รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

การออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับสองโหมดกระแสหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมความถี่โพลและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

A Design of MISO Current-mode Biquad Filter with Independent Control of Pole Frequency and Quality Factor

นายวินัย ใจกล้า

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ 2556

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) การออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับสองโหมดกระแสหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมความถี่โพลและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

แหล่งเงิน เงินรายได้คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

ประจำปีงบประมาณ 2556 จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน 100,000 บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย 1 ปี ตั้งแต่ 1 ต.ค. 2555 ถึง 30 ก.ย. 2556

ชื่อ-สกุล หัวหน้าโครงการ และผู้ร่วมโครงการวิจัย พร้อมระบุ หน่วยงานต้นสังกัด

นายวินัย ใจกล้า สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่สามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน ได้แก่ กรองความถี่สูงผ่าน กรองความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อย่างอิสระจากกันได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสภายนอก วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสจำนวนสองวงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์อีกสองตัวโดยปราศจากการใช้ตัวต้านทานภายนอกจึงเหมาะที่จะนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอไปพัฒนาเป็นวงจรรวม วงจรที่นำเสนอไม่ต้องการสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเป็นสองเท่าทำให้การเลือกฟังก์ชันทางเอาต์พุตแต่ละฟังก์ชันสามารถควบคุมได้แบบดิจิตอล นอกจากนี้แล้วเนื่องจากขั้วกระแสเอาต์พุตมีความต้านทานสูง จึงสามารถนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอไปต่อคาสเคดหรือต่อไปวงจรภาคอื่นๆ โดยปราศจากวงจรกันชนกระแส ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

คำสำคัญ : วงจรกรองความถี่, วงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส, วงจรรวม, โหมดกระแส

Research Title: A Design of MISO Current-mode Biquad Filter with Independent Control of Pole Frequency and Quality Factor
Researcher: Mr. Winai Jaikla
Faculty: Industrial Education **Department:** Engineering Education

ABSTRACT

This article presents the design of a three-inputs single-output biquadratic filter performing completely standard functions: low-pass, high-pass, band-pass, band-reject and all-pass functions, based on current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA). The quality factor and natural frequency can be electronically/independently tuned via the input bias current. The proposed circuit uses two CCCCTAs and two grounded capacitors without external any resistors which is very suitable to further develop into an integrated circuit. The filter does not require double input current signal. Each function response can be selected by suitably selecting input signals with digital method. Moreover, the circuit possesses high output impedance which would be an ideal choice for current-mode cascading. The PSPICE simulation ane experimental results are included to verify the workability of the proposed filter. The given results agree well with the theoretical anticipation.

Keywords : Filter, CCCCTA, Integrated circuit, Current-mode

กิตติกรรมประกาศ

รายงานการวิจัยเรื่องการออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับสองโหมดกระแสหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมความถี่โพลและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน สำเร็จได้เนื่องจากบุคคลหลายท่านได้กรุณาช่วยเหลือให้ข้อมูลข้อเสนอแนะ คำปรึกษาแนะนำ ความคิดเห็น และกำลังใจแก่ผู้วิจัยๆ ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านของคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม ที่ได้ให้คำแนะนำและกำลังใจในการทำงาน การวิจัยครั้งนี้ได้รับทุนสนับสนุนการวิจัยจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากแหล่งทุน เงินรายได้คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม ประจำปีงบประมาณ พ.ศ.2556

นายวินัย ใจกล้า

สารบัญ

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

สารบัญภาพ

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญและมีการนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ จนอาจกล่าวได้ว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทุกอย่างจะมีวงจรกรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ ตัวอย่าง เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด และระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง [1-2] เป็นต้น โดยมากแล้ววงจรกรองความถี่มักจะถูกพัฒนาให้เป็นวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ลำดับสองแบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple input-single output biquadratic filter) ที่มีข้อดีกว่าวงจรกรองความถี่ทั่วไปคือ เป็นวงจรที่สามารถให้การตอบสนองได้หลายแบบ โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร อีกทั้งยังสามารถนำไปต่อคาสเคดเป็นวงจรกรองความถี่อันดับสูงได้ ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาได้เข้ามามีบทบาทต่อชีวิตมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยวงจรที่อยู่ข้างในอุปกรณ์เหล่านี้จะต้องมีขนาดเล็ก บริโภคกำลังงานต่ำ สามารถทำงานที่แรงดันต่ำๆ ได้เนื่องจากต้องใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน ดังนั้นจึงมีการพัฒนาให้วงจรสามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้ โดยการออกแบบวงจรในโหมดกระแสเป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ได้รับความนิยม เนื่องจากมีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับวงจรในโหมดแรงดัน เช่น มีช่วงพิสัยพลวัติกว้าง มีแบนด์วิธกว้าง ทำงานที่แรงดันต่ำได้ดีและบริโภคกำลังงานต่ำ [3] ดังนี้ เป็นต้น ด้วยข้อดีดังที่กล่าวมาทำให้นักวิจัยได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสไว้มากมาย

จากการศึกษาพบว่าได้มีผู้นำเสนอวงจรกรองความถี่ลำดับสองหลายหน้าที่แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่แตกต่างกันไป [4-22] แต่วงจรเหล่านั้นยังมีข้อด้อยดังต่อไปนี้

- ไม่สามารถควบคุมความถี่โพลและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน [4-8, 10-11, 13-18]
- ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนมากโดยเฉพาะตัวต้านทาน [5, 8, 9, 12-14, 19-21]
- ไม่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [5, 8-9, 13-14, 20-21]
- ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรเพื่อให้ได้ผลตอบสนองหลายฟังก์ชัน [8, 21]
- ต้องป้อนอินพุตที่มีขนาดเป็นสองเท่าของอินพุตตัวอื่นๆ [4, 14, 18, 21-22]
- ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยซึ่งไม่เหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรรวม [8, 13]
- ต้องการความแมตชิ่ง (Matching) กันของอุปกรณ์พาสซีฟ [7-9, 13, 16, 21]

จากปัญหาที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ในงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับสองหลายหน้าที่สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ทำงานในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (Current controlled current conveyor transconductance amplifier: CCCCTA)

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับสองหลายหน้าที่สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ทำงานในโหมดกระแส

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบไว้

1.2.3 เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ลำดับสองที่ได้ออกแบบไว้ในทางทฤษฎีกับการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองจริง

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสใช้ CCCCTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟเพียง 2 ตัว โดยปราศจากตัวต้านทานภายนอกเพิ่มเติม

1.3.2 สามารถควบคุมความถี่โพลและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.3.3 สามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงถึงระดับเมกะเฮิร์ซ (MHz)

1.3.4 วงจรที่สร้างขึ้นใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ทั้งหมด

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

ในงานวิจัยนี้มีวิธีดำเนินการวิจัยดังตางรางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 วิธีดำเนินการวิจัย

กิจกรรม	สถิติที่ใช้	รูปแบบดำเนินการ	ผลลัพธ์
ศึกษาข้อมูลพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง		ศึกษาข้อมูลจาก วารสาร/เอกสาร/ตำรา/งานวิจัย/เว็บไซท์ ในหัวข้อดังต่อไปนี้ 1. การทำงานของอุปกรณ์แอกทีฟ 2. จุดเด่นของอุปกรณ์แอกทีฟที่จะใช้ 3. วงจรกรองความถี่โหมดกระแส	ได้ข้อมูลพื้นฐานในการพัฒนาวงจร
ออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแส		1. กำหนดสมรรถนะของวงจร 2. ศึกษาหลักการของวงจรที่จะออกแบบขึ้น 3. ออกแบบวงจร 4. วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบไว้	ได้วงจรกรองความถี่โหมดกระแสที่มีสมรรถนะตามที่ต้องการ
จำลองการทำงานและอภิปรายผลการจำลอง		1. จ้าง นศ. จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE 2. จ้าง นศ. วิเคราะห์และเก็บผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม PSPICE 2. เปรียบเทียบผลการจำลองกับทางทฤษฎี 3. อภิปรายผลการจำลอง	ได้ผลการจำลองการทำงานและวงจรกรองความถี่โหมดกระแสที่ผ่านการจำลองสมรรถนะ
ทดสอบวงจรด้วยการต่อวงจรจริงอภิปรายผลการทดสอบ		1. จ้าง นศ. ออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้โปรแกรม Protel 99SE	ได้ผลทดสอบการทำงานและวงจรกรองความถี่โหมดกระแส

		2. จ้าง นศ. สร้างแผ่นวงจรพิมพ์และนำอุปกรณ์ลงแผ่นวงจร 3. ทดสอบวงจร 4. เปรียบเทียบผลการทดสอบกับทางทฤษฎี	ที่ผ่านการทดสอบสมรรถนะ
เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบไว้กับวงจรที่ได้มีผู้นำเสนอมาแล้ว		1. เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจร 2. อภิปรายผลการเปรียบเทียบ 3. หากวงจรมีสมรรถนะต่ำกว่าวงจรที่ได้มีผู้นำเสนอมาแล้วต้องวิเคราะห์หาเหตุผลเพิ่มเติม	ได้ผลเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจร
6. สรุปผล เตรียมต้นฉบับเพื่อส่งตีพิมพ์		จัดพิมพ์ต้นฉบับเพื่อตีพิมพ์และรายงานวิจัย	ได้งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และรายงานวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของโครงการวิจัย

1.5.1 นำผลงานวิจัยที่ได้ไปใช้ในการเรียนหรือทดลองทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และระบบสื่อสาร

1.5.2 นำผลงานวิจัยที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารต่าง ๆ

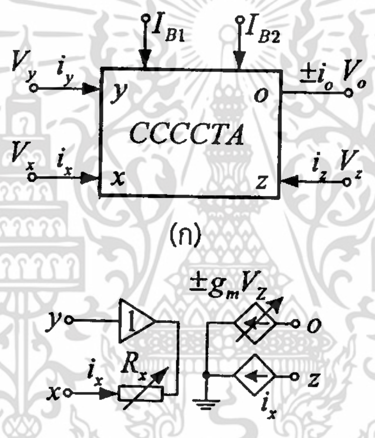
1.5.3 นำวงจรกรองความถี่ที่ได้ไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมระบบสื่อสารวิทยุด้วยระบบคอมพิวเตอร์

1.5.4 นำผลงานวิจัยที่ได้ไปตีพิมพ์ใน การประชุมวิชาการหรือวารสารวิชาการทั้งระดับชาติและนานาชาติ

บทที่ 2
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส

วงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (Current controlled current conveyor transconductance amplifier: CCCCTA) [23] เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มี 6 ขั้ว โดย CCCCTA ได้พัฒนามาจาก CCTA (Current conveyor transconductance amplifier) ที่ได้นำเสนอครั้งแรกโดย Prokop ในปี ค.ศ. 2005 [24] แต่ CCCCTA จะมีคุณสมบัติพิเศษกว่า CCTA ที่สามารถควบคุมความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุตได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก ในจำนวน 6 ขั้วของ CCCCTA สามารถแบ่งออกได้เป็นสามกลุ่มคือ ขั้วอินพุต 2 ขั้ว ขั้วกระแสเอาต์พุต 2 ขั้วและขั้วกระแสควบคุม 2 ขั้ว โดยสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของ CCCCTA แสดงได้ดังภาพที่ 2.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) (ข)

ภาพที่ 2.1 วงจรขยายส่งผ่านความนำสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล

จากสัญลักษณ์ในภาพที่ 2.1 (ก) ขั้วอินพุต y จะมีความต้านทานสูงมาก ซึ่งเป็นขั้วที่เอาไว้รับอินพุตที่เป็นแรงดัน หากพิจารณาที่ขั้วอินพุต x จะมีความต้านทาน R_x ที่สามารถปรับค่าได้ โดยขั้ว x เหมาะที่จะป้อนอินพุตเป็นกระแส ส่วนขั้วกระแสเอาต์พุตได้แก่ขั้ว z กับขั้ว o ส่วนขั้วกระแสควบคุมได้แก่ขั้ว I_{B1} และ I_{B2} โดยกระแสไบอัสภายนอก I_{B1} จะใช้ควบคุมความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ซึ่งสามารถดูได้ในวงจรสมมูลในภาพที่ 2.1 (ข) ส่วนกระแสที่ขั้ว z จะเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่ขั้ว x และกระแสที่ขั้ว o จะเป็นการส่งผ่านความนำถ่ายโอน (transconductance: g_m) มาจากแรงดันที่ขั้ว z ดังนั้นที่ขั้ว z จะมีแรงดันได้จะต้องนำโหลดจากภายนอกมาต่อ โดยค่าความนำถ่ายโอนสามารถควบคุมได้ที่กระแสไบอัสภายนอก I_{B2} ส่วนเครื่องหมาย ± จะเป็นตัวกำหนดทิศทางของกระแสที่ขั้ว o โดยปกติจะมีทิศทางไหลออกจากขั้ว o ซึ่งจะแทนด้วยเครื่องหมายบวกหรือโดยทั่วไปมักจะไม่ใส่เครื่องหมาย แต่ถ้ากระแสที่ขั้ว o มีทิศทางไหลเข้าจะแทนด้วยเครื่องหมายลบ (มักจะเขียน

เครื่องหมายลบไว้หน้าตัวอักษร o เช่น –o) และในทางอุดมคติความต้านทานที่ขั้ว z และขั้ว x จะมีค่าเป็นอนันต์ จากคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \\ V_o \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

เมื่อ CCCCTA ที่สร้างมาจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar transistor) ความต้านทานที่ขั้ว x สามารถแสดงได้เป็น

$$R_x = \frac{V_T}{2I_{B1}} \tag{2.2}$$

ส่วนค่าความนำถ่ายโอนมีค่าเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_{B2}}{2V_T} \tag{2.3}$$

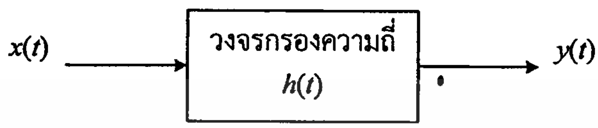
จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) พบว่าทั้งค่าความต้านทานแฝงและค่าความนำถ่ายโอนสามารถควบคุมด้วยกระแสไบอัสหรือที่เรียกว่าการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์

2.2 หลักการของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญวงจรหนึ่งในทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่างๆ มากมาย และเป็นวงจรที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง (Broadcasting systems) ระบบสื่อสารดาวเทียม (Satellite systems) เป็นต้น วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภท ได้แก่ วงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล (Digital filter) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time signals) และวงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก (Analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signals) โดยวงจรกรองแบบแอนาลอกนั้นยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ได้อีก 2 ประเภท คือ วงจรกรองความถี่ประเภทพาสซีฟ (Passive filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน หรือสร้างมาจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ และวงจรกรองความถี่อีกประเภทหนึ่งคือ วงจรกรองความถี่ประเภทแอกทีฟ (Active filter) เป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจากอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ OTA วงจรสายพานกระแส ฯลฯ ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น [25]

รายละเอียดของวงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงเพื่อเป็นพื้นฐานเบื้องต้นนั้น จะเป็นหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่ และจะเป็นการกล่าวถึงรูปแบบโดยทั่วไปของสมการการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบแอนาลอกที่มีรูปแบบของสมการการถ่ายโอนของวงจรเป็นแบบไบควอด (Biquadratic function) หรือสมการอันดับสอง (Second order) เป็นหลัก

ระบบของวงจรกรองความถี่สามารถเขียนแสดงได้ดังภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 ระบบของวงจรกรองความถี่

เมื่อ x(t) คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า
y(t) คือ สัญญาณทางด้านขาออก
และ h(t) คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (Impulse response) ของระบบ

ถ้าให้วงจรกรองความถี่ภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบคอซอล (Causal) เป็นแบบเชิงเส้น (Linear) และเป็นระบบที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time – invariant) แล้ว y(t) จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \tag{2.4}$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.4) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \tag{2.5}$$

โดย Y(s), X(s) และ H(s) คือผลการแปลงลาปลาซของ y(t), x(t) และ h(t) ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (2.5) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้ คือ

$$|Y(s)| = |H(s)||X(s)| \tag{2.6}$$

และ

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \tag{2.7}$$

โดย $\varphi_{Y(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $Y(j\omega)$, $\varphi_{H(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\phi_{X(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $X(j\omega)$

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่นั้น คือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัด เช่น ในการส่งสัญญาณวิทยุซึ่งสัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุกๆ สถานีที่ทำการกระจายเสียง รวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้น จะทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่นๆ ที่ไม่ต้องการฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออก ให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (2.6) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณทางด้านขาออกนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณขาเข้ากับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (Frequency response function) ของวงจรกรองความถี่ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาด (Magnitude Function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{s1} และ ω_{s2} ก็แสดงว่าสัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเท่ากับศูนย์ ไม่ว่าสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นจะมีค่าเท่าไรอยู่ในช่วง $(\omega_{s1},\ \omega_{s2})$ ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่ $(\omega_{s1},\omega_{s2})$ จะเรียกว่าแถบหยุด (Stop band) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันของขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{p1} และ ω_{p2} ก็จะทำให้สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (2.6) ในช่วงความถี่ $(\omega_{p1},\ \omega_{p2})$ ซึ่งช่วงความถี่นี้มีชื่อเรียกว่าแถบผ่าน (Pass band) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น

จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงของแถบความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ทำให้วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 4 แบบตามคุณลักษณะของแถบหยุดและแถบผ่านของวงจร ซึ่งเพื่อให้สะดวกในการอธิบายจึงขอสมมุติให้วงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้นั้นเป็นวงจรกรองความถี่ในเชิงอุดมคติ นั่นคือ การตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้นและมีค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจรและให้การสูญเสียในแถบหยุดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์

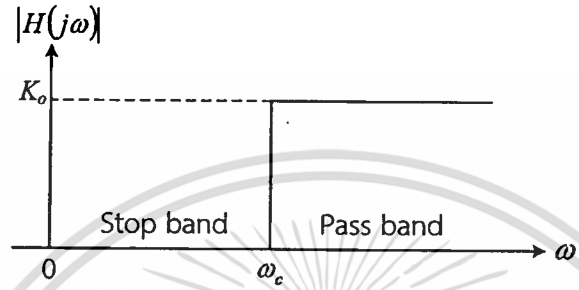
2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter: LP)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ω_c โดยในช่วงแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเท่ากับ K_0 ซึ่งในที่นี้ก็คืออัตราขยายของวงจรกรองความถี่นั่นเอง ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_c จะพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดับภาพที่ 2.3

ภาพที่ 2.3 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

2.2.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter: HP)

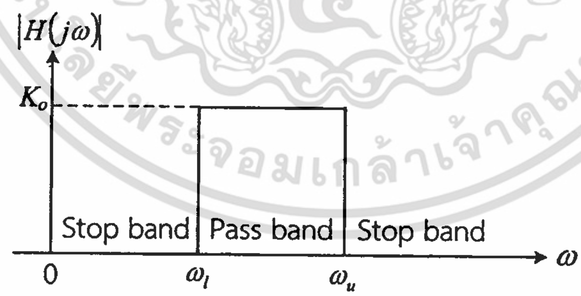
วงจรกรองความถี่สูงผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงความถี่ต่ำระหว่าง 0 และความถี่คัทออฟ ω_c โดยในช่วงแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเท่ากับ K_0 ซึ่งในที่นี้ก็คืออัตราขยายของวงจรกรองความถี่นั่นเอง ในขณะที่วงจรจะยอมให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้ ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ

2.2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter: BP)

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟของความถี่ คือ ω_l และ ω_u เมื่อ $\omega_u > \omega_l$ โดยในช่วงแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเท่ากับ K_0 ซึ่งในที่นี้ก็คืออัตราขยายของวงจรกรองความถี่นั่นเอง ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u สำหรับผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในอุดมคตินั้นจะมีดังแสดงในภาพที่ 2.5

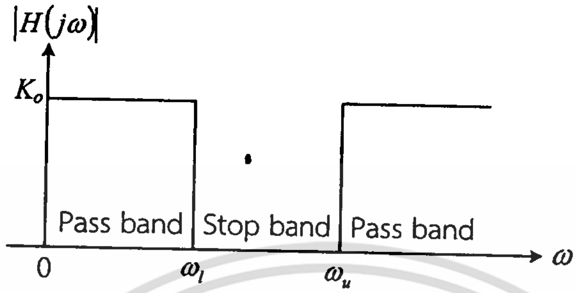


ภาพที่ 2.5 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ

2.2.4 วงจรกรองแถบความถี่หยุด (Band-stop filter: BS)

วงจรกรองแถบความถี่หยุดเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือคือ ω_l และ ω_u เมื่อ $\omega_u > \omega_l$ ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบ คือ ในช่วงระหว่าง

ความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงของความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u โดยในช่วงแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเท่ากับ K_0 ซึ่งในที่นี้ก็คืออัตราขยายของวงจรกรองความถี่นั่นเอง สำหรับผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติแสดงดังภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.6 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในทางอุดมคติ

วงจรกรองความถี่ที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้น ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริงซึ่งในทางปฏิบัตินั้นคงใช้วงจรที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ประมาณคล้ายกับผลตอบสนองในอุดมคติมาปฏิบัติการต่างๆ เท่านั้น วงจรทางปฏิบัติเบื้องต้นแบบง่ายๆ คือ วงจรกรองความถี่ชนิดที่เรียกว่า วงจรกรองความถี่แบบไบควอด (Biquad) หรือวงจรกรองอันดับสอง (Second order) ซึ่งคุณสมบัติของวงจรไบควอดนั้นจะมีดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

2.2.5 รูปแบบสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบไบควอด

สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบไบควอดนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานเป็นดังนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \qquad (2.8)$$

โดย ω_z, Q_z, ω_p และ Q_p คือ ค่าพารามิเตอร์ที่แสดงถึงค่าความถี่ของซีโร่ (Zero) ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality factor) ของซีโร่ ค่าความถี่ของโพล (Pole frequency) และค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพล ของฟังก์ชันการถ่ายโอน $H(j\omega)$ นั้นตามลำดับ

เมื่อค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (2.8) เปลี่ยนไป จะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน และแถบความถี่หยุด ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบต่างๆ ดังกล่าวนั้น มีตามลำดับดังต่อไปนี้ คือ

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{\omega_z^{\,2}}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^{\,2}} \tag{2.9}$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านนั้นมีลักษณะต่อไปนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{s^2}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^{\,2}} \tag{2.10}$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน จะมีรูปแบบของสมการโดยเฉพาะเป็น

$$H(s) = K\frac{\frac{\omega_z}{Q_z}s}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^{\,2}} \tag{2.11}$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองแถบความถี่หยุด จะมีลักษณะเฉพาะตัวที่แตกต่างจากฟังก์ชันการถ่ายโอนอื่นๆ ดังนี้คือ

$$H(s) = K\frac{s^2+\omega_z^{\,2}}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^{\,2}} \tag{2.12}$$

นอกจากวงจรกรองความถี่ทั้งสี่รูปแบบที่กล่าวมาแล้วนั้น ยังมีวงจรกรองอีกชนิดหนึ่งที่มีใช้งานอยู่ในงานวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ได้แก่ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ โดยคุณสมบัติของวงจรชนิดนี้จะยอมให้ทุกความถี่ของสัญญาณผ่านไปได้แต่สัญญาณเอาต์พุตจะมีเฟสต่างกับอินพุตดังนั้น วงจรกรองชนิดนี้จึงมักจะถูกนำไปใช้งานในการเลื่อนเฟสสัญญาณ โดยสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่แบบกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter: AP) แสดงได้ดังนี้

$$H(s) = K\frac{s^2-\frac{\omega_z}{Q_z}+\omega_z^{\,2}}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^{\,2}} \tag{2.13}$$

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในการทบทวนวรรณกรรมจะกล่าวถึงจุดเด่นและจุดด้อยของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่แบบ MISO ที่ได้มีผู้นำเสนอมาพอสังเขปดังนี้

2.3.1 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ที่ใช้ CCCDTA จำนวนหนึ่งตัว

ในปี ค.ศ. 2008 M. Siripruchyanun และ W. Jaikla ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบสามอินพุตสองเอาต์พุต [4] ดังแสดงในภาพที่ 2.7 วงจรประกอบไปด้วย Current controlled current differencing transconductance amplifier (CCCDTA) จำนวนหนึ่งวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว และสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{O1} และ I_{O2} ได้ดังนี้

$$I_{O1} = \frac{1}{D(s)}\left[\left(s^2C_1C_2R_p + sC_2\right)I_{in2} - sC_2I_{in1} + D(s)I_{in3}\right] \tag{2.14}$$

และ

$$I_{O2} = \frac{g_m}{sC_2D(s)}\left[\left(s^2C_1C_2R_p + sC_2\right)I_{in2} - sC_2I_{in1}\right] \tag{2.15}$$

เมื่อ

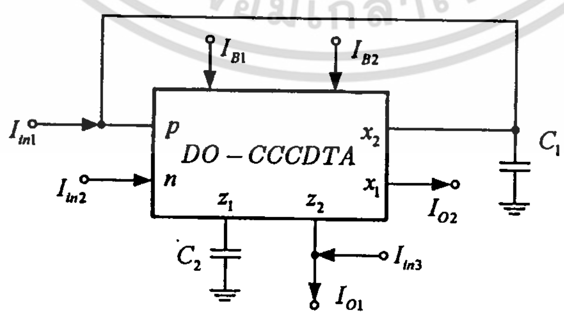
$$D(s) = s^2C_1C_2R_n + sC_2 + g_m \tag{2.16}$$

จากสมการที่ (2.16) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1C_2R_p}} \tag{2.17}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1R_pg_m}{C_2}} \tag{2.18}$$



ภาพที่ 2.7 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ที่ใช้ CCCDTA จำนวนหนึ่งตัว

จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.6 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัว ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จะต้องให้ I_{in1} เป็นสองเท่าของ I_{in3} ซึ่งในการใช้งานจริงจะใช้เพิ่มวงจรขยายที่มีอัตรขยายเป็นสองเท่า อีกทั้งไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.2 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ ICCII จำนวนสามตัว

ในปี 2011 J. W. Horng [5] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.8 วงจรประกอบไปด้วย Inverting second gereration current conveyor (ICCII) จำนวนสามวงจร ตัวต้านทานสองตัวและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

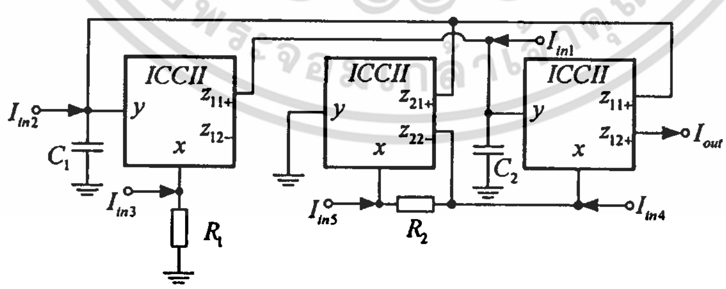
$$I_{out}=\frac{\begin{bmatrix}s^2C_1C_2\left(I_{in3}+I_{in4}+I_{in5}\right)+sC_2G_1\left(I_{in2}-I_{in5}\right)+\\G_1G_2\left(I_{in1}+I_{in4}+I_{in5}\right)\end{bmatrix}}{s^2C_1C_2+sC_2G_1+G_1G_2} \tag{2.19}$$

เมื่อ $R_1=1/G_1$ และ $R_2=1/G_2$ จากสมการที่ (2.19) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0=\sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}} \tag{2.20}$$

และ

$$Q=\sqrt{\frac{C_1G_2}{C_2G_1}} \tag{2.21}$$



ภาพที่ 2.8 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ ICCII จำนวนสามตัว

จากวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.8 พบว่า วงจรมีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและไม่ต้องการการแมตชิงกันของอุปกรณ์พาสซีฟรวมทั้งใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์เท่านั้นทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม อย่างไรก็ตามจะพบว่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากกัน

2.3.3 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ MO-CCCCTA จำนวนหนึ่งตัว

ในปี 2011 S. V. Singh และคณะ [6] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.9 วงจรประกอบไปด้วย Multi-output current controlled current conveyor trans-conductance amplifier (MO-CCCCTA) จำนวนหนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_o ได้ดังนี้

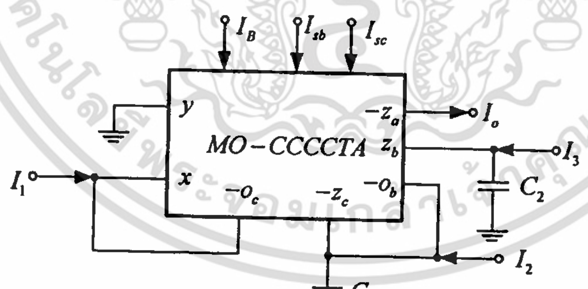
$$I_o = \frac{I_1 s^2 C_1 C_2 - I_2 s C_2 g_{mc} + I_3 g_{mb} g_{mc}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{mc} + g_{mb} g_{mc}} \tag{2.22}$$

จากสมการที่ (2.22) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mb} g_{mc}}{C_1 C_2}} \tag{2.23}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{mb}}{C_2 g_{mc}}} \tag{2.24}$$



ภาพที่ 2.9 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ MO-CCCCTA จำนวนหนึ่งตัว

จากสมการที่ (2.23) และ (2.24) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.9 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดใน

โหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ OTA จำนวนสี่ตัว

ในปี 2010 C. N. Lee [7] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบ MISO ที่ให้เอาต์พุตทั้งสองโหมด คือ โหมดแรงดันและโหมดกระแสดังแสดงในภาพที่ 2.10 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสี่วงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวน์สองตัว ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะในโหมดกระแสซึ่งจะพบว่าสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

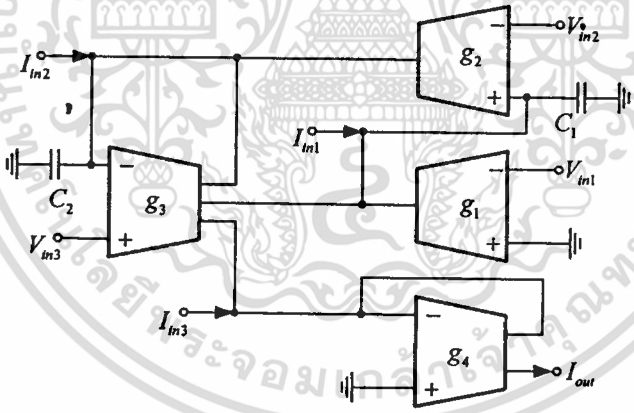
$$I_{out} = -\left[\frac{s^2C_1C_2I_{in3} + sC_1g_3\left(I_{in3} - I_{in2}\right) + g_2g_2\left(I_{in3} - I_{in1}\right)}{s^2C_1C_2 + sC_1g_3 + g_2g_3}\right] \tag{2.25}$$

จากสมการที่ (2.25) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_2g_3}{C_1C_2}} \tag{2.26}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_2g_2}{C_1g_{m3}}} \tag{2.27}$$



ภาพที่ 2.10 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ OTA จำนวนสี่ตัว

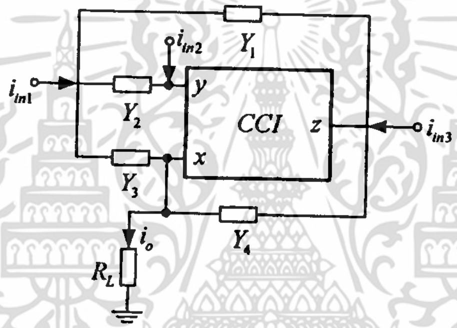
จากสมการที่ (2.23) และ (2.24) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.10 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวน์ทุกตัว ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จะต้องให้ I_{in2} เป็นสองเท่าของ I_{in3} ซึ่งในการใช้งานจริงจะใช้เพิ่มวงจรขยายที่มีอัตรขยายเป็นสองเท่า ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.5 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCI จำนวนหนึ่งตัว

ในปี 2005 E. Arslan [8] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.11 วงจรประกอบไปด้วย First generation current conveyor (CCI) จำนวนหนึ่งวงจรและอุปกณณ์พาสซีฟอีกสี่ตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต i_{out} ได้ดังนี้

$$i_{out} = \frac{i_{in1}\left(Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_3Y_4 - Y_1Y_2\right) - i_{in2}Y_1Y_2 + i_{in3}\left(Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_2Y_4 + Y_3Y_4 - Y_1Y_2\right)}{Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_2Y_4 + Y_3Y_4} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.28) พบว่า จะต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรเพื่อให้ได้ครบทุกฟังก์ชัน อีกทั้งในบางฟังก์ชันจะต้องกำหนดให้อุปกรณ์แมตชิงกัน ไม่สามารถความคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกันรวมทั้งใช้ตัวเก็บประจุแบบลองซึ่งไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงรวม



ภาพที่ 2.11 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCI จำนวนหนึ่งตัว

2.3.6 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ FDCCII จำนวนหนึ่งตัว

ในปี 2011 R. Senani และคณะ [9] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.12 วงจรประกอบไปด้วย fully differential second generation current conveyor (FDCCII) จำนวนหนึ่งวงจร ตัวต้านทานสามตัวและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต i_o ได้ดังนี้

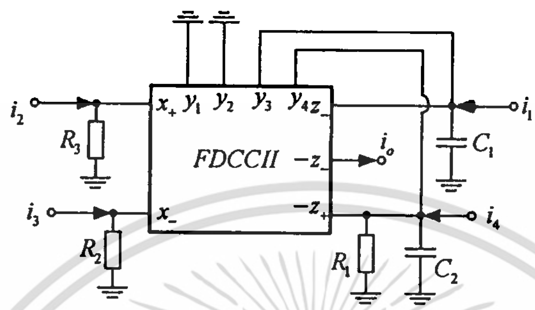
$$i_o = \frac{-i_3\left(s^2 + \frac{s}{C_2R_1}\right) + \left(i_2 + i_4\right)\frac{s}{C_2R_2} - i_1\frac{1}{C_1C_2R_2R_3}}{s^2 + \frac{s}{C_2R_1} + \frac{1}{C_1C_2R_2R_3}} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{2.30}$$

และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 R_3}} \tag{2.31}$$



ภาพที่ 2.12 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ FDCCII จำนวนหนึ่งตัว

จากวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.12 พบว่า วงจรมีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากันรวมทั้งใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์เท่านั้นทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม อย่างไรก็ตามจะพบว่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากกัน ต้องการแมตชิงกันของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านกรองแถบความถี่หยุดและกรองผ่านทุกความถี่

2.3.7 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ DVCCTA จำนวนหนึ่งตัว

ในปี 2011 N. Pandey และ S. K. Paul [10] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.13 วงจรประกอบไปด้วย differential voltage current conveyor transconductance amplifier (DVCCTA) จำนวนหนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

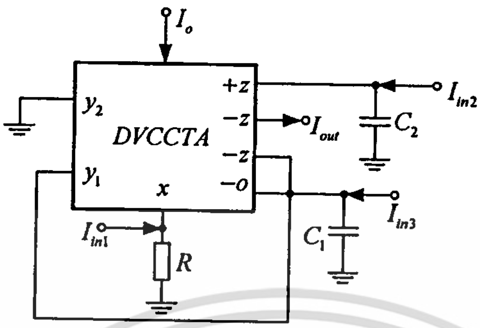
$$I_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 R I_{in1} - s C_2 I_{in3} + g_m I_{in2}}{s^2 C_1 C_2 R + s C_2 + g_m} \tag{2.32}$$

จากสมการที่ (2.32) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R C_1 C_2}} \tag{2.33}$$

และ

$$Q=\sqrt{\frac{C_1 g_m R}{C_2}} \tag{2.34}$$



ภาพที่ 2.12 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ DVCCTA จำนวนหนึ่งตัว

จากสมการที่ (2.33) และ (2.34) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.13 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัว ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.8 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ SIMO/MISO ที่ใช้ MO-CCCCTA จำนวนสองตัว

ในปี 2010 S. V. Singh และคณะ [11] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SIMO/MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.14 วงจรประกอบไปด้วย MO-CCCCTA จำนวนสองวงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out1}, I_{out2}, I_{out3}, และ I_{out4} ได้ดังนี้

$$I_{out1}=-\frac{(I_{in1}+I_{in2})sC_2+I_{in3}g_{m2}}{s^2C_1C_2R_{x2}+sC_2+g_{m2}} \tag{2.35}$$

$$I_{out2}=\frac{g_{m2}\left[I_{in3}C_1R_{x2}s+(I_{in3}-I_{in1}-I_{in2})\right]}{s^2C_1C_2R_{x2}+sC_2+g_{m2}} \tag{2.36}$$

$$I_{out3}=\frac{I_{in1}\left(s^2C_1C_2R_{x2}+g_{m2}\right)-I_{in2}sC_2-I_{in3}g_{m2}}{s^2C_1C_2R_{x2}+sC_2+g_{m2}} \tag{2.37}$$

และ

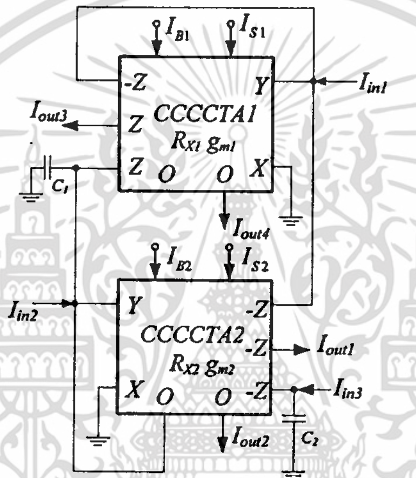
$$I_{out4} = \frac{g_{m1} R_{x2} \left[\left(I_{in1} + I_{in2} \right) sC_2 + I_{in3} g_{m2} \right]}{s^2 C_1 C_2 R_{x2} + sC_2 + g_{m2}} \tag{2.38}$$

จากสมการที่ (2.35)-(3.38) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{R_{x2} C_1 C_2}} \tag{2.39}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m2} R_{x2}}{C_2}} \tag{2.40}$$



ภาพที่ 2.14 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ SIMO/MISO ที่ใช้ MO-CCCCTA จำนวนสองตัว

จากสมการที่ (2.39) และ (2.40) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.13 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัว ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.9 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CDBA จำนวนสามตัว

ในปี 2007 A. Sawangarom และคณะ [14] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.15 วงจรประกอบไปด้วย Current differencing buffered amplifier (CDBA) จำนวนสามวงจร ตัวต้านทานสองตัวและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

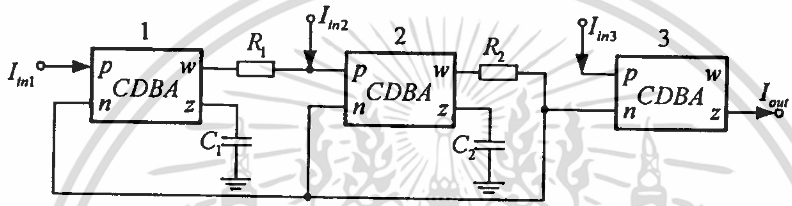
$$I_{out} = \frac{3s^2C_1C_2R_1R_2I_{in3} - sR_1C_1I_{in2} - I_{in1}}{3s^2C_1C_2R_1R_2 + sR_1C_1 + 1} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.41) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3R_1R_2C_1C_2}} \quad (2.42)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{3R_2C_2}{R_1C_1}} \quad (2.43)$$



ภาพที่ 2.15 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CDBA จำนวนสามตัว

จากวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.15 พบว่า วงจรมีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและไม่ต้องการการแมตชิงกันของอุปกรณ์พาสซีฟรวมทั้งใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์เท่านั้นทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม อย่างไรก็ตามจะพบว่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากกัน ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จะต้องให้ I_{in2} เป็นสองเท่าของ I_{in3} ซึ่งในการใช้งานจริงจะใช้เพิ่มวงจรขยายที่มีอัตรขยายเป็นสองเท่า

2.3.10 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCCII จำนวนสองตัว

ในปี 2011 O. Channumsin และคณะ [15] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.16 วงจรประกอบไปด้วย current controlld current conveyor (CCCII) จำนวนสองวงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

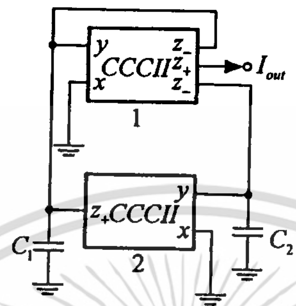
$$I_{out} = \frac{\left(s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sR_{x2}C_2 + 1\right)I_1 + sR_{x2}C_{x2}\left(I_2 + I_3\right) + I_4}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sR_{x2}C_2 + 1} \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.44) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \tag{2.45}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{R_{x1}C_1}{R_{x2}C_2}} \tag{2.46}$$



ภาพที่ 2.16 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCCII จำนวนสองตัว

จากสมการที่ (2.45) และ (2.46) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.16 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัว ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน

2.3.11 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCCII จำนวนห้าตัว

ในปี 2006 W. Tangsrirat และ W. Surakampontorn [15] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO ดังแสดงในภาพที่ 2.17 วงจรประกอบไปด้วย current controlld current conveyor (CCCII) จำนวนห้าวงจรและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หากระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ดังนี้

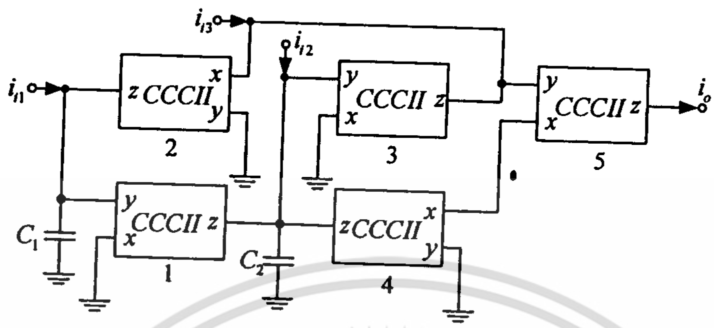
$$i_o = \left(\frac{R_{x2}}{R_{x4}+R_{x5}}\right)\frac{s^2 i_{i3} + \frac{1}{R_{x3}C_2}i_{i2} + \frac{1}{C_1C_2R_{x1}R_{x3}}i_{i1}}{s^2 + s\left(\frac{R_{x2}}{R_{x4}+R_{x5}}\right)\left(\frac{1}{R_{x3}C_2}\right) + \frac{1}{C_1C_2R_{x1}R_{x3}}} \tag{2.47}$$

จากสมการที่ (2.47) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{x1}R_{x3}C_1C_2}} \tag{2.48}$$

และ

$$Q = \frac{R_{x4} + R_{x5}}{R_{x2}} \sqrt{\frac{R_{x3} C_2}{R_{x1} C_1}} \tag{2.49}$$



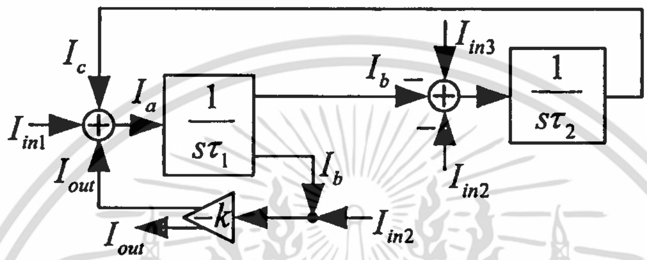
ภาพที่ 2.17 วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO ที่ใช้ CCCII จำนวนห้าตัว

จากสมการที่ (2.45) และ (2.46) พบว่า วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 2.17 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแส อย่างไรก็ตามจะพบว่าวงจรต้องใช้อุปกรณ์แอกทีฟถึงห้าวงจร

บทที่ 3
วิธีดำเนินการวิจัย

3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

หลักการออกแบบวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสสำหรับงานวิจัยนี้ประกอบไปด้วย วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดบวก (Positive lossy integrator) และวงจรขยายแบบกลับเฟส แสดงแผนผังการทำงานในภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่

จากแผนผังในภาพที่ 3.2 สามารถหาสมการลักษณะสมบัติ (Characteristic) ของบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้ เขียนสมการกระแส I_a ได้เป็น

$$I_a = I_{in1} + I_{out} + I_c \tag{3.1}$$

ส่วนกระแส I_b, I_c และ I_{out} แสดงได้ดังนี้

$$I_b = \frac{I_a}{s\tau_1} \tag{3.2}$$

$$I_c = \left(\frac{-I_b + I_{in3} - I_{in2}}{s\tau_2} \right) \tag{3.3}$$

และ

$$I_{out} = -\left(I_b + I_{in2}\right)k \tag{3.4}$$

แทนสมการที่ (3.1) ลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$I_b = \frac{I_{in1} + I_{out} + I_c}{s\tau_1} \tag{3.5}$$

แทนสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.5) จะได้

$$I_b = \frac{I_{in1} + I_{out}}{s\tau_1} + \frac{1}{s\tau_1}\left(\frac{-I_b - I_{in2} + I_{in3}}{s\tau_2}\right) \tag{3.6}$$

จากสมการที่ (3.6) จะได้

$$I_b = \frac{I_{in1}s\tau_2 + I_{out}s\tau_2 - I_{in2} + I_{in3}}{s^2\tau_1\tau_2 + 1} \tag{3.7}$$

แทนสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้

$$I_{out} = -\left(\frac{I_{in1}s\tau_2 + I_{out}s\tau_2 - I_{in2} + I_{in3}}{s^2\tau_1\tau_2 + 1} + I_{in2}\right)k \tag{3.8}$$

จากสมการที่ (3.5) จะได้สมการกระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_{out} = -k\left(\frac{I_{in2}s^2\tau_1\tau_2 + I_{in3} + I_{in1}s\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2 + ks\tau_2 + 1}\right) \tag{3.9}$$

จากสมการที่ (3.9) พบว่า ความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2}} \tag{3.10}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2}} \tag{3.11}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ

$$Q = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.11) และ (3.12) พบว่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อย่างอิสระจากกัน โดยความถี่ความถี่ธรรมชาติปรับได้ที่พารามิเตอร์ τ_1 กับ τ_2 ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถควบคุมได้ที่อัตราขยาย k

จากสมการที่ (3.9) สามารถกำหนดให้วงจรได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชั่นกรองความถี่ต่างๆ ได้โดยกำหนดการปิด-เปิดสัญญาณอินพุต I_{in1}, I_{in2} และ I_{in3} โดยขั้วอินพุตที่ให้ปิดรับสัญญาณจะกำหนดให้เป็นศูนย์หรือลงกราวนด์ ในขณะที่ขั้วอินพุตที่ให้เปิดรับสัญญาณกำหนดให้เป็นจุดป้อนสัญญาณอินพุต ด้วยหลักการข้างต้นจะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชั่นกรองความถี่ต่างๆดังต่อไปนี้

ก. สมการถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองความถี่สูงผ่าน กำหนดให้อินพุต $I_{in1}=I_{in3}=0$ และ $I_{in2}=I_{in}$ จะได้สมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองความถี่สูงผ่านดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}=-\frac{ks^2\tau_1\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2+ks\tau_2+1} \tag{3.13}$$

ข. สมการถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองความถี่ต่ำผ่าน กำหนดให้อินพุต $I_{in1}=I_{in3}=0$ และ $I_{in3}=I_{in}$ จะได้สมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}=-\frac{k\tau_1\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2+ks\tau_2+1} \tag{3.14}$$

ค. สมการถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองแถบความถี่ผ่าน กำหนดให้อินพุต $I_{in2}=I_{in3}=0$ และ $I_{in1}=I_{in}$ จะได้สมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}=-\frac{ks\tau_2}{s^2\tau_1\tau_2+ks\tau_2+1} \tag{3.15}$$

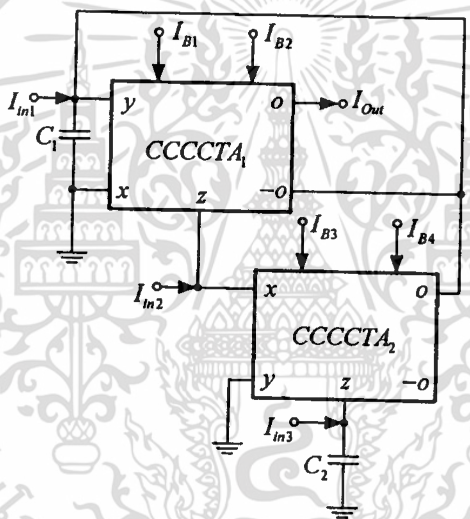
ง. สมการถ่ายโอนของฟังก์ชั่นหยุดแถบความถี่ กำหนดให้อินพุต $I_{in1}=0$ และ $I_{in2}=I_{in3}=I_{in}$ จะได้สมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของฟังก์ชั่นหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}=-\frac{k\left(s^2\tau_1\tau_2+1\right)}{s^2\tau_1\tau_2+ks\tau_2+1} \tag{3.16}$$

จ. สมการถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองผ่านทุกความถี่ กำหนดให้อินพุต $-I_{in1}=I_{in3}=I_{in2}=I_{in}$ จะได้สมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของฟังก์ชั่นกรองผ่านทุกความถี่ดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{k\left(s^2\tau_1\tau_2 - s\tau_2 + 1\right)}{s^2\tau_1\tau_2 + ks\tau_2 + 1} \tag{3.17}$$

อาศัยบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1 สามารถออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ MISO โดยใช้ CCCCTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟดังภาพที่ 3.2 จากวงจรพบว่า CCCCTA1 และ C_1 ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชุดที่หนึ่ง ส่วน CCCCTA2 และ C_2 ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชุดที่สอง ส่วน CCCCTA1 (ขั้ว z_1, o_1) และ CCCCTA2 (ขั้ว x_2) จะต่อเป็นวงจรขยายกระแส จากวงจรในภาพที่ 3.2 พบว่าความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงเนื่องจากเป็นขั้วเอาต์พุตของ CCCCTA จึงทำให้วงจรที่นำเสนอสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดกระแสหรือต่อไปวงจรภาคอื่นๆ โดยไม่ต้องใช้วงจรกันชนกระแส นอกจากนี้ด้วยการที่ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์จึงมีความเหมาะสมที่จะนำวงจรที่นำเสนอไปพัฒนาเป็นวงจรรวม (Integrated circuit)



ภาพที่ 3.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่ออกแบบตามบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในทางอุดมคติ

จากวงจรในภาพที่ 3.1 เมื่อ CCCCTA ที่ใช้ในวงจรทำงานเป็นไปตามอุดมคติตามสมการที่ (2.1) สามารถเขียนสมการกระแสที่ขั้ว y ของ CCCCTA1 ได้เป็น

$$V_{y1} = \frac{1}{sC_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.18}$$

โดยกระแส I_{z1} เขียนได้เป็น

$$I_{z1} = I_{x1} = \frac{V_{y1}}{R_{x1}} = \frac{1}{sC_1R_{x1}}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.19}$$

ส่วนกระแส I_{x2} เขียนได้เป็น

$$I_{x2} = I_{in2} + I_{z1} \tag{3.20}$$

แทนสมการที่ (3.19) ลงในสมการที่ (3.20) จะได้

$$I_{x2} = I_{in2} + \frac{1}{sC_1R_{x1}}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.21}$$

ส่วนกระแส I_{o2} เขียนได้เป็น

$$I_{o2} = \frac{g_{m2}}{sC_2}\left(I_{in3} - I_{z2}\right) \tag{3.22}$$

แทนสมการที่ (3.22) ลงใน (3.21) จะได้

$$I_{x2} = I_{in2} + \frac{1}{sC_1R_{x1}}\left[I_{in1} - I_{Out} + \frac{g_{m2}}{sC_2}\left(I_{in3} - I_{z2}\right)\right] \tag{3.23}$$

จากคุณสมบัติของ CCCCTA พบว่า I_{x2} เท่ากับ I_{z2} จากสมการที่ (3.23) จะได้

$$I_{x2} = \frac{I_{in2}R_{x1}s^2C_1C_2 + I_{in1}sC_2 - I_{Out}sC_2 + I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}s^2C_1C_2 + g_{m2}} \tag{3.24}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 พบว่า

$$V_{z1} = I_{x2}R_{x2} \tag{3.25}$$

แทนสมการที่ (3.24) ลงใน (3.25) จะได้

$$V_{z1} = R_{x2}\left(\frac{I_{in2}R_{x1}s^2C_1C_2 + I_{in1}sC_2 - I_{Out}sC_2 + I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}s^2C_1C_2 + g_{m2}}\right) \tag{3.26}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 สามารถเขียนสมการกระแส I_{Out} ได้ดังนี้

$$I_{Out} = g_{m1}V_{z1} \tag{3.22}$$

แทนสมการที่ (3.26) ลงในสมการที่ (3.27) จะได้

$$I_{Out} = g_{m1}R_{x2}\left(\frac{I_{in2}R_{x1}s^2C_1C_2 + I_{in1}sC_2 + I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}s^2C_1C_2 + g_{m1}R_{x2}sC_2 + g_{m2}}\right) \tag{3.28}$$

เมื่อพิจารณาที่ (3.28) สามารถที่จะเลือกฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเลือกฟังก์ชันทางเอาต์พุต

Filter Responses	Input selections		
I_O	I_{in1}	I_{in2}	I_{in3}
BP	1	0	0
HP	0	1	0
BR	0	1	1
AP	-1	1	1
LP	0	0	1

จากสมการที่ (3.28) พบว่า ความถี่ธรรมชาติสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{R_{x1}C_1C_2}} \tag{3.29}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_{m2}}{R_{x1}C_1C_2}} \tag{3.30}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ

$$Q = \frac{1}{g_{m1}R_{x2}}\sqrt{\frac{g_{m2}R_{x1}C_1}{C_2}} \tag{3.31}$$

เมื่อ Rx และ gm เท่ากับสมการที่ (2.2) และ (2.3) จากสมการที่ (3.29)-(3.31) จะได้

$$\omega_0 = \frac{1}{V_T}\sqrt{\frac{I_{B1}I_{B4}}{C_1C_2}} \tag{3.32}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi V_T}\sqrt{\frac{I_{B1}I_{B4}}{C_1C_2}} \tag{3.33}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ

$$Q_0 = \frac{4I_{B3}}{I_{B2}}\sqrt{\frac{C_1I_{B4}}{C_2I_{B1}}} \tag{3.34}$$

จากสมการที่ (3.33) และ (3.34) พบว่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยความถี่ความถี่ธรรมชาติปรับได้ที่พารามิเตอร์ I_{B1} กับ I_{B4} ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถควบคุมได้ที่อัตราขยาย I_{B2} กับ I_{B3} นอกจากนี้ยังพบอีกว่า หากปรับ $I_{B1}=I_{B4}$ จะทำให้สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้อย่างอิสระจากควอลิตี้แฟกเตอร์

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ CCCCTA

ในกรณีที่ CCCCTA ที่ใช้ในวงจรมีคุณบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถที่จะแสดงคุณสมบัติของ CCCCTA ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & \beta & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm\gamma g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \\ V_o \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

เมื่อ β คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน (Voltage tracking error) จากขั้ว y ไปยังขั้ว x ส่วน α คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส (Current tracking error) จากขั้ว x ไปยัง z ในขณะที่ γ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันไปเป็นกระแส (Transconductance tracking error) จากขั้ว z ไปยังขั้ว o เมื่อพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCCTA สามารถเขียนสมการกระแสที่ขั้ว y ของ CCCCTA1 ได้เป็น

$$V_{y1} = \frac{1}{sC_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.36}$$

โดยกระแส I_{z1} เขียนได้เป็น

$$I_{z1} = \frac{V_{y1}\beta_1\alpha_1}{R_{x1}} = \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{x1}sC_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.37}$$

ส่วนกระแส I_{x2} เขียนได้เป็น

$$I_{x2} = I_{in2} + I_{z1} \tag{3.38}$$

แทนสมการที่ (3.37) ลงในสมการที่ (3.38) จะได้

$$I_{x2} = I_{in2} + \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{x1}sC_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.39}$$

ส่วนกระแส I_{o2} เขียนได้เป็น

$$I_{o2} = \frac{\gamma_2 g_{m2}}{sC_2}\left(I_{in3} - \alpha_2 I_{x2}\right) \tag{3.40}$$

แทนสมการที่ (3.40) ลงใน (3.39) จะได้

$$I_{x2} = I_{in2} + \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{x1}sC_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + \frac{\gamma_2 g_{m2}}{sC_2}\left(I_{in3} - \alpha_2 I_{x2}\right)\right) \tag{3.41}$$

จากสมการที่ (3.41) จะได้

$$I_{x2} = \frac{I_{in2}R_{x1}s^2C_1C_2 + I_{in1}\beta_1\alpha_1 sC_2 - I_{Out}\beta_1\alpha_1 sC_2 + I_{in3}\beta_1\alpha_1\gamma_2 g_{m2}}{R_{x1}s^2C_1C_2 + \beta_1\alpha_1\alpha_2\gamma_2 g_{m2}} \tag{3.42}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 พบว่า

$$V_{z1} = I_{x2}R_{x2} \tag{3.43}$$

แทนสมการที่ (3.42) ลงใน (3.43) จะได้

$$V_{z1} = R_{x2}\left(\frac{I_{in2}R_{x1}s^2C_1C_2 + I_{in1}\beta_1\alpha_1 sC_2 - I_{Out}\beta_1\alpha_1 sC_2 + I_{in3}\beta_1\alpha_1\gamma_2 g_{m2}}{R_{x1}s^2C_1C_2 + \beta_1\alpha_1\alpha_2\gamma_2 g_{m2}}\right) \tag{3.44}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 สามารถเขียนสมการกระแส I_{Out} ได้ดังนี้

$$I_{Out} = \gamma_1 g_{m1} V_{z1} \tag{3.45}$$

แทนสมการที่ (3.44) ลงในสมการที่ (3.45) จะได้

$$I_{Out} = g_{m1} R_{x2} \left(\frac{I_{in2} R_{x1} s^2 C_1 C_2 + I_{in1} \beta_1 \alpha_1 s C_2 + I_{in3} \beta_1 \alpha_1 \gamma_2 g_{m2}}{R_{x1} s^2 C_1 C_2 + \beta_1 \alpha_1 g_{m1} R_{x2} s C_2 + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 \gamma_2 g_{m2}} \right) \tag{3.46}$$

จากสมการที่ (3.46) พบว่า ความถี่ธรรมชาติสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 \gamma_2 g_{m2}}{R_{x1} C_1 C_2}} \tag{3.47}$$

หรือ

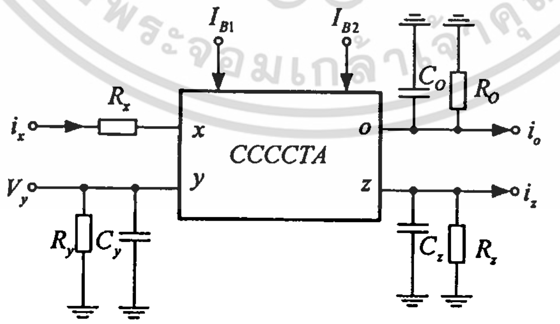
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 \gamma_2 g_{m2}}{R_{x1} C_1 C_2}} \tag{3.48}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ

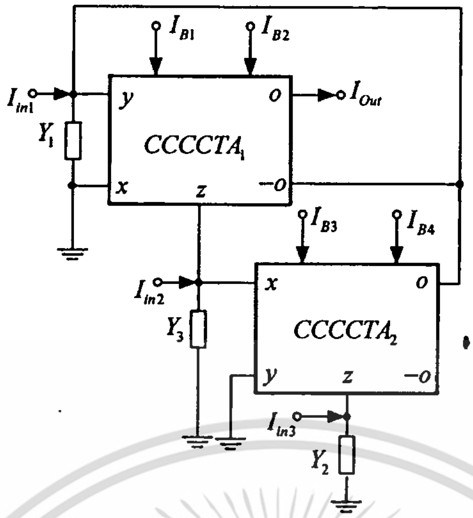
$$Q = \frac{1}{g_{m1} R_{x2}} \sqrt{\frac{\alpha_2 \gamma_2 g_{m2} R_{x1} C_1}{\beta_1 \alpha_1 C_2}} \tag{3.49}$$

3.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ CCCCTA

นอกจากนี้แล้วหากพิจารณาที่ความถี่สูงจะพบว่าค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ CCCCTA จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ เมื่อคำนึงถึงค่าอุปกรณ์แฝงเหล่านั้นสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของ CCCCTA ดังภาพที่ 3.3



ภาพที่ 3.3 วงจรเทียบเคียงของ CCCCTA เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง



ภาพที่ 3.4 วงจรกรองความถี่เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง

จากวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 3.2 เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูงสามารถเขียนวงจรได้ใหม่ดังภาพที่ 3.4 ซึ่งจะพบว่าที่จุดเอาต์พุตจะถูกนำไปต่อกับโหลดที่มีความต้านทานต่ำมากๆ (เสมือนต่อลงกราวนด์) โดย

$$Y_1 = sC_1^* + G_1^* \tag{3.50}$$

$$Y_2 = sC_2^* + G_{z2} \tag{3.51}$$

$$Y_3 = sC_{z1} + G_{z1} \tag{3.52}$$

เมื่อ

$$C_1^* = C_1 + C_{Y1} + C_{O1} + C_{O2};\ G_1^* = G_{Y1} + G_{O1} + G_{O2} \tag{3.53}$$

$$C_2^* = C_2 + C_{z2} \tag{3.54}$$

พิจารณาวงจรในภาพที่ 3.4 สามารถเขียนสมการกระแสที่ขั้ว y ของ CCCCTA1 ได้เป็น

$$V_{y1} = \frac{1}{Y_1}\left(I_{in1} - I_{Out} + I_{o2}\right) \tag{3.55}$$

โดยกระแส I_{z1} เขียนได้เป็น

$$I_{z1}=\frac{V_{y1}}{R_{x1}}=\frac{1}{R_{x1}Y_1}\left(I_{in1}-I_{Out}+I_{o2}\right) \tag{3.56}$$

ส่วนกระแส I_{x2} เขียนได้เป็น

$$I_{x2}=\left(I_{in2}+I_{z1}\right)\frac{\frac{1}{Y_3}}{\frac{1}{Y_3}+R_{x2}} \tag{3.57}$$

แทนสมการที่ (3.56) ลงในสมการที่ (3.57) จะได้

$$I_{x2}=\left[I_{in2}+\frac{1}{R_{x1}Y_1}\left(I_{in1}-I_{Out}+I_{o2}\right)\right]\frac{1}{1+R_{x2}Y_3} \tag{3.58}$$

ส่วนกระแส I_{o2} เขียนได้เป็น

$$I_{o2}=\frac{g_{m2}}{Y_2}\left(I_{in3}-I_{x2}\right) \tag{3.59}$$

แทนสมการที่ (3.59) ลงใน (3.58) จะได้

$$I_{x2}=\left\{I_{in2}+\frac{1}{R_{x1}Y_1}\left[I_{in1}-I_{Out}+\frac{g_{m2}}{Y_2}\left(I_{in3}-I_{x2}\right)\right]\right\}\frac{1}{1+R_{x2}Y_3} \tag{3.60}$$

จากสมการที่ (3.60) จะได้

$$I_{x2}=\frac{I_{in2}R_{x1}Y_1Y_2+I_{in1}Y_2-I_{Out}Y_2+I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}Y_1Y_2\left(1+R_{x2}Y_3\right)+g_{m2}} \tag{3.61}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 พบว่า

$$V_{z1}=I_{x2}R_{x2} \tag{3.62}$$

แทนสมการที่ (3.61) ลงใน (3.62) จะได้

$$V_{z1}=R_{x2}\left[\frac{I_{in2}R_{x1}Y_1Y_2+I_{in1}Y_2-I_{Out}Y_2+I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}Y_1Y_2\left(1+R_{x2}Y_3\right)+g_{m2}}\right] \tag{3.63}$$

จากวงจรในภาพที่ 3.2 สามารถเขียนสมการกระแส I_{Out} ได้ดังนี้

$$I_{Out} = g_{m1}V_{z1} \tag{3.64}$$

แทนสมการที่ (3.63) ลงในสมการที่ (3.64) จะได้

$$I_{Out} = g_{m1}R_{x2}\left[\frac{I_{in2}R_{x1}Y_1Y_2 + I_{in1}Y_2 + I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}Y_1Y_2\left(1+R_{x2}Y_3\right) + g_{m1}R_{x2}Y_2 + g_{m2}}\right] \tag{3.65}$$

จากสมการที่ (3.65) พบว่า เพื่อลดผลกระทบของ Y_3 (C_{z1} และ G_{z1}) วงจรที่นำเสนอควรจะนำไปใช้งานที่ความถี่ $f<<G_{z1}/C_{z1}$ ในกรณีนี้จะพิจารณาว่า $R_{x2}Y_3\cong 0$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.65) จะได้

$$I_{Out} = g_{m1}R_{x2}\left[\frac{I_{in2}R_{x1}\left(s^2C_1^*C_2^* + sC_1^*G_{z2} + sC_2^*G_1^* + G_1^*G_{z2}\right) + I_{in1}\left(sC_2^* + G_{z2}\right) + I_{in3}g_{m2}}{s^2C_1^*C_2^*R_{x1} + s\left(C_1^*G_{z2}R_{x1} + C_2^*G_1^*R_{x1} + g_{m1}R_{x2}C_2^*\right) + G_{z2} + R_{x1}G_1^*G_{z2} + g_{m2}}\right] \tag{3.66}$$

จากสมการที่ (3.46) พบว่า ความถี่ธรรมชาติสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{z2} + R_{x1}G_1^*G_{z2} + g_{m2}}{C_1^*C_2^*R_{x1}}} \tag{3.67}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{G_{z2} + R_{x1}G_1^*G_{z2} + g_{m2}}{C_1^*C_2^*R_{x1}}} \tag{3.68}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ

$$Q = \frac{1}{C_1^*G_{z2}R_{x1} + C_2^*G_1^*R_{x1} + g_{m1}R_{x2}}\sqrt{\frac{G_{z2} + R_{x1}G_1^*G_{z2} + g_{m2}}{C_1^*C_2^*R_{x1}}} \tag{3.69}$$

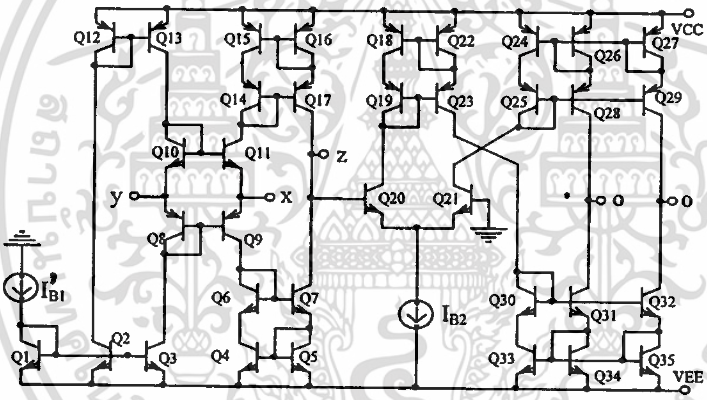
จากสมการที่ (3.68) และ (3.69) พบว่าความต้านทานและความจุแฝงจะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบของความจุแฝงควรใช้ค่าตัวเก็บประจุภายนอกให้มีค่ามากกว่าความจุแฝงมากๆ ขณะที่ความต้านทานที่ขั้วเอาต์พุตของอุปกรณ์สามารถใช้ CCCCTA ที่สร้างมาจากวงจรสะท้อนกระแส ที่มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูง เช่น แบบคาสโคดหรือแบบวิลสัน เป็นต้น

บทที่ 4
ผลการวิจัย

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 ในบทนี้จะทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมพีสไปซ์ (PSPICE) และการต่อวงจรจริงพร้อมทั้งอภิปรายผลการทดสอบเปรียบเทียบกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีในบทที่ผ่านมา ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

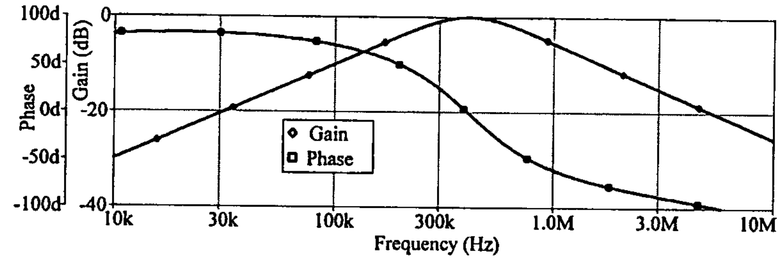
3.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส

วงจรกรองความถี่ในภาพที่ 3.2 ถูกทดสอบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยใช้โครงสร้างของ CCCCTA ในภาพที่ 4.1 ซึ่งพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ PR200N และ NR200N ตามลำดับ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ ALA400 ของ AT&T [26] ที่สามารถทำงานได้จนถึงย่านความถี่สูงมาก (Ultra high frequency) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แสดงตามเอกสารในภาคผนวก ก วงจรทำงานที่แหล่งจ่าย ±2 โวลต์ ความต้านทานโหลดเท่ากับ 1 โอห์ม

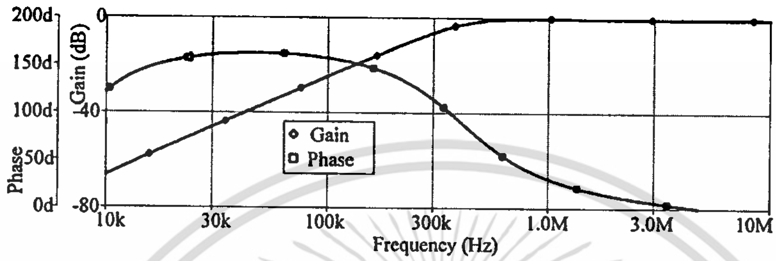


ภาพที่ 4.1 โครงสร้างภายในของ CCCCTA

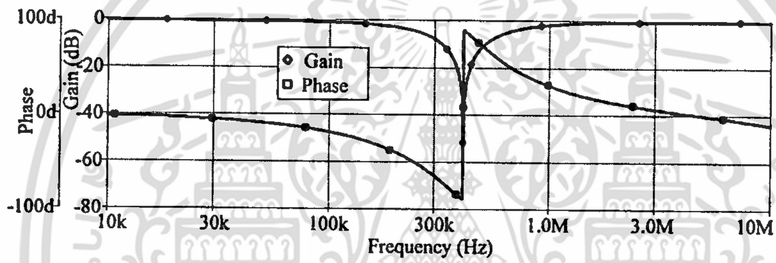
ลำดับแรกปรับ $C_1=C_2=2nF$, $I_{B1}=100\mu A$, $I_{B2}=300\mu A$, $I_{B3}=80\mu A$ และ $I_{B4}=200\mu A$ ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในภาพที่ 4.2(ก)-(จ) เป็นผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน กรองแถบความถี่ผ่าน (BP) กรองความถี่สูงผ่าน (HP) หยุดแถบความถี่ (BS) กรองผ่านทุกความถี่ (AP) และกรองความถี่ต่ำผ่าน (LP) ตามลำดับ จากผลการจำลองยืนยันได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.28) จากผลการจำลองการทำงานพบความถี่ธรรมชาติมีค่าเท่ากับ 409.26kHz ส่วนค่าที่คำนวณจากสมการที่ (3.33) จะเท่ากับ 433.93kHz ซึ่งค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองการทำงานจะเบี่ยนเบนจากค่าที่คำนวณ 5.68% ทั้งนี้เกิดจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุต รวมถึงค่าความต้านทานและความจุแฝงในตัว CCCCTA



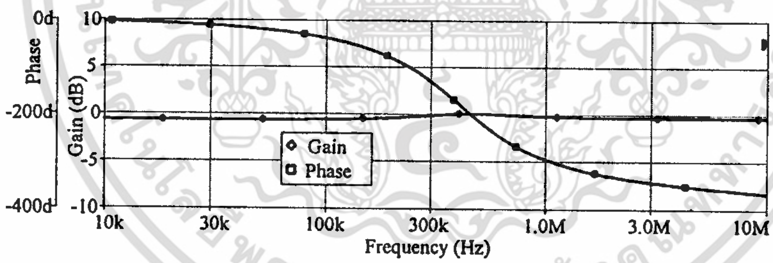
(ก) BP



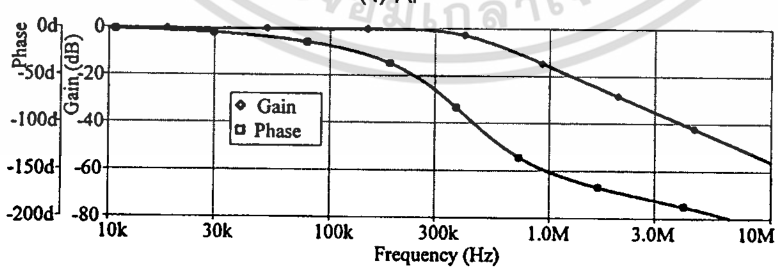
(ข) HP



(ค) BR



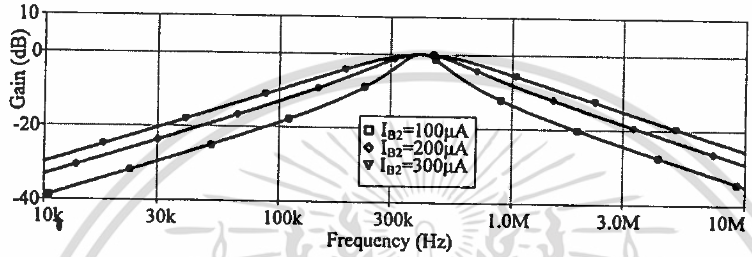
(ง) AP



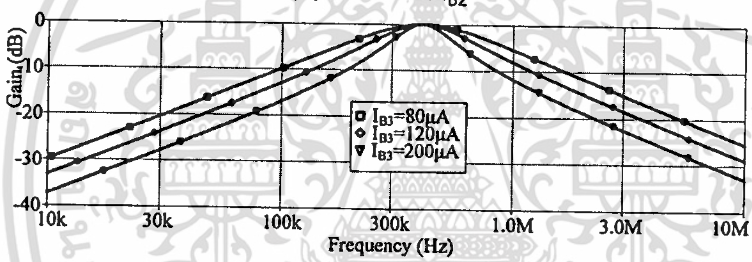
(จ) LP

ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟส

ภาพที่ 4.3(ก) เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชัน BP เมื่อปรับ I_{B2} เป็น 100μA, 200μA, และ 300μA ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถปรับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.34) ซึ่งจะพบว่าเมื่อ I_{B2} มีค่ามากจะทำให้ได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ต่ำซึ่งแปลผกผันกับกระแส I_{B2} นั่นเอง ส่วนในภาพที่ 4.3(ข) ได้ทำการเปลี่ยนค่ากระแส I_{B3} ซึ่งจะพบว่าค่าควอลิตี้แฟกเตอร์จะแปลผันตรงกับกระแส I_{B3} สอดคล้องกับสมการที่ (3.34) ภาพที่ 4.4 เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชัน BP เมื่อปรับ $I_{B1}=I_{B4}=I_B$ เป็น 80μA, 120μA, และ 200μA ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากควอลิตี้แฟกเตอร์ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.34)

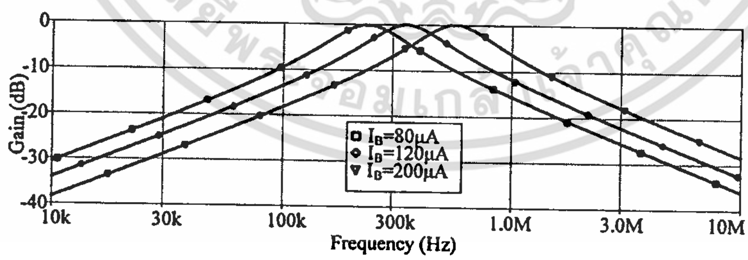


(ก) เปลี่ยนค่า I_{B2}



(ข) เปลี่ยนค่า I_{B3}

ภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองของฟังก์ชัน BP เมื่อปรับค่ากระแส I_{B2} และ I_{B3}



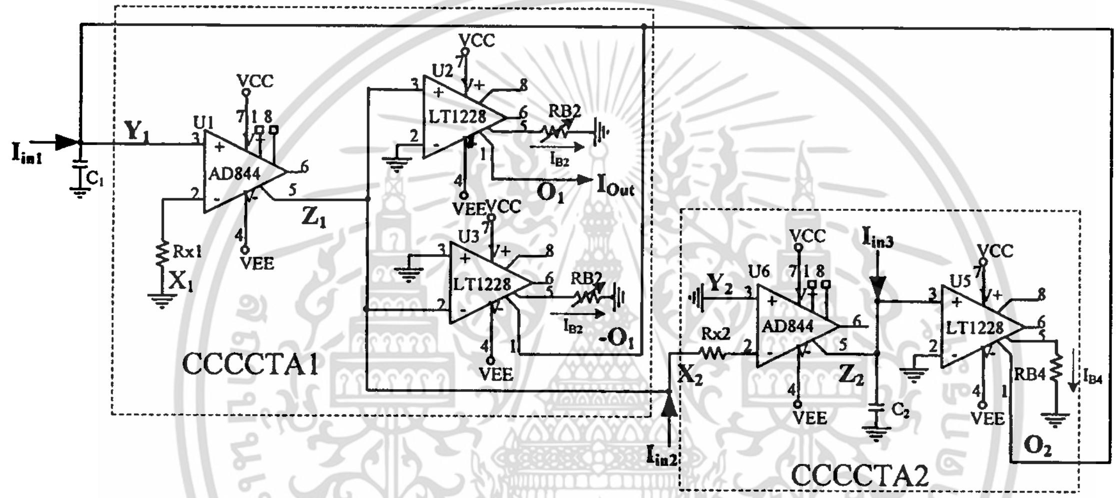
ภาพที่ 4.4 ผลตอบสนองของฟังก์ชัน BP เมื่อปรับค่ากระแส I_B

4.2 ผลการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงสมรรถนะในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ จึงได้ทำการสร้างวงจรจริงขึ้น เนื่องจากข้อจำกัดที่ไม่สามารถนำวงจรที่ได้ออกแบบไว้ไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ ดังนั้นจะ

ทดสอบวงจรโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีขายในเชิงพานิชย์ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟเพื่อให้ทำหน้าที่เป็น CCCCTA โดยจะใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD844 ซึ่งเป็นวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII) ร่วมกับไอซีเบอร์ LT1228 ซึ่งเป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) โดย CCCCTA ตัวที่หนึ่งจะใช้ไอซี AD844 จำนวน 1 ตัวโดยมี R_{x1} เป็นตัวต้านทานที่ขั้ว x_1 กับไอซี LT1228 จำนวน 2 ตัวที่มีการปรับกระแสไบอัสเท่ากันผ่านทางตัวต้านทาน R_{B2} เพื่อให้ได้ขั้ว O_1 จำนวน 2 ขั้วที่มีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากัน ส่วน CCCCTA ตัวที่ 2 จะใช้ไอซีอย่างละหนึ่งตัว โดยมี R_{x2} เป็นตัวต้านทานที่ขั้ว x_2 และค่าความนำถ่ายโอนที่ขั้ว O_2 จะปรับกระแสไบอัสผ่านตัวต้านทาน R_{B4} ดังภาพที่ 4.5 โดยค่าความนำถ่ายโอนของไอซีเบอร์ LT1228 มีค่าเท่ากับ

$$g_m\left(LT1228\right) = 10I_B \tag{4.1}$$



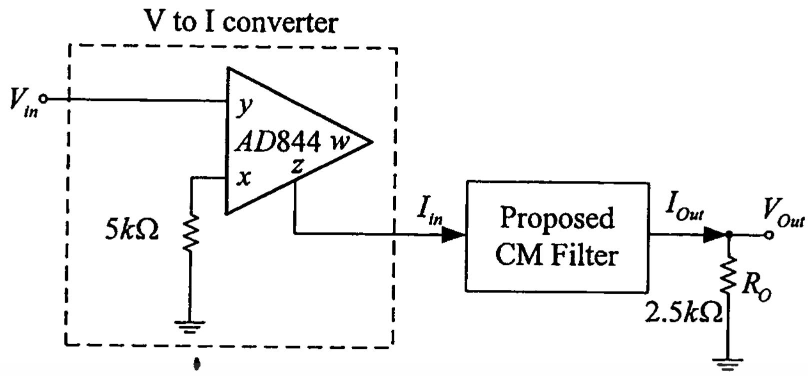
ภาพที่ 4.5 วงจรที่ใช้ในการทดลองจริง

จากสมการที่ 4.1 จะได้ความถี่ธรรมชาติสำหรับการต่อวงจรตามภาพที่ 4.5 ดังนี้

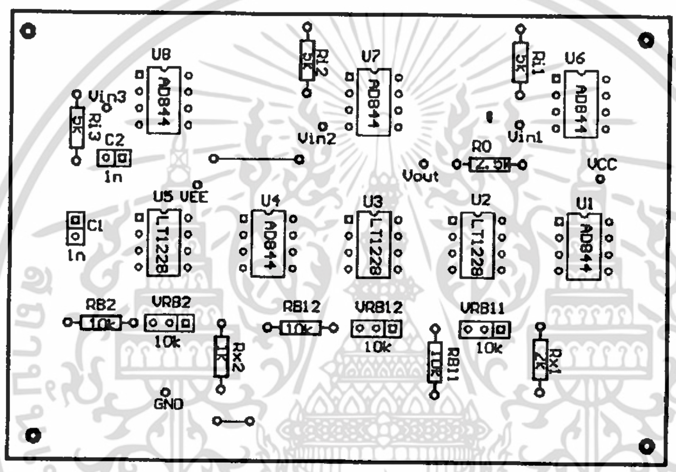
$$f_{\exp} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{10I_{B1}}{C_1C_2R_{x1}}} \tag{4.2}$$

ส่วนควอลิตี้แฟกเตอร์จะได้ดังนี้

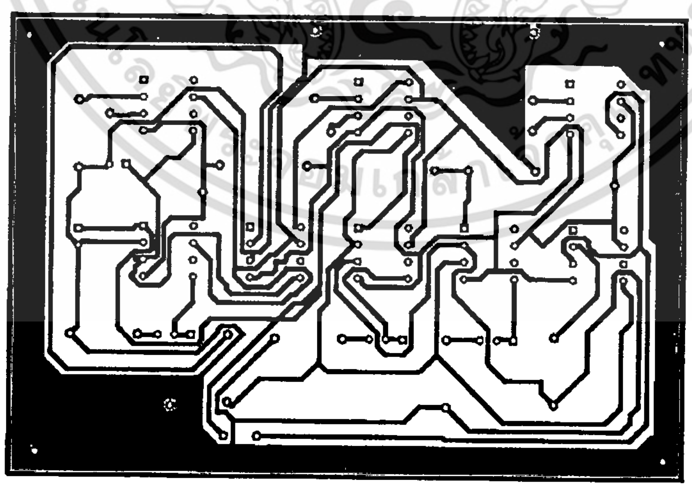
$$Q = \frac{1}{10I_{B2}R_{x2}}\sqrt{\frac{10I_{B4}R_{x1}C_1}{C_2}} \tag{4.3}$$



ภาพที่ 4.6 วงจรที่ใช้สำหรับวัดสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต



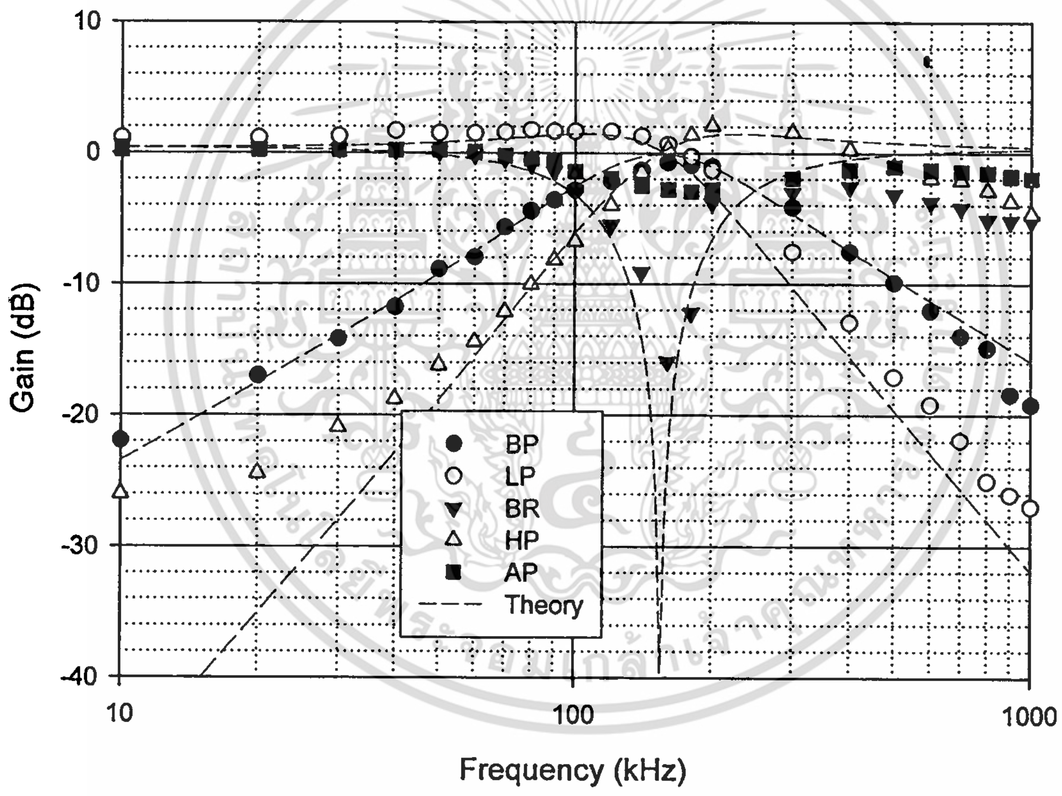
(ก)



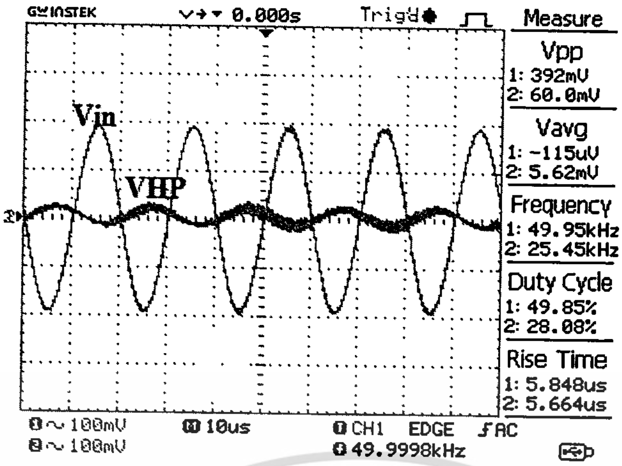
(ข)

ภาพที่ 4.7 แผ่นวงจรที่ใช้ในการทดลองจริง (ก) ด้านบน PCB (ข) ด้านล่าง PCB

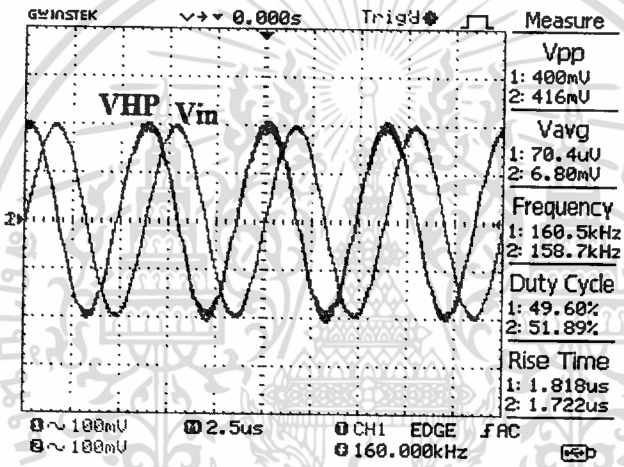
เนื่องจากในการทดลองไม่สะดวกที่จะวัดสัญญาณกระแสอินพุตและเอาต์พุต ดังนั้นในส่วนของภาคอินพุตจะใช้วงจรแปลงจากแรงดันให้เป็นกระแสจำนวน 3 วงจร เพื่อป้อนสัญญาณเป็น I_{in1}, I_{in2} และ I_{in3} ตามลำดับ ส่วนที่เอาต์พุตจะนำกระแสเอาต์พุตไปขับโหลดที่เป็นตัวต้านทาน ซึ่งสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตจะอยู่ในโหมดแรงดัน (V_{in} และ V_{Out}) ดังภาพที่ 4.7 โดยวงจรถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ แสดงดังรูปที่ 4.7 วงจรในภาพที่ 4.6 ใช้ไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ ±5V ตัวต้านทาน R_{x1}=2kΩ, R_{x2}=1kΩ, ตัวเก็บประจุ C_1=C_2=1nF I_{B2}=I_{B4}=200μA และ I_{B4}=184μA จากการคำนวณตามสมการที่ (4.12) จะได้ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 159.23kHz ผลการทดลองจะได้ผลตอบสนองทางขนาดของแต่ละฟังก์ชันดังภาพที่ 4.8 ภาพที่ 4.9-4.13 เป็นสัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน HP, LP, BP, BS และ AP ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนความถี่ 3 ค่า ได้แก่ 50kHz, 160kHz และ 300kHz โดยสัญญาณอินพุตจะวัดด้วยออสซิลโลสโคปช่องที่ 1 (CH1) ส่วนสัญญาณเอาต์พุตคือสัญญาณช่องที่ 2 (CH2)



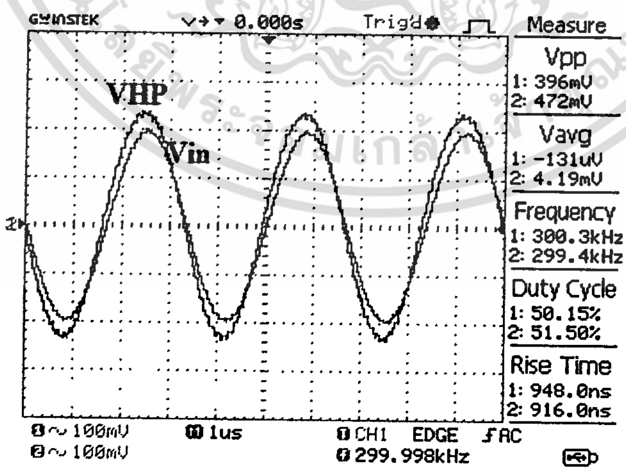
ภาพที่ 4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการทดลองจริง



(ก) f=50kHz

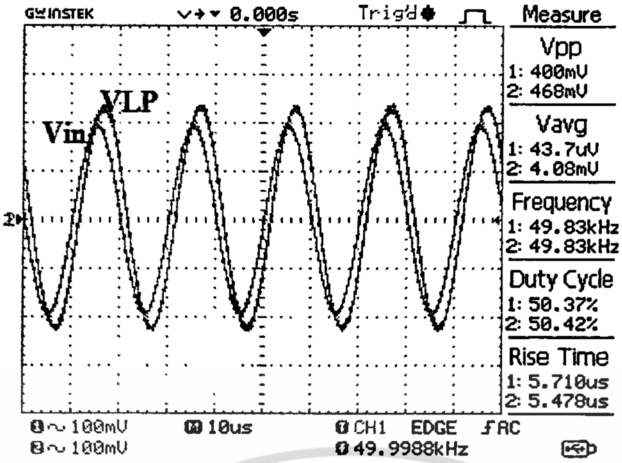


(ข) f=160kHz

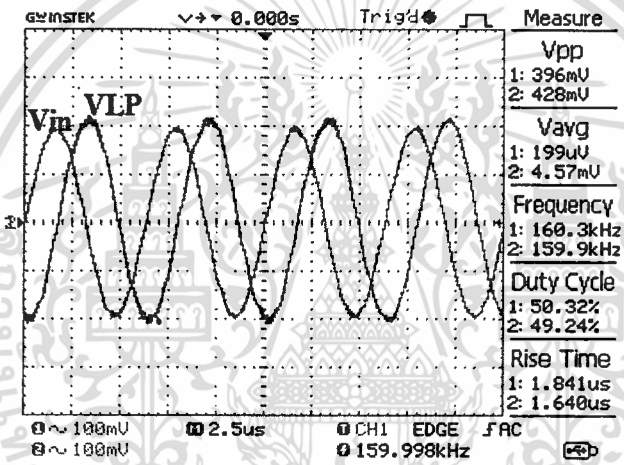


(ค) f=300kHz

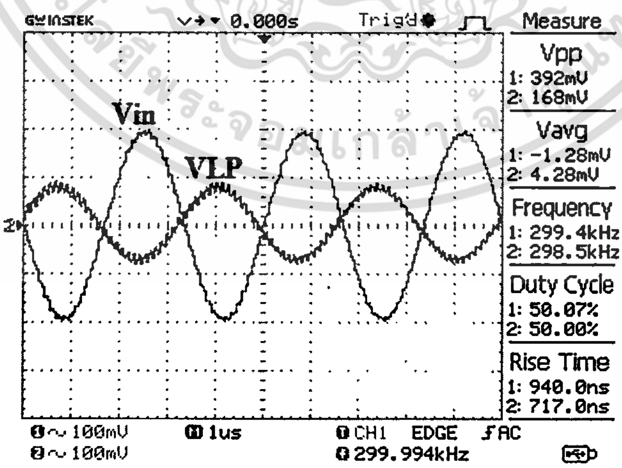
ภาพที่ 4.9 สัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน HP



(ก) f=50kHz

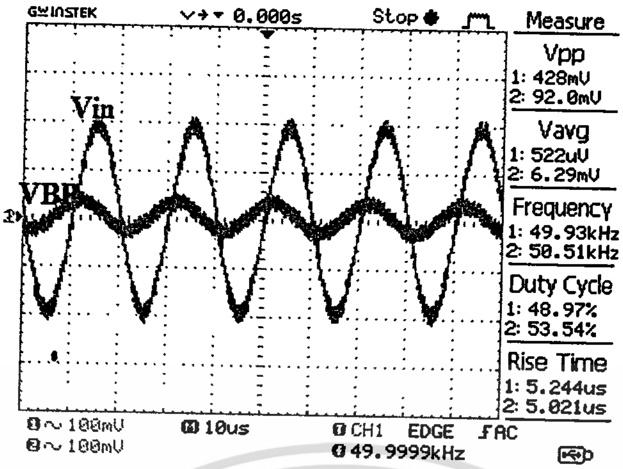


(ข) f=160kHz

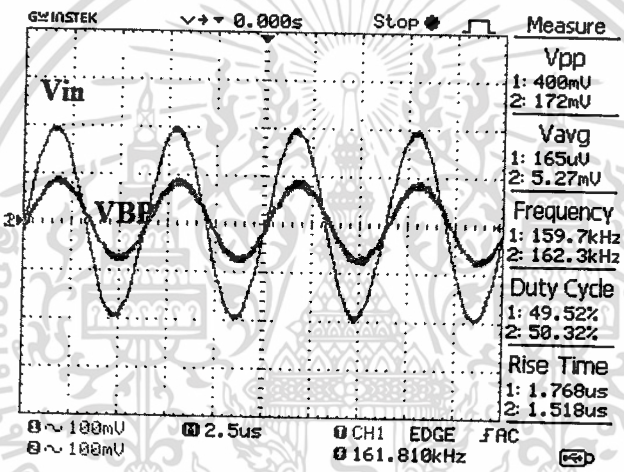


(ค) f=300kHz

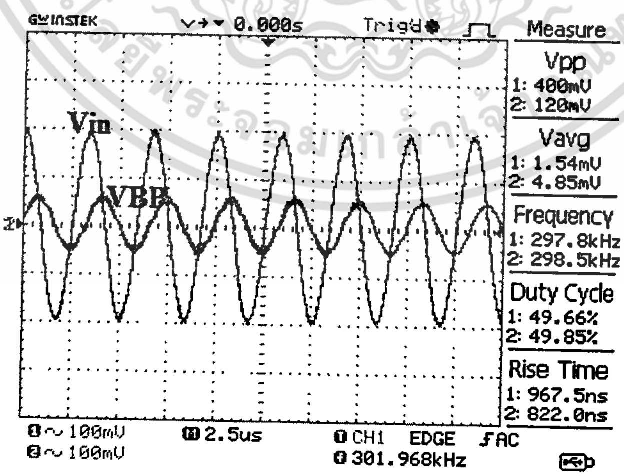
ภาพที่ 4.10 สัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน LP



(ก) f=50kHz

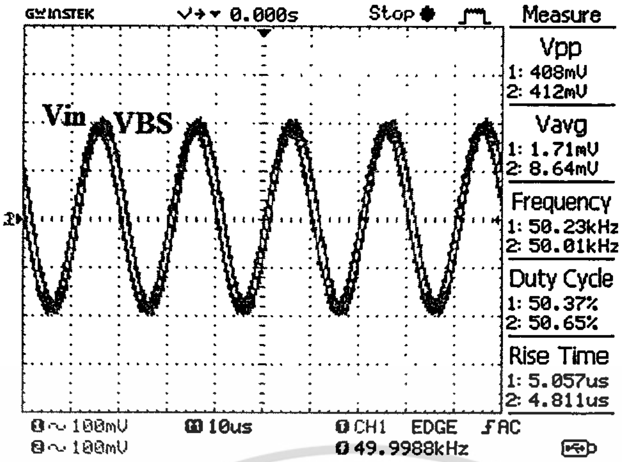


(ข) f=160kHz

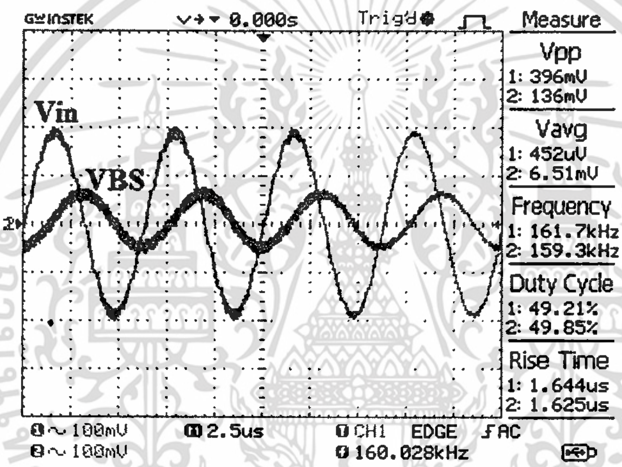


(ค) f=300kHz

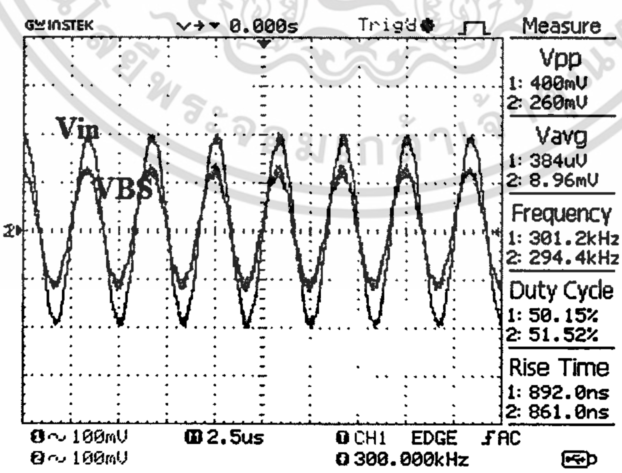
ภาพที่ 4.11 สัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน BP



(ก) f=50kHz

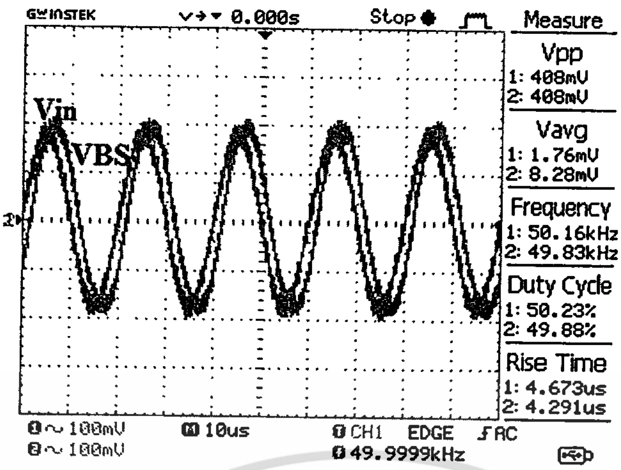


(ข) f=160kHz

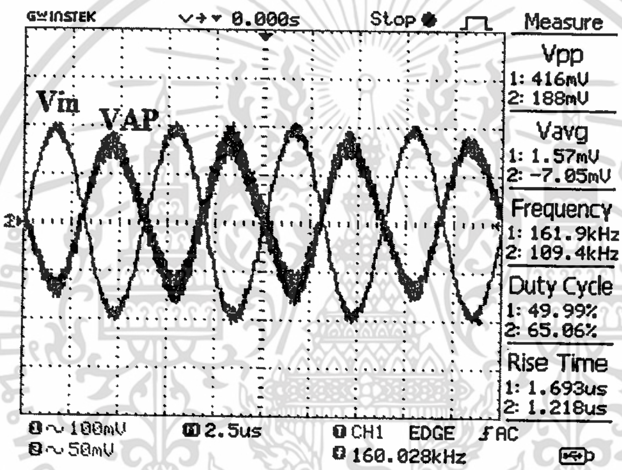


(ค) f=300kHz

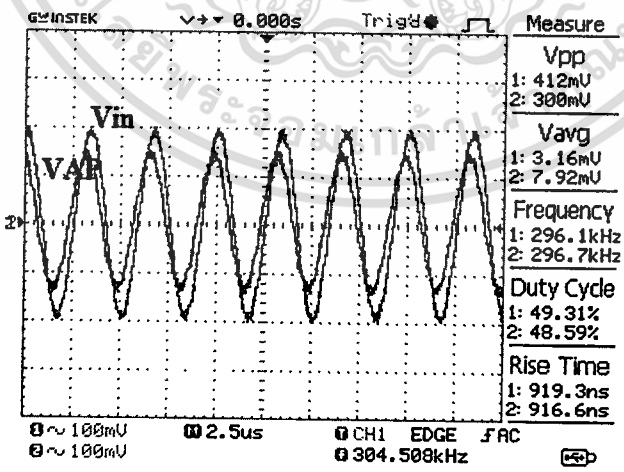
ภาพที่ 4.12 สัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน BS



(ก) f=50kHz



(ข) f=160kHz



(ค) f=300kHz

ภาพที่ 4.13 สัญญาณอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของฟังก์ชัน AP

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปและอภิปรายผล

งานวิจัยนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ลำดับสองสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่ใช้ CCCCTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักจำนวนสองวงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์อีกสองตัว โดยวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอมีจุดป้อนสัญญาณกระแสจำนวนสามจุดและมีจุดสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่มีความต้านทานสูงจำนวนหนึ่งจุด วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่ ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสจากภานอกวงจร เนื่องจากขั้วกระแสเอาต์พุตมีความต้านทานสูงทำให้สามารถนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอไปต่อคาสเคดเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ลำดับสูงหรือต่อไปวงจรภาคอื่นๆ ได้โดยไม่ต้องใช้วงจรกันชนกระแส นอกจากนี้ด้วยวงจรที่นำเสนอไม่ต้องใช้ตัวตัวต้านทานภายนอกและใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์ทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกับวงจรที่เคยมีผู้นำเสนอมาแล้ว

Ref	Active element	No. of active element	No. of R+C	Electronic control	Independent tune of ω_0 and Q	Requiring double input	Matching Condition	High output impedance
[4]	CCCDTA	1	0+2	Yes	No	Yes	No	Yes
[5]	ICCII	3	2+2	No	No	No	No	Yes
[6]	MO-CCCCTA	1	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[7]	OTA	4	0+2	Yes	No	No	Yes	Yes
[8]	CCII	1	2+2	No	No	No	Yes	No
[9]	FDCCI	1	3+2	No	Yes	No	Yes	Yes
[10]	DVCCTA	1	1+2	Yes	No	No	No	Yes
[11]	MO-CCCCTA	2	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[12]	MOCCII & MO-CCCA	3	2+2	Yes	Yes	No	No	Yes
[13]	CCII	1	2+2	No	No	No	Yes	Yes
[14]	CDBA	3	2+2	No	No	Yes	No	Yes
[15]	CCCII	2	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[16]	CCCII	5	0+2	Yes	Yes	No	Yes	Yes
[17]	CDTA	3	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[18]	CDTA	2	0+2	Yes	No	Yes	No	Yes
[19]	CDTA	4	2+2	Yes	Yes	No	No	Yes
[20]	CCII	3	3+2	No	Yes	No	No	Yes
[21]	CCII	2	3+2	No	Yes	Yes	Yes	Yes
[22]	G-CCCII	2	0+2	Yes	Yes	Yes	No	Yes
Proposed filter	CCCCTA	2	0+2	Yes	Yes	No	No	Yes

จากการตรวจสอบการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ พบว่า ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ที่ได้มีความสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD844 และ LT1228 แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่กรองสัญญาณได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถทำงานได้จริง ในส่วนของคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ CCCCTA เปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่เคยนำเสนอมาก่อนหน้านี้ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 ควรมีการสร้างวงจร CCCCTA ขึ้นมาเพื่อทดสอบจริงจากทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ (Transistor array) เพื่อเปรียบเทียบสรรมถนะของวงจรที่ได้จากการจำลองด้วย PSPICE กับการทดลองจริง

5.2.2 โครงภายในของ CCCCTA ควรออกแบบด้วยวงจรพื้นฐานสรรถนะสูง เช่น วงจรสะท้อนกระแส อาจใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันหรือแบบคาสเคด เพื่อลดปัญหาด้านกระแสออฟเซ็ตขาออกและอัตราการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต

บรรณานุกรม

[1] A. S. Sedra, K. C. SMITH, Microelectronic circuits, 3rd ed., Florida: Holt, Rinehart and Winston, 1991.

[2] M. A. Ibrahim, S. Minaei, H. A. Kuntman, A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements. International Journal of Electronics and Communication (AEU), 2005, vol. 59, pp. 311-318.

[3] C. Tomazou, F. J. Lidgey, D. G. Haigh, Analogue IC Design: The Current-Mode Approach, Peter Peregrinus, Stevenage, 1990.

[4] M. Siripruchyanun, W. Jaikla, Electronically controllable current-mode universal biquad filter using single DO-CCCDTA. Circuits System Signal Processing, 2008, vol. 27, no. 1, pp. 113-122.

[5] J. W. Horng, Current-mode universal biqudaratic filter with five inputs and one output using tree ICCIIs. Indian Journal of Pure & Applied Physics, 2011, vol. 49, pp. 214-217.

[6] S. Singh, S. Maheshwari, D. Chauhan, Single MO-CCCCTA-based electronically tunable current/trans-impedance-mode biquad universal filter. Circuits and Systems, 2011, vol. 2, pp. 1-6.

[7] C. N. Lee, Multiple-mode OTA-C universal biquad filters. Circuits System and Signal Processing, 2010, vol. 29, pp. 263–274.

[8] E. Arslan, B. Metin, O. Ciekoglu, Multi-input single-output cascadable current-mode universal filter topology with a single current conveyor. Proceedings of the Third IASTED International Conference Circuits, Signals, and Systems, 2005, pp. 62-66.

[9] R. Senani, K. K. Abdalla, D. R. Bhaskar, A state variable method for the realization of universal current-mode biquads. Circuits and Systems, 2011, vol. 2, pp. 286-292.

[10] N. Pandey, S. K. Paul, VM and CM universal filters based on single DVCCTA. Active and Passive Electronic Components, 2011, Article ID 929507.

[11] S. Singh, S. Maheshwari, D. Chauhan, Electronically tunable current-mode SIMO/MISO universal biquad filter using MO-CCCCTAs. International J. of Recent Trends in Engineering and Technology, 2010, vol. 3, no. 3, pp. 65-70.

[12] W. Chunhua, L. Haiguang, Z. Yan, Universal current-mode filter with multiple inputs and one output using MOCCII and MO-CCCA. International Journal of Electronics and Communication (AEU), 2009, vol. 63, p. 448-453.

[13] S. Özcan, H. Kuntman, O. Çiçekoğlu, A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor. Proceedings of 43rd IEEE Midwest Symp. on Circuits and Systems, 2000, pp. 1-3.

[14] V. Sawangarom, T. Dumawipata, W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, Cascadable three-input single-output current-mode universal filter using CDBAs. The 2007 ECTI International Conference, 2007, p. 53-56.

[15] W. Tangsrirat, O. Channumsin, T. Pukkalanun, Universal current-mode biquad with minimum components. Proceedings of the 2011 International Multi-Conference of Engineering and Computer Scientists, 2011.

[16] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, Electronically tunable current-mode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors. Circuits System Signal and Processing, 2006, vol. 27, no. 6, pp. 701-713.

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

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

[19] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun, Structural generation of two integrator loop filters using CDTAs and grounded capacitors. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011, vol. 39, pp. 31-45.

[20] J. W. Horng, High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIIs. Microelectronics Journal, 2011, vol. 42, no. 5, pp. 693-700.

[21] N. Pandey, S. K. Paul, Multi-input single-output universal current mode biquad. Journal of Active and Passive Electronic Devices, 2006. vol. 1, pp. 229-240.

[22] M. kumngern, Multiple-input single-output current-mode universal filter using translinear current conveyors. Journal of Electrical and Electronics Engineering Research, 2011, vol. 3, pp. 162-170.

[23] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA): a building block for analog signal processing. Electrical Engineering, 2008, vol. 90, pp. 443-453.

[24] R. Prokop, V. Musil, New modern circuit block CCTA and some its applications. The Fourteenth International Scientific and Applied Science Conference - Electronics ET'2005. Book 5. Sofia: TU Sofia. 2005, pp. 93-98.

[25] จีรสุดา เกษร. "วงจรกรองความถี่และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเลคทรอนิคส์," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542.

[26] D. R. Frey, "Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering," IEE proceeding of circuit devices systems, vol. 140, pp. 406-416, 1993.

ภาคผนวก ก

แบบจำลองของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย

แบบจำลองของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เบอร์ PR200N

```
.model PX PNP   RB=327  IRB=0  RBM=24.55  RC=50  RE=3
+IS=73.5E-18  EG=1.206  XTI=1.7  XTB=1.866  BF=110
+IKF=2.359E-3  NF=1  VAF=51.8  ISE=25.1E-16  NE=1.650
+BR=0.4745  IKR=6.478E-3  NR=1  VAR=9.96  ISC=0  NC=2
+TF=0.610E-9  TR=0.610E-8  CJE=0.180E-12  VJE=0.5
+MJE=0.28  CJC=0.164E-12  VJC=0.8  MJC=0.4  XCJC=0.037
+CJS=1.03E-12  VJS=0.55  MJS=0.35  FC=0.5
```

แบบจำลองของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR200N

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

ภาคผนวก ข

งานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์

Radioengineering

Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committees

September 2012, Volume 21, Number 3 ISSN 1210-2512

Papers:

Contents continued on the back cover

Contents continued from the front cover

MISO Current-mode Biquad Filter with Independent Control of Pole Frequency and Quality Factor

Winai JAIKLA, Surapong SIRIPONGDEE, Peerawut SUWANJAN

Dept. of Engineering Education, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

winai.ja@hotmail.com, kssurapo@kmitl.ac.th, kspeeraw@kmitl.ac.th

Abstract. *This article presents a three-inputs single-output biquadratic filter performing completely standard functions: low-pass, high-pass, band-pass, band-reject and all-pass functions, based on current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA). The quality factor and pole frequency can be electronically/independently tuned via the input bias current. The proposed circuit uses 2 CCCCTAs and 2 grounded capacitors without any external resistors which is very suitable to further develop into an integrated circuit. The filter does not require double input current signal. Each function response can be selected by suitably selecting input signals with digital method. Moreover, the circuit possesses high output impedance which would be an ideal choice for current-mode cascading. The PSPICE simulation results are included to verify the workability of the proposed filter. The given results agree well with the theoretical anticipation.*

Keywords

Analog filter, CCCCTA, current-mode, Multiple Input-Single Output.

1. Introduction

Recently, current-mode circuits have been receiving considerable attention due to their potential advantages such as inherently wide bandwidth, higher slew-rate, greater linearity, wider dynamic range, simpler circuitry and lower power consumption [1]. With this potential, a number of papers have been published dealing with the realization of current-mode circuits [2]-[4]. One of the standard research topics in current-mode circuit design is an analog filter. This circuit is important in electrical and electronic applications, widely used for continuous-time signal processing. It can be found in many fields: including, communications, measurement, and instrumentation, and control systems [5]-[6]. One of the most popular analog current-mode filters is a multiple-input single-output biquadratic filter (MISO) whose different output filter functions can be realized simply by different combinations of switching on or off the input currents where the selection can be done digitally using a microcontroller or microcomputer. Moreover, the high-output impedance of current-mode filters are of great interest because they make it easy to drive loads and they facilitate cascading without using a buffering device [7]-[8].

From our survey, it is found that several implementations of MISO current-mode filters have been reported [9]-[27]. Unfortunately, these reported circuits suffer from one or more of the following weaknesses:

- Non interdependency of the pole frequency and quality factor [9]-[13], [15], [16], [18]-[23].
- Excessive use of the passive elements, especially external resistors [10], [13], [14], [17]-[19], [24]-[26].
- Requirement of double input current signal to realize all the responses [9], [19], [23], [26], [27].
- Lack of electronic adjustability [10], [13], [14], [18], [19], [25], [26].
- Requirement of changing circuit topologies to achieve several functions [13], [26].
- Requirement of element-matching conditions [12]-[14], [18], [21], [26].
- Use of floating capacitor which is not desirable for IC implementation [13], [18].

The aim of this paper is to propose a current-mode biquadratic filter, emphasizing on use of CCCCTAs. The features of the proposed circuit are that: the proposed universal filter can provide completely standard functions (low-pass, high-pass, band-pass, band-reject and all-pass) without changing circuit topology: the circuit description is very simple, it uses only 2 CCCCTAs and 2 grounded capacitors, which is suitable for fabricating in monolithic chip or off-the-shelf implementation: quality factor and pole frequency can be independently adjusted. The performances of proposed circuit are illustrated by PSPICE simulations, they show good agreement as mentioned.

2. Theory and Principle

2.1 Basic Concept of CCCCTA

Since the proposed circuit is based on CCCCTA, a brief review of CCCCTA is given in this section. The characteristics of the ideal CCCCTA are represented by the following hybrid matrix:

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \\ V_o \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

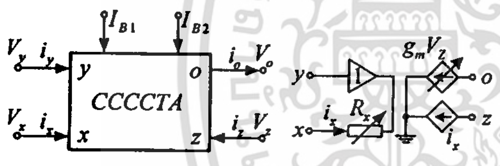
For CMOS implementation of CCCFTA shown in Fig. 3, the R_x and g_m are written as

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{8k_{Rx}I_{B1}}} \qquad (2)$$

and

$$g_m = \sqrt{k_{gm}I_{B2}} \qquad (3)$$

where $k_{Rx} = \mu_p C_{OX}(W/L)_{3,4} = \mu_n C_{OX}(W/L)_{1,2}$, $k_{gm} = \mu_n C_{OX}(W/L)_{20,21}$. R_x is the parasitic resistances at x port, respectively. g_m is the transconductance of the CCCCTA. Here k is the physical transconductance parameter of the MOS transistor. I_{B1} and I_{B2} are the bias current used to control the parasitic resistances and transconductance, respectively. The symbol and the equivalent circuit of the CCCCTA are illustrated in Figs. 1(a) and (b), respectively. In general, CCCCTA can contain an arbitrary number of o terminals, providing current I_o of both directions.



(a) (b)

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

2.2 Proposed MISO Current-mode Filter

The proposed multiple input single output current-mode biquadratic filter is shown in Fig. 2. By routine analysis of the circuit in Fig. 2, the output current can be obtained to be

$$I_{Out} = k\left(\frac{I_{in2}s^2\dfrac{C_1C_2R_{x1}}{g_{m2}} + I_{in1}\dfrac{sC_2}{g_{m2}} + I_{in3}}{s^2\dfrac{C_1C_2R_{x1}}{g_{m2}} + \dfrac{sC_2k}{g_{m2}} + 1}\right) \qquad (4)$$

where $k = g_{m1}R_{x2}$. From (4), I_{in1}, I_{in2} and I_{in3} can be chosen as in Tab. 1 to obtain a standard function of the 2[nd]–order network without requirement of double input current signal(s). Moreover, it is found in Tab. 1 that each function response can be selected by digital method. The pole frequency (ω_0) and quality factor (Q_0) of each filter response can be expressed to be

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1C_2R_{x1}}} \qquad (5)$$

and

$$Q_0 = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{C_1R_{x1}g_{m2}}{C_2}}. \qquad (6)$$

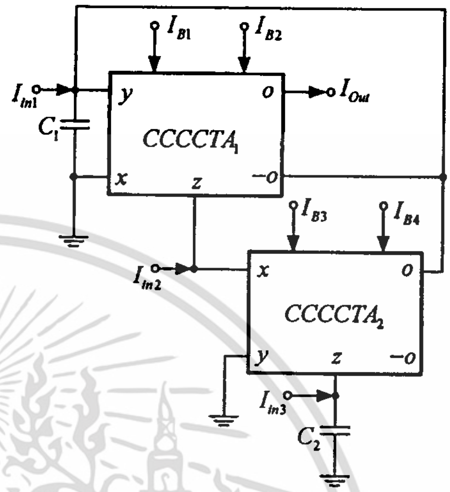


Fig. 2. Proposed MISO current-mode filter.

Filter Responses	Input selections		
Io	I_{in1}	I_{in2}	I_{in3}
BP	I_{in}	0	0
HP	0	I_{in}	0
BR	0	I_{in}	I_{in}
AP	$-I_{in}$	I_{in}	I_{in}
LP	0	0	I_{in}

Tab. 1. The I_{in1}, I_{in2} and I_{in3} values selection for each filter function response.

If R_x and g_m are equal to (2) and (3), the pole frequency, current gain and phase responses of the proposed circuit are written as

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\left(8k_{Rx1}k_{gm2}I_{B1}I_{B4}\right)^{\frac{1}{2}}}{C_1C_2}} \qquad (7)$$

and

$$Q_0 = \sqrt{\left(\frac{8k_{Rx2}I_{B3}C_1}{k_{gm1}I_{B2}C_2}\right)\left(\frac{k_{gm2}I_{B4}}{8k_{Rx1}I_{B1}}\right)^{\frac{1}{2}}}. \qquad (8)$$

From (7) and (8), it is found that the quality factor can be adjusted independently from the pole frequency by varying I_{B2} or I_{B3}. Another advantage of the proposed circuit is that the high Q_0 circuit can be obtained by setting I_{B3} greater than I_{B2} without effecting pole frequency.

Furthermore, it can be remarked that if $I_{B1} = I_{B4} = I_B$, this can be achieved by using current mirror copying the current I_B to terminals I_{B1} and I_{B4} of CCCCTA1 and CCCCTA2, respectively. The pole frequency and quality factor can be expressed as

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{I_B\left(8k_{Rx1}k_{gm2}\right)^{\frac{1}{2}}}{C_1C_2}} \tag{9}$$

and

$$Q_o = \sqrt{\left(\frac{8k_{Rx2}I_{B3}C_1}{k_{gm1}I_{B2}C_2}\right)\left(\frac{k_{gm2}}{8k_{Rx1}}\right)^{\frac{1}{2}}}. \tag{10}$$

From (9) and (10), it should be remarked that the pole frequency can be electronically adjusted by I_B without disturbing the quality factor.

2.3 Relative Sensitivities

The relative sensitivities of the proposed circuit can be found as

$$S_{I_{B1}}^{\omega_0} = S_{I_{B4}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}; S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}; S_{V_T}^{\omega_0} = -1 \tag{11}$$

and

$$S_{I_{B3}}^{Q_0} = 1; S_{I_{B2}}^{Q_0} = -1; S_{C_1}^{Q_0} = S_{I_{B4}}^{Q_0} = \frac{1}{2}; S_{C_2}^{Q_0} = S_{I_{B1}}^{Q_0} = -\frac{1}{2}. \tag{12}$$

Therefore, all the active and passive sensitivities are equal or less than unity in magnitude.

3. Non-ideal Cases

In practice, the CCCCTA is possible to work with non-idealities. Its properties will change to,

$$I_z = \alpha I_x; V_x = \beta V_y + I_x R_x; I_o = \pm\gamma g_m V_z \tag{13}$$

where α is the parasitic current transfer gain from x terminal to z terminal. β is the parasitic voltage transfer gain from y terminal to x. The modified output current of Fig. 2 can be expressed as

$$I_{Out} = \gamma_1 k\left(\frac{I_{in2}s^2\dfrac{C_1C_2R_{x1}}{g_{m2}} + I_{in1}\dfrac{\beta_1\alpha_1 sC_2}{g_{m2}} + I_{in3}\beta_1\alpha_1\gamma_2}{s^2\dfrac{C_1C_2R_{x1}}{g_{m2}} + \dfrac{\beta_1\alpha_1\gamma_1 ksC_2}{g_{m2}} + \beta_1\alpha_1\alpha_2\gamma_2}\right). \tag{14}$$

From (14), the pole frequency and quality factor are

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2\gamma_2 g_{m2}}{C_1C_2R_{x1}}} \tag{15}$$

and

$$Q_0 = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{\alpha_2\gamma_2C_1R_{x1}g_{m2}}{\beta_1\alpha_1\gamma_1^2C_2}}. \tag{16}$$

It should be mentioned that the values of the pole frequency and quality factor may be altered slightly by the effect of the CCCCTA voltage and current tracking errors. These deviations can be compensated by tuning the input bias currents.

On the other hand, the influence of parasitic terminal impedances of CCCCTA will be also considered. These are terminal Y ($R_Y//C_Y$), terminal Z ($R_Z//C_Z$) and terminal O ($R_O//C_O$). The simplified current transfer function (assuming R_Y, R_Z, and R_O >> R_X), for the circuit of Fig. 3, is given as

$$I_{Out} = g_{m1}R_{x2}\left[\frac{I_{in2}R_{x1}Y_1Y_2 + I_{in1}Y_2 + I_{in3}g_{m2}}{R_{x1}Y_1Y_2\left(1+R_{x2}Y_3\right) + g_{m1}R_{x2}Y_2 + g_{m2}}\right] \tag{17}$$

where $Y_1 = s(C_1+C_{y1}+C_{o1}+C_{o2})$, $Y_2 = s(C_2+C_{z2})$ and $Y_3 = sC_{z1}$. It is found that (17), to alleviate the effect of C_{z1} (Y_3) the operating frequency should be chosen such that $\omega > \max[1/R_{x2}C_{z1}]$, so that non-ideal values of ω_0 and Q_0 are found to be

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{g_{m2}}{\left(C_1+C_{y1}+C_{o1}+C_{o2}\right)\left(C_2+C_{z2}\right)R_{x1}}} \tag{18}$$

and

$$Q_0^* = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{\left(C_1+C_{y1}+C_{o1}+C_{o2}\right)R_{x1}g_{m2}}{\left(C_2+C_{z2}\right)}}. \tag{19}$$

It should be mentioned that the stray/parasitic capacitance at terminal z and o can be absorbed into the external grounded capacitors as they appear in shunt with them.

4. Comparison with Previous Works

Besides the inherent advantages of the proposed MISO current-mode filter over other previous works, the proposed circuit in Fig. 2 is compared with several previous current-mode MISO current-mode filters. These MISO current-mode filters are based on current conveyor (CCII) [13], [18], [25]-[26], current controlled current conveyors (CCCII) [20]-[21], gain-controllable current controlled current conveyor (G-CCCII) [27], inverting current conveyor (ICCII) [10], fully differential second generation current conveyor (FDCCII) [14], OTA [12], differential voltage current conveyor transconductance amplifier (DVCCTA) [15], CCII and current controlled current amplifier (CCCA) [17], current differencing buffered amplifier (CDBA) [19], current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) [11], [16] and current differencing transconductance amplifier (CDTA) [9], [22]-[24]. The results are shown in Tab. 2.

Ref	Active element	No. of active element	No. of R+C	Electronic control	Independent tune of ω_0 and Q_0	Requiring double input	Matching Condition	High output impedance
[9]	CCCDTA	1	0+2	Yes	No	Yes	No	Yes
[10]	ICCII	3	2+2	No	No	No	No	Yes
[11]	MO-	1	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[12]	OTA	4	0+2	Yes	No	No	Yes	Yes
[13]	CCII	1	2+2	No	No	No	Yes	No
[14]	FDCCI	1	3+2	No	Yes	No	Yes	Yes
[15]	DVCCTA	1	1+2	Yes	No	No	No	Yes
[16]	MO-	2	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[17]	MOCCII & MO-CCCA	3	2+2	Yes	Yes	No	No	Yes
[18]	CCII	1	2+2	No	No	No	Yes	Yes
[19]	CDBA	3	2+2	No	No	Yes	No	Yes
[20]	CCCII	2	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[21]	CCCII	5	0+2	Yes	Yes	No	Yes	Yes
[22]	CDTA	3	0+2	Yes	No	No	No	Yes
[23]	CDTA	2	0+2	Yes	No	Yes	No	Yes
[24]	CDTA	4	2+2	Yes	Yes	No	No	Yes
[25]	CCII	3	3+2	No	Yes	No	No	Yes
[26]	CCII	2	3+2	No	Yes	Yes	Yes	Yes
[27]	G-CCCII	2	0+2	Yes	Yes	Yes	No	Yes
Proposed circuit	CCCCTA	2	0+2	Yes	Yes	No	No	Yes

Tab. 2. Comparison between various MISO current-mode filters.

5. Results of Computer Simulation

To prove the performances of the proposed circuit, the PSPICE simulation program was used. The PMOS and NMOS transistors have been simulated by respectively using the parameters of a 0.25µm TSMC CMOS technology [28] with ±1.25V voltage supply. The aspect ratios of PMOS and NMOS transistor are listed in Tab. 2. Fig. 3 depicts schematic description of the CCCCTA. Capacitors: $C_1 = C_2 = 18$ pF, $I_{B1} = I_{B3} = 5$ µA ($R_{x1} = R_{x2} = 4.03$ kΩ), $I_{B2} = I_{B4} = 30$ µA ($g_{m1} = g_{m2} = 0.59$ mS), are chosen. It yields the pole frequency of 3.36 MHz and $Q = 0.65$, while calculated value of pole frequency from (7) is 3.38 MHz (deviated by 0.59 %). The results shown in Fig. 4 are the gain and phase responses of the proposed filter obtained from Fig. 2. It is clearly seen that the proposed filter can provide low-pass, high-pass, band-pass, band-reject and all-pass functions, dependent on digital selection as shown in Tab. 1, without modifying circuit topology. Fig. 5 and Fig. 6 display gain responses of band-pass function for different I_{B2} and I_{B3} values. It is shown that the quality factor can be adjusted by I_{B2} and I_{B3}, as depicted in (8), without affecting the pole frequency. Fig. 7 shows the gain responses of the band-pass function while setting I_B to 10 µA, 20 µA and 40 µA, respectively. This result shows that the pole frequency can be adjusted without affecting the quality factor, as described in (9) and (10).

Transistor	W (µm)	L (µm)
M8-M21	5	0.25
M6-M7	8	0.25
M1-M5, M22-M25	3	0.25

Tab. 3. Dimensions of the transistors.

6. Conclusion

The digitally controllable current-mode multi-function filter has been presented. The advantages of the proposed circuit are that: it performs low-pass, high-pass, and band-pass functions from the same circuit configuration without component matching conditions: the quality factor and the pole frequency can be independently controlled. The circuit description comprises only 2 CCCCTAs, and 2 grounded capacitors, which is attractive for either IC implementation.

Acknowledgements

The authors would like to thank the anonymous reviewers for providing valuable comments which helped improve the paper substantially. Research described in this paper was financially supported from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

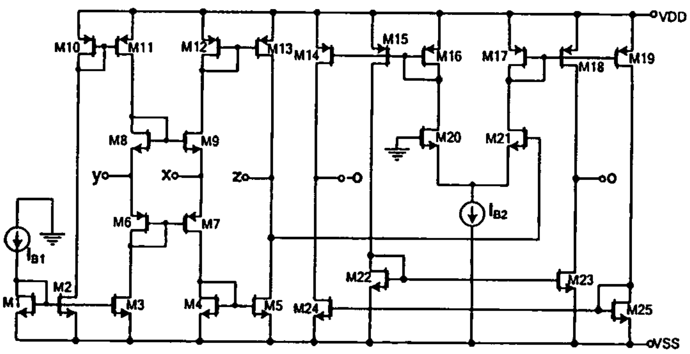
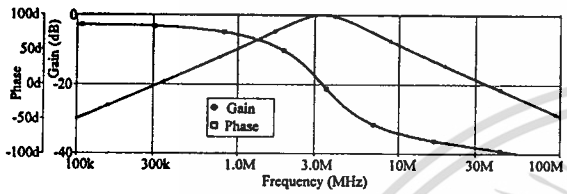
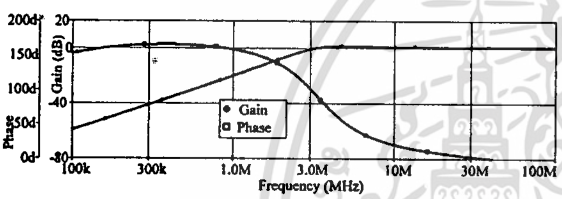


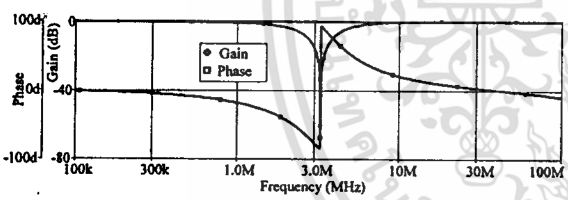
Fig. 3. Internal Construction of CCCCTA.



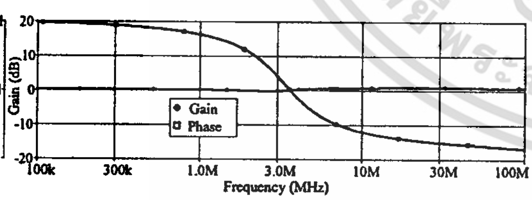
(a) BP



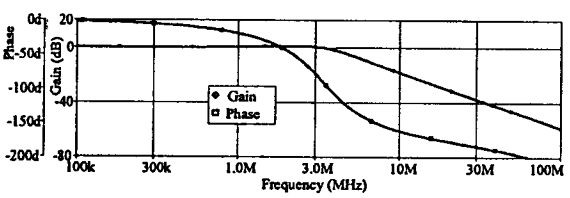
(b) HP



(c) BR



(d) AP



(e) LP

Fig. 4. Gain and phase responses of the proposed filter.

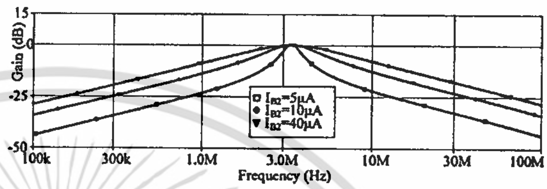


Fig. 5. Band-pass responses at different values of I_{B2}.

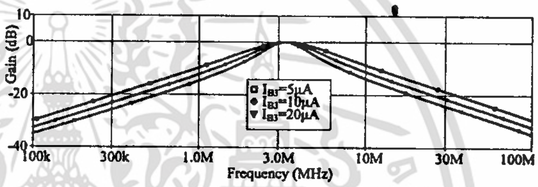


Fig. 6. Band-pass responses at different values of I_{B3}.

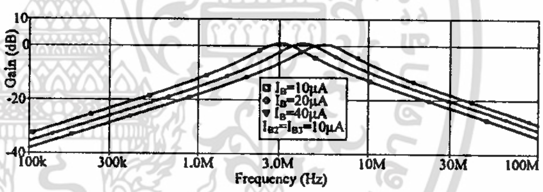


Fig. 7. Band-pass responses for different values of I_B.

References

[1] TOUMAZOU, C. LIDGEY, F. J. HAIGH, D. G. *Analogue IC Design: The Current-Mode Approach.* Stevenage (UK): Peter Peregrinus, 1990.

[2] BAJER, J., LAHIRI, A., BIOLEK, D. Current-mode CCII+ based oscillator circuits using a conventional and a modified Wien-bridge with all capacitors grounded. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, no. 1, p. 245 - 250.

[3] LI, Y. Current-mode sixth-order elliptic band-pass filter using MCDTAs. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, no. 3, p. 645 - 649.

[4] JAIKLA, W., NOPPAKARN, A., LAWANWISUT, S. New gain controllable resistor-less current-mode first order allpass filter and its application. *Radioengineering*, 2012, vol. 21, no. 1, p. 312 to 316.

[5] SEDRA, A. S., SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits.* 3rd ed. Florida (USA): Holt, Rinehart and Winston, 1991.

[6] IBRAHIM, M. A., MINAEI, S., KUNTMAN, H. A. A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 2005, vol. 59, no. 5, p. 311 - 318.

[7] SOLIMAN, A. M. New current mode filters using current conveyors. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 1997, vol. 51, no. 3, p. 275 - 278.

[8] TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN, W. Systematic realization of cascadable current-mode filters using CDTAs. *Frequenz*, 2006, vol. 60, p. 241-245.

[9] SIRIPRUCHYANUN, M., JAIKLA, W. Electronically controllable current-mode universal biquad filter using single DO-CCCDTA. *Circuits, Systems & Signal Processing*, 2008, vol. 27, no. 1, p. 113 - 122.

[10] HORNG, J-W. Current-mode universal biquadratic filter with five inputs and one output using tree ICCIIs. *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, 2011, vol. 49, p. 214 - 217.

[11] SINGH, S. V., MAHESHWARI, S., CHAUHAN D. S. Single MO-CCCCTA-based electronically tunable current/trans-impedance-mode biquad universal filter. *Circuits and Systems*, 2011, vol. 2, no. 1, p. 1 - 6.

[12] LEE, C.-N. Multiple-mode OTA-C universal biquad filters. *Circuits, Systems & Signal Processing*, 2010, vol. 29, no. 2, p. 263 to 274.

[13] ARSLAN, E., METIN, B., CIEKOGLU, O. Multi-input single-output cascadable current-mode universal filter topology with a single current conveyor. In *Proceedings of the Third IASTED International Conference Circuits, Signals, and Systems*. Marina del Rey (CA, USA), 2005, p. 62 - 66.

[14] SENANI, R., ABDALLA, K. K., BHASKAR, D. R. A state variable method for the realization of universal current-mode biquads. *Circuits and Systems*, 2011, vol. 2, no. 4, p. 286 - 292.

[15] PANDEY, N., PAUL, S. K. VM and CM universal filters based on single DVCCTA. *Active and Passive Electronic Components*, 2011, Article ID 929507.

[16] SINGH, S. V. MAHESHWARI, S., CHAUHAN, D. S. Electronical-ly tunable current-mode SIMO/MISO universal biquad filter using MO-CCCCTAs. *International Journal of Recent Trends in Engineering and Technology*, 2010, vol. 3, no. 3, p. 65 - 70.

[17] CHUNHUA, W., HAIGUANG, L., YAN, Z. Universal current-mode filter with multiple inputs and one output using MOCCII and MO-CCCA. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 2009, vol. 63, no. 6, p. 448 - 453.

[18] ÖZCAN, S., KUNTMAN, H., ÇIÇEKOGLU, O. A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor. In *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*. Lansing (MI, USA), 2000, p. 1030 - 1032.

[19] SAWANGAROM, V., DUMAWIPATA, T., TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN, W. Cascadable three-input single-output current-mode universal filter using CDBAs. In *The 2007 ECTI International Conference*, 2007, p. 53 - 56.

[20] CHANNUMSIN, O., PUKKALANUN, T., TANGSRIRAT, W. Universal current-mode biquad with minimum components. In *Proceedings of the 2011 International MultiConference of Engineering and Computer Scientists, IMECS 20011*. Hong Kong (China), 2011, p. 1012 - 1015.

[21] TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN W. Electronically tunable current-mode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors. *Circuits, Systems & Signal and Processing*, 2006, vol. 27, no. 6, p. 701 - 713.

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

[23] TANGSRIRAT, W., DUMAWIPATA, T. SURAKAMPONTORN, W. Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 2007, vol. 61, no. 4, p. 209 - 214.

[24] TANGSRIRAT, W., PUKKALANUN, T. Structural generation of two integrator loop filters using CDTAs and grounded capacitors. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2011, vol. 39, no. 1, p. 31 - 45.

[25] HORNG, J.-W. High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIIs. *Microelectronics Journal*, 2011, doi:10.1016/j.mejo.2011.02.007.

[26] PANDEY, N., PAUL, S. K. Multi-input single-output universal current mode biquad. *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 2006. vol. 1, no. 3 - 4, p. 229 - 240.

[27] KUMNGERN, M. Multiple-input single-output current-mode universal filter using translinear current conveyors. *Journal of Electrical and Electronics Engineering Research*, 2011, vol. 3, no. 9, p. 162 - 170.

[28] PROMMEE, P. ANGKEAW, K. SOMDUNYAKANOK, M. DEJHAN, K. CMOS-based near zero-offset multiple inputs max–min circuits and its applications. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2009, vol. 61, no. 1, p. 93 - 105.

About Authors ...

Winai JAIKLA was born in Buriram, Thailand. He received the B. S. I. Ed. degree in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 2002, M. Tech. Ed. in electrical technology and Ph.D. in electrical education from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 2004 and 2010, respectively. From 2004 to 2011 he was with Electric and Electronic Program, Faculty of Industrial Technology, Suan Sunandha Rajabhat University, Bangkok, Thailand. He has been with Department of Engineering Education, Fac-ulty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 2012. His research interests include electronic communications, analog signal processing and analog integrated circuit. He is a member of ECTI, Thailand.

Surapong SIRIPONGDEE received the B. S. I. Ed. degree in electronics and computer and the M. Tech. Ed. electrical communications engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 1997 and 2002, respectively. He has been with Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 1997. His research interests include electronic communications, analog signal processing and analog integrated circuit.

Peerawut SUWANJAN received the B. S. I. Ed. degree in telecommunication engineering and M. Eng in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 1992 and 1998, respectively. He has been with Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 1992. His research interests include electronic communications, analog signal processing and analog integrated circuits.

ข้อมูลประวัติคณะผู้วิจัย

ประวัติส่วนตัว

ชื่อ-สกุล นายวินัย ใจกล้า

ตำแหน่งปัจจุบัน อาจารย์ประจำสาขาสาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เลขที่ 1 ซอยฉลองกรุง 1 แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 0-2329-8443 โทรสาร 0-2329-8443 E-mail : kawinai@kmitl.ac.th

ปีที่จบการศึกษา	ระดับปริญญา (ตรี/โท/เอก)	อักษรย่อปริญญา และชื่อเต็ม	สาขาวิชา/วิชาเอก	ชื่อสถาบันการศึกษา และประเทศ
พ.ศ. 2545	ปริญญาตรี	ค.อ.บ. ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต	วิศวกรรมโทรคมนาคม	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ประเทศไทย
พ.ศ. 2547	ปริญญาโท	คอ.ม. ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต	เทคโนโลยีไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ประเทศไทย
พ.ศ. 2553	ปริญญาเอก	ปร.ด. ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	ไฟฟ้าศึกษา	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือ ประเทศไทย

สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ

- ไฟฟ้าศึกษา
- อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว

โครงการวิจัย	ปีที่พิมพ์	การเผยแพร่	แหล่งทุน	สถานภาพการทำการวิจัย
วงจรเรียงสัญญาณเต็มคลื่นโหมดกระแสแบบแม่นยำโดยใช้วงจรสายพานกระแสและ OTA	2549	วารสารวิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยขอนแก่น, ปีที่ 33, ฉบับที่ 3 หน้า 287-298	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
โครงข่ายกรองความถี่โหมดกระแสแบบหลายหน้าที่และการประยุกต์ใช้งาน	2550	วิศวกรรมสารมหาวิทยาลัยขอนแก่น, ปีที่ 34, ฉบับที่ 2 หน้า 151-162	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่โดยใช้ CCCDBA	2548	การประชุมทางวิชาการระดับนานาชาติ ECTI-CON 2006	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
การออกแบบ CDTA ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสโดยใช้เทคโนโลยี CMOS และการประยุกต์ใช้งาน	2551	วารสาร International Journal of Electronics and Communications, Vol. 62, No. 4, pp. 277-287	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%

Electronically Controllable Current-Mode Universal Biquad Filter Using Single DO-CCCDTA	2551	วารสาร Circuits Systems and Signal Processing, Vol. 27, No. 1, pp. 113-122	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 50%
วงจรคูณ/หารสัญญาณแอนาล็อกโหมดกระแสโดยใช้ CCCDTA	2551	วารสาร International Journal of Electronics and Communications, Vol. 62, No. 3, pp. 223-227	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
Current Controlled Current Conveyor Transconductance Amplifier (CCCCTA): A Building Block for Analog Signal Processing	2551	วารสาร Electrical Engineering, Vol. 90, No. 6, pp. 443-453	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 50%
Low-offset BiCMOS Current Controlled Current Differencing Buffered Amplifier (CC-CDBA) and Applications	2551	วารสาร The ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications (ECTI-EEC), Vol. 6, No. 1, pp. 81-90	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 33%
BiCMOS Current-Controlled Current Feedback Amplifier (CC-CFA) and Its Applications	2551	วารสาร WSEAS Transactions on Electronics, Vol. 5, No. 6, pp. 203-219	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 25%
A Simple Current-Mode Quadrature Ocillator Using Single CDTA	2551	Radioengineering, Vol. 17, No. 4, pp. 33-40	ส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 25%
วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยระบบดิจิตอล	2549	การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (EECON-29)	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
วงจรกรองความถี่โหมดคู่หลายหน้าที่อุปกรณ์น้อยที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ DO-CCCIIs	2550	วารสาร Active and Passive Electronic Components	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ที่ต่อคาสเคดได้โดยใช้ DO-CCCII และ OTA	2552	วารสาร Circuits Systems and Signal Processing, Vol. 28, No. 1, pp. 99-110	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
การสร้างอุปกรณ์สำเร็จรูปวงจรสายพานกระแสส่งผ่านความนำบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสและวงจรขยายความนำถ่ายโอนที่หาซื้อได้ตามท้องตลาดและการประยุกต์ใช้งาน	2551	การประชุมวิชาการระดับนานาชาติ ISPACS2008	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
การวิจัยและพัฒนาต้นแบบชุดสาธิตการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์โหมดกระแส	2552	รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์	สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ	ผู้ร่วมวิจัย 30%
การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณซายน์แบบควอเดรเจอร์โหมด	2553	การประชุมวิชาการวิจัยรำไพพรรณี	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ

กระแสโดยใช้ CC-CDTA และการประยุกต์ใช้งานกับการศึกษาด้านการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์				100%
Current-mode Biquadratic Filter Using DO-CCCDBAs	2553	วารสาร International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 38, No. 3, pp. 321-330	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 50%
การสังเคราะห์และออกแบบวงจรเลียนแบบอุปกรณ์โดยใช้ CCCCTA	2553	การประชุมวิชาการและแสดงผลงานวิจัยระดับชาติ มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา ปี 2554	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
High-output-impedance current-mode multiphase sinusoidal oscillator employing current differencing transconductance amplifier-based allpass filters	2553	วารสาร International Journal of Electronics, Vol. 97, No. 7, pp. 811-826	ส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 25%
Voltage-mode quadrature sinusoidal oscillator with current tunable properties	2553	วารสาร Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 65, no. 2. pp. 321-325	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 33%
Resistorless dual-mode quadrature sinusoidal oscillator using a single active building block	2554	วารสาร Microelectronics Journal, Vol. 42, Issue 1, pp. 135-140	ส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 33%
Explicit-current-output second-order sinusoidal oscillators using two CFOAs and grounded capacitors	2554	วารสาร AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 65, Issue 7, pp. 669-672	ส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 33%
Realization of electronically tunable voltage-mode/current-mode quadrature sinusoidal oscillator using ZC-CG-CDBA	2554	วารสาร Microelectronics Journal, Vol. 42 Issue 10, pp. 1116-1123	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 25%
A Resistor-less Current-mode Quadrature Sinusoidal Oscillator Employing Single CCCDTA and Grounded Capacitors	2554	วารสาร Przegląd Elektrotechniczny" (Electrical Review), vol. 8, pp. 138-141	ส่วนตัว	ผู้ร่วมวิจัย 50%
การสังเคราะห์และออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสและการประยุกต์ใช้งาน	2554	วารสาร Radioengineering, vol. 20, no. 4, pp. 890-897	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%
การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณซายน์หลายเฟสโหมดกระแสที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ CCCDTA และอุปกรณ์ที่ต่อลงกราวนด์	2554	วารสาร Radioengineering, Vol. 30, No. 3, pp. 594-599	มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา	หัวหน้าโครงการ 100%

Resistor-less current-mode four-phase quadrature oscillator using CCCDTAs and grounded capacitors	2555	วารสาร AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 66, pp. 214–218	ทุนส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 50%
New gain controllable resistor-less current-mode first order allpass filter and its application	2556	วารสาร Radioengineering, vol. 21, no. 1, pp. 312-316,	ทุนส่วนตัว	หัวหน้าโครงการ 33%