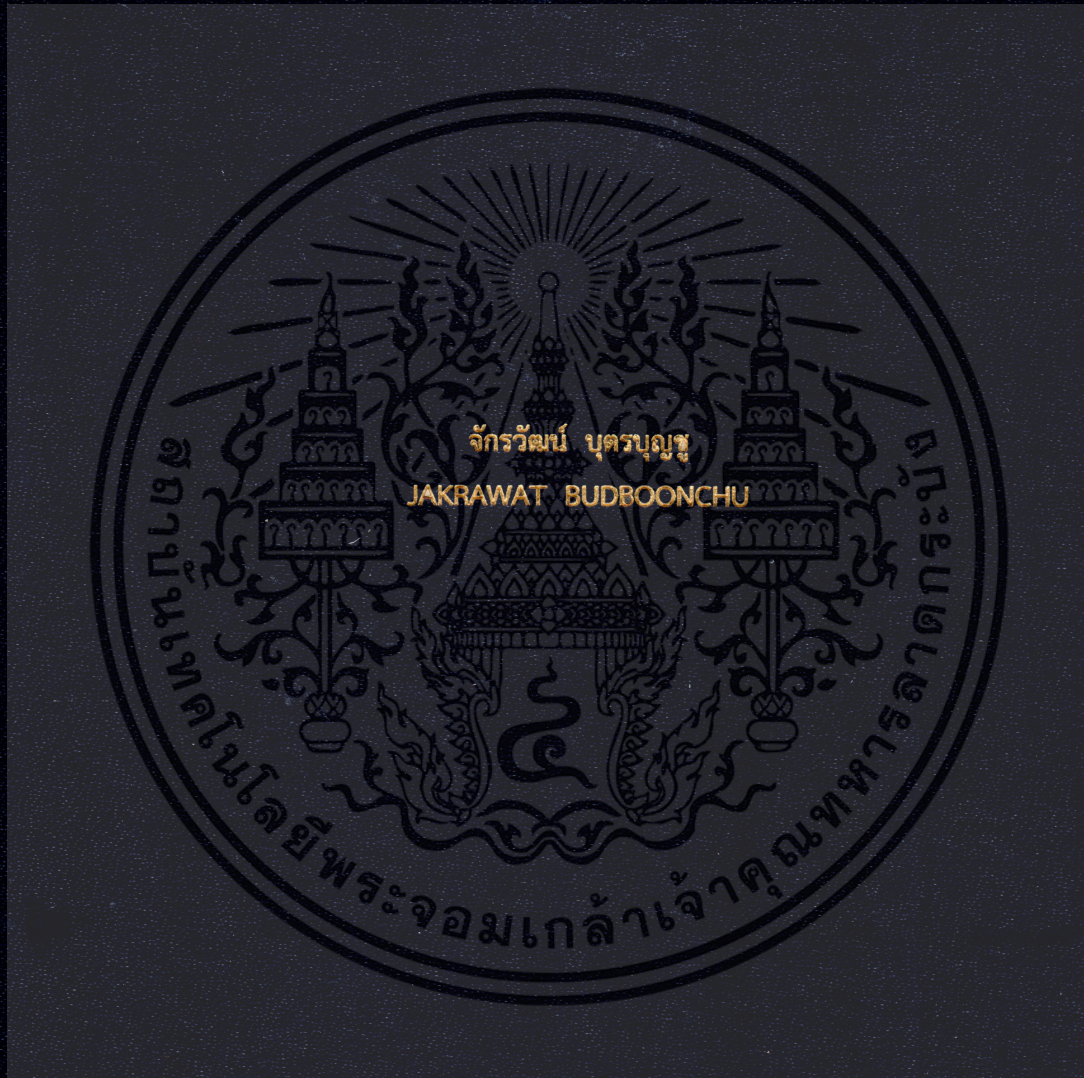


การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟโดยใช้วงจร CCCTA

ACTIVE FILTER DESIGN USING CCCTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-110

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟโดยใช้วงจร CCCTA

ACTIVE FILTER DESIGN USING CCCTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG FILTER CIRCUIT DESIGN USING CCCTAs



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2020
KMITL-2020-EN-D-018-110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรรองสัญญาณแบบแอคทีฟโดยใช้วงจร CCCTA
นักศึกษา	นายจักรวัฒน์ บุตรบุญชู
รหัสประจำตัว	57601005
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2563
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจรรขยายความนำถ่ายโอนควบคุมด้วยสายพานกระแส (current controlled conveyor transconductance amplifier, CCCTA) วงจรรองสัญญาณที่นำเสนอใช้วงจรแอคทีฟพื้นฐานมีโครงสร้างภายในเป็นเทคโนโลยีแบบไบซีมอส โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองส่วน คือ วงจรรองสัญญาณไบควอดราราทิกทำงานโหมดกระแสและวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งทำงานโหมดแรงดัน ส่วนแรกที่นำเสนอ คือ วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตและวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต วงจรทั้งสองออกแบบโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัวโดยปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟในวงจร วงจรรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันสามฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูงและกรองผ่านแถบความถี่ ส่วนวงจรรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตนั้นสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ห้าฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ ตัดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ จากการเลือกป้อนกระแสอินพุตตามเงื่อนไข ส่วนที่สองเป็นการนำเสนอวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งทำงานโหมดแรงดันปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟในวงจร วงจรประกอบด้วย CCCTA หนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอยจำนวนหนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสของวงจร CCCTA วงจรรองสัญญาณที่นำเสนอทุกวงจรมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรแอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ นอกจากนี้ยังใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ เบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700 ทดลองการทำงานของวงจรถูกนำเสนอเพื่อยืนยันการทำงานของวงจรถูกเสนอคล้อยกับทฤษฎี

Thesis	Active Filter Design Using CCCTAs
Student	Mr. Jakrawat Budboonchu
Student ID.	57601005
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2020
Thesis Advisor	Prof. Dr. Worapong Tangsrirot

ABSTRACT

This thesis presents the design and synthesis of analog filter circuits using CCCTAs (current controlled conveyor transconductance amplifiers). In this work, the CCCTA element designing in BICMOS technology is firstly introduced. This element will be used as the main active building blocks for implementation of the proposed active filters. Two biquadratic current-mode (CM) filters and the first order voltage-mode filter are proposed. The first proposed biquad is the multi-function biquad filter with single-input and triple-output (SITO) terminals, while the second one is the biquad filter having triple-input and single-output (TISO) terminals. Both of the proposed CM filters are designed by based on only single CCCTA and two grounded capacitors without passive resistor. For SITO CM filter, it can realize the three standard types of the biquadratic functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP). On the other hand, the proposed TISO filter realizes all five standard biquadratic filter functions, namely LP, BP, HP, bandstop (BS) and allpass (AP) with properly connecting the relevant input terminal. Finally, the resistorless first-order voltage-mode filter consisted of only one CCCTA and one floating capacitor has been realized. The natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) of all the proposed circuits are electronically tunable by the external current via the CCCTA. The proposed circuits have shown low active and passive device sensitivities. Moreover, the experimentally test results using commercially available integrated circuits AD844s and LM13700s are provided to verify the presented theory.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือเป็นอย่างสูงจากอาจารย์ที่ปรึกษา ศาสตราจารย์ ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ ที่ให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน คอยให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาในด้านต่าง ๆ อบรมสั่งสอนในด้านวิชาการ ด้านการทำวิจัย ถ่ายทอดประสบการณ์ต่าง ๆ ตลอดจนเป็นนักวิจัยที่มีคุณธรรม จริยธรรม เป็นแบบอย่างที่ดีให้กับลูกศิษย์ทุก ๆ คน

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อาดา รัยมธุระพงษ์ รองอธิการบดีประจำวิทยาเขต ขอนแก่น มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน ที่ให้การผลักดันและสนับสนุนในการศึกษาค้นคว้า

ขอขอบคุณน้อง ๆ ห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอขอบคุณเพื่อนร่วมงานสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น ที่เป็นผู้คอยให้การสนับสนุนจัดหาอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลอง ตลอดจนให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ ดร.บุรณา เขาแก้ว ที่เป็นผู้อยู่เบื้องหลังช่วยกระตุ้นและผลักดัน ให้กำลังใจตลอดระยะเวลาการทำวิทยานิพนธ์

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

จักรวัฒน์ บุตรบุญชู

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	4
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	4
1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1.....	6
บทที่ 2 วงจรแอกทีฟสำหรับการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก.....	12
2.1 กล่าวนำ.....	12
2.2 วงจรแอกทีฟพื้นฐาน.....	13
2.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI).....	13
2.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII).....	15
2.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส (CCCII).....	16
2.2.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (CCIII).....	18
2.2.5 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA).....	19
2.2.6 วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแส (CCTA).....	21
2.2.7 วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (CCCCTA).....	22
2.3 สรุป.....	24
2.4 อ้างอิงบทที่ 2.....	25
บทที่ 3 วงจร CCCTA	31
3.1 กล่าวนำ.....	31

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 การสร้างวงจร CCCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	31
3.3 การสร้างวงจร CCCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส.....	37
3.3.1 การสร้างวงจร CCCII ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส	37
3.3.2 การสร้างวงจร OTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส.....	39
3.4 การสร้างวงจร CCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส.....	41
3.5 คุณสมบัติของวงจร CCCTA ในทางปฏิบัติ.....	44
3.6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA.....	44
3.7 สรุป.....	51
3.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3.....	52
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้งานวงจร CCCTA ในวงจรกรองสัญญาณ.....	57
4.1 กล่าวนำ.....	57
4.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบ SIMO.....	58
4.2.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	58
4.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลาย หน้าที่แบบหนึ่ง SITO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	60
4.2.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแส หลายหน้าที่แบบ SITO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	61
4.3 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบ MISO.....	71
4.3.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	71
4.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลาย หน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	73
4.3.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแส หลายหน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	74

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน.....	84
4.4.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดย ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	85
4.4.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน แบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	86
4.4.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน แบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	86
4.5 สรุป.....	91
4.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4.....	93
บทที่ 5 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสและโหมดแรงดันโดยใช้ไอซี เบอร์ AD844 และ LM 13700.....	103
5.1 กล่าวนำ.....	103
5.2 การสร้างวงจร CCCTA ด้วยไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700.....	103
5.3 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่ แบบ SITO.....	104
5.3.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP.....	106
5.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP.....	108
5.3.3 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP.....	111
5.3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า R_x และ g_m	113
5.4 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่ แบบ TISO.....	115
5.4.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP.....	116
5.4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP.....	119
5.4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP.....	122
5.4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า R_x และ g_m	124
5.4.5 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS.....	126
5.4.6 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP.....	129

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.5 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน.....	131
5.5.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้ CCCTA.....	132
5.6 สรุป.....	137
5.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5.....	138
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางทำวิจัยในอนาคต.....	140
6.1 บทสรุป.....	140
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางทำวิจัยต่อ.....	142
6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6.....	143
ภาคผนวก.....	144
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรไบควอดราติกโหมดกระแสหลาย หน้าที่แบบ SITO.....	145
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรไบควอดราติกโหมดกระแสหลาย หน้าที่แบบ TISO.....	161
ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดัน.....	170
ภาคผนวก ง โมเดลพารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน.....	175
ภาคผนวก จ บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	178
ประวัติผู้เขียน.....	205

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ในรูปที่ 3.9.....	51
5.1 อัตราการขยายแรงดันและเฟสเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_0	136



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCI.....	13
2.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI.....	13
2.3 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCI.....	14
2.4 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCII.....	15
2.5 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII.....	16
2.6 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCCII	16
2.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII.....	17
2.8 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCCII	17
2.9 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCIII	18
2.10 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA	20
2.11 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร OTA.....	20
2.12 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร OTA ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	20
2.13 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCTA	21
2.14 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCTA.....	21
2.15 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCTA	22
2.16 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCCCTA.....	23
2.17 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCCTA.....	23
2.18 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCCCTA ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	24
3.1 วงจรวงรอบทรานส์ลีนีร์คลาสเอบี.....	32
3.2 วงจร CCCII สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	34
3.3 วงจร OTA สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	35
3.4 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCCCTA.....	36
3.5 วงจรวงรอบทรานส์ลีนีร์คลาสเอบีแบบซีมอส.....	38
3.6 วงจร CCCII สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส.....	38
3.7 วงจร OTA สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส.....	40
3.8 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCCCTA แบบใช้ซีมอส.....	41
3.9 รายละเอียดพื้นฐานวงจรภายในวงจร CCCTA แบบใช้ซีมอส.....	42
3.10 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ในทางปฏิบัติ.....	44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 ค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_A	45
3.12 ผลการส่งผ่านกระแส I_x ที่พอร์ต x ไปยังพอร์ต z (I_z/I_x).....	45
3.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของ v_x/v_y	46
3.14 ผลตอบสนองทางความถี่ของ i_z/i_x	47
3.15 ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต y (R_y).....	47
3.16 ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต z (R_z).....	48
3.17 ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต o (R_o).....	48
3.18 ผลตอบสนองไฟฟ้ากระแสตรงของวงจร CCCTA.....	49
3.19 ผลตอบสนองทางความถี่วงจร CCCTA ที่ตำแหน่งเอาต์พุตพอร์ต o+ และ o-.....	49
3.20 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร CCCTA เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_B	50
4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้วงจร CCCTA...	59
4.2 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP.....	62
4.3 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน HP.....	62
4.4 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP.....	63
4.5 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า $f_0 = 500$ kHz 1 MHz และ 2 MHz และกำหนดให้ค่า $Q = 1$	63
4.6 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ฟังก์ชัน BP ความถี่ $f_0 = 1$ MHz เมื่อแปรค่า $Q = 0.5$ 1 และ 2	64
4.7 ผลตอบสนองทางเวลาฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ $20 \mu A_p$ ความถี่ เท่ากับ 2.21 MHz.....	65
4.8 ค่า THD เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ $5 \mu A_p$ ถึง $60 \mu A_p$	65
4.9 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	67
4.10 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	68
4.11 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	70
4.13 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ไขว้วงจร CCCTA หนึ่งตัว.....	71
4.14 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP HP และ BP เทียบกับผลทางทฤษฎี.....	74
4.15 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BS เทียบกับผลทางทฤษฎี.....	75
4.16 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชัน BS เทียบกับผลทางทฤษฎี.....	76
4.17 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน AP เทียบกับผลทางทฤษฎี.....	76
4.18 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า $f_0 = 766$ kHz 1.5 MHz และ 2.2 MHz และกำหนดให้ค่า $Q = 1$	77
4.19 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP ความถี่ $f_0 = 1$ MHz เมื่อแปรค่า $Q = 0.7$ 1.1 และ 1.54	77
4.20 ผลตอบสนองทางเวลาฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1.6 MHz ขนาด $25 \mu A_p$	78
4.21 ค่า THD เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสรูปคลื่นไซน์ $5 \mu A_p$ ถึง $60_p \mu A$	78
4.22 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	80
4.23 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	81
4.24 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	82
4.25 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง.....	83
4.26 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้ CCCTA หนึ่งตัว.....	85
4.27 ผลการจำลองการทำงานของผลตอบสนองทางความถี่และเฟส เมื่อ $f_p = 3.6$ MHz.....	87
4.28 ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่เท่ากับ 3.82 MHz ขนาด $50 mV_p$	87
4.29 ผลการจำลองลิสซาจัสที่ความถี่ $f_p = 3.82$ MHz.....	88

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 ค่า THD เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ $5 \mu A_p$ ถึง $150 \mu A_p$	89
4.31 ผลตอบสนองทางเฟสเมื่อแปรค่ากระแส $I_o = 10 \mu A$ $20 \mu A$ และ $50 \mu A$ ที่มุม 90 องศา ความถี่โพล $f_p = 1.50$ MHz 2.9 MHz และ 6.9 MHz.....	89
4.32 ผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบสนองทางความถี่และเฟสเมื่อ C เบี่ยงเบน เท่ากับ 5 %.....	90
4.33 ผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบสนองทางความถี่และเฟสเมื่อ R_x และ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 %.....	90
5.1 วงจร CCCTA สร้างจากไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700.....	104
5.2 วงจร CCCTA สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส.....	104
5.3 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO.....	105
5.4 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700.....	105
5.5 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP ที่ $f_0 = 80$ kHz...	106
5.6 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	106
5.7 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz.....	107
5.8 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	107
5.9 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP ที่ $f_0 = 68$ kHz...	108
5.10 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	109
5.11 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz.....	109
5.12 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	110
5.13 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP ที่ $f_0 = 79.43$ kHz	111

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	111
5.15 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz.....	112
5.16 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	112
5.17 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.75\text{mA/V})/(1.326\text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 63\text{ kHz}$	114
5.18 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.01\text{ mA/V})/(1\text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 79.43\text{ kHz}$	114
5.19 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.36\text{ mA/V})/(796\ \Omega)$ ความถี่ $f_0 = 100\text{ kHz}$	115
5.20 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO.....	116
5.21 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700.....	116
5.22 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP $f_0 = 85\text{ kHz}$	117
5.23 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	117
5.24 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz.....	118
5.25 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	118
5.26 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP ที่ $f_0 = 68\text{ kHz}$..	119
5.27 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	120
5.28 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz.....	120
5.29 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	121

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.30 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP ที่ $f_0 = 80$ kHz..	122
5.31 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	122
5.32 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz.....	123
5.33 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	124
5.34 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.75 \text{ mA/V})/(1.33 \text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 63$ kHz.....	125
5.35 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.943 \text{ mA/V})/(1.06 \text{ }\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 79.49$ kHz.....	125
5.36 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.13 \text{ mA/V})/(884.2 \text{ }\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 120$ kHz	126
5.37 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BS ที่ $f_0 = 80$ kHz	126
5.38 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	127
5.39 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz.....	127
5.40 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	128
5.41 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน AP ที่ $f_0 = 100$ kHz	129
5.42 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz.....	129
5.43 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz.....	130
5.44 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz.....	131
5.45 วงจรกรองกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดันใช้ CCCTA	132

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.46 วงจรกรองกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และ LM13700.....	132
5.47 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 50$ kHz...	133
5.48 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP ที่ $f_p = 50$ kHz.....	133
5.49 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 100$ kHz	134
5.50 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP ที่ $f_p = 100$ kHz.....	134
5.51 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 250$ kHz	135
5.52 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP ที่ $f_p = 250$ kHz.....	135



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในการดำรงชีวิตประจำวันของมนุษย์เป็นอย่างมาก วงจรสายพานกระแส (current conveyor, CC) [1]-[3] และวงจรขยายความนำถ่ายโอน (operational transconductance amplifiers, OTA) [4-9] ถือได้ว่าเป็นวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ที่นิยมนำมาสร้างเป็นวงจรแอกทีฟพื้นฐาน (active building block, ABB) โดยวงจรแอกทีฟพื้นฐานมีจุดเด่น คือ เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก [3]-[27] สามารถปรับปรุงเปลี่ยนแปลงหน้าที่ของวงจรตามวัตถุประสงค์ที่ผู้ออกแบบต้องการโดยไม่ต้องแก้ไขโครงสร้างภายในของวงจรแอกทีฟ ทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หาคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรที่ออกแบบและมีความสะดวกในการนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นอย่างมาก ในปัจจุบันมีการนำเอาวงจรแอกทีฟพื้นฐานมาประยุกต์ใช้งานนิยมออกแบบให้ทำงานอยู่ใน 2 รูปแบบด้วยกัน คือ การทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode) และโหมดกระแส (current-mode) การทำงานในโหมดแรงดันเหมาะสำหรับวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ที่ใช้แหล่งจ่ายกำลัง (power supply) ค่าสูง เช่น มากกว่า 5 โวลต์ขึ้นไป เพื่อต้องการให้มีการแกว่ง (swing) ของสัญญาณไปได้มากและมีขนาดใหญ่ [28] ในส่วนของโหมดกระแสพบว่าจุดเด่นอยู่หลายประการ ได้แก่ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรต่ำ (low voltage operation) มีแบนด์วิดท์กว้าง (wide bandwidth) ให้ผลตอบสนองทางความถี่สูง (high frequency response) มีความเป็นเชิงเส้น (linearity) และพื้นที่ในการสร้างชิปน้อย [29]-[30] เป็นต้น

ในปี ค.ศ. 2005 ได้มีผู้นำเสนอวงจรแอกทีฟพื้นฐานชื่อว่า วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแส (current conveyor transconductance amplifier, CCTA) [31] โครงสร้างภายในวงจรประกอบด้วยโครงสร้างหลักสองส่วน ได้แก่ วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (second-generation current conveyor, CCII) [32] และวงจร OTA วงจร CCTA ได้ถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสเป็นโครงสร้างภายใน วงจร CCTA ที่นำเสนอมีจุดด้อย คือ ไม่สามารถแปรค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ไม่มีความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ต่อมาได้มีผู้นำเสนอวงจรแอกทีฟพื้นฐานชื่อว่า วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (current controlled current conveyor transconductance amplifier, CCCCTA) [33] โดยวงจร CCCCTA มีลักษณะโครงสร้างหลักเหมือนกับวงจร CCTA ที่นำเสนอก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามได้ปรับปรุงให้มีความต้านทานแฝง R_x อนุกรมกันกับอินพุตพอร์ต x โดยสามารถควบคุมค่าความต้านทานแฝง R_x ได้จากกระแสไบอัสภายนอก นอกจากนั้นยังสามารถควบคุมความนำถ่ายโอน

(transconductance , g_m) ของวงจร OTA ได้จากกระแสไบอัสภายนอกเช่นกัน ดังนั้นจากจุดเด่นของวงจรแอกทีฟพื้นฐาน CCCCTA จึงมีผู้นำนามาประยุกต์ใช้งานในด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างกว้างขวาง

โครงสร้างภายในของวงจรแอกทีฟพื้นฐานที่สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor, BJT) มีจุดเด่นอยู่หลายประการ เช่น ความเร็วในการทำงานสูง (higher switching speed) สามารถขับกระแสได้สูง (high current drive) และอัตราการขยายสูง (high gain) [34] เป็นต้น อย่างไรก็ตามพบว่ายังมีจุดด้อยอยู่หลายประการนั่นก็คือ อัตราการสิ้นเปลืองพลังงานสูง (high power dissipation) ความจุของจำนวนทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ต่อพื้นที่น้อยเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (low packing density) และมีการแกว่งของสัญญาณต่ำ (low voltage swing logic) เป็นต้น วงจรแอกทีฟพื้นฐานที่สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบซีมอส (Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS) มีข้อดีที่สำคัญอยู่หลายประการ เช่น มีอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ (low power dissipation) สามารถบรรจุซีมอสต่อพื้นที่ได้มากเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (high packing density) ความต้านทานอินพุตสูง (high input impedance) และส่วนเผื่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูง (high noise margins) [36] และมีจุดด้อย คือ สามารถขับกระแสได้ต่ำ (lower output drive current) และมีค่าความนำถ่ายโอนต่ำ (lower transconductance) เป็นต้น จากจุดเด่นของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และซีมอสดังกล่าวข้างต้น จึงได้มีผู้คิดค้นนำทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และซีมอสมาสร้างเป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดใหม่เรียกว่า ไบซีมอส (Bipolar Complementary Oxide Semiconductor, BiCMOS) โดยนำคุณสมบัติเด่นในด้านต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และซีมอสมารวมกัน จากจุดเด่นของอุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอส จึงมีผู้นำน้อุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอสมาประยุกต์ใช้เป็นโครงสร้างภายในของวงจรแอกทีฟพื้นฐานชนิดต่าง ๆ

ในปี ค.ศ. 1998 ได้มีนักวิจัยนำเสนอวงจรสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสยุคที่สอง (second generation current controlled current conveyor, CCCII) แบบไบซีมอส [35] มีจุดเด่นของวงจร คือ ที่พอร์ต z ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นวงจรสะท้อนกระแส เพื่อให้วงจรมีแบนด์วิดท์สูง ในปี ค.ศ. 2008 ได้มีนักวิจัยนำเสนอวงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบไบซีมอส [36] โดยมีคุณสมบัติเด่น คือ มีความต้านทานทางอินพุตสูง (high input impedance) ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นวงจรสะท้อนกระแสเนื่องจากมีพลวัตที่กว้าง (high dynamic range) ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำทำให้มีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ [37]-[38] ในปี ค.ศ. 2013 มีผู้นำน้อวงจรสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสยุคที่สองแบบไบซีมอส [39] ซึ่งผู้นำน้อต้องการลดปัญหาเกี่ยวกับแบนด์วิดท์และความซับซ้อนภายในของวงจรแอกทีฟลง ทำให้สะดวกต่อการนำไปสร้างวงจรรวม คุณสมบัติเด่นอีกประการ คือ ที่พอร์ต x สามารถสร้างความต้านทานแบบบวกและแบบลบได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอก

ในปี ค.ศ. 2014 ได้มีนักวิจัยเสนอวงจรขยายความนำถ่ายโอนควบคุมด้วยสายพานกระแส (current controlled conveyor transconductance amplifier, CCCTA) [40] แบบไบซีมอส โดยใช้งานวงจรสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสยุคที่สองแบบไบซีมอส [39] ร่วมกับวงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบไบซีมอส ในส่วนของวงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบไบซีมอส ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ต่อแบบคู่ผลต่าง (difference pair) เพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นสัญญาณกระแส โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอสทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส มีคุณสมบัติเด่น คือ โครงสร้างภายในไม่ซับซ้อน ลดจำนวนของอุปกรณ์แอคทีฟภายในวงจรลง ทำให้มีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานต่ำแต่ยังสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ จึงเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก

จากจุดเด่นของวงจรแอคทีฟพื้นฐานแบบไบซีมอสข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีแนวคิดที่จะนำวงจร CCCTA [40] มาใช้เป็นวงจรแอคทีฟพื้นฐาน ในการออกแบบวงจรสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยออกแบบให้วงจรมีความซับซ้อนน้อยลง ใช้วงจรแอคทีฟพื้นฐานและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด ทั้งนี้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมจะทำให้วงจรมีขนาดเล็กและมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นนำวงจรแอคทีฟ CCCTA ที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบซีมอส (BiCMOS) มาประยุกต์ใช้งานด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยออกแบบให้วงจรทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน สามารถแบ่งการนำเสนอได้ดังหัวข้อต่อไปนี้

1. วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต ใช้ CCCTA แบบไบซีมอส
2. วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ใช้ CCCTA แบบไบซีมอส
3. วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานในวงจรใช้ CCCTA แบบไบซีมอส

วัตถุประสงค์หลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อออกแบบและพัฒนาวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต (single-input three-output, SITO) แบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (three-input single-output, TISO) โดยใช้ CCCTA แบบไบซีมอสเป็นวงจรแอคทีฟพื้นฐานและวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอส โดยออกแบบวงจรกรองสัญญาณให้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันการทำงานโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรและออกแบบให้ใช้วงจรแอคทีฟพื้นฐานและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรมีน้อยลง นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจร

แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรต่ำ รวมทั้งแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทั้งสามวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีไบซีมอสขนาด $0.18 \mu\text{m}$ ของบริษัท ไอบีเอ็มและแสดงผลทดลองวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เพื่อแสดงสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ

1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์

จากงานวิจัยด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ได้แก่ วงจรกรองความถี่และวงจรออสซิลเลเตอร์ใช้วงจรแอกทีฟชนิด CCCCTA และ CCCTA ที่ผ่านมา พบว่าการออกแบบวงจรภายในใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ [41]-[50] ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส [51]-[56] และไบซีมอส [35]-[36] [39]-[40] วงจรสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกที่เคยนำเสนอประกอบด้วยวงจรแอกทีฟพื้นฐานมากกว่าหนึ่งตัว [41]-[42] [46]-[55] และวงจรประกอบด้วยตัวต้านทานแบบพาสซีฟ [43]-[45] ซึ่งมีผลให้พื้นที่ชิปมีขนาดใหญ่เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เป็นที่ทราบกันว่าอุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอสเป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นโดยการรวมเอาคุณสมบัติเด่นต่าง ๆ ทั้งของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และทรานซิสเตอร์แบบซีมอสสามารถรวมกัน ทั้งนี้เพื่ออาศัยคุณสมบัติเด่นของอุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอส ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดนำอุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอสมาเป็นโครงสร้างภายในของวงจร CCCTA เพื่อใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติเด่นต่าง ๆ ของอุปกรณ์แอกทีฟแบบไบซีมอสที่กล่าวมาข้างต้น วงจรที่นำเสนอถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดันประกอบด้วย วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอส วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอสและวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอส โดยวงจรที่นำเสนอได้ออกแบบให้ใช้จำนวนของวงจรแอกทีฟ CCCTA ในวงจรเพียงหนึ่งตัว วงจรสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนั้นวงจรที่นำเสนอยังปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร ซึ่งจะทำให้ลดขนาดพื้นที่ในการสร้างวงจรรวมและลดความซับซ้อนของโครงสร้างวงจรรวม โดยที่วงจรมีประสิทธิภาพ

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการแบ่งลำดับเนื้อหาออกเป็น 6 บท และ 5 ภาคผนวก โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำซึ่งกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ตลอดจนแนวคิดในการนำเสนอหลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์และรายละเอียดของเนื้อหาโดยสรุป

บทที่ 2 กล่าวถึงความเป็นมาของวงจรพื้นฐานหลักชนิดวงจรสายพานกระแส วงจรขยายความนำถ่ายโอน โดยจะกล่าวถึงวิวัฒนาการของวงจรสายพานกระแสในแต่ละยุค วงจรขยายความนำถ่ายโอนและวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจร CCCCTA ที่สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และซีมอสที่นำเสนอ ก่อนหน้า และวงจร CCCTA ที่สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอสที่เคยนำเสนอ การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสในแต่ละแบบ การจำลองหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจร CCCTA

บทที่ 4 แสดงหลักการการทำงานและผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอส วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งอินพุตใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอสและวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอส โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ใช้เทคโนโลยีไบซีมอสขนาด $0.18 \mu\text{m}$

บทที่ 5 แสดงผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสและวงจรกรองสัญญาณอันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และ LM13700

บทที่ 6 บทสรุปงานวิจัยที่นำเสนอและข้อเสนอแนะเพื่อนำงานวิจัยไปพัฒนาต่อ

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์ คือ ภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรที่นำเสนอโดยแสดงในรูปแบบของสมการ โมเดลพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานและบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ SITO

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ TISO

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน

ภาคผนวก ง โมเดลพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

ภาคผนวก จ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1

- [1] K. C. Smith and A. Sendra, “The current conveyor a new circuit building block”, **Proceedings of IEEE**, vol. 56, no. 8, pp. 1368-1369, 1968.
- [2] B. Metin and O. Cicekoglu, “Novel first order all-pass filter with a single CCI”, **Proceedings of Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2006)**, Malaga, Spain, 16-19 May, pp. 74-75, 2006.
- [3] D. Moro-Frías, E. Tlelo-Cuautle and M. Fakhfakh “Design of CCI-based tuneable active filters and sinusoidal oscillator”, **Proceedings of the 7th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems**, Cancun, Mexico, 28-30 April, 4 pages, 2008.
- [4] L. G. Randall and S. S. Edgar, “Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial”, **IEEE Circuits and Devices Magazine**, vol. 1, pp. 20-32, 1985.
- [5] N. A. Shah and M. F. Rather, “Voltage-mode OTA-based active-C universal filter and its transformation into CFA-based RC-filter”, **Indian Journal of Pure and Applied Physics**, vol. 44, pp. 402-406, 2006.
- [6] D. V. Kamat, P.V. Ananda Mohan and K. Gopalakrishna Prabhu, “Active RC filters using two stage OTAs with and without feed forward compensation”, **IET Circuits Devices and Systems**, vol. 5, no. 6, pp. 527-535, 2011.
- [7] R. S. Mathad, “Low frequency filter design using operational transconductance amplifier”, **IOSR Journal of Engineering**, vol. 4, pp. 21-28, 2014.
- [8] D. V. Kamath, “OTA based current-mode sinusoidal quadrature oscillator circuits”, **Journal of System Modeling and Simulation**, vol. 1, pp. 1-7, 2016.
- [9] H. K. Ali and J. S. Abdaljabar, “Analysis and simulation of active filters using operational transconductance amplifier (OTA)”, **European Scientific Journal**, vol. 13, no. 15, pp. 170-184, 2017.
- [10] S. S. Rajput and S. S. Jamuar, “Advanced applications of current conveyors: a tutorial”, **Journal of Active and Passive Electronics Devices**, vol. 2, no. 2, pp. 143-164, 2007.
- [11] J. W. Horng, “Current conveyors based all-pass filters and quadrature oscillators employing grounded capacitors and resistors”, **Journal of Computers & Electrical Engineering**, vol. 31, no. 1, pp. 81-92, 2005.

- [12] K. C. Smith and A. Sendra, "A second-generation current conveyor and its applications", **IEEE Transaction on Circuit Theory**, vol. 17, no. 1, pp. 132-134, 1970.
- [13] C. A. Karybakas and C. A. Papazoglou, "Low-sensitivity CCII-based biquadratic filters offering electronic frequency shifting", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-II : Analog and Digital Signal Processing**, vol. 46, no. 4, pp. 527-539, 1999.
- [14] H. Y. Wang and C. T. Lee, "Versatile insensitive current-mode universal biquad implementation using current conveyors", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-II : Analog and Digital Signal Processing**, vol. 48, no. 4, pp. 409-413, 2001.
- [15] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, W. Y. Chiu and L. C. C. Liu, "Current-mode universal biquadratic filter with five inputs and two outputs using two multi-output CCIs", **Journal of Circuits System Signal Processing**, vol. 28, pp. 781-792, 2009.
- [16] E. Yuce and S. Minaei, "New CCII-based versatile structure for realizing PID controller and instrumentation amplifier", **Science Direct Journal of Computers & Electrical Engineering**, vol. 41, pp. 311-316, 2010.
- [17] J. W. Horng, "High output impedance current-mode universal biquad filter with five inputs using multi-outputs CCIs", **Microelectronics Journal**, vol. 42, pp. 693-700, 2011.
- [18] A. Piovaccari, "CMOS integrated third generation current conveyor", **Electronics Letters**, vol. 31, pp. 1228 -1229, 1995.
- [19] Z. Abbas, S. Giuseppe and O. Mauro, "Current controlled current conveyor (CCCII) and application using 65 nm CMOS technology", **World Academy of Science, Engineering and technology International Journal of Electronics and Communication Engineering**, vol. 15, no. 7, pp. 870-874, 2011.
- [20] S. Summart, "CCCIs-based sinusoidal quadrature oscillators non-interactive control of condition and frequency", **Indian Journal of Pure & Applied Physics (IJPAP)**, vol. 52, no. 4, pp. 277-283, 2015.

- [21] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, “High frequency applications based on a new current controlled conveyor”, **IEEE Transaction on Circuit and Systems**, vol. 43, no. 2, pp. 82-91, 1969.
- [22] C. Acer and S. Ozoguz, “A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters”, **Microelectronics Journal**, vol. 30, no. 2, pp. 157-160, 1990.
- [23] M. Ghauri, “Analog active filters”, **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, vol. 31, no. 1, pp. 13-31, 1984.
- [24] C. Toumazou, A. Payne, S. Pookaiyaudom, “The active-R filter technique applied to current-feedback op-amps”, **Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems**, Seattle, WA, USA, 30 April-3 May, pp. 1203-1206, 1995.
- [25] M. De Matteis, A. Donno, S. D’ Amico , and A. Baschiroto, “A 0.9 V third-order 132 MHz single - OPAMP analog filter in 28 nm.”, **Electronics Letters**, vol. 53 ,no. 2, pp. 77-79, 2017.
- [26] M. De Matteis, A. Donno, S. Marinaci, S. D’ Amico and A. Baschiroto, “A 0.9V 3rd-order single - OPAMP analog filter in 28 nm CMOS-bulk”, **Proceedings of IEEE International Conference on Workshop on Advances in Sensors and Interfaces (IWASI)**, Vieste, Italy, 15-16 June, pp. 155-185, 2017.
- [27] G. Randall L. and S. Edgar Sanchez, “Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial”, **IEEE Circuits and Devices Magazine**, pp. 20-32, 1985.
- [28] จีลลภ สุระกำพลธร, “พัฒนาการของวงจรสายพานกระแสที่ใช้ดิฟเฟอเรนซ์เป็นฐาน”, **วารสารราชบัณฑิตยสถาน**, ปีที่ 37, ฉบับที่ 1, หน้า 171-173, 2555.
- [29] C. Toumazou, F. J. Lidgley, D. G. Haigh, “Analogue IC design: the current-mode approach”, **London, UK : IEE Peter Peregrinus**, 1990.
- [30] R. Senani, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, “Current conveyors variants, applications and hardware implementations”, **New York : Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London**, United Kingdom, 2015.
- [31] R. Prokop, V. Musil, “CCTA—a new modern circuit block and its internal realization”, **Electronic Devices and Systems IMAPS CZ International Conference**, pp. 89-93, 2005.

- [32] K. C. Smith, A. Sedra, "A-second-generation current conveyor and its applications", **IEEE Transactions on Circuit Theory**, pp. 132-134, 1970.
- [33] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) : A building block for analog signal processing", **Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)**, Sydney, NSW, Australia, 17-19 October, pp. 209-212, 2007.
- [34] A. S. Sedra and K. C. Smith, "**Microelectronic Circuit**," 5th. Ed., New York Oxford, 2004.
- [35] A. Fabre, "High-Frequency High- BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application", **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 33, no. 4, pp. 614-625, 1998.
- [36] S. Thankachan, M. Pattanaik and S. S. Rajput, "A $\pm 0.5V$ BiCMOS class-A current conveyor", **International Journal of Electronics and Communication Engineering**, vol. 2, no. 5, pp. 826-829, 2008.
- [37] K. Kumwachara, N. Fujii and W. Surakamponorn, "Low voltage bipolar translinear based temperature dependent current source and its application", **Proceedings of the International Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, Microelectronics and Integrating Systems**, Chiangmai, Thailand, 24-27 November, pp. 9-12, 1998.
- [38] M. Filanovsky and Wilson h. Y. Lee, "A new method of frequency compensation for bipolar wilson current mirror", **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**, vol. 45, no. 5, pp. 500-506, 1999.
- [39] H. Ercan and M. Alçi, "A new design for a BiCMOS controlled current conveyor", **Elektronika Ir Elektrotehnika**, vol. 19, no. 1, pp. 56-60. 2013.
- [40] W. Tangsrirat, "Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization", **Journal of Electrical and Computer Engineering**, vol. 2014, pp.1-7, 2014.
- [41] S. V. Singh and S. Maheshwari, "Electronically tunable current-mode universal biquad filter based on the CCCCTA", **Proceedings of the International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing**, Kottayam, Kerala, India, 27-28 October, pp. 424-429, 2009.

- [42] S. V. Singh and S. Maheshwari, “Current-processing current-controlled universal biquad filter”, **Radioengineering journal**, vol. 21, no. 1, pp. 317-323, 2012.
- [43] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Single CCCCTA-based SITO biquad filter with electronic tuning”, **Proceedings of International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies**, Aligarh, India, 17-19 December, pp. 172-175, 2011.
- [44] M. Kumngern, U. Torteanchai and K. Sarsithithum, “Current-tunable current-mode multifunction filter employing a modified CCCCTA”, **Proceedings of the 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2012) conference**, Singapore, 18-20 July, pp. 1794-1797, 2012.
- [45] S. V. Singh, S. Maheshwari, R. S. Tomar and D. S. Chauhan, “Single input four output voltage-mode biquad filter with electronic tuning”, **Proceedings of International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT 2013)**, Aligarh, India, 23-25 November, pp. 226-230, 2013.
- [46] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Universal current-controlled current-mode biquad filter employing MO-CCCCTAs and grounded capacitors”, **Circuit and Systems**, pp. 35-40, 2010.
- [47] W. Jaikla, A. Lahiri, A. Kwawsibsam and M. Siripruchyanun, “High-input impedance voltage-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI 2010)**, Chiang Mai, 19-21 May, 5 pages, 2010.
- [48] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Electronically tunable current/voltage-mode universal biquad filter using CCCCTA”, **ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering**, vol. 1, no. 3, pp. 42-47, 2010.
- [49] S. Siripongdee, A. Kwawsibsam and W. Jaikla, “Current controlled current-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Vehicular Electronics and Safety**, Beijing, China, 10-12 July, pp. 307-311, 2011.

- [50] P. Silapan, W. Jaikla, M. Siripruchyanun, "A novel versatile circuit functioning as both filter and oscillator based on CCCCTAs", **Proceedings of the IEEE International Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2008)**, Macao, China , 30 November -3 December, pp. 1367-1370, 2008.
- [51] A. Jantakun, N. Pisutthipong and M. Siripruchyanun, "An active-only high output-impedance current mode universal biquad filter and quadrature oscillator based on lossless differentiators", **Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI 2010)**, Chiang Mai, 19-21 May, 5 pages, 2010.
- [52] W. Jaikla, S. Siripondee and P. Suwanjan, "MISO current-mode biquad filter with Independent control of pole frequency and quality factor", **Radioengineering**, vol. 21, no. 3, pp. 886- 891, 2012.
- [53] P. Beg, R. S. Badoni, M. S. Ansari and P. Kulshreshtha, "Programmable Voltage Mode Resistorless Multifunctional Filter using CCCCTA", **Proceedings of the 4th International Conference The Next Generation Information Technology Summit**, 5 pages, 2013.[49] M. Sayamrack, D. Danupat and S. Montree, "Current-mode KHN filter using single CCCCTA", **Proceedings of the PSU Engineering conference**, pp. 306-309, 2009.
- [54] S. V. Singh , S. Maheshwari, J. Mohan and D. S. Chauhan , "Electronically tunable current-mode universal biquad filter based on the CCCCTA", **Proceedings of the International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing**, Kottayam, Kerala, India, 27-28 October, pp. 424-429, 2009.
- [55] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, "Electronically tunable current/voltage- mode universal biquad filter using CCCCTA", **ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering**, vol. 01, no. 03, pp. 42-47, 2009.
- [56] M. Siripruchyanun, P. Silapan, W. Jiakla, "Realization of CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 4, pp. 35-53, 2009.

บทที่ 2

วงจรรวมแอคทีฟสำหรับการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก

2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันวงจรรวม (integrated circuit, IC) ได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว โดยนักออกแบบได้มุ่งเน้นออกแบบวงจรรวมให้มีขนาดเล็กลง ทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงวงจรรต่ำและมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ ทั้งนี้เมื่อนำไปสร้างผลิตภัณฑ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ชนิดต่าง ๆ จะมีผลทำให้ผลิตภัณฑ์ออกแบบมีขนาดเล็กเหมาะกับการพกพาและสามารถใช้งานได้เป็นระยะเวลานานต่อการประจุแบตเตอรี่ในหนึ่งครั้ง วงจรรวมแอคทีฟในรูปแบบวงจรรวมหรือวงจรรวมแอคทีฟพื้นฐาน (active building block, ABB) ได้มีบทบาทสำคัญและเป็นที่ยอมรับอย่างกว้างขวางสำหรับนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก [1] เนื่องจากสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำมาประยุกต์ใช้งานด้านวงจรรวมสัญญาณแบบแอคทีฟ จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าแนวทางการออกแบบวงจรรวมแอคทีฟสำหรับการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก มุ่งเน้นให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงขึ้น มีความคล่องตัวและยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยวงจรรวมแอคทีฟพื้นฐานที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานมีหลากหลาย ยกตัวอย่างเช่น วงจร CC และวงจร OTA เป็นต้น โดยผู้วิจัยได้พัฒนาวงจรรวมดังกล่าวเพื่อให้ลดข้อจำกัดต่าง ๆ ของวงจรรวมแบบเดิมลง เช่น ออกแบบโครงสร้างวงจรรวมภายในให้มีความซับซ้อนน้อยลง โดยยังคงไว้ซึ่งประสิทธิภาพการทำงานและสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงวงจรรต่ำได้ เพื่อต้องการลดอัตราสิ้นเปลืองพลังงานลง นอกจากนี้ยังพบว่าการออกแบบให้สามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของวงจรรวมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable) ก็เป็นคุณสมบัติอีกประการหนึ่งที่นิยมนำมาพัฒนา โดยจะทำให้เกิดความยืดหยุ่นและคล่องตัวเมื่อนำมาประยุกต์ใช้งาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิวัฒนาการของวงจรรวมแอคทีฟพื้นฐานสำหรับประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ได้แก่ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor, CCI) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor, CCII) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled current conveyor, CCCII) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (third generation current conveyor, CCIII) วงจรขยายความนำถ่ายโอน (operational transconductance amplifier, OTA) และ วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (current controlled current conveyor transconductance amplifier, CCCCTA)

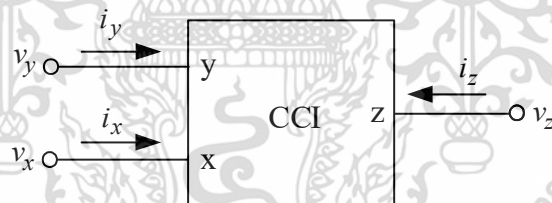
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรแอกทีฟพื้นฐาน

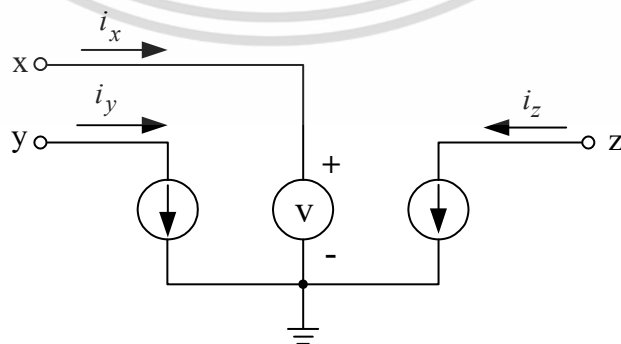
วงจรสายพานกระแส (current conveyor) ถือได้ว่าเป็นวงจรแอกทีฟพื้นฐานในรุ่นแรก ๆ ที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ได้แก่ วงจรกรองสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณและวงจรออสซิลเลเตอร์ [1] เป็นต้น โดยการประยุกต์ใช้งานอยู่ในรูปแบบของการทำงานในโหมดกระแสหรือโหมดแรงดัน เช่น วงจรกรองสัญญาณ [2]-[11] วงจรออสซิลเลเตอร์ [12]-[21] วงจรบวกแรงดัน (voltage adder) วงจรขยายแรงดัน (voltage amplifier) วงจรบวกกระแส (current adder) วงจรขยายกระแส (current amplifier) [22] และโพรบวัดกระแสย่านความถี่กว้าง [23] เป็นต้น ในหัวข้อลำดับต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงวิวัฒนาการของวงจรสายพานกระแส วงจรขยายความนำถ่ายโอน วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสและวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส

2.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor, CCI) ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย K. C. Smith และ A. S. Sedra [24] ในปี ค.ศ. 1968 ลักษณะของวงจรประกอบด้วยสัญญาณทางด้านอินพุตมีทั้งหมดสองพอร์ต ได้แก่ พอร์ต x และพอร์ต y ในส่วนของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีหนึ่งช่องสัญญาณ คือ พอร์ต z สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI แสดงดังรูปที่ 2.1 และ 2.2

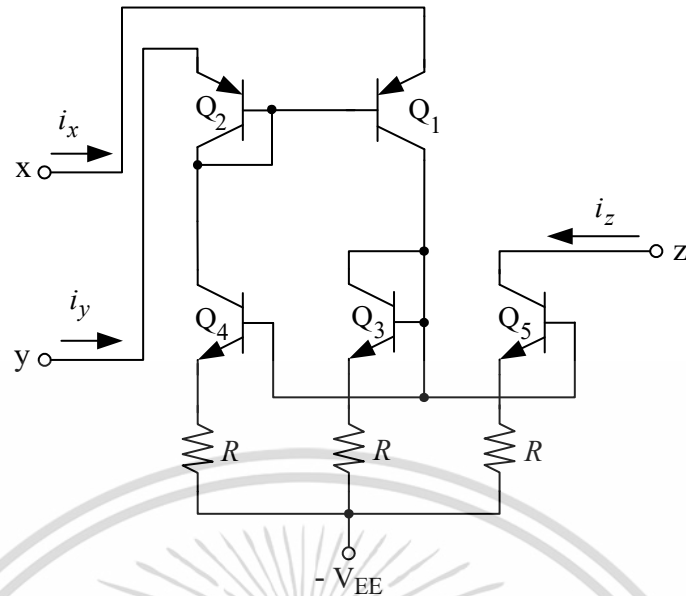


รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCI



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCI

โครงสร้างของวงจร CCI แสดงในรูปที่ 2.3 ถ้าประมาณว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทุกตัวในวงจรมีค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วม (common-emitter current gain, β) สูงมาก ทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ต่างมีค่าเท่ากันและเท่ากับกระแส i_x สมมติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงศ์กัน (matched pair transistors) และความต้านทานทุกตัวมีค่าเท่ากัน ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ต่อกันเป็นวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) ซึ่งส่งผลให้กระแส i_x มีค่าเท่ากับกระแส i_y ในส่วนของทรานซิสเตอร์ Q_3 , Q_4 และ Q_5 ต่อกันเป็นวงจรสะท้อนกระแสเช่นเดียวกันโดยสะท้อนกระแส i_x จากทรานซิสเตอร์ Q_1 ดังนั้นจึงเป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_5 หรือกระแส i_z มีค่าเท่ากับกระแส i_x ($i_y = i_x = i_z$)

เนื่องจากกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน จึงทำให้แรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากันเป็นผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ต x เท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ต y ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

จากสมการ (2.1) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_z ที่พอร์ต z และกระแส i_x ที่พอร์ต x ในกรณี
ที่กระแส i_z เท่ากับ $+i_x$ หรือทิศทางการไหลของกระแสไปในทิศทางเดียวกันเรียกว่า วงจรสายพาน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

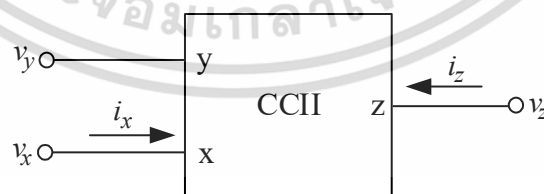
กระแสแบบบวก (CCI+) และในกรณีกระแส i_z เท่ากับ $-i_x$ หรือทิศทางการไหลของกระแสมีทิศทางตรงกันข้ามกันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสแบบลบ (CCI-)

2.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second-generation current conveyor, CCII) ได้ถูกนำเสนอโดย K. C. Smith และ A. S. Sedra [25] ในปี ค.ศ.1970 โดยพัฒนามาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง เพื่อให้เกิดความคล่องตัวหลากหลายในการนำไปประยุกต์ใช้งานมากขึ้น แนวคิดของวงจร CCII เกิดจากการรวมคุณสมบัติของวงจรตามแรงดัน (voltage follower) กับวงจรตามกระแส (current follower) โดยการปรับปรุงให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต y จากเดิมมีค่าต่ำมากให้มีค่าสูงมาก ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ ดังนี้

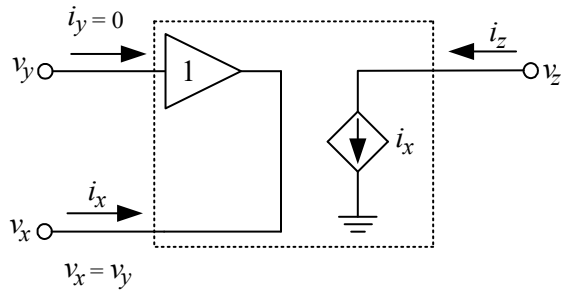
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

สมการ (2.2) กระแส i_z ที่พอร์ต z และกระแส i_x ที่พอร์ต x มีความสัมพันธ์ดังนี้ ในกรณีที่กระแส i_z เท่ากับ $+i_x$ หรือทิศทางการไหลของกระแสไปในทิศทางเดียวกันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสแบบบวก (CCII+) และในกรณี กระแส i_z เท่ากับ $-i_x$ หรือทิศทางการไหลของกระแสมีทิศทางตรงกันข้ามกันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสแบบลบ (CCII-) ในส่วนของกระแสไฟฟ้าที่พอร์ต y มีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือ กระแสไม่สามารถไหลเข้าได้เนื่องจากพอร์ต y มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ความสัมพันธ์ของแรงดันที่พอร์ต y และพอร์ต x อธิบายได้ดังนี้ แรงดันที่พอร์ต y จะถูกส่งผ่านแรงดันไปยังพอร์ต x ทำให้แรงดัน v_y เท่ากับแรงดัน v_x วงจร CCII มีสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.4 และ 2.5



รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCII

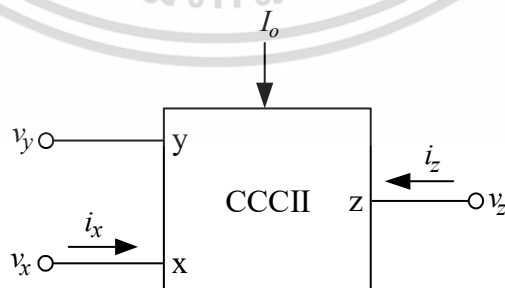
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII

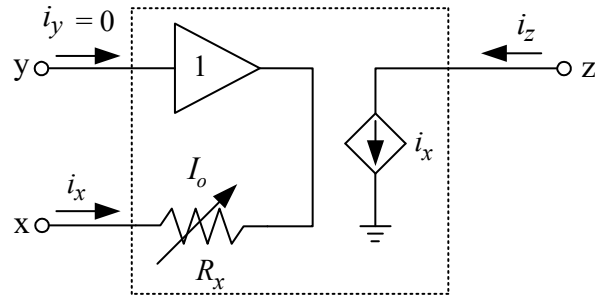
2.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส (CCCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส (second generation current conveyor, CCCII) [26] ถูกนำเสนอโดย A. Fabre และคณะในปี ค.ศ. 1995 โดยวงจร CCCII ได้พัฒนามาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองทุกประการ แต่เนื่องจากเมื่อนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองไปประยุกต์ใช้งานจะเกิดความผิดพลาดขึ้นเนื่องจากความต้านทานแฝง (parasitic resistance, R_x) ที่ต่ออนุกรมกับพอร์ต x ในกรณีไบอัสกระแสต่ำ ๆ จากจุดต่อดังกล่าวจะทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นต่อผลตอบแทนทางความถี่เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงให้มีคุณสมบัติเพิ่มเติมเพื่อลดจุดต่อดังกล่าว โดยอาศัยหลักการของวงจรวงรอบทรานส์ลิเนียร์ เพื่อให้สามารถกำหนดค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x ได้ด้วยการควบคุมกระแสไบอัส I_o จากภายนอกจึงทำให้วงจร CCCII ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกได้ โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวทานแบบพาสซีฟจากภายนอก อีกทั้งยังสามารถควบคุมสมรรถนะการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII แสดงดังรูปที่ 2.6 และ 2.7 ตามลำดับ

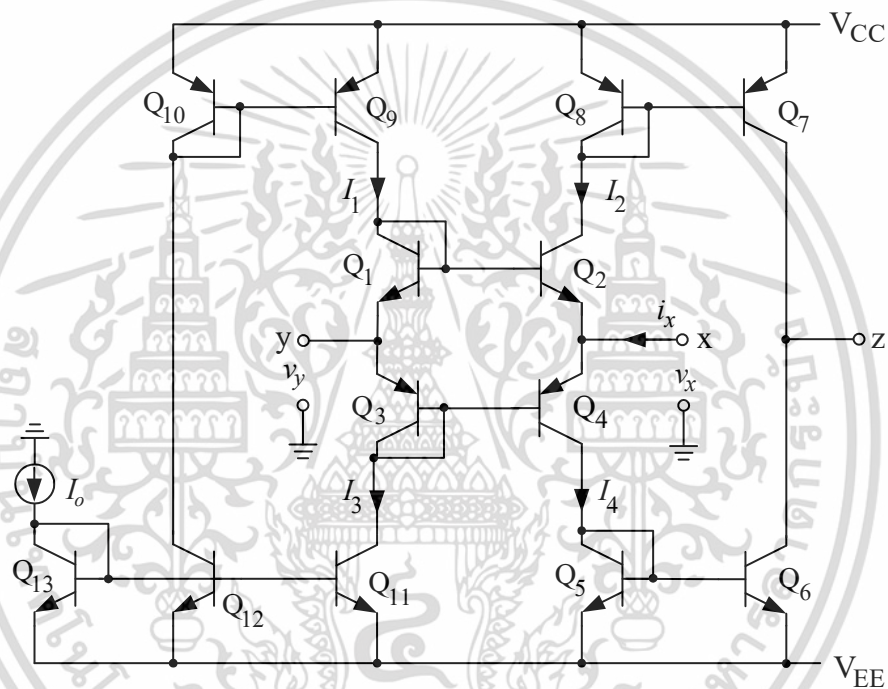


รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII



รูปที่ 2.8 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCCII

รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างภายในของวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+) เมื่อ I_o คือ กระแสไบอัสจากแหล่งจ่ายภายนอกทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ต่อกันในลักษณะวงรอบทรานส์ลิเนียร์ (translinear loop) ซึ่งจะทำให้คุณสมบัติการไหลของกระแส I_1 และ I_3 เท่ากับ I_2 และ I_4 กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 จะถูกสะท้อนกระแสมาจากแหล่งจ่ายกระแส I_o ดังนั้นกระแส I_1 และ I_3 จะมีค่าเท่ากับกระแส I_o โดยที่ขาอินพุตพอร์ต y มีความต้านทานสูง ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

ความต้านทานแฝง R_x สามารถหาได้จาก

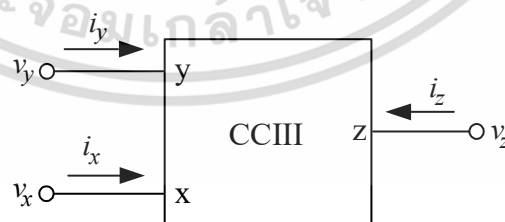
$$R_x = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2.4)$$

เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ 26 mV

2.2.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (CCIII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (third generation current conveyor, CCIII) นำเสนอโดย A. Fabre และคณะ [27] ในปี ค.ศ. 1995 สร้างโดยนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาประยุกต์ในลักษณะเป็นอุปกรณ์ตรวจจับกระแสแบบลอยตัว (floating current sensing device) โดยวงจรประกอบด้วยจุดต่อทางด้านอินพุต คือ พอร์ต x และพอร์ต y และทางด้านเอาต์พุต คือ พอร์ต z สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCIII แสดงในรูปที่ 2.9

ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสแสดงดังสมการ (2.5) คุณสมบัติของแรงดันที่อินพุตพอร์ต x และ y จะมีค่าความต่างศักย์เท่ากัน คือ $v_x = v_y$ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_y และกระแส i_x จะมีค่าเท่ากันแต่การไหลของกระแสมีทิศทางตรงกันข้าม คือ $i_y = -i_x$ และกระแส i_z มีค่าเท่ากับกระแส i_x โดยถ้าทิศทางการไหลของกระแสมีทิศทางเดียวกันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก CCIII+ และในทำนองเดียวกันถ้าทิศทางการไหลของกระแสมีทิศทางตรงกันข้ามกันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก CCIII-



รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.2.5 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA)

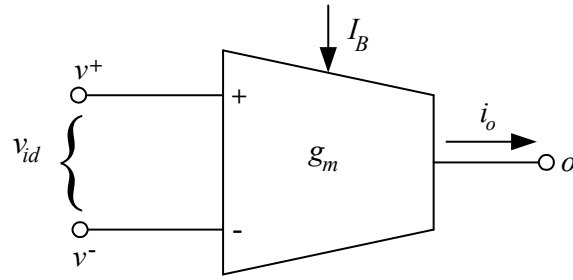
วงจรขยายความนำถ่ายโอน (operational transconductance amplifier, OTA) คือ วงจรที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยผลต่างแรงดัน (differential voltage controlled current source, DVCCS) [28] วงจร OTA ได้มีการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างแพร่หลาย [29]-[33] โดยคุณสมบัติกระแสเอาต์พุตของวงจร OTA จะมีสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างแรงดันทางด้านอินพุต หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า OTA คือ วงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแส (voltage to current converter, V-I) [2] ชนิดหนึ่ง โดยความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจร OTA มีค่าสูง (high output impedance) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร OTA แสดงในรูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดันทางด้านอินพุตและกระแสทางด้านเอาต์พุตอยู่ในรูปของอัตราขยายความนำถ่ายโอน (transconductance gain, g_m) ซึ่งสามารถควบคุมค่าได้ด้วยกระแสไบอัส I_B จากแหล่งจ่ายภายนอกดังนี้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.6)$$

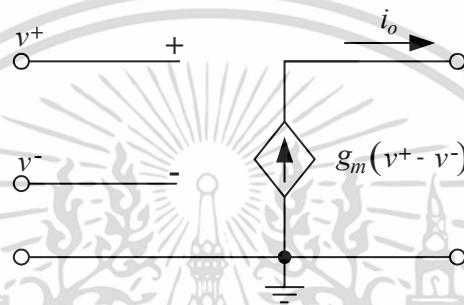
และกระแสเอาต์พุตของวงจร OTA มีค่าเท่ากับ

$$i_o = g_m (v^+ - v^-) \quad (2.7)$$

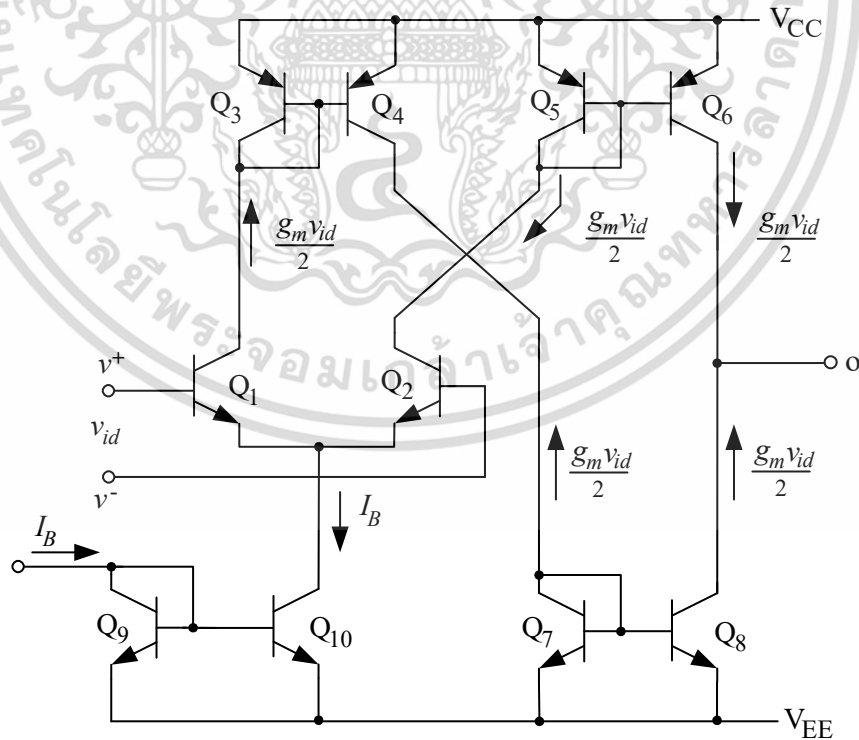
รูปที่ 2.10 และ 2.11 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร OTA รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างภายในของวงจร OTA ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เมื่อ $(g_m v_{id})/2$ คือ กระแสคอลเลคเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลต่าง (difference amplifier) สัญญาณอินพุตมีการสะท้อนกระแส (current mirror) โดยทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นโหลดแบบแอกทีฟ วงจรส่วนเอาต์พุตประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแส Q_5 ถึง Q_6 กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_2 ถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสอ้างอิงให้กับวงจรสะท้อนกระแส Q_5 ถึง Q_6 และวงจรสะท้อนกระแส Q_7 ถึง Q_8 โดยกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_4 ถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสอ้างอิงให้กับวงจรสะท้อนกระแส Q_7 ถึง Q_8



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร OTA



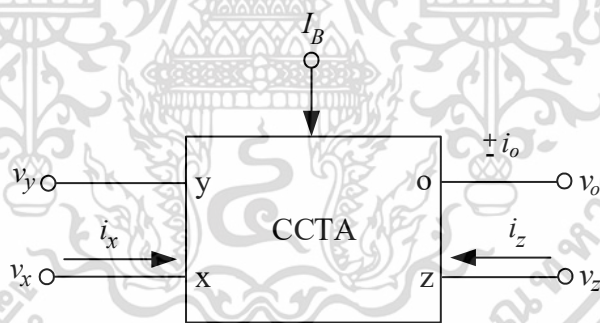
รูปที่ 2.12 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร OTA ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

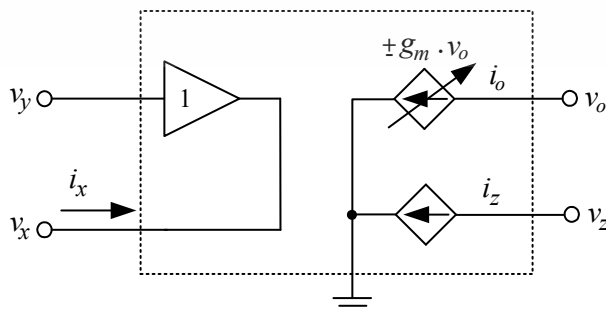
2.2.6 วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแส (CCTA)

วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแส (current conveyor transconductance amplifier, CCTA) นำเสนอโดย R. Prokop และ V. Musil ในปี ค.ศ.2005 [34] วงจร CCTA ประกอบด้วยวงจรหลัก 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม ทำหน้าที่เป็นอินพุตของวงจรต่อใช้งานร่วมกับวงจร OTA ซึ่งเป็นส่วนของเอาต์พุต วงจร CCIII ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดัน (current to voltage converter, I-V) โดยการนำโหนดจากภายนอกมาต่อที่พอร์ต z ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันป้อนให้กับอินพุตของวงจร OTA การควบคุมอัตราขยายความนำถ่ายโอนหรือ g_m ที่เอาต์พุตพอร์ต o สามารถทำได้โดยป้อนกระแสไบอัส I_B จากแหล่งจ่ายภายนอก ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจร CCTA แสดงดังสมการ (2.8) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.13 และ 2.14 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCTA [35] แสดงดังรูปที่ 2.15

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

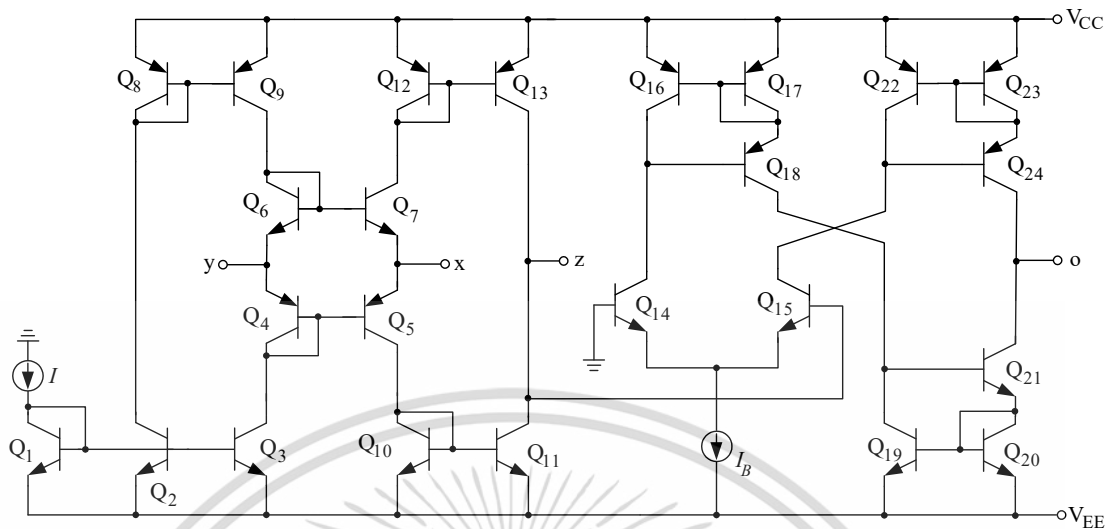


รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCTA



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCTA

2.2.7 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (CCCCTA)

วงจรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (current controlled current conveyor transconductance amplifier, CCCCTA) ถูกนำเสนอโดย M. Siripruchyanun และคณะ [36] ในปี ค.ศ. 2007 ได้มีนักวิจัยนำวงจร CCCCTA มาประยุกต์ใช้งานด้านสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างแพร่หลาย [37]-[52] วงจร CCCCTA พัฒนามาจากวงจร CCTA โดยประกอบด้วยวงจรหลัก ๆ สองส่วน ได้แก่ วงจร CCCII และวงจร OTA ในส่วนแรก คือ ภาคอินพุตเป็นส่วนของวงจร CCCII ซึ่งทำหน้าที่รับกระแสไบอัสจากภายนอก ที่อินพุตพอร์ต x สามารถแปรค่าความต้านทานแฝง R_x ได้ด้วยกระแสไบอัส I_{B1} จากแหล่งจ่ายกระแสไบอัสภายนอกแล้วส่งผ่านค่ากระแสโดยทำการเปลี่ยนค่ากระแสเป็นแรงดันที่พอร์ต z เพื่อเป็นแรงดันอินพุตป้อนให้กับส่วนที่สอง คือ วงจร OTA ซึ่งเป็นภาคเอาต์พุต โดยสามารถควบคุมอัตราขยายความนำถ่ายไอออน g_m ที่พอร์ต o ได้ด้วยกระแสไบอัส I_{B2} จากแหล่งจ่ายกระแสไบอัสภายนอก ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสแสดงดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ความต้านทานแฝง R_x สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แสดงดังนี้

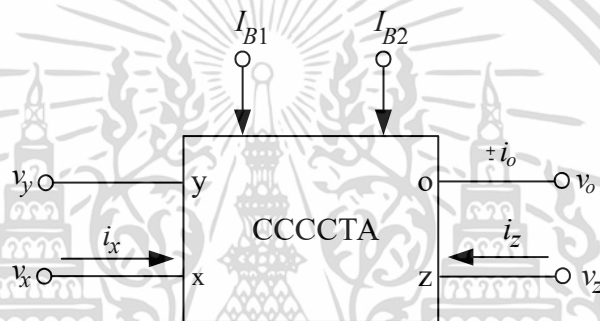
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_x = \frac{V_T}{2I_{B1}} \quad (2.10)$$

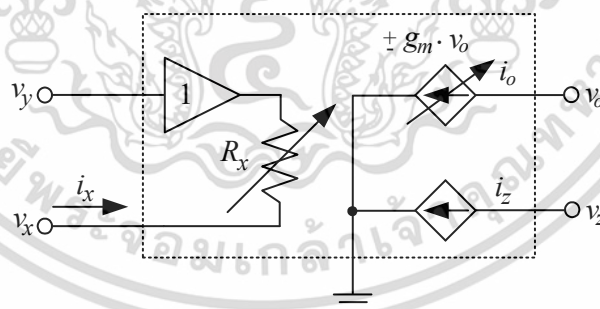
และอัตราขยายค่าความนำถ่ายโอนดังนี้

$$g_m = \frac{I_{B2}}{2V_T} \quad (2.11)$$

รูปที่ 2.16 2.17 และ 2.18 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้า วงจรสมมูลทางไฟฟ้าและรายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCCCTA

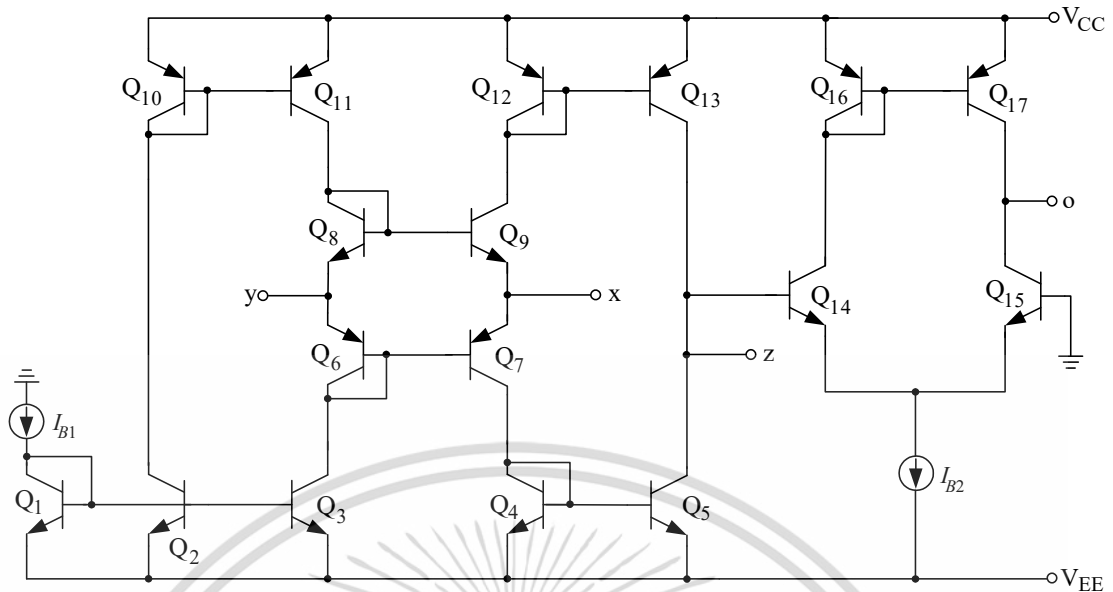


รูปที่ 2.16 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCCCTA



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าวงจร CCCCTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCCCTA ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

2.3 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิวัฒนาการของวงจรสายพานกระแสและวงจรขยายความนำถ่ายโอน ซึ่งเป็นวงจรแอคทีฟพื้นฐาน ได้แก่ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม วงจรขยายความนำถ่ายโอนและวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส โดยเฉพาะวงจรแอคทีฟพื้นฐาน CCCCTA ซึ่งเป็นวงจรที่มีความคล่องตัวและยืดหยุ่นค่อนข้างสูง เนื่องจากสามารถแปรค่าพารามิเตอร์ R_x และ g_m ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงเหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานในการสร้างวงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ โดยจะได้กล่าวถึงรายละเอียดต่าง ๆ ในบทถัดไป

2.4 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2

- [1] วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรถอดซิกนัลเลเตอร์. กรุงเทพมหานคร : โรงพิมพ์มีนเซอร์วิส ซัพพลาย. 2554.
- [2] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, “Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors”, **Electronics Letters**, vol. 31, no. 20, 1995.
- [3] M. T. Abuelma'atti and A. M. Shabra, “A novel current conveyor based universal current mode filter”, **Microelectronics Journal**, pp. 471-475, 1996.
- [4] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, “High frequency high-Q BiCMOS current-mode bandpass filter and mobile communication application”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 33, no. 4, pp. 614-625, 1998.
- [5] B. Metin , O. Cicekoglu, “Novel first order all-pass filter with a single CCI”, **Proceedings of the International IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)**, Malaga, Spain, 16-19 May, pp. 74-75, 2006.
- [6] J. Jiang , J. Zhao , W. Ma and J. Liu, “CCCI and CCII based universal current-mode filter with tunable frequency”, **Proceedings of the International Conference on ASIC**, Changsha, China, 20-23 October, pp. 1101-1104, 2009.
- [7] M. Kumar, M. C. Srivastava and U. Kumar, “Tunable multifunction filter using current conveyor”, **International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS)**, vol. 8, no. 1, 2010.
- [8] M. Kumar, M. C. Srivastava and U. Kumar, “Current conveyor based multifunction filter”, **International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS)**, vol. 7, no. 2, pp. 104-107, 2010.
- [9] N. Hassen, T. Etaghzouti and K. Besbes, “High-performance second-generation controlled current conveyor CCCII and high frequency applications”, **International Journal of Electronics and Communication Engineering**, vol. 5, no. 12, pp. 1764-1773, 2011.
- [10] Garima and P. Banga, “Filter realization using second generation current conveyor”, **International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology(IJSET)**, Vol. 1, no. 6, pp. 162-164, 2014.
- [11] G. A. Naidu and K. Battula, “A comparative analysis of universal filters using current conveyors”, **Indian Journal of Science and Technology**, vol. 10, no. 20, pp. 1-8, 2017.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] R. Nandi , “Wien bridge oscillators using current conveyor” , **Proceedings of the IEEE**, vol. 65, no. 11, pp. 1609-1609, 1977.
- [13] J. Popovic, A. Pavasovic and D. Vasiljevic, “Low-power CMOS current-conveyor relaxation oscillators” , **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control**, vol. 44, no. 4, pp. 896-901, 1997.
- [14] H. Barthelemy, S. Meillere and E. Kussener, “CMOS sinusoidal oscillator based on current-controlled current conveyors” , **Electronics Letters**, vol. 38, no. 21, pp. 1254-1256, 2002.
- [15] A. Toker, H. Kuntman, O. Cickoglu and M. Discigil “New oscillator topologies using inverting second-generation current conveyors” , **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, vol. 10, no. 1, pp. 119-129, 2002.
- [16] N. Minhaj, “Multioutput second-generation current conveyor- based voltage-mode eight-phase sinusoidal oscillator” , **Proceedings of the International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing**, Kottayam, India, 27-28 October, pp. 236-239, 2009.
- [17] M. Kumngern and S. Junnapiya , “A sinusoidal oscillator using translinear current conveyors” , **Proceedings of the IEEE International on Asia Pacific Conference on Circuits and Systems**, Kuala Lumpur, Malaysia , 6-9 December, pp. 740-743, 2010.
- [18] P. Gupta, P. K. Jain, D. S. Ajnar and R. K. Sahu, “Design of sinusoidal oscillator using second generation current conveyor” , **Paripex Indian Journal of Research**, vol. 2, no. 3, pp. 129-131, 2013.
- [19] S. Gargi , K. Jagandeep , G. Neeraj , “Comparative study of the sinusoidal oscillator by using current conveyor” , **International Journal of Science and Research (IJSR)**, vol. 3, Issue.5, pp. 1772-1776. 2014.
- [20] S. Singh, C. K. Bharti and A. Ranjan, “Second generation current conveyor based colpitt’s oscillator” , **Proceedings of the 2st International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering**, Dehradun, India, 1-2 May, pp. 384-387, 2015.
- [21] D. K. Patel and R. Khatri, “Current conveyor (CCII) based oscillator” , **International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering**, vol. 4, no.7, pp. 13493-13496, 2016.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [22] D. K. Patel and R. Khatri, "Function generator using current conveyor (CCII)", **International Journal of Computer Applications (IJCA)**, vol. 44, no. 7, pp. 1-4, 2016.
- [23] K. C. Smith, A. S. Sendra, "A new simple wide-band current-measuring device", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. IM-18, no.2, pp. 125-128, 1969.
- [24] K. C. Smith, A. S. Sendra, "The current conveyor a new circuit building block", **Proceedings of International IEEE**, vol. 56, no.8, pp. 1368-1369, 1968.
- [25] K. C. Smith, A. S. Sendra, "A-second-generation current conveyor and its applications", **IEEE Transactions on Circuit Theory**, pp. 132-134, 1970.
- [26] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors", **Electronics Letters**, vol. 31, no. 20, pp. 1727-1728, 1995.
- [27] A. Fabre, "Third-generation current conveyor: a new helpful active element", **Electronics Letters**, vol. 31, no. 5, pp. 338-339, 1995.
- [28] Tahira Parveen. **A textbook of operational transconductance amplifier and analog integrated circuits**. India : I. K. International Publishing House Pvt. Ltd. 2009.
- [29] B. M. Alhashimi, F. Dudek and Y. Sun, "Current mode delay equalizer design using multiple output OTAs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 24, no. 2, pp. 163-169, 2000.
- [30] C. C. Hsu and W. S. Feng, "Structural generation of current-mode filters using tunable multiple-output OTAs and grounded capacitors", **IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol. E83-A, no. 9, pp. 1778-1785, 2000.
- [31] C. M. Chang and S. K. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-I : Fundamental Theory and Applications**, vol. 47, no. 8, pp. 1235-1238, 2000.
- [32] D. V. Kamat, P. V. Ananda Mohan and K. G. prabhu, "Novel first-order and second-order current-mode filters using multiple-output operational transconductance amplifiers", **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol.29, no. 3, pp. 553-576, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [33] K. Kaewdang and W. Surakamponorn, “A balanced output CMOS OTA with wide linear current tunable range”, **International Journal of Electronics and Communication (AEU)**, vol. 65, no. 9, pp. 728-733, 2011.
- [34] R. Prokop, V. Musil, “New modern circuit block CCTA and some its applications”, **Proceedings of the 14nd International on Scientific and Applied Science Conference Electronics**, Sozopol, Bulgaria, 21–23 September, pp. 93-98, 2005.
- [35] S. Summart, C. Saetiwat, C. Thongsopa and W. Jaikla, “CCTA based current-mode first order filter and Its application in quadrature oscillator”, **Journal of Przegląd Elektrotechniczny**, vol. 2013, pp. 104-108, 2013.
- [36] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, “Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) : A building block for analog signal processing”, **Proceedings of International Symposium on Communications and Information Technologies**, Sydney, Australia, 17-19 October, pp. 209-212, 2007.
- [37] S. V. Singh, S. Maheshwari, D. S. Chauhan, “Single CCCCTA base SITO biquad filter with electronics tuning”, **Proceedings of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technology**, Aligarh, India, 17-19 December, pp. 172-175, 2011.
- [38] S. V. Singh, S. Maheshwari, J. Mohan and D. S. Chauhan “Electrically tunable current mode universal biquad filter based on the CCCCTA”, **Proceedings of the 2nd International Conference on advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom 2009)**, Kottayam, India, 27-28 October, pp. 307-311, 2009.
- [39] W. Jaikla, A. Lahiri, A. Kwawsibsam and M. Siripruchyanun, “High-input impedance voltage-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference of Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2010)**, Chiang Mai, Thailand , 19-21 May, 5 pages, 2010.
- [40] S. Siripongdee, A. Kwawsibsam, W. Jaikla, “Current controlled current mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Vehicular Electronics and safety (ICVES 2011)**, Beijing, China, 10-12 July, pp. 307-311, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [41] S. Maheshwari, S. V. Singh and D. S. Chauhan, “Electronically tunable low voltage mixed mode universal biquad filter”, **International Journal of IET Circuits, Devices & Systems**, vol. 5, Issue. 3, pp. 149-158, 2011.
- [42] S. V. Singh, S. Maheshwari, R. S. Tomar and D. S. Chauhan, “Single input four output voltage mode biquad filter with electronics tuning”, **Proceedings of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT 2013)**, Aligarh, India, 23-25 November, pp. 226-230, 2013.
- [43] M. Kumngern, U. Torteanchai, K. Sarsittithum, “Current tunable current mode multifunction filter employing a modified CCCCTA”, **Proceedings of the 7th International Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2012)**, Singapore, Singapore, 18-20 July, pp. 1794-1797, 2012.
- [44] N. Pandey, P. Arora, S. Karpur and S. Malhotra, “First order voltage mode MO-CCCCTA based all pass filter”, **Proceedings of the International Conference on Communications and Signal processing**, Calicut, India, 10-12 February, pp. 535-537, 2011.
- [45] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Single MO-CCCCTA based electrically tunable current/trans-impedance mode biquad universal filter”, **Scientific Research on Circuits and Systems**, vol. 2, pp. 1-6, 2011.
- [46] W. Jaikla, A. Noppakran and S. Rawanwisut, “New gain controllable resistor-less current mode first order all pass filter and its application”, **Radioengineering**, vol. 21, no. 1, pp. 312-316, 2012.
- [47] K. Chinpark, W. Jaikla, S. Siripongdee and P. Suwanjan, “Electrically controllable first order multifunction filter with using single active building block”, **Proceedings of the 3rd International Conference on Control and Robotic Engineering**, Nagoya, Japan, 20-23 April, pp. 192-195, 2018.
- [48] M. Siripruchyanun, P. Sirapan, and W. Jaikla, “Realization of CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications”, **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 4, pp. 35-53, 2009.

- [49] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Electrically tunable current/voltage mode universal biquad filter using CCCCTA”, **ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering**, vol. 1 no. 3, pp. 42-47, 2010.
- [50] W. Jaikla, S. Siripongdee, P. Suwanjan, “MISO current mode biquad filter with independent control of pole frequency and quality factor”, **Radioengineering**, vol. 21, no. 3, 2012.
- [51] M. Kumngern and J. Chanwutitum, “An electrically tunable current mode first order allpass filter using a CCCCTA”, **Proceedings of the International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2013)**, Ho Chi Minh City, Vietnam, 16-18 October, pp. 733-736, 2013.
- [52] P. Beg, R. S. Badoni, M. S. Ansari and P. Kulshreshtha, “Programmable voltage mode resistorless multifunctional filter using CCCCTA”, **Proceedings of the 4th International Conference on The Next Generation Information Technology Summit**, Noida, India, 26-27 September, 5 pages, 2013.

บทที่ 3

วงจร CCCTA

3.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณแบบแคคทิฟเป็นที่นิยมนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นอยู่หลายประการ อาทิเช่น มีความต้านทานด้านอินพุตสูงและมีความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ซึ่งสามารถนำมาต่อเรียงกัน (cascade) โดยปราศจากผลกระทบต่าง ๆ เมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณแบบพาสซีฟ นอกจากนี้ยังทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดี [1] วงจร CCCCTA และวงจร CCCTA เป็นวงจรแคคทิฟพื้นฐานชนิดหนึ่งที่ยิมนำมาประยุกต์ใช้งานด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ [2]-[8] และวงจรกรองสัญญาณ [9]-[18] โดยมีโครงสร้างภายในของวงจรเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส [19]-[24] และทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส [25]-[31] นอกจากนี้ยังนำมาประยุกต์เป็นวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ [32]-[35] และวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุ [36]-[38]

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจร CCCCTA โครงสร้างภายในเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และทรานซิสเตอร์แบบซีมอสที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้และวงจร CCCTA [30] โครงสร้างภายในเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส รวมถึงแสดงผลการจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ไบซีมอสเทคโนโลยี 0.18 μm ของบริษัทไอบีเอ็ม

3.2 การสร้างวงจร CCCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

วงจร CCCCTA ได้ถูกนำเสนอขึ้นโดย M. Siripruchyanun และคณะ [34] ในปี ค.ศ. 2007 มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

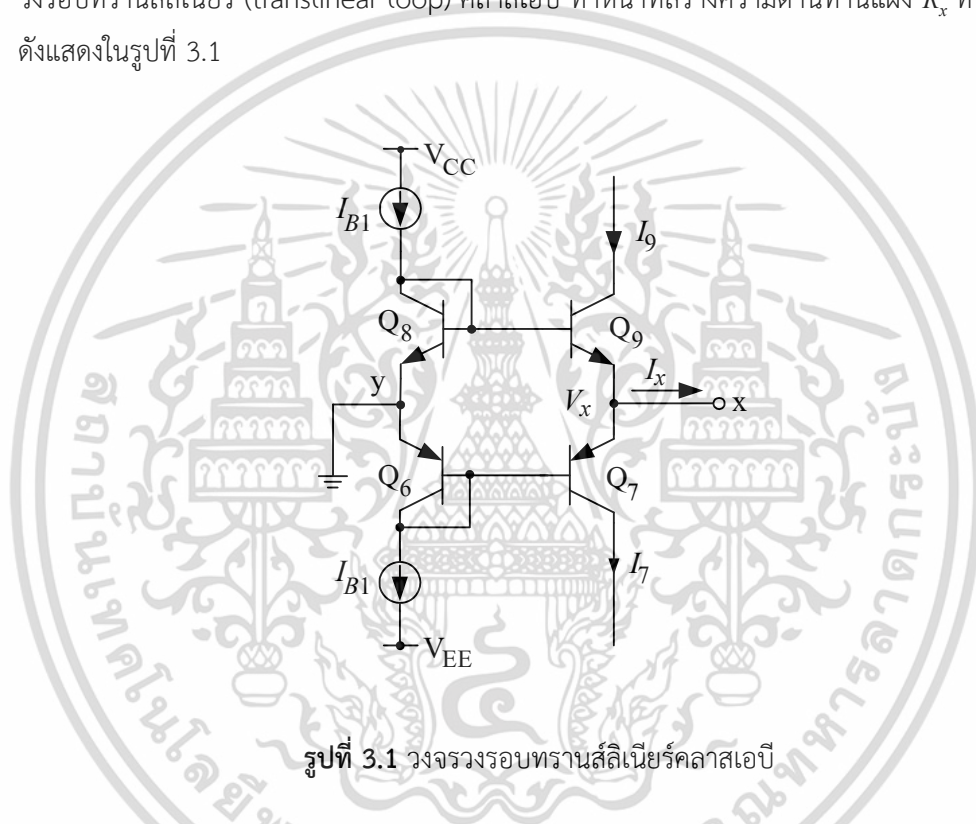
เมื่อความต้านทานแฝง R_x ภายในพอร์ต x มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_{B1}} \quad (3.2)$$

อัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m หาได้จาก

$$g_m = \frac{I_{B2}}{2V_T} \quad (3.3)$$

โครงสร้างภายในของวงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ PR200N และ NR200N วงจรประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ วงจร CCCII และวงจร OTA ในส่วนภาคอินพุตต่อเป็นวงจรวงรอบทรานส์ลิเนียร์ (translinear loop) คลาสเอบี ทำหน้าที่สร้างความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรวงรอบทรานส์ลิเนียร์คลาสเอบี

ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงค์กันและทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัว (saturation mode) สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของกระแส I_7 และ I_9 ดังนี้

$$I_7 = I_{B1} e^{(V_x/V_T)} \quad (3.4)$$

$$I_9 = I_{B1} e^{-(V_x/V_T)} \quad (3.5)$$

และกระแส I_x เท่ากับ

$$I_x = I_7 - I_9 \quad (3.6)$$

แทนค่า I_7 จากสมการ (3.4) และ I_9 จากสมการ (3.5) ในสมการ (3.6) จะได้

$$I_x = 2I_{B1} \sinh(V_x/V_y) \quad (3.7)$$

ถ้าประมาณ $\sinh(V_x/V_y) \cong V_x/V_T$ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x ได้ดังนี้

$$R_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{V_T}{2I_{B1}} \quad (3.8)$$

วงจร CCCII แสดงในรูปที่ 3.2 วงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_6 ถึง Q_9 ซึ่งต่อกันแบบวงรอบทรานส์ลิเนียร์ โดยมีกระแส I_{B1} เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงจ่ายกระแสให้กับวงจร จากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (small signal analysis) สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_z ได้ดังนี้

$$I_z = \alpha I_x + \varepsilon \quad (3.9)$$

เมื่อ α และ ε คือ อัตราขยายกระแสและค่าผิดพลาดของกระแส มีค่าเท่ากับ

$$\alpha = \frac{1}{g_{m4}g_{m12}} \left(\frac{g_{m4}g_{m9}g_{m13}}{g_{m7} + g_{m9}} + \frac{g_{m5}g_{m7}g_{m12}}{g_{m7} + g_{m9}} \right) \quad (3.10)$$

และ

$$\varepsilon = K_1 + K_2 \quad (3.11)$$

เมื่อค่า K_1 และ K_2 มีค่าเท่ากับ

$$K_1 = \frac{I_B}{g_{m4}g_{m6}g_{m12}} \left[\frac{g_{m4}g_{m7}g_{m9}g_{m13}}{g_{m7} + g_{m9}} + g_{m5}g_{m7}g_{m12} \left(\frac{g_{m7}}{g_{m7} + g_{m9}} - 1 \right) \right] \quad (3.12)$$

$$\text{และ} \quad K_2 = \frac{I_B}{g_{m4}g_{m8}g_{m12}} \left[\frac{g_{m5}g_{m7}g_{m9}g_{m12}}{g_{m7} + g_{m9}} + g_{m4}g_{m9}g_{m13} \left(\frac{g_{m9}}{g_{m7} + g_{m9}} - 1 \right) \right] \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

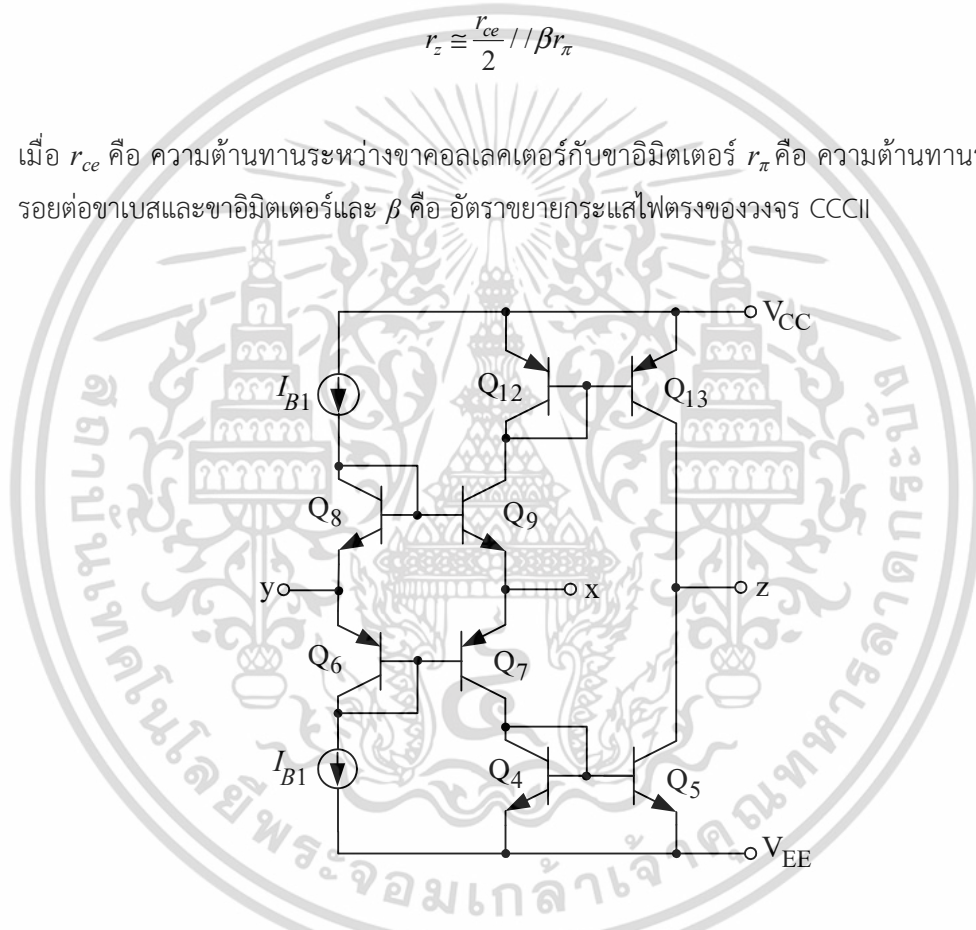
ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีความสมพงศ์กันทุกตัว นั่นก็คือ $g_{m4} = g_{m5}$ $g_{m12} = g_{m13}$ และ $g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = g_{m9}$ จากสมการ (3.9) ทำให้ได้

$$I_z = I_x \quad (3.14)$$

และความต้านทานเอาต์พุต r_z ที่พอร์ต z มีค่าประมาณ

$$r_z \cong \frac{r_{ce}}{2} // \beta r_\pi \quad (3.15)$$

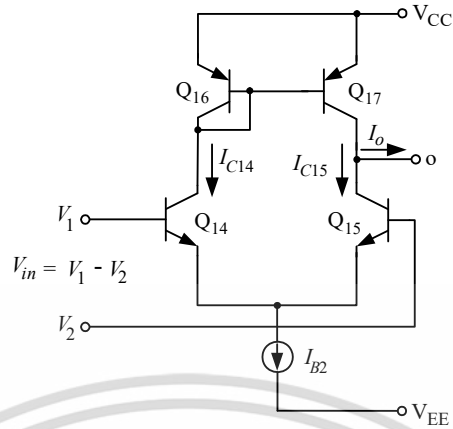
เมื่อ r_{ce} คือ ความต้านทานระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาคู่อิมิตเตอร์ r_π คือ ความต้านทานระหว่างรอยต่อขาเบสและขาคู่อิมิตเตอร์และ β คือ อัตราขยายกระแสไฟตรงของวงจร CCCII



รูปที่ 3.2 วงจร CCCII สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

วงจร OTA [34] แสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นส่วนเอาต์พุตของวงจร CCCCTA ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันที่พอร์ต z ของวงจร CCCII ในรูปที่ 3.2 เป็นกระแสออกไปยังเอาต์พุต o ของวงจร CCCCTA โดยวงจร OTA ประกอบด้วยวงจรขยายผลต่างทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15} ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตให้เป็นสัญญาณกระแสทางด้านเอาต์พุต ทรานซิสเตอร์ Q_{16} และ Q_{17} เป็นวงจรสะท้อนกระแส กระแส I_{B2} คือ กระแสไบอัสวงจร แรงดันผลต่าง V_m จะทำให้เกิดกระแส I_{C14} และ I_{C15} ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจร OTA สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_o และแรงดันอินพุต V_{in} แสดงได้ดังนี้

$$I_o = I_{B2} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (3.16)$$

ถ้ากำหนดให้ค่า $V_{in} \ll 2V_T$ และ $\tanh(V_{in}/2V_T) \cong V_{in}/2V_T$ สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$I_o = I_{B2} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (3.17)$$

หรือเขียนใหม่ได้ว่า

$$I_o = g_m V_{in} \quad (3.18)$$

เมื่อ $g_m = I_{B2}/2V_T$ ทำการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กจะได้ความสัมพันธ์ของกระแส I_o ดังนี้

$$I_o = \beta_1 g_{m14} V_1 - \beta_2 g_{m15} V_2 + \varepsilon \quad (3.19)$$

เมื่อ

$$\beta_1 = \frac{g_{m17}}{g_{m16}} - \frac{(g_{m14}g_{m17} - g_{m15}g_{m17})}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$\beta_2 = \frac{(g_{m14}g_{m17} - g_{m15}g_{m16})}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} + 1 \quad (3.21)$$

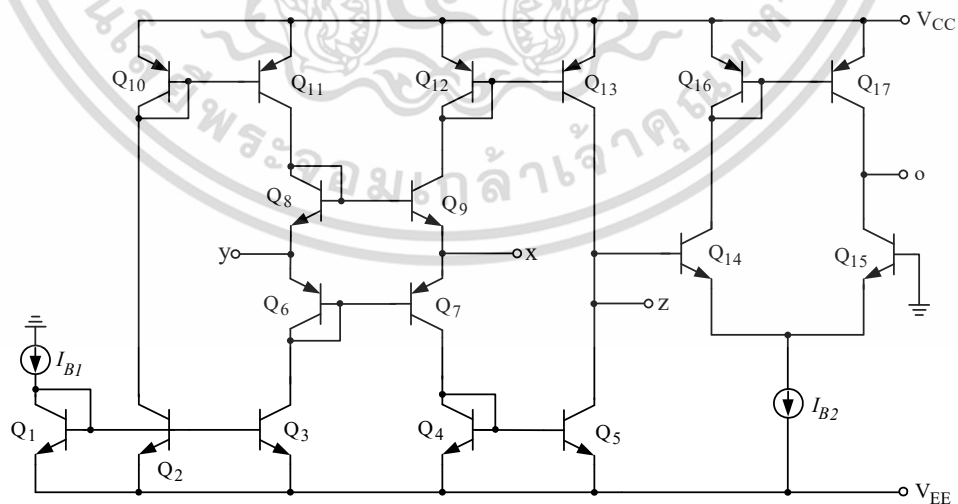
โดยที่ความผิดพลาด \mathcal{E} เท่ากับ

$$\mathcal{E} = I_{B2} \left[\frac{g_{m14}g_{m17}}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} - \frac{g_{m15}}{(g_{m14} + g_{m15})} \right] \quad (3.22)$$

จากสมการ (3.20) ถึง (3.22) ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทุกตัวมีความสมพงค์กัน นั่นคือ $g_{m16} = g_{m17}$ และ $g_{m14} = g_{m15} = g_m$ จากสมการ (3.19) สามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_o และความต้านทานทางเอาต์พุต r_o ที่พอร์ต o เท่ากับ

$$r_o \cong \frac{r_{ce}}{2} \quad (3.23)$$

จากรูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างภายในของวงจร CCCTA โดยทรานซิสเตอร์ Q_6 ถึง Q_9 ต่อกันในลักษณะวงรอบทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งควบคุมอัตราขยายกระแสโดยกระแสไบอัส I_{B1} จากแหล่งจ่ายภายนอก ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_3 และ Q_{10} ถึง Q_{11} ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสไบอัส I_{B1} ส่งเข้าไปในวงรอบทรานส์ลิเนียร์ กระแส i_x ถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ Q_4 ถึง Q_5 และ Q_{12} ถึง Q_{13} ไปยังพอร์ต z โดยกระแส i_z จะเท่ากับกระแส i_x ทรานซิสเตอร์ Q_{14} ถึง Q_{17} ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน โดยสามารถควบคุมอัตราขยายความนำถ่ายโอนด้วยกระแสไบอัส I_{B2}



รูปที่ 3.4 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในของวงจร CCCCTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การสร้างวงจร CCCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส

วงจร CCCCTA สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบซีมอส ถูกนำเสนอโดย M. Siripruchayanun และ W. Jiakla [32] ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจรแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

เมื่อความต้านทานแฝง R_x มีค่าเท่ากับ

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{8\beta_n I_{B1}}} \quad (3.25)$$

และอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m คำนวณหาได้จาก

$$g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}} \quad (3.26)$$

เมื่อ $\beta_n = \mu_n C_{ox} (W/L)$ และ g_m คือ อัตราขยายความนำถ่ายโอน

ในหัวข้อต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCCTA ที่สร้างจากเทคโนโลยีซีมอสในแต่ละส่วน

3.3.1 การสร้างวงจร CCCII ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส

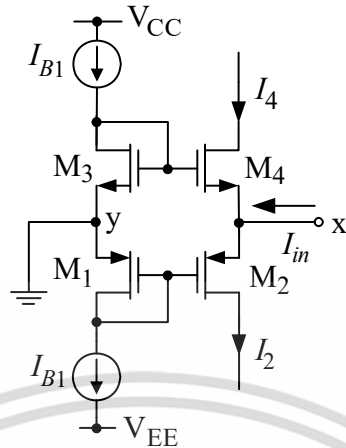
จากรูปที่ 3.5 แสดงวงจรส่วนอินพุตซึ่งต่อในลักษณะวงรอบทรานส์ลีนีเยร์คลาสเอบี โดยความต้านทานแฝง R_{in} หาได้จาก

$$R_{in} = \frac{1}{(g_{m1} + g_{m2})} - \frac{I_{B1}}{I_{in} (g_{m2} + g_{m4})} \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} - \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \quad (3.27)$$

ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m3}$ และ $g_{m2} = g_{m4}$ ความต้านทานแฝง R_{in} จะมีค่าเป็น

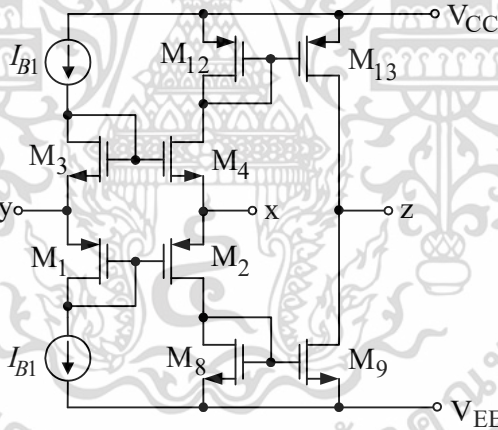
$$R_{in} = \frac{1}{2g_m} = \frac{1}{\sqrt{8\beta_n I_{B1}}} \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรทรานส์ลิเนียร์คลาสเอบีแบบซิมอส

รูปที่ 3.5 เมื่อเพิ่มวงจรส่วนเอาต์พุตของวงจรทรานส์ลิเนียร์คลาสเอบี โดยการสะท้อนกระแส I_x ออกมาที่พอร์ต z จะได้วงจร CCCII สร้างจากซิมอส ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจร CCCII สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบซิมอส

เมื่อต่อพอร์ต y ลงกราวด์ กระแส I_z ที่พอร์ต z จะได้เป็น

$$I_z = \alpha I_x + \varepsilon \quad (3.29)$$

เมื่อ α คือ อัตราขยายกระแสของวงจร CCCII และ ε คือ ความผิดพลาดของการถ่ายโอนกระแสจากอินพุตพอร์ต x ไปยังพอร์ต z มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha = \frac{g_{m4}g_{m13}}{g_{m12}(g_{m2} + g_{m4})} + \frac{g_{m2}g_{m9}}{g_{m8}(g_{m2} + g_{m4})} \quad (3.30)$$

$$\text{และ } \varepsilon = \frac{I_{B1}g_{m4}g_{m13}}{g_{m3}g_{m12}} - \frac{I_{B1}g_{m2}g_{m9}}{g_{m1}g_{m8}} + \frac{I_{B1}}{(g_{m2} + g_{m4})} \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} - \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right) \left(\frac{g_{m4}g_{m13}}{g_{m12}} + \frac{g_{m2}g_{m9}}{g_{m8}} \right) \quad (3.31)$$

ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m4}$ $g_{m2} = g_{m4}$ $g_{m8} = g_{m9}$ และ $g_{m12} = g_{m13}$ ความสัมพันธ์ของกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุตของวงจร CCCII มีค่าเท่ากับ

$$I_z = I_x \quad (3.32)$$

และความต้านทานที่พอร์ต z มีค่าเท่ากับ

$$r_z = \frac{r_{o9}r_{o13}}{r_{o9} + r_{o13}} \quad (3.33)$$

3.3.2 การสร้างวงจร OTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส

วงจร OTA [32] ต่อกันในลักษณะวงจรขยายผลต่าง (differential amplifier) ซึ่งนำมาใช้เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอนของวงจร CCCCTA จากรูปที่ 3.7 ซีมอส M_{14} และ M_{15} เป็นวงจรขยายผลต่างทำหน้าที่เปลี่ยนค่าผลต่างของแรงดัน V_1 และ V_2 ทางด้านอินพุตไปเป็นค่ากระแสทางด้านเอาต์พุต I_o ซีมอส M_{16} และ M_{17} ทำหน้าที่สะท้อนกระแส I_{B2} ในวงจร เมื่อทำการป้อนแรงดัน V_1 และ V_2 จะทำให้เกิดกระแส I_{D14} และ I_{D15} ไหลผ่านซีมอส M_{14} และ M_{15} ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_o และแรงดันผลต่าง V_1 V_2 แสดงได้ดังนี้

$$I_o = \beta_1 g_{m14} V_1 - \beta_2 g_{m15} V_2 + \varepsilon \quad (3.34)$$

เมื่อค่า β_1 และ β_2 คือ อัตราส่วนขยายความนำถ่ายโอน สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\beta_1 = \frac{g_{m17}}{g_{m16}} + \frac{(g_{m15}g_{m16} - g_{m14}g_{m17})}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} \quad (3.35)$$

$$\beta_2 = 1 - \frac{(g_{m15}g_{m16} - g_{m14}g_{m17})}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} \quad (3.36)$$

$$\text{และ} \quad \mathcal{E} = -\frac{I_B(g_{m15}g_{m16} - g_{m14}g_{m17})}{g_{m16}(g_{m14} + g_{m15})} \quad (3.37)$$

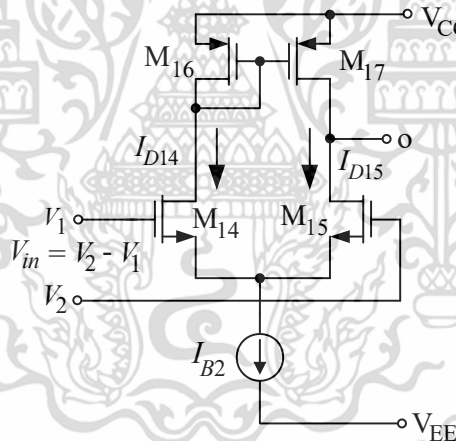
ถ้ากำหนดให้อัตราขยายความนำถ่ายโอนของ $g_{m14} = g_{m15}$ และ $g_{m16} = g_{m17}$ สามารถคำนวณกระแสเอาต์พุต I_o โดยการแทนสมการ (3.35) ถึง (3.37) ในสมการ (3.34) จะได้กระแส I_o ดังนี้

$$I_o = g_m(V_1 - V_2) \quad (3.38)$$

$$\text{เมื่อ} \quad g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}} \quad (3.39)$$

ความต้านทานเอาต์พุตที่พอร์ต o แสดงดังนี้

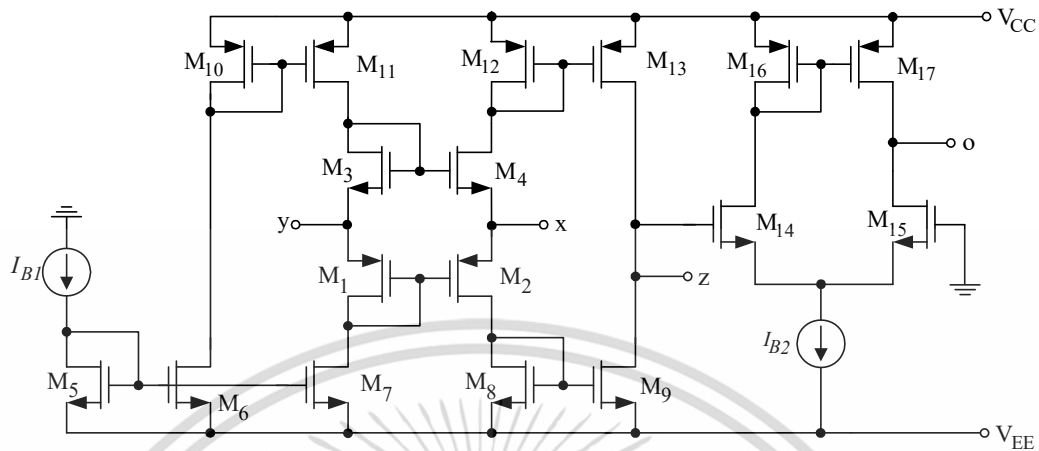
$$r_o \equiv \frac{r_{o15}r_{o17}}{r_{o15} + r_{o17}} \quad (3.40)$$



รูปที่ 3.7 วงจร OTA สร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบซีมอส

รูปที่ 3.8 แสดงวงจร CCCCTA [34] เป็นการนำวงจร CCCII จากรูปที่ 3.6 และวงจร OTA จากรูปที่ 3.7 ต่อใช้งานร่วมกันทำให้มีคุณสมบัติเด่น คือ มีผลตอบสนองความถี่กว้าง วงจร CCCCTA ประกอบด้วยวงรอบทรานส์ลีนีเยร์ M_1 ถึง M_4 โดยมีวงจรสะท้อนกระแสชนิดพีมอส (PMOS) M_{10} และ M_{11} และชนิดเอ็นมอส (NMOS) M_5 ถึง M_7 กระแสเอาต์พุตที่พอร์ต z ถูกสะท้อนโดยกระแส I_x จากอินพุตพอร์ต x โดยซีมอส M_8 ถึง M_9 และ M_{12} ถึง M_{13} ในส่วนของซีมอส M_{14} ถึง M_{17} ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน สามารถปรับอัตราขยายความนำถ่ายโอนได้ด้วยกระแสไบอัส I_{B2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

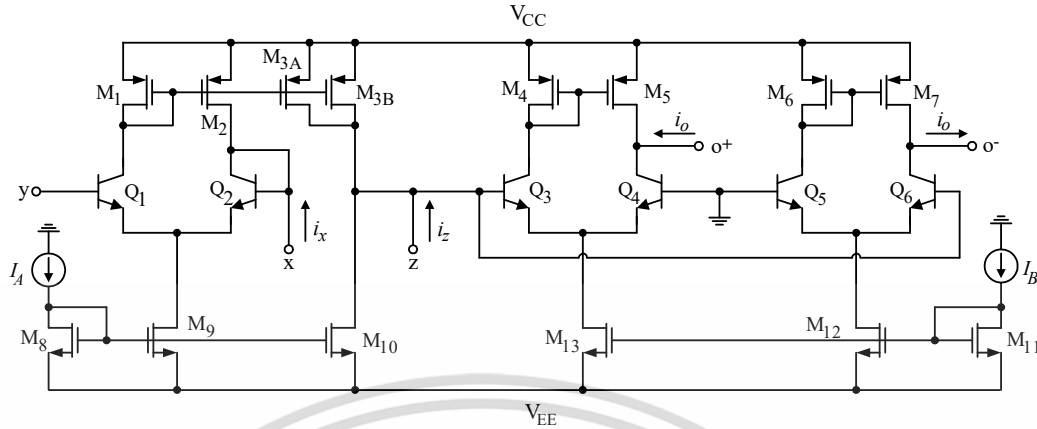


รูปที่ 3.8 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCCCTA แบบใช้ซีมอส

3.4 การสร้างวงจร CCCTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส

วงจร CCCTA สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอส มีจุดเด่นอยู่หลายประการเนื่องจากการรวมคุณสมบัติเด่นของทรานซิสเตอร์แบบไปโพลาร์และทรานซิสเตอร์แบบซีมอสสามารถรวมกัน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 หัวข้อต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงวงจร CCCTA แบบไบซีมอสที่เคยนำเสนอมาก่อน

วงจร CCCTA มีลักษณะโครงสร้างของวงจรและการทำงานเหมือนกับวงจร CCCCTA [34] โดยวงจรภายในประกอบด้วยวงจร CCCII ทำหน้าที่เป็นส่วนของอินพุตของวงจรและวงจร OTA ทำหน้าที่เป็นส่วนของเอาต์พุตของวงจร วงจร CCCTA นำเสนอโดย W. Tangsirat [30] ถูกออกแบบให้มีโครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน ใช้อุปกรณ์แอคทีฟภายในวงจรมีน้อย โดยออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์แบบไปโพลาร์และทรานซิสเตอร์แบบซีมอสต่อใช้งานร่วมกัน ซึ่งจะทำให้มีจุดเด่นอยู่หลายประการ เช่น อัตราขยายความนำถ่ายโอนสูง ผลตอบสนองความถี่สูง อัตราสิ้นเปลืองพลังงานต่ำและใช้พื้นที่น้อย เมื่อนำมาสร้างวงจรรวม เป็นต้น วงจร CCCTA แบบไบซีมอส แสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 รายละเอียดวงจรพื้นฐานภายในวงจร CCCTA แบบใช้ไบโวมอส

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_2 ทรานซิสเตอร์ Q_3 ถึง Q_4 และทรานซิสเตอร์ Q_5 ถึง Q_6 มีความสมพงค์กัน โดยจะทำหน้าที่เสมือนวงจรขยายความนำถ่ายโอน กล่าวคือ เปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส ทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_7 และ M_8 ถึง M_{13} ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) โดยพิมอส M_1 ถึง M_3 เป็นตัวกำหนดกระแสไบอัสให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เท่ากัน พิมอส M_4 ถึง M_5 เป็นตัวกำหนดกระแสไบอัสให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 และพิมอส M_6 ถึง M_7 เป็นตัวกำหนดกระแสไบอัสให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ตามลำดับ จากพื้นฐานของวงจรวงรอบทรานส์ลีเนียร์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ผลต่างของแรงดันระหว่างขาอินพุต y และอินพุต x ได้ดังนี้

$$V_y - V_x = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \left(\ln \frac{i_{c1}}{I_S} - \ln \frac{i_{c2}}{I_S} \right) \quad (3.41)$$

เมื่อ V_T คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส I_S คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) กระแส i_{c1} และ i_{c2} คือ กระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านอินพุตพอร์ต x แสดงได้ดังนี้

$$i_x = i_{c1} - i_{c2} \quad (3.42)$$

$$i_{c1} = \frac{I_A}{1 + e^{-(v_y - v_x)/V_T}} \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$i_{c2} = \frac{I_A}{1 + e^{(v_y - v_x)/V_T}} \quad (3.44)$$

เมื่อแทนสมการ (3.43) และ (3.44) ในสมการ (3.42) ความสัมพันธ์ของกระแส i_x กระแส I_A และแรงดันผลต่างระหว่างขาอินพุตพอร์ต y และ x ดังนี้

$$i_x = I_A \tanh\left(\frac{v_x - v_y}{2V_T}\right) \quad (3.45)$$

ถ้า $(v_x - v_y) \ll 2V_T$ จะทำให้ $\tanh\left(\frac{v_x - v_y}{2V_T}\right) \cong \left(\frac{v_x - v_y}{2V_T}\right)$ และทำให้ i_x ประมาณได้เป็น

$$i_x \cong I_A \left(\frac{v_x - v_y}{2V_T}\right) \quad (3.46)$$

จากสมการ (3.46) ถ้าต่อขาอินพุตพอร์ต y ลงกราวด์ ($v_y = 0$) สามารถหาค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x ของวงจร CCCTA ได้เป็น

$$R_x \cong \frac{2V_T}{I_A} \quad (3.47)$$

สมการ (3.47) แสดงให้เห็นว่าสามารถควบคุมค่าความต้านทานแฝง R_x ได้โดยการปรับกระแสไบอัส I_A ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงจากภายนอก จึงทำให้สามารถควบคุมค่าความต้านทานแฝง R_x ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

อัตราขยายความนำถ่ายโอนของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal transconductance, g_m) ของทรานซิสเตอร์ Q_3 ถึง Q_4 และ Q_5 ถึง Q_6 หาได้จาก

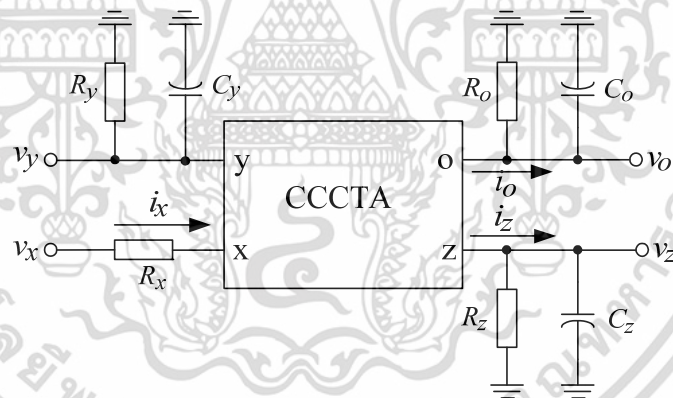
$$g_m = \frac{i_o}{v_z} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.48)$$

จากสมการ (3.48) อัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส I_B ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงจากภายนอก

3.5 คุณสมบัติของวงจร CCCTA ในทางปฏิบัติ

คุณสมบัติของวงจร CCCTA ในทางปฏิบัติจะเกิดความไม่เป็นไปตามอุดมคติเมื่อนำวงจรไปใช้งาน เนื่องจากมีค่าอิมพีแดนซ์แฝงที่พอร์ตต่าง ๆ ซึ่งมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดต่อผลตอบสนองในด้านต่าง ๆ เช่น ค่าความผิดพลาดการถ่ายโอนกระแส แรงดันและผลตอบสนองต่อความถี่ เป็นต้น ความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร CCCTA แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยจะพบว่ามีความต้านทานแฝง R_x ต่ออนุกรมกับอินพุตพอร์ต x ค่าอิมพีแดนซ์แฝง (R_y/C_y) ที่ตำแหน่งอินพุตพอร์ต y เอาต์พุตพอร์ต z และ o มีค่าอิมพีแดนซ์แฝง (R_z/C_z) และ (R_o/C_o) ตามลำดับ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสอธิบายได้ดังสมการ (3.49) เมื่อค่า γ α และ β คือ ค่าความผิดพลาดของการถ่ายโอนแรงดันและกระแสซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนออกจากหนึ่ง

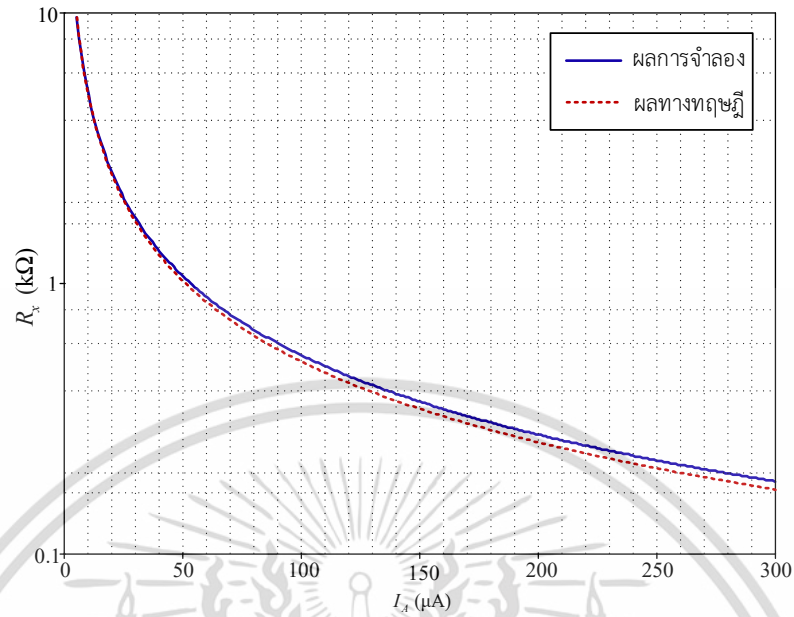
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & \gamma & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.49)$$



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ในทางปฏิบัติ

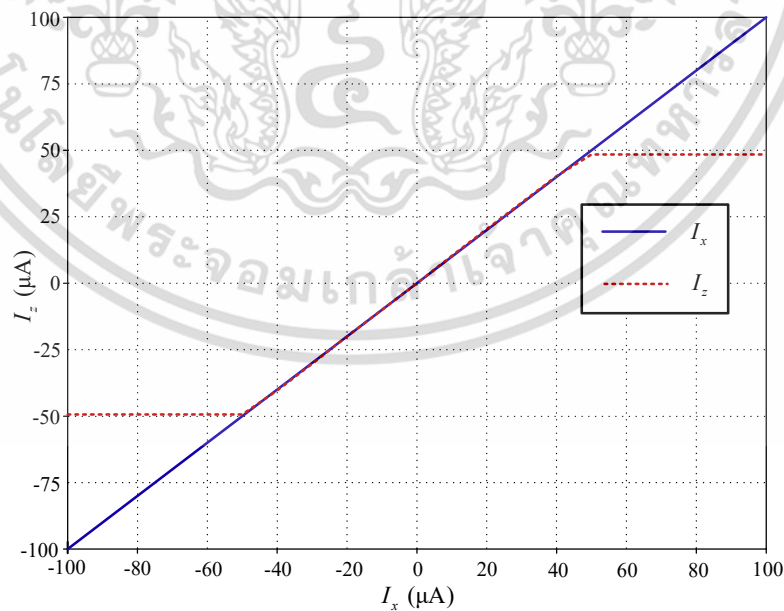
3.6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA

วงจรแอกทีฟพื้นฐานที่นำมาประยุกต์ใช้งาน ผู้วิจัยได้นำวงจร CCCTA แบบไบซีมอสที่ถูกนำเสนอโดย W. Tangsirat [30] มาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA แบบไบซีมอส โดยการจำลองการทำงานใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร ± 1 V ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอสเทคโนโลยี $0.18 \mu\text{m}$ ของบริษัทไอบีเอ็ม อัตราส่วน ความกว้าง (width, W) ต่อความยาว (length, L) ของขนาดช่องทางเดินกระแสชนิดพีมอสและชนิดเอ็นมอส (W/L) เท่ากับ $5/0.5 \mu\text{m}$ เท่ากันทุกตัว



รูปที่ 3.11 ค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_A

รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อหาค่าความต้านทานแฝง R_x ที่อินพุตพอร์ต x เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_A ระหว่าง 0 μA ถึง 300 μA จากผลการจำลองพบว่าค่าความต้านทานแฝง $R_x = 1.1 \text{ k}\Omega$ ที่กระแสไบอัส $I_A = 50 \mu\text{A}$

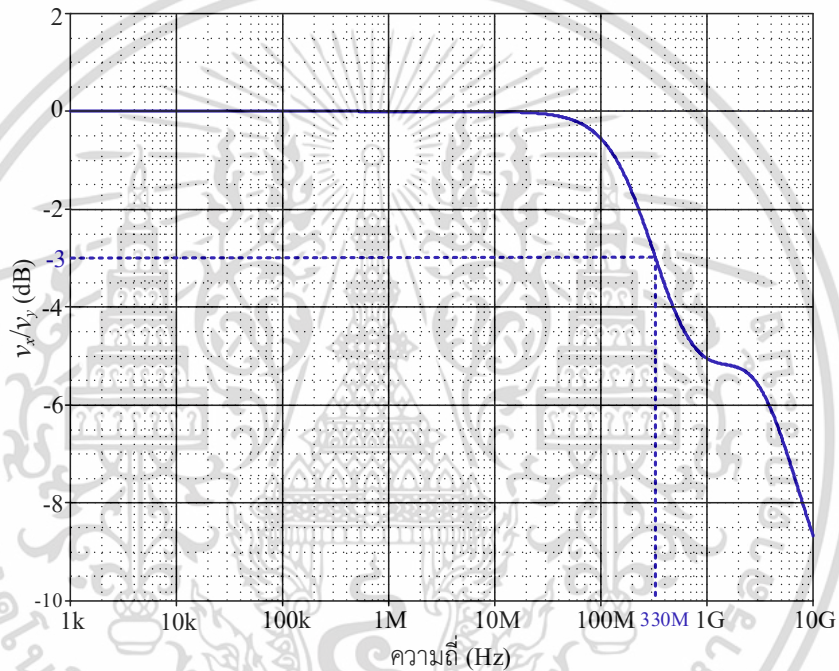


รูปที่ 3.12 ผลการส่งผ่านกระแส I_x ที่พอร์ต x ไปยังพอร์ต z (I_z/I_x)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อหาผลตอบสนองระหว่างกระแส I_x ที่อินพุตพอร์ต x และกระแส I_z ที่พอร์ต z โดยป้อนกระแส I_x มีค่าระหว่าง $-100 \mu\text{A}$ ถึง $100 \mu\text{A}$ และกระแสไบอัส $I_A = 50 \mu\text{A}$ พบว่ากระแสที่ส่งผ่านจากอินพุตพอร์ต x ไปที่พอร์ต z มีค่าประมาณ $\pm 49 \mu\text{A}$ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับกระแส I_A ที่ต่อไบอัสผ่านวงจรสะท้อนกระแส

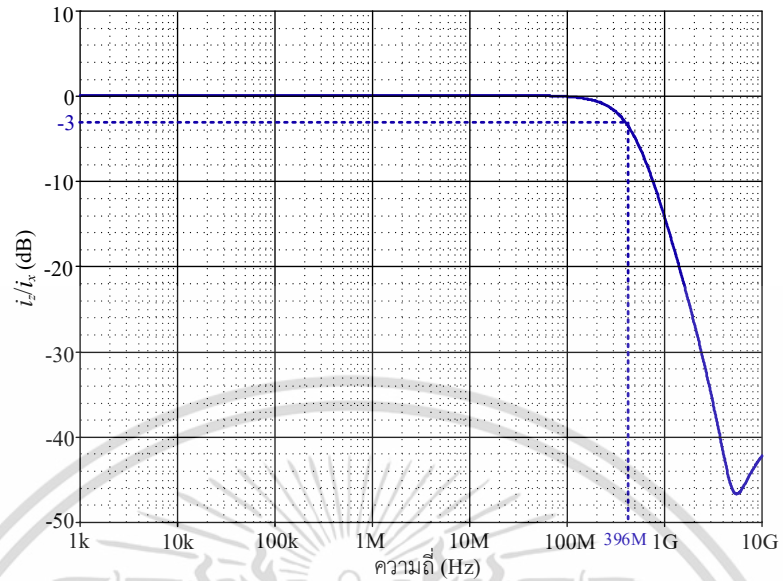
รูปที่ 3.13 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดัน v_x ต่อแรงดัน v_y เมื่อป้อนกระแสไบอัส $I_A = 50 \mu\text{A}$ จากการจำลองการทำงานผลตอบสนองทางความถี่ที่ -3 dB มีความถี่เท่ากับ 330 MHz



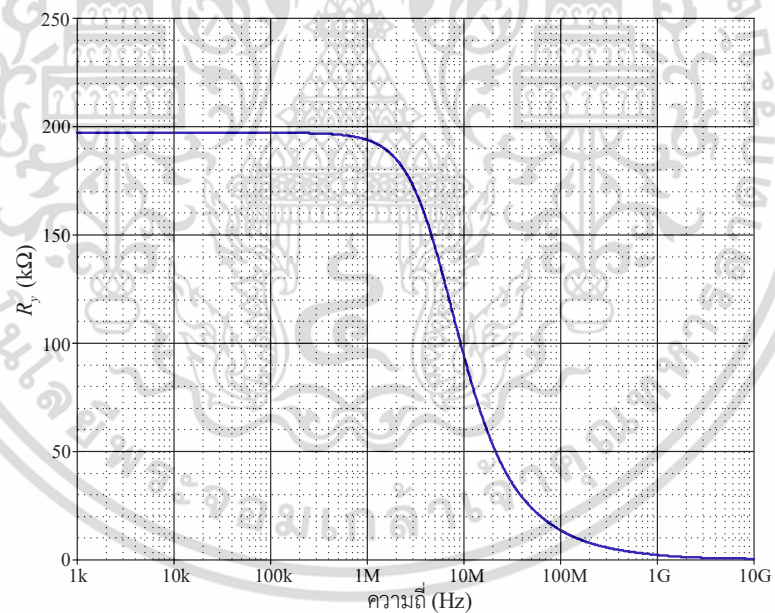
รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของ v_x/v_y

รูปที่ 3.14 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ i_z/i_x เมื่อป้อนกระแสไบอัส I_A เท่ากับ $50 \mu\text{A}$ จากการจำลองการทำงานพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ที่ -3 dB มีความถี่เท่ากับ 396 MHz

รูปที่ 3.15 แสดงผลการจำลองค่าความต้านทานแฝง R_y ที่อินพุตพอร์ต y จากผลการจำลองการทำงานพบว่า ช่วงความถี่ 1 kHz ถึง 10 GHz มีผลตอบสนองความถี่คงที่ ซึ่งเป็นองค์ประกอบเฉพาะความต้านทานมีค่าความต้านทานแฝง $R_y = 197 \text{ k}\Omega$ และเมื่อความถี่สูงขึ้นตั้งแต่ 1 MHz ถึง 70 MHz พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ลดลงเรื่อย ๆ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ สามารถคำนวณค่าความจุแฝง C_y โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานแฝง R_y และค่าอิมพีแดนซ์ Z_y ค่าความจุแฝง C_y มีค่าเท่ากับ 0.06 pF



รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองทางความถี่ของ i_z/i_x

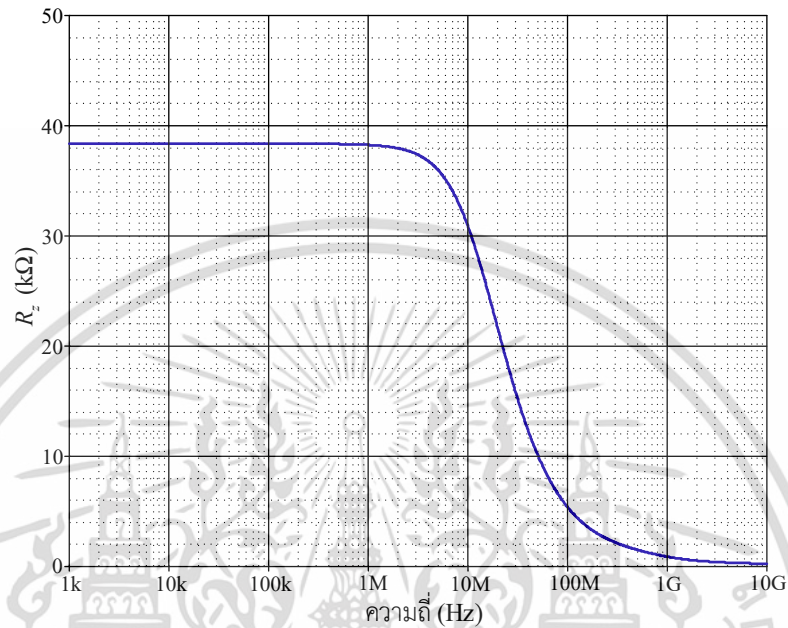


รูปที่ 3.15 อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต y (R_y)

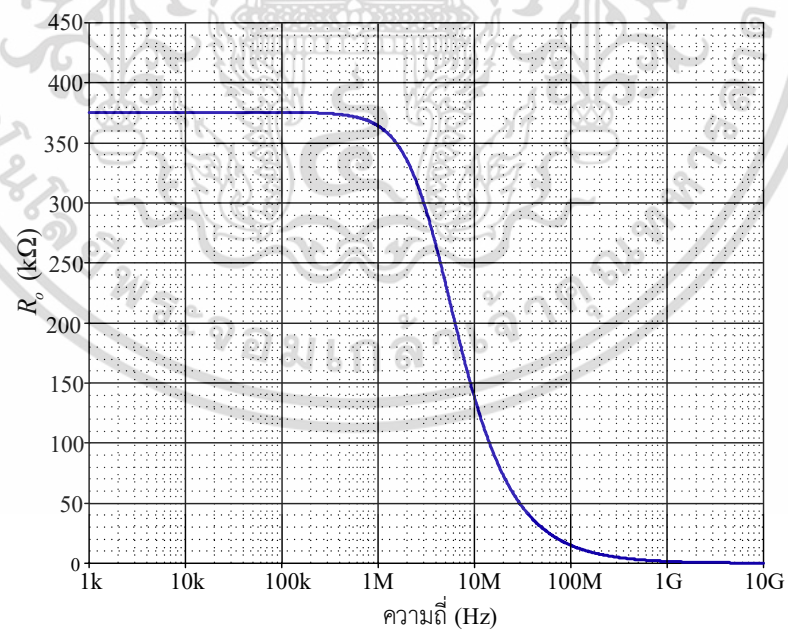
รูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองค่าความต้านทานแฝง R_z ที่พอร์ต z จากผลการจำลองการทำงานพบว่าความต้านทานแฝง $R_z = 38.36 \text{ k}\Omega$ คำนวณหาค่าประจุแฝง $C_z = 0.14 \text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.17 แสดงผลการจำลองค่าความต้านทานแฝง R_o ที่พอร์ต o จากผลการจำลองการทำงานพบว่าความต้านทานแฝง $R_o = 375.64 \text{ k}\Omega$ คำนวณหาค่าประจุแฝง $C_o = 0.04 \text{ pF}$

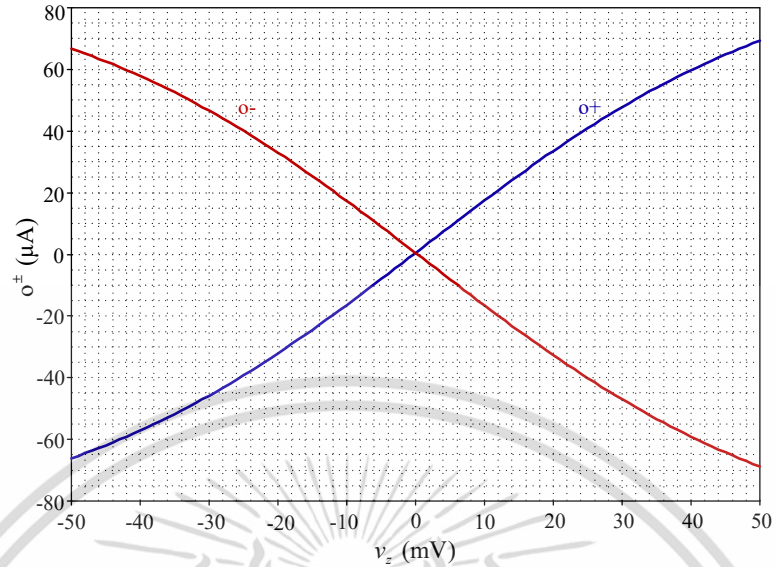


รูปที่ 3.16 อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต z (R_z)



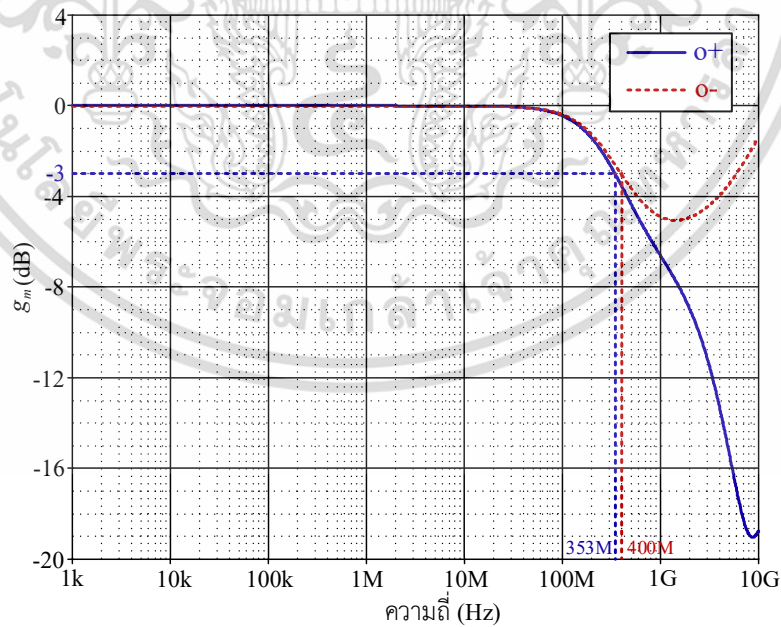
รูปที่ 3.17 อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต o (R_o)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 ผลตอบสนองไฟฟ้ากระแสตรงของวงจร CCCTA

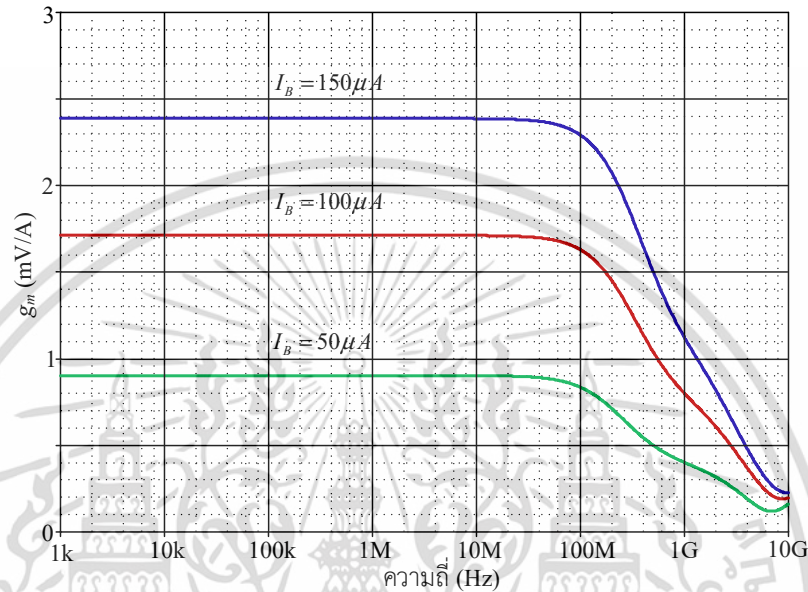
รูปที่ 3.18 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรขยายความนำถ่ายโอนระหว่างแรงดันที่พอร์ต z หรือ v_z กับกระแสเอาต์พุตที่พอร์ต $o+$ และ $o-$ เมื่อป้อนแรงดัน v_z มีค่าเท่ากับ -50 mV ถึง 50 mV กระแสไบอัส $I_B = 50$ μ A ผลการจำลองการทำงานพบว่าผลตอบสนองการเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสมีความเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 3.19 ผลตอบสนองทางความถี่วงจร CCCTA ที่ตำแหน่งเอาต์พุตพอร์ต $o+$ และ $o-$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.19 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยายความนำถ่ายไออนที่เอาต์พุตพอร์ต o+ และ o- จากผลการจำลองการทำงานที่ -3 dB ตำแหน่งเอาต์พุตพอร์ต o+ ความถี่เท่ากับ 353 MHz และตำแหน่งเอาต์พุตพอร์ต o- ความถี่เท่ากับ 400 MHz



รูปที่ 3.20 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยาย CCCTA เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_B

รูปที่ 3.20 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายความนำถ่ายไออนเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_B เท่ากับ 50 μA 100 μA และ 150 μA ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานพบว่าอัตราขยายความนำถ่ายไออน $g_m = 0.91 \text{ mAV}$ 1.71 mAV และ 2.4 mAV ตามลำดับ

ตารางที่ 3.1 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรรขยาย CCCTA ที่ได้จากการจำลองการทำงาน ได้แก่ ค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_A ผลการส่งผ่านกระแส i_x ที่พอร์ต x ไปยังพอร์ต z (i_z/i_x) ผลตอบสนองทางความถี่ของ v_x/v_y ผลตอบสนองทางความถี่ของ i_z/i_x ผลตอบสนองทางความถี่ของ i_o/v_z อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต y (R_y) อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต z (R_z) อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต o (R_o) ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายความนำถ่ายไออน g_m เมื่อป้อนแรงดัน v_z ผลตอบสนองไฟฟ้ากระแสตรงของกระแส o+ และ o- เมื่อป้อนแรงดัน v_z และผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายความนำถ่ายไออน g_m เมื่อแปรค่ากระแส I_B ที่ตำแหน่งเอาต์พุตพอร์ต o+

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าจากการจำลองการทำงานของวงจร CCCTA ในรูปที่ 3.9

Parameters	BICMOS CCCTA ที่นำเสนอ
Technology	0.18 μ m (Level 7) BiCMOS IBM
Supply voltage	± 1 V
Power dissipation	0.48 mW
-3 dB bandwidth for v_x/v_y	330 MHz
-3 dB bandwidth for i_z/i_x	396 MHz
-3 dB bandwidth for $i_{o\pm}/v_z$	353 MHz
R_x	1.1 k Ω ($I_A = 50 \mu$ A)
g_m	9.1 mA/V – 2.4 mA/V
R_y, C_y	197 k Ω 0.06 pF
R_z, C_z	38.36 k Ω 0.14 pF
R_o, C_o	375.64 k Ω 0.04 pF

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCCTA โครงสร้างภายในวงจรทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และทรานซิสเตอร์แบบซีมอส รวมถึงแสดงคุณสมบัติของวงจร CCCTA แบบไบซีมอส โดยแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจร CCCTA แบบไบซีมอสเพื่อหาคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ ได้แก่ ผลตอบสนองต่อกระแสไฟฟ้ากระแสตรง ผลตอบสนองทางความถี่ ค่าความต้านทานแฝง R_x ที่อินพุตพอร์ต x อัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m ค่าความต้านทานแฝงและค่าตัวเก็บประจุแฝง ที่พอร์ต y z และพอร์ต o ซึ่งจะได้แสดงการนำวงจร CCCTA ไปประยุกต์ใช้งานในด้านสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกในบทต่อไป

3.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3

- [1] S. A. Pactitis. 2007. **Filters theory and design**. New York : Taylor and Francis Group Press.
- [2] P. Silapan, W. Jaikla and M. Siripruchyanun, “A novel versatile circuit functioning as both filter and oscillator based on CCCCTAs”, **Proceedings of the International IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2008)**, Macao, China, 30 November -3 December, pp. 1367-1370, 2008.
- [3] T. Bumrongchoke, W. Jaikla and M. Siripruchyanun, “An electronic controllable, simple current-mode oscillator using single MO-CCCCTA and grounded capacitors”, **Proceedings of the 1st International Conference on Technical Education (ICTE 2009)**, Bangkok, Thailand, 21-22 January, pp. 217-220, 2010.
- [4] S. Maiti and R. Raman Pal, “Dual mode quadrature oscillator employing single current controlled current conveyor transconductance amplifier”, **International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology**, vol. 12, no. 7, pp. 3015-3112, 2013.
- [5] W. Tangsrirat, O. Channumsin and T. Pukkaranun, “Single current controlled sinusoidal oscillator with current and voltage outputs using current controlled conveyor transconductance amplifier and grounded passive elements”, **International Journal of Revue Roumaine des Sciences Techniques Serie Électrotechnique et Énergétique (REV ROUM SCI TECH-EL)**, pp. 175-184, 2015.
- [6] W. Tangsrirat, “Dual mode sinusoidal quadrature with single CCCTA and grounded capacitors”, **Journal of Microelectronics, Electronics Components and Materials**, vol. 46, no. 3, pp. 130-135, 2016.
- [7] Y. Li, “Systematic derivation for quadrature oscillator using CCCCTAs”, **Radioengineering**, vol. 24, no. 2, pp. 535-543, 2015.
- [8] P. Uttaphut, W. Mekhum, W. Jaikla, “Current mode multiphase sinusoidal oscillator using CCCCTAs and grounded elements”, **Proceedings of the 9th IEEE International Northeast Workshop on Circuits and Systems Conference (NEWCAS 2011)**, Bordeaux, France, 26-29 June, pp. 345-349, 2011.

- [9] S. V. Singh, S. Maheshwari, D. S. Chauhan, “Single CCCCTA base SITO biquad filter with electronics tuning”, **Proceedings of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technology**, Aligarh, India, 17-19 December, pp. 172-175, 2011.
- [10] S. V. Singh, S. Maheshwari, J. Mohan and D. S. Chauhan “Electrically tunable current mode universal biquad filter based on the CCCCTA”, **Proceedings of the 2nd International Conference on advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom 2009)**, Kottayam, India, 27-28 October, pp. 307-311, 2009.
- [11] W. Jaikla, A. Lahiri, A. Kwawsibsam and M. Siripruchyanun, “High-input impedance voltage-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference of Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2010)**, Chiang Mai, Thailand, 19-21 May, 5 pages, 2010.
- [12] S. Siripongdee, A. Kwawsibsam, W. Jaikla, “Current controlled current mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the IEEE International Conference on Vehicular Electronics and safety (ICVES 2011)**, Beijing, China, 10-12 July, pp. 307-311, 2011.
- [13] S. Maheshwari, S. V. Singh and D. S. Chauhan, “Electronically tunable low voltage mixed mode universal biquad filter”, **International Journal of IET Circuits, Devices & Systems**, vol. 5, Issue. 3, pp. 149-158, 2011.
- [14] S. V. Singh, S. Maheshwari, R. S. Tomar and D. S. Chauhan, “Single input four output voltage mode biquad filter with electronics tuning”, **Proceedings of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT 2013)**, Aligarh, India, 23-25 November, pp. 226-230, 2013.
- [15] M. Kumngern, U. Torteanchai and K. Sarsittithum, “Current tunable current mode multifunction filter employing a modified CCCCTA”, **Proceedings of the 7th International Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2012)**, Singapore, Singapore, 18-20 July, pp. 1794-1797, 2012.

- [16] N. Pandey, P. Arora, S. Karpur and S. Malhotra, "First order voltage mode MO-CCCCTA based all pass filter", **Proceedings of the International Conference on Communications and Signal processing**, Calicut, India, 10-12 February, pp. 535-537, 2011.
- [17] W. Jaikla, A. Noppakran and S. Rawanwisut, "New gain controllable resistor-less current mode first order all pass filter and its application", **Radioengineering**, vol. 21, no. 1, pp. 312-316, 2012.
- [18] K. Chinpark, W. Jaikla, S. Siripongdee and P. Suwanjan, "Electrically controllable first order multifunction filter with using single active building block", **Proceedings of the 3rd International Conference on Control and Robotic Engineering**, Nagoya, Japan, 20-23 April, pp. 192-195, 2018.
- [19] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, "Single MO-CCCCTA based electrically tunable current/trans-impedance mode biquad universal filter", **Scientific Research on Circuits and Systems**, vol. 2, pp. 1-6, 2011.
- [20] M. Siripruchyanun, P. Sirapan, and W. Jaikla, "Realization of CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 4, pp. 35-53, 2009.
- [21] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, "Electrically tunable current/voltage mode universal biquad filter using CCCCTA", **ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering**, vol. 1 no. 3, pp. 42-47, 2010.
- [22] W. Jaikla, S. Siripongdee, P. Suwanjan, "MISO current mode biquad filter with independent control of pole frequency and quality factor", **Radioengineering**, vol. 21, no. 3, pp. 886-891, 2012.
- [23] M. Kumngern and J. Chanwutitum, "An electrically tunable current mode first order allpass filter using a CCCCTA", **Proceedings of the International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2013)**, Ho Chi Minh City, Vietnam, 16-18 October, pp. 733-736, 2013.

- [24] P. Beg, R. S. Badini, M. S. Ansari and P. Kulshreshtha, “Programmable voltage mode resistorless multifunctional filter using CCCCTA”, **Proceedings of the 4th International Conference on The Next Generation Information Technology Summit**, Noida, India, 26-27 September, 5 pages, 2013.
- [25] C. Premont, N. Abouchi, R. Grisel and J. P. Chante, “A BiCMOS current conveyor base four quadrature analog multiplier”, **Springerlink Journal of Analog Circuit and Signal Processing**, vol. 19, pp. 159-162, 1999.
- [26] A. Mustapha, F. Alain, J. Abdelkader and T. Abdelkader, “Simplified BiCMOS current controlled conveyor”, **Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems**, Marrakech, Morocco, 11-14 December, pp. 383-386, 2007.
- [27] W. Jaikla and M. Siripruchyanun, “Novel precision current-mode full-wave rectifier and class B push-pull current amplifier using BiCMOS current-controlled current conveyors”, **The Journal of KMITNB**, vol. 16, no. 1, pp. 1-7, 2006.
- [28] S. Thankachan, M. Pattanaik and S. S. Rajput, “A $\pm 0.5V$ BiCMOS class-A current conveyor” **International Journal of Electrical and Electronics Engineering**, vol. 3, no. 10, pp. 607-610, 2009.
- [29] H. Ercan and M. Alci, “A new design for a BiCMOS controlled current conveyor”, **Journal of Elektronika IR Elektrotehnika**, vol. 19, no. 1, 2013.
- [30] W. Tangsrirat, “Simple Bi-CMOS CCCTA design and resistorless analog function realization”, **The Scientific World Journal**, vol. 2014, pp. 1-7, 2014.
- [31] A. Jantakun, “The configuration of current mode single input multi output, multi-input single output biquad filter and quadrature oscillator based-on BiCMOS CCCTAs”, **Journal of Przegląd Elektrotechniczny**, vol. 7, pp. 103-107, 2017.
- [32] M. Siripruchyanun, M. Phattanasak, P. Silapan and W. Jaikla, “Design of CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications”, **The Journal of KMITNB**, vol. 17, no. 12, pp. 1-11, 2007.

- [33] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) : a building block for analog signal processing", **Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2007)**, Sydney, Australia, 17-19 October, pp. 209-212, 2007.
- [34] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) : A building block for analog signal processing", **Springer Electrical Engineering Journal**, vol. 90, no. 6, pp. 443-453, 2008.
- [35] N. Pendy, R. Bazaz and R. Manocha, "MO-CCCCTA based floating positive and negative inductors and their applications", **Journal of Electrical and Computer Engineering**, vol. 2011, pp.1-8.
- [36] P. Silapan, C. Tanaphatsiri and M. Siripruchyanun, "Current controlled CCTA based novel grounded capacitance multiplier with temperature compensation", **Proceedings of the International IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2008)**, Macao, China, pp. 1490-1493, 2008.
- [37] M. Siripruchyanun, J. Hirunprom and K. Angkaew, "An active-only grounded capacitance simulator", **Proceedings of the International on Research, Innovation and Innovation Congress (IR²C 2019)**, Bangkok, Thailand, 11-13 December, pp. 1-5, 2019.
- [38] M. Srivastava, D. Prasad, Laxya and G. Singh, "A new simulator for realizing floating resistance/capacitance with electronics control", **Proceedings of the International on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE 2016)**, Ghaziabad, India, 22-23 September, pp. 663-666, 2016.

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้วงจร CCCTA ในวงจรกรองสัญญาณ

4.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกแบบแอกทีฟ ในปัจจุบันนิยมประยุกต์ใช้งานให้อยู่ในรูปแบบการทำงานในโหมดแรงดันหรือโหมดกระแส โดยการทำงานในแต่ละโหมดมีจุดเด่นที่แตกต่างกัน ในโหมดแรงดันมีจุดเด่น คือ สามารถจ่ายแรงดันให้กับอินพุตได้โดยตรงโดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์แปลงสัญญาณ และมีอัตราการลดทอนสัญญาณต่ำกว่าการทำงานในโหมดกระแส การทำงานในโหมดแรงดันเหมาะสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันค่าสูง ทั้งนี้เพื่อต้องการให้มีการแกว่ง (swing) ของสัญญาณไปได้มากและมีขนาดใหญ่ ซึ่งในปัจจุบันมีงานวิจัยอยู่หลายฉบับที่วิจัยพัฒนางานกรองสัญญาณแอนะล็อกในโหมดแรงดัน [1]-[16] [65]-[67] [69]-[71] [73]-[84] การทำงานในโหมดกระแส [17]-[64] มีจุดเด่น คือ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรต่ำ มีแบนด์วิดท์กว้างและมีความเป็นเชิงเส้นจากจุดเด่นของการทำงานในโหมดกระแสดังกล่าว ทำให้มีนักวิจัยจำนวนมากพัฒนาและออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกให้มีประสิทธิภาพ โดยออกแบบวงจรให้ทำงานที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรต่ำ เพื่อต้องการลดอัตราสิ้นเปลืองพลังงานลง ตลอดจนออกแบบให้ใช้จำนวนของวงจรแอกทีฟพื้นฐานน้อยลง โดยวงจรยังคงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

จากงานวิจัยที่ผ่านมานอกจากจำแนกการทำงานของวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกในโหมดแรงดันและโหมดกระแสแล้ว ยังสามารถจำแนกตามลักษณะของจำนวนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรได้แก่ แบบหนึ่งอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (single-input single-output, SISO) แบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (single-input multi-output, SIMO) แบบหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multi-input single-output, MISO) และแบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (multi-input multi-output, MIMO) สำหรับรูปแบบที่นิยมประยุกต์ใช้งาน คือ แบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุตและแบบหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต เนื่องจากมีข้อดี คือ วงจรสามารถทำงานได้หลายหน้าที่ เช่น กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) ตัดแถบความถี่ (BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) เป็นต้น

ในบทนี้แสดงถึงการประยุกต์ใช้งานของวงจร CCCTA แบบไบซีมอส เพื่อใช้งานด้านสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ประกอบด้วยวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกทำงานในโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต (single-input-three-output, SITO) ซึ่งสามารถกรองสัญญาณพื้นฐาน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) และกรองผ่านแถบความถี่ (BP) วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกทำงานในโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (three-input single-output, TISO) โดยวงจรสามารถทำงานได้ครอบคลุมครบทุก

ฟังก์ชันตามคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณ ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) ตัดแถบความถี่ (BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) และในส่วนวงจรสุดท้าย คือ วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งทำงานในโหมดแรงดัน ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณทั้งสามวงจรที่นำเสนอพบว่ามีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี

4.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบ SIMO

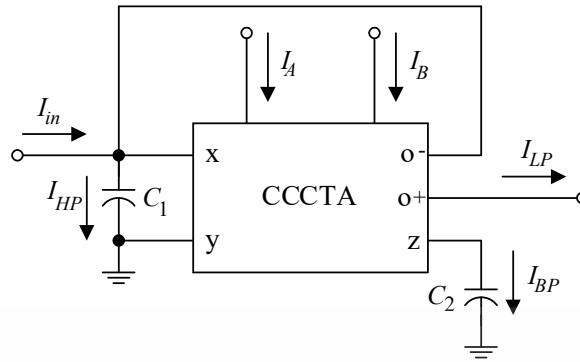
ในสปีทที่ผ่านมาวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบ SIMO ได้มีนักวิจัยนำเสนอ โดยมีองค์ประกอบของวงจรแตกต่างกันออกไป สามารถสรุปคุณลักษณะและองค์ประกอบของวงจรได้ดังต่อไปนี้

1. วงจรที่ออกแบบใช้วงจรแอกทิฟพื้นฐานมากกว่าหนึ่งตัว [20] [24] [25] [27] [30]-[33] [35]-[37] [41] [42] [59]
2. มีตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร [20] [30] [31] [35]-[37]
3. ไม่สามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [30] [35]-[37]
4. ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) เป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไข [27] [30]-[33] [35]-[37] [41] [42]

จากข้อจำกัดต่าง ๆ ที่กล่าวมาในข้างต้นผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO โดยวงจรที่นำเสนอได้ออกแบบโดยใช้วงจรแอกทิฟ CCCTA แบบไบ-ซีมอสเพียงหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว นอกจากนั้นวงจรยังไม่มีตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร โดยสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) เป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไขได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

4.2.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ที่นำเสนอโดย [85] ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณทางด้านอินพุต I_m และสัญญาณทางด้านเอาต์พุต ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ I_{LP} กรองผ่านความถี่สูง I_{HP} และกรองผ่านแถบความถี่ I_{BP} วงจรประกอบด้วยวงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว โดยปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นส่วนประกอบของวงจร



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้
วงจร CCCTA

รูปที่ 4.1 จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) และกรองผ่านแถบความถี่ (BP) ได้ดังนี้

$$\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{g_m}{R_x C_1 C_2 D(s)} \quad (4.1)$$

$$\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (4.2)$$

และ

$$\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{D(s)} \quad (4.3)$$

เมื่อ

$$D(s) = s^2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \quad (4.4)$$

สมการ (4.5) ถึง (4.7) แสดงความสัมพันธ์ของ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) และแบนด์วิดท์ (bandwidth, BW) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (4.6)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (4.7)$$

สมการ (4.5) และ (4.6) แสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไข กล่าวคือ ถ้าต้องการแปรค่า ω_0 โดยให้ค่า Q คงที่ สามารถทำได้โดยกำหนดให้ผลคูณ $g_m R_x$ คงที่ จากนั้นทำการแปรค่าอัตราส่วนของ g_m/R_x ให้เป็นตามเงื่อนไขที่ต้องการ ในทำนองเดียวกันถ้าต้องการแปรค่า Q โดยให้ค่า ω_0 คงที่ สามารถทำได้โดยกำหนดให้อัตราส่วน g_m/R_x คงที่ จากนั้นทำการแปรค่าผลคูณของ $g_m R_x$ ให้เป็นไปตามเงื่อนไข

ความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของวงจรแอกทิฟและอุปกรณ์พาสซีฟ สามารถพิจารณาได้จากสมการ (4.8) ถึง (4.11) ดังนี้

$$S_{g_m}^{\omega_0} = -S_{R_x}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.8)$$

$$S_{g_m}^Q = S_{R_x}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.9)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (4.10)$$

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (4.11)$$

จากสมการ (4.8) ถึง (4.11) พบว่าค่าของความไวที่มีผลต่อความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ตัวประกอบคุณภาพและแบนด์วิดท์มีค่าไม่เกินหนึ่ง

4.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าทีแบบ SITO

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA สามารถวิเคราะห์หาผลกระทบต่อความไม่เป็นอุดมคติได้ เมื่อกำหนดให้ α คือ ค่าความผิดพลาดของกระแสจากอินพุตพอร์ต x ส่งผ่านไปยังเอาต์พุตพอร์ต z และ β คือ ค่าความผิดพลาดของอัตราขยายความนำถ่ายโอนจากพอร์ต z ส่งผ่านไปยังเอาต์พุตพอร์ต o ความไม่เป็นอุดมคติของความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ตัวประกอบคุณภาพและแบนด์วิดท์แสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm\beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (4.13)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (4.14)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (4.15)$$

การวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity analysis) ที่มีผลต่อ ω_0 , Q และ BW เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าวงจรแอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟแสดงได้ดังนี้

$$S_{\alpha}^{\omega_0} = S_{\beta}^{\omega_0} = S_{g_m}^{\omega_0} = -S_{R_x}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.16)$$

$$S_{\alpha}^Q = S_{\beta}^Q = S_{g_m}^Q = S_{R_x}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.17)$$

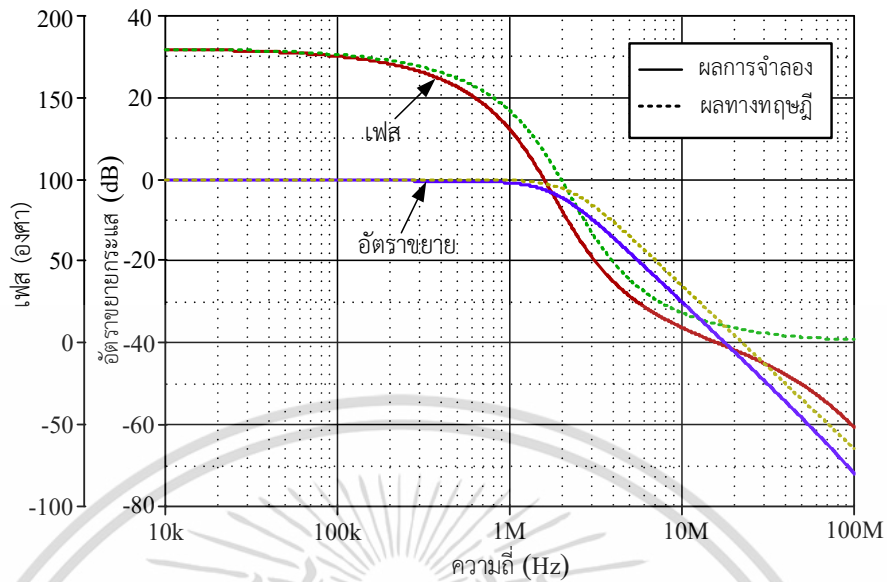
$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (4.18)$$

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (4.19)$$

4.2.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO

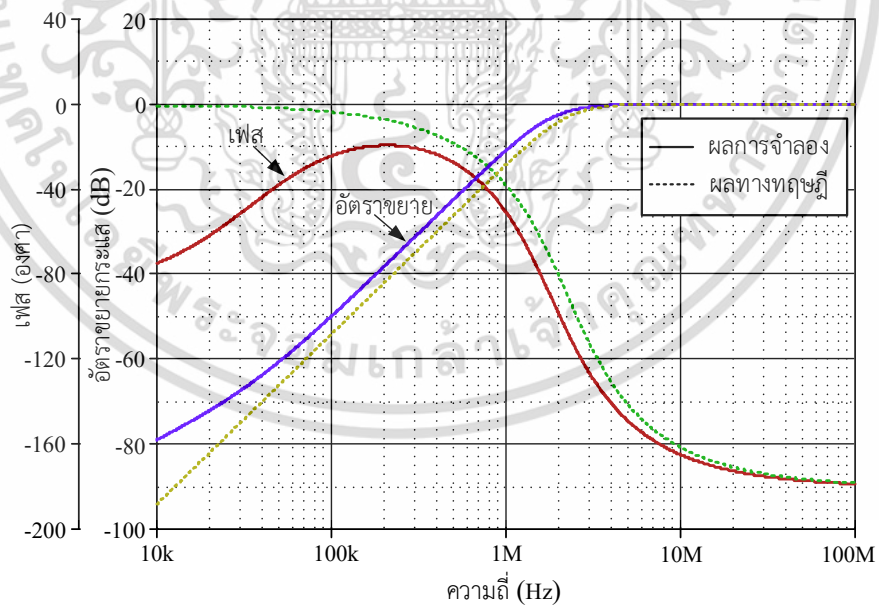
วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว มีโครงสร้างภายในแบบไบซีมอสใช้เทคโนโลยี 0.18 μm ของบริษัทไอบีเอ็ม มีอัตราส่วนของช่องทางเดินกระแส ความกว้าง (W) ต่อความยาว (L) ของเอ็นมอสและพีมอสทุกตัว (W/L) มีค่าเท่ากับ 5/0.5 μm ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร ± 0.9 V จากรูปที่ 4.1 เมื่อป้อนกระแสไบอัส $I_A = 52$ μA และกระแส $I_B = 26$ μA ทำให้ความต้านทานแฝง $R_x = 1$ k Ω อัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m มีค่าเท่ากับ 0.5 mAV และตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 50$ pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ $f_0 \cong 2.21$ MHz และ $Q = 0.707$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP

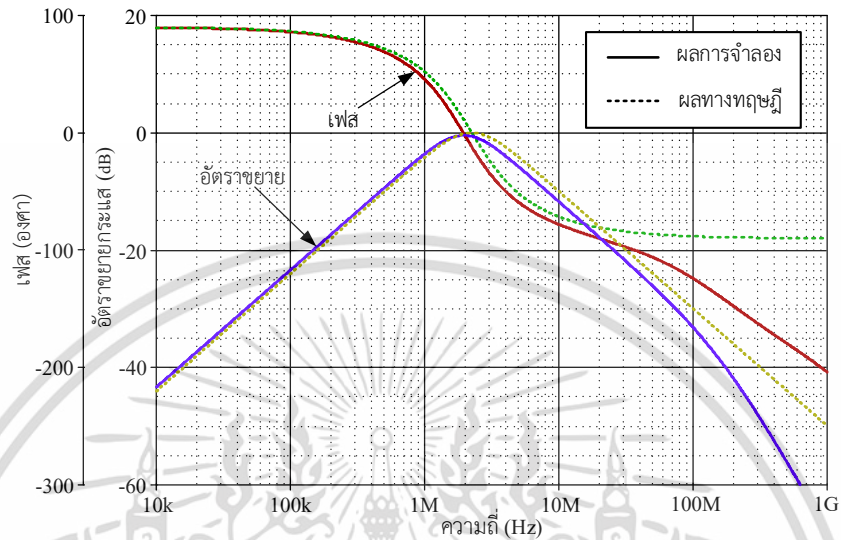
รูปที่ 4.2 ผลการจำลองผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP พบว่าความถี่ $f_0 = 2.13$ MHz ค่าความผิดพลาดเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 3.62 % และมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ 0.34 mW



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน HP

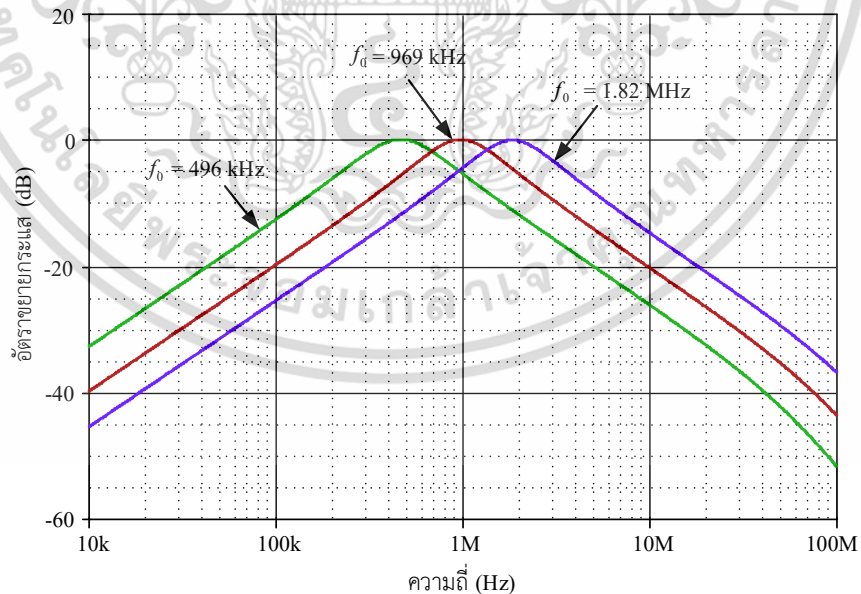
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 ผลการจำลองผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน HP มีความถี่ $f_0 = 2.0$ MHz ค่าความผิดพลาดเท่ากับ 9.5 % เมื่อเทียบกับผลการคำนวณในทางทฤษฎี



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP

รูปที่ 4.4 ผลการจำลองผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP มีความถี่ $f_0 = 2.1$ MHz ค่าความผิดพลาดเมื่อเทียบกับทางทฤษฎีเท่ากับ 4.98 %

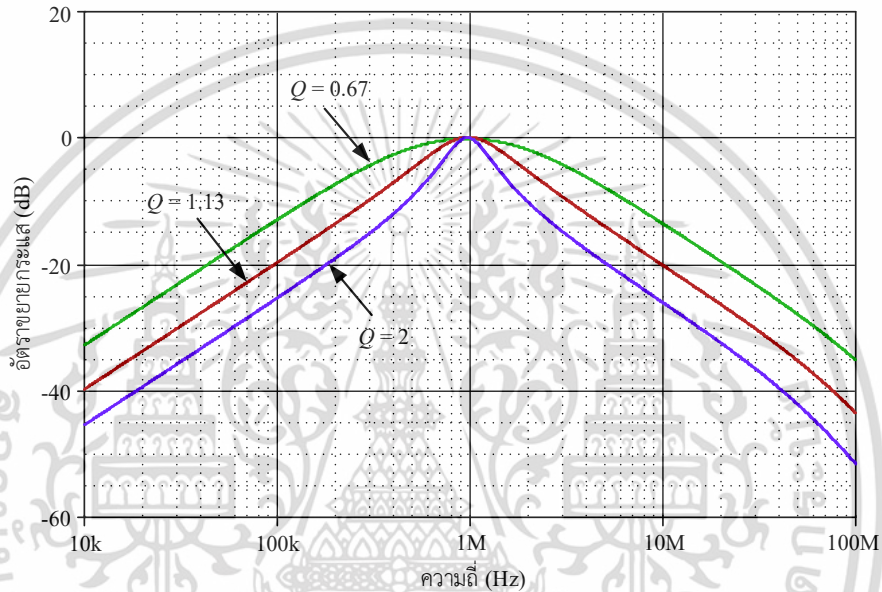


รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ฟังก์ชัน BP ความถี่ $f_0 = 496$ kHz

969 kHz และ 1.82 MHz กำหนดให้ค่า $Q = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

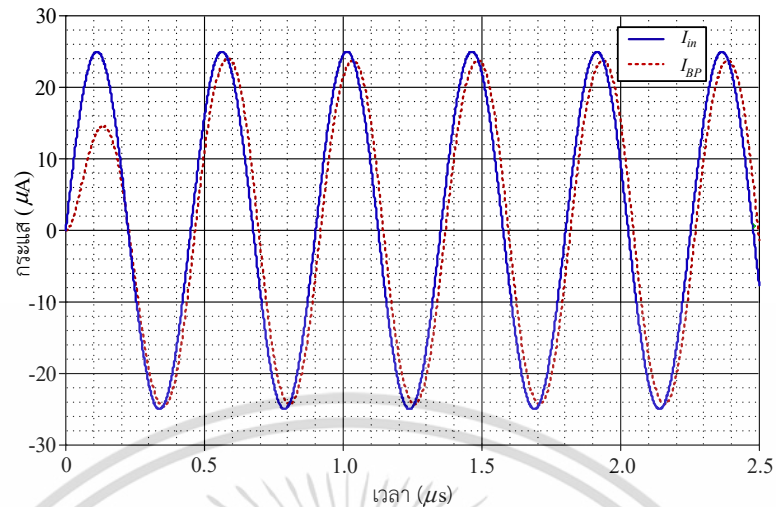
รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ฟังก์ชัน BP เมื่อให้อัตราส่วน g_m/R_x เท่ากับ $(0.14 \text{ mA/V})/(6.36 \text{ k}\Omega)$ $(0.31 \text{ mA/V})/(3.18 \text{ k}\Omega)$ และ $(0.63 \text{ mA/V})/(1.6 \text{ k}\Omega)$ ตามลำดับ จากการกำหนดเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ ความถี่ $f_0 = 500 \text{ kHz}$ 1 MHz และ 2 MHz ตามลำดับ $Q = 1$ จากผลการจำลองการทำงานพบว่า ความถี่ $f_0 = 496.12 \text{ kHz}$ 0.97 MHz และ 1.82 MHz ตามลำดับ มีค่าความผิดพลาดของความถี่ $f_0 = 0.7 \%$ 3% และ 9% ตามลำดับ และ $Q = 1.1$ ทุก ๆ ความถี่ที่กล่าวมาค่า Q มีความผิดพลาดเท่ากับ 10%



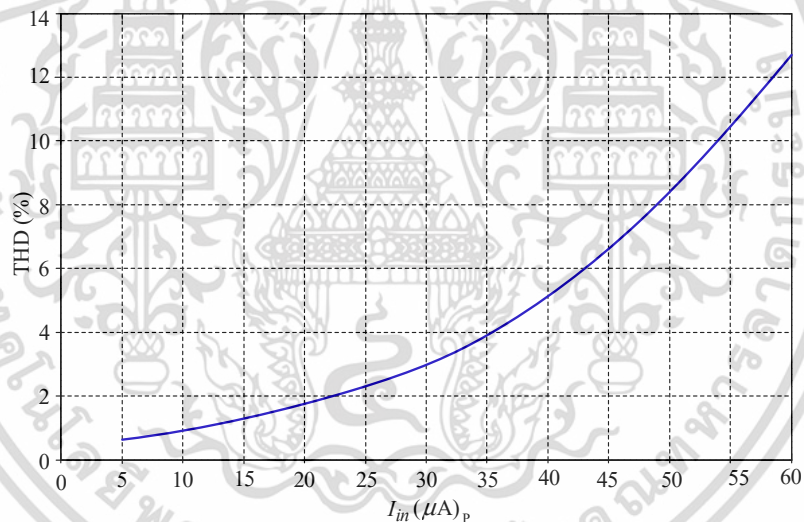
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ฟังก์ชัน BP ความถี่ $f_0 = 1 \text{ MHz}$ เมื่อแปรค่า $Q = 0.67$ 1.13 และ 2

รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP โดยกำหนดเงื่อนไขของผลคูณ $g_m R_x = (0.16 \text{ mA/V})(1.6 \text{ k}\Omega)$ $(0.32 \text{ mA/V})(3.2 \text{ k}\Omega)$ และ $(0.63 \text{ mA/V})(6.3 \text{ k}\Omega)$ ตามลำดับ ในขณะที่อัตราส่วน g_m/R_x คงที่ จากเงื่อนไขข้างต้นในทางทฤษฎีส่งผลให้ $Q = 0.5$ 1 และ 2 ตามลำดับ และความถี่ $f_0 = 1 \text{ MHz}$ จากผลการจำลองการทำงานค่า $Q = 0.67$ 1.13 และ 2 ตามลำดับ มีค่าความผิดพลาดของ $Q = 34 \%$ 13% และ 0% ตามลำดับ

รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการตอบสนองทางเวลา ฟังก์ชัน BP เมื่อกระแสอินพุต I_m รูปคลื่นไซน์ ความถี่เท่ากับ 2.21 MHz ขนาด $25 \mu\text{A}_p$ พบว่ากระแสรูปคลื่นไซน์ทางด้านเอาต์พุต I_{BP} มีลักษณะที่สอดคล้องกับกระแสรูปคลื่นไซน์ทางด้านอินพุต



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเวลาฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ $25 \mu A_p$ ความถี่ 2.21 MHz



รูปที่ 4.8 ค่า THD เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ $5 \mu A_p$ ถึง $60 \mu A_p$

รูปที่ 4.8 แสดงค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก (total harmonic distortion, THD) ของกระแสทางด้านเอาต์พุต I_{BP} เมื่อแปรค่ากระแสอินพุต I_{in} ตั้งแต่ $5 \mu A_p$ ถึง $60 \mu A_p$ พบว่าค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกเท่ากับ 0.5% ถึง 12.5%

จากผลการจำลองการทำงานผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP HP และ BP แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองสัญญาณโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ที่นำเสนอทำงานสอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยผลการจำลองฟังก์ชัน LP HP และ BP ที่ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ

2.21 MHz ค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เท่ากับ 3.62 % 9.5 % และ 4.98 % ตามลำดับ และวงจรที่นำเสนอยังสามารถแปรค่าความถี่ f_0 โดยไม่มีผลกระทบต่อค่า Q และแปรค่า Q โดยไม่มีผลกระทบต่อความถี่ f_0 ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์พบว่าสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีผลตอบสนองที่สอดคล้องกับคุณสมบัติของฟังก์ชัน BP คือ มีเฟสของเอาต์พุตและอินพุตเหมือนกัน (in phase) และมีค่า THD ของกระแสเอาต์พุตต่ำกว่า 10 %

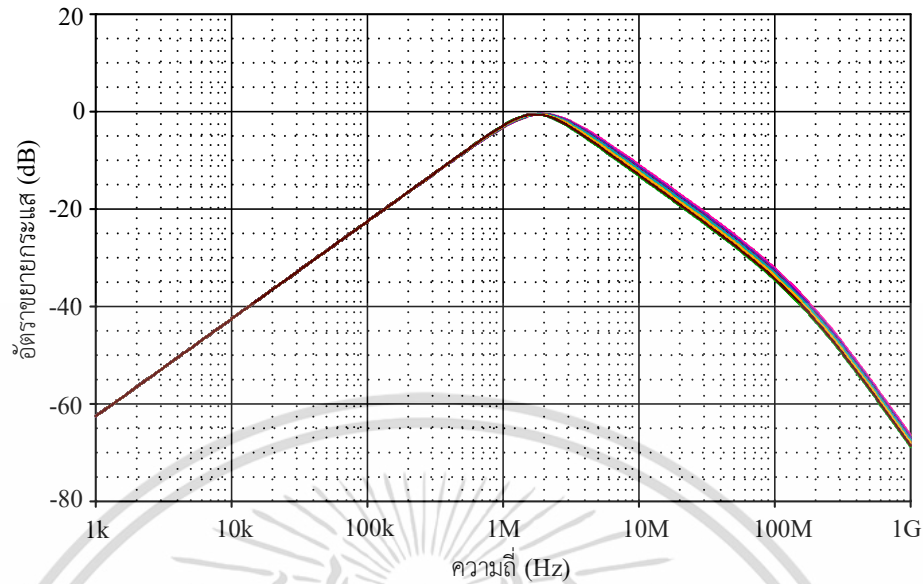
การวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปแบบของมอนติคาร์โล (Monte Carlo) ของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งเป็นการคาดคะเนแนวโน้มในเชิงสถิติของผลตอบสนองทางความถี่ที่มีโอกาสเกิดขึ้น เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ได้แก่ ค่าความต้านทาน ค่าตัวเก็บประจุ ตลอดจนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เกิดการเบี่ยงเบนค่า (deviation) ไปจากค่าจริง โดยการจำลองการเบี่ยงเบนใช้การกระจายแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution) ในการจำลองเพื่อหาผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสในกรณีเกิดการเบี่ยงเบนของค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 การเบี่ยงเบนของพารามิเตอร์ R_x และ g_m กำหนดให้ค่าต่าง ๆ ที่กล่าวมา มีการเบี่ยงเบน 5 % จากนั้นทำการคาดคะเนผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นด้วยการสุ่มค่าจำนวน 200 ครั้ง ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP แสดงดังรูปที่ 4.9 ถึง 4.12

รูปที่ 4.9 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อค่าตัวเก็บประจุ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ มีค่าเบี่ยงเบนระหว่าง -4.5 % ถึง +7.23 %

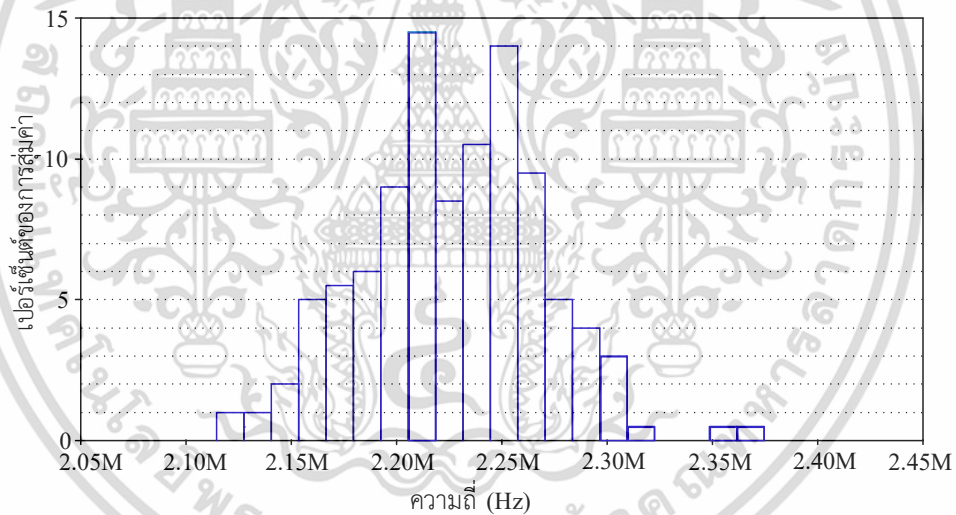
รูปที่ 4.10 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อค่าตัวเก็บประจุ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ มีการเบี่ยงเบนระหว่าง -6.33 % ถึง +9.95 %

รูปที่ 4.11 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อค่าความต้านทานแฝง R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ มีการเบี่ยงเบนระหว่าง -14.93 % ถึง +0.27 %

รูปที่ 4.12 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m มีการเบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ มีการเบี่ยงเบนระหว่าง -4.5 % ถึง +5.88 %



(ก)

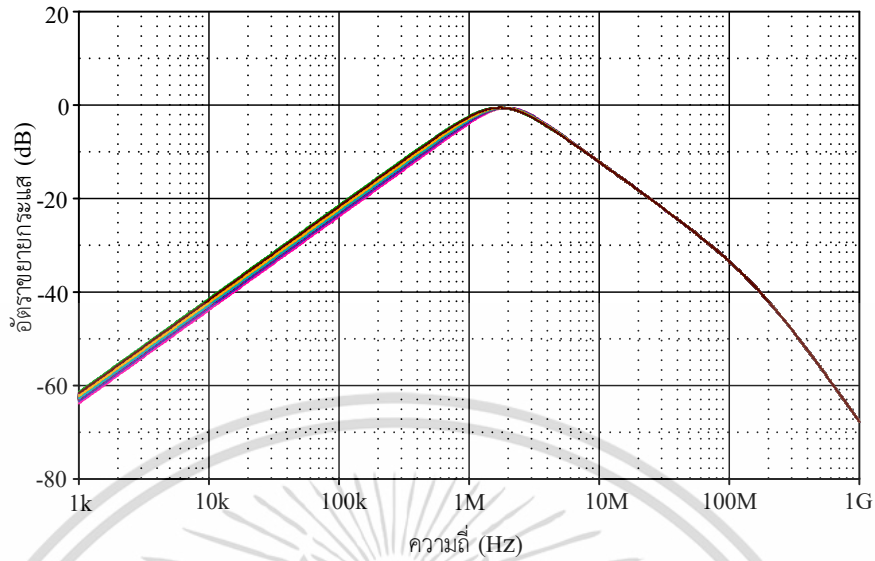


n samples	= 200	minimum	= 2.11437e+006	maximum	= 2.37455e+006
n divisions	= 20	10th %ile	= 2.1674e+006	3*sigma	= 129703
mean	= 2.2273e+006	median	= 2.23061e+006		
sigma	= 43234.4	90th %ile	= 2.28061e+006		

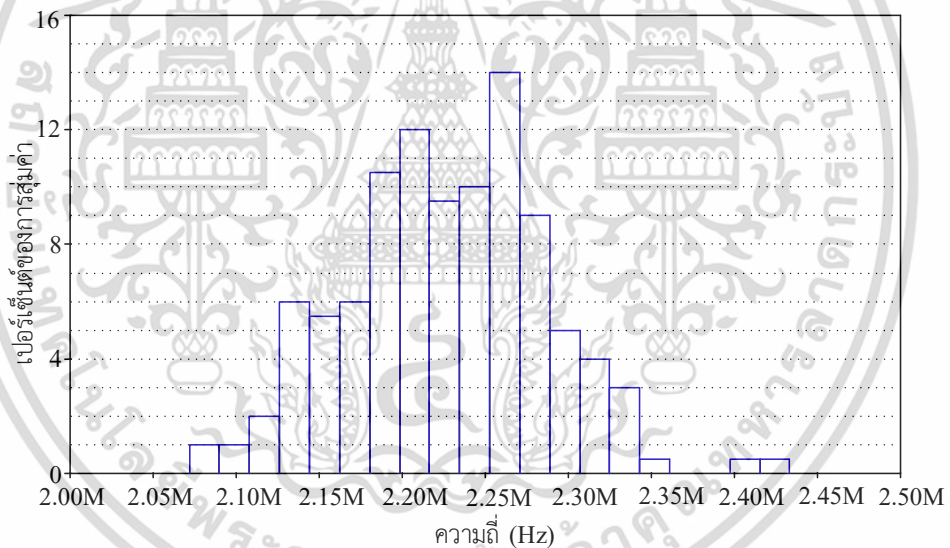
(ข)

รูปที่ 4.9 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



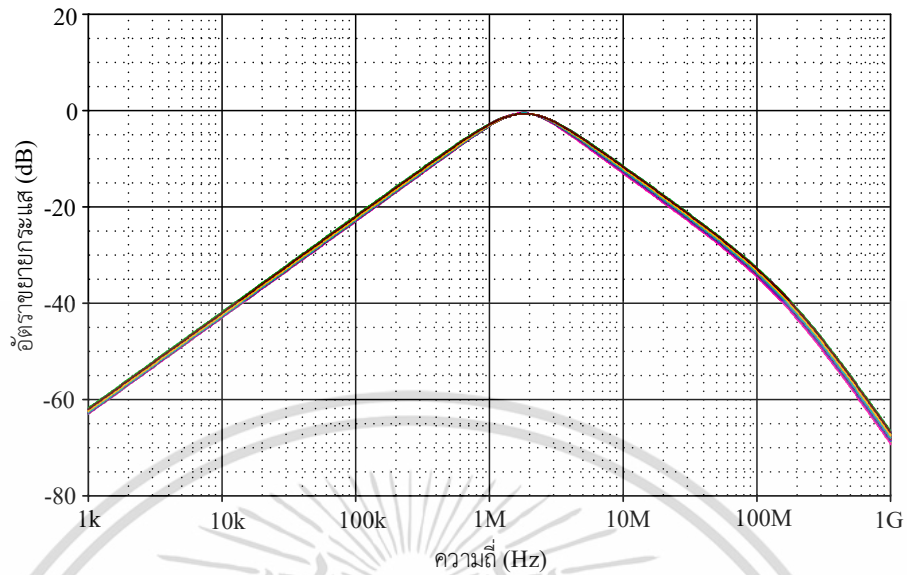
(ก)



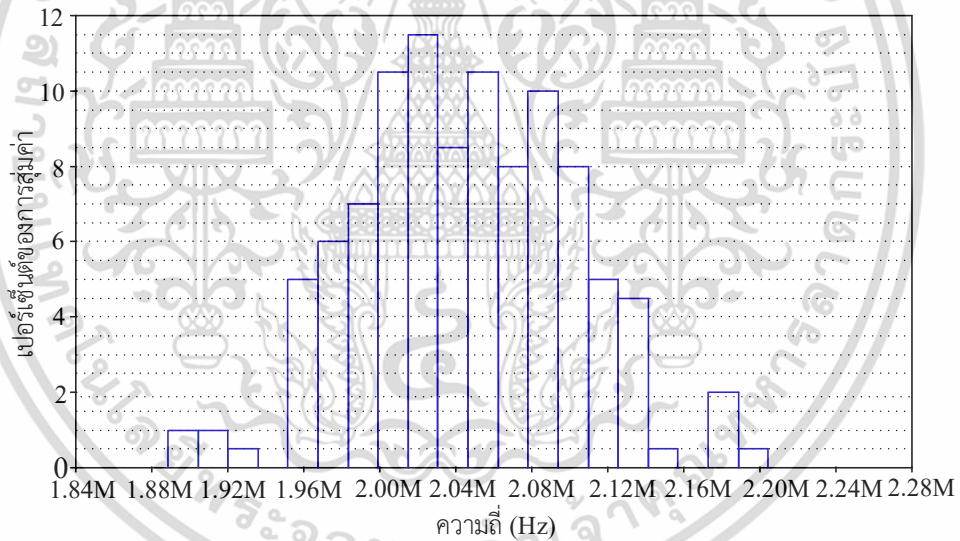
(ข)

รูปที่ 4.10 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



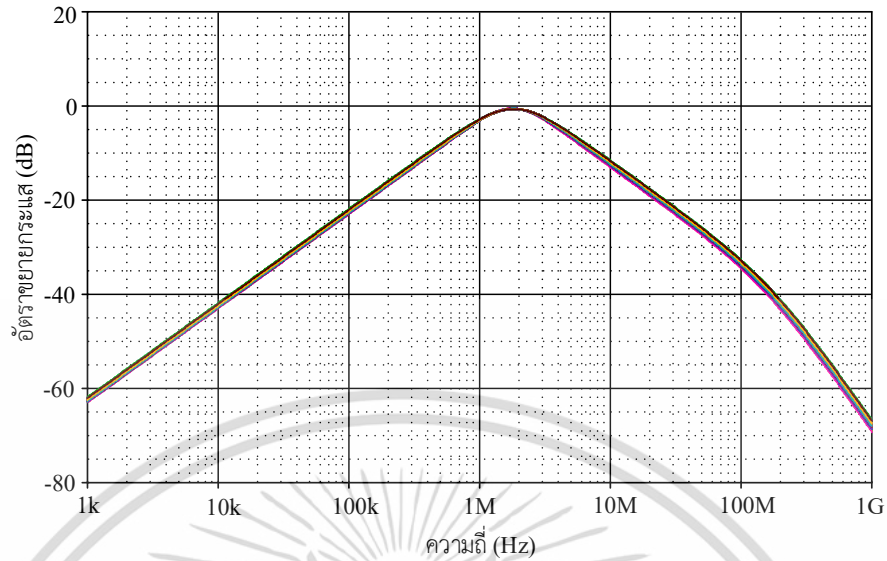
(ก)



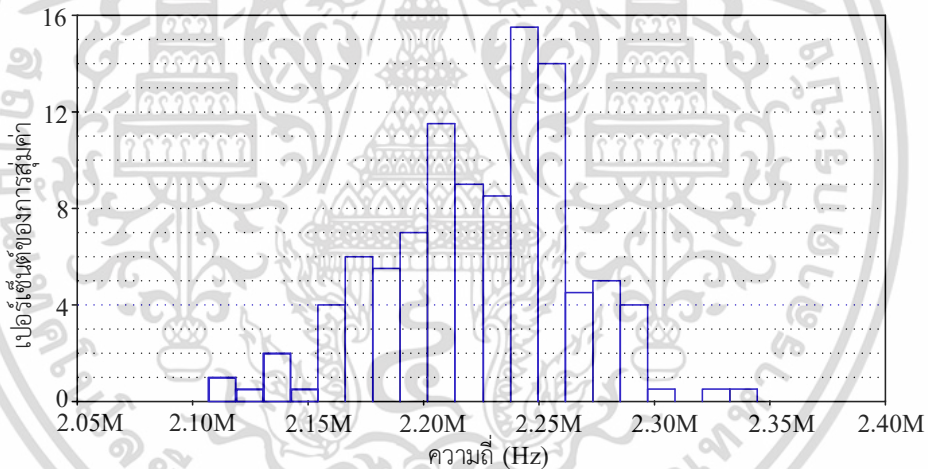
(ข)

รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบ MISO

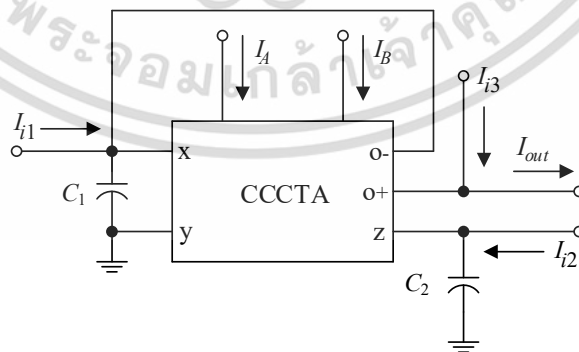
วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบ MISO ได้มีนักวิจัยนำเสนอมาก่อนหน้าโดยสามารถสรุปข้อจำกัดต่าง ๆ ของวงจรที่เคยนำเสนอได้ดังนี้

1. วงจรที่ออกแบบใช้วงจรแอกทิฟพื้นฐานมากกว่าหนึ่งตัว [17]-[19] [21] [28] [29] [34] [38]-[41] [44] [49]-[51] [56] [61]-[62] [64]
2. มีตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร [47] [51] [54] [61] [63]
3. ไม่สามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [47] [51] [54]
4. ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และองค์ประกอบคุณภาพ (Q) เป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไข [28]-[29] [34] [38]-[40] [43] [45] [47] [52]-[58]

จากข้อจำกัดต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมตกระแสแบบ TISO โดยวงจรที่นำเสนอได้ออกแบบโดยใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอสหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว และวงจรที่นำเสนอซึ่งปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร นอกจากนี้วงจรยังสามารถควบคุมความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) เป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไขได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

4.3.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ที่นำเสนอ [86] ประกอบด้วยส่วนสัญญาณอินพุต I_{i1} , I_{i2} และ I_{i3} สัญญาณเอาต์พุต I_{out} วงจรสามารถสังเคราะห์สัญญาณได้ห้ารูปแบบได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) ตัดแถบความถี่ (BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) วงจรประกอบด้วยวงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

รูปที่ 4.13 จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ได้เป็น

$$I_{out}(s) = \frac{D(s)I_{i3} - (sC_1R_x + 1)g_m I_{i2} + g_m I_{i1}}{D(s)} \quad (4.20)$$

เมื่อ
$$D(s) = R_x C_2 C_1 s^2 + C_2 s + g_m \quad (4.21)$$

ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ตัวประกอบคุณภาพ (Q) และแบนด์วิดท์ (BW) แสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (4.22)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (4.23)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (4.24)$$

จากสมการ (4.22) และ (4.23) พบว่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q สามารถแปรค่าค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระต่อกันแบบมีเงื่อนไข กล่าวคือ ถ้าต้องการแปรค่า ω_0 โดยให้ค่า Q คงที่ สามารถทำได้โดยกำหนดให้ผลคูณของอัตราขยายความนำถ่ายโอนกับความต้านทานแฝง $g_m R_x$ มีค่าคงที่ จากนั้นทำการแปรค่าอัตราส่วนของ g_m/R_x ให้เป็นตามเงื่อนไขที่ต้องการ ในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการแปรค่า Q และให้ ω_0 คงที่ก็สามารถทำได้ด้วยการกำหนดให้อัตราส่วนของ g_m/R_x คงที่แล้วแปรค่าอัตราผลคูณของ $g_m R_x$ ตามเงื่อนไขที่ต้องการ

ความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของวงจรแอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟ สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$S_{g_m}^{\omega_0} = -S_{R_x}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.25)$$

$$S_{g_m}^Q = S_{R_x}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.26)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (4.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (4.28)$$

จากสมการ (4.25) ถึง (4.28) พบว่าค่าของความไวที่มีผลต่อ ω_0 , Q และ BW มีค่าต่ำไม่เกินหนึ่ง

4.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติวงจรกรองสัญญาณโหมตกระแสหลายหน้าที่ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ใน (4.12) สามารถวิเคราะห์หาผลกระทบต่อความไม่เป็นอุดมคติ เมื่อกำหนดให้ α คือ ค่าความผิดพลาดของกระแสจากอินพุตพอร์ต x ส่งผ่านไปยังเอาต์พุตพอร์ต z และ β คือ ค่าความผิดพลาดของอัตราขยายความนำถ่ายโอนจากพอร์ต z ส่งผ่านไปยังเอาต์พุตพอร์ต o ผลกระทบต่อความไม่เป็นอุดมคติของ ω_0 , Q และ BW แสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (4.29)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (4.30)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (4.31)$$

การวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity analysis) ที่มีผลต่อ ω_0 , Q และ BW แสดงดังนี้

$$S_{\alpha}^{\omega_0} = S_{\beta}^{\omega_0} = S_{g_m}^{\omega_0} = -S_{R_x}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.32)$$

$$S_{\alpha}^Q = S_{\beta}^Q = S_{g_m}^Q = S_{R_x}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.33)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (4.34)$$

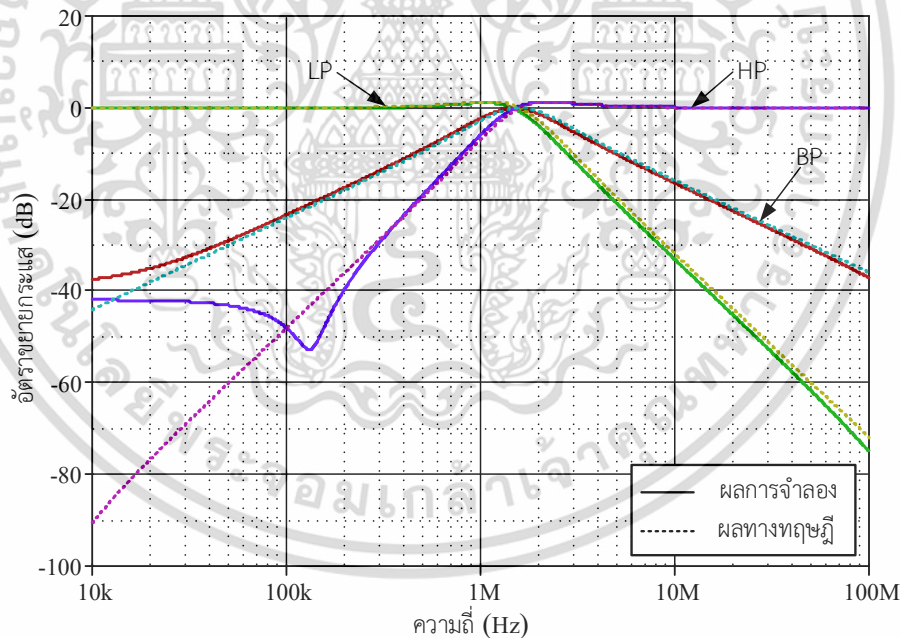
และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (4.35)$$

4.3.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองสัญญาณโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

จากสมการ (4.20) ถ้าป้อนกระแสอินพุต I_{i1} , I_{i2} และ I_{i3} ให้มีเงื่อนไขตรงกับคุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสการกรองสัญญาณแบบต่าง ๆ ทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถกรองสัญญาณไบควอดได้ห้าฟังก์ชัน ตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้

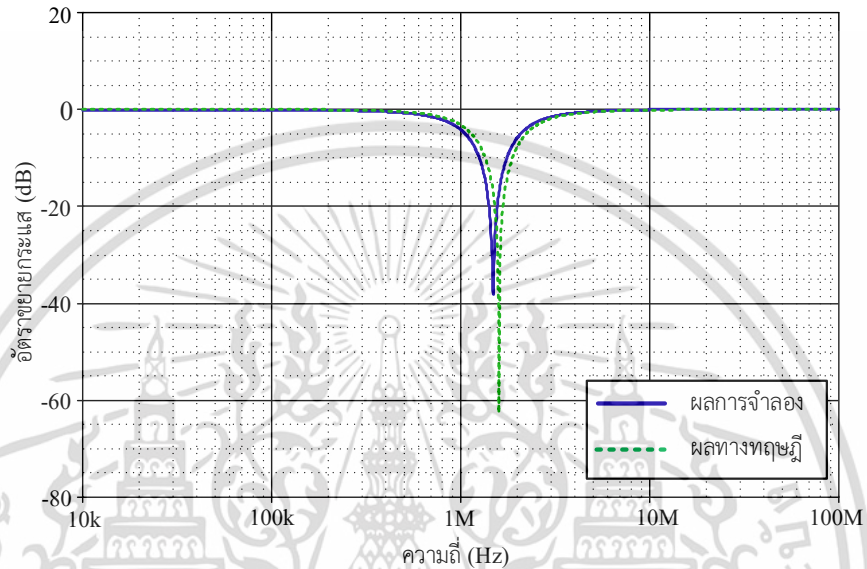
1. ฟังก์ชัน LP กำหนดให้กระแสอินพุต (I_{in}) = I_{i1} กระแส $I_{i2} = I_{i3} = 0$
2. ฟังก์ชัน HP กำหนดให้กระแสอินพุต (I_{in}) = $I_{i2} = I_{i3}$ กระแส $I_{i1} = 0$
3. ฟังก์ชัน BP กำหนดให้กระแสอินพุต (I_{in}) = $I_{i1} = I_{i2}$ กระแส $I_{i3} = 0$
4. ฟังก์ชัน BS กำหนดให้กระแสอินพุต (I_{in}) = $I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดย $C_2 = g_m R_x C_1$
5. ฟังก์ชัน AP กำหนดให้กระแสอินพุต (I_{in}) = $I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดย $C_2 = 2g_m R_x C_1$

จากรูปที่ 4.13 วงจรที่นำเสนอใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร ± 1 V เมื่อป้อนกระแสไบอัส I_A และ I_B เท่ากับ $52 \mu\text{A}$ ทำให้ความต้านทานแฝง R_x เท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$ และอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m มีค่าเท่ากับ 1 mA/V กำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 100 pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ ความถี่ $f_0 \cong 1.6 \text{ MHz}$ และ $Q = 1$



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP HP และ BP เทียบกับผลทางทฤษฎี

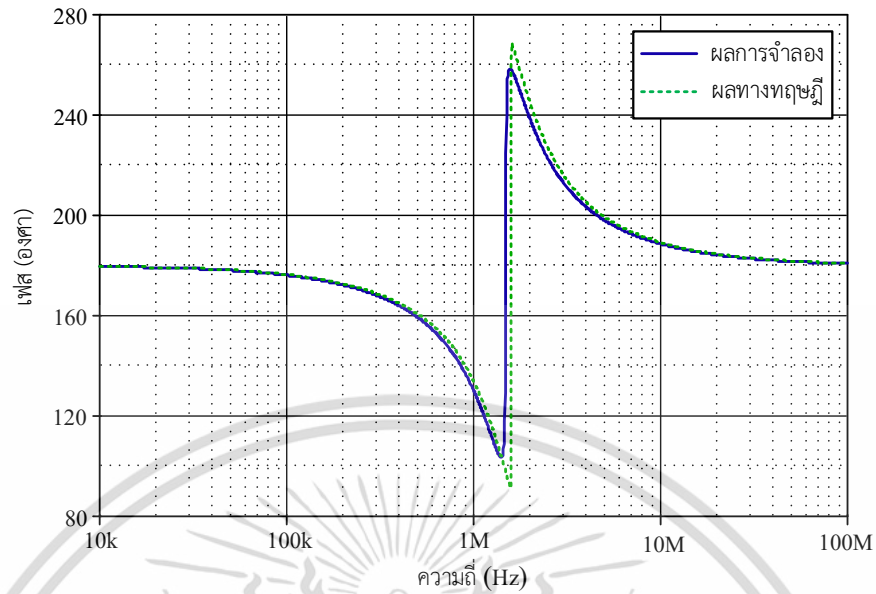
รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองอัตรายายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP HP และ BP เทียบกับผลทางทฤษฎี ผลการจำลองพบว่าฟังก์ชัน LP HP และ BP มีความถี่ $f_0 \cong 1.7 \text{ MHz}$ 1.52 MHz และ 1.5 MHz ตามลำดับ ค่าความผิดพลาดของความถี่ฟังก์ชัน LP HP และ BP เท่ากับ 6.25 % 5 % และ 6.25 % ตามลำดับ โดยมีอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ 0.52 mW



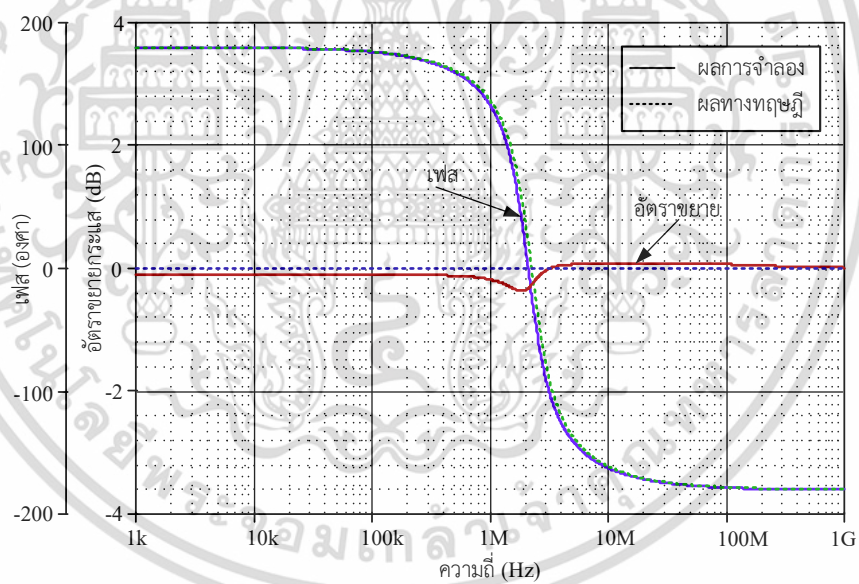
รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองอัตรายายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BS เทียบกับผลทางทฤษฎี

รูปที่ 4.15 และรูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองอัตรายายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน BS เทียบกับผลทางทฤษฎี โดยผลการจำลองพบว่าฟังก์ชัน BS ความถี่ $f_0 \cong 1.5 \text{ MHz}$ มีค่าความผิดพลาดของความถี่เท่ากับ 6.25 %

รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองอัตรายายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน AP ที่มุม 90 องศา พบว่าความถี่ $f_0 \cong 1.5 \text{ MHz}$ มีค่าความผิดพลาดของความถี่เท่ากับ 6.25 %

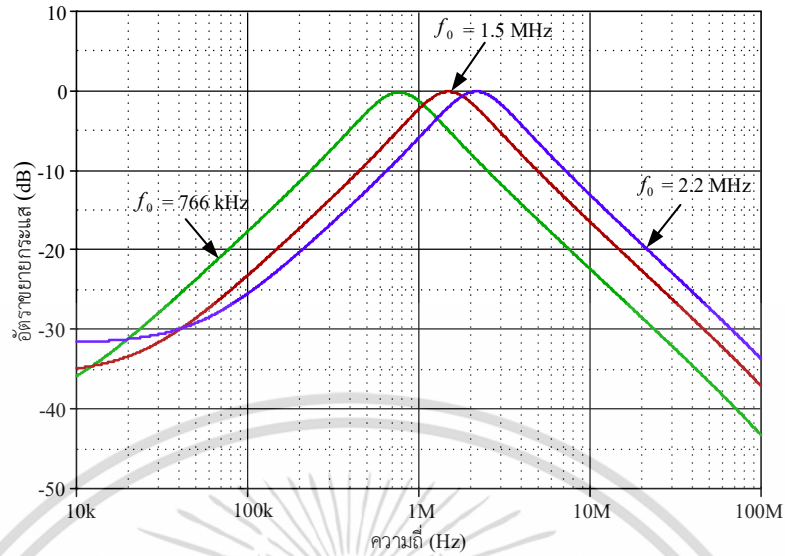


รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางเฟส ฟังก์ชัน BS เทียบกับผลทางทฤษฎี



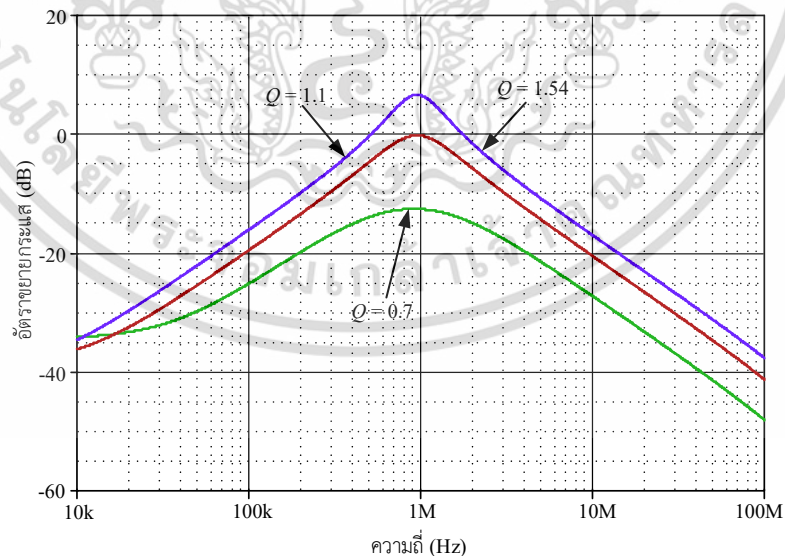
รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองอัตรายกยกระแสดและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน AP เทียบกับผลทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า $f_0 = 766$ kHz 1.5 MHz และ 2.2 MHz กำหนดให้ $Q = 1$

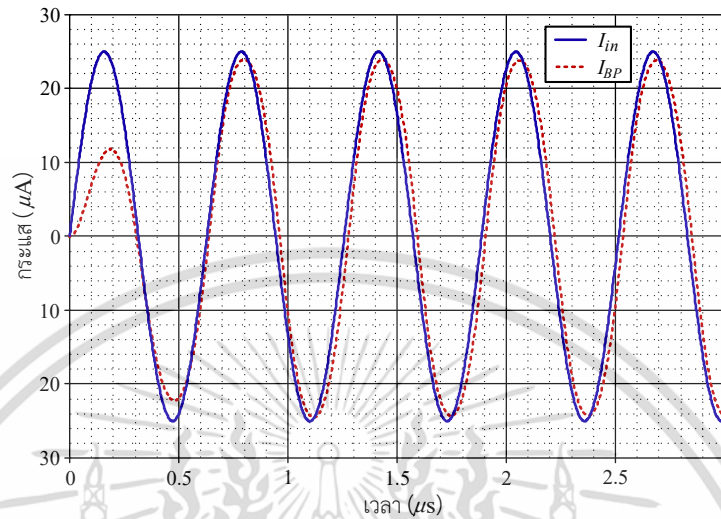
รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่าความถี่ 800 KHz 1.6 MHz และ 2.4 MHz โดยกำหนดให้ค่า $Q = 1$ จากผลการจำลองการทำงานพบว่า ความถี่ $f_0 = 766$ kHz 1.5 MHz และ 2.2 MHz มีค่าความผิดพลาดของผลตอบสนองทางความถี่ เท่ากับ 4.25 % 6.25 % และ 15.39 % ตามลำดับ



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP ความถี่ $f_0 = 1$ MHz เมื่อแปรค่า $Q = 0.7$ 1.1 และ 1.54

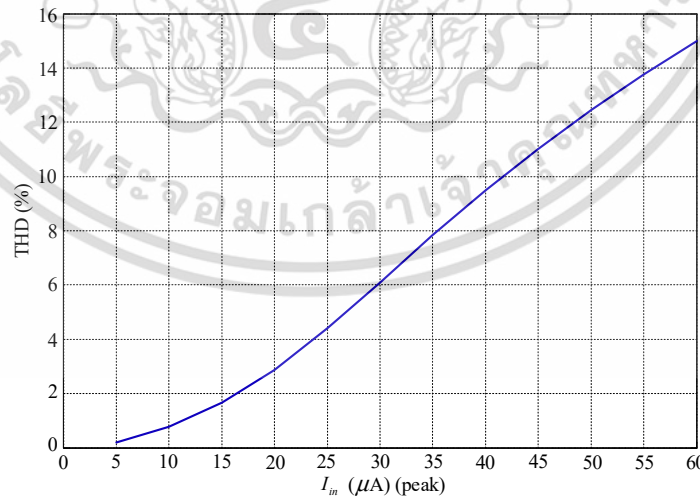
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า $Q = 0.5$ 1 และ 1.5 โดยกำหนดให้ $f_0 = 1$ MHz ผลการจำลองการทำงานพบว่า $Q = 0.7$ 1.1 และ 1.54 ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองทางเวลาฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1.6 MHz ขนาด $25 \mu A_p$

รูปที่ 4.20 แสดงผลการจำลองการตอบสนองทางเวลา ฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1.6 MHz ขนาด $25 \mu A_p$ พบว่าสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทางด้านเอาต์พุตมีลักษณะที่สอดคล้องกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทางด้านอินพุตหรือเป็นไปตามคุณสมบัติของฟังก์ชัน BP



รูปที่ 4.21 ค่า THD เมื่อแปลงขนาดของกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ $5 \mu A_p$ ถึง $60 \mu A_p$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.21 แสดงค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (total harmonic distortion, THD) ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต เมื่อแปรค่ากระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์ตั้งแต่ $5 \mu\text{A}_p$ ถึง $60 \mu\text{A}_p$ พบว่าค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์อยู่ในช่วง 0.2 % ถึง 15 %

ผลการจำลองการทำงานของผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน LP HP BP และ BS แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ที่นำเสนอทำงานสอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยผลการจำลองฟังก์ชัน LP HP BP และ BS มีค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เท่ากับ 6.25 % 5 % 6.25 % และ 6.25 % ตามลำดับ

ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสและเฟสทางความถี่ ฟังก์ชัน AP แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้สอดคล้องกับทางทฤษฎี คือ มีเฟสเข้าใกล้ 90 องศา ที่ความถี่ $f_0 = 1.5 \text{ MHz}$ โดยมีความผิดพลาดของความถี่ $f_0 = 6.25 \%$ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอฟังก์ชัน BP สามารถแปรค่าความถี่ f_0 โดยไม่มีผลกระทบต่อค่า Q และแปรค่า Q โดยไม่มีผลกระทบต่อค่า f_0 ความถี่ f_0 มีค่าผิดพลาดเท่ากับ 4.25 % 6.25 % และ 15.39 % ตามลำดับ ค่าผิดพลาดของ Q เท่ากับ 0.7 1.1 และ 1.54 ตามลำดับ

ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนกระแสอินพุตรูปคลื่นไซน์พบว่าสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีผลตอบสนองที่สอดคล้องกับคุณสมบัติของฟังก์ชัน BP คือ มีเฟสของสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตเหมือนกัน (in phase) และมีค่า THD ของกระแสเอาต์พุตต่ำกว่า 10 %

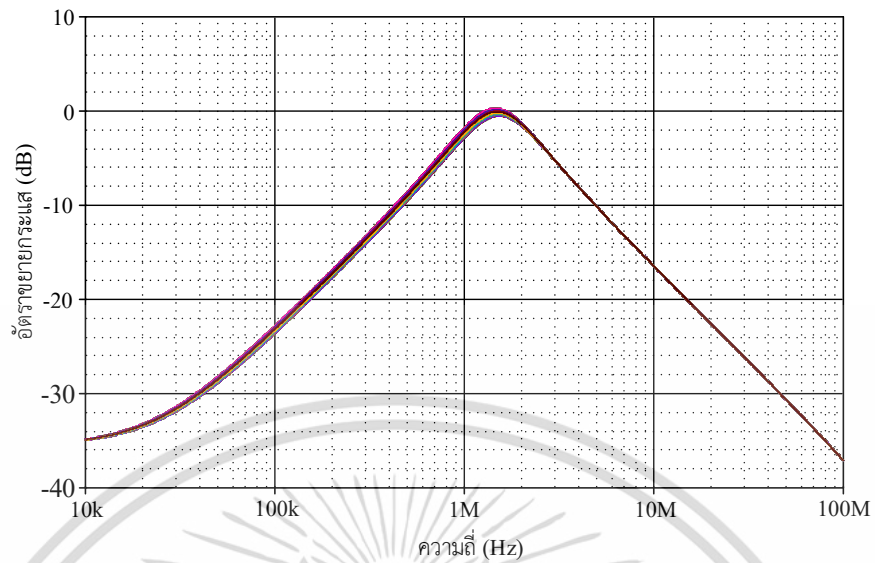
การจำลองเพื่อหาผลตอบสนองอัตราขยายทางความถี่ ฟังก์ชัน BP ในกรณีเกิดการเบี่ยงเบนของ C_1 C_2 และการเบี่ยงเบนของพารามิเตอร์ R_x g_m กำหนดให้ค่าต่าง ๆ มีการเบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % จากนั้นทำการคาดคะเนผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นด้วยการสุ่มค่าจำนวน 200 ครั้ง ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP แสดงดังรูปที่ 4.22 ถึง 4.25

รูปที่ 4.22 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยวิธีมอนติคาร์โล ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานพบว่า อัตราขยายกระแส มีค่าเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง -5 % ถึง 0.625 %

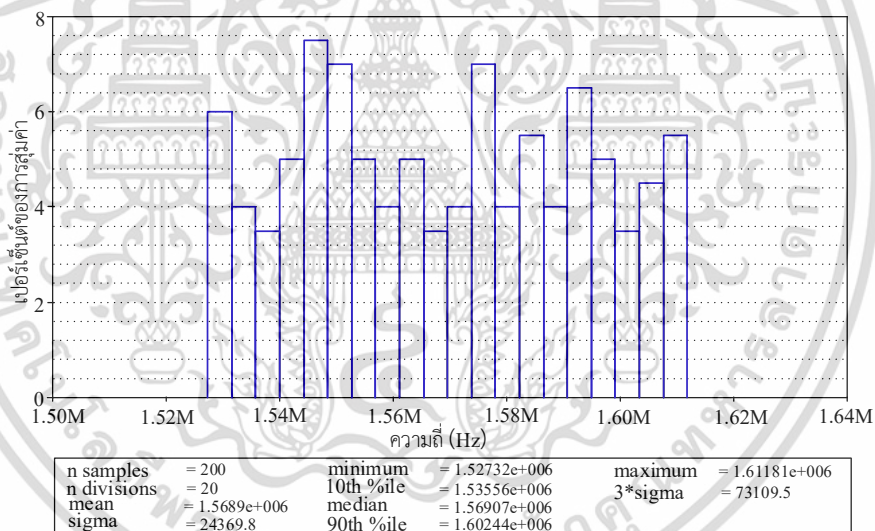
รูปที่ 4.23 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยวิธีมอนติคาร์โล ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานพบว่า อัตราขยายกระแส มีค่าเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง -4.35 % ถึง 0.25 %

รูปที่ 4.24 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยวิธีมอนติคาร์โล ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อ R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานพบว่า อัตราขยายกระแส มีค่าเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 1.25 % ถึง 7.5 %

รูปที่ 4.25 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยวิธีมอนติคาร์โล ผลตอบสนองอัตราขยายกระแสทางความถี่ ฟังก์ชัน BP เมื่อ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % ผลการจำลองการทำงานพบว่า อัตราขยายกระแสมีค่าเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง -4.38 % ถึง 0.02 %



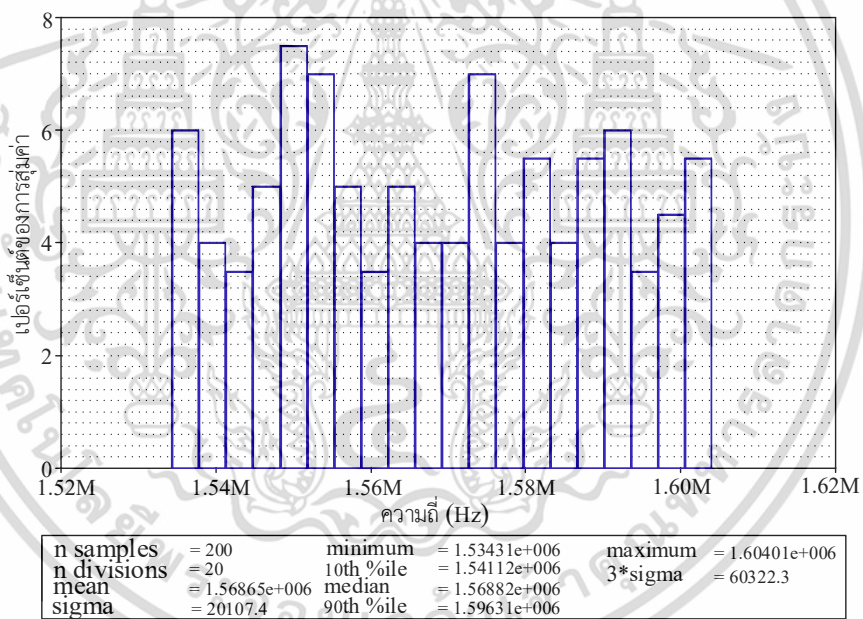
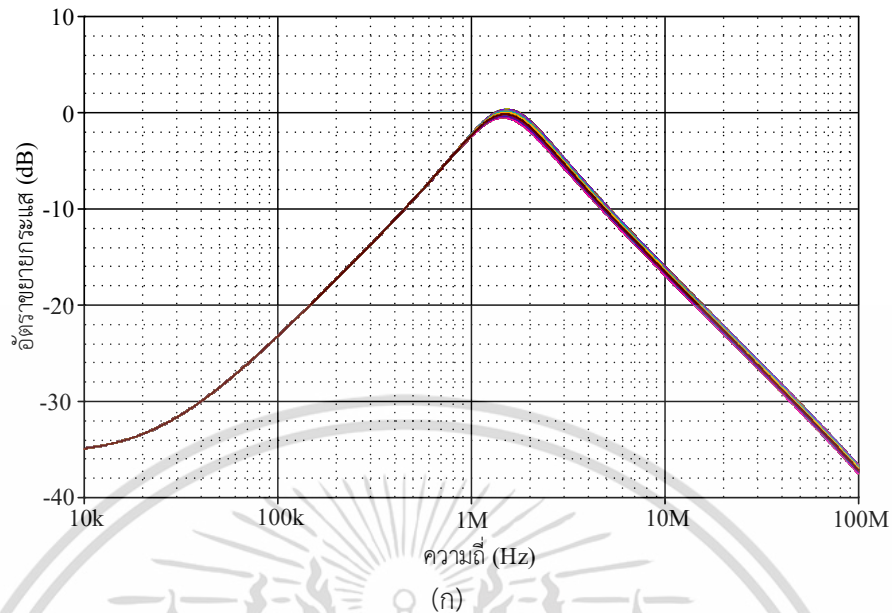
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_1 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

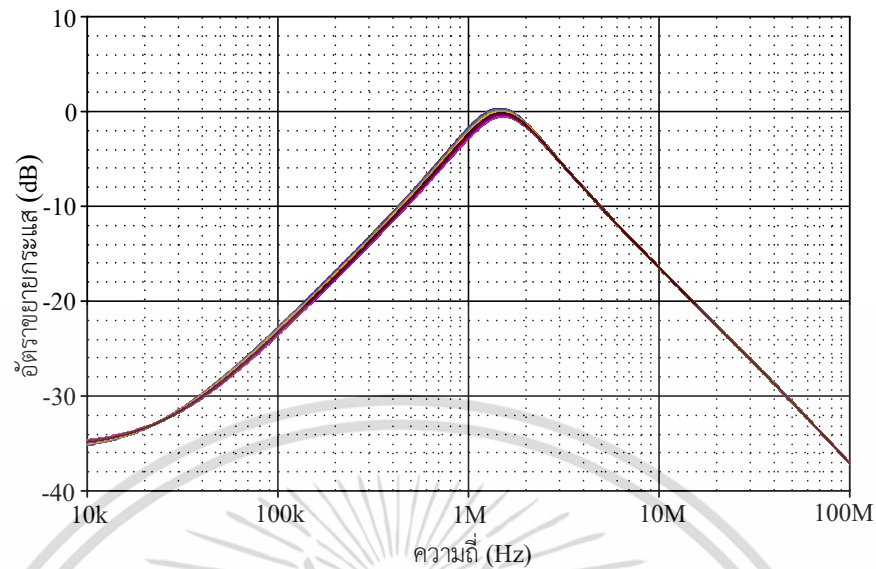
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



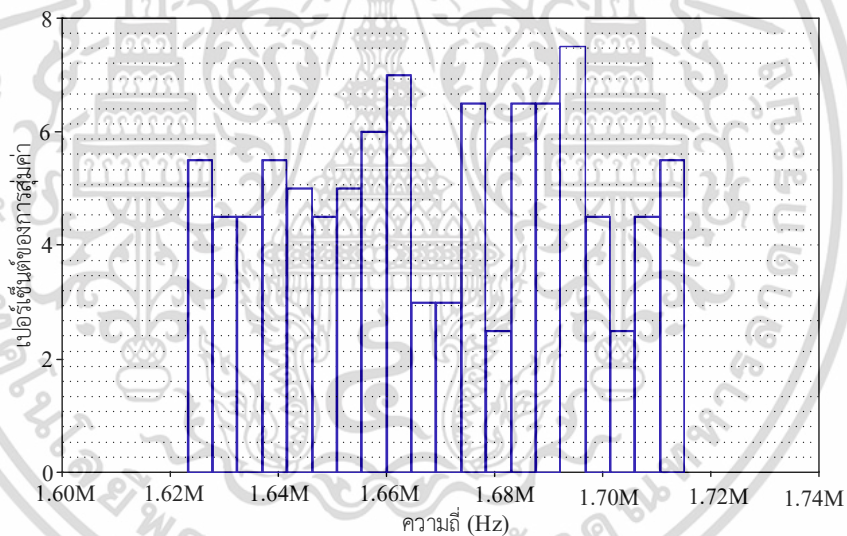
(ข)

รูปที่ 4.23 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ C_2 เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

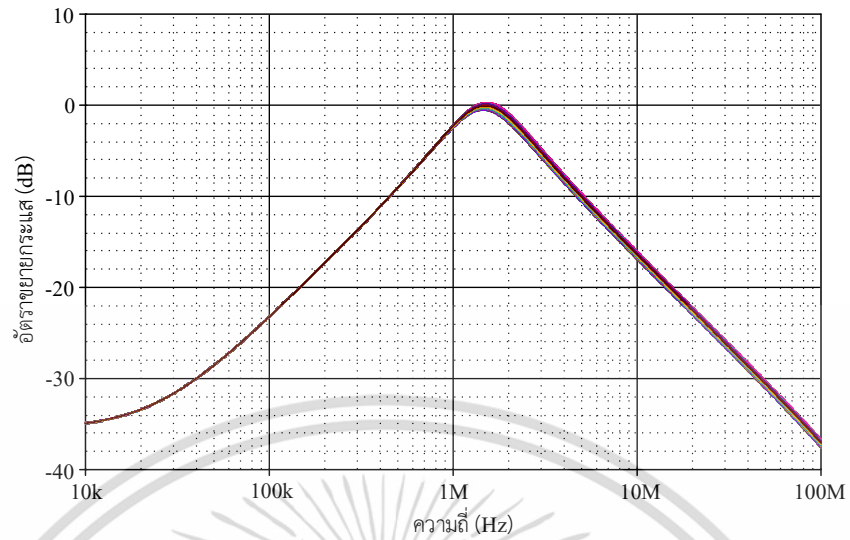


n samples	= 200	minimum	= 1.62315e+006	maximum	= 1.71514e+006
n divisions	= 20	10th %ile	= 1.63285e+006	3*sigma	= 79607.4
mean	= 1.66898e+006	median	= 1.66835e+006		
sigma	= 26535.8	90th %ile	= 1.70569e+006		

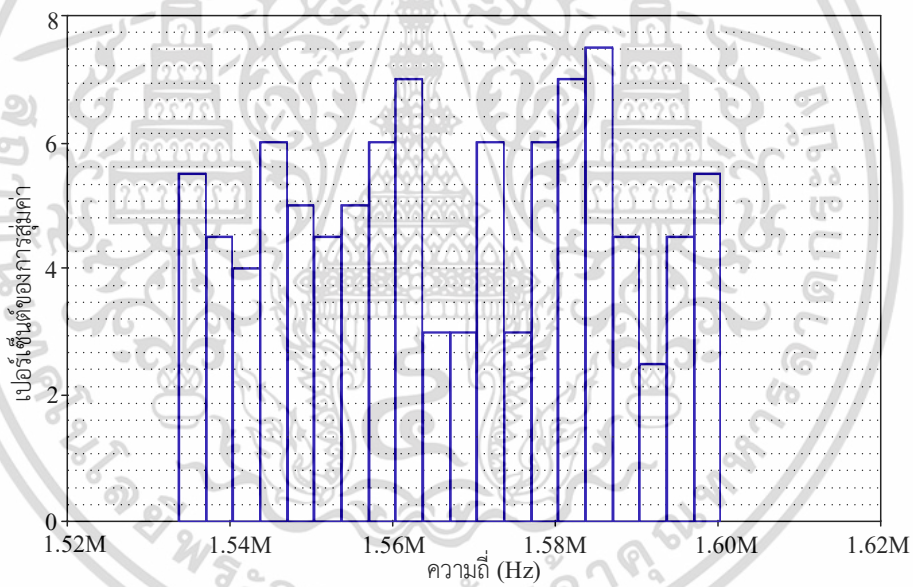
(ข)

รูปที่ 4.24 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 พิงก์ซ์ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ R_x เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



n samples	= 200	minimum	= 1.53367e+006	maximum	= 1.6003e+006
n divisions	= 20	10th %ile	= 1.54073e+006	3*sigma	= 57669.1
mean	= 1.56694e+006	median	= 1.56653e+006		
sigma	= 19223	90th %ile	= 1.5935e+006		

(ข)

รูปที่ 4.25 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ฟังก์ชัน BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล เมื่อ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 % (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติ คือ มีอัตราขยายคงที่ตลอดย่านความถี่และสามารถเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตโดยที่ขนาดของสัญญาณ (amplitude) เอาต์พุตไม่เปลี่ยนแปลง วงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรเลื่อนเฟส วงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง [67] เป็นต้น

ในอดีตมีผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ทำงานในโหมดแรงดันและโหมดกระแส โดยใช้วงจรแอกทิฟที่ต่างชนิดกัน ตัวอย่างเช่น วงจรขยายผลต่างแรงดันส่งผ่านความนำ (voltage differencing transconductance amplifier, VDTA) [66] วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor, CCI) [67] วงจรสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง (second generation current controlled current conveyors, CCCII) [68] วงจรขยายผลต่างแรงดันต่อเรียงบัฟเฟอร์แบบกลับสัญญาณ (voltage differencing inverting buffered amplifier, VDIBA) [70] วงจรขยายผลต่างกระแสต่อเรียงบัฟเฟอร์ (current differencing buffered amplifier, CDBA) [71] วงจรขยายความนำถ่ายโอน (operational transconductance amplifiers, OTA) [72] วงจรขยายความนำถ่ายโอนตามกระแส (current follower transconductance amplifiers, CFTA) [73] และวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแสแบบหลายเอาต์พุต (multiple-output current controlled current conveyor transconductance amplifier, MO-CCCCTA) [78] เป็นต้น

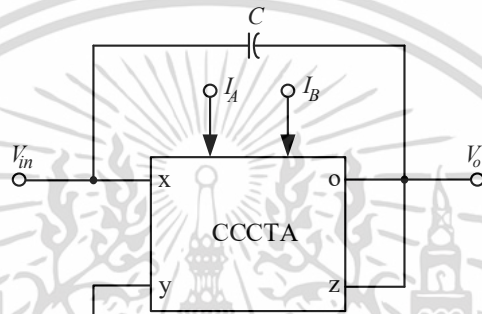
จากการศึกษาวิจัยการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันที่ผ่านมา พบว่านักวิจัยออกแบบให้วงจรมีคุณสมบัติเด่นดังต่อไปนี้ ลดจำนวนวงจรแอกทิฟพื้นฐานและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรลง ออกแบบวงจรให้ปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจรและวงจรสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น อย่างไรก็ตามยังมีงานวิจัยที่ยังขาดคุณสมบัติเด่นต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้นดังนี้

1. มีวงจรแอกทิฟพื้นฐานมากกว่าหนึ่งตัว [68] [72] [80]
2. มีตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจร [67] [71] [74] [75] [77] [79] [81] [84]
3. ไม่สามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [67] [71] [74] [75] [77] [79] [81] [84] [85]
4. มีเงื่อนไขความเท่ากันของอุปกรณ์ [71]

จากข้อจำกัดต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันใช้วงจร CCCTA แบบไบซีมอสเพียงตัวเดียว นอกจากนั้นวงจรยังปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบในวงจรและสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

4.4.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

วงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันที่นำเสนอ [88] ประกอบด้วยวงจรแอกทีฟ CCCTA เพียงหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุแบบลอยตัวหนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟในวงจร ดังแสดงในรูปที่ 4.26 ในกรณีที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยเป็นส่วนประกอบของวงจรสามารถลดความซับซ้อนเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้โดยใช้โพลีแบบ 2 ชั้น (second poly layer) ในการสร้างตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.26 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัว

คุณสมบัติทางไฟฟ้าวงจร CCCTA ความต้านทานแฝง R_x และอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน ได้ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{sC - \frac{1}{R_x}}{sC + g_m} \quad (4.36)$$

จากสมการ (4.36) ถ้ากำหนดให้ $1/R_x = g_m$ จะทำให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ซึ่งมีความถี่โพล (pole frequency, f_p) และเฟส (phase response, ϕ) ดังนี้

$$f_p = \frac{g_m}{2\pi C} \quad (4.37)$$

และ

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{g_m} \right) \quad (4.38)$$

จากสมการ (4.37) และ (4.38) ถ้าแทนกระแส I_A และ I_B ด้วยกระแส I_o เมื่อกระแส I_A เป็นตัวกำหนดค่าความต้านทานแฝง R_x และกระแส I_B เป็นตัวกำหนดอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m สามารถเขียนสมการความถี่โพลและเฟสใหม่ได้ดังนี้

$$f_p = \frac{I_o}{4\pi V_T C} \quad (4.39)$$

และ
$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{4V_T C}{I_o} \right) \quad (4.40)$$

4.4.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทาน โดยใช้วงจร CCCTA

การวิเคราะห์หาผลกระทบต่อความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCTA ระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตจากสมการ (4.36) แสดงได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(sC - \frac{\alpha}{R_x} \right)}{\left(sC + \beta g_m \right)} \quad (4.41)$$

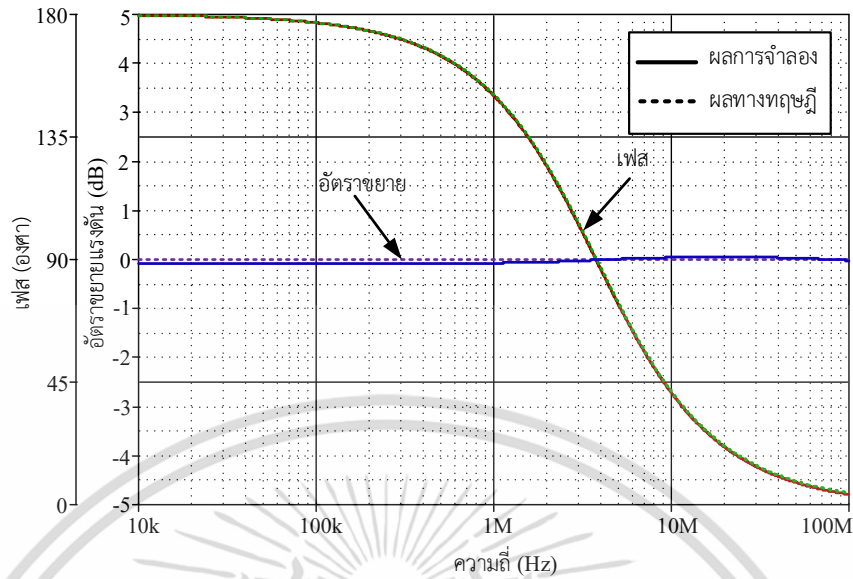
การวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity analysis) ของอัตราขยายความนำถ่ายโอนและตัวเก็บประจุ ที่มีผลต่อ ω_0 แสดงได้ดังนี้

$$S_{g_m}^{\omega_0} = 1 \quad (4.42)$$

และ
$$S_C^{\omega_0} = -1 \quad (4.43)$$

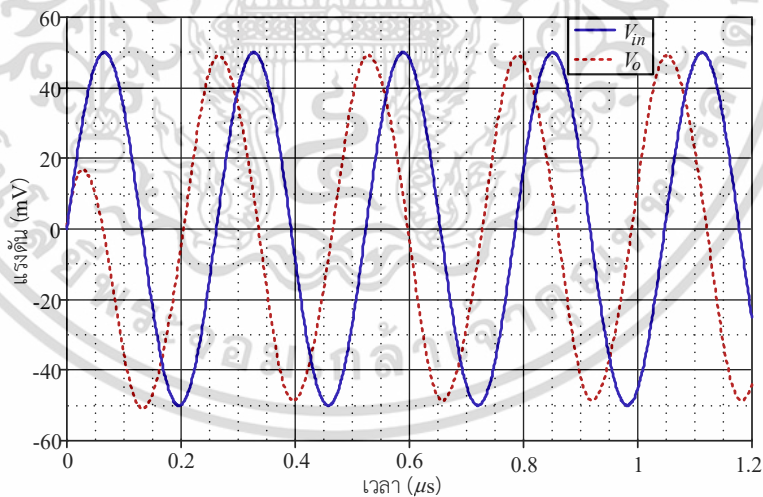
4.4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทาน โดยใช้วงจร CCCTA

การจำลองการทำงานของวงจรรูปที่ 4.26 ใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อตรวจสอบหาผลตอบสนองต่าง ๆ ของวงจร ใช้เทคโนโลยี 0.18 μm ของบริษัทไอบีเอ็ม กำหนดให้ช่องทางเดินกระแสมีอัตราส่วนความกว้างต่อความยาว (W/L) ของเอ็นมอสและพีมอสทุกตัว (W/L) เท่ากับ 5/0.5 μm ใช้ไฟเลี้ยงวงจร ± 1 V กำหนดให้กระแสไบอัส $I_A = I_B = I_o = 25 \mu\text{A}$ เป็นผลให้ค่าความต้านทานแฝง $R_x = 2.08 \text{ k}\Omega$ อัตราการขยายความนำถ่ายโอน $g_m = 480.77 \mu\text{A/V}$ ตัวเก็บประจุ $C = 20 \text{ pF}$ จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ $f_p = 3.82 \text{ MHz}$ และ $\phi = 90$ องศา



รูปที่ 4.27 ผลการจำลองการทำงานของผลตอบสนองทางความถี่และเฟส เมื่อ $f_p = 3.6$ MHz

รูปที่ 4.27 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร AP จากการจำลองการทำงาน ความถี่โพล $f_p = 3.6$ MHz ค่าความผิดพลาดทางความถี่เมื่อเทียบกับทางทฤษฎีเท่ากับ 5.8 % อัตราสิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ $177 \mu\text{W}$

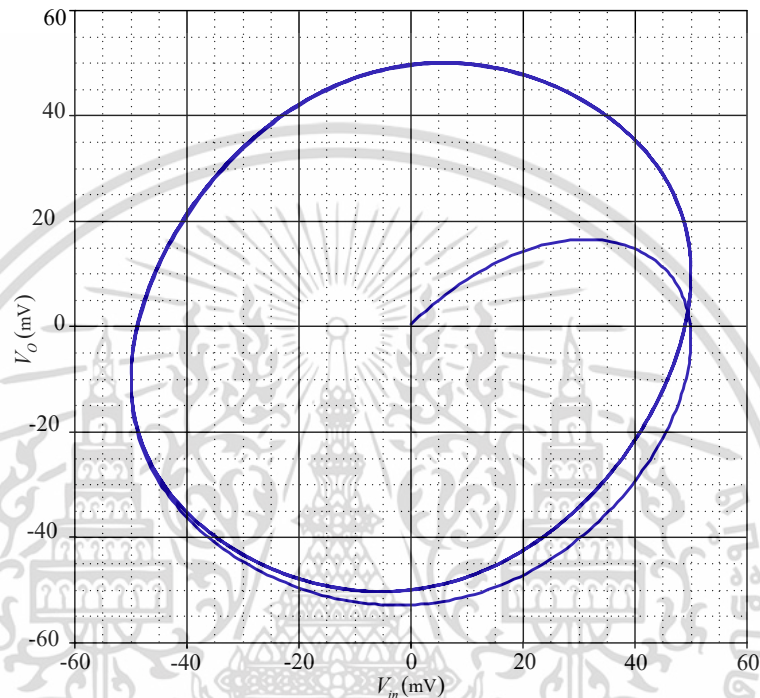


รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 3.82 MHz

ขนาด 50 mV_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

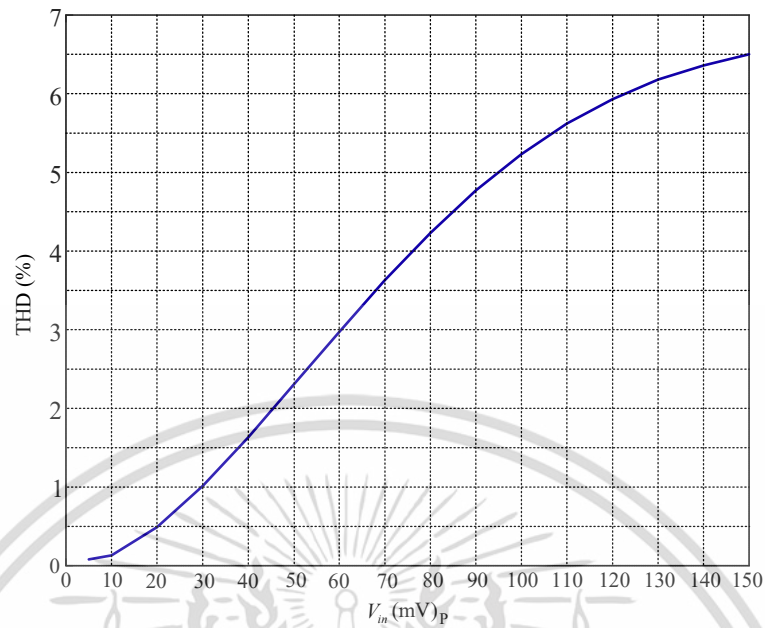
รูปที่ 4.28 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางเวลาของแรงดัน เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 3.82 MHz แอมพลิจูด 50 mV_p พบว่าแรงดันเอาต์พุต V_o รูปคลื่นไซน์มีขนาดคงที่สอดคล้องกับแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ที่ป้อนให้กับวงจร ค่าหน่วงสัญญาณ (delay time) เท่ากับ 63 ns หรือมีความต่างเฟสประมาณ 86.86 องศา



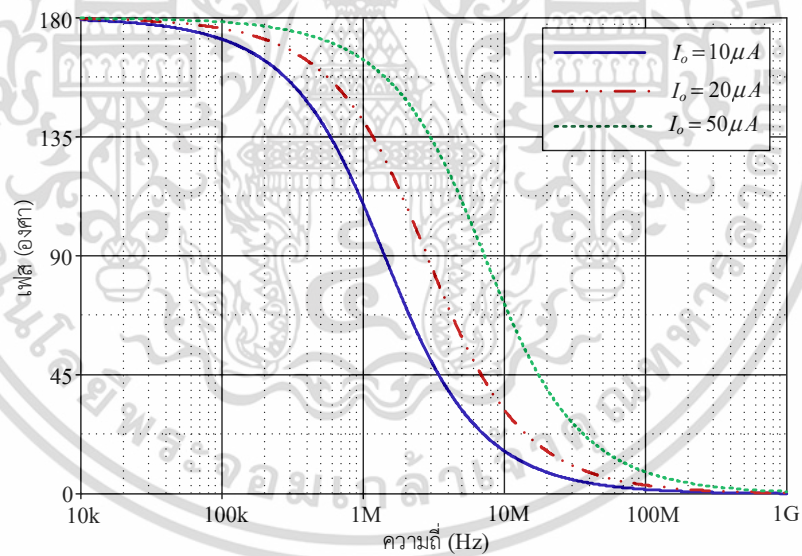
รูปที่ 4.29 ผลการจำลองแบบลิสซาจูส์ที่มีความถี่ $f_p = 3.82$ MHz

รูปที่ 4.29 แสดงผลการจำลองแบบลิสซาจูส์ (Lissajous) $f_p = 3.82$ MHz ลักษณะของสัญญาณเป็นวงกลมซึ่งแสดงให้เห็นว่าแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์และแรงดันเอาต์พุต V_o รูปคลื่นไซน์มีความต่างเฟสกันเข้าใกล้ 90 องศา

รูปที่ 4.30 แสดงผลการจำลองหาค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณ (total harmonics distortion, THD) ของแรงดันทางด้านเอาต์พุต เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ขนาด 5 mV_p ถึง 150 mV_p ความถี่ 3.82 MHz พบว่าที่แรงดันอินพุตตั้งแต่ 5 mV_p ถึง 90 mV_p มี THD น้อยกว่า 5 %



รูปที่ 4.30 ค่า THD เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ 5 mV_p ถึง 150 mV_p

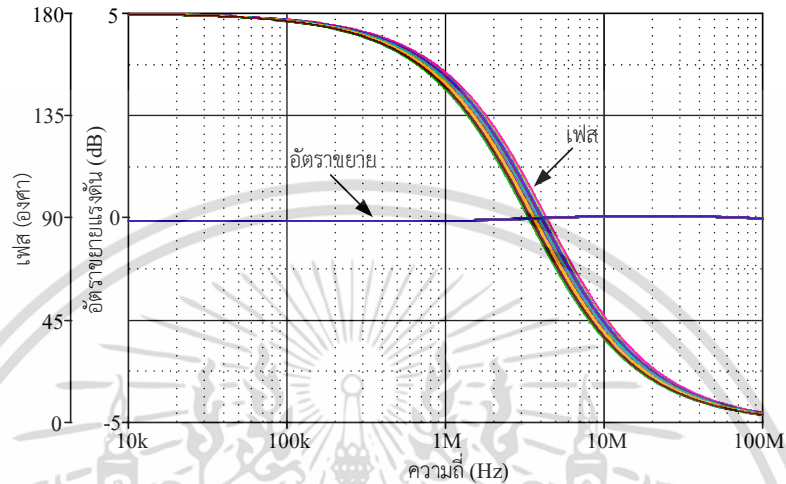


รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองทางเฟสเมื่อแปรค่ากระแส I_o

รูปที่ 4.31 ผลการจำลองการตอบสนองทางเฟส เมื่อแปรค่ากระแส $I_o = 10 \mu A$ $20 \mu A$ และ $50 \mu A$ ที่มุม 90 องศา ความถี่โพล $f_p = 1.50 \text{ MHz}$ 2.9 MHz และ 6.9 MHz

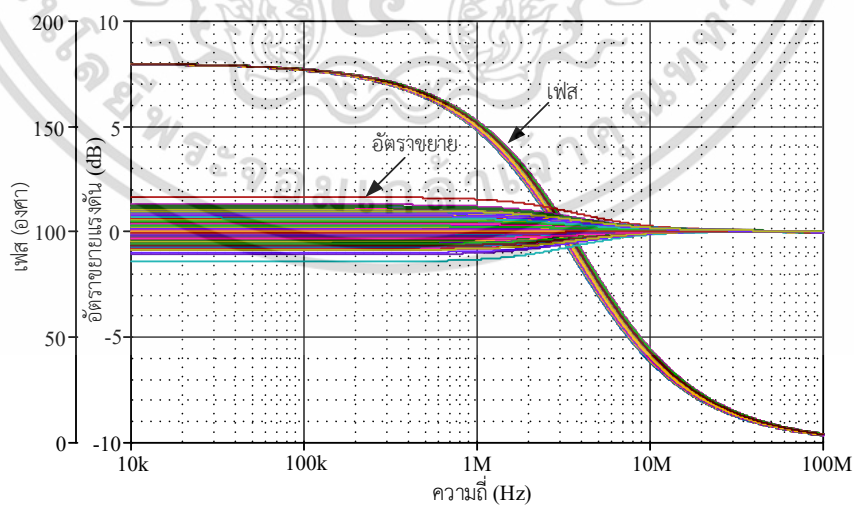
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.31 แสดงผลการจำลองการตอบสนองทางเฟส เมื่อแปรค่ากระแส $I_o = 10 \mu\text{A}$ $20 \mu\text{A}$ และ $50 \mu\text{A}$ ตามลำดับ พบว่าที่มุม 90 องศา ความถี่โพล $f_p = 1.50 \text{ MHz}$ 2.9 MHz และ 6.9 MHz ความผิดพลาดความถี่โพลเท่ากับ 2 % 5.2 % และ 9.8 % ตามลำดับ



รูปที่ 4.32 ผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบทางความถี่และเฟส เมื่อ C เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 %

รูปที่ 4.32 แสดงผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบสนองทางความถี่และเฟส เมื่อมีการเบี่ยงเบนแบบเกาส์เซียนของ C เท่ากับ 5 % ผลตอบสนองทางเฟสที่ 90 องศา มีการเบี่ยงเบนของความถี่อยู่ระหว่าง -20 % ถึง 5.7 %



รูปที่ 4.33 ผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบทางความถี่และเฟส เมื่อ R_x และ g_m เบี่ยงเบนเท่ากับ 5 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.33 แสดงผลการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลของผลตอบสนองทางความถี่และเฟส เมื่อ R_x และ g_m มีการเบี่ยงเบนแบบเกาส์เซียนเท่ากับ 5 % ผลตอบสนองความถี่พบว่าอัตราขยายแรงดันเปลี่ยนแปลงระหว่าง -0.9 dB ถึง 0.98 dB และผลตอบสนองทางเฟสที่ 90 องศา มีการเบี่ยงเบนของความถี่อยู่ในช่วง -2.1 % ถึง 8.3 %

ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี กล่าวคือ มีอัตราขยายแรงดันที่คงที่ตลอดย่านความถี่และความถี่ f_p มีเฟสเข้าใกล้ 90 องศา มีค่าผิดพลาดของความถี่ f_p และเฟสเท่ากับ 5.8 % และ 3.48 % นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอเมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ตั้งแต่ 5 mV_p ถึง 90 mV_p พบว่าค่า THD ของกระแสเอาต์พุตต่ำกว่า 5 %

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการจำลองการทำงานวงจรกรองสัญญาณในโหมดกระแสจำนวนสองวงจร และในโหมดแรงดันหนึ่งวงจร ประกอบด้วย

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต วงจรประกอบด้วยวงจร CCCTA แบบไบซิมอสหนึ่งตัว ตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว วงจรสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้สามรูปแบบ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) และกรองผ่านแถบความถี่ (BP) โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_c และ Q ของวงจรได้อย่างอิสระแบบมีเงื่อนไขด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก วงจรที่นำเสนอมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรแอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจร CCCTA แบบไบซิมอสหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว วงจรสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้ห้ารูปแบบ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) ตัดแถบความถี่ (BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร นอกจากนั้นยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_c และ Q ของวงจรได้อย่างอิสระแบบมีเงื่อนไขด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก วงจรที่นำเสนอมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรแอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันประกอบด้วยวงจร CCCTA แบบไบซิมอสหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุแบบลอยหนึ่งตัว วงจรสามารถแปรค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอกโดยอาศัยความเท่ากันของอุปกรณ์ วงจรที่นำเสนอมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรแอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ

4.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4

- [1] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, W. Y. Chung and H. Y. Wei, "Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs using MOCCIIs", **Journal of Computers and Electrical Engineering**, vol. 31, no. 3, pp. 190-202, 2005.
- [2] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang and W. Y. Chung, "Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal**, vol. 47, no. 1, pp. 73-83, 2006.
- [3] H. P. Chen, "Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal**, vol. 50, no. 2, pp. 137-139, 2007.
- [4] H. P. Chen, "Voltage-mode FDCCII-based universal filters", **Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 4, pp. 320-323, 2008.
- [5] W. Y. Chiu, J. W. Horng and S. T. Cheng, "Universal filter with one input and five outputs using DDCCs", **Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems 2008 (ISPACS 2008)**, Bangkok, Thailand, 2008.
- [6] T. Parveen, M. T. Ahmed and I. A. Khan, "Low component voltage mode universal biquadratic filter using low voltage DOCCII", **Proceedings of the International Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies 2009 (IMPACT 2009)**, Aligarh, India, pp. 78-80, 2009.
- [7] S. V. Singh, S. Maheshwari, J. Mohan, and D. S. Chauhan, "An electronically tunable SIMO biquad filter using CCCCTA", **Proceedings of the International on Communications in Computer and Information Science**, pp. 544-555, 2009.
- [8] S. V. Singh, S. Maheshwari, and D. S. Chauhan, "Electronically tunable current/voltage universal biquad filter using CCCCTA", **Journal of Recent Trends in Engineering and Technology**, vol. 3, no. 3, pp. 71-76, 2010.

- [9] W. Jaikla , A. Lahiri, A. Kwawsibsame and M. Siripruchyanun, “High-input impedance voltage-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, elecommunications and Information Technology**, Chiang Mai, Thailand, 19-21 May, pp. 754-758, 2010.
- [10] J. W. Horn, “Lossless inductance simulation and voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DVCCs ”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal**, vol. 62, no. 3, pp. 407-413, 2010.
- [11] S. Minaei and E. Yuce, “All-grounded passive elements voltage-mode DVCC based universal filters”, **Journal of Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 2, pp. 295-309, 2010.
- [12] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, “Single CCCCTA-based SITO biquad filter with electronic tuning”, **Proceedings of International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies**, Aligarh, India, 17-19 December, pp.172-175, 2011.
- [13] S. Minaei, E. Yuce, N. Herencsar and J. Koton, “SIFO voltage-mode universal filters employing TO-CClIs”, **Proceedings of 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, Prague, Czech Republic, 3-4 July, pp. 359–362 , 2012.
- [14] P. Beg, R. S. Badoni, M.S. Ansari and P. Kulshreshtha, “Programmable voltage mode resistorless multifunctional filter using CCCCTA”, **Proceedings of 4th International conference The Next Generation Information Technology Summit**, Noida, India, 26-27 September, pp. 441– 445, 2013.
- [15] S. V. Singh, S. Maheshwari, R. S. Tomar and D. S. Chauhan, “Single input four output voltage-mode biquad filter with electronic tuning”, **Proceedings of the International Conference on Multimedia Signal Processing And Communication Technologies**, Aligarh, India, 23-25 November, pp. 226–230 , 2013.

- [16] N. Gupta, P. P. Bansod, “Programmable voltage mode multifunctional filter using modified CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier”, **Proceedings of 2nd International Conference on Communication Control and Intelligent Systems (CCIS)**, Mathura, India, 18-20 November, pp. 185–190, 2016.
- [17] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “CCCII-based high-output impedance current-mode universal filter”, **Proceedings of the International Joint Conference**, Busan, South Korea, 18-21 October, pp. 5695–5698, 2006.
- [18] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, “High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors”, **Journal of Electronics and Communications**, vol. 61, pp. 127–131, 2007.
- [19] W. Tangsrirat, “Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors”, **Journal of Electronics and Communications**, vol. 61, pp. 528–533, 2007.
- [20] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, J. Y. Shie and C. H. Chang, “Universal current filter with single input and three outputs using MOCCIs”, **Journal of Electronics**, vol. 94, no. 4, pp. 327–333, 2007.
- [21] W. Jaikla, P. Silapan and M. Siripruchyanun, “Low component electronically controllable dual-mode universal biquad filter using DO-CCIs”, **Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies**, Sydney, Australia, 17-19 October, pp. 213–217, 2007.
- [22] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, “Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) : a building block for analog signal processing”, **Proceeding of International Symposium on Communications and Information Technologies**, Sydney, Australia, 17-19 October, pp. 209 – 212. 2007.
- [23] I. Eldbib and V. Musil, “Self cascode current controlled CCI based tunable band pass filter”, **Proceedings of 18th International Conference Radioelektronika**, Prague, Czech Republic, 24-25 April, 4 pages, 2008.

- [24] C. Wang, H. Liu and Y. Zhao, “A new current-mode current-controlled universal filter based on CCCII(\pm)”, **Journal of Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 27, no. 5, pp. 673–682 , 2008.
- [25] W. Jaikla and M. Siripruchyanun, “A cascable current-mode universal biquadratic filter using MO-CCCCTAs”, **Proceedings of the International on Asia Pacific Conference on Circuits and Systems**, Macao, China, 30 November -3 December, pp. 952–955, 2008.
- [26] W. Jaikla, P. Sornklin and M. Siripruchyanun, “An electronically controllable dual-mode universal biquad filter using only single CCCCTA”, **Proceeding of the International on Asia Pacific Conference on Circuits and Systems** , Macao, China, 30 November -3 December, pp. 1144-1147, 2008.
- [27] S. Singh , S. Maheshwari , J. Mohan and D. S. Chauhan, “Electronically tunable current-mode universal biquad filter based on the CCCCTA”, **Proceedings of International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom 2009)**, Kerala, India, 27-28 October, pp. 424-429, 2009.
- [28] J. Jiang, J. Zhao, W. Ma and J. Liu, “CCCII and CCII based universal current-mode filter with tunable frequency”, **Proceedings of 8th International Conference on ASIC**, Changsha, China, 20-23 October, pp. 1101–1104, 2009.
- [29] M. Kumngern, J. Chanwutitum and K. Dejhan, “Current tunable current mode universal filter using minimum elements”, **Proceeding of 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology**, Chonburi, Thailand, 6-9 May, pp. 582-588 , 2009.
- [30] C. Wang, Y. Zhao, Q. Zhang and S. Du, “A new current mode SIMO-type universal biquad employing multi-output current conveyors (MOCCIs)”, **Radioengineering**, Vol. 18, no. 1, pp. 83-88, 2009.
- [31] H. Norbert, K. Jaloslav and M. Jiri, “A novel current-mode SIMO type universal filter using CFTAs”, **Journal of Contemporary Engineering Sciences**, vol. 2, no. 2 pp. 59-66, 2009.

- [32] S. V. Singh and S. Maheshwari, "Electronically tunable current-mode universal biquad filter based on the CCCCTA", **Proceedings of International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing**, Kottayam, India, 27-28 October, pp. 434-429, 2009.
- [33] S. V. Singh, S. Maheshwari and D. S. Chauhan, "Electrically current-mode SIMO/MISO Universal Biquad Filter Using MO-CCCCTAs", **ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering**, vol. 1, no. 3, pp. 36-41, 2010,
- [34] S. Li, J. Jiang, J. Wang and X. Gong, "A New Current-mode active-only universal filter using CCClIs", **Proceedings of International Conference on Wireless Communications, Networking and Information Security (WCNIS 2010)**, Beijing, China, 25-27 June, pp. 252-255, 2010.
- [35] W. Chunhua, X. Jing, K. Ali umit, D. Sichun and Z. Qiujing, "A new current-mode current controlled SIMO type universal filter", **AEU International Journal of Electronics and Communications**, vol. 26, Issue. 3, pp. 231-234, 2011.
- [36] T. Parveen, "OFC based high output impedance current mode SIMO universal biquadratic filter", **Proceedings of International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies**, Aligarh, India, 17-19 December, pp. 134-136, 2011.
- [37] N. Pandey, D. Nand and Z. Khan, "Single input four output current mode filter using operational floating current conveyor", **Journal of Active and Passive Electronic Components**, Vol. 2013, Article ID 318560, 8 pages, doi.org/10.1155/2013/318560.
- [38] P. Prommee, M. Somdunyanok and S. Toomsawasdi, "CMOS-based current-controlled DDCC and its applications", **Proceedings of International Symposium on Circuits and Systems**, Paris, France, 30 May-2 June, pp. 1045-1048, 2010.
- [39] M. Kumngern and M. Somdunyanok, "Three-input single-output current-mode multifunction filter using CCClIs", **IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON**, Bali, Indonesia, 21-24 November, pp. 1308-1311, 2011.

- [40] S. Kanchana, A. Noppakarn, C. Sakul, and W. Jaikla, “Current controlled current-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems**, Beijing, China, 20-23 August, pp. 1-4 , 2011.
- [41] S. Siripongdee, A. Kwawsibsam and W. Jaikla, “Current controlled current-mode universal filter using CCCCTAs”, **Proceedings of the IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety** , Beijing, China, 10-12 July, pp. 307–311, 2011.
- [42] S. Maheshwari, S. V. Singh and D. S. Chauhan, “Electronically tunable low voltage Mixed mode universal biquad filter”, **Journal of IET Circuits, Devices & Systems**, vol. 5, no.3, pp. 149–158, 2011.
- [43] S. Srisakultiew, A. Noppakarn, S. Yurungroangsak and M. Siripruchyanun, “A current-mode electronically controllable multifunction biquadratic filter using CCCIs”, **Proceedings of 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2012)**, Prague, Czech Republic, 3-4 July, pp. 382–385, 2012.
- [44] W. Jaikla, S. S. iripongdee and P. Suwanjan, “MISO current-mode biquad filter with Independent control of pole frequency and quality factor”, **Radioengineering**, vol. 21, no. 3, 2012.
- [45] P. Suwanjan and W. Jaikla, “CFTA Based MISO Current-mode Biquad Filter”, **Proceedings of the International on Recent Researches in Circuits, Systems, Multimedia and Automatic Control**, Rovaniemi, Finland, 18-20 April, pp. 93-97, 2012.
- [46] D. Prasad, D. R. Bhaska and M. Srivastava, “Universal current-mode biquad filter using a VDTA”, **Circuits and Systems Journal**, vol. 4, pp. 29-33, 2013.
- [47] U. Torteanchai and M. Kumngern, “Three-input single-output current-mode universal filter using a single FDCCII and grounded passive components”, **Proceedings of International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2014)**, Kuching, Malaysia, 1-4 December, pp.275-278, 2014.

- [48] W. Tangsrirat, "Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization", **The Scientific World Journal**, vol. 2014, Article ID 423979, 7 pages, doi.org/10.1155/2014/423979.
- [49] R. S. Tomar, S. V. Singh and C. Chauhan, "Fully Integrated electronically tunable universal biquad filter operating in current-mode", **Proceedings of International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN2014)**, Noida, India, 20-21 February, pp. 549-554, 2014.
- [50] A. Chaichana, A. Jantakun, M. Kumngern and W. Jaikla, "Current-mode MISO filter using CCCDTAs and grounded capacitors", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 470-477, 2015.
- [51] V. Sawangarom, T. Dumawipata, W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, "Cascadable three-input single-output current-mode universal filter using CDBAs", **Proceedings of 4th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTICON 2007)**, Chiang Rai, Thailand, 9-11 May, pp. 53-56, 2007.
- [52] A. Koomchaya, P. Suwanjan, W. Jaikla and S. Maneewan, "A MISO current-mode biquad filter using a minimum number of active and passive components", **Proceedings of International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC)**, Bangkok, Thailand, 3-5 December, 4 pages, 2012.
- [53] A. Chaichana, M. Kumngern, and W. Jaikla, "Electronically tunable versatile current-mode MISO universal filter including minimum component count circuits", **Proceedings of 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2014)**, Nakhon Ratchasima, Thailand, 14-17 May, 4 pages, 2014.
- [54] S. Gupta and T. S. Arora, "Novel current mode universal filter using single DVCC", **Proceedings of International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC 2016)**, Noida, India, 26-28 December, pp. 437- 442, 2016.

- [55] A. K. Kushwaha and S. K. Paul, “Current Mode Biquadratic Universal Filter”, **Proceedings of International Conference on Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia)**, Hyderabad, India, 27-29 November, pp. 42-46, 2015.
- [56] M. Kumngern, U. Torteanchai and K. Dejhan, “Electronically tunable current-mode universal filter with three-input single-output”, **Proceedings of International Conference on Communication Systems**, pp. 667-680, 2010.
- [57] M. Kumngern, “Electronically tunable current-mode universal biquadratic filter using a single CCCFTA”, **Proceedings of International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**, Seoul, South Korea, 20-23 May, pp. 1175-1178, 2012.
- [58] M. Kumngern, K. Khwama and S. Junnapiya, “Three-input single-output current-mode universal filter using a MCDTA”, **Proceedings of Eleventh International Conference on ICT and Knowledge Engineering**, Bangkok, Thailand, 20-22 November, 5 pages, 2013.
- [59] M. Kumngern and S. Junnapiya, “Mixed-mode universal filter using OTAs”, **Proceedings of the International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems**, Bangkok, Thailand, 27-31 May, pp. 119-122, 2012.
- [60] S. Srisakultiew, A. Noppakarn, S. Yurungroangsak, and M. Siripruchyanun, “A current-mode electronically controllable multifunction biquadratic filter using CCCIs”, **Proceedings of the 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**, Prague, Czech Republic, 3-4 July, pp. 382-385, 2012.
- [61] S. Kaojum and A. Jantakun, “Electrically tunable current-mode MISO filter using VDCCs”, **Proceedings of the 8th International Conference on Science, Technology and Innovation for Sustainable Well-Being (STISWB VIII)**, Myanmar, 15-17 June, pp. 206-211, 2016.
- [62] K. Pitaksuttayaprot and W. Jaikla, “High output impedance current-mode multifunctions filter using CDCTAs”, **Proceedings of the International Conference on Circuits, Systems and Control**, pp.35-39, 2014.

- [63] P. Lamun, P. Phatsornsiri and U. Torteanchai, "Single VDCC-based current-mode universal biquadratic filter", **Proceedings of 7th the International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2015)**, Chiang Mai, Thailand, 29-30 October, pp. 122-125, 2015.
- [64] P. Kinnaree and W. Sa-ngiamvibool, "Current-mode multi-input single-output filter based on CCCDTAs", **Journal of Przegląd Elektrotechniczny**, pp. 201-206, 2017.
- [65] S. Maneewan, N. Udorn, D. Duangmalai, P. Silapan and W. Jaikla, "A voltage-mode first order allpass filter based on VDTA", **Journal of Theoretical and Applied Mathematics (IJTAM)**, vol. 12, no. 1, pp. 40-46, 2014.
- [66] B. Metin and O. Cicekoglu, "Novel first order all-pass filter with a single CCI's", **Proceedings of the International Conference on Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2006)**, Benalmádena , Spain, 16-19 May, pp. 74-75, 2006.
- [67] S. Na Songkla, and W. Jaikla, "Realization of electronically tunable current mode first-order allpass filter and Its application", **Journal of Electronics and Electrical Engineering**, pp. 40-43, 2012.
- [68] M. Kumngern, "New current-mode first-order allpass filter using a single CCCDTA", **Proceedings of the International Symposium on Integrated Circuits**, Singapore, Singapore, 12-14 December, pp. 364-367, 2011.
- [69] N. Herencsar, J. Koton, S. Minaei, E. Yuce and K. Vrba, "Novel Resistorless Dual-Output VM All-Pass Filter Employing VDIBA", **Proceedings of the 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)**, Bursa, Turkey, 1-4 December, pp. 82-84, 2011.
- [70] S. Maheshwari, "Voltage-mode all-pass filters including minimum component count circuits", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 2007, 5 pages, 2007.
- [71] M. Kumngern and J. Chanwutitum, "Voltage-mode first-order allpass filter using single-ended OTAs and grounded capacitor", **Proceedings of the Second International Conference on Digital Information and Communication Technology and It's Applications (DICTAP)**, Bangkok, Thailand, 16-18 May pp. 305-308, 2012.

- [72] A. nirut lamarejin, S. Maneewan, P. Suwanjan and W. Jaikla, "Current-mode variable current gain first-order allpass filter employing CFTAs ", **Journal of Przegląd Elektrotechniczny**, vol. 2013, pp. 238-241, 2013.
- [73] S. Minaei and E. Yuce, "Unity/variable-gain voltage-mode/current-mode first-order all-pass filters using single dual-X second-generation current conveyor", **IETE Journal of Research**, vol. 56, No. 6, pp. 305-312, 2010.
- [74] S. Maheshwari, J. Mohan and D. S. Chauhan, "Voltage-mode cascadable all-pass sections with two grounded passive components and one active element", **IET Circuits, Devices and Systems Journal**, vol. 4, no. 2, pp. 113-122, 2010.
- [75] D. Biolek and V. Biolkova, "First-order voltage mode all-pass filter employing one active element and one grounded capacitor", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal**, vol. 65, no. 1, pp. 123-129, 2010.
- [76] N. Herencsar, J. Koton, J. Jerabek, K. Vrba and O. Çiçekoglu, "Voltage-mode all-pass filters using universal voltage conveyor and MOSFET based electronic Resistors", **Radioengineering**, vol. 20, no. 1, pp. 10-18, 2011.
- [77] N. Pandey, P. Arora, S. Kapur and S. Malhotra, "First order voltage mode MO-CCCCTA based All Pass filter", **Proceedings of International Conference on Communications and Signal Processing**, Calicut, India, 10-12 February, pp. 535-537, 2011.
- [78] S. Maheshwari and B. Chaturvedi, "High-input low-output impedance all-pass filters using one active element", **IET Circuits, Devices and Systems**, vol. 6, no. 2, pp. 103-110, 2012.
- [79] N. Herencsar, S. Minaei, J. Koton, E. Yuce and K. Vrba, "New resistorless and electronically tunable realization of dual-output VM all-pass filter using VDIBA", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal**, vol. 74, no. 1, pp. 141-154, 2013.
- [80] F. Yucel and E. Yuce, "CCII based more tunable voltage-mode all-pass filters and their quadrature oscillator applications", **International Journal of Electronics and Communication (AEÜ)**, vol. 68, no. 1, pp. 1-9, 2014.
- [81] S. Maheshwari and D. Agrawal, "High performance voltage-mode tunable all-passsection", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 24, no. 6, 12 pages, 2015.

- [82] P. Beg, "Tunable first-order resistorless all-pass filter with low output impedance", **The Scientific World Journal**, article ID 219453, 6 pages, 2014.
- [83] J. W. Horng, C. M. Wu and N. Herencsar, "Fully differential first-order allpass filters using a DDCC", **Indian Journal of Engineering and Materials Sciences**, vol. 21, no. 4, pp. 345-350, 2014.
- [84] J. Mohan and S. Maheshwari, "Additional high-Input low-output impedance voltage-mode all pass section", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 23, no. 6, 14 pages, 2014.
- [85] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Single-input three-output current-mode multifunction filter using single CCCTA", **Proceedings of the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2017)**, pp. 242-245, 2017.
- [86] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Three-input single-output current-mode universal filter using single CCCTA", **Proceedings of the 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2017)**, 4 pages, 2015.
- [87] J. Budboonchu T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifie", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 335-340, 2015.

บทที่ 5

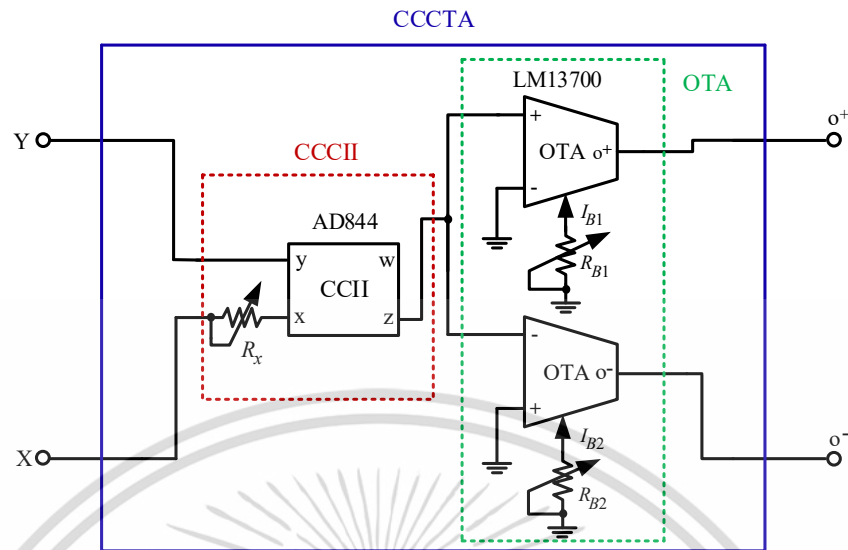
ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณโหมตกระแสและโหมตแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700

5.1 กล่าวนำ

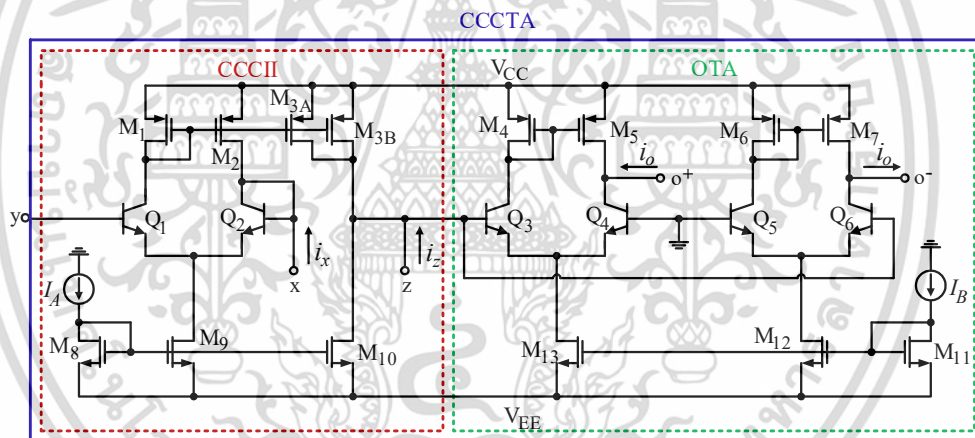
ปัจจุบันมีการใช้วงจรขยายป้อนกลับกระแส (current feedback operational amplifier, CFOA) และวงจรขยายความนำถ่ายโอน (operational transconductance amplifier, OTA) ซึ่งเป็นไอซีเชิงพาณิชย์ มาประยุกต์ใช้งานด้านการสังเคราะห์และประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างกว้างขวาง โดยนำมาประยุกต์เป็นวงจรกรองสัญญาณ [1] [3] [5] [7] [8] [10] วงจรออสซิลเลเตอร์ [1] [4] [6] [9] วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ [1] และวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ [2] เป็นต้น ในบทนี้แสดงผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต แบบสาม-อินพุต หนึ่งเอาต์พุตและวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700 ไอซี AD844 เป็นวงจร CCII และไอซี LM13700 เป็นวงจร OTA โดยนำไอซีทั้งสองมาต่อใช้งานร่วมกัน เพื่อให้มีคุณสมบัติเสมือนเป็นวงจร CCCTA ทำการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส อัตราขยายแรงดันและผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ จากผลการทดลองพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส อัตราขยายแรงดันและผลตอบสนองทางเวลามีความสอดคล้องกับผลทางทฤษฎี

5.2 การสร้างวงจร CCCTA ด้วยไอซี AD844 และไอซี LM13700

การสร้างวงจร CCCTA ด้วยไอซี AD844 และไอซี LM13700 ที่นำเสนอประกอบด้วยไอซี AD844 มีคุณสมบัติเป็นวงจร CCII ประกอบด้วยอินพุตพอร์ต y และ x เอาต์พุตพอร์ต z และ w โดยเอาต์พุตพอร์ต w เกิดจากการสะท้อนกระแส (current mirror) จากพอร์ต z อินพุตพอร์ต y และ x ของไอซี AD844 ทำหน้าที่เสมือนเป็นอินพุตพอร์ต y และ x ของวงจร CCCTA ตัวด้านทานแบบปรับค่าได้ถูกต่ออนุกรมที่พอร์ต x ของไอซี AD844 ทำหน้าที่เสมือนเป็นความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต x ของไอซี AD844 กล่าวคือ ทำให้ไอซี AD844 มีคุณสมบัติเป็นวงจร CCCII นั้นเอง พอร์ต z ของไอซี AD844 จะถูกต่อเข้ากับอินพุตพอร์ตบวก (+) และลบ (-) ของไอซี LM13700 ซึ่งทำหน้าที่เป็น OTA ของวงจร CCCTA อัตราขยายความนำถ่ายโอนด้านเอาต์พุต $o+$ และ $o-$ ของไอซี LM13700 สามารถแปรค่าได้ด้วยกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} โดยการปรับค่าความต้านทาน R_{B1} และ R_{B2} ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ในรูปที่ 5.2 แสดงวงจร CCCTA สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบซีมอสเพื่อเทียบเคียงกับวงจร CCCTA ที่สร้างจากไอซี AD844 และ LM13700



รูปที่ 5.1 วงจร CCCTA สร้างจากไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700

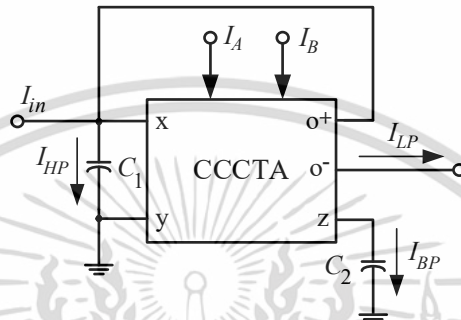


รูปที่ 5.2 วงจร CCCTA สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

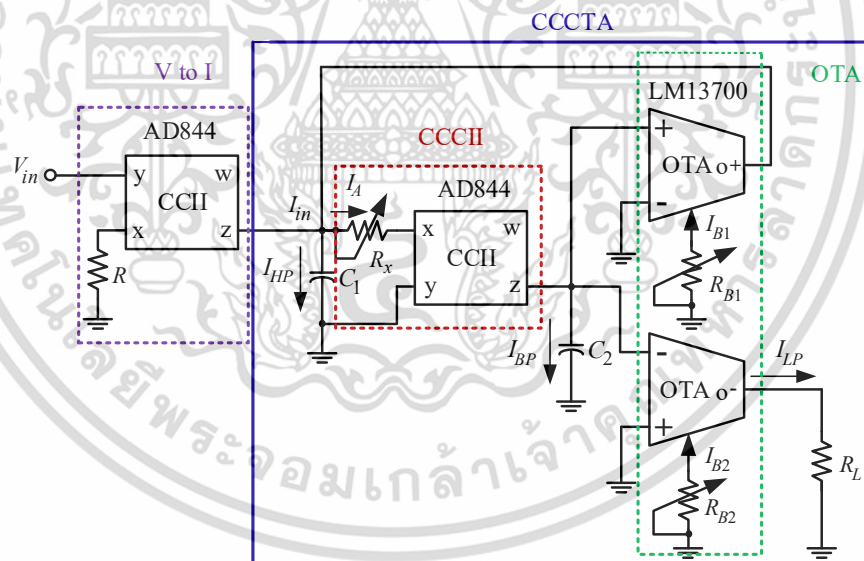
5.3 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ที่นำเสนอ [11] ในรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยวงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว รูปที่ 5.4 แสดงการต่อวงจรโดยใช้ไอซี AD844 ตัวที่หนึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแส มีอัตราขยายความนำถ่ายโอนเท่ากับ 1 mA/V โดยสามารถกำหนดอัตราขยายความนำถ่ายโอนได้โดยตัวต้านทาน R ไอซี AD844 ตัวที่สองมีตัวต้านทาน $R_x = 1 \text{ k}\Omega$ ต่ออนุกรมกับพอร์ต x ทำหน้าที่เสมือนเป็นความ

ด้านทานแฝง R_x ของไอซี AD844 กล่าวคือ ทำให้ไอซี AD844 มีคุณสมบัติเป็นวงจร CCCII และไอซี LM13700 ทำหน้าที่เป็น OTA โดยป้อนกระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 52 \mu\text{A}$ เป็นผลให้อัตราขยายความนำถ่ายโอนของเอาต์พุต $o+$ และ $o-$ เท่ากับ 1 mA/V เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 2 \text{ nF}$ และความต้านทานโหลด R_L เท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 12 \text{ V}$ จากสมการ (4.5) โดยเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ดังนี้ ความถี่ $f_0 \cong 80 \text{ kHz}$ และ $Q = 1$



รูปที่ 5.3 วงจรกรองสัญญาณใ้ควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO

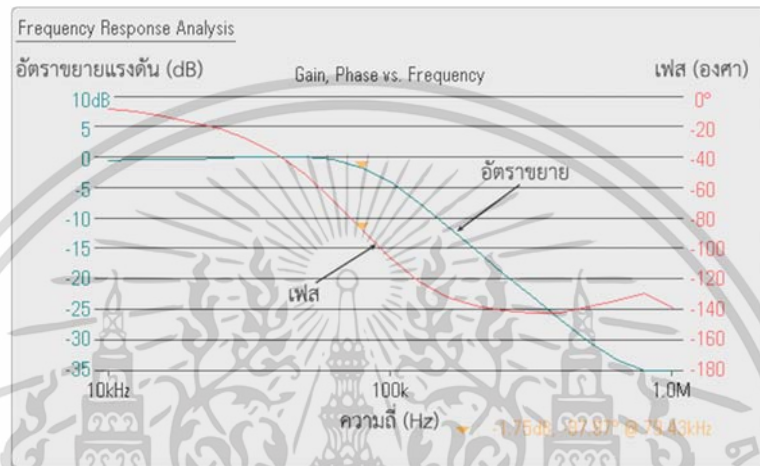


รูปที่ 5.4 วงจรกรองสัญญาณใ้ควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ SITO ใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700

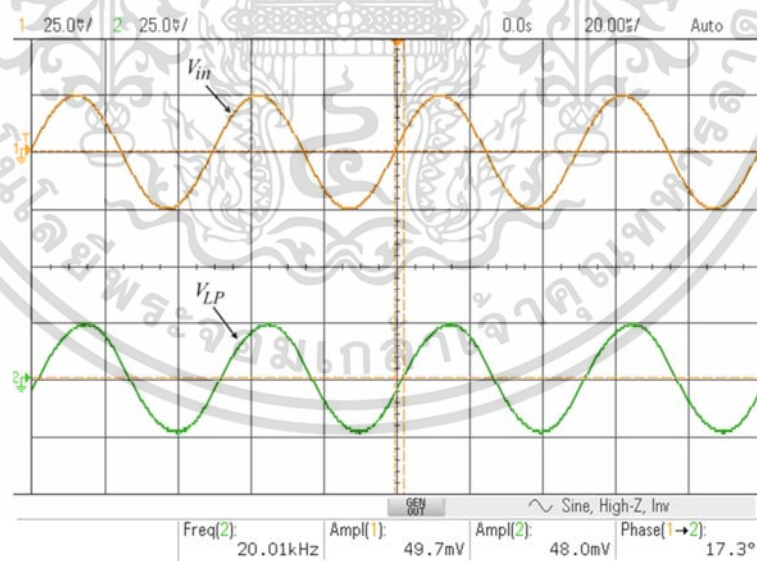
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP

รูปที่ 5.5 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p พบว่าความถี่ f_0 มีค่าประมาณ 90 kHz ค่าความผิดพลาดของความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎี เท่ากับ 12.5 %



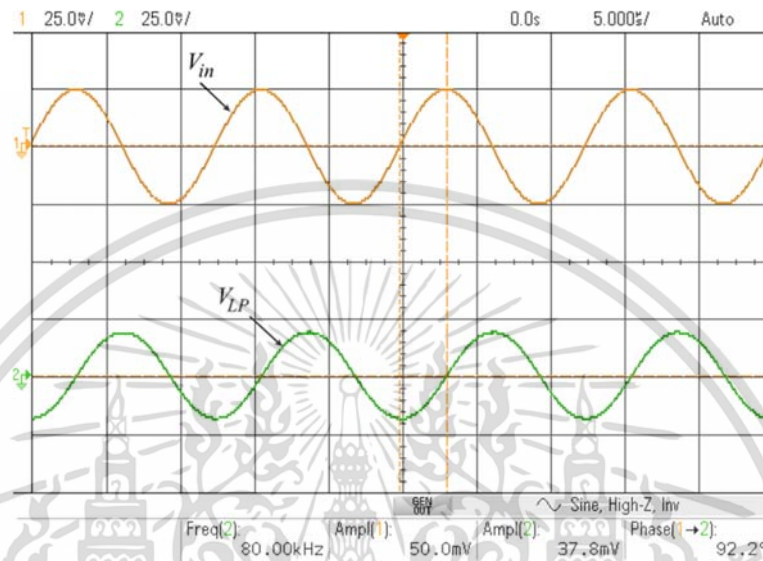
รูปที่ 5.5 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP ที่ $f_0 = 80$ kHz



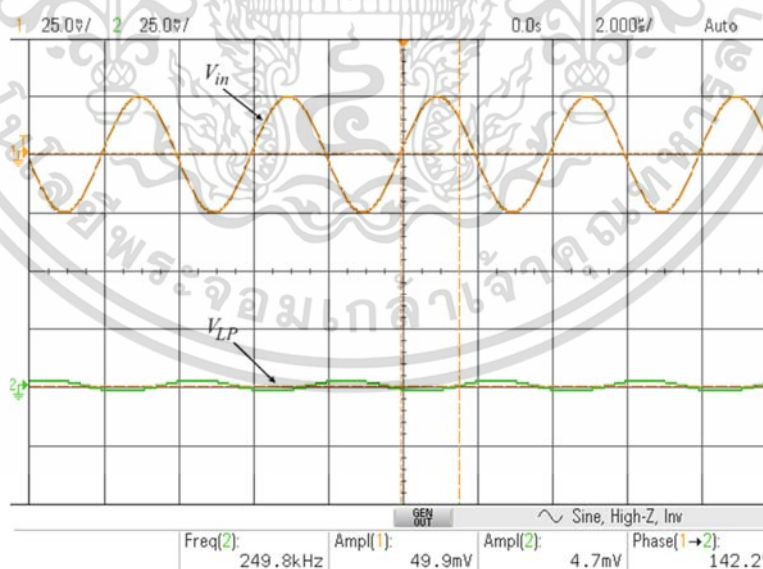
รูปที่ 5.6 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{LP} มีขนาด 24 μ A_p มีอัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.36 dB



รูปที่ 5.7 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz



รูปที่ 5.8 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

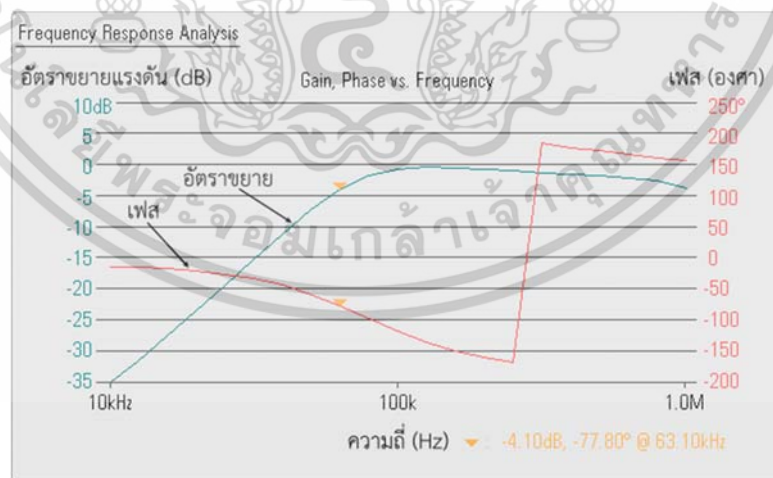
รูปที่ 5.7 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{LP} มีขนาด 18.9 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -2.38 dB

รูปที่ 5.8 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{LP} มีขนาด 2.35 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -20.36 dB

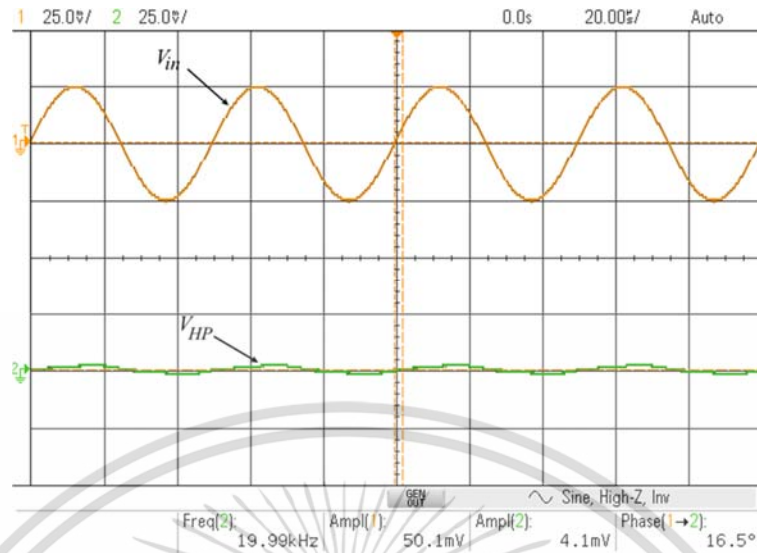
ผลทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของผลตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 12.5 % ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP พบว่าอัตราลดทอนสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน LP กล่าวคือ ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 ลงไปมีการลดทอนสัญญาณทางด้านเอาต์พุตอยู่ในช่วง -0.36 dB ถึง -2.83 dB นั่นคือ ยอมให้ความถี่ต่ำกว่า f_0 ลงไปผ่านไปได้ ในขณะที่ความถี่สูงกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณลงไป -20.36 dB หรือความถี่สูงกว่า f_0 ไม่สามารถผ่านไปได้

5.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP

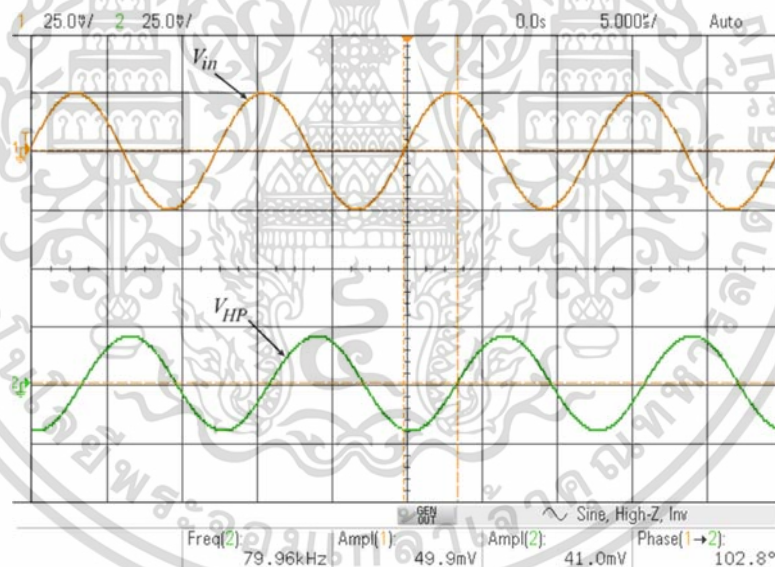
รูปที่ 5.9 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p พบว่าความถี่ f_0 ประมาณ 68 kHz มีค่าความผิดพลาดของความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 15 %



รูปที่ 5.9 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP ที่ $f_0 = 68$ kHz



รูปที่ 5.10 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz

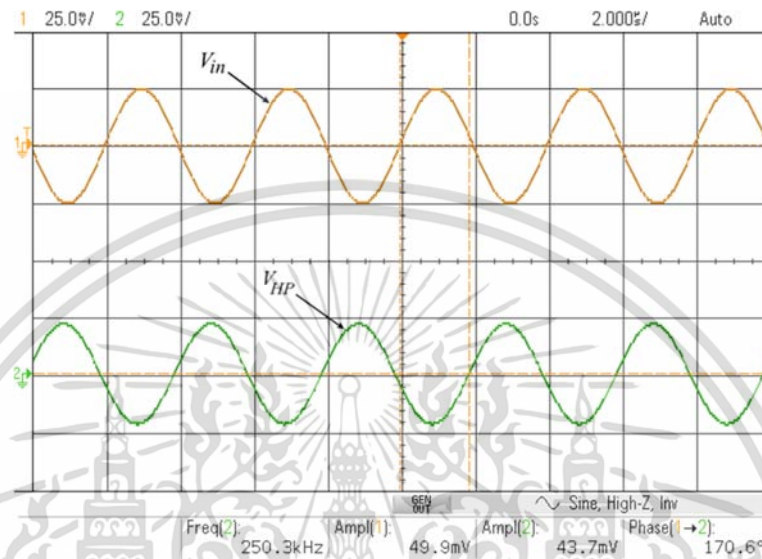


รูปที่ 5.11 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz

รูปที่ 5.10 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{HP} มีขนาด 2.05 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -21.7 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.11 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{HP} มีขนาด 20.5 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.72 dB



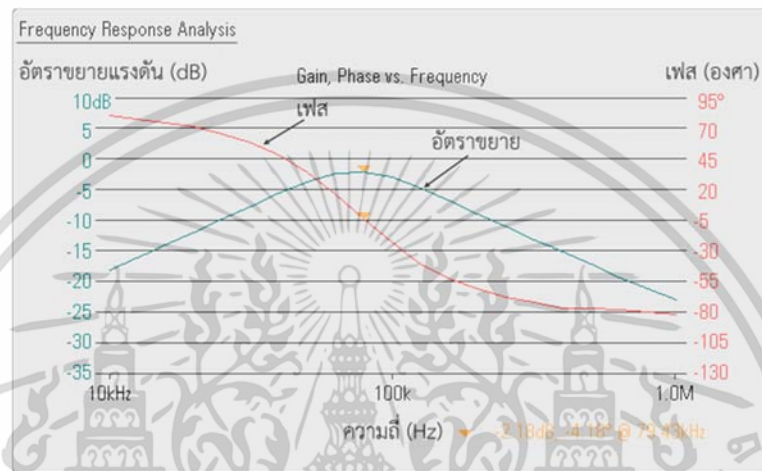
รูปที่ 5.12 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

รูปที่ 5.12 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{HP} มีขนาด 21.9 μ A_p มีอัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.2 dB

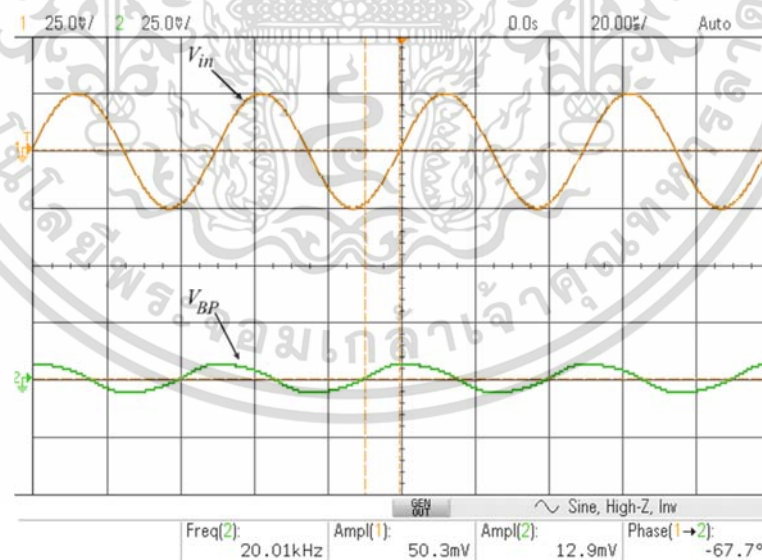
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 15 % ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP พบว่าอัตราลดทอนของสัญญาณรูปคลื่น ไซน์เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน HP โดยพบว่า ช่วงความถี่ตั้งแต่ f_0 ขึ้นไปมีการลดทอนสัญญาณรูปคลื่น ไซน์ทางด้านเอาต์พุต -1.2 ถึง -1.72 dB กล่าวคือ ยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ f_0 ขึ้นไปผ่านไปได้ ในขณะที่ความถี่ต่ำกว่า f_0 จะถูกลดทอนขนาดของสัญญาณลงเท่ากับ -21.7 dB หรือความถี่ต่ำกว่า f_0 ไม่สามารถผ่านไปได้

5.3.3 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP

รูปที่ 5.13 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz ขนาด 25 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p พบว่าความถี่แถบผ่าน f_0 มีค่าประมาณ 79.43 kHz ค่าความผิดพลาดของความถี่แถบผ่าน f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 0.71 %



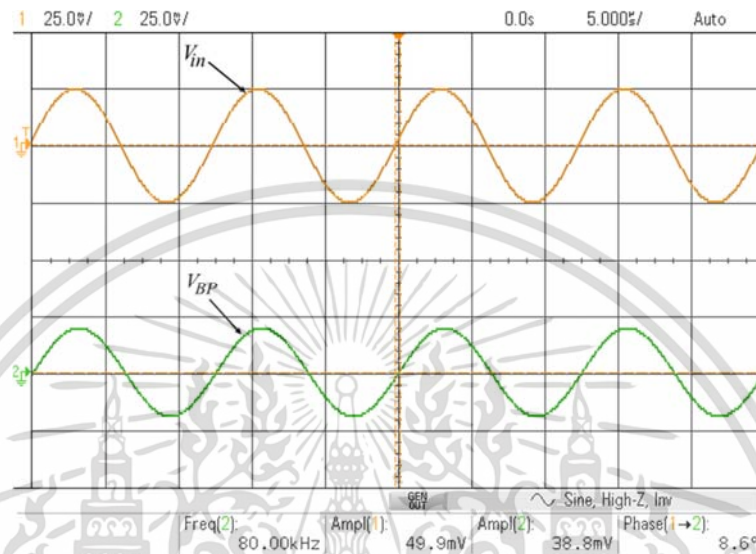
รูปที่ 5.13 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP ที่ $f_0 = 79.43$ kHz



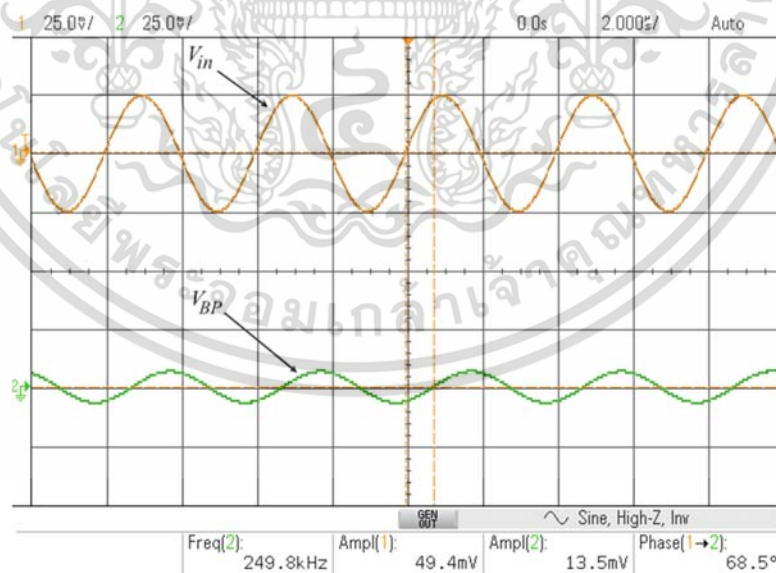
รูปที่ 5.14 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.14 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{BP} มีขนาด 6.5 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -11.8 dB



รูปที่ 5.15 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 80 kHz



รูปที่ 5.16 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

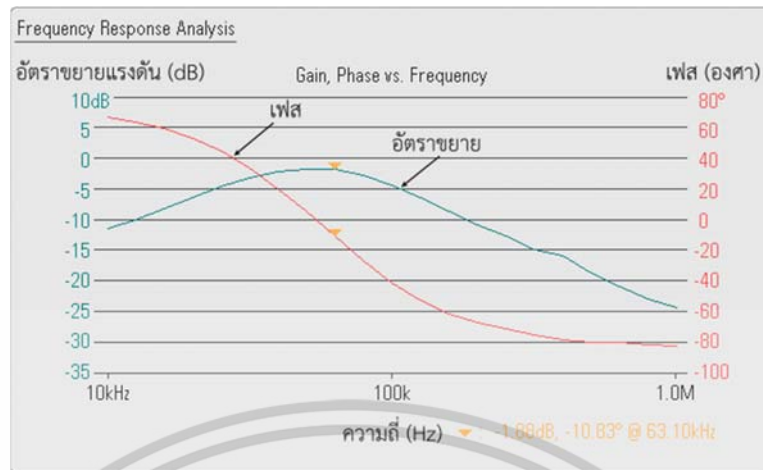
รูปที่ 5.15 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 80 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{BP} มีขนาด 19.4 μ A_p มีอัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -2.2 dB

รูปที่ 5.16 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ 25 μ A_p กระแสเอาต์พุต I_{BP} มีขนาด 6.75 μ A_p มีอัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -11.3 dB

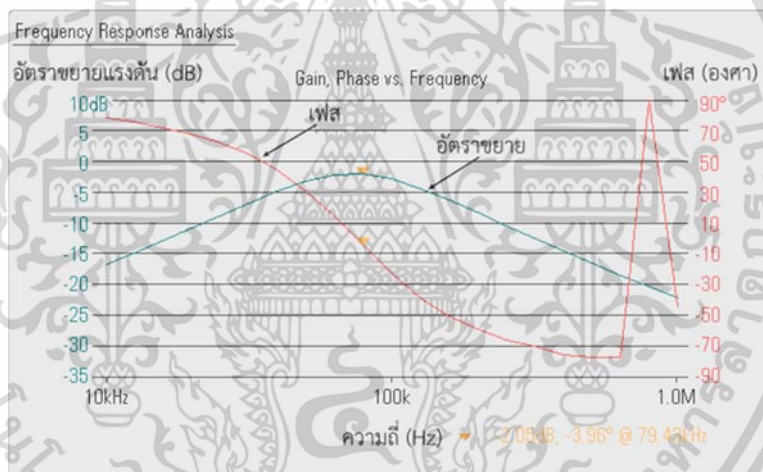
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่แถบผ่าน f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 0.71 % ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP พบว่า อัตราลดทอนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน BP ช่วงความถี่แถบผ่าน f_0 มีการลดทอนสัญญาณทางด้านเอาต์พุต -2.2 dB ขณะที่ความถี่ต่ำกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณเท่ากับ -11.8 dB และความถี่สูงกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณ -11.3 dB กล่าวคือ ยอมให้ความถี่ในช่วงแถบผ่าน f_0 ผ่านไปได้ ในขณะที่ช่วงความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่แถบผ่าน f_0 ถูกลดทอนสัญญาณลงหรือความถี่ไม่สามารถผ่านไปได้

5.3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า R_x และ g_m

เพื่อแสดงให้เห็นว่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และตัวประกอบคุณภาพ Q ของฟังก์ชัน BP มีความเป็นอิสระต่อกัน กำหนดให้ค่า $Q = 1$ ทำการแปรค่า ω_0 ด้วยการแปรค่าอัตราส่วนของ g_m/R_x โดยที่ผลคูณของ $g_m R_x$ คงที่ กำหนดเงื่อนไขอัตราส่วนของ $g_m/R_x = (0.754 \text{ mA/V})/(1.326 \text{ k}\Omega)$ (1.01 mA/V)/(1 k Ω) และ (1.36 mA/V)/(796 Ω) ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวในทางทฤษฎีเป็นผลให้ความถี่แถบผ่าน $f_0 = 60 \text{ kHz}$ 80 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ โดยตัวประกอบคุณภาพมีค่าคงที่ ผลการทดลองพบว่าความถี่แถบผ่าน $f_0 = 63 \text{ kHz}$ 79.43 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ โดยที่ตัวประกอบคุณภาพมีค่าคงที่ ค่าความผิดพลาดของความถี่แถบผ่าน $f_0 = 5 \%$ 0.71 % และ 0 % ตามลำดับ ผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่แสดงในรูปที่ 5.17 ถึง 5.19

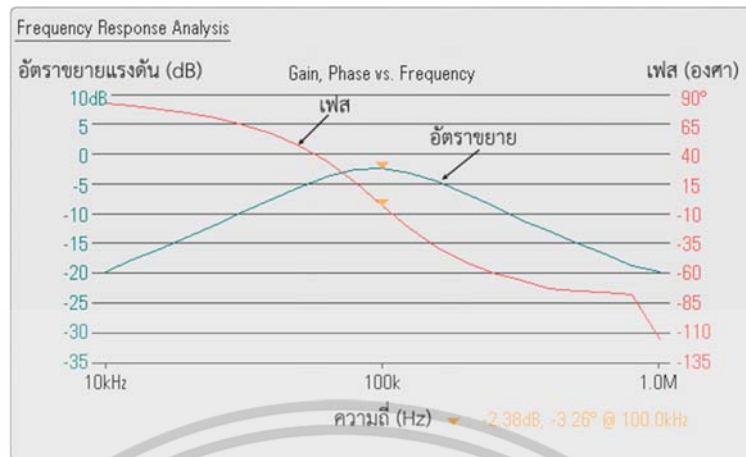


รูปที่ 5.17 ผลการวัดผลตอบสนองของอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP
เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.754\text{mA/V})/(1.326\text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 63\text{ kHz}$



รูปที่ 5.18 ผลการวัดผลตอบสนองของอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP
เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.01\text{ mA/V})/(1\text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 79.43\text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

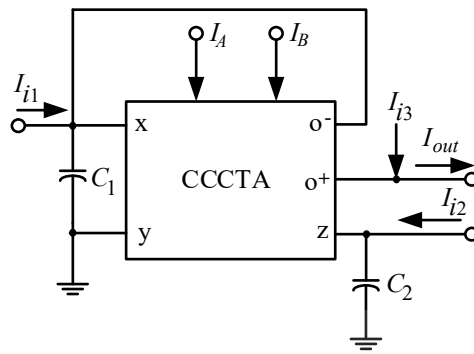


รูปที่ 5.19 ผลการวัดผลตอบสนองของอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.36 \text{ mA/V})/(796 \Omega)$ ความถี่ $f_0 = 100 \text{ kHz}$

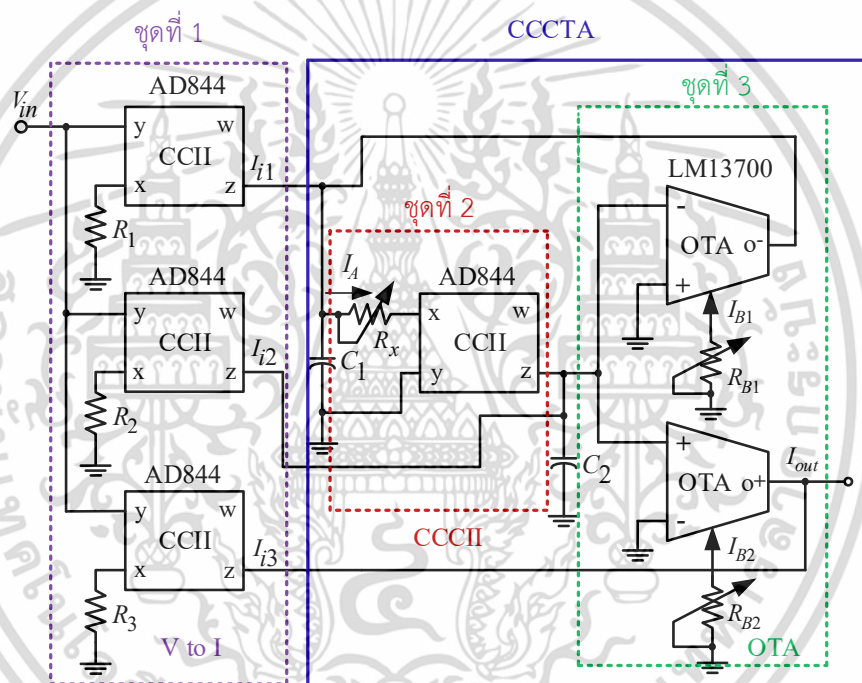
5.4 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ

TISO

วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO โดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว [12] ที่นำเสนอ แสดงดังรูปที่ 5.20 รูปที่ 5.21 แสดงวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO วงจร CCCTA มีส่วนประกอบหลักคือ ไอซี AD844 จุดที่หนึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแสมีอัตราขยายความนำถ่ายโอนเท่ากับ 1 mA/V สามารถกำหนดอัตราขยายความนำถ่ายโอนได้จากตัวต้านทาน R_1 , R_2 และ R_3 ไอซี AD844 จุดที่สองทำหน้าที่เป็นวงจร CCCII โดยมีตัวต้านทาน $R_x = 1 \text{ k}\Omega$ ต่ออนุกรมกับพอร์ต x ทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวต้านทานแฝง R_x ของไอซีเบอร์ AD844 ไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจร OTA เมื่อป้อนกระแส $I_B = 46.2 \mu\text{A}$ จะได้ $g_m = 0.89 \text{ mA/V}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1.5 \text{ nF}$ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12 \text{ V}$ จากสมการ (4.23) โดยเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ดังนี้ $f_0 \cong 100 \text{ kHz}$ และ $Q = 1$



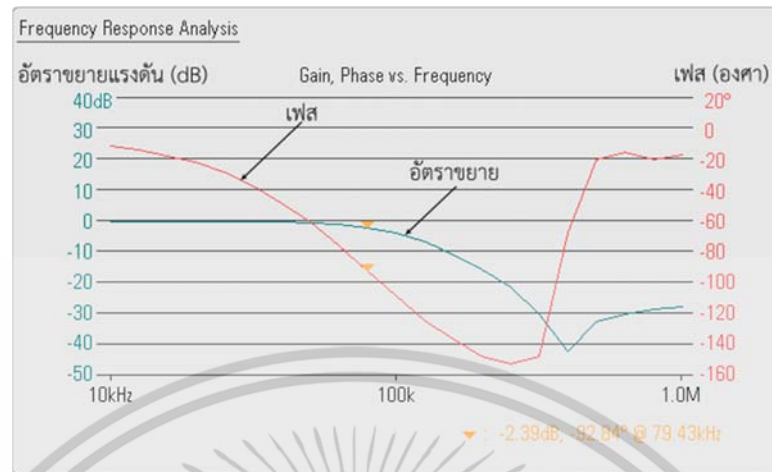
รูปที่ 5.20 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO



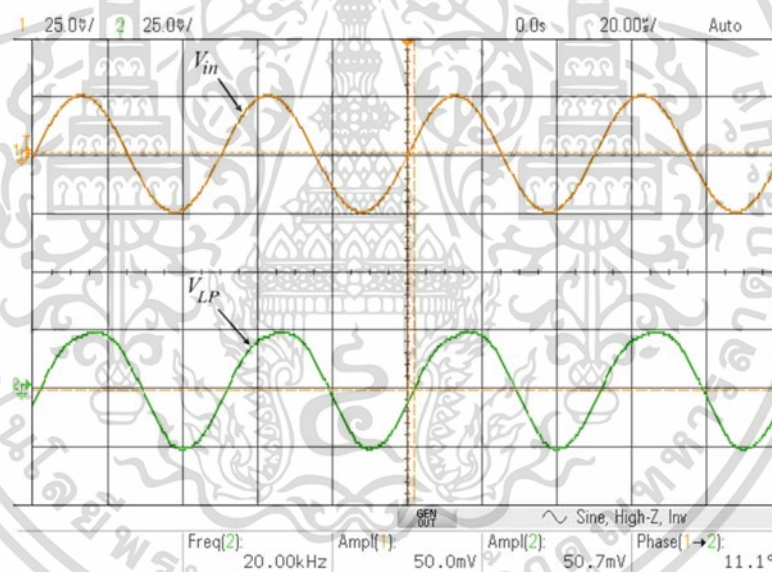
รูปที่ 5.21 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสหลายหน้าที่แบบ TISO ใช้ไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700

5.4.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP

รูปที่ 5.22 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz ขนาด 25 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p กำหนดให้ $I_{i1} = I_{in}$ และ $I_{i2} = I_{i3} = 0$ พบว่าความถี่ f_0 มีค่าประมาณ 85 kHz ค่าความผิดพลาดของความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 15 %



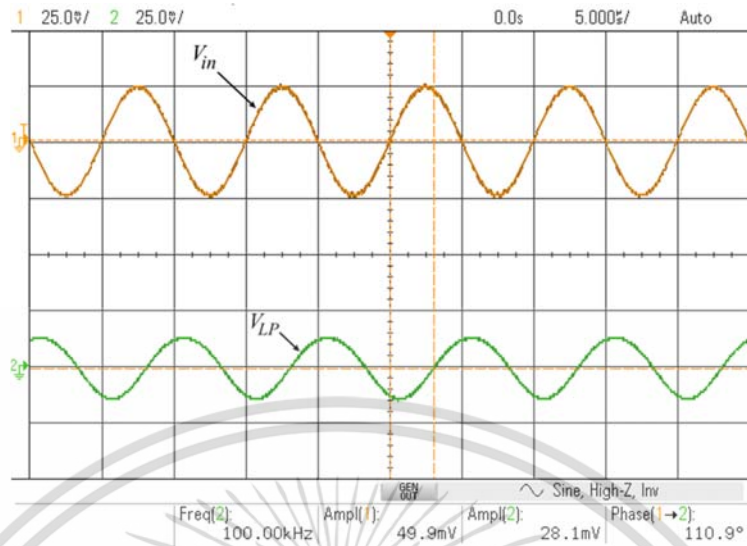
รูปที่ 5.22 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP $f_0 = 85$ kHz



รูปที่ 5.23 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz

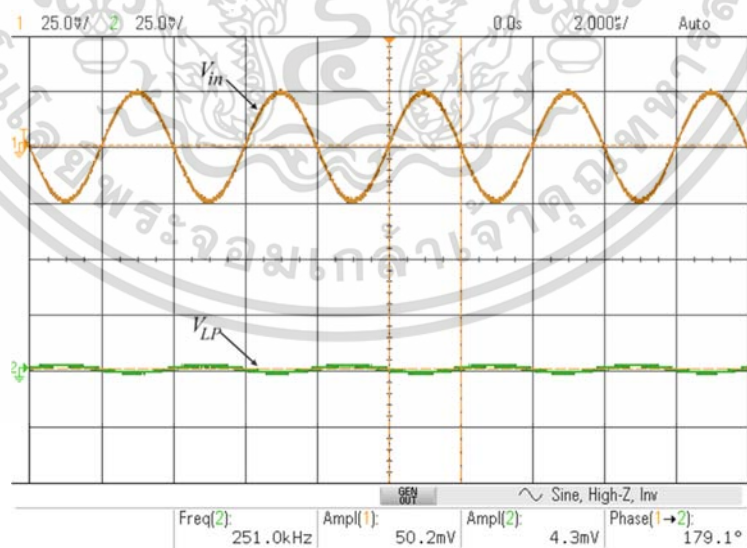
รูปที่ 5.23 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p กำหนดให้ $I_{i1} = I_{in}$ และ $I_{i2} = I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ 25.4 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ 0.01 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz

รูปที่ 5.24 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz หรือความถี่เท่ากับ f_0 ขนาด 24.95 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $24.95 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{i1} = I_{in}$ และ $I_{i2} = I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาด $14.05 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -5 dB



รูปที่ 5.25 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

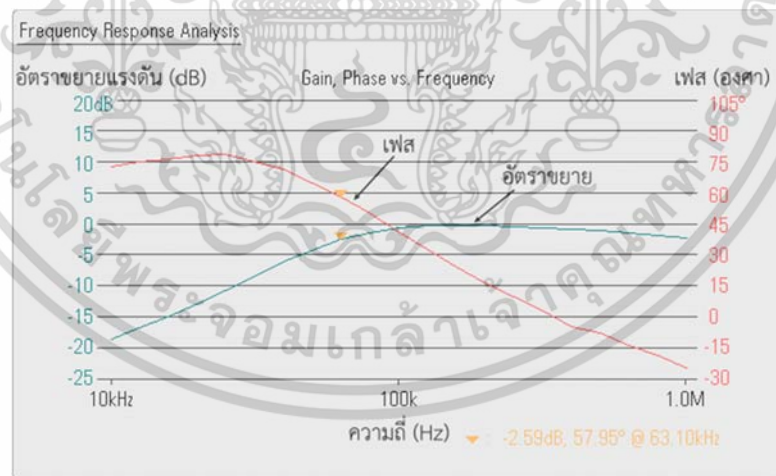
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.25 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p กำหนดให้ $I_{i1} = I_{in}$ และ $I_{i2} = I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาด 2.15 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -27.36 dB

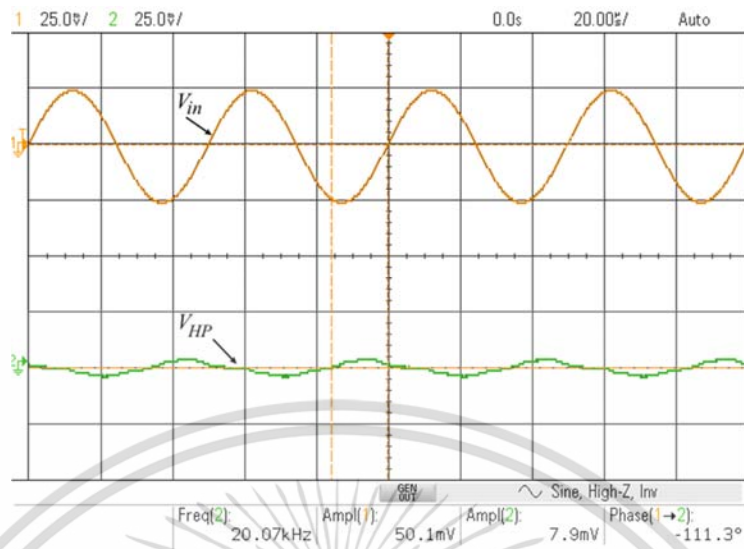
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน LP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของผลตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 15 % ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP พบว่าอัตราลดทอนของสัญญาณเป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน LP ช่วงความถี่ตั้งแต่ f_0 ลงไปมีการลดทอนสัญญาณทางด้านเอาต์พุตตั้งแต่ 0.01 ถึง -5 dB กล่าวคือ ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_0 ลงไปผ่านไปได้ ในขณะที่สัญญาณความถี่สูงกว่า f_0 ถูกลดทอนลงสัญญาณลงไป -27.36 dB หรือไม่สามารถผ่านไปได้

5.4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP

รูปที่ 5.26 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz ขนาด 25 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p โดยที่ $I_{i2} = I_{i3} = I_{in}$ และ $I_{i1} = 0$ พบว่าความถี่ f_0 มีค่าประมาณ 68 kHz ค่าความผิดพลาดเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 32 %

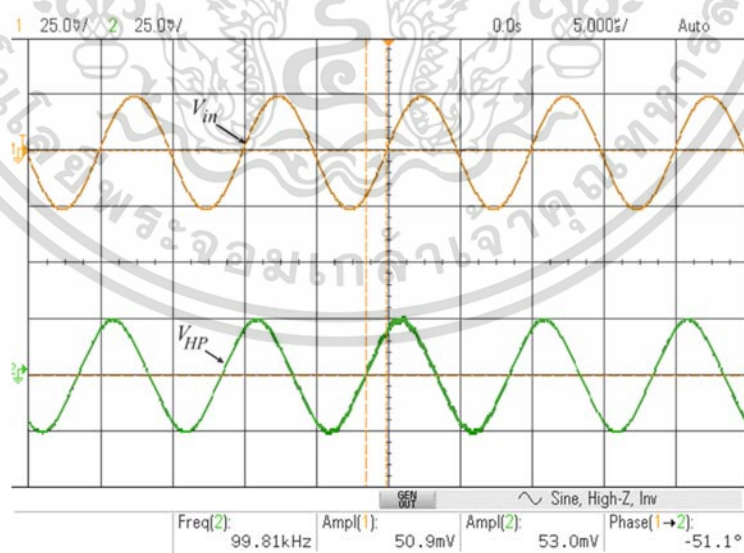


รูปที่ 5.26 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP ที่ $f_0 = 68$ kHz



รูปที่ 5.27 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz

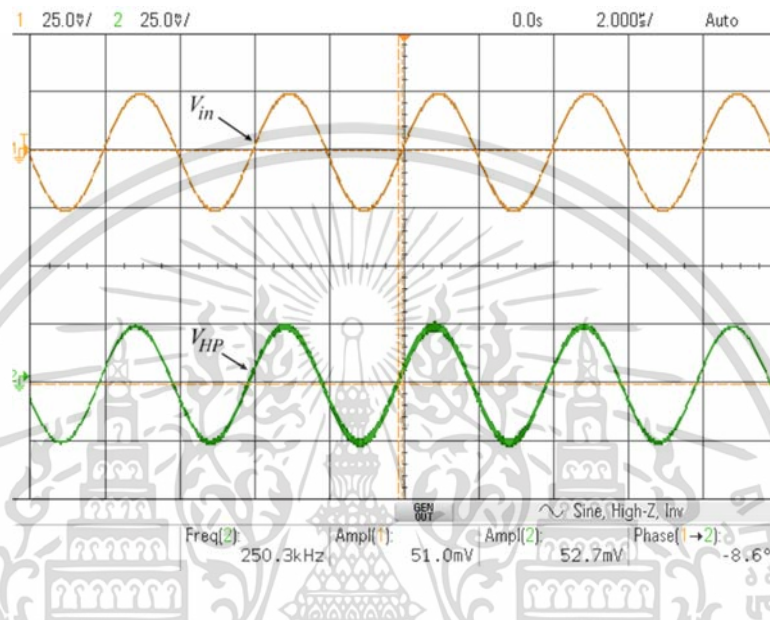
รูปที่ 5.27 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p กำหนดให้ $I_{i2} = I_{i3} = I_{in}$ และ $I_{i1} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ 4 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -16.02 dB



รูปที่ 5.28 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.28 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25.5 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{12} = I_{13} = I_{in}$ และ $I_{11} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ $26.5 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ 0.33 dB



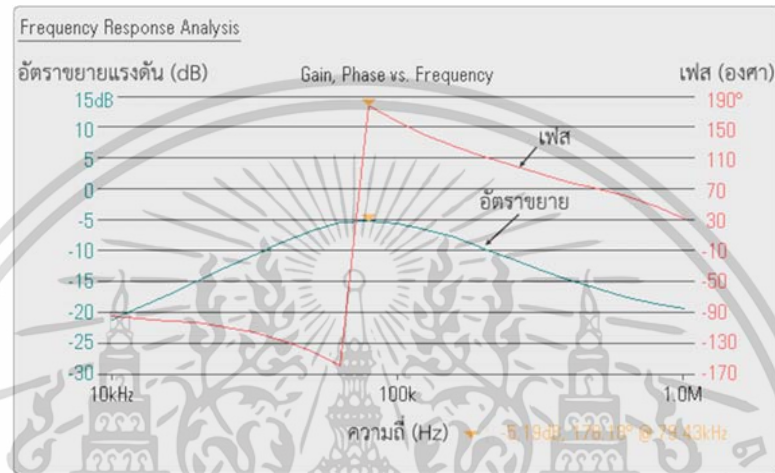
รูปที่ 5.29 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

รูปที่ 5.29 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25.5 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25.5 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{12} = I_{13} = I_{in}$ และ $I_{11} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ $26.4 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ 0.3 dB

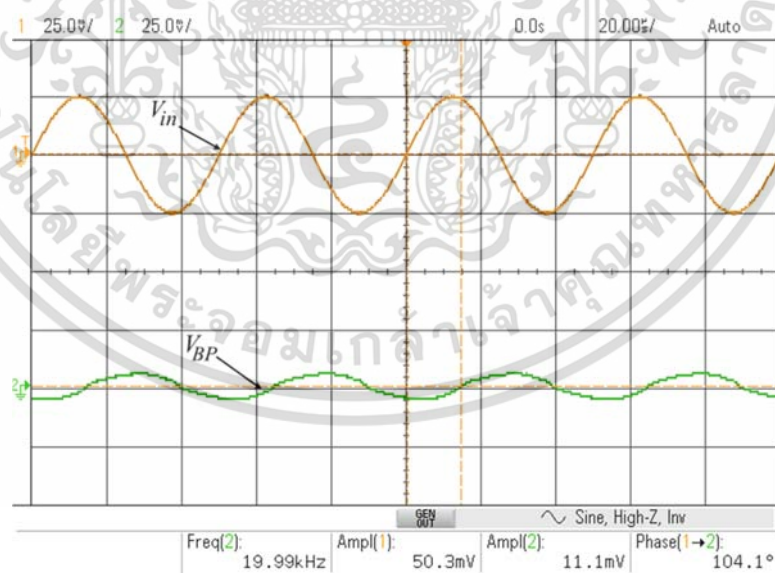
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน HP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 32 % ในรูปที่ 5.27 ถึง 5.29 ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน HP พบว่าอัตราลดทอนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน HP ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ f_0 ขึ้นไป มีการลดทอนสัญญาณทางด้านเอาต์พุตในช่วง -0.3 ถึง -0.33 dB กล่าวคือ ยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ f_0 ขึ้นไปผ่านไปได้ ในขณะที่ความถี่ต่ำกว่า f_0 ถูกลดทอน -16.02 dB หรือความถี่ต่ำกว่า f_0 ไม่สามารถผ่านไปได้

5.4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP

รูปที่ 5.30 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz ขนาด 25 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μ A_p กำหนดให้ $I_{i1} = I_{i2} = I_{in}$ และ $I_{i3} = 0$ พบว่าความถี่ f_0 มีค่าประมาณ 80 kHz มีความผิดพลาดเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 20 %



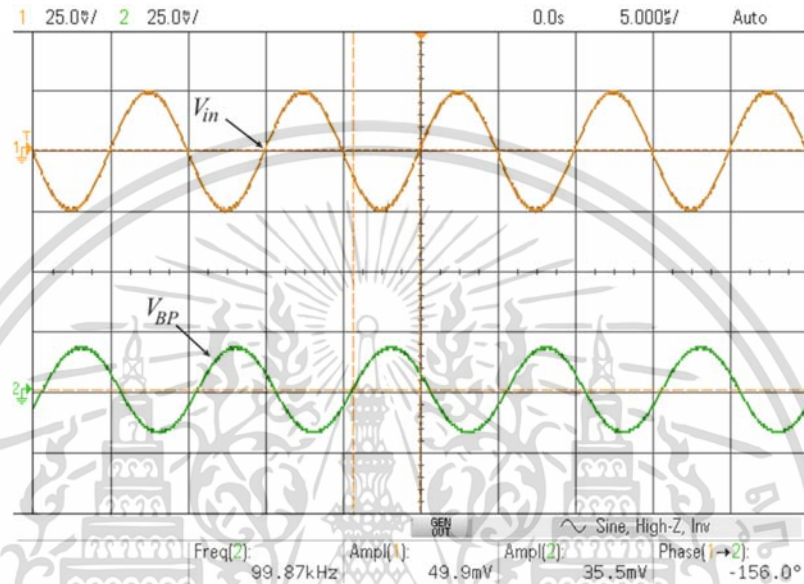
รูปที่ 5.30 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP ที่ $f_0 = 80$ kHz



รูปที่ 5.31 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz

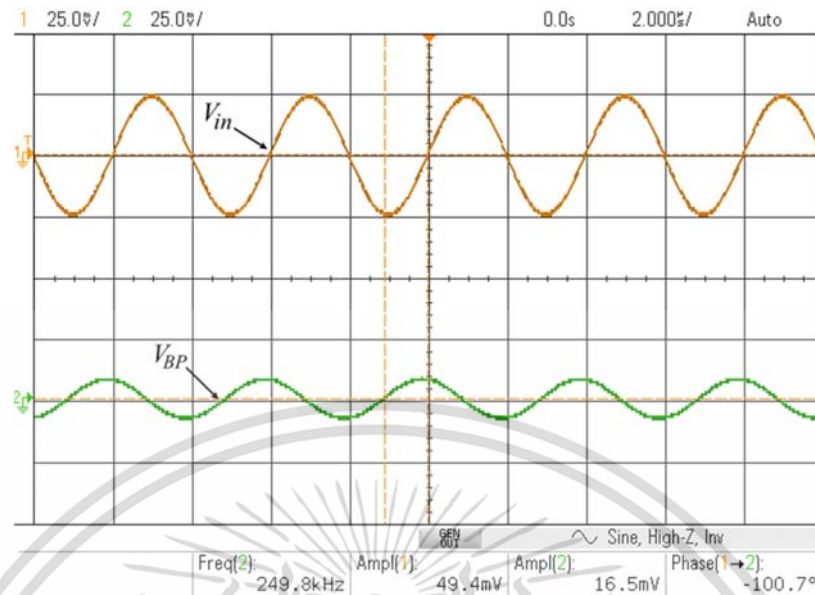
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.31 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{i1} = I_{i2} = I_{in}$ และ $I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ $5.6 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -13.12 dB



รูปที่ 5.32 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz

รูปที่ 5.32 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{i1} = I_{i2} = I_{in}$ และ $I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ $17.75 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -2.95 dB



รูปที่ 5.33 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

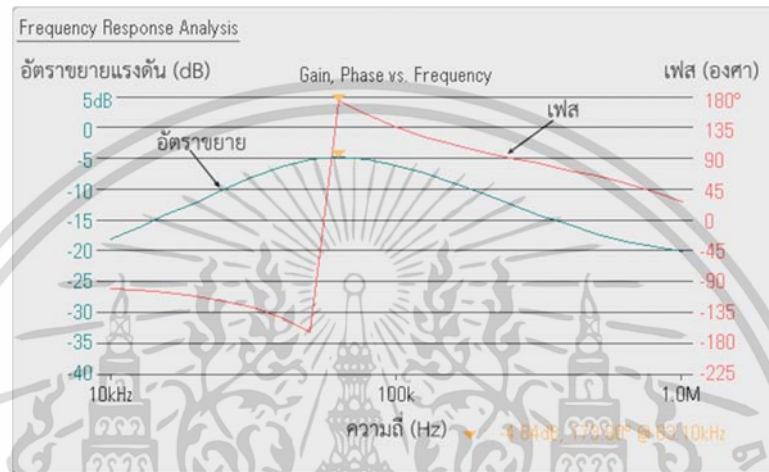
รูปที่ 5.33 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 24.47 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $24.47 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{i1} = I_{i2} = I_{in}$ และ $I_{i3} = 0$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาด $8.25 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -9.44 dB

ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่แถบผ่าน f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 20 % ผลการทดลองหาผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP พบว่าอัตราลดทอนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน BP คือ ช่วงความถี่แถบผ่าน f_0 มีการลดทอนสัญญาณลง -2.95 dB ขณะที่ความถี่ต่ำกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณลงเท่ากับ -13.12 dB และความถี่สูงกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณลง -9.44 dB กล่าวคือ ยอมให้ความถี่ในช่วงแถบผ่าน f_0 ผ่านไปได้ ในขณะที่ช่วงความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่า f_0 ถูกลดทอนสัญญาณลงไปหรือความถี่ไม่สามารถผ่านไปได้

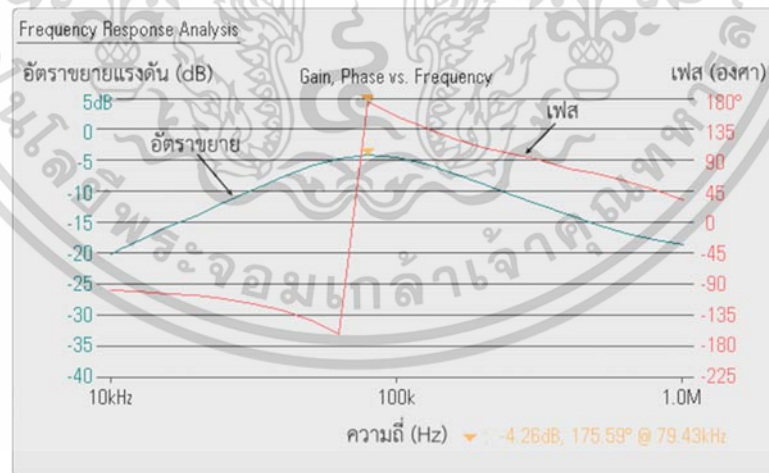
5.4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อแปรค่า R_x และ g_m

เพื่อแสดงให้เห็นว่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และตัวประกอบคุณภาพ Q ของฟังก์ชัน BP มีความเป็นอิสระต่อกัน กำหนดให้ค่า $Q = 1$ ทำการแปรค่า ω_0 ด้วยการแปรค่าอัตราส่วนของ g_m/R_x โดยที่ผลคูณของ $g_m R_x$ คงที่ โดยกำหนดเงื่อนไขอัตราส่วนของ $g_m/R_x = (0.75 \text{ mA/V})/(1.33 \text{ k}\Omega)$ $(0.94 \text{ mA/V})/(1.06 \text{ k}\Omega)$ และ $(1.13 \text{ mA/V})/(884 \Omega)$ ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวในทางทฤษฎี

เป็นผลให้ความถี่แถบผ่าน $f_0 = 80$ kHz 100 kHz และ 120 kHz ตามลำดับ โดยที่ Q มีค่าคงที่ จากผลการทดลองพบว่าความถี่แถบผ่าน $f_0 = 63$ kHz 79.43 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ โดยที่ Q ค่าคงที่ ค่าความผิดพลาดของความถี่แถบผ่าน $f_0 = 21.1$ % 20.1 % และ 20 % ตามลำดับ ผลตอบสนองอัตรายายแรงดันและเฟสทางความถี่ เมื่อแปรค่าความถี่แถบผ่าน f_0 ด้วยการแปรค่าอัตราส่วน g_m/R_x และให้ผลคูณของ $g_m R_x$ คงที่ แสดงในรูปที่ 5.34 ถึง 5.36

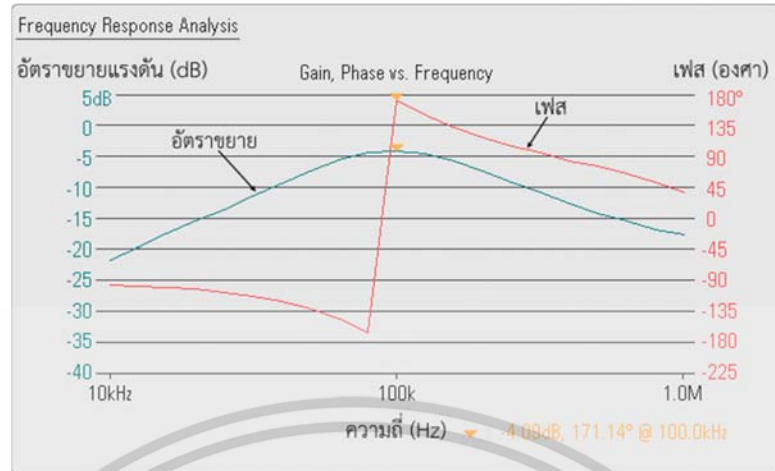


รูปที่ 5.34 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.75 \text{ mA/V})/(1.33 \text{ k}\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 63$ kHz



รูปที่ 5.35 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (0.94 \text{ mA/V})/(1.06 \text{ }\Omega)$ ความถี่ $f_0 = 79.43$ kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

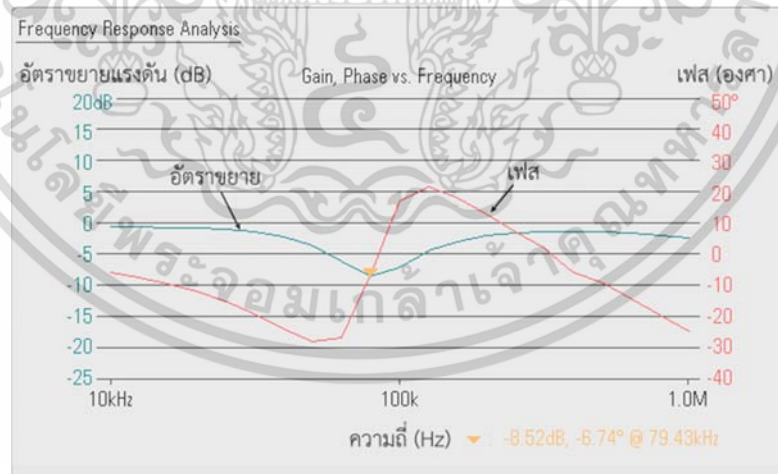


รูปที่ 5.36 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BP

เมื่อกำหนดให้ $g_m/R_x = (1.13 \text{ mA/V})/(884 \ \Omega)$ ความถี่ $f_0 = 100 \text{ kHz}$

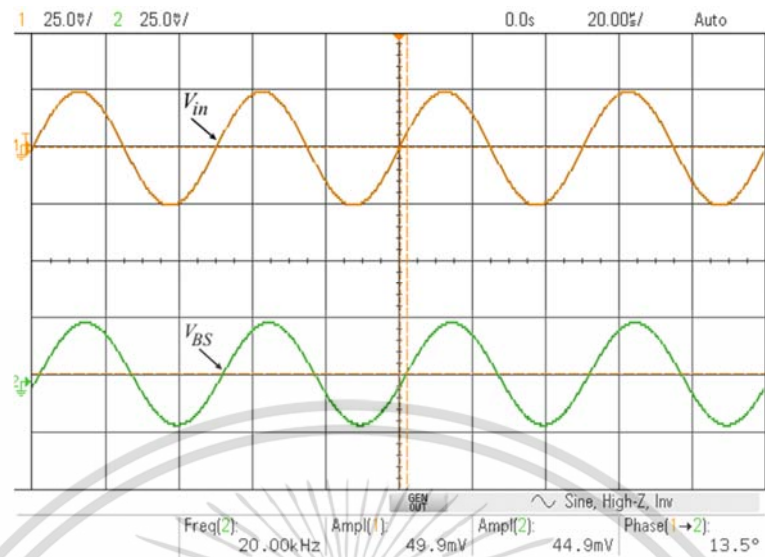
5.4.5 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS

รูปที่ 5.37 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz ขนาด 25 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μA_p กำหนดให้ $I_{in} = I_{n1} = I_{n2} = I_{n3}$ โดยที่ตัวเก็บประจุ $C_2 = g_m R_x C_1$ พบว่าความถี่แถบหยุด f_0 มีค่าประมาณ 80 kHz ค่าความผิดพลาดเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 20 %



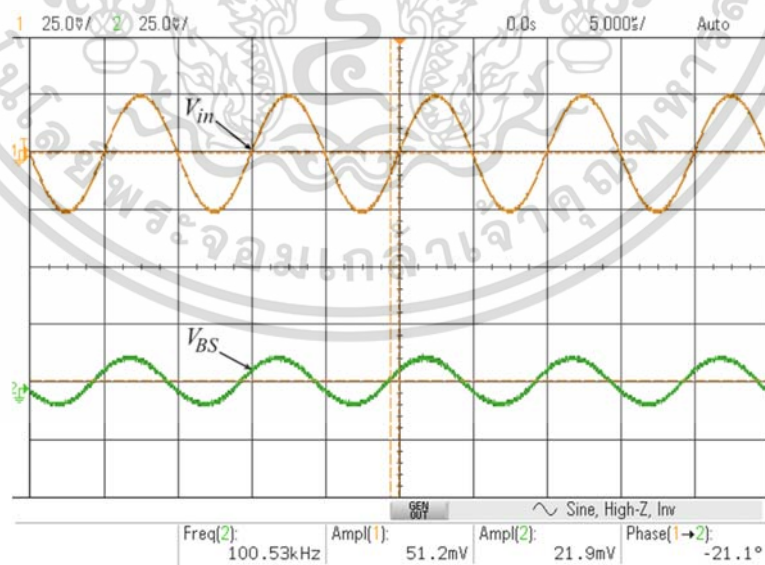
รูปที่ 5.37 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BS ที่ $f_0 = 80 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.38 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 20 kHz

รูปที่ 5.38 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μA_p กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ 22.45 μA_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.92 dB

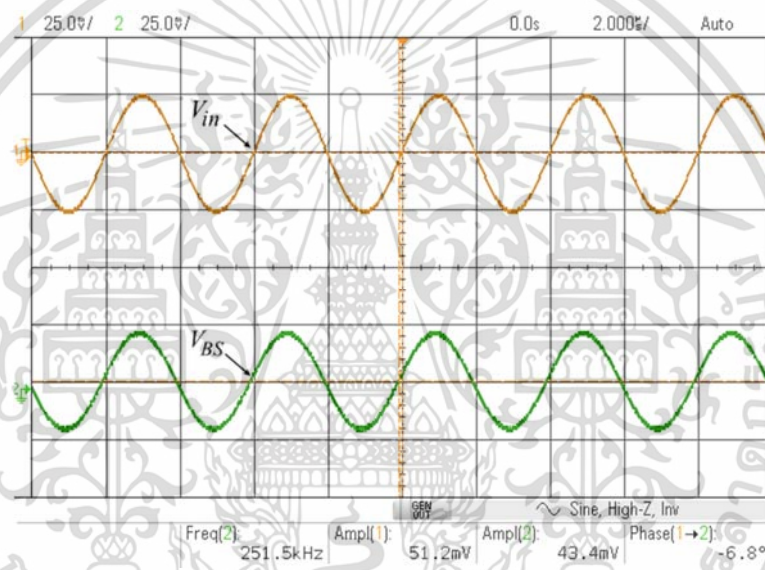


รูปที่ 5.39 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.39 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25.6 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25.6 μ A_p กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ 10.95 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -7.38 dB

รูปที่ 5.40 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25.6 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25.6 μ A_p กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดเท่ากับ 21.7 μ A_p อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.44 dB

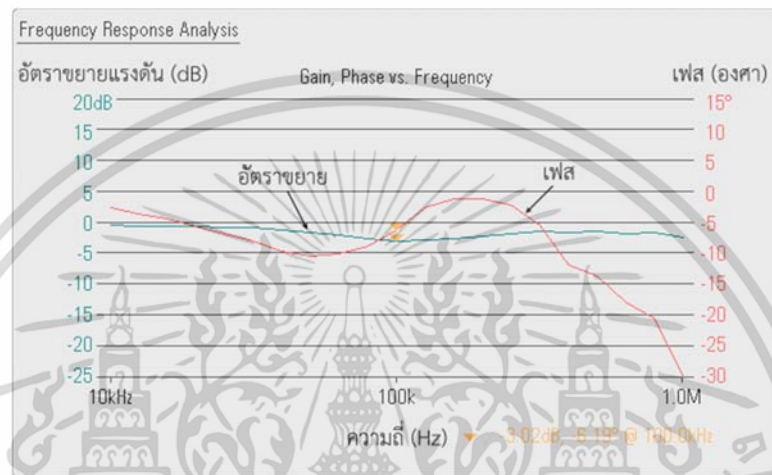


รูปที่ 5.40 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

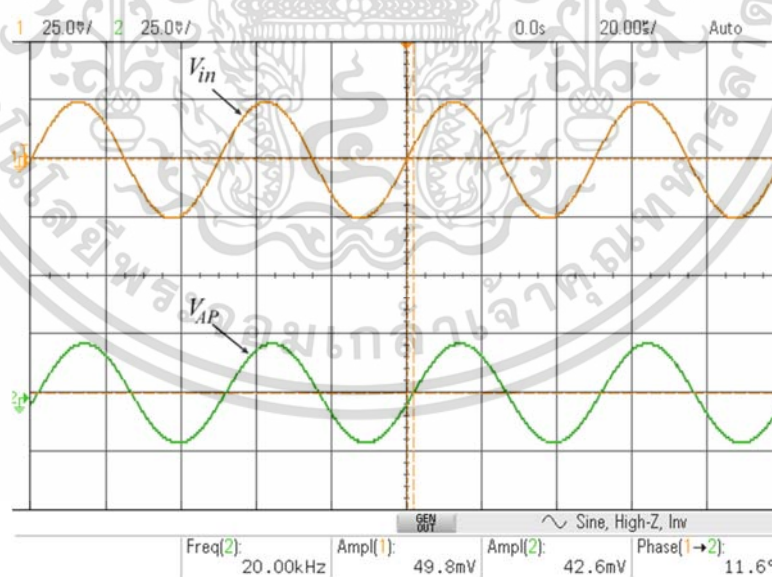
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน BS มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่แถบหยุด f_0 เมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎีเท่ากับ 20 % ผลการทดลองหาผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BS พบว่าอัตราลดทอนของสัญญาณมีเป็นคุณสมบัติของฟังก์ชัน BS กล่าวคือ ช่วงความถี่แถบหยุด f_0 มีอัตราลดทอนสัญญาณ -7.38 dB หรือสัญญาณไม่สามารถผ่านไปได้ ในขณะที่สัญญาณความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่แถบหยุด f_0 อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.92 dB และ -1.47 dB หรือช่วงความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าช่วงความถี่แถบหยุด f_0 สัญญาณสามารถผ่านไปได้

5.4.6 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP

รูปที่ 5.41 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz ขนาด 25 μA_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ 25 μA_p กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = 2g_m R_x C_1$ พบว่าความถี่ $f_0 = 100$ kHz มีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ -3.02 dB



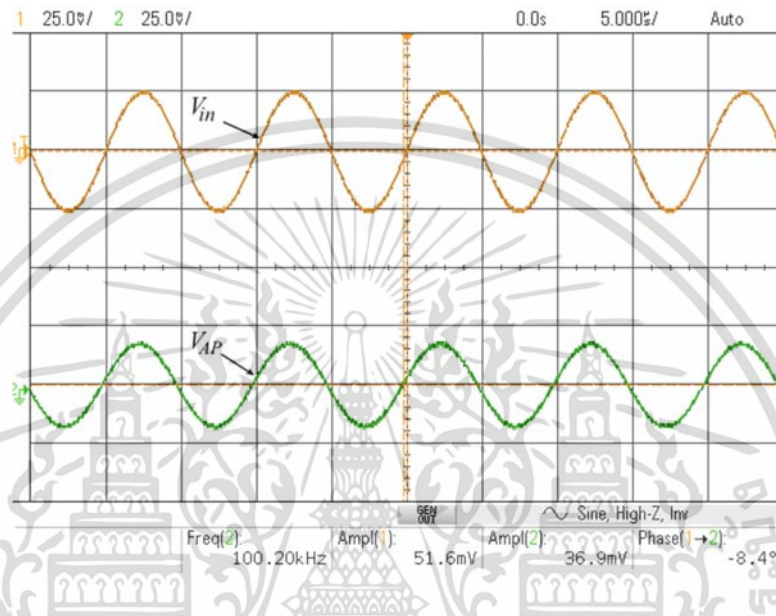
รูปที่ 5.41 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของฟังก์ชัน AP ที่ $f_0 = 100$ kHz



รูปที่ 5.42 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

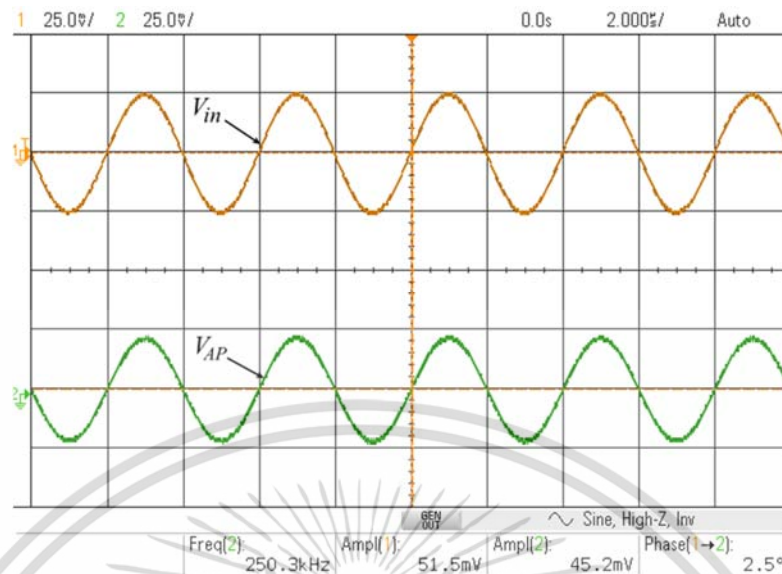
รูปที่ 5.42 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz หรือความถี่ต่ำกว่าความถี่ f_0 ขนาด 24.9 mV_p หรือกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $24.9 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = 2g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ $21.3 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.36 dB



รูปที่ 5.43 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz

รูปที่ 5.43 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 100 kHz หรือความถี่เท่ากับความถี่ f_0 ขนาด 25.8 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25.8 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = 2g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ $18.45 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -2.91 dB

รูปที่ 5.44 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ความถี่ 250 kHz หรือความถี่สูงกว่าความถี่ f_0 ขนาด 25.75 mV_p หรือป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) เท่ากับ $25.75 \mu\text{A}_p$ กำหนดให้ $I_{in} = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$ โดยที่ $C_2 = 2g_m R_x C_1$ กระแสเอาต์พุต I_{out} มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ $22.6 \mu\text{A}_p$ อัตราลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.13 dB

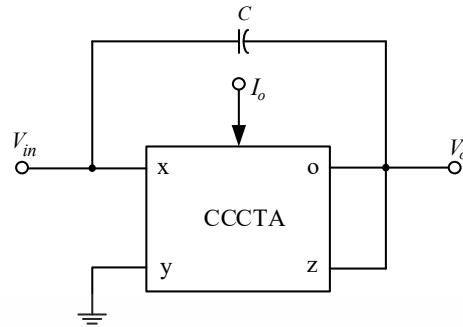


รูปที่ 5.44 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 250 kHz

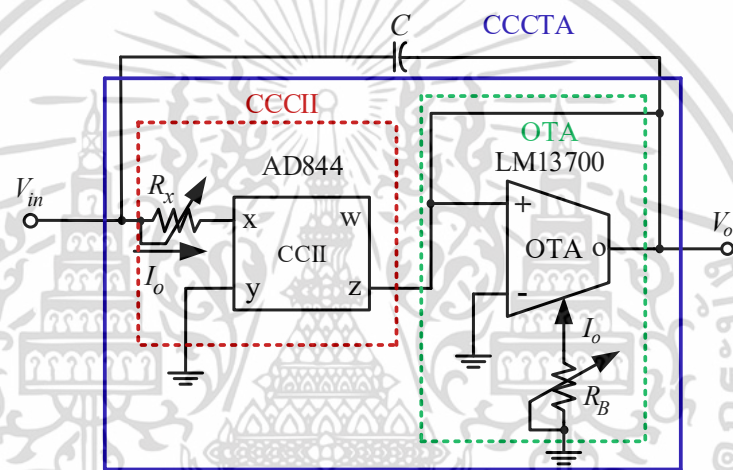
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันทางความถี่ของฟังก์ชัน AP มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยที่สัญญาณสามารถผ่านไปได้ตลอดย่านความถี่ ผลการทดลองผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน AP พบว่าอัตราการทอนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีความสอดคล้องกับคุณสมบัติของฟังก์ชัน AP ช่วงความถี่ 20 kHz 100 kHz และ 250 kHz มีการลดทอนสัญญาณเท่ากับ -1.36 dB -2.93 dB และ -1.13 dB หรือยอมให้สัญญาณตลอดย่านความถี่ผ่านไปได้

5.5 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้ CCCTA หนึ่งตัว ที่นำเสนอ [1] แสดงในรูปที่ 5.45 วงจรประกอบ CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุแบบลอยหนึ่งตัว รูปที่ 5.46 แสดงการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทาน สร้างจากไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700 กำหนดให้กระแส $I_o = I_A = I_B = 49 \mu\text{A}$ จากค่ากระแส I_o ที่ไบอัสให้กับวงจรทำให้มีค่าความต้านทาน R_x ที่พอร์ต x มีค่าเท่ากับ 1.06 k Ω และอัตราขยายความนำถ่ายโอน $g_m = 0.94 \text{ mA/V}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C = 1.5 \text{ nF}$ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12 \text{ V}$ อาศัยความสัมพันธ์ของความต้านทานแฝง R_x และอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m จากสมการที่ (4.37) ความถี่โพล f_p สมการที่ (4.38) หรือ (4.40) และมุมเฟสสมการที่ (4.39) หรือ (4.41) โดยเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ $f_p \cong 100 \text{ kHz}$ และเฟส (ϕ) เท่ากับ 90 องศา



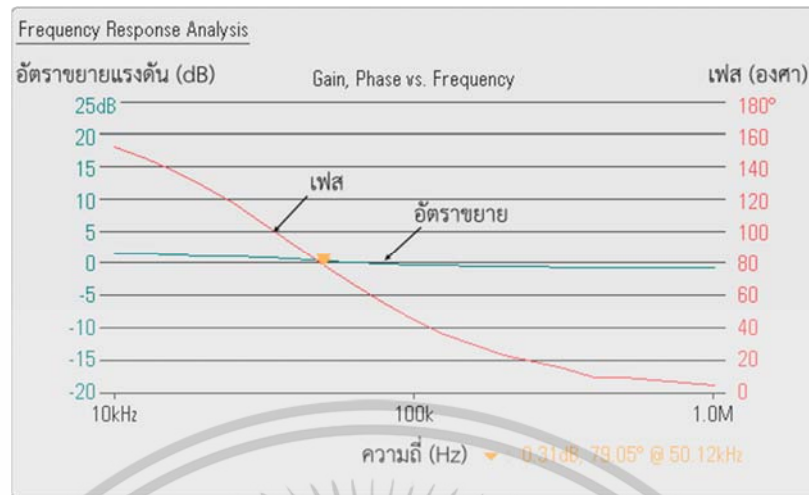
รูปที่ 5.45 วงจรกรองกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้ CCCTA



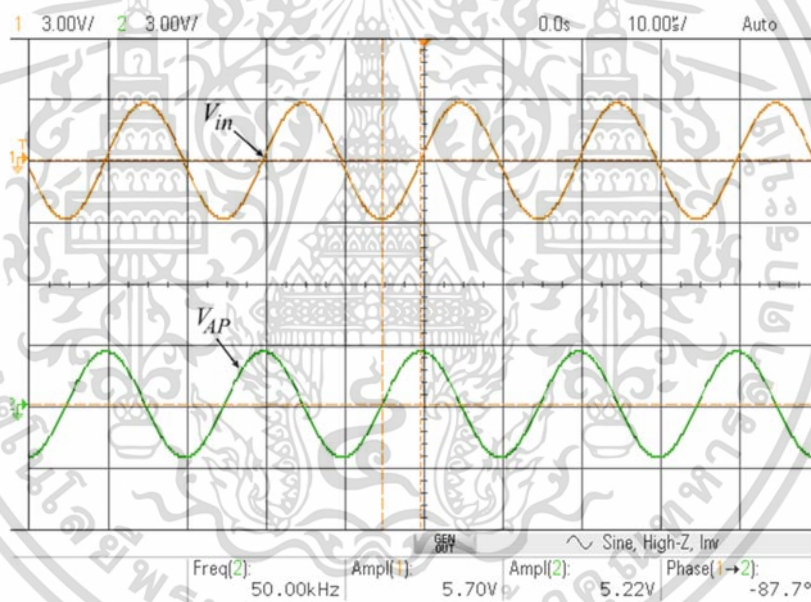
รูปที่ 5.46 วงจรกรองกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้ไอซีเบอร์ AD844 และ เบอร์ LM13700

5.5.1 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันใช้ CCCTA

รูปที่ 5.47 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด 2.85 V_p ความถี่ $f_p = 50 \text{ kHz}$ อัตราขยายแรงดัน -0.23 dB มีมุมต่างเฟสเท่ากับ 79.05 องศา



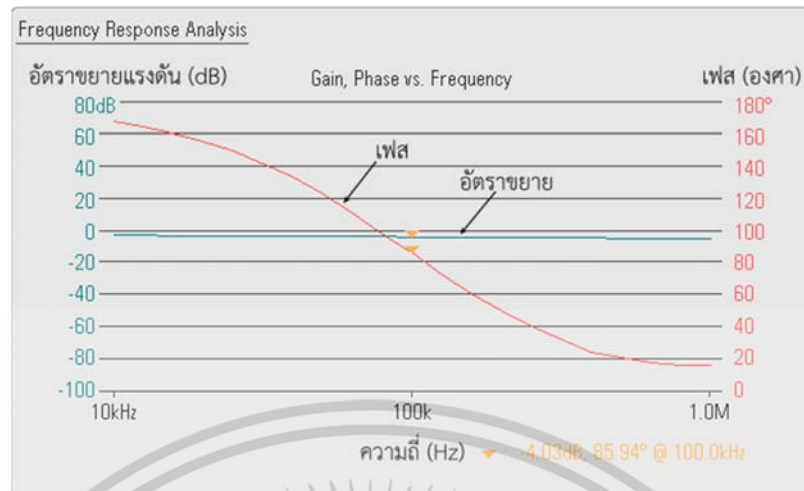
รูปที่ 5.47 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 50$ kHz



รูปที่ 5.48 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP เมื่อ $f_p = 50$ kHz

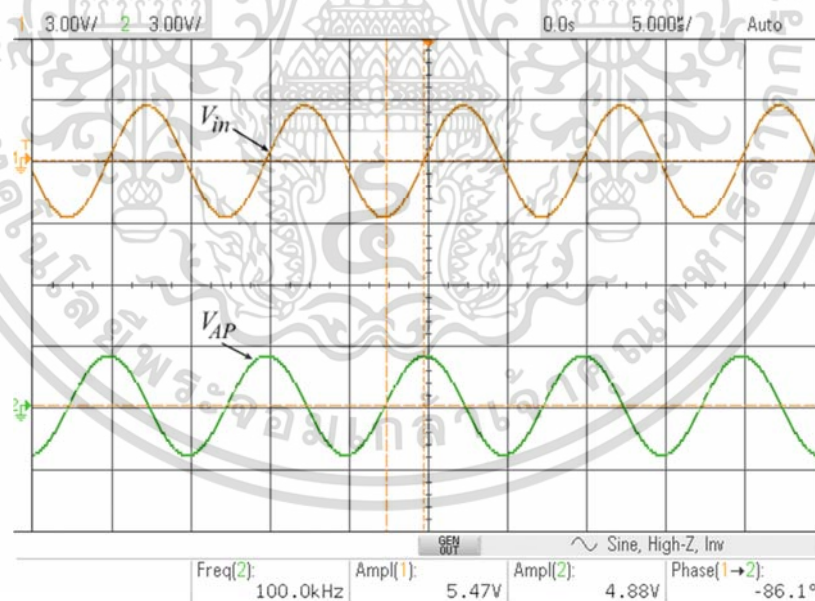
รูปที่ 5.48 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด $2.85 V_p$ ความถี่ $f_p = 50$ kHz สัญญาณเอาต์พุต V_o มีค่าเท่ากับ $2.6 V_p$ อัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.8 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.49 ผลการวัดผลตอบสนองอัตรายายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 100$ kHz

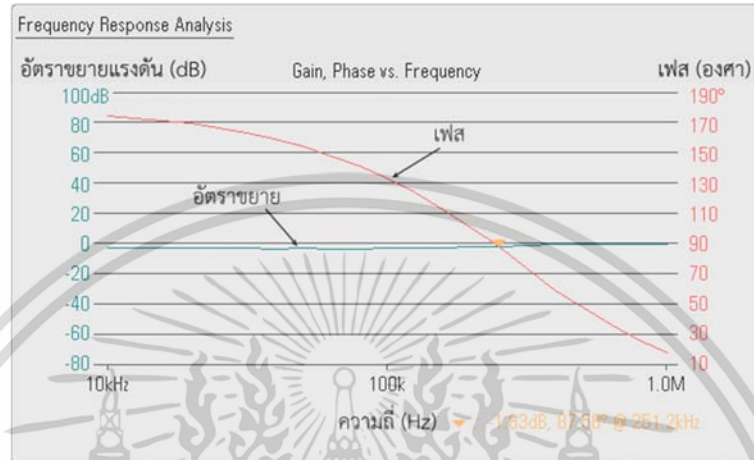
รูปที่ 5.49 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด 2.73 V_p ความถี่ $f_p = 100$ kHz พบว่ามีอัตรายายแรงดันเท่ากับ -4.03 dB มีมุมต่างเฟสเท่ากับ 86 องศา



รูปที่ 5.50 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP เมื่อ $f_p = 100$ kHz

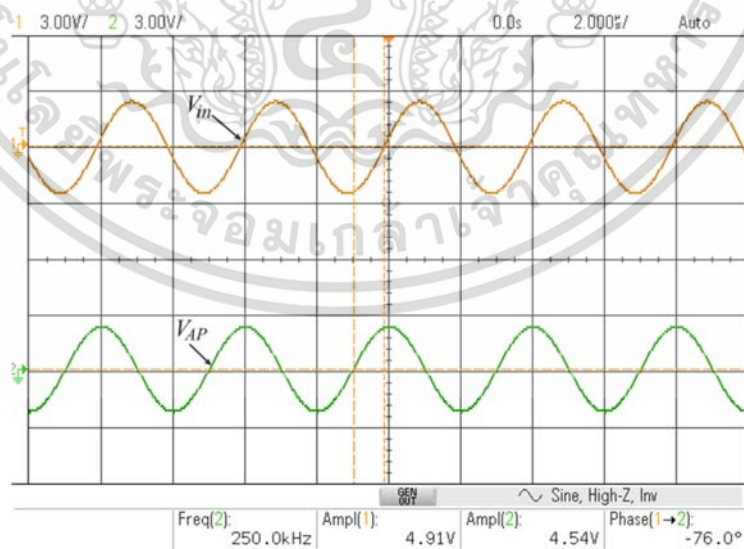
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.50 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด $2.73 V_p$ ความถี่ $f_p = 100 \text{ kHz}$ สัญญาณเอาต์พุต V_o มีค่าเท่ากับ $2.44 V_p$ มีอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.1 dB



รูปที่ 5.51 ผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายและเฟสทางความถี่ของวงจร AP เมื่อ $f_p = 250 \text{ kHz}$

รูปที่ 5.51 แสดงผลการวัดผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด $2.46 V_p$ ความถี่ $f_p = 250 \text{ kHz}$ อัตราขยายแรงดันเท่ากับ -1.85 dB มีมุมต่างเฟสเท่ากับ 87.58 องศา



รูปที่ 5.52 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจร AP เมื่อ $f_p = 250 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.52 แสดงผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อป้อนแรงดันอินพุต V_{in} รูปคลื่นไซน์ขนาด 2.46 V_p ความถี่ $f_p = 250$ kHz สัญญาณเอาต์พุต V_o มีค่าเท่ากับ 2.27 V_p มีอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ -0.68 dB

ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน มีผลที่สอดคล้องกับทางทฤษฎี กล่าวคือ ความถี่สามารถผ่านไปได้ตลอดย่านความถี่ เมื่อแปรค่ากระแส I_o เท่ากับ 24.5 μ A 49 μ A และ 112.5 μ A มีเฟสเข้าใกล้ 90 องศา มีค่าผิดพลาดของเฟสเท่ากับ 12.1% 4.5% และ 2.7% ตามลำดับ

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน เมื่อป้อนกระแสไบอัส I_o ที่ค่าต่าง ๆ เพื่อให้ได้ค่าความต้านทานแฝง R_x และอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m ตามที่ต้องการ จากนั้นอาศัยความสัมพันธ์ของค่า R_x และ g_m ในสมการ (4.37) สามารถคำนวณหาความถี่ f_p ได้จากสมการ (4.38) หรือ (4.40) จากการทดลองแปรค่าความถี่ความถี่ตั้งแต่ 50 kHz ถึง 300 kHz พบว่าช่วงความถี่ตั้งแต่ 75 kHz ถึง 250 kHz อัตราการขยายแรงดันคงที่และมีเฟสเข้าใกล้ 90 องศา ค่าผิดพลาดของเฟสไม่เกิน 10 %

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองอัตราขยายแรงดันและเฟสเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_o

f_p (kHz)	I_o (μ A)	g_m (A/V)	R_x (k Ω)	voltage gain (dB)	phase (degree)	phase error (%)
50	24.5	0.48m	2.1	-0.31	79.1	12.1
75	36.8	0.71m	1.4	-1.2	85	5.6
100	49	0.94m	1.06	-4	85.94	4.5
120	58.8	1.13m	885	-1.7	88.1	2.1
150	73.5	1.40m	708	-3.9	85	5.5
170	83.3	1.60m	642	-2	92	2.2
200	98	1.90m	531	-1.85	93.6	4
250	112.5	2.20m	462	-1.58	87.58	2.7
300	147	2.80m	354	-2.5	62	31.1

5.6 สรุป

ผลการทดลองวงจรโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ AD844 และ LM13700 เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรสรุปได้ดังนี้

วงจรกรองสัญญาณไปคอควอดราติกโหมดกระแสแบบ SITO มีผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายแรงดันและเฟส ฟังก์ชัน LP HP และ BP สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เท่ากับ 12.5 % 15 % และ 0.71 % ตามลำดับ ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP HP และ BP เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ต่ำกว่า f_0 ความถี่เท่ากับ f_0 และความถี่สูงกว่า f_0 ผลการทดลองพบว่าฟังก์ชัน LP HP และ BP มีการลดทอนสัญญาณเป็นไปตามฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองสัญญาณทุกฟังก์ชัน

วงจรกรองสัญญาณไปคอควอดราติกโหมดกระแสแบบ TISO มีผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายแรงดันของฟังก์ชัน LP HP BP และ BS สอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยมีค่าผิดพลาดของความถี่ f_0 เท่ากับ 15 % 32 % 20 % และ 20 % ตามลำดับ ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน LP HP BP BS และ AP ทำการทดลองโดยการป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ต่ำกว่า f_0 ความถี่เท่ากับ f_0 และความถี่สูงกว่า f_0 ผลการทดลองพบว่า ฟังก์ชัน LP HP BP BS และ AP มีการลดทอนสัญญาณเป็นไปตามฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองสัญญาณทุกฟังก์ชัน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันที่นำเสนอ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 75 kHz ถึง 250 kHz จากการทดลองพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายแรงดันและเฟส มีผลตอบสนองทางความถี่สอดคล้องกับทางทฤษฎี คือ อัตราขยายแรงดันมีค่าคงที่ตลอดย่านความถี่ และมีความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเข้าใกล้ 90 องศา โดยพบว่าค่าผิดพลาดของเฟสไม่เกิน 10 %

5.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5

- [1] W. Jikla, W. Chanapromma and M. Siripruchyanun, “Practical implementation of CCTA based on commercial CCII and OTA”, **Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2008)**, Bangkok, Thailand, 8-11 February, 4 pages, 2008.
- [2] P. Silapan and M. Siripruchyanun, “Fully and electronically controllable current-mode Schmitt triggers employing only single MO-CCCDTA and their applications”, **Analog Integrated Circuit Signal Processing Journal**, doi: 10.1007/s10470-010-9593-2, 18 pages, 2010.
- [3] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, “A Minimum components, CFA-based voltage mode universal Filter”, **The Journal of KMUTNB**, vol. 20, no. 2, pp. 181-188, 2010.
- [4] S. Maheshwari , M. S. Ansari, “Catalog of realizations for DXCCII using commercially available ICs and applications”, **Radioengineering**, vol. 21, no. 1, pp. 281-289, 2012.
- [5] J. K. Pathak, A. K. Singh and R. Senani, “New voltage mode universal filters using only two CDBA”, **ISRN Electronics Journal**, vol. 2013, Article ID 987867, 6 pages, 2013, [dx.doi.org/10.1155/2013/987867](https://doi.org/10.1155/2013/987867)
- [6] K. Khaw-ngam, M. Kumgern and F. Khateb, “Mixed-mode third-order quadrature oscillator based on single MCCFTA”, **Radioengineering**, vol. 26, no. 2, pp.522-535, 2017.
- [7] M. Fasehuddin, J. Sampe, S. Shireen and S. H. Md Ali, “A novel mix-mode universal filter employing a single active element and minimum number of passive components ”, **Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials**, Vol. 47, no. 4 , pp. 211 – 221, 2017.
- [8] P. Uttaphut, “Simple Three-Input Single-Output Current-Mode Universal Filter Using Single VDCC”, **International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE 2018)**, Vol. 8, no. 6 pp. 4932-4940, 2018.

- [9] K. Mathur, P. Venkateswaran and R. Nandi, "All-Pass Filter Based Linear Voltage Controlled Quadrature Oscillator", **Active and Passive Electronic Components Journal**, vol. 2017, Article ID 3454165, 8 pages, 2017, doi.org/10.1155/2017/3454165.
- [10] P. K. Sinha, N. Sharma, S. Agarwal and S. Saha, "CFOA based band pass and band stop ladder filter- A new configuration", **Circuits and Systems Journal**, vol. 7, pp. 29-42, 2016, dx.doi.org/10.4236/cs.2016.71004.
- [11] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Single-input three-output current-mode multifunction filter using single CCCTA", **Proceedings of the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2017)**, Phuket, Thailand, 27-30 June, pp. 242-245, 2017.
- [12] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Three-input single-output current-mode universal filter using single CCCTA", **Proceedings of the 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2017)**, Phuket, Thailand, 12-13 October, 4 pages, 2015.
- [13] J. Budboonchu T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifie", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 335-340, 2015.

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางทำวิจัยในอนาคต

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการแบบวงจรรองสัญญาณแบบแอกทีฟประกอบด้วย วงจรรองสัญญาณแบบไบควอดราติกแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตและวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน วงจรที่นำเสนอทั้งสามวงจรใช้วงจรรองสัญญาณแบบ CCCTA แบบไบซีมอสเป็นวงจรรองพื้นฐาน โดยหลักการที่นำเสนอได้มุ่งเน้นออกแบบให้วงจรรองสัญญาณใช้วงจรรองสัญญาณจำนวนน้อยที่สุด เพื่อลดอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานของวงจร จุดเด่นของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ คือ ออกแบบโดยใช้วงจรรองสัญญาณเพียงตัวเดียวต่อร่วมตัวเก็บประจุ นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบยังปราศจากตัวต้านทานแบบพาสซีฟเป็นองค์ประกอบของวงจร ซึ่งมีข้อดี คือ วงจรมีขนาดเล็กเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [1] วงจรที่นำเสนอยังสามารถแปรค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้มีความยืดหยุ่นและคล่องตัวเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานและวงจรถูกนำเสนอยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรรองสัญญาณและอุปกรณ์พาสซีฟต่ำอีกด้วย

วงจรรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรองสัญญาณแบบ CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว วงจรรองสัญญาณสามารถสังเคราะห์สัญญาณได้สามฟังก์ชัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) และกรองผ่านแถบความถี่ (BP) วงจรที่นำเสนอสามารถปรับความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระแบบมีเงื่อนไขได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรรองสัญญาณและอุปกรณ์พาสซีฟต่ำ

วงจรรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่แบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรองสัญญาณแบบ CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว วงจรรองสัญญาณสามารถสังเคราะห์สัญญาณได้ห้าฟังก์ชันประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) กรองตัดแถบความถี่ (BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) โดยการป้อนสัญญาณอินพุตทั้งสามอินพุตตามเงื่อนไขที่ออกแบบ วงจรที่นำเสนอสามารถปรับความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระแบบมีเงื่อนไขได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรรองสัญญาณและอุปกรณ์พาสซีฟต่ำ

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันที่นำเสนอ ประกอบด้วยวงจรแอกทีฟ CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุแบบลอยหนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่าความถี่โพลได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก โดยอาศัยความเท่ากันของอุปกรณ์และมีค่าความไวต่อการแปรค่าของวงจรแอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรต่ำ

สมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอ สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ AD844 และเบอร์ LM13700 ผลจากการจำลองการทำงานและผลการทดลองโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์พบว่า มีผลตอบสนองอัตราขยายกระแส อัตราขยายแรงดันและเฟสทางความถี่ ผลตอบสนองทางเวลามีความสอดคล้องกับผลทางทฤษฎี

ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการพิจารณาให้ลงตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 1 บทความ [2] และในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 3 บทความ [3]-[5] ดังรายละเอียดต่อไปนี้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้ลงตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 1 บทความ

1. J. Budboonchu T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifie", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 335-340, 2015. (Impact Factor 2015 = 0.59) [2]

ผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้ลงตีพิมพ์ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 3 บทความ ดังนี้

1. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Resistorless floating inductance simulation using CCCTAs", **Proceedings of the 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2016)**, Chiang Mai, Thailand, 2016. [3]

2. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Single-input three-output current-mode multifunction filter using single CCCTA", **Proceedings of the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2017)**, Phuket, Thailand, 27-30 June, pp. 242-245, 2017. [4]
3. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, "Three-input single-output current-mode universal filter using single CCCTA", **Proceedings of the 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2017)**, Phuket, Thailand, 12-13 October, 2015. [5]

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางทำในการวิจัยต่อ

วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่ายังมีประเด็นที่สามารถพัฒนาต่อเพื่อให้วงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมีความยืดหยุ่นและคล่องตัวมากยิ่งขึ้น ดังนี้

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมตกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตและแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรได้อย่างอิสระแบบมีเงื่อนไข โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ดังนั้น แนวทางการพัฒนาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและความคล่องตัวของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ คือ ออกแบบให้สามารถแปรค่าพารามิเตอร์ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรให้เป็นอิสระต่อกันโดยไม่มีเงื่อนไข ทั้งนี้ก็เพื่อความยืดหยุ่นและคล่องตัวในการทำงาน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดันที่นำเสนอ สามารถแปรค่าพารามิเตอร์ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และเฟส (ϕ) ด้วยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก โดยอาศัยความเท่ากันของวงจรทำให้มีความคล่องตัวน้อยเมื่อนำมาใช้งาน แนวทางพัฒนางจร คือ ออกแบบวงจรให้สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และเฟส (ϕ) โดยปราศจากความเท่ากันของอุปกรณ์จะทำให้เกิดความยืดหยุ่นและคล่องตัวเมื่อนำไปใช้งาน

โครงสร้างภายในของวงจรแอกทิฟ CCCTA ที่นำมาประยุกต์ใช้งาน สามารถเพิ่มประสิทธิภาพวงจรในส่วนของวงจรสะท้อนกระแส เช่น ปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสเพื่อให้การสะท้อนกระแสมีความเที่ยงตรงแม่นยำยิ่งขึ้น ปรับปรุงให้มีความไวต่ออุณหภูมิน้อยลง เป็นต้น

6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6

- [1] W. Tangsrirat, “Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization”, **The Scientific Word Journal**, vol. 2014, Article ID 423979, pp.1-7, doi.org/10.1155/2014/423979.
- [2] J. Budboonchu T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifie”, **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 335-340, 2015.
- [3] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Resistorless floating inductance simulation using CCCTAs”, **Proceedings of the 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2016)**, Chiang Mai, 28 June – 1 July, 2016.
- [4] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Single-input three-output current-mode multifunction filter using single CCCTA”, **Proceedings of the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2017)**, Phuket, Thailand, 27-30 June, pp. 242-245, 2017.
- [5] J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Three-input single-output current-mode universal filter using single CCCTA”, **Proceedings of the 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2017)**, Phuket, Thailand, 12-13 October, 2017.



ภาคผนวก

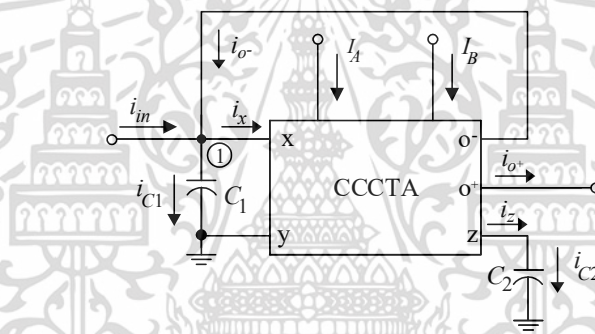
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก หลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ SITO

ก.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลาย หน้าที่โหมดกระแสแบบ SITO

วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ SITO โดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์สองตัว ที่นำเสนอในรูปที่ ก.1 มีขั้นตอนในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสเอาต์พุตของวงจรดังต่อไปนี้



รูปที่ ก.1 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ SITO

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA อยู่ในรูปกระแส i_z , i_x และ $i_{o\pm}$ และแรงดันที่ตกคร่อมพอร์ต x แสดงได้ดังนี้

$$i_{o\pm} = \pm g_m v_x \quad (\text{ก1.1})$$

$$i_z = i_x \quad (\text{ข1.2})$$

$$v_x = i_x R_x \quad (\text{ค1.3})$$

วงจรรูปที่ ก.1.1 ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C1} และ i_{C2} ในรูปแบบการแปลงลาปลาซ (Laplace transform) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C_1} = V_{C_1} s C_1 \quad (ก1.4)$$

และ
$$I_{C_2} = V_{C_2} s C_2 \quad (ก1.5)$$

แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 หรือ V_{C_1} มีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมอินพุตพอร์ต x หรือ V_x แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่พอร์ต z หรือ V_{C_2} มีค่าเท่ากับ V_z ดังนั้นจะได้

$$I_{C_1} = V_x s C_1 \quad (ก1.6)$$

และ
$$I_{C_2} = V_z s C_2 \quad (ก1.7)$$

เมื่อต้องการหาความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_1} และ i_{in} จากวงจรรูปที่ ก.1 ที่โหนด 1 ใช้กฎของกระแสเคอร์ชอฟฟ์ หาความสัมพันธ์ของกระแสได้เป็น

$$i_x + i_{C_1} - i_{in} - i_{o-} = 0 \quad (ก1.8)$$

แทนสมการ (ก1.1) (ก1.3) และ (ก1.6) ในสมการ (ก1.8) จะได้

$$\frac{v_x}{R_x} + i_{C_1} - i_{in} - (-g_m v_z) = 0 \quad (ก1.9)$$

แทนสมการ (ก1.6) และ (ก1.7) ในสมการ (ก1.9) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} - (-g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2}) = 0 \quad (ก1.10)$$

กระแส $I_{C_2} = I_z$ จากสมการ (ก1.2) กระแส $I_z = I_x$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_x ในสมการ (ก1.10) จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + g_m \frac{I_x}{sC_2} = 0 \quad (ก1.11)$$

แทนค่ากระแส I_x จากสมการ (ก1.3) ในสมการ (ก1.11) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + g_m \frac{V_x}{sR_x C_2} = 0 \quad (ก1.12)$$

แทนค่าแรงดัน V_x จากสมการ (ก1.6) ในสมการ (ก1.12) จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + g_m \frac{I_{C_1}}{s^2 R_x C_1 C_2} = 0 \quad (ก1.13)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_1} และ I_{in}

$$I_{in} = \frac{(s^2 R_x C_1 C_2 + sC_2 + g_m)}{s^2 R_x C_1 C_2} \cdot I_{C_1} \quad (ก1.14)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_1} ต่อ I_{in} ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่สูงจะเท่ากับ

$$I_{HP} = \frac{I_{C_1}}{I_{in}} = \frac{s^2}{\left(s^2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{g_m}{R_x C_1 C_2}\right)} \quad (ก1.15)$$

เมื่อต้องการหาความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_2} และ i_{in} จากสมการ (ก1.8) กระแส $i_x = i_z$ และมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 หรือ i_{C_2} ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด 1 ดังนี้

$$i_{C_2} + i_{C_2} - i_{in} - (-g_m v_z) = 0 \quad (ก1.16)$$

แรงดัน v_z จะเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือ v_{C_2} ดังนั้นเมื่อแทน v_{C_2} ในสมการ (ก1.16) ในรูปของการแปลงลาปลาซ จะได้

$$I_{C_2} + I_{C_2} - I_{in} + g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก1.17)$$

จากสมการ (ก1.6) แทน I_{C_1} ในสมการ (ก1.17) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C_2} + sC_1 I_x R_x - I_{in} + g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก1.18)$$

กระแส $I_x = I_z$ และจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 หรือ I_{C_2} ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_x ด้วย I_{C_2} จะได้

$$I_{C_2} + sC_1 I_{C_2} R_x - I_{in} + g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก1.19)$$

ดังนั้นกระแส I_{in} จากสมการ (ก1.19) จะมีเท่ากับ

$$I_{in} = \frac{s^2 C_1 C_2 I_{C_2} R_x + s C_2 I_{C_2} + g_m I_{C_2}}{s C_2} \quad (ก1.20)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_2} และ I_{in} จะได้

$$I_{in} = \frac{(s^2 C_1 C_2 R_x + s C_2 + g_m) \cdot I_{C_2}}{s C_2} \quad (ก1.21)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_2} ต่อ I_{in} ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังนี้

$$I_{BP} = \frac{I_{C_2}}{I_{in}} = \frac{s}{(s^2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{g_m}{R_x C_1 C_2})} \quad (ก1.22)$$

เมื่อต้องการหาความสัมพันธ์ของกระแส i_{o+} และ I_{in} แทนค่ากระแส i_{o-} ลงในสมการ (ก1.8) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด 1 ดังนี้

$$i_x + i_{C_1} - i_{in} - (-g_m v_z) = 0 \quad (ก1.23)$$

แรงดันตกคร่อมที่พอร์ต z มีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือ $v_z = v_{C_2}$ และแรงดันตกคร่อมอินพุตพอร์ต x มีค่าเท่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 หรือ $v_x = v_{C_1}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_{C_1} เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (ก1.6) และ V_z จากสมการ (ก1.7) ในสมการ (ก1.23) ในรูปแบบผลการแปลงลาปลาซ จะได้

$$I_x + V_x s C_1 - I_{in} + g_m \frac{I_{C_2}}{s C_2} = 0 \quad (\text{ก1.24})$$

แทนค่า V_x ในสมการ (ก1.24) จะได้

$$I_x + s I_x R_x C_1 - I_{in} + g_m \frac{I_{C_2}}{s C_2} = 0 \quad (\text{ก1.25})$$

กระแสเอาต์พุต i_{o+} มีค่าเท่ากับ

$$i_{o+} = g_m v_z \quad (\text{ก1.26})$$

หรือในรูปแบบผลการแปลงลาปลาซ จะได้

$$I_{o+} = g_m \frac{I_{C_2}}{s C_2} \quad (\text{ก1.27})$$

จากสมการ (ก1.25) จัดรูปแบบสมการกระแส I_{C_2}

$$I_{C_2} = \frac{s C_2 I_{o+}}{g_m} \quad (\text{ก1.28})$$

แทนสมการ (ก1.28) ในสมการ (ก1.25) จะได้

$$I_x + s I_x R_x C_1 - I_{in} + I_{o+} = 0 \quad (\text{ก1.29})$$

แทนกระแส $I_x = I_z = I_{C_2}$ ในสมการ (ก1.29) จะได้

$$I_{C_2} + s I_{C_2} R_x C_1 - I_{in} + I_{o+} = 0 \quad (\text{ก1.30})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\frac{sC_2I_{o+}}{g_m} + \frac{s^2R_xC_1C_2I_{o+}}{g_m} - I_{in} + I_{o+} = 0 \quad (ก1.31)$$

จัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$I_{in} = \frac{(s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + g_m)}{g_m} \cdot I_{o+} \quad (ก1.32)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{o+} ต่อ I_{in} ซึ่งเป็นคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$I_{LP} = \frac{I_{o+}}{I_{in}} = \frac{\frac{g_m}{R_xC_1C_2}}{(s^2 + \frac{s}{R_xC_1} + \frac{g_m}{R_xC_1C_2})} \quad (ก1.33)$$

เมื่อพิจารณาตัวส่วนของสมการ (ก.1.15) หรือ (ก1.22) หรือ (ก1.33) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) และค่าแบนด์วิดท์ (BW) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_xC_1C_2}} \quad (ก1.34)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_mR_xC_1}{C_2}} \quad (ก1.35)$$

และ

$$BW = \frac{1}{R_xC_1} \quad (ก1.36)$$

ก.2 การวิเคราะห์หาความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟและพาสซีฟ

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\frac{\% \text{ change in } Y}{\% \text{ change in } x} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta x / x) \times 100\%} \quad (ก2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งหมายความว่า ถ้าต้องการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ตื้นั้น ค่าความไวต่อพารามิเตอร์ต่างๆ จะต้องมีค่าต่ำหรือควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง จากสมการ (ก2.1) เมื่อกำหนดให้ S_x^Y แทนค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าองค์ประกอบ x ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการความไวใหม่ได้เป็น

$$S_x^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta x / x} = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (\text{ก2.2})$$

จากสมการ (ก2.2) เมื่อพิจารณาค่าความไวของ ω_0 Q และ BW ของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ g_m C และ R มีขั้นตอนการพิจารณาดังนี้

พิจารณาค่าความไวของ g_m ต่อ ω_0 จะได้

$$S_{g_m}^{\omega_0} = \frac{g_m}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial g_m} \quad (\text{ก2.3})$$

จากสมการ (ก1.35) แทนค่า ω_0 ลงในสมการ (ก2.3) จะได้

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial g_m} \quad (\text{ก2.4})$$

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (g_m)^{\frac{1}{2}}}{\partial g_m} \quad (\text{ก2.5})$$

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) g_m^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{ก2.6})$$

และ
$$S_{g_m}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (\text{ก2.7})$$

เมื่อพิจารณาค่าความไวของ R_x ต่อ ω_0 จะได้

$$S_{R_x}^{\omega_0} = \frac{R_x}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_x} \quad (\text{ก2.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (ก1.35) แทนค่า ω_0 ลงในสมการ (ก2.8) จะได้

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (ก2.9)$$

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (R_x)^{-\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (ก2.10)$$

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x R_x^{\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(-\frac{1}{2} \right) (R_x)^{-\frac{3}{2}} \quad (ก2.11)$$

และ
$$S_{R_x}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ก2.12)$$

อาศัยหลักการพิจารณาข้างต้น เพื่อหาค่าความไวต่อค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ จะได้

$$S_{g_m}^O = S_{R_x}^O = S_{C_1}^O = -S_{C_2}^O = \frac{1}{2} \quad (ก2.13)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ก2.14)$$

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (ก2.15)$$

ก.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

การวิเคราะห์หาผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCTA โดยจะส่งผลโดยตรงต่อวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SITO หนึ่งตัวในรูปที่ ก.1 ซึ่ง จากความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจร CCCTA ในกรณีไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & \gamma & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix} \quad (ก3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า γ คือ ค่าความผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจาก v_y ไปเป็น v_x α คือ ค่าความผิดพลาดของการส่งต่อกระแส i_x ไปเป็นกระแส i_z และ β คือ ความผิดพลาดการส่งต่อของค่าความนำแรงดัน v_z ไปกระแส i_o

ค่าความผิดพลาดดังกล่าวสามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรในกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูป ก.1 ได้ดังต่อไปนี้

$$v_x = R_x i_x + \gamma v_y \quad (ก3.2)$$

$$i_z = \alpha i_x \quad (ก3.3)$$

$$i_o = \pm \beta g_m v_z \quad (ก3.4)$$

จากสมการ (ก3.2) ถ้าต่ออินพุตพอร์ต Y ลงกราวด์ ทำให้แรงดัน $v_y = 0$ สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$v_x = R_x i_x \quad (ก3.5)$$

ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_1} และ i_{in} จากวงจรรูปที่ ก.1 ที่โหนด 1 ใช้กฎของกระแสเคอร์-ซอฟฟ์ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังนี้

$$i_x + i_{C_1} - i_{in} - i_{o-} = 0 \quad (ก3.6)$$

แทนค่าสมการ (ก3.4) และสมการ (ก3.5) ในสมการ (ก3.6) จะได้

$$\frac{v_x}{R_x} + i_{C_1} - i_{in} - (-\beta g_m v_z) = 0 \quad (ก3.7)$$

แทนค่ากระแส i_x และแรงดัน v_z ในสมการ (ก3.7) ในรูปของผลการแปลงลาปลาซ จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} - (-\beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2}) = 0 \quad (ก3.8)$$

กระแส $i_{C_2} = i_z$ และ $i_z = i_x$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า i_x ในสมการที่ (ก3.8) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + \alpha\beta g_m \frac{I_x}{sC_2} = 0 \quad (ก3.9)$$

แทนค่ากระแส i_x จากสมการ (ก3.4) ในสมการ (ก3.9) จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + \alpha\beta g_m \frac{V_x}{sR_x C_2} = 0 \quad (ก3.10)$$

แทนค่าแรงดัน V_x จากสมการ (ก1.6) ในสมการ (ก3.10) จะได้

$$\frac{I_{C_1}}{sR_x C_1} + I_{C_1} - I_{in} + \alpha\beta g_m \frac{I_{C_1}}{s^2 R_x C_1 C_2} = 0 \quad (ก3.11)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_1} และ I_{in} หรือวงจรรองผ่านความถี่สูง

$$I_{in} = \frac{(s^2 R_x C_1 C_2 + sC_2 + \alpha\beta g_m)}{s^2 R_x C_1 C_2} \cdot I_{C_1} \quad (ก3.12)$$

$$\frac{I_{C_1}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{R_x C_1 C_2} + \frac{\alpha\beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (ก3.13)$$

จากสมการ (ก1.8) กระแส $i_x = i_z$ และมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 หรือ i_{C_2} ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด 1 ดังนี้

$$i_{C_2} + i_{C_1} - i_{in} - (-g_m v_z) = 0 \quad (ก3.14)$$

แรงดัน v_z จะเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือ v_{C_2} ดังนั้นเมื่อแทน v_{C_2} ในสมการ (ก3.14) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซจะได้

$$\frac{I_{C_2}}{\alpha} + I_{C_1} - I_{in} + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก3.15)$$

จากสมการ (ก1.6) แทนกระแส I_{C_1} ในสมการ (ก3.15) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{C_2}}{\alpha} + \frac{sC_1 I_x R_x}{\alpha} - I_{in} + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก3.16)$$

กระแส $I_x = I_z$ และจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 หรือ I_{C_2} ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_x ด้วยกระแส I_{C_2} จะได้

$$\frac{I_{C_2}}{\alpha} + \frac{sC_1 I_{C_2} R_x}{\alpha} - i_{in} + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก3.17)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{C_2} และ I_{in} หรือวงจรกรองผ่านแถบความถี่

$$I_{in} = \frac{(s^2 R_x C_1 C_2 + sC_2 + \alpha \beta g_m)}{s\alpha C_2} \cdot I_{C_2} \quad (ก3.18)$$

$$\frac{I_{C_2}}{I_{in}} = \frac{\frac{s\alpha}{R_x C_1}}{s^2 R_x C_1 C_2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (ก3.19)$$

ในการทำงานเดียวกันเมื่อต้องการหาความสัมพันธ์ของกระแส i_{o+} และ i_{in} แทนค่ากระแส i_{o-} ลงในสมการ (ก1.8) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด 1 ได้ดังนี้

$$i_x + i_{C_1} - i_{in} - (-g_m v_z) = 0 \quad (ก3.20)$$

แรงดันตกคร่อมพอร์ต z มีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือ $v_z = v_{C_2}$ และแรงดันตกคร่อมอินพุตพอร์ต x มีค่าเท่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 หรือ $v_x = v_{C_1}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส i_{C_1} ในสมการ (ก3.20) จะได้

$$I_x + V_x sC_1 - I_{in} + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก3.21)$$

แทนค่า V_x ในสมการ (ก3.21) จะได้

$$I_x + sI_x R_x C_1 - I_{in} + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ก3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (ก1.1) ความสัมพันธ์ของกระแส i_o และกระแส i_z หรือกระแส i_{C_2} จัดรูปแบบใหม่จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_2} กับกระแส i_o ดังนี้

$$I_{C_2} = \frac{sC_2 I_o}{g_m} \quad (ก3.23)$$

แทนสมการ (ก3.23) ในสมการ (ก3.22) จะได้

$$I_x + sI_x R_x C_1 - I_{in} + \beta I_{o+} = 0 \quad (ก3.24)$$

แทนกระแส $I_x = I_z = I_{C_2}$ ในสมการ (ก3.24) จะได้

$$\frac{I_{C_2}}{\alpha} + \frac{sR_x C_1 I_{C_2}}{\alpha} - I_{in} + \beta I_{o+} = 0 \quad (ก3.25)$$

หรือ

$$\frac{sC_2 I_{o+}}{\alpha g_m} + \frac{s^2 R_x C_1 C_2 I_{o+}}{\alpha g_m} - I_{in} + \beta I_{o+} = 0 \quad (ก3.26)$$

ดังนั้น

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{o+} และ I_{in} หรือวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$I_{in} = \frac{(s^2 R_x C_1 C_2 + sC_2 + \alpha \beta g_m)}{\alpha g_m} \cdot I_{o+} \quad (ก3.27)$$

$$\frac{I_{o+}}{I_{in}} = \frac{\alpha g_m}{s^2 R_x C_1 C_2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (ก3.28)$$

เมื่อพิจารณาตัวส่วนของสมการ (ก3.13) หรือ (ก3.19) หรือ (ก3.28) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ตัวประกอบคุณภาพ (Q) และค่าแบนด์วิดท์ (BW) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (ก3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha \beta g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (ก3.30)$$

และ $BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (ก3.31)$

ก.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟ ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ

สมการ (ก3.29) (ก3.30) และ (ก3.31) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบแอคทีฟ α และ β องค์ประกอบพาสซีฟ R_x C_1 และ C_2 ได้ดังนี้
การหาค่าความไวของ ω_0 ต่อ α ดังนี้

$$S_\alpha^{\omega_0} = \frac{\alpha}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha} \quad (ก4.1)$$

แทนค่า ω_0 และ α ในสมการ (ก4.1) จะได้

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial \alpha} \quad (ก4.2)$$

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (\alpha)^{\frac{1}{2}}}{\partial \alpha} \quad (ก4.3)$$

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) \alpha^{-\frac{1}{2}} \quad (ก4.4)$$

และ $S_\alpha^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (ก4.5)$

การหาค่าความไวของ ω_0 ต่อ β ดังนี้

$$S_\beta^{\omega_0} = \frac{\beta}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta} \quad (ก4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า ω_0 และ β ในสมการ (ก4.6) ได้ดังนี้

$$S_\beta^{\omega_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial \beta} \quad (\text{ก4.7})$$

$$S_\beta^{\omega_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (\beta)^{\frac{1}{2}}}{\partial \beta} \quad (\text{ก4.8})$$

$$S_\beta^{\omega_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) \beta^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{ก4.9})$$

และ $S_\beta^{\omega_0} = \frac{1}{2}$ (ก4.10)

การหาค่าความไวของ ω_0 ต่อ R_x ดังนี้

$$S_{R_x}^{\omega_0} = \frac{\beta}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_x} \quad (\text{ก4.11})$$

แทนค่า ω_0 และ R_x ในสมการ (ก4.11) ได้ดังนี้

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (\text{ก4.12})$$

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (R_x)^{-\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (\text{ก4.13})$$

$$S_{R_x}^{\omega_0} = R_x \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(-\frac{1}{2} \right) R_x^{-\frac{3}{2}} \quad (\text{ก4.14})$$

และ $S_{R_x}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$ (ก4.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าความไวของ ω_0 ต่อ C_1 ดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = \frac{C_1}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial C_1} \quad (ก4.16)$$

แทนค่า ω_0 และ C_1 ในสมการ (ก4.16) จะได้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = C_1 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial C_1} \quad (ก4.17)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = C_1 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (C_1)^{-\frac{1}{2}}}{\partial C_1} \quad (ก4.18)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = C_1 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(-\frac{1}{2} \right) C_1^{-\frac{3}{2}} \quad (ก4.19)$$

และ
$$S_{C_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ก4.20)$$

พิจารณาค่าความไวของ ω_0 ต่อ C_2 ดังนี้

$$S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{C_2}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial C_2} \quad (ก4.21)$$

แทนค่า ω_0 และ C_2 ในสมการ (ก4.21) จะได้

$$S_{C_2}^{\omega_0} = C_2 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial C_2} \quad (ก4.22)$$

$$S_{C_2}^{\omega_0} = C_2 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (C_2)^{-\frac{1}{2}}}{\partial C_2} \quad (ก4.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{C_2}^{ob} = C_2 \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1} \right)^{\frac{1}{2}} \left(-\frac{1}{2} \right) C_2^{-\frac{3}{2}} \quad (ก4.24)$$

และ
$$S_{C_2}^{ob} = -\frac{1}{2} \quad (ก4.25)$$

อาศัยหลักการพิจารณาข้างต้น เพื่อหาค่าความไวต่อค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ จะได้

$$S_{\alpha}^O = S_{\beta}^O = S_{g_m}^O = S_{R_x}^O = S_{C_1}^O = -S_{C_2}^O = \frac{1}{2} \quad (ก4.26)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ก4.27)$$

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (ก4.28)$$



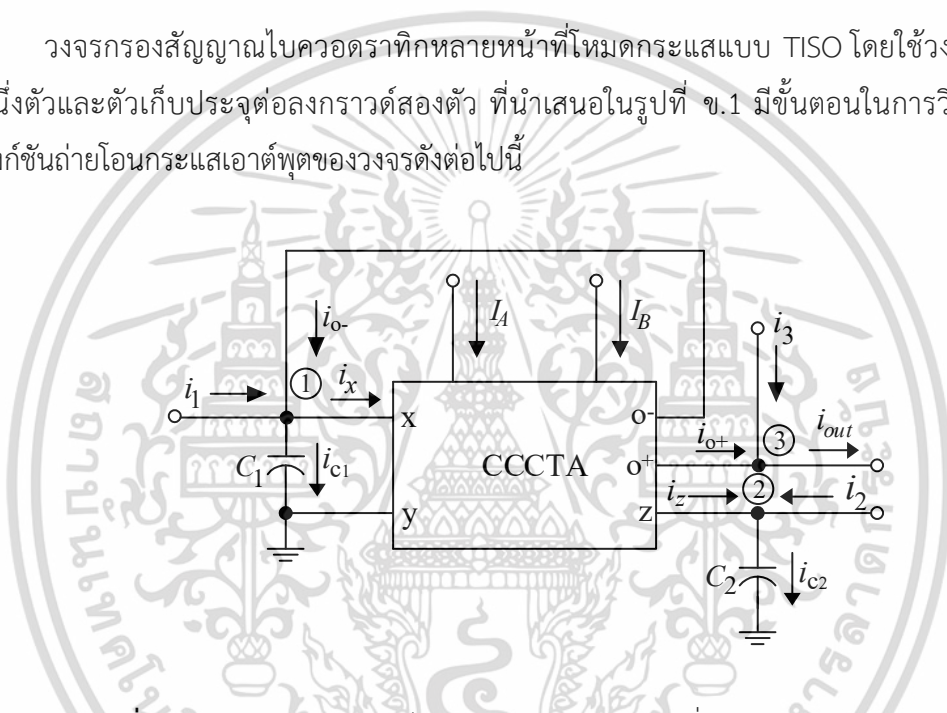
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก หลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ TISO

ข.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลาย หน้าที่โหมดกระแสแบบ TISO

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ TISO โดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์สองตัว ที่นำเสนอในรูปแบบที่ ข.1 มีขั้นตอนในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสเอาต์พุตของวงจรดังต่อไปนี้



รูปที่ ข.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายหน้าที่โหมดกระแสแบบ TISO

คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางกระแสและแรงดันของวงจร CCCTA แสดงได้ดังนี้

$$i_z = i_x \tag{ข1.1}$$

$$v_x = i_x R_x \tag{ข1.2}$$

$$i_{o\pm} = \pm g_m v_z \tag{ข1.3}$$

จากรูปที่ ข.1 แรงดันที่โหนด 1 ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ มีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{C_1} = V_x = I_{C_1} \frac{1}{sC_1} \quad (\text{ข1.4})$$

แรงดันที่โหนด 2 ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ มีค่าเท่ากับ

$$V_{C_2} = V_z = I_{C_2} \frac{1}{sC_2} \quad (\text{ข1.5})$$

จากรูปที่ ข.1 เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 1 จะได้กระแส i_x ดังต่อไปนี้

$$i_x + i_{c1} - i_1 - i_{o-} = 0 \quad (\text{ข1.6})$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 2 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_1} i_z และ i_2 ดังนี้

$$i_{C_2} - i_2 - i_z = 0 \quad (\text{ข1.7})$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 3 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{out} i_3 และ i_{o+} ดังสมการ (ข1.8)

$$i_{out} - i_3 - i_{o+} = 0 \quad (\text{ข1.8})$$

แทนค่าสมการ i_{o-} จากสมการ (ข1.3) และ i_{C_1} จากสมการ (ข1.4) ในสมการ (ข1.6) จะได้สมการ I_x ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ เท่ากับ

$$I_x = -g_m V_z + I_1 - V_x sC_1 \quad (\text{ข1.9})$$

แทนค่าสมการ v_x จากสมการ (ข1.2) และ v_z จากสมการ (ข1.5) ในสมการ (ข1.9) จะได้สมการ I_x เท่ากับ

$$I_x = -g_m I_{C_2} \frac{1}{sC_2} + I_1 - I_x R_x sC_1 \quad (\text{ข1.10})$$

แทนค่าสมการ i_{C_2} จากสมการ (ข1.7) ในสมการ (ข1.10) จะได้สมการ I_x เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_x = \frac{sC_2I_1 - g_mI_2}{s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + g_m} \quad (ข1.11)$$

เมื่อแทนค่า i_{o+} ลงในสมการ (ข1.8) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{out} i_3 และ i_{o+} ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ ดังนี้

$$i_{out} - i_3 - g_mv_z = 0 \quad i_{out} - i_3 - g_mv_z = 0 \quad (ข1.12)$$

จากโหนด 2 แทนค่าแรงดัน v_z ในสมการ (ข1.12) จะได้ดังนี้

$$I_{out} - I_3 - g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} = 0 \quad (ข1.13)$$

แทนค่า i_{C_2} จากสมการ (ข1.7) ในสมการ (ข1.13) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเท่ากับ

$$I_{out} - I_3 - \frac{g_m(I_2 + I_z)}{sC_2} = 0 \quad (ข1.14)$$

กระแส $I_z = I_x$ แทน I_x จากสมการ (ข1.10) ในสมการ (ข1.14) จะได้

$$I_{out} - I_3 - \frac{g_mI_2}{sC_2} - \frac{g_m(sC_2I_1 - g_mI_2)}{sC_2(s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + gm)} = 0 \quad (ข1.15)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแส I_{out} จะได้

$$I_{out} = \frac{(s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + g_m)I_3 - (sR_xC_1 + 1)g_mI_2 + g_mI_1}{(s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + g_m)} \quad (ข1.16)$$

เมื่อพิจารณาตัวส่วนของสมการ (ข1.16) จะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ตัวประกอบคุณภาพ (Q) และแบนด์วิดท์ (BW) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_xC_1C_2}} \quad (ข1.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (\text{ข1.18})$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (\text{ข1.19})$$

ข.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟและพาสซีฟ

เมื่อพิจารณาค่าความไวของ ω_0 , Q และ BW ของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ g_m , C และ R_x มีขั้นตอนการพิจารณาดังนี้

พิจารณาค่าความไวของ g_m ต่อ ω_0 จะได้ว่า

$$S_{g_m}^{\omega_0} = \frac{g_m}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial g_m} \quad (\text{ข2.1})$$

แทนค่า ω_0 ลงในสมการ (ข2.1) จะได้ว่า

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\frac{1}{2} \partial \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial g_m} \quad (\text{ข2.2})$$

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (g_m)^{\frac{1}{2}}}{\partial g_m} \quad (\text{ข2.3})$$

$$S_{g_m}^{\omega_0} = g_m \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) g_m^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{ข2.4})$$

และ
$$S_{g_m}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (\text{ข2.5})$$

พิจารณาค่าความไวของ R_x ต่อ ω_0 จะได้ว่า

$$S_{R_x}^{\omega_0} = \frac{R_x}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_x} \quad (\text{ข2.6})$$

แทนค่า ω_0 ลงในสมการ (ข2.6) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_x}^{a_0} = R_x \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (ข2.7)$$

$$S_{R_x}^{a_0} = R_x \left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (R_x)^{\frac{1}{2}}}{\partial R_x} \quad (ข2.8)$$

$$S_{R_x}^{a_0} = R_x R_x^{\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{g_m}{C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(-\frac{1}{2} \right) (R_x)^{-\frac{3}{2}} \quad (ข2.9)$$

และ
$$S_{R_x}^{a_0} = -\frac{1}{2} \quad (ข2.10)$$

อาศัยหลักการพิจารณาข้างต้น เพื่อหาค่าความไวต่อค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ จะได้

$$S_{g_m}^O = S_{R_x}^O = S_{C_1}^O = -S_{C_2}^O = \frac{1}{2} \quad (ข2.11)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ข2.12)$$

และ
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (ข2.13)$$

ข.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_1} และ i_{in} ของวงจรรูปที่ ข.1 เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 1 จะได้กระแส ดังนี้

$$i_x + i_{C_1} - i_1 - i_{o-} = 0 \quad (ข3.1)$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 2 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_1} i_z และ i_2 ดังนี้

$$i_{C_2} - i_2 - i_z = 0 \quad (ข3.2)$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด 3 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{out} i_3 และ i_{o+} ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{ou} - i_3 - i_{o+} = 0 \quad (ข3.3)$$

แทนค่าใน i_{o-} กรณีไม่เป็นอุดมคติในสมการ (ก3.1) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ จะได้

$$I_1 = I_x + V_{C_1} s C_1 + \beta g_m V_z \quad (ข3.4)$$

ที่โหนด 1 แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ V_{C_1} แทนค่า V_x ในสมการ (ข3.4) จะได้

$$I_1 = I_x + s I_x R_x C_1 + \beta g_m V_z \quad (ข3.5)$$

เมื่อแรงดัน $V_z = V_{C_2}$ แทน V_{C_2} ในสมการ (ข3.5) จะได้

$$I_1 = I_x + s I_x R_x C_1 + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{s C_2} \quad (ข3.6)$$

จากสมการ (ข3.6) กระแส $I_{C_2} = I_z$ จากความสัมพันธ์ในสมการ (ข3.2) จะได้

$$I_1 = I_x + s I_x R_x C_1 + \beta g_m \frac{(I_2 + I_x)}{s C_2} \quad (ข3.7)$$

แทนค่าใน I_z กรณีไม่เป็นอุดมคติจากสมการ (ก3.1) ในสมการ (ข3.7) จะได้

$$I_1 = I_x + s I_x R_x C_1 + \beta g_m \frac{(I_2 + \alpha I_x)}{s C_2} \quad (ข3.8)$$

จัดรูปแบบสมการใหม่จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส I_x ได้ดังนี้

$$I_x = \left(\frac{s_{C_2} I_1 - \beta g_m I_2}{s^2 R_x C_1 C_2 + s C_2 + \alpha \beta g_m} \right) \quad (ข3.9)$$

แทนค่าความไม่เป็นอุดมคติของการถ่ายโอนค่าความนำ ในสมการ (ข3.3) จะได้

$$i_{ou} = i_3 + \beta g_m v_z \quad (ข3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าแรงดัน v_z ในสมการ (ข3.10) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ จะได้

$$I_{out} = I_3 + \beta g_m \frac{I_{C_2}}{sC_2} \quad (ข3.11)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแส i_{C_2} ในสมการ (ข3.2) จะได้

$$I_{out} = I_3 + \beta g_m \frac{(I_2 + I_z)}{sC_2} \quad (ข3.12)$$

แทนค่าใน I_z กรณีไม่เป็นอุดมคติจากสมการ (ก3.1) ในสมการ (ข3.12) จะได้

$$I_{out} = I_3 + \beta g_m \frac{(I_2 + \alpha I_x)}{sC_2} \quad (ข3.13)$$

แทนค่า I_x จากสมการ (ข3.9) ในสมการ (ข3.13) จะได้

$$I_{out} = \frac{D(s)I_3 - (s\alpha\beta R_x C_1 + \beta)g_m I_2 + \alpha\beta g_m I_1}{D(s)} \quad (ข3.14)$$

เมื่อตัวส่วน $D(s)$ เท่ากับ $s^2 R_x C_1 C_2 + sC_2 + \alpha\beta g_m$

เมื่อพิจารณาตัวส่วนของสมการ (ข3.14) จะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ตัวประกอบคุณภาพ (Q) และแบนด์วิธ (BW) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (ข3.15)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha\beta g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (ข3.16)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_x C_1} \quad (ข3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทิฟและพาสซีฟในกรณีไม่เป็นอุดมคติ

สมการ (ข3.15), (ข3.16) และ (ข3.17) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบแอกทิฟ α และ β องค์ประกอบพาสซีฟ R_x , C_1 และ C_2 ได้ดังนี้ การหาค่าความไวของ ω_0 ต่อ α ดังนี้

$$S_\alpha^{\omega_0} = \frac{\alpha}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha} \quad (\text{ข4.1})$$

แทนค่า ω_0 และ α ในสมการ (ข4.1) จะได้

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial \alpha} \quad (\text{ข4.2})$$

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (\alpha)^{\frac{1}{2}}}{\partial \alpha} \quad (\text{ข4.3})$$

$$S_\alpha^{\omega_0} = \alpha \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) \alpha^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{ข4.4})$$

และ $S_\alpha^{\omega_0} = \frac{1}{2}$ (ข4.5)

ค่าความไวของ ω_0 ต่อ β สามารถหาได้ดังนี้

$$S_\beta^{\omega_0} = \frac{\beta}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta} \quad (\text{ข4.6})$$

แทนค่า ω_0 และ β ในสมการ (ข4.6) จะได้

$$S_{\beta}^{\alpha_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial \beta} \quad (ข4.7)$$

$$S_{\beta}^{\alpha_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\partial (\beta)^{\frac{1}{2}}}{\partial \beta} \quad (ข4.8)$$

$$S_{\beta}^{\alpha_0} = \beta \left(\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\alpha g_m}{R_x C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1}{2} \right) \beta^{-\frac{1}{2}} \quad (ข4.9)$$

และ $S_{\beta}^{\alpha_0} = \frac{1}{2}$ (ข4.10)

อาศัยหลักการพิจารณาข้างต้น เพื่อหาค่าความไวต่อค่าพารามิเตอร์อื่นๆ จะได้

$$S_{\alpha}^{\alpha_0} = S_{\beta}^{\alpha_0} = S_{g_m}^{\alpha_0} = S_{R_x}^{\alpha_0} = S_{C_1}^{\alpha_0} = -S_{C_2}^{\alpha_0} = \frac{1}{2} \quad (ข4.11)$$

$$S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ข4.12)$$

และ $S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1$ (ข4.13)

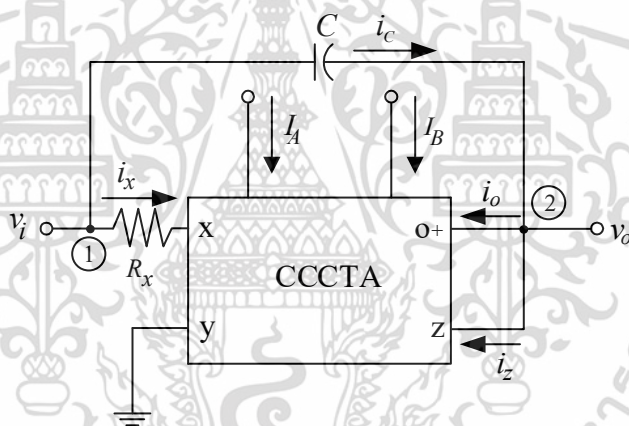
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดัน

ค.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดัน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดันแบบไม่มีตัวต้านทานโดยใช้วงจร CCCTA หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุแบบลอยหนึ่งตัว สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตของวงจรโดยอาศัยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA ที่นำเสนอในรูปที่ ค.1 มีขั้นตอนดังนี้



รูปที่ ค.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโหมตแรงดัน

จากรูปที่ ค.1 เมื่อพิจารณาที่โหนด 1 จะได้กระแส i_x ดังนี้

$$i_x = \frac{v_i}{R_x} \quad (\text{ค.1.1})$$

กระแส i_o ที่โหนด 2 มีค่าเท่ากับ

$$i_o = g_m v_o \quad (\text{ค.1.2})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นกระแส i_C ที่ไหลจากโหนด 1 ไปยังโหนด 2 ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ ได้ดังนี้

$$I_C = sC(V_i - V_o) \quad (ค1.3)$$

และเมื่อพิจารณาที่โหนด 2 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_C ดังนี้

$$i_C = i_o + i_z \quad (ค1.4)$$

เมื่อกระแส $i_z = i_x$ จะได้

$$i_C = i_o + i_x \quad (ค1.5)$$

แทนค่าสมการ (ค1.1) และ (ค1.2) ในสมการ (ค1.5) จะได้

$$i_C = g_m v_o + \frac{v_i}{R_x} \quad (ค1.6)$$

กระแส i_C จากสมการ (ค1.3) และ (ค1.6) ในรูปแบบของการแปลงลาปลาซ จะได้

$$g_m V_o + \frac{V_i}{R_x} = sC(V_i - V_o) \quad (ค1.7)$$

$$(g_m + sC)V_o = (sC - \frac{1}{R_x})V_i \quad (ค1.8)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตเท่ากับ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sC - \frac{1}{R_x}}{sC + \frac{1}{g_m}} \quad (ค1.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCTA มีความสัมพันธ์ของค่า g_m และ R_x ได้ดังนี้

$$R_x = \frac{2V_T}{I_A} \quad (\text{ค1.10})$$

และ
$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (\text{ค1.11})$$

สมการ (ค1.10) และ (ค1.11) ถ้ากำหนดให้กระแส $I_A = I_B$ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานแฝง R_x และอัตราขยายค่าความนำถ่ายโอน g_m จะได้ดังนี้

$$g_m = \frac{1}{R_x} \quad (\text{ค1.12})$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sC - \frac{1}{R_x}}{sC + g_m} \quad (\text{ค1.13})$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(s - \frac{1}{R_x C})}{(s + \frac{g_m}{C})} \quad (\text{ค1.14})$$

สมการ (ค1.14) ถ้ากำหนดให้ $1/R_x = g_m$ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 จะได้

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (\text{ค1.15})$$

มุมเฟส ϕ และความถี่พอล f_p แสดงดังนี้

$$\phi = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left[\frac{\omega_0 C}{g_m} \right] \quad (\text{ค1.16})$$

และ
$$f_p = \frac{g_m}{2\pi C} \quad (\text{ค1.17})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้กระแส $I_o = I_A = I_B$ เมื่อ $g_m = I_B/2V_T$ แทนค่า g_m ลงในสมการ (ค1.17) จะได้

$$f_p = \frac{I_o}{4\pi V_T C} \quad (\text{ค1.18})$$

จากสมการที่ (ค1.16) สามารถหามุม ϕ ได้ดังนี้

$$\phi = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left[\frac{4\pi V_T C}{I_o} \right] \quad (\text{ค1.19})$$

ค.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

จากความสัมพันธ์ของกระแสของวงจร CCCTA เมื่อกำหนดให้ α คือ ความผิดพลาดของการถ่ายโอนกระแสจากอินพุตพอร์ต x ไปยังพอร์ต z และ β คือ ความผิดพลาดของอัตราขยายค่าความนำจากพอร์ต z ไปยังเอาต์พุตพอร์ต o ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ วงจรรูปที่ ค.1 จากสมการ (ค1.4) เมื่อกระแส $I_z = I_x$ และ $I_o = g_m V_o$ สามารถเขียนสมการในกรณีไม่เป็นอุดมคติได้ดังนี้

$$sC(V_i - V_o) = \beta g_m V_o + \alpha I_x \quad (\text{ค2.1})$$

แทนค่ากระแส I_x จากสมการ (ค1.1) ลงในสมการ (ค2.1) จะได้

$$sC(V_i - V_o) = \beta g_m V_o + \alpha \frac{V_x}{R_x} \quad (\text{ค2.2})$$

จากสมการ (ค2.2) เมื่อแรงดัน V_x เท่ากับ แรงดัน V_i สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(sC - \frac{\alpha}{R_x})}{(sC + \beta g_m)} \quad (\text{ค2.3})$$

หรือเขียนใหม่เป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(s - \frac{\alpha}{R_x C})}{(s + \frac{\beta g_m}{C})} \quad (ค2.4)$$

จากสมการ (ค2.4) ถ้ากำหนดให้ $1/R_x = g_m$ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติจะได้

$$\omega_0 = \frac{\beta g_m}{C} \quad (ค2.5)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

โมเดลพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

ง.1 โมเดลพารามิเตอร์ของ NMOS และ PMOS (BiCMOS)

```

.MODEL CMOSN NMOS ( LEVEL = 7
+TNOM = 27          TOX = 4.6E-9
+XJ = 1E-7          NCH = 2.3549E17    VTH0 = 0.3000806
+K1 = 0.5519268    K2 = -0.034332    K3 = 1E-3
+K3B = 5.0110545   W0 = 1E-7          NLX = 2.213108E-7
+DVT0W = 0         DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0 = 0.6970783  DVT1 = 0.2286959   DVT2 = -0.0414392
+U0 = 263.9727954  UA = -1.785783E-9   UB = 3.095121E-18
+UC = 5.147977E-11 VSAT = 1.34208E5    A0 = 1.0628962
+AGS = 0.2373286   B0 = -3.011487E-9   B1 = 0
+KETA = -3.829787E-3 A1 = 2.52147E-4    A2 = 0.513818
+RDSW = 150        PRWG = 0.0405467    PRWB = -0.1818844
+WR = 1            WINT = 1.236012E-8  LINT = 1.705003E-8
+DWG = 3.146439E-9 DWB = 1.549384E-8  VOFF = -0.0870595
+NFACTOR = 1.7417448 CIT = 0          CDSC = 2.4E-4
+CDSCD = 0         CDSCB = 0          ETA0 = 2.781734E-3
+ETAB = -2.573037E-4 DSUB = 3.661878E-3  PCLM = 1.8420027
+PDIBLC1 = 0.0705667 PDIBLC2 = 4.168918E-3 PDIBLCB = -0.1
+DROUT = 0.9202445 PSCBE1 = 8.534967E9  PSCBE2 = 1.858198E-9
+PVAG = 0.018039   DELTA = 0.01        RSH = 6.5
+MOBMOD = 1        PRT = 0            UTE = -1.5
+KT1 = -0.11       KT1L = 0           KT2 = 0.022
+UA1 = 4.31E-9     UB1 = -7.61E-18    UC1 = -5.6E-11
+AT = 3.3E4        WL = 0            WLN = 1
+WW = 0            WWN = 1           WWL = 0
+LL = 0            LLN = 1           LW = 0

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

+LWN   = 1           LWL   = 0           CAPMOD = 2
+XPART = 0.5         CGDO   = 5E-10        CGSO   = 5E-10
+CGBO   = 1E-12     CJ     = 8.145164E-4      PB     = 0.99
+MJ     = 0.6088389  CJSW  = 1.65118E-10      PBSW   = 0.8
+MJSW   = 0.1617957 CJSWG = 3.3E-10          PBSWG  = 0.8
+MJSWG  = 0.1617957 CF     = 0           PVTH0  = -3.936878E-3
+PRDSW  = 6.721723  PK2   = 3.647594E-3      WKETA  = 2.962534E-3
+LKETA  = -1.211201E-3 PU0   = -5.0775367      PUA    = -5E-11
+PUB    = 4.834716E-25 PVSAT = 1.106217E3      PETA0  = 1E-4
+PKETA  = -5.110392E-3)

```

*

```

.MODEL CMOSF PMOS ( LEVEL = 7
+TNOM   = 27         TOX   = 4.6E-9
+XJ     = 1E-7       NCH   = 4.1589E17      VTH0   = -0.3920763
+K1     = 0.6017087  K2    = -1.389386E-7   K3     = 0.0779382
+K3B    = 19.6601129 W0    = 1E-6          NLX    = 3.329177E-8
+DVT0W  = 0         DVT1W = 0           DVT2W  = 0
+DVT0   = 0.8917023 DVT1  = 0.6985858     DVT2   = -0.3
+U0     = 115.9239131 UA    = 1.472921E-9    UB     = 1E-21
+UC     = -1E-10     VSAT  = 1.578148E5    A0     = 0.8916757
+AGS    = 0.0811365 B0    = 1.54163E-6     B1     = 5E-6
+KETA   = 0.0259047 A1    = 0             A2     = 1
+RDSW   = 853.6708475 PRWG  = -0.1979556     PRWB   = -0.3550516
+WR     = 1         WINT  = 0           LINT   = 2.851653E-8
+DWG    = -2.412717E-8 DWB   = -5.891336E-9  VOFF   = -0.15
+NFACTOR = 0.8092944 CIT   = 0           CDSC   = 2.4E-4
+CDSCD  = 0         CDSCB = 0           ETA0   = 1.222258E-3
+ETAB   = -2.831413E-3 DSUB  = 4.273936E-3   PCLM   = 0.5233365
+PDIBLC1 = 0.4362191 PDIBLC2 = 7.0189E-4    PDIBLCB = -1E-3
+DROUT  = 0.9160178 PSCBE1 = 5.743848E9    PSCBE2 = 5E-10
+PVAG   = 0.0149819 DELTA = 0.01          RSH    = 6.2
+MOBMOD = 1         PRT   = 0           UTE    = -1.5

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+KT1 = -0.11	KT1L = 0	KT2 = 0.022
+UA1 = 4.31E-9	UB1 = -7.61E-18	UC1 = -5.6E-11
+AT = 3.3E4	WL = 0	WLN = 1
+WW = 0	WWN = 1	WWL = 0
+LL = 0	LLN = 1	LW = 0
+LWN = 1	LWL = 0	CAPMOD = 2
+XPART = 0.5	CGDO = 5E-10	CGSO = 5E-10
+CGBO = 1E-12	CJ = 1.165977E-3	PB = 0.8214639
+MJ = 0.4256548	CJSW = 1.220056E-10	PBSW = 0.8008
+MJSW = 0.1001	CJSWG = 4.22E-10	PBSWG = 0.8008
+MJSWG = 0.1001	CF = 0	PVTH0 = 4.381085E-4
+PRDSW = -5	PK2 = 4.454419E-4	WKETA = 0.0342145
+LKETA = -8.655731E-3	PU0 = 5.9374792	PUA = 3.026577E-10
+PUB = 0	PVSAT = 50	PETA0 = 1E-4
+PKETA = -7.963908E-3)		

ง.2 โมเดลพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (BiCMOS process)

```
.MODEL QN
+ NPN
+ XTB=1.92 EG =1.15 XTI=3.84
+ IS =8.91E-18 BF =100 NF =1
+ VAF=100 IKF=0.0192 ISE=5.18E-18 NE =1.45
+ BR =0.0936 NR= 1
+ VAR=8 IKR=0.00289 ISC=5.46E-18 NC =1.07
+ RB =476 RBM=166 RE =9.53 RC =110
+ CJE=4.59E-14 VJE=1.07 MJE=0.5 FC =0.5
+ CJC=2.7E-14 VJC=0.646 MJC=0.35 XCJC=.146
+ CJS=7.28E-14 VJS=0.45 MJS=0.3
+ TF =2.64E-11 XTF=27.3 VTF=3 ITF=0.0201
+ PTF=30 TR =6.54E-08
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ประเภทวารสารระดับนานาชาติ 1 บทความ และ
ได้รับตีพิมพ์ประเภทประชุมวิชาการระดับนานาชาติ 3 บทความดังนี้

จ.1 ประเภทวารสารระดับนานาชาติ

1. J. Budboonchu T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifie”, **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 53, pp. 335-340, 2015. (Impact Factor 2015 = 0.59)

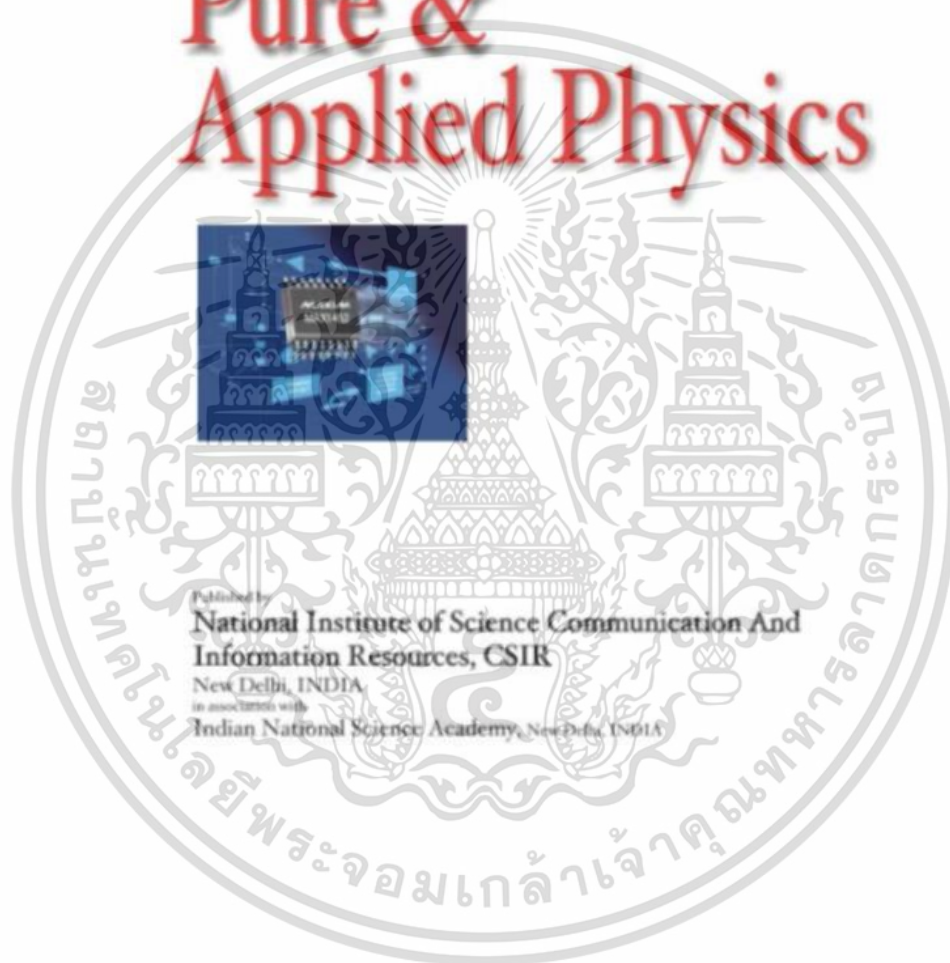
จ.2 ประเภทประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Resistorless floating inductance simulation using CCCTAs”, **Proceedings of the 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2016)**, Chiang Mai, Thailand, 2016.
2. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Single-input three-output current-mode multifunction filter using single CCCTA”, **Proceedings of the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2017)**, Phuket, Thailand, 27-30 June, pp. 242-245, 2017.
3. J. Budboonchu and W. Tangsrirat, “Three-input single-output current-mode universal filter using single CCCTA”, **Proceedings of the 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE 2017)**, Phuket, Thailand, 12-13 October, 2015.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Indian Journal of Pure & Applied Physics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resistorless voltage-mode first-order allpass section using single current-controlled conveyor transconductance amplifier

Jakrawat Budboonchu, Tattaya Pukkalanun & Worapong Tangsrirat*

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

*E-mail : drworapong@yahoo.com

Received 7 August 2014; revised 22 October 2014; accepted 6 February 2015

This paper presents an alternative configuration for realizing a canonical voltage-mode first-order allpass (AP) section with electronic tuning. The proposed circuit is composed of only one CCCTA and one floating capacitor, which results in a simple and resistorless structure. Its phase response can be adjusted electronically through the external dc bias currents of the CCCTA. Simulation results based on 0.35 μm BiCMOS process parameters with ± 0.75 V supply voltages are provided to demonstrate the performance of the proposed AP section.

Keywords: Current-controlled conveyor transconductance amplifier, Allpass section, Resistorless structure, Voltage-mode circuit

1 Introduction

First-order allpass (AP) filters are one of the necessary circuit blocks in many communication and instrumentation systems, where the phase linearity or group delay flatness is considered as a major design constraint¹. This is because they are used in general for introducing a frequency dependent delay while keeping the input signal amplitude constant over the entire frequency range. For analog signal processing circuit applications, the first-order AP sections are commonly used as a fundamental circuit block to the realization of phase shifters, phase equalizers², oscillators^{3,4} and frequency selective systems with high quality factor⁵⁻⁷. Accordingly, several attempts to implement the first-order voltage-mode AP section using different types of modern active elements can be found^{4,8-19}. Many of the previously reported AP sections contain two active components⁸⁻¹⁴. Moreover, some of these circuits reported in Refs (4, 8, 13-14, 17-19) also have a large number of external passive components, at least three or more passive components. Among the cited references, several voltage-mode AP filter realizations employing a single active element were available^{4,15-19}. However, they still require two passive components, involving external passive resistors.

Very recently, the modern active circuit block, namely the current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA), has been introduced, and its usefulness in design of analog adjustable functions

has also been demonstrated²⁰. This device is an extension of the conventional current conveyor transconductance amplifier (CCTA) introduced in the previous work²¹, in which its x-terminal serial internal resistance (R_x) can be tuned electronically through the external biasing current. This improved feature makes the CCCTA an alternative choice for realizing electronically controllable analog signal processing circuits^{20,22-23}.

In our proposed approach, an alternative structure for realizing an electronically tunable voltage-mode first-order AP filter function is introduced. The proposed AP section employs a single CCCTA and one floating capacitors without using any external passive resistor, that results in canonical and resistorless structure and suitable for analog integrated circuit (IC) design. The circuit has the attractive property of electronic tuning of its phase response with a simple resistive matching. This matching condition can be easily achieved by electronic controlling of the external bias currents of the CCCTA. In order to check the proper operation of the proposed AP section, PSPICE simulation results are provided with standard 0.35 μm BiCMOS process parameters.

2 CCCTA Concept and Realization

The circuit symbol of the CCCTA is shown in Fig. 1, and its terminal relations can be described by the following matrix equation:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad \dots(1)$$

where R_x represents the x-terminal intrinsic resistance and g_m denotes the internal transconductance of the CCCTA, respectively. Generally, both parameters R_x and g_m are controlled by electronic means. From Eq. (1), the CCCTA is characterized by high-input impedance at the y-terminal, high-output impedances at the z and o terminals, and a tunable internal resistance at the x-terminal.

Figure 2 shows the possible BiCMOS realization²³ of the CCCTA used in this work. In this structure, the x-terminal parasitic resistance (R_x) is actually dependent on the external *dc* biasing current I_A , which can be relied on the following formulation:

$$R_x = \frac{2V_T}{I_A} \quad \dots(2)$$

In Eq. (2), V_T is the thermal voltage, approximately 26mV at 27°C.

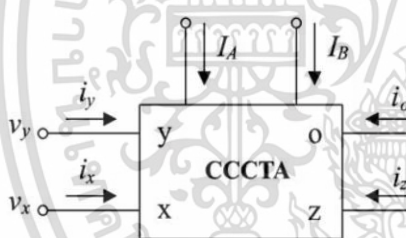


Fig. 1 — Circuit symbol of the CCCTA

From elementary small-signal circuit analysis, an effective transconductance gain (g_m) of the CCCTA derived from transconductor Q_3 - Q_4 and M_5 - M_6 can be written as:

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad \dots(3)$$

As shown from Eq.(3), the value of g_m is electronically adjustable by a supplied biasing current I_B .

3 Proposed Resistorless Allpass Section

Figure 3 shows the resistorless realization of a first-order voltage-mode AP section with electronic tuning property. As shown in Fig. 3, the proposed AP filter consists of only one CCCTA and one capacitor. It should be noted that the capacitor C used in the realization is floating. However, it could be implemented easily if the integrated circuit (IC) process offers a second poly layer (poly2). This

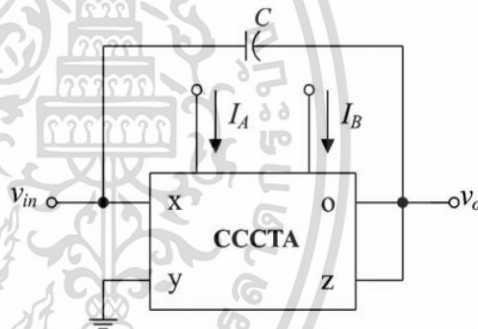


Fig. 3 — Proposed AP circuit realization

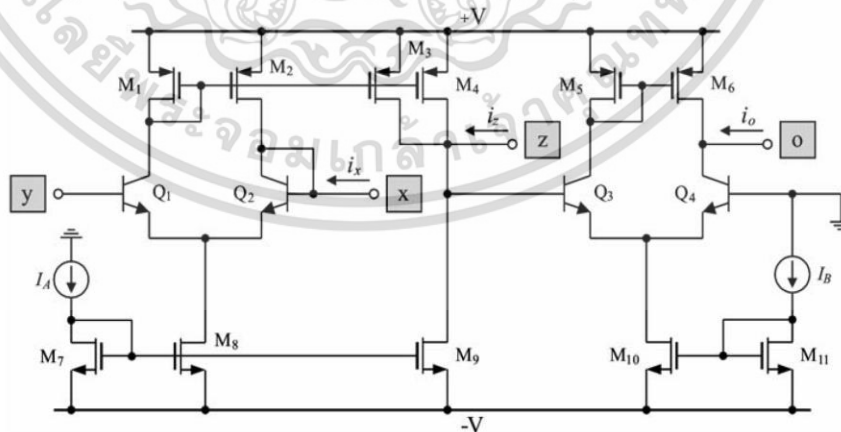


Fig. 2 — BiCMOS realization of the CCCTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

advanced IC technology enables the realization of floating capacitors as double poly (poly1-poly2) capacitors²⁴, which are used very commonly in analog IC designs. Thus, the canonical AP section of Fig. 3 is beneficial from the point of view of the recent integration.

Routine circuit analysis using the CCCTA property given in Eq. (1) yields the voltage transfer function of Fig. 3 in the following expression :

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{sC - \frac{1}{R_x}}{sC + g_m} \quad \dots(4)$$

If the resistive condition $1/R_x = g_m$ is fulfilled, the constructed circuit of Fig. 3 performs the first-order voltage-mode AP filter with the following pole frequency (f_p) and phase response (ϕ):

$$f_p = \frac{g_m}{2\pi C} \quad \dots(5)$$

and

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{g_m} \right) \quad \dots(6)$$

Taking $I_O = I_A = I_B$ and substituting Eqs (2) and (3) into Eqs (5) and (6), the two expressions in Eqs 5 and 6 turn to:

$$f_p = \frac{I_O}{4\pi V_T C} \quad \dots(7)$$

and

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{4\pi V_T C}{I_O} \right) \quad \dots(8)$$

Eq. (8) indicates that the phase response adjustment of the proposed filter is achieved by electronic means through tuning I_O . In current-mode operation, equal bias currents, i.e., $I_O = I_A = I_B$, can easily be achieved by means of a basic current mirror. It is also noted that the AP configuration of Fig. 3 is not in low-output impedance, which is affected by the load impedance. Hence, to avoid this effect, an additional voltage buffer is required at the output for cascading in some applications.

4 Performance Simulation and Discussion

The PSPICE simulation program was performed to verify the functionality of the electronically tunable AP filter realization in Fig. 3. In simulation purpose, the CCCTA structure of Fig. 2 has been used with the model parameters of a standard 0.35 μm BiCMOS process. The aspect ratios of CMOS transistors were set to $W/L = 7 \mu\text{m}/0.7 \mu\text{m}$ for the NMOS transistors and $W/L = 8.5 \mu\text{m}/0.7 \mu\text{m}$ for the PMOS transistors. The circuit was biased with $\pm 0.75\text{V}$ *dc* supply voltages.

The circuit of Fig. 3 was designed with the following active and passive components: $I_O = I_A = I_B = 25 \mu\text{A}$ and $C = 20 \text{ pF}$, to obtain a first-order AP voltage response with the pole frequency of $f_p \cong 3.82 \text{ MHz}$. In this setting, the total power dissipation of the circuit was measured as $93.6 \mu\text{W}$. Figure 4 shows the simulated gain and phase responses of the AP filter in Fig. 3, which is in conformity with the theory.

To evaluate the voltage swing capability of the realized AP section, the transient analysis has been performed. A sinusoidal input with amplitude value of 100 mV (peak) and frequency of 3.82 MHz was applied to the filter constructed with above mentioned active and passive component values. The time domain responses are also shown in Fig. 5. From the simulation results, at the filter output, the time shift of 63 ns was obtained, which corresponds to the phase shift of about 87° . Besides, the plot of the simulation results for the Lissajou ellipse of the proposed filter is shown in Fig. 6.

Next, to demonstrate the large signal performance, the circuit of Fig. 3 was tested by investigating the total harmonic distortion (THD) at the output for sinusoidal input signals of 1.53 MHz and 3.82 MHz. Figure 7 shows the dependence of THD (%) on the

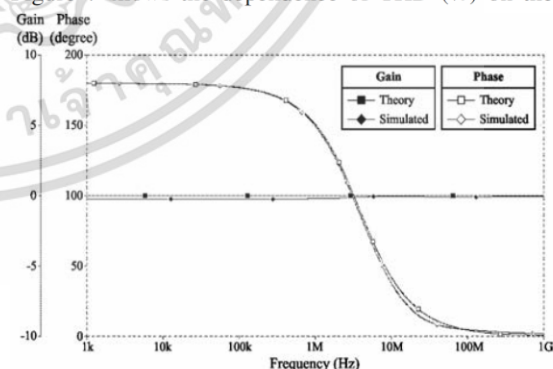


Fig. 4 — Theory and simulated gain and phase responses for the AP filter in Fig.3 at the pole frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

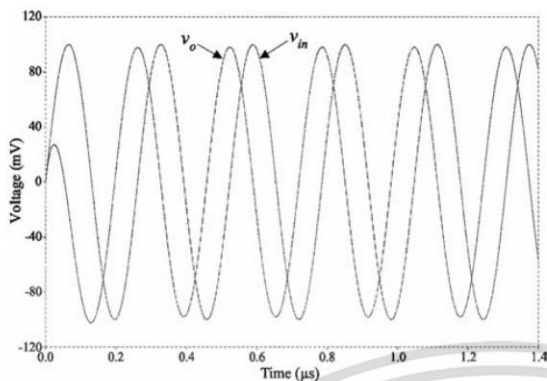


Fig. 5 — Time domain responses for the AP filter in Fig.3 at the pole frequency

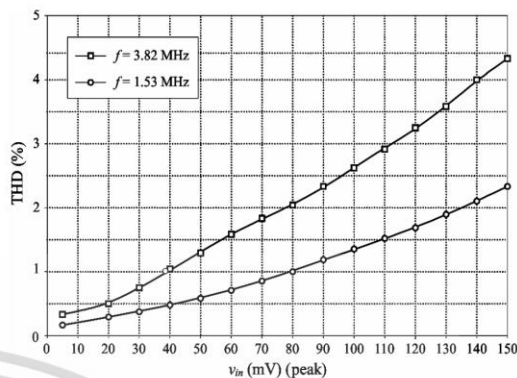


Fig. 7 — THD variation against input signal amplitude

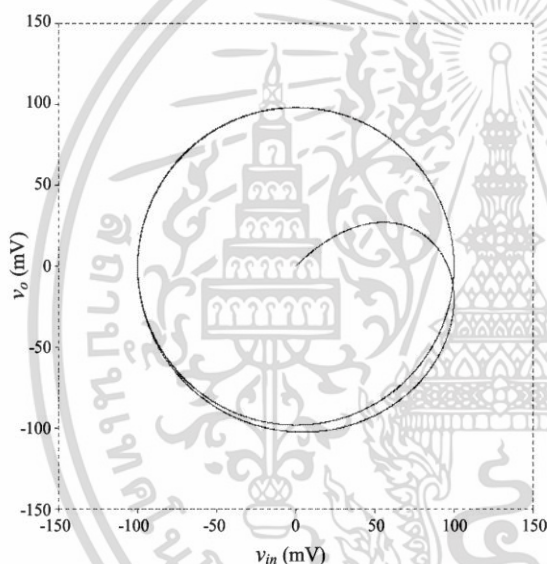


Fig. 6 — Simulation result for Lissajou ellipse at the pole frequency

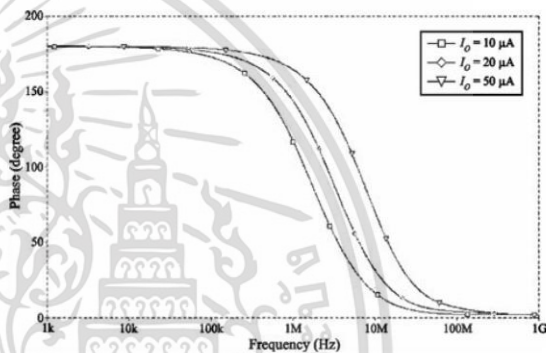


Fig. 8 — Electronic f_p tuning as a function of I_o

input voltage signal level for the designed values as given above. It can be observed that the THD value at $f = 3.82$ MHz is found to be less than 4.5% for the signal amplitude below 150 mV (peak), and the THD value is below 2.4% at $f = 1.53$ MHz.

Furthermore, the electronic controllability of the proposed circuit is shown in Fig. 8, where the corresponding phase responses with respect to the bias current I_o are given. The pole frequency f_p is varied from 1.50 MHz, 2.95 MHz to 7.45 MHz for a variation of I_o from 10 μ A, 20 μ A, to 50 μ A, respectively.

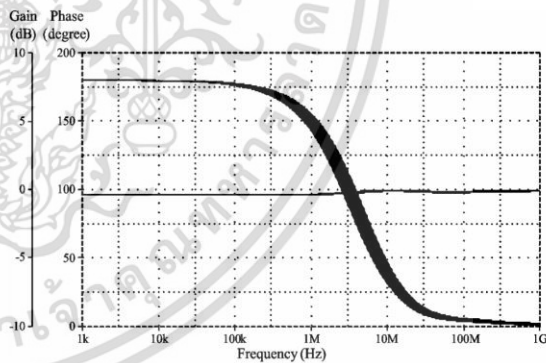


Fig. 9 — Monte-Carlo simulations of the phase and gain responses for 10% Gaussian deviation in C value

In our proposed circuit, the statistical analysis has also been performed for robustness using Monte-Carlo simulation. After 200-simulation runs, Monte-Carlo analysis for 10% Gaussian deviation in the value of the capacitor C , and in the values of g_m and R_x are given in Figs 9 and 10, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

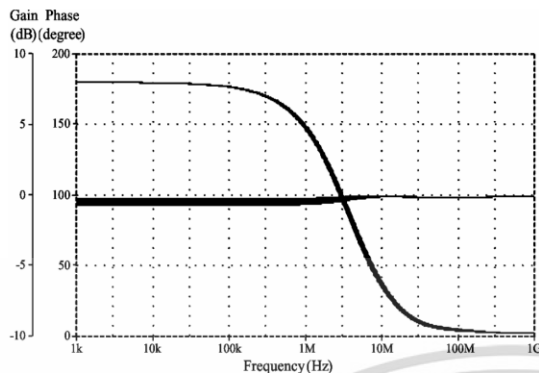


Fig. 10 — Monte-Carlo simulations of the phase and gain responses for 10% Gaussian deviation in g_m and R_x values

The Monte-Carlo statistical analysis results given in Fig. 9 reveal that, due to the deviation in the C value, the phase response of the filter is affected in the range of $-4.23\% \sim +5.16\%$. In Fig. 10, the gain response changes by 0.45 dB in the operating frequency of 1 kHz \sim 1 MHz. As seen from these plots, the proposed circuit works well against uncontrollable random variation in component values, which is reasonable sensitivity performance.

5 Comparison with the Existing Voltage-Mode AP Sections

At this point, it is useful to compare the proposed circuit of Fig. 3 with other previously reported first-order voltage-mode AP sections given in

Table 1 – Performance comparison between the existing first-order voltage-mode AP sections and the proposed circuit

Circuits [Ref.]	Features							
	No. of active elements	No. of passive elements	Technologies	Supply voltages	Electronic control	Resistorless structures	Matching condition requirement	THD
[4]	CDBA = 1	$R = 2, C = 2$	AD844	$\pm 12V$	no	no	yes	N/A
[8]	CCII = 2	$R = 2, C = 2$	AD844	$\pm 12V$	no	no	yes	N/A
[9]	CCII = 1, OA = 1	$C = 2$	Bipolar array ALA400, OP-27	$\pm 2.5V$	yes	yes	yes	N/A
[10]	DVCC = 2	$C = 1$	$0.5\mu m$ CMOS	$\pm 2.5V$	no	yes	no	N/A
[11]	OTA = 1, D = 1	$C = 1$	TSMC $0.35\mu m$	$\pm 2.5V$	yes	yes	no	$\sim 0.3\%$ (@ $f = 100$ kHz)
[12]	UVC = 1, OTA = 1	$C = 1$	Bipolar array ALA400, OP-27	$\pm 2V$	yes	yes	no	N/A
[13]	DVCC = 1, OTA = 1	MOS conductor = 2, $C = 1$	$0.5\mu m$ MOSIS	$\pm 0.747V$, $\pm 1.65V$	yes	no	no	$\sim 1.85\%$ (@ $f = 100$ kHz)
[14]	DVCC = 2	$R = 2, C = 1$	$0.5\mu m$ CMOS	$\pm 2.3V$	no	no	yes	$\sim 3.7\%$ (@ $f = 1.59$ MHz)
[15]	DDCC = 1	$R = 1, C = 1$	$0.5\mu m$ MIETEC	$\pm 2.5V$, $+1.7V$, $-1.3V$	no	no	no	$\sim 1.6\%$ (@ $f = 1$ MHz)
[16]	CDBA = 1 CCDDBA = 1	$R = 3, C = 1$ $R = 1, C = 1$	Bipolar array ALA400	$\pm 2.5V$	yes	no	yes	N/A
[17]	MCCII = 1	$R = 2, C = 1$	TSMC $0.35\mu m$	$\pm 2.5V$	no	no	yes	N/A
[18]	DO-CCII = 1	$R = 2, C = 1$	TSMC $0.35\mu m$	$\pm 1.5V$	no	no	yes	$\sim 1\%$ (@ $f = 439$ kHz)
[19]	FDCCII = 1	$R = 2, C = 1$	TSMC $0.35\mu m$	$\pm 3.3V$	no	no	yes	$\sim 4.27\%$ (@ $f = 1.59$ MHz)
Proposed circuit	CCCTA = 1	$C = 1$	$0.35\mu m$ BiCMOS	$\pm 0.75V$	yes	yes	no	$< 4.5\%$ (@ $f = 3.82$ MHz), $< 2.4\%$ (@ $f = 1.53$ MHz)

CCII = Second-Generation Current Conveyor, CCCII = Current-Controlled Current Conveyor, DVCC = Differential Voltage Current Conveyor, DDCC = Differential Difference Current Conveyor, MCCII = Modified CCII, DO-CCII = Dual-Output Second-Generation Current Conveyor, FDCCII = Fully Differential Second-Generation Current Conveyor, OA = Operational Amplifier, OTA = Operational Transconductance Amplifier, D = Differential Amplifier, UVC = Universal Voltage Conveyor, CDBA = Current Differencing Transconductance Amplifier, CCDDBA = Current-Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Refs (4, 8-19). The performance comparison of the proposed circuit with the recent ones is provided in Table 1. With respect to the circuits given in Refs (4, 8-19), the proposed circuit uses lower *dc* supply voltages; this in turn consumes lesser power. When compared to the previous works realized with active and passive components, the proposed circuit uses fewer components which would save much of occupied chip area. As compared with Refs (11, 13-15, 18, 19), the variation of THD (%) of the proposed circuit is found lower for a high-frequency operation.

6 Conclusions

An electronically tunable voltage-mode first-order AP filter realization using a recently modified active element, the CCCTA has been described in this work. The proposed AP section is constructed using only a single CCCTA and one capacitor, which is suited for advanced IC implementation. It is canonical and resistorless. Moreover, its phase response is tunable by adjusting the bias currents of the CCCTA. The performance of the proposed circuit is verified by PSPICE simulation using a BiCMOS realization of CCCTA.

Acknowledgement

This work is supported by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) with project code: 2558-01-01033. The authors are also grateful to Dr. Jetsdaporn Satansup for helpful discussion.

References

- 1 Schauman R & Valkenburg M E V, *Design of Analog Filters*, Oxford University Press, New York (2001)
- 2 Pnsonby J E B, *Electron Lett*, 2 (1996) 134.
- 3 Gift S J G, *Microelectron J*, 31 (2000) 9.
- 4 Keskin A U, Aydin C, Hancioglu E & Acar C, *Frequenz*, 60 (2006) 21.
- 5 Moschytz G S, *Electron Lett*, 8 (1972) 458.
- 6 Comer D T, Comer D J & Gonzalez J R, *IEEE Trans Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 44 (1997) 856.
- 7 Tangsrirat W, Mongkolwai P & Pukkalanun T, *Indian J Pure & Appl Phys*, 50 (2012) 600.
- 8 Horng J W, *Computer Electrical Eng*, 31 (2005) 81.
- 9 Kumar P, Keskin A U & Pal K, *Int J Electron*, 94 (2007) 597.
- 10 Maheshwari S, *Circuits Syst Signal Process*, 27 (2008) 123.
- 11 Keskin A U, Pal K & Hancioglu E, *Int J Electron Commun*, 62 (2008) 304.
- 12 Herencsar N, Koton J & Vrba K, *IEICE Electronics Express*, 6 (2009) 1212.
- 13 Tsukutani T, Tsunetsugu H, Sumi Y & Yabuki N, *Int J Electron*, 97 (2010) 285.
- 14 Maheshwari S, Mohan J & Chauhan D S, *J Circuits Syst Comput*, 22 (2013) 12.
- 15 Ibrahim M A, Kuntmann H & Cicekoglu O, *Circuits Syst Signal Process*, 22 (2003) 525.
- 16 Maheshwari S, *Active Passive Electron Components*, 2007 (2007) doi: 10.1155/2007/79159.
- 17 Metin B & Cicekoglu O, *Int J Electron*, 96 (2009) 445.
- 18 Metin B & Pal K, *Analog Integr Circ Sig Process*, 61 (2009) 259.
- 19 Mohan J, Maheshwari S & Chauhan D S, *Circuits Syst*, 1 (2010) 5.
- 20 Siripruchyanun M & Jaikla W, *Electrical Engineering*, 90 (2008) 443.
- 21 Prokop R & Musil V, *Proc 14th Int Scientific Applied Science Conf-Electron*, Sofia (2005) 93.
- 22 Sotner R, Jerabek J, Prokop R & Vrba K, *Radioengineering*, 20 (2011) 317.
- 23 Tangsrirat W, *The Scientific World Journal*, 2014 (2014) <http://dx.doi.org/10.1155/2014/423979>.
- 24 Baker R J, Li H W & Boyce D E, *IEEE Press*, (1998) chapter 7.

Proceedings of the 13th International Conference on Electrical
Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and
Information Technology (ECTI-CON 2016)

28 June – 1 July 2016, Chiang mai, Thailand


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Final Program

ECTI-CON 2016

ChiangMai Thailand, June 28 - 1 July, 2016

13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics
Computer, Telecommunications and Information Technology



Illustrated by Assoc.Prof. Wichit Chontaveewiroot

Rajamangala University of Technology Lanna
ChiangMai, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resistorless Floating Inductance Simulation Using CCCTAs

Jakrawat Budboonchu

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
jakrawatb@gmail.com

Worapong Tangsrirat

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
drworapong@yahoo.com

Abstract— This paper presents the simple realization of the resistorless floating inductance simulation circuit based on using current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA). The proposed inductance simulator is realized by using only two CCCTAs and one capacitor without needing an external passive resistor. This configuration results in simple and canonical structure. The resulting equivalent inductance value of the proposed simulator is electronically adjustable through external bias currents. PSPICE simulation results demonstrating the circuit behaviors and confirming the theoretical analysis are performed.

Keywords— Current-Controlled Conveyor Transconductance Amplifier (CCCTA), inductance simulator, resistorless circuits.

I. INTRODUCTION

It is well-known fact that the floating inductor is one of the important elements in circuit design, such filters and oscillators. However, it is impractical to fabricate a large-valued inductor in the integrated circuit technology because its characteristic is far from the ideal behavior, and it requires a large chip area. Although on chip inductors in spiral is a new research area, they still occupy a large chip area and have low quality factor (Q), and their values are very small, usually in order of 1 nH. Therefore, to overcome this problem, several floating inductance simulator circuits using various high-performance active devices have been reported in the technical literature [1]-[9]. However, all of these reported circuits have either more than two active elements, or more than two passive elements for floating inductance simulation.

Recently, the current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA) in BiCMOS technology was introduced in 2014 [10]. The parasitic resistance looking into the x -terminal (R_x) of the circuit is used to advantage in current-controlled circuit parameter, because it is easily adjusted by an external biasing current. This advantage allows the implementation of numerous electronically tunable circuits without requiring external passive resistors, which is especially important for integrated circuit implementation.

In this study, a circuit configuration for simulating floating inductance using two CCCTAs and a single capacitor is introduced. The circuit has considerable advantages in compact structure, and resistorless circuit design.

The equivalent inductance value of the realized floating inductor can be adjusted electronically by changing the biasing currents of the CCCTAs. The performance verifications of the proposed inductance simulator and application are demonstrated through circuit simulation.

II. CURRENT CONTROL CONVEYOR TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (CCCTA)

Basically, the concept of the CCCTA is a combination of second generation current-controlled conveyor (CCII) and transconductance amplifier. Its electrical symbol can be shown in Fig.1. As shown, the CCCTA device consists of two input terminals (y and x) and two output terminals (z and o). The x -terminal has a parasitic serial resistance (R_x), where its value usually depends on an external supplied current. The y -terminal is the high-input impedance terminal, while the z and o -terminals are two types of high-output impedance terminals. The property of the CCCTA can be described by the following matrix :

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ v_z \\ v_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

where R_x and g_m are the finite parasitic resistance looking into the x -terminal, and the transconductance gain of the CCCTA, respectively. Here, R_x and g_m depend on the external DC bias currents I_A and I_B , respectively.

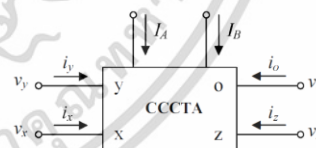


Figure 1. Circuit symbol of the CCCTA.

This work was supported in part by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

978-1-4673-9749-0/16/\$31.00 ©2016 IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

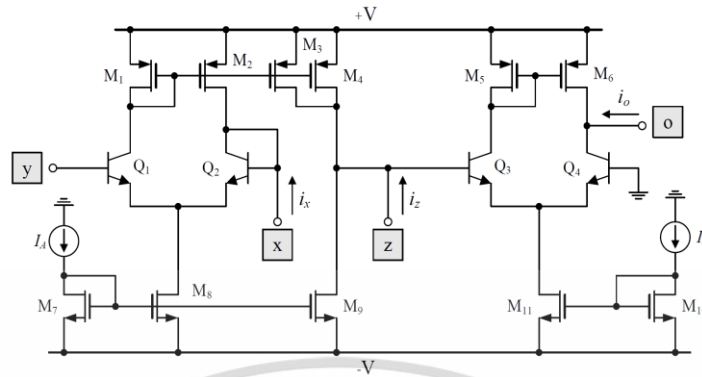


Figure 2. BiCMOS realization of the CCCTA [10].

The possible BiCMOS realization of the CCCTA is shown in Fig.2 [10]. The circuit mainly consists of second-generation current-controlled conveyor (CCCI) and transconductance amplifier. It is designed by combining bipolar and CMOS technologies in order to utilize the main advantages of each technology, i.e., higher transconductance, higher frequency, low power consumption, and small silicon area. The groups of transistors Q_1 - Q_2 , Q_3 - Q_4 , which are assumed to be well matched, act as transconductance amplifiers to convert the voltage signal to the current signal. The current mirroring has been achieved by simple current mirror circuits (M_1 - M_4), (M_5 - M_6), (M_7 - M_8) and (M_{10} - M_{11}).

If the y-terminal is connected to ground, the parasitic resistance looking into the x-terminal (R_x) of the CCCTA can be given by :

$$R_x \cong \frac{2V_T}{I_A} \quad (2)$$

From eq.(2), the resistance R_x is controllable electronically by adjusting the bias current I_A .

In the same way, the small-signal transconductance gain (g_m) of the CCCTA derived from the transconductor Q_3 - Q_4 can be expressed as :

$$g_m = \frac{i_o}{v_z} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3)$$

Also note that the g_m -value can be controlled electronically and linearly by changing the I_B -value.

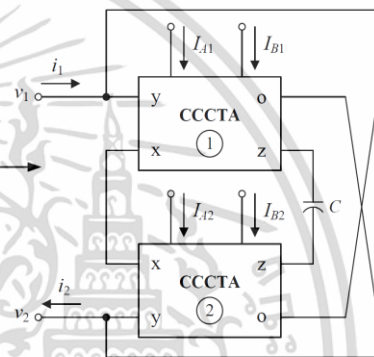


Figure 3. Proposed resistorless inductance simulator.

III. PROPOSED FLOATING INDUCTANCE SIMULATOR

Fig.3 represents the lossless floating inductance simulator circuit consisting of two CCCTAs and one capacitor. Assuming the circuit is working at frequencies much less than $1/R_x C$ ($\omega \ll 1/R_x C$), where R_x is the parasitic resistance at z-terminal, and taking $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, the input impedance of the simulator is obtained as :

$$Z_{in} = sL_{eq} \cong \frac{s(R_{x1} + R_{x2})C}{g_m} \quad (4)$$

where R_{xi} is the parasitic resistance R_x of the i -th CCCTA ($i = 1, 2$). It is evident from eq.(4) that the realized equivalent inductance value is found to be :

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_{eq} = \frac{(R_{x1} + R_{x2})C}{g_m} \quad (5)$$

Obviously, the value of L_{eq} is electronically controllable by adjusting R_x and/or g_m . Additionally, if $v_2 = 0$, a grounded inductance simulator can also be realized from the configuration of Fig.3.

IV. CIRCUIT SIMULATIONS AND APPLICATION

To verify the performance of the derived inductance simulator of Fig.3, the circuit has been simulated with PSPICE using standard 0.35- μm BiCMOS process parameters. The circuit was biased with $\pm 1\text{V}$ supply voltages. The transistor aspect ratios (W/L in $\mu\text{m}/\mu\text{m}$) were chosen as : 7/0.7 and 8.5/0.7 for all the PMOS and NMOS transistors respectively.

The proposed circuit of Fig.3 was simulated and compared with the ideal inductor. For this purpose, the following component values were taken as : $R_{x1} = R_{x2} = 2.6 \text{ k}\Omega$ ($I_{A1} = I_{A2} \cong 20 \mu\text{A}$), $g_{m1} = g_{m2} = 0.96 \text{ mA/V}$ ($I_{B1} = I_{B2} \cong 50 \mu\text{A}$) and $C = 50 \text{ pF}$, which results in $L_{eq} \cong 0.27 \text{ mH}$. The simulated typical voltage and current waveforms of the floating inductance simulator circuit of Fig.3 when a 1-MHz sinusoidal signal is applied are shown in Fig.4. From the results, it can be measured that the phase shift between the current and voltage is about 93° , which is in close correspondence with the expected value equal to 90° .

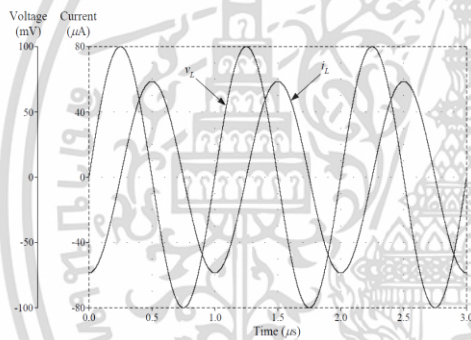


Figure 4. Simulated voltage and current waveforms for the floating inductance simulator of Fig.3.

Also, the frequency-dependent impedance of the simulator is shown in Fig.5. It may be noted that the simulator operates correctly along the frequency range 20 kHz to 4 MHz. Fig.6 also shows the frequency characteristics of the inductance simulator for three different values of R_x , where $R_x = R_{x1} = R_{x2}$ ($I_{A1} = I_{A2}$). The simulations were performed by varying $R_x = 5.2 \text{ k}\Omega$ ($I_A \cong 10 \mu\text{A}$), $R_x = 2.6 \text{ k}\Omega$ ($I_A \cong 20 \mu\text{A}$), and $R_x = 1.04 \text{ k}\Omega$ ($I_A \cong 50 \mu\text{A}$), to obtain $L_{eq} \cong 0.54 \text{ mH}$, 0.27 mH , and 0.108 mH , respectively.

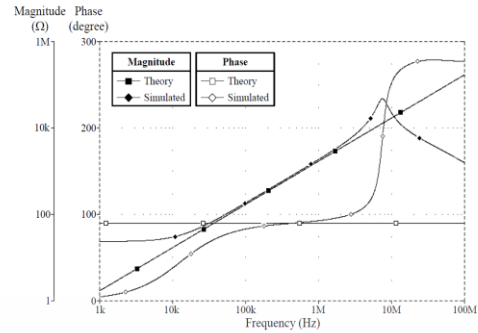


Figure 5. Theory and simulated frequency responses of the floating inductance simulator in Fig.3.

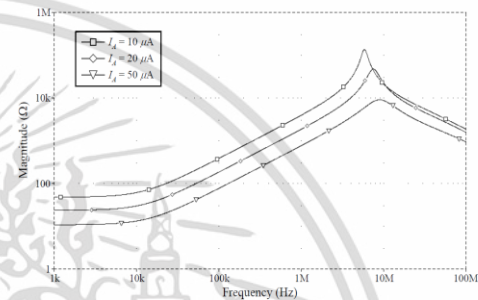


Figure 6. Simulated frequency responses of the floating inductance simulator in Fig.3 by varying I_A .

To demonstrate an application of the proposed floating inductor of Fig.3, it is employed in the RLC bandpass filter shown in Fig.7. The floating inductor circuit of Fig.3 is realized using the following component values : $C = 1 \text{ nF}$, $R_{x1} = R_{x2} = 6.6 \text{ k}\Omega$, $g_m = g_{m1} = g_{m2} = 0.96 \text{ mA/V}$, which results in $L_{eq} = 13.74 \text{ mH}$. Fig.8 shows the frequency responses of the bandpass filter of Fig.7, which appears that the ideal and simulated magnitude and phase responses are in good agreement for a set of selected values over several decades.

Furthermore, to demonstrate the electronic controllability of the proposed floating inductor, the value of L_{eq} in Fig.7 was changed to 13.74 mH, 3.43 mH and 1.52 mH, by adjusting the transconductance gain g_m to be 0.96 mA/V, 3.85 mA/V and 8.68 mA/V, respectively. This tuning leads to obtain the center frequency $f_c = \omega/2\pi \cong 91.5 \text{ kHz}$, 183.2 kHz and 275.2 kHz, respectively. The simulated magnitude responses of the bandpass filter in Fig.7 with electronically variable L_{eq} are depicted in Fig.9. From the results, the corresponding f_c are obtained as : 95.6 kHz, 181.3 kHz and 267.4 kHz, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

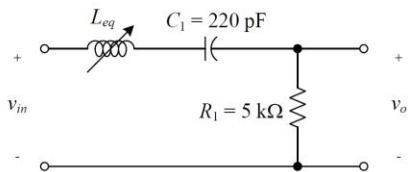


Figure 7. RLC bandpass filter.

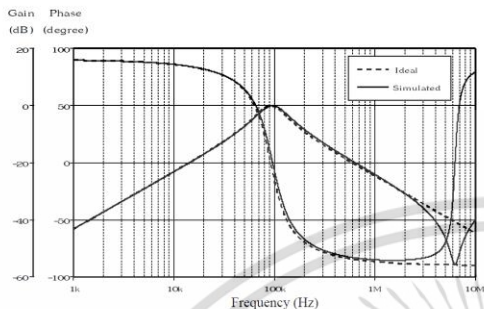


Figure 8. Simulated gain and phase responses of RLC bandpass filter.

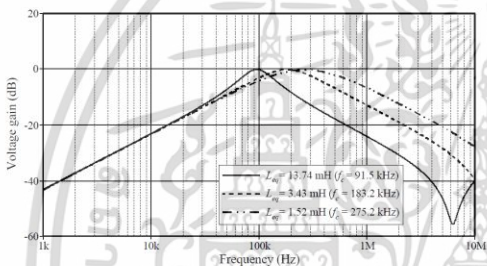


Figure 9. Simulated magnitude responses of Fig.7

V. CONCLUSION

This work presents the resistorless floating inductance simulator circuit with electronically tunable feature based on using only two CCCTAs and one external capacitor. The equivalent inductance of the presented simulator can be adjusted electronically by changing bias currents of the CCCTAs. PSPICE simulation results verify that the performances of the proposed circuit and its application are in good agreement with the prediction of the analysis performed.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

REFERENCES

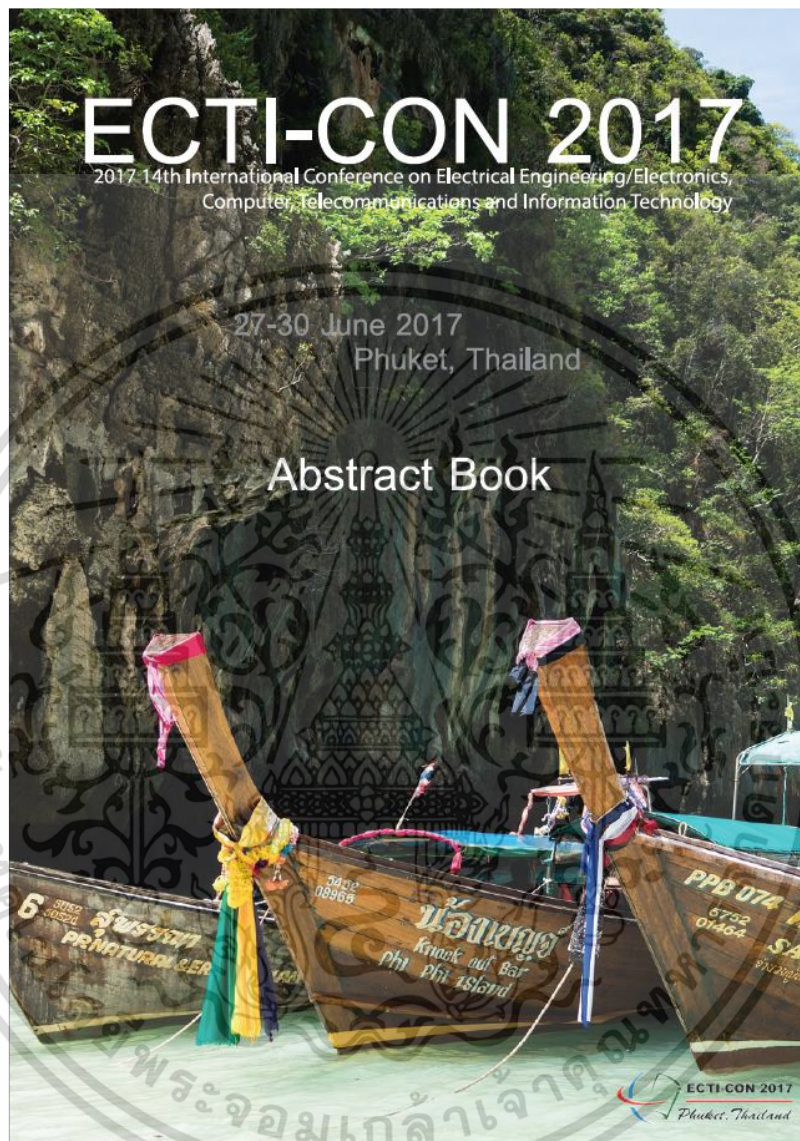
- [1] C. Psychalinos and A. Spanidou, "Current amplifier-based grounded and floating inductance simulators". *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 60, pp. 168-171, 2006.
- [2] E. Yuce, "Inductor implementation using a canonical number of active and passive elements", *Int. J. Electron.*, vol.94, no.4, pp.317-326, 2007.
- [3] E. Yuce, "On the implementation of the floating simulators employing a single active element", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.61, no.7, pp.453-458, 2007.
- [4] M. Sagbas, U. E. Ayten, H. Sedef and M. Koksak, "Electronically tunable floating inductance simulator", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.63, pp.423-4278, 2009
- [5] E. Yuce, S. Minaei, "Novel floating simulated inductors with wider operating-frequency ranges", *Microelectron. J.*, vol.40, pp.928-938, 2009.
- [6] D. Prasad, D. R. Bhaskar, and A. K. Singh, "New grounded and floating simulated inductance circuits using current differencing transconductance amplifiers", *Radioengineering*, vol.19, no.1, pp.194-198, 2010.
- [7] E. Yuce, "A novel floating simulation topology composed of only grounded passive elements", *Int. J. Electron.*, vol.97, no.3, pp.249-262, 2010.
- [8] M. A. Ibrahim, S. Minaei, E. Yuce, N. Herencesar and J. Koton, "Lossy/lossless floating/grounded inductance simulation using one DDCC". *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp.3-10, 2012.
- [9] U. E. Ayten, M. Sagbas, N. Herencesar and J. Koton, "Novel general element simulators using CBTA", *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp.11-19, 2012.
- [10] W. Tangsrirat, "Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization", *The Scientific World Journal*, vol. 2014, Article ID 423979, 7 pages, July 2014, <http://dx.doi.org/10.1155/2014/423979>.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Proceedings of the 14th International Conference on Electrical
Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and
Information Technology (ECTI-CON 2017)

27-30 June 2017, Phuket, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Single-Input Three-Output Current-Mode Multifunction Filter Using Single CCCTA

Jakrawat Budboonchu
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
jakrawatb@gmail.com

Worapong Tangsrirat
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
worapong.ta@kmitl.ac.th

Abstract—This work presents the circuit configuration for realizing a canonical current-mode multifunction biquad filter with single input and three outputs (SITO) is introduced. The presented filter uses a single current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA) and only two grounded capacitors, without using external passive resistors. It is capable of generating the three standard biquadratic filtering functions, i.e. lowpass, bandpass and highpass current responses simultaneously, without changing circuit configuration. The proposed filter can also be tuned electronically by external bias currents of the CCCTA. The circuit is analyzed for the non-idealities of the used CCCTA and possesses attractive low sensitivity performance. PSPICE simulation results are found to be in good agreement with the theoretical analysis.

Keywords- Current-Controlled Conveyor Transconductance Amplifier (CCCTA); universal filter; resistorless circuits; current-mode circuits.

I. INTRODUCTION

The realizations of simultaneous multifunction filter are an important class of signal processing circuits and solutions with applications in the touch-tone telephone tone decoder, the phase-locked-loop FM stereo demodulator, and the crossover network employed in a three-way high-fidelity loudspeaker [1]. For example, the crossover network contains all the three standard biquadratic filter functions, i.e. the lowpass filter (LP), the bandpass filter (BP) and the highpass filter (HP) [2]. With increasing emphasis on the current-mode multifunction biquadratic filters with a single input and three outputs [3]-[11], they still used at least two active components for their realizations. In the circuit design, it is important to keep the number of active components at the minimum for low power consumption and manufacturing cost.

In 2005, an alternative new active building block so-called current conveyor transconductance amplifier (CCTA) [12] was introduced to emerge as a flexible and versatile active building block for the synthesis of analog signal processing circuits, especially in current-mode operation. Accordingly, various interesting applications employing CCTAs as the major active elements were developed in the technical literature, particularly in the areas of active filters and oscillators [12]-[14]. Recently, the current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA) which is a slight modification of the CCTA, has been developed [15]. In the CCCTA structure, the parasitic

resistance looking into the x-terminal (R_x) is used to advantage in current-controlled circuit parameter, because it is easily adjusted by an external biasing current. The advantage of this feature provides the realization of several electronically tunable circuits without needing any external passive resistors, which is especially preferable to monolithic circuit implementation [15]-[18].

This work describes the current-mode multifunction filter with single input and three outputs. The presented circuit is constructed with a single CCCTA and two grounded capacitors, which is resistorless structure. The proposed circuit can simultaneously realize all the three standard types of biquadratic filter functions, i.e. lowpass (LP), bandpass (BP), and highpass (HP) current responses, without modifying the configuration. It also permits orthogonal electronic adjustment of the natural angular frequency (ω) and the bandwidth (BW) with externally applied bias currents of the CCCTA. Tracking error analysis along with performance verifications by PSPICE simulations have been included.

II. DESCRIPTION OF CURRENT-CONTROLLED CONVEYOR TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (CCCTA)

Fig.1 shows the electrical symbol and equivalent circuit of the CCCTA. As can be seen, the CCCTA has two input terminals namely y and x, and two output terminals namely z and o. The x-terminal has a parasitic serial resistance (R_x), where its value usually depends on an external supplied current. The y-terminal is the high-input impedance terminal, while the z and o-terminals are two types of high-output impedance terminals. Ideally, the CCCTA can realize simply by the cascade connection of second generation current-controlled conveyor (CCCII) and multi-output operational transconductance amplifier. From above described property of the CCCTA, its operation can be expressed by the following matrix :

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where R_x and g_m are the finite parasitic resistance looking into the x-terminal, and the transconductance gain of the CCCTA,

This work was supported in part by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

respectively. Here, R_x and g_m depend on the external DC bias currents I_A and I_B , respectively.

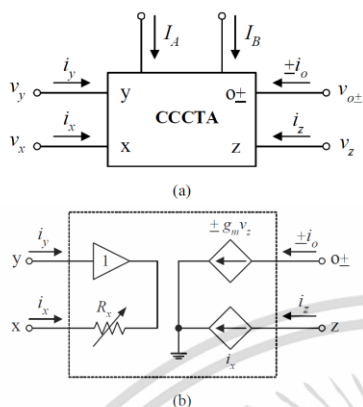


Figure 1. The CCCTA.

(a) electrical symbol (b) equivalent circuit.

III. PROPOSED SITO CURRENT-MODE FILTER

In Fig.2, a simple filter implementation, which is single-input three-output (SITO) configuration, using a single CCCTA and only two grounded capacitors is presented. Routine circuit analysis shows that this configuration has the highpass (HP), bandpass (BP) and lowpass (LP) current transfer functions as:

$$HP = \frac{I_{HP}(s)}{I_m(s)} = \frac{s^2}{D(s)}, \tag{2}$$

$$BP = \frac{I_{BP}(s)}{I_m(s)} = \frac{\left(\frac{s}{R_x C_1}\right)}{D(s)}, \tag{3}$$

and
$$LP = \frac{I_{LP}(s)}{I_m(s)} = \frac{\left(\frac{g_m}{R_x C_1 C_2}\right)}{D(s)}, \tag{4}$$

where
$$D(s) = s^2 + \frac{s}{R_x C_1} + \frac{g_m}{R_x C_1 C_2}, \tag{5}$$

The natural angular frequency (ω_o) and bandwidth (BW) of the proposed filter are given by respectively :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_m}{R_x C_1 C_2}}, \tag{6}$$

and
$$BW = \frac{1}{R_x C_1}. \tag{7}$$

It can be observed that we can tune the values of the filter parameters ω_o and BW by controlling g_m and/or R_x .

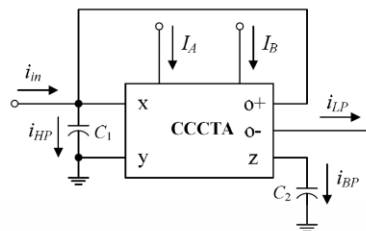


Figure 2. Proposed single CCCTA-based SITO current-mode filter.

IV. TRACKING ERROR ANALYSIS AND SENSITIVITY STUDY

In this section, the effect of the non-idealities of the CCCTA on the filter performance is considered. In case of the non-ideal characteristic condition, the port relations of the CCCTA given in eq.(1) can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix} \tag{8}$$

where α denotes the current tracking error from x-terminal to z-terminal and β represents the transconductance inaccuracy from z-terminal to o-terminal. Thus, taking the non-idealities of the CCCTA described in eq.(8) into account, the parameters ω_o and BW for the proposed universal filter in Fig.2 are modified as:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2}}, \tag{9}$$

and
$$BW = \frac{1}{R_x C_1}. \tag{10}$$

The sensitivity analysis shows that the sensitivity of the parameters ω_o and BW with respect to the various active and passive components are obtained as:

$$S_{\alpha}^{\omega_o} = S_{\beta}^{\omega_o} = S_{g_m}^{\omega_o} = \frac{1}{2}, \tag{11}$$

$$S_{R_x}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, \tag{12}$$

and
$$S_{R_x}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1. \tag{13}$$

From the above calculations, it is observed that all the sensitivities are within unity in absolute value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. SIMULATION RESULTS AND PERFORMANCE DISCUSSIONS

The proposed SITO current-mode universal filter in Fig.2 has been simulated with PSPICE using 0.18- μm IBM BiCMOS real process parameters. The CCCTA used in simulations is given in Fig.3 with $\pm 0.9\text{V}$ supply voltages [18]. The circuit mainly consists of second-generation current-controlled conveyor (CCCII) (Q_1 - Q_2 and M_1 - M_{10}) and transconductance amplifier (Q_3 - Q_4 , M_4 - M_5 and Q_5 - Q_6 , M_6 - M_7). The transistor aspect ratios (W/L in $\mu\text{m}/\mu\text{m}$) were chosen as: 5/0.5 for all the transistors. From this structure, the serial parasitic resistance at the terminal x (R_x), which is controllable electronically by the bias current I_A , is equal to:

$$R_x \cong \frac{2V_T}{I_A} \quad (14)$$

In the same way, the small-signal transconductance gain (g_m) obtained from the transconductor Q_3 - Q_4 (Q_5 - Q_6) is expressed as:

$$g_m = \frac{i_o}{v_z} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (15)$$

From above relation, we see that the g_m -value can be controlled electronically and linearly by changing the I_B value.

The SITO resistorless current-mode universal filter of Fig.2 was simulated. The active and passive component values have been chosen as: $R_x = 1 \text{ k}\Omega$ ($I_A = 52 \mu\text{A}$), $g_m = 0.5 \text{ mA/V}$ ($I_B = 26 \mu\text{A}$) and $C_1 = C_2 = 50 \text{ pF}$, to obtain the filter responses with $f_o = \omega_b/2\pi \cong 2.21 \text{ MHz}$. The theory and simulated frequency characteristics for HP, BP and LP are shown in Figs.4-6. The f_o as measured from simulations is approximately 2.1 MHz, which is 4.98% in error with the theoretical value. The total power dissipation was found to be 0.34mW. The typical input and output waveforms of the BP filter at the frequency of $f = 2.21 \text{ MHz}$ is plotted in Fig.7. In addition, the total harmonic

distortion (THD) variation on the bandpass output response for varying input current amplitude at $f_o = 2.21 \text{ MHz}$ was investigated, and the simulation results are shown in Fig.8.

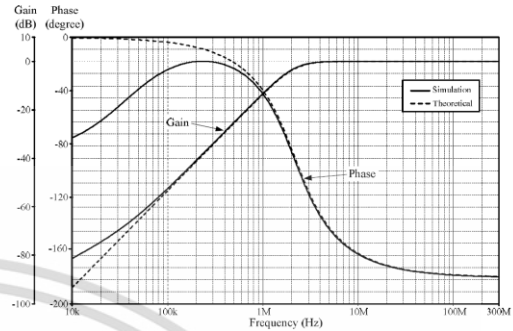


Figure 4. Simulated frequency characteristics for HP filter of Fig.2.

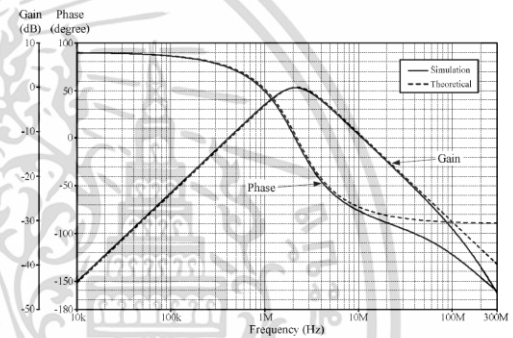


Figure 5. Simulated frequency characteristics for BP filter of Fig.2.

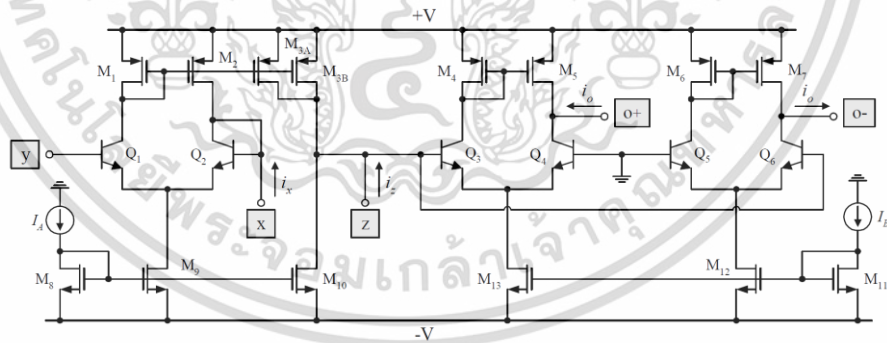


Figure 3. BiCMOS CCCTA used in simulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

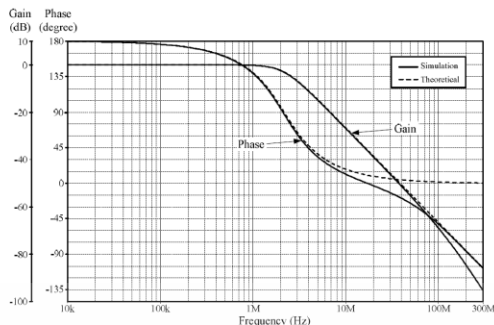


Figure 6. Simulated frequency characteristics for LP filter of Fig.2.

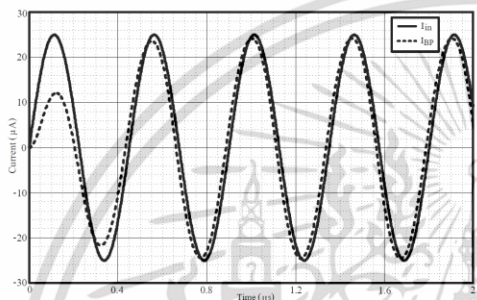


Figure 7. Simulated time-domain responses of the BP filter at $f = 2.21$ MHz.

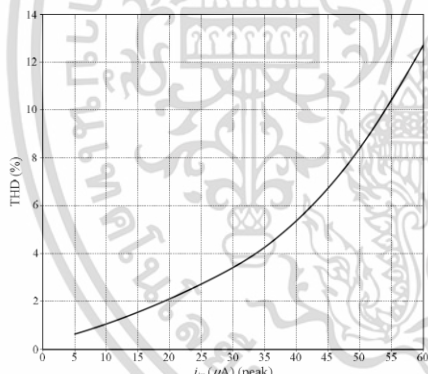


Figure 8. THD values of BP response as a function of input current amplitude.

VI. CONCLUSIONS

This paper presents a canonical single-input three-output current-mode multifunction filter. The filter is based on a single CCCTA along with two grounded capacitors, and it can simultaneously realize lowpass, bandpass and highpass current responses from the same circuit configuration. The f_o can be made tunable electronically by using external bias currents of

the CCCTA. PSPICE simulations using 0.18- μ m IBM BiCMOS parameters support the validity of the proposed circuit.

ACKNOWLEDGMENT

This research was supported by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

REFERENCES

- [1] L. D. Paarmann, "Design and analysis of analog filter", *A Signal Processing Perspective*, Norwell, MA, Kluwer, 2001.
- [2] J. W. Horng, "Voltage-mode multifunction biquadratic filter employing single DVCC". *Int. J. Electron.*, vol.99, no.2, pp. 153-162, 2012.
- [3] S. Ozoguz, A. Toker, O. Cicekoglul, "New current-mode universal filters using only four (CCII+)'s". *Microelectron. J.*, vol. 30, pp.255-258, 1999.
- [4] S. Minaei, S. Turkoz, "New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs". *Int. J. Electron.*, vol. 88, no.3, pp.333-337, 2001.
- [5] O. Cicekoglul, N. Tarim, H. Kuntman, "Wide dynamic range high output impedance current-mode multifunction filters with dual-output current conveyors". *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.56, no.1, pp.55-60, 2002.
- [6] S. Minaei, S. Turkoz, "Current-mode electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors". *ETRI J.*, vol. 26, no.4, pp.292-296, 2004.
- [7] S. Minaei, E. Yuce, "Universal current-mode active-C filters employing only plus-type current controlled conveyors". *Frequenz*, vol. 60, no. 7-8, pp.134-137, 2006.
- [8] A. U. Keskin, U. Cam, "Insensitive high-output impedance minimum configuration SITO-type current-mode biquad using dual-output current conveyors and grounded passive components". *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 61, no.5, pp.341-344, 2007.
- [9] E. Yuce, A. Kircaay, S. Tokat, "Universal resistorless current-mode filters employing CCCTAs". *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, vol. 36, pp.739-755, 2008.
- [10] E. Yuce, S. Minaei, "Universal current-mode filters and parasitic impedance effects on the filter performans". *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, vol. 36, no.2, pp.161-171, 2008.
- [11] E. Yuce, "Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCTAs and grounded capacitors". *Microelectron. J.*, vol. 40, pp.1719-1725, 2009.
- [12] R. Prokop, V. Musil, "New modern circuit block CCTA and some its applications". *Proc. The Fourteenth Int. Scientific and Applied Science Conf. Electron. (ET-2005)*, Book 5, Sofia: TU Sofia, pp. 93-98, 2005.
- [13] A. Lahiri, "Explicit-current-output quadrature using second-generation current conveyor transconductance amplifier". *Radioengineering*, vol.18, no.4, pp.522-526, 2009.
- [14] R. Sotner, J. Jerabek, R. Prokop, K. Vrba, "Current gain controlled CCTA and its application in quadrature oscillator and direct frequency modulator". *Radioengineering*, vol.20, no.1, pp.317-326, 2011.
- [15] M. Siriprunchyanun, W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCCTA): a building block for analog signal processing". *Electrical Eng.*, vol. 90, no. 6, pp. 443-453, 2008.
- [16] W. Jaikla, A. Noppakarn, S. Lawanwisut, "New gain controllable resistor-less current-mode first order allpass filter and its application". *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp.312-316, 2012.
- [17] W. Tangsrirat, O. Chamumsin, T. Pukkalanun, "Single-current-controlled sinusoidal oscillator with current and voltage outputs using single current-controlled conveyor transconductance amplifier and grounded passive elements". *Rev. Roum. Sci. Techn.*, vol.60, no.2, pp.175-184, 2015.
- [18] W. Tangsrirat, "Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization". *The Scientific World Journal*, vol. 2014, Article ID 423979, 7 pages, 2014, <http://dx.doi.org/10.1155/2014/423979>.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Proceedings of the 9th International Conference on Information
Technology and Electrical Engineering (ICTEE 2017)

12-23 October 2017, Phuket, Thailand



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICITEE 2017

The 9th International Conference on
Information Technology and Electrical Engineering

CONFERENCE PROCEEDINGS

“SYNERGISTIC TECHNOLOGIES FOR THE FUTURE”

Centara Grand Beach Resort Phuket, Thailand,
12-13 October 2017



Organized by
Faculty of Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, THAILAND



Co-organized by
Department of Electrical Engineering and Information Technology
Universitas Gadjah Mada, INDONESIA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Three-Input Single-Output Current-Mode Universal Filter Using Single CCCTA

Jakrawat Budboonchu

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
jakrawatb@gmail.com

Worapong Tangsrirat

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
worapong.ta@kmitl.ac.th

Abstract— The circuit topology for the realization of a low-component count current-mode universal biquadratic filter with three inputs and single outputs (TISO) is described. The described structure employs a single current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA), and only two grounded capacitors, without needing any external passive resistors. By properly selecting the relevant input signal, the circuit is capable of generating the five standard biquadratic filtering functions, i.e. lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass current responses. The proposed filter can also be electronically tuned by external bias currents of the CCCTA. The circuit is analyzed for the non-idealities of the used CCCTA and possesses attractive low sensitivity performance. Simulation results are found to be in good agreement with the theoretical analysis.

Keywords— Current-Controlled Conveyor Transconductance Amplifier (CCCTA); universal filter; current-mode circuit.

I. INTRODUCTION

In recent years, a newly reported active building block, which is called a current-controlled conveyor transconductance amplifier (CCCTA), has received much attention [1]. Several realizations of active filter based on CCCTA have been developed in the literature [1]-[4]. They have also been demonstrated that the CCCTA is a versatile active building block for communication systems and analog signal processing applications. Despite the current-mode filter with multi-input and single-output terminals are now available [5]-[10], their structures suffer from the excessive use of numbers of active and passive components, and the lack of electronic adjustability. From the point of ease of IC fabrication process, it is preferable to realize the active filters by utilizing a minimum number of active and passive components.

In this paper, a low-component count current-mode universal biquadratic filter with three inputs and single output (TISO) is introduced. The proposed filter requires only one CCCTA and two grounded capacitors and provides electronically tunable filter, which is especially interested from the IC fabrication point of view. By proper choosing the input signals, the circuit can realize all the standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), from the same circuit configuration. The natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) can be electronically tuned through adjusting the bias currents of the CCCTA. All the incremental

parameter sensitivities are low. The performance of the proposed circuit has been simulated with PSPICE utilizing 0.18- μm IBM BiCMOS real process parameters to verify the theoretical analysis.

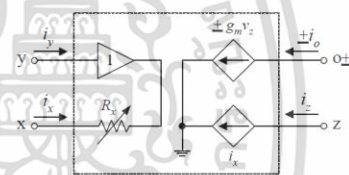
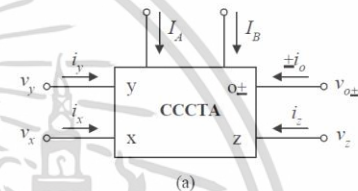


Fig.1 CCCTA

(a) electrical symbol (b) its behavior model

II. CURRENT-CONTROLLED CONVEYOR TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (CCCTA)

Fig.1 shows the electrical symbol and behavior model of the CCCTA. As can be seen, the CCCTA has two input terminals namely y and x, and three output terminals namely z, o+ and o-. The terminal x has a parasitic serial resistance (R_x), where its value usually depends on an external DC bias current. The terminal y is the high-input impedance terminal, as the terminals z and o± are two types of high-output impedance terminals. Ideally, the CCCTA can simply realize by the cascade connection of second generation current-controlled conveyor (CCCII) and dual-output operational transconductance amplifier. From above described property of the CCCTA, its operation can be clearly indicated by the following matrix :

This work was supported in part by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where R_x and g_m are the finite parasitic resistance looking into the x-terminal, and the transconductance gain of the CCCTA, respectively. Here, R_x and g_m depend on the external DC bias currents I_A and I_B , respectively.

The schematic realization of the CCCTA based on BiCMOS technology is shown in Fig.2 [4]. It is mainly composed of second-generation current-controlled conveyor (CCCII) and transconductance amplifier. It is designed by combining bipolar and CMOS technologies in order to utilize the main advantages of each technology, i.e., higher transconductance, higher frequency, low power consumption, and small silicon area. All of the transistors Q_1 - Q_2 , Q_3 - Q_4 and Q_5 - Q_6 , which are assumed to be well matched, act as transconductance amplifiers to convert the voltage signal to the current signal. The current mirroring has been achieved by simple current mirror circuits (M_1 - M_2), (M_4 - M_5), (M_6 - M_7), (M_8 - M_{10}) and (M_{11} - M_{13}). When the y-terminal is grounded, the parasitic serial resistance at the terminal x (R_x) of the CCCTA can be derived as :

$$R_x \cong \frac{2V_T}{I_A} \quad (2)$$

Similarly, the effective small-signal transconductance gain (g_m) of the CCCTA derived from the transconductor Q_3 - Q_4 (Q_5 - Q_6) can be given by :

$$g_m = \frac{i_o}{v_z} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3)$$

As indicated in (2) and (3), the values R_x and g_m can be electronically tuned by changing I_A and I_B , respectively.

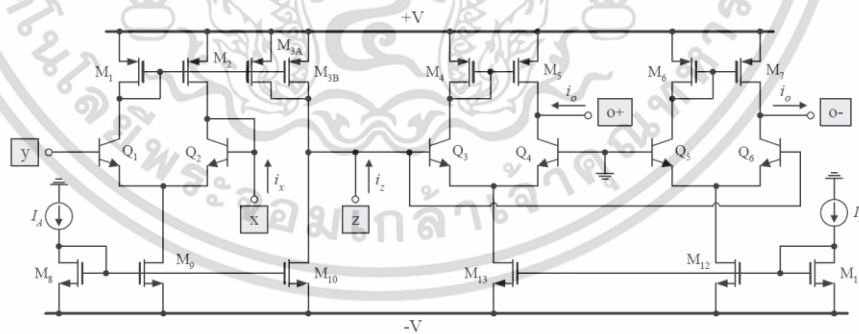


Fig.2 Internal structure of CCCTA used in this work.

III. PROPOSED TISO CURRENT-MODE BIQUADRATIC FILTER

Fig.3 shows the proposed filter implementation, which is three-input single-output (TISO) configuration, using a single CCCTA and only two grounded capacitors. By properly injecting the relevant input signal currents, the single output current function realized by this configuration is found to be:

$$I_{out}(s) = \frac{D(s)I_{i3} - (sC_1R_x + 1)g_mI_{i2} + g_mI_{i1}}{D(s)} \quad (4)$$

$$\text{where } D(s) = s^2R_xC_1C_2 + sC_2 + g_m \quad (5)$$

From above expressions, it can summarize that :

- 1) The LP response is obtained with $I_m = I_{i1}$ (an input current signal), and $I_{i2} = I_{i3} = 0$;
- 2) The BP response is obtained with $I_m = I_{i1} = I_{i2}$, and $I_{i3} = 0$;
- 3) The HP response is obtained with $I_m = I_{i2} = I_{i3}$, $I_{i1} = 0$, and $C_2 = g_mR_xC_1$;
- 4) The BS (bandstop) response is obtained with $I_m = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$, and $C_2 = g_mR_xC_1$;
- 5) The AP (allpass) response is obtained with $I_m = I_{i1} = I_{i2} = I_{i3}$, and $C_2 = 2g_mR_xC_1$;

Clearly, the configuration of Fig.3 can be used as a three-input single-output current-mode universal filter that can realize all the five standard types of the biquad filter functions.

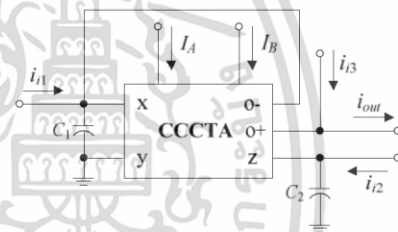


Fig.3 Proposed TISO current-mode biquadratic filter using a single CCCTA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Also from (4) and (5), the natural angular frequency (ω_o) and the quality factor (Q) of the universal filter are given by

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (6)$$

and

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (7)$$

Eqs.(6)-(7) indicate that the values of the important filter parameters can be adjusted by controlling g_m , and also show that the parameters ω_o and Q for all the filter responses are independent. However, the non-interactive filter parameter control can be suggested as follows. For the fix-valued capacitors, the ω_o can be adjusted arbitrarily without disturbing Q by simultaneously changing g_m and R_x and keeping the product $g_m R_x$ constant. On the other hand, the parameter Q can be tuned without disturbing ω_o by simultaneously increasing g_m and R_x and keeping g_m/R_x constant.

IV. NON-IDEAL PERFORMANCE ANALYSIS

This section considers the effect of the CCCTA non-ideality on the filter performance. In case of the non-ideal CCCTA performance, the terminal characteristics described in (1) can be rewritten as :

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \\ i_{o\pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \\ v_z \\ v_{o\pm} \end{bmatrix} \quad (8)$$

where α denotes the current tracking error from terminal x to terminal z, and β represents the transconductance inaccuracy from terminal z to terminal o. Hence, taking into account the non-idealities of the CCCTA described in (8), the filter parameters ω_o and Q for this case are modified as:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha \beta g_m}{R_x C_1 C_2}} \quad (9)$$

and

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha \beta g_m R_x C_1}{C_2}} \quad (10)$$

From (9) and (10), the sensitivities of ω_o and Q with respect to various active and passive components are calculated. It is clear that all of the parameter sensitivities are equal to 0.5 in magnitude.

V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

The performance of the proposed current-mode universal filter given in Fig.3 has been evaluated by PSPICE simulation based on using 0.18- μm IBM BiCMOS real process parameters. In simulations, the CCCTA given in Fig.2 has been performed with ± 1 V supply voltages. The transistor aspect ratios (W/L in $\mu\text{m}/\mu\text{m}$) were chosen as : 5/0.5 for all the transistors.

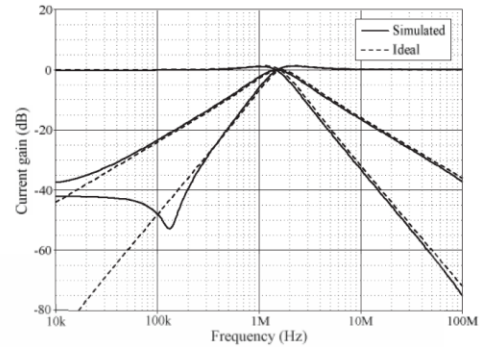


Fig.4 Ideal and simulated frequency responses for LP, BP and HP filters of Fig.3.

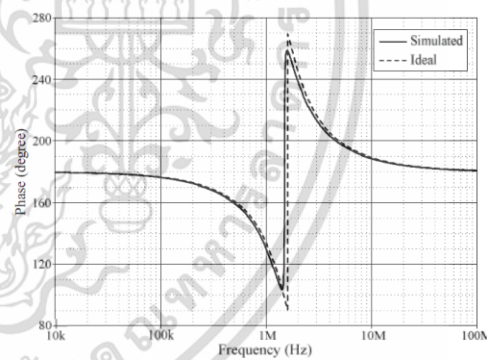
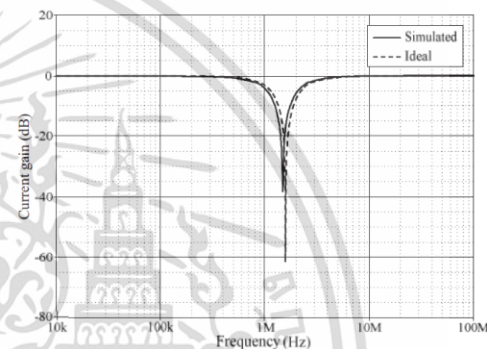


Fig.5 Ideal and simulated frequency responses for BS filter of Fig.3. (a) gain characteristics (b) phase characteristics.

As an example, the proposed filter of Fig.3 is designed to obtain filter responses with $f_o = \omega_o/2\pi \cong 1.60$ MHz and $Q = 1$. The circuit components were chosen as : $R_x = 1$ k Ω ($I_A = 52$ μA), $g_m = 1$ mA/V ($I_B = 52$ μA), and $C_1 = C_2 = 100$ pF. From simulation result, the total power dissipation of approximately 515 μW is obtained, which is a low value. The simulated frequency responses for LP, BP, HP, BS and AP filters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

comparing with the ideal ones are shown in Fig.4-6, respectively. From the results, the corresponding f_o of 1.51 MHz is observed. As expected, there is a close agreement between ideal and simulation. With the same designed component values, Fig.7 shows the simulated transient responses for the input current (i_{in}) and the output current (i_{out}) of the BP filter, in which a 1.60-MHz sinusoidal input current signal with amplitude of 20 μA (peak) is applied to the filter.

In order to investigate the large signal performance of the proposed filter in Fig.3, the dependence of the total harmonic distortion (THD) at BP output upon the input signal level at 1.60 MHz has been observed. Fig.8 illustrates the THD variation result. The plot indicates that the THD value remains reasonable levels (THD < 2%) if the peak input current level is lower than 20 μA .

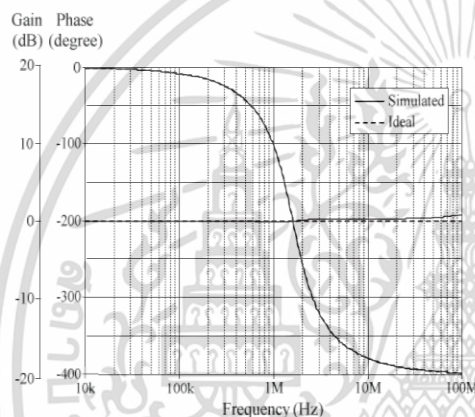


Fig.6 Ideal and simulated frequency responses for AP filter of Fig.3.

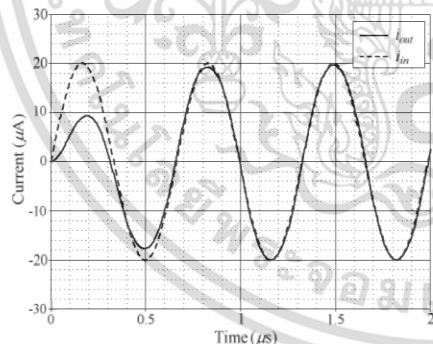


Fig.7 Time-domain responses of i_{in} and i_{out} for the BP filter at 1.60 MHz.

VI. CONCLUSIONS

In this work, a compact three-input single-output current-mode universal biquadratic filter is presented. The proposed filter is based on the use of a single CCCTA and only two grounded capacitors, which is a resistorless structure and suitable for further integration. By properly setting the input current, the circuit can realize lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass current responses from the same circuit topology. It also exhibits electronic controllability of both ω_0 and Q through the bias current of the CCCTA. Both its active

and passive sensitivities are low. Computer simulations with PSPICE based on 0.18- μm IBM BiCMOS real process parameters confirm the workability of the proposed circuit.

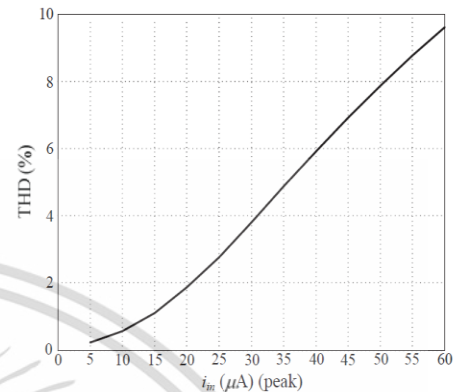


Fig.8 THD variation of the BP response versus an input signal amplitude.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

REFERENCES

- [1] M. Siriprunchyanun, W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCTA): a building block for analog processing", *Electrical Eng.*, vol.90, no. 6, pp. 443-453, 2008.
- [2] W. Jaikla, A. Noppakarn, S. Lawanwisut, "New gain controllable resistor-less current-mode first order allpass filter and its application", *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp.312-316, 2012.
- [3] W. Tangsrirat, O. Chamnumsin, T. Pukkalanun, "Single-current-controlled sinusoidal oscillator with current and voltage outputs using single current-controlled conveyor transconductance amplifier and grounded passive elements", *Rev. Roum. Sci. Techn.*, vol.60, no.2, pp.175-184, 2015.
- [4] W. Tangsrirat, "Simple BiCMOS CCCTA design and resistorless analog function realization", *The Scientific World Journal*, vol. 2014, Article ID 423979, 7 pages, 2014. <http://dx.doi.org/10.1155/2014/423979>.
- [5] A.Toker, S. Ozoguz, C. Acar, "Current-mode KHN-equivalent biquad using CDBAs", *Electron. Lett.*, vol.35, pp.1682-1683, 1999.
- [6] E. O. Gunes, A. Toker, and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum components using dual-output current conveyors", *Electron. Lett.*, vol.35, no.7, pp.524-525, 1999.
- [7] H. Y. Wang, C. T. Lee, "Versatile insensitive current-mode universal biquad implementation using current conveyors", *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog and Signal Processing*, vol.48, no.4, pp. 409-413, 2001.
- [8] S. Ozcan, O. Cicekoglu, H. Kuntman, "Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements employing single current conveyor", *Computer and Electrical Eng.*, vol.29, pp.45-53, 2003..
- [9] H. P. Chen, P. L. Chu, "Versatile universal electronically tunable current-mode filter CCCIs", *IEICE Electronics Express*, vol.6, pp.122-128, 2009.
- [10] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.61, pp.127-131, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายจักรวัฒน์ บุตรบุญชู

วัน-เดือน-ปีเกิด เกิดวันที่ 13 กันยายน พ.ศ. 2514

ที่อยู่ บ้านเลขที่ 242/47 ถนนประชาสโมสร ตำบลในเมือง อำเภอเมืองขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น รหัสไปรษณีย์ 40000

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปีการศึกษา 2537
สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้