สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

# รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

## การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA

## Design of Analog Filter and Oscillator Using CFTAs

นายวรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ 2555

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

RCH
TK
6565
.F6
V223n

b.12596 22x
i.

เลขหมู่ 131043
เลขทะเบียน
วัน,เดือน,ปี 21 มีค. 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA

แหล่งเงิน งบประมาณเงินรายได้

ประจำปีงบประมาณ 2555 จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน 72,000 บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย 1 ปี ตั้งแต่ ตุลาคม พ.ศ. 2554 ถึง กันยายน พ.ศ. 2555

ชื่อ-สกุล หัวหน้าโครงการ นาย วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดและควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โทร. 02-326-4205 E-mail : ktworapo@kmitl.ac.th

## บทคัดย่อ

โครงการวิจัยฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิก และวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA (current follower transconductance amplifier) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองวงจร คือ วงจรแรกนำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกอเนกประสงค์โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต ที่ปรับค่าคุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยประกอบด้วยวงจร CFTA จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์สองตัว และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองสัญญาณแบบไบควอดราทิกมาตราฐานได้ครบทุกรูปแบบ โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขค่าความเท่ากันของอุปกรณ์ในวงจร อีกทั้งยังมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุตที่ต่ำมากและอิมพีแดนซ์เอาต์พุตที่สูงมาก วงจรที่สองเป็นนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่สามารถปรับเงื่อนไขในการออสซิลเลต และ ค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ โดยประกอบด้วยวงจร ZC-CFTA จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และสามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตแบบควอดราเจอร์ได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส คุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่ออกแบบขึ้นได้ศึกษาและยืนยันผลด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ไอซี CFOA (current feedback operational amplifier) เบอร์ AD844 และ OTA (operational transconductance amplifier) เบอร์ CA3080

**คำสำคัญ :** CFTA (Current Follower Transconductance Amplifier) วงจรกรองสัญญาณ วงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Research Title:** Design of Analog Filter and Oscillator Using CFTAs

**Researcher:** Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsrirat

**Faculty:** Engineering **Department:** Instrumentation and Control Engineering

## ABSTRACT

In this research, the design and realization of electronically tunable universal filter and sinusoidal oscillator using current follower transconductance amplifiera (CFTAs) as active components are proposed. The universal current-mode biquadratic filter with one input and three outputs using four CFTAs and two grounded capacitors is presented as a first circuit configuration. The circuit can realize all the five standard biquadratic filter functions from the same circuit topology, and is suitable for current-mode cascading by possessing low-input and high-output impedances. It also provides an orthogonal electronic adjustment of the natural angular frequency ($\omega_o$) and the quality factor ($Q$) through the transconductance gain ($g_m$) of the CFTA. As a second proposed circuit, the mixed-mode quadrature oscillator containing only four z-copy current follower transconductance amplifiers (ZC-CFTAs) as active components together with two grounded capacitors as passive components is presented. The circuit is capable of generating two explicit quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs, simultaneously. Moreover, the realized oscillator also provides the advantage of orthogonal electronic control of the oscillation condition and oscillation frequency, which makes it suitable as variable frequency oscillator. The performances of the presented circuits are studied and verified by using PSPICE simulation program and experimentally tested using commercially available IC current feedback operational amplifier (CFOA) AD844 and operational transconductance amplifier (OTA) CA3080

**Keywords :** CFTA (Current Follower Transconductance Amplifier) Filter Oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนการวิจัยจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ


| | หน้า |
|---|---|
| **บทคัดย่อภาษาไทย** | ก |
| **บทคัดย่อภาษาอังกฤษ** | ข |
| **กิตติกรรมประกาศ** | ค |
| **สารบัญ** | ง |
| **สารบัญรูป** | ฉ |
| **บทที่ 1 บทนำ** | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย | 3 |
| 1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย | 3 |
| 1.4 รายละเอียดของโครงการวิจัย | 3 |
| 1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1 | 4 |
| **บทที่ 2 วงจร CFTA** | 7 |
| 2.1 กล่าวนำ | 7 |
| 2.2 การทำงานพื้นฐานของวงจร CFTA | 7 |
| 2.2.1 คุณสมบัติวงจร CFTA ในทางอุดมคติ | 8 |
| 2.2.2 คุณสมบัติวงจร CFTA ในทางปฏิบัติ | 8 |
| 2.3 การสังเคราะห์วงจร CFTA โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ | 9 |
| 2.3.1 วงจรตามกระแส | 9 |
| 2.3.2 วงจรขยายค่าความนำ | 11 |
| 2.4 วงจร CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ | 14 |
| 2.4.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร | 15 |
| 2.4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส | 17 |
| 2.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร CFTA | 18 |
| 2.6 ผลการทดลองต่อวงจรจริง | 20 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)


| | | หน้า |
|---|---|---|
| | 2.7 สรุป | 24 |
| | 2.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2 | 24 |
| **บทที่ 3** | **วงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CFTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์** | **27** |
| | 3.1 กล่าวนำ | 27 |
| | 3.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอ | 28 |
| | 3.3 ค่าความไวของวงจร | 31 |
| | 3.4 ตัวอย่างการออกแบบวงจร และผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม PSPICE | 32 |
| | 3.5 สรุป | 36 |
| | 3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3 | 36 |
| **บทที่ 4** | **วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมโดยใช้วงจร ZC-CFTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์** | **38** |
| | 4.1 กล่าวนำ | 38 |
| | 4.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร ZC-CFTA | 38 |
| | 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโดยใช้วงจร ZC-CFTA | 40 |
| | 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่นำเสนอ | 41 |
| | 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE | 42 |
| | 4.6 สรุป | 43 |
| | 4.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4 | 47 |
| **บทที่ 5** | **บทสรุป** | 49 |
| **ภาคผนวก** | **บทความวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ** | 51 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป


| รูปที่ | หน้า |
|---|---|
| 1.1 วงจร CDTA ในทางอุดมคติ | 1 |
| 1.2 วงจร CFTA ในทางอุดมคติ | 2 |
| 2.1 วงจร CFTA ในทางอุดมคติ | 8 |
| 2.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CFTA ในทางปฏิบัติ | 9 |
| 2.3 วงจรตามกระแส | 10 |
| 2.4 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง | 11 |
| 2.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน | 12 |
| 2.6 วงจรขยายค่าความนำ | 13 |
| 2.7 วงจร CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์ | 14 |
| 2.8 ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง $I_f$ ไปยัง $I_z$ | 18 |
| 2.9 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว f, z และ x | 19 |
| 2.10 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_z / i_f$ | 20 |
| 2.11 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_x / i_z$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ | 20 |
| 2.12 รายละเอียดการต่อวงจร CFTA โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ต่อร่วมกับ CA3080 | 21 |
| 2.13 ภาพถ่ายวงจร CFTA ที่ใช้ทำการต่อทดลองจริง | 21 |
| 2.14 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟสลับ $i_f$ ไปยัง $i_z$ | 22 |
| 2.15 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง $I_f$ ไปยัง $I_z$ | 23 |
| 2.16 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_z / i_f$ | 23 |
| 2.17 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_x / i_z$ มื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ | 23 |
| 3.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอ | 29 |
| 3.2 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, BP และ HP ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 | 32 |
| 3.3 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 | 33 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)


| รูปที่ | หน้า |
|---|---|
| 3.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 | 33 |
| 3.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า $I_{Oi}$ | 34 |
| 3.6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า $I_{O3}$ | 35 |
| 3.7 ความสัมพันธ์ของเปอร์เซ็นต์ THD ของวงจร เมื่อทำการแปรค่าขนาดของกระแสอินพุต | 35 |
| 4.1 วงจร ZC-CFTA ในทางอุดมคติ | 39 |
| 4.2 โครงสร้างภายในของวงจร ZC-CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์ | 40 |
| 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่สังเคราะห์โดยใช้วงจร ZC-CFTA หนึ่งตัว | 41 |
| 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมโดยใช้วงจร ZC-CFTA ที่นำเสนอ | 41 |
| 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ 4.3 | 43 |
| 4.6 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 | 44 |
| 4.7 สเปกตรัมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 | 45 |
| 4.8 แผนภาพลิวซาจัวของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 | 46 |

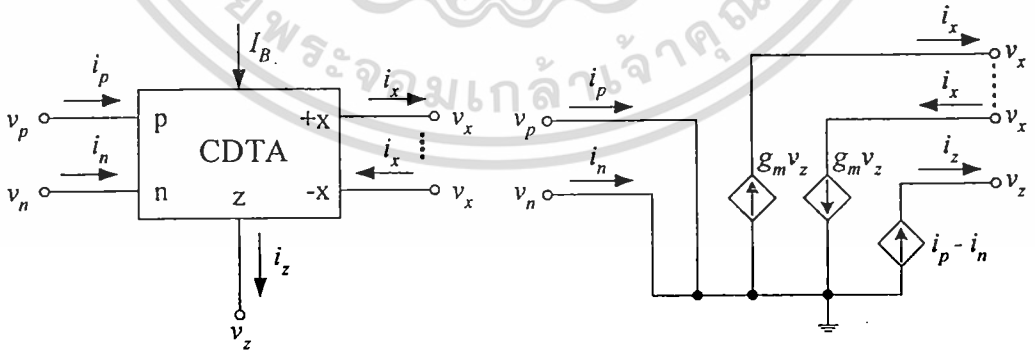

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1
# บทนำ

## 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองสัญญาณ (filter) และวงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) จัดเป็นกลุ่มวงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญมากวงจรหนึ่งในระบบสื่อสาร ระบบประมวลผลสัญญาณ และระบบเครื่องมือวัด กล่าวคือเป็นวงจรที่ออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ โดยจะทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้ [1] ดังนั้นในปัจจุบันการออกแบบวงจรกรองสัญญาณและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟประสิทธิภาพสูง เช่น วงจร CFA (current feedback amplifier) [2]-[3] วงจร CCII (second-generation current conveyor) [4]-[6] วงจร OTA (operational buffered amplifier) [7]-[8] และวงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [9]-[13] จึงได้รับความนิยมออกแบบและพัฒนาขึ้นอย่างแพร่หลาย

ดังนั้น D. Biolek จึงได้นำเสนออุปกรณ์แอคทีฟโหมดกระแสชื่อว่า วงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) ขึ้นเป็นครั้งแรกในราวปี ค.ศ. 2003 [14] โดยประกอบด้วยวงจรภายในสำคัญสองส่วนคือ วงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) ดังรูปที่ 1.1 เมื่อ ขั้ว $_p$ และขั้ว $_n$ คือ ขั้วอินพุต และขั้ว $_z$ และขั้ว $_x$ คือขั้วเอาต์พุตตามลำดับ วงจร CDTA มีคุณสมบัติเด่นคือ สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก จึงสามารถนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอกได้โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ด้วยเหตุนี้จึงทำให้วงจร CDTA ได้รับความนิยมออกแบบและพัฒนาขึ้นในรูปแบบต่าง ๆ มากมาย [14]-[21]



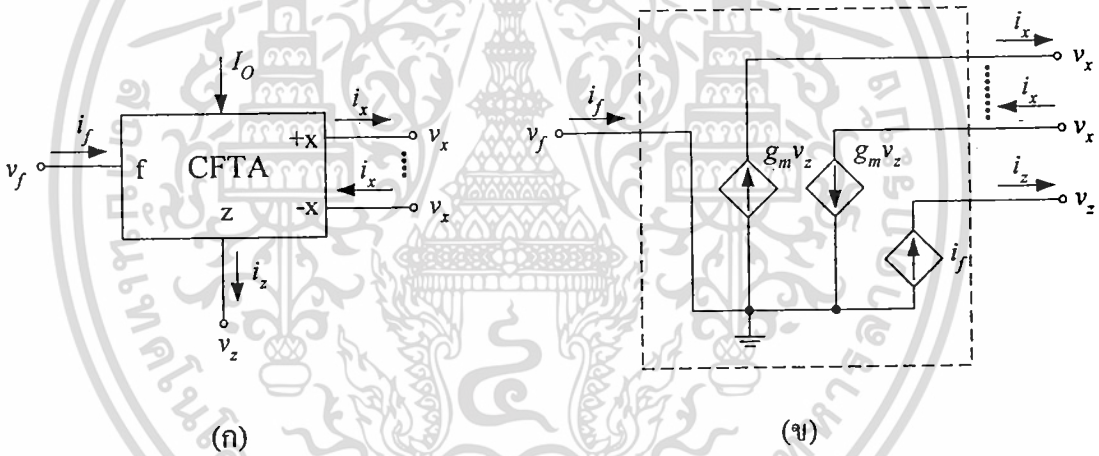

(ก) (ข)

**รูปที่ 1.1** วงจร CDTA ในทางอุดมคติ

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เนื่องจากการติดตามตรวจสอบงานวิจัยในอดีตบางชิ้นนั้นพบว่าขั้วอินพุต p หรือ n ของวงจร CDTA บางขั้วไม่ถูกต่อใช้งาน หรือไม่ได้ใช้ประโยชน์ของวงจร CDTA อย่างเต็มที่ ซึ่งอาจเป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนในวงจรได้ ยิ่งไปกว่านั้นคุณสมบัติผลต่างกระแสในภาคอินพุต สามารถทำได้โดยการป้อนกลับกระแสผ่านทางขั้ว ±x ซึ่งหมายความว่าขั้วอินพุต p หรือ n ไม่มีความจำเป็นสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบดังกล่าว N. Herencsar และคณะ จึงได้มีการนำเสนอวงจร CFTA (current follower transconductance amplifier) ขึ้น [22] ซึ่งปรับปรุงจากวงจร CDTA โดยปรับเปลี่ยนโครงสร้างเดิมของวงจร CDTA ที่ภาคอินพุตจากวงจรผลต่างกระแสเป็นวงจรตามกระแสแทน ดังแสดงในรูปที่ 1.2 ดังนั้นวงจร CFTA จึงประกอบไปด้วยวงจรภายในที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรตามกระแส (current follower) และวงจรขยายค่าความนำ ซึ่งส่งผลให้โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน พื้นที่วงจรมีขนาดเล็กลง และสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่ำ ด้วยเหตุนี้ทำให้มีงานวิจัยจำนวนมากที่สนใจในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักเพิ่มขึ้นเป็นลำดับ [22]-[28]




**รูปที่ 1.2** วงจร CFTA ในทางอุดมคติ

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้นในโครงการวิจัยนี้จึงมีแนวคิดในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์ โดยมีจุดประสงค์หลักเพื่อให้ได้วงจรที่มีโครงสร้างเรียบง่าย (simple) ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก (resistor-less) ซึ่งทำให้การสังเคราะห์วงจรใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย (canonical form) และสามารถปรับค่าคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable) โดยการควบคุมอัตราขยายค่าความนำ ($g_m$) ของวงจร CFTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย**

โครงการวิจัยนี้มุ่งเน้นแนวคิดในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณและวงจรออสซิลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งมีวัตถุประสงค์หลัก ดังต่อไปนี้

1) เพื่อผลิตบทความวิจัยที่มีคุณภาพสามารถตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติที่อยู่ในฐานข้อมูล ISI Journal publication

2) เพื่อยกระดับ Ranking ของสถาบันฯ ให้สอดคล้องกับสภาวะการวิจัยทางวิศวกรรมศาสตร์ที่ยั่งยืนอย่างแท้จริง

3) เพื่อพัฒนาศักยภาพของนักศึกษาระดับปริญญาเอกให้สามารถสร้างองค์ความรู้ใหม่ ให้เป็นที่ยอมรับในระดับนานาชาติได้

4) พัฒนาองค์ความรู้ และติดตามเทคโนโลยีสมัยใหม่ ทางด้านการออกแบบวงจรรวมสำหรับระบบประมวลผลสัญญาณ คิดค้นวงจรพื้นฐานหลัก ให้เหมาะสมกับเทคโนโลยีวงจรรวมที่มีอยู่ มุ่งวิจัยและพัฒนาการศึกษา ค้นคว้า และออกแบบ โครงสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อการประมวลผลสัญญาณในรูปสัญญาณแอนะล็อก (analog signal)

**1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย**

ขอบเขตของโครงการวิจัยชิ้นนี้ ประกอบไปด้วยเป้าหมายสำคัญสามประการ คือ

1) ออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร

2) ออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร

3) ขอบเขตของโครงการวิจัยนี้มีเป้าหมายหลัก คือ นำผลงานวิจัยที่ได้จากข้อ 1 และ 2 ไปนำเสนอและตีพิมพ์เผยแพร่ในวาสารวิชาการระดับนานาชาติ

**1.4 รายละเอียดของโครงการวิจัย**

การดำเนินเนื้อหาของโครงการวิจัยฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท และภาคผนวก 1 ภาคโดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์และขอบเขตของโครงการวิจัย และรายละเอียดเนื้อหาแต่ละบท

บทที่ 2 จะได้กล่าวอธิบายถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจร CFTA และการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจร CFTA พร้อมทั้งทดสอบด้วยผลการจำลองและผลการวัดจากการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกอเนกประสงค์โหมดกระแสที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้เพียงวงจร CFTA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์เท่านั้น ซึ่งได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 4 เป็นแนวทางการออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่ปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจร วงจร ZC-CFTA และตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอทั้งหมด

ส่วนท้ายของโครงการวิจัยฉบับนี้จะเป็นภาคผนวก ซึ่งได้รวบรวมบทความวิจัยซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของผลงานที่เกิดจากโครงการวิจัยชิ้นนี้ ที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ระดับนานาชาติที่อยู่ในฐานข้อมูล ISI Journal publication

## 1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1


[1] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์**. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2554.

[2] J. W. Horng, "New configuration for realizing universal voltage-mode filter using two CFAs", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol.49, pp.1043-1045, 2000.

[3] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator and universal biquad filter using CFOAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.63, pp.1080-1086, 2009.

[4] A. Toker and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter using dual output current conveyors", **International Journal of Electronics**, vol.87, no.6, pp.667-674, 2000.

[5] A. U. Keskin and U. Cam, "Insensitive high-output impedance minimum configuration SITO-type current-mode biquad using dual-output current conveyors and grounded passive components", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, pp.341-344, 2007.

[6] E. Yuce, "Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCIIs and grounded capacitors", **Microelectronics Journal**, vol.40, pp.1719-1725, 2009.

[7] D. R. Bhaskar, R. K. Sharma, A. K. Singh and R. Senani, "New dual-mode biquads using OTAs", **Frequenz**, vol.60, pp.246-252, 2006.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[8] W. Chunhua, Z. Ling and L. Tao, "A new OTA-C current-mode biquad filter with single input and multiple outputs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.62, pp.232-234, 2007.

[9] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifiers suitable for analog signal-processing filters", **Microelectronics Journal**, vol.30, pp.157-160, 1999.

[10] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar, "Current-mode continuous-time fully-integrated universal filter using CDBAs", **Electronics Letters**, vol.35, no.2, pp.97-98, 1999.

[11] W. Tangsrirat , N. Fujii and W. Surakampontorn, "Current-mode leapfrog ladder filters using CDBAs", **Proceedings of IEEE International Symposium Circuits and Systems (ISCAS)**, Scottsdale, Arizona, vol.5, pp.v.57–v.60, 2002.

[12] A. U. Kekin and E. Hancioglu ,"Current mode multifunction filter using two CDBAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.59, pp.495-498, 2005.

[13] W. Tangsrirat, D. Prasertsom and W. Surakampontorn, "Low-voltage digitally controlled current differencing buffered amplifiers and its application", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.63, pp.249-258, 2009.

[14] D. Biolek, "CDTA-building block for current-mode analog signal processing", **Proceedings of the 16th IEEE European Conference on Circuits Theory and Design (ECCTD 2003)**, Krakow, Poland, vol.3, pp.397-400, 2003.

[15] A. U. Keskin, and D. Biolek, "Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)", **IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems**, vol.153, pp.214-218, 2006.

[16] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Systematic realization of cascadable current-mode filters using current differencing transconductance amplifiers", **Frequenz**, vol.60, pp.241-245, 2006.

[17] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, pp.209-214, 2007.

[18] N. A. Shah, M. Quadri and S. Z. Iqbal, "CDTA based universal transadmittance filter" **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.52, pp.65-69, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[19] W. Tangsrirat and W. Tanjaroen, "Current-mode multiphase sinusoidal oscillator using current differencing transconductance amplifiers", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol.27, no.1, pp.81-93, 2008.

[20] A. Lahiri, "Novel voltage/current-mode quadrature oscillators using current differencing transconductance amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.61, no.2, pp.199-203, 2009.

[21] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers", **Microelectronics Journal**, vol.41, pp.178-183, 2010.

[22] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, "Current follower transconductance amplifier (CFTA) - a useful building block for analog signal processing", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol.6, no. 3-4, pp. 217-229, 2011.

[23] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Realization of current-mode KHN-equivalent biquad using current follower transconductance amplifiers (CFTAs)", **IEICE Fundamentals**, vol.E93-A, no.10, pp.1816-1819, 2010.

[24] A. Lahiri, "Resistor-less mixed-mode quadrature sinusoidal oscillator", **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, vol.2, no.1, pp.63-66, 2010.

[25] W. Tangsrirat, "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA", **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**, vol.17, pp.99-104, 2010.

[26] W. Tangsrirat, "Single-input three-output electronically tunable universal current-mode filter using current follower transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.65, Issue.10, pp.783-787, 2011.

[27] Jetsdaporn Satansup and Worapong Tangsrirat, "Realization of current-mode KHN-equivalent biquad filter using ZC-CFTAs and grounded capacitors", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol.49, no.12, pp.841-846, 2011.

[28] Worapong Tangsrirat, Pratya Mongkolwai and Tattaya Pukkalanun, "Current-mode high-Q bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator using ZC-CFTAs and grounded capacitors", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol.50, no.8, pp.600-607, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2

# วงจร CFTA

## 2.1 กล่าวนำ

วงจร CFTA (current follower transconductance amplifier) เป็นบล็อกวงจรแอคทีฟชนิดหนึ่ง (active circuit building block) ที่มีความน่าสนใจสำหรับการออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณต่าง ๆ เป็นอย่างมาก เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นคือ สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอกจึงทำให้วงจรแอนะลอกต่าง ๆ ที่สังเคราะห์โดยใช้วงจร CFTA มีความเหมาะสมต่อแนวทางในการสร้างเป็นวงจรรวม [1]-[2] เนื่องจากวงจร CFTA เป็นวงจรที่พัฒนามาจากวงจร CDTA ดังนั้นจึงมีคุณสมบัติของวงจรที่คล้ายคลึงกัน แต่ต่างกันตรงที่โครงสร้างที่ภาคอินพุตของวงจร CFTA เป็นวงจรตามกระแสซึ่งส่งผลให้โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน พื้นที่วงจรมีขนาดเล็กลง และสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่ำ จากเหตุผลดังกล่าวทำให้วงจร CFTA ได้รับความนิยมและถูกออกแบบและสังเคราะห์ในรูปแบบต่าง ๆ มากมาย [3]-[20]

เนื่องจากโครงการวิจัยฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ดังนั้นในบทนี้จะขอกล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจร CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ โดยจะกล่าวถึง การทำงานพื้นฐานของวงจร CFTA คุณสมบัติและโครงสร้างของวงจร สำหรับคุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้วงจร CFOA (current feedback operational amplifier) เบอร์ AD844 ของบริษัท Analog Devices และวงจร OTA (operational transconductance amplifier) เบอร์ CA3080 ของบริษัท Intercell Corporation ซึ่งเป็นไอซีที่มีขายตามท้องตลาดและที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย

## 2.2 การทำงานพื้นฐานของวงจร CFTA

วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้ออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรแอนะลอกฟังก์ชันต่าง ๆ มากมาย ทั้งนี้เนื่องจากเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส อีกทั้งวงจรยังมีคุณสมบัติเด่น คือ สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้โครงสร้างของวงจรยังมีคุณสมบัติค่าอิมพีแดนซ์อินพุตต่ำและค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตสูง จึงทำให้เหมาะสมกับรูปแบบการต่อคาสเคด (cascade) ในโหมดกระแสเป็นอย่างดี

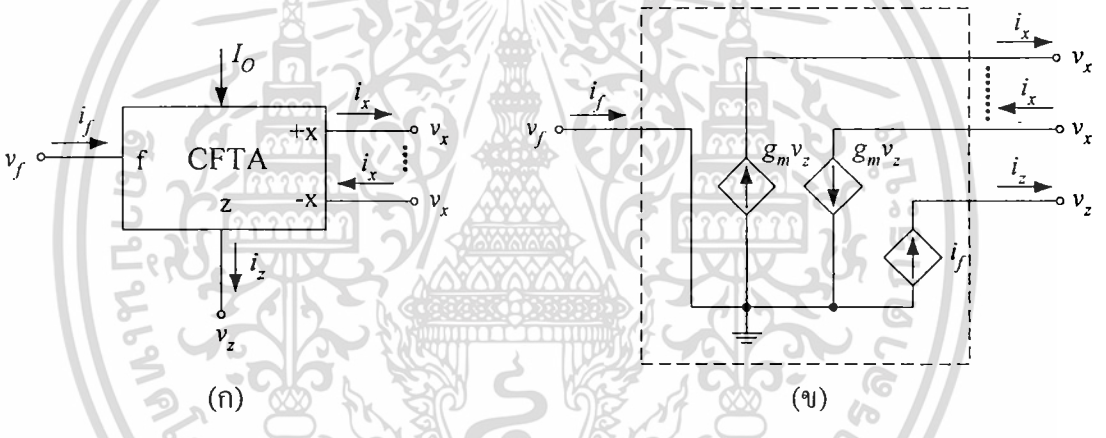
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.1 คุณสมบัติวงจร CFTA ในทางอุดมคติ

วงจร CFTA ในทางอุดมคติ สามารถเขียนแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.1(ก) โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร CFTA อธิบายได้ดังนี้ [19]-[20]

$$v_f = 0 \quad , \quad i_z = i_f \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z = g_m Z_z i_z \tag{2.1}$$

เมื่อ $g_m$ คือ อัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของวงจร CFTA และ $z_z$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว z จากสมการ (2.1) แสดงให้เห็นว่ากระแสอินพุต ($i_f$) จะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z ($i_z$) และแรงดันที่ขั้ว z ($v_z$) จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว x ($i_x$) ด้วยอัตราขยายค่าความนำ ($g_m$) ของวงจร ซึ่งทั่วไปสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากกระแสไบอัส $I_O$ ดังนั้นจากคุณสมบัติในการทำงานข้างต้น จึงสามารถนำมาเขียนอธิบายเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.1(ข)




**รูปที่ 2.1** วงจร CFTA ในทางอุดมคติ
(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

### 2.2.2 คุณสมบัติวงจร CFTA ในทางปฏิบัติ

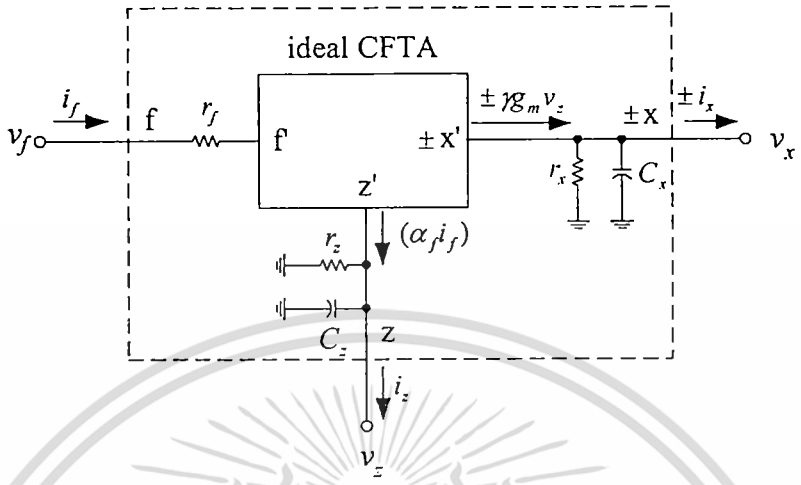
เมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติในการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CFTA ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสจากสมการ (2.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น [19]-[20]

$$v_f = 0 \quad , \quad i_z = \alpha i_f \quad \text{และ} \quad i_x = \beta g_m Z_z i_z \tag{2.2}$$

เมื่อ $\alpha = 1 - \varepsilon_i$ และ $\varepsilon_i$ ( $\varepsilon_i << 1$) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว f กับขั้ว z และ $\beta$ คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านค่าความนำระหว่างขั้ว z กับขั้ว x โดยที่ $r_f$ คือ ค่าความต้านทานแฝง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ขั้ว f สำหรับ $r_z$, $C_z$ และ $r_x$, $C_x$ คือ ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ขั้ว z และขั้ว x ของวงจร CFTA ซึ่งสามารถเขียนแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.2




**รูปที่ 2.2** สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CFTA ในทางปฏิบัติ

## 2.3 การสังเคราะห์วงจร CFTA โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

วงจร CFTA ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรภายในที่สำคัญสองส่วนหลักคือ วงจรตามกระแส (current follower) และ วงจรขยายค่าความนำ (differential amplifier) ซึ่งมีรายละเอียดของกลุ่มวงจรย่อยทั้งสองดังนี้

### 2.3.1 วงจรตามกระแส

วงจรตามกระแส $Q_1$-$Q_6$ เป็นภาคอินพุตของวงจรซึ่งส่งผลให้ค่าความต้านทานอินพุตขั้ว f ต่ำมาก โดยมี $I_B$ เป็นกระแสไบอัสของวงจร และหากประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการจะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$v_{in} = r_{e1} i_{in} + r_{e2} i_{e2} \tag{2.3}$$

และ

$$i_{e2} = \frac{\alpha i_{in}}{\beta_1} - \alpha i_{in} \tag{2.4}$$

เมื่อ $r_{ei}$ คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ $Q_i$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_T / I_B$ เมื่อ $V_T$ คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิห้อง และ $\alpha$ คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบเบสร่วม และ $\beta_1$ คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบอีมิตเตอร์ร่วมของ

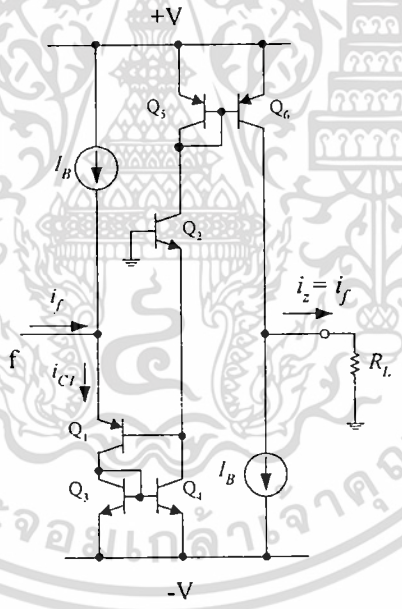
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ จากความสัมพันธ์ในสมการ (2.3) และ (2.4) ทำให้ได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจร ($r_{in}$) มีค่าเท่ากับ

$$r_f = r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \cong \frac{r_{e2}}{\beta_1} \tag{2.5}$$

สมการ (2.5) แสดงให้เห็นว่าด้วยคุณสมบัติของการป้อนกลับแบบลบที่มีแฟคเตอร์ป้อนกลับ เท่ากับ $\beta_1$ เป็นผลให้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าต่ำมาก ตัวอย่างเช่น ถ้า $\beta_1 = 50$ และ $I_B = 100\ \mu A$ จะได้ $r_{in} = 5\ \Omega$ ดังนั้นในการออกแบบวงจรตามกระแสซึ่งต้องมีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก จึงได้นำเอาวงจรในรูปที่ 2.3 ไปทำหน้าที่เป็นวงจรภาคอินพุตเพื่อรับสัญญาณกระแสต่อไป ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $\beta_1 >> 1$ แล้วจะได้กระแสคอลเลคเตอร์ของ $Q_1$ มีค่าเท่ากับ

$$i_{C1} = I_B + i_f \tag{2.6}$$

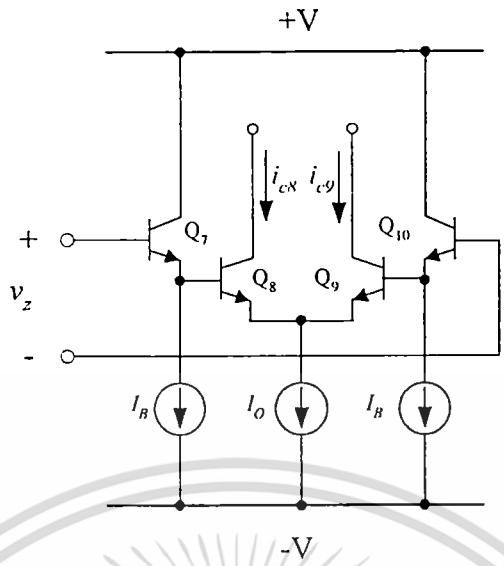



**รูปที่ 2.3** วงจรตามกระแส

สำหรับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน $Q_3$-$Q_4$ และ $Q_5$-$Q_6$ จะทำหน้าที่ส่งผ่านหรือสำเนากระแส $I_{c1}$ จากภาคอินพุตไปยังขั้ว z เพื่อกำจัดผลของกระแสไบอัส $I_B$ และทำให้กระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z ($i_z$) มีค่าเท่ากับ กระแสอินพุตที่ขั้ว f ($i_f$) โดยกระแส $i_z$ นี้จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ($v_z$) ด้วยอิมพีแดนซ์ซึ่งต่ออยู่ที่ขั้ว z ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_z = i_f \tag{2.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 2.4 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

**2.3.2 วงจรขยายค่าความนำ**

วงจรขยายค่าความนำ $Q_7$-$Q_{19}$ เป็นภาคเอาต์พุตของวงจร โดยวงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) เป็นวงจรภาคอินพุตของวงจรขยายค่าความนำ มีวงจรขยายสัญญาณแบบตามอีมิตเตอร์ (emitter follower) $Q_7$ และ $Q_{10}$ ต่อคาสเคดเพื่อเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรให้มีค่าสูงมากขึ้น ดังนั้นจากลำดับขั้นการวิเคราะห์วงจรหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจร ($r_z$) เมื่อกำหนดให้ $\beta = \beta_7 = \beta_{10} >> 1$ พบว่ามีค่าเท่ากับ สำหรับค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว z และขั้ว x มีค่าเท่ากับ

$$r_z \cong 2\beta r_\pi \tag{2.8}$$

เมื่อ $r_\pi = r_{\pi 7} = r_{\pi 8} = r_{\pi 9} = r_{\pi 10}$ และ $r_\pi$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และในกรณีนี้จะได้กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ $Q_9$ และ $Q_{10}$ มีค่าเท่ากับ

$$i_{C8} = -i_{C9} = g_{m8}\left(\frac{v_z}{4}\right) = -g_{m9}\left(\frac{v_z}{4}\right) \tag{2.9}$$

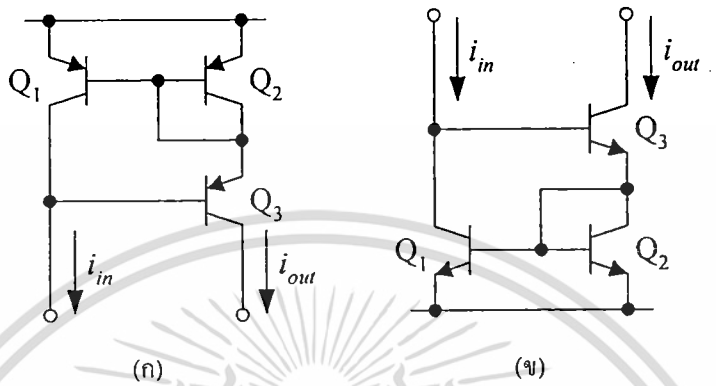
เมื่อ

$$g_{m8} = g_{m9} = \frac{I_O}{2V_T} \tag{2.10}$$

โดยที่ $g_{m8}$ และ $g_{m9}$ คืออัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์ $Q_8$ และ $Q_9$ ตามลำดับ ซึ่งถูกควบคุมโดยกระแสไบอัสจากภายนอก $I_O$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (wilson current mirror) ซึ่งเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในวงจรขยายค่าความนำ โดยทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสไปยังจุดอื่นๆของวงจร โดยในรูปที่ 2.5(ก) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส (source current) ส่วนรูปที่ 2.5(ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบลบทำหน้าที่ในการดึงกระแส (sink current)




(ก) (ข)

**รูปที่ 2.5** วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

สำหรับคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_o = \frac{\beta r_{ce}}{2} \tag{2.11}$$

โดยที่ $r_{ce}$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_A / I_{out}$ และ $V_A$ คือค่าแรงดันจุดเริ่ม (early voltage) ส่วนค่าความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{2V_T}{I_{in}} \tag{2.12}$$

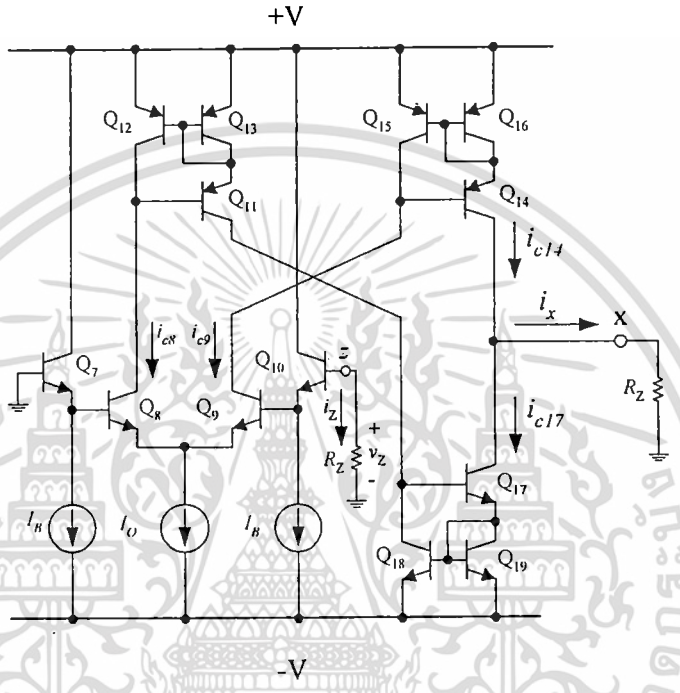
ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส (*error*) มีค่าเท่ากับ

$$error = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \tag{2.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น เมื่อกำหนดให้ $\beta$=100 ดังนั้นเปอร์เซนต์ของค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจรจะมีค่าเท่ากับ 0.0196 % จะเห็นได้ว่าหาก $\beta >> 1$ แล้ว กระแสเอาต์พุตของวงจรสามารถประมาณได้เป็น

$$I_{out} \cong I_{in} \tag{2.14}$$




**รูปที่ 2.6** วงจรขยายค่าความนำ

รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขยายค่าความนำซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 2.4 และวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันดังรูปที่ 2.5 ดังนั้นจากลำดับขั้นการวิเคราะห์วงจรหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรที่มองเข้าไปที่ขั้ว x ($r_x$) โดยประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ เมื่อ $\beta = \beta_{14} = \beta_{15} = \beta_{16} = \beta_{17} = \beta_{18} = \beta_{19} >> 1$ และ $r_{ce} = r_{ce14} = r_{ce15} = r_{ce16} = r_{ce17} = r_{ce18} = r_{ce19}$ พบว่ามีค่าเท่ากับ

$$r_x \cong \frac{\beta r_{ce}}{4} \tag{2.15}$$

จากสมการ (2.9) และ (2.10) ถ้ากำหนดให้ $g_m = (g_{m8}/2) = (g_{m9}/2)$ และจากผลของการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส ($Q_{11}$-$Q_{13}$), ($Q_{14}$ , $Q_{16}$ ,$Q_{17}$) และ ($Q_{19}$ , $Q_{21}$ ,$Q_{22}$) มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_x = i_{C14} - i_{C17} = i_{C9} - i_{C8} = g_m v_z \tag{2.16}$$

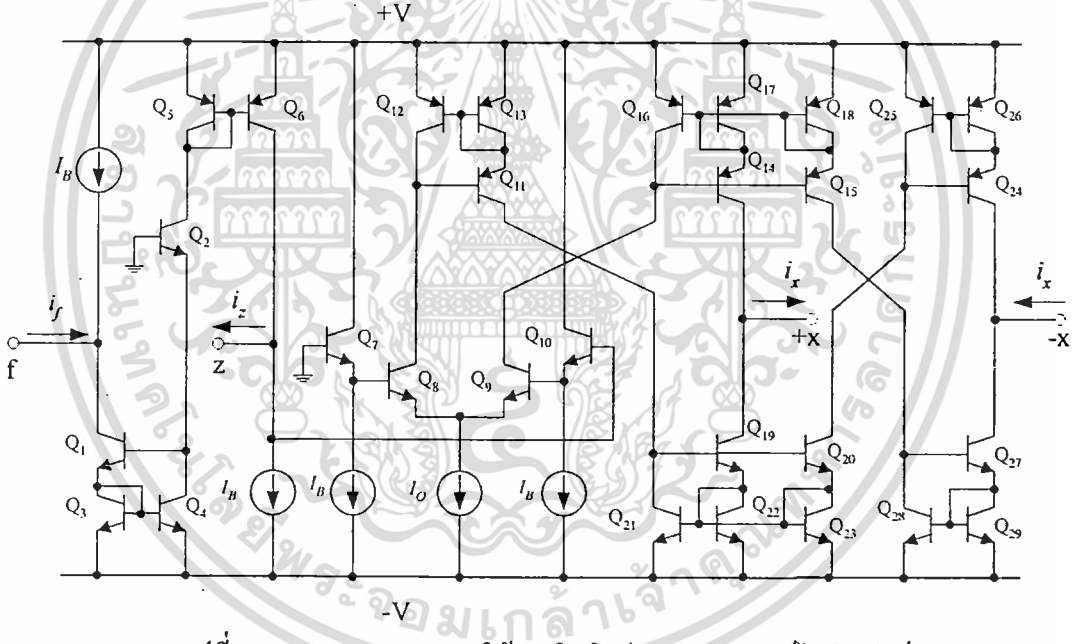
หรือ

$$i_x = g_m R_z i_z \tag{2.17}$$

โดยที่ $R_z$ คือ ตัวต้านทานที่ต่อระหว่างขั้ว z กับกราวด์ จากรูปที่ 2.6 จะพบว่าโครงสร้างวงจร CFTA ที่ใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพล่าร์มีอัตราขยายค่าความนำของวงจรหรือ $g_m$ เท่ากับ

$$g_m = \frac{I_O}{2V_T} \tag{2.18}$$

เมื่อ $I_O$ คือ กระแสไบอัสจากภายนอกที่จ่ายให้แก่วงจร และ $V_T$ คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27°C




รูปที่ 2.7 วงจร CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์

## 2.4 วงจร CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

รูปที่ 2.7 แสดงวงจร CFTA ที่สังเคราะห์ขึ้นจากทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ซึ่งถูกนำเสนอขึ้นโดย W. Tangsrirat ในปี ค.ศ. 2009 [19] ภายในวงจรประกอบไปด้วยสองส่วนหลักคือ วงจรตามกระแส (current follower) แสดงดังรูปที่ 2.4 และวงจรวงจรขยายค่าความนำหลายเอาต์พุต (multi-output transconductance amplifier) โดยมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรขยายค่าความนำ ซึ่งประกอบด้วยส่วนรับแรงดันอินพุต ส่วนกระแสไบอัส แต่ในส่วนกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายค่าความนำหลายเอาต์พุตจะประกอบไปด้วยขั้วกระแสเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งขั้ว ดังรูปที่ 2.7 ดังนั้น เห็นได้ว่าคุณสมบัติพื้นฐานของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่นำเสนอสอดคล้องกับสมการ (2.1) และสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ($I_O$)

### 2.4.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร

การวิเคราะห์สมรรถนะทางความถี่ของวงจร CFTA ทำได้โดยการวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal circuit analysis) โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย (hybrid-pi model) [22] และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรทุกตัวสมพงษ์กันทุกประการ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z กับขั้ว f หรือ $i_z/i_f$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_f} \cong \frac{H_1 N_1(s)}{(1+b_1 s)(1+b_2 s)} \tag{2.19}$$

โดยที่

$$H_1 = \frac{g_{mn}(g_{mp}+g_{\pi p}) - g_{\pi p}(g_{mn}+2g_{\pi n})}{(g_{mn}+2g_{\pi n})(g_{mp}+2g_{\pi p})}$$

$$N_1(s) = \left(1 + \frac{g_{mn}C_{\pi p} - g_{\pi p}(2C_{\pi n}+C_{\mu n}+C_{\mu p})}{g_{mn}(g_{mp}+g_{\pi p}) - g_{\pi p}(g_{mn}+2g_{\pi n})}s\right)$$

$$a_1 = \frac{2C_{\pi n}+C_{\mu n}+C_{\mu p}}{g_{mn}+2g_{\pi n}}$$

และ

$$a_2 = \frac{2C_{\pi p}+C_{\mu p}-C_{\mu n}}{g_{mp}+2g_{\pi p}} \tag{2.20}$$

เมื่อ $g_{mn}$ ($g_{mp}$) และ $g_{\pi n}$ ($g_{\pi p}$) คือ ค่าอัตราขยายค่าความนำ และค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn (ชนิด pnp) ตามลำดับ และ $C_{\pi n}$ ($C_{\pi p}$) และ $C_{\mu n}$ ($C_{\mu p}$) คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์ (base-emitter capacitance) และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ (base-collector capacitance) ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn (ชนิด pnp) ตามลำดับ หากพิจารณาสมการ (2.20) พบว่าจะได้ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ทั้งสอง มีค่าเท่ากับ

$$f_{a1} = \frac{\omega_{b1}}{2\pi} = \frac{g_{mn}+2g_{\pi n}}{2\pi(2C_{\pi n}+C_{\mu n}+C_{\mu p})} \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$f_{a2} = \frac{\omega_{b2}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{\pi n}}{2\pi\left(2C_{\pi n} + C_{\mu p} - C_{\mu n}\right)} \quad (2.22)$$

โดยทั่วไปพบว่า $g_{mn}$ $(g_{mp}) = g_m >> g_{\pi n}(g_{\pi p}) = g_\pi$ และ $C_{\pi n}(C_{\pi p}) = C_\pi > C_{\mu n}(C_{\mu p}) = C_\mu$ ดังนั้นจากสมการ (2.21) และ (2.22) จะได้

$$f_{a1} << f_{a2} \quad (2.23)$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า $f_{a1}$ คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z กับขั้ว f $(i_f/i_f)$

สำหรับอัตราขยายค่าความนำของวงจรภาคเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$G_m = \frac{i_x}{v_z} \cong \frac{H_3 N_2(s)}{(1 + c_1 s)(1 + c_2 s)} \quad (2.24)$$

โดยที่ $$H_3 = g_{mn}$$

$$N_2(s) = \left(1 + \frac{2C_{\pi n}}{g_{mn} + 2g_{\pi n}} s\right)$$

$$b_1 = \frac{2\left(C_{\pi n} + 2C_{\mu n}\right)}{g_{mn} + 2g_{\pi n}}$$

และ $$b_2 = \frac{2\left(C_{\pi p} + 2C_{\mu p}\right)}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \quad (2.25)$$

หากพิจารณาสมการ (2.25) พบว่าจะได้ค่าความถี่คัทออฟทั้งสอง มีค่าเท่ากับ

$$f_{b1} = \frac{\omega_{C1}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{\pi n}}{4\pi\left(C_{\pi n} + 2C_{\mu n}\right)} \quad (2.26)$$

และ $$f_{b2} = \frac{\omega_{C2}}{2\pi} = \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{4\pi\left(C_{\pi p} + 2C_{\mu p}\right)} \quad (2.27)$$

เช่นเดียวกัน จากสมการ (2.26) และ (2.27) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง


$$f_{b1} >> f_{b2} \tag{2.28}$$

หรือนั่นคือ ตำแหน่งโพล $f_{b2}$ เป็นขีดจำกัดความถี่ของฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำ $G_m$

ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบตำแหน่งความถี่ทั้งสอง คือ $f_{a1}$ จากสมการ (2.23) และ $f_{b2}$ จากสมการ (2.28) โดยอาศัยวิธีการประมาณค่าเช่นเดียวกัน ทำให้พบว่า

$$f_{b2} << f_{a1} \tag{2.29}$$

ดังนั้นจากสมการ (2.25) จึงสามารถสรุปได้ว่าตำแหน่งโพล $f_{b2}$ คือ ตำแหน่งโพลโดมิแนนซ์ (dominant pole) ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CFTA ที่นำเสนอในรูปที่ 2.8

### 2.4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส

จากสมการ (2.19) จะเห็นว่า $H_1$ แทนถึงอัตราขยายกระแสและอัตราขยายค่าความนำของวงจร CFTA ที่นำเสนอ หากประมาณว่า $g_{mn} >> g_{\pi n}$ และ $g_{mp} >> g_{\pi p}$ จะได้ $H_1 = 1$ แต่ในทางปฏิบัติหากพารามิเตอร์ $g_{mn}$ และ $g_{mp}$ มีค่าไม่มากพอเมื่อเทียบกับค่า $g_{\pi n}$ และ $g_{\pi p}$ แล้ว ผลก็คือจะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นในวงจร โดยที่คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างกระแสสามารถเขียนอธิบายได้ด้วยสมการรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_f} = \frac{1}{1+\varepsilon_{if}} \tag{2.30}$$

เมื่อ $\varepsilon_{if}$ คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว f ไปยังขั้ว z ดังนั้นจากค่า $H_1$ ในสมการ (2.19) สามารถคำนวณหา $\varepsilon_{if}$ ที่เกิดขึ้น มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{if} = \left\{ \frac{(g_{mn}+2g_{\pi n})(g_{mp}+2g_{\pi p})+g_{\pi p}(g_{mn}+2g_{\pi p})-g_{mn}(g_{mp}+g_{\pi p})}{g_{mn}(g_{mp}+g_{\pi p})-g_{\pi p}(g_{mn}+2g_{\pi p})} \right\} \tag{2.31}$$

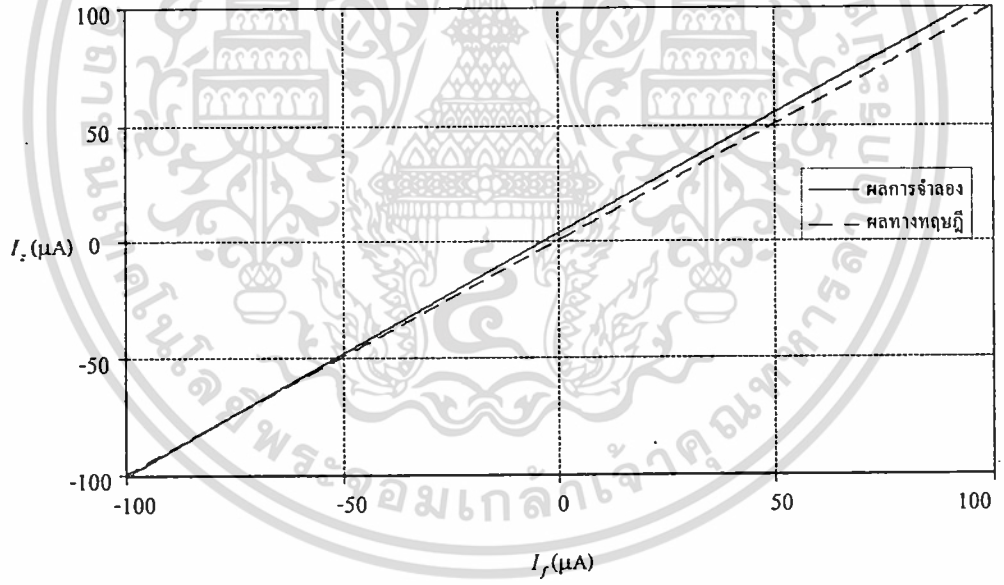
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

131043

**2.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร CFTA**

เนื่องจากโครงการวิจัยฉบับนี้มุ่งเน้นที่จะนำเสนอวงจรกรองสัญญาณโดยใช้เทคโนโลยีในการสังเคราะห์วงจร CFTA แบบไบโพลาร์ จึงได้เลือกตรวจสอบคุณสมบัติของวงจร CFTA แบบไบโพล่าร์ที่นำเสนอในรูปที่ 2.7 ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยได้เลือกใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ ALA400 เบอร์ PR100N ชนิด PNP และเบอร์ NP100N ชนิด NPN จากบริษัท AT&T [21] เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm$ 5V , $I_B$ = 100 $\mu$A, $I_O$ = 100 $\mu$A และ $R_Z = R_X$ = 1 k$\Omega$ จากผลการจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณไฟตรงพบว่าวงจร CFTA ที่นำเสนอมีค่ากระแสออฟเซตสูงสุดเท่ากับ 6.76 $\mu$A และสิ้นเปลืองกำลังงานไฟฟ้าเท่ากับ 6.01 mW

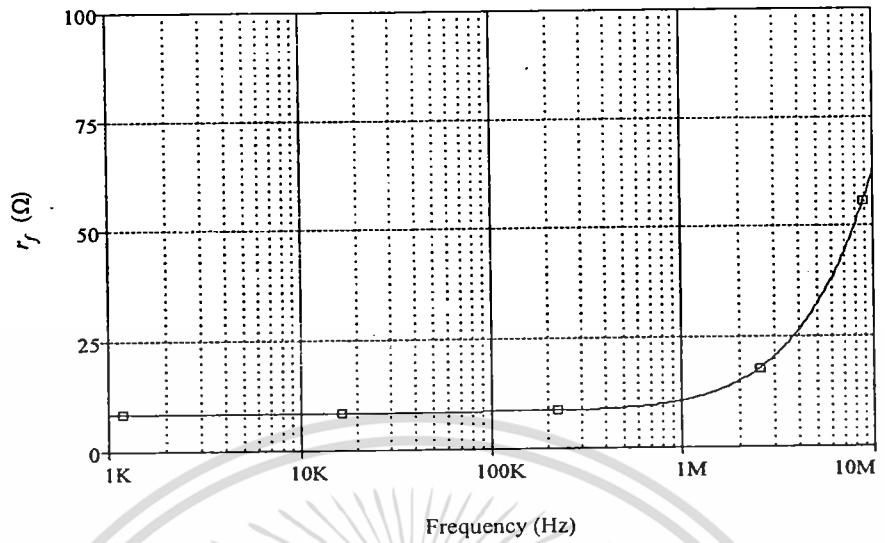
รูปที่ 2.8 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงของขั้ว f ไปยังขั้ว z เปรียบเทียบกับค่าในอุดมคติพบว่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณ 6.76 $\mu$A รูปที่ 2.9(ก) แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว f ซึ่งพบว่ามีค่าประมาณ $r_f \cong 9\ \Omega$ และรูปที่ 2.9(ข) แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว z และ x ซึ่งพบว่า $r_z \cong 506$ k$\Omega$ และ $r_x \cong 629$ k$\Omega$ ตามลำดับ



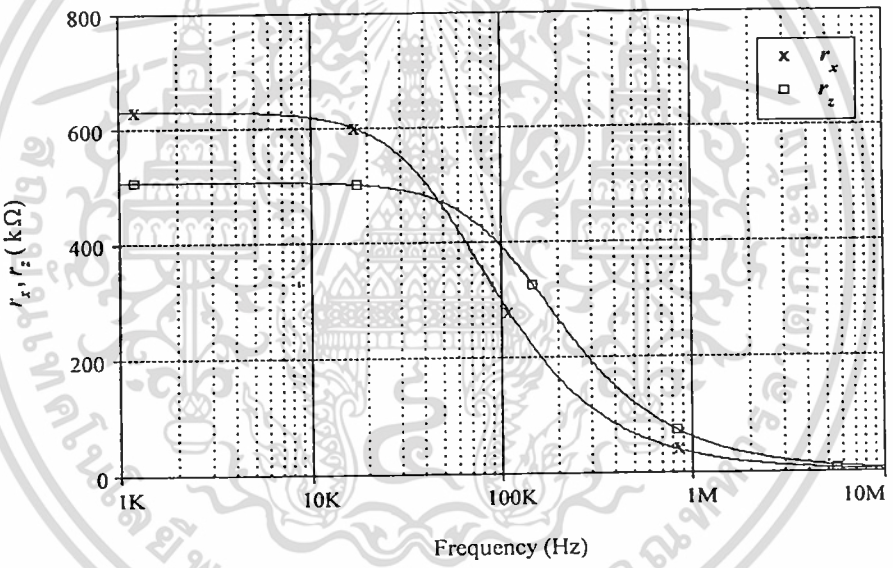

**รูปที่ 2.8** ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง $I_f$ ไปยัง $I_z$

รูปที่ 2.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_z / i_f$ ซึ่งพบว่าความถี่คัทออฟ มีค่าประมาณ $f_c \cong$ 59 MHz ส่วนรูปที่ 2.11 นั้นแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_x / i_z$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ เป็น 50 $\mu$A, 100 $\mu$A, 150 $\mu$A และ 200 $\mu$A ตามลำดับ ในกรณีนี้พบว่าอัตราการส่งผ่านกระแส $i_x / i_z$ เพิ่มขึ้นตามการแปรค่าของกระแสไบอัส $I_O$ โดยพบว่า $f_c$ มีค่าประมาณ 24 MHz, 40 MHz, 51 MHz และ 57 MHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุต $i_x$ ได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$

เอกสารนี้มีไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



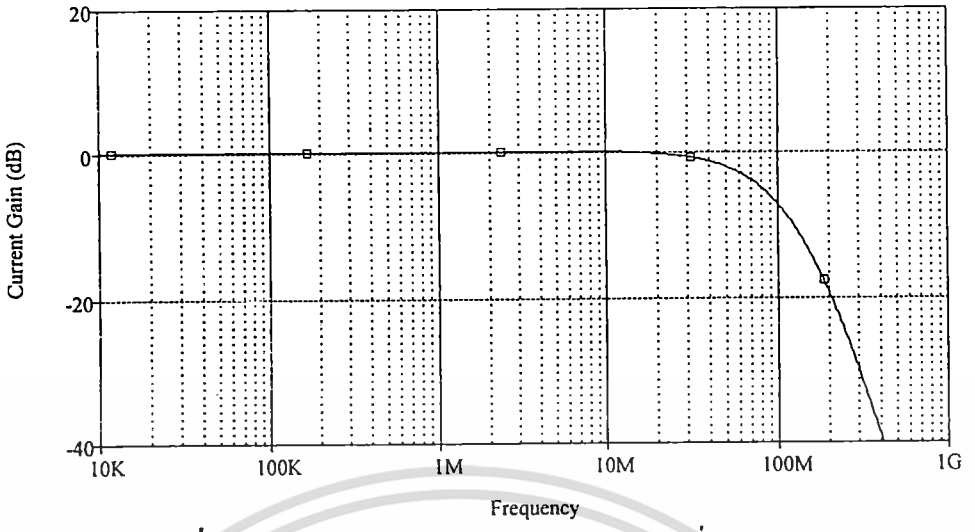

(ก)



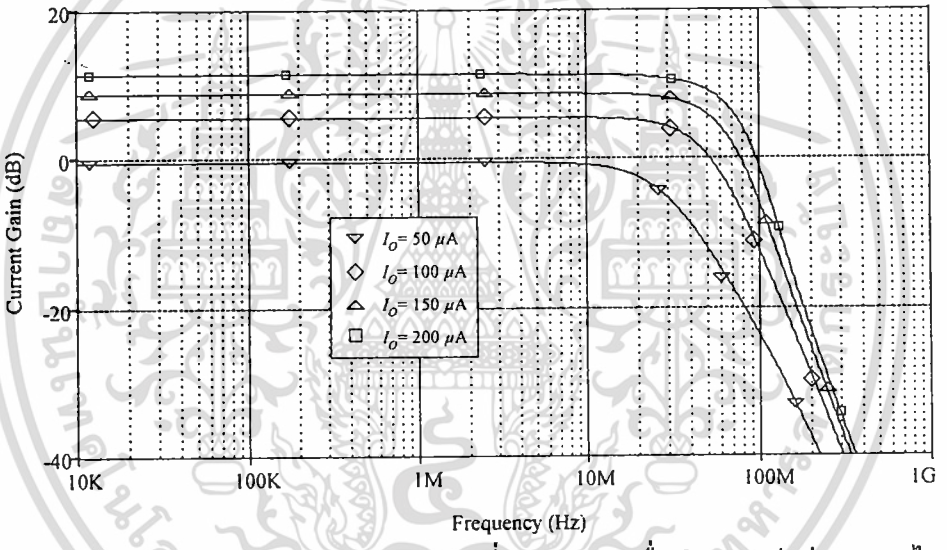

(ข)

**รูปที่ 2.9** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว f, z และ x
(ก) ขั้ว f ($r_f$) (ข) ขั้ว z ($r_z$) และ x ($r_x$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.10** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_z / i_f$

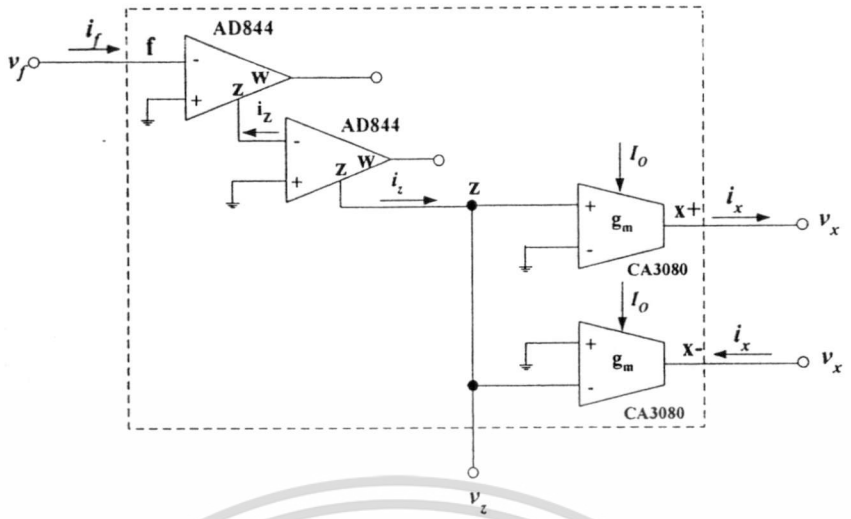



**รูปที่ 2.11** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_x / i_z$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$

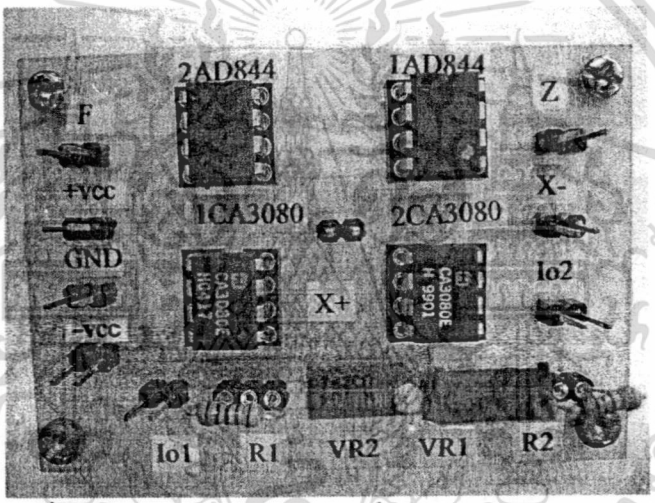
## 2.6 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจร CFTA ที่นำเสนอในรูปที่ 2.7 มีคุณสมบัติที่สอดคล้องกับทฤษฎีและการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ที่ได้นำเสนอมานั้น จึงได้ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 2.12 และทดสอบการทำงานของวงจร CFTA โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ CA3080 ซึ่งภายในเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์ เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ ±5 V $I_o$ =100 μA และ $R_z = R_x$ = 1 kΩ ซึ่งวงจรที่ทำการต่อทดลองจริง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.12** รายละเอียดการต่อวงจร CFTA โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ต่อร่วมกับ CA3080

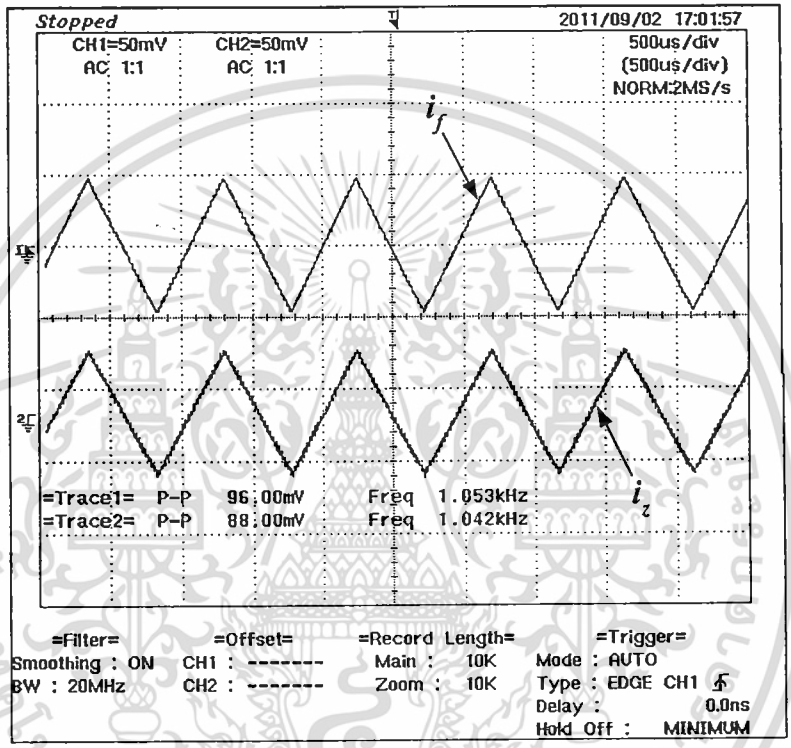



**รูปที่ 2.13** ภาพถ่ายวงจร CFTA ที่ใช้ทำการต่อทดลองจริง

วิธีการสังเคราะห์วงจร CFTA โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นภาครับสัญญาณอินพุตกระแสของวงจร และ ไอซีเบอร์ CA3080 มาทำหน้าที่เป็นภาคขยายค่าความนำของวงจร แสดงได้ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งสามารถทำได้โดยต่อขั้วบวก ที่มีค่าความต้านทานอินพุตสูงของไอซี เบอร์ AD844 ทั้งสองตัวลงกราวด์เพื่อทำให้ค่าแรงดันที่ส่งไปยังขั้วลบมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้ค่าความต้านทานด้านอินพุตของวงจร CFTA มีค่าเท่ากับศูนย์หรือใกล้เคียงอุดมคติมากที่สุด ดังนั้นจึงใช้ขาลบของไอซีเบอร์ 1AD844 (ไอซีเบอร์ AD844 ตัวที่หนึ่ง) ทำหน้าที่เป็นภาครับสัญญาณอินพุตกระแสของวงจร แล้วส่งกระแสที่ขั้ว $z$ ไปยังไอซีเบอร์ 2AD844 (ไอซีเบอร์ AD844 ตัวที่สอง) เพื่อทำหน้าที่กลับทิศทางกระแสที่ขั้ว $z$ ในส่วนของกระแสที่ขั้ว $z$ ของไอซีเบอร์ 2AD844 จะถูกส่งไปยังส่วนภาคขยายความนำ โดยขึ้นอยู่กับค่าไบอัสของไอซีเบอร์ CA3080 ซึ่งจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่สามารถต่อใช้งานได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

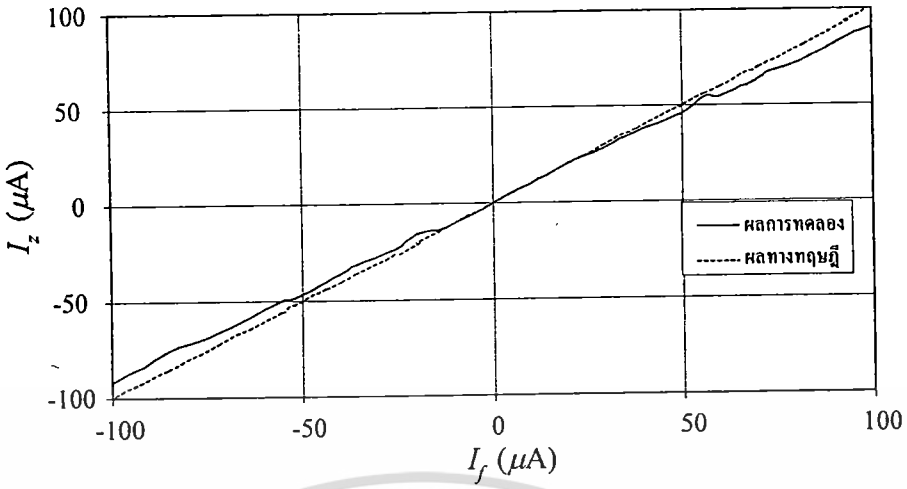
เพื่อทดสอบคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสในที่นี้ได้ทำการป้อนแรงดันอินพุตสามเหลี่ยมขนาด 100 mV มีความถี่ 1 kHz ผ่านตัวต้านทานขนาด 1 kΩ เข้าที่ขั้วอินพุต f เพื่อเปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแสจ่ายเข้าอินพุตของวงจร CFTA ที่ต่อทดลองจริง โดยมีตัวต้านทานต่อที่ขั้วเอาต์พุตขั้ว z มีค่าเท่ากับ 1kΩ รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแส $i_z / i_f$ จะเห็นได้ว่าทิศทางของสัญญาณที่ขั้ว f และขั้ว z มีทิศทางเดียวกัน สอดคล้องตามหลักการที่ได้มีการนำเสนอทางทฤษฎี และจากผลการทดลองจะพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสมีค่าประมาณ 8 %



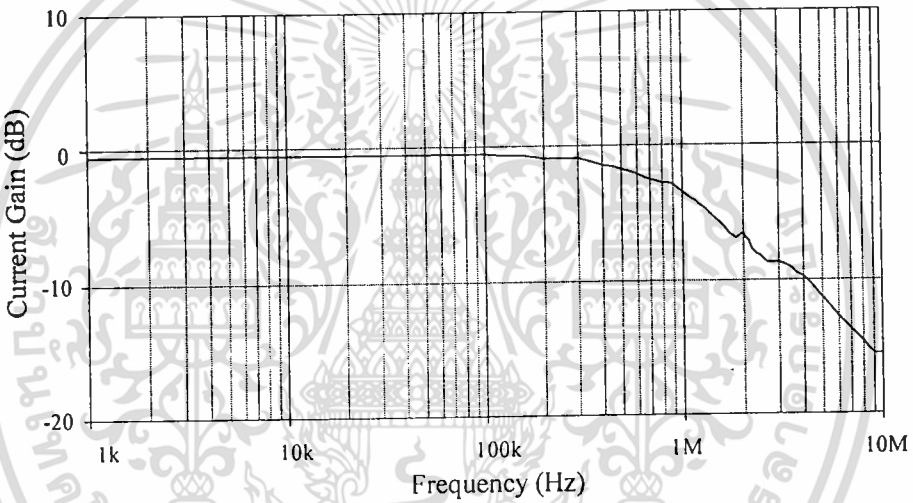

**รูปที่ 2.14** ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟสลับ $i_f$ ไปยัง $i_z$

รูปที่ 2.15 แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงของขั้ว f ไปยังขั้ว z เปรียบเทียบกับค่าในอุดมคติพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณ 10 μA รูปที่ 2.16 แสดงสมรรถนะทางความถี่ของวงจรที่ทำการต่อทดลองจริงของ $i_z / i_f$ ซึ่งพบว่าความถี่คัทออฟ มีค่าประมาณ $f_c \cong 1$ MHz ส่วนรูปที่ 2.17 นั้นแสดงสมรรถนะทางความถี่ของวงจรของ $i_x / i_z$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ เป็น 50 μA, 100 μA และ 150 μA ตามลำดับ ในกรณีนี้พบว่าอัตราการส่งผ่านกระแส $i_x / i_z$ เพิ่มขึ้นตามการแปรค่าของกระแสไบอัส $I_O$ โดยมีค่า $f_c$ ประมาณ 1.4 MHz, 2.2 MHz และ 2.6 MHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุต $i_x$ ได้ โดยการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$

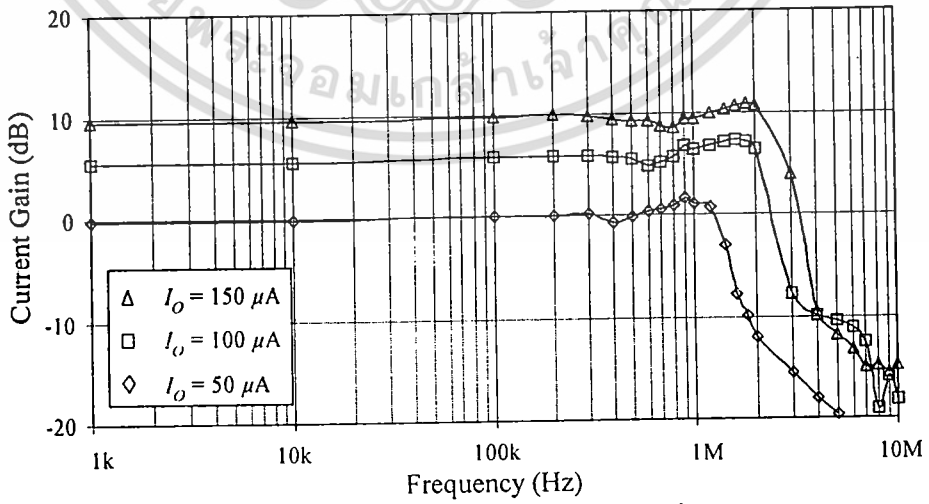
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.15** ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง $I_f$ ไปยัง $I_z$




**รูปที่ 2.16** ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_z / i_f$




**รูปที่ 2.17** ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $i_x / i_z$ มื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจร CFTA ภายใต้พื้นฐานวงจรรวมโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งวงจรภายในประกอบด้วยวงจรหลักสองวงจร คือ วงจรตามกระแสและวงจรขยายค่าความนำ ซึ่งมีข้อดีคือใช้จำนวนอุปกรณ์น้อย มีความเป็นเชิงเส้น และมีความเหมาะสมในการนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรวม จากผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริงนั้นแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรนั้นสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

## 2.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2


[1] M. Bhusan and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", **Electronics Letters**, vol.3, pp.148-149, 1967.

[2] K. Pal and R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", **Electronics Letters**, vol.18, p.47, 1982.

[3] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, "Current follower transconductance amplifier (CFTA) - a useful building block for analog signal processing", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol.6, no. 3-4, pp. 217-229, 2011.

[4] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, "Voltage-Controlled Current-Mode Multifunction Filter Employing CFTAs and PCAs", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, accepted in 2008, to be published. ISSN: 1555-0281.

[5] N. Herencsar, K. Vrba, and J. Koton, "A novel current-mode KHN-equivalent biquad using three CFTAs", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, accepted in 2008, to be published. ISSN: 1555-0281.

[6] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba and J. Misurec, "A novel current-mode SIMO type universal filter using CFTAs", **Journal of Contemporary Engineering, Sciences**, vol.2, no.2, pp.59-66, 2009.

[7] R. Sotner, J. Petrzela and J. Slezak, "Current mode tunable KHN filter based on controlled MO-CFTAs", **Proceedings of the 3rd International Conference on Signals, Circuits and Systems (SCS)**, Djerba, Tunisia, pp. 1-4, 2009.

[8] N. Herencsar, "Generalized design method for voltage-controlled current-mode multifunction filters", **Journal of Telecommunications Forum**, vol.1, no.2, pp.49-52, 2009.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[9] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Electronically tunable phase shifter employing current-controlled current follower transconductance amplifiers (CCCFTAs)", **Proceedings of the 32nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, Dunakiliti, Hungary, pp. 54-57, 2009.

[10] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "A modified CFTA (MCFTA) and its application to SITO-type current-mode universal active-C filter", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, pp.1-9, 2012.

[11] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, A. Lahiri, and O. Cicekoglu, "Current-controlled CFTA-based current-mode SITO universal filter and quadrature oscillator", **Proceedings of the International Conference on Applied Electronics (APPEL)**, Pilsen, Czech Republic, pp.121-124, 2010.

[12] N. Herencsar, J. Koton and K. Vrba, "CFTA-based active-C grounded positive inductance simulator and its application", **Journal of Electrotechnics Magazine**, vol.1, no.1, pp. 24-27, 2010.

[13] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba and A. Lahiri, "Floating simulators based on current follower transconductance amplifiers (CFTAs)", **Proceedings of the European Conference of Circuits Techonology and Devices (ECCTD)**, Tenerife, Spain, pp.23-26, 2010.

[14] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and A. Lahiri, "Novel mixed-mode KHN-equivalent filter using Z-copy CFTAs and grounded capacitors", **Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS)**, Corfu Island, Greece, pp.87-90, 2010.

[15] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Realization of current-mode KHN-equivalent biquad using current follower transconductance amplifiers (CFTAs)", **Journal of The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE), Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol.E93-A, no.10, pp.1816-1819, 2010.

[16] A. Lahiri, "Resistor-less mixed-mode quadrature sinusoidal oscillator", **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, vol.2, no.1, pp.63-66, 2010.

[17] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and O. Cicekoglu, "New active-C grounded positive inductance simulator based on CFTAs", **Proceedings of the 33rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, Baden, Austria, pp.35-37, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[18] N. Herencsar, "**Novel Active Function Blocks and Their Applications in Frequency Filter and Quadrature Oscillators.**", Doctoral Thesis, Department of Telecommunications, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, Czech Republic, 2010.

[19] W. Tangsrirat, "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA", **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**, vol.17, pp.99-104, 2010.

[20] W. Tangsrirat, "Single-input three-output electronically tunable universal current-mode filter using current follower transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.65, Issue.10, pp.783-787, 2011

[21] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", **IEE Proceeding-Circuits Devices and Systems**, vol.140, pp.406-416, 1993.

[22] P.R. Gray, and R.G. Meyer, "**Analysis and design of analog integrated circuits**", *Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc, 1993.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3
# วงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CFTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์

## 3.1 กล่าวนำ

ในช่วงสองทศวรรษที่ผ่านมา พบว่าแนวทางการออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (analog signal processing circuit) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง วงจรกรองสัญญาณ (filter) และวงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ให้มีโครงสร้างวงจรประกอบเพียงอุปกรณ์แอคทีฟต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์ (grounded capacitor) ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟภายนอก และให้สามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของวงจรปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นั้น เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้รับความนิยมอย่างสูงและมีการคิดค้นพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ดังจะเห็นได้จากผลงานวิจัยระดับนานาชาติที่ตีพิมพ์เกี่ยวกับประเด็นดังกล่าวเป็นจำนวนมาก

นับจาก D. Biolek ได้ออกแบบและนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่ชื่อว่า วงจร CDTA ขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 2003 [1] ทำให้อุปกรณ์แอคทีฟดังกล่าวเป็นที่ยอมรับและถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกต่างๆ เป็นจำนวนมาก [1]-[10] แต่อย่างไรก็ตามโครงสร้างวงจรที่นำเสนอขึ้นใน [6]-[10] นั้น ไม่ได้ใช้คุณสมบัติการทำงานของวงจร CDTA อย่างเต็มรูปแบบ เนื่องจากขั้วอินพุต p หรือ n ของวงจร CDTA ถูกต่อใช้งานเพียงขั้วใดขั้วหนึ่งเท่านั้น ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในวงจรที่ได้ออกแบบ [11] นอกจากนี้คุณสมบัติผลต่างกระแสทางด้านอินพุตของวงจร CDTA ยังสามารถกระทำได้โดยอาศัยการป้อนกลับกระแสเป็นลบผ่านทางขั้วเอาต์พุต – x อีกด้วย ซึ่งหมายความว่าขั้วอินพุต n นั้นไม่จำเป็นต้องต่อใช้ในวงจรประยุกต์ใช้งานบางวงจร จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้ N. Herencsar และคณะ ทำการปรับปรุงวงจร CDTA และตั้งชื่ออุปกรณ์แอคทีฟที่ได้พัฒนาขึ้นนี้ใหม่ว่า วงจร CFTA [12] หลังจากนั้นเป็นต้นมาจึงพบว่าในปัจจุบันได้มีนักวิจัยให้ความสนใจนำวงจร CDTA และวงจร CFTA ไปคิดค้นพัฒนาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยเฉพาะวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสกันอย่างแพร่หลายและนำเสนอขึ้นอย่างต่อเนื่อง [1], [3]-[9], [12] แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรกรองสัญญาณที่ได้มีการออกแบบพัฒนาและนำเสนอขึ้นก่อนหน้านี้ยังคงมีข้อด้อยดังต่อไปนี้

ก) ไม่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, $\omega_o$) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, $Q$) ของวงจรได้อย่างอิสระ [3]-[5], [7]-[9], [12].

ข) ไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกมาตรฐานซึ่งประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ได้พร้อมกัน [1], [4], [6]-[8]

ค) จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร [1], [4], [6], [8], [9], [12]

ง) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อแบบลอยตัว (floating) ในการสังเคราะห์วงจร ซึ่งไม่เหมาะกับรูปแบบการออกแบบวงจรรวม [1], [4], [8]

จ) คุณสมบัติอิมพีแดนซ์ทางขั้วอินพุตมีค่าไม่ต่ำ และอิมพีแดนซ์ทางขั้วเอาต์พุตมีค่าไม่สูง [3], [4], [7]-[9] ซึ่งไม่สอดคล้องกับคุณสมบัติที่ดีของวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส ทำให้ไม่สามารถนำวงจรดังกล่าวไปต่อคาสเคดกับวงจรอื่นได้โดยตรง

ดังนั้นในงานวิจัยบทนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งขั้วอินพุต สามขั้วเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถขจัดคุณสมบัติด้อยทั้งห้าประการที่ได้กล่าวมาข้างต้นได้ในเวลาเดียวกัน โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณที่ได้นำเสนอขึ้นในบทนี้ ประกอบด้วยวงจร CFTA จำนวนสี่ตัวต่อทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกได้ครบทั้งห้ารูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ในวงจร (component-matching conditions) แต่อย่างใด คุณสมบัติประจำตัววงจรที่สำคัญ คือ $\omega_o$ และ $Q$ สามารถควบคุมได้อย่างอิสระผ่านการควบคุมกระแสไบอัสของวงจร CFTA โดยไม่ส่งผลกระทบต่อกัน นอกจากนี้อิมพีแดนซ์ทางขั้วอินพุตของวงจรยังมีค่าต่ำมาก ในขณะที่อิมพีแดนซ์ทางขั้วเอาต์พุตทุกขั้วของวงจรนั้นมีค่าสูงมากอีกด้วย

### 3.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบหนึ่งขั้วอินพุต สามขั้วเอาต์พุตที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร CFTA จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอนี้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบในรูปของวงจรรวม [13]-[14] เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 3.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CFTA ดังสมการ (2.1) จะได้กระแสเอาต์พุต $I_{o2}$ และ $I_{o3}$ ของวงจร ดังนี้

$$I_{o2}(s) = I_{BP}(s) = -\frac{\left(\frac{sC_2 g_{m3}}{g_{m1} g_{m2}}\right) I_{in}(s)}{D(s)} \tag{3.1}$$

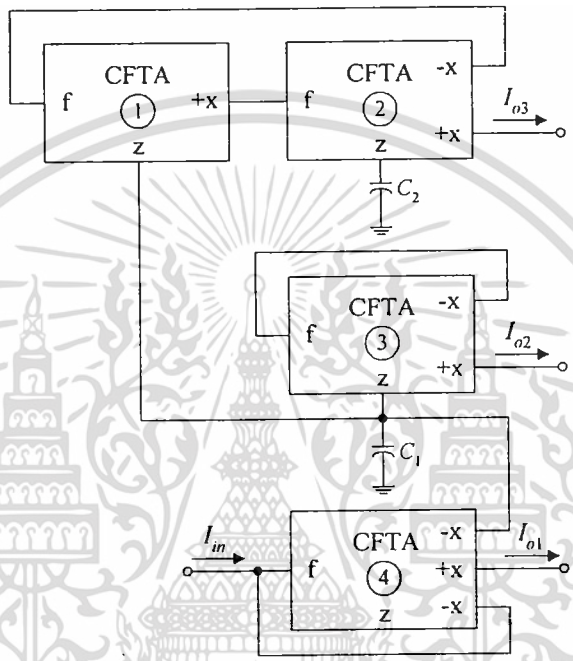
และ

$$I_{o3}(s) = I_{LP}(s) = -\frac{I_{in}(s)}{D(s)} \tag{3.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $$D(s)=\left(\frac{s^2C_1C_2}{g_{m1}g_{m2}}\right)+\left(\frac{sC_2g_{m3}}{g_{m1}g_{m2}}\right)+1 \qquad (3.3)$$

และ $g_{mi}\,(=I_{Oi}/2V_T)$ และ $I_{Oi}$ คือ อัตราขยายค่าความนำ $g_m$ และกระแสไบอัส $I_O$ ของวงจร CFTA ตัวที่ $i$ ($i=1, 2, 3, 4$) ตามลำดับ




**รูปที่ 3.1** วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอ

สมการ (3.1) ถึง (3.3) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 3.1 นั้น สามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุตในรูปของฟังก์ชันแบบ BP ($I_{BP}$) ได้จาก $I_{o2}$ แลฟังก์ชันแบบ LP ($I_{LP}$) ได้จาก $I_{o3}$ นอกจากนี้ยังพบว่าหากเลือกใช้ขั้วเอาต์พุตของวงจรอย่างเหมาะสมแล้ว วงจรที่นำเสนอยังสามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุตในรูปของฟังก์ชันแบบ HP ($I_{HP}$) แบบ BS ($I_{BS}$) และแบบ AP ($I_{AP}$) ได้ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$I_{HP}(s)=I_{o1}(s)+I_{o2}(s)+I_{o3}(s)=\frac{\left(\frac{s^2C_1C_2}{g_{m1}g_{m2}}\right)I_{in}(s)}{D(s)} \qquad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{BS}(s) = I_{o1}(s) + I_{o2}(s) = \frac{\left[\left(\frac{s^2 C_1 C_2}{g_{m1} g_{m2}}\right) + 1\right] I_{in}(s)}{D(s)} \tag{3.5}$$

และ

$$I_{AP}(s) = I_{o2}(s) + I_{BS}(s) = \frac{\left[\left(\frac{s^2 C_1 C_2}{g_{m1} g_{m2}}\right) - \left(\frac{s C_2 g_{m3}}{g_{m1} g_{m2}}\right) + 1\right] I_{in}(s)}{D(s)} \tag{3.6}$$

โดยที่คุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \tag{3.7}$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} C_1}{C_2}} \tag{3.8}$$

นอกจากนี้หากทำการแทนค่า $g_{mi}$ จากสมการ (2.18) ลงในสมการ (3.7) และ (3.8) โดยการกำหนดให้ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ และ $C_1 = C_2 = C$ จะทำให้สมการ (3.7) และ (3.8) เขียนได้ใหม่กลายเป็น

$$\omega_o = \frac{I_O}{2V_T C} \tag{3.9}$$

และ

$$Q = \frac{I_O}{I_{O3}} \tag{3.10}$$

สมการ (3.9) แสดงให้เห็นว่าค่าของ $\omega_o$ นั้น สามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ ในขณะที่สมการ (3.10) แสดงให้เห็นว่าค่า $Q$ ของวงจรนั้น สามารถแปรค่าได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าของ $\omega_o$ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส $I_{O3}$ และสามารถแปรค่าให้สูงขึ้นได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนระหว่าง $I_O$ กับ $I_{O3}$ ให้เหมาะสม อีกทั้งค่า $Q$ ของวงจรยังมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิรอบข้างอีกด้วย (temperature insensitive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ค่าความไวของวงจร

เมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติในการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CFTA ดังความสัมพันธ์ที่อธิบายในสมการ (2.2) แล้ว จะทำให้คุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ของวงจร เปลี่ยนแปลงเป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\beta_1\beta_2 g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.11}$$

และ

$$Q = \left(\frac{1}{\alpha_3\beta_3 g_{m3}}\right)\sqrt{\frac{\beta_1\beta_2 g_{m1}g_{m2}C_1}{C_2}} \tag{3.12}$$

จากสมการ (3.11) และ (3.12) สังเกตได้ว่าคุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ของวงจร มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากผลกระทบของคุณสมบัติในการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CFTA แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถลดผลกระทบของค่าผิดพลาดเล็กน้อยที่เกิดขึ้นนี้ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส $I_{Oi}$ ของวงจร CFTA ชดเชยเข้าไป

และจากสมการ (3.11) และ (3.12) เมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของ $\omega_o$ และ $Q$ ของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่เกิดขึ้นในวงจรแล้ว พบว่ามีค่าเท่ากับ

$$S_{\beta_1}^{\omega_o} = S_{\beta_2}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{3.13}$$

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{3.14}$$

$$S_{\alpha_3}^{Q} = S_{\beta_3}^{Q} = S_{g_{m3}}^{Q} = -1 \tag{3.15}$$

$$S_{\beta_1}^{Q} = S_{\beta_2}^{Q} = S_{g_{m1}}^{Q} = S_{g_{m1}}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{3.16}$$

และ

$$S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{3.17}$$

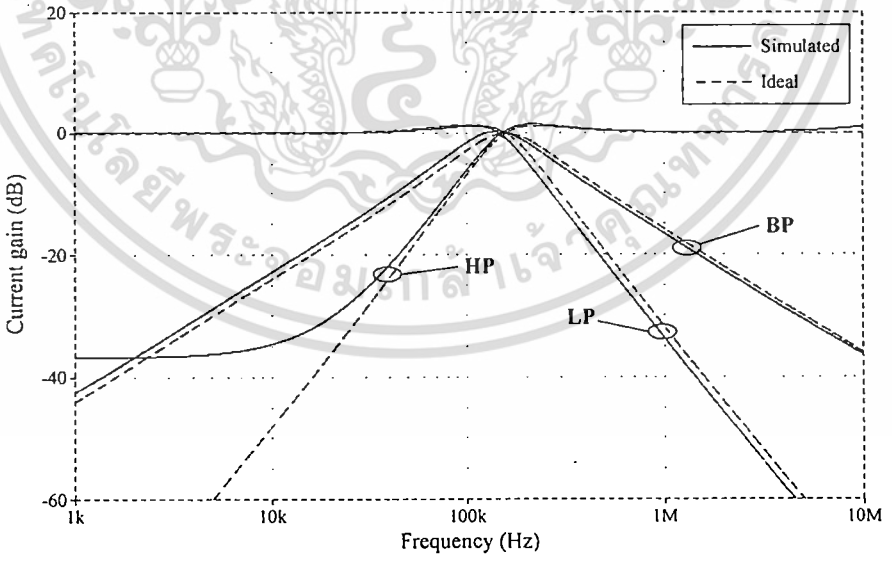
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าความไวต่อการเบี่ยงเบนค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟของ $\omega_o$ และ $Q$ ต่างเป็นค่าที่ต่ำมาก ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าวงจรกรองสัญญาณที่ได้นำเสนอในรูปที่ 3.1 มีคุณสมบัติค่าความไวต่ำ นั่นเอง

### 3.4 ตัวอย่างการออกแบบวงจร และผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม PSPICE

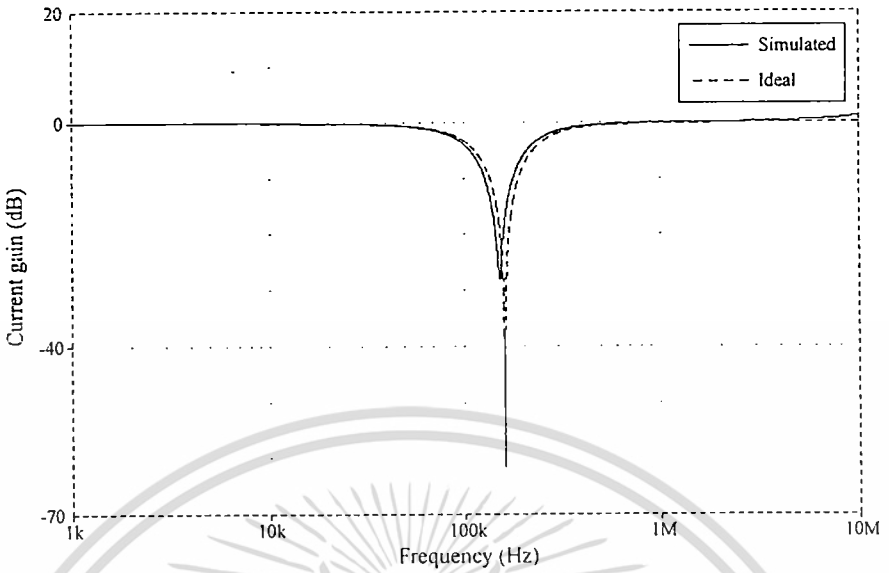
ในที่นี้ได้ทำการตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 ด้วยการจำลองผลการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองผลการทำงานของวงจรนั้น เลือกใช้วงจร CFTA ที่สร้างจากเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์ดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยใช้โมเดลแบบ PR100N สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และแบบ NP100N สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN [15] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ +V = -V = 3 V และแหล่งจ่ายกระแสไบอัสเท่ากับ $I_B = 100\ \mu A$

ตัวอย่างเช่น เลือกออกแบบวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 โดยกำหนดให้ค่าอุปกรณ์ในวงจรเป็นดังนี้ $I_{Oi} = 50\ \mu A$ ($g_{mi} = 1$ mA/V) และ $C_1 = C_2 = C = 1$ nF เพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจรเป็นดังนี้ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 153$ kHz และ $Q = 1$ รูปที่ 3.2 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอกรณี LP BP และ HP โดยเปรียบเทียบกับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในทางทฤษฎี ในขณะที่รูปที่ 3.3 และ 3.4 นั้นแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอกรณี BS และ AP ตามลำดับ จากผลการจำลองการทำงานที่ได้ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 นั้นสอดคล้องเป็นไปตามคุณสมบัติทางทฤษฎีที่ได้คาดการณ์ไว้

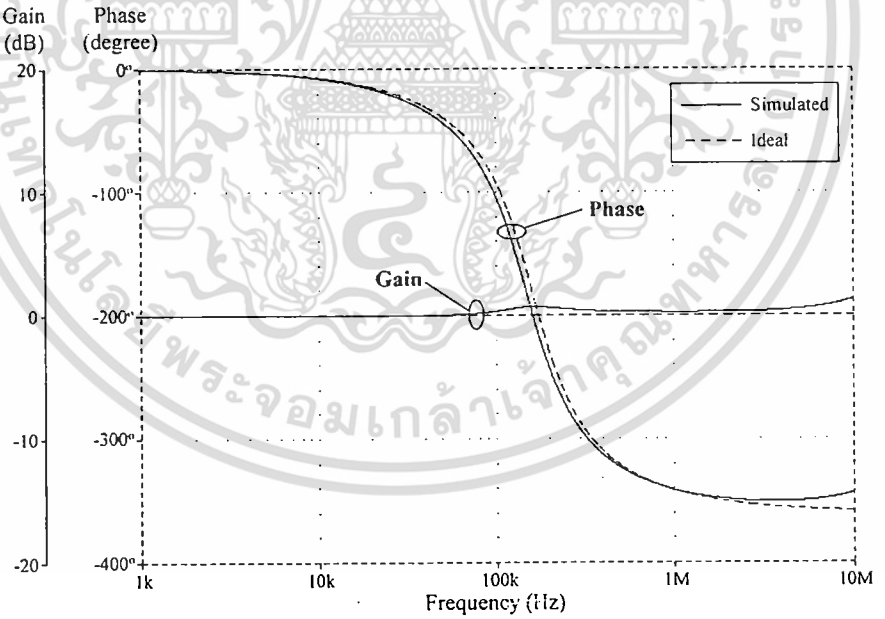



**รูปที่ 3.2** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, BP และ HP ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.3** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1

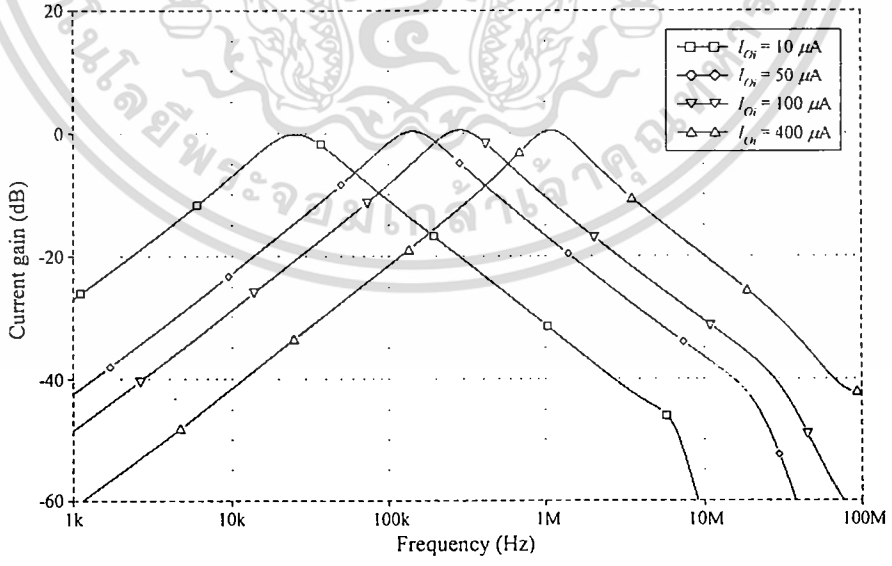



**รูปที่ 3.4** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP ของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

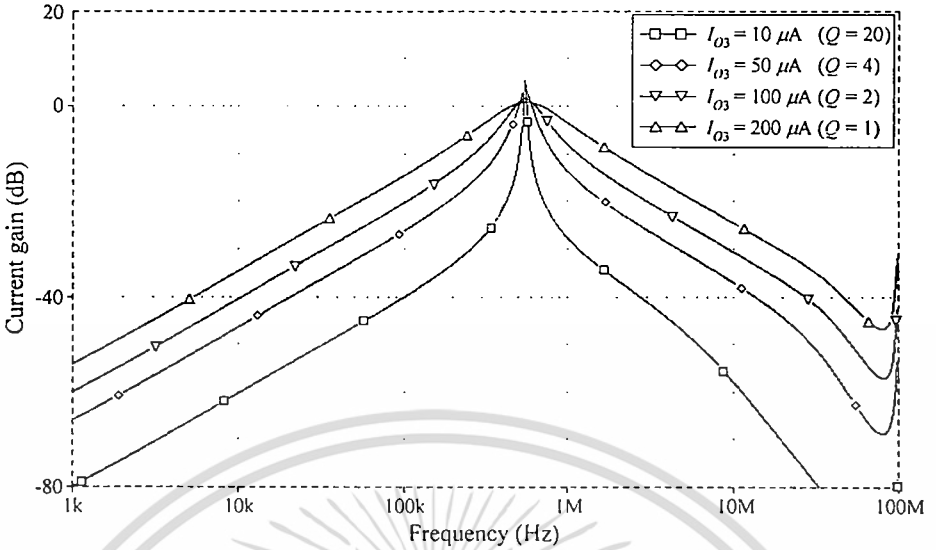
เพื่อแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจรในการแปรค่า $\omega_o$ ของวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ในที่นี้เลือกกำหนดให้ $I_{Oi} = I_{O1} = I_{O2} = I_{O3} = I_{O4}$ จากนั้นทำการแปรค่า $I_{Oi}$ โดยเริ่มจาก 10 $\mu$A จนถึง 400 $\mu$A ซึ่งกรณีนี้จะได้ $Q$ มีค่าคงที่เท่ากับหนึ่ง ($Q$ = 1) ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรณีเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อ $I_{Oi}$ แปรค่าตามเงื่อนไขข้างต้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งจะเห็นว่าเราสามารถปรับค่า $\omega_o$ ของวงจรได้ด้วยการควบคุมค่ากระแสไบอัส $I_{Oi}$ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าของ $Q$ แต่อย่างใด สอดคล้องและเป็นไปตามแนวทางที่นำเสนอไว้ข้างต้น สำหรับตัวอย่างการปรับแต่งค่า $Q$ ในทางอิเล็กทรอนิกส์กระทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส $I_{O3}$ เป็น 10 $\mu$A, 50 $\mu$A, 100 $\mu$A และ 200 $\mu$A ตามลำดับ เพื่อทำให้ได้ค่า $Q$ ของวงจรเปลี่ยนแปลงเป็น 1, 2, 4 และ 20 ตามลำดับ ในขณะเดียวกันก็กำหนดให้ $I_O = I_{O1} = I_{O2} = 200$ $\mu$A ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติของวงจรมีค่าคงที่เท่ากับ $f_o \cong 612$ kHz ผลการจำลองการทำงานของวงจรในกรณีนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่า $Q$ ของวงจร จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามอัตราส่วน $I_O/I_{O3}$

สำหรับสมรรถนะการทำงานของวงจรเชิงเส้น จะพิจารณาจากการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวม (total harmonic distortion, THD) ต่อการแปรค่าขนาดสัญญาณกระแสอินพุต รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ THD ของวงจรกับขนาดของกระแสอินพุตที่แปรค่า ณ ค่าความถี่อินพุต $f_o \cong 306$ kHz และ $f_o \cong 612$ kHz และจากผลการวิเคราะห์พบว่า ที่กระแสอินพุตมีขนาดเท่ากับ 50 $\mu$A ค่า THD ของวงจรจะมีค่าประมาณ 1.8% และ 0.7% ที่ความถี่เท่ากับ $f_o \cong 306$ kHz และ 612 kHz ตามลำดับ ในทำนองเดียว THD ของวงจรจะมีค่าประมาณ 6.8% และ 2.7% เมื่อกระแสอินพุตมีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 100 $\mu$A.

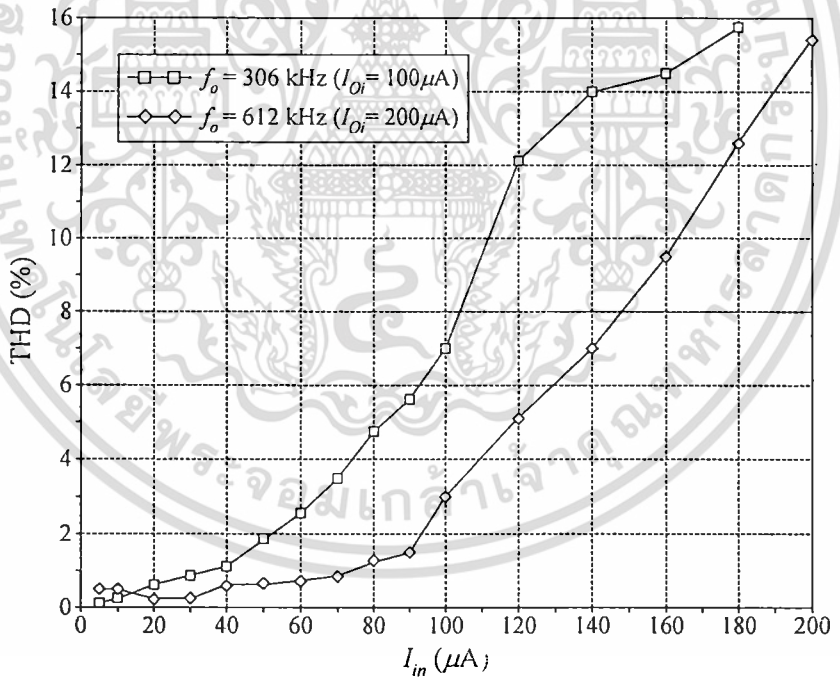



**รูปที่ 3.5** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า $I_{Oi}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.6** ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า $I_{O3}$




**รูปที่ 3.7** ความสัมพันธ์ของเปอร์เซนต์ THD ของวงจร เมื่อทำการแปรค่าขนาดของกระแสอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3.5 สรุป

บทนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจร CFTA สี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์สองตัว วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองสัญญาณแบบไบควอดราทิกได้ครบทุกรูปแบบโดยที่คุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ซึ่งเป็นคุณสมบัติสำคัญนั้นสามารถควบคุมด้วยอัตราขยายค่าความนำของวงจร CFTA นอกจากนี้คุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ที่ขั้วอินพุตของวงจรยังมีค่าต่ำมากและอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุตมีค่าสูงมาก

## 3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3


[1] D. Biolek, "CDTA-building block for current-mode analog signal processing", **Proceedings of the 16th IEEE European Conference on Circuits Theory and Design (ECCTD 2003)**, Krakow, Poland, vol.3, pp.397-400, 2003.

[2] A. U. Keskin, and D. Biolek, "Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)", **IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems**, vol.153, pp.214-218, 2006.

[3] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, pp.209-214, 2007.

[4] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.63, pp.497-501, 2009.

[5] W. Tangsrirat, "Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol.4, pp.135-145, 2009.

[6] A. T. Bekri and F. Anday, "N-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers", **Proceedings of 2005 European Conf. on Circuit Theory and Design**, vol.2, pp.193-196, 2005..

[7] A. U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu and V. Biolková, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.60, pp. 443-446, 2006.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[8] N. A. Shah, M. Quadri and S. Z. Iqbal, "Realization of CDTA based current-mode universal filter", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol.46, pp. 283-285, 2008.

[9] D. Biolek, V. Biolková and Z. Kolka, "Current-mode biquad employing single CDTA", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol.47, pp. 535-537, 2009.

[10] A. Lahiri, "New current-mode quadrature oscillators using CDTA", **IEICE Electronics Express**, vol.6, no.3, pp.135-140, 2009.

[11] A. U. Keskin, C. Aydin, E. Hancioglu and C. Acar, "Quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers (CDBA)", **Frequenz**, vol.60, pp. 21-23, 2006.

[12] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba and J. Misurec, "A novel current-mode SIMO type universal filter using CFTAs", **Contemporary Engineering Sciences**, vol.2, no.2, pp.59-66, 2009..

[13] M. Bhusan, R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", **Electronics Letters**, vol.3, pp.148-149, 1967.

[14] S. S. Gupta, R. Senani, "Realisation of current-mode SRCOs using all grounded passive elements", **Frequenz**, vol.57, pp.26-37, 2003.

[15] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", **IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems**, vol.140, pp.406-416, 1993.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4
# วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสม
# โดยใช้วงจร ZC-CFTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์

## 4.1 กล่าวนำ

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ (quadrature sinusoidal oscillator) นับเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สำคัญวงจรหนึ่งในระบบสื่อสาร ระบบประมวลผลสัญญาณ ตลอดจนระบบการวัดและควบคุม ทั้งนี้เนื่องจากสามารถกำเนิดสัญญาณซายน์สองสัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน แต่มีมุมเฟสต่างกัน 90° ดังนั้นที่ผ่านมาจึงพบว่ามีกลุ่มนักวิจัยได้คิดค้นการออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ทำงานในโหมดแรงดัน [1]-[7] และโหมดกระแส [8]-[12] ขึ้นอย่างมากมาย นอกจากนี้ยังพบว่าได้มีการนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสม (mixed-mode) ที่สามารถทำงานได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส [13]-[14] แต่อย่างไรก็ตามวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กล่าวถึงข้างต้น ยังคงจำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร

ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอแนวทางการออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่ปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอขึ้นประกอบด้วยวงจร ZC-CFTA (z-copy current follower transconductance amplifier) จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์จำนวนสองตัว ซึ่งเป็นโครงสร้างวงจรที่เหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการสร้างในรูปวงจรรวม วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตได้ทั้งในรูปแรงดันเอาต์พุตสองชุด และกระแสเอาต์พุตสองชุด โดยสัญญาณเอาต์พุตแต่ละชุดจะมีมุมเฟสต่างกันเท่ากับ 90° นอกจากนี้เงื่อนไขในการออสซิลเลตและค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรนั้น ยังสามารถควบคุมได้จากการปรับค่าอัตราขยายค่าความนำ ($g_m$) ของวงจร ZC-CFTA

## 4.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร ZC-CFTA

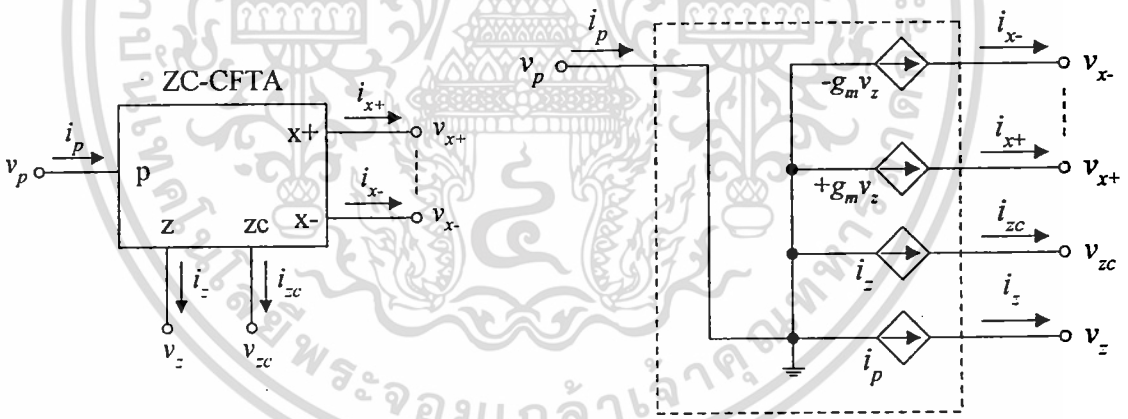
หลังจากแนวคิดของวงจร CFTA ถูกนำเสนอได้ไม่นาน ก็ได้มีการดัดแปลงการทำงานของวงจร CFTA ขึ้น โดยเรียกอุปกรณ์แอคทีฟที่ได้นี้ว่าวงจร ZC-CFTA [15] หลังจากนั้นแนวคิดในการนำวงจร ZC-CFTA ไปประยุกต์ใช้งานจึงแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ [16]-[17] คุณสมบัติวงจร ZC-CFTA ในทางอุดมคติ สามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรนั้น สามารถเขียนอธิบายได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_z \\ i_{zc} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_m & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ v_z \\ v_{zc} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อ $g_m$ คือ อัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของวงจร ZC-CFTA ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากแรงดันไบอัสหรือกระแสไบอัสจากภายนอก จากสมการ (4.1) จะเห็นว่าวงจร ZC-CFTA จะมีคุณสมบัติการทำงานต่างจากวงจร CFTA เพียงเล็กน้อย กล่าวคือ จะมีการเพิ่มขั้ว zc ขึ้น เพื่อสำเนากระแสที่ขั้ว z ขึ้น ($i_{zc} = i_z$) ทั้งนี้ก็เพื่อให้การออกแบบวงจรฟังก์ชันแอนะล็อกกระทำได้ง่ายและยืดหยุ่นขึ้น นั่นเอง

ในทำนองเดียวกัน รายละเอียดวงจรภายในวงจร CFTA โดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ก็สามารถสังเคราะห์ได้โดยง่ายโดยการดัดแปลงโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.7 เพียงเล็กน้อย กล่าวคือ การใช้วงจรสะท้อนกระแสให้มีสองเอาต์พุต ($Q_5$-$Q_7$) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 โดยที่คุณสมบัติอัตราขยายค่าความนำของวงจร $g_m$ ของวงจรนั้นยังคงมีค่าคงเดิม หรือมีค่าเท่ากับสมการ (2.18)

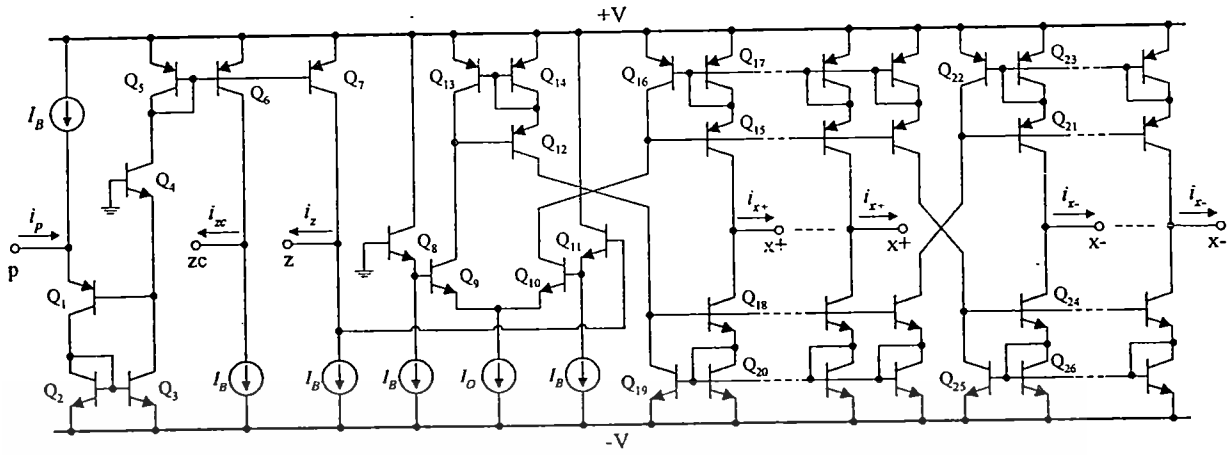



(ก) (ข)

**รูปที่ 4.1** วงจร ZC-CFTA ในทางอุดมคติ

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.2** โครงสร้างภายในของวงจร ZC-CFTA แบบใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพล่าร์

### 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโดยใช้วงจร ZC-CFTA

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดกระแสอันดับหนึ่งที่สังเคราะห์โดยใช้วงจร ZC-CFTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์อย่างละหนึ่งตัวเท่านั้น เมื่อทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) จะได้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s - \frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}} \tag{4.2}$$

และพบว่าค่าความถี่โพล ($\omega_o$) และมุมเฟส ($\phi$) ของวงจร มีค่าเท่ากับ

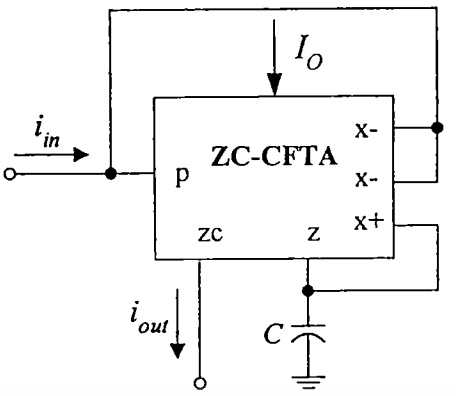
$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \tag{4.3}$$

และ

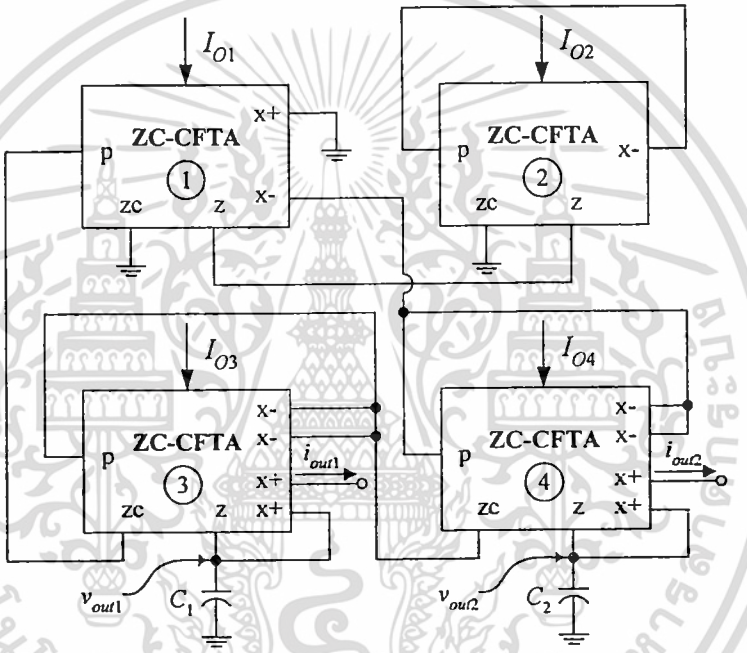
$$\phi = -2\tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{g_m}\right) \tag{4.4}$$

สมการ (4.4) แสดงให้เห็นว่ามุมเฟส $\phi$ ของวงจร สามารถควบคุมได้โดยการปรับค่า $g_m$ ของวงจร ZC-CFTA นอกจากนี้จะเห็นว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดกระแสอันดับหนึ่งที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 มีค่าอิมพีแดนซ์อินพุตที่ต่ำมากและอิมพีแดนซ์เอาต์พุตที่สูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.3** วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่สังเคราะห์โดยใช้วงจร ZC-CFTA หนึ่งตัว




**รูปที่ 4.4** วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมโดยใช้วงจร ZC-CFTA ที่นำเสนอ

## 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่นำเสนอ

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมโดยใช้วงจร ZC-CFTA ที่นำเสนอ โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ 4.3 จำนวนสองวงจร (ZC-CFTA3, $C_1$ และ ZC-CFTA4, $C_2$) และวงจรขยายกระแสควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current amplifier) (ZC-CFTA1 และ ZC-CFTA2) [18] เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ และ $I_{O3} = I_{O4} = I_O$ ($g_{m3} = g_{m4} = g_m$) จะได้สมการคุณลักษณะของวงจร (characteristic equation) เท่ากับ

$$s^2 + 2\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\left(\frac{g_m}{C}\right)s + \left(\frac{g_m}{C}\right)^2 = 0 \qquad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $K = g_{m1}/g_{m2} = I_{O1}/I_{O2}$

เมื่อทำการแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการ (4.5) จะได้เงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจร (condition of oscillation) ดังนี้

$$I_{O1} = I_{O2}. \tag{4.6}$$

และจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจร (frequency of oscillation) เท่ากับ

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} = \frac{I_O}{2V_T C} \tag{4.7}$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าเราสามารถกำหนดเงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจรได้จากการควบคุมกระแสไบอัส $I_{O1}$ หรือ $I_{O2}$ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ $\omega_o$ และในทางกลับกันค่า $\omega_o$ ของวงจรก็สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระโดยการควบคุมกระแสไบอัส $I_O$

นอกจากนี้หากพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตทั้งสองและแรงดันเอาต์พุตทั้งสองของวงจรแล้ว จะพบว่า

$$I_{out2} = jI_{out1} \tag{4.8}$$

และ

$$V_{out2} = jV_{out1} \tag{4.9}$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าต่างก็มีคุณสมบัติเป็นลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตแบบควอดราเจอร์ที่มีมุมต่างเฟสกัน 90°

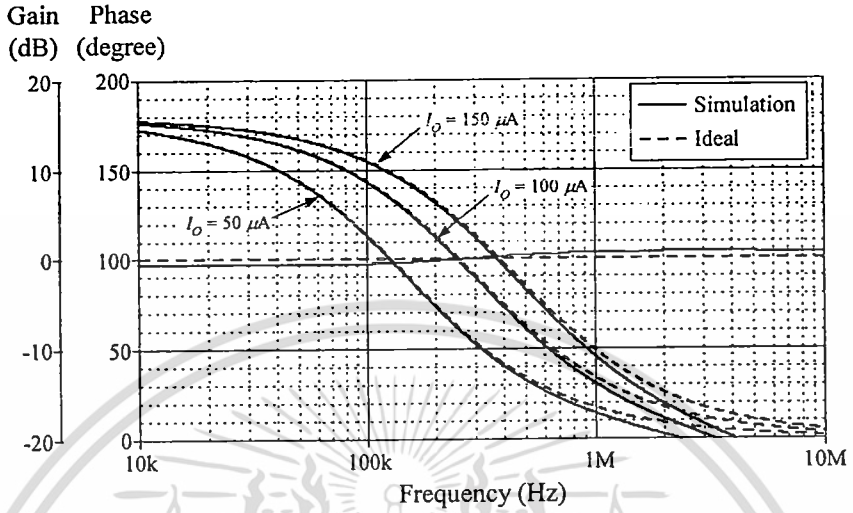
**4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE**

ในที่นี้ได้เลือกตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสม ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 โดยใช้วงจร ZC-CFTA ดังรูปที่ 4.2 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ ALA400 เบอร์ PR100N ชนิด PNP และเบอร์ NP100N ชนิด NPN จากบริษัท AT&T แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ ±3V , $I_B$ = 100 $\mu$A และ $C_1 = C_2$ = 1 nF

รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ 4.3 เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_O$ เป็น 50 $\mu$A, 100 $\mu$A และ 150 $\mu$A ตามลำดับ ซึ่งปรากฏผลการจำลองที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุมเฟส 90° จะได้ความถี่โพลของวงจร $f_o = \omega_o/2\pi$ มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 153 kHz, 306 kHz และ 459 kHz ตามลำดับ สอดคล้องกับค่าที่ได้คำนวณไว้ทางทฤษฎี



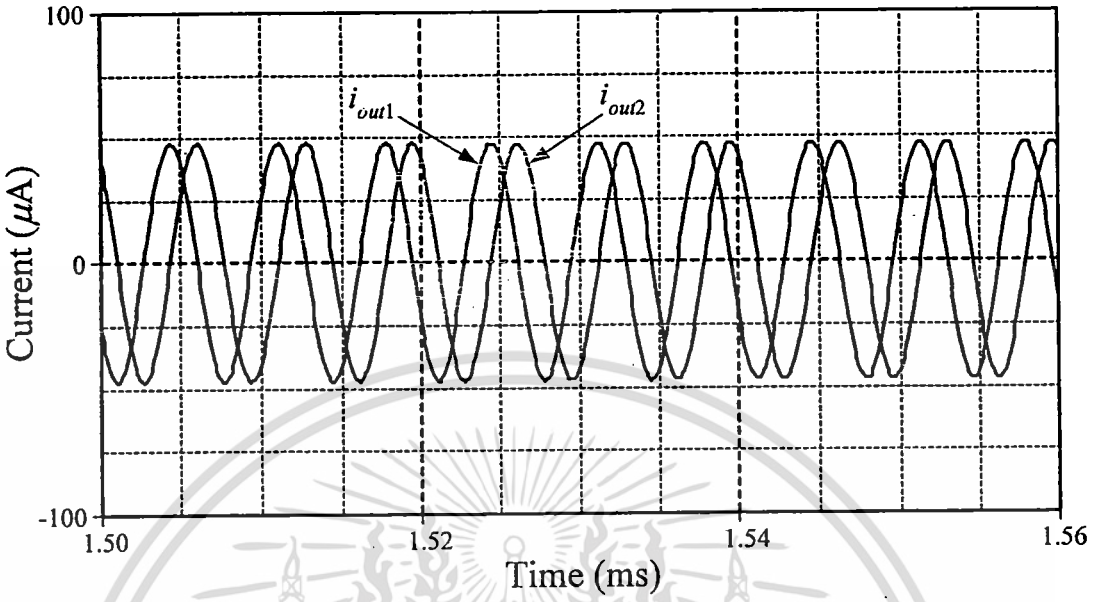

**รูปที่ 4.5** ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ 4.3

รูปที่ 4.6 แสดงผลจำลองผลตอบสนองทางเวลาของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 เมื่อกำหนดให้ $I_{O3} = I_{O4} = I_O = 50\ \mu A$ ($g_{m3} = g_{m4} = g_m = 0.961$ mA/V) ผลการจำลองการทำงานปรากฏว่าจะได้ $f_o \cong 149$ kHz ในขณะที่ผลการคำนวณทางทฤษฎีจากสมการ (4.7) จะได้ $f_o = 153$ kHz ส่วนรูปที่ 4.7 แสดงผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ (frequency spectrum) ของสัญญาณเอาต์พุตควอดราเจอร์ของวงจร และรูปที่ 4.8 แสดงแผนภาพลิวซาจัว (lissagous figure) ของสัญญาณเอาต์พุตควอดราเจอร์ของวงจร

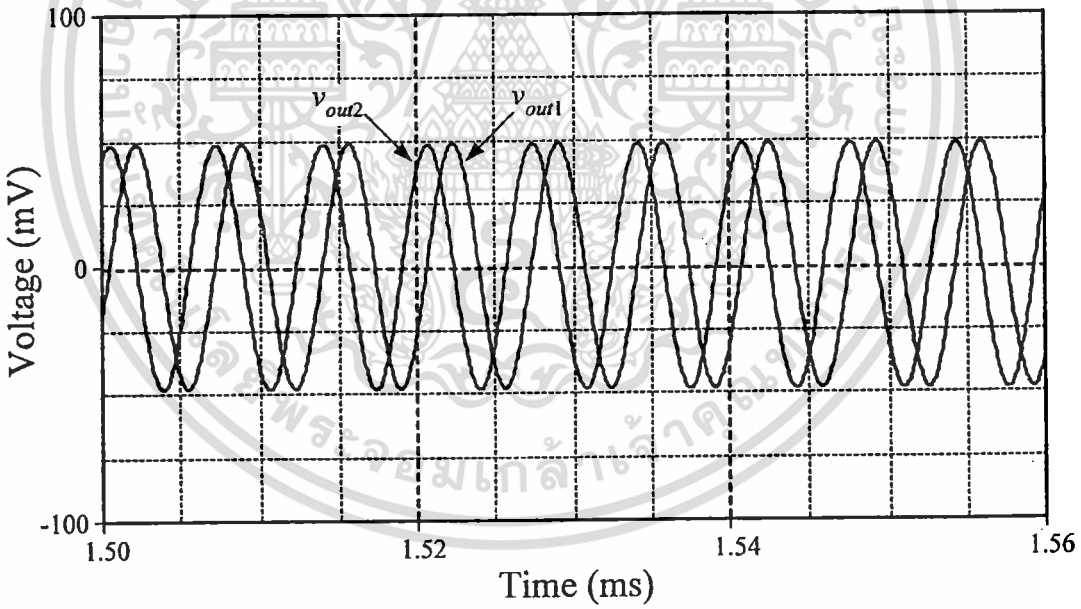
## 4.6 สรุป

บทนี้เป็นการนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมโดยใช้วงจร ZC-CFTA โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งสองวงจรและวงจรขยายกระแสควบคุมด้วยกระแสหนึ่งวงจร โดยใช้วงจร ZC-CFTA ทั้งสิ้นจำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์อีกสองตัวเท่านั้น วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นในบทนี้สามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตแบบควอดราเจอร์ได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส อีกทั้งยังสามารถปรับเงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตและค่าความถี่ในการออสซิลเลตได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



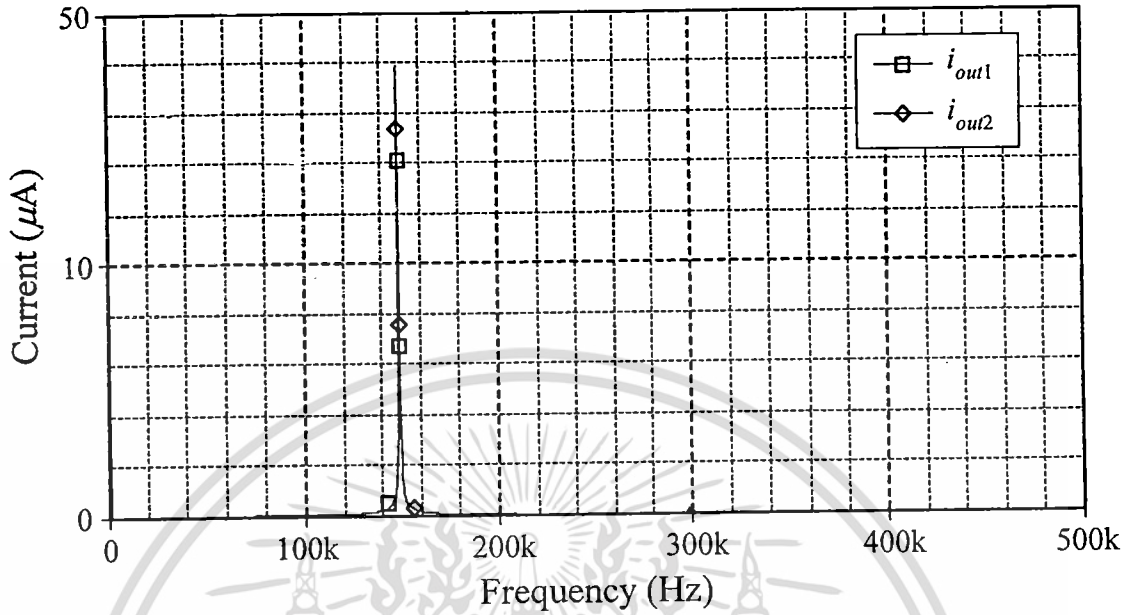

(ก)



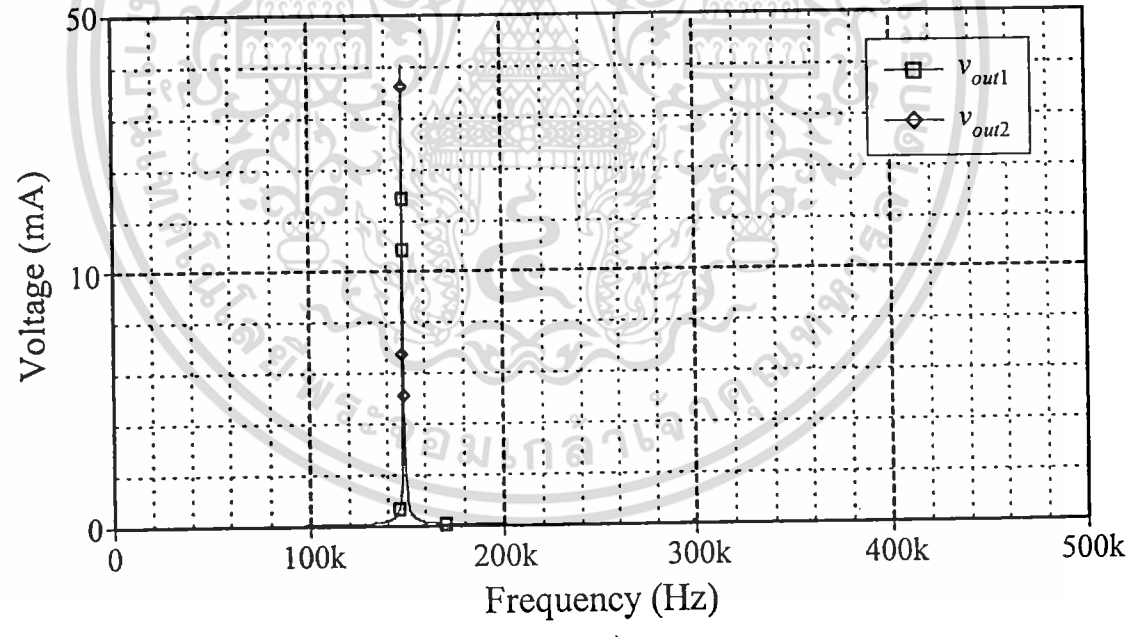

(ข)

**รูปที่ 4.6** ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4
(ก) กระแสควอดราเจอร์เอาต์พุต (ข) แรงดันควอดราเจอร์เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



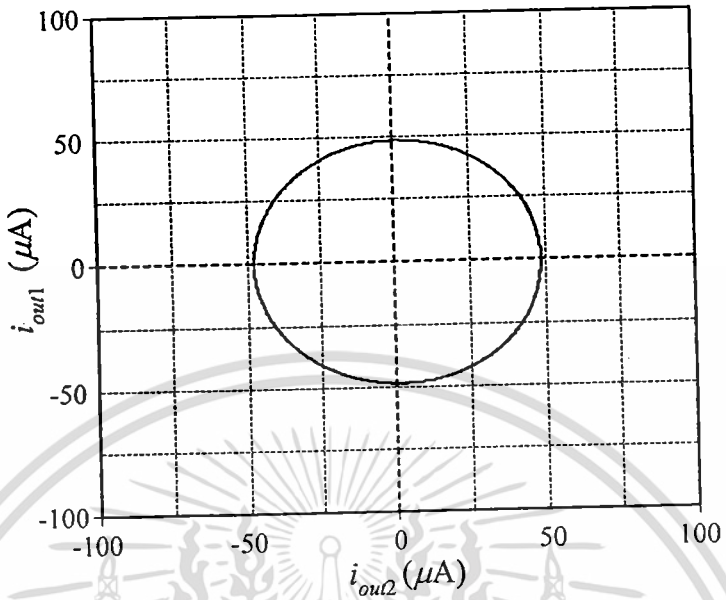

(ก)



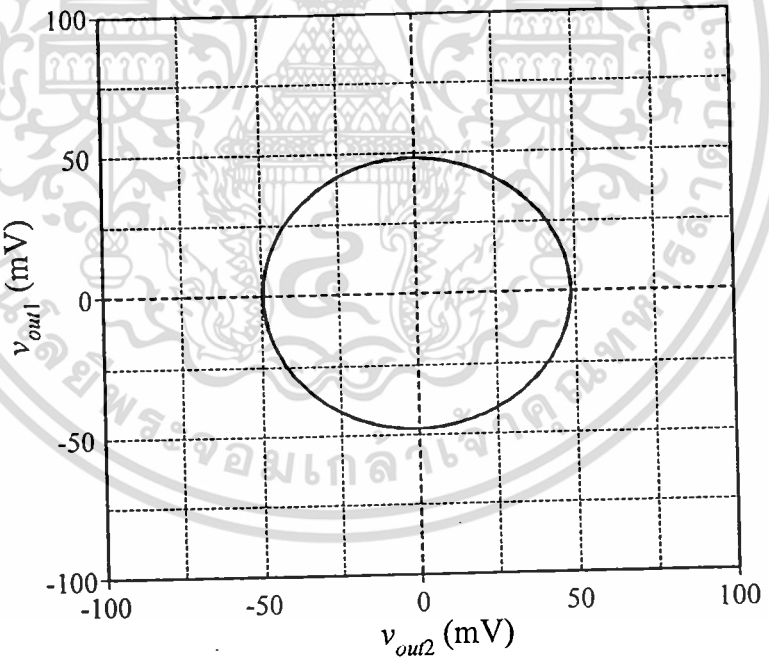

(ข)

**รูปที่ 4.7** สเปกตรัมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4
(ก) กระแสควอดราเจอร์เอาต์พุต (ข) แรงดันควอดราเจอร์เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก)




(ข)

**รูปที่ 4.8** แผนภาพลิวซาจัวของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4
(ก) กระแสควอดราเจอร์เอาต์พุต (ข) แรงดันควอดราเจอร์เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4


[1] I. A. Khan and S. Khwaja, "An integrable gm-C quadrature oscillator", **International Journal of Electronics**, vol. 87, no. 11, pp. 1353-1357, 2000.

[2] J. W. Horng, "Current conveyors based allpass filters and quadrature oscillators employing grounded capacitors and resistors", **International Journal of Computers and Electrical Engineering**, vol. 31, pp. 81-92, 2005.

[3] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrbn and A. Lahiri, "New voltage-mode quadrature oscillator employing single DBTA and only grounded pasive elements", **IEICE Electronics Express**, vol. 6, no. 24, pp. 1708-1714, 2009.

[4] A. Lahiri, W. Jaikla and M. Siripruchyanun, "Voltage-mode quadrature sinusoidal oscillator with current tunable properties", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.65, no.2, pp.321-325, 2010.

[5] A. U. Keskin, C. Aydin, E. Hancioglu, and C. Acar, "Quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers (CDBA)", **Frequenz**, vol.60, pp.21–23, 2006.

[6] W. Tangsrirat and S. Pisitisitchalermpong, "CDBA-based quadrature sinusoidal oscillator", **Frequenz**, vol.61, 3-4, pp. 102-104, 2007.

[7] W. Tangsrirat, D. Prasertsom, T. Piyatat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol.95, no.11, pp.1119-1126, 2008.

[8] A. Lahiri, "New current-mode quadrature oscillators using CDTA", **IEICE Electronics Express**, vol. 6, no. 3, pp. 135-140, 2009.

[9] Y. Li, "Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using MCDTA", **Radioengineering**, vol. 19, no. 4, pp. 667-671, 2010.

[10] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Electronically controllable grounded capacitor current-mode quadrature oscillator using single MO-CCCDTA", **Radioengineering**, vol. 20, no. 1, pp. 354-359, 2011.

[11] W. Jaikla, M. Siripruchyanun, J. Bajer, D. Biolek, "A Simple Current-Mode Quadrature Oscillator Using Single CDTA", **Radioengineering**, vol.17, no.4, pp. 354-359, 2008.

[12] A. U. Keskin, D. Biolek, "Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)", **IEE Proceedings of Circuits Devices and Systems**,vol.153, pp. 214-218, 2006.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[13] A. Lahiri, "Novel voltage/current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.61, no.2, pp.199-203, 2009..

[14] A. Lahiri, "Explieit-current-output quadrature oscillator using second-generation current conveyor transconductance amplifier", **Radioengineering**, vol.18, no.4, pp. 522-526, 2009.

[15] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing: Classification, Review and New proposal", **Radioengineering**, vol. 17, no. 4, pp. 15-32, 2008.

[16] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Realization of current-mode KHN-equivalent biquad filter using ZC-CFTAs and grounded capacitors", **Indian Journal of Pure & Applied Physics,** vol.49, no.12, pp.841-846, 2011.

[17] W. Tangsrirat, P. Mongkolwai and T. Pukkalanun, "Current-mode high-Q bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator using ZC-CFTAs and grounded capacitors", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol.50, no.8, pp.600-607, 2012.

[18] W. Tangsrirat and W. Tanjaroen, "Current-mode multiphase sinusoidal oscillator using current differencing transconductance amplifiers", **Circuits, Systems and Signal Processing,** vol.27, no.1, pp.81-93, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5
# บทสรุป

โครงการวิจัยฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาวงจรกรองสัญญาณและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองวงจร คือ

1) วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกอเนกประสงค์โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต ที่ปรับค่าคุณสมบัติ $\omega_o$ และ $Q$ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยประกอบด้วยวงจร CFTA จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์สองตัว และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองสัญญาณแบบไบควอดราทิกมาตราฐานได้ครบทุกรูปแบบ โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขค่าความเท่ากันของอุปกรณ์ในวงจร อีกทั้งยังมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุตที่ต่ำมากและอิมพีแดนซ์เอาต์พุตที่สูงมาก

2) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดผสมที่สามารถปรับเงื่อนไขในการออสซิลเลตและค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอขึ้นประกอบด้วยวงจร ZC-CFTA จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และสามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตแบบควอดราเจอร์ได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส

วงจรที่นำเสนอขึ้นทั้งหมดในโครงการวิจัยฉบับนี้ มุ่งเน้นการสังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก และตัวเก็บประจุต่อแบบเทียบกราวด์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟเท่านั้น โดยพยายามหลีกเลี่ยงการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ทั้งนี้เพื่อให้โครงสร้างของวงจรที่พัฒนาขึ้นมีความเหมาะสมกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม นอกจากนี้ยังพยายามออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุตต่ำและค่าอิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุตสูง เพื่อให้สอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสอย่างแท้จริง คุณสมบัติเด่นอีกประการของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นทั้งหมดในโครงการวิจัยนี้ ก็คือ สามารถปรับแต่งค่าคุณสมบัติในการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CFTA

ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในโครงการวิจัยนี้ ประสบผลสำเร็จเป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง เนื่องจากเป็นที่ยอมรับให้ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ระดับนานาชาติที่อยู่ในฐานข้อมูล ISI Journal publication ได้จำนวนสามบทความ ดังนี้

1) **Worapong Tangsrirat**, "Single-input three-output electronically tunable universal current-mode filter using current follower transconductance amplifiers", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol.65, no.10, pp.783-787, October 2011. **(Impact Factor 2010 = 0.519)**

2) Jetsdaporn Satansup and **Worapong Tangsrirat**, "Realization of current-mode KHN-equivalent biquad filter using ZC-CFTAs and grounded capacitors", *Indian Journal of Pure*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*& Applied Physics (IJPAP)*, vol.49, no.12, pp.841-846, December 2011. **(Impact Factor 2010 = 0.511)**

3) **Worapong Tangsrirat** , Pratya Mongkolwai and Tattaya Pukkalanun, "Current-mode high-Q bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator using ZC-CFTAs and grounded capacitors", *Indian Journal of Pure & Applied Physics (IJPAP)*, vol.50, no.8, pp.600-607, August 2012. **(Impact Factor 2011 = 0.763)**

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวกท้ายโครงการวิจัยฉบับนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ภาคผนวก

## บทความวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Provided for non-commercial research and education use.
Not for reproduction, distribution or commercial use.

This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

http://www.elsevier.com/copyright

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 65 (2011) 783–787

Contents lists available at ScienceDirect

International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)

journal homepage: www.elsevier.de/aeue

# Single-input three-output electronically tunable universal current-mode filter using current follower transconductance amplifiers

Worapong Tangsrirat*

*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand*

ARTICLE INFO

*Article history:*
Received 16 April 2010
Accepted 4 January 2011

*Keywords:*
Current follower transconductance amplifier (CFTA)
Universal filter
Current-mode circuit

ABSTRACT

In this paper, an electronically tunable universal filter configuration with single input and three outputs (SITO) employing a recently introduced active device namely current follower transconductance amplifier (CFTA) is described. The proposed filter is composed of four CFTAs and two grounded capacitors, and is capable of realizing all the standard functions of the universal filter without requiring any component matching criterions and any extra active components. It exhibits low-input and high-output impedances, which is highly desirable for cascading in current-mode. It also offers the advantage feature of an independent electronic adjustment of the natural angular frequency ($\omega_o$) and the quality factor (Q) by means of tuning the external bias currents. Moreover, a high Q-value filter can be obtained by simply adjusting the appropriate ratio of bias currents. The analysis of active and passive sensitivities is shown to be low. In order to demonstrate the performance of the proposed circuit, PSPICE simulation results are provided.

© 2011 Elsevier GmbH. All rights reserved.

## 1. Introduction

Since its introduction in 2003, the current differencing transconductance amplifier (CDTA) has been proven to be a versatile active building block for current-mode signal processing circuits [1]. A large number of analog signal processing/signal generation circuit solutions based on this device have already been presented in the literature [1–10]. However, the earlier configurations reported in [6–10] do not exploit the full capacity of the used CDTAs, since one of the input terminals ($p$ or $n$ terminals) of the CDTA is not used. Moreover, the current differencing property at an input stage can be achieved by the negative current feedback connection via the $-x$ terminal. This implies that the $n$ terminal is not necessary for some applications. To avoid the mentioned problems, the modified version of the CDTA so-called current follower transconductance amplifier (CFTA) was recently introduced [11]. This device can be thought of as a combination of the current follower and the multi-output operational transconductance amplifier. Its behavior is quite similar to the CDTA element, in which the current follower is used instead of the current differencing unit at the front-end. Solutions on building the current-mode universal filters using CDTAs and/or CFTAs as the major active building blocks have been reported in the technical literature [1,3–9,11]. However, these solutions so far suffer from the following disadvantages.

(a) They do not exhibit independent tuning characteristic of the natural angular frequency ($\omega_o$) and the quality factor (Q) [3–5,7–9,11].
(b) They cannot realize all the five standard filter functions such as lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) from the same configuration [1,4,6–8].
(c) They require some external passive resistors [1,4,6,8,9,11].
(d) There are non-grounded passive components in the configuration, which makes the integration of the filter difficult [1,4,8].
(e) There are not both low-impedance input and high-impedance output terminals [3,4,7–9]. Theoretically, the current-mode filter should provide both low-input impedance and high-output impedance for easy cascadability and generation of additional filter responses by simply interconnecting the relevant output currents.

In this paper, by introducing a CFTA, an electronically tunable current-mode universal filter having single input and three outputs (SITO) is therefore presented which provides all the desirable features (a)–(e) simultaneously. The presented filter uses four CFTAs and only two grounded capacitors, which is important in integration point of view. It requires only one current input, which is applied to the low-input impedance terminal, and all output currents are taken directly from the current output terminals, which are the high-output impedances. By joining the appropriate output currents, the proposed circuit can simultaneously realize all the five standard biquadratic filter functions, i.e., LP, BP, HP, BS and AP, without requiring component-matching

* Tel.: +66 2 326 4205; fax: +66 2 326 4205.
*E-mail address:* drworapong@gmail.com

1434-8411/$ – see front matter © 2011 Elsevier GmbH. All rights reserved.
doi:10.1016/j.aeue.2011.01.002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

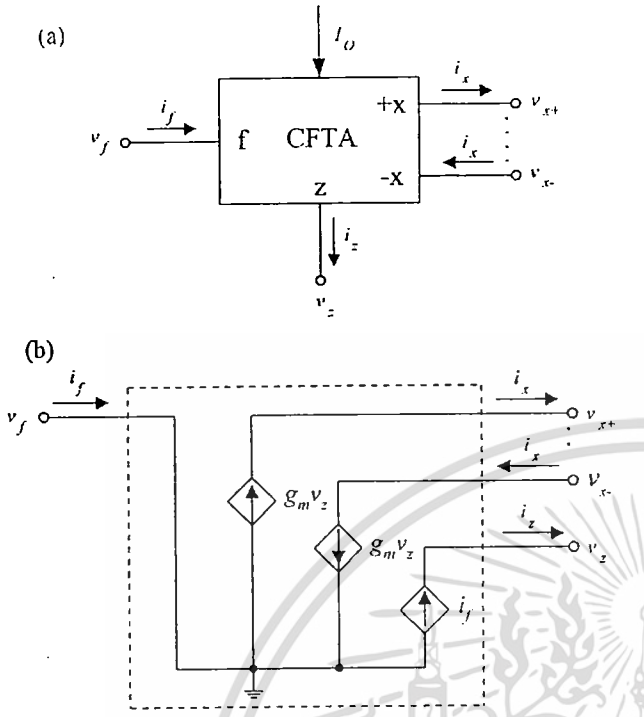



Fig. 1. CFTA. (a) schematic symbol (b) behavioral model

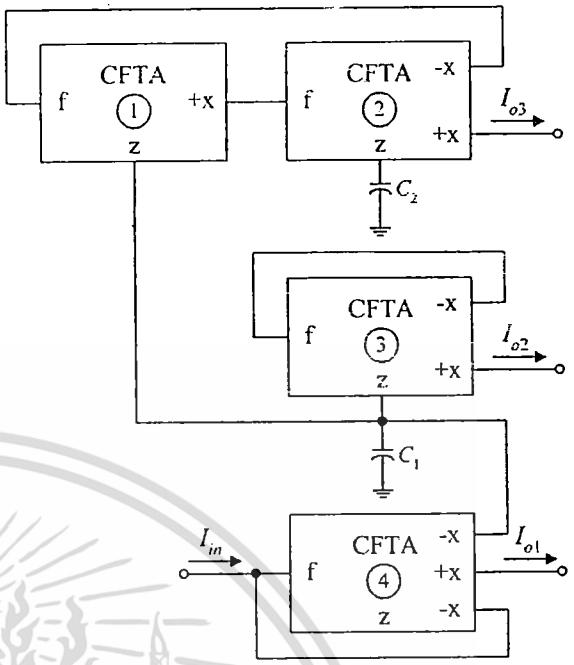



Fig. 3. Proposed SITO electronically tunable universal current-mode filter.

conditions and additional active components. The filter has an orthogonal electronic adjustment of the characteristic parameters $\omega_0$ and $Q$, and also has very low component sensitivities of $\omega_0$ and $Q$. Moreover, the realization of the high $Q$-value filter can be achieved from appropriate value of ratio of two bias currents. The performances of the proposed circuit are studied through PSPICE simulation, and the results agree well with the theoretical analysis.

## 2. Description of current follower transconductance amplifier (CFTA)

The symbolic representation of the CFTA and its behavior model are shown in Fig. 1. Assuming the standard notation, the terminal defining relations of this device can be characterized by the following set of equations [11].

$$v_f = 0, \quad i_z = i_f \quad \text{and} \quad i_x = g_m v_z = g_m Z_z i_z \tag{1}$$

where $g_m$ is the transconductance gain of the CFTA and $Z_z$ is an external impedance connected to the $z$-terminal. The CFTA consists essentially of the current follower at the input part and the multi-output trnascondcutance amplifier at the output part. According to Eq. (1) and Fig. 1, the $f$-terminal forms the current input terminal at ground potential ($v_f = 0$) and the output current at the $z$-terminal ($i_z$) follows the current ($i_f$) through the $f$-terminal. The voltage drop at the $z$-terminal ($v_z$) is then converted to a current at the $x$-terminal ($i_x$) by a $g_m$-parameter. In general, the $g_m$-value is adjustable over several decades by a supplied bias current/voltage, which lends electronic controllability to design circuit parameters.

Fig. 2 shows the possible bipolar technology implementation of the CFTA, which is slightly modified from the structure given in [2,3,5]. It is mainly composed of a current follower circuit formed by transistors $Q_1$–$Q_6$ and a multiple-output transconductance amplifier $Q_7$–$Q_{25}$. In this case, the transconductance gain $g_m$ of the CFTA is directly proportional to the external bias current $I_0$, which is equal to

$$g_m = \frac{I_0}{2V_T} \tag{2}$$

and $V_T \cong 26$ mV at 27 °C.

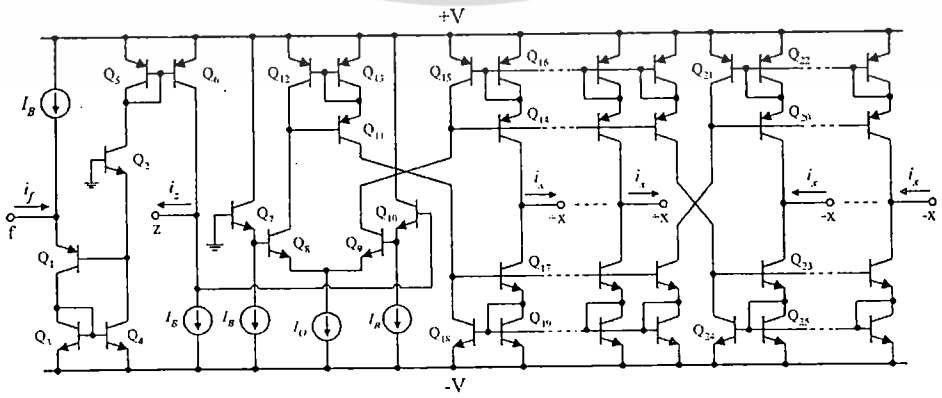



Fig. 2. Bipolar implementation of the CFTA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3. Proposed SITO current-mode universal biquad filter

The proposed electronically tunable current-mode universal biquad filter with single input and three outputs is shown in Fig. 3. It is configured by only four CFTAs and two grounded capacitors. The proposed circuit has an advantage of using only grounded capacitors, which conduces to IC implementation [12,13]. According to the terminal characteristics of the CFTA defined in Eq. (1), routine analysis of the proposed circuit in Fig. 3 gives the following two output currents $I_{O2}$ and $I_{O3}$:

$$I_{O2}(s) = I_{BP}(s) = -\frac{(sC_2g_{m3}/g_{m1}g_{m2})I_{in}(s)}{D(s)} \tag{3}$$

$$I_{O3}(s) = I_{LP}(s) = -\frac{I_{in}(s)}{D(s)} \tag{4}$$

where $D(s)$ is found to be

$$D(s) = \left(\frac{s^2C_1C_2}{g_{m1}g_{m2}}\right) + \left(\frac{sC_2g_{m3}}{g_{m1}g_{m2}}\right) + 1 \tag{5}$$

and $g_{mi}$ (= $I_{Oi}/2V_T$) and $I_{Oi}$ are the parameters $g_m$ and $I_O$ of the $i$th CFTA ($i$ = 1, 2, 3, 4).

It is clearly seen that the filter simultaneously realizes a BP current response ($I_{BP}$) at $I_{O2}$ and a LP current response ($I_{LP}$) at $I_{O3}$. Furthermore, owing to all the current output terminals are in high-output impedances, the HP, BS and AP filter functions can easily be obtained with the proper connection of the relevant output currents. As a result, the HP, BS and AP current responses ($I_{HP}$, $I_{BS}$ and $I_{AP}$) can be derived respectively as:

$$I_{HP}(s) = I_{O1}(s) + I_{O2}(s) + I_{O3}(s) = \frac{(s^2C_1C_2/g_{m1}g_{m2})I_{in}(s)}{D(s)} \tag{6}$$

$$I_{BS}(s) = I_{O1}(s) + I_{O2}(s) = \frac{[(s^2C_1C_2/g_{m1}g_{m2}) + 1]I_{in}(s)}{D(s)} \tag{7}$$

and

$$I_{AP}(s) = I_{O2}(s) + I_{BS}(s) = \frac{[(s^2C_1C_2/g_{m1}g_{m2}) - (sC_2g_{m3}/g_{m1}g_{m2}) + 1]I_{in}(s)}{D(s)} \tag{8}$$

In all cases, the natural angular frequency ($\omega_o$) and the quality factor ($Q$) are calculated as:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{9}$$

and

$$Q = \frac{1}{g_{m3}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_1}{C_2}} \tag{10}$$

Furthermore, by substituting Eq. (2) into Eqs. (9) and (10), and setting $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ and $C_1 = C_2 = C$, the filter parameters $\omega_o$ and $Q$ can be rewritten as:

$$\omega_o = \frac{I_O}{2V_TC} \tag{11}$$

and

$$Q = \frac{I_O}{I_{O3}} \tag{12}$$

Note that the parameter $\omega_o$ in Eq. (11) can be tuned electronically and linearly through $I_O$, while the $Q$-value from Eq. (12) can be tuned independently through $I_{O3}$ without influencing $\omega_o$. Also note that a high value of $Q$-factor can be realized by properly increasing the ratio of $I_O$ and $I_{O3}$. Moreover, the $Q$-factor for the filters is temperature insensitive.

## 4. Sensitivity analysis

In case of the non-ideal CFTA, the relationship of the terminal voltages and currents given in Eq. (1) can be rewritten as:

$$v_f = 0, \quad i_z = \alpha i_f \quad \text{and} \quad i_x = \beta g_m Z_z i_z \tag{13}$$

where $\alpha = 1 - \varepsilon_i$ and $\varepsilon_i$ ($|\varepsilon_i| \ll 1$) is the current tracking error from $f$ to $z$ terminals, and $\beta$ is the transconductance inaccuracy factor from $z$ to $x$ terminals. Therefore, taking the non-idealities of the CFTA into account, the modified parameters $\omega_o$ and $Q$ of the proposed filter given in Fig. 3 become:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\beta_1\beta_2g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{14}$$

and

$$Q = \left(\frac{1}{\alpha_3\beta_3g_{m3}}\right)\sqrt{\frac{\beta_1\beta_2g_{m1}g_{m2}C_1}{C_2}} \tag{15}$$

where $\alpha_i$ and $\beta_i$ represent the parameters $\alpha$ and $\beta$ of the $i$th CFTA. From Eqs. (14) and (15), one can realize that the values of $\omega_o$ and $Q$ are slightly altered by the effect of the CFTA tracking errors. However, in this case, the small deviations in the filter parameters can be compensated by re-tuning the $I_{Oi}$-value moderately.

The active and passive sensitivities are calculated for the proposed filter as:

$$S_{\beta_1}^{\omega_o} = S_{\beta_2}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{16}$$

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{17}$$

$$S_{\alpha_3}^{Q} = S_{\beta_3}^{Q} = S_{g_{m3}}^{Q} = -1 \tag{18}$$

$$S_{\beta_1}^{Q} = S_{\beta_2}^{Q} = S_{g_{m1}}^{Q} = S_{g_{m1}}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{19}$$

and

$$S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{20}$$

It is obvious from Eqs. (16)–(20) that both active and passive sensitivities of $\omega_o$ and $Q$ are very low in magnitude.

## 5. Design example and simulation results

PSPICE simulation program was carried out to confirm the theoretical validity of the proposed filter configuration given in Fig. 3. In simulations, the CFTA was obtained from the bipolar technology implementation depicted in Fig. 2. The PNP and NPN transistors in CFTA implementation were simulated using the typical parameters of bipolar transistor model PR100N (PNP) and NP100N (NPN) given in [14]. The DC supply voltages and bias currents were respectively selected as: $+V = -V = 3V$ and $I_B = 100\ \mu A$.

As an example, the circuit is designed to obtain the LP, BP and HP responses with a natural angular frequency of $f_o = \omega_o/2\pi \cong 153$ kHz and a quality factor of $Q = 1$. To realize the filtering functions above, the tuning currents and grounded capacitors have been selected as: $I_{Oi} = 50\ \mu A$ ($g_{mi} = 1$ mA/V) and $C_1 = C_2 = C = 1$ nF, respectively. The theoretical and simulation results for LP, BP and HP filters are shown in Fig. 4. With the same setting as above, the ideal and simulated frequency responses for the BS and AP characteristics of the presented filter in Fig. 3 are also shown in Figs. 5 and 6, respectively. It is observed that the simulation results correspond to the theoretical expectations.

To demonstrate the $\omega_o$-tuning, all the bias currents $I_{Oi}$ (i.e., $I_{Oi} = I_{O1} = I_{O2} = I_{O3} = I_{O4}$) were simultaneously tuned from 10 μA to 400 μA, at a constant $Q = 1$. The corresponding BP responses for four

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

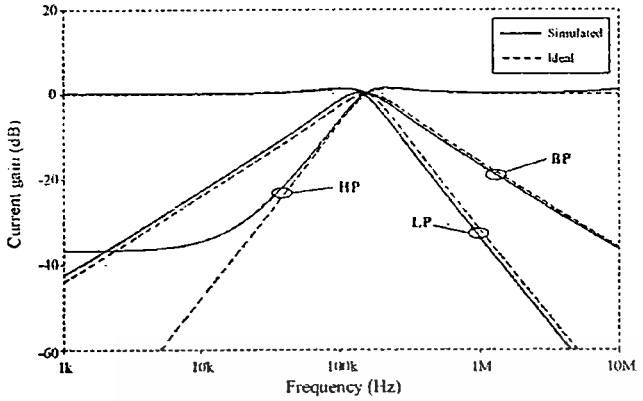



**Fig. 4.** Ideal and simulated LP, BP and HP current responses of the proposed filter in Fig. 3.

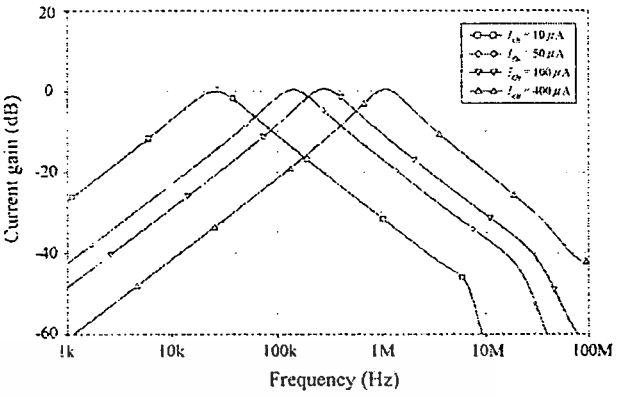



**Fig. 7.** Simulated BP responses for different values of $I_{Oi}$.

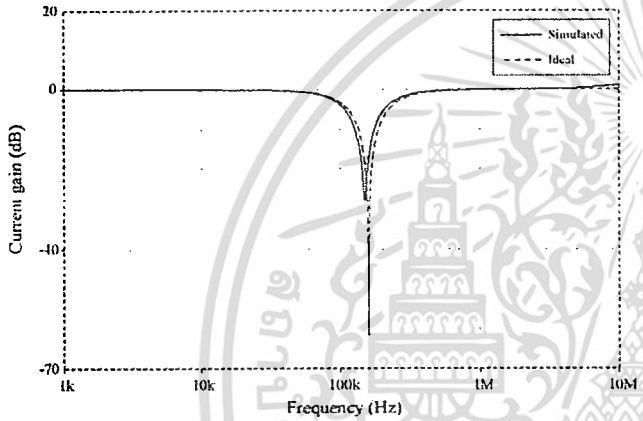



**Fig. 5.** Ideal and simulated frequency responses for the BS filter.

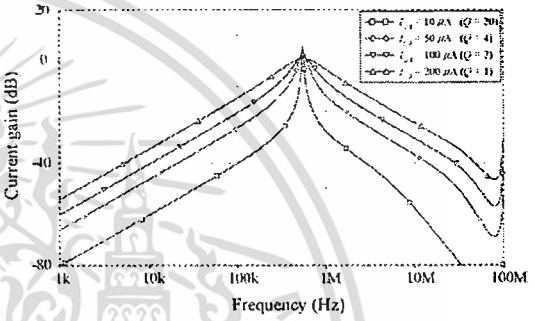



**Fig. 8.** Simulated BP responses for different values of $I_{O3}$.

different values of $I_{Oi}$ are shown in Fig. 7. The results prove that an independent current control of $\omega_o$ is possible without affecting the Q-factor. For the electronic tuning of the Q-value, the bias current $I_{O3}$ was respectively tuned for the values of 10 μA, 50 μA, 100 μA and 200 μA, while keeping $I_O = I_{O1} = I_{O2} = 200$ μA for a constant $f_o \cong 612$ kHz. In this setting, the circuit is designed for Q-values of 1, 2, 4 and 20, respectively. The resulting current characteristics of the BP filter corresponding to different $I_{O3}$ are shown in Fig. 8. It may be noted that the high Q filter can be achieved simply by increasing the ratio of $I_O$ and $I_{O3}$.

In order to investigate the distortion performance of the proposed filter, the total harmonic distortion (THD) analysis of the BP response at $f_o \cong 306$ kHz and $f_o \cong 612$ kHz is performed for various

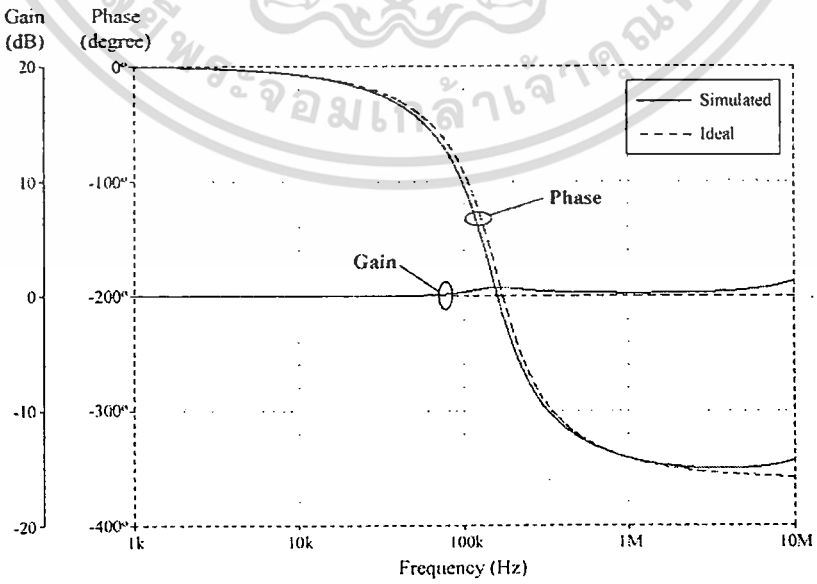



**Fig. 6.** Ideal and simulated frequency responses for the AP filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

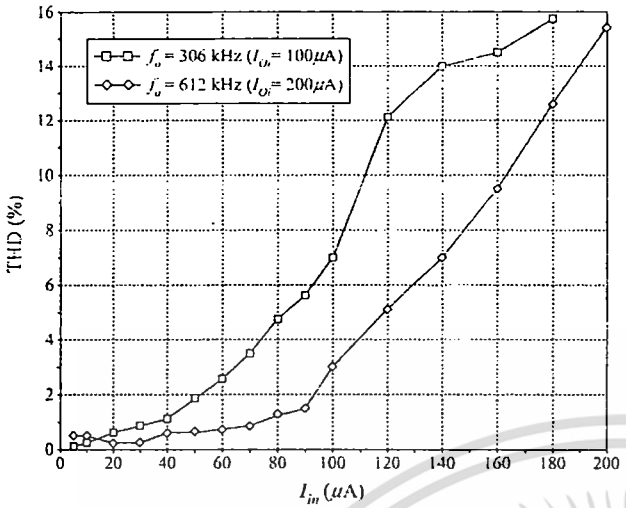



**Fig. 9.** Variations of THD with respect to applied sinusoidal input current level.

sinusoidal peak input current. Fig. 9 displays the variations of THD (%) with respect to the input current signal level. For an input sinusoidal signal of 50 μA, the THD results were found to be at the low values of about 1.8% and 0.7% for $f_o \cong 306$ kHz and 612 kHz, respectively. However, the THD increases to values of 6.8% and 2.7% for an input current of 100 μA.

## 6. Conclusion

An electronically tunable universal biquadratic filter with single input and three outputs is introduced using four CFTAs and two grounded capacitors. The suggested circuit is capable of realizing all the five standard biquadratic filter functions with interconnection of the relevant input currents, and is ideal for current-mode cascading by possessing both low-input and high-output impedances. The circuit also provides the advantage of non-interactive electronic control of the important parameters $\omega_0$ and Q through the CFTA's transconductance, as well as exhibit low component sensitivities.

## References

[1] Biolek D. CDTA – building block for current-mode analog signal processing. In: Proc. ECCTD'03, vol. III, Poland; 2003. p. 397–400.
[2] Tangsrirat W, Pukkalanun T, Surakampontorn W. Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers. Microelectron J 2010;41:178–83.
[3] Tangsrirat W, Dumawipata T, Surakampontorn W. Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers. AEU-Int J Electron Commun 2007;61:209–14.
[4] Prasad D, Bhaskar DR, Singh AK. Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier. AEU-Int J Electron Commun 2009;63:497–501.
[5] Tangsrirat W. Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors. J Active Passive Electron Dev 2009;4:135–45.
[6] Bekri AT, Anday F. Nnd-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers. In: Proc. 2005 European conf. on circuit theory and design, vol. 2; 2005. p. 193–6.
[7] Keskin AU, Biolek D, Hancioglu E, Biolková V. Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers. AEU-Int J Electron Commun 2006;60:443–6.
[8] Shah NA, Quadri M, Iqbal SZ. Realization of CDTA based current-mode universal filter. Indian J Pure Appl Phys 2008;46:283–5.
[9] Biolek D, Biolková V, Kolka Z. Current-mode biquad employing single CDTA. Indian J Pure Appl Phys 2009;47:535–7.
[10] Lahiri A. New current-mode quadrature oscillators using CDTA. IEICE Electron Express 2009;6(3):135–40.
[11] Herencsar N, Koton J, Vrba K, Misurec J. A novel current-mode SIMO type universal filter using CFTAs. Contemp Eng Sci 2009;2(2):59–66.
[12] Bhusan M, Newcomb RW. Grounding of capacitors in integrated circuits. Electron Lett 1967;3:148–9.
[13] Gupta SS, Senani R. Realisation of current-mode SRCOs using all grounded passive elements. Frequenz 2003;57:26–37.
[14] Frey DR. Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering. IEE Proc Circ Dev Syst 1993;140:406–16.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Indian Journal of Pure and Applied Physics

http://www.niscair.res.in; http://nopr.niscair.res.in

VOLUME 49 NUMBER 12 DECEMBER 2011

CODEN:IJOPAU 49(12) 793-864 ISSN:0019-5596 (Print); 0975-1041 (Online)


CONTENTS


**Atomic and Molecular Physics**

Synthesis and luminescence studies of novel rare earth activated lanthanum pentaborate 799
P A Nagpure*, N S Bajaj, R P Sonekar & S K Omanwar

**Electromagnetism, Optics, Acoustics, Heat Transfer, Classical Mechanics and Fluid Dynamics**

Molecular interactions of aniline in toluene + *iso*-butanol system 803
G Mahendran & L Palaniappan*

Optimization design of two-group night vision zoom lenses 809
Chuen-Lin Tien*, Chun-Hao Huang, Tsai-Wei Lin, Wen-Shing Sun & Chern-Sheng Lin

**Condensed Matter: Structural, Mechanical and Thermal Properties**

Synthesis, characterization and $CO_2$ gas sensing response of $SnO_2/Al_2O_3$ double layer sensor 816
S A Waghuley

Growth, structural and microhardness studies of $KSb_2F_7$ and $KSb_4F_{13}$ crystals 820
C Besky Job* & J Benet Charles

Analysis of Grüneisen parameter and its volume derivatives for NaCl and hcp iron 825
A Vijay

Pressure dependence of bulk modulus for solids based on the first-principles results 829
P K Singh

**Condensed Matter: Electronic Structure, Electrical, Magnetic and Optical Properties**

Structural parameters and resistive switching phenomenon study on $Cd_{0.25}Co_{0.75}Fe_2O_4$ ferrite thin film 833
U V Chhaya, B V Mistry, K H Bhavsar, M R Gadhvi, V K Lakhani, K B Modi* & U S Joshi

**Interdisciplinary Physics and Related Areas of Science and Technology**

Realization of current-mode KHN-equivalent biquad filter using ZC-CFTAs and grounded capacitors 841
Jetsdaporn Satansup & Worapong Tangsrirat*

**Annual Index 2011** 847

**Citation Analysis** 857


Authors for correspondence are indicated by (*)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Indian Journal of Pure & Applied Physics
Vol. 49, December 2011, pp. 841-846

# Realization of current-mode KHN-equivalent biquad filter using ZC-CFTAs and grounded capacitors

Jetsdaporn Satansup & Worapong Tangsrirat*

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

*E-mail: drworapong@yahoo.com

*Received 19 August 2011; revised 7 October 2011; accepted 17 November 2011*

In this paper, a current-mode Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN) filter structure employing four z-copy current follower transconductance amplifiers (ZC-CFTAs) and two grounded capacitors is proposed. The circuit structure has one low-impedance current input and three high-impedance current outputs and enables realizing lowpass, bandpass and highpass current responses simultaneously. The bandstop and allpass responses can also be obtained by connecting appropriate output currents directly without additional devices. The proposed filter is capable of providing an independent current-control of the natural angular frequency ($\omega_0$) and quality factor ($Q$) through the transconductance of the ZC-CFTA. Moreover, high-$Q$ value filter can be realized by simply tuning the ratio of ZC-CFTA's transconductance. To support the theoretical results, the properties of the presented filter using CMOS ZC-CFTA have been verified by simulation results.

**Keywords:** Z-copy current follower transconductance amplifier, Kerwin-Huelsman-Newcomb, Biquad filter, Current-mode circuit

## 1 Introduction

The Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN) biquad, also known as the state variable type filter, is one of the best known multifunction filtering structures[1]. It consists of two integrators and a summing amplifier to provide second-order lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP) filtering responses simultaneously. It also provides several advantage features such as low component spread, low passive and active sensitivities and good stability behaviour[2]. In the current technical literature, various solutions of the KHN biquad structure using different types of active devices have been reported[2-10]. Some of them operate in voltage-mode[2-7]. As is well-known, the current-mode circuits offer certain advantages such as greater linearity, wider bandwidth, less power consumption, larger dynamic range and simplicity in circuit implementation compared to their voltage-mode counterparts. Therefore, some current-mode KHN biquads have been studied[7-10]. However, with three inputs and single output, KHN biquads[7,8] cannot realize all the three standard biquadratic filter responses simultaneously. Also, these filters require an excessive number of active and passive elements, i.e., 5 CCCIIs and 2 grounded capacitors[7], and 3 CDBAs, 2 grounded capacitors and 6 resistors[8]. Moreover, the output terminal[8] does not exhibit high-output impedance. The current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyors has been reported[9]. It provides LP, BP and HP responses simultaneously, but it suffers from high-input impedance due to a resistor connected to its input. Recently, using three current follower transconductance amplifiers (CFTAs), the KHN-equivalent filter working in current-mode has been presented[10]. The present circuit provides the three standard biquadratic filter responses simultaneously, while the bandstop (BS) and allpass (AP) responses can be obtained with interconnection of the relevant output currents. In addition, it possesses a low-input impedance and high-output impedance characteristic, resulting in easy cascadability for current-mode process. However, its natural frequency ($\omega_0$) and quality factor ($Q$) cannot be tuned independently.

Recently, the conception of the z-copy current follower transconductance amplifier (ZC-CFTA) has been firstly suggested in Ref. (11). The ZC-CFTA is slightly modified from the conventional current differencing transconductance amplifier[12] (CDTA) by replacing the current differencing unit with a current follower and complementing the circuit with a simple current mirror for copying the z-terminal current. Thus, the ZC-CFTA element is a combination of the current follower, the current mirror and the multi-output operational transconductance amplifier. As a result, a number of applications based on ZC-CFTAs can be extended[13].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The design of the current-mode KHN-equivalent biquad with low-input and high-output impedances has been studied in the present paper. The developed filter is composed of four ZC-CFTAs and two grounded capacitors, which is suitable for integrated circuit (IC) implementation. The circuit realizes LP, BP and HP current responses simultaneously with an independent electronic control of $\omega_0$ and $Q$ by means of adjusting the bias current of the ZC-CFTAs. Moreover, the BS and AP responses can be obtained simply by interconnecting their relevant output currents without using extra active devices. In addition, high $Q$-value filters can easily be obtained by adjusting the ratio of two independent bias current. Because of the low-input and high-output impedances of the circuit, it is easily cascadable. The circuit parameter sensitivities are all low. PSPICE simulation results confirming the theoretical results are also included.

## 2 Description of ZC-CFTA

The schematic symbol and its ideal behavioral model of the ZC-CFTA are represented in Figs 1(a and b), respectively. Its operation is defined by the following expression[11]:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_z \\ i_{zc} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_m & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ v_z \\ v_{zc} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \quad \ldots(1)$$

where $g_m$ is the transconductance gain of the ZC-CFTA, which can be controlled electronically.

The CMOS-based internal structure of the ZC-CFTA is shown in Fig. 2. The circuit is a combination of the current follower with very low input resistance[14], which is the input stage of the device, and the balanced-output transconductance amplifier[15], which forms the output stage. In this case, the $g_m$-value of the ZC-CFTA is dependent on the external $dc$ bias current ($I_O$), which is given as:

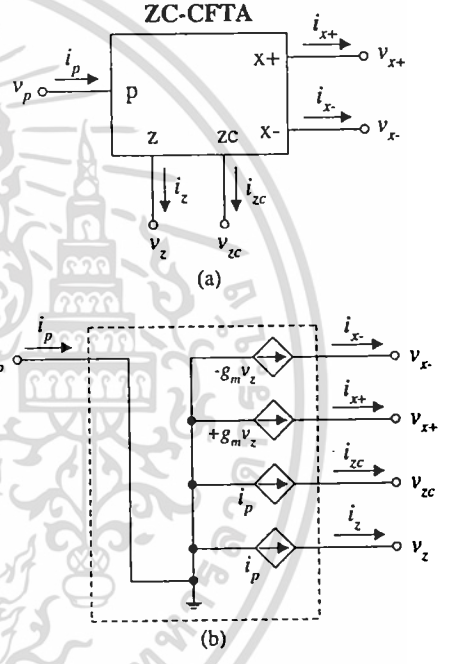



Fig. 1 — ZC-CFTA (a) circuit symbol (b) equivalent circuit

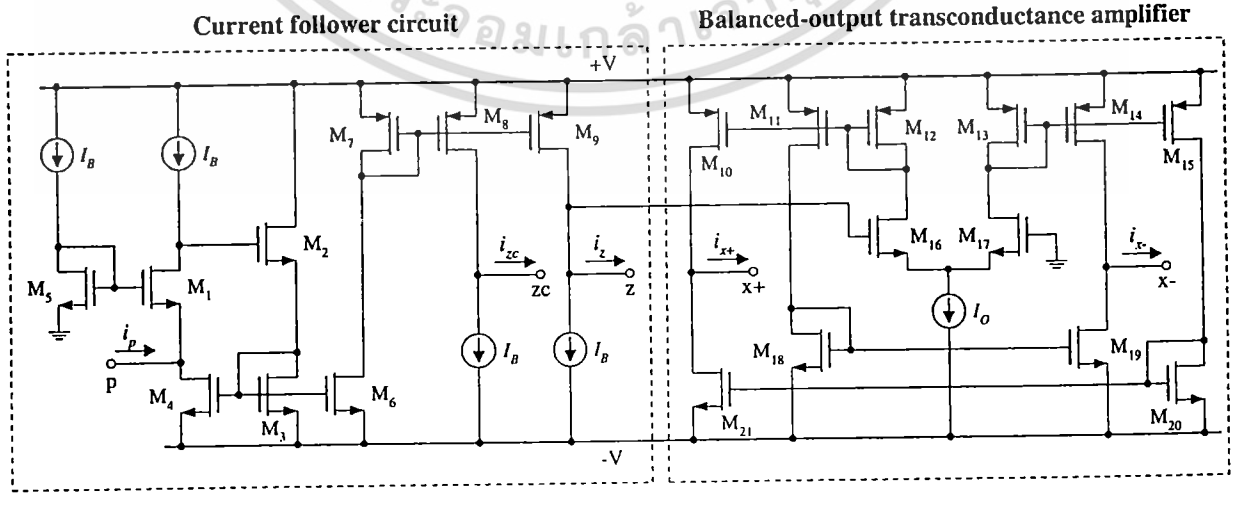



Fig. 2 — Schematic CMOS implementation of the ZC-CFTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = \sqrt{I_O \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}} \quad \ldots(2)$$

where $\mu_0$ is the free electron mobility in the channel, $C_{ox}$ is the gate oxide capacitance per unit area and $W$ and $L$ are the channel width and length, respectively.

## 3 Proposed Current-Mode KHN Biquad Filter

Figure 3 shows the block diagram for realizing the proposed current-mode KHN-equivalent biquad. It consists of two lossless integrators ($1/s\tau_1$ and $1/s\tau_2$), a summer and proportional gain blocks (1 and $K$). Using ZC-CFTA as active element for signal processing, the proposed current-mode KHN-equivalent filter is shown in Fig. 4. The circuit structure contains two integrators[16] (ZC-CFTA1, $C_1$ and ZC-CFTA2, $C_2$) and current-controlled gain block (ZC-CFTA3 and ZC-CFTA4). Note that the circuit uses only grounded capacitors as passive elements, thus, it is advantageous from integration point of view. Another advantage is that it has a low-input impedance and high-output impedance property, thereby permitting easy cascadability. Routine analysis of the proposed circuit given in Fig. 4 gives the following filter transfer functions:

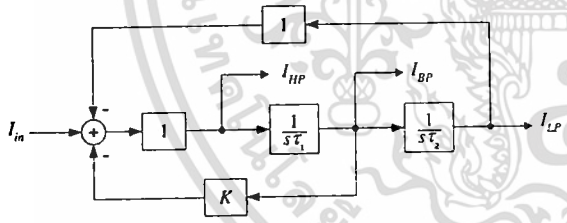



Fig. 3 — Signal processing block diagram for realizing current-mode KHN biquad

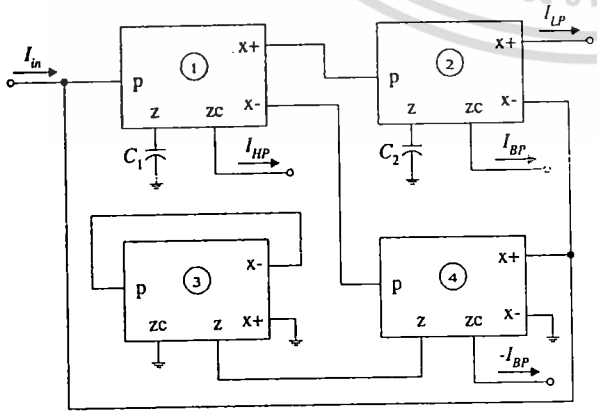



Fig. 4 — Proposed current-mode KHN biquad filter using ZC-CFTAs

$$HP(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad \ldots(3)$$

$$BP(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s}{D(s)} \quad \ldots(4)$$

$$LP(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad \ldots(5)$$

$$\text{and } D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right). \quad \ldots(6)$$

Therefore, the proposed filter simultaneously realizes second-order HP, BP and LP current responses without requiring any component matching condition.

Moreover, the relevant output currents in Eqs (3)-(5) can be tied together to obtain the BS and AP responses without any condition or additional circuitry as follows:

$$BS(s) = I_{LP}(s) + I_{HP}(s) \quad \ldots(7)$$

$$\text{and } AP(s) = I_{LP}(s) - I_{BP}(s) + I_{HP}(s) \quad \ldots(8)$$

The important parameters $\omega_0$ and $Q$ of this filter are found as:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \ldots(9)$$

$$\text{and } Q = \frac{g_{m3}}{g_{m4}}\sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad \ldots(10)$$

where $g_{mi}$ and $I_{Oi}$ refer to $g_m$ and $I_O$ of the $i$-th ZC-CFTA ($i$ = 1, 2, 3, 4).

Furthermore, for simplicity, substituting $g_{m1}$ = $g_{m2}$ = $g_m$ ($I_{O1}$ = $I_{O2}$ = $I_O$) and $C_1$ = $C_2$ = $C$ in Eqs (9) and (10) yields the following expressions:

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad \ldots(11)$$

$$\text{and } Q = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \quad \ldots(12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

It should be noted from Eqs (11) and (12) that the filter parameters $\omega_0$ and $Q$ are independently controllable. This means that the $\omega_0$ for all filter responses can electronically be tuned without disturbing the $Q$-value by adjusting $g_m$. Also, the parameter $Q$ can be tuned independently by the ratio of $g_{m3}$ and $g_{m4}$. Therefore, the high-$Q$ filters can be obtained by setting this ratio properly.

## 4 Tracking Errors and Sensitivity Analysis

By taking the ZC-CFTA non-idealities into consideration, the port relation in Eq. (1) can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_z \\ i_{zc} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_m & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ v_z \\ v_{zc} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \quad ...(13)$$

where $\alpha_i = 1-\varepsilon_i$ and $\varepsilon_i$ ($|\varepsilon_i| << 1$) represents the current tracking error from $p$ to $z$ or $zc$ terminals of the $i$-th ZC-CFTA. Re-analyzing the proposed circuit of Fig. 4 with Eq. (13) yields the following non-ideal parameters :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2 g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad ...(14)$$

$$\text{and } Q = \frac{\alpha_3 g_{m3}}{\alpha_4 g_{m4}}\sqrt{\frac{\alpha_2 g_{m2}C_1}{\alpha_1 g_{m1}C_2}}. \quad ...(15)$$

It is evident that the values $\omega_0$ and $Q$ slightly change by the effect of the ZC-CFTA current tracking error. However, these deviations may be compensated by re-adjusting the $g_m$-value appropriately. Thus, the desired parameter values can still be satisfied. From Eqs (14) and (15), all the active and passive sensitivities are within unity in magnitude.

## 5 Simulation Results

To prove the theoretical validity of the filter proposed in Fig. 4, this filter was simulated with PSPICE program. The ZC-CFTAs were simulated using the CMOS implementation given in Fig. 2 based on the 0.35 $\mu$m Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) process parameters. The aspect ratios of the MOS transistors are presented in Table 1. The supply voltages are +V =–V = 3 V, and all the biasing currents ($I_B$) which are realized by the simple current mirror circuits are set to 50 $\mu$A. For all simulations, the capacitance values were chosen as: $C_1 = C_2 = 20$ pF.

In order to realize the filter responses with a natural frequency of $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 3.23$ MHz and a quality factor of $Q = 1$, the following setting for the presented filter of Fig. 4 have been selected as : $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = 405$ $\mu$A/V ($I_{O1} = I_{O2} = I_{O3} = I_{O4} = 40$ $\mu$A), which results in total power consumption of about 9 mW. Fig. 5 shows the simulation results for HP, BP, LP and BS filter characteristics. The gain and phase responses of the AP filter configuration are also shown in Fig. 6. In addition, time domain simulation results for the LP, BP and HP responses of the proposed filter in Fig. 4, are shown in Fig. 7, in which a 3.22-MHz sinusoidal input current signal with 20 $\mu$A peak value is applied to the filter. In Fig. 7, the dotted lines represent ideal response while the solid lines denote simulated responses. It can be observed form Figs 5-7 that the proposed filter performs all the standard biquadratic filtering functions well and the simulation results are close to ideal responses.

To demonstrate the electronic controllability of $f_0$, the tuning bias currents $g_m$ (= $g_{m1}$ = $g_{m2}$) were

Table 1 — Transistor dimensions of the CMOS ZC-CFTA circuit in Fig. 2

| Transistors | $W$ ($\mu$m) | $L$ ($\mu$m) |
|---|---|---|
| $M_1 - M_6$ | 5.6 | 0.7 |
| $M_7 - M_{15}$ | 7 | 0.7 |
| $M_{16} - M_{21}$ | 14 | 0.7 |

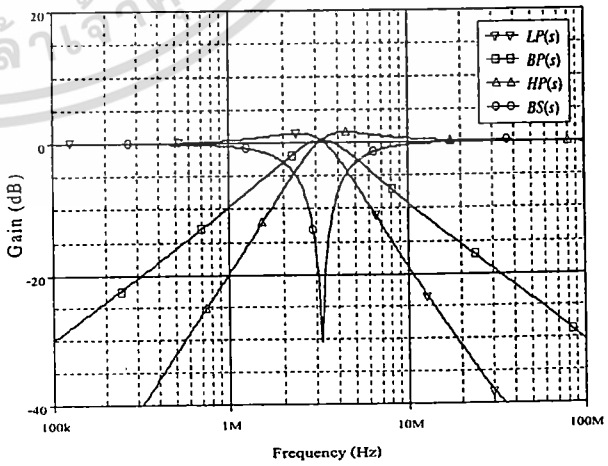



Fig. 5 — Simulated LP, BP, HP and BS responses for the proposed filter in Fig. 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

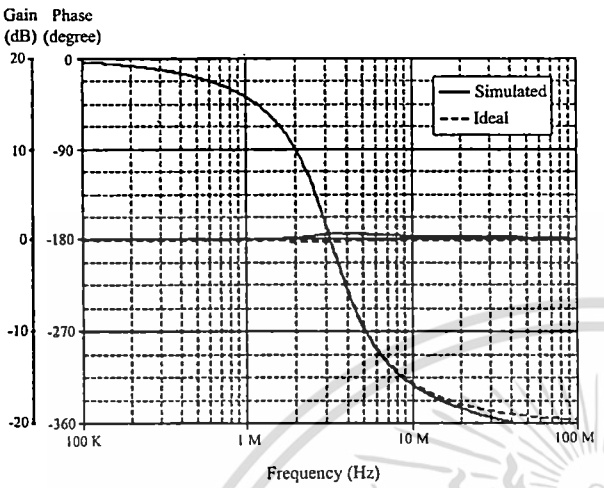



Fig. 6 — Ideal and simulated gain and phase responses of the AP filter configuration in Fig. 4

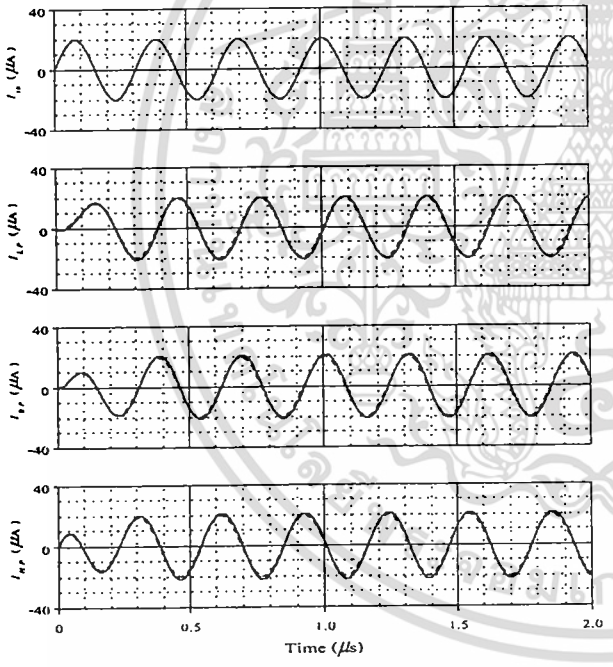



Fig.7 — Time domain responses of LP, BP and HP filters for the proposed filter in Fig. 4

respectively varied to 10, 40 and 160 $\mu$A, while keeping $I_{O3} = I_{O4} = 40$ $\mu$A for $Q = 1$. In this setting, the $f_0$-values calculated from Eq. (11) are approximated to 1.61, 3.22 and 6.45 MHz, respectively. The resulting responses of the BP filter corresponding to different bias currents $I_O$ are shown in Fig. 8. From the simulations, the corresponding $f_0$ are found as 1.62, 3.23 and 6.02 MHz, respectively.

Fig. 9 shows the simulated BP responses with $Q$-tuning (i.e., $Q$ = 1, 2 and 4). In this case, the bias

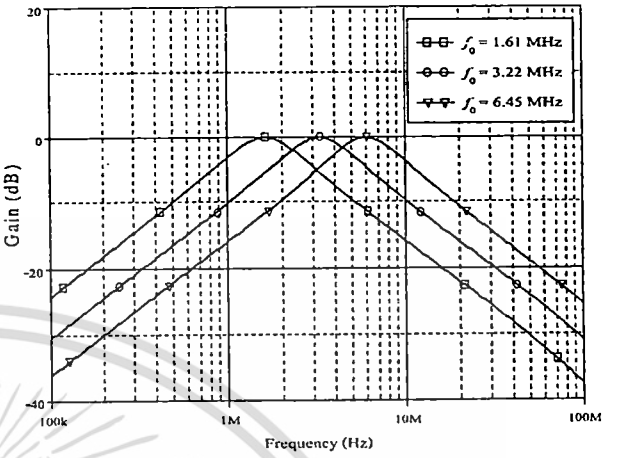



Fig. 8 — Simulated frequency responses of the BP filter when $f_0$ is varied and $Q = 1$

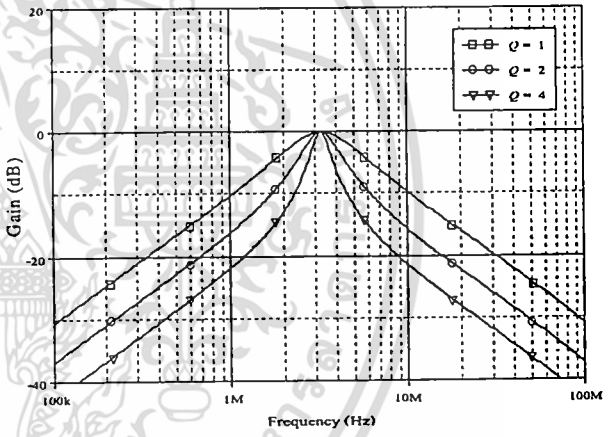



Fig. 9 — Simulated frequency responses of the BP filter when $Q$ is varied and $f_0 \cong 3.22$ MHz

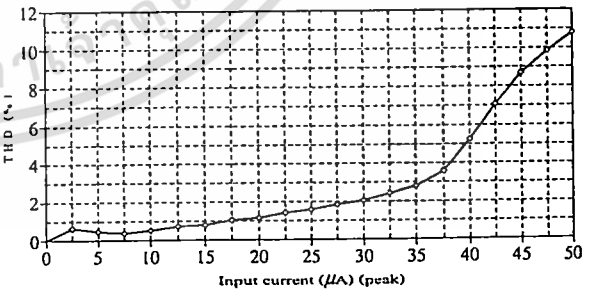



Fig. 10 — THD variations of the proposed filter versus amplitude of the applied sinusoidal current signal at 3.22 MHz

currents were chosen as: $I_{O1} = I_{O2} = 40$ $\mu$A, $I_{O4} = 10$ $\mu$A, and $I_{O3} = 10$ $\mu$A, 40 $\mu$A, 160 $\mu$A, respectively. Note that the high-$Q$ filter can be realized from high value of $I_{O3}$. Furthermore, the total harmonic distortion (THD) variations of BP response on the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

amplitude of the sinusoidal input current signal at 3.22 MHz are shown in Fig. 10.

## 6 Conclusions

The realization of current-mode KHN-equivalent biquad using ZC-CFTAs has been described. The circuit structure employs four ZC-CFTAs and two grounded capacitors, which is convenient for integration. The filter simultaneously realizes LP, BP and HP current responses from the same topology and it can easily be modified to realize BS and AP functions. The circuit also provides independent current control of $\omega_0$ and $Q$, and the filter with high $Q$ value can be obtained by simply tuning the ratio of ZC-CFTA's bias currents. It has both low-input and high-output impedance, thereby permitting easy cascadability. Also, the described circuit requires no component matching conditions and has low sensitivities.

## Acknowledgement

This work was supported by the Office of the Higher Education Commission, Ministry of Education, Thailand, under the research project title "Higher Education Research Promotion".

## References

1 Kerwin W, Huelsman L & Newcomb R, *IEEE J Solid-State Circuits*, SC-2 (1967) 87.
2 Koton J, Herencsar N & Vrba K, *Int J Electron*, 197 (2010) 531.
3 Soliman A M, *Electron Lett*, 30 (1994 )2019,
4 Senani R & Singh V K, *Electron Lett*, 31 (1995) 626.
5 Khaled N S & Soliman A M, *Frequenz*, 54 (2000)90.
6 Koton J, Herencsar N & Vrba K, *Int J Electron Commun (AEU)*, 65(2011) 154.
7 Altuntas E & Toker A, *Int J Electron Commun (AEU)*, 56 (2002) 45.
8 Toker A, Ozoguz S & Acar C, *Electron Lett*, 35 (1999) 1682.
9 Ibrahim M A, Minaei, S & Kuntman H, *Int J Electron Commun (AEU)*, 59 (2005) 311.
10 Herencsar N, Koton J & Vrba K, *IEICE Trans Fundamentals*, E93-A (2010) 1816.
11 Biolek D, Senani R, Biolkova V & Kolka Z, *Radioengineering*, 17 (2008) 15.
12 Biolek D, *Proc ECCTD'03*, Vol III, Poland; pp 397-400, 2003.
13 Herencsar N, Koton J, Vrba K & Lattenberg I, *J Active and Passive Electronic Devices*, 6 (2011)217.
14 Tangsrirat W, Klahan K, Dumawipata T & Surakampontorn W, *Int J Electron*, 93 (2006) 777.
15 Bhaskar D R, Singh A K, Sharma R K & Senani R, *IEICE Electronics Express*, 2 (2005) 8.
16 Tangsrirat W & Tanjaroen W, *Circuits, Syst Signal Process*, 27 (2008) 81.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Indian Journal of Pure and Applied Physics

**http://www.niscair.res.in; http://nopr.niscair.res.in, Impact Factor: 0.763 (JCR 2011)**

**VOLUME 50** **NUMBER 8** **AUGUST 2012**

**CODEN:IJOPAU 50(8) 543-612** **ISSN:0019-5596 (Print); 0975-1041 (Online)**


CONTENTS


**Atomic and Molecular Physics**

New gallium(III) complex-synthesis, spectral characterization and cytotoxicity 547
Irena Kostova* & Tsvetanka Stefanova

Model for up-conversion luminescence in silver nanoparticles embedded erbium-doped tellurite glass 555
S K Ghoshal*, M R Sahar, M R Dousti, S Sharma, M S Rohani, R Arifin & K Hamzah

Thermoluminescence characteristics of natural kyanite — A study on non pre-heated and pre-heated sample 566
G Wary & J M Kalita*

**Condensed Matter: Structural, Mechanical and Thermal Properties**

Theoretical study of spin splitting in parabolic semiconductor quantum dots 571
Manish K Bafna*, Pratima Sen & P K Sen

Solvothermal synthesis and crystal structure of aluminogermanate halide sodalites using organic solvent 576
Ashok V Borhade*, Arun G Dholi, Dipak R Tope & S G Wakchaure

Vapour-liquid equilibria in binary systems formed by methylocyclopentane with alcohols 583
Andrzej Kosowski & Paweł Gierycz*

**Interdisciplinary Physics and Related Areas of Science and Technology**

Design and development of atomic flux controller for cesium Fountain clock at NPL, India 593
Kavindra Pant*, Poonam Arora, Suchi Yadav & Amitava Sen Gupta

Current-mode high-Q bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator using ZC-CFTAs and grounded capacitors 600
Worapong Tangsrirat*, Pratya Mongkolwai & Tattaya Pukkalanun


Authors for correspondence are indicated by (*)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Indian Journal of Pure & Applied Physics
Vol. 50, August 2012, pp. 600-607

# Current-mode high-Q bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator using ZC-CFTAs and grounded capacitors

Worapong Tangsrirat*, Pratya Mongkolwai & Tattaya Pukkalanun

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

*E-mail: drworapong@yahoo.com

*Received 19 September 2011; revised 22 March 2012; accepted 24 May 2012*

This paper presents the realization of the current-mode bandpass filter and mixed-mode quadrature oscillator both from the same circuit configuration. The proposed circuit is in the resistor-less structure, which contains only four z-copy current follower transconductance amplifiers (ZC-CFTAs) as active components together with two grounded capacitors as passive components. As the first configuration, the current-mode BP filter with high quality factor ($Q$) is proposed. The center frequency ($\omega_o$) and the $Q$ of the circuit are orthogonal adjustable via the $g_m$-value of the ZC-CFTA. From the same topology, the mixed-mode quadrature oscillator can easily be realized that is capable of generating two explicit quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs, simultaneously. Moreover, the realized oscillator also provides the advantage of orthogonal electronic control of the oscillation condition and oscillation frequency, which makes it suitable as variable frequency oscillator. PSPICE simulation results using bipolar ZC-CFTA have been given to verify the workability of the two proposed circuits.

**Keywords:** Z-Copy Current Follower Transconductance Amplifier, Bandpass filter, Quadrature oscillator

## 1 Introduction

A high-$Q$ bandpass (BP) filter is one of the most essential networks, which is widely used in several analog signal processing systems, such as electronic measurement and instrument systems and communication systems[1,2]. As a result, a number of high-$Q$ (narrow-band) BP filters have been reported in technical literature[1-5]. Most of these circuits use operational amplifiers (OAs) operated in voltage-mode[1-4]. However, they exhibit several drawbacks in their performance arising from the limited bandwidth and slew rate of an OA and require an excessive number of active and passive elements. The recent one using current controlled current conveyors (CCCIIs) was reported[5]. It still operates in voltage mode and consists of two floating capacitor that is not suitable for monolithic implementation. In the last decade, current-mode (CM) approach has been increasingly recognized as a way to overcome the OA drawbacks and to realize high-frequency systems. As a result, various new CM high-$Q$ BP filters have been designed using different high-performance active elements[6-9]. However, the studies in Refs (6,7) require a lot of passive components and do not provide an electronic controllability. Although the CCCII-based circuits in mentioned in Refs (8,9) enjoy electronic tuning through the parasitic resistance at $x$-terminal ($R_x$), they still contain an external passive resistor and floating capacitors.

The quadrature sinusoidal oscillator also plays an essential electronic circuit, because it can produce two sinusoidal outputs of identical frequency but of 90° phase shift, as for example in telecommunications for quadrature mixers and single-sideband generators or for measurement purposes in vector generator or selective voltmeters. Therefore, the quadrature oscillator is widely used in many communications, signal processing and instrumentation systems. Many quadrature oscillator circuits have been reported[10-25]. Note that these earlier quadrature oscillators operated in either voltage-mode[10-19] or current-mode[20-25]. In analog signal processing applications, it may be desirable to have quadrature oscillators with voltage and/or current outputs; these are mixed-mode quadrature oscillators. A careful inspection of available technical literature reveals that mixed-mode quadrature oscillator realizations are available[26-31]. However, no circuit realization is available for realizing both CM high-$Q$ BP filter and mixed-mode quadrature oscillator without changing circuit topology. Moreover, some external passive resistors[26-29], which makes the integration of the quadrature oscillator difficult.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recently, the conception of the z-copy current follower transconductance amplifier (ZC-CFTA) has firstly been suggested[32]. The ZC-CFTA is slightly modified from the conventional current differencing transconductance amplifier[33] (CDTA) by replacing the current differencing unit with a current follower and complementing the circuit with a simple current mirror for copying the z-terminal current. Thus, the ZC-CFTA element is a combination of the current follower, the current mirror and the multi-output operational transconductance amplifier. As a result, a number of applications based on ZC-CFTAs can be extended[34].

This paper presents the circuit configuration for simultaneously realizing CM high-$Q$ BP filter and mixed-mode quadrature oscillator. The presented circuit employs four ZC-CFTAs and only two grounded capacitors without needing any external passive resistor. The use of only grounded capacitors as passive elements is very suitable for monolithic integration point of view. For the first proposed CM BP filter realization, its important parameters, i.e., the center frequency ($\omega_o$) and the quality factor ($Q$), are independently adjustable by electronic means through the ZC-CFTA's transconductance. It is also demonstrated that the parameter $Q$ of the resulting filter can assume very large value. Another notable feature of the proposed circuit is that it can also be performed as the oscillator to provide two explicit quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs, and thus can be classified as a mixed-mode quadrature oscillator. The oscillation condition and oscillation frequency of the oscillator are separately controlled by separate transconductances. Simulation results obtained from PSPICE are employed to verify the theoretical analysis of the presented circuit.

## 2 Description of ZC-CFTA

The schematic symbol and ideal behavioral model of the ZC-CFTA are shown in Fig. 1(a and b), respectively. The corresponding circuit relations can be arranged in the following matrix expression:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_z \\ i_{zc} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_m & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ v_z \\ v_{zc} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \quad \ldots(1)$$

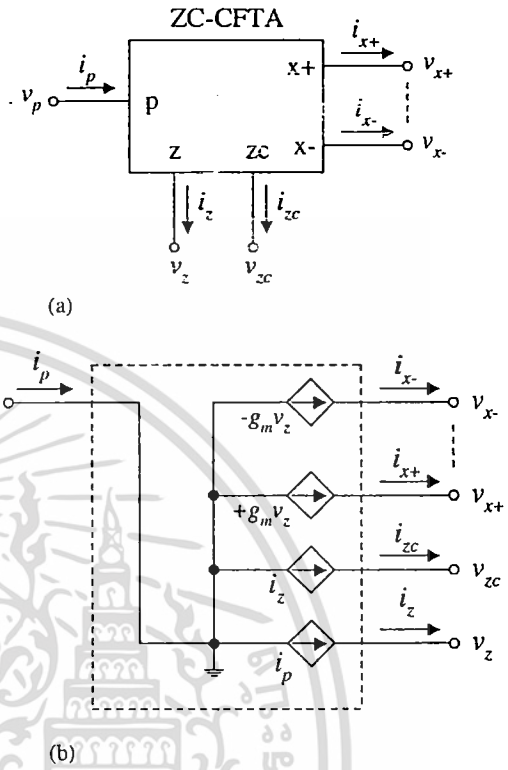



Fig. 1 — ZC-CFTA (a) electrical symbol (b) equivalent circuit

where $g_m$ is the transconductance gain of the ZC-CFTA, which can be controlled electronically. As indicated in Fig. 1(b) and Eq. (1), the ZC-CFTA device is derived from the CDTA by leaving out the input terminal $n$ and extending the circuit with an auxiliary terminal z, called zc. Thus, this device has one low-impedance current input $p$ and high-impedance current outputs at the terminals $z$, $zc$, $x+$ and $x-$.

Figure 2 shows the possible bipolar technology implementation of the ZC-CFTA, which is slightly modified from the structure given in Ref. 35. It is mainly composed of a current follower circuit formed by transistors $Q_1$-$Q_7$ and a multiple-output transconductance amplifier $Q_8$-$Q_{26}$. In this case, the transconductance gain $g_m$ of the ZC-CFTA is directly proportional to the external bias current $I_O$, which is equal to:

$$g_m = \frac{I_O}{2V_T} \quad \ldots(2)$$

where $V_T$ is the usual thermal voltage (approximately 26 mV at room temperature 27°C).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

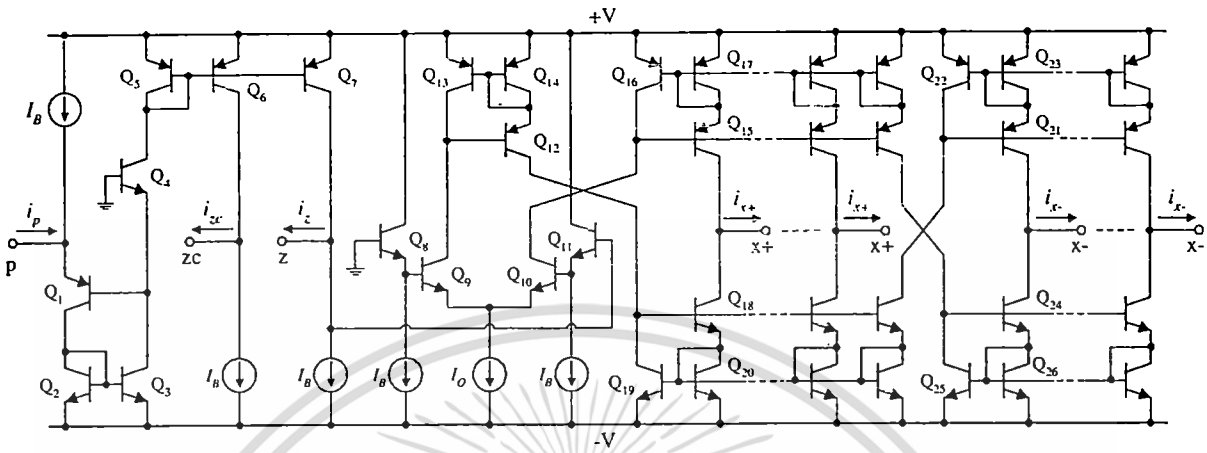



Fig. 2 — Possible bipolar implementation of the ZC-CFTA.

## 3 Single ZC-CFTA based Current-Mode First-Order Allpass Section

As is well known, a very high-$Q$ BP filter can be effectively realized employing first-order AP sections[1-3]. In this section, we therefore present the resistor-less realization of CM first-order AP section. Figure 3 shows the schematic diagram of the CM first-order AP section using a single ZC-CFTA and one grounded capacitor. Routine circuit analysis leads to the following current transfer function :

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s - \frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}} \qquad \ldots(3)$$

Clearly, the pole frequency ($\omega_o$) and the phase response ($\phi$) of the circuit are obtained as:

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \qquad \ldots(4)$$

$$\text{and } \phi = -2\tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{g_m}\right) \qquad \ldots(5)$$

It should be noted from Eq. (5) that an electronic control of the phase response ($\phi$) can be accomplished by tuning the $g_m$-value of the ZC-CFTA. Moreover, the suggested AP section also exhibits low-input and high-output impedances, enabling an easy cascading in current-input current-output operations.

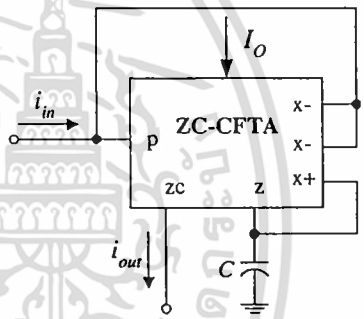



Fig. 3 — CM first-order AP section using single ZC-CFTA

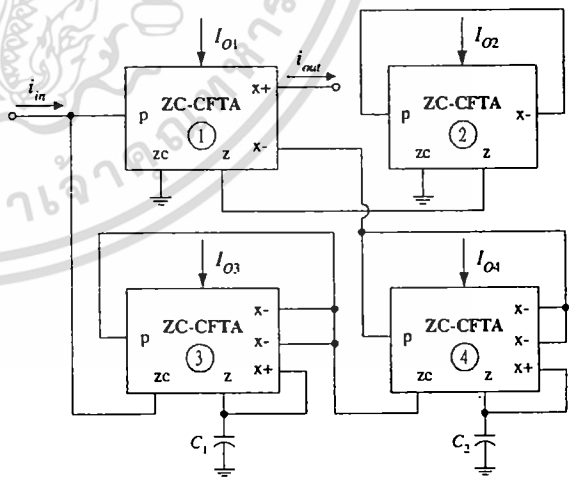



Fig. 4 — Proposed current-mode high-$Q$ BP filter

## 4 Proposed Circuit Configurations

### 4.1 Proposed current-mode high-Q bandpass filter

The proposed CM high-Q BP filter is shown in Fig.4. The circuit structure contains two AP sections (ZC-CFTA3, $C_1$ and ZC-CFTA4, $C_2$) of Fig. 3 and the current-controlled current amplifier (ZC-CFTA1 and ZC-CFTA2) [36]. Note that the circuit uses only grounded capacitors as passive elements, thus, it is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

advantageous from integration point of view. Another advantage is that it has a low-input impedance and high-output impedance property, thereby permitting easy cascadability. In general, for simplicity, grounded capacitors and bias currents of the ZC-CFTAs in two AP sections are chosen to be equal to each other, i.e. $C_1 = C_2 = C$ and $I_{O3} = I_{O4} = I_O$ ($g_{m3} = g_{m4} = g_m$). Hence, routine circuit analysis of the proposed circuit as shown in Fig. 4 gives the following current transfer function :

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{K}{1+K}\right)\left[\frac{\left(s+\frac{g_m}{C}\right)^2}{s^2+2\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\left(\frac{g_m}{C}\right)s+\left(\frac{g_m}{C}\right)^2}\right] \quad ...(6)$$

where $K = g_{m1}/g_{m2} = I_{O1}/I_{O2}$ is the gain of the current amplifier.

From Eq. (6), we then obtain the important parameters $\omega_o$ and $Q$ of this filter as:

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} = \frac{I_O}{2V_T C} \quad ...(7)$$

$$\text{and } Q = \frac{1}{2}\left(\frac{1+K}{1-K}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{I_{O2}+I_{O1}}{I_{O2}-I_{O1}}\right) \quad ...(8)$$

Substituting Eqs (7) and (8) into Eq. (6), Eq. (6) may be simplified to:

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{2Q-1}{4}\right)\left[\frac{\left(\frac{s+\omega_o}{Q}\right)^2}{s^2+\left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s+\omega_o^2}\right] \quad ...(9)$$

One can see that the realized filter function is an approximated BP function[3]. This is due to the fact that the transfer function in Eq. (9) has a double zero at $\omega = \omega_o$, while an ideal BP filter function has a simple zero at origin. Consequently, the frequency response of this function exhibits both gain and phase characteristics similar to an ideal BP response at frequencies closed to $\omega_o$, but exhibits some deviations in both gain and phase at frequencies above and below $\omega_o$. Eqs (7) and (8) reveal that the filter parameters $\omega_o$ and $Q$ are orthogonally adjustable. This means that $\omega_o$ can be adjusted electronically by changing $I_O$ without disturbing the $Q$-value. Also, the $Q$-value can be tuned electronically through $I_{O1}$ and $I_{O2}$ without effecting $\omega_o$. Moreover, a high $Q$-value BP filters will be obtained from moderate values of the ratio of $I_{O1}$ and $I_{O2}$.

In a very high-$Q$ filter implementation ($K \cong 1$), the sensitivity of $Q$ with respect to $K$ is:

$$S_K^Q \cong Q. \quad ...(10.1)$$

This sensitivity factor is identical to that previously determined[3,4,7,9], but the configuration requires no external passive resistor. It is also clear that the sensitivity $S_K^Q$ could be significantly increased if the $Q$-value increases.

### 4.2 Proposed Mixed-Mode Quadrature Oscillator

From the proposed configuration of Fig. 4, the mixed-mode quadrature oscillator circuit with current and voltage outputs can easily be obtained by leaving out $i_{in}$. The resulting circuit is shown in Fig. 5. According to Eq. (6) and the feedback theory, the system characteristic equation can be expressed as:

$$s^2+2\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\left(\frac{g_m}{C}\right)s+\left(\frac{g_m}{C}\right)^2=0 \quad ...(10.2)$$

Replacing $s = j\omega$ and equating real and imaginary parts, this results in the condition of oscillation (CO) as:

$$I_{O1} = I_{O2} \quad ...(11)$$

and the frequency of oscillation (FO) as:

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} = \frac{I_O}{2V_T C}. \quad ...(12)$$

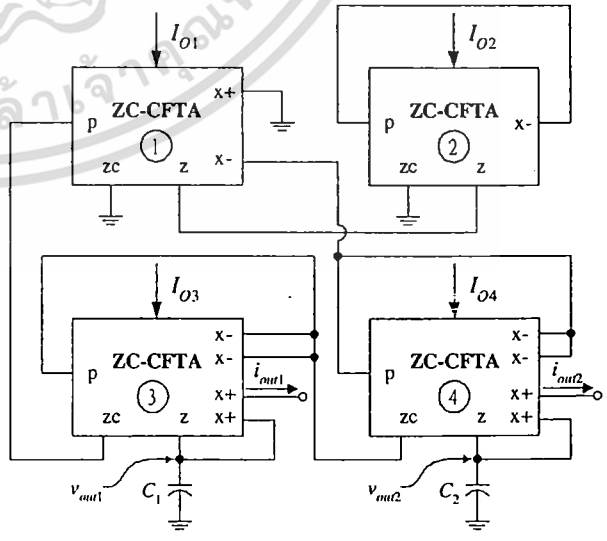



Fig. 5 — Proposed mixed-mode quadrature oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Eqs (11) and (12) indicate that $I_{O1}$ and/or $I_{O2}$ can independently control the CO without interfering with the FO. Similarly, the FO is maintained independent of the CO by adjusting $I_O$. Thus, the described circuit provides non-interactive control of the CO and FO.

At oscillating frequency, it can easily be shown from Fig. 5 that the various current and voltage outputs are related as :

$$I_{out2} = jI_{out1} \qquad ...(13)$$

and $$V_{out2} = jV_{out1} \qquad ...(14)$$

It is evident from Eqs (13) and (14) that the two marked quadrature currents and the two marked quadrature voltages are obtained with equal magnitudes. Also, note that the oscillator exhibits current outputs from high-impedance terminals for explicit utilization, while the two quadrature voltages are to be buffered before use.

## 5 Simulation Results

The behaviour of the proposed circuit have been confirmed by PSPICE simulations. In simulations, the ZC-CFTA was performed by the schematic bipolar implementation as shown in Fig. 2. In the design, the transistor model parameters PR100N (PNP) and NR100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T were used. The *dc* supply voltages of ±3V and all bias currents $I_B$ = 100 $\mu$A were chosen. For all the following simulations, the capacitance values were chosen as : $C_1 = C_2 = 1$ nF.

Figure 6 shows the ideal and simulated frequency responses of the developed AP section of Fig. 3 for different values of $I_O$. For this purpose, the bias current $I_O$ is varied from 50 $\mu$A, 100 $\mu$A to 150 $\mu$A, which results in a 90°-phase shift at $f_o = \omega_o/2\pi \cong 153$, 306 and 459 kHz, respectively. The simulation results agree very well with the theory.

Figure 7 shows the frequency responses of the proposed BP filter of Fig.4 compared with the idea BP filter. The active and passive components were set to $I_{O1}$ = 199 $\mu$A, $I_{O2}$ = 201 $\mu$A and $I_{O3} = I_{O4} = I_O$ = 63 $\mu$A, corresponding to $f_o \cong 192$ kHz and $Q \cong 100$. From the simulation results, it is seen that, at very near $f_o$, the gain and phase characteristics agree well with the ideal responses. As explained above, we also see that the results represent some deviation from an ideal curve at above and below $f_o$.

Next, an independent current tuning of the $Q$-value was demonstrated by designing the proposed BP filter

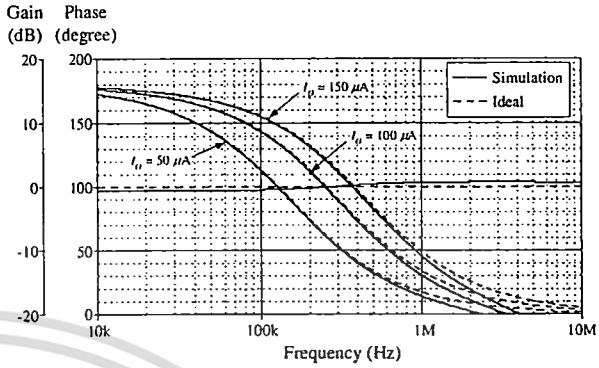



Fig. 6 — Ideal and simulated gain and phase responses of the AP section in Fig. 3

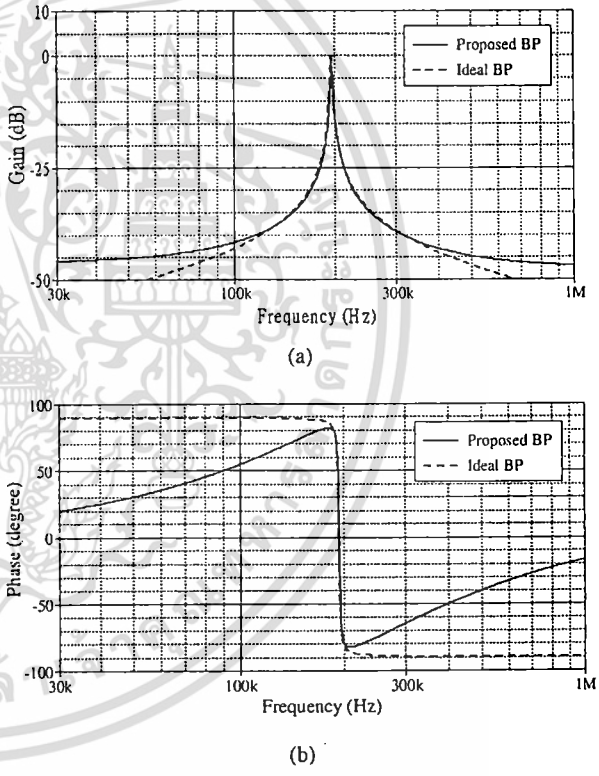



Fig. 7 — Frequency characteristics of the proposed BP filter of Fig. 4. (a) gain-frequency response (b) phase-frequency response

for $f_o \cong 192$ kHz and changing its $Q$ value through $I_{O1}$. In this case, the circuit components were taken as: $I_{O2}$ = 200 $\mu$A and $I_{O3} = I_{O4} = I_O$ = 63 $\mu$A. The corresponding results for $Q \cong 10$, 50, 100 and 200 are obtained by adjusting $I_{O1}$ = 180, 196, 198 and 199 $\mu$A, respectively. Fig. 8 shows the simulated gain-frequency responses which exhibit convenient $Q$-tuning. To demonstrate the $f_o$–controllability of the proposed BP filter of Fig. 4, the bias currents $I_{O3} = I_{O4}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

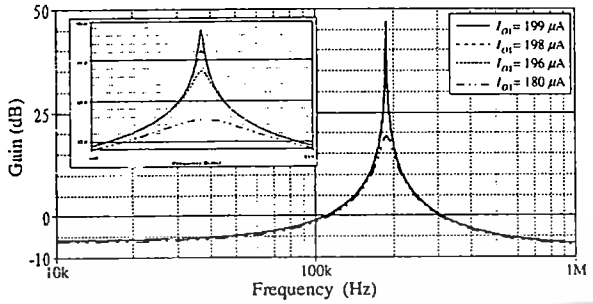



Fig. 8 — Gain-frequency response of the proposed BP filter, when its $Q$-value is varied

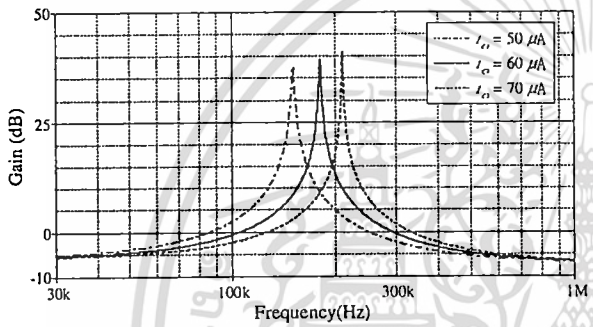
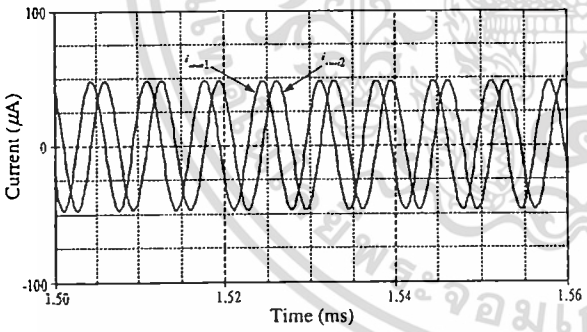
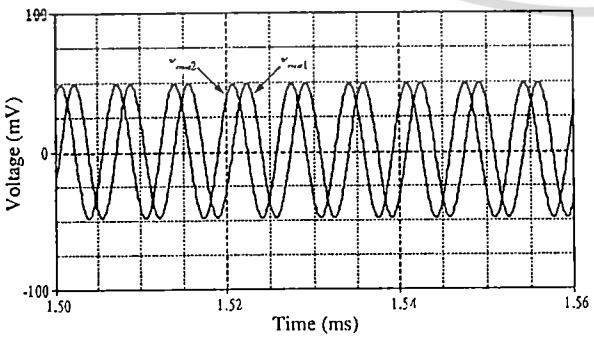



Fig. 9 — Gain-frequency response of the proposed BP filter, when its $f_o$-value is varied

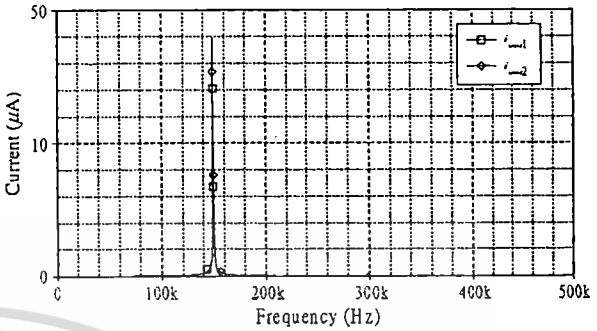



(a)

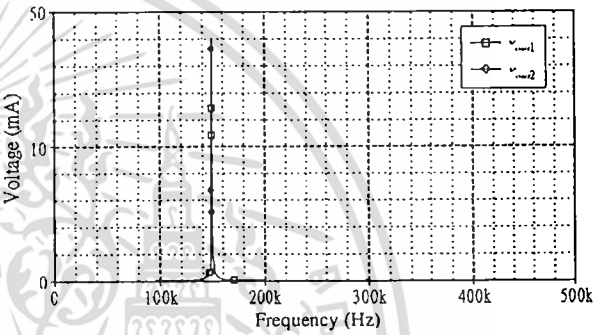



(b)

Fig. 10 — Simulated waveforms of the proposed mixed-mode quadrature oscillator. (a) current outputs (b) voltage outputs




(a)




(b)

Fig. 11 — Simulated frequency spectrums of the proposed mixed-mode quadrature oscillator. (a) current outputs (b) voltage outputs

Table 1 — THD analysis for $i_{out2}$ of the proposed quadrature oscillator in Fig. 5

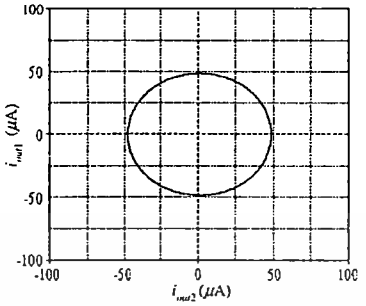
| Harmonic no. | Frequency (Hz) | Fourier component | Normalized component | Phase (Deg) | Normalized Phase |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1.530E+05 | 9.627E-06 | 1.000E+00 | -7.674E+01 | 0.000E+00 |
| 2 | 3.060E+05 | 1.851E-07 | 1.922E-02 | -3.884E+01 | 1.146E+02 |
| 3 | 4.590E+05 | 5.384E-08 | 5.593E-03 | -5.338E+0 | 1.768E+02 |
| 4 | 6.120E+05 | 4.254E-08 | 4.419E-03 | -4.407E+01 | 2.629E+02 |
| 5 | 7.650E+05 | 3.226E-08 | 3.351E-03 | -3.647E+01 | 3.472E+02 |

DC Component = -3.558104E-07
Total Harmonic Distortion = 2.077507E+00 Percent

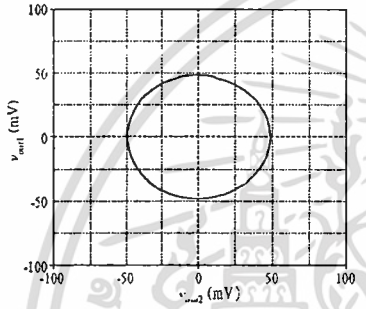
$= I_O$ were simultaneously adjusted for $I_O$ = 50, 60 and 70 $\mu$A, while keeping $Q$ constant at 100. The corresponding curves are shown in Fig. 9, which exhibit current tuning of the $f_o$-value.

Figure 10 shows the simulated output waveforms of the proposed mixed-mode quadrature oscillator of Fig. 5 with $I_{O3} = I_{O4} = I_O = 50$ $\mu$A ($g_{m3} = g_{m4} = g_m$ = 0.961 mA/V). This setting leads to obtain $f_0 \cong 153$ kHz, while their simulated values are equal to $f_0 \cong 149$ kHz. Fig. 11 shows the simulated frequency spectrums of the quadrature output waveforms. The results of total harmonic distortion (THD) analyses for $i_{out2}$ and $v_{out2}$ are summarized in Tables 1 and 2,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(a)




(b)

Fig. 12 — X-Y plots for the quadrature outputs. (a) current outputs (b) voltage outputs

Table 2 — THD analysis for $v_{out2}$ of the proposed quadrature oscillator in Fig. 5

| Harmonic no. | Frequency (Hz) | Fourier component | Normalized component | Phase (Deg) | Normalized Phase |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1.530E+05 | 9.605E-03 | 1.000E+00 | -8.596E+01 | 0.000E+00 |
| 2 | 3.060E+05 | 1.876E-04 | 1.954E-02 | -5.445E+01 | 1.175E+02 |
| 3 | 4.590E+05 | 7.057E-05 | 7.347E-03 | -7.342E+01 | 1.845E+02 |
| 4 | 6.120E+05 | 3.549E-05 | 3.695E-03 | -6.853E+01 | 2.753E+02 |
| 5 | 7.650E+05 | 2.319E-05 | 2.414E-03 | -6.444E+01 | 3.653E+02 |

DC Component = -4.845867E-04
Total Harmonic Distortion = 2.133430E+00 Percent

respectively. The quadrature relationship between the generated waveforms has been verified using the X-Y plot (lissagous figure) and shown in Fig. 12.

## 6 Conclusions

This paper describes a very high-$Q$ current-mode BP filter with electronically tunable features based on the Z-copy current follower transconductance amplifiers (ZC-CFTA). For this purpose, the current-mode first-order AP section using only one ZC-CFTA and one grounded capacitor is suggested. Then, the current-mode BP filter with high-selectivity based on the suggested AP sections is proposed. Four ZC-CFTAs together with only two grounded capacitors are used to realize the proposed BP filter. The important filter parameters $\omega_o$ and $Q$ can be adjusted independently/electronically by changing the bias currents of the ZC-CFTAs. Furthermore, a mixed-mode quadrature oscillator can be obtained from the same circuit configuration. The circuit offers an independent electronic control of the condition of oscillation and the frequency of oscillation, availability of two explicit quadrature current outputs and presence of two quadrature voltage signals. PSPICE simulation results verify that the characteristics of the proposed circuits are in good agreement with the predictions of the analysis performed.

## Acknowledgement

The research described in this work is supported by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

## References

1 Tarmy R & Ghausi M S, *IEEE Trans Circuit Theory*, CT-17 (1970) 358.
2 Moschytz G S, *Electron Lett*, 8 (1972) 458.
3 Comer D T, Comer D J & Gonzalez J R, *IEEE Trans Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, 44 (19970 856.
4 Barua A, *Int J Electron Commun (AEU)*, 62 (1987) 317.
5 Ozoguz S, Tarim N & Zeki A, *The 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2001)*, 1 (2001) 134.
6 Toker A, Ozoguz S, Cicekoglu O & Acer C, *IEEE Trans Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 47 (2000) 949..
7 Ozoguz S, Kuntman H & Cicekoglu O, *1st IEEE Int Conf Circuits and Systems for Communications 2002 (ICCSC'02)*, Russia (2002) 66.
8 Tongkulboriboon S, Petchakit W, Pawarangkoon P & Kiranon W, *Int Conf Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2005)*, China (2005) 964.
9 Tongkulboriboon S, Petchakit W & Kiranon W, *2005 Int Conf Control, Automation and Systems (ICCAS2005)*, Korea (2005).
10 Khan I A & Khwaja S, *Int J Electron*, 87 (2000) 1353.
11 Horng J W, *IEICE Trans Fundamentals*, E85-A (2002) 1416.
12 Horng J W, *Int J Comp Elec Eng*, 31 (2005) 81.
13 Horng J W, Hou C L, Chang C M, Chung W Y, Tang H W & Wen Y H, *Int J Electron*, 92 (2005) 21.
14 Keskin A U, Aydin C, Hanciolu E & Acar C, *Frequenz*, 60 (2006) 21.
15 Tangsrirat W & Pisitchalermpong S, *Frequenz*, 61 (2007) 102.
16 Tangsrirat W, Prasertsom D, Piyatat T & Surakampontorn W, *Int J Electron*, 95 (2008) 1119.
17 Herencsar N, Koton J, Vrba K & Lahiri A, *IEICE Electronics Express*, 6 (2009) 1708.
18 Lahiri A, Jaikla W & Siripruchayanun M, *Analog Integr Circ Sig Process*, 65 (2010) 321.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

19 Herencsar N, Vrba K, Koton J & Lahiri A, *Int J Electron*, 97 (2010) 897.
20 Horng J W, *IEICE Trans Fundamentals*, E86-A (2003) 2152.
21 Keskin A U & Biolek D, *IEE Proc-Circuits, Devices and Systems*, 153 (2006) 214.
22 Jaikla W, Siripruchayanun M, Bajer J & Biolek D, *Radioengineering*, 17 (2008) 33.
23 Lahiri A, *IEICE Electronics Express*, 6 (2009) 135.
24 Li Y, *Radioengineering*, 19 (2010) 667.
25 Prasad D, Bhaskar D R & Singh A K, *Radioengineering*, 20 (2011) 354.
26 Horng J W, Hou C L, Chang C M, Cheng S T & Su H Y, *WSEAS Trans Circuit Syst*, 7 (2008) 129.
27 Lahiri A, *Radioengineering*, 18 (2009) 522.
28 Lahiri A, *Analog Integr Circ Sig Process*, 61 (2009) 199.
29 Maheshwari S, *IET Circuits Devices Syst*, 3 (2010) 153.
30 Lahiri A, *Int J Comp Elec Eng*, 2 (2010) 63.
31 Jaikla W, Siripruchayanun M & Lahiri A, *Microelectron J*, 42 (2011) 135.
32 Biolek D, Senani R, Biolkova V & Kolka Z, *Radioengineering*, 17 (2008) 15.
33 Biolek D, *Proc ECCTD'03*, Poland (2003) 397.
34 Herencsar N, Koton J & Vrba K, *J Active and Passive Electronic Devices*, accepted in 2009, to be published. ISSN: 1555-0281.
35 Tangsrirat W, *Int J Electron Commun. (AEU)*, 65 (2011) 783.
36 Mongkolwai P, Prasertsom D & Tangsrirat W, *The 25th Int Tech Conf Circuits/Systems, Comp Commun (ITC-CSCC 2010)*, Thailand (2010) 624.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้