป็นดิจิทัลคู่กับแรงดันที่ถูกแสดงได้ดังรูปที่ 6.5 ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะถูกกำหนดโดยค่าแรงดัน V_C ของวงจรสายพานกระแส โดยที่สถานะเป็น 0 คือไม่มีแรงดัน V_C ป้อนเข้า และสถานะเป็น 1 คือการให้แรงดันคงที่ป้อนเข้า การควบคุมจากสัญญาณดิจิทัลสำหรับค่าความต้านทานเป็นค่าบวกหรือค่าลบถูกแสดงได้ดังตารางที่ 6.1 ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้เสนอ สองแนวทางในการควบคุมค่าความต้านทานบวก หรือลบ

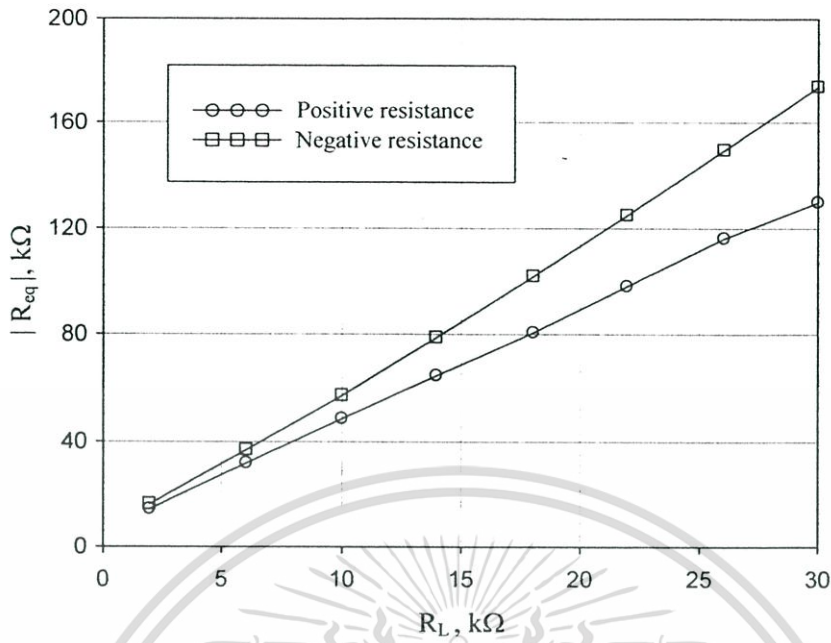


รูปที่ 6.9 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 10\text{k}\Omega$ และ
สำหรับ $I_C = 5\ \mu\text{A}$

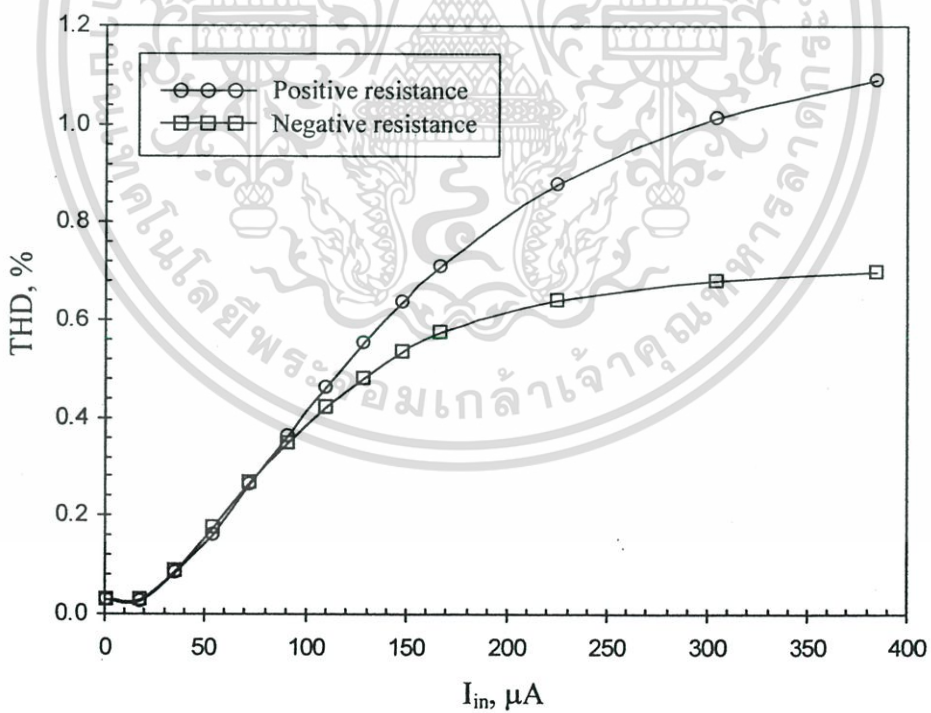


รูปที่ 6.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} ด้วยค่ากระแสตรง I_1 สำหรับ $R_L = 10\text{k}\Omega$
และสำหรับ $I_C = 20\ \mu\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_{eq} เทียบกับค่าความต้านทาน R_L



รูปที่ 6.12 ผลของ THD ที่ความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 สรุปผล

วงจรรวมด้านทานค่าบวกหรือค่าลบที่สามารถปรับค่าด้วยอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ เป็น วงจรที่ประกอบด้วย วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ 4 ตัว ประเภทของความต้านทานสามารถได้รับการควบคุมผ่านรหัสดิจิตอล โดยรูปกระแส หรือแรงดัน ได้ ค่าความต้านทานที่สูงและสามารถควบคุมประเภทความต้านทานโดยการใช้วงจรรายพาน กระแสรูนที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ แสดงให้เห็นได้จากการจำลองวงจรที่นำเสนอ ได้ผลอย่างดีเมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุป และข้อเสนอแนะในการทำวิจัย

7.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นงานวิจัยที่เกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ซึ่งสามารถที่จะปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ดังนี้คือ เรื่องแรกเป็นงานวิจัยเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชัน โดยมีการใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นหลัก ซึ่งก็คือวงจรโอทีเอและวงจรออปแอมป์ ถัดจากนั้นเป็นงานวิจัยการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชันที่มีการนำอุปกรณ์แอกทิฟเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ และอุปกรณ์พาสซีฟเป็นตัวเก็บประจุเป็นหลัก และในงานวิจัยถัดไปเป็นวงจรความต้านทานลอยตัวที่สามารถมีค่าความต้านทานบวกหรือลบในวงจรเดียวกันที่มีการใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้และอุปกรณ์พาสซีฟ เป็นตัวต้านทาน ซึ่งได้จัดทำขึ้นโดยแบ่งการอธิบายเป็นบทที่สำคัญดังนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและความน่าสนใจของวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชัน และความต้านทานลอยตัวที่เป็นเหตุจูงใจในการค้นคว้าวิจัย

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของบล็อกวงจรแอกทิฟที่เป็นหลักสำคัญในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชัน คือ บล็อกวงจรออปแอมป์ บล็อกวงจรโอทีเอ และบล็อกวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการกรองสัญญาณความถี่ ตั้งแต่การกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน การกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน การกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน การกรองกำจัดแถบความถี่ และการกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่ รวมถึงการกรองสัญญาณอันดับที่สอง ที่เป็นหลักทางทฤษฎีในการอธิบายการกรองสัญญาณความถี่ที่ต้องการในแบบต่างๆ

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชัน โดยการใช้อุปกรณ์แอกทิฟที่เป็นบล็อกวงจรออปแอมป์และวงจรโอทีเอเป็นหลัก

บทที่ 5 เป็นการกล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณแบบหลายฟังก์ชัน โดยการใช้อุปกรณ์แอกทิฟที่เป็นบล็อกวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้

บทที่ 6 เป็นการกล่าวถึงวงจรความต้านทานลอยตัว โดยการใช้อุปกรณ์แอกทิฟที่เป็นบล็อกวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคณะผู้จัดทำเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และพบว่าผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรดังกล่าวข้างต้น ด้วยโดยแกรม PSPICE ทำให้ทราบว่าผลการทดลองที่เกิดขึ้น มีความสอดคล้องและเป็นไปทางเดียวกันอย่างน่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้รับการยอมรับให้ลงตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยพัฒนาทางวิศวกรรมด้านอิเล็กทรอนิกส์และด้านการสื่อสารในระดับนานาชาติดังนี้ คือ

- IJE (International Journal of Electronics)
- ในการประชุมวิชาการ 2006 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2006) ซึ่งจัดขึ้น ณ ประเทศไทย
- ในการประชุมวิชาการ 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI2007) ซึ่งจัดขึ้น ณ ประเทศไทย

7.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

7.2.1 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโดยใช้โอทีเอและออปแอมป์

จากวงจรที่ออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยหัวข้อนี้ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

- 1) ควรพัฒนางจรให้สามารถทำงานให้ครบทุกฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ โดยเพิ่มวงจรกรองสัญญาณกำจัดแถบความถี่และวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่
- 2) ควรมีการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟให้ลดจำนวนลงเพื่อให้วงจรเล็กลง

7.2.2 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรไบควอดราติกฟิวเตอร์โดยใช้วงจรสายพาน

กระแสน์ที่สองที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากวงจรที่ออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยหัวข้อนี้ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

- 1) ควรมีการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลัก เพื่อให้วงจรเหมาะสมในการนำไปผลิตเป็นวงจรรวม

7.2.3 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าบวกหรือลบ ในวงจรเดียวกัน

จากวงจรที่ออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยหัวข้อนี้ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

1) ควรออกแบบวงจรที่สามารถเป็นวงจรความต้านทานลอยตัวที่มีค่าบวก หรือลบ โดยให้ใช้อุปกรณ์แอกทีฟให้ลดลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] I. Chaisayun, **Operational Amplifier**, Luey, Luey Printing, 2005
- [2] S. Chitawong, **Electronics Engineering**, Bangkok, VJ Printing, 2001
- [3] E.W. Greenneich, **Analog Integrated Circuits**, New York, International Thomson Publishing, 1997
- [4] M. Kumngern, **On The Design and Implementation of Integrable Current-Mode Analog Signal Processing Circuits**, Doctoral Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2006
- [5] K.C. Smith and A.S. Sedra, "**The current conveyor: a new circuit building block**", Proceedings of the IEEE, Vol.56:pp.1368-1369, 1968
- [6] A.S. Sedra and K.C. Smith, "**A Second Generation Current Conveyor and Its Application**", IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol.CT-17, pp.132-134, 1970
- [7] A. Sedra, G. Reberts and F. Gohn, "**The Current Conveyor: History, Progress and New Result**", Proceedings of the IEE Part G., Vol.137, pp.78-87, 1990
- [8] W. Tangsrirat, **Integrable Active Circuit Building Blocks For the Systematic Realization of Current-Mode Analog Functions**, Doctoral Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2003
- [9] N. Jangsamsi, **Current-Mode Universal Filters Using CCCIs**, Master Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2008
- [10] W. Surakamponorn, P. Thijimajshima, "**Integrable Electronically Tunable Current Conveyor**," Proceedings of the IEE Part G, Vol.135, No.2, pp.71-77, 1988
- [11] A. Fabre and N. Mimeche, "**Class A/AB Second Generation Current Conveyor with Controlled Current Gain**", Electronics Letters, Vol.30, No.16, pp.1267-1269, 1994
- [12] O. Saaid and A. Fabre, "**Class AB Current Control Resistor for High Performance Current-Mode Applications**", Electronics Letters, Vol.31, No.1, pp.4-5, 1996
- [13] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "**Current Controlled Bandpass Filter Based on Translinear Conveyors**", Electronics Letter, Vol.31, No.20, pp. 1727-1728, 1995

- [14] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and H. Barthelemy, “**On the Frequency Limitations of the Circuit Based on Second Generation Current Conveyors**”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Kluwer Academic Publishers, Vol.7, pp.113-129, 1995
- [15] B. Gilbert, “**Translinear Circuit: a Proposed Classification**”, Electronics Letters, Vol.11, pp.14-16, 1975
- [16] P. Pawarangoon, **Electronically Tunable Impedance Multiplier**, Doctoral Thesis, King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang, 2006
- [17] A.K. Singh, and R. Senani, “**Low-component count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads,**” Electron. Lett. 34, pp. 718-719, 1998
- [18] M.T. Abuelma’atti, and H.A. Alzاهر, “**Universal three inputs and one output current-mode filter without external passive elements,**” Electron. Lett. 33, pp. 281-283, 1997
- [19] T. Tsukutani, et al, “**Voltage-mode active-only biquad,**” Int. J. Electron. Vol.87, pp. 1435-1442, 2000
- [20] N. A. Shah and S. Z. Iqbal, “**Current-mode active –only universal filter,**” Int. J. Electron. Vol. 90, no. 6, pp. 407-411, 2003
- [21] J. Wu, “**Current-mode high-order OTA-C filters,**” Int. J. Electron. 76, pp. 1115-1120, 1994.
- [22] <http://www.ecircuitcenter.com/Circuits/opmodel1/Opmodel1.htm>
- [23] G.W. Roberts and A.S. Sedra, “**All-Current-Mode Frequency Selective Circuits,**” *Electronics Letters*, 25, 759-761, 1989
- [24] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haig, *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach*, Peter Peregrinus, 1990
- [25] C.M. Chang, “**Universal Active Current Filter with Single Input and Three Outputs using CCIIs,**” *Electronics Letters*, 29, pp.1932-1933, 1993
- [26] S. Ozoguz and C. Acar, “**Universal Current-Mode Filter with Reduced Number of Active and Passive Components,**” *Electronics Letters*, 33, pp.948-949, 1997
- [27] A. Toker and S. Ozoguz, “**Insensitive current-mode universal filter using dual output current conveyors,**” *International Journal of Electronics*, 87, pp.667–674, 2000

- [28] H.Y. Wang and C.T. Lee, “**Versatile insensitive current-mode universal biquad implementation using current conveyors,**” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 48, pp.409-413, 2001
- [29] O. Cicekoglu, N. Tarim and H. Kuntman, “**Wide dynamic range high output impedance current-mode multifunction filters with dual-output current conveyors,**” *International Journal of Electronics and Communications*, 56, pp.55–60, 2002
- [30] S.H. Tu, C.M. Chang and K.P. Liao, “**Novel versatile insensitive universal current-mode biquad employing two second-generation current conveyors,**” *International Journal of Electronics*, 56, pp.55–60, 2002
- [31] J.W. Horng, C.L. Hou, C.M. Chang, J.Y. Shie and C.H. Chang, C.-H., “**Universal current filter with single input and three outputs using MOCCIIs,**” *International Journal of Electronics*, 94, pp.327–333, 2007
- [32] W. Tangsrirat, “**Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors,**” *International Journal of Electronics and Communications*, 61, pp.528–533, 2007
- [33] W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, “**High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors,**” *International Journal of Electronics and Communications*, 61, pp.127-131, 2007
- [34] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakamponorn, “**Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers,**” *International Journal of Electronics and Communications*, 61, pp.209-214, 2007
- [35] T. Tsukutani, Y. Sumi and N. Yabuki, “**Versatile current-mode biquadratic circuit using only plus type CCCIIIs and grounded capacitors,**” *International Journal of Electronics*, 94, pp.1147–1156, 2007
- [36] C.M. Chang and S.K. Pai, “**Universal current-mode OTA-C Biquad with the minimum components,**” *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 47, pp.1235-1238, 2000
- [37] M. Sagbas and K. Fidanboylu, “**Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements,**” *Electronics Letters*, 40, pp.2-4, 2004

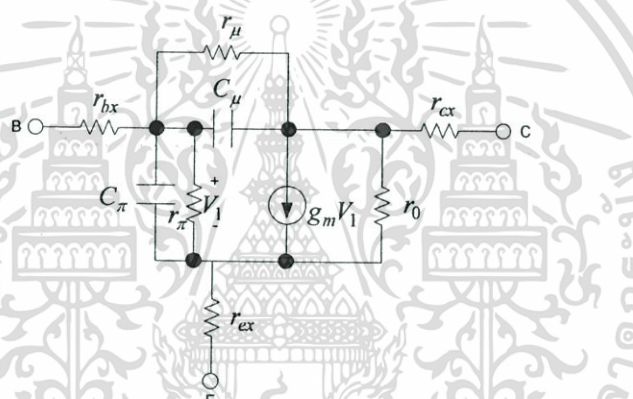
- [38] A.U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu and V. Biolkova, “**Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers,**” *International Journal of Electronics and Communications*, 60, pp.443-446, 2006
- [39] D. Biolek, V. Biolkova and Z. Kolka, “**Universal current-mode OTA-C KHN biquad,**” *Proceeding of International Conference Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2007)*, Venice, Italy, 443-446, 2007
- [40] M.T. Abuelma’atti and M.A. Al-Qahtani, “**A new current controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear conveyor**”, *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 45, pp.881-885, 1998
- [41] W. Surakamponorn and K. Kumwachara, “**CMOS-based electronically tunable current conveyor,**” *Electronics Letters*, 28, pp.1316-1317, 1992
- [42] S. Mimaei, O.K. Sayin, and H. Kuntman, “**A New CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters,**” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, 53, pp.1448-1458, 2006
- [43] M. Bhusan and R.W. Newcomb, “**Grounding of capacitors in integrated circuits,**” *Electronics Letters*, 3, pp.148-189, 1967
- [44] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, and Z. Kolka, “**Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals,**” *Radioengineering*, 17, 4, pp.15-32, 2008
- [45] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, “**Cascadable Current-Mode Biquad Filter and Quadrature Oscillator Using DO-CCCIIs and OTA,**” *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 28, pp.99-110, 2009
- [46] D.R. Frey, “**Log domain filter: An approach to current mode filtering,**” *IEE Proceedings Part G of Circuits, Devices and Systems*, 140, pp.406-416, 1993
- [47] R. Senani, “**Realization of linear voltage-controlled resistance in floating form,**” *Electronics Letters*, Vol.30, pp.1909-10, 1994
- [48] H.O. Elwan , S.A. Mahamoud, A.M. Soliman, “**CMOS voltage controlled floating resistor**”, *International Journal of Electronics*, 81, pp.471-6, 1996
- [49] H. Barthelemy , A. Fabre, “**A new floating controlled resistance operating in class AB**”, *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I*, Vol.47, pp.67-72, 2000

- [50] N. Tadic, D. Gobovic , “**A voltage-controlled resistor in CMOS technology using bisection of the voltage range**”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, pp.1704-10, 2001
- [51] R. Senani, A.K. Singh, V.K. Singh, “**A New floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells**”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Vol. 51, pp. 374-7, 2004
- [52] K. Nay, A. Budak, “**A variable negative resistance**”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol.32, pp. 1193-4, 1985
- [53] N. Tadic, “**A floating, negative-resistance voltage-controlled resistor**”, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 437-42, 2001
- [54] W. Surakamponorn, “**CMOS floating voltage-controlled negative resistor**”, Electronics Letters, Vol. 28, pp.1457-9, 1992
- [55] I.A. Khan, M.T. Ahmed, “**Realization of tunable floating resistors**”, Electronics Letters, Vol. 22, pp.799-800, 1986
- [56] H.O. Elwan, A.M. Soliman, “**Novel CMOS differential voltage current conveyor and its applications**”, IEEE Proceeding of Circuits and Devices System, Vol. 144, pp.195-200, 1997
- [57] H. Zouaoui-Abouda, A. Fabre, “**New high-value floating controlled resistor in CMOS technology**”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, pp.1017-20, 2006
- [58] T. Oura, T. Yoneyama, S. Tantry, H. Asai, “**A Threshold voltage independent floating resistor circuit exhibiting both positive and negative resistance values**”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 3, pp.739-42, 2002
- [59] P. Pawarangkoon, W. Kiranon, “**Electronically tunable floating resistor**”, International Journal of Electronics, Vol. 91, pp.665-73, 2004
- [60] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, C. Boucheron, “**High Frequency applications based on a new current controlled conveyor**”, IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 43, pp.82-91, 1996
- [61] A. Monpapassorn, “**An analogue switch using a current conveyor**”, International Journal of Electronics, Vol. 89, pp.651-6, 2002

ภาคผนวก ก

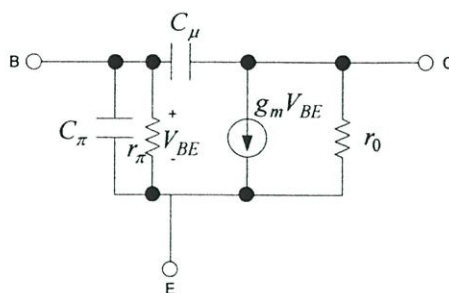
การวิเคราะห์พารามิเตอร์และแบบจำลองของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทีฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสตรง ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ ซึ่งวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูป ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้น จะประกอบด้วย r_{bx} , r_{cx} และ r_{ex} เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ กับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดต่อภายนอกซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{μ} และ r_o คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ความต้านทาน r_{μ} จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{π} คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้า ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ C_{μ} และ C_{π} คือความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้น วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม สามารถเขียนได้เป็นดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

ทฤษฎีการทำงานและสมการ โดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอเป็นที่รู้จักกับพอสมควรแล้ว ดังนั้น จึงขอกล่าวเน้นเฉพาะสมการที่สำคัญในการวิเคราะห์และอ้างอิงในวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_c ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ ก.1

$$I_c = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} e^{\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)} \quad (ก.1)$$

และสามารถจัดสมการที่ ก.1 ได้เป็น

$$I_c = I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{KT}\right)} \quad (ก.2)$$

โดยที่

$$I_c = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} e^{\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)} \quad (ก.3)$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (ก.4)$$

ซึ่งพารามิเตอร์ข้างต้นมีความหมายดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 q คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูโลมบ์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|----------|---|
| D_B | คือ ค่าสัมพันธการแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส หน่วย cm^2/s |
| n_i | คือ ค่าความหนาแน่นประจุพาหะชนิดหนึ่ง ชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรินซิก |
| A_E | คือ ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ |
| Q_B | คือ ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือปนในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ |
| V_{BE} | คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ หน่วย โวลต์ |
| k | คือ ค่าคงที่ของโบลทซ์แมนมีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} จูลต่อเคลวิน |
| T | คือ ค่าอุณหภูมิ หน่วยเคลวิน |
| I_S | คือ ค่ากระแสอิ่มตัว หน่วยแอมแปร์ |
| J | คือ ค่าความหนาแน่นของกระแส หน่วย แอมแปร์ต่อตารางเซนติเมตร |
| V_T | คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ หน่วยโวลต์ |

จากสมการที่ ก.2 พบว่ากระแส I_C จะขึ้นกับค่าแรงดัน V_T โดยที่ค่าของ V_T มีค่าประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ 27 °C ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส I_C มีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส I_C คงที่เทียบค่าแรงดัน V_{CE} เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส I_C เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องจากผลของเบสวิดท์มอดูเลชัน ทำให้ค่ากระแส I_C เป็นดังสมการที่ ก.5

$$I_C = I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)} \quad (\text{ก.5})$$

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันเออร์ลี่ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ ก.2 สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับกระแส I_C ได้เป็น

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (\text{ก.6})$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ ก.2 จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ g_m ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{BE} ซึ่งแสดงได้เป็นดังสมการที่ ก.7

$$g_m = \left. \frac{dI_c}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} = \frac{I_c}{V_T} \quad (\text{ก.7})$$

พบว่าอัตราการส่งผ่านค่าความนำ g_m จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง V_T และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B เทียบกับค่าแรงดัน V_{BE} จะได้ว่า

$$g_\pi = \left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} = \frac{1}{\beta_F} \cdot \frac{dI_c}{dV_{BE}} = \frac{g_m}{\beta_F} \quad (\text{ก.8})$$

โดยที่

β_F คือ ค่าอัตราขยายกระแสวงจรมิตเตอร์ร่วม

g_π คือ ค่าอัตราการส่งผ่านค่าความนำที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หรือ สามารถแสดงได้ด้วยพจน์ของค่าความต้านทาน r_π ดังสมการที่ ก.9

$$r_\pi = \frac{1}{g_\pi} = \frac{\beta_F}{g_m} \quad (\text{ก.9})$$

ส่วนความต้านทานขาออก r_o หาได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_c กับค่าแรงดัน V_{CE} โดยจากสมการที่ ก.5 จะได้เป็น

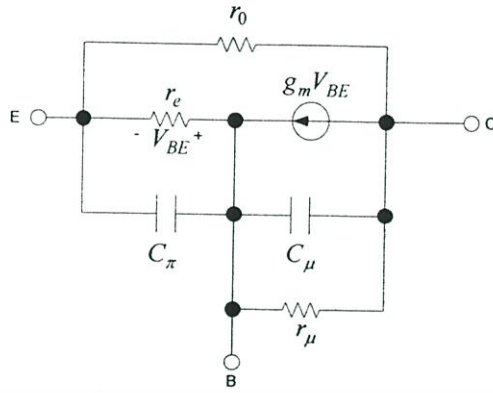
$$\frac{1}{r_o} = g_o = \left. \frac{dI_c}{dV_{CE}} \right|_{V_{CE}=0} = \frac{I_S}{V_A} \cdot e^{\left(\frac{V_{CE}}{V_T}\right)} = \frac{I_c}{V_A} \quad (\text{ก.10})$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_c} \quad (\text{ก.11})$$

ซึ่งสามารถแสดงวงจรมูลของวงจรมิตเตอร์ร่วมให้อยู่ในรูปเบสรวมได้ดังรูปที่ ก.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตอร์ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเป็น

$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \quad (\text{ก.12})$$

$$= \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right)} \quad (\text{ก.13})$$

$$= \frac{\alpha_F}{g_m} \quad (\text{ก.14})$$

$$\cong \frac{V_T}{I_c} \quad (\text{ก.15})$$

โดยที่ α_F คือ อัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

แบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ใน วิทยานิพนธ์ เป็นทรานซิสเตอร์รุ่น NR100N และ PR100N

NR100N-1X NPN TRANSISTOR

.MODEL NX1 NPN (RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1 IS=121E-18
EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5 IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4
ISE=36E-16 NE=1.713 BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2
TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.983E-13
VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034 CJS=0.913E-12 VJS=0.64 +MJS=0.4 FC=0.5)

PR100N-1X PNP TRANSISTOR

.MODEL PX1 PNP (RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3 IS=73.5E-18
EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110.0 IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8
ISE=25.1E-16 NE=1.650 BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2
TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.164E-12
VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037 CJS=1.03E-12 VJS=0.55 +MJS=0.35 FC=0.5)

ภาคผนวก ค

การคำนวณค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น

ค.1 หลักการคำนวณหาค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ X สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{\%changeinY}{\%changeinX} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta X / X) \times 100\%} \quad (ค.1)$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่คืนัน อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_X^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ X ดังนั้นสมการที่ จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$S_X^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta X / X} = \frac{X}{Y} \frac{\partial Y}{\partial X} \quad (ค.2)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมคระแสะแบบไบควอดราติก ซึ่งมีค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และ Q ของวงจร ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m7}g_{m8}B_1B_2}{g_{m3}g_{m5}g_{m1}}} \quad (ค.3)$$

และ

$$Q = \frac{\sqrt{g_{m1}g_{m3}g_{m7}g_{m8}}}{g_{m4}\sqrt{g_{m2}g_{m5}}} \quad (ค.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการหาค่าความไวของ g_{m2} ต่อค่า ω_O

$$S_{g_{m2}}^{\omega_O} = \frac{g_{m2}}{\omega_O} \frac{\partial \omega_O}{\partial g_{m2}} \quad (\text{ค.5})$$

แทนค่า ω_O จากสมการที่

$$S_{g_{m2}}^{\omega_O} = g_{m2} \left(\frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}} \right)^{-1/2} \frac{\partial \left(\frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}} \right)^{1/2}}{\partial g_{m2}} \quad (\text{ค.6})$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_O} = g_{m2} \left(\frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}} \right)^{-1/2} \left(\frac{g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}} \right)^{1/2} \frac{\partial (g_{m2})^{1/2}}{\partial g_{m2}} \quad (\text{ค.7})$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_O} = g_{m2} \cdot (g_{m2})^{-1/2} \cdot \frac{1}{2} (g_{m2})^{-1/2} \quad (\text{ค.8})$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_O} = \frac{1}{2} \quad (\text{ค.9})$$

และใช้วิธีการคำนวณเดียวกันจะสามารถหาค่าความไวได้ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_O} = S_{g_{m3}}^{\omega_O} = S_{g_{m5}}^{\omega_O} = S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m5}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (\text{ค.11})$$

$$\begin{aligned} S_{g_{m2}}^{\omega_O} &= S_{g_{m7}}^{\omega_O} = S_{g_{m8}}^{\omega_O} = S_{B_1}^{\omega_O} = S_{B_2}^{\omega_O} \\ &= S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m7}}^Q = S_{g_{m8}}^Q = \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (\text{ค.12})$$

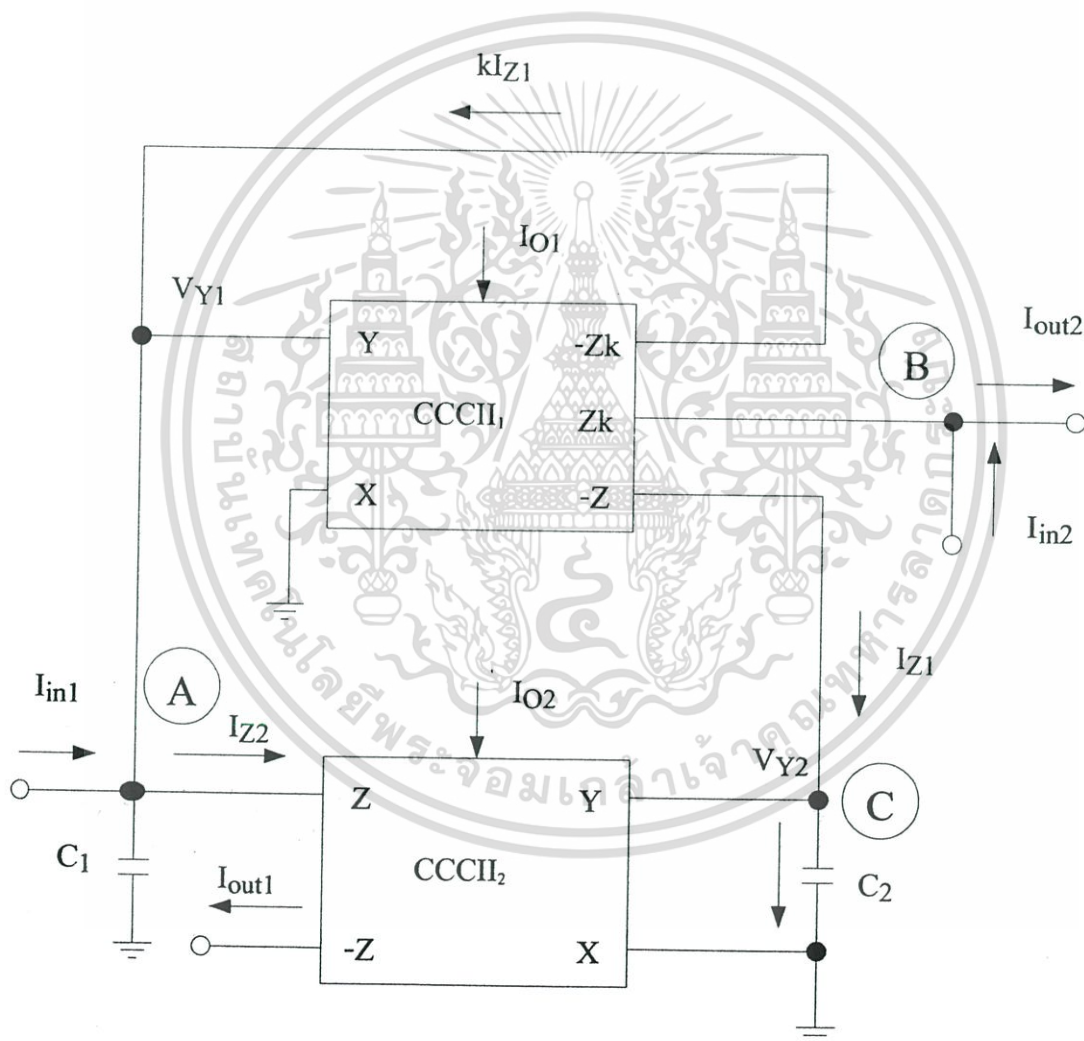
$$S_{g_{m4}}^Q = -1 \quad (\text{ค.13})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติก โหมดกระแส

ง.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแส



รูปที่ ง.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติก

จากวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสดังรูปที่ การวิเคราะห์หาสมการ
เอาต์พุตกระแสของวงจรสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

ผลรวมกระแสที่โหนด A จะได้ รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in1} + kI_{Z1} = I_{Z2} + V_{Y1}sC_1 \quad (ง.1)$$

$$I_{in1} + kI_{Z1} = I_{Z2} - sR_{X1}I_{X1}C_1 \quad (ง.2)$$

และที่โหนด B จะได้

$$kI_{Z1} = I_{in2} - I_{out2} \quad (ง.3)$$

ที่โหนด C จะได้

$$I_{Z1} = V_{Y2}sC_2 \quad (ง.4)$$

$$I_{Z1} = -sR_{X2}I_{X2}C_2 \quad (ง.5)$$

หรือ

$$I_{X2} = -\frac{I_{Z1}}{sR_{X2}C_2} \quad (ง.6)$$

โดยที่ $I_{X2} = I_{Z2}$ และ $I_{X1} = I_{Z1}$ ดังนั้นสามารถแทนค่าสมการที่ (ง.6) ลงในสมการที่ (ง.2) จะได้เป็น

$$I_{in1} + kI_{Z1} = -\frac{I_{Z1}}{sR_{X2}C_2} - sR_{X1}I_{X1}C_1 \quad (ง.7)$$

หรือ

$$I_{in1} = -\frac{I_{Z1}}{sR_{X2}C_2} - sR_{X1}I_{Z1}C_1 - kI_{Z1} \quad (ง.8)$$

$$sR_{X2}C_2I_{in1} = -s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2I_{Z1} - ksR_{X2}C_2I_{Z1} - I_{Z1} \quad (ง.9)$$

$$sR_{X2}C_2I_{in1} = -(s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)I_{Z1} \quad (ง.10)$$

แทนสมการที่ ง.3 ลงในสมการที่ ง.10 จะได้สมการดังนี้

$$sR_{X2}C_2I_{in1} = -(s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)\left(\frac{I_{in2} - I_{out2}}{k}\right) \quad (ง.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้มีเจตนาเผยแพร่โดยไม่ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$ksR_{X2}C_2I_{m1} = -(s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)I_{m2} + (s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)I_{out2} \quad (จ.12)$$

ทำการจัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$I_{out2} = \frac{ksR_{X2}C_2I_{m1} + (s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)I_{m2}}{(s^2R_{X1}R_{X2}C_1C_2 + ksR_{X2}C_2 + 1)} \quad (จ.13)$$

และโดยที่ $I_{X1} = I_{Z1}$ จึงสามารถจัดรูปสมการที่ จ.2 ใหม่ได้เป็น

$$I_{m1} + kI_{Z1} = I_{Z2} - sR_{X1}I_{Z1}C_1 \quad (จ.14)$$

จัดรูปแบบสมการที่ จ.14 ได้ใหม่เป็น

$$I_{m1} + (kI_{Z1} + sR_{X1}I_{Z1}C_1) = I_{Z2} \quad (จ.15)$$

$$I_{m1} + (k + sR_{X1}C_1)I_{Z1} = I_{Z2} \quad (จ.16)$$

แทนค่า I_{Z1} จากสมการที่ จ.5 จะได้เป็น

$$I_{m1} + (k + sR_{X1}C_1)(-sR_{X2}I_{X1}C_2) = I_{Z2} \quad (จ.17)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{m1} = I_{Z2} + ksR_{X2}I_{X1}C_2 + s^2R_{X1}C_1R_{X2}I_{X1}C_2 \quad (จ.18)$$

จากคุณสมบัติของ CCCII จะได้ว่า $I_{X1} = I_{Z1} = I_{out1}$ จึงแทนค่าในสมการที่ จ.16 ได้เป็น

$$I_{in1} = I_{out1} + ksR_{X2}I_{out1}C_2 + s^2R_{X1}C_1R_{X2}I_{out1}C_2 \quad (จ.19)$$

จัดรูปสมการที่ จ.19 ใหม่ เพื่อแสดง I_{out1} จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out1} = \frac{I_{in1}}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1} \quad (จ.20)$$

โดยจากสมการที่ จ.13 และสมการที่ จ.20 จะพบว่า ถ้ามีการเลือกเงื่อนไขการจ่ายกระแสดังต่อไปนี้ จะทำให้วงจรสังเคราะห์นี้สามารถเป็นวงจรกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน ดังนี้

1. ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่านความถี่ต่ำ (LP) จะเกิดขึ้น เมื่อให้ I_{in1} เป็นกระแสอินพุท (I_{in}) และ $I_{in2} = 0$ และ $I_{out1} = I_{out}$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1} \quad (จ.21)$$

2. ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่านแถบความถี่ (BP) จะเกิดขึ้น เมื่อให้ I_{in1} เป็นกระแสอินพุท (I_{in}) และ $I_{in2} = 0$ และ $I_{out2} = I_{out}$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{ks R_{X2} C_2 I_{in1}}{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1)} \quad (จ.22)$$

3. ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่านความถี่สูง (HP) จะเกิดขึ้น เมื่อให้ $-I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_{out1} + I_{out2} = I_{out}$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1)} \quad (จ.23)$$

4. ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบก้ำจืดแถบความถี่ (BS) จะเกิดขึ้น เมื่อให้ $-I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_{out2} = I_{out}$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + 1}{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1)} \quad (จ.24)$$

5. ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่านทุกความถี่ (AP) จะเกิดขึ้น เมื่อให้ $-2I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_{out2} = I_{out}$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 - ks R_{X2} C_2 + 1}{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ks R_{X2} C_2 + 1)} \quad (จ.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ ง.21 ถึงสมการ ง.25 จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}} \quad (ง.26)$$

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{R_{X1}C_1}{R_{X2}C_2}} \quad (ง.27)$$

$$k = \frac{I_a}{I_b} \quad (ง.28)$$

โดยที่ I_a และ I_b คือกระแสไบอัสของวงจร CCCII₁

เมื่อกำหนดให้ $R_{X1} = R_{X2}$ และ $C_1 = C_2$ แทนค่าในสมการที่ ง.27 จะได้

$$Q = \frac{I_b}{I_a} \quad (ง.29)$$

ง.2 การวิเคราะห์ค่าความไว

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ X สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{\%changeinY}{\%changeinX} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta X / X) \times 100\%} \quad (ง.30)$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ตื้นนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_X^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ X ดังนั้นสมการที่ จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$S_X^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta X / X} = \frac{X}{Y} \frac{\partial Y}{\partial X} \quad (ง.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรอง
สัญญาณโหมคระแสบแบบไบควอดราติก ซึ่งมีค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และ Q ของวงจร
ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}} \quad (ง.32)$$

ขั้นตอนการหาค่าความไวของ R_{X1} ต่อค่า ω_0

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = \frac{R_{X1}}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_{X1}} \quad (ง.33)$$

แทนค่า ω_0 จากสมการที่ ง.32

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = R_{X1} \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \frac{\partial \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2} \right)^{1/2}}{\partial R_{X1}} \quad (ง.34)$$

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = R_{X1} \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \left(\frac{1}{R_{X2}C_1C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial (R_{X1})^{-1/2}}{\partial R_{X1}} \quad (ง.35)$$

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = R_{X1} \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \left(\frac{1}{R_{X2}C_1C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial (R_{X1})^{-1/2}}{\partial R_{X1}} \quad (ง.36)$$

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = R_{X1} (R_{X1})^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) (R_{X1})^{-3/2} \quad (ง.37)$$

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ง.38)$$

และใช้วิธีการคำนวณเดียวกันจะสามารถหาค่าความไวได้ดังนี้

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = S_{R_{X2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ง.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_k^{\omega_0} = 0 \quad (ง.40)$$

$$S_{R_{X2}}^O = S_{C_2}^O = -\frac{1}{2} \quad (ง.41)$$

$$S_{R_{X1}}^O = S_{C_1}^O = \frac{1}{2} \quad (ง.42)$$

$$S_k^O = -1 \quad (ง.43)$$

ง.3 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณใบบอดราติกหลายฟังก์ชัน กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

ผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII ที่มีผลต่อการทำงานของวงจร ซึ่งสามารถเขียนคุณสมบัติของวงจร CCCII กรณีไม่อุดมคติได้ดังนี้

$$i_Y = 0, v_X = \alpha v_Y + i_X R_X, i_{Z+} = +\beta_p i_X, i_{Z-} = -\beta_n i_X \quad (ง.44)$$

โดยที่

$\alpha = (1 - \varepsilon_v)$ และ $\varepsilon_v (\varepsilon_v \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปยังขั้ว X
 $\beta_p = (1 - \varepsilon_p)$ และ $\varepsilon_p (\varepsilon_p \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว X ไปยังขั้ว +Z
 $\beta_n = (1 - \varepsilon_n)$ และ $\varepsilon_n (\varepsilon_n \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว X ไปยังขั้ว -Z

จากรูปที่ ง.1

โหนด A สามารถกำหนดสมการได้เป็น

$$I_{in1} + kI_{Z1-} = I_{Z2+} + V_{Y1} sC_1 \quad (ง.45)$$

โดยที่ $V_{X1} = 0$ สามารถจัดสมการ ง.45 ได้เป็น

$$I_{in1} + kI_{Z1-} = I_{Z2+} - \frac{sR_{X1}I_{X1}C_1}{\alpha_1} \quad (ง.46)$$

ที่โหนด B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in2} = kI_{z1+} + I_{out2} \quad (ง.47)$$

$$kI_{z1+} = I_{in2} - I_{out2} \quad (ง.48)$$

ที่โหนด C

$$I_{z1-} = V_{y2} s C_2 \quad (ง.49)$$

โดยที่ $V_{x2}=0$ สามารถจัดรูปสมการ ง.49 ได้เป็น

$$I_{z1-} = -\frac{sR_{X2} I_{X2} C_2}{\alpha_2} \quad (ง.50)$$

หรือ

$$I_{X2} = -\frac{\alpha_2 I_{z1-}}{sR_{X2} C_2} \quad (ง.51)$$

โดยที่ $I_{z2+} = \beta_{p2} I_{X2}$ สามารถจัดรูปสมการ ง.51 ได้เป็น

$$I_{z2+} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2} I_{z1-}}{sR_{X2} C_2} \quad (ง.52)$$

แทนค่าสมการที่ ง.52 ลงในสมการที่ ง.46 จะได้

$$I_{in1} + kI_{z1-} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2} I_{z1-}}{sR_{X2} C_2} - \frac{sR_{X1} I_{X1} C_1}{\alpha_1} \quad (ง.53)$$

โดยที่ $I_{X1} = \frac{I_{z1-}}{\beta_{p1}}$ และ $I_{z1-} = \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{z1+}$

สามารถจัดรูปสมการ ง.53 ได้เป็น

$$I_{in1} + k \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{z1+} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2}}{sR_{X2} C_2} \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{z1+} - \frac{sR_{X1} I_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{p1}} I_{z1+} \quad (ง.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_{in1} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2}}{sR_{X2} C_2} \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{Z1+} - \frac{sR_{X1} I_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{p1}} I_{Z1+} - k \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{Z1+} \quad (จ.55)$$

จาก $I_{Z1+} = \frac{I_{in2} - I_{out2}}{k}$ สามารถจัดสมการที่ 11 ได้เป็น

$$sR_{X2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1} (I_{in1}) = -\left(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ksR_{X2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right) \left(\frac{I_{in2} - I_{out2}}{k} \right) \quad (จ.56)$$

$$I_{out2} = \frac{\left(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ksR_{X2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right) I_{in2} + (skR_{X2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1}) I_{in1}}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + ksR_{X2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1}} \quad (จ.57)$$

โดยที่ $I_{X1} = \frac{I_{Z1-}}{\beta_{n1}}$ จะสามารถจัดสมการที่ 4.46 ได้เป็น

$$I_{in1} + kI_{Z1-} = I_{Z2+} - \frac{sR_{X1} I_{Z1-} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1}} \quad (จ.58)$$

$$I_{in1} + \left(k + \frac{sR_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1}} \right) I_{Z1-} = I_{Z2+} \quad (จ.59)$$

แทนค่าสมการที่ 5.50 ในสมการที่ 5.59 จะได้เป็น

$$I_{in1} + \left(k + \frac{sR_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1}} \right) \left(\frac{-sR_{X2} I_{X2} C_2}{\alpha_2} \right) = I_{Z2+} \quad (จ.60)$$

โดยที่ $I_{X2+} = \frac{I_{out1}}{\beta_{n2}}$ และ $I_{Z2+} = \frac{\beta_{p2}}{\beta_{n2}} I_{out1}$ แทนค่าในสมการที่ 5.60 จะได้เป็น

$$I_{in1} + \left(\frac{\alpha_1 \beta_{n1} k + sR_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1}} \right) \left(\frac{-sR_{X2} C_2}{\alpha_2} \right) \frac{I_{out1}}{\beta_{n2}} = \frac{\beta_{p2}}{\beta_{n2}} I_{out1} \quad (จ.61)$$

จัดรูปสมการ 5.61 ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in1} = \left(\frac{\beta_{p2}}{\beta_{n2}} + \left(\frac{\alpha_1 \beta_{n1} k + s R_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1}} \right) \left(\frac{s R_{X2} C_2}{\alpha_2} \right) \frac{1}{\beta_{n2}} \right) I_{out1} \quad (จ.62)$$

$$= \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2} + \alpha_1 \beta_{n1} k s R_{X2} C_2 + s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{n2}} \right) I_{out1} \quad (จ.63)$$

$$I_{out1} = \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{n2}}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + \alpha_1 \beta_{n1} k s R_{X2} C_2 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2}} \right) I_{in1} \quad (จ.64)$$

จ.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมคระแสบแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ จ.1 จะได้ว่า

$$\omega_o = \left[\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p1}}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2} \right]^{1/2} \quad (จ.65)$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{k \alpha_1 \beta_{n1}}{R_{X1} C_1} \quad (จ.66)$$

สลับข้างหาค่า Q จะได้เป็น

$$Q = \omega_o \frac{R_{X1} C_1}{k \alpha_1 \beta_{n1}} \quad (จ.67)$$

แทนค่าสมการที่ จ.67 ในสมการที่ จ.68 จะได้เป็น

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_{p1} R_{X1} C_1}{\alpha_1 \beta_{n1} R_{X2} C_2}} \quad (จ.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสาร และการประชุมวิชาการนานาชาติมีดังนี้

1. M. Kumngern, W. Jongchanachavawat and K. Dejhan, “**New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors,**” International Journal of Electronics, 2010
2. W. Jongchanachavawat, M. Kumngern and K. Dejhan, “**High-Value Floating Controlled Resistor,**” Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference, Thailand, 2007
3. W. Jongchanachavawat, K. Dejhan and I. Chaisayun, “**Independent Tunable-Q/ ω Biquadratic Filter Employing Only Active Elements,**” International Symposium on Communications and Information Technologies 2006 (ISCIT2006), Thailand, 2006

New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors

Montree Kumngern*, Wirote Jongchanachawat and Kobchai Dejhan

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

(Received 13 January 2009; final version received 10 October 2009)

In this study, a new electronically tunable current-mode universal filter with two inputs and two outputs employing one translinear current conveyor, one translinear current conveyor with controlled current gain and two grounded capacitors is presented. The proposed circuit offers the following attractive features: realisation of low-pass, band-pass, high-pass, band-stop and all-pass current responses from the same configuration; employment of the minimum active and passive components; no requirement of component matching conditions; independent current-control of the parameters natural frequency (ω_0) and quality factor (Q); low active and passive sensitivities and high impedance output. The characteristics of the proposed circuit are simulated using PSPICE to confirm the theory.

Keywords: universal filter; current-mode circuit; translinear current conveyor; analogue circuits; circuit synthesis; filters; integrated circuits; signal processing

1. Introduction

In recent years, the design and implementation of current-mode active filters using second-generation current conveyors (CCII) have received considerable attention owing to the fact that their bandwidth, linearity and dynamic range performances are better than those of their operational amplifier (op-amp)-based counterparts (Roberts and Sedra 1989; Toumazou, Lidgey and Haig 1990). Since then, a number of current-mode CCII-based universal filters have been proposed (Chang 1993; Ozoguz and Acar 1997; Toker and Ozoguz 2000; Wang and Lee 2001; Cicekoglu, Tarim and Kuntman 2002; Tu, Chang and Liao 2002; Horng, Hou, Chang, Shie and Chang 2007). A single-input multiple-output (SIMO) current-mode universal filter using CCII has been reported by Chang (1993), Ozoguz and Acar (1997), Cicekoglu et al. (2002) and Horng et al. (2007). Generally, SIMO filter can simultaneously realise three basic filter functions, i.e. low-pass (LP), band-pass (BP) and high-pass (HP). However, for the realisations of all-pass (AP) and band-stop (BS) functions any component matching conditions are usually required. For more convenience and versatility, the multiple-input multiple-output (MIMO) universal filters can be solved. The employment of the MIMO configuration may lead to a reduction in the

*Corresponding author. Email: kkmontre@kmitl.ac.th

number of active elements for circuit realisation. This type of filter, in comparison with the SIMO filter, provides a variety of circuit characteristics with different input and output currents, and usually does not require any parameter matching conditions. Moreover, to realise all the standard biquadratic filter functions, the configuration with MIMO seems to be more suitable than the single input configuration. Toker and Ozoguz (2000), Wang and Lee (2001) and Tu et al. (2002) have presented the CCIIs-based MIMO current-mode universal filter. Most of the MIMO universal filters based on CCIIs suffer from a lack of electronic tunability. Moreover, some of these reports suffer from the use of large active components (Toker and Ozoguz 2000; Wang and Lee 2001). By using the second-generation current-controlled current conveyor (CCCII) introduced by Fabre, Saaid, Wiest and Boucheron (1995), the current conveyor applications can be extended to the domain of electronically tunable functions.

Recently, MIMO universal filter has been proposed using multiple-output CCCIIs (Tangsrirat 2007; Tangsrirat and Surakampontrorn 2007; Tsukutani, Sumi and Yabuki 2007). However, most of these configurations suffer from the use of large number of CCCIIs. Moreover, MIMO universal filter (proposed by Tangsrirat and Surakampontrorn 2007; Tsukutani et al. 2007) cannot benefit from the orthogonal control of the natural frequency (ω_0) and quality factor (Q). On the other hand, the realised circuits by using minimum active components are interesting because of their compactness and suitability for fabrication. Our survey found that the current-mode universal filters using only two active components have been reported (e.g. Chang and Pai 2000; Sagbas and Fidanboyulu 2004; Keskin, Bolek, Hancioglu and Biolkova 2006; Bolek, Biolkova and Kolka 2007; Tangsrirat, Dumawipata and Surakampontrorn 2007). However, the reported current-mode filters suffer from one or more of the disadvantages as the following:

- (1) cannot provide complete standard functions (Sagbas and Fidanboyulu 2004; Keskin et al. 2006);
- (2) cannot provide a high-impedance output completely (Sagbas and Fidanboyulu 2004; Keskin et al. 2006);
- (3) interdependency of the parameters ω_0 and Q (Chang and Pai 2000; Sagbas and Fidanboyulu 2004; Keskin et al. 2006; Bolek et al. 2007; Tangsrirat et al. 2007).

The purpose of this article is to introduce a new current-mode current-controlled universal filter with a reduced number of active and passive components. The proposed filter employs only one translinear current conveyor, one translinear current conveyor with controlled current gain and two grounded capacitors, which is advantageous in view of the integrated circuit implementation. By appropriately selecting the input and output terminals, the proposed circuit can simultaneously realise the LP, BP, HP, BS and AP current responses, all at a high-impedance output, thus permitting easy cascading. No critical matching condition is required in realising all the filter responses, and all the incremental parameter sensitivities are low. The parameters ω_0 and Q can be orthogonally and electronically tuned over a wide range through adjusting the dc bias current of the CCCII. Moreover, by using the current gain of CCCII, the high- Q filter can be obtained. PSPICE simulation results are also included to verify the theoretical analysis.

2. Circuit description

The CCCII can be used to implement several applications such as amplifiers, filters, oscillators and non-linear circuits. The well-known schematic implementation for CCCII, implemented with bipolar technology is shown in Figure 1 (Fabre et al. 1995). According to Figure 1, it can be seen that the component of CCCII has an unity voltage gain between terminals Y and X, then has an unity current gain between terminals X and Z, and also has an high impedance level between terminals Y and Z that in ideal is equal to infinite, whereas the X terminal has an R_X and its can be obtained as

$$R_X = \frac{V_T}{2I_0} \quad (1)$$

The R_X is an inner resistance of a translinear mixed loop (Q_1-Q_4) with grounded resistor equivalent controlled by dc bias current I_0 , where V_T is the thermal voltage. The translinear current conveyor with controlled current gain can be obtained by modifying the original circuit of the CCCII in Figure 1 and adding an additional current mirror with adjustable gain as shown in Figure 2 (Toumazou et al. 1990) to obtain the required current gain at the Z terminal. Also, the multiple-output translinear current conveyor can be obtained by adding additional current mirrors and cross-coupled current mirrors to obtain the required plus- and minus-type outputs (Abuelma'atti and Al-Qahtani 1998). Figure 3 shows the schematic diagram of the multiple-output translinear plus/minus CCCII with controlled current gain. In Figure 3, a CCCII with controlled current gain has a unity voltage gain between terminals Y and X and tunable k current gain between terminals X and Z. The latter property makes it to be different from a current conveyor. A few current conveyors with controlled gain are described in the literature (Surakamponorn and Kumwachara 1992; Fabre and Mimeche 1996; Mimaei, Sayin and Kuntman 2006). However, they are not suitable for the electronic-control of ω_0 and high

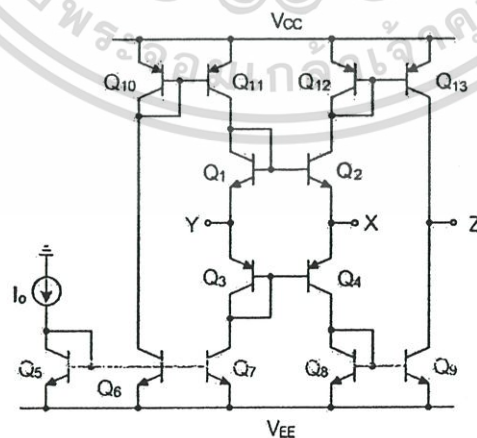


Figure 1. A schematic implementation of the plus-type CCCII.

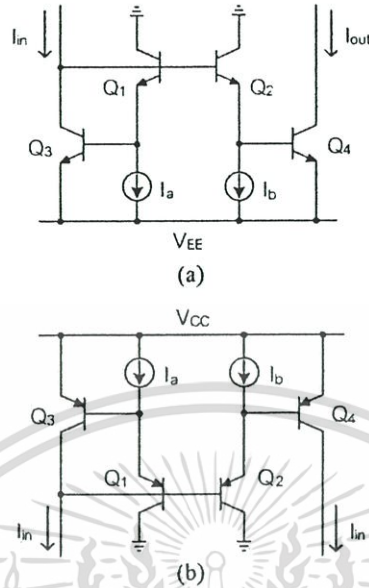


Figure 2. Current mirrors with adjustable gain: (a) positive-type; (b) negative-type.

Q -value biquad filter. The schematic of the CCCII with controlled gain in Figure 3 is characterised by the relationship:

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \\ I_{Zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \\ V_{Zk} \end{pmatrix} \quad (2)$$

The current gain k of the current conveyor can be given by (Toumazou et al. 1990; Fabre and Mismeche 1996)

$$k = \frac{I_a}{I_b} \quad (3)$$

It can be noted that the signal current is amplified by the factor k and this factor can be varied linearly, controlled by adjusting the bias currents I_a and/or I_b .

The proposed current-mode multifunction universal filter with a minimum number of active and passive components is shown in Figure 4. It consists of only two CCCIIs and two grounded capacitors without the need of any external passive resistor. In addition, the use of grounded capacitors is helpful for easing the elimination of various parasitic capacitance effects (Bhusan and Newcomb 1967). The routine circuit analysis using the CCCII characteristics given in Equation (2), the current outputs $I_{out1}(s)$ and $I_{out2}(s)$ of the proposed current-mode filter in Figure 4 can be expressed as

$$I_{out1}(s) = \frac{1}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + s k R_{X2} C_2 + 1} I_{in1}(s) \quad (4)$$

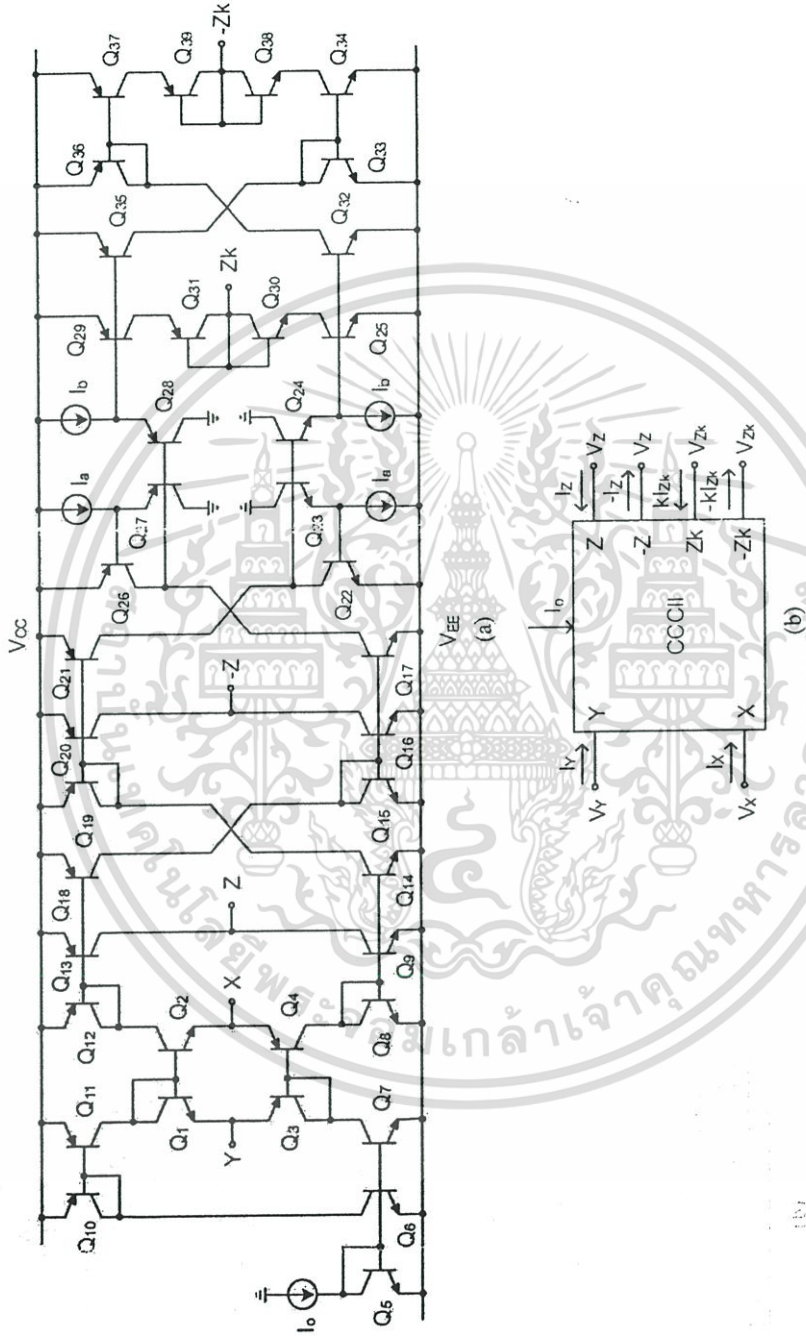


Figure 3. Multiple-output plus/minus CCCII with controlled current gain; (a) bipolar implementation; (b) circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

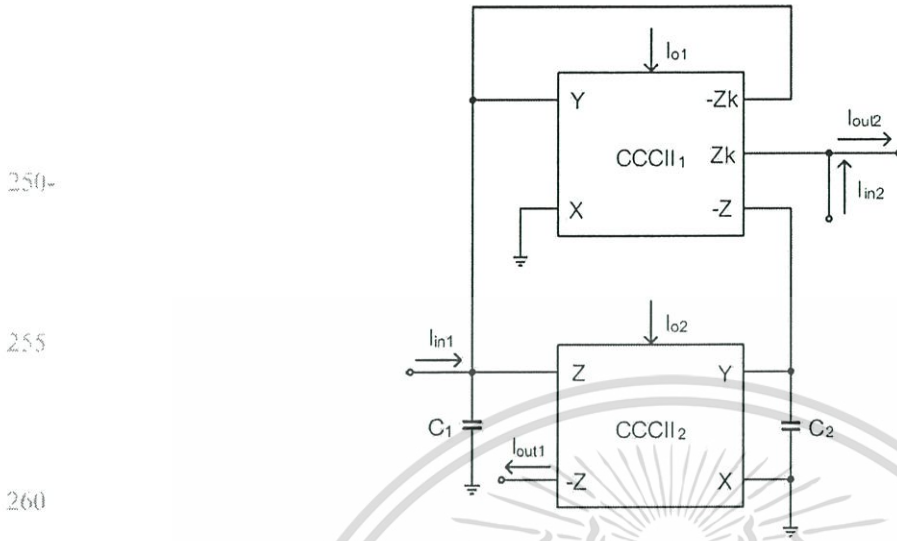


Figure 4. Proposed current-mode universal filter.

and

$$I_{out2}(s) = \frac{(s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + sk R_{X2} C_2 + 1) I_{in2}(s) + sk R_{X2} C_2 I_{in1}(s)}{s^2 R_{X1} R_{X2} C_1 C_2 + sk R_{X2} C_2 + 1} \quad (5)$$

The above equations imply that the circuit in Figure 4 provides a variety of circuit transfer functions with different input and output terminals. The LP, BP, HP, BS and AP transfer function can be realised as follows:

- (1) The LP response can be obtained when $I_{in1} = I_{in}$, $I_{in2} = 0$ and $I_{out1} = I_{out}$
- (2) The BP response can be obtained when $I_{in1} = I_{in}$, $I_{in2} = 0$ and $I_{out2} = I_{out}$
- (3) The HP response can be obtained when $-I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ and $I_{out1} + I_{out2} = I_{out}$
- (4) The BS response can be obtained when $-I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ and $I_{out2} = I_{out}$
- (5) The AP response can be obtained when $-2I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ and $I_{out2} = I_{out}$

Therefore, the proposed filter can realise five types of standard biquadratic functions from the same circuit configuration without component matching condition requirements. It should be noted that, realising the HP and BS responses is not a major disadvantage. In practice, the minus input current ($-I_{in1}$) can easily be obtained by using an additional CCCII with its Y-terminal grounded. From Figure 1, the input signal current (I_{in}) is then injected to the terminal X, while the currents $-I_{in1}$ and $+I_{in1}$ can be taken from the $-Z$ and $+Z$ terminals, respectively. Also, for realising AP response, a twice of minus input current ($-2I_{in1}$) is required. In practice, the twice of minus input current ($-2I_{in1}$) can easily be obtained by using translinear current conveyor with controlled current gain. From Figure 3, the input signal current (I_{in}) is then injected to the terminal X, while the current $-2I_{in1}$ can be taken from the $-kZ$ and set k equal 2. It may be mentioned that both minus input

current ($-I_{in1}$) and twice of minus input current ($-2I_{in1}$) can be completely used the current conveyor in Figure 3.

The parameters ω_o and Q of Figure 4 are calculated as

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}} \quad (6)$$

and

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{R_{X1}C_1}{R_{X2}C_2}} \quad (7)$$

with

$$k = \frac{I_a}{I_b} \quad (8)$$

where I_a and I_b are the bias currents of CCCII₁. For more simplicity, if we set $R_{X1} = R_{X2}$, $C_1 = C_2$ and substituting Equation (8) into Equation (7), Equation (7) becomes

$$Q = \frac{I_b}{I_a} \quad (9)$$

From Equations (6) and (9), the parameter ω_o for all filter responses can be electronically tuned by linearly varying I_{o1} and/or I_{o2} without affecting the parameter Q . For the Q -value, it can be controlled linearly and separately by adjusting the dc bias current ratio I_b/I_a , where the high- Q biquads can be realised when the appropriate current gain is chosen. Moreover, the Q -value is also temperature independent and parameters ω_o and Q can be independently tuned over a wide range.

3. Non-ideality effects

To consider the non-ideal effect of a CCCII, taking the non-idealities of the multiple-output CCCII with controlled gain into account, the relationship of the terminal voltages and currents can be rewritten as

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \\ I_{Zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & R_X & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \\ V_{Zk} \end{pmatrix} \quad (10)$$

where $\alpha = 1 - \varepsilon_v$ and $\varepsilon_v (\varepsilon_v \ll 1)$ is the voltage tracking error from V_Y terminal to V_X terminal of the k -th CCCII, $\beta = 1 - \varepsilon_i$ and $\varepsilon_i (\varepsilon_i \ll 1)$ is the output current tracking error of the k -th CCCII. The parameters ω_o and Q can be rewritten as

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}} \quad (11)$$

8

M. Kumngern et al.

and

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_1 \beta_2}{\alpha_1}} \quad (12)$$

From Equations (11) and (12), the tracking errors slightly change the resonance angular frequency and the quality factor. However, the natural frequency and quality factor still can be orthogonally controllable. The incremental sensitivities of the parameters ω_0 and Q are calculated as in Table 1. It is evident from Table 1 that all the active and passive sensitivities are equal or less than unity in magnitude. Thus, the proposed circuit exhibits a low-sensitivity performance.

Note from the proposed filter that the input impedances of the circuit are not zero. If the low impedance current source is supplied, the proposed filter needs a current buffer at the inputs. However, this influence is common for such structures of current conveyor-based MIMO filters (Toker and Ozoguz 2000, Wang and Lee 2001, Tu et al. 2002, Tangsrirat 2007, Tangsrirat and Surakampontorn 2007, Tsukutani et al. 2007). In current-mode operation, the low-impedance input terminal and the high-impedance output terminal are required. Some current-mode filter structures with low-impedance inputs have been published (Keskin et al. 2006; Biolek, Senani, Biolkova and Kolka 2008; Siripruchyanun and Jaikla 2009), but these circuits are SIMO filters.

In fact, the case of $-2I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ for AP response may be not quite accurate which is caused from the imperfections in implementing. The deviations of current gains will increase the corresponding ripple of AP response (Biolek et al. 2007). For PSPICE simulation, the corresponding ripple of AP response in Figure 4 with $-2I_{in1}$ current source is equal to 0.59 dB and it leads to the corresponding ripple up to -0.93 dB for 1% ($-2.02I_{in1}$) deviations of current gain. However, this influence can be improved by using an additional translinear current conveyor with controlled current gain with its Y-terminal grounded. From Figure 3, the input signal current (I_{in}) is then injected to the terminal X, while the current $-kI_{in1}$ can be taken from the $-Zk$. The gain k is equal to 2 which can be adjusted by the dc bias current ratio I_a/I_b .

4. Simulation results

To verify the characteristics of the proposed circuit in Figure 4, PSPICE simulations have been carried out. The two CCCIs were performed with the transistor model of

Table 1. Sensitivities of circuit components.

| x | $S_x^{\omega_0}$ | S_x^Q |
|------------|------------------|---------|
| R_{X1} | -0.5 | 0.5 |
| R_{X2} | -0.5 | -0.5 |
| C_1 | -0.5 | 0.5 |
| C_2 | -0.5 | -0.5 |
| α_1 | 0.5 | -0.5 |
| α_2 | 0.5 | 0.5 |
| β_1 | 0.5 | 0.5 |
| β_2 | 0.5 | 0.5 |
| k | 0.0 | -1 |

PR100N and NP100N of the bipolar arrays ALA400 from AT&T (Frey 1993) as listed in Table 2, and the dc supply voltage $V_{CC} = -V_{EE} = 3$ V. For example design, $C_1 = C_2 = 10$ nF are given. Figure 5 shows the simulated frequency responses of the proposed filter with $I_{o1} = I_{o2} = 100$ μ A, and $I_a = I_b = 50$ μ A. This setting has been designed to obtain the LP, BP, HP and BS filter responses with $f_o \cong 127$ kHz and $Q = 1$. Figure 6 shows the simulated frequency responses of the gain and phase characteristics of the AP filter at $f_o \cong 127$ kHz. It is clear from both figures that the proposed filter performs the five standard biquadratic filtering functions well. Figure 7 shows the simulated BP filter response when the dc bias currents I_o (i.e. $I_o = I_{o1} = I_{o2}$) were simultaneously adjusted for the values 50, 100, 200 and 500 μ A,

Table 2. Model parameters of NR100N and PR100N transistors.

NR100N-1X NPN TRANSISTOR

.MODEL NX1 NPN (RB = 524.6 IRB = 0 RBM = 25 RC = 50 RE = 1 IS = 121E-18 EG = 1.206 XTI = 2 XTB = 1.538 BF = 137.5 IKF = 6.974E-3 NF = 1 VAF = 159.4 ISE = 36E-16 NE = 1.713 BR = 0.7258 IKR = 2.198E-3 NR = 1 VAR = 10.73 ISC = 0 NC = 2 TF = 0.425E-9 TR = 0.425E-8 CJE = 0.214E-12 VJE = 0.5 MJE = 0.28 CJC 0.983E-13 VJC = 0.5 MJC = 0.3 XCJC = 0.034 CJS = 0.913E-12 VJS = 0.64 + MJS 0.4 FC = 0.5)

PR100N-1X PNP TRANSISTOR

.MODEL PX1 PNP (RB = 327 IRB = 0 RBM = 24.55 RC = 50 RE = 3 IS = 73.5E-18 EG = 1.206 XTI = 1.7 XTB = 1.866 BF = 110.0 IKF = 2.359E-3 NF = 1 VAF = 51.8 ISE = 25.1E-16 NE = 1.650 BR = 0.4745 IKR = 6.478E-3 NR = 1 VAR = 9.96 ISC = 0 NC = 2 TF = 0.610E-9 TR = 0.610E-8 CJE = 0.180E-12 VJE = 0.5 MJE = 0.28 CJC 0.164E-12 VJC = 0.8 MJC = 0.4 XCJC = 0.037 CJS = 1.03E-12 VJS = 0.55 + MJS 0.35 FC = 0.5)

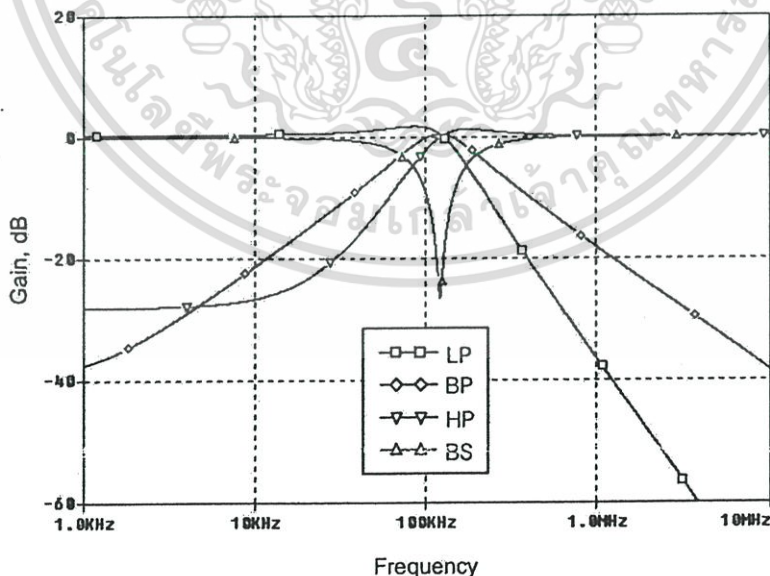


Figure 5. Simulated LP, BP, HP and BS of the proposed filter.

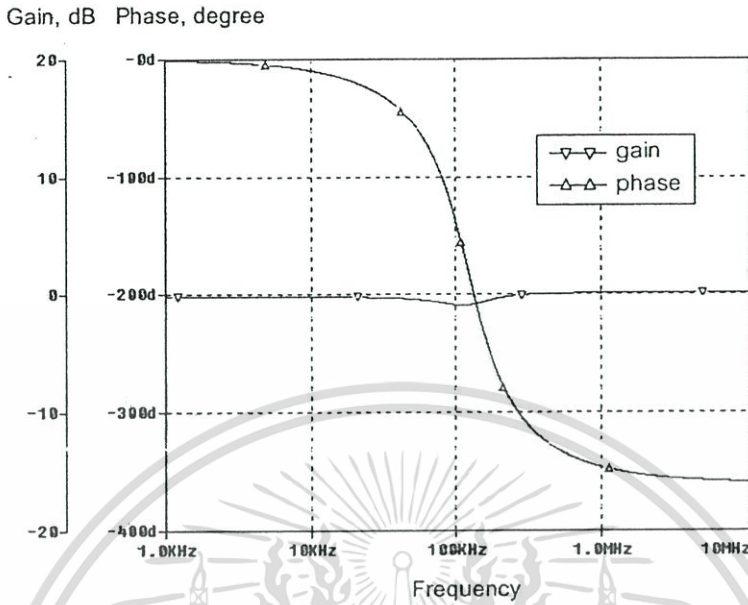


Figure 6. Simulated AP of the proposed filter.

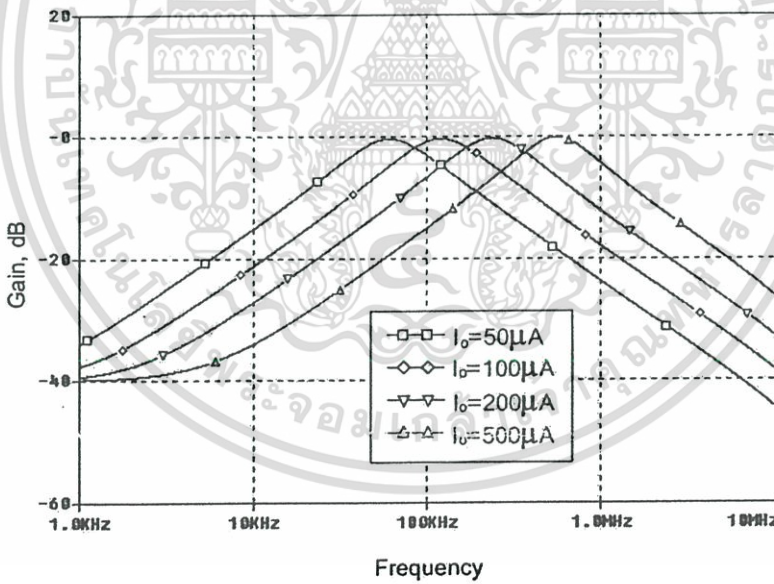


Figure 7. Simulated frequency responses of the BP filter when I_o is varied.

respectively, while keeping $I_a = I_b = 50 \mu\text{A}$ for a constant $Q = 1$. To demonstrate the current gain of current conveyor tuning of Q , the dc bias currents were set to be constant at $I_{o1} = I_{o2} = 100 \mu\text{A}$ and $I_a = 50 \mu\text{A}$. The corresponding current characteristics of the BP filter when I_b is varied are shown in Figure 8.

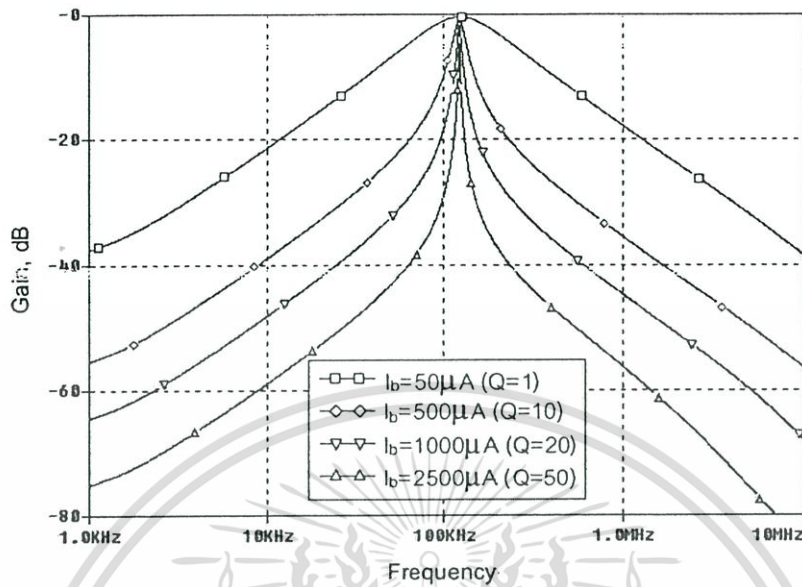


Figure 8. Simulated frequency responses of the BP filter when I_b is varied.

5. Conclusions

A new two-input and two-output electronically tunable current-mode universal biquad filter employing only one multiple-output plus/minus CCCII with controlled current gain, one multiple-output plus/minus CCCII and two grounded capacitors, which is very suitable for IC implementation, was proposed. It possesses the properties as the following: (i) employment of only two translinear current conveyors and two grounded capacitors; (ii) ability of realising the LP, BP, HP, BS and AP filter responses without any component matching condition; (iii) gives high-impedance outputs, a property that enables easy cascading in current-mode operation; (iv) both active and passive sensitivities are very low and (v) independent current-control of the parameters ω_o and Q without disturbing the gain of the LP, BP and HP filter responses, and the high Q -value tuning can also be obtained through the proper setting of the current gain of CCCII via the bias current ratio. Simulation results are given to demonstrate the effectiveness of our schemes. The simulation results obtained were found to be in good agreement with the theory. With respect to the CCCII-based MIMO universal filters by Tangsrirat (2007), the proposed circuit uses less active components. With respect to the MIMO universal biquad filters by Tangsrirat and Surakampontorn (2007), Tangsrirat et al. (2007) and Tsukutani et al. (2007), the proposed circuit enjoys independent tunable parameters ω_o and Q than the previous filters in these reports.

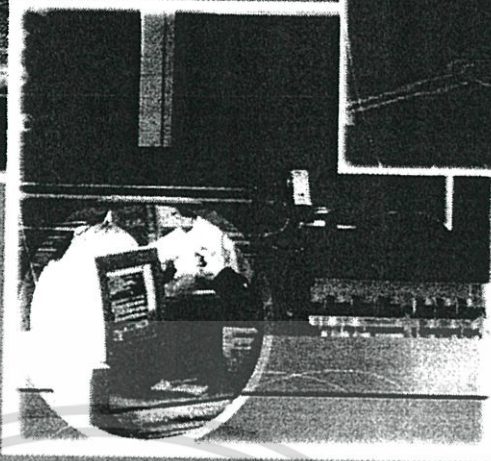
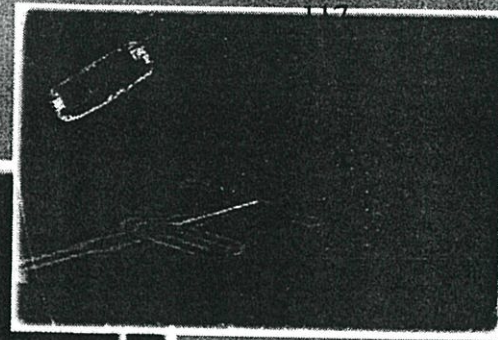
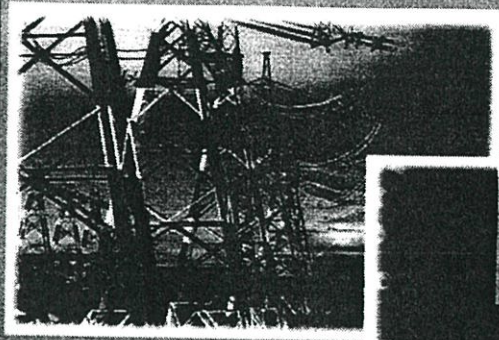
Acknowledgement

The authors thank the anonymous reviewers for their valuable comments.

References

- Abuelma'atti, M.T., and Al-Qahtani, M.A. (1998), 'A new current controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear conveyor', *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 45, 881-885.

- Bhusan, M., and Newcomb, R.W. (1967), 'Grounding of capacitors in integrated circuits', *Electronics Letters*, 3, 148–189.
- 540 Bialek, D., Biolkova, V., and Kolka, Z. (2007), 'Universal current-mode OTA-C KHN biquad', in *Proceeding of International Conference Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2007)*, Venice, Italy, pp. 443–446.
- Bialek, D., Senani, R., Biolkova, V., and Kolka, Z. (2008), 'Active elements for analog signal processing: Classification, review, and new proposals', *Radioengineering*, 17(4), 15–32.
- 545 Chang, C.-M. (1993), 'Universal active current filter with single input and three outputs using CCIIs', *Electronics Letters*, 29, 1932–1933.
- Chang, C.-M., and Pai, S.-K. (2000), 'Universal current-mode OTA-C Biquad with the minimum components', *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 47, 1235–1238.
- 550 Cicekoglu, O., Tarim, N., and Kuntman, H. (2002), 'Wide dynamic range high output impedance current-mode multifunction filters with dual-output current conveyors', *International Journal of Electronics and Communications*, 56, 55–60.
- Fabre, A., and Mimeche, N. (1996), 'Class A/AB second generation current conveyor with controlled current gain', *Electronics Letters*, 43, 82–91.
- Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., and Boucheron, C. (1995), 'Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors', *Electronics Letters*, 31, 1727–1728.
- 555 Frey, D.R. (1993), 'Log domain filter: An approach to current mode filtering', *IEE Proceedings Part G of Circuits, Devices and Systems*, 140, 406–416.
- Hornig, J.-W., Hou, C.L., Chang, C.-M., Shie, J.-Y., and Chang, C.-H. (2007), 'Universal current filter with single input and three outputs using MOCCIIs', *International Journal of Electronics*, 94, 327–333.
- 560 Keskin, A.U., Bialek, D., Hancioglu, E., and Biolkova, V. (2006), 'Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers', *International Journal of Electronics and Communications*, 60, 443–446.
- Mimaei, S., Sayin, O.K., and Kuntman, H. (2006), 'A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters', *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, 53, 1448–1458.
- 565 Ozoguz, S., and Acar, C. (1997), 'Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components', *Electronics Letters*, 33, 948–949.
- Roberts, G.W., and Sedra, A.S. (1989), 'All-current-mode frequency selective circuits', *Electronics Letters*, 25, 759–761.
- Sagbas, M., and Fidanboyu, K. (2004), 'Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements', *Electronics Letters*, 40, 2–4.
- 570 Siripruchyanun, M., and Jaikla, W. (2009), 'Cascadable current-mode biquad filter and quadrature oscillator using DO-CCII and OTA', *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 28, 99–110.
- Surakamponorn, W., and Kumwachara, K. (1992), 'CMOS-based electronically tunable current conveyor', *Electronics Letters*, 28, 1316–1317.
- Tangsrirat, W. (2007), 'Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors', *International Journal of Electronics and Communications*, 61, 528–533.
- 575 Tangsrirat, W., Dumawipata, T., and Surakamponorn, W. (2007), 'Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers', *International Journal of Electronics and Communications*, 61, 209–214.
- Tangsrirat, W., and Surakamponorn, W. (2007), 'High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors', *International Journal of Electronics and Communications*, 61, 127–131.
- 580 Toker, A., and Ozoguz, S. (2000), 'Insensitive current-mode universal filter using dual output current conveyors', *International Journal of Electronics*, 87, 667–674.
- Toumazou, C., Lidger, F.J., and Haig, D.G. (1990), *Analogue IC design: the current-mode approach*, Peter Peregrinus.
- 585 Tsukutani, T., Sumi, Y., and Yabuki, N. (2007), 'Versatile current-mode biquadratic circuit using only plus type CCIIs and grounded capacitors', *International Journal of Electronics*, 94, 1147–1156.



ECTI-CON 2007

*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007*

VOLUME 1

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



High-Value Floating Controlled Resistor

Wirote Jongchanachavawat, Montree Kumngern, and Kobchai Dejhan
 Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
 Tel: 66-2326-4238, 66-2326-4242, Fax: 66-2326-4554,
 E-mail: {jongwirote, montree_kumngern}@yahoo.com, kobchai@telecom.kmitl.ac.th

Abstract—In this paper, we propose an electronically tunable high-value floating resistor by using CCCII with controlled output current gain. The very high-value resistor can be easily achieved by increasing the current gain of CCCIIs without changing the circuit configuration. The resistance value can be tuned electronically by bias current or current gain of CCCIIs. The proposed floating resistors were confirmed by using PSpice simulation.

I. INTRODUCTION

The electronically tunable floating resistor is widely used in analog circuits. The application can be found in telecommunications, electronics and instruments such as active RC filter, oscillators, variable gain amplifiers, voltage or current to frequency converters etc. In VLSI technology, a resistor is formed on silicon wafer. However, resistors of practical values on silicon wafer suffer from limited values, high variability due to process variations and large temperature coefficients. Moreover, its resistance values are not variable. Therefore, they are generally replaced by active resistors. In the past, several electronically tunable resistors have been reported in the literatures with different techniques in literature [1]-[5]. However all of these reports are limited the resistance value. Recently, the high-value floating resistor using CMOS technology was reported in [6] enjoys electronically tunable and it is suitable for integrated circuits fabrication.

In this paper, a high-value electronically tunable floating resistor in bipolar technology has been presented. The proposed circuit bases second-generation current conveyors (CCCII) with controlled current gain. Our structure has more flexibility when the resistance value can be tuned by bias current or current gain of CCCIIs.

II. CIRCUIT REALIZATION

The symbol of the relatively active element CCCII with controlled current gain is shown in Fig. 1(a), and is characterized by the relationship:

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ V_X \\ V_Z \end{pmatrix} \quad (1)$$

The input impedances for the ideal CCCII are infinite at terminal Y and R_X at terminal X, respectively. The terminal Z, that is equivalent to a current generator, possesses infinite output impedance. The schematic implementation for CCCII with current gain, implemented with bipolar technology is

shown in Fig. 1(b). The intrinsic resistance R_X can be tuned by the bias current I_o , given by [7]

$$R_X = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2)$$

where V_T is the thermal voltage. The current gain k of this current conveyor is determined by the current ratio [8]. The current gain k can be changed by varying I_1 or I_2 , expressed as [8]

$$k = \frac{I_1}{I_2} \quad (3)$$

The schematic in Fig. 1(b) is used to realize the high-value floating resistor.

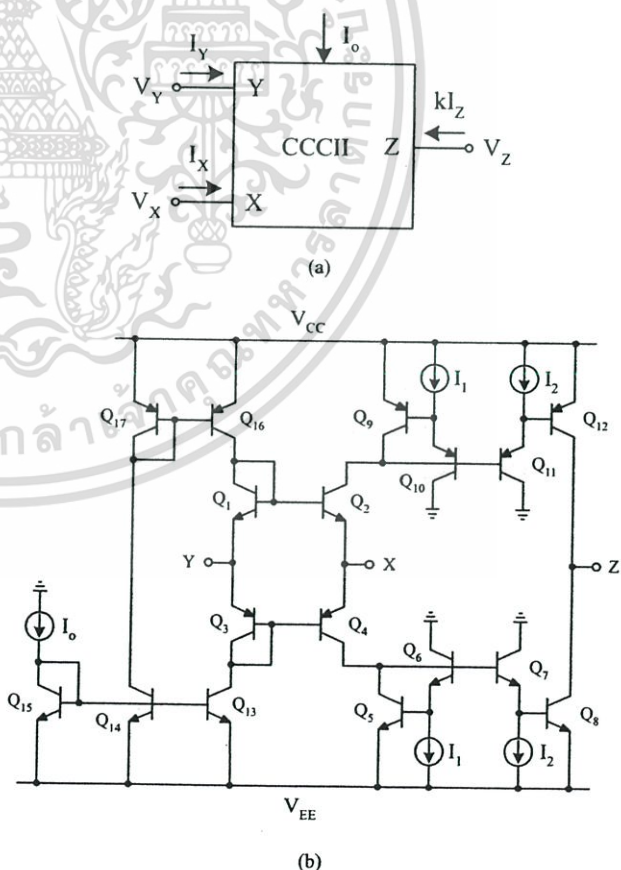


Fig.1. Bipolar CCCII: (a) symbol and (b) schematic.

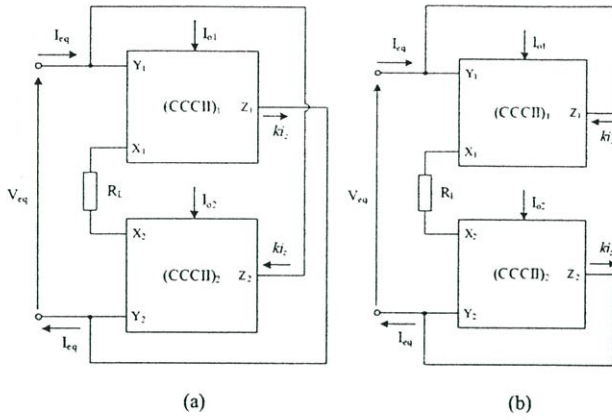


Fig. 2. Symbolic of proposed current controlled floating resistors: (a) positive floating resistor and (b) negative floating resistor.

Fig. 2 shows the proposed high-value current controlled floating resistor. The resistor R_X is an intrinsic resistance in each port X_1 and X_2 . The load resistor R_L is connected between X_1 and X_2 . The output of each CCCII is constituted by a current gain cell. Therefore, the output current on ports Z_1 and Z_2 , they are equal to i_x/k . The outputs Z_1 is connected to Y_2 and Z_2 is connected to Y_1 to be the high-input positive floating resistor impedance as shown in Fig.2(a) or the outputs Z_1 is connected to Y_1 and Z_2 is connected to Y_2 to be the high-input negative floating resistor impedance as shown in Fig.2(b). Its floating resistance value can be given by

$$R_{eq} = \frac{1}{k}(2R_X + R_L) \tag{4}$$

Using (2)-(3), (4) can be rewritten as

$$R_{eq} = \frac{I_2}{I_1} \left(\frac{V_T}{I_0} + R_L \right) \tag{5}$$

From (5), it notes that the resistance value of proposed resistor can be tuned by bias current I_0 . Moreover, the high-value of resistance can be adjusted by current gain ratio through I_1 and I_2 . Note that by using CCCII with controlled current gain, resistance value of proposed resistor can be electronically tuned with both the bias current and current gain. Whereas the resistor circuit of Zouaoui-Abouda and Fabre [6] used CCCII with fixed current gain, thus only current bias can be tuned. Hence our structure has more flexibility than the resistor circuit of [6].

III. SIMULATION RESULTS

The simulations were carried out at 27°C. Using the bipolar transistors NR100N and PR100N [9]. The floating resistor circuits in Fig. 2 are simulated. The DC supply voltage is $\pm 2.5V$. The results can be shown as follows. Figs. 3-4 show the variation of resistance of circuit in Fig. 2(a) with the current gain $k=10$ and $R_L=0$ and $1k\Omega$, respectively, against varies the current bias I_0 . From Fig 3, the value of resistor decreases from 127 to 4.75kΩ when I_0 varies between 2 and 50μA while the value of resistor decreases

from 138.5 to 13.7kΩ when I_0 varies between 2 and 50μA as shown in Fig. 4. Fig. 5 shows the variation of the negative resistance value of circuit in Fig. 2(b) as a function of I_0 . With $R_L=0\Omega$, the value of the resistor decreases from 90.2 to 7.2kΩ when I_0 varies between 3 and 50μA. With $R_L=1k\Omega$, the value of the resistor decreases from 104.5 to 16.4kΩ when I_0 varies between 3 and 50μA, as shown in Fig. 6. From Figs. 3-6, all simulation results are confirmed with theoretical. Note that the proposed circuit can be provided high-value of resistance close up with theoretical results. To demonstrate the proposed resistor circuit has more flexibility than previous resistor circuit, the circuit in Fig. 2(a) is simulated again. Fig.7 shows the variation of the floating resistance value as a function of the load resistor R_L when I_0 is 10μA and current gain is 10. The value of the resistor increases from 40 to 250.2kΩ when R_L varies between 1 and 20kΩ. Fig.8 shows the variation of the floating resistance value resistor as a function of the current gain (k) when I_0 is 10μA and $R_L=1k\Omega$. The value of the resistor increases from 7.2 to 92.3kΩ when k varies between 2 and 20.

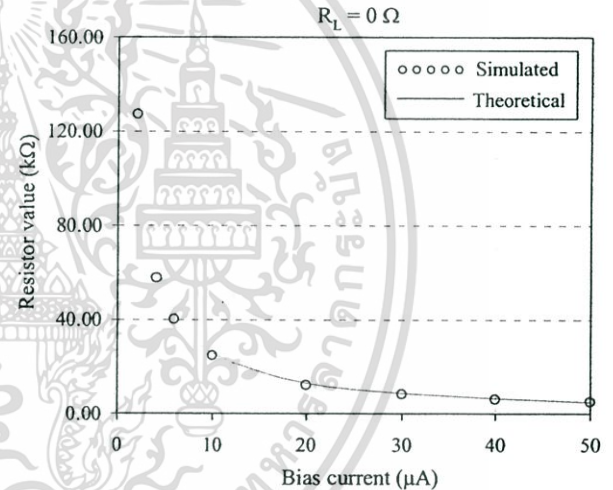


Fig. 3. Variation of positive resistance with DC bias current with $R_L=0\Omega$.

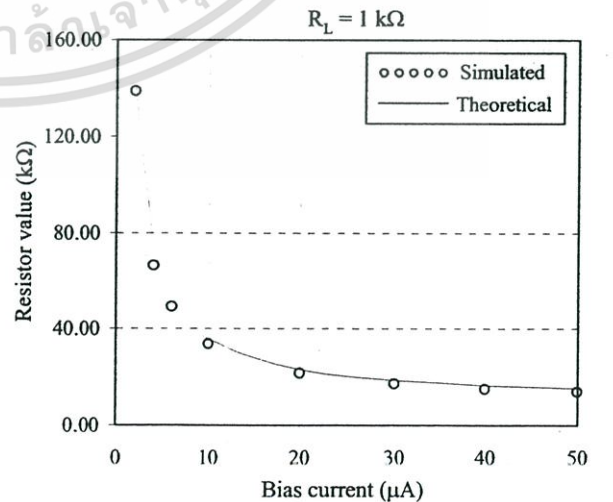


Fig. 4. Variation of positive resistance with DC bias current with $R_L=1k\Omega$.

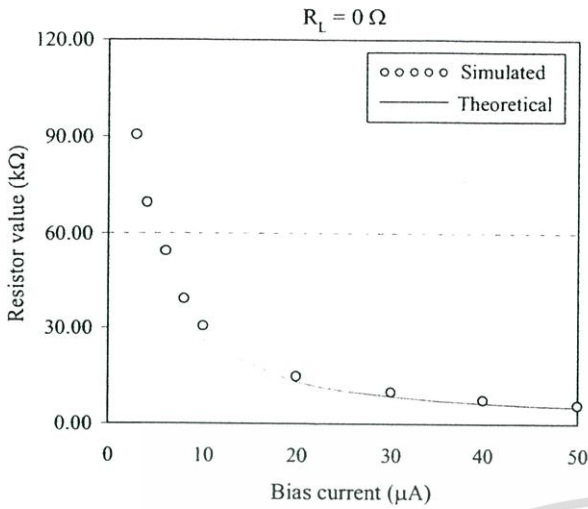


Fig. 5. Variation of negative resistance with DC bias current with $R_L=0k\Omega$.

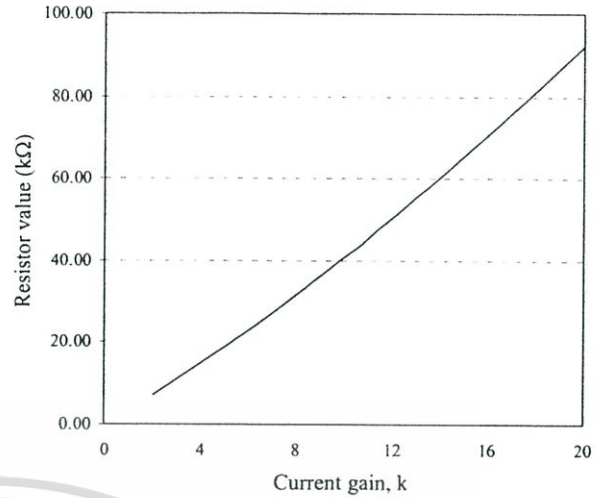


Fig. 8. Variation of resistance with the current gain k .

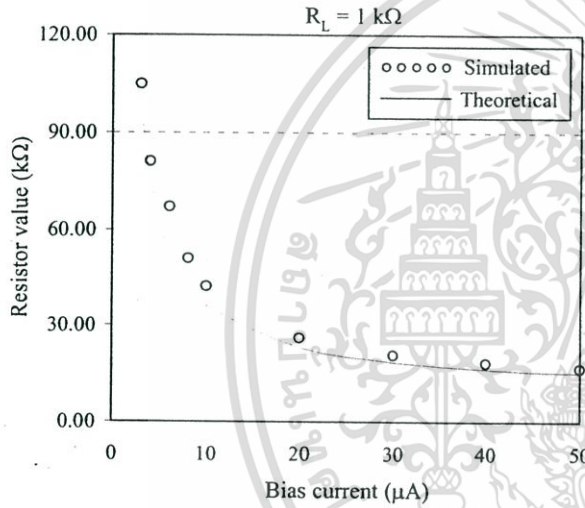


Fig. 6. Variation of negative resistance with DC bias current with $R_L=1k\Omega$.

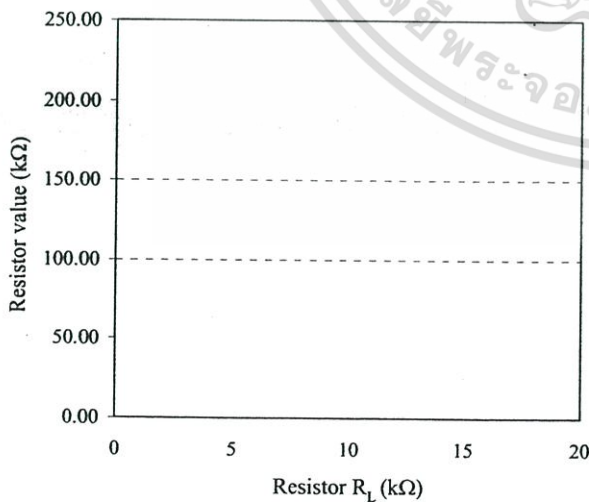


Fig. 7. Variation of resistance with the load resistor R_L .

IV. CONCLUSIONS

A new technique for realizing the floating controlled resistor has been described. The high-value of resistance can be achieved and electronically tuned. It consists of two CCCIs with controlled current gain, which can be fully integrated in bipolar technology. The resistance value can be electronically tuned by bias current or current gain. Moreover, by using CCCII with controlled current gain, the high-value or low-value range of resistances can be selected by varies the current gain. Simulation results have confirmed the performance of proposed circuits.

REFERENCES

- [1] I. A. Khan and M. T. Ahmed, "Realization of tunable floating resistors," *Electronics Letters*, vol.22, pp. 799-800, 1986.
- [2] R. Senani, "Realization of linear voltage-controlled resistance in floating forms," *Electronics Letters*, vol.30, pp.1909-1910, 1994.
- [3] H. O. Elwan, S. A. Mahamoud, and A. M. Soliman, "CMOS voltage controlled floating resistor," *International Journal of Electronics*, vol.81, pp.471-476, 1996.
- [4] G. Wilson and P. K. Chan, "Floating CMOS resistor," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 3, pp. 306-307, 1993.
- [5] H. Barthelemy and A. Fabre, "A new floating controlled resistance operating in class AB," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, vol.47, pp. 67-72, 2000.
- [6] H. Zouaoui-Abouda and A. Fabre, "New High-Value Floating Controlled Resistor in CMOS Technology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.55, pp.1017-1020, 2006.
- [7] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, and C. Boucheron, "High Frequency applications based on a new current controlled conveyor," *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I*, vol.43, pp.82-91, 1996.
- [8] A. Fabre and N. Mimeche, "Class A/AB second generation current conveyor with controlled current gain," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 82-91, 1996.
- [9] D. R. Frey, "Log domain filter: An approach to current mode filtering," *IEE Proceedings Part G of Circuits, Devices and Systems*, vol. 140, pp. 406-416, 1993.

ISCIT 2006

October 18-20, 2006

Grand Myanmar Fortune Hotel, Yangon, Myanmar

ABSTRACTS

International Symposium on Communications
And Information Technologies 2006



Independent tunable-Q/ ω biquadratic filter employing only active elements

Wirote Jongchanachawat*†, Kobchai Dejhana* and Ittipong Chaisayun**

*Research Center for Communication and Information Technology(ReCCIT),

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

**South-East Asia University

†Corresponding author, e-mail: jongwirote@yahoo.com, wirote@th.fujitsu.com

Abstract A new active-only biquadratic filter employing OTAs and OAs is introduced. This circuit is fully integrable, and programmable, and implements all the three filtering functions (low-pass, High-pass and Band-pass). The filter offers low active sensitivities and its parameters ω and Q -factor can be separately tuned by electronic means through controlling the transconductance gains of the OTAs and insensitivity to temperature variations. The PSPICE simulation was carried out to realize the proposed circuit.

I. INTRODUCTION

Analogue continuous time filters utilizing an operational amplifier(OA) pole and transconductance control property of the operational transconductance amplifier(OTA) have received considerable attention recently. These filters do not need to employ additional passive elements, and are therefore sometime called active-only filters. The major advantage of these circuits is the elimination of passive elements that may result in a reduction of chip area for integrated circuit implementations. Having multiple functions in a single circuit is especially useful since the same topology can be used for different filter functions. Although many realizations in active-only filter design based on OAs and OTAs have been recently proposed in [1-4]. However, the realization of an electronically tunable biquadratic filter with the employment of all only active elements that can take two inputs(voltage input and current input) in the same configuration has not yet been reported. Therefore, a new circuit configuration for realizing active-only biquadratic filter with two inputs is presented.

II. THE OTA and OA MODELS

the OTA is assumed as an ideal voltage-controlled current source, the g_m (transconductance gain), which is used to relate output current to input voltage, is a function of the bias current, I_A for the OTA using CMOS transistor, the $g_m s$ are proportional to $\sqrt{I_A}$ and for the OTA using bipolar transistors, the $g_m s$ are directly proportional to I_A . The port relation of an OTA can be characterized by

$$I_o = g_m (V^+ - V^-) \quad (1)$$

The OA can be modeled by a single pole model. Assuming that ω_o is the 3-dB bandwidth of the OA by considering for the frequencies $\omega \gg \omega_o$, the open-loop gain $A_{oA}(s)$ of the OA can be approximately given by

$$A_{oA}(s) = \frac{A_o \omega_o}{s + \omega_o} \cong \frac{B_i}{s} \quad (2)$$

Where B_i ($i=1,2$) denotes the gain-bandwidth product(GBP) of the i -th OA, which is the product of the dc gain A_o and the 3-dB bandwidth ω_o .

III. PROPOSED CONFIGURATION

The proposed active-only biquadratic filter that consists of eight OTAs and two OAs is shown in figure 1. Routing analysis yields the circuit transfer functions $T_{LP}(s)$, $T_{BP}(s)$ and $T_{HP}(s)$ for three outputs $V_{LP}(s)$, $V_{BP}(s)$, $V_{HP}(s)$ given by:

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_m(s)} = \frac{(g_{m6} g_{m2} g_{m7} B_1 B_2) (g_{m1} g_{m3} g_{m5})}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (3)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_m(s)} = \frac{(g_{m6} g_{m2} B_1 s) (g_{m1} g_{m3})}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (4)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_m(s)} = \frac{g_{m6} s^2 / g_{m1}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m4} B_1 s}{g_{m3} g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (5)$$

Where g_m ($j=1, 2, \dots, 8$) represents the transconductance gain of the j -th OTA. The circuit parameters ω_o and Q can also be expressed as:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m7} g_{m8} B_1 B_2}{g_{m3} g_{m5} g_{m1}}} \quad (6)$$

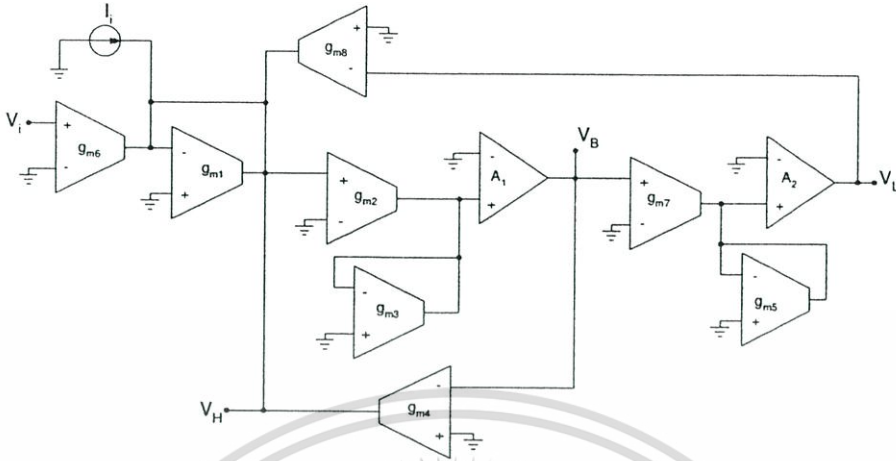


Fig.1. proposed filter.

$$Q = \frac{\sqrt{g_{m1}g_{m3}g_{m7}g_{m8}}}{g_{m4}\sqrt{g_{m2}g_{m5}}} \quad (7)$$

$$\omega_o = B \frac{g_{mb}}{g_{mc}} \quad (11)$$

$$Q = \frac{g_{ma}}{g_{me}} \quad (12)$$

From equations (6-7), it can be found that the active sensitivities are expressed as:

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m3}}^{\omega_o} = S_{g_{m5}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m5}}^Q = S_{g_{m5}}^{\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} S_{g_{m2}}^{\omega_o} &= S_{g_{m7}}^{\omega_o} = S_{g_{m8}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} \\ &= S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m7}}^Q = S_{g_{m8}}^Q = \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

$$S_{g_{m4}}^Q = 1 \quad (10)$$

Thus, all sensitivity except the sensitivities of Q on g_{m4} are less than unity. It is also noted that the sensitivities do not depend upon the circuit component values. Furthermore, if by setting

$$g_{m1} = g_{m8} = g_{ma}, \quad g_{m2} = g_{m7} = g_{mb}, \quad g_{m3} = g_{m5} = g_{mc}, \quad g_{m4} = g_{me} \quad \text{and} \quad B_1 = B_2 = B$$

then ω_o and Q -factor from equations (6) and (7) can be rewritten as

According to equations (11) and (12) it be found that the natural frequency ω_o can be linearly and electronically adjusted by controlling g_{mb} without effecting the Q-factor, whereas the large value of Q-factor is obtainable by properly adjusting through g_{me} . Additionally, the temperature dependence of the gains g_{mb} and g_{mc} , and g_{ma} and g_{me} are compensated. Thus, the filter also enjoys tuning of the circuit parameters ω_o and Q -factor via the transconductance gains of the OTAs and it's also temperature independent. Transfer function gain can be independent from ω_o and Q -factor by g_{m6} . Remark that the input of the proposed circuit can take input current (i_i). So that the value of transfer function will be the same as equation (3)-(5) except g_{m6} is lost. Additionally, the output of the circuit can be voltage and current together by adding OTA at each output voltage (V_B , V_L , and V_H).

IV. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical analysis, the proposed circuit was simulated using a PSPICE simulation program. As a design example, we consider the low-pass, band-pass and high-pass. The OTA is modeled by employing CA3080 type OTA with a macro model [5] and LM741 type OA with the gain-

bandwidth product $B= 10 \text{ MHz}$ is used [6]. Figure 2. shows simulated responses of the proposed circuit, under condition that $g_{m1} = g_{m4} = g_{m8} = 5\text{mS}$, $g_{m2} = g_{m7} = 0.1\text{mS}$, $g_{m3} = g_{m5} = 10\text{mS}$ and $g_{m6} = 100\text{mS}$. This filter is designed for $\frac{\omega_0}{2\pi} = 100\text{kHz}$ at $Q\text{-factor} = 1$.

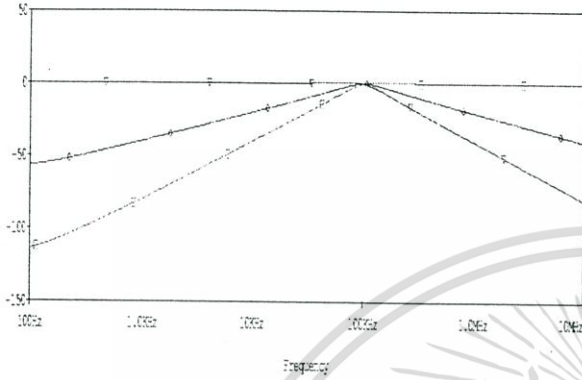


Fig. 2. simulated responses of the proposed filter.

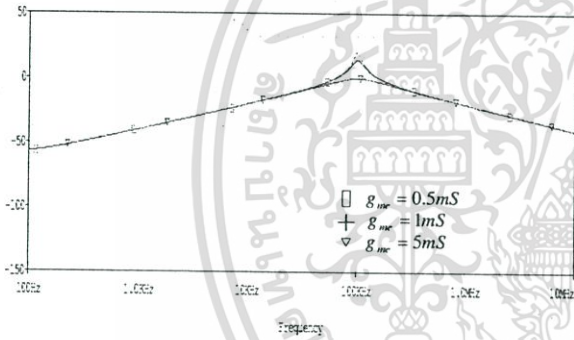


Fig. 3. Q-tuning responses of the band-pass filter.

Figure 3. shows Q-tuning responses of the band-pass filter of the proposed circuit, under condition that all transconductances are the same value, except g_{m4} is varied in the value of 5mS ($Q = 1$), 1 mS ($Q = 5$) and 0.5mS ($Q = 10$)

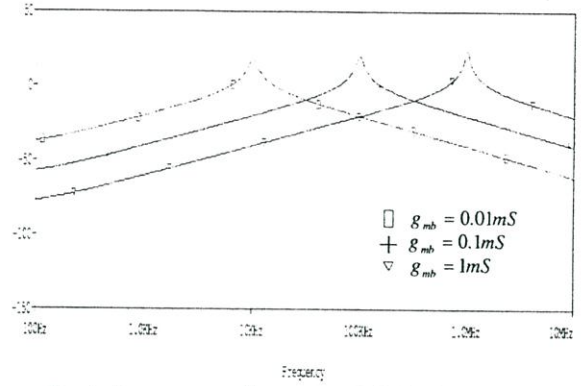


Fig. 4. frequency cut-off responses of the band-pass filter.

Figure 4. shows frequency cut-off responses of the band-pass filter of the proposed circuit, under condition that all transconductance are the same value, except g_{mb} is varied in the value of 0.1mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 100\text{kHz}$), 1 mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 1\text{MHz}$) and 0.01mS ($\frac{\omega_0}{2\pi} = 10\text{kHz}$). These results are according to analysis theory from equations (11)-(12).

V. CONCLUSION

New active only biquad filter has been proposed. The proposed circuit uses only ten active elements (eight OTAs and two OAs). This proposed circuit is properly designated, so the circuit enjoys the following advantages:

1. Low Sensitivities
2. ω_o and Q can be independent by each other in electronically parameter. By ω_o can be varied in g_{m2} but Q can be varied by g_{m4} . So that g_{m2} and g_{m4} can be varied by independent.
3. ω_o and Q are also temperature independent.
4. Transfer function gain can be independent from ω_o and Q .
5. Input of the circuit can be voltage or current.
6. Output of the circuit can be voltage and current together by adding OTA at each output voltage (V_B , V_L , and V_H).

In additional, this circuit configuration can easily be fabricated using bipolar and CMOS technologies. The non-idealities of active devices may affect the biquad characteristic. A solution to this will be presented in the near future.

REFERENCE

[1] A.K. Singh, and R.Senani, "Low-component count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads," Electron. Lett. 34, pp. 718-719,1998.

- [2] M.T. Abuelma'atti, and H.A. Alzaher, "Universal three inputs and one output current-mode filter without external passive elements," *Electron. Lett.* 33, pp. 281-283,1997.
- [3] T.Tsukutani, et al, "Voltage-mode active-only biquad." *Int. J. Electron.* Vol.87, pp. 1435-1442, 2000.
- [4] N. A. Shah and S. Z. Iqbal, "Current-mode active – only universal filter," *Int. J. Electron.* Vol. 90, no. 6, pp. 407-411, 2003.
- [5] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters," *Int. J. Electron.* 76, pp. 1115-1120,1994.
- [6] <http://www.ecircuitcenter.com/Circuits/opmodel1/opmodel1.htm>.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นายวิโรจน์ จงชนะชววัฒน์

สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขา ผลิตสเทคโนโลยีทรอนิกส์ ปีพ.ศ. 2536

สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ปีพ.ศ. 2544

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สำเร็จการศึกษาปริญญาโทบริหารธุรกิจมหาบัณฑิต สาขา Operations Management ปีพ.ศ. 2542

สถาบันบัณฑิตพัฒนบริหารศาสตร์

ประสบการณ์ทำงานทางด้านระบบคอมพิวเตอร์ในสำนักงาน ซอฟต์แวร์เฮาส์ วางระบบโปรแกรม

ERP โรงงานอุตสาหกรรม และโรงแรมระดับห้าดาว เป็นต้นกว่า 2 ทศวรรษ

ปัจจุบันทำงานเป็นที่ปรึกษาทางด้านระบบคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้