

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์โหมคกระแส
โดยใช้โอทีเอ

DESIGN OF CURRENT-MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTERS
USING OTAs

ปรัชญา มงคลไวย์
PRATYA MONGKOLWAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-080-026

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์โหมดกระแส
โดยใช้โอทีเอ

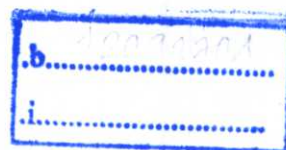
DESIGN OF CURRENT-MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTERS
USING OTAs



ปรัชญา มงคลไวย์

PRATYA MONGKOLWAI

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 95654
วัน,เดือน,ปี..... 27 พ.ค. 2552



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2552

KMITL-2009-EN-M-080-026

**DESIGN OF CURRENT-MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTERS
USING OTAs**

PRATYA MONGKOLWAI

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

KMITL-2009-EN-M-080-026

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์โหมมดกระแส โดยใช้โอทีเอ

Thesis Title Design of Current – Mode Biquadratic Universal Filters Using OTAs

นักศึกษา นายปรัชญา มงคลไวย์

รหัสประจำตัว 49060505

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วรงค์ ตั้งศรีรัตน์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-080-026

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย	วิรุจ	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสรีวงศ์	
รศ.ดร.ธีรศิลป์	ทุมวิภาต	
ดร.นพดล	มณีรัตน์	
รศ.ดร.วรงค์	ตั้งศรีรัตน์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันพุธที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2552 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRBANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์ โหมดกระแส โดยใช้โอทีเอ
นักศึกษา	นายปรัชญา มงคลไวย์
รหัสนักศึกษา	49060505
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกเอนกประสงค์ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรถอทีเอ (operational transconductance amplifier, OTA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งได้แบ่งการนำเสนอออกเป็นสองวงจรถัดนี้คือ วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรถอทีเอหลายเอาต์พุต (multiple-output OTA, MO-OTA) จำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สำหรับวงจรกรองสัญญาณแบบที่สองที่นำเสนอจะเป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อิสระ โดยใช้วงจรถอทีเอ สองเอาต์พุต (dual-output OTA, DO-OTA) จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว วงจรที่นำเสนอทั้งสองรูปแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย ทำให้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันจำกัดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยไม่ต้องใช้เงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนั้นการแปรค่า ω_0 และ Q ยังสามารถกระทำได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรถอทีเอ รวมทั้งยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ ผลการทำงานของวงจรถอทีเอแบบขึ้นได้ศึกษาและยืนยันด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ซึ่งสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	Design of Current-mode Biquadratic Universal Filters Using OTAs
Student	Mr. Pratyta Mongkolwai
Student ID	49060505
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsrirot

ABSTRACT

This thesis proposes a circuit technique to design and implement current-mode biquadratic universal filters with the employment of operational transconductance amplifiers (OTAs) as the major active components. The first proposed circuit configuration is the low-component-count current-mode universal filter with two inputs and two outputs using only two multiple-output OTAs (MO-OTAs) and two grounded capacitors. The second proposed circuit configuration is the current-mode universal filter with orthogonal $\omega_0 - Q$ tuning, which comprises only four dual-output OTAs (DO-OTAs) and two grounded capacitors. Both proposed circuits can simultaneously realize all the five standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), highpass (HP), bandpass (BP), and allpass (AP), without changing circuit topology. The natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) of the proposed filters can be tuned electronically by adjusting the external bias currents. No critical matching conditions are required and all the incremental parameter sensitivities are low. The performances of the circuits are studied and verified by using PSPICE simulation program and experimentally tested using commercially available IC CA3080 OTA.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการกรองสัญญาณ.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ.....	5
2.3 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก.....	10
2.4 สรุป.....	12
บทที่ 3 หลักการของวงจรโอทีเอ.....	13
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 การทำงานพื้นฐานของวงจรโอทีเอ.....	13
3.2.1 โอทีเอในทางอุดมคติ.....	13
3.2.2 วงจรโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	15
3.3 หลักการทำงานของวงจรโอทีเอ.....	16
3.3.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง.....	17
3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	19
3.4 วงจรโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต.....	27
3.5 สรุป.....	28

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้วงจร โอทีเอ.....	29
4.1 กล่าวนำ	29
4.2 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ	30
4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร โอทีเอ.....	32
4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	33
4.5 ผลการทดลองต่อวงจรจริง.....	36
4.6 สรุป	39
บทที่ 5 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงคโหมดกระแสที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อิสระ โดยใช้วงจร โอทีเอ.....	40
5.1 กล่าวนำ	40
5.2 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ	41
5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร โอทีเอ.....	43
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	46
5.5 ผลการทดลองต่อวงจรจริง.....	50
5.6 สรุป	55
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	56
6.1 บทสรุป.....	56
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	57
เอกสารอ้างอิง	58
ภาคผนวก.....	63
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก หลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้วงจร โอทีเอ.....	64
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเอนก ประสงคโหมดกระแส โดยใช้วงจร โอทีเอ.....	79
ภาคผนวก ค บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	98

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ประวัติผู้เขียน	114

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ระบบของวงจรกรองสัญญาณ5
2.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP.....7
2.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP8
2.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP8
2.5	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS9
2.6	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร AP9
3.1	(ก) สัญลักษณ์ของวงจร โอทีเอ 14
	(ข) วงจรสมมูลของวงจร โอทีเอในทางอุดมคติ..... 14
3.2	วงจรสมมูลของวงจร โอทีเอในทางปฏิบัติ 15
3.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร โอทีเอ..... 16
3.4	วงจรขยายสัญญาณผลต่าง 17
3.5	คุณสมบัติระหว่างแรงดันอินพุตผลต่าง กับกระแสคอลเลกเตอร์ของ วงจรขยายสัญญาณผลต่าง 18
3.6	สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส(ก)แบบบวก20
	สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส(ข)แบบลบ20
3.7	วงจรสะท้อนกระแส(ก)แบบพื้นฐาน20
	วงจรสะท้อนกระแส(ข)แบบวิลสัน20
3.8	หลักการทํางานพื้นฐานของวงจร โอทีเอ24
3.9	โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจร โอทีเอ25
3.10	(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำ กับกระแสไอส์ของวงจร โอทีเอ26
	(ข) ความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุต กับกระแสไบอัสของวงจร โอทีเอ26
3.11	สัญลักษณ์ของวงจร โอทีเอหลายเอาต์พุต.....27
3.12	โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจร โอทีเอหลายเอาต์พุต27
4.1	วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส30
4.2	ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP33
4.3	ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ HP34
4.4	ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP34
4.5	ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP.....	35
4.7 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส ในรูปที่ 4.1 โดยใช้ IC เบอร์ CA3080	
(ก) รายละเอียด	36
(ข) ภาพถ่ายจริง	36
4.8 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP.....	37
4.9 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP	38
4.10 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP.....	38
4.11 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS.....	39
5.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส แบบปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ	41
5.2 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP	46
5.3 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ HP.....	47
5.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP.....	47
5.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS.....	48
5.6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP.....	49
5.7 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า I_B	49
5.8 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า Q	50
5.9 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส ในรูปที่ 5.1 โดยใช้ IC เบอร์ CA3080	
(ก) รายละเอียดวงจร	50
(ข) ภาพถ่ายจริง	51
5.10 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP.....	52
5.11 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP	52
5.12 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS.....	53
5.13 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการแปรค่า I_B	54
5.14 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการแปรค่า Q	54
ก.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.1.....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส.....	65
ก.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส.....	65
ก.4 บล็อกไดอะแกรมแทนการทำงานของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอ	65
ก.5 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	72
ก.6 วงจรกรองสัญญาณ ไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาในกรณีไม่เป็นอุดมคติ	72
ก.7 วงจรกรองสัญญาณ ไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอ ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ เมื่อทำการชুবวงจรให้อยู่ในรูปของค่าแอดมิตแดนซ์.....	73
ก.8 ขั้วเอาต์พุต I_{O1} เมื่อพิจารณาโหลด Z_L	76
ข.1 วงจรกรองสัญญาณ ไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 5.1.....	79
ข.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส.....	80
ข.3 วงจรขยายกระแส.....	80
ข.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส.....	81
ข.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจขยายกระแส เมื่อ $K = g_{mB} / g_{mA}$	81
ข.6 บล็อกไดอะแกรมแทนการทำงานของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก หลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอในรูปแบบที่ ข.1	82
ข.7 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	88
ข.8 วงจรกรองสัญญาณ ไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาในกรณีไม่เป็นอุดมคติ	89
ข.9 วงจรกรองสัญญาณ ไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่นำเสนอ ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ เมื่อทำการชুবวงจรให้อยู่ในรูปของค่าแอดมิตแดนซ์.....	89
ข.10 ขั้วเอาต์พุต I_{O1} เมื่อพิจารณาโหลด Z_L	94

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

วงจรรองสัญญาณแบบไบควอดราติกนับเป็นวงจรที่มีความสำคัญอีกวงจรหนึ่งในระบบอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งในด้านการสื่อสาร และการประมวลผลสัญญาณ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีกลุ่มผู้วิจัยให้ความสนใจทำการนำเสนอแนวทางการวิจัยและพัฒนาสังเคราะห์ออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรโอทีเอ (operational transconductance amplifier, OTA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ด้วยเหตุที่ว่าวงจรโอทีเอ นั้นเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain, g_m) ได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้าง ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก โดยงานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอก่อนหน้านี้มีทั้งการออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรโอทีเอ ประกอบร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟชนิดอื่น เช่น ออปแอมป์ (operational amplifier, Op-Amp) [1-7] วงจรตามกระแส (current follower, CF) [8] และวงจรสายพานรุ่นที่สอง (current conveyor, CCII) [9-11] เป็นต้น อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรรองสัญญาณที่ได้กล่าวมานั้นยังมีข้อด้อย คือ มีความยุ่งยากและซับซ้อนในการสังเคราะห์วงจร เนื่องจากประกอบไปด้วยอุปกรณ์แอกทีฟต่างชนิดกัน ภายหลังจากงานวิจัยจึงได้มุ่งเน้นแนวทางการออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักเพียงอย่างเดียวขึ้นเพื่อลดปัญหาดังกล่าว โดยต่อทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก [12-30] แต่อย่างไรก็ดีพบว่ายังคงใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ ไม่เหมาะสมต่อการนำไปสังเคราะห์ เป็นวงจรรวม (integrated circuit, IC) [31]

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นนำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์ที่ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอ นั้นสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกรูปแบบ โดยมีความน่าสนใจที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย เพื่อลดพื้นที่ของวงจรและกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจร จึงทำให้เหมาะสมกับแนวทางการนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้การใช้อุปกรณ์แอกทีฟชนิดเดียวกันยังช่วยให้วงจรที่นำเสนอมีรูปแบบเรียบง่าย และสะดวกต่อการสังเคราะห์วงจรอีกด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ เพื่อนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร โอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็น 2 วงจรดังนี้ คือ

1) วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส แบบสองอินพุต สองเอาต์พุตซึ่งประกอบด้วยวงจร โอทีเอหลายเอาต์พุต (multiple-output operational transconductance amplifiers, MO-OTA) จำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [32]

2) วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกเอนกประสงค์โหมดกระแส แบบสองอินพุต สองเอาต์พุต ที่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ได้อย่างอิสระ ซึ่งประกอบด้วยวงจร โอทีเอสองเอาต์พุต (dual-output operational transconductance amplifiers, DO-OTA) จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [33]

โดยที่วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรมันสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) แบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้วงจรที่ได้นำเสนอยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจร โอทีเอ นอกจากนี้ยังมีค่าความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSPICE และต่อวงจรทดลองโดยใช้ ไอซีเบอร์ CA3080 มาสร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ปรากฏผลที่ได้เป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์

จากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสที่ใช้วงจร โอทีเอ ที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ [1-30] พบว่ายังมีข้อด้อย คือ การออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟต่างชนิดกัน รวมทั้งการใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก ซึ่งไม่เหมาะสมกับแนวทางการนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรวม ทั้งยังสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในวงจรมากขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณ

โหมคระแสที่ใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟซึ่งเป็นตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์เท่านั้น วงจรที่ได้นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มุ่งเน้นการใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อยกว่า และใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักเพียงชนิดเดียว อีกทั้งยังสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติก ได้ครบทุกแบบ โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้วงจรที่ได้นำเสนอยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ (ω_0) และ (Q) ได้ โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรโอทีเอ และมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก (3) ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปแต่ละบท

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงหลักการการทำงานพื้นฐาน และการวิเคราะห์โครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอ

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมคระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ ไอซีเบอร์ CA3080 มาสร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมคระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรโอทีเอสองเอาต์พุตที่ปรับค่า (ω_0) และ (Q) ได้อิสระ และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ ไอซีเบอร์ CA3080 มาสร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางเพื่อนำไปพัฒนาและวิจัยต่อไป

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมคระแส โดยใช้วงจรโอทีเอ

- ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเอนกประสงค์
โหมคกระแส โดยใช้วงจรโอทีเอ
- ภาคผนวก ค บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

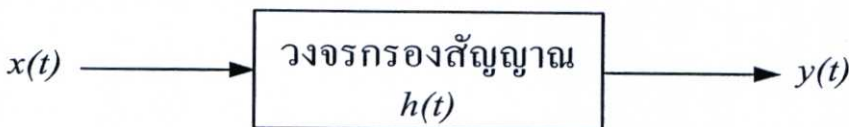
ทฤษฎีการกรองสัญญาณ

2.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณ (filter) เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญ ในงานที่ใช้ระบบการเลือกสัญญาณ ความถี่ (frequency selective system) ต่าง ๆ มากมาย เช่น ในส่วนป้อนกลับ (feedback path) ของระบบควบคุม ในส่วนของวงจรปรับแต่งสภาพสัญญาณ (signal conditioner circuit) ภาครับสัญญาณอินพุตของเครื่องมือวัด หรือแม้กระทั่งในวงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) และวงจรดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) เป็นต้น [34]-[38]

วงจรกรองสัญญาณ ออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ และจะทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้ โดยสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ ๆ ได้ 2 แบบ แบบแรกเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณดิจิทัล (digital filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ใช้กับสัญญาณดิจิทัล (digital signal) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time signal) และวงจรกรองสัญญาณแบบที่สอง ก็คือ วงจรกรองสัญญาณอนาลอก (analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time signal) โดยวงจรกรองสัญญาณอนาลอกนั้นยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อย ๆ ได้อีก 2 ประเภท คือ วงจรกรองสัญญาณแบบพาสซีฟเป็นวงจรกรองสัญญาณซึ่งออกแบบโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และขดลวดเหนี่ยวนำ เท่านั้น ในขณะที่วงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟจะออกแบบและสังเคราะห์โดยนำอุปกรณ์จำพวก อุปกรณ์แอกทีฟ เช่นออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์ มาต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ รายละเอียดของวงจรกรองสัญญาณที่จะกล่าวถึงเพื่อเป็นพื้นฐานเบื้องต้นในบทนี้นั้น จะเป็นหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณและรูปแบบโดยทั่วไปของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอนาลอกที่มีรูปแบบไบควอดราติก (biquadratic function) เป็นหลัก

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ



รูปที่ 2.1 ระบบของวงจรกรองสัญญาณ

ระบบของวงจรกรองสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุต $y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต และ $h(t)$ คือสัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจร หากกำหนดให้วงจรกรองสัญญาณภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการอินทิกรัลแบบคอนโวลูชัน (Convulsion integral) ต่อไปนี้

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

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.1) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

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

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

เมื่อพิจารณาในแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (2.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

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

และ

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

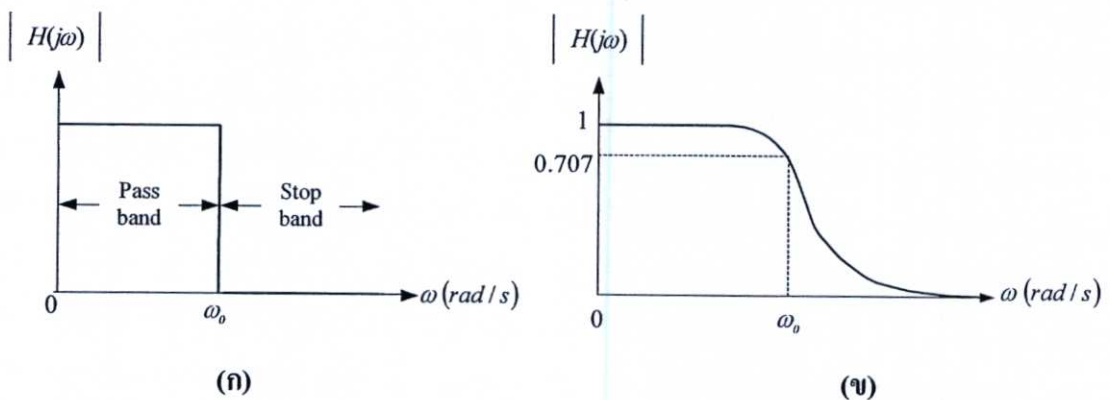
โดยที่ $\Phi_{Y(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $Y(j\omega)$ $\Phi_{H(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\Phi_{X(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $X(j\omega)$

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณ คือทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการและลดทอนความแรงของสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนด เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.3) เห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันการตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (stopband) และในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (passband) ดังนั้นจากผล

การตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน จึงสามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณออกเป็นย่อย ๆ ได้อีก 5 แบบตามคุณลักษณะของการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรถัดไปคือ

- 1) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass filter, LP)
- 2) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass filter, HP)
- 3) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass filter, BP)
- 4) วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop filter, BS)
- 5) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass filter, AP)

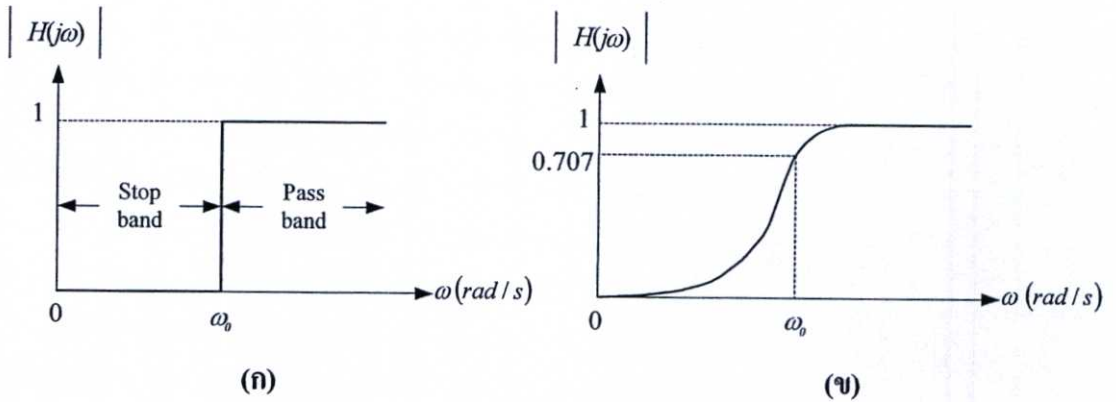
รูปที่ 2.2 ถึง 2.6 แสดงให้เห็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบในกรณีอุดมคติและในทางปฏิบัติ โดยในทางปฏิบัตินั้นความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_0) ก็คือ ค่าความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ -3dB) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุด หรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างรวดเร็ว (roll-off rate หรือ fall-off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนแกนลอการิทึม วิธีการพล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ $\pm 20\text{ dB/decade}$ โดยที่ -20 dB/decade หมายถึงอัตราขยายลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า และ $+20\text{ dB/decade}$ หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

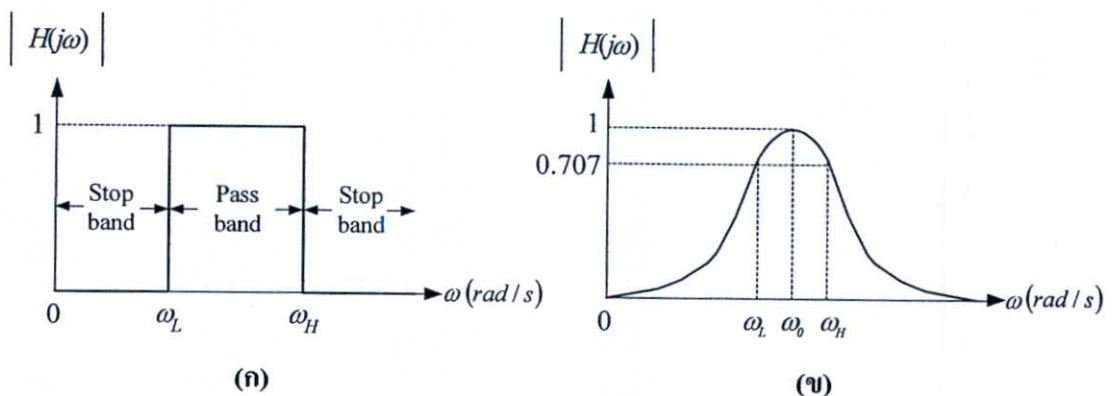
รูปที่ 2.2 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงแถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิดธ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_0



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

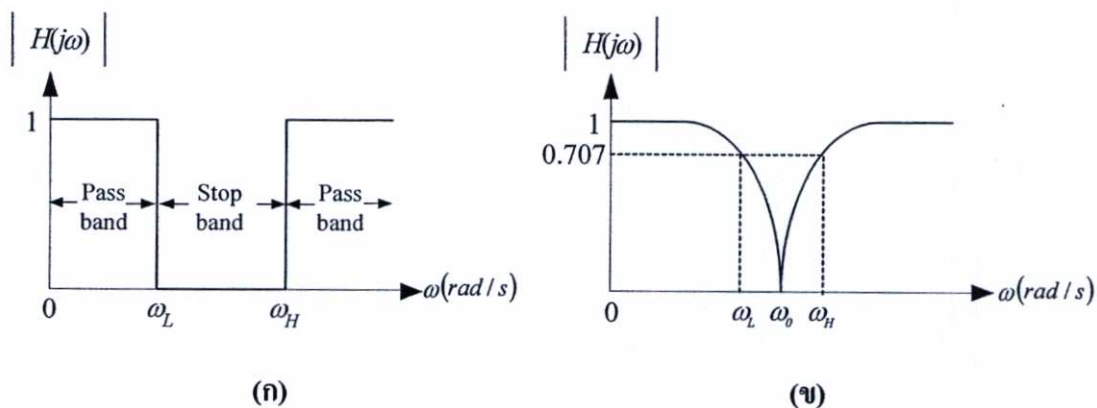
รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่ำระหว่าง 0 จนถึงความถี่คัทออฟ ω_0 ในขณะที่วงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

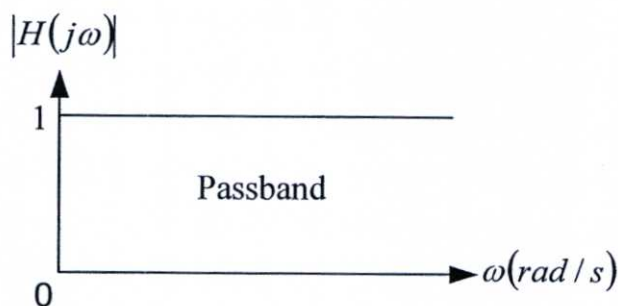
รูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L (low cutoff frequency) และ ω_H (high cutoff frequency) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 2.5 แสดงการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบหยุดในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L และ ω_H ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร AP

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคติ นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ในส่วนของการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในทางปฏิบัติ นั้นมีลักษณะไม่แตกต่างกัน โดยวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่นั้นมีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) ให้สัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสที่แตกต่างจากสัญญาณอินพุตตามที่ผู้ออกแบบกำหนด

2.3 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก

ฟังก์ชัน ไบควอดราติก หรือที่เรียกว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสอง (second-order transfer function) สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$H(s) = K \frac{k_3 s^2 + k_2 \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + k_1 \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่คัทออฟ

K คือ อัตราขยายดีซี (dc gain)

k_1 k_2 และ k_3 คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ ± 1 หรือ 0

ดังนั้นเมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (2.5) เพื่อจัดสมการให้อยู่ในโดเมนของความถี่ (frequency domain) แล้วสมการจะกลายเป็น

$$H(j\omega) = K \frac{-k_3 \omega^2 + j k_2 \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) \omega + k_1 \omega_0^2}{-\omega^2 + j \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) \omega + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

หรือ

$$H(j\omega) = \frac{(k_1 \omega_0^2 - k_3 \omega^2) + j k_2 \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) \omega}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) \omega} \quad (2.7)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ (2.8)

และ $Q = \omega_0 / BW = \omega_0 / (\omega_H - \omega_L)$ (2.9)

f คือ ความถี่ของแหล่งจ่าย (supply frequency)

ω_H คือ ความถี่คัทออฟค่าสูง (high cutoff frequency, rad/s)

ω_L คือ ความถี่คัทออฟค่าต่ำ (low cutoff frequency, rad/s)

หากค่าคงที่ k_1 , k_2 และ k_3 ในสมการที่ (2.5) เปลี่ยนไป จะทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณชนิดต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาข้างต้น ซึ่งรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก ชนิดต่าง ๆ นั้นมีความสัมพันธ์เป็นดังต่อไปนี้

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำจะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{LP}(s) = K \frac{\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.10)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงจะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{HP}(s) = K \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.11)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{BP}(s) = K \frac{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.12)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{BS}(s) = K \frac{(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.13)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{AP}(s) = K \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.14)$$

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปของวงจรรองสัญญาณและรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณแบบอนาลอกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันเป็นแบบไบควอดราติก ประกอบด้วยฟังก์ชันกรองสัญญาณชนิดต่าง ๆ คือ วงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้นำหลักการพื้นฐานดังกล่าวไปออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรรองสัญญาณที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร โดยใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งมีรายละเอียดดังจะได้อธิบายในบทถัดไป

บทที่ 3

หลักการของวงจรโอทีเอ

3.1 กล่าวนำ

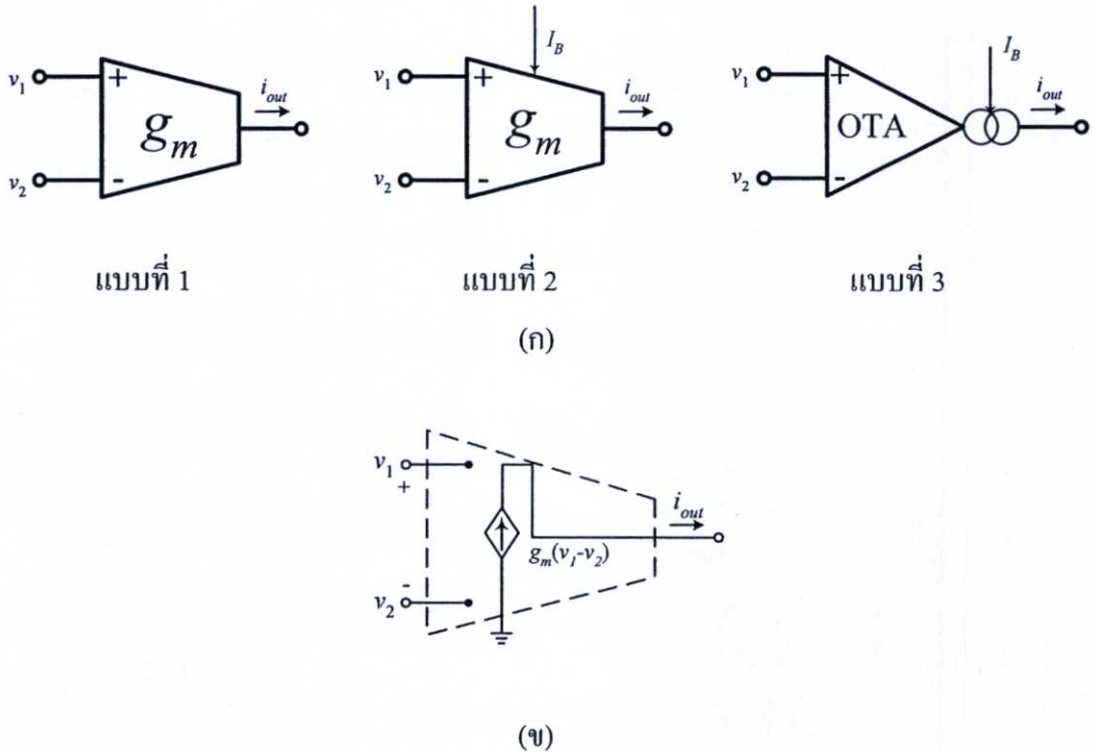
ในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอกนั้น วงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) นับว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟประเภทหนึ่งที่ถูกนำมาใช้เป็นอย่างดีประกอบสำคัญในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรเสมอ และวงจรขยายค่าความนำที่เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ก็คือวงจรโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) ซึ่งกล่าวได้ว่าวงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Current Source, VCCS) ที่ให้กระแสเอาต์พุตมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันอินพุต หรือกล่าวได้ว่าวงจรโอทีเอ ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้กลายเป็นกระแส (Voltage-to-Current converter, V-I) ประเภทหนึ่ง ซึ่งอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถปรับได้เป็นเชิงเส้น โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก และมีรูปแบบของวงจรที่ไม่ซับซ้อนจึงทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ในปัจจุบันมีบริษัทผู้ผลิตได้ออกแบบวงจรโอทีเอเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปจำหน่ายหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM13600 ของบริษัทเนชั่นแนลเซมิคอนดักเตอร์ (National Semiconductor) CA3080 และ CA3280 ของบริษัทอินเตอร์เซลล์โครโปเรชัน (Intercell Corporation) เป็นต้น ดังนั้นในหัวข้อนี้จะขอกล่าวคุณสมบัติและหลักการทำงานของวงจรโอทีเอแบบใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ [36], [39]-[42]

3.2 การทำงานพื้นฐานของวงจรโอทีเอ

วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้แทนที่ออปแอมป์ในการออกแบบเป็นวงจรอนาลอกฟังก์ชัน (analog function) ต่าง ๆ มากมาย ทั้งนี้เนื่องจาก โครงสร้างของวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อน รวมถึงคุณสมบัติของวงจรในการปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (output impedance) ของวงจรยังมีค่าสูงอีกด้วย จึงทำให้เหมาะสมกับรูปแบบการต่อคาสเคด (cascade) เป็นอย่างดี

3.2.1 โอทีเอในทางอุดมคติ

รูปที่ 3.1 (ก) แสดงให้เห็นถึงสัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยส่วนรับแรงดันอินพุต ส่วนกระแสไบอัส และส่วนกระแสเอาต์พุต ส่วนรูปที่ 3.1 (ข) แสดงวงจรสมมูลของวงจรโอทีเอแบบอุดมคติ



รูปที่ 3.1 (ก) สัญลักษณ์ของวงจรวจรโอทีเอ (ข) วงจรสมมูลของวงจรวจรโอทีเอในทางอุดมคติ

กรณีที่เป็นวงจรวจรโอทีเอในทางอุดมคติ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้ [36]

$$i_{out} = g_m (v_1 - v_2) \quad (3.1)$$

เมื่อ v_1 และ v_2 คือแรงดันอินพุตที่ขาบวกและขาลบของวงจรวจรโอทีเอ ตามลำดับ ส่วน g_m คืออัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของวงจรวจรโอทีเอ โดยมีค่าขึ้นกับกระแสไบอัส (I_B) จากภายนอก กรณีวงจรวจรโอทีเอแบบใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสจะได้เป็น [39]

$$g_m = \left(\frac{I_B}{2V_T} \right) \quad (3.2)$$

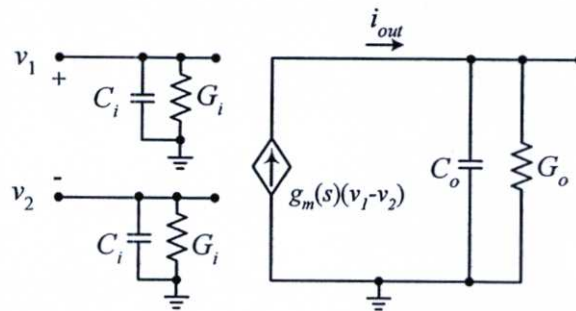
เมื่อ V_T คือแรงดันความร้อน (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 27 °C ดังนั้นสมการที่ (3.2) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_m = \frac{I_B}{50\text{mV}} \quad (3.3)$$

หรือ
$$g_m = 20I_B \quad (3.4)$$

3.2.2 วงจรโอทีเอในทางปฏิบัติ

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของวงจร โอทีเอในทางอุดมคติ แต่โอทีเอในทางปฏิบัติที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดการทำงานซึ่งสามารถศึกษาได้จากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตนั้น ๆ [40]-[42] สำหรับค่าแรงดันอินพุตของวงจรโอทีเอโดยทั่วไปจะมีข้อจำกัดซึ่งสามารถปรับค่าได้เป็นเชิงเส้นในช่วงแรงดันไม่เกิน ± 25 mV และเนื่องจากในวงจรโอทีเอประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนหนึ่งซึ่งมีผลของความต้านทานและความจุไฟฟ้าภายในของทรานซิสเตอร์เอง ทำให้กระแสเอาต์พุตของวงจรโอทีเอมีค่าขึ้นกับความถี่ของแรงดันอินพุต ส่วนวงจรสมมูลของวงจรโอทีเอทางด้านอินพุตและเอาต์พุตในทางปฏิบัติจะประกอบด้วยค่าความนำไฟฟ้าแฝงและความจุไฟฟ้าแฝง ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรโอทีเอในทางปฏิบัติ

เมื่อ G_i และ C_i คือค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุต และ G_o และ C_o คือค่าความนำและความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ตามลำดับ จากวงจรสมมูลไม่คิดรวมค่าความนำและความจุไฟฟ้าอินพุต (G_{ic} และ C_{ic}) แบบโหมคร่วม (common - mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากและจากโครงสร้างของวงจรสมมูลทางด้านอินพุตเมื่อเทียบกราวด์ สามารถเขียนความสัมพันธ์ของอินพุตแอดมิตแตนซ์และเอาต์พุตแอดมิตแตนซ์ได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \quad (3.5)$$

และ
$$Y_o = G_o + sC_o \quad (3.6)$$

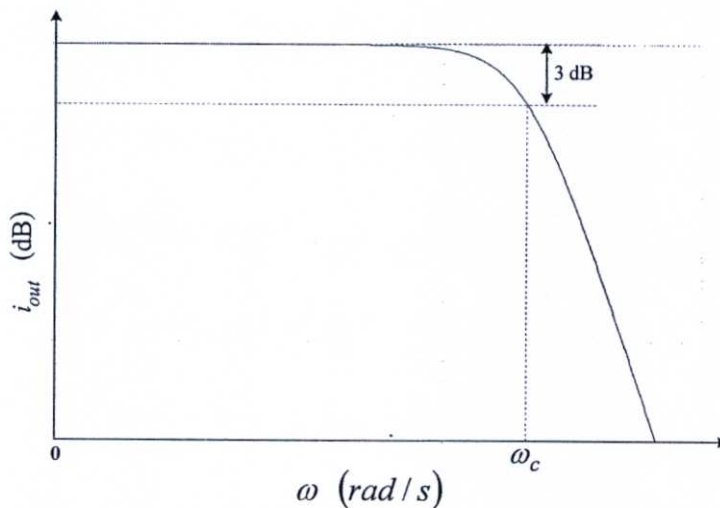
เมื่อพิจารณาผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจรรโอทีเอจะมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (3.7)$$

เมื่อ ω_c คือตำแหน่งโพลภายในของวงจรรโอทีเอ และ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำที่ความถี่ต่ำของวงจรรโอทีเอ จากสมการที่ (3.7) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$i_{out}(s) = \frac{g_{m0}}{1 + s\tau_c} v_{in}(s) \quad (3.8)$$

เมื่อ $\tau_c = 1/\omega_c$ คือค่าคงที่ทางเวลา (time constant) จากสมการที่ (3.8) ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรโอทีเอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

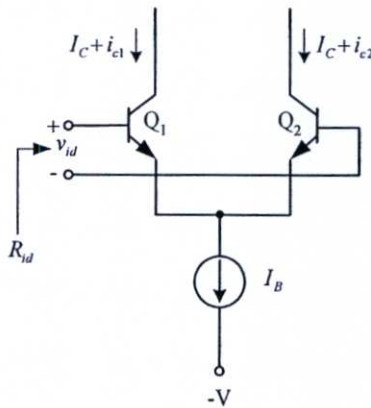


รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรโอทีเอ

3.3 หลักการทำงานของวงจรรโอทีเอ

หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรรโอทีเอโดยทั่วไปประกอบด้วยกลุ่มวงจรรย่อยที่สำคัญสองส่วนคือวงจรรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) และวงจรรสะท้อนกระแส (current mirror) [43], [44] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรรย่อยแต่ละวงจรรได้ดังนี้

3.3.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง



รูปที่ 3.4 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

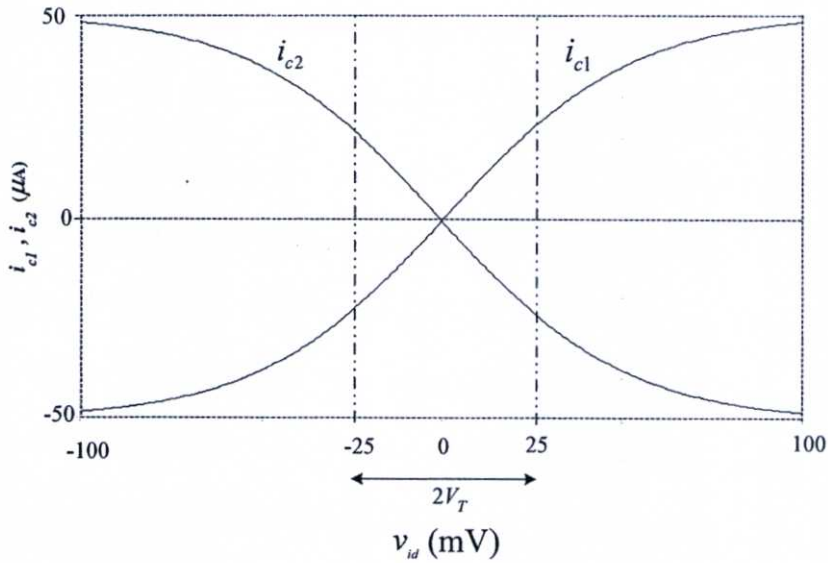
วงจรขยายสัญญาณผลต่าง แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรส่วนหน้ารับแรงดันอินพุตผลต่าง (v_{id}) แล้วเปลี่ยนให้กลายเป็นกระแส เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการและจ่ายกระแสไบอัส (I_B) ให้แก่วงจร จะเกิดกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ $I_B/2$ ดังนั้นอัตราขยายค่าความนำของ Q_1 และ Q_2 จึงมีค่าเท่ากับ

$$g_m = g_{m1} = g_{m2} = I_C/V_T \tag{3.9}$$

แต่เนื่องจาก $I_C = I_B/2$ ทำให้

$$g_m = I_B/2V_T \tag{3.10}$$

เมื่อ g_{m1} และ g_{m2} คืออัตราขยายค่าความนำของ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ คุณสมบัติระหว่างแรงดันอินพุตผลต่าง v_{id} กับกระแสคอลเลกเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งจะเห็นว่าอัตราขยายค่าความนำของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นเมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วงไม่เกิน $\pm V_T$ หรือประมาณ ± 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 27°C



รูปที่ 3.5 คุณสมบัติระหว่างแรงดันอินพุตผลต่าง กับกระแสคอลเลกเตอร์ของวงจรรขยายสัญญาณผลต่าง

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากสัญญาณขนาดเล็กโดยกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรรขยายผลต่างมีค่าเท่ากับ v_{id} ดังนั้นแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ v_{be} ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเป็น

$$v_{be1} = \frac{v_{id}}{2} \quad (3.11)$$

และ

$$v_{be2} = -\frac{v_{id}}{2} \quad (3.12)$$

ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์ i_c ของทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น

$$i_c = g_m v_{be} \quad (3.13)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.11) ถึง (3.13) กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 จึงมีค่าเท่ากับ

$$i_{c1} = g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (3.14)$$

$$i_{c2} = -g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (3.15)$$

เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานอินพุตของวงจร R_{id} จะได้

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} \quad (3.16)$$

เมื่อ $i_b \cong i_{b1} \cong -i_{b2}$ และ i_{b1} และ i_{b2} คือกระแสเบสของ Q_1 และ Q_2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} \approx \frac{i_e}{\beta} \quad (3.17)$$

โดยที่ $i_e \cong i_{e1} \cong -i_{e2}$ และ i_{e1} และ i_{e2} คือกระแสเอมิเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 แต่เนื่องจาก

$$i_e = \frac{v_{id}}{2r_e} \quad (3.18)$$

ดังนั้น
$$i_b = \frac{v_{id}}{2r_e\beta} \approx \frac{v_{id}}{2r_\pi} \quad (3.19)$$

แทนค่า i_b จากสมการที่ (3.19) ลงในสมการที่ (3.16) จะได้ค่าความต้านทานอินพุตเท่ากับ

$$R_{id} = 2r_\pi \approx 2\beta r_e \quad (3.20)$$

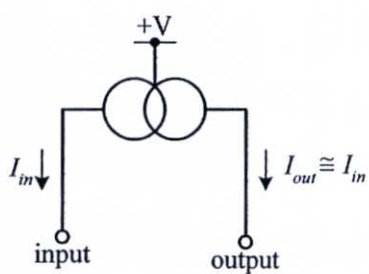
แต่เนื่องจาก $r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{I_B / 2V_T}$ ดังนั้นสมการที่ (3.20) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$R_{id} \cong \frac{2\beta}{g_m} = \frac{4\beta V_T}{I_B} \quad (3.21)$$

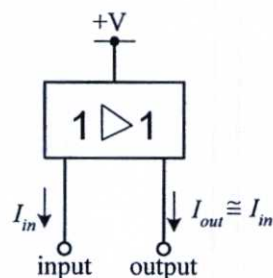
ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานอินพุตของวงจร R_{id} มีค่าขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของวงจร โอทีเอ หรือสามารถควบคุมได้ จากกระแสไบอัส (I_B) ของวงจรมันเอง

3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส

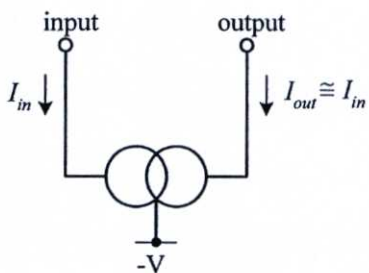
วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อย ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุตของวงจร รูปที่ 3.6 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส โดยที่รูปที่ 3.6 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกซึ่งทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส (source current) ส่วนรูปที่ 3.6 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบลบซึ่งทำหน้าที่ในการดึงกระแส (sink current)



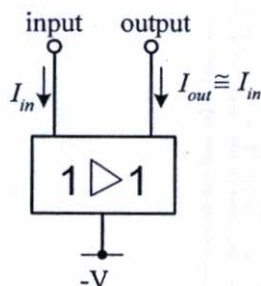
หรือ



(ก)



หรือ

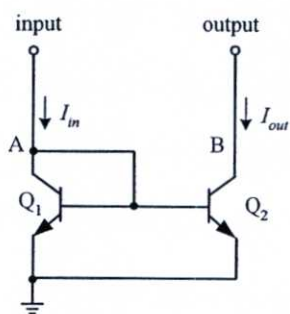


(ข)

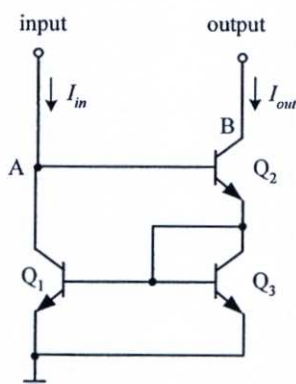
รูปที่ 3.6 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส

(ก) แบบบวก

(ข) แบบลบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแส

(ก) แบบพื้นฐาน

(ข) แบบวิลสัน

รูปที่ 3.7 (ก) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เมื่อพิจารณาผลรวมกระแสที่จุด A โดยกำหนดให้ I_{C1} และ I_{C2} คือกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$$I_m - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (3.22)$$

กรณีที่ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการ สมการที่ (3.22) จะได้กระแสเอาต์พุตมีค่าดังนี้

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_m}{1 + \frac{2}{\beta}} = \left[1 - \frac{2}{\beta + 2} \right] I_m \quad (3.23)$$

ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสเอาต์พุต (% error) เมื่อเทียบกับกระแสอินพุตกรณีนี้มีค่าเป็น

$$\% \text{ error} = \frac{2}{\beta + 2} \quad (3.24)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้า $\beta = 100$ ดังนั้นค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส จะมีค่าเท่ากับ 1.96 % แต่โดยทั่วไปหากประมาณว่า $\beta \gg 1$ สมการที่ (3.23) จึงประมาณได้เป็น

$$I_{out} \cong I_m \quad (3.25)$$

หรือกล่าวได้ว่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสจะมีค่าประมาณกระแสอินพุต

ความต้านทานอินพุตต่อสัญญาณขนาดเล็กจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของ Q_1 ที่ต่อในรูปของไดโอดซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$r_m = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{V_T}{I_m} \quad (3.26)$$

ความต้านทานเอาต์พุตต่อสัญญาณขนาดเล็ก r_o มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ของ Q_2 หรือเท่ากับ

$$r_o = \frac{V_A}{I_{C2}} = \frac{V_A}{I_{out}} \quad (3.27)$$

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

รูปที่ 3.7 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เมื่อพิจารณาที่ขั้วอิมิตเตอร์ของ Q_2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังนี้คือ

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (3.28)$$

หรือ

$$-I_{E2} = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (3.29)$$

เมื่อพิจารณาที่กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 จะได้

$$I_{C2} = -I_{E2} \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) \quad (3.30)$$

หรือ

$$I_{C3} = \frac{I_{C2}}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right)} \quad (3.31)$$

เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_3 มีความสมพียงกันทุกประการ กระแสคอลเลกเตอร์ I_{C1} มีค่าเป็น

$$I_{C1} = I_{C3} \quad (3.32)$$

และที่จุดอินพุตของวงจร จะได้

$$I_{C1} = I_{in} - \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.30) ถึงสมการที่ (3.33) กระแสเอาต์พุต I_{out} ของวงจรเขียนได้เป็น

$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} \left[1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right] \quad (3.34)$$

และ ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแส มีค่าเท่ากับ

$$\% \text{ error} = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (3.35)$$

เช่นกำหนดให้ $\beta = 100$ จะได้ความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ 0.0196 % ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนี้ ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจะมีค่าน้อยกว่าการสะท้อนกระแสพื้นฐาน ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนี้มีค่าใกล้เคียงกับกระแสอินพุตมากกว่าในวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

ส่วนค่าความต้านทานอินพุต r_m ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีค่าประมาณ 2 เท่าของความต้านทานอินพุตในวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานดังนี้

$$r_m = \frac{2V_T}{I_m} \quad (3.36)$$

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_o = \frac{\beta V_A}{2I_{out}} \quad (3.37)$$

รูปที่ 3.8 แสดงให้เห็นถึงหลักการพื้นฐานของวงจรโอทีเอซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายผลต่างและวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณผลต่าง ($Q_1 - Q_2$) และวงจรสะท้อนกระแส (CM1-CM4) ดังนั้นจากการกำหนดวงจรสะท้อนกระแส (CM1) จะทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (3.38)$$

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตผลต่างให้กับวงจรโอทีเอและจะทำให้เกิดผลต่างระหว่างกระแส I_1 และ I_2 ซึ่งถูกส่งผ่าน โดยวงจรสะท้อนกระแส CM2, CM3 และ CM4 ไปเป็นกระแสเอาต์พุต I_{out} จ่ายให้แก่โหลดภายนอก ดังนั้นเมื่อทำการแปรค่า I_B ก็เสมือนกับการปรับค่ากระแสอิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 นั่นเอง จึงทำให้สามารถควบคุมอัตราการขยายค่าความนำของวงจรขยายสัญญาณผลต่างได้ด้วยการปรับค่ากระแส I_B

จากรูปที่ 3.8 กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 (I_1) ถูกจ่ายเป็นกระแสอินพุตให้แก่วงจรสะท้อนกระแส CM2 ทำให้เกิดกระแส I_2 ทำให้

$$I_3 \cong I_1 \tag{3.39}$$

จากนั้นกระแส I_3 จะถูกส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแส CM4 ซึ่งทำให้กระแสเอาต์พุต ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_4 \cong I_3 \cong I_1 \tag{3.40}$$

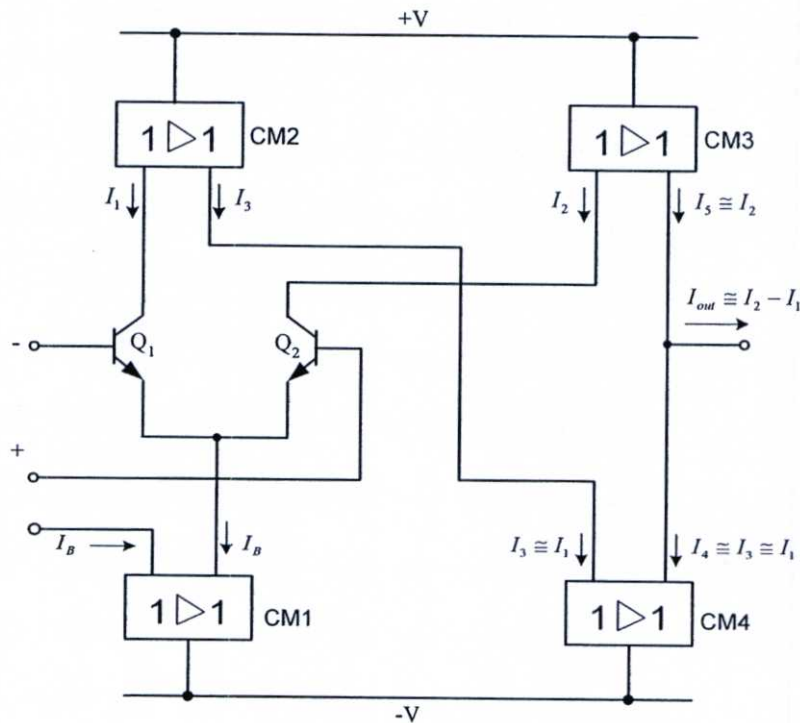
ในทำนองเดียวกันกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 (I_2) จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแส CM3 ทำให้กระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_5 \cong I_2 \tag{3.41}$$

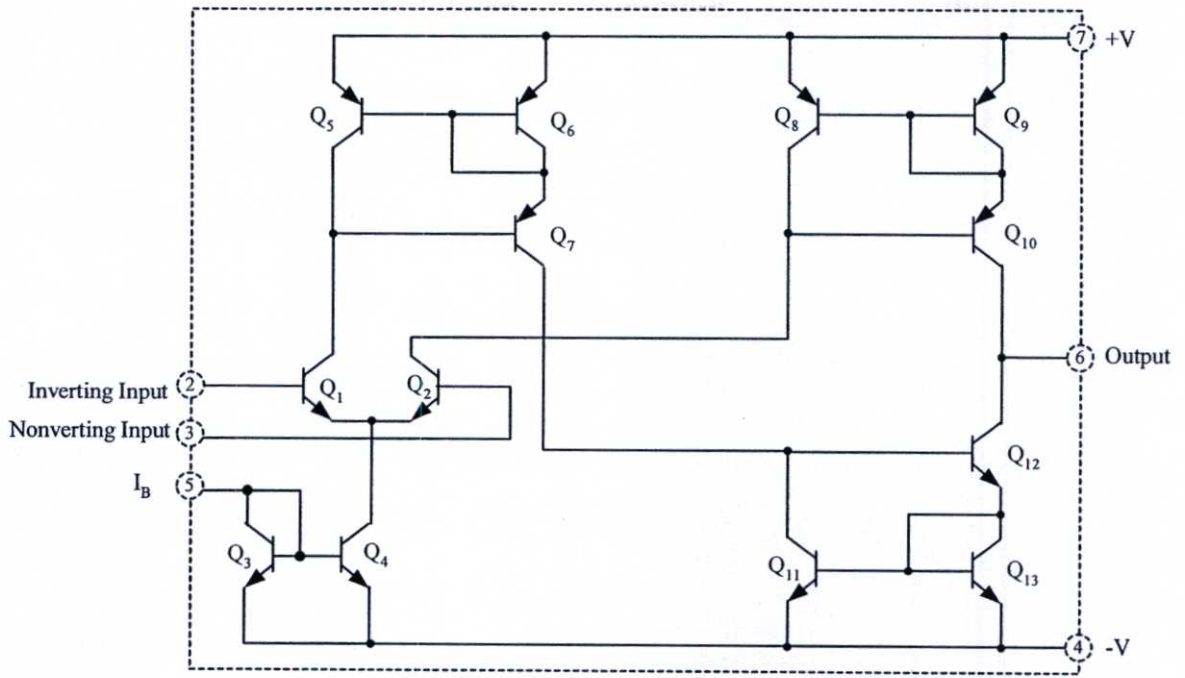
ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} \cong I_5 - I_4 = I_2 - I_1 \tag{3.42}$$

จากหลักการดังกล่าวข้างต้นสามารถนำมาสร้างเป็นวงจร โอทีเอ ได้โดยมีรายละเอียดภายในของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.9



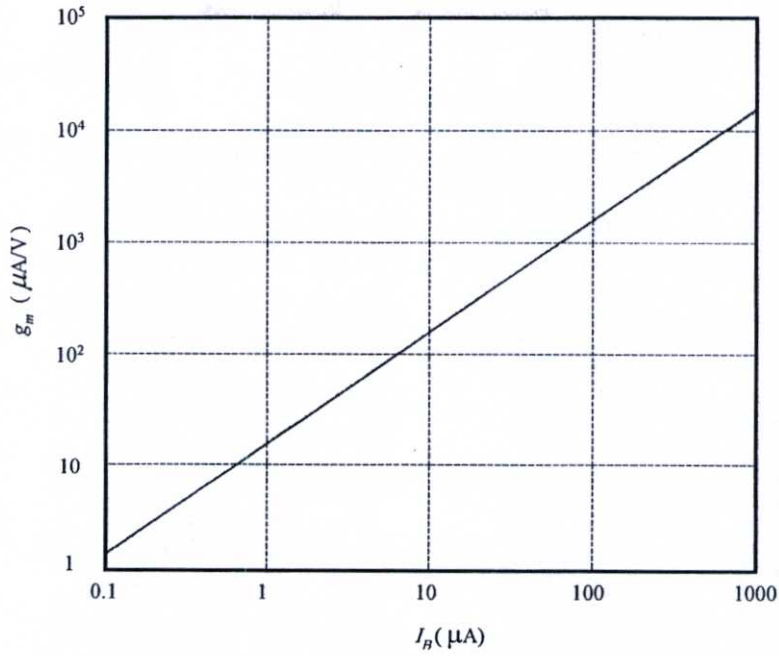
รูปที่ 3.8 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร โอทีเอ



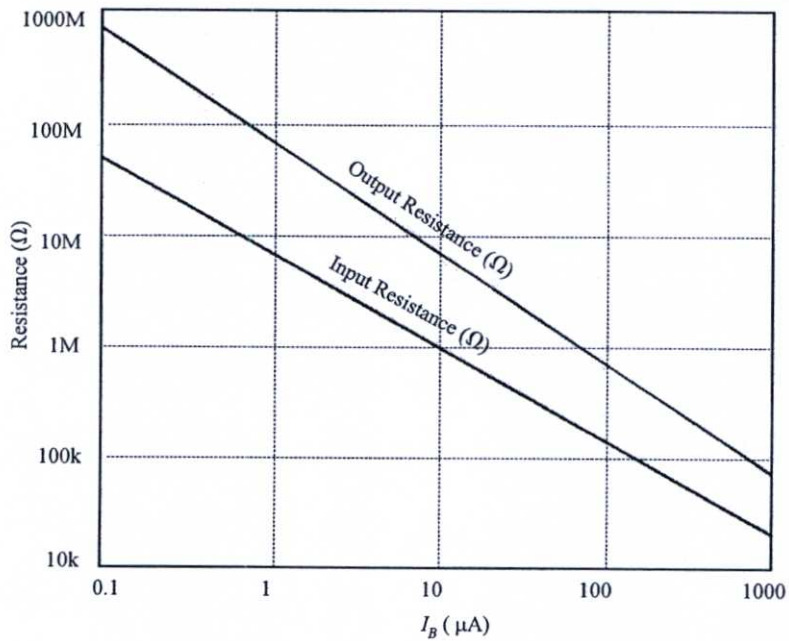
รูปที่ 3.9 โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรมือถือ

จากรูปที่ 3.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน Q_3 และ Q_4 ทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกเพื่อจ่ายให้แก่วงจรขยายสัญญาณผลต่าง $Q_1 - Q_2$ ซึ่งทำให้ผลรวมของกระแสอิมิตเตอร์ของ $Q_1 - Q_2$ มีค่าเท่ากับ I_B กระแสคอลเลกเตอร์ Q_1 และ Q_2 ถูกจ่ายให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน $Q_5 - Q_7$ $Q_8 - Q_{10}$ และ $Q_{11} - Q_{13}$ เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 กับ Q_2 และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้งสองวงจรทางด้านเอาต์พุตของวงจร $Q_8 - Q_{10}$ และ $Q_{11} - Q_{13}$ มีค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรสูงมากจึงทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรมือถือมีค่าที่สูงมากเช่นกัน

จากกราฟคุณสมบัติในรูปที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจรมือถือ ค่าความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมือถือขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น โดยแปรค่ากระแสไบอัสจาก $0.1 \mu A$ จนถึง $1000 \mu A$



(ก)

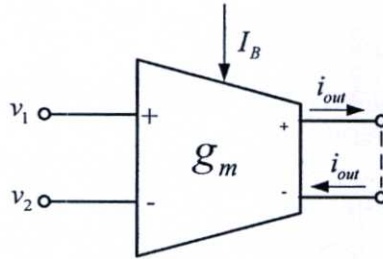


(ข)

รูปที่ 3.10 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำ กับกระแสไบอัสของวงจรโอทีเอ
 (ข) ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุต กับกระแสไบอัสของวงจรโอทีเอ

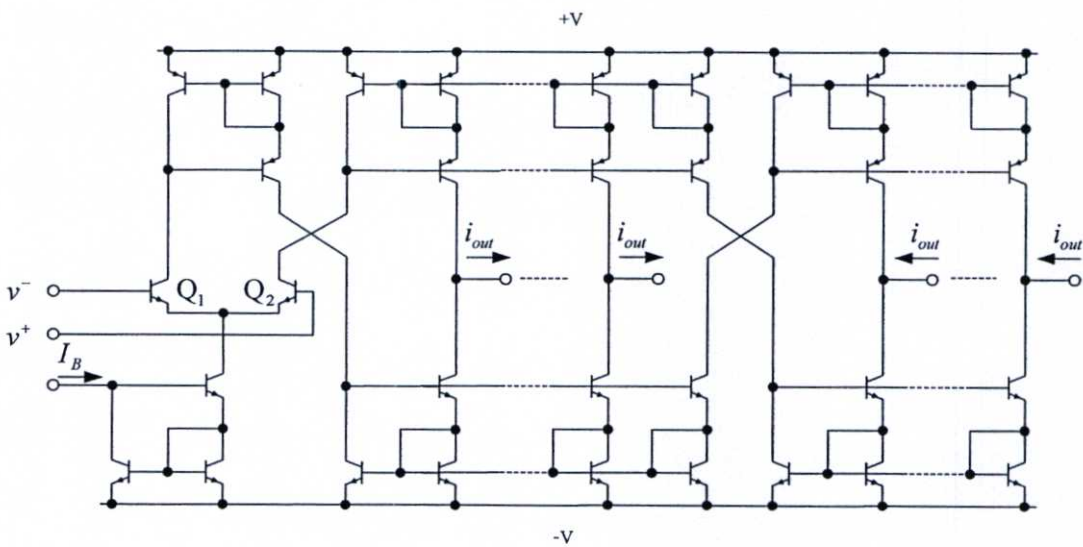
3.4 วงจรโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต

วงจรโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรโอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยส่วนรับแรงดันอินพุต ส่วนกระแสไบอัส แต่ในส่วนกระแสเอาต์พุตของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต จะประกอบไปด้วยขั้วกระแสเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งขั้ว



รูปที่ 3.11 สัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.11 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต(MO-OTA) โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุต เป็นไปตามสมการที่ (3.1) และความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสก็จะมีค่าเท่ากับ สมการที่ (3.2) เช่นกัน



รูปที่ 3.12 โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.12 แสดงโครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต โดยหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตประกอบไปด้วยกลุ่มวงจรย่อย คือวงจรขยายสัญญาณผลต่าง และ วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายเอาต์พุต [36], [43]-[44]

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรอทีเอ โดยมีคุณสมบัติเด่น คือ มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง จึงเหมาะแก่การนำไปต่อแบบคาสเคด ทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำได้เป็นเชิงเส้น โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้ยังมีรูปแบบของวงจรถูกไม่ซับซ้อน จึงทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นจากคุณสมบัติเด่นดังกล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำโอทีเอมาเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการออกแบบและการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแส ซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัดไป

วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้วงจรอทีเอหลายเอาต์พุต

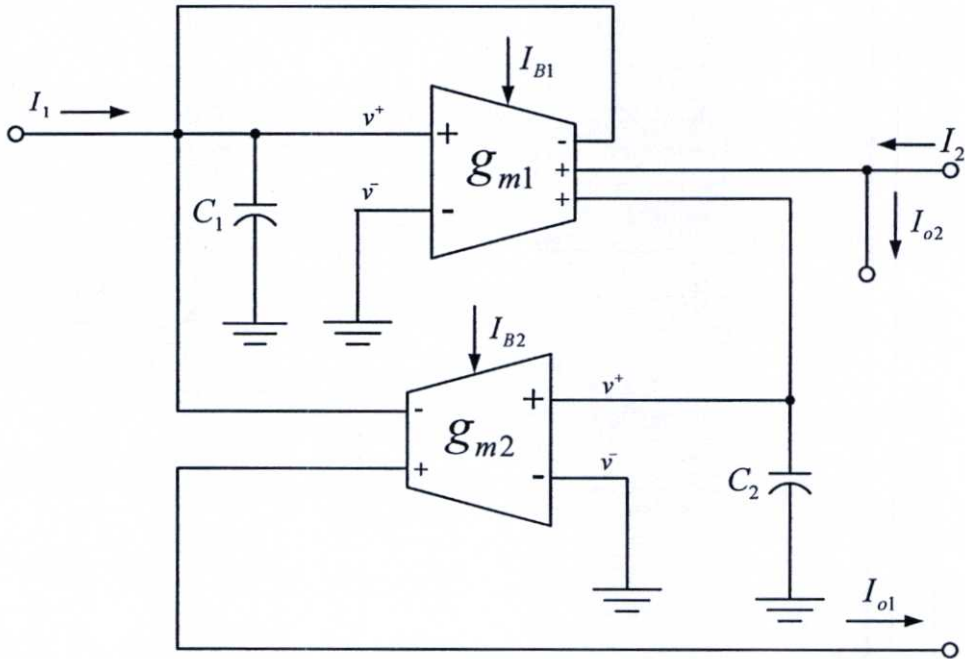
4.1 กล่าวนำ

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีกลุ่มผู้วิจัยให้ความสนใจทำการนำเสนอแนวทางการวิจัยและพัฒนาสังเคราะห์ออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักขึ้น โดยการนำเสนองานวิจัยก่อนหน้านี้มีทั้งการออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรอทีเอประกอบรวมกับอุปกรณ์แอกทีฟอื่น ๆ เช่น ออปแอมป์ (operational amplifier, Op-Amp) [1]-[4] วงจรตามกระแส (current follower, CF) [8] และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (current conveyor, CCII) [11] เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรรองสัญญาณที่ได้กล่าวมานั้นยังมีข้อด้อย คือ มีความยุ่งยากในการสังเคราะห์วงจรเนื่องจาก วงจรดังกล่าวได้ประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟต่างชนิดกัน ภายหลังจากจึงได้มีการนิยามออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักเพียงอย่างเดียวขึ้นเพื่อลดปัญหาดังกล่าว นอกจากนี้ยังพบอีกว่าได้มีผู้วิจัยออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อรวมกับอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอกขึ้นมากมาย [18]-[20], [22]-[23], [25]-[27] อย่างไรก็ตามว่ายังคงใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก

ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรอทีเอขึ้น วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรอทีเอหลายเอาต์พุต จำนวนสองตัวต่อรวมกับตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้น ทำให้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC) [18]-[20], [27] โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติก (biquadratic function) ได้ครบทุกแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) แบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และค่าแบนด์วิท (bandwidth, BW) ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรอทีเอหลายเอาต์พุต และมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอขึ้นนี้ได้ถูกทดสอบผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ซึ่งปรากฏผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

4.2 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสองอินพุต และสองเอาต์พุตที่นำเสนอ ประกอบไปด้วยวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตจำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว โดยปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ดังนั้นจึงทำให้รูปแบบวงจรที่นำเสนอมีความเหมาะสมอย่างมากกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส

จากการวิเคราะห์ห้วงจร โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร โอทีเอในสมการที่ (3.1) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก.1]

$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{D} \right) I_1 \quad (4.1)$$

และ

$$I_{o2} = \frac{(sC_2g_{m1})I_1 + DI_2}{D} \quad (4.2)$$

โดยที่

$$D = s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2} \quad (4.3)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.1) ถึง (4.3) จะพบว่า วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณ ไบควอดราติกได้ครบทุกรูปแบบ ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- 1) เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = I_2 = 0$ โดย $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP
- 2) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = I_2 = 0$ โดย $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP
- 3) เมื่อกำหนดให้ $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP
- 4) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดย $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS
- 5) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดย $-I_1/2 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP

กรณีนี้จะได้อ่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าแบนด์วิธ (BW) ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.4)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) แสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ สามารถควบคุมค่าได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสจากภายนอกของวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต กล่าวคือ ค่าแบนด์วิธ BW ของวงจรสามารถควบคุมได้ โดยการปรับค่า g_{m1} จากนั้น จึงสามารถปรับค่า ω_0 ได้ด้วยการควบคุม g_{m2} โดยปราศจากผลกระทบต่อค่าแบนด์วิธ BW

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจร สามารถคำนวณได้ ดังนี้ [ภาคผนวก ก.2]

$$-S_{C_1}^{BW} = S_{g_{m1}}^{BW} = 1 \quad (4.6)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (4.7)$$

และ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.8)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดนั้นมีค่าต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจโรทือเอ

หากทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจโรทือเอ ดังรูปที่ 3.2 แล้วจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจโรทือเอนี้กลายเป็น [ภาคผนวก ก.3]

$$I_{01} = \left[\frac{(g_{m1}g_{m2})I_1}{D_n} \right] \quad (4.9)$$

$$I_{02} = \left[\frac{g_{m1}(G_{i2} + sC_2)I_1}{D_n} \right] + I_2 \quad (4.10)$$

$$\text{และ } D_n = s^2[C_1C_2] + s[G_{i2}C_1 + (g_{m1} + G_{i1})C_2] + [G_{i1}G_{i2} + g_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}] \quad (4.11)$$

โดยที่ $G_{i1} = \frac{1}{r_{i1}}$ และ $G_{i2} = \frac{1}{r_{i2}}$ สำหรับค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ของวงจโรทือเอไม่เป็นอุดมคติ จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2} + (G_{i1} + g_{m1})G_{i2}}{C_1C_2}} \quad (4.12)$$

$$BW = \frac{g_{m1} + G_{i1}}{C_1} + \frac{G_{i2}}{C_2} \quad (4.13)$$

ค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ BW สำหรับกรณีนี้จะเท่ากับ

$$S_{G_{i1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{i1}G_{i2}}{(G_{i1} + g_{m1})G_{i2} + (g_{m1}g_{m2})}} < \frac{1}{2} \quad (4.14)$$

$$S_{G_{i2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(G_{i1} + g_{m1})G_{i2}}{(G_{i1} + g_{m1})G_{i2} + (g_{m1}g_{m2})}} < \frac{1}{2} \quad (4.15)$$

$$S_{G_{i1}}^{BW} = \frac{1}{2} \frac{G_{i1}C_2}{[(g_{m1} + G_{i1})C_2 + G_{i2}C_1]} < \frac{1}{2} \quad (4.16)$$

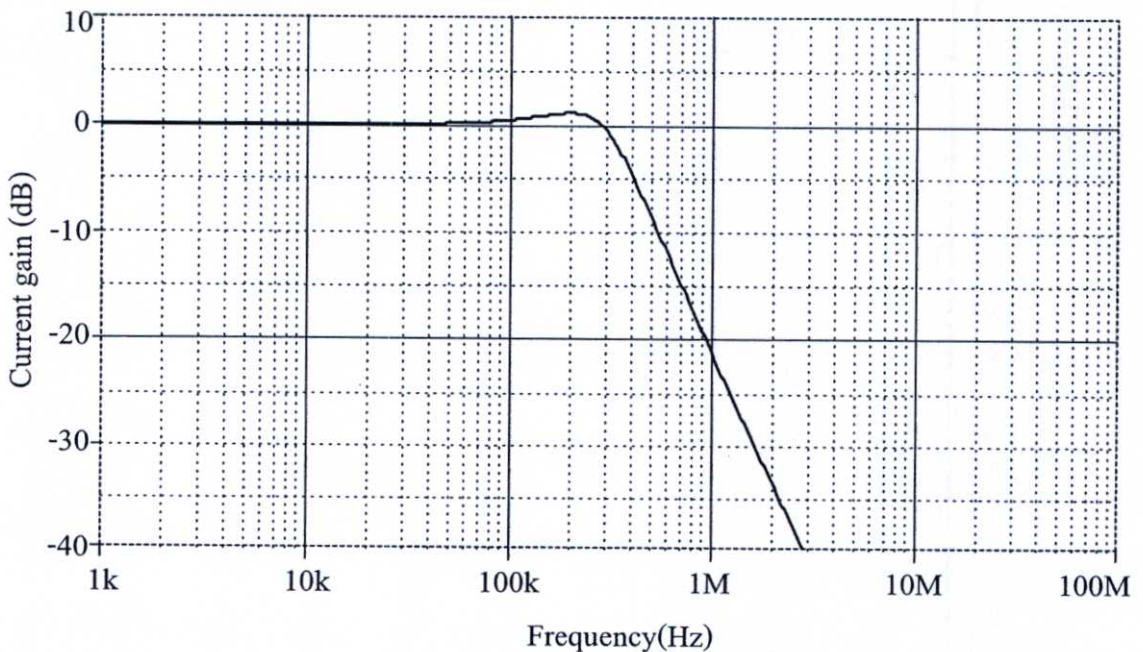
$$S_{G_{i2}}^{BW} = \frac{1}{2} \frac{G_{i2}C_1}{[(g_{m1} + G_{i1})C_2 + G_{i2}C_1]} < \frac{1}{2} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.14) ถึง (4.17) แสดงให้เห็นว่าแม้จะคำนึงถึงผลกระทบจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอก็ตาม พบว่าค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ในกรณีนี้ยังคงมีค่าต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่า 0.5

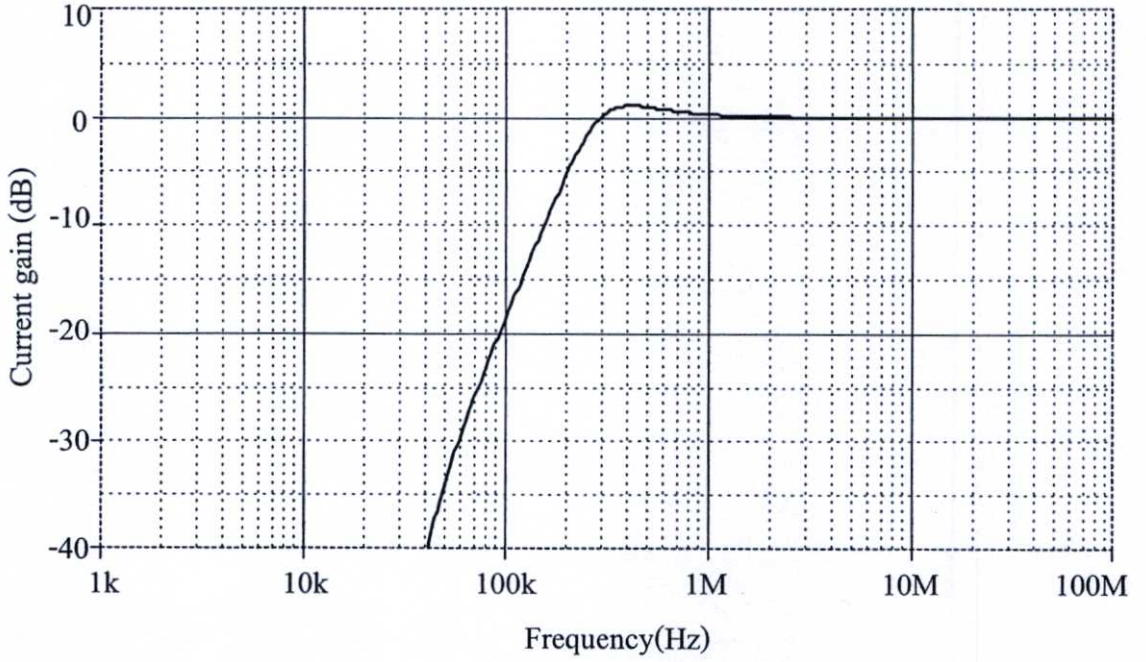
4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณไปควอคราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอขึ้นในรูปที่ 4.1 โดยที่วงจรโอทีเอจะใช้โครงสร้างของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.1 ได้ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ PR100N (PNP) และ NP100N (NPN) รุ่น ALA400 จากบริษัท AT&T [46] และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง มีค่าเท่ากับ $\pm 3V$

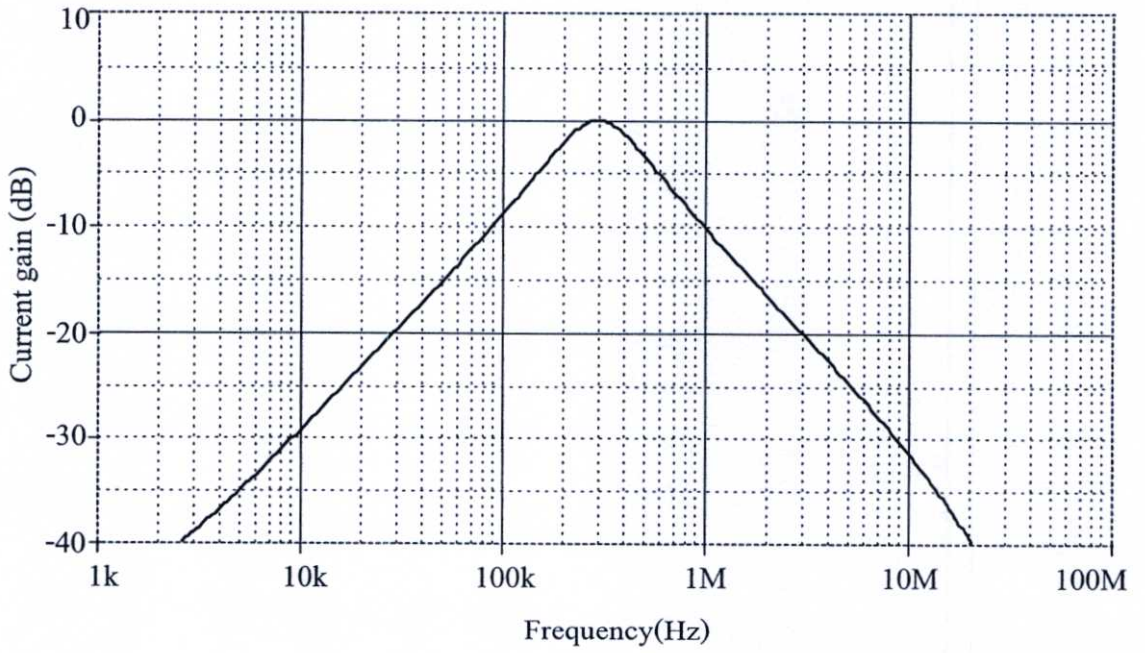
รูปที่ 4.2 ถึงรูปที่ 4.5 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP HP BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ตามลำดับ โดยเลือกใช้กระแสไบอัสมีค่าเท่ากับ $I_{B1} = I_{B2} = 100 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 1nF$ และจากการกำหนดค่าของอุปกรณ์ดังกล่าวทำให้ได้ค่าจากการคำนวณตามสมการที่ (4.4) และ (4.5) ของ $f_0 = \omega_0 / 2\pi \cong 318 \text{ kHz}$ และ $Q = 1$ ซึ่งผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าได้ $f_0 \cong 330 \text{ kHz}$ หรือคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 7.2%



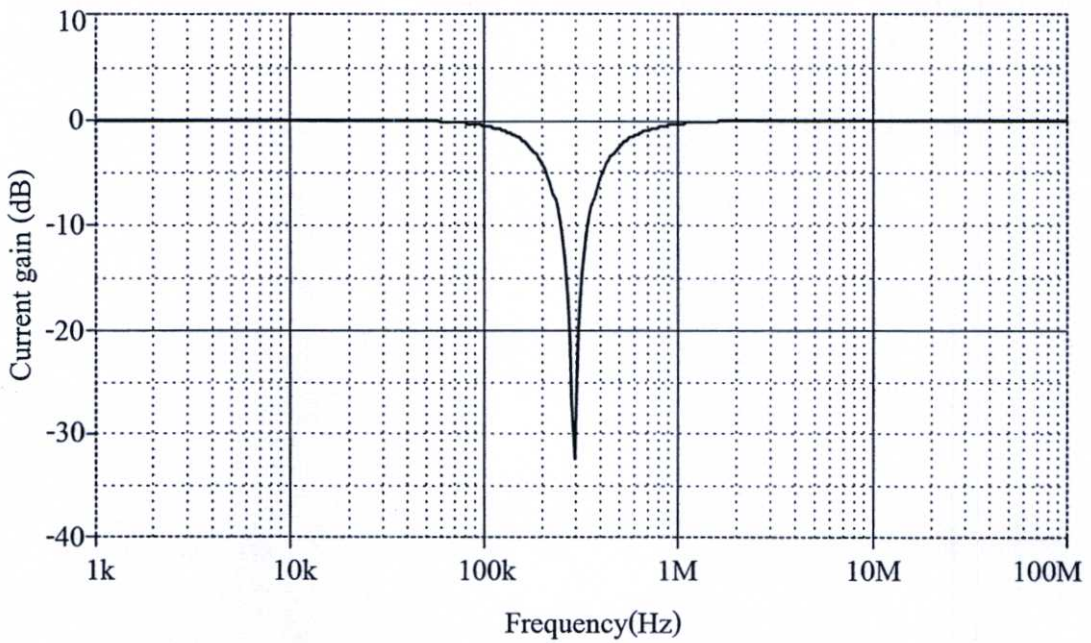
รูปที่ 4.2 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP



รูปที่ 4.3 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ HP

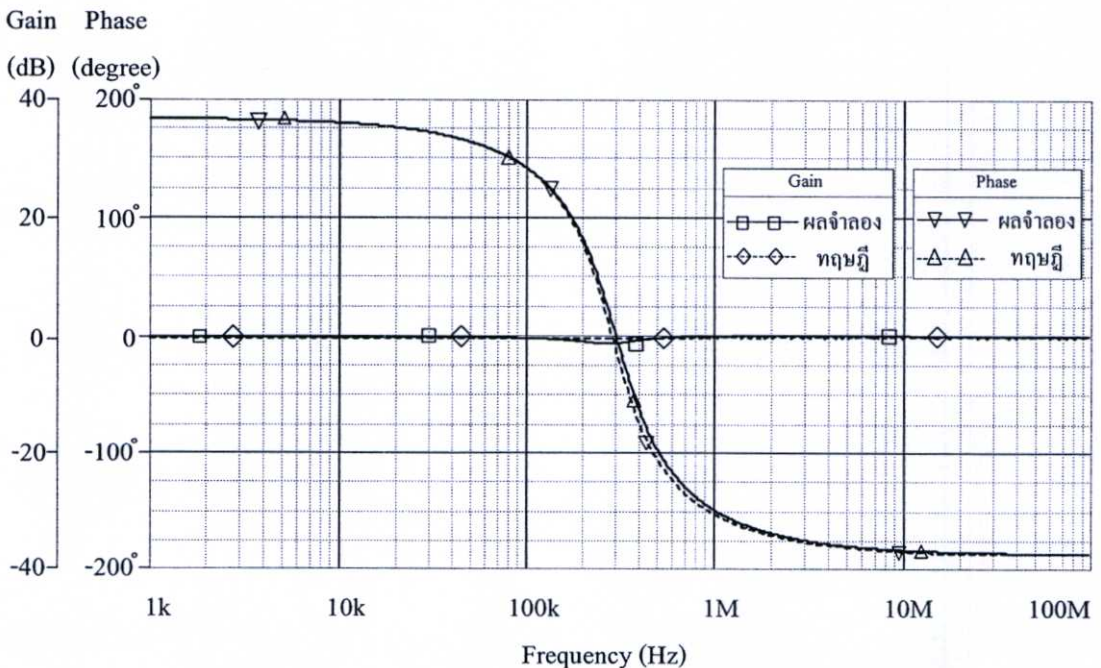


รูปที่ 4.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS

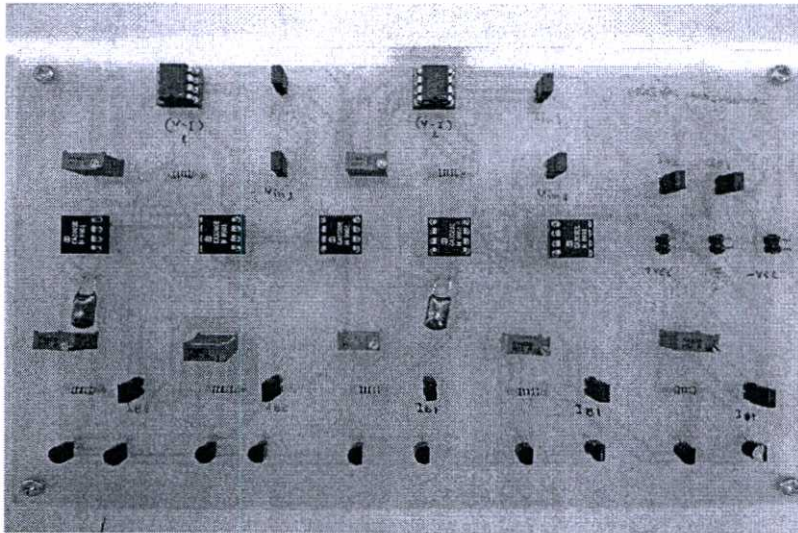
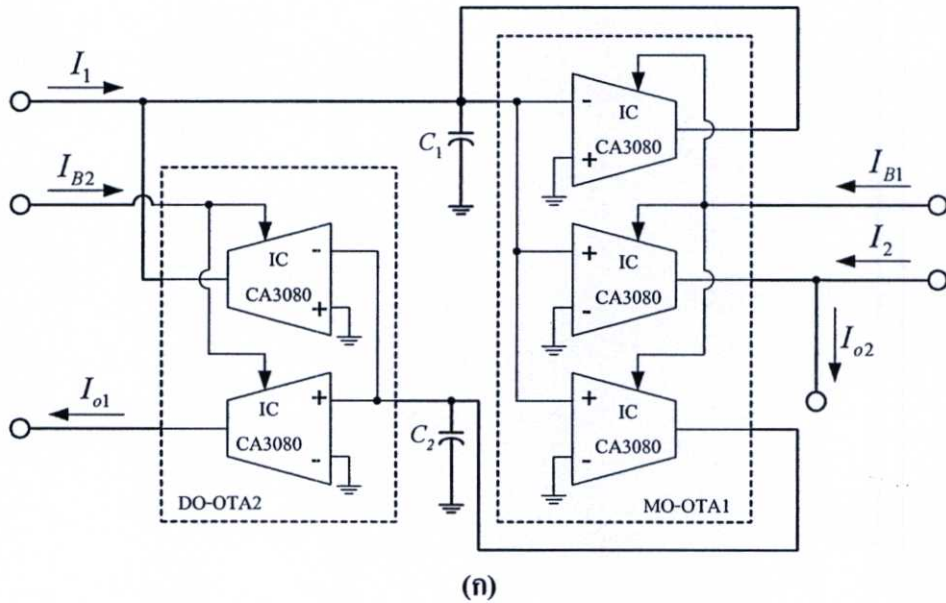
รูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองสัญญาณแบบ AP ที่ความถี่ $f_0 \cong 330$ kHz ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองมีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ แต่มีข้อผิดพลาดเล็กน้อยในส่วนของผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณจะไม่เป็นศูนย์ตามทฤษฎี เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP

4.5 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติในการใช้งานจริงของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 ในที่นี้จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองจริงขึ้น ทดสอบโดยใช้วงจรถอทีเอเบอร์ IC CA3080 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$ และ $C_1 = C_2 = 10nF$ ตามลำดับ ซึ่งภาพรายละเอียดวงจรและภาพถ่ายจริงแสดงได้ดังรูปที่ 4.7



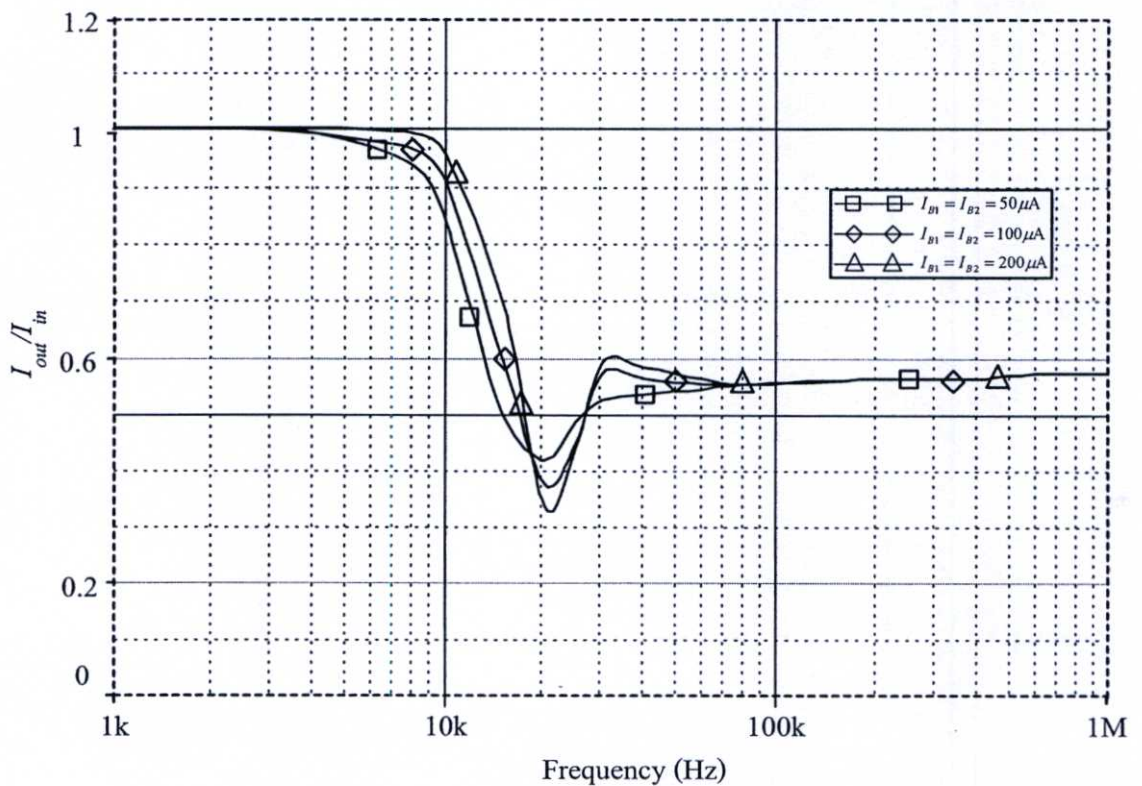
รูปที่ 4.7 วงจรกรองสัญญาณไบควอดรติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสในรูปที่ 4.1 โดยใช้ IC เบอร์ CA3080

(ก) รายละเอียดวงจร

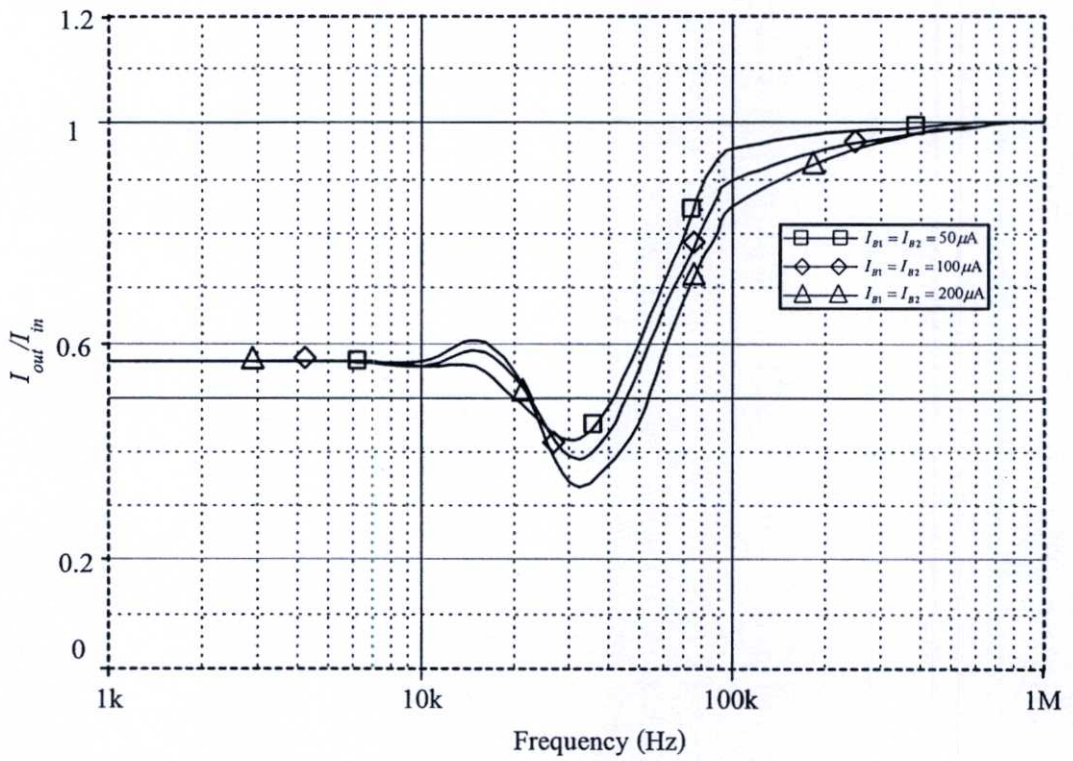
(ข) ภาพถ่ายจริง

สำหรับผลการทดลองนั้นได้ทำการวัดและบันทึกค่าในรูปแบบแรงดัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อตัวต้านทาน $R = 1 \text{ k}\Omega$ เข้าที่ขั้วเอาต์พุตทั้งสองของวงจร และในส่วนของกระแสอินพุตในที่นี้ได้ใช้ IC AD844 มาทำหน้าที่วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส เพื่อจ่ายกระแสอินพุตให้แก่วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ผลยืนยันจากการต่อวงจรทดลองจริงนั้น จะได้ค่าในเชิงขนาดและความถี่เชิงมุมธรรมชาติแตกต่างจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เนื่องจากในการต่อวงจรทดลองจริงนั้นได้ใช้ IC เบอร์ CA3080 ซึ่งเป็นวงจรโอทีเอสำเร็จรูปที่มีขายในท้องตลาด เพื่อเอามายืนยันผลในทางคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ และด้วยขีดจำกัดในการทำงานของ IC CA3080 [42] จึงต้องทำการปรับค่าอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อรวมในวงจร เพื่อจะได้แสดงผลในทางคุณสมบัติของวงจรได้ชัดเจนที่สุด

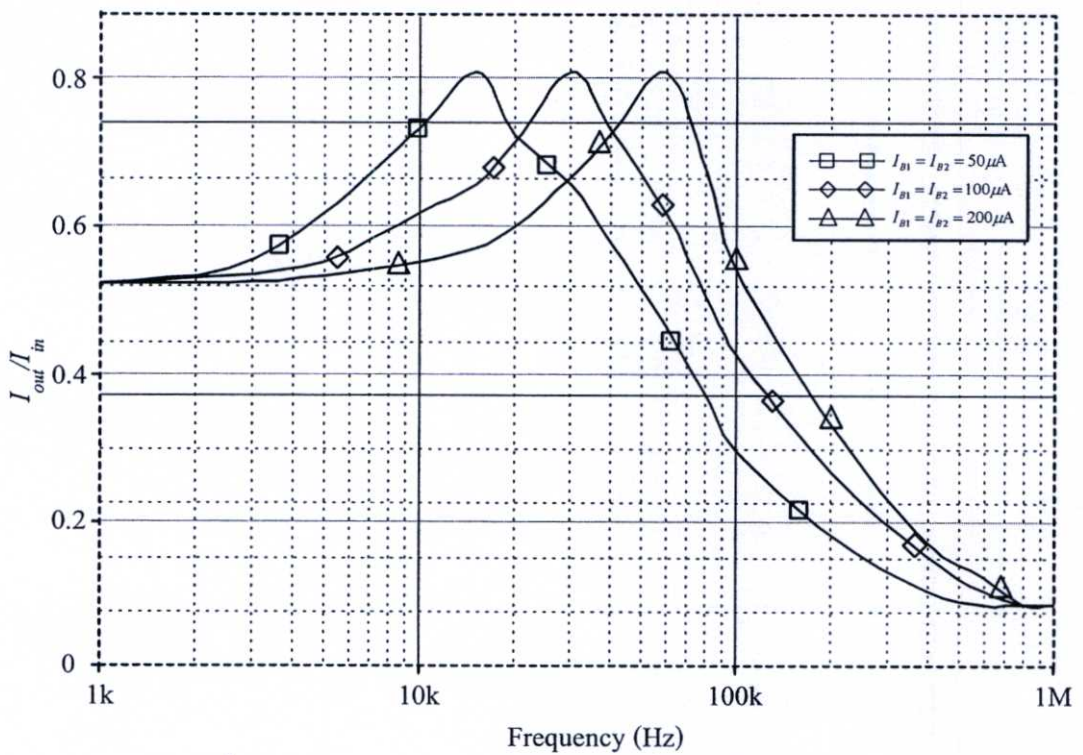
รูปที่ 4.8 ถึงรูปที่ 4.11 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานเป็นวงจร LP HP BP และ BS ตามลำดับ และทำการแปรค่า g_{m1} และ g_{m2} ตามสมการที่ (4.4) และ (4.5) โดยการปรับค่า $I_{B1} = I_{B2}$ เป็น $50 \mu\text{A}$, $100 \mu\text{A}$ และ $200 \mu\text{A}$ ตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าตำแหน่งค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาตินั้น สามารถแปรค่าไปตามการควบคุมค่ากระแสไบอัสของวงจร โอทีเอ ซึ่งสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่นำเสนอ



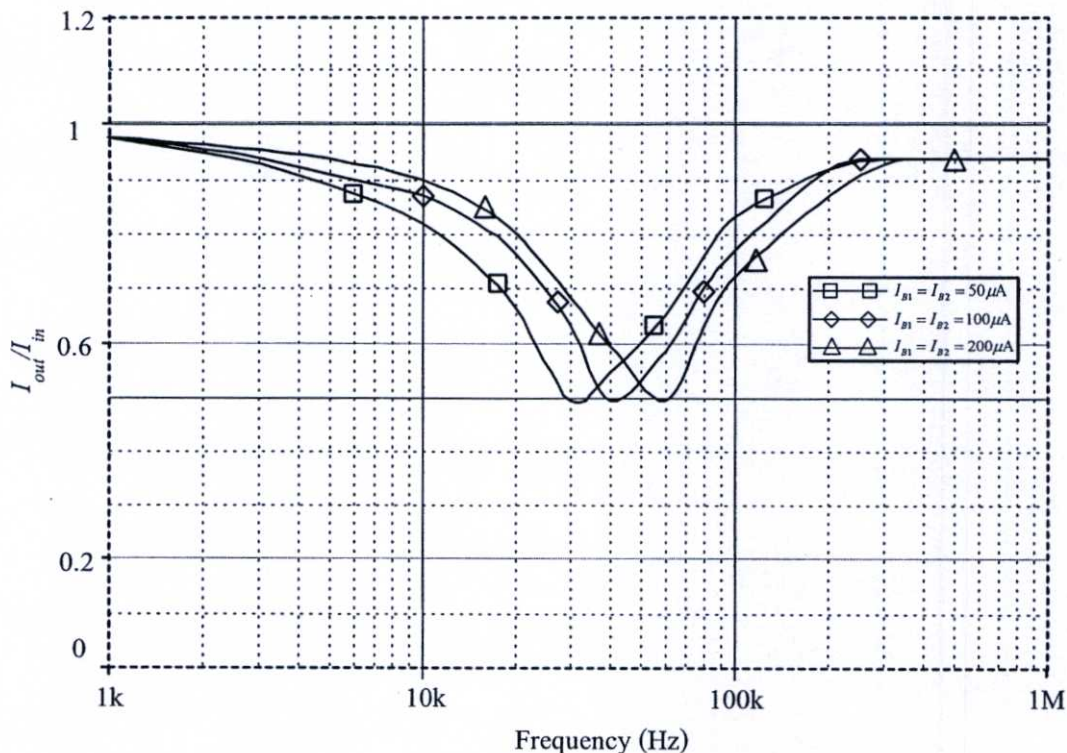
รูปที่ 4.8 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP



รูปที่ 4.10 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS

4.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต จำนวนสองตัว ต่อกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ซึ่งเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติกได้ครบทุกแบบ คือ LP, HP, BP, BS และ AP โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร ทั้งยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าแบนด์วิท (BW) ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย

วงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส ที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อิสระโดยใช้วงจโรทีเอสองเอาต์พุต

5.1 กล่าวนำ

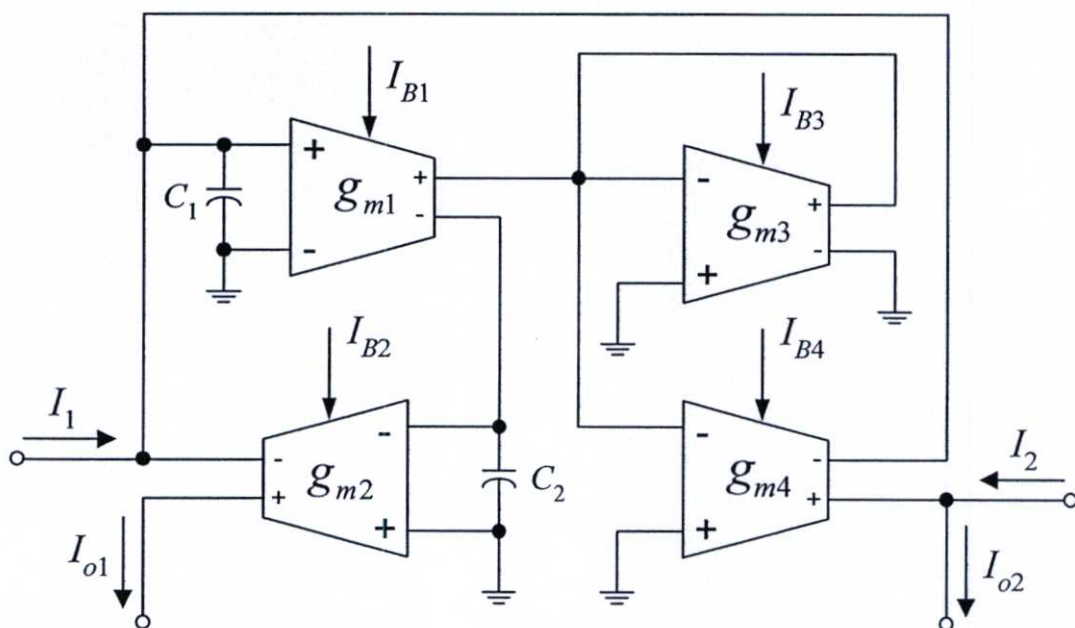
เมื่อไม่นานมานี้ได้มีกลุ่มผู้ทำวิจัยได้ให้ความสนใจในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณ โดยใช้วงจโรทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักด้วยเหตุที่ว่าวงจโรทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้างด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของวงจโรทีเอ อีกทั้งการนำมาเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักเพียงอย่างเดียวยังลดปัญหาความยุ่งยากในการสังเคราะห์วงจรอีกด้วย จึงมีผู้นิยมนำวงจโรทีเอ มาเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในวงจรรองสัญญาณ [1]-[4], [8], [11], [18]-[19] โดยการนำเสนองานวิจัยก่อนหน้านี้มีทั้งการออกแบบวงจรรองสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้วงจโรทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักที่ปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก [1] หรือต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ จากภายนอก [2]-[4], [8], [11] เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามพบว่ายังมีข้อด้อยคือการใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมากอยู่ซึ่งไม่เหมาะสมกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม นอกจากนี้งานวิจัยบางส่วนที่นำเสนอ ยังไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน [18] จนกระทั่งเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนองานวิจัยออกแบบวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส และใช้อุปกรณ์ต่อร่วน้อย [19] แต่อย่างไรก็ตามวงจรถูกนำเสนอมานั้น ยังไม่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระ

ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่มีสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอใช้วงจโรทีเอแบบสองเอาต์พุต (dual-output operational transconductance amplifier, DO-OTA) จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ทำให้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติก (biquadratic function) ได้ครบทุกแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) แบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร นอกจากนี้วงจรถูกเสนอมีความน่าสนใจที่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของวงจโรทีเอแบบ

สองเอาต์พุตและมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอขึ้นนี้ได้ถูกทดสอบผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ซึ่งปรากฏผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

5.2 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โทมครระแสดแบบสองอินพุตและสองเอาต์พุตที่นำเสนอ จะเห็นว่าประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย กล่าวคือใช้วงจรโอทีเอแบบสองเอาต์พุตจำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น [22]-[23] นอกจากนี้ยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกอีกด้วย ดังนั้นจึงทำให้รูปแบบวงจรที่นำเสนอมีความเหมาะสมอย่างมากกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โทมครระแสด
แบบปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ

จากการวิเคราะห์ห้วงจร โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร โอทีเอในสมการที่ (3.1) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข.1]

$$I_{o1} = -\frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)I_1}{D} \quad (5.1)$$

และ

$$I_{o2} = \frac{\left[s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]I_2 - \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)sI_1}{D} \quad (5.2)$$

โดยที่

$$D = s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \quad (5.3)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (5.1) ถึง (5.3) จะพบว่า วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติกได้ครบทุกรูปแบบ ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- 1) เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_{in}$ โดย $I_2 = 0$ และ $I_{o1} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP
- 2) เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_{in}$ โดย $I_2 = 0$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP
- 3) เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP
- 4) เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS
- 5) เมื่อกำหนดให้ $I_1/2 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP

กรณีนี้จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจร จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.4)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.4) และ (5.5) แสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ สามารถควบคุมค่าได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสจากภายนอกของวงจรโอทีเอแบบสองเอาต์พุต กล่าวคือเราสามารถปรับค่า ω_0 ได้ด้วยการควบคุมค่า $C_1 = C_2 = C$ และ $g_{m1} = g_{m2} = g_m = I_B/2V_T$ โดยที่ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ ส่วนค่า Q นั้นสามารถปรับได้โดยอัตราส่วนของ g_{m4}/g_{m3} ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (5.4) และ (5.5) อีกครั้ง สามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ใหม่ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} = \frac{I_B}{2V_T C} \quad (5.6)$$

และ

$$Q = \frac{I_{B3}}{I_{B4}} \quad (5.7)$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจร สามารถคำนวณได้ ดังนี้ [ภาคผนวก ข.2]

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_{g_{m4}}^{\omega_0} = 0 \quad (5.8)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (5.9)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1, S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5.10)$$

และ

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5.11)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดนั้นมีค่าต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอ

หากทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร โอทีเอ ดังรูปที่ 3.2 แล้ว จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้กลายเป็น [ภาคผนวก ข.3]

$$I_{01} = \left[\frac{g_{m1} g_{m2} ((G_{i3} + G_{i4}) / g_{m3} + 1) I_1}{D_n} \right] \quad (5.12)$$

$$I_{02} = \left[\frac{g_{m4} g_{m1} (G_{i2} + sC_2) I_1}{g_{m3} D_n} \right] + I_2 \quad (5.13)$$

$$\text{และ } D_n = s^2 [C_1 C_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)] + s [(g_{m4}/g_{m3})g_{m1}C_2 + G_{i2}C_2] \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} & ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + C_1 G_{i2} ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + [(g_{m4}/g_{m3})g_{m1}G_{i2} \\ & + g_{m1}g_{m2} ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}G_{i2} ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)] \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } G_{i1} = \frac{1}{r_{i1}}, \quad G_{i2} = \frac{1}{r_{i2}}, \quad G_{i3} = \frac{1}{r_{i3}} \quad \text{และ} \quad G_{i4} = \frac{1}{r_{i4}}$$

สำหรับค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรกรณีไม่เป็นอุดมคติจะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + Kg_{m1}G_{i2} + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{C_1 C_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{C_1 C_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}} \\ &\times \frac{C_1 C_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{Kg_{m1}C_2 + G_{i2}C_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + C_1 G_{i2} ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \quad (5.16) \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } K = (g_{m4}/g_{m3})$$

ค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q สำหรับกรณีนี้จะเท่ากับ

$$S_{G_{i1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.17)$$

$$S_{G_{i2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{Kg_{i2}g_{m1} + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.18)$$

$$S_{G_{i3}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m1}g_{m2}G_{i3} + C_1G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{C_1C_2G_{i3}}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.19)$$

$$S_{G_{i4}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m1}g_{m2}G_{i4} + C_1G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{C_1C_2G_{i4}}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.20)$$

$$S_{G_{i1}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}}{G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.21)$$

$$S_{G_{i2}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{Kg_{m1}G_{i2} + G_{i1}G_{i3}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.22)$$

$$S_{G_{i3}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{C_1C_2G_{i3}}{B_n} + \frac{g_{m1}g_{m2}G_{i3} - G_{i1}G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{G_{i2}G_{i3}(C_1 + C_2)}{\sqrt{A_nB_n}} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.23)$$

$$S_{G_{i4}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{C_1C_2G_{i4}}{B_n} + \frac{g_{m1}g_{m2}G_{i4} - G_{i1}G_{i2}G_{i4}}{A_n} - \frac{G_{i2}G_{i4}(C_1 + C_2)}{\sqrt{A_nB_n}} \right] < \frac{1}{2} \quad (5.24)$$

โดยที่

$$A_n = Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

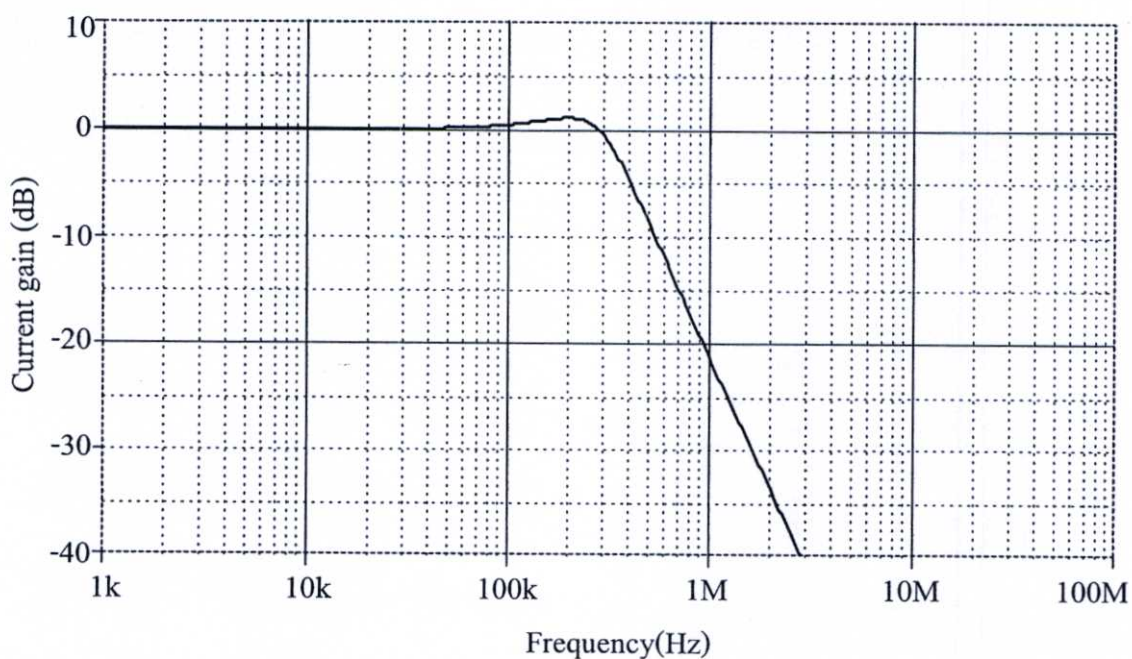
$$B_n = C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

จากสมการที่ (5.17) ถึง (5.24) แสดงให้เห็นว่าแม้จะคำนึงถึงผลกระทบจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอก็ตาม พบว่าค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ในกรณีนี้ยังคงมีค่าต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่า 0.5

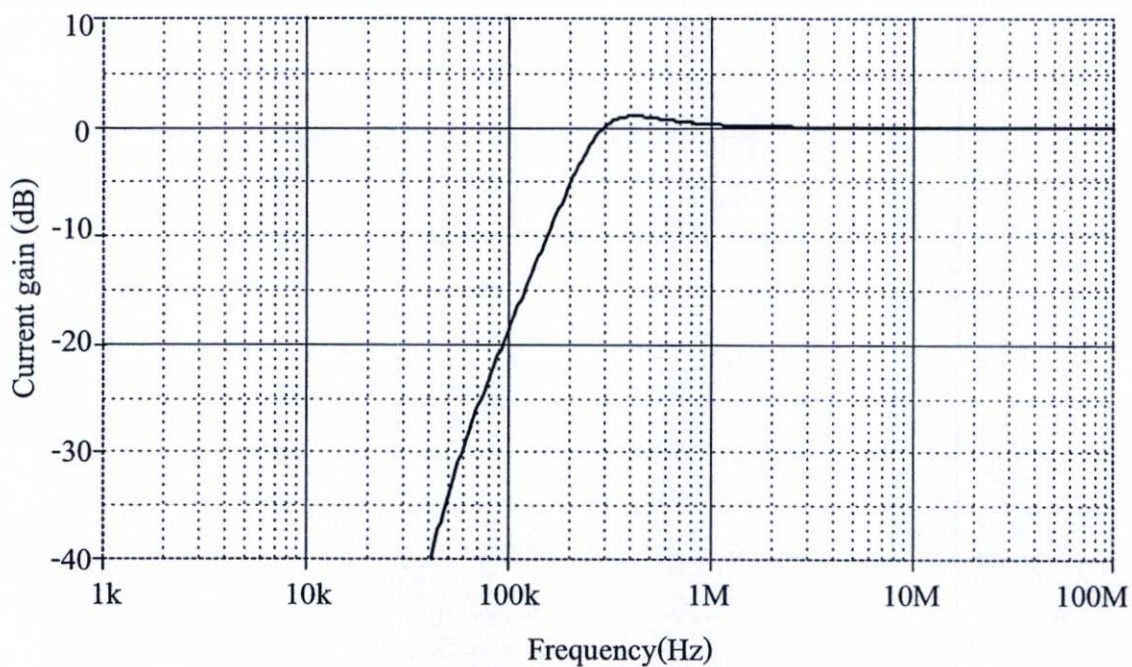
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมคระแสะที่นำเสนอขึ้นในรูปที่ 5.1 โดยที่วงจรโอทีเอในรูปที่ 3.1 ได้ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ PR100N (PNP) และ NP100N (NPN) รุ่น ALA400 จากบริษัท AT&T [46] และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง มีค่าเท่ากับ $\pm 3\text{ V}$

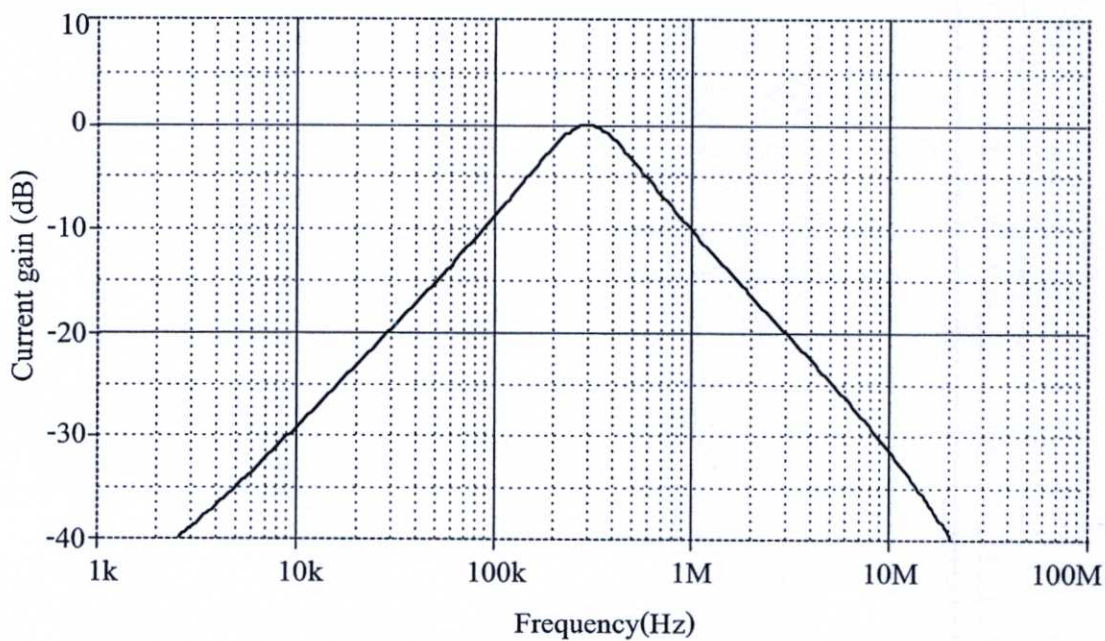
รูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.5 แสดงผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP HP BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอตามลำดับ โดยเลือกใช้ $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 1\text{ nF}$ ซึ่งจากการกำหนดค่าของอุปกรณ์ดังกล่าวทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรจากการคำนวณทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ $f_0 = \omega_0 / 2\pi \cong 318\text{ kHz}$ และ $Q = 1$ ในขณะที่ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE ในรูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.5 พบว่าได้ค่า $f_0 \cong 295\text{ kHz}$ โดยคิดเป็นค่าผิดพลาดประมาณ 7.2%



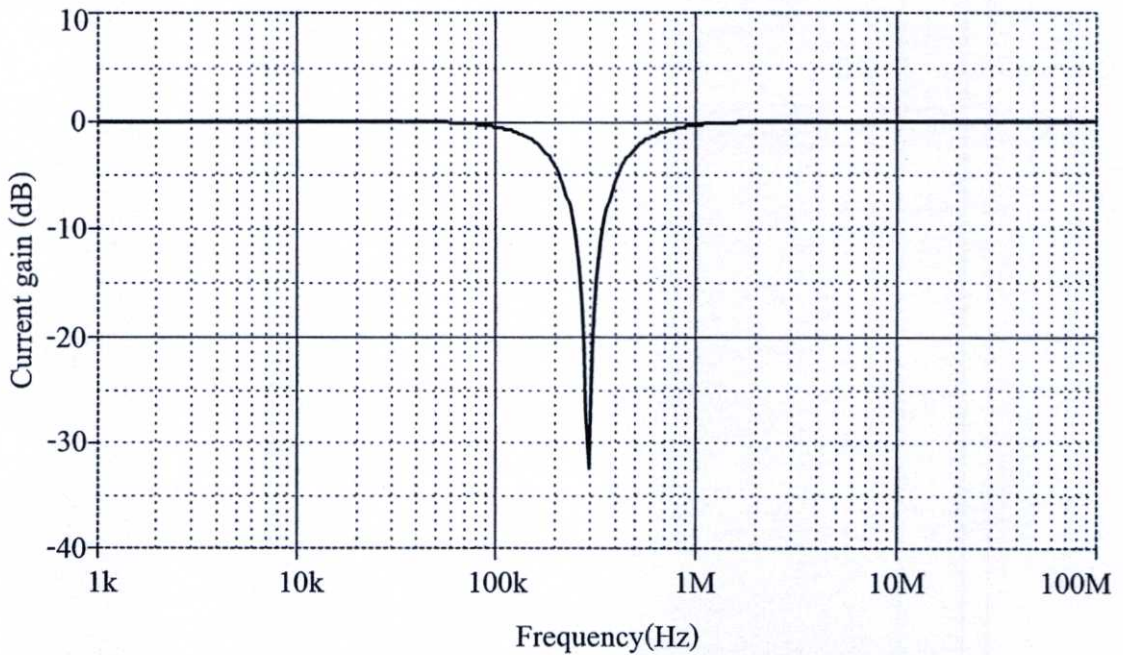
รูปที่ 5.2 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP



รูปที่ 5.3 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ HP



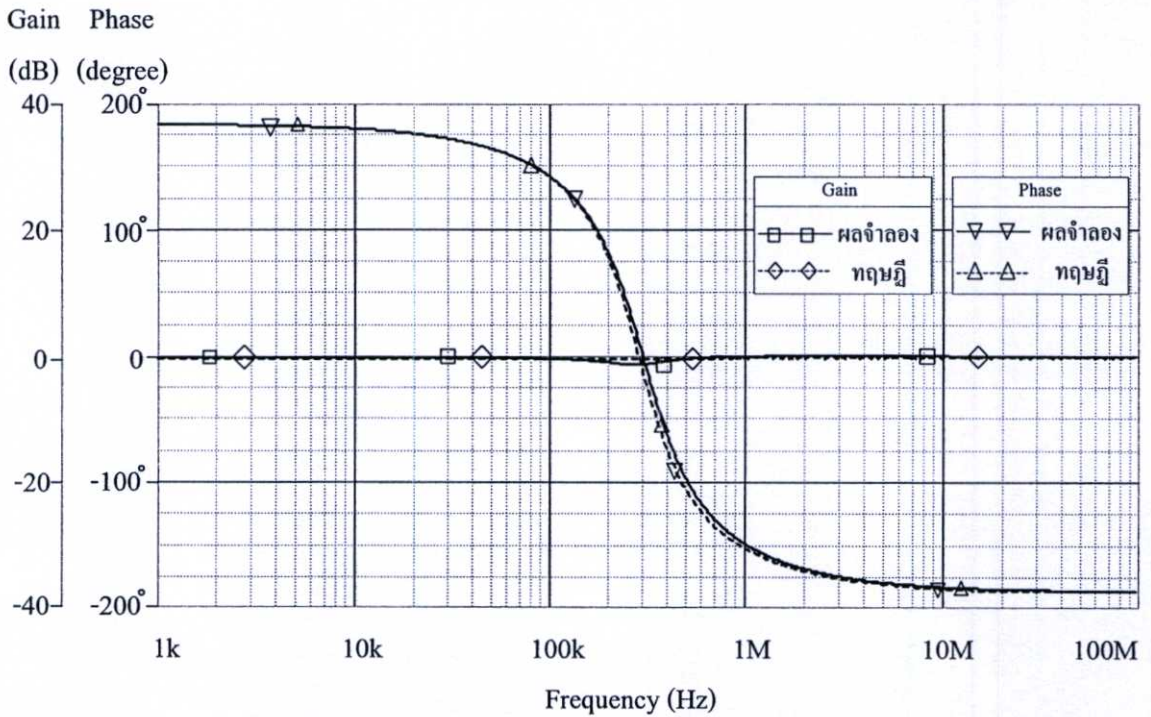
รูปที่ 5.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP



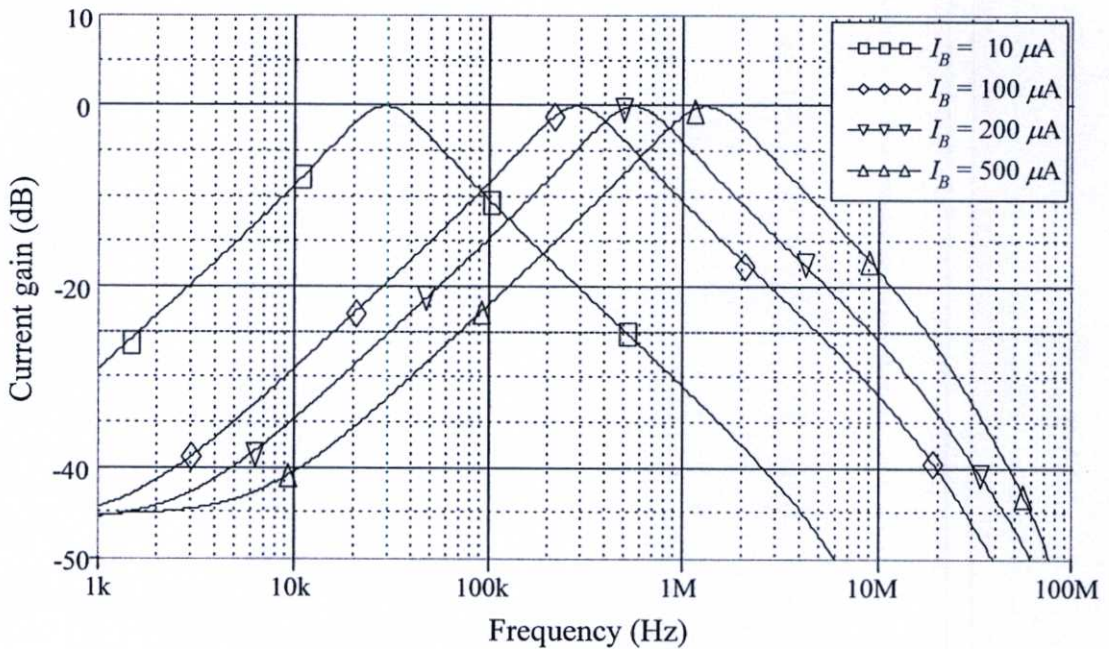
รูปที่ 5.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BS

รูปที่ 5.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอบนแบบ AP ที่ความถี่ $f_0 \cong 295$ kHz ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองมีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ แต่มีข้อผิดพลาดเล็กน้อยส่วนของผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณ จะไม่เป็นศูนย์ตามทฤษฎี เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง

รูปที่ 5.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่าความถี่ f_0 ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่า $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ เป็น $50 \mu A$, $100 \mu A$, $200 \mu A$ และ $500 \mu A$ ตามลำดับ ส่วน I_{B3} และ I_{B4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu A$ เมื่อ $C_1 = C_2 = 1$ nF จากเงื่อนไขทำให้ได้ค่า $Q = 1$ ผลจำลองแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสอดคล้องสามารถแปรค่าความถี่ f_0 ได้ด้วยการควบคุมค่า I_B โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า Q ซึ่งสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทฤษฎีที่ได้นำเสนอข้างต้น

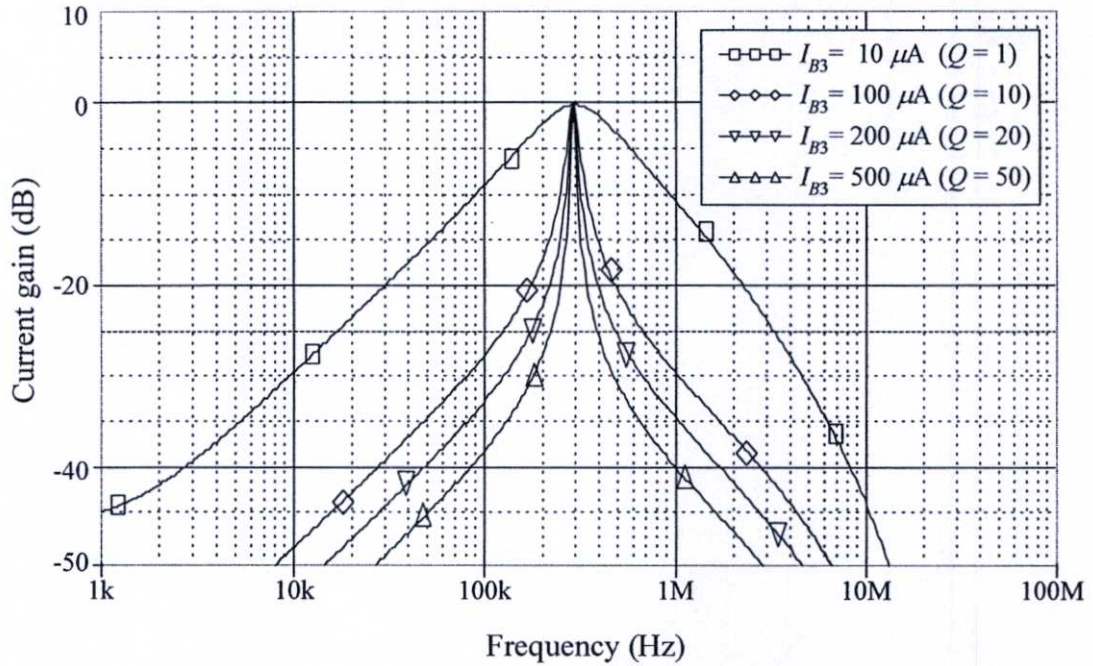


รูปที่ 5.6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP



รูปที่ 5.7 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า I_B

รูปที่ 5.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า Q ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่า I_{B3} ในขณะที่กำหนดให้ $I_{B4} = 10 \mu A$ จากเงื่อนไขทำให้ได้ Q แปรค่าเป็น 1 10 20 และ 50 ตามลำดับ ซึ่งพบว่าเราสามารถควบคุมค่า Q ของวงจรได้ด้วยกระแสไบอัส I_{B3} โดยปราศจากผลกระทบต่อค่าความถี่ f_0

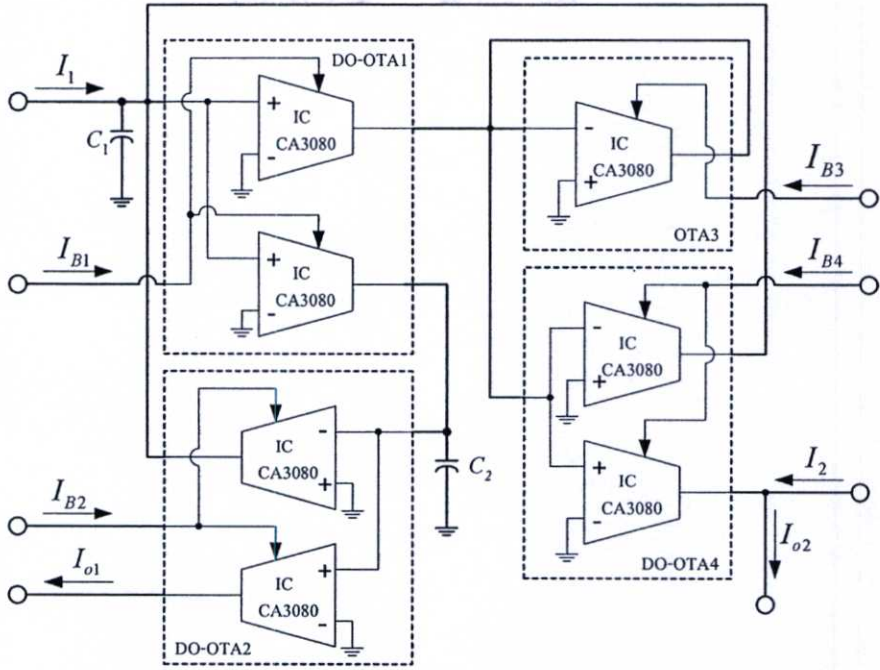


รูปที่ 5.8 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า Q

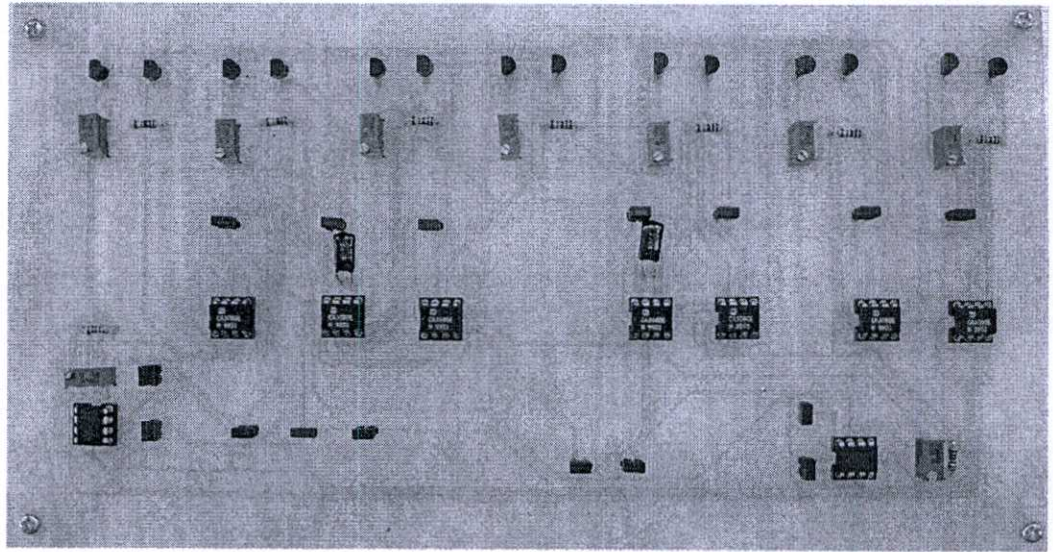
5.5 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติในการใช้งานจริงของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 ในที่นี้จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองจริงขึ้น ทดสอบโดยใช้วงจรโอทีเอเบอร์ IC CA3080 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$ และ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ ตามลำดับ ซึ่งภาพรายละเอียดวงจรและภาพถ่ายจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.9

สำหรับผลการทดลองนั้นได้ทำการวัดและบันทึกค่าในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อตัวต้านทาน $R = 1 \text{ k}\Omega$ เข้าที่ขั้วเอาต์พุตทั้งสองของวงจร และในส่วนของกระแสอินพุตในที่นี้ได้ใช้ IC AD844 มาทำหน้าที่วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส เพื่อจ่ายกระแสอินพุตให้แก่วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ผลยืนยันจากการต่อวงจรทดลองจริงนั้น จะได้ผลตอบสนองทางความถี่แตกต่างไปจากผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เนื่องจากในการต่อวงจรทดลองจริงนั้นได้ใช้ IC เบอร์ CA3080 ซึ่งเป็นวงจรโอทีเอสำเร็จรูปที่มีขายในท้องตลาด เพื่อเอามายืนยันผลในทางคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ และด้วยขีดจำกัดในการทำงานของ IC CA3080 [42] จึงต้องทำการปรับค่าอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อรวมในวงจรเพื่อจะได้แสดงผลในทางคุณสมบัติของวงจรได้ชัดเจนที่สุด



(ก)

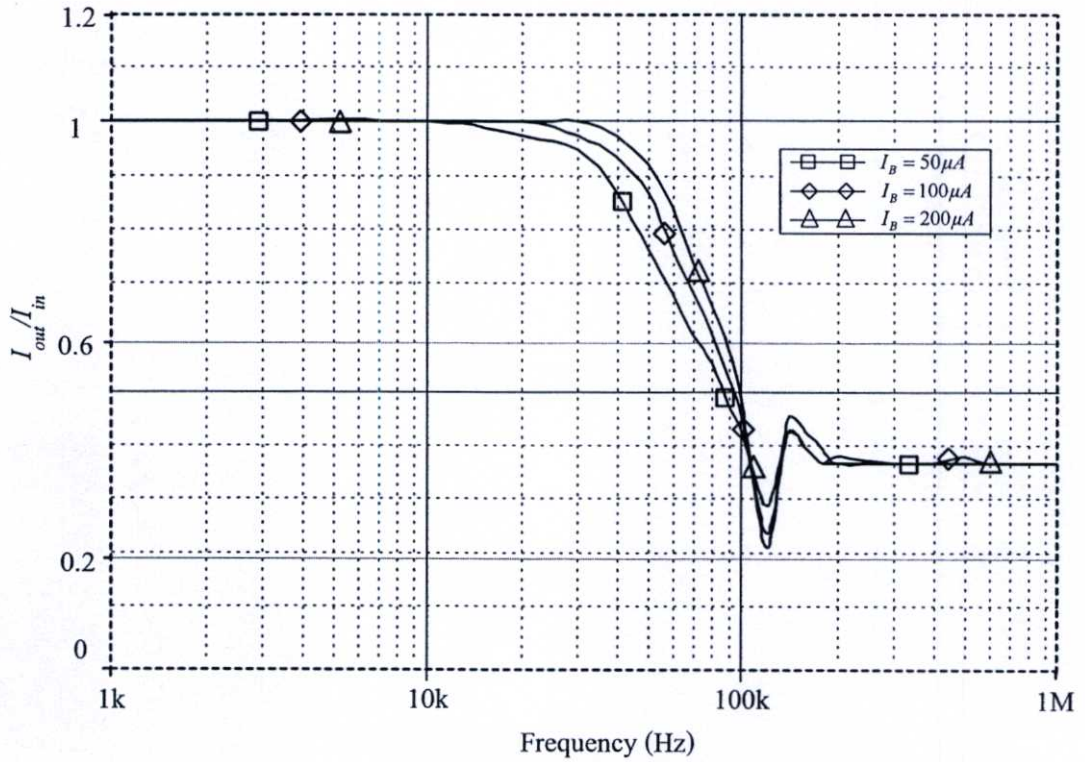


(ข)

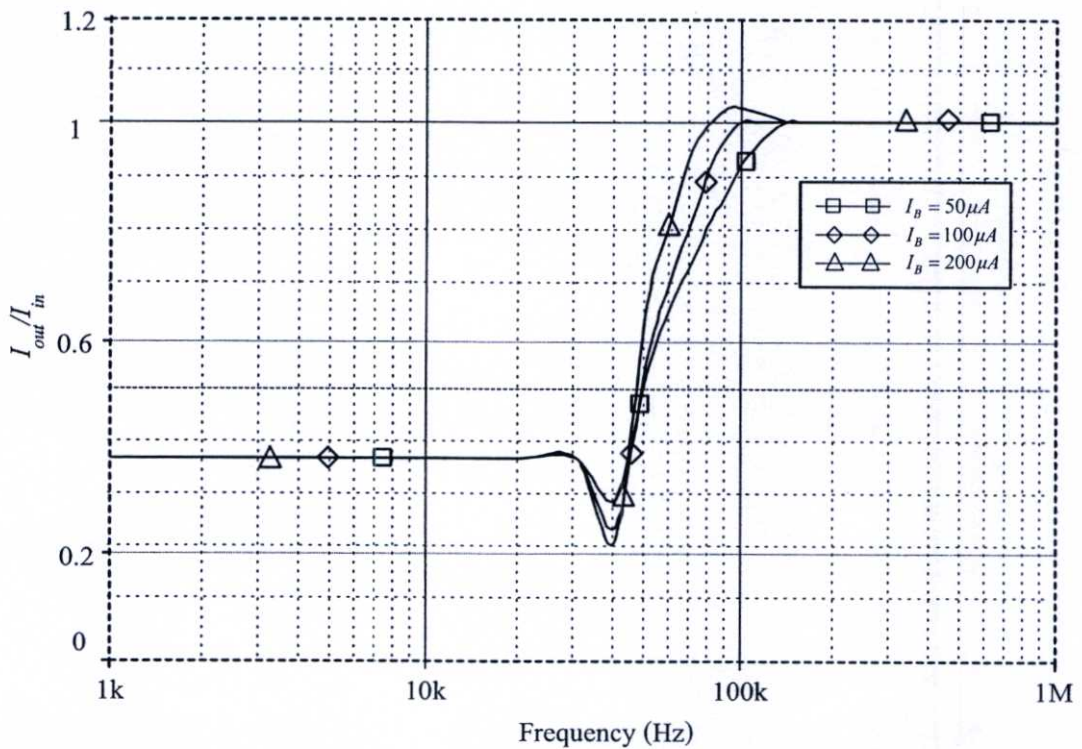
รูปที่ 5.9 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสในรูปที่ 5.1 โดยใช้ IC เบอร์ CA3080

(ก) รายละเอียดวงจร (ข) ภาพถ่ายจริง

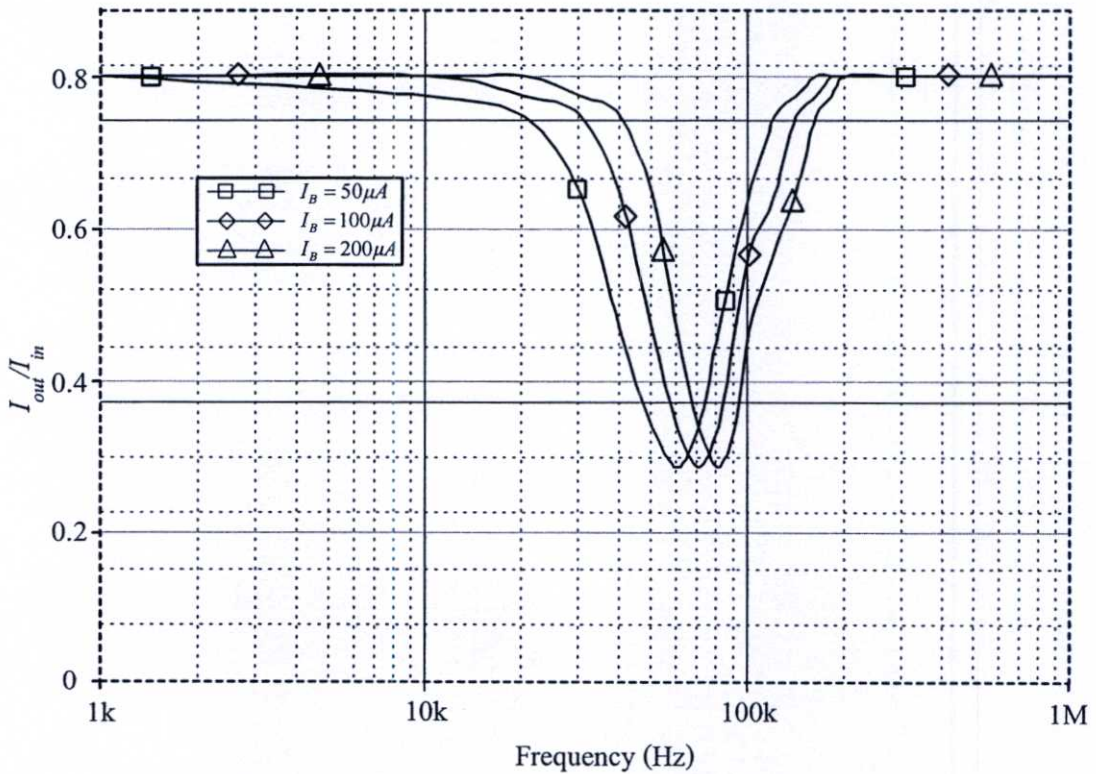
รูปที่ 5.10 ถึงรูปที่ 5.12 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานเป็นวงจร LP HP และ BS ตามลำดับ โดยการปรับค่า $I_B = I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4}$ มีค่าเท่ากับ $50 \mu A$, $100 \mu A$ และ $200 \mu A$ ตามลำดับ



รูปที่ 5.10 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP



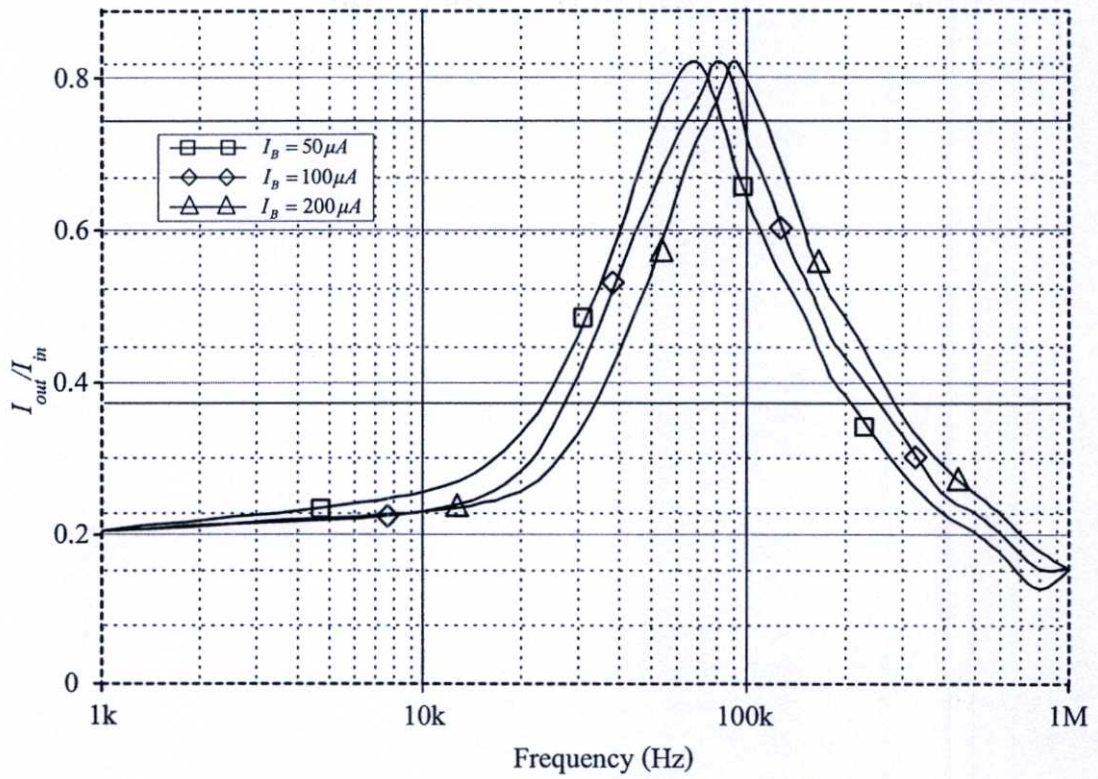
รูปที่ 5.11 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP



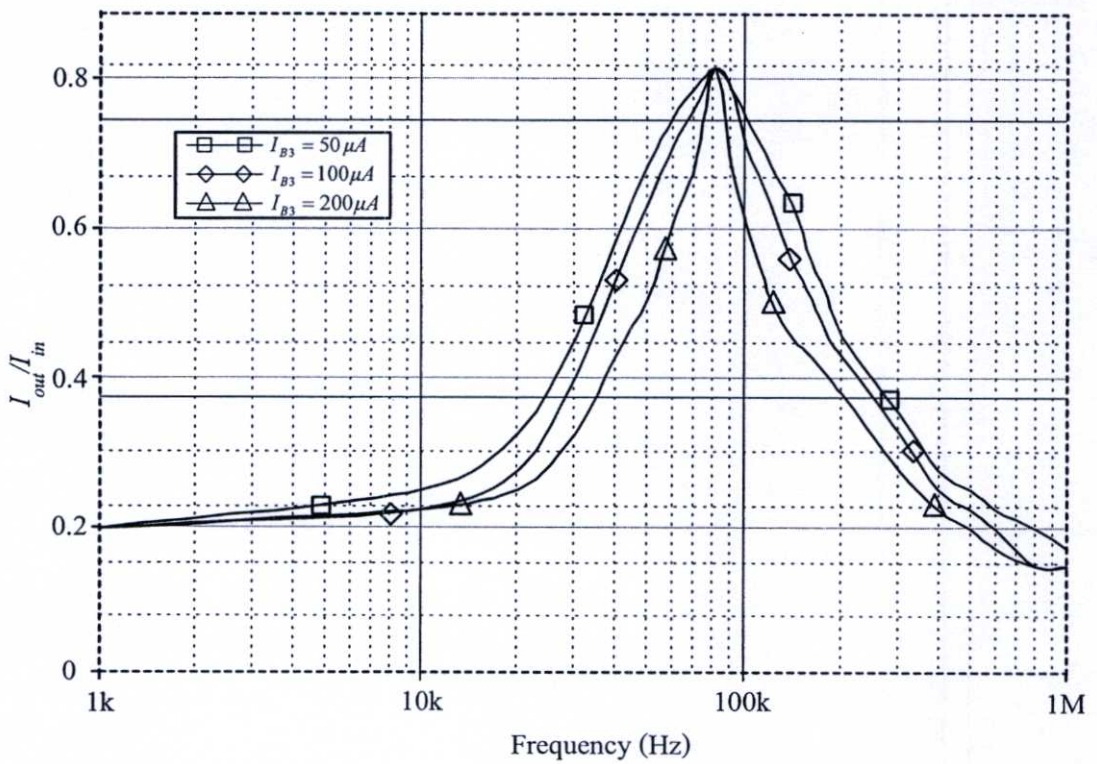
รูปที่ 5.12 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS

รูปที่ 5.13 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการแปรค่าความถี่ f_0 โดยการปรับค่า $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ เป็น $50 \mu A$, $100 \mu A$ และ $200 \mu A$ ตามลำดับ ส่วน I_{B3} และ I_{B4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu A$ เมื่อ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่า $Q = 1$ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่าความถี่ f_0 ได้ด้วยการควบคุมค่า I_B โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า Q

รูปที่ 5.14 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อทำการแปรค่า Q ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่า I_{B3} มีค่าเท่ากับ $50 \mu A$, $100 \mu A$ และ $200 \mu A$ ตามลำดับ ในขณะที่กำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2} = I_{B4} = 100 \mu A$ ซึ่งทำให้ค่า Q ของวงจรแปรค่าเป็น 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ โดยผลการทดลองพบว่าเราสามารถควบคุมค่า Q ของวงจรได้ด้วยการแปรค่า I_{B3} โดยปราศจากผลกระทบต่อตำแหน่งความถี่ f_0



รูปที่ 5.13 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการแปรค่า I_B



รูปที่ 5.14 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการแปรค่า Q

5.6 สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โทมดกระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรโอทีเอแบบสองเอาต์พุตเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก โดยวงจรที่นำเสนอใช้วงจรโอทีเอแบบสองเอาต์พุตจำนวนสี่ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ซึ่งเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดคราติก ได้ครบทุกแบบ คือ LP, HP, BP, BS และ AP ปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร ทั้งยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัส จากภายนอกของวงจรโอทีเอแบบสองเอาต์พุต นอกจากนี้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองวงจร คือ วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส แบบสองอินพุต สองเอาต์พุตซึ่งประกอบด้วยวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตจำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ โหมดกระแส แบบสองอินพุต สองเอาต์พุต ที่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระ ซึ่งประกอบด้วยวงจรโอทีเอสองเอาต์พุตจำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว โดยวงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นการออกแบบโดยเลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย แต่ยังคงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่ดีไว้อย่างครบถ้วน โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และ แบบกรองผ่านทุกความถี่ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้วงจรที่ได้นำเสนอยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรโอทีเอ นอกจากนี้ยังมีค่าความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำ

สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองต่อวงจรจริงซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ยอมรับให้เข้าร่วมประชุมและนำเสนอในงานประชุมวิชาการต่างๆ ดังต่อไปนี้

- การประชุมทางวิชาการนานาชาติ ECTI-CON 2007 ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 9-12 พฤษภาคม 2550 จ. เชียงราย [32]
- การประชุมทางวิชาการนานาชาติ ICICS 2007 ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 10-13 ธันวาคม 2550 ณ ประเทศสิงคโปร์ [33]

- การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 (EECON-30) ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 25-26 ตุลาคม 2550 จ.กาญจนบุรี [47]

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก ค ของวิทยานิพนธ์นี้

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในหัวข้อนี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจรให้มี ประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่สองประการ ได้แก่

1) ประการแรก เนื่องจากการออกแบบและพัฒนาวงจรในการวิจัยหัวข้อนี้ได้มุ่งเน้นที่การใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย และสามารถทำการปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้โดยการปรับค่าและควบคุมกระแสไบอัสที่จ่ายให้แก่วงจร โอทีเอ แต่ก็ยังคงมีข้อจำกัด ในแง่ของการปรับแต่งค่า โดยใช้สัญญาณอนาล็อกอยู่ [48]-[49] ดังนั้นแนวทางวิจัยต่อที่น่าสนใจก็คือ การพัฒนาประสิทธิภาพของวงจรกรองสัญญาณให้สามารถทำการปรับแต่งค่าและควบคุมได้ด้วยสัญญาณดิจิทัลจากภายนอกเพื่อเพิ่มความแม่นยำและเที่ยงตรงในการประยุกต์ใช้งานต่อไป

2) ประการที่สอง เนื่องจากการออกแบบและพัฒนาวงจรในการวิจัยหัวข้อนี้ได้ใช้โอทีเอภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นแนวทางพัฒนาอีกแนวทางหนึ่ง ก็คือเลือกใช้วงจรโอทีเอแบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งจะทำให้พื้นที่ของวงจรเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมีขนาดเล็กลง

เอกสารอ้างอิง

- [1] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui. "Voltage-mode active-only biquad" **International Journal of Electronics**, vol.87, 2000. pp.1435-1442.
- [2] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahshi, Y. Sumi and Y. Fukui. "Novel voltage-mode biquad without external passive elements" **International Journal of Electronics**, vol.88, 2001. pp.13-22.
- [3] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui. "Novel voltage-mode biquad using only active devices" **International Journal of Electronics**, vol.88, 2001. pp.339-346.
- [4] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui. "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop" **International Journal of Electronics**, vol.88, 2001. pp.1093-1101.
- [5] เจษฎาพร สถานทรัพย์, ทศยา ปุคคละนนท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นหลัก" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, จ.ภูเก็ต, 20-21 ตุลาคม 2548. หน้า 1153-1156.
- [6] เจษฎาพร สถานทรัพย์, ทศยา ปุคคละนนท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นหลัก" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, จ.ชลบุรี, 9-10 พฤศจิกายน 2549. หน้า 613-616.
- [7] J. Satansup, T.Pukkalanun and W.Tangsirat. "Universal voltage-mode biquad filter without external passive elements" **Proceedings of The 2006 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications**, Chiang Mai, Thailand, 10-13 July 2006. pp. 709-712.
- [8] T. Tsukutani, Y. Sumi, M. Higashimura, Y. Fukui. "Current-mode biquad using OTAs and CF" **Electronics Letters**, vol. 39, no.3, 2003. pp.262-263.
- [9] J. W. Horng, M. H. Lee and C. L. Hou. "Universal active filter using four OTAs and one CCII" **International Journal of Electronics**, vol.78, 1995. pp. 903-906.

- [10] T. Tsukutani, Y. Sumi, M. Higashimura and Y. Fukui. "Current-mode universal biquadratic circuit using OTAs and DO-CCII" **Proceedings of The 49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems**, Hiroshima, Japan, vol.1, 25-28 July 2004. pp. 45-48.
- [11] T. Tsukutani, Y. Sumi, M. Higashimura and Y. Fukui. "Current-mode universal biquad circuit using MO-OTAs and DO-CCII" **Proceedings of The 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, vol.2, 2005. pp.1589-1592.
- [12] R. Nawrocki, U. Klein. "New OTA-capacitor realization of a universal biquad" **Electronics Letters**, vol.22, 1986. pp. 50-51.
- [13] A. Mohan. "Generation of OTA-C filter structures from active RC filterstructures" **IEEE Transaction on Circuits and Systems**, vol.37, no.5, 1990. pp.656-660.
- [14] C.M. Chang, P.C. Chen. "Universal active filter with current gain using OTA" **International Journal of Electronics**, vol.71, 1991. pp.805-808.
- [15] J. Wu, C.Y. Xie. "New multifunction active filter using OTAs" **International Journal of Electronics**, vol.74, 1993. pp. 235-239.
- [16] J. Ramirez-Angulo, E. Sanchez-Sinencio. "High frequency compensated current-mode ladder filters using multiple output OTAs" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part II: Analog and Digital Signal Processing**, vol.41, no.9, 1994. pp.581-586.
- [17] Y. S. Hwang, S. I. Liu, D. S. Wu, and Y. P. Wu. "Table-based linear transformation filters using OTA-C techniques" **Electronics Letters**, vol.30, no.24, 1994. pp.2021-2022.
- [18] J. Wu. "Current-mode high-order OTA-C filters" **International Journal of Electronics**, vol.76, no. 6, 1994. pp.1115-1120.
- [19] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui. "Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs" **International Journal of Electronics**, vol.80, no. 4, 1996. pp.533-541.
- [20] Y. Sun, J. K. Fidler. "Design of current-mode multiple output OTA and capacitor filters," **International Journal of Electronics**, vol.81, no.1, 1996. pp.95-99.
- [21] Y. Sun, J. K. Fidler. "Structure generation of current-mode two integrator loop dual output-OTA grounded capacitor filters" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part II: Analog and Digital Signal Processing**, vol.43, no.9, 1996. pp.659-663.

- [22] Y. Sun, B. Jefferies, and J. Teng. "Universal third-order OTA-C filters" **International Journal of Electronics**, vol.85, no.5, 1998. pp.597–609.
- [23] J. Wu, E. I. El-Masry. "Universal voltage-mode and current-mode OTAs based biquads" **International Journal of Electronics**, vol.85, no.5, 1998. pp.553–560.
- [24] Y. Sun. "OTA-C filter design using inductor substitution and Bruton transformation methods" **Electronics Letters**, vol.34, no.22, 1998. pp. 2082–2083.
- [25] C. M. Chang. "New multifunction OTA-C biquads" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part II: Analog and Digital Signal Processing**, vol.46, no.6, 1999. pp.820–824.
- [26] C. Chang, S. Pai. "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part I: Fundamental Theory and Applications**, vol.47, no.8, 2000. pp.1235-1238.
- [27] C. M. Chang, B. M. Al-Hashimi. "Analytical synthesis of high-order current-mode OTA-C filters" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part I: Fundamental Theory and Applications**, vol.50, no.9, 2003. pp.1188-1192.
- [28] C. M. Chang, B. M. Al-Hashimi. "Analytical synthesis of voltage-mode OTA-C all-pass filters for high frequency operation" **Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2003**, vol.1, 2003. pp. 461-464.
- [29] C. M. Chang, B. M. Al-Hashimi, Y. Sun, and J. N. Ross. "New high-order filter structures using single-ended-input OTAs and grounded capacitors" **IEEE Transaction on Circuits and Systems Part II: Analog and Digital Signal Processing**, vol.51, no.9, 2004. pp.458-463.
- [30] M. T. Abuelma'atti, A Bentrchia. "New universal currentmode multiple-input multiple-output OTA-C filter" **Proceedings of The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems**, Tainan, Taiwan, 6-9 December 2004. pp.1037-1039.
- [31] M. Bhusan, R.W. Newcomb. "Grounding of capacitors in integrated circuit" **Electronic Letters**, vol.3, 1967. pp.148-149.
- [32] P. Mongkolwai, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "Current-mode universal biquad including minimum component count circuits" **Proceedings of The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information**

- Technology International Conference**, Chiang Rai, Thailand, vol.1, 2-12 May 2007. pp.117-118.
- [33] P. Mongkolwai, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "Current-mode universal biquad with orthogonal $\omega_0 - Q$ tuning using OTAs" **Proceedings of Sixth International Conference on Information Communications and Signal Processing 2007**, Singapore, 10-13 December 2007.
- [34] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (Network Theory). คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [35] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาลอก. บริษัท ว.เพ็ชรสกุล จำกัด. 2545.
- [36] เจษฎาพร สถานทรัพย์. "การออกแบบวงจรกรองหลายฟังก์ชันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2550.
- [37] วสันต์ ต้นเจริญ. "การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2550.
- [38] นิวัฒน์ แจ่มสามสี. "วงจกรองสัญญาณอนาลอกประสงค์โหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2550.
- [39] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน" วารสาร **Electrical & Control**, ฉบับที่ 20, กรกฎาคม-สิงหาคม 2548. หน้า 31-41.
- [40] National Semiconductor, "LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers Data Sheet", May, 1998.
- [41] Intersil Corporation, "CA3280, CA3280A Dual, 9MHz, Operational Transconductance Amplifier (OTA) Data Sheet", 1999.
- [42] Intersil Corporation, "CA3080, CA3080A 2MHz, Operational Transconductance Amplifier (OTA) Data Sheet", 2001.
- [43] Howard M. Berlin, Frank C. Getz. **Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits**. New York: Merrill. 1992.
- [44] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. "การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา

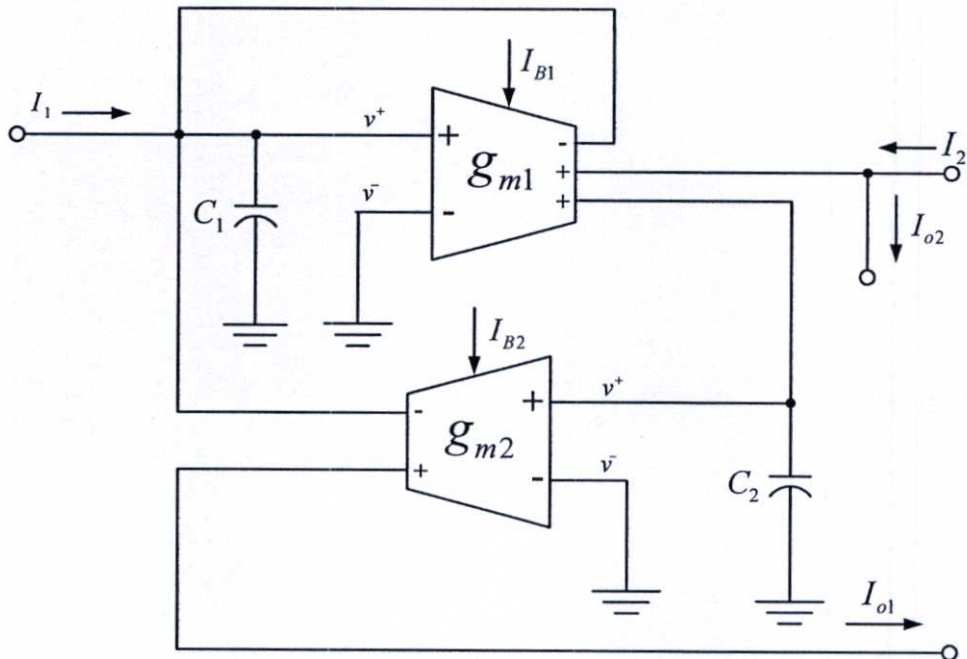
วิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
2542.

- [45] วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. “ บล็อกวงจรรวมแอกทีฟสำหรับการสังเคราะห์ฮอนาลอกฟังก์ชันเชิงระบบทำงานในโหมดกระแส” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
2546.
- [46] D.R.Frey. “Log-domain filter an approach to current-mode filtering” **IEE Proceedings G Circuits, Devices and Systems**, vol.140, no.6, December 1993. pp.406-416.
- [47] ปรัชญา มงคลไวย้, ทศยา ปุคคละนนท์, วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. “วงจรรองสัญญาณไบควอด เอนกประสงค์โหมดกระแสที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ โดยใช้วงจร DO-OTAs” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30, 2550, หน้า 929-932.
- [48] A.Mazurek and K.Wawryn. “Programmable current mode circuits” **Proceedings of The 8th IEEE international conference on electronics, circuits and systems 2001**, vol.2, pp.553-556.
- [49] A.A.El-Adawy, A.M. Soliman and H.O. Elwan. “Low-voltage digitally controlled CMOS current conveyor” **International Journal of Electronics and Communications**, vol.56, 2002. pp.137-144.

ภาคผนวก ก

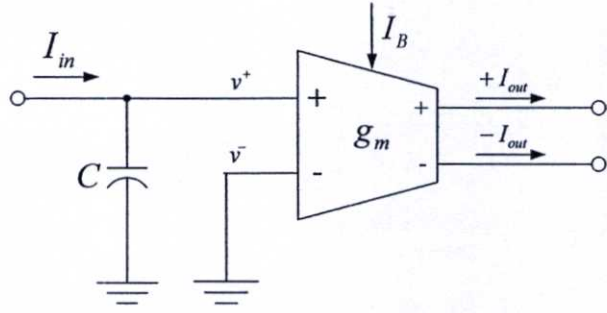
การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบ ไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้วงจรโอทีเอ

ก.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก
หลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.1



รูปที่ ก.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.1

รูปที่ ก.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้วงจรโอทีเอที่ได้นำเสนอในรูปที่ 4.1 เพื่อทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาโครงสร้างของวงจร จะพบว่าประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสดังรูปที่ ก.2 จำนวนสองวงจร

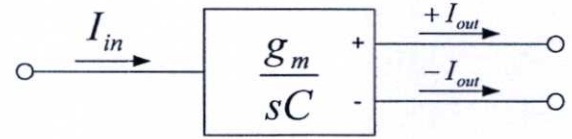


รูปที่ ก.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมนคระแส

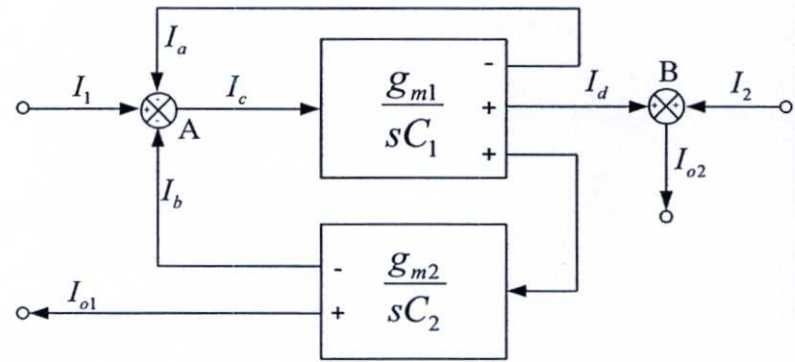
จากการวิเคราะห์ห้วงจรอินทิเกรเตอร์โหมนคระแสโดยใช้คุณสมบัติของวงจรวจรโอทีเอ พบว่า ความสัมพันธ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ [45]

$$I_{out} = \left(\frac{g_m}{sC} \right) I_{in} \tag{ก1.1}$$

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ จะทำการแทนวงจรมินทิเกรเตอร์โหมนคระแส โดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ ก.3 ดังนั้นเมื่อแทนบล็อกไดอะแกรมรูปที่ ก.3 ในวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ก.1 จะได้ดังรูปที่ ก.4



รูปที่ ก.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมินทิเกรเตอร์โหมนคระแส



รูปที่ ก.4 บล็อกไดอะแกรมแทนการทำงานของวงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมนคระแสที่นำเสนอ

พิจารณาที่โหนด A

$$I_c = I_1 + I_a + I_b \quad (ก1.2)$$

โดยที่

$$-I_a = I_c \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right) \quad (ก1.3)$$

และ

$$-I_b = I_c \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right) \quad (ก1.4)$$

แทนสมการที่ (ก1.3) และ (ก1.4) ลงในสมการที่ (ก1.2) จะได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังนี้

$$I_c = I_1 - I_c \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right) - I_c \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right)$$

หรือ

$$I_1 = I_c + I_c \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right) + I_c \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right) \quad (ก1.5)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (ก1.5) เสียใหม่จะได้

$$I_1 = I_c \left(1 + \frac{g_{m1}}{sC_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right)$$

$$I_c = I_1 \left(\frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sg_{m1}C_2 + g_{m1}g_{m2}} \right)$$

หรือ

$$I_c = I_1 \left(\frac{s^2C_1C_2}{D} \right) \quad (ก1.6)$$

โดยที่

$$D = s^2C_1C_2 + sg_{m1}C_2 + g_{m1}g_{m2} \quad (ก1.7)$$

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o1} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = 0$ จะได้ว่า

$$I_{o1} = I_c \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right) \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right)$$

หรือ
$$I_{o1} = I_c \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right) \quad (\text{ก1.8})$$

แทน I_c จากสมการที่ (ก1.6) จะได้ว่า

$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right) \left(\frac{s^2C_1C_2}{D} \right) I_1$$

หรือ
$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{D} \right) I_1 \quad (\text{ก1.9})$$

พิจารณาที่ โหนด B

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o2} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ จะได้ว่า

$$I_{o2} = I_d + I_2 \quad (\text{ก1.10})$$

โดยที่
$$I_d = I_c \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right) \quad (\text{ก1.11})$$

แทน I_c จากสมการที่ (ก1.6) จะได้ว่า

$$I_d = I_1 \left(\frac{s^2C_1C_2}{D} \right) \left(\frac{g_{m1}}{sC_1} \right)$$

หรือ
$$I_d = \left(\frac{sC_2g_{m1}}{D} \right) I_1 \quad (\text{ก1.12})$$

แทน I_d จากสมการที่ (ก1.12) ลงในสมการที่ (ก1.10) จะได้

$$I_{o2} = \left(\frac{sC_2 g_{m1}}{D} \right) I_1 + I_2$$

หรือ

$$I_{o2} = \frac{sC_2 g_{m1} I_1 + D I_2}{D} \quad (\text{ก1.13})$$

จากสมการที่ (ก1.7) (ก1.9) และ (ก1.13) สามารถสรุปความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{D} \right) I_1 \quad (\text{ก1.14})$$

$$I_{o2} = \frac{sC_2 g_{m1} I_1 + D I_2}{D} \quad (\text{ก1.15})$$

$$D = s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2} \quad (\text{ก1.16})$$

เมื่อทำการเลือกจ่ายกระแสอินพุตให้วงจรอย่างเหมาะสม วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- 1) เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = I_2 = 0$ โดยที่ $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2}} \quad (\text{ก1.17})$$

- 2) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = I_2 = 0$ โดยที่ $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{sC_2 g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2}} \quad (\text{ก1.18})$$

3) เมื่อกำหนดให้ $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2}} \quad (ก1.19)$$

4) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดยที่ $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2}} \quad (ก1.20)$$

5) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดยที่ $-I_1/2 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 - s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} C_2 + g_{m1} g_{m2}} \quad (ก1.21)$$

จากสมการที่ (ก1.14) ถึง (ก1.16) หากทำการเปรียบเทียบกับสมการคุณลักษณะของฟังก์ชันไบควอด ราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) + \omega_0^2 \quad (ก1.22)$$

จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และแบนด์วิธของวงจร ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (ก1.23)$$

และ
$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (ก1.24)$$

ก.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

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

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

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ดัดนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (ก2.1) ต้องมีค่าต่ำ ๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_x^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x ดังนั้นสมการที่ (ก2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

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

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ก.3 ซึ่งมีค่า ω_0 และ BW ของวงจрдังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (\text{ก2.3})$$

$$BW = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (\text{ก2.4})$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว ω_0 และ BW ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟและ พาสซีฟ g_{mi} และ C_i ในวงจร โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ BW ต่อการแปรค่า C_1 จะได้

$$S_{C_1}^{BW} = \left(\frac{C_1}{BW} \right) \left(\frac{\partial BW}{\partial C_1} \right) \quad (\text{ก2.5})$$

แทนค่า BW จากสมการที่ (ก2.4) จะได้

$$\begin{aligned}
S_{C_1}^{BW} &= \left(\frac{C_1}{(g_{m1}/C_1)} \right) \left(\frac{\partial(g_{m1}/C_1)}{\partial C_1} \right) \\
&= \left(\frac{C_1}{(g_{m1}/C_1)} \right) g_{m1} \left(\frac{\partial C_1^{-1}}{\partial C_1} \right) \\
&= \left(\frac{C_1}{(g_{m1}/C_1)} \right) g_{m1} \frac{-1}{C_1^2} \\
&= -\frac{C_1^2 g_{m1}}{g_{m1} C_1^2}
\end{aligned}$$

$$S_{C_1}^{BW} = -1$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{C_1}^{BW} = S_{g_{m1}}^{BW} = 1 \quad (\text{ก.2.6})$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (\text{ก.2.7})$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (\text{ก.2.8})$$

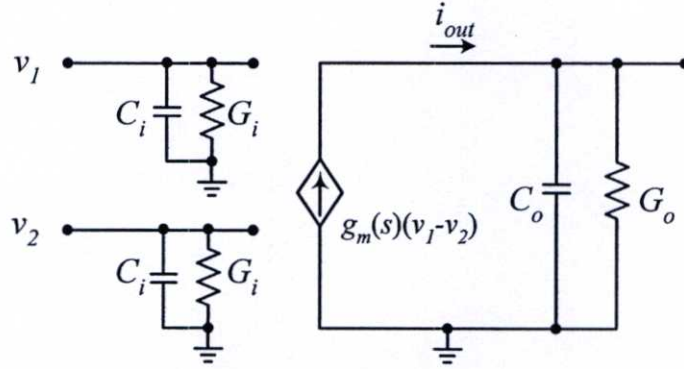
ก.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก หลายฟังก์ชันโหมดกระแสในรูปที่ ก.1 ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร โอทีเอทีที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรแล้ว โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรโอทีเอทีที่ไม่เป็นอุดมคติ ดังรูปที่ ก.5 เมื่อ G_i และ C_i คือค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุต และ G_o และ C_o คือค่าความนำและความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ตามลำดับ จากวงจรสมมูลไม่คิดรวมค่าความนำและความจุไฟฟ้าอินพุต (G_{ic} และ C_{ic}) แบบโหมดร่วม (common - mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากและจากโครงสร้างของวงจรสมมูลทางด้านอินพุตเมื่อเทียบกราวด์ สามารถเขียนความสัมพันธ์ของอินพุตแอดมิตแดนซ์และเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์ได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \tag{ก3.1}$$

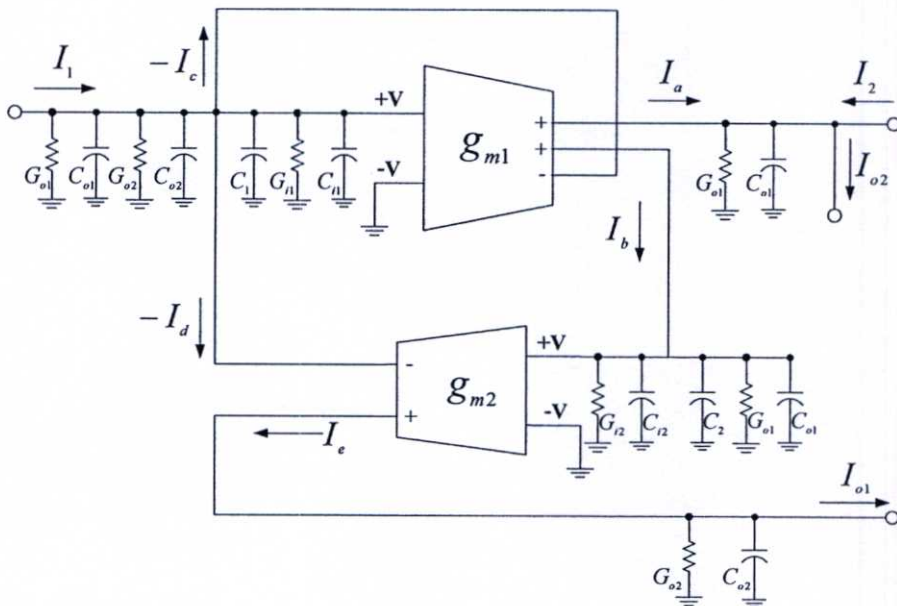
และ

$$Y_o = G_o + sC_o \tag{ก3.2}$$

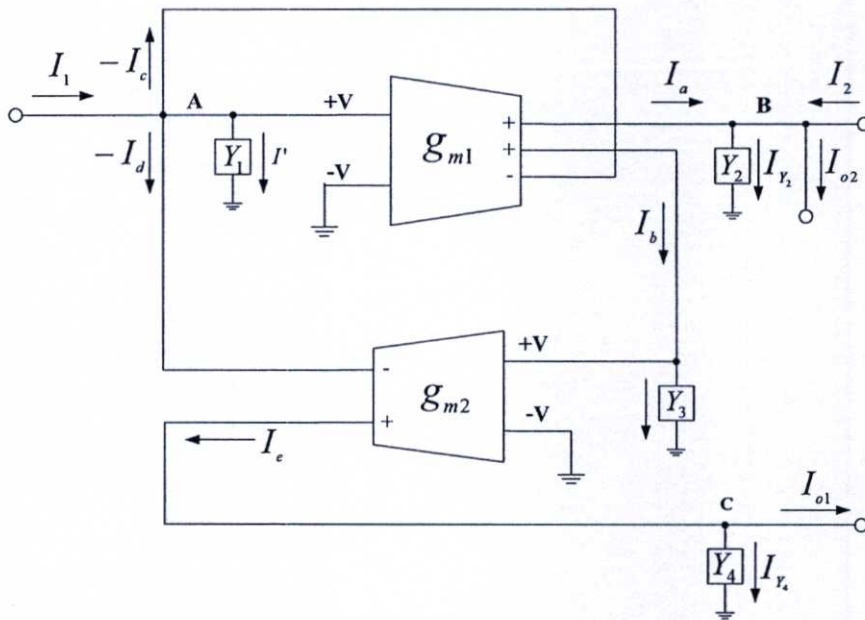


รูปที่ ก.5 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ

เมื่อพิจารณาผลกระทบในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ก.1 ใหม่จะได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังรูปที่ ก.6 และหากทำการยวบวงจร โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์และค่าเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์จะได้ดังรูปที่ ก.7



รูปที่ ก.6 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอ
เมื่อพิจารณาในกรณีไม่เป็นอุดมคติ



รูปที่ ก.7 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่นำเสนอนี้
ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ เมื่อทำการยุบวงจรให้อยู่ในรูปของค่าแอดมิตแตนซ์

จากรูปที่ ก.7 จะได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 และ Y_4 เท่ากับ

$$Y_1 = G_{i1} + sC_1 = G_{o1} + G_{o2} + G_{i1} + s(C_1 + C_{o1} + C_{o2} + C_{i1}) \quad (ก3.3)$$

$$Y_2 = G_{o1} + sC_{o1} \quad (ก3.4)$$

$$Y_3 = G_{i2} + sC_2 = G_{o1} + G_{i2} + s(C_2 + C_{i2} + C_{o1}) \quad (ก3.5)$$

และ
$$Y_4 = G_{o2} + sC_{o2} \quad (ก3.6)$$

สำหรับวงจรโอทีเอเบอร์ CA3080 จะมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ประจำตัวดังนี้ $G_i = 10\mu\text{S}$, $G_o = 14.28\text{nS}$, $C_i = 2.6\text{pF}$ และ $C_o = 3.6\text{pF}$ [18]

ดังนั้นจากสมการที่ (ก3.3) จึงสามารถประมาณได้ว่า $G_{i1} \gg G_{o1}, G_{o2}$ และ $C_1 \gg C_{o1}, C_{o2}, C_{i1}$ ทำให้ Y_1 มีค่าประมาณได้เป็น

$$Y_1 \cong G_{i1} + sC_1 \quad (ก3.7)$$

เช่นเดียวกันพิจารณาสมการที่ (ก3.5) พบว่า $G_{i2} \gg G_{o1}$ และ $C_2 \gg C_{i2}, C_{o2}$ ทำให้ Y_3 มีค่าประมาณได้เป็น

$$Y_3 \cong G_{i2} + sC_2 \quad (\text{ก3.8})$$

จากรูปที่ ก.7 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้วงจรโอทีเอในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ได้ดังนี้

พิจารณาที่ โหนด A จะได้ผลรวมกระแสเท่ากับ

$$I_1 = I_c + I_d + I' \quad (\text{ก3.9})$$

$$I_c = g_{m1} \frac{I'}{Y_1} \quad (\text{ก3.10})$$

$$I_d = g_{m2} \frac{I_2}{Y_3}$$

โดยที่

$$I_b = g_{m1} \frac{I'}{Y_1}$$

จะได้

$$I_d = \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_3} \quad (\text{ก3.11})$$

แทนสมการที่ (ก3.10) และ (ก3.11) ลงในสมการที่ (ก3.9) จะได้ว่า

$$I_1 = g_{m1} \frac{I'}{Y_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_3} + I'$$

$$= I' \left(1 + \frac{g_{m1}}{Y_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_3} \right)$$

จะได้

$$I_1 = I' \left(\frac{Y_1Y_3 + g_{m1}Y_3 + g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_3} \right)$$

หรือ
$$I' = I_1 \left(\frac{Y_1 Y_3}{D_N} \right) \quad (ก3.12)$$

โดยที่
$$D_n = Y_1 Y_3 + g_{m1} Y_3 + g_{m1} g_{m2}$$

เมื่อแทนค่า Y_1 และ Y_3 จากสมการที่ (ก3.7) และ (ก3.8) จะได้ D_n เท่ากับ

$$\begin{aligned} D_n &= (G_{i1} + sC_1)(G_{i2} + sC_2) + g_{m1}(G_{i2} + sC_2) + g_{m1}g_{m2} \\ &= [G_{i1}G_{i2} + sC_2G_{i1} + sC_1G_{i2} + s^2C_1C_2] + g_{m1}G_{i2} + g_{m1}sC_2 + g_{m1}g_{m2} \\ &= s^2C_1C_2 + s(C_2G_{i1} + C_1G_{i2}) + G_{i1}G_{i2} + g_{m1}G_{i2} + g_{m1}sC_2 + g_{m1}g_{m2} \\ &= s^2C_1C_2 + s(C_2G_{i1} + C_1G_{i2} + g_{m1}C_2) + G_{i1}G_{i2} + g_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2} \\ D_n &= s^2[C_1C_2] + s[G_{i2}C_1 + (g_{m1} + G_{i1})C_2] + [G_{i1}G_{i2} + g_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}] \end{aligned} \quad (ก3.13)$$

พิจารณาที่โหนด C

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o1} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = 0$ จะได้

$$I_{o1} = I_e - I_{\gamma4} \quad (ก3.14)$$

โดยที่
$$I_e = g_{m2} \frac{I_b}{Y_3}$$

และ
$$I_b = g_{m1} \frac{I'}{Y_1}$$

เพราะฉะนั้น
$$I_e = \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_3} \quad (ก3.15)$$

แทนสมการที่ (ก3.15) ลงในสมการที่ (ก3.14) จะได้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_3} - I_{Y4}$$

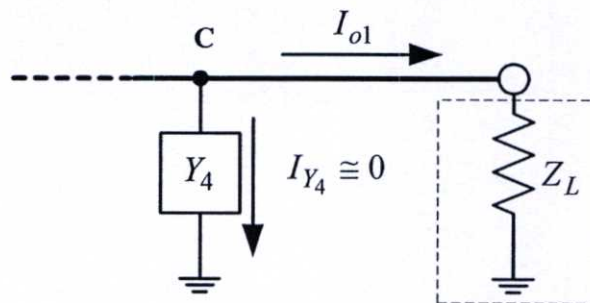
แทนค่า I' จากสมการที่ (ก3.12)

$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}Y_1Y_3}{Y_1Y_3} \frac{I_1}{D_n} \right) - I_{Y4}$$

หรือ

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D_n} I_{i1} - I_{Y4}$$

พิจารณาที่ขั้วเอาต์พุต I_{o1} ดังรูปที่ ก.8 พบว่าโหลด Z_L จะมีค่าน้อยมาก เนื่องจากเป็นขั้วรับกระแส เมื่อเทียบกับ Z_4 โดยที่ $Z_4 = 1/Y_4$ จะพบว่าค่า $Z_4 \gg Z_L$ เพราะฉะนั้นจึงทำให้ $I_{Y4} \cong 0$



รูปที่ ก.8 ขั้วเอาต์พุต I_{o1} เมื่อพิจารณาโหลด Z_L

และจะได้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D_n} I_{i1} \quad (\text{ก3.16})$$

พิจารณาที่โหนด B

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o2} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ จะได้

$$I_{o2} = I_a + I_2 - I_{Y2}$$

โดยที่

$$I_a = g_{m1} \frac{I'}{Y_1}$$

จะได้

$$I_{o2} = g_{m1} \frac{I'}{Y_1} + I_2 - I_{Y2}$$

แทนค่า I' จากสมการที่ (ก3.12)

$$I_{o2} = \frac{g_{m1}}{Y_1} \left(\frac{Y_1 Y_3}{D_n} \right) I_1 + I_2 - I_{Y2} = \frac{g_{m1} Y_3}{D_n} I_1 + I_2 - I_{Y2}$$

แทนค่า Y_3 จากสมการที่ (ก3.8)

$$I_{o2} = \frac{g_{m1} (G_{i2} + sC_2)}{D_n} I_1 + I_2 - I_{Y2}$$

ทำการพิจารณา I_{Y2} ได้เช่นเดียวกับกรณีของกระแส I_{Y4} จะได้

$$I_{o2} = \frac{g_{m1} (G_{i2} + sC_2)}{D_n} I_1 + I_2 \quad (\text{ก3.17})$$

กรณีนี้ จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและแบนด์วิธของวงจрдังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} + (G_{i1} + g_{m1}) G_{i2}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ก3.18})$$

และ

$$BW = \frac{g_{m1} + G_{i1}}{C_1} + \frac{G_{i2}}{C_2} \quad (\text{ก3.19})$$

ค่าความไว ω_0 และ BW ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟ g_{mi} และ C_i ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ มีค่าเท่ากับ

$$S_{G_{i1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{i1} G_{i2}}{(G_{i1} + g_{m1}) G_{i2} + (g_{m1} g_{m2})}} < \frac{1}{2} \quad (\text{ก3.20})$$

$$S_{G_{i2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(G_{i1} + g_{m1})G_{i2}}{(G_{i1} + g_{m1})G_{i2} + (g_{m1}g_{m2})}} < \frac{1}{2} \quad (\text{n3.21})$$

$$S_{G_{i1}}^{BW} = \frac{1}{2} \frac{G_{i1}C_2}{[(g_{m1} + G_{i1})C_2 + G_{i2}C_1]} < \frac{1}{2} \quad (\text{n3.22})$$

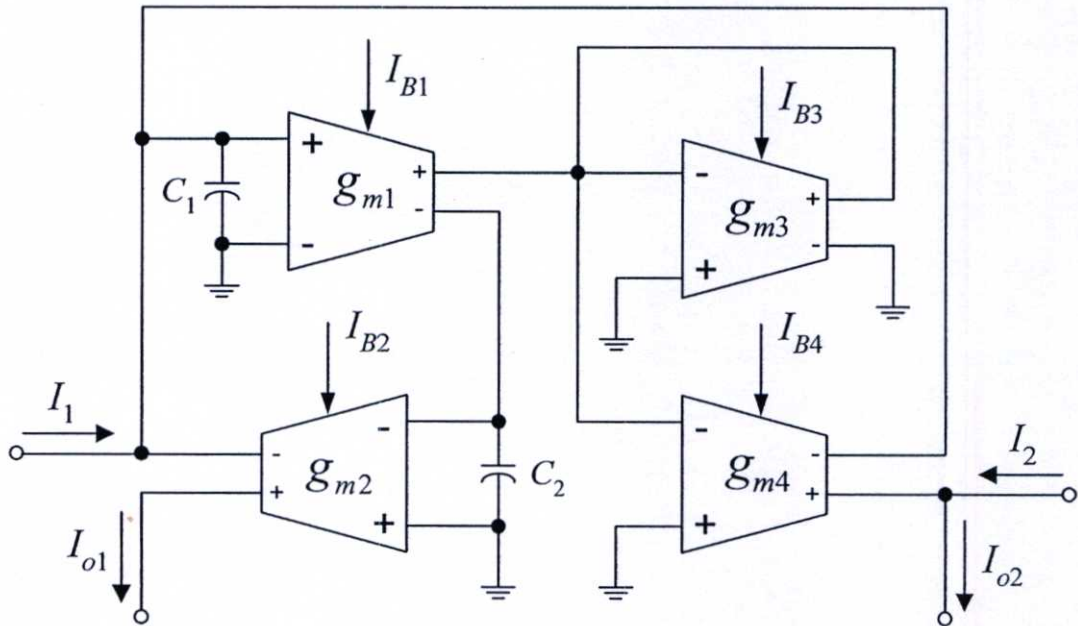
และ

$$S_{G_{i2}}^{BW} = \frac{1}{2} \frac{G_{i2}C_1}{[(g_{m1} + G_{i1})C_2 + G_{i2}C_1]} < \frac{1}{2} \quad (\text{n3.23})$$

ภาคผนวก ข

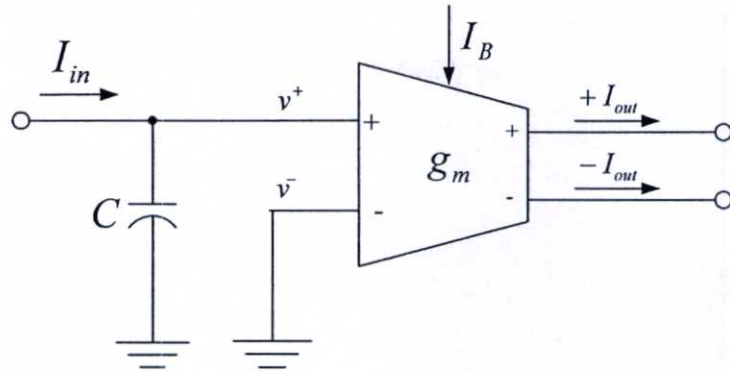
การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบ ไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส โดยใช้วงจรโอทีเอ

ข.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส ปรับค่า ω_0 และ Q ได้
อิสระที่นำเสนอในรูปที่ 5.1

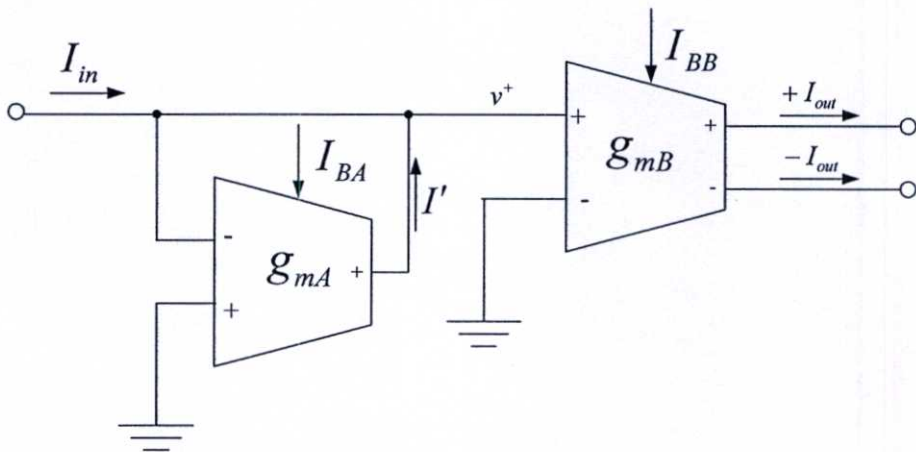


รูปที่ ข.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส
แบบปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ ที่นำเสนอในรูปที่ 5.1

รูปที่ ข.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสโดยใช้วงจร โอทีเอ
ที่ได้นำเสนอในรูปที่ 5.1 เพื่อทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณา
โครงสร้างของวงจร จะพบว่าประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส ดังรูปที่ ข.2 จำนวน
สองวงจร และวงจรขยายกระแส ดังรูปที่ ข.3 จำนวนหนึ่งวงจร



รูปที่ ข.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส



รูปที่ ข.3 วงจรขยายกระแส

จากรูปที่ ข.2 วิเคราะห์ห้วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส โดยใช้คุณสมบัติของวงจร โอทีเอ พบว่าได้ความสัมพันธ์ของวงจรดังนี้

$$I_{out} = (v^+ - v^-)g_m$$

โดยที่

$$v^+ = \frac{I_{in}}{sC} \text{ และ } v^- = 0$$

แทนสมการ v^+ ลงในสมการ I_{out} จะได้ความสัมพันธ์ของวงจรเท่ากับ

$$I_{out} = \left(\frac{g_m}{sC} \right) I_{in} \quad (\text{ข1.1})$$

จากรูปที่ ข.3 วิเคราะห์วงจรขยายกระแสโดยใช้คุณสมบัติของวงจรวจรโอทีเอ พบว่าได้ความสัมพันธ์ของวงจรวงจรดังนี้

$$I_{out} = g_{mB}(v^+ - v^-) \quad ; v^- = 0$$

$$I_{out} = g_{mB}v^+$$

โดยที่

$$v^+ = \left(\frac{I'}{-g_{mA}} \right) \quad ; I' = -I_{in}$$

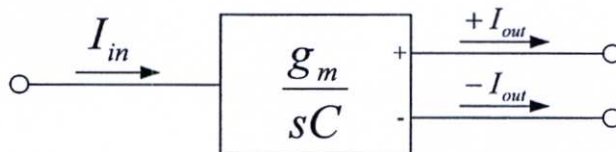
หรือ

$$v^+ = \left(\frac{I_{in}}{g_{mA}} \right)$$

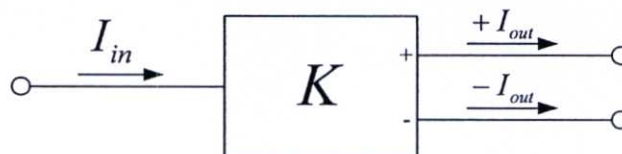
แทนสมการ v^+ ลงในสมการ I_{out} จะได้ความสัมพันธ์ของวงจรวงจรเท่ากับ

$$I_{out} = \left(\frac{g_{mB}}{g_{mA}} \right) I_{in} \quad (\text{ข.1.2})$$

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์หาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรวงจรสองสัญญาณที่นำเสนอ จะทำการแทนวงจรวจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส และวงจรวจรขยายกระแส โดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ ข.4 และ ข.5 ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อแทนบล็อกไดอะแกรมรูปที่ ข.4 และ ข.5 ลงในวงจรวงจรสองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ข.1 จะได้ดังรูปที่ ข.6



รูปที่ ข.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส



รูปที่ ข.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวจรขยายกระแส เมื่อ $K = g_{mB}/g_{mA}$

$$I_c = I_1 \left(\frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} K + g_{m1} g_{m2}} \right)$$

หรือ
$$I_c = I_1 \left(\frac{s^2}{D} \right) \quad (\text{ข1.7})$$

โดยที่
$$D = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (\text{ข1.8})$$

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o1} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = 0$ จะได้

$$I_{o1} = I_c \left(\frac{g_{m1}}{s C_1} \right) \left(\frac{g_{m2}}{s C_2} \right)$$

หรือ
$$I_{o1} = I_c \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} \right) \quad (\text{ข1.9})$$

แทน I_c จากสมการที่ (ข1.7) จะได้

$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} \right) \left(\frac{I_1 s^2}{D} \right)$$

หรือ
$$I_{o1} = \frac{I_1 \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right)}{D} \quad (\text{ข1.10})$$

พิจารณาที่โหนด B

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o2} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ จะ

$$I_{o2} = I_d + I_2 \quad (\text{ข1.11})$$

โดยที่
$$I_d = I_c \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{s C_1 g_{m3}} \right) \quad (\text{ข1.12})$$

แทนค่า I_c จากสมการที่ (ข1.7) จะได้

$$I_d = I_c \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{s C_1 g_{m3}} \right) \left(\frac{I_1 s^2}{D} \right)$$

หรือ

$$I_d = \frac{I_1 s \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right)}{D} \quad (\text{ข1.13})$$

แทนค่า I_d จากสมการที่ (ข1.13) ลงในสมการที่ (ข1.11) จะได้

$$I_{o2} = \frac{\left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) s I_1}{D} + I_2$$

หรือ

$$I_{o2} = \frac{\left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) s I_1 + I_2}{D} \quad (\text{ข1.14})$$

จากสมการที่ (ข1.8) (ข1.10) และ (ข1.14) สามารถสรุปความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

$$I_{o1} = \frac{I_1 \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right)}{D} \quad (\text{ข1.15})$$

$$I_{o2} = \frac{\left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) s I_1 + I_2}{D} \quad (\text{ข1.16})$$

และ

$$D = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (\text{ข1.17})$$

จากสมการที่ (ข1.15) ถึง (ข1.17) พบว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันเมื่อทำการเลือกจ่ายกระแสอินพุตให้วงจรอย่างเหมาะสม โดยมีเงื่อนไขดังนี้

1) เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = I_2 = 0$ โดยที่ $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (\text{ข1.18})$$

2) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = I_2 = 0$ โดยที่ $I_1 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{C_1g_{m3}} \right) s}{D(s)} \quad (\text{ข1.19})$$

3) เมื่อกำหนดให้ $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (\text{ข1.20})$$

4) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดยที่ $-I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (\text{ข1.21})$$

5) เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ โดยที่ $-I_1/2 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$ จะได้ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{C_1g_{m3}} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (\text{ข1.22})$$

จากสมการที่ (ข1.18) ถึงสมการที่ (ข1.22) หากทำการเปรียบเทียบกับสมการคุณลักษณะของฟังก์ชันไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2 \quad (\text{ข1.23})$$

จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปแบบที่ ข.1 ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (\text{ข1.24})$$

$$Q = K\sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (\text{ข1.25})$$

โดยที่

$$K = \frac{g_{m4}}{g_{m3}}$$

ข.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ข.1 ซึ่งมีค่า ω_0 และ Q ของวงจрдังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (\text{ข2.1})$$

และ

$$Q = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (\text{ข2.2})$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว ω_0 และ Q ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟและพาสซีฟ g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ ω_0 ต่อการแปรค่า g_{m1} จะได้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \left(\frac{g_{m1}}{\omega_0} \right) \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m1}} \right) \quad (ข2.3)$$

แทนค่า ω_0 จากสมการ (ข2.1) จะได้

$$\begin{aligned} S_{g_{m1}}^{\omega_0} &= \left(\frac{g_{m1}(C_1 C_2)^{1/2}}{(g_{m1} g_{m2})^{1/2}} \right) \left(\frac{\partial (g_{m1} g_{m2})^{1/2}}{\partial g_{m1} (C_1 C_2)^{1/2}} \right) \\ &= \left(\frac{g_{m1}(C_1 C_2)^{1/2} (g_{m2})^{1/2}}{(g_{m1} g_{m2})^{1/2} (C_1 C_2)^{1/2}} \right) \left(\frac{\partial (g_{m1})^{1/2}}{\partial g_{m1}} \right) \\ &= \left(\frac{g_{m1}}{(g_{m1})^{1/2}} \right) \left(\frac{1}{2(g_{m1})^{1/2}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m1}} \end{aligned}$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_{g_{m4}}^{\omega_0} = 0 \quad (ข2.4)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ข2.5)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1, S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (ข2.6)$$

และ

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (ข2.7)$$

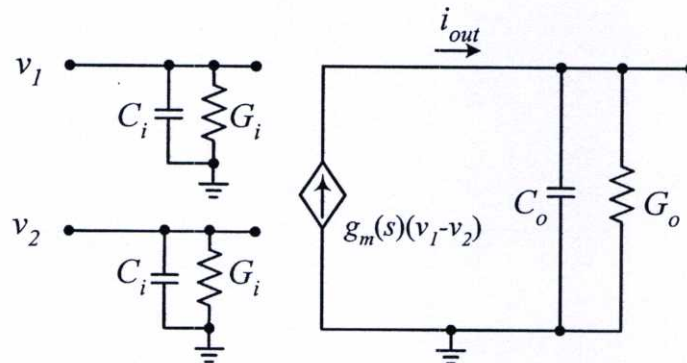
ข.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเอนก ประสงค์โหมดกระแส ในรูปที่ ข.1 ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอทีที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรแล้ว โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรโอทีเอทีกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ดังรูปที่ ข.5 เมื่อ G_i และ C_i คือค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุต และ G_o และ C_o คือค่าความนำและความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ตามลำดับ จากวงจรสมมูลไม่คิดรวมค่าความนำและความจุไฟฟ้าอินพุต (G_{ic} และ C_{ic}) แบบโหมดร่วม (common - mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากและจากโครงสร้างของวงจรสมมูลทางด้านอินพุตเมื่อเทียบกราวด์ สามารถเขียนความสัมพันธ์ของอินพุตแอดมิตแตนซ์และเอาต์พุตแอดมิตแตนซ์ได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \quad (ข3.1)$$

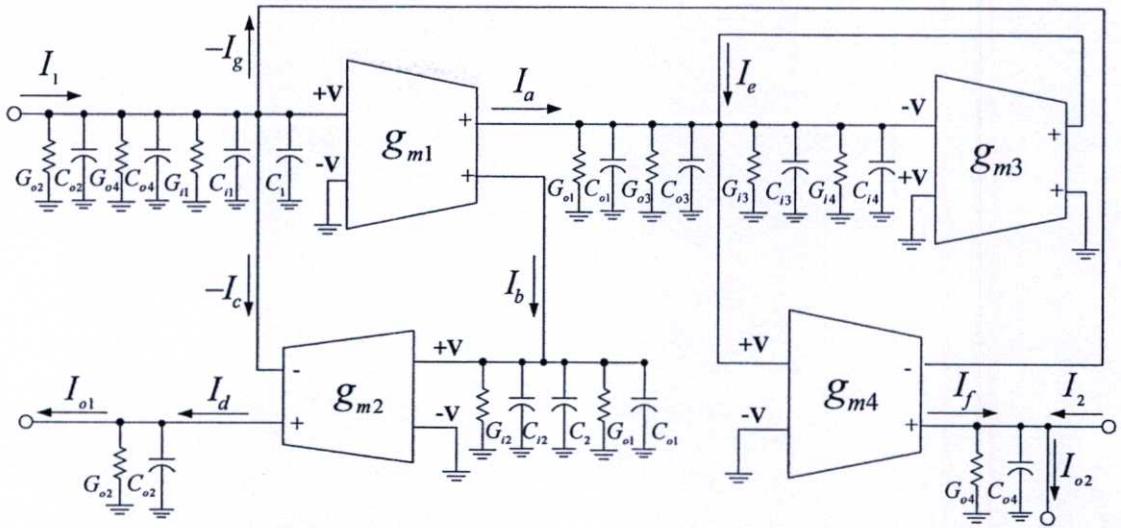
และ

$$Y_o = G_o + sC_o \quad (ข3.2)$$

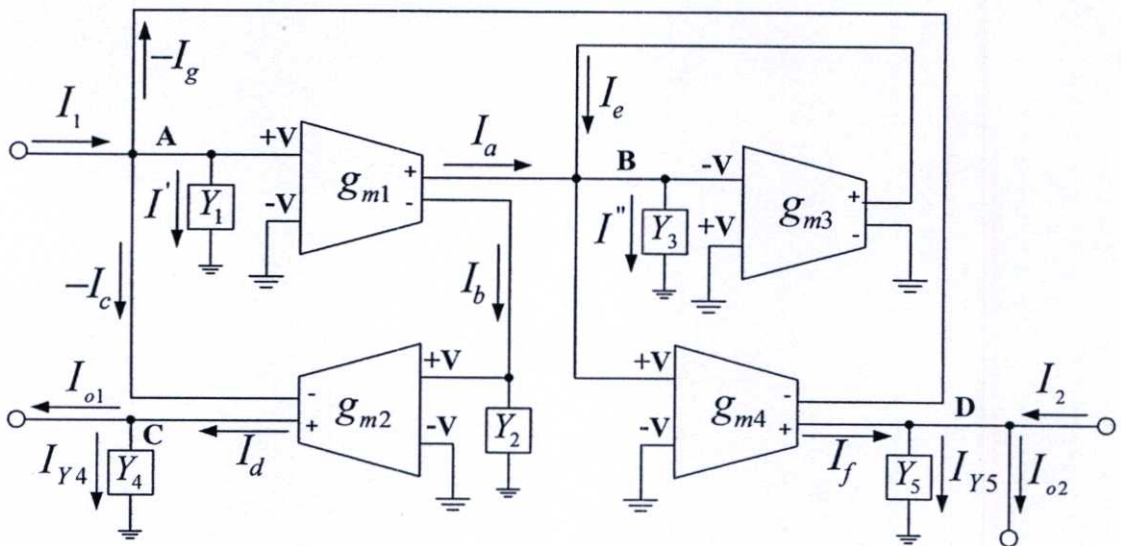


รูปที่ ข.7 วงจรสมมูลของ โอทีเอในทางปฏิบัติ

เมื่อพิจารณาผลกระทบในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ข.1 ใหม่จะได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังรูปที่ ข.8 และหากทำการยุบวงจร โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์และค่าเอาต์พุตแอดมิตแตนซ์จะได้ดังรูปที่ ข.9



รูปที่ ข.8 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่นำเสนอ
เมื่อพิจารณาในกรณีไม่เป็นอุดมคติ



รูปที่ ข.9 วงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่นำเสนอ
ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ เมื่อทำการยุบวงจรให้อยู่ในรูปของค่าแอดมิตแตนซ์

จากรูปที่ ข.7 จะได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 และ Y_5 เท่ากับ

$$Y_1 = G_{o2} + G_{o4} + G_{i1} + s(C_1 + C_{o2} + C_{o4} + C_{i1}) \tag{ข3.3}$$

$$Y_2 = G_{i2} + G_{o1} + s(C_2 + C_{i2} + C_{o1}) \tag{ข3.4}$$

$$Y_3 = G_{i3} + G_{i4} + G_{o1} + G_{o3} + s(C_{o1} + C_{o3} + C_{i3} + C_{i4}) \quad (ข3.5)$$

$$Y_4 = G_{o2} + sC_{o2} \quad (ข3.6)$$

และ $Y_5 = G_{o4} + sC_{o4} \quad (ข3.7)$

สำหรับวงจรโอทีเอเบอร์ CA3080 จะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ประจำตัวดังนี้ $G_i = 10\mu\text{S}$, $G_o = 14.28\text{nS}$, $C_i = 2.6\text{pF}$ และ $C_o = 3.6\text{pF}$ [18]

ดังนั้นจากสมการที่ (ข3.3) จึงสามารถประมาณได้ว่า $G_{i1} \gg G_{o1}, G_{o4}$ และ $C_1 \gg C_{o2}, C_{o4}, C_{i1}$ ทำให้ Y_1 มีค่าประมาณได้เป็น

$$Y_1 \cong G_{i1} + sC_1 \quad (ข3.8)$$

เช่นเดียวกันพิจารณาสมการที่ (ข3.4) พบว่า $G_{i2} \gg G_{o1}$ และ $C_2 \gg C_{i2}, C_{o1}$ ทำให้ Y_2 มีค่าประมาณได้เป็น

$$Y_2 \cong G_{i2} + sC_2 \quad (ข3.9)$$

และสมการที่ (ข3.5) พบว่า $G_{i3}, G_{i4} \gg G_{o1}, G_{o3}$ และ $C_1, C_2 \gg C_{o1}, C_{o3}, C_{i3}, C_{i4}$ ทำให้ Y_3 มีค่าประมาณได้เป็น

$$Y_3 \cong G_{i3} + G_{i4} \quad (ข3.10)$$

จากรูปที่ ข.9 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โทมดกระแสโดยใช้วงจรโอทีเอในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ได้ดังนี้

พิจารณาที่โหนด A จะได้ผลรวมกระแสเท่ากับ

$$I_1 = I_c + I_g + I' \quad (ข3.11)$$

$$I_g = I'' \frac{g_{m4}}{Y_3} \quad (ข3.12)$$

$$I_c = g_{m2} \frac{I_b}{Y_2}$$

โดยที่

$$I_b = g_{m1} \frac{I'}{Y_1}$$

จะได้

$$I_c = I' \frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} \quad (\text{ข3.13})$$

แทนสมการที่ (ก3.12) และ (ก3.13) ลงในสมการที่ (ก3.11) จะได้ว่า

$$I_1 = I'' \frac{g_{m4}}{Y_3} + I' \frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} + I' \quad (\text{ข3.14})$$

พิจารณาที่โหนด B จะได้ผลรวมกระแสเท่ากับ

$$I'' = I_a + I_e \quad (\text{ข3.15})$$

$$I_a = I' \frac{g_{m1}}{Y_1} \quad (\text{ข3.16})$$

$$I_e = - \left(I'' \frac{g_{m3}}{Y_3} \right) \quad (\text{ข3.17})$$

แทนสมการที่ (ข3.16) และ (ข3.17) ลงในสมการที่ (ข3.15) จะได้ว่า

$$I'' = I' \frac{g_{m1}}{Y_1} - I'' \frac{g_{m3}}{Y_3}$$

$$I'' + I'' \frac{g_{m3}}{Y_3} = I' \frac{g_{m1}}{Y_1}$$

$$I'' \left(1 + \frac{g_{m3}}{Y_3} \right) = I' \frac{g_{m1}}{Y_1}$$

$$I'' = I' \frac{g_{m1}}{Y_1} \frac{1}{(1 + g_{m3}/Y_3)}$$

$$I'' = I' \frac{g_{m1}}{Y_1} \frac{Y_3}{(Y_3 + g_{m3})}$$

จะได้

$$I'' = I' \frac{Y_3 g_{m1}}{Y_1 g_{m3}} \frac{1}{(Y_3/g_{m3} + 1)} \quad (\text{ข3.18})$$

แทนสมการที่ (ข3.18) ลงในสมการที่ (ข3.14) จะได้ว่า

$$I_1 = I' \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{Y_1 g_{m3}} \frac{1}{(Y_3/g_{m3} + 1)} \right) + I' \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} \right) + I' \quad (\text{ข3.19})$$

จัดรูปสมการที่ (ข3.19) เสียใหม่ เมื่อกำหนดให้ $K = \frac{g_{m4}}{g_{m3}}$ จะได้

$$I_1 = I' \left(\frac{K g_{m1}}{Y_1 (Y_3/g_{m3} + 1)} \right) + I' \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} \right) + I'$$

$$I_1 = I' \left(\frac{K g_{m1}}{Y_1 (Y_3/g_{m3} + 1)} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} + 1 \right)$$

$$I_1 = I' \left(\frac{K g_{m1} Y_2 + g_{m1} g_{m2} (Y_3/g_{m3} + 1) + Y_1 Y_2 (Y_3/g_{m3} + 1)}{Y_1 Y_2 (Y_3/g_{m3} + 1)} \right)$$

$$I' = I_1 \left(\frac{Y_1 Y_2 (Y_3/g_{m3} + 1)}{K g_{m1} Y_2 + g_{m1} g_{m2} (Y_3/g_{m3} + 1) + Y_1 Y_2 (Y_3/g_{m3} + 1)} \right)$$

$$I' = I_1 \left(\frac{Y_1 Y_2 (Y_3/g_{m3} + 1)}{D_n} \right) \quad (\text{ข3.20})$$

โดยที่ $D_n = Kg_{m1}Y_2 + g_{m1}g_{m2}(Y_3/g_{m3} + 1) + Y_1Y_2(Y_3/g_{m3} + 1)$

เมื่อแทนค่า Y_1 Y_2 และ Y_3 จากสมการที่ (ข3.8) (ข3.9) และ (ข3.10) จะได้ D_n เท่ากับ

$$D_n = Kg_{m1}(G_{i2} + sC_2) + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + (G_{i2} + sC_1)(G_{i2} + sC_2) \\ ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

$$= Kg_{m1}G_{i2} + Kg_{m1}sC_2 + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) \\ + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}sC_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) \\ + sC_1G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + s^2C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

$$D_n = s^2[C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)] + s[Kg_{m1}C_2 + G_{i2}C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) \\ + C_1G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)] + [Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) \\ + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)] \quad (ข3.21)$$

พิจารณาที่ โหนด C

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o1} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o2} = 0$ จะได้

$$I_{o1} = I_d - I_{Y4} \quad (ข3.22)$$

โดยที่
$$I_d = g_{m2} \frac{I_b}{Y_2}$$

และ
$$I_b = g_{m1} \frac{I'}{Y_1}$$

เพราะฉะนั้น

$$I_e = \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_2} \quad (\text{ข3.23})$$

แทน สมการที่ (ข3.23) ลงในสมการที่ (ข3.22) จะได้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}I'}{Y_1Y_2} - I_{Y4}$$

แทนค่า I' จากสมการที่ (ข3.20)

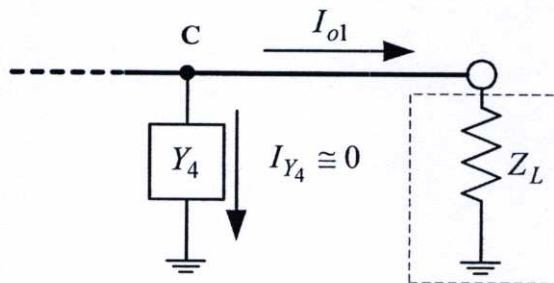
$$I_{o1} = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2} \frac{Y_1Y_2(Y_3/g_{m3} + 1)}{D_n} \right) I_{i1} - I_{Y4}$$

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}(Y_3/g_{m3} + 1)}{D_n} I_{i1} - I_{Y4}$$

หรือ

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3}G_{i4})/g_{m3} + 1)}{D_n} I_{i1} - I_{Y4}$$

พิจารณาที่ขั้วเอาต์พุต I_{o1} ดังรูปที่ ข.10 พบว่าโหลด Z_L จะมีค่าน้อยมาก เนื่องจากเป็นขั้วรับกระแส เมื่อเทียบกับ Z_4 โดยที่ $Z_4 = 1/I_{Y4}$ จะพบว่าค่า $Z_4 \gg Z_L$ เพราะฉะนั้นจึงทำให้ $I_{Y4} \cong 0$



รูปที่ ข.10 ขั้วเอาต์พุต I_{o1} เมื่อพิจารณาโหลด Z_L

และจะได้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{D_n} I_{i1} \quad (ข3.24)$$

พิจารณาที่โหนด D

ทำการคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_{o2} ของวงจร เมื่อกำหนดให้ $I_{o1} = 0$ จะได้

$$I_{o2} = I_f + I_2 - I_{Y5} \quad (ข3.25)$$

โดยที่

$$I_f = g_{m4} \frac{I''}{Y_3}$$

แทนค่า I'' จากสมการที่ (ข3.18)

$$I_f = I' \frac{Y_3 g_{m1} g_{m4}}{Y_1 g_{m3} Y_3 (Y_3/g_{m3} + 1)}$$

จะได้

$$I_f = I' \left[\frac{g_{m1} g_{m4}}{Y_1 g_{m3} (Y_3/g_{m3} + 1)} \right] \quad (ข3.26)$$

แทนสมการที่ (ข3.26) ลงในสมการที่ (ข3.25) จะได้

$$I_{o2} = I' \left[\frac{g_{m1} g_{m4}}{Y_1 g_{m3} (Y_3/g_{m3} + 1)} \right] + I_2 - I_{Y5}$$

แทนค่า I' จากสมการที่ (ข3.20)

$$I_{o2} = \left[\frac{g_{m4} g_{m1}}{Y_1 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \frac{Y_1 Y_2 ((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{D_n} \right] I_1 + I_2 - I_{Y5}$$

$$I_{o2} = \left[\frac{g_{m4} g_{m1} Y_2}{g_{m3} D_n} \right] I_1 + I_2 - I_{Y5}$$

แทนค่า Y_2 จากสมการที่ (ข3.9)

$$I_{o2} = \frac{g_{m4}g_{m1}(G_{i2} + sC_2)}{g_{m3}D_n} I_1 + I_2 - I_{Y5}$$

ทำการพิจารณา I_{Y5} ได้เช่นเดียวกับกรณีของกระแส I_{Y4} จะได้

$$I_{o2} = \frac{g_{m4}g_{m1}(G_{i2} + sC_2)}{g_{m3}D_n} I_1 + I_2 \quad (ข3.27)$$

กรณีนี้ จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจกรรณไม่เป็นอุดมคติจะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + Kg_{m1}G_{i2} + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}} \quad (ข3.28)$$

$$Q = \sqrt{\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}} \times \frac{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{Kg_{m1}C_2 + G_{i2}C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + C_1G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \quad (ข3.29)$$

โดยที่ $K = (g_{m4}/g_{m3})$

ค่าความไว ω_0 และ Q ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ มีค่าเท่ากับ

$$S_{G_{i1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (ข3.30)$$

$$S_{G_{i2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{KG_{i2}g_{m1} + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (ข3.31)$$

$$S_{G_{i3}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m1}g_{m2}G_{i3} + C_1G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{C_1C_2G_{i3}}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.32)$$

$$S_{G_{i4}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m1}g_{m2}G_{i4} + C_1G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{C_1C_2G_{i4}}{C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.33)$$

$$S_{G_{i1}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}}{G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.34)$$

$$S_{G_{i2}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)}{Kg_{m1}G_{i2} + G_{i1}G_{i3}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)} \right]} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.35)$$

$$S_{G_{i3}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{C_1C_2G_{i3}}{B_n} + \frac{g_{m1}g_{m2}G_{i3} - G_{i1}G_{i2}G_{i3}}{A_n} - \frac{G_{i2}G_{i3}(C_1 + C_2)}{\sqrt{A_nB_n}} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.36)$$

$$S_{G_{i4}}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{C_1C_2G_{i4}}{B_n} + \frac{g_{m1}g_{m2}G_{i4} - G_{i1}G_{i2}G_{i4}}{A_n} - \frac{G_{i2}G_{i4}(C_1 + C_2)}{\sqrt{A_nB_n}} \right] < \frac{1}{2} \quad (13.37)$$

โดยที่

$$A_n = Kg_{m1}G_{i2} + g_{m1}g_{m2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1) + G_{i1}G_{i2}((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

$$B_n = C_1C_2((G_{i3} + G_{i4})/g_{m3} + 1)$$

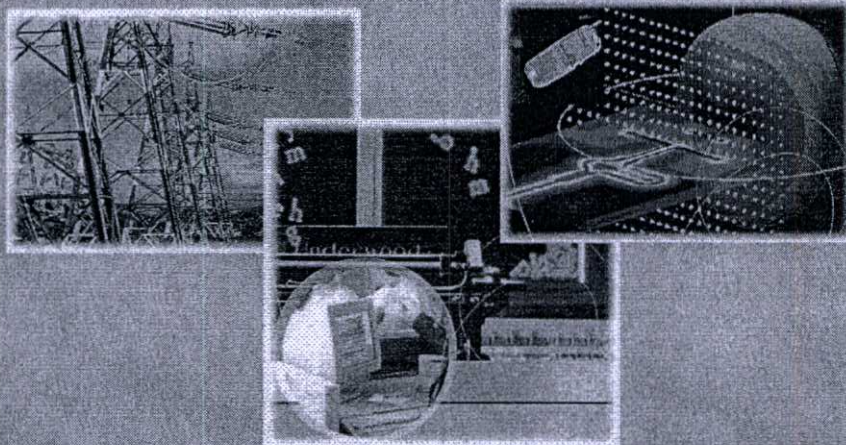
ภาคผนวก ค

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการและการประชุมวิชาการทางด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสารในระดับชาติ และระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3 บทความดังต่อไปนี้

- [1] P. Mongkolwai, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "Current-mode universal biquad including minimum component count circuits" **Proceedings of The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference**, Chiang Rai, Thailand, vol.1, 9-12 May 2007. pp.117-118.
- [2] ปรัชญา มงคลไวย้, ทศยา ปุคคละนันท์, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "วงจรรองสัญญาณไบควอด เอนกประสงค์โหมดกระแสที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ โดยใช้วงจร DO-OTAs" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30, 2550, หน้า 929-932.
- [3] P. Mongkolwai, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "Current-mode universal biquad with orthogonal $\omega_0 - Q$ tuning using OTAs" **Proceedings of Sixth International Conference on Information Communications and Signal Processing 2007**, Singapore, 10-13 December 2007.

VOLUME 1



ECTI-CON 2007

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

VOLUME 1

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



ECTI
Association

IEEE
THAILAND SECTION

NECTEC
a member of NSTDA

WD Western
Digital



Current-mode Universal Biquad Including Minimum Component Count Circuits

Praty Mongkolwai

Tattaya Pukkalanun

Worapng Tangsrirat

Faculty of Engineering and
 Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT),
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
 Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
 E-mail : pound_inse03@hotmail.com , ktworapo@kmitl.ac.th

Abstract- A current-mode universal biquad filter with two inputs and two outputs is presented in this paper. The circuit uses only two multi-output operational amplifiers (MO-OTAs) and two grounded capacitors, which is suitable for integrated circuit technology. The proposed filter can realize all the basic biquadratic filter functions without any matching conditions at high output impedances, and has low passive and active sensitivities. The filter also provides an independent current control of the filter parameters. PSPICE simulation results are included.

I. INTRODUCTION

Universal or multifunction filters have been found to be useful in many applications such as communication and measurement systems, since they permit realization of all basic filter functions with the same topology. Thus, this type of filters brings versatility, simplicity and cost reduction to the integrated circuit (IC) manufacturer. In the last few years, several realizations of universal biquadratic filters using operational transconductance amplifiers (OTAs) as active elements have received considerable attention [1]-[5]. However, a few works on the OTA-based current-mode universal filters with fewer numbers of active components is reported [5]. For the cases where power consumption is an important parameter, the number of active components used will be important. Similarly, a circuit employing a minimum number of active and passive components is also an important issue in circuit theory from coverage area, VLSI implementation and total cost point of view.

On such a demand, in this paper, a two-input two-output (TITO) current-mode universal biquad filter with minimum number of active and passive components is proposed. The circuit employs only two multi-output OTAs (MO-OTAs) and two grounded capacitors, which offers the advantage of an electronic tuning capability and is important from an IC point of view. Furthermore, by appropriately connecting two input and two output signals, the circuit can realize lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) responses without critical component matching conditions, all at high impedance outputs. The filter also provides independent current control of the natural angular frequency

(ω_o) and the bandwidth (ω_o/Q), as well as low active and passive sensitivities.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit representation of the MO-OTA is shown in Fig.1. The MO-OTA characteristic can be described by

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \quad (1)$$

where g_m is the transconductance gain of the MO-OTA. In general, the g_m can linearly be tuned by the bias voltage or the bias current over several decades, which lends electronic controllability to circuit parameters.

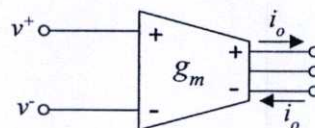


Fig. 1 : Circuit representation of the MO-OTA

Although there are several techniques to implement the MO-OTA, in this study an ordinary bipolar realization of the MO-OTA consisting of a differential amplifier and some current mirrors is given in Fig.2. As can be deduced from this circuit, the transconductance gain g_m is directly proportional to the external bias current I_B , which can be written by :

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

where V_T is the thermal voltage (26 mV at room temperature).

Fig.3 shows the proposed current-mode universal filter with two input terminals and two output terminal. The proposed filter is mainly composed of two MO-OTAs and two grounded capacitors. Since all the capacitors are grounded, thus the configuration is very suitable for an IC implementation [6]-[7]. By routine circuit analysis using equation (1), the current

transfer function of the proposed filter in Fig.3 can be given by :

$$I_{o1} = -\left[\frac{g_{m1}g_{m2}}{D(s)}\right]I_1 \quad (3)$$

and

$$I_{o2} = \left[\frac{D(s)I_2 - (sC_2g_{m1})I_1}{D(s)}\right] \quad (4)$$

where

$$D(s) = (s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}) \quad (5)$$

and g_{mi} denotes g_m of the i -th MO-OTA ($i = 1, 2$).

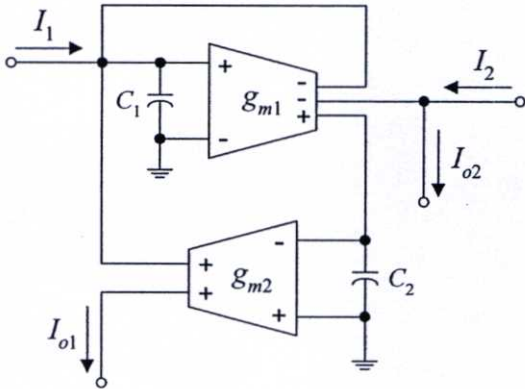


Fig.3 : Proposed TITO current-mode universal filter employing only MO-OTAs and grounded capacitors

From equations (3)-(5), it can be seen that :

- 1) a LP function is realized with $I_1 = I_{in}, I_2 = 0$ and $I_{o1} = I_{out}$.
- 2) a BP function is realized with $I_1 = I_{in}, I_2 = 0$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 3) a BS function is realized with $I_1 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 4) a AP function is realized with $I_1/2 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 5) a HP function is realized with $I_1 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$.

Thus, the proposed TITO filter can realize all the five standard types of the biquadratic filtering functions from the same circuit configuration. Note also that the circuit needs no inverting-type current input signal for realizing any biquadratic functions. As seen from the proposed circuit configuration, it employs only grounded passive elements especially grounded capacitors and there are no critical component-matching conditions or cancellation constraints in the design, thus the circuit is very suitable for fully IC technology.

Also from equations (3)-(5), the filter parameters ω_o and ω_o/Q are given by :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6)$$

and

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (7)$$

It can be seen from above expressions that the ω_o for all the filter responses can electronically be tuned by varying g_{m2} and/or C_2 without affecting the parameter ω_o/Q .

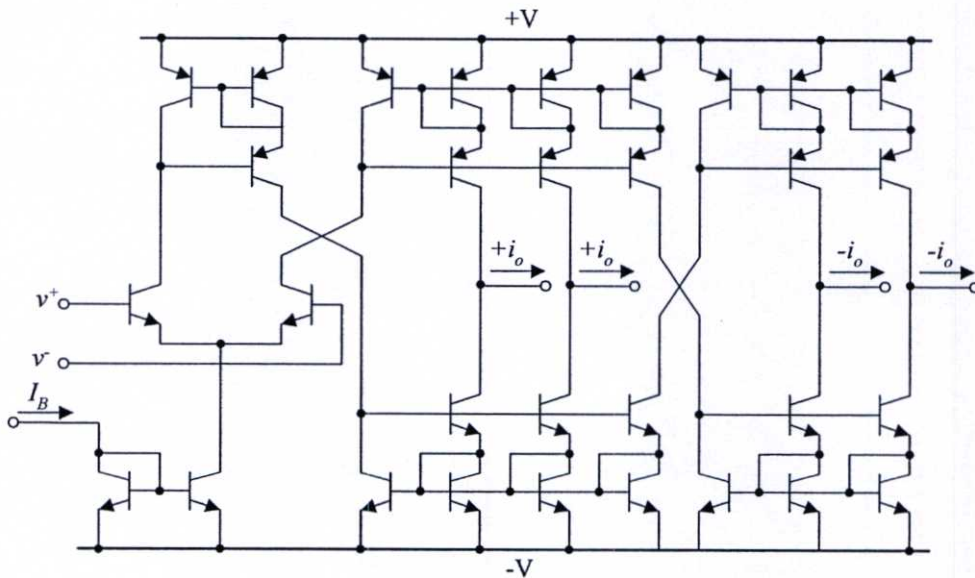


Fig.2 : Circuit diagram of an ordinary MO-OTA

Moreover, the ω_o and ω_o/Q sensitivities can be given by

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

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (9)$$

and
$$S_{g_{m1}}^{\omega_o/Q} = S_{C_1}^{\omega_o/Q} = 1 \quad (10)$$

All the active and passive sensitivities are not more than unity in magnitude.

III. NON-IDEAL STUDY

The circuit model of the non-ideal MO-OTA can be shown in Fig.4, where G_i and G_o are the parasitic input and output conductances, and C_i and C_o are the parasitic input and output capacitances, respectively. Therefore, re-analysis the proposed filter of Fig.3 by taking into account the non-idealities of the MO-OTA, the denominator polynomial of the non-ideal transfer function can be rewritten as :

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 + s [C_2 (g_{m1} + G_{i1}) + (C_1 G_{i2})] + [g_{m1} g_{m2} + (g_{m1} + G_{i1}) G_{i2}] \quad (11)$$

where G_{ik} represents the parasitic input conductance of the k -th MO-OTA.

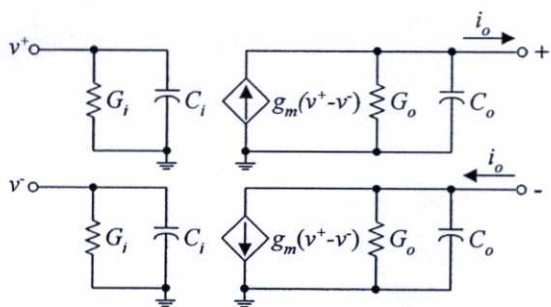


Fig.4 : Circuit model of the non-ideal MO-OTA operating in linear region

In this case, the modified parameters ω_o and ω_o/Q are calculated as

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} + (g_{m1} + G_{i1}) G_{i2}}{C_1 C_2}} \quad (12)$$

and
$$\frac{\omega_o}{Q} = \left(\frac{g_{m1} + G_{i1}}{C_1} \right) + \left(\frac{G_{i2}}{C_2} \right) \quad (13)$$

From these relations, the active sensitivities can be found as

$$S_{G_{i1}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{i1} G_{i2}}{g_{m1} g_{m2} + (g_{m1} + G_{i1}) G_{i2}}} < \frac{1}{2} \quad (14)$$

$$S_{G_{i2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(g_{m1} + G_{i1}) G_{i2}}{g_{m1} g_{m2} + (g_{m1} + G_{i1}) G_{i2}}} < \frac{1}{2} \quad (15)$$

$$S_{G_{i1}}^{\omega_o/Q} = \frac{1}{2} \left[\frac{G_{i1} C_2}{C_2 (g_{m1} + G_{i1}) + C_1 G_{i2}} \right] < \frac{1}{2} \quad (16)$$

and

$$S_{G_{i2}}^{\omega_o/Q} = \frac{1}{2} \left[\frac{G_{i2} C_1}{C_2 (g_{m1} + G_{i1}) + C_1 G_{i2}} \right] < \frac{1}{2} \quad (17)$$

It can easily be observed from equations (14)-(17) that the entire active sensitivities are still less than 0.5 in magnitude. Thus, the proposed filter structure displays a low sensitivity performance.

IV. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical prediction, the characteristics of the proposed current-mode universal filter of Fig.3 have been simulated with PSPICE program. The MO-OTA is simulated using the bipolar structure given in Fig.2 with DC supply voltages of $\pm 3V$. The transistors model parameters are taken from the PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [8].

Fig.5 shows the simulated frequency responses of the LP, BP and HP filter functions of the proposed circuit in Fig.3. In simulations, equal bias current values of $I_{B1} = I_{B2} = 100 \mu A$, and capacitance values of $C_1 = C_2 = 1$ nF were chosen to obtain $f_o = \omega_o/2\pi \approx 318$ kHz and $Q = 1$. With the same setting, the gain and phase responses of the BS and AP filters are also given in Figs.6 and 7, respectively. All the simulation results agree quite well with the theory.

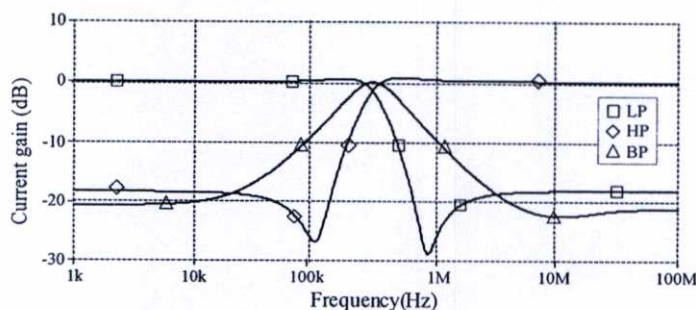


Fig.5 : LP, BP and HP current responses of the proposed current-mode universal filter in Fig.3.

ACKNOWLEDGMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) through the Senior Research Scholar Program; grant number RTA4680003.

REFERENCES

- [1] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters", *International Journal of Electronics*, vol.76, pp.1115-1120, 1994.
- [2] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki and Y. Fukui, "Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs", *International Journal of Electronics*, vol.80, pp.533-541, 1996.
- [3] Y. Sun and J. K. Fidler, "Design of current-mode multiple output OTA and capacitor filters", *International Journal of Electronics*, vol.81, pp.95-99, 1996.
- [4] J. Wu and E. I. El-Masry, "Current-mode band-pass ladder filters using OTAs", *International Journal of Electronics*, vol.85, pp.61-70, 1998.
- [5] 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, pp.1235-1238, 2000.
- [6] M. Bhusan and R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [7] K. Pal and R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, vol.18, p.47, 1982.
- [8] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings Part G, Circuits, Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.

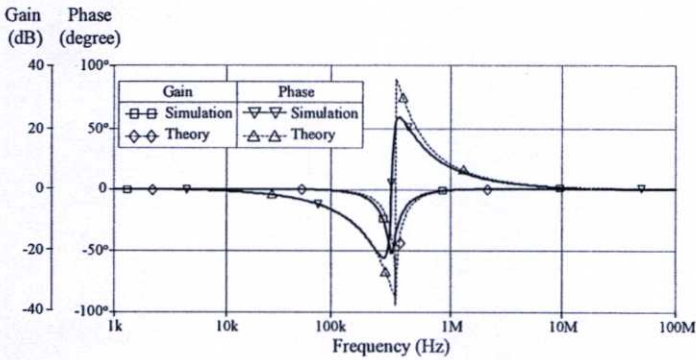


Fig.6 : BS current response of the proposed current-mode filter.

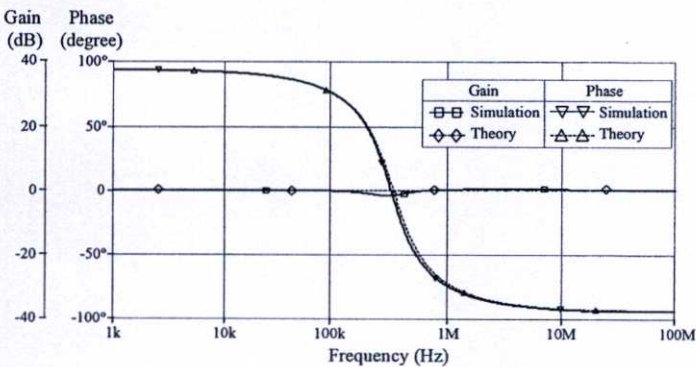
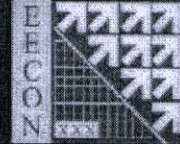


Fig.7 : AP current response of the proposed current-mode filter.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a two-input two-output current-mode universal biquadratic filter that employs a minimum number of active and passive components has been described. The configuration consists of only two MO-OTAs and two grounded capacitors, which is advantageous from IC fabrication. The proposed filter can realize all the five standard biquadratic filter functions without any matching conditions. The filter parameters ω_o and ω_o/Q are tuned electronically and independently, and all the passive and active sensitivities are low.



The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

30th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่น่าสนใจในการประชุม เล่ม 2

- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

Volume II

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KING MONKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THONBURI

โดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี
25 - 26 ตุลาคม 2550

Seagate

ABB



NECTEC

TOT



FACULTY OF ENGINEERING
KMUTT
EECON - 30

**วงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแส
ที่ปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ โดยใช้วงจรร DO-OTAs
CURRENT-MODE UNIVERSAL BIQUAD
WITH ORTHOGONAL $\omega_0 - Q$ TUNING USING DO-OTAs**

ปรัชญา มงคลไวซ์ ทศยา ปุคคละนันท์ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

E-mail : pound_insc03@hotmail.com , ktworapo@kmit.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอวงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ทำงานในโหมดกระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์หรือวงจรร DO-OTA จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว วงจรที่นำเสนอมีความน่าสนใจคือ สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ได้ครบทุกรูปแบบ และมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่ำ ผลการจำลองการทำงานของวงจรร โดยใช้โปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจรรที่นำเสนอว่าเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

คำสำคัญ : วงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ วงจรรโหมดกระแส

ABSTRACT

A current-mode universal biquad filter with two inputs and two outputs using dual-output operational transconductance amplifiers (DO-OTA) is proposed. The proposed configuration consisting of only four DO-OTAs and two grounded capacitors can simultaneously realize all the five standard biquadratic filtering functions from the circuit configuration. The filter also offers an independent electronic control of the natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q). Moreover, no component matching conditions are require and all the active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are employed to verify the circuit performance.

Keywords : dual-output operational transconductance amplifier (DO-OTA), universal biquad filter, current-mode circuit

1.กล่าวนำ

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีกลุ่มผู้ทำวิจัยได้ให้ความสนใจในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณโดยใช้วงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์หรือวงจรร OTA (operation transconductance amplifier) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักเนื่องจากเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้าง ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก ดังนั้นด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้นจึงได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้วงจรร OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักที่ปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก [1] หรือต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก [2]-[6] ขึ้นเป็นลำดับ แต่อย่างไรก็ตามพบว่ายังมีข้อด้อยคือยังต้องใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก ซึ่งไม่เหมาะสมกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC) นอกจากนี้งานวิจัยบางส่วนที่นำเสนอ ยังไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันอีกด้วย [7] จนกระทั่งเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอวงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสที่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย [8] แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรรที่นำเสนอยังไม่สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ได้อย่างอิสระจากกัน

ดังนั้นในบทความนี้ได้เสนอวงจรรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบ สองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรร DO-OTA จำนวนสี่ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัว เท่านั้น ทำให้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ได้ครบทุกแบบ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจรร นอกจากนี้วงจรรที่

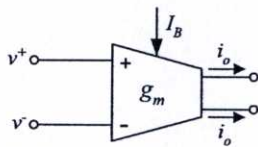
นำเสนอซึ่งมีความน่าสนใจที่สามารถปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอขึ้นนี้ ได้ถูกทดสอบด้วยผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งปรากฏผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

2. วงจรขยายค่าความนำแบบสองเอาต์พุต (DO-OTA)

วงจร DO-OTA คือ อุปกรณ์แอคทีฟชนิดหนึ่ง ซึ่งเขียนแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 1 โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการที่ (1)

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \tag{1}$$

เมื่อ g_m คือ อัตรขยายค่าความนำของวงจร (transconductance gain)



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร DO-OTA

สำหรับวงจร DO-OTA ที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งในกรณีนี้จะได้อัตรขยายค่าความนำ มีค่าเท่ากับ

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

เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) และ I_B คือ กระแสไบอัสจากภายนอกที่จ่ายให้แก่วงจร DO-OTA [9]

3. วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 3 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดเอนกประสงค์ โหมดกระแสแบบสองอินพุต สองเอาต์พุตที่นำเสนอ จะเห็นว่าประกอบวงจร DO-OTA จำนวนสี่ตัวและตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น [10] จากการวิเคราะห์วงจรโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร DO-OTA ในสมการที่ (1) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) มีค่าเท่ากับ

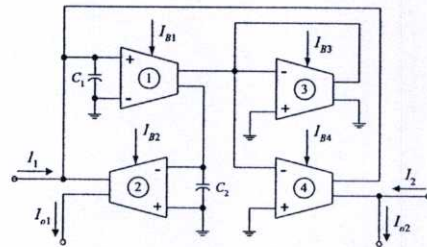
$$I_{o1} = -\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)I_1 \tag{3}$$

$$I_{o2} = \left[s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]I_2 - \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)sI_1 \tag{4}$$

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \tag{5}$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (3)-(5) จะพบว่า วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติกได้ครบทุกแบบ ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- 1) ฟังก์ชัน LP กำหนดให้ $I_1 = I_{in}$ โดย $I_2 = 0$ และ $I_{o1} = I_{out}$
- 2) ฟังก์ชัน BP กำหนดให้ $I_1 = I_{in}$ โดย $I_2 = 0$ และ $I_{o2} = I_{out}$
- 3) ฟังก์ชัน HP กำหนดให้ $I_1 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$
- 4) ฟังก์ชัน BS กำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$
- 5) ฟังก์ชัน AP กำหนดให้ $I_1 / 2 = I_2 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$



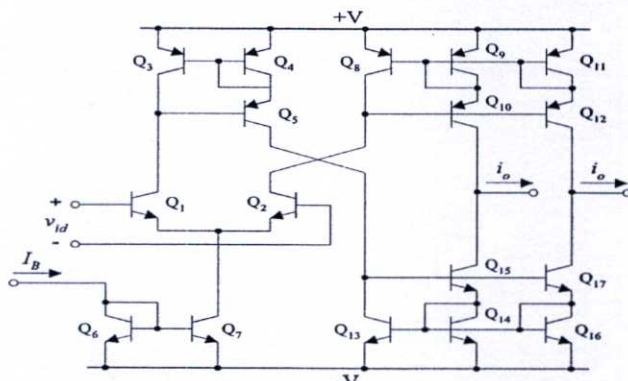
รูปที่ 3 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอ

กรณีนี้จะได้ค่า ω_0 และ Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{6}$$

$$Q = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \tag{7}$$

จากสมการที่ (6) และ (7) แสดงให้เห็นว่าค่า Q สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่า g_{m3} หรือ g_{m4} โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า ω_0



รูปที่ 2 รายละเอียดของวงจร DO-OTA ที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ค่อยการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรเท่ากับ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_{g_{m4}}^{\omega_0} = 0 \quad (8)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (9)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1, S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (10)$$

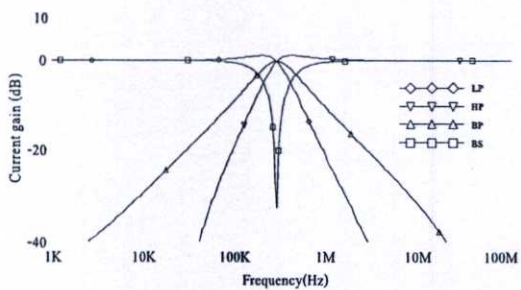
และ $S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (11)$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดนั้นมีค่าต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

4. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

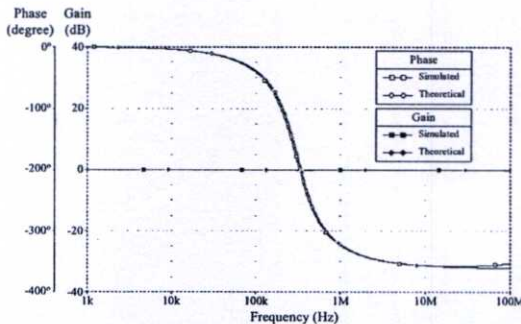
ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอขึ้นในรูปที่ 3 โดยวงจร DO-OTA ดังแสดงในรูปที่ 2 นั้นได้ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ PR100N (PNP) และ NP100N (NPN) รุ่น ALA400 จากบริษัท AT&T [11] และเลือกให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ ± 3 V

รูปที่ 4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP HP BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ โดยเลือกให้ $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 1nF$ ซึ่งจากการกำหนดค่าของอุปกรณ์ดังกล่าวทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้ $f_0 = \omega_0/2\pi \approx 318$ kHz และ $Q = 1$ ในขณะที่ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าได้ $f_0 \approx 295$ kHz ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 7.2%



รูปที่ 4 ผลตอบสนองความถี่แบบ LP,HP,BP และ BS

รูปที่ 5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ AP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองมีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

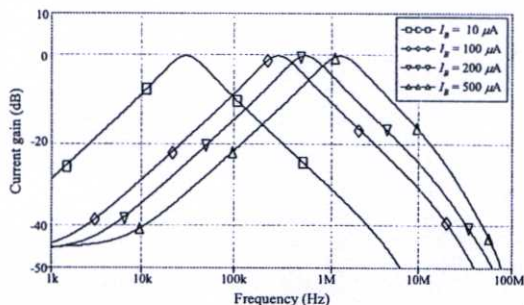


รูปที่ 5 ผลตอบสนองความถี่แบบ AP

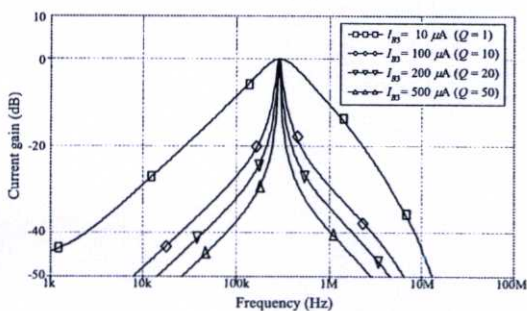
รูปที่ 6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่าความถี่ f_0 โดยการควบคุมค่า $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ ในขณะที่ I_{B3} และ I_{B4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $100 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 1nF$ จาก

เงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่า Q มีค่าคงที่เท่ากับ 1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ปราศจากผลกระทบต่อค่า Q

ส่วนรูปที่ 7 แสดงผลตอบสนองสองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า Q โดยการควบคุมกระแสไบอัส I_{B3} ในขณะที่กำหนดให้ $I_{B4} = 10 \mu A$ ซึ่งจะเห็นว่าปราศจากผลกระทบต่อตำแหน่งความถี่ f_0 สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอข้างต้น



รูปที่ 6 ผลตอบสนองสองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า f_0



รูปที่ 7 ผลตอบสนองสองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า Q

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอด เอกประสงค์โหมคระแสมแบบ สองอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจร DO-OTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดคราติก ได้ครบทุกแบบ คือ LP, HP, BP, BS และ AP โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร ทั้งยังสามารถปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของวงจร OTA นอกจากนี้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรต่ำอีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", Int. J. Electron., vol.87, pp.1435-1442, 2000.
- [2] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahshi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad without external passive elements", Int. J. Electron., vol.88 , pp.13-22, 2001.
- [3] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices", Int. J. Electron., vol.88, pp.339-346, 2001
- [4] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y.Fukui, "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integratorLoop", Int. J. Electron., vol.88,pp.1093-1101, 2001.
- [5] T. Tsukutani, Y. Sumi, M. Higashimura, Y. Fukui, "Current-mode biquad using OTAs and CF", Electron. Lett.,vol.39, no.3, pp.262-263, 2003.
- [6] T. Tsukutani, Y. Sumi, M. Higashimura, Y. Fukui, "Current-mode universal biquad circuit using MO-OTAs and DO-CCII", IEEE Int. Symp.Circuits Syst., vol.2, pp.1589-1592, 2005
- [7] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters", Int. J. Electron., vol.76, no. 6, pp. 1115-1120, 1994.
- [8] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui, "Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs", Int. J. Electron., vol. 80, no. 4, pp. 533-541, 1996.
- [9] Y. Sun and J. K. Fidler, "Design of current-mode multiple output OTAand capacitor filters", Int. J. Electron., vol. 81, no. 1, pp. 95-99, 1996.
- [10] Y. Sun, B. Jefferies, and J. Teng, "Universal third-order OTA-C filters", Int. J. Electron., vol. 85, no. 5, pp. 597-609, 1998.
- [11] D.R.Frey, "Log-domain filter: an approach to current-mode filtering", IEE Proceedings,Pt.G., vol.140,pp.406-416, 1993.



ปรัชญา มงคลไวย จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมระบบเครื่องมื่อวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อปี พ.ศ. 2549

ปัจจุบันกำลังศึกษาคณะระดับปริญญาโท ในสาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สนใจงานวิจัยทางด้านการสังเคราะห์และออกแบบวงจร Analog Integrated Circuit Design

Sixth International Conference on
Information, Communications and
Signal Processing

ICICS 2007

December 10-13, 2007
Meritus Mandarin Hotel, Singapore

IEEE Catalog Number: 07EX1685C
ISBN: 1-4244-0983-7
Library of Congress: 2007920363
© 2007 IEEE

Introduction

Sessions

Author Index

Search

© 2007 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint / republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

For technical inquiries about the content of this CD-ROM, please contact ICICS Secretariat, Ms Shirley SOH via secretariat@icics.org by email, +(65) 8790-4828 by phone or +(65) 6774-2911 by fax.



Current-mode Universal Biquad with Orthogonal ω_o - Q Tuning Using OTAs

Pratya Mongkolwai

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

Faculty of Engineering and
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
E-mail : ktworapo@kmitl.ac.th

Abstract— A two-input two-output (TITO) current-mode universal biquad using only four dual-output operational transconductance amplifier (DO-OTAs) and two grounded capacitors is described. By appropriately connecting the input and output terminals, the proposed circuit can provide lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass current responses. The filter also offers an independent electronic control of the natural frequency (ω_o) and the quality factor (Q) through the transconductance gain (g_m) of the DO-OTAs. No critical matching conditions are imposed for realizing all the filter responses, and all the incremental parameter sensitivities are low.

Keywords— Operational Transconductance Amplifier (OTA), universal filter, current-mode circuit

I. INTRODUCTION

In the last few years, several realizations of universal biquadratic filters using OTAs as active elements have received considerable attention [1]-[8]. Ramirez-Angulo et al. proposed a method to implement current-mode biquadratic filters with transconductance amplifiers [1]. In 1994, Wu described two current-mode realizations of high-order OTA-C filters based on the simulation of a signal flow graph for general all-pole lowpass transfer function [2]. Tsukutani *et al.* proposed a new current-mode biquad using two operational amplifier and three multiple-output OTAs (MO-OTAs) without external passive elements [3]. In the same year, Tsukutani *et al.* also proposed a versatile current-mode biquad filter employing four MO-OTAs and two grounded capacitors [4]. In 1996, Sun and Fidler introduced the design technique for realizing a second-order current-mode filter by using only four dual-output OTAs (DO-OTAs) and two grounded capacitors [5]. Wu and El-Masry proposed three configurations of current-mode bandpass filters using OTAs as active components [6]. In [7], the author presented some OTA-C based filter structures with multiple inputs and multiple outputs. Chang and Pai described a universal current-mode biquad with minimum components using two MO-OTA and two grounded capacitors [8]. Although various biquadratic filter functions can be obtained from previously mentioned configurations, considerably less attention has been given to the realization of current-mode universal filters with multiple inputs and multiple outputs

(MIMO). The employment of the MIMO configuration may lead to a reduction of a number of active elements for circuit realization. This type of filter provides a variety of circuit characteristic with different input and output currents, and usually does not require any parameter matching conditions. Moreover, to realize all the standard biquadratic filter functions, the configuration with multiple inputs and multiple outputs seems to be more suitable than the single input configuration.

In this paper, a new current-controlled current-mode universal biquadratic filter with two inputs and two outputs (TITO) is presented. The proposed circuit uses only four DO-OTAs and two grounded capacitors, which offers the advantage of an electronic tuning capability and is especially interested from the IC fabrication point of view. By appropriately connecting two input and two output signals, the circuit can realize all the five standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), without critical component matching conditions. The filter provides orthogonal current controllability of the natural frequency (ω_o) and the quality factor (Q), as well as low active and passive sensitivities. Moreover, the high- Q filter can easily be obtained by properly setting the bias current ratio of the DO-OTA.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit representation of the DO-OTA is shown in Fig.1, where its characteristic can be expressed as :

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \quad (1)$$

where g_m is the transconductance gain of the DO-OTA. In general, the g_m can linearly be tuned by the bias voltage or the bias current over several decades, which lends electronic controllability to circuit parameters.

Various techniques can be used to implement the DO-OTA. However, in this work, a possible bipolar-based realization of the DO-OTA shown in Fig.2 is chosen. As can be deduced from this circuit, the parameter g_m is therefore given by :

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

where V_T is the thermal voltage (26 mV at room temperature), and I_B is the bias current which is linearly adjustable over several decades [9].

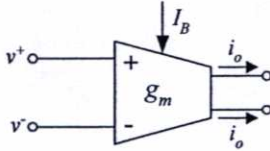


Fig. 1 : Circuit representation of the DO-OTA

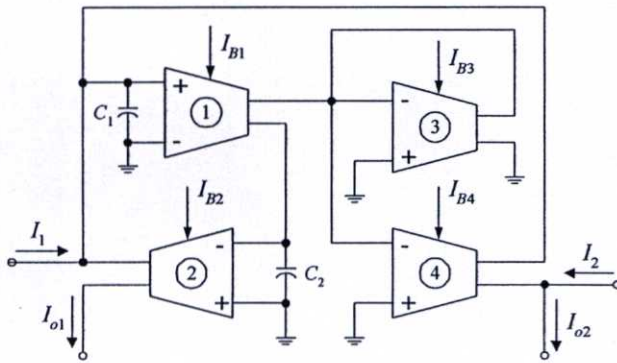


Fig.3 : Proposed TITO current-controlled current-mode universal filter using DO-OTAs and grounded capacitors

Fig.3 shows the proposed current-mode universal filter with two input terminals and two output terminal. The proposed filter is mainly composed of four DO-OTAs and two grounded capacitors. The employment of only grounded capacitors conduces to integrated-circuit implementation [10-[11]. From the derived filter circuit, the current transfer functions from two input signal currents (I_1 and I_2) to two output currents (I_{o1} and I_{o2}) can respectively be expressed as :

$$I_{o1} = -\frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)I_1}{D(s)} \quad (3)$$

and

$$I_{o2} = \frac{\left[s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]I_2 - \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)sI_1}{D(s)} \quad (4)$$

where $D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)$ (5)

and $g_{mi} (= I_{Bi}/2V_T)$ and I_{Bi} denote g_m and I_B of the i -th DO-OTA ($i = 1, 2, 3, 4$), respectively. From equations (3)-(5), it can be summarized as follows.

- 1) The LP function is realized with $I_1 = I_{in}, I_2 = 0$ and $I_{o1} = I_{out}$.
- 2) The BP function is realized with $I_1 = I_{in}, I_2 = 0$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 3) The BS function is realized with $I_1 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 4) The AP function is realized with $I_1/2 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o2} = I_{out}$.
- 5) The HP function is realized with $I_1 = I_2 = I_{in}$ and $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$.

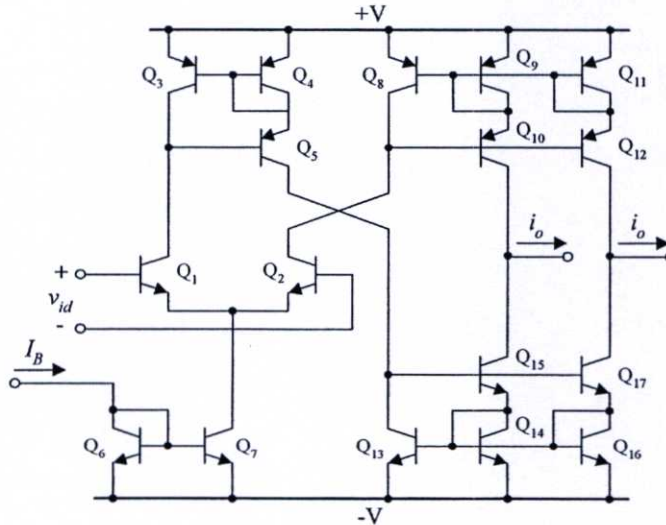


Fig.2 : Circuit diagram of an ordinary DO-OTA

Thus, the proposed TITO filter can realize all the five standard types of the biquadratic filtering functions from the same circuit configuration. Note also that there are no critical component-matching conditions or cancellation constraints in the design. Moreover, the circuit needs no inverting-type current input signal for realizing any biquadratic functions.

The natural frequency (ω_o) and the quality factor (Q) of the proposed filter are given by :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6)$$

and

$$Q = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (7)$$

In this case, the incremental active and passive sensitivities of the parameters ω_o and Q are calculated as :

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m3}}^{\omega_o} = S_{g_{m4}}^{\omega_o} = 0 \quad (8)$$

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (9)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1, \quad S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (10)$$

and

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (11)$$

All active and passive sensitivities are not more than unity in magnitude. Thus, the proposed circuit exhibits a low sensitivity performance.

Moreover, for simplicity, if we set $C_1 = C_2 = C$ and $g_{m1} = g_{m2} = g_m = I_B/2V_T$ ($I_{B1} = I_{B2} = I_B$), then the parameters ω_o and Q from equations (6) and (7) can now be rewritten as :

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

and

$$Q = \frac{I_{B3}}{I_{B4}} \quad (13)$$

It should be noted from equations (12) and (13) that ω_o and Q can orthogonally adjustable. It means that ω_o can electronically be adjusted without affecting the parameter Q by linearly varying I_B , whereas the Q -value can be tuned independently by changing the dc bias current ratio I_{B3}/I_{B4} . Also, the high- Q biquads can be realized by appropriately setting the current ratio I_{B3}/I_{B4} . Moreover, the Q -value is also temperature independent. Although the ω_o is temperature dependent, a temperature compensation scheme can be employed [12].

III. SIMULATION RESULTS

The performances of the proposed current-mode filter of Fig.3 have been simulated using PSPICE simulation program to verify the theoretical prediction. The DO-OTA has been simulated using the bipolar structure of Fig.2 with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [13]. The DC supply voltages are selected as : $+V = -V = 3$ V.

Fig.4 shows the simulated responses of the LP, BP and HP filter functions of the proposed circuit. In simulations, equal bias current values of $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu\text{A}$, and capacitance values of $C_1 = C_2 = 1$ nF were chosen to obtain the natural frequency of $f_o = \omega_o/2\pi \approx 318$ kHz and the quality factor of $Q = 1$. With the same bias current and capacitance values, the gain and phase responses of the BS and AP filters are respectively illustrated in Figs. 5 and 6. It can be seen from both figures that all the simulation results are found to be in good agreement with the theoretical results.

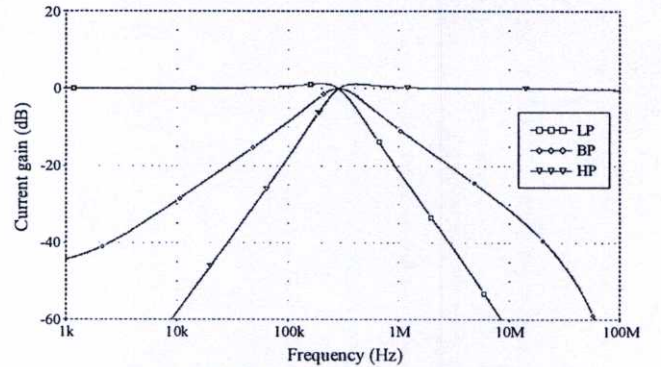


Fig.4 : LP, BP and HP current responses of the proposed current-mode universal filter in Fig.3.

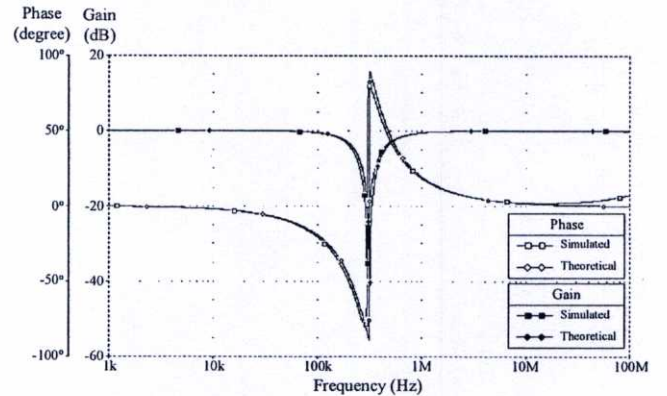


Fig.5 : BS current response of the proposed current-mode filter.

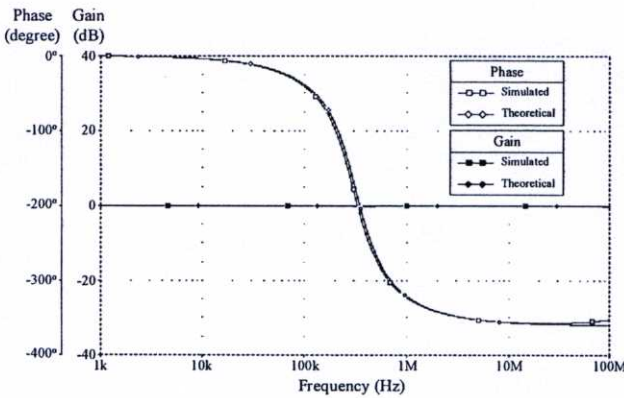


Fig.6 : AP current response of the proposed current-mode filter.

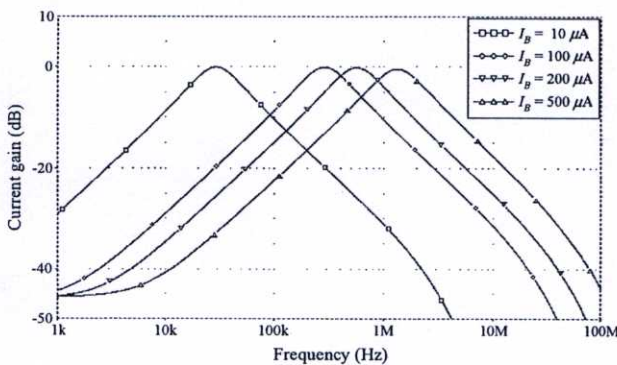


Fig.7 : Simulation results of the BP filter for variable f_o by varying I_B .

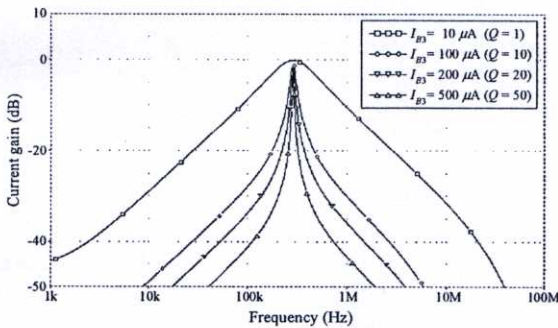


Fig.8 : Simulation results of the BP filter for variable Q by varying I_{B3} .

To demonstrate the orthogonal current tuning of f_o , the dc bias currents I_B (i.e., $I_{B1} = I_{B2}$) were simultaneously adjusted for the values $10 \mu\text{A}$, $100 \mu\text{A}$, $200 \mu\text{A}$, and $500 \mu\text{A}$, respectively, while keeping $I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu\text{A}$ for a constant $Q = 1$. The resulting responses of the BP filter for different bias currents I_B when $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ are given in Fig.7.

For the controllability of the Q -value without disturbing f_o , the dc bias currents were set to be constant at $I_{B1} = I_{B2} = 100 \mu\text{A}$ and $I_{B4} = 10 \mu\text{A}$. The corresponding current characteristics of the BP filter when I_{B3} is varied are shown in Fig.8. It is

important to note that high values of the Q can be easily obtained from high values of I_{B3} .

IV. CONCLUSION

A TITO current-controlled current-mode universal biquadratic filter using DO-OTAs is proposed. The circuit uses only four DO-OTAs and two grounded capacitors, which is advantageous from the IC implementation point of view. The proposed filter can realize the LP, BP, HP, BS and AP current responses from the same circuit configuration without component matching conditions. The ω_c can be adjusted electronically and independently from the tuning of the Q . Moreover, the high Q -value filter can easily be achieved by appropriately adjusting the dc bias current ratio. The filter also has low passive and active sensitivities.

REFERENCES

- [1] J. Ramirez-Angulo, M. Robinson, and E. Sanchez-Sinencio, "Current-mode continuous-time filters : two design approaches", *IEEE Trans. Circuits Syst.-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.39, no.6, pp.337-341, 1992.
- [2] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters", *Int. J. Electron.*, vol.76, no.6, pp.1115-1120, 1994.
- [3] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui, "Current-mode biquad without external passive elements", *Electron. Lett.*, vol.32, no.3, pp.197-198, 1996.
- [4] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui, "Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs", *Int. J. Electron.*, vol.80, no.4, pp.533-541, 1996.
- [5] Y. Sun and J. K. Fidler, "Design of current-mode multiple output OTA and capacitor filters", *Int. J. Electron.*, vol.81, no.1, pp.95-99, 1996.
- [6] J. Wu and E. I. El-Masry, "Current-mode band-pass ladder filters using OTAs", *Int. J. Electron.*, vol.85, no.1, pp.61-70, 1998.
- [7] C. M. Chang, "New multifunction OTA-C biquads", *IEEE Trans. Circuits and Syst.-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.46, no.6, pp.820-824, 1999.
- [8] C. M. Chang and S. K. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components", *IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.47, no.8, pp.1235-1238, 2000.
- [9] C. M. Chang, and P. C. Chen, "Universal active filter with current gain using OTAs", *Int. J. Electron.*, vol.71, no.5, pp.805-808, 1991.
- [10] M. Bhusan, R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electron. Lett.*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [11] K. Pal, R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electron. Lett.*, vol.18, p.47, 1982.
- [12] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamut, "Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA", *Electron. Lett.*, vol.34, pp.707-709, 1998.
- [13] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proc. G, Circuits, Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย ปรัชญา มงคลไวย์
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 14 ธันวาคม 2526 จังหวัดสระบุรี
ที่อยู่	เลขที่11 หมู่7 ตำบลบ้านกระทุ่ม อำเภอสนา จังหวัดพระนครศรีอยุธยา 13110 โทร 08-5278-2673
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2548 และในปี การศึกษา 2549 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรม ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง