

การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน

ON THE DESIGN OF CURRENT DIFFERENCING  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER AND ITS APPLICATIONS

วสันต์ ตันเจริญ  
WASON TANJAROEN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของภาวศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน**

**ON THE DESIGN OF CURRENT DIFFERENCING  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER AND ITS APPLICATIONS**



**วสันต์ ตันเจริญ**

**WASON TANJAROEN**

**วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**พ.ศ.2550**

**ON THE DESIGN OF CURRENT DIFFERENCING  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER AND ITS APPLICATIONS**

**WASON TANJAROEN**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL SYSTEM ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นาย วสันต์ ดันเจริญ
รหัสนักศึกษา	47060558
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบอุปกรณ์แอกทิฟแนวใหม่ชื่อว่าวงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรถ้าคัญสองวงจร คือ วงจรผลต่างกระแสและวงจรถ่ายค่าความนำ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก โดยใช้วงจร CDTA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นที่สำคัญ คือ สามารถควบคุมสมรรถนะของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสของวงจร CDTA เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรที่ออกแบบ ตลอดจนการประยุกต์ใช้งาน ในที่นี้ได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในทางทฤษฎี พร้อมทั้งทำการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

<b>Thesis Title</b>	On the design of current differencing transconductance amplifier and its applications
<b>Student</b>	Mr. Wason Tanjaroen
<b>Student ID.</b>	47060558
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsirat

### **ABSTRACT**

An integrable circuit technique for realizing a new active circuit building block, namely current differencing transconductance amplifier (CDTA), is described in this thesis. The proposed circuit configuration is a synthesis of the current differencing circuit and the transconductance amplifier. In order to demonstrate the possibility of electronic tuning, application examples on the realization of analog signal processing circuits using the proposed CDTA are also given that provides the possibility of electronic tuning. To confirm the theoretical analysis, the characteristics of the proposed CDTA and its applications are studied through PSPICE simulations.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี โดยผู้มีพระคุณให้ความช่วยเหลือหลายท่านดังนี้

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ สำหรับคำปรึกษาและแนะแนวทางการแก้ปัญหาในการศึกษาวิจัย ซึ่งผู้เขียนได้รับความรู้ความสามารถในการเป็นนักวิจัยที่ดี รวมทั้งแนวทางในการดำเนินชีวิต ซึ่งเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียน จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รองศาสตราจารย์ ชีรศิลป์ ทุมวิภาต และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวนิชย์ ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุน และให้คำปรึกษาแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงานวิจัยร่วมกัน

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวัจจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ มูลนิธิพระบรมราชานุสรณ์ พระบาทสมเด็จพระปกเกล้าเจ้าอยู่หัวและสมเด็จพระนางเจ้ารำไพพรรณี ที่ได้ให้การสนับสนุนทุนในการทำวิจัย ซึ่งผู้เขียนขอแสดงความรำลึกในพระมหากรุณาธิคุณของทั้งสองพระองค์

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้การสนับสนุนวัสดุอุปกรณ์ในการทำวิจัยตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและนำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจนทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณพ่อสมชาย และคุณแม่ มลิวรรณ ตันเจริญ ตลอดจนญาติพี่น้องที่คอยสนับสนุนดูแลให้กำลังใจในการศึกษาโดยตลอด

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ และน้องๆ ที่ได้ร่วมกันแลกเปลี่ยนประสบการณ์ต่างๆ มาโดยตลอด

วสันต์ ตันเจริญ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญรูป .....	VII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 การนำเสนอหลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ .....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ .....	3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ .....	3
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ .....	5
2.1 กล่าวนำ .....	5
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ .....	6
2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก .....	10
2.4 สรุป .....	11
บทที่ 3 การสังเคราะห์และออกแบบวงจร CDTA โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ .....	12
3.1 กล่าวนำ .....	12
3.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDTA .....	13
3.3 กลุ่มวงจรย่อย .....	13
3.3.1 วงจรผลต่างกระแส .....	14
3.3.2 วงจรขยายค่าความนำ .....	16
3.4 วงจร CDTA ที่นำเสนอ .....	20
3.4.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร .....	21
3.4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส .....	24
3.4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร .....	25
3.5 สรุป .....	28

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 4	วงจรรองสัญญาหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA .....	29
4.1	กล่าวนำ .....	29
4.2	หลักการพื้นฐานของวงจรรองสัญญาแบบ KHN .....	30
4.3	วงจรรองสัญญาหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบ KHN ที่นำเสนอ .....	32
4.3.1	วงจรรวมสัญญาผลต่าง .....	32
4.3.2	วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย .....	33
4.3.3	วงจรรายกระแส .....	33
4.4	ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDTA .....	37
4.5	ผลการจำลองการทำงานของวงจร .....	39
4.6	สรุป .....	41
บทที่ 5	วงจรรองสัญญาหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท โดยใช้วงจร CDTA .....	42
5.1	กล่าวนำ .....	42
5.2	วงจรรองสัญญาฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท ที่นำเสนอ .....	43
5.3	ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นตามอุดมคติของวงจร CDTA .....	46
5.4	ผลการจำลองการทำงานของวงจร .....	47
5.5	สรุป .....	49
บทที่ 6	บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ .....	50
6.1	บทสรุป .....	50
6.2	ข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ .....	51
	เอกสารอ้างอิง .....	52
	ภาคผนวก .....	56
	ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุท และค่าความต้านทานเอาต์พุท ของวงจร CDTA .....	57

## สารบัญ (ต่อ)

ภาคผนวก ข	การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่านไอออนกระแส และฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำ ของวงจร CDTA.....	64
ภาคผนวก ค	การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน แบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA .....	77
ภาคผนวก ง	การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน แบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท โดยใช้วงจร CDTA .....	85
ภาคผนวก จ	ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร ด้วยโปรแกรม PSPICE.....	91
ภาคผนวก ฉ	บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	92
ประวัติผู้เขียน .....		108

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ระบบของวงจรกรองสัญญาณ.....6
2.2	ผลตอบสนองทางความถี่ในกรณีที่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ.....7
2.3	ผลตอบสนองทางความถี่ในทางปฏิบัติของวงจรกรองสัญญาณ.....9
3.1	วงจร CDTA.....13
3.2	วงจรภาคอินพุทของวงจรผลต่างกระแส.....15
3.3	วงจรตามกระแส.....15
3.4	วงจรผลต่างกระแส.....16
3.5	วงจรขยายสัญญาณผลต่าง.....17
3.6	วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....18
3.7	วงจรขยายค่าความนำ.....20
3.8	วงจร CDTA ที่นำเสนอ.....21
3.9	ผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุทที่ขั้ว p, n, z และ x.....26
3.10	ผลการตอบสนองทางความถี่ของ $i_2/i_p$ และ $i_2/i_n$ .....27
3.11	ผลการตอบสนองทางความถี่ของ $i_2/i_z$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_B$ .....27
4.1	วงจรกรองสัญญาณไปคอควราติกหลายฟังก์ชันแบบ KHN.....30
4.2	วงจรรวมสัญญาณผลต่าง.....32
4.3	วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย.....33
4.4	วงจรขยายกระแส.....34
4.5	วงจรเลียนแบบค่าความต้านทานแบบเทียบกราวน์.....34
4.6	วงจรกรองสัญญาณไปคอควราติกโหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA.....35
4.7	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปแบบที่ 4.6.....39
4.8	ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า $g_m$ .....40
4.9	ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า $g_{m5}/g_{m4}$ .....40
5.1	วงจรกรองสัญญาณไปคอควราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท โดยใช้วงจร CDTA.....43
5.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP, HP และ BP ของวงจรที่นำเสนอ.....47
5.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (BS).....48

## สารบัญรูป (ต่อ)

5.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (AP).....	48
ก.1	วงจรมุมของวงจรภาคอินพุท ดังรูปที่ 3.2 .....	57
ก.2	วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทที่ขั้ว z ของวงจรมุมขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 3.5 .....	59
ก.3	วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทที่ขั้ว x.....	61
ข.1	วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส $i_o/i_n$ ของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8 .....	64
ข.2	วงจรมุมของวงจรดังรูปที่ ข1 .....	64
ข.3	วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส $i_o/i_p$ ของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8 .....	67
ข.4	วงจรมุมของวงจรดังรูปที่ ข3 .....	67
ข.5	วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8.....	71
ข.6	วงจรมุมของวงจรดังรูปที่ ข5 .....	71
ค.1	วงจรมุมกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA .....	77
ง.1	วงจรมุมกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท โดยใช้วงจร CDTA .....	85

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอมพลิฟายเออร์ใหม่ชื่อว่า “current differencing buffered amplifier” หรือวงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [1] ซึ่งได้รับความสนใจและมีการนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกต่างๆ มากมาย [2]-[5] แต่เนื่องจากวงจร CDBA นั้นประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ซึ่งมีอัตราขยายคงที่เท่ากับหนึ่ง จึงไม่สามารถแปรค่าการส่งผ่านกระแสและแรงดันได้และยังคงประกอบด้วยวงจรทำงานในโหมดแรงดัน ดังนั้นต่อมาในราวปี ค.ศ. 2003 D.Biolek จึงได้นำเสนอวงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) ซึ่งปรับปรุงจากวงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [6] เพื่อให้เกิดความยืดหยุ่นและคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งานมากยิ่งขึ้น เนื่องจากวงจร CDTA ทำงานในโหมดกระแส (current-mode circuit) นั้นมีคุณสมบัติเด่นและน่าสนใจมากกว่าวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode circuit) หลายประการ เช่น มีแบนด์วิดท์กว้าง ให้ผลตอบสนองทางความถี่สูง ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ และการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานในการรวมสัญญาณกระแส หรือการลบสัญญาณกระแสสามารถออกแบบได้ง่าย [7]-[8] ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงเป็นเหตุจูงใจให้กับนักวิจัย ในการนำวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกโหมดกระแส อาทิเช่น วงจรสายพานกระแส (current conveyor, CC) และวงจรตามกระแส (current follower, CF) ไปออกแบบพัฒนาและตลอดถึงการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) [9]-[11], วงจรกรองสัญญาณ (filter) [12]-[13] หรือวงจรขยายสัญญาณ (amplifier) [14]-[15] เป็นต้น ทั้งนี้งานวิจัยแต่ละเรื่องที่ได้มีการนำเสนอขึ้น ต่างก็มีวัตถุประสงค์หลักเช่นเดียวกันคือ พัฒนาและออกแบบวงจรให้มีข้อด้อยให้น้อยที่สุด เพื่อจะนำไปใช้ในงานอย่างมีประสิทธิภาพและยังประหยัดต้นทุนในการผลิตอีกด้วย

ข้อดีอีกประการหนึ่งของวงจร CDTA ก็คือ สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไปออกจากภายนอก ทำให้วงจร CDTA สามารถนำไปประยุกต์ใช้ออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกได้โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอก จากข้อคิดดังกล่าวนี้จึงเป็นแนวคิดที่น่าสนใจในการนำวงจร CDTA ไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นอกจากได้นำเสนอวงจร CDTA โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปวงจรรวม (integrated circuit, IC) แล้ว [16] ยังได้นำวงจร CDTA ไปสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

ซึ่งได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณสองรูปแบบคือ แบบ Kerwin-Huelman-Newcomb (KHN) ที่มีหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต (single-input three-output, SITO) [17] และแบบ สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (three-input single-output, TISO) [18] ซึ่งข้อดีของวงจรทั้งสองที่พัฒนามานี้ นอกจากจะสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงแล้วยังพบว่าสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ทั้งสองแบบดังกล่าวประกอบด้วยวงจร CDTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ (grounded capacitor) เท่านั้นปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ดังนั้นจึงทำให้รูปแบบของวงจรที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความเหมาะสมอย่างมากกับการนำเอาไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป [19]-[21]

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาการออกแบบวงจร CDTA ที่มีการทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งประกอบด้วยวงจรสองส่วนคือ วงจรผลต่างกระแสและวงจรขยายค่าความนำ เพื่อให้สามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ซึ่งช่วยลดจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟในการออกแบบ ทำให้มีความยืดหยุ่นในการออกแบบและสะดวกในการแปรค่าเมื่อใช้งาน รวมถึงการนำไปออกแบบประยุกต์ใช้งานในการประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อก

## 1.3 การนำเสนอหลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

จากการติดตามผลงานวิจัยและสิ่งตีพิมพ์ทั้งในระดับชาติและระดับนานาชาติที่เกี่ยวข้องกับวงจร CDTA ประยุกต์ใช้งานที่เคยมีผู้นำเสนอมาก่อนหน้านี้พบว่าวงจร CDTA แบบเดิมนั้นออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบมอสเป็นหลัก ทำให้ไม่สามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้อย่างเป็นเชิงเส้น รวมทั้งการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรที่ได้จากการออกแบบยังคงเป็นการปรับแต่งโดยการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์จึงได้มีการนำเสนอวงจร CDTA ในรูปแบบของวงจรรวมโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [16] ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแส และวงจรขยายค่าความนำ โดยสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วย วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ตลอดถึงการนำวงจร CDTA ที่นำเสนอไปออกแบบสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสแบบ KHN ที่มีหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต และวงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสแบบ สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการ

ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่เคยมีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้พบว่ายังไม่มีนักวิจัยกลุ่มใดนำเสนอหลักการดังกล่าวนี้เลย

#### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยมานั้นสามารถสรุปขอบเขตของวิทยานิพนธ์ได้ดังนี้คือ

1) ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจร CDTA ที่มีการทำงานในโหมดกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสและวงจรขยายค่าความนำ โดยสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก [16]

2) ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเดิม ทั้งยังสามารถแปรค่าคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย [17]-[18]

#### 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวก 7 ภาค ด้วยกันคือ

บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ การนำเสนอหลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของกรองสัญญาณ และฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (biquadratic function)

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงวงจร CDTA ที่นำเสนอ และคุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDTA ประกอบไปด้วย วงจรผลต่างกระแส วงจรสะท้อนกระแส วงจรขยายค่าความนำ รวมทั้งการวิเคราะห์ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจร สมรรถนะทางความถี่ของวงจร และผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึง วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร CDTA และผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 เป็นการกล่าวถึง วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร CDTA และผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 เป็นบทสุดท้ายที่กล่าวถึง บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

- ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต และเอาต์พุตของวงจร CDTA
- ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส และฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA
- ภาคผนวก ค เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณ ใบบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA
- ภาคผนวก ง เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณ ใบบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA
- ภาคผนวก จ ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE
- ภาคผนวก ฉ บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

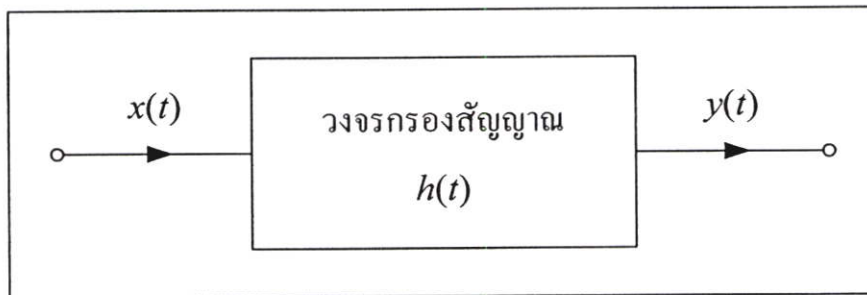
# หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

### 2.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณคือ วงจรเลือกสัญญาณซึ่งยอมให้สัญญาณที่กำหนดผ่านได้และลดทอนสัญญาณนอกเหนือจากความถี่ที่กำหนด สำหรับวงจรกรองสัญญาณที่สังเคราะห์และออกแบบโดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟเป็นหลักเช่น ตัวเก็บประจุ ตัวนำ และตัวต้านทาน เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ (passive filter) ส่วนวงจรกรองสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือ อปป์แอมป์ ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟ (active filter) ข้อดีของวงจรกรองสัญญาณแอคทีฟเมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ สรุปได้พอสังเขปดังนี้ วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟปราศจากผลกระทบเนื่องจากการดึงกระแส (no loading effects) ของวงจรที่ต่อкасцепกัน การปรับแต่งอัตราขยายดีซีและความถี่คัทออฟ สามารถทำได้สะดวกและมีความยืดหยุ่นกว่าวงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ นอกจากนี้การออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ อุปกรณ์แอคทีฟเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณ (filtering function) ก็สามารถทำได้ง่ายกว่าการออกแบบวงจรด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ ในปัจจุบันอุปกรณ์จำพวกแอคทีฟ (active elements) นิยมสร้างอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม จึงทำให้ผลการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ อุปกรณ์แอคทีฟที่ได้นั้นมีขนาดเล็กและมีราคาที่ถูกลงด้วย

ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก (biquadratic filter function)

## 2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรรองสัญญาณ



รูปที่ 2.1 ระบบของวงจรรองสัญญาณ

ระบบของวงจรรองสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.1 โดยที่  $x(t)$  คือ สัญญาณอินพุต  $y(t)$  คือ สัญญาณเอาต์พุต และ  $h(t)$  คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบ ถ้าพิจารณาวงจรรองสัญญาณที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) สามารถเขียนความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปสมการของระบบได้ ดังนี้

$$y(t) = \int h(t - \tau)x(\tau)d\tau \quad (2.1)$$

ผลของการแปลงลาปลาซในสมการที่ (2.1) จะได้

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

โดยที่  $Y(s)$ ,  $X(s)$  และ  $H(s)$  คือผลการแปลงลาปลาซของ  $y(t)$ ,  $x(t)$  และ  $h(t)$  ตามลำดับ เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่  $s = j\omega$  สมการที่ (2.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปของขนาดและเฟสได้ดังนี้

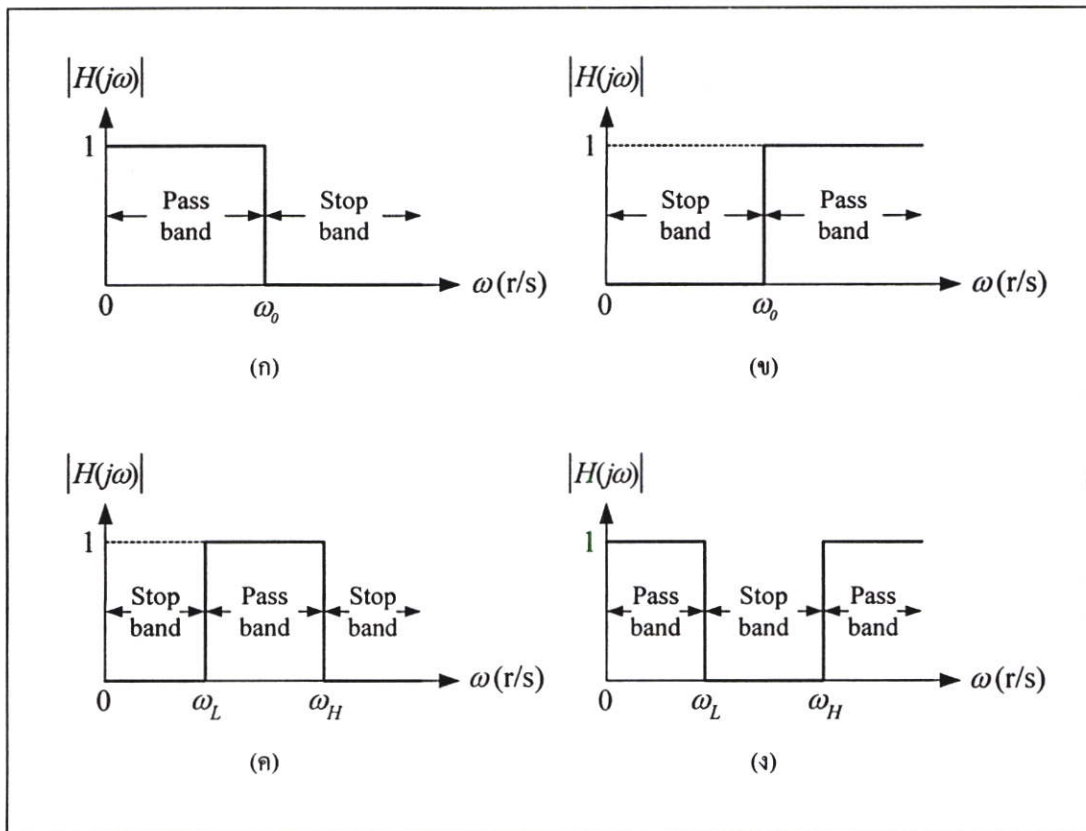
$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (2.3)$$

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  $X(j\omega)$  ซึ่งหลักการโดยทั่วไปของวงจรรองสัญญาณ คือทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการและลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนด เมื่อ

พิจารณาสมการที่ (2.3) เห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองความถี่ ถ้าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ  $H(j\omega)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (stopband) และในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ  $H(j\omega)$  มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (passband) ของวงจร  $H(j\omega)$  ดังนั้นจากผลการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ  $H(j\omega)$  ในช่วงความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน จึงสามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณได้ห้าแบบดังนี้ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (low-pass filter, LP) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (high-pass filter, HP) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (band-pass filter, BP) วงจรกรองสัญญาณแบบตัดแถบความถี่ (band-reject filter หรือ band-stop filter, BS) และวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (all-pass filter, AP) รูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นผลตอบสนองทางความถี่ในกรณีที่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ในกรณีที่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ

(ก) แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) แบบกรองผ่านความถี่สูง

(ค) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (ง) แบบตัดแถบความถี่

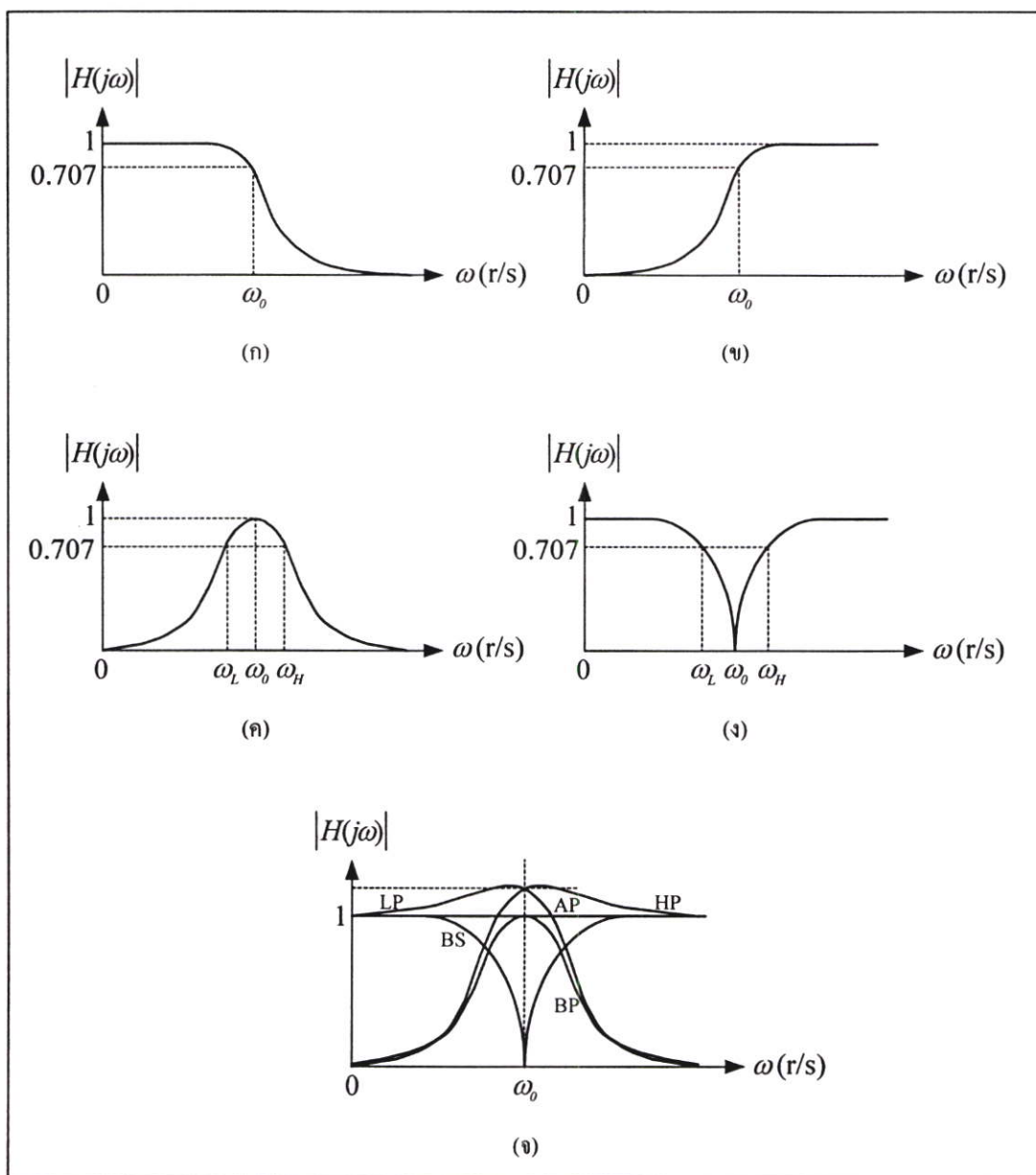
รูปที่ 2.2(ก) แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ (cutoff frequency,  $\omega_0$ ) ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงแถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิด (bandwidth) ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $\omega_0$

รูปที่ 2.2(ข) แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่ำระหว่าง 0 จนถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_0$  ในขณะที่วงจรจะยอมให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้

รูปที่ 2.2(ค) แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ  $\omega_L$  และ  $\omega_H$  ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_L$  และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_H$

รูปที่ 2.2(ง) แสดงการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบตัดแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบหยุดในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ  $\omega_L$  และ  $\omega_H$  ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_L$  และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_H$

รูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นผลตอบสนองความถี่ในทางปฏิบัติของวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบ โดยความถี่คัทออฟ ก็คือ ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ  $-3\text{dB}$ ) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุดหรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างราบรื่น (roll-off rate หรือ fall-off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนสแกนลอการิทึม วิธีการพล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ  $\pm 20\text{ dB/decade}$  ( $-20\text{ dB/decade}$  หมายถึงอัตราขยายลดลง  $20\text{ dB}$  เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น  $10$  เท่า) ทำนองเดียวกัน กรณี  $+20\text{ dB/decade}$  หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น  $10$  เท่า)



**รูปที่ 2.3** ผลตอบสนองทางความถี่ในทางปฏิบัติของวงจรกรองสัญญาณ  
 (ก) แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) แบบกรองผ่านความถี่สูง  
 (ค) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (ง) แบบตัดแถบความถี่  
 (จ) ผลตอบสนองรวมทุกฟังก์ชัน

### 2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก

สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนของการกรองสัญญาณความถี่แบบไบควอดราติกนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{k_2 s^2 + k_1 \left( \frac{\omega_0}{Q} \right) s + k_0 \omega_0^2}{s^2 + \left( \frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

โดยที่  $\omega_0$  คือ ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) หรือ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular)  $Q$  คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor)  $K$  คือ อัตราขยายสัญญาณไฟตรง (dc gain) และ  $k_0, k_1, k_2$  คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ  $\pm 1$  หรือ 0

จากสมการที่ (2.5) จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์  $k_0, k_1$  และ  $k_2$  คือเงื่อนไขในการกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งเป็นไปได้ห้ารูปแบบดังนี้คือ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบตัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบต่างๆ ดังกล่าวนั้นมีลำดับดังต่อไปนี้คือ

เมื่อ  $k_0 = 1$  และ  $k_1 = k_2 = 0$  ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{\omega_0^2}{s^2 + \left( \frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $k_2 = 1$  และ  $k_0 = k_1 = 0$  จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2}{s^2 + \left( \frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ  $k_1 = 1$  และ  $k_0 = k_2 = 0$  จะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ มีรูปแบบดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $k_1 = 0$  และ  $k_0 = k_2 = 1$  สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบตัดแถบความถี่ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $k_1 = -1$  และ  $k_0 = k_2 = 1$  สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

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

## 2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก ซึ่งจะได้นำหลักการดังกล่าวไปพัฒนาออกแบบสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ที่มีความสามารถควบคุมคุณสมบัติของวงจรได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในบทถัดไป

## บทที่ 3

# การสังเคราะห์และออกแบบวงจร CDTA

## โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

### 3.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active device) ได้มีผู้ให้ความสนใจกันอย่างแพร่หลายและคิดค้นพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง อาทิเช่น วงจรสายพานกระแส (current conveyor, CC) วงจรตามกระแส (current follower, CF) โดยมีการออกแบบพัฒนาและทดลองจนการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) วงจรกรองสัญญาณ (filter) และวงจรขยายสัญญาณ (amplifier) เป็นต้น โดยแต่ละวงจรต่างก็มีข้อดีข้อด้อยที่ต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการพัฒนาออกแบบอุปกรณ์แอคทีฟขึ้นมาใหม่ ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีข้อด้อยให้น้อยที่สุด โดยทั่วไปมักออกแบบวงจรให้กินกำลังไฟฟ้าน้อยลง สามารถทำงานได้ที่ความถี่ปฏิบัติงานสูง ลดจำนวนอุปกรณ์ ซึ่งเป็นแนวทางวิจัยที่มีความสำคัญและน่าสนใจเป็นอย่างมากสำหรับการพัฒนาออกแบบวงจรรวม และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่ชื่อว่าวงจร “current differencing buffered amplifier” หรือวงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [1] ซึ่งได้รับความสนใจและมีการนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก แต่เนื่องจากวงจร CDBA นั้นประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ซึ่งมีอัตราขยายสัญญาณคงที่เท่ากับหนึ่ง จึงไม่สามารถแปรค่าการส่งผ่านกระแสและแรงดันได้และยังคงประกอบด้วยวงจรทำงานในโหมดแรงดัน ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอวงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) [6] ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอคทีฟทำงานในโหมดกระแส มีคุณสมบัติเด่น คือ สามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก

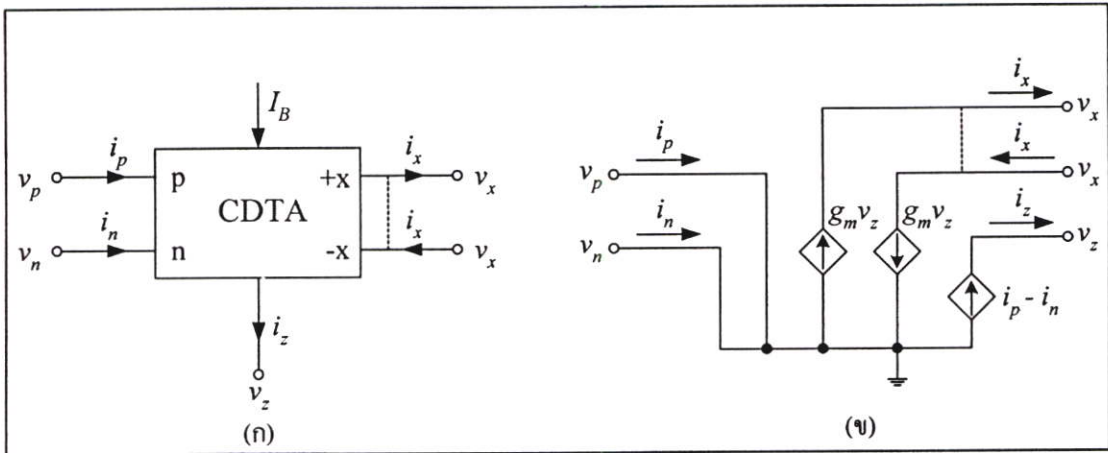
ในบทนี้จึงได้นำเสนอแนวทางการออกแบบและสังเคราะห์วงจร CDTA ภายใต้หลักการวงจรรวม โดยวงจร CDTA ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วนคือ วงจรผลต่างกระแส และวงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) สำหรับคุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

### 3.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDTA

วงจร CDTA เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟ ซึ่งมีสัญลักษณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.1(ก) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = i_p - i_n \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z \quad (3.1)$$

จากสมการ (3.1) แสดงให้เห็นว่าผลต่างกระแสอินพุต ( $i_p - i_n$ ) จะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z ( $i_z$ ) และแรงดันที่ขั้ว z ( $v_z$ ) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว x ( $i_x$ ) ด้วยอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain ,  $g_m$ ) โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนแสดงได้ด้วยวงจรสมมูลทางไฟฟ้าดังรูปที่ 3.1(ข)



รูปที่ 3.1 วงจร CDTA  
(ก) สัญลักษณ์      (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

### 3.3 กลุ่มวงจรร้อย

วงจร CDTA ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรร้อยที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) ซึ่งมีรายละเอียดของกลุ่มวงจรร้อยทั้งสองดังนี้

### 3.3.1 วงจรผลต่างกระแส

วงจรภาคอินพุทของวงจรผลต่างกระแสแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุทต่ำมาก โดยมี  $I_A$  เป็นกระแสไบอัสของวงจร และหากประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการ จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$v_{in} = r_{e1}i_{in} + r_{e4}i_{e4} \quad (3.2)$$

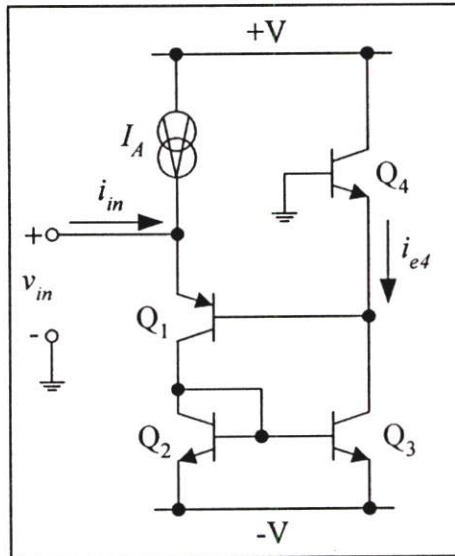
และ

$$i_{e4} = \frac{\alpha i_{in}}{\beta_1} - \alpha i_{in} \quad (3.3)$$

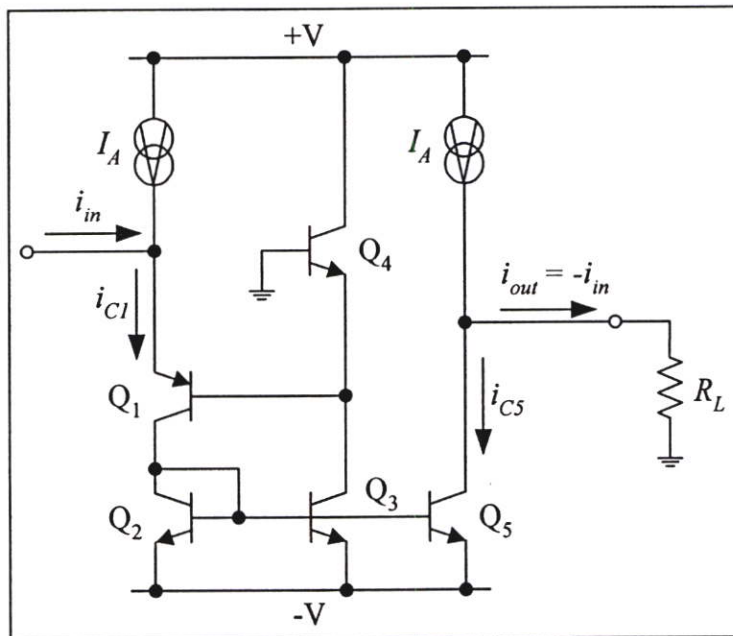
เมื่อ  $r_{ei}$  คือ ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $V_T/I_A$  เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิห้อง และ  $\alpha$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบเบสรวม และ  $\beta_1$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.3) ทำให้ได้ค่าความต้านทานอินพุทของวงจร  $r_{in}$  มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก1]

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \cong \frac{r_{e4}}{\beta_1} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) แสดงให้เห็นว่าด้วยคุณสมบัติของการป้อนกลับแบบลบที่มีแฟคเตอร์ป้อนกลับเท่ากับ  $\beta_1$  เป็นผลให้ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรมีค่าต่ำมาก ตัวอย่างเช่น ถ้า  $\beta_1 = 50$  และ  $I_A = 100 \mu\text{A}$  จะได้  $r_{in} = 5 \Omega$  ดังนั้นในการออกแบบวงจรผลต่างกระแสซึ่งต้องมีค่าความต้านทานอินพุทต่ำมาก จึงได้นำเอาวงจรในรูปที่ 3.2 ไปทำหน้าที่เป็นวงจรภาคอินพุทเพื่อรับสัญญาณกระแสต่อไป



รูปที่ 3.2 วงจรภาคอินพุทของวงจรผลต่างกระแส



รูปที่ 3.3 วงจรตามกระแส

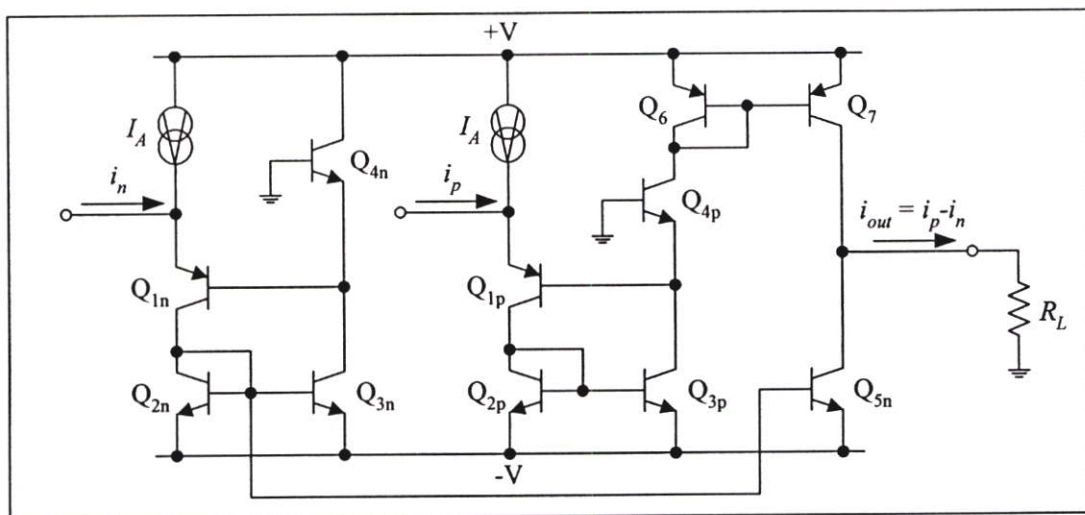
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรตามกระแส (current follower) ซึ่งพัฒนามาจากวงจรภาคอินพุทในรูปที่ 3.2 โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_5$  เพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสเอาต์พุต  $i_{out}$  ของวงจร ดังนั้นเมื่อกำหนดให้  $\beta \gg 1$  แล้วจะได้กระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_5$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{C5} = i_{C1} = I_A + i_n \quad (3.5)$$

หรือ 
$$i_{out} = -i_{in} \tag{3.6}$$

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรผลต่างกระแสซึ่งประกอบด้วยวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.2 จำนวนสองวงจรคือ  $Q_{1n}-Q_{5n}$  และ  $Q_{1p}-Q_{4p}$  ทำหน้าที่รับสัญญาณกระแสอินพุต  $i_n$  และ  $i_p$  ของวงจร และจากการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส  $Q_6-Q_7$  จะได้กระแสเอาต์พุตของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_p - i_n \tag{3.7}$$



รูปที่ 3.4 วงจรผลต่างกระแส

### 3.3.2 วงจรขยายค่าความนำ

วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) แสดงดังรูปที่ 3.5 เป็นวงจรภาคอินพุตของวงจรขยายค่าความนำ มีวงจรขยายสัญญาณแบบตามอีมิเตอร์ (emitter follower)  $Q_8$  และ  $Q_{11}$  ต่อคาสเคดเพื่อเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรให้มีค่าสูงมากขึ้น ดังนั้นจากลำดับขั้นการวิเคราะห์วงจรหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจร ( $r_z$ ) เมื่อกำหนดให้  $\beta = \beta_8 = \beta_{11} \gg 1$  พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก2]

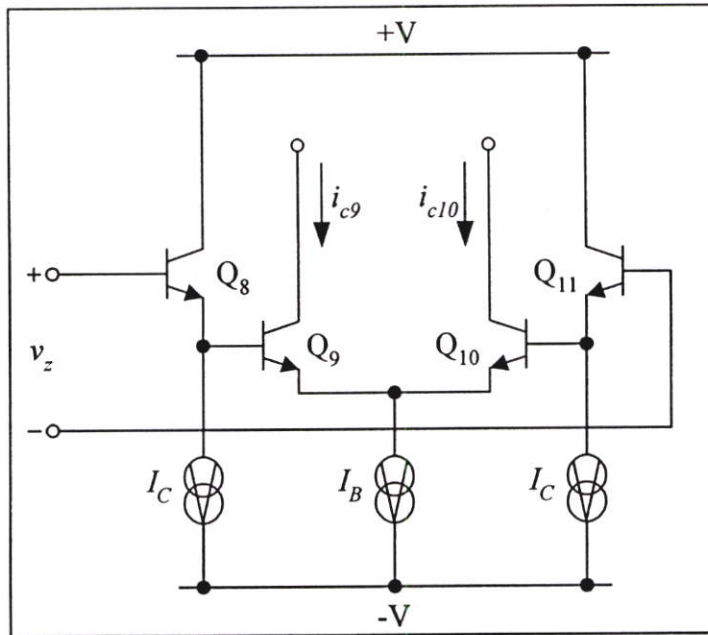
$$r_z \cong 2\beta r_\pi \tag{3.8}$$

เมื่อ  $r_\pi = r_{\pi 8} = r_{\pi 9} = r_{\pi 10} = r_{\pi 11}$  และ  $r_\pi$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และในกรณีนี้จะได้กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_9$  และ  $Q_{10}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{C9} = -i_{C10} = g_{m9} \left( \frac{v_z}{4} \right) = -g_{m10} \left( \frac{v_z}{4} \right) \quad (3.9)$$

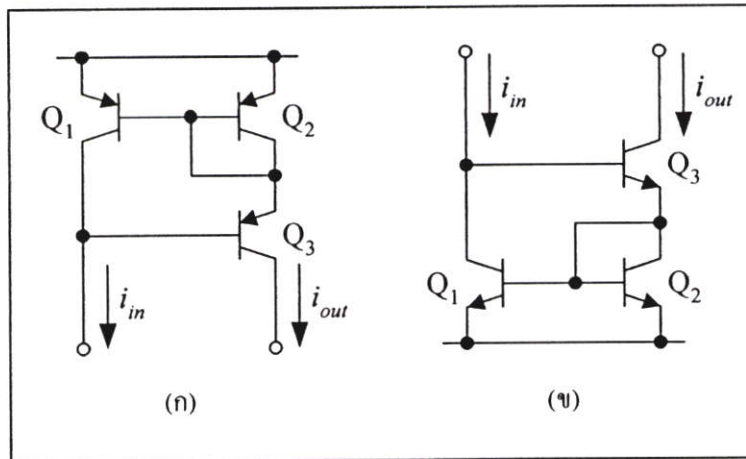
เมื่อ 
$$g_{m9} = g_{m10} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.10)$$

โดยที่  $g_{m9}$  และ  $g_{m10}$  คืออัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์  $Q_9$  และ  $Q_{10}$  ตามลำดับ ซึ่งถูกควบคุมโดยกระแสไบอัสจากภายนอก  $I_B$



รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (wilson current mirror) ซึ่งเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในวงจรขยายค่าความนำ โดยทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสไปยังจุดอื่นๆของวงจร โดยในรูปที่ 3.6(ก) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส (source current) ส่วนรูปที่ 3.6(ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบลบทำหน้าที่ในการดึงกระแส (sink current)



รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน  
(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

สำหรับคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ [22]

$$r_o = \frac{\beta r_{ce}}{2} \quad (3.11)$$

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

$$r_{in} = \frac{2V_T}{I_{in}} \quad (3.12)$$

ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส (error) มีค่าเท่ากับ

$$error = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (3.13)$$

ตัวอย่างเช่น เมื่อกำหนดให้  $\beta = 100$  ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ของค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจรจะมีค่าเท่ากับ 0.0196 % จะเห็นได้ว่าหาก  $\beta \gg 1$  แล้ว กระแสเอาต์พุตของวงจรสามารถประมาณได้เป็น

$$I_{out} \cong I_{in} \quad (3.14)$$

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรขยายค่าความนำซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 3.5 และวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันดังรูปที่ 3.6 ดังนั้นจากลำดับชั้นการวิเคราะห์ห้วงจรหาค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจรที่มองเข้าไปที่ขั้ว  $x$  ( $r_x$ ) โดยประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการ เมื่อ  $\beta = \beta_{15} = \beta_{16} = \beta_{17} = \beta_{18} = \beta_{19} = \beta_{20} \gg 1$  และ  $r_{ce} = r_{ce15} = r_{ce16} = r_{ce18} = r_{ce19} = r_{ce20}$  พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก3]

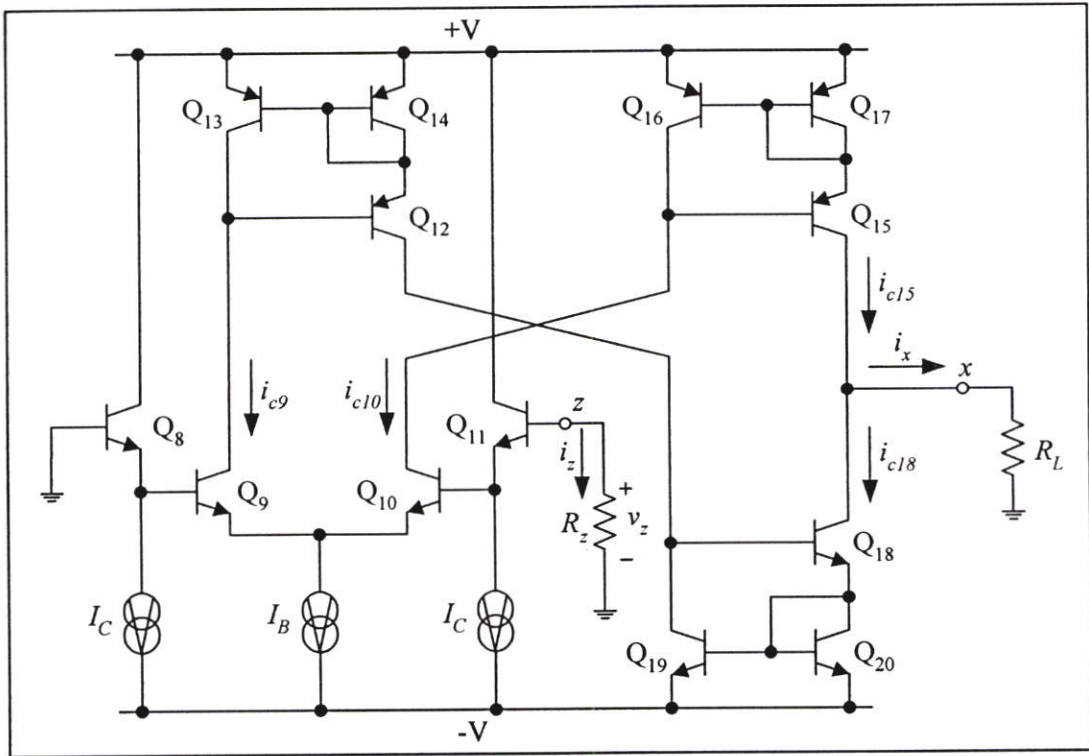
$$r_x \cong \frac{\beta r_{ce}}{4} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.9) และ สมการที่ (3.10) ถ้ากำหนดให้  $g_m = (g_{m9}/2) = (g_{m10}/2)$  และจากผลของการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส  $Q_{12}$ - $Q_{14}$ ,  $Q_{15}$ - $Q_{17}$  และ  $Q_{18}$ - $Q_{20}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_x = i_{C15} - i_{C18} = i_{C10} - i_{C9} = g_m v_z \quad (3.16)$$

หรือ 
$$i_x = g_m R_z i_z \quad (3.17)$$

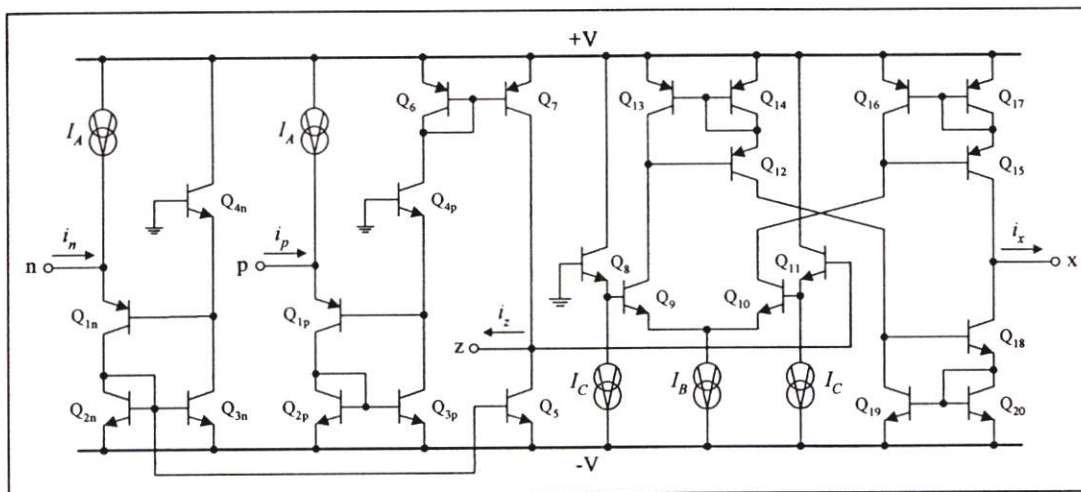
โดยที่  $R_z$  คือ ตัวต้านทานที่ต่อระหว่างขั้ว  $z$  กับกราวด์



รูปที่ 3.7 วงจรขยายค่าความนำ

### 3.4 วงจร CDTA ที่นำเสนอ

วงจร CDTA ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 3.8 ประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสแสดงดังรูปที่ 3.4 และวงจรขยายค่าความนำแสดงดังรูปที่ 3.7 [16] ดังนั้นเห็นได้ว่าคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรที่นำเสนอสอดคล้องกับสมการที่ (3.1) และสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ( $I_B$ )



รูปที่ 3.8 วงจร CDTA ที่นำเสนอ [16]

### 3.4.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร

จากการวิเคราะห์ห้วงจร CDTA ที่นำเสนอ ดังรูปที่ 3.8 กรณีสัญญาณขนาดเล็ก (routine small-signal circuit analysis) โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย (hybrid-pi model) [22]-[23] เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรทุกตัวมีคุณสมบัติสมพ้องกันทุกประการ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $z$  กับขั้ว  $n$  หรือ  $i_z/i_n$  มีค่าประมาณ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข1]

$$\frac{i_z}{i_n} \cong \frac{H_1}{(1+a_1s)(1+a_2s)} \quad (3.18)$$

โดยที่

$$H_1 = \frac{g_{mn}g_{mp}}{(g_{mn} + 2g_{m1})(g_{mp} + g_{m2})}$$

$$a_1 = \frac{2C_{m1} + C_{\mu n} + C_{\mu p}}{g_{mn} + 2g_{m1}}$$

และ

$$a_2 = \frac{C_{m2}}{g_{mp} + g_{m2}} \quad (3.19)$$

เมื่อ  $g_{mn}$  ( $g_{mp}$ ) และ  $g_{m1}$  ( $g_{m2}$ ) คือ ค่าอัตราขยายค่าความนำ และค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn (ชนิด pnp) ตามลำดับ และ  $C_{m1}$  ( $C_{m2}$ ) และ  $C_{\mu n}$  ( $C_{\mu p}$ ) คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ (base-emitter capacitance) และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ (base-collector capacitance) ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn (ชนิด

pnp) ตามลำดับ หากพิจารณาสมการที่ (3.19) พบว่าจะได้ค่าความถี่คutoff (cutoff frequency) ทั้งสอง มีค่าเท่ากับ

$$f_{a1} = \frac{\omega_{a1}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{\pi n}}{2\pi(2C_{\pi n} + C_{\mu n} + C_{\mu p})} \quad (3.20)$$

และ

$$f_{a2} = \frac{\omega_{a2}}{2\pi} = \frac{g_{mp} + g_{\pi p}}{2\pi(C_{\pi p})} \quad (3.21)$$

โดยทั่วไปพบว่า  $g_{mn} (g_{mp}) = g_m \gg g_{\pi n} (g_{\pi p}) = g_{\pi}$  และค่า  $C_{\pi n} (C_{\pi p}) = C_{\pi} > C_{\mu n} (C_{\mu p}) = C_{\mu}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.20) และสมการที่ (3.21) จะได้

$$f_{a1} \ll f_{a2} \quad (3.22)$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า  $f_{a1}$  คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอน กระแสระหว่างขั้ว z กับขั้ว n ( $i_z/i_n$ )

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรภาคอินพุทที่ขั้ว z กับขั้ว p หรือ  $i_z/i_p$  สามารถหาความสัมพันธ์โดยประมาณเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข2]

$$\frac{i_z}{i_p} \cong \frac{H_2 N_1(s)}{(1 + b_1 s)(1 + b_2 s)} \quad (3.23)$$

โดยที่

$$H_2 = \frac{g_{mn}(g_{mp} + g_{\pi p}) - g_{\pi p}(g_{mn} + 2g_{\pi n})}{(g_{mn} + 2g_{\pi n})(g_{mp} + 2g_{\pi p})}$$

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

$$b_1 = \frac{2C_{\pi n} + C_{\mu n} + C_{\mu p}}{g_{mn} + 2g_{\pi n}}$$

และ

$$b_2 = \frac{2C_{\pi p} + C_{\mu p} - C_{\mu n}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \quad (3.24)$$

หากพิจารณาสมการที่ (3.24) พบว่าจะได้ค่าความถี่คutoffทั้งสอง มีค่าเท่ากับ

$$f_{b1} = \frac{\omega_{b1}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{mp}}{2\pi(2C_{mn} + C_{\mu n} + C_{\mu p})} \quad (3.25)$$

และ

$$f_{b2} = \frac{\omega_{b2}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{mp}}{2\pi(2C_{mn} + C_{\mu p} - C_{\mu n})} \quad (3.26)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่ออาศัยการประมาณค่าเช่นเดียวกันกับวิธีหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_n/i_p$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.25) และสมการที่ (3.26) จึงพบว่า

$$f_{b1} \ll f_{b2} \quad (3.27)$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า  $f_{b1}$  คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $z$  กับขั้ว  $p$  ( $i_n/i_p$ )

สำหรับอัตราขยายค่าความนำของวงจรรวมเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข3]

$$G_m = \frac{i_x}{v_z} \cong \frac{H_3 N_2(s)}{(1 + c_1 s)(1 + c_2 s)} \quad (3.28)$$

โดยที่

$$H_3 = g_{mn}$$

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

$$c_1 = \frac{2(C_{mn} + 2C_{\mu n})}{g_{mn} + 2g_{mp}}$$

และ

$$c_2 = \frac{2(C_{mp} + 2C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{mn}} \quad (3.29)$$

หากพิจารณาสมการที่ (3.29) พบว่าจะได้ค่าความถี่คutoffทั้งสอง มีค่าเท่ากับ

$$f_{c1} = \frac{\omega_{C1}}{2\pi} = \frac{g_{mn} + 2g_{\pi m}}{4\pi(C_{\pi m} + 2C_{\mu n})} \quad (3.30)$$

และ

$$f_{c2} = \frac{\omega_{C2}}{2\pi} = \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{4\pi(C_{\pi p} + 2C_{\mu p})} \quad (3.31)$$

เช่นเดียวกัน จากสมการที่ (3.30) และ (3.31) จะได้

$$f_{c1} \gg f_{c2} \quad (3.32)$$

หรือนั่นคือ ตำแหน่งโพล  $f_{c2}$  เป็นขีดจำกัดความถี่ของฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำ  $G_m$

เมื่อทำการเปรียบเทียบตำแหน่งความถี่ทั้งสาม คือ  $f_{a1}$  จากสมการที่ (3.22)  $f_{b1}$  จากสมการที่ (3.27) และ  $f_{c2}$  จากสมการที่ (3.32) โดยอาศัยวิธีการประมาณค่าเช่นเดียวกัน ทำให้พบว่า

$$f_{c2} \ll f_{a1} \quad (3.33)$$

และ

$$f_{c2} \ll f_{b1} \quad (3.34)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.33) และ (3.34) จึงสามารถสรุปได้ว่าตำแหน่งโพล  $f_{c2}$  คือตำแหน่งโพลโดมิแนนซ์ (dominant pole) ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CDTA ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.8 ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้  $g_{mn} = 2.84 \times 10^{-3} \text{ A/V}$  ,  $g_{mp} = 2.58 \times 10^{-3} \text{ A/V}$  ,  $g_{\pi m} = 2.05 \times 10^{-5} \text{ A/V}$  ,  $g_{\pi p} = 2.37 \times 10^{-5} \text{ A/V}$  ,  $C_{\pi m} = 6.53 \times 10^{-12} \text{ F}$  ,  $C_{\pi p} = 6.92 \times 10^{-12} \text{ F}$  ,  $C_{\mu n} = 2.19 \times 10^{-15} \text{ F}$  และ  $C_{\mu p} = 4.22 \times 10^{-15} \text{ F}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.20) , (3.25) และ (3.31) จะได้ตำแหน่งความถี่  $f_{a1}$  ,  $f_{b1}$  และ  $f_{c2}$  อยู่ที่ประมาณ 35 MHz, 35 MHz และ 30 MHz ตามลำดับ ทำให้พบว่าขีดจำกัดในการปฏิบัติงานทางความถี่สูงของวงจรจึงอยู่ที่ตำแหน่งโพล  $f_{c2}$

### 3.4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส

จากสมการที่ (3.18) และ (3.23) จะเห็นว่า  $H_1$  และ  $H_2$  แทนถึงอัตราขยายกระแสและอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ที่นำเสนอ หากประมาณว่า  $g_{mn} \gg g_{\pi n}$  และ  $g_{mp} \gg g_{\pi p}$  จะได้  $H_1 = 1$  และ  $H_2 = 1$  แต่ในทางปฏิบัติหากพารามิเตอร์  $g_{mn}$  และ  $g_{mp}$  มีค่าไม่มากพอเมื่อเทียบกับค่า  $g_{\pi n}$  และ  $g_{\pi p}$  แล้ว ผลก็คือจะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นในวงจร

โดยที่คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างกระแสสามารถเขียนอธิบายได้ด้วยสมการรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_n} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{in}} \quad (3.35)$$

$$\frac{i_z}{i_p} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{ip}} \quad (3.36)$$

เมื่อ  $\varepsilon_{in}$  และ  $\varepsilon_{ip}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว n ไปยังขั้ว z และจากขั้ว p ไปยังขั้ว z ตามลำดับ ดังนั้นจากค่า  $H_1$  และ  $H_2$  ในสมการที่ (3.18) และ สมการที่ (3.23) สามารถคำนวณหา  $\varepsilon_{in}$  และ  $\varepsilon_{ip}$  ที่เกิดขึ้น มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{in} = \left\{ \frac{(g_{mn} + g_m)(g_{mp} + 2g_{np}) - g_{mn}g_{mp}}{g_{mn}g_{mp}} \right\} \quad (3.37)$$

$$\varepsilon_{ip} = \left\{ \frac{(g_{mn} + 2g_m)(g_{mp} + 2g_{np}) + g_{np}(g_{mn} + 2g_{np}) - g_{mn}(g_{mp} + g_{np})}{g_{mn}(g_{mp} + g_{np}) - g_{np}(g_{mn} + 2g_{np})} \right\} \quad (3.38)$$

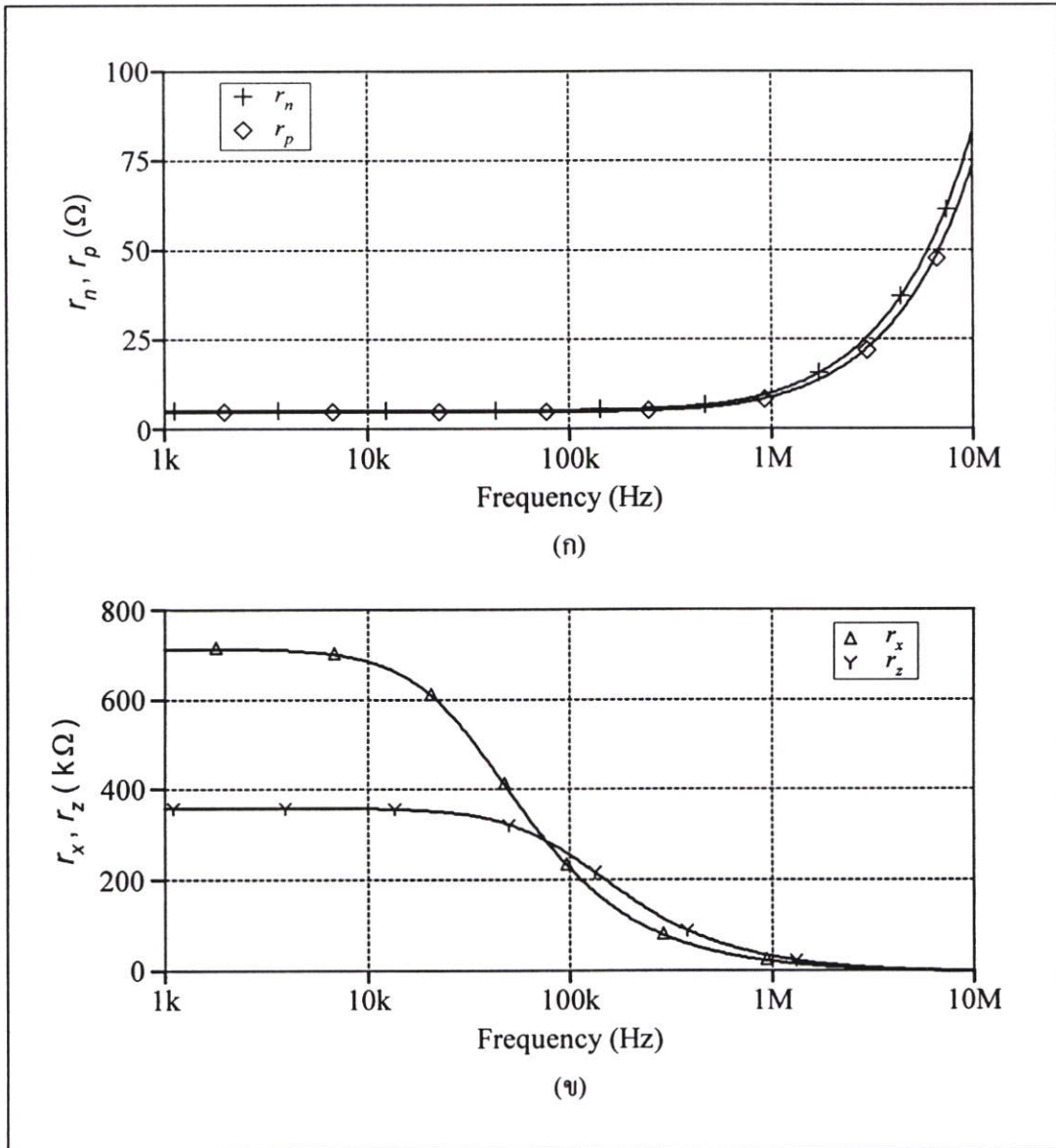
### 3.4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ตรวจสอบคุณสมบัติของวงจร CDTA ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.8 ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [24] เมื่อเลือกใช้  $\pm V = \pm 5V$ ,  $I_A = 100 \mu A$ ,  $I_C = 50 \mu A$  และ  $R_z = R_x = 1 k\Omega$  จากผลการจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณไฟตรงพบว่าวงจร CDTA ที่นำเสนอมีค่ากระแสออฟเซตสูงสุดเท่ากับ  $8 \mu A$  และสิ้นเปลืองกำลังงานไฟฟ้าเท่ากับ  $9.93 mW$

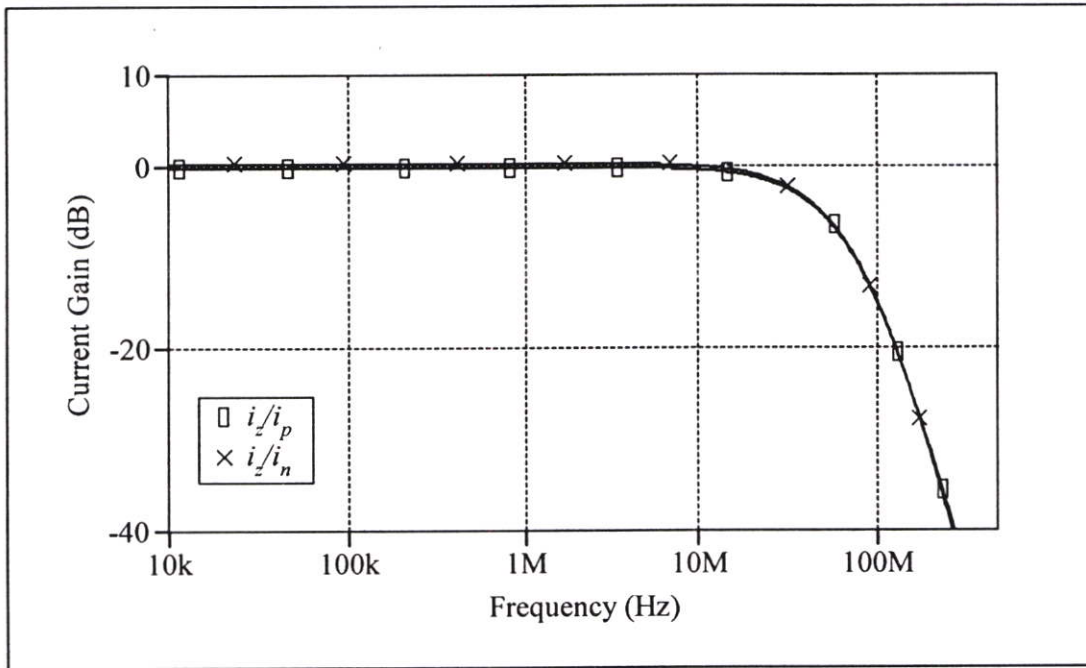
รูปที่ 3.9(ก) แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p และ n ซึ่งพบว่ามีค่าประมาณ  $r_p \cong r_n = 4.5 \Omega$  และรูปที่ 3.9(ข) แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว z และ x ซึ่งพบว่ามีค่าประมาณ  $r_z \cong 360 k\Omega$  และ  $r_x \cong 713 k\Omega$  ตามลำดับ

รูปที่ 3.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ  $i_z/i_p$  และ  $i_z/i_n$  พบว่าความถี่คัทออฟ มีค่าประมาณ  $f_c \cong 32 MHz$  ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับสมการที่ (3.31) ที่เป็นขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจรผลต่างกระแส ส่วนรูปที่ 3.11 นั้นแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ  $i_z/i_x$  เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_B$  เป็น  $50 \mu A$ ,  $100 \mu A$ ,  $200 \mu A$  และ  $400 \mu A$  ตามลำดับ ในกรณี

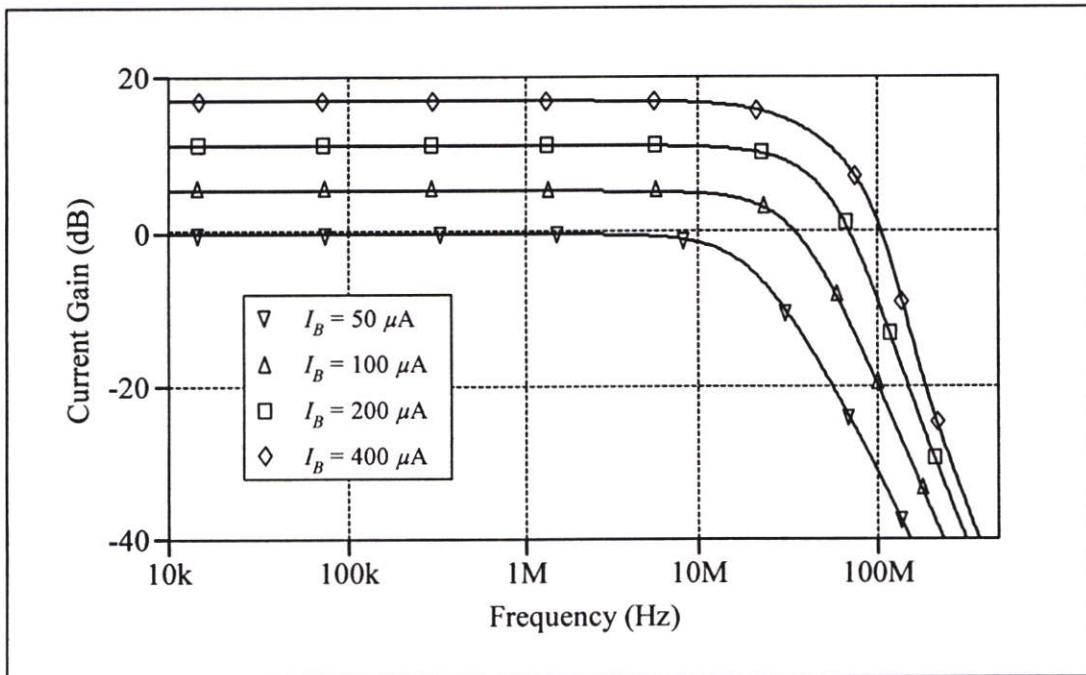
นี้พบว่าอัตราการใช้กระแส  $i_x/i_z$  เพิ่มขึ้นตามการแปรค่าของกระแสไบอัส  $I_B$  โดยมีค่า  $f_c$  ประมาณ 17 MHz, 28 MHz, 37 MHz และ 39 MHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุต  $i_x$  ได้ โดยการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_B$



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p, n, z และ x  
 (ก) ขั้ว p ( $r_p$ ) และ n ( $r_n$ )      (ข) ขั้ว z ( $r_z$ ) และ x ( $r_x$ )



รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของ  $i_z/i_p$  และ  $i_z/i_n$



รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของ  $i_x/i_z$  เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_B$

### 3.5 สรุป

วิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจร CDTA ในรูปวงจรรวม โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแส และวงจรขยายค่าความนำ โดยสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก และจากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอในที่สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

## บทที่ 4

# วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ KHN

## โดยใช้วงจร CDTA

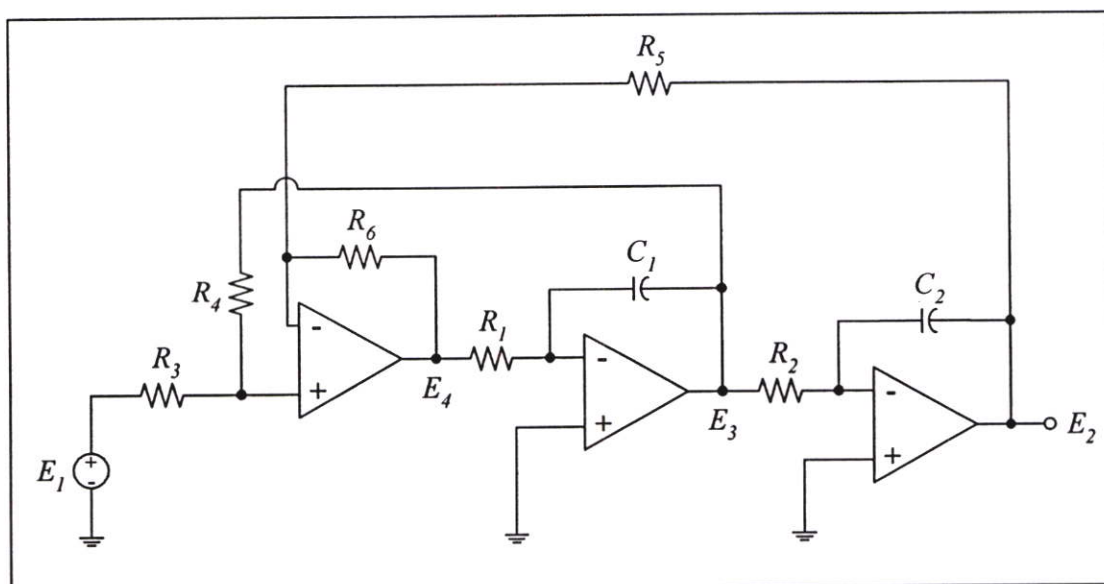
### 4.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณเป็นวงจรที่เป็นส่วนประกอบสำคัญในทางวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่างๆ เช่น ระบบสื่อสาร โทรคมนาคม (communications) และระบบไฟฟ้ากำลัง (power electronics) เป็นต้น วงจรกรองสัญญาณแบบ KHN (Kerwin-Huelman-Newcomb) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณอีกประเภทหนึ่ง ที่ได้รับความสนใจและมีการพัฒนานำไปใช้ในการประมวลผลสัญญาณอนาลอกมากมาย [26]-[27] โดยส่วนใหญ่แล้วจะออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแส (current-mode) เนื่องจากมีคุณสมบัติในการทำงานที่มีข้อเด่น กว่าวงจรแบบโหมดแรงดัน (voltage-mode) หลายประการ เช่น มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่สูง และการสังเคราะห์และออกแบบวงจร เช่น การบวกสัญญาณ การลบสัญญาณ สามารถกระทำได้ง่ายกว่า [8]

ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้สามรูปแบบในเวลาเดียวกัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงวงจร นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระโดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CDTA โดยไม่มีผลกระทบต่อกัน ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยโปรแกรม PSPICE

## 4.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณแบบ KHN

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกแบบ KHN [26] แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยใช้วงจรออปแอมป์จำนวนสามตัว ตัวเก็บประจุสองตัว และตัวต้านทานหกตัว ทำหน้าที่เป็น วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (lossless integrator) จำนวนสองวงจร และวงจรรวมสัญญาณผลต่าง (differential summer) อีกหนึ่งวงจร



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกแบบ KHN

จากวงจรอินทิเกรเตอร์สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันได้ดังนี้

$$E_2 = -\frac{1}{sR_2C_2} E_3 \quad (4.1)$$

$$E_3 = -\frac{1}{sR_1C_1} E_4 \quad (4.2)$$

สำหรับวงจรรวมสัญญาณผลต่างสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันได้ดังนี้

$$E_4 = \frac{R_4(R_5 + R_6)}{R_5(R_3 + R_4)} E_1 - \frac{R_6}{R_5} E_2 + \frac{R_3(R_5 + R_6)}{R_5(R_3 + R_4)} E_3 \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.1) , (4.2) และ (4.3) จะได้

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{K \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{D(s)} \quad (4.4)$$

$$\frac{E_3}{E_1} = -\frac{K \frac{1}{R_1 C_1} s}{D(s)} \quad (4.5)$$

$$\frac{E_4}{E_1} = \frac{K s^2}{D(s)} \quad (4.6)$$

โดยที่  $D(s) = s^2 + \frac{R_3(R_5 + R_6)}{R_5(R_3 + R_4)} \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$  (4.7)

และ  $K = \frac{R_4(R_5 + R_6)}{R_6(R_3 + R_4)}$  (4.8)

เมื่อ  $K$  คือ อัตราขยายไฟตรง (dc gain) และจากสมการที่ (4.7) จะได้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.9)$$

$$Q = \frac{R_5(R_3 + R_4)}{R_3(R_5 + R_5)} \sqrt{\frac{R_6}{R_5} \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (4.10)$$

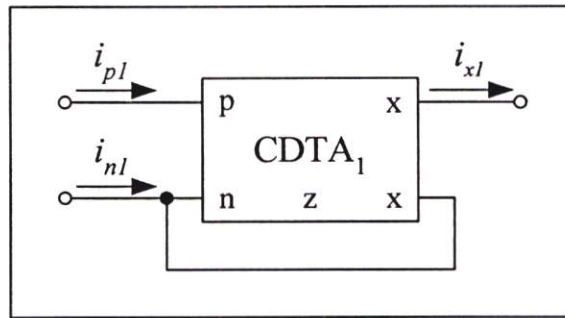
ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณในกรณีนี้จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันพร้อมกันสามฟังก์ชันดังนี้ คือ สมการที่ (4.4) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ สมการที่ (4.5) ได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และสมการที่ (4.6) ได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) ตามลำดับ

### 4.3 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมครแอสแบบ KHN ที่นำเสนอ

จากหลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณแบบ KHN ในหัวข้อที่ 4.2 เมื่อนำมาพัฒนาและเป็นแนวทางให้การออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมครแอสแบบ KHN ที่นำเสนอ โดยประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยสามส่วนดังนี้

#### 4.3.1 วงจรรวมสัญญาณผลต่าง

วงจรรวมสัญญาณผลต่าง แสดงดังรูปที่ 4.2 โดยใช้วงจร CDTA<sub>1</sub> ดังนั้นสามารถแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 วงจรรวมสัญญาณผลต่าง

จากวงจรรวมสัญญาณผลต่าง ในกรณีนี้จะได้

$$i_{x1} = g_{m1} R_z (i_{p1} - i_{n1} - i_{x1}) \quad (4.11)$$

จากสมการข้างบนจะได้

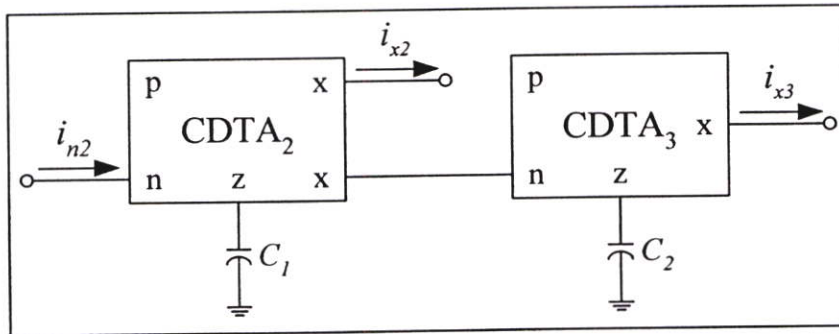
$$i_{x1} \left( \frac{1}{R_z} + g_{m1} \right) = g_{m1} (i_{p1} - i_{n1}) \quad (4.12)$$

โดยปกติแล้ว  $R_z$  จะต่อที่ขั้ว  $z$  เทียบกับกราวด์ ซึ่งในกรณีนี้เห็นได้ว่า  $R_z$  มีค่าสูงมากๆ หรือ ( $R_z \rightarrow \infty$ ) ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (4.12) ได้ใหม่เป็น

$$i_{x1} = i_{p1} - i_{n1} \quad (4.13)$$

### 4.3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย แสดงดังรูปที่ 4.3 โดยใช้วงจร CDTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ในกรณีนี้ได้



รูปที่ 4.3 อินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

พิจารณาวงจร CDTA<sub>2</sub> จะได้

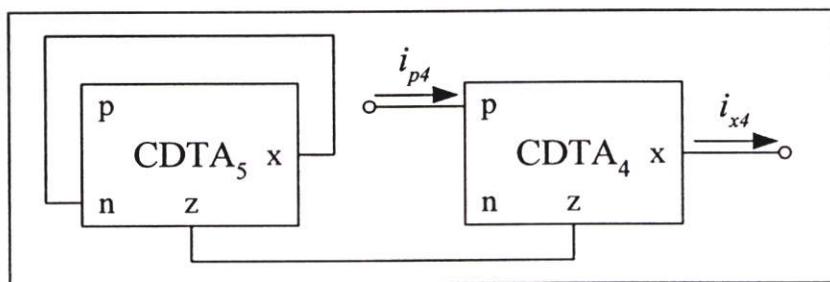
$$\frac{i_{x2}}{i_{n2}} = \frac{g_{m2}}{sC_1} \quad (4.14)$$

ทำการวิเคราะห์วงจร CDTA<sub>3</sub> จะได้

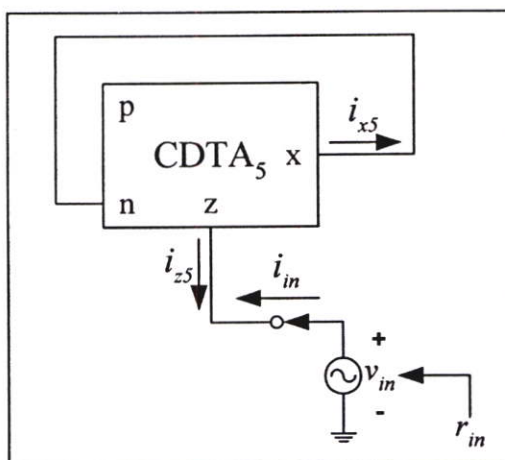
$$\frac{i_{x3}}{i_{n2}} = \frac{g_{m2}g_{m3}}{s^2C_1C_2} \quad (4.15)$$

### 4.3.3 วงจรขยายกระแส

วงจรขยายกระแส แสดงดังรูปที่ 4.4 โดยใช้วงจร CDTA จำนวนสองตัว โดยที่วงจร CDTA<sub>4</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส และวงจร CDTA<sub>5</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรเลียนแบบค่าความต้านทานแบบเทียบกราวด์ ดังนั้นสามารถแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ได้ดังนี้



รูปที่ 4.4 วงจรขยายกระแส



รูปที่ 4.5 วงจรเลียนแบบค่าความต้านทานแบบเทียบกราวน์

พิจารณาจากรูปที่ 4.5 วงจรเลียนแบบค่าความต้านทานแบบเทียบกราวน์ จะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$v_z = v_{in} \quad \text{และ} \quad i_{z5} = -i_{x5} = -i_{in} \quad (4.16)$$

แทนค่าจากสมการที่ (4.16) ลงในสมการ (3.16) จะได้

$$i_{in} = g_{m5} v_{in} \quad (4.17)$$

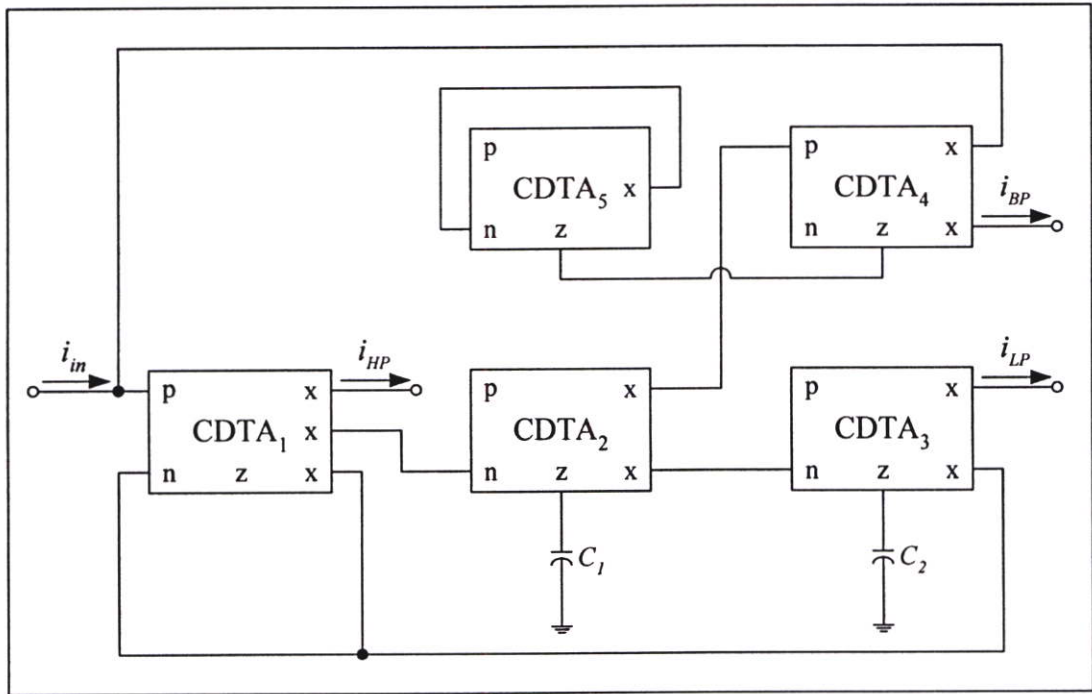
จากสมการข้างบนเขียนใหม่เป็น

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{g_{m5}} \quad (4.18)$$

จากรูปที่ 4.4 วงจรขยายกระแส สามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{i_{x4}}{i_{p4}} = \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \tag{4.19}$$

ดังนั้นนำกลุ่มวงจรย่อยสามส่วนดังกล่าวทำการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก โหมดกระแสแบบ KHN ที่นำเสนอ [17] จะได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งมีหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยประกอบด้วยวงจร CDTA จำนวนห้าตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวน์จำนวนสองตัว โดยที่วงจร CDTA<sub>2</sub> , C<sub>1</sub> และวงจร CDTA<sub>3</sub> , C<sub>2</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย ส่วนวงจร CDTA<sub>1</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณผลต่าง สำหรับวงจร CDTA<sub>4</sub> และวงจร CDTA<sub>5</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส (current amplifier) จากโครงสร้างของวงจรจะเห็นว่าอุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดนั้นต่อเทียบกราวน์ ดังนั้นจึงเป็นแนวทางที่เหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม [19]-[20]



รูปที่ 4.6 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.6 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CDTA ดังสมการที่ (3.1) ในบทที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.1]

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (4.20)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (4.21)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left( -\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1} \right) s}{D(s)} \quad (4.22)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \right) \quad (4.23)$$

เมื่อ  $g_{mi}$  ( $i=2, 3, 4, 5$ ) คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ตัวที่  $i$  จากสมการที่ (4.20) ถึง (4.23) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสไบควอดราติกได้สามฟังก์ชันพร้อมกัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  $T_{HP}(s)$  ฟังก์ชันฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ  $T_{LP}(s)$  และกรองผ่านแถบความถี่  $T_{BP}(s)$  โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.23) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (4.24)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (4.25)$$

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟและพาสซีฟของวงจรมันสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ค.2]

$$S_{g_{m2} \cdot g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{C_1 \cdot C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.26)$$

$$S_{g_{m4} \cdot g_{m5}}^{\omega_0} = 0 \quad (4.27)$$

$$S_{g_{m3} \cdot C_1}^Q = -S_{g_{m2} \cdot C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.28)$$

และ 
$$S_{g_{m5}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1 \quad (4.29)$$

นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้  $g_{m2} = g_{m3} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (4.24) และ (4.25) ได้ใหม่ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (4.30)$$

และ 
$$Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \quad (4.31)$$

จากสมการที่ (4.30) และ (4.31) พบว่า  $\omega_0$  สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่า  $g_m$  โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า  $Q$  และยังสามารถแปรค่า  $Q$  ด้วยการปรับค่า  $g_{m5}/g_{m4}$  ได้โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  เช่นกัน ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรมีสามารถแปรค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน

#### 4.4 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรถ่าย CDTA

ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรถ่าย CDTA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรถ่าย CDTA เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z \quad (4.32)$$

เมื่อ  $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$  ( $\varepsilon_p \ll 1$ ) และ  $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$  ( $\varepsilon_n \ll 1$ ) โดยที่  $\varepsilon_p$  และ  $\varepsilon_n$  คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว p กับขั้ว z และระหว่างขั้ว n กับขั้ว z ตามลำดับ ดังนั้นจากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.2 อีกครั้งโดยอาศัยสมการที่ (4.32) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรถ่ายในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติดังนี้เท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.3]

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\alpha_p s^2}{D'(s)} \quad (4.33)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} \right)}{D'(s)} \quad (4.34)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{-\left(\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}\right)s}{D'(s)} \quad (4.35)$$

โดยที่

$$D'(s) = s^2 + \left(\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}\right)s + \left(\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}\right) \quad (4.36)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.36) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0'$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q'$ ) ของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (4.37)$$

และ

$$Q' = \frac{g_{m5}}{\alpha_{p1}\alpha_{p4}g_{m4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n3}g_{m3}C_1}{\alpha_{n2}g_{m2}C_2}} \quad (4.38)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความไววงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟ จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอกทีฟในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}, \alpha_{n3}}^{\omega_0'} = \frac{1}{2} \quad (4.39)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p4}}^{\omega_0'} = 0 \quad (4.40)$$

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n3}}^{Q'} = -S_{\alpha_{n2}}^{Q'} = \frac{1}{2} \quad (4.41)$$

และ

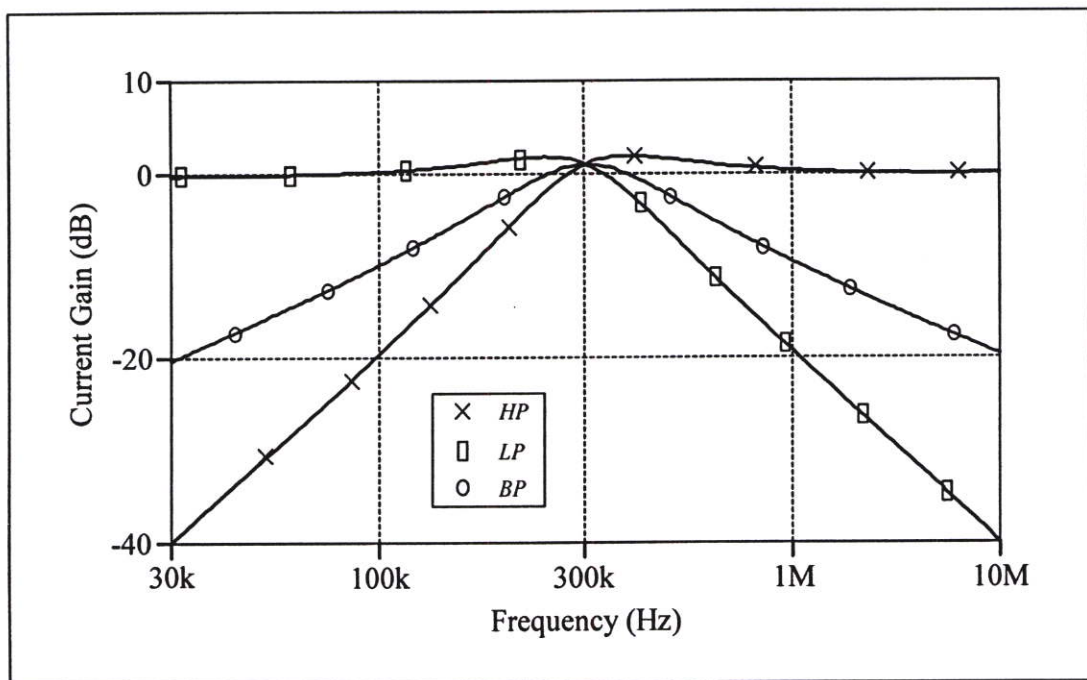
$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p4}}^{Q'} = -1 \quad (4.42)$$

จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนค่าอุปกรณ์แอกทีฟยังคงมีค่าที่ต่ำ

#### 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอรูปที่ 4.6 ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [24] เมื่อเลือกใช้แหล่งไฟเลี้ยง  $\pm V = \pm 5V$  กระแสไบอัส  $I_A = 100 \mu A$ ,  $I_B = 100 \mu A$ ,  $I_C = 50 \mu A$  และตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1 nF$

รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.6 เมื่อกำหนดให้  $g_{m2} = g_{m3} = g_m = 2 \text{ mA/V}$  และ  $g_{m4} = g_{m5} = 1 \text{ mA/V}$  ซึ่งภายใต้เงื่อนไขดังกล่าวจะได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีเท่ากับ  $Q = 1$  และ  $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 318 \text{ kHz}$  และผลจากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า  $f_0 \cong 310 \text{ kHz}$  ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาด (error) เท่ากับ 2.5%

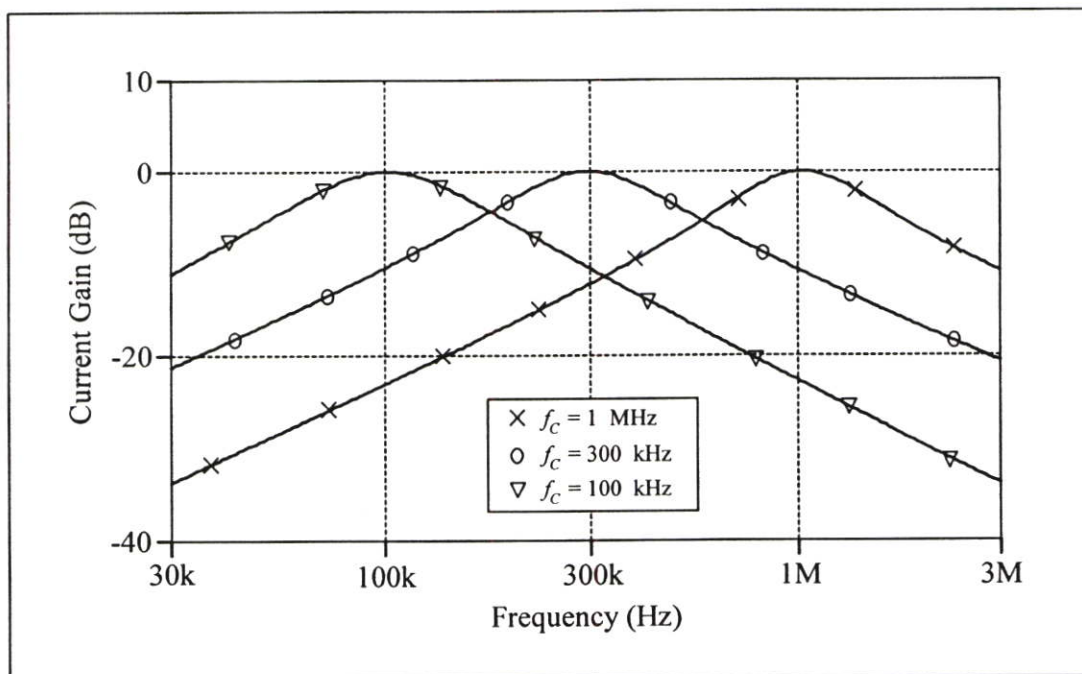


รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.6

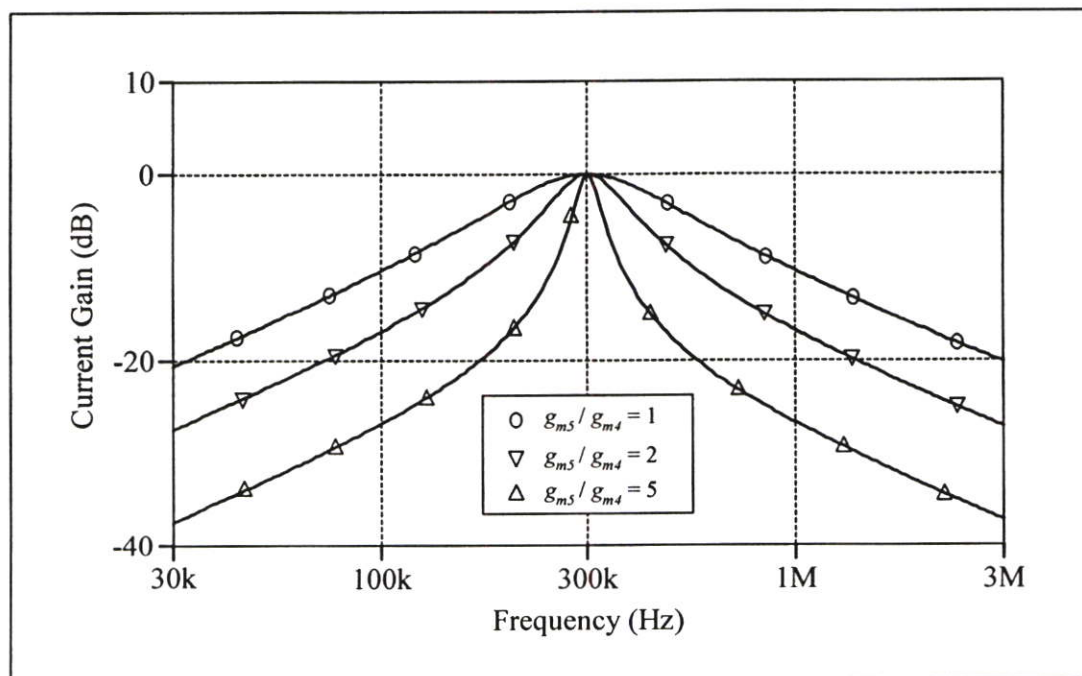
รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่าความนำ  $g_m = g_{m2} = g_{m3}$  ให้มีค่าเท่ากับ 0.63 mA/V, 2 mA/V และ 6.3 mA/V ซึ่งจะได้ค่าความถี่กลาง (center frequency,  $f_0$ ) เท่ากับ 100 kHz, 300 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ ในขณะที่  $Q$  มีค่าคงที่เท่ากับหนึ่ง ซึ่งผลการจำลองได้แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่  $f_0$  ของวงจรมีค่าสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการควบคุม  $g_m$  โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า  $Q$  ของวงจร

รูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า  $g_{m5}/g_{m4}$  (หรือ  $Q$ ) ให้มีค่าเท่ากับ 1, 2 และ 5 ตามลำดับ โดยกำหนดให้  $f_0$  มีค่าคงที่เท่ากับ 300 kHz ซึ่ง

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าค่า  $Q$  ของวงจรมันสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการควบคุม  $g_{m5}/g_{m4}$  โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  ของวงจร



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า  $g_m$



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า  $g_{m5}/g_{m4}$

## 4.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการนำเอาวงจร CDTA ที่นำเสนอในบทที่ 3 มาประยุกต์ใช้งานโดยทำการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดโหมดกระแสแบบ KHN ที่มีหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณโหมดกระแสได้พร้อมกันสามฟังก์ชันคือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) ของวงจรได้อย่างอิสระโดยการควบคุมกระแสไบอัสของวงจร CDTA รวมทั้งยังมีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย

## บทที่ 5

# วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส แบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA

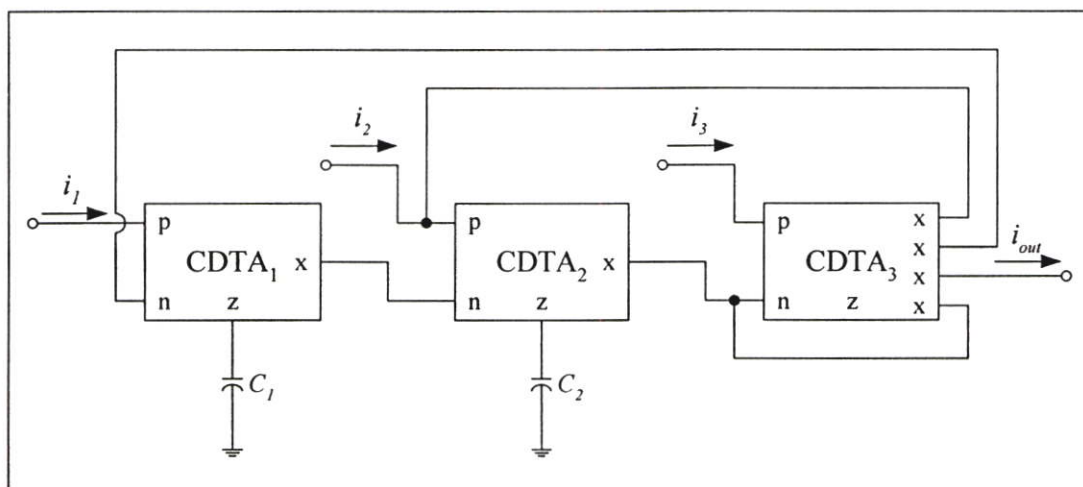
### 5.1 กล่าวนำ

วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ หลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single-output, MISO) และแบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) เป็นวงจรรอนาลอกฟังก์ชันแบบหนึ่งซึ่งได้รับความสนใจนำไปสังเคราะห์และออกแบบเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งในระบบการประมวลผลสัญญาณอนาลอกต่างๆมากมาย [27]-[30] เนื่องจากวงจรมีความยืดหยุ่นและคล่องตัวในการออกแบบสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรลงได้อีกด้วย [30]-[34] และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแบบใหม่เรียกว่าวงจร CDTA โดยมีจุดประสงค์หลักคือ เพื่อรับรองการออกแบบวงจรรอนาลอกฟังก์ชันที่มุ่งเน้นการทำงานในโหมดกระแสเป็นหลัก หลังจากนั้นพบว่าวงจร CDTA ได้รับความนิยมและถูกพัฒนาประยุกต์ใช้งานการประมวลผลสัญญาณอนาลอกต่างๆมากขึ้นเป็นลำดับ [35]-[37] โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณโหมดกระแส แต่อย่างไรก็ตามจากการติดตามและตรวจสอบงานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอมานั้น ยังพบว่าการออกแบบวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (three-input single-output, TISO) โดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก นั้นยังไม่เคยมีกลุ่มใดทำการวิจัยหรือนำมาเสนอขึ้นเลย

ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณไปควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ วงจรรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้ห้ารูปแบบ โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกอีกด้วย นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0/Q$  สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระต่อกัน โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CDTA

## 5.2 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท ที่นำเสนอ

วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบสามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท ที่นำเสนอ [18] แสดงดังรูปที่ 5.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจร CDTA จำนวนสามตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์สองตัว โดยที่วงจร CDTA<sub>1</sub>, C<sub>1</sub> และวงจร CDTA<sub>2</sub>, C<sub>2</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย ส่วนวงจร CDTA<sub>3</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณผลต่าง และจากโครงสร้างของวงจรจะเห็นว่าปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ สามอินพุท หนึ่งเอาต์พุท  
โดยใช้วงจร CDTA

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 5.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CDTA ดังสมการที่ (3.1) ในบทที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง.1]

$$i_{out} = \frac{\left( s^2 i_3 - s \left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right) i_1 \right)}{D(s)} \quad (5.1)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (5.2)$$

และ  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$ ) จากสมการที่ (5.1) ถึง (5.2) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบไบควอดราติกได้ถึงห้าฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ  $T_{LP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  $T_{HP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่  $T_{BP}(s)$  ฟังก์ชันตัดแถบความถี่  $T_{BS}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่  $T_{AP}(s)$  โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยมีเงื่อนไขในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแสดงดังต่อไปนี้

- 1) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ โดยให้  $i_2 = i_3 = 0$  และ  $i_1 = i_{in}$  จะได้

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (5.3)$$

- 2) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง โดยให้  $i_1 = i_2 = 0$  และ  $i_3 = i_{in}$  จะได้

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (5.4)$$

- 3) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยให้  $i_1 = i_3 = 0$  และ  $i_2 = i_{in}$  จะได้

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{-\left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right)s}{D(s)} \quad (5.5)$$

- 4) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ โดยให้  $i_2 = 0$  และ  $i_1 = i_3 = i_{in}$  จะได้

$$T_{BS}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (5.6)$$

5) ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยให้  $i_1 = i_2 = i_3 = i_{in}$  จะได้

$$T_{AP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 - s\left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.2) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และค่าพารามิเตอร์  $\frac{\omega_0}{Q}$  ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.8)$$

และ

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (5.9)$$

เมื่อนำสมการที่ (5.8) และ (5.9) มาทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ โดยพิจารณาหาค่าความไว  $\omega_0$  และค่า  $Q$  ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟ  $g_{mi}$  และ  $C_i$  ในวงจรจะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้ได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง.2]

$$S_{g_{m1} \cdot g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.10)$$

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (5.11)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.12)$$

และ

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.13)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้มีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

### 5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDTA

ในกรณีที่ไม่น่าเป็นอุดมคติของวงจร CDTA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร CDTA เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติมีค่าดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z \quad (5.14)$$

ทำการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 5.1 โดยอาศัยสมการที่ (5.14) จะฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่น่าเป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ๓.3]

$$i_o = \left( \frac{\alpha_{p3} s^2 i_3 - s \left( \frac{\alpha_{p2} \alpha_{n3} g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{\alpha_{p1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right) i_1}{D(s)} \right) \quad (5.15)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \frac{\alpha_{p2} \alpha_{n3} g_{m2}}{C_2} s + \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (5.16)$$

จากสมการที่ (5.16) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency ,  $\omega_0'$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor ,  $Q'$ ) ของวงจรในกรณีที่ไม่น่าเป็นอุดมคติ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (5.17)$$

และ

$$Q' = \frac{1}{\alpha_{p2}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} g_{m1} C_2}{\alpha_{n3} g_{m2} C_1}} \quad (5.18)$$

นำสมการที่ (5.17) และ (5.18) วิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่น่าเป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}, \alpha_{n3}}^{\omega_0'} = \frac{1}{2} \quad (5.19)$$

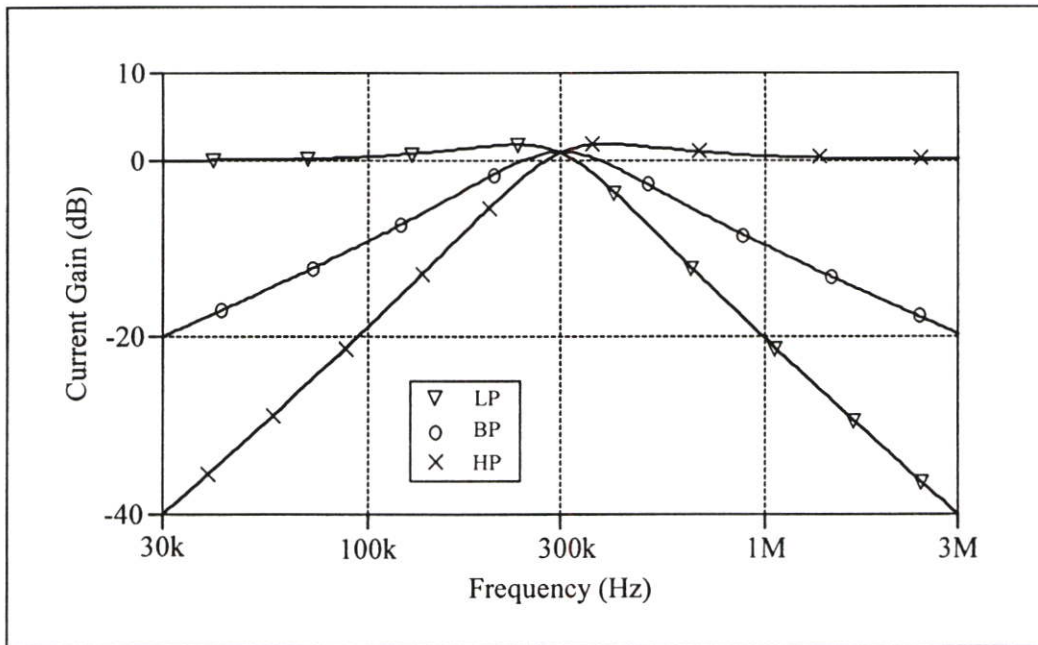
$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}}^{Q'} = -S_{\alpha_{n3}}^{Q'} = \frac{1}{2} \quad (5.20)$$

และ  $S_{\alpha_{p2}}^{Q'} = -1 \quad (5.21)$

สังเกตได้ว่าค่าความไวของสมการที่ (5.19) ถึง (5.21) นั้นมีค่าที่ต่ำ หรือน้อยกว่าหนึ่ง

#### 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

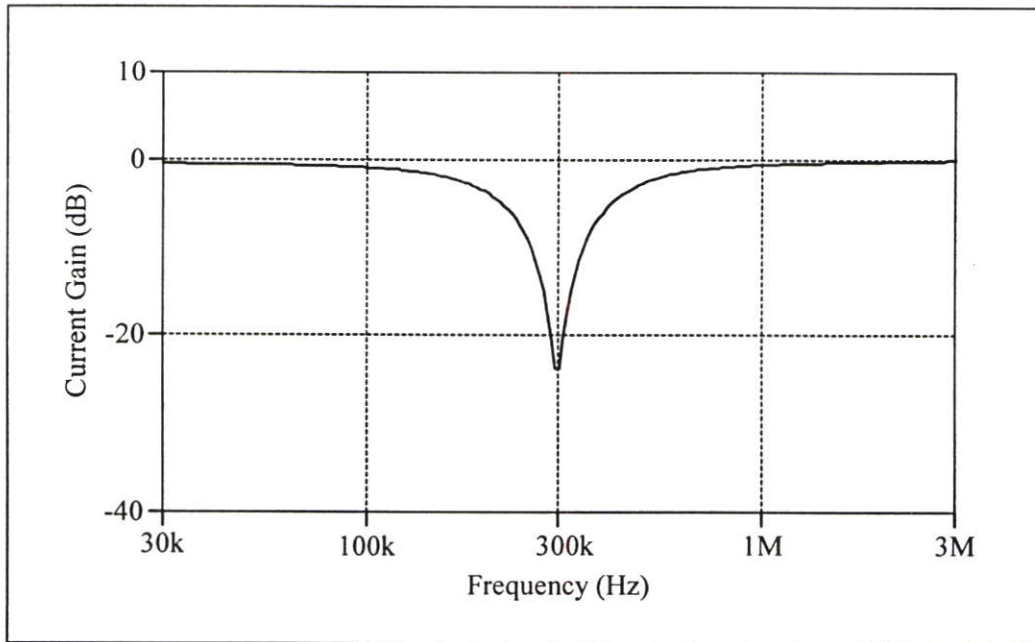
ในที่นี้การตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรรูปที่ 5.1 ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [24] เมื่อเลือกใช้แหล่งไฟเลี้ยง  $\pm V = \pm 5V$  กระแสไบอัส  $I_A = 100 \mu A$ ,  $I_B = 100 \mu A$  และ  $I_C = 50 \mu A$



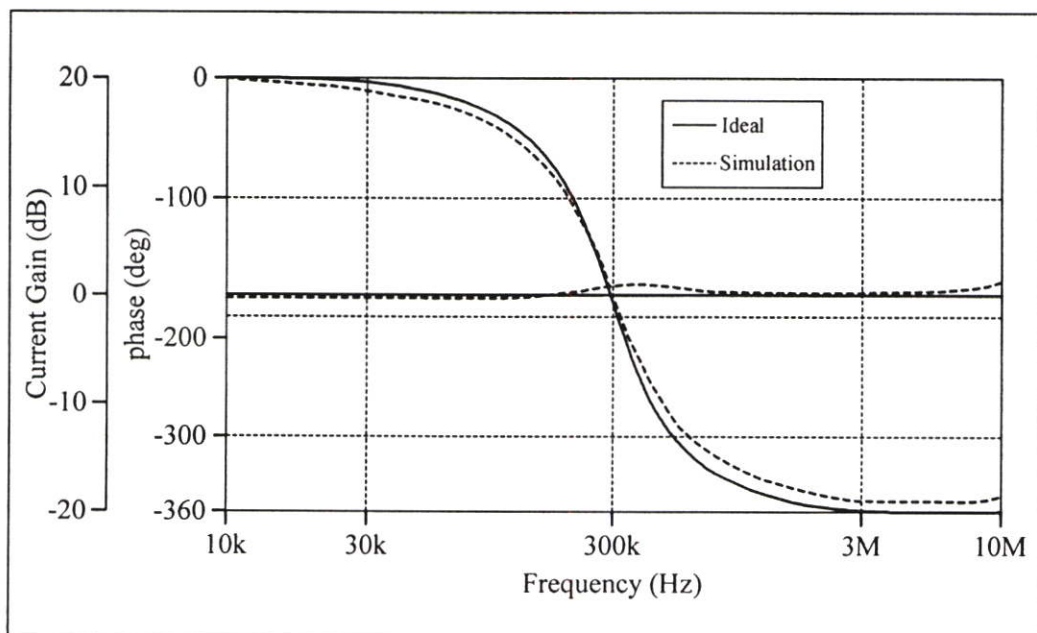
รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP , HP และ BP ของวงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (LP), ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (HP) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (BP) ของวงจรที่นำเสนอ เมื่อกำหนดคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีเท่ากับ  $Q = 1$  และค่าความถี่ คัทออฟ  $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 318 \text{ kHz}$  ทำให้ได้  $g_{m1} = g_{m2} = 2 \text{ mA/V}$  ( $I_B = 100 \mu A$ ) และ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  ซึ่งผลจากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า  $f_0 \cong 310 \text{ kHz}$  โดยคิดเป็นค่าผิดพลาด (error) เท่ากับ 2.5% ส่วนรูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (BS) และรูปที่ 5.4 แสดง

ผลตอบสนองของมูมเฟสและค่าอัตราขยายของฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (AP) ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน โดยสามารถปรับค่าความถี่  $f_o$  ได้ โดยการแปรค่า  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  หรือ กระแสไบอัสของวงจร CDTA



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (BS)



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (AP)

## 5.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการนำวงจร CDTA ที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานโดยสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดโหมดกระแสแบบ สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบไบควอดราติกได้ครบทั้งห้ารูปแบบ โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟ จากภายนอกอีกด้วย นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0/Q$  สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระต่อกัน โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CDTA และยังมีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟของวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ

### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอแนวทางการพัฒนาและออกแบบวงจร CDTA ที่มีการทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก และได้แสดงถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติที่สำคัญของกลุ่มวงจรร้อยแต่ละวงจร คือ วงจรผลต่างกระแส และวงจรรขยายค่าความนำ และวงจรที่นำเสนอยังสามารถแปรค่าอัตราส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก ซึ่งช่วยลดจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟในการออกแบบ ทำให้มีความยืดหยุ่นในการออกแบบและสะดวกในการแปรค่าเมื่อใช้งาน รวมถึงการนำไปออกแบบประยุกต์ใช้งานในการประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อก นอกจากนี้ยังได้แสดงถึงแนวทางการประยุกต์ใช้งานวงจร CDTA ที่นำเสนอออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ KHN ที่มีหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต และวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่เคยมีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้พบว่ายังไม่มียกวิยกลุ่มใดนำเสนอหลักการดังกล่าวนี้เลย

สำหรับสมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พร้อมทั้งการประยุกต์ใช้งานสามารถนำเสนอผลงานและได้ยอมรับให้ลงตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยในระดับนานาชาติ ดังนี้คือ

- 1) การประชุมวิชาการ Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON'2006) ซึ่งจัดขึ้น ณ ประเทศไทย
- 2) การประชุมวิชาการ International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC'2006) ซึ่งจัดขึ้น ณ ประเทศไทย
- 3) การประชุมวิชาการ SICE-ICASE International Joint Conference 2006 ซึ่งจัดขึ้น ณ ประเทศเกาหลีใต้

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก ฉ ของวิทยานิพนธ์นี้

## 6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจร CDTA และการนำไปประยุกต์ใช้งานให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 2 ประการ อันได้แก่

1) ประการแรก จากการออกแบบสังเคราะห์วงจร CDTA ที่นำเสนอพบว่าขีดจำกัดในเรื่องของช่วงความถี่ปฏิบัติการของวงจรมันขึ้นอยู่กับโพลีโดมิแนนซ์ภายในของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ดังนั้นหากทำการออกแบบวงจรโดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว ซึ่งทำให้ผลตอบสนองทางความถี่มีค่าสูงขึ้น หรือนั่นคือทำให้แบนด์วิดธ์ของวงจรที่ออกแบบมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งเหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านความถี่สูง

2) ประการที่สอง จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยการนำวงจร CDTA ไปประยุกต์ใช้งานในการประมวลผลทางอนาล็อกอย่างเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ (quadrature oscillator) และ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส (multiphase sinusoidal oscillators) เป็นต้น ซึ่งเป็นแนวทางที่น่าสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากการนำไปประยุกต์ใช้งานดังกล่าวจะใช้คุณสมบัติของวงจรที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และพบว่าม้งานวิจัยในลักษณะดังกล่าวนี้นำเสนอและเผยแพร่ออกมาน้อยมาก

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectronics Journal*, vol. 30, no.2, pp. 157-160, 1999.
- [2] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu and C. Acar, "Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifiers and a new high-Q bandpass filter configuration", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 47, no.9, pp. 949-954, 2000.
- [3] J. W. Horng, "Current differential buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", *IEICE Transactions Fundamentals*, vol.E85-A, no.6, pp.1416-1419, 2002.
- [4] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn and N. Fujii, "Realization of leapfrog filters using current differential buffered amplifiers", *IEICE Transactions Fundamentals*, vol.E86-A, no.2, pp.318-326, 2003.
- [5] C. Acar and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers", *International Journal of Electronics*, vol. 90, no.4, pp. 277-283, 2003.
- [6] D. Biolek, "CDTA – Building block for current-mode analog signal processing", *Proceeding of ECCTD 2003*, Poland, pp.397-400, 2003.
- [7] Toumazou, C. Lidgley, F.J. and Haigh, D.G. *Analog IC Design : The current mode approach*. London : Peter Peregrinus Ltd, 1990.
- [8] Wilson, B. "Recent development in current conveyors and current mode circuits". *Proceeding of the Institute of Electrical Engineers*, Part G. 137 : 63-67, 1990.
- [9] J.V. Vosper and M. Heima. "Comparison of single-and dual-element frequency control in a CCII-based sinusoid oscillator". *Electronic Letters*, vol. 32, pp. 2293-2294, Dec 1996.
- [10] M.T. Abuelma'atti, S. Celma, Martinez P. and A. Carlosena. "Minimal realization for single resistor controlled sinusoidal oscillator using single CCII". *Electronic Letters*, vol 28, pp. 608-612, June 1992.

- [11] S. Pookaiyaudom and K. Samootrut. "Current-mirror phase-shifter oscillator". *Electronic Letters*, vol. 3, pp. 1428-1431, 1991.
- [12] C. Acar and H. Kuntman. "Limitations on input signal level in current-mode active-RC filters using CCII's". *Electronic Letters*, vol. 32, pp. 1461-1462, Aug. 1996.
- [13] M. Alami and A. Fabre. "Insensitive current-mode bandpass filter implemented from two current conveyors". *Electronic Letters*, vol. 27, pp. 897-898, May 1991.
- [14] C. Acar and S. Ozoguz. "High-order voltage transfer function synthesis using CCII+ based unity gain current amplifier". *Electronic Letters*, vol. 32, pp. 2030-2031, May 1991.
- [15] O. Saaid and A. Fabre. "Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications". *Electronic Letters*, vol. 32, pp. 4-5, Jan. 1996.
- [16] W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter", *The 2006 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2006)*, Ubon-ratchathani, Thailand, vol.2, pp.497-500, May 10-13, 2006.
- [17] W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "Realization of current-mode KHN biquad filter using current differencing Transconductance amplifiers", *The 2006 International Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)*, Chiang Mai, Thailand, vol.2, pp. 121-124, July 10-13, 2006.
- [18] W. Tanjaroen, T. Dumawipata, W. Tangsrirat, "TISO Cascadable current-mode multifunction filter employing current differencing transconductance amplifiers", *International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006)*, Busan, Korea, pp. 5703-5706, Oct. 18-21, 2006.
- [19] M. Bhusan and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronic letters*, vol. 3, no.4, pp.148-149, 1967.
- [20] K. Pal and R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronic letters*, vol. 18, no.8, pp.47, 1982.

- [21] Y. Sun and J.K. Fidler, "Synthesis and performance analysis of universal minimum component integrator-based IFLF OTA grounded capacitor filter", *IEE Proceeding-Circuits Devices and Systems*, vol. 143, pp. 107-114, 1996.
- [22] P.R. Gray, and R.G. Meyer, "Analysis and design of analog integrated circuits", *Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc, 1993.
- [23] E.W. Greenreich, "Analog integrated circuit", *Chapman & Hall*, 1997.
- [24] D.R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceeding-Circuits Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.
- [25] กนก สมุทรรัตน์ "การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส." วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2534.
- [26] W. Kerwin, L. Huelsman, and R. Newcomb, "State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-2, pp.87-92, 1967.
- [27] A. U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu, V. Biolková, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, pp. 443-446, 2006.
- [28] Chih-Lung Lin, Ro-Min Weng, Sheng-Yu Peng, Maw-Huei Lee, Te-Sou Kuo, "A new three-input and one-output current-mode universal filter using unity-gain cells", *The 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (IEEE APCCAS 1998)*, pp245-247, Nov 24-27, 1998.
- [29] S. Ozcan, H. Kuntman, O. Cicekoglu, "A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor" *Proceeding of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems 2000*, vol.3, pp. 1030-1032, Aug 8-11, 2000.
- [30] M.T. Abuelma'atti, H.A. Alzaher, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements", *Electronics Letters*, vol.33, pp281-283, 1997.
- [31] A.K. Singh, R. Senani, "Low-component-count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads", *Electronics Letters*, vol. 34, pp718-719, 1998.

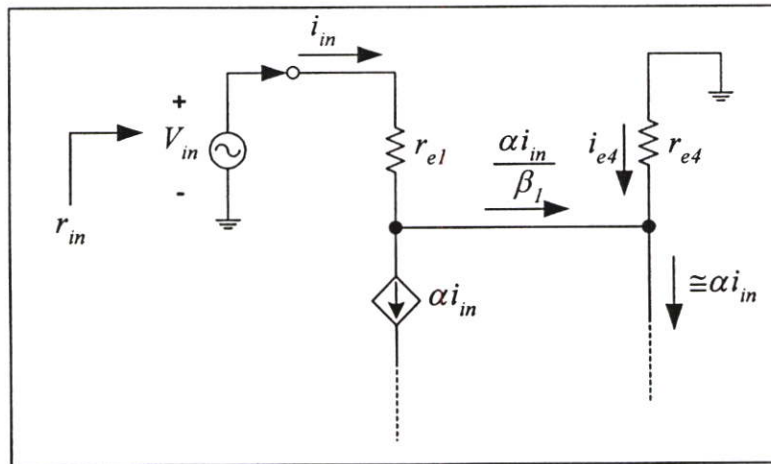
- [32] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi, Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode active-only biquadratic filter", *International Journal of Electronics*, vol.87, pp307-314, 2000.
- [33] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi, Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", *International Journal of Electronics*, vol.87, 1435-1442, 2000.
- [34] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "An active-only voltage-mode integrator and its applications", *2001 International Conference on Control Automation and Systems (ICCAS'2001)*, Korea, pp1181-1184, Oct 17-21, 2001.
- [35] D. Bielek, V. Eiolkova, "Tunable ladder CDTA-based filters", *Proceeding of the 4<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Automation & Information (ICAI'03)*, Spain, pp.1-3, 2003.
- [36] D. Bielek, V. Eiolkova, "Simulating arbitrary transfer function by CDTA-based current divider", *Proceeding of the 2004 WSEAS International Conference on Control & Signal*, Greece, pp.1-5, 2004.
- [37] D. Bielek, V. Eiolkova, "CDTA-C current-mode universal 2nd order filter", *Proceeding of the 5<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Systems Theory and Scientific Computation (ISTASC'05)*, Malta, pp.22-27, 2005.

**ภาคผนวก**

## ภาคผนวก ก

## การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต และ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร CDTA

### ก1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรภาคอินพุต



รูปที่ ก1 วงจรสมมูลของวงจรภาคอินพุต ดังรูปที่ 3.2

เมื่อทำการแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย [22]-[23] ของทรานซิสเตอร์ลงไปในวงจรภาคอินพุตที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก ดังรูปที่ 3.2 จะได้วงจรสมมูลดังแสดงได้ในรูปที่ ก1 ดังนั้นลำดับขั้นในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้  
ผลรวมของแรงดันที่ขั้วอินพุต มีค่าเท่ากับ

$$v_{in} = r_{e1}i_{in} + r_{e4}i_{e4} \quad (ก1.1)$$

และ

$$i_{e4} = \frac{\alpha i_{in}}{\beta_1} - \alpha i_{in} \quad (ก1.2)$$

เมื่อ  $r_{e1}$  และ  $r_{e4}$  คือ ค่าความต้านทานอีมิเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_4$  ตามลำดับ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $V_T/I_A$  เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) และ  $\alpha$  คือ ค่า

อัตราขยายกระแสแบบเบสร่วม และ  $\beta_1$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และแทนค่าสมการที่ (ก1.2) ลงในสมการที่ (ก1.1) จะได้

$$v_{in} = r_{e1}i_{in} + r_{e4} \frac{\alpha i_{in}}{\beta_1} - r_{e4} \alpha i_{in} \quad (\text{ก1.3})$$

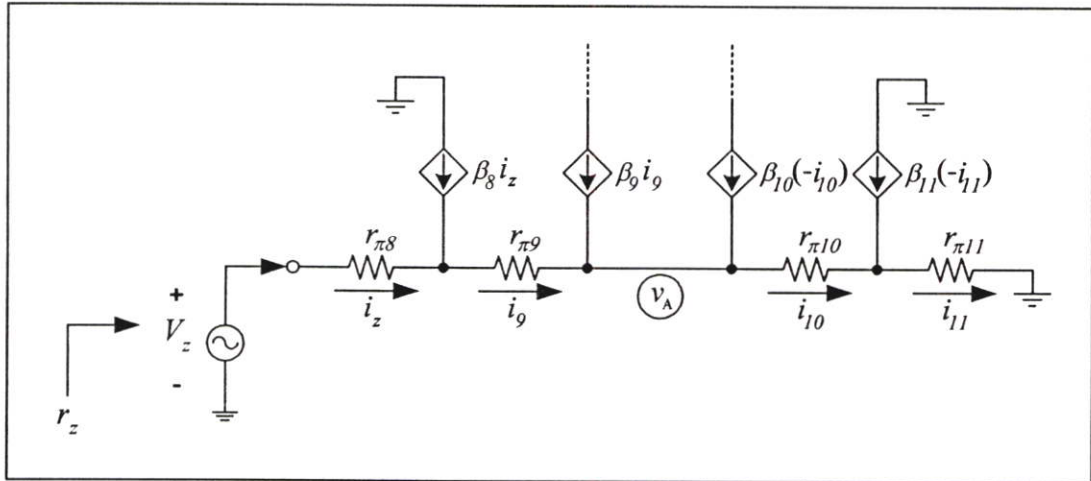
หากประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$v_{in} \cong \frac{r_{e4}}{\beta_1} i_{in}$$

ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุทของวงจร  $r_{in}$  มีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{r_{e4}}{\beta_1} \quad (\text{ก1.4})$$

## ก2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z หรือ $r_z$



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z ของวงจรขยายสัญญาณ ผลต่างดังรูปที่ 3.5

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว z ของวงจรขยายสัญญาณดังรูปที่ 3.5 นั้นกระทำได้โดยการแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายของทรานซิสเตอร์ลงไปในวงจรแล้วพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสที่ป้อนให้กับวงจรสมมูลดังรูปที่ ก2 ขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต  $r_z$  ของวงจรสามารถคำนวณได้ดังนี้

พิจารณาความสัมพันธ์แรงดัน  $v_z$  มีค่าเท่ากับ

$$v_z = r_{\pi 8} i_z + r_{\pi 9} i_9 + r_{\pi 10} i_{10} + r_{\pi 11} i_{11} \quad (\text{ก2.1})$$

เมื่อ  $r_{\pi 8}$ ,  $r_{\pi 9}$ ,  $r_{\pi 10}$  และ  $r_{\pi 11}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_8$ ,  $Q_9$ ,  $Q_{10}$  และ  $Q_{11}$  ตามลำดับ เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์กระแส  $i_9$  และ  $i_{10}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_9 = (\beta_8 + 1) i_z \quad (\text{ก2.2})$$

และ

$$i_{10} = (\beta_{11} + 1) i_z \quad (\text{ก2.3})$$

พิจารณาที่ โหนด  $v_A$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$(\beta_8 \beta_9 + \beta_8 + \beta_9 + 1) i_z = (\beta_{10} \beta_{11} + \beta_{10} + \beta_{11} + 1) i_{11} \quad (\text{ก2.4})$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้  $\beta = \beta_8 = \beta_9 = \beta_{10} = \beta_{11}$  และ  $r_\pi = r_{\pi 8} = r_{\pi 9} = r_{\pi 10} = r_{\pi 11}$  จากสมการที่ (ก2.4) จะได้

$$i_z = i_{11} \quad (\text{ก2.5})$$

แทนค่าสมการที่ (ก2.2) สมการที่ (ก2.3) และสมการที่ (ก2.5) ลงในสมการที่ (ก2.1) จะได้

$$v_z = r_\pi i_z + r_\pi (\beta + 1) i_z + r_\pi (\beta + 1) i_z + r_\pi i_z \quad (\text{ก2.6})$$

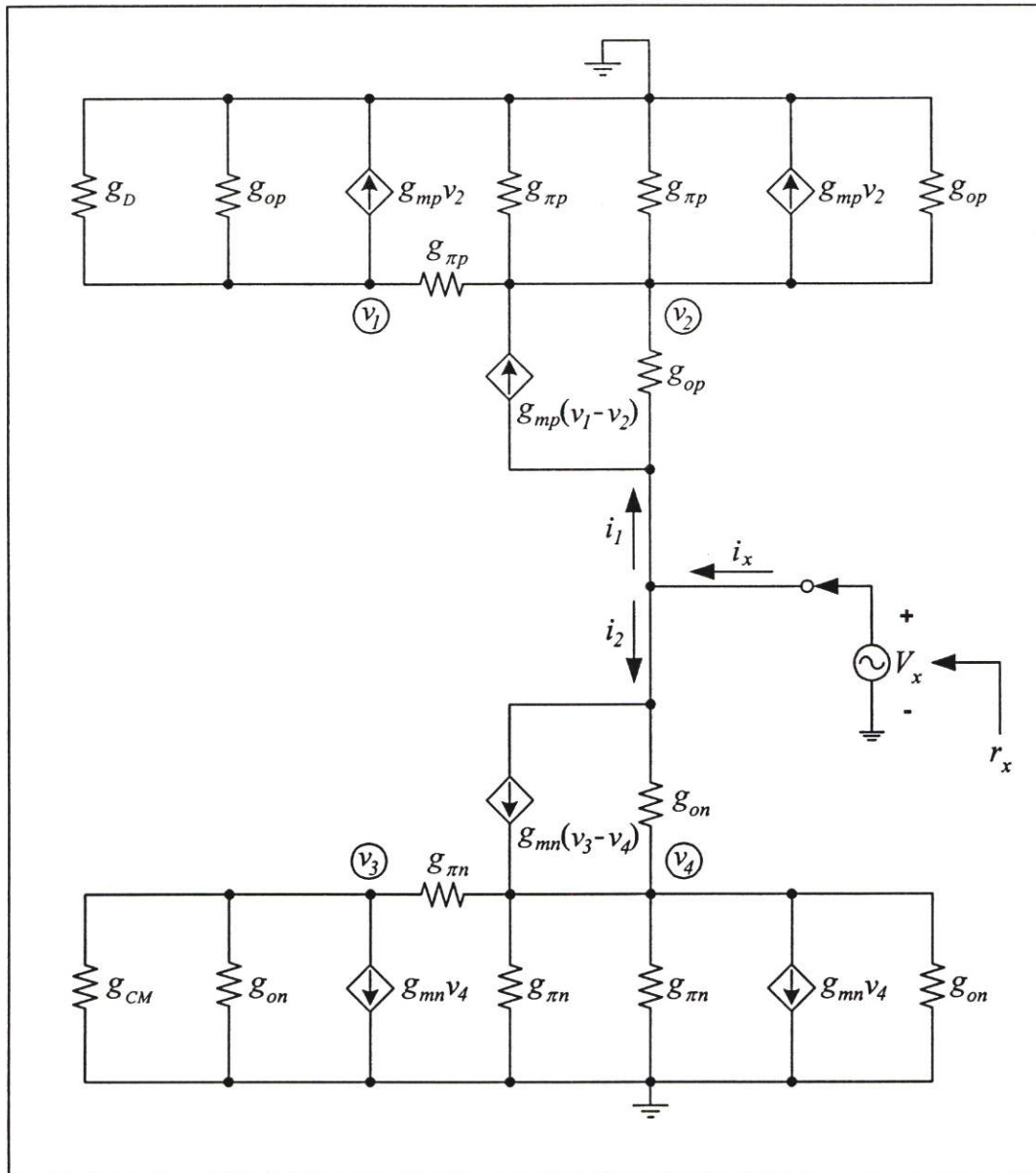
หากพิจารณาที่  $\beta \gg 1$  จากสมการที่ (ก2.6) สามารถประมาณได้เป็น

$$v_z \cong 2\beta r_\pi i_z \quad (\text{ก2.7})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z จึงมีค่าเท่ากับ

$$r_z = 2\beta r_\pi \quad (\text{ก2.8})$$

### ก3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว $x$ หรือ $r_x$



รูปที่ ก3 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว  $x$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว  $x$  ของวงจรรขยายค่าความนำดังรูปที่ 3.7 สามารถทำได้โดยอาศัยวิธีการเช่นเดียวกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่ขั้ว  $z$  ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ก3 โดยที่ให้  $g_D$  คือค่าความนำที่ขั้วเอาต์พุตของวงจรรขยาย สัญญาณผลต่าง และ  $g_{CM}$  คือค่าความนำที่เอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน และ  $g_{mn}$  ( $g_{mp}$ ) และ  $g_m$  ( $g_{mp}$ ) และ  $g_{on}$  ( $g_{op}$ ) แทนถึง ค่าอัตราขยายค่าความนำ ค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอีมีตเตอร์ และค่าความนำระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด

nnp (ชนิด pnp) ตามลำดับ ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุต  $r_x$  ของวงจร สามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $v_x$  กับกระแส  $i_x$  ที่ป้อนให้กับขั้ว x วงจร จะได้

$$r_x = \frac{v_x}{i_x} = \frac{v_x}{i_1 + i_2} \quad (ก3.1)$$

เมื่อ 
$$i_1 = g_{mp}v_1 - (g_{mp} + g_{op})v_2 + g_{op}v_x \quad (ก3.2)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_1$  จะได้

$$(g_{mp} + g_{op} + g_D)v_1 = (g_{mp} - g_{mp})v_2 \quad (ก3.3)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_2$  จะได้

$$(g_{mp} + g_{mp})v_1 + g_{op}v_x = (2g_{mp} + 2g_{op} + 3g_{mp})v_2 \quad (ก3.4)$$

แต่เนื่องจาก  $g_m \gg g_\pi \gg g_o$  และ  $g_m \gg g_\pi \gg g_D$  สมการที่ (ก3.3) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_1 = \left(1 - \frac{g_{mp}}{g_{mp}}\right)v_2 \quad (ก3.5)$$

นำสมการที่ (ก3.5) แทนลงในสมการที่ (ก3.4) จะได้

$$v_2 = \frac{g_{op}v_x}{g_{mp} \left( \frac{g_{mp}}{g_{mp}} + 2 \right)} \quad (ก3.6)$$

แทนค่าจากสมการที่ (ก3.5) และ สมการที่ (ก3.6) ลงในสมการที่ (ก3.2) จะได้

$$i_1 = \frac{g_{op}g_{mp}\left(1 - \frac{g_{mp}}{g_{\pi p}}\right)}{g_{mp}\left(\frac{g_{mp}}{g_{\pi p}} + 2\right)}v_x - \frac{g_{op}g_{mp}}{g_{mp}\left(\frac{g_{mp}}{g_{\pi p}} + 2\right)}v_x + g_{op}v_x$$

สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$i_1 = \frac{2g_{op}}{\left(\frac{g_{mp}}{g_{\pi p}} + 2\right)}v_x$$

เมื่อ  $g_{mp} / g_{\pi p} = \beta_p$  และพิจารณาเมื่อ  $\beta_p \gg 2$  จากสมการข้างบนจะได้

$$i_1 \cong \frac{2g_{op}}{\beta_p}v_x \quad (ก3.7)$$

จากการวิเคราะห์ในวิธีเดียวกันนี้สามารถพิจารณาหาค่า  $i_2$  โดยกำหนดให้  $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$  และ  $g_m \gg g_{\pi} \gg g_{CM}$  ทำให้ได้ค่าเท่ากับ

$$i_2 \cong \frac{2g_{on}}{\beta_n}v_x \quad (ก3.8)$$

นำสมการที่ (ก3.7) และ สมการที่ (ก3.8) แทนค่าลงในสมการที่ (ก3.1) ได้ดังนี้

$$r_x = \frac{v_x}{i_x} \cong \frac{1}{\frac{2g_{on}}{\beta_n} + \frac{2g_{op}}{\beta_p}} \quad (ก3.9)$$

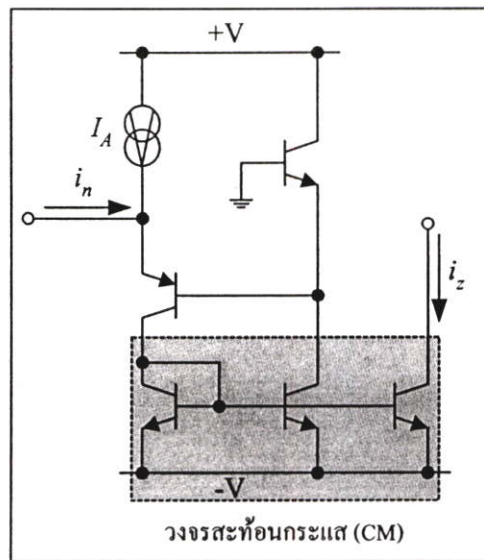
จากสมการที่ (ก3.9) ถ้ากำหนดให้ค่าหากประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ เมื่อ  $\beta = \beta_p \cong \beta_n$  และ  $r_{ce} = 1/g_{op} \cong 1/g_{on}$  ดังนั้นจากสมการข้างบนสามารถประมาณค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว x มีค่าเท่ากับ

$$r_x \cong \frac{\beta r_{ce}}{4} \quad (ก3.10)$$

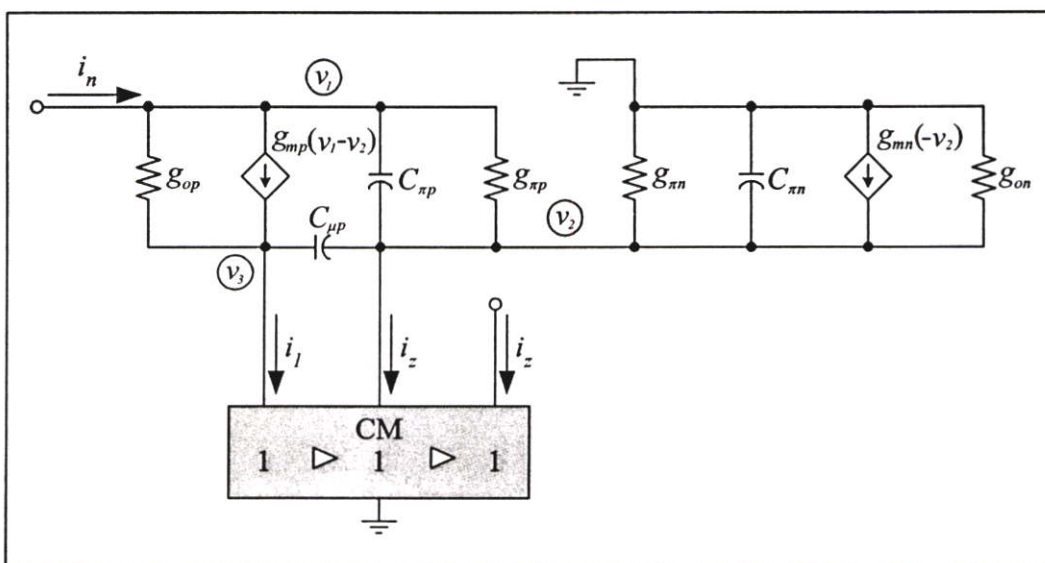
## ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส และ  
ฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA

ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_n$  ของวงจร CDTA



รูปที่ ข1 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_n$  ของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ ข2 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ข1

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_n$  ของวงจร CDTA ที่นำเสนอสามารถกระทำการวิเคราะห์ได้โดยวงจรดั่งรูปที่ ข1 และวงจรสมมูลสามารถเขียนแสดงได้ดั่งรูปที่ ข2 ในที่นี้ ประมวลว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพียงกันทุกประการ และกำหนดให้  $g_{mn}$  ( $g_{mp}$ ) และ  $g_m$  ( $g_{\mu p}$ ) และ  $g_{on}$  ( $g_{op}$ ) แทนถึง อัตราขยายค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ และค่าความนำระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn (ชนิด pnp) ตามลำดับ และ  $C_{\mu n}$  ( $C_{\mu p}$ ) และ  $C_{\mu n}$  ( $C_{\mu p}$ ) จะแทนถึงค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคอลเลกเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นจากวงจรสมมูลในรูปที่ ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_n$  ของวงจร สามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

ที่โหนด  $v_1$ ;

$$i_n = (g_{mp} + g_{\mu p} + g_{op} + sC_{\mu p})v_1 - (g_{mp} + g_{\mu p} + sC_{\mu p})v_2 - g_{op}v_3$$

จากสมการข้างบนจะได้

$$v_1 = \frac{i_n + (g_{mp} + g_{\mu p} + sC_{\mu p})v_2 + g_{op}v_3}{(g_{mp} + g_{\mu p} + g_{op} + sC_{\mu p})} \quad (ข1.1)$$

ที่โหนด  $v_2$ ;

$$i_z = (g_{\mu p} + sC_{\mu p})v_1 - (g_{mn} + g_m + g_{\mu p} + g_{on} + sC_{\mu n} + sC_{\mu p})v_2 + sC_{\mu p}v_3 \quad (ข1.2)$$

ที่โหนด  $v_3$ ;

$$i_1 = (g_{mp} + g_{op})v_1 - (g_{mp} - sC_{\mu p})v_2 - (g_{op} + sC_{\mu p})v_3 \quad (ข1.3)$$

พิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแส CM ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  กับกระแส  $i_1$  มีค่าเป็น [25]

$$i_z = \left[ \frac{g_{mn} - sC_{\mu n}}{(g_{mn} + 2g_m) + s(2C_{\mu n} + C_{\mu p})} \right] i_1$$

และ

$$i_z = (g_{mn} - sC_{\mu n})v_3 \quad (ข1.4)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.1) และ (ข1.4) ลงในสมการที่ (ข1.2) เมื่อประมาณว่า  $g_m \gg g_\pi \gg g_o$  จะได้

$$v_2 = \frac{(g_{\pi p} + sC_{\pi p})i_n - (g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})i_z}{(g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})} \quad (\text{ข1.5})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.5) และสมการที่ (ข1.4) ลงในสมการที่ (ข1.1) จะได้

$$v_1 = \frac{(g_{mn} + g_{\pi n} + g_{\pi p} + sC_{\pi n} + sC_{\pi p})i_n - (g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})i_z}{(g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})} \quad (\text{ข1.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.4) สมการที่ (ข1.5) และสมการที่ (ข1.6) ลงในสมการที่ (ข1.3) จะได้

$$i_z = \frac{g_{mn}g_{mp}}{(g_{mn} + 2g_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p}) \left(1 + \frac{2C_{\pi n} + C_{\mu n} + C_{\mu p}}{g_{mn} + 2g_{\pi n}}s\right) \left(1 + \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + g_{\pi p}}s\right)} i_n \quad (\text{ข1.7})$$

ดังนั้นสมการข้างบนจัดรูปใหม่จะกลายเป็น

$$\frac{i_z}{i_n} \cong \frac{H_1}{(1 + a_1s)(1 + a_2s)} \quad (\text{ข1.8})$$

โดยที่

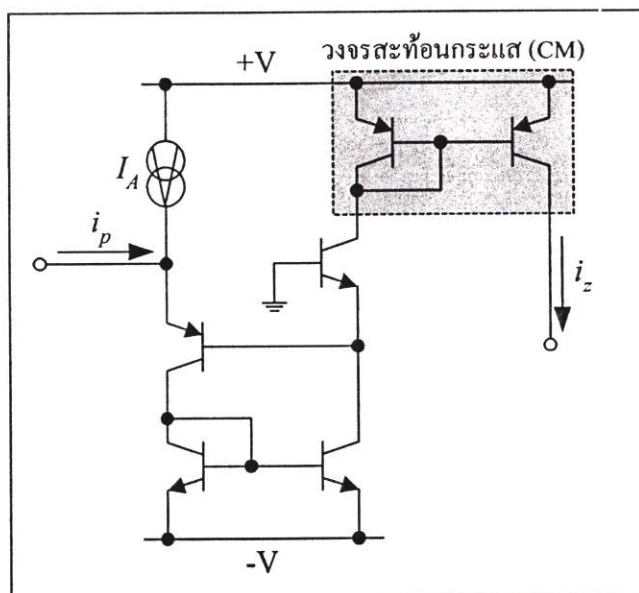
$$H_1 = \frac{g_{mn}g_{mp}}{(g_{mn} + 2g_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p})}$$

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

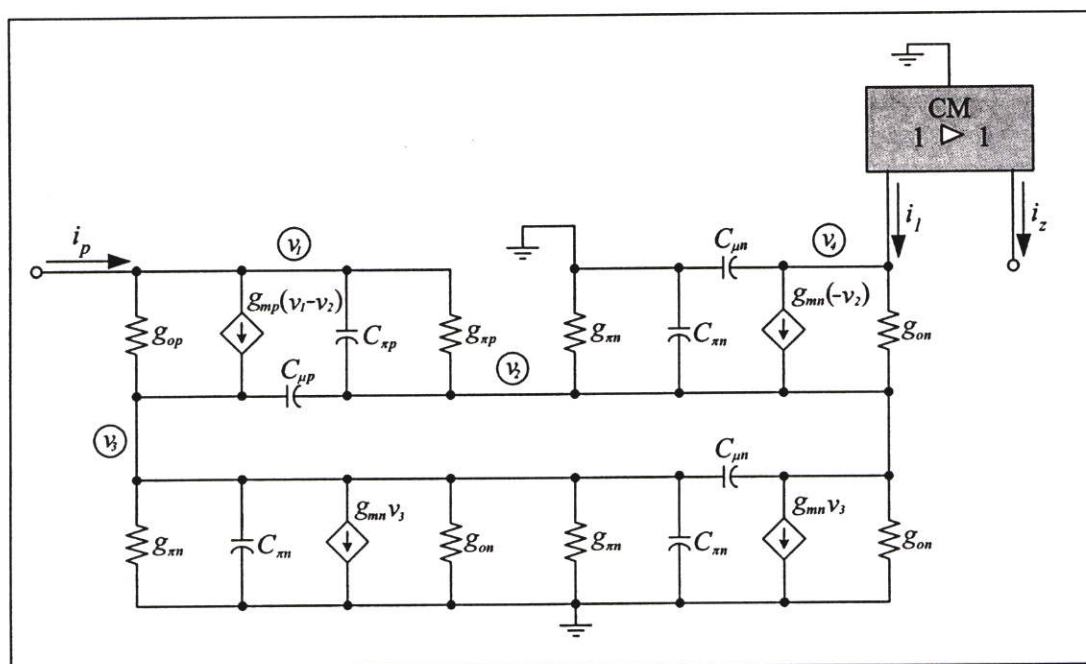
และ

$$a_2 = \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + g_{\pi p}} \quad (\text{ข1.9})$$

## ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส $i_z/i_p$ ของวงจร CDTA



รูปที่ ข3 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_p$  ของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ ข4 วงจรสมมูลของวงจрдังรูปที่ ข3

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_p$  ของวงจร CDTA ที่นำเสนอสามารถกระทำการวิเคราะห์ได้โดยวงจрдังรูปที่ ข3 สามารถหาได้โดยอาศัยวิธีการเช่นเดียวกับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน

กระแส  $i/i_n$  ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข4 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i/i_p$  ของวงจร สามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้  
ที่โหนด  $v_1$ ;

$$i_p = (g_{mp} + g_{\pi p} + g_{op} + sC_{\pi p})v_1 - (g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_2 - g_{op}v_3$$

จากสมการข้างบนจะได้

$$v_1 = \frac{i_p + (g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_2 + g_{op}v_3}{(g_{mp} + g_{\pi p} + g_{op} + sC_{\pi p})} \quad (ข2.1)$$

ที่โหนด  $v_2$ ;

$$(g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_1 - (g_{mn} + g_{m\pi} + g_{\pi p} + 2g_{on} + sC_1)v_2 - (g_{mn} - sC_2)v_3 + g_{on}v_4 = 0 \quad (ข2.2)$$

เมื่อ  $C_1 = C_{\pi n} + C_{\pi p} + C_{\mu n} + C_{\mu p}$  และ  $C_2 = C_{\mu n} + C_{\mu p}$

ที่โหนด  $v_3$ ;

$$(g_{mp} + g_{op})v_1 = (g_{mp} - sC_2)v_2 + (g_{mn} + 2g_{m\pi} + g_{op} + s2C_{m\pi} + sC_2)v_3 \quad (ข2.3)$$

ที่โหนด  $v_4$ ;

$$i_1 = -g_{mn}v_2 + (g_{on} + sC_{\mu n})v_4 \quad (ข2.4)$$

แทนค่าสมการที่ (ข2.1) ลงในสมการที่ (ข2.3) เมื่อประมาณว่า  $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$  จะได้

$$v_3 = \frac{g_{mp}i_p}{(g_{mp} + g_{\pi p})(g_{mn} + 2g_{m\pi} + s2C_{m\pi} + sC_2)} \quad (ข2.5)$$

แทนค่าสมการที่ (ข2.5) ลงในสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$v_1 = \frac{i_p}{(g_{mp} + g_{np} + sC_{np})} + v_2 \quad (\text{ข2.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข2.5) และสมการที่ (ข2.6) ลงในสมการที่ (ข2.2) จะได้

$$\begin{aligned} & (g_{np}(G_1 + s2C_{m1} + sC_2) - g_{mn}(G_2 + sC_{np}))i_p + g_{on}G_2(G_1 + s2C_{m1} + sC_2)v_4 \\ & = G_1G_2(G_1 + s2C_{m1} + sC_2)v_2 \end{aligned} \quad (\text{ข2.7})$$

เมื่อ  $G_1 = g_{mn} + 2g_{m1}$  และ  $G_2 = g_{mp} + g_{np}$

พิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแส CM ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  กับกระแส  $i_p$  มีค่าเป็น

$$i_z = \left[ \frac{g_{mp} - sC_{\mu p}}{(g_{mp} + 2g_{np}) + s(2C_{np} + C_{\mu p})} \right] i_p$$

และ 
$$i_z = (g_{mp} - sC_{\mu p})v_4 \quad (\text{ข2.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ข2.7) และสมการที่ (ข2.8) ลงในสมการที่ (ข2.4) จะได้

$$i_z = \left[ \frac{g_{mn}(g_{mp} + g_{np}) - g_{np}(g_{mn} + 2g_{m1}) \left( 1 + \frac{g_{mn}C_{np} - g_{np}(2C_{m1} + C_{\mu n} + C_{\mu p})}{g_{mn}(g_{mp} + g_{np}) - g_{np}(g_{mn} + 2g_{m1})} s \right)}{(g_{mn} + 2g_{m1})(g_{mp} + 2g_{np}) \left( 1 + \frac{2C_{m1} + C_{\mu n} + C_{\mu p}}{g_{mn} + 2g_{m1}} s \right) \left( 1 + \frac{2C_{np} + C_{\mu p} - C_{\mu n}}{g_{mp} + 2g_{np}} s \right)} \right] i_p$$

ดังนั้นสมการข้างบนจัดรูปใหม่จะกลายเป็น

$$\frac{i_z}{i_p} \cong \frac{H_2 N_1(s)}{(1 + b_1 s)(1 + b_2 s)} \quad (\text{ข2.9})$$

โดยที่

$$H_2 = \frac{g_{mn}(g_{mp} + g_{np}) - g_{np}(g_{mn} + 2g_{m1})}{(g_{mn} + 2g_{m1})(g_{mp} + 2g_{np})}$$

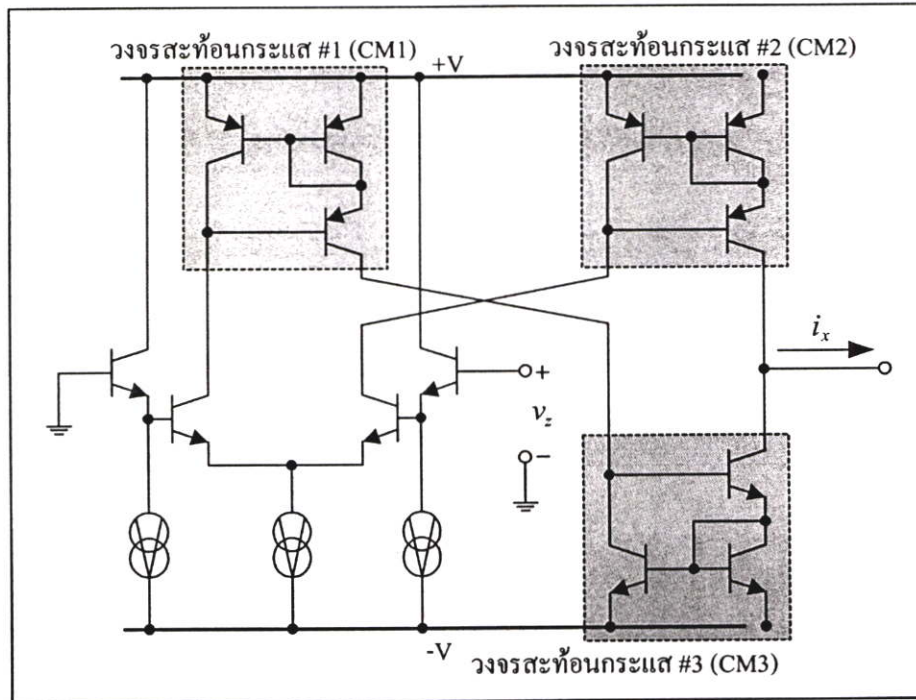
$$N_1(s) = \left( 1 + \frac{g_{mn}C_{np} - g_{np}(2C_{mn} + C_{\mu n} + C_{\mu p})}{g_{mn}(g_{mp} + g_{np}) - g_{np}(g_{mn} + 2g_{mi})} s \right)$$

$$b_1 = \frac{2C_{mn} + C_{\mu n} + C_{\mu p}}{g_{mn} + 2g_{mi}}$$

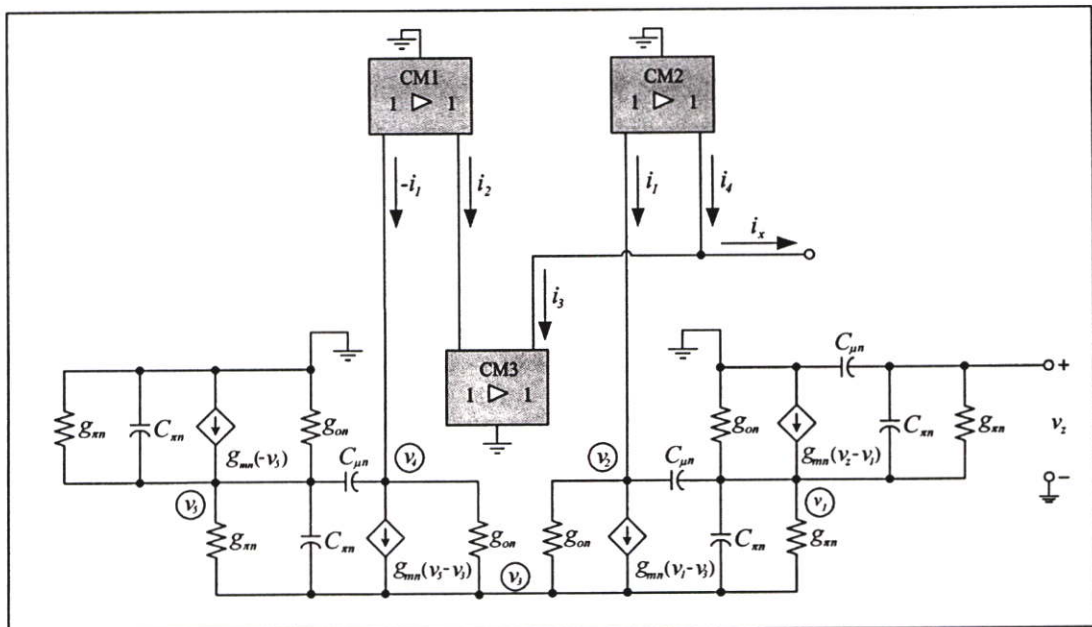
และ

$$b_2 = \frac{2C_{np} + C_{\mu p} - C_{\mu n}}{g_{mp} + 2g_{np}} \quad (๑2.10)$$

### ข3 การวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำ ( $i_x/v_z$ ) ของวงจร CDTA



รูปที่ ข5 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ ข6 วงจรสมมูลของวงจрдังรูปที่ ข5

การวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำของวงจรที่นำเสนอ สามารถทำการวิเคราะห์ได้โดยวงจรดังรูปที่ ข5 สามารถหาได้โดยอาศัยวิธีการเช่นเดียวกับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส

ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข6 การวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำ ( $G_m = i_x/v_z$ ) ของวงจร สามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาหาความสัมพันธ์แรงดันที่อินพุตได้

$$(g_{mn} + sC_{m1} + sC_{\mu1})v_z = (g_{m1} + sC_{m1})v_1 \quad (\text{ข3.1})$$

ที่โหนด  $v_1$ ;

$$(g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_z - (g_{mn} + 2g_{m1} + g_{on} + 2sC_{m1} + sC_{\mu1})v_1 + sC_{\mu1}v_2 + (g_{m1} + sC_{m1})v_3 = 0 \quad (\text{ข3.2})$$

ที่โหนด  $v_2$ ;

$$i_1 + (g_{mn} + g_{on})v_3 = (g_{mn} - sC_{\mu1})v_1 + (g_{on} + sC_{\mu1})v_2 \quad (\text{ข3.3})$$

ที่โหนด  $v_3$ ;

$$(g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_1 + g_{on}v_2 + g_{on}v_4 + (g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_5 = 2(g_{mn} + g_{m1} + g_{on} + sC_{m1})v_3 \quad (\text{ข3.4})$$

ที่โหนด  $v_4$ ;

$$i_1 + (g_{on} + sC_{\mu1})v_4 + (g_{mn} - sC_{\mu1})v_5 = (g_{mn} + g_{on})v_3 \quad (\text{ข3.5})$$

ที่โหนด  $v_5$ ;

$$(g_{m1} + sC_{m1})v_3 + sC_{\mu1}v_4 = (g_{mn} + 2g_{m1} + g_{on} + 2sC_{m1} + sC_{\mu1})v_5 \quad (\text{ข3.6})$$

จากสมการที่ (ข3.1) และสมการที่ (ข3.2) โดยกำหนดให้  $g_m \gg g_\pi \gg g_o$  จะได้

$$v_2 = \frac{(g_{m1} + sC_{m1} + sC_{\mu1})v_z - (g_{m1} + sC_{m1})v_3}{sC_{\mu1}} \quad (\text{ข3.7})$$

จากสมการที่ (ข3.1) สมการที่ (ข3.7) และสมการที่ (ข3.3) จะได้

$$v_3 = \frac{g_{mn}(g_{m1} + sC_{m1} + sC_{\mu n})v_z - (g_{m1} + sC_{m1})i_1}{g_{mn}(g_{m1} + sC_{m1})} \quad (\text{ข3.8})$$

จากสมการที่ (ข3.6) สมการที่ (ข3.8) และสมการที่ (ข3.5) จะได้

$$v_5 = \frac{g_{mn}(g_{m1} + sC_{m1} + sC_{\mu n})v_z - 2(g_{m1} + sC_{m1})i_1}{g_{mn}(g_{m1} + sC_{m1})} \quad (\text{ข3.9})$$

จากสมการที่ (ข3.1) สมการที่ (ข3.7) สมการที่ (ข3.8) และสมการที่ (ข3.9) ลงในสมการที่ (ข3.4) จะได้

$$\frac{i_1}{v_z} = \frac{g_{mn} \left( 1 + s \frac{C_{m1} + C_{\mu n}}{g_{m1}} \right)}{2 \left( 1 + s \frac{C_{m1}}{g_{m1}} \right)} \cong \frac{g_{mn}}{2} \quad (\text{ข3.10})$$

พิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแส CM1 และ CM3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสมีค่าเป็น [25]

$$\frac{i_2}{(-i_1)} = \frac{i_4}{i_1} = H_p = \frac{\left\{ 1 + s \frac{2(C_{mp} - C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{mp}} - s^2 \frac{C_{\mu p}(3C_{mp} + C_{\mu p})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{mp})} \right\}}{\left\{ 1 + s \frac{2(C_{mp} + 2C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{mp}} + s^2 \frac{C_{mp}(2C_{mp} + 5C_{\mu p}) + C_{\mu p}^2}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{mp})} \right\}} \quad (\text{ข3.11})$$

ที่วงจรสะท้อนกระแส CM2 มีค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเท่ากับ

$$\frac{i_3}{i_2} = H_n = \frac{\left\{ 1 + s \frac{2(C_{m1} - C_{\mu n})}{g_{m1} + 2g_{m1}} - s^2 \frac{C_{\mu n}(3C_{m1} + C_{\mu n})}{g_{m1}(g_{m1} + 2g_{m1})} \right\}}{\left\{ 1 + s \frac{2(C_{m1} + 2C_{\mu n})}{g_{m1} + 2g_{m1}} + s^2 \frac{C_{m1}(2C_{m1} + 5C_{\mu n}) + C_{\mu n}^2}{g_{m1}(g_{m1} + 2g_{m1})} \right\}} \quad (\text{ข3.12})$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ขั้ว  $x$  สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$i_x = i_4 - i_3$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข3.10) สมการที่ (ข3.11) และสมการที่ (ข3.12) สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$\frac{i_x}{v_z} = \frac{g_{mn}(H_p + H_n H_p)}{2}$$

จากสมการข้างบนจะได้

$$G_m = \frac{i_x}{v_z} = \frac{g_{mn} \left( 1 + s \frac{2C_m}{g_{mn} + 2g_m} + s^2 \frac{C_m(C_m + C_{\mu n})}{g_{mn}(g_{mn} + 2g_m)} \right) \left( 1 + s \frac{2(C_{np} - C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{np}} - s^2 \frac{C_{\mu p}(3C_{np} + C_{\mu p})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})} \right)}{\left( 1 + s \frac{2(C_m + 2C_{\mu n})}{g_{mn} + 2g_m} + s^2 \frac{C_m(2C_m + 5C_{\mu n}) + C_{\mu n}^2}{g_{mn}(g_{mn} + 2g_m)} \right) \left( 1 + s \frac{2(C_{np} + 2C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{np}} + s^2 \frac{C_{np}(2C_{np} + 5C_{\mu p}) + C_{\mu p}^2}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})} \right)} \quad (\text{ข3.13})$$

หากพิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ข3.13) พบว่ามีโพลอยู่ที่ตำแหน่ง โดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ

$$D(s) = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} \right) + \frac{s^2}{p_1 p_2} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_3} + \frac{1}{p_4} \right) + \frac{s^2}{p_3 p_4} \right] \quad (\text{ข3.14})$$

โดยที่  $p_i (i = 1, 2, 3, 4)$  คือ ตำแหน่งโพลของสมการที่ (ข3.13) ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $p_1$  และ  $p_2$  และ  $p_3$  และ  $p_4$  จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า  $p_2 \gg p_1$  และ  $p_4 \gg p_3$  แล้วสมการที่ (ข3.14) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) \cong \left[ 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \right] \left[ 1 - \frac{s}{p_3} + \frac{s^2}{p_3 p_4} \right] \quad (\text{ข3.15})$$

ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ข3.15) กับสมการที่ (ข3.13) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสาม มีค่าเท่ากับ

$$p_1 = - \left[ \frac{g_{mn} + 2g_{\mu n}}{2(C_{\tau n} + 2C_{\mu n})} \right] \quad (ข3.16)$$

$$p_2 = - \left[ \frac{2g_{mn}(C_{\tau n} + 2C_{\mu n})}{C_{\tau n}(2C_{\tau n} + 5C_{\mu n}) + C_{\mu n}^2} \right] \quad (ข3.17)$$

$$p_3 = - \left[ \frac{g_{mp} + 2g_{\mu p}}{2(C_{\tau p} + 2C_{\mu p})} \right] \quad (ข3.18)$$

$$p_4 = - \left[ \frac{2g_{mp}(C_{\tau p} + 2C_{\mu p})}{C_{\tau p}(2C_{\tau p} + 5C_{\mu p}) + C_{\mu p}^2} \right] \quad (ข3.19)$$

ในกรณีเดียวกันนี้ สำหรับเทอมตัวคูณของสมการที่ (ข3.13) พบว่ามีค่าซีโรอยู่สี่ตำแหน่งโดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ

$$N(s) = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \right) + \frac{s^2}{z_1 z_2} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_3} + \frac{1}{z_4} \right) + \frac{s^2}{z_3 z_4} \right] \quad (ข3.20)$$

โดยที่  $z_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) คือ ตำแหน่งของซีโรของสมการที่ (ข3.13) และประมาณว่า  $z_2 \gg z_1$  และ  $z_4 \gg z_3$  แล้ว สมการที่ (ข3.20) จึงเขียนใหม่ได้

$$N(s) \cong \left[ 1 - \frac{s}{z_1} + \frac{s^2}{z_1 z_2} \right] \left[ 1 - \frac{s}{z_3} + \frac{s^2}{z_3 z_4} \right] \quad (ข3.21)$$

จากสมการที่ (ข3.21) กับสมการที่ (ข3.13) ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ในเทอมตัวคูณจะได้ค่าเท่ากับ

$$z_1 = - \left[ \frac{g_{mn} + 2g_{\mu n}}{2C_{\tau n}} \right] \quad (ข3.22)$$

$$z_2 = - \left[ \frac{2g_{mn}}{C_{\tau n} + C_{\mu n}} \right] \quad (ข3.23)$$

$$z_3 = - \left[ \frac{g_{mp} + 2g_{\mu p}}{2(C_{\mu p} + 2C_{\mu p})} \right] \quad (ข3.24)$$

$$z_4 = \frac{2g_{mp}(C_{\mu p} - C_{\mu p})}{C_{\mu p}(3C_{\mu p} + C_{\mu p})} \quad (ข3.25)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข3.16 - ข3.19) และ (ข3.22 - ข3.25) พบว่า หากทำการประมาณค่าโดยทั่วไป จะกำหนดให้  $g_m \gg g_{\pi}$  จะได้โพล  $p_2$  และ  $p_4$  เป็นนอนโดมิแนนซ์โพล (non-dominant pole) และในทำนองเดียวกันนี้ จะได้ค่าซีโร  $z_2$ ,  $z_3$  และ  $z_4$  ที่ไม่มีผลกระทบต่อสมรรถนะทางความถี่ของวงจรจึงสามารถละทิ้งไม่ต้องนำมาพิจารณาได้ ดังนั้นจากสมการที่ (ข3.13) จะได้อัตราขยายค่าความนำ ( $G_m$ ) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$G_m = \frac{i_x}{v_z} \cong \frac{g_{mn} \left( 1 + s \frac{2C_{\mu n}}{g_{mn} + 2g_{\mu n}} \right)}{\left( 1 + s \frac{2(C_{\mu n} + 2C_{\mu n})}{g_{mn} + 2g_{\mu n}} \right) \left( 1 + s \frac{2(C_{\mu p} + 2C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{\mu p}} \right)}$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_m = \frac{i_x}{v_z} \cong \frac{H_3 N_2(s)}{(1 + c_1 s)(1 + c_2 s)} \quad (ข3.26)$$

โดยที่

$$H_3 = g_{mn}$$

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

$$c_1 = \frac{2(C_{\mu n} + 2C_{\mu n})}{g_{mn} + 2g_{\mu n}}$$

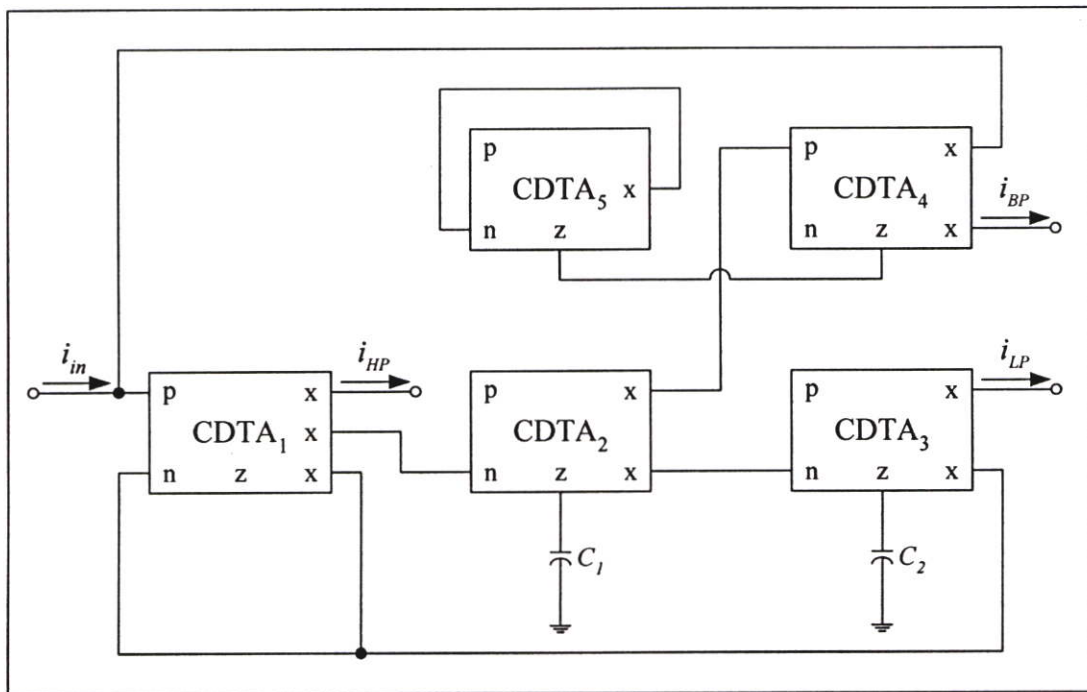
และ

$$c_2 = \frac{2(C_{\mu p} + 2C_{\mu p})}{g_{mp} + 2g_{\mu p}} \quad (ข3.27)$$

## ภาคผนวก ค

## การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติก หลายฟังก์ชันแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA

ค.1 การวิเคราะห์ห้วงจรรวมกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสแบบ KHN โดยใช้วงจร CDTA



รูปที่ ค.1 วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ KHN  
โดยใช้วงจร CDTA

จากวงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกโหมดกระแสหลายฟังก์ชันดังรูปที่ ค.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{HP} = i_{in} + i_{BP} - i_{LP} \quad (ค.1.1)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{LP} = \frac{g_{m2}g_{m3}}{s^2C_1C_2}i_{HP} \quad (ค1.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 4 จะได้

$$i_{BP} = -\frac{g_{m2}g_{m4}}{sg_{m5}C_1}i_{HP} \quad (ค1.3)$$

นำสมการที่ (ค1.2) และ (ค1.3) แทนลงในสมการที่ (ค1.1) จะได้

$$i_{HP} = i_{in} - \frac{g_{m2}g_{m4}}{sg_{m5}C_1}i_{HP} - \frac{g_{m2}g_{m3}}{s^2C_1C_2}i_{HP}$$

จากสมการข้างบนจะกลายเป็น

$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค1.4)$$

นำสมการที่ (ค1.2) แทนลงในสมการที่ (ค1.4) จะได้

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค1.5)$$

นำสมการที่ (ค1.3) แทนลงในสมการที่ (ค1.4) จะได้

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{-\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค1.6)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค1.4) , (ค1.5) และ (ค1.6) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ตามลำดับ หรือสามารถเขียนสมการได้ใหม่ดังนี้

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (ค1.7)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (ค1.8)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left( -\frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1} \right) s}{D(s)} \quad (ค1.9)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \right) \quad (ค1.10)$$

เมื่อ  $g_{mi} (i=2, 3, 4, 5)$  คือ ค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ตัวที่  $i$  เมื่อพิจารณาสมการที่ (ค1.10) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค1.11)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (ค1.12)$$

นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้  $g_{m2} = g_{m3} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (ค1.11) และ (ค1.12) ได้ใหม่ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (ค1.13)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \quad (ค1.14)$$

## ค.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทิฟ

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

$$\frac{\%change\ in\ Y}{\%change\ in\ X} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta x / x) \times 100\%} \quad (ค2.1)$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณให้มีคุณสมบัติที่ดัดนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (ค2.1) ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้  $S_x^Y$  แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์  $Y$  ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  ดังนั้นสมการที่ (ค2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$S_x^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta x / x} = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (ค2.2)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทิฟของวงจรกรองสัญญาณโหมคระแสบแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ค.1 ซึ่งมีค่า  $\omega_0$  และค่า  $Q$  ของวงจรดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค2.3)$$

$$Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (ค2.4)$$

นำสมการที่ (ค2.3) และ (ค2.4) พิจารณาค่าความไว  $\omega_0$  และค่า  $Q$  ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทิฟ  $g_{m_i}$  ( $i = 2, 3, 4, 5$ ) และ  $C_i$  ( $i = 1, 2$ ) ในวงจร โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ  $g_{m2}$  ต่อค่า  $\omega_0$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{g_{m2}}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m2}} \quad (ค2.5)$$

แทนค่าสมการที่ (ค2.3) ลงในสมการที่ (ค2.5) จะได้

$$\begin{aligned}
 S_{g_{m2}}^{\omega_0} &= \frac{g_{m2}}{\left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}\right)^{1/2}} \frac{\partial \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{m2}} \\
 &= \frac{1}{2}(g_{m2})^{1/2} \cdot (g_{m2})^{-1/2} \\
 &= \frac{1}{2}
 \end{aligned} \tag{ค2.6}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{g_{m2},g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{C_1,C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \tag{ค2.7}$$

$$S_{g_{m4},g_{m5}}^{\omega_0} = 0 \tag{ค2.8}$$

$$S_{g_{m3},C_1}^Q = -S_{g_{m2},C_2}^Q = \frac{1}{2} \tag{ค2.9}$$

และ

$$S_{g_{m5}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1 \tag{ค2.10}$$

### ค.3 การวิเคราะห์วงจรวงจรถอดสัญญาณไปคอควดราติกโหมดกระแสแบบ KHN กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

ในกรณีที่ไม่น่าเป็นอุดมคติของวงจร CDTA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร CDTA เนื่องจากความไม่น่าเป็นอุดมคติดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z \quad (ค3.1)$$

เมื่อ  $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$  ( $\varepsilon_p \ll 1$ ) และ  $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$  ( $\varepsilon_n \ll 1$ ) โดยที่  $\varepsilon_p$  และ  $\varepsilon_n$  คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว p กับขั้ว z และระหว่างขั้ว n กับขั้ว z ตามลำดับ ดังนั้นสามารถหาค่าความสัมพันธ์กระแสของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{HP} = \alpha_{p1} i_{in} + \alpha_{p1} i_{BP} - \alpha_{n1} i_{LP} \quad (ค3.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{LP} = \frac{\alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2} i_{HP} \quad (ค3.3)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{BP} = -\frac{\alpha_{n2} \alpha_{p4} g_{m2} g_{m4}}{s g_{m5} C_1} i_{HP} \quad (ค3.4)$$

นำสมการที่ (ค3.3) และ (ค3.4) แทนลงในสมการที่ (ค3.2) จะได้

$$i_{HP} = \alpha_{p1} i_{in} - \frac{\alpha_{p1} \alpha_{n2} \alpha_{p4} g_{m2} g_{m4}}{s g_{m5} C_1} i_{HP} - \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2} i_{HP}$$

จากสมการข้างบนจะกลายเป็น

$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = \frac{\alpha_{p1}s^2}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค3.5)$$

นำสมการที่ (ค3.3) แทนลงในสมการที่ (ค3.5) จะได้

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค3.6)$$

นำสมการที่ (ค3.4) แทนลงในสมการที่ (ค3.5) จะได้

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{-\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}s + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค3.7)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (ค3.5) , (ค3.6) และ (ค3.7) จะฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\alpha_{p1}s^2}{D'(s)} \quad (ค3.8)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}\right)}{D'(s)} \quad (ค3.9)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{-\left(\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1}\right)s}{D'(s)} \quad (ค3.10)$$

โดยที่ 
$$D'(s) = s^2 + \left( \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{p4}g_{m2}g_{m4}}{g_{m5}C_1} \right) s + \left( \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \right) \quad (ค3.11)$$

จากสมการที่ (ค3.11) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0'$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q'$ ) ของวงจรในกรณีที่ไม่มีปฏิกิริยา มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (ค3.12)$$

และ 
$$Q' = \frac{g_{m5}}{\alpha_{p1}\alpha_{p4}g_{m4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n3}g_{m3}C_1}{\alpha_{n2}g_{m2}C_2}} \quad (ค3.13)$$

นำสมการที่ (ค3.12) และ (ค3.13) มาวิเคราะห์หาค่าความไววงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ โดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่มีปฏิกิริยาตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}, \alpha_{n3}}^{\omega_0'} = \frac{1}{2} \quad (ค3.14)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p4}}^{\omega_0'} = 0 \quad (ค3.15)$$

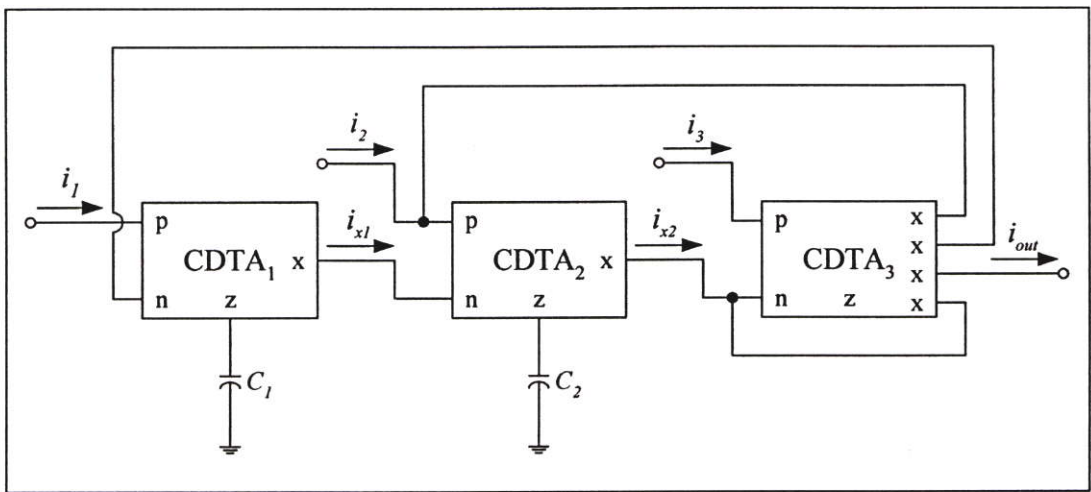
$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n3}}^{Q'} = -S_{\alpha_{n2}}^{Q'} = \frac{1}{2} \quad (ค3.16)$$

และ 
$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p4}}^{Q'} = -1 \quad (ค3.17)$$

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก  
หลายฟังก์ชันแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA

ง.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ สามอินพุต  
หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA



รูปที่ ง.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุต  
หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDTA

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายฟังก์ชันดังรูปที่ ง.1 การวิเคราะห์  
หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{x1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} (i_1 - i_{out}) \tag{ง1.1}$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{x2} = \frac{g_{m2}}{sC_2}(i_2 + i_{out} - i_{x1}) \quad (ง1.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{out} = i_3 - i_{x2} \quad (ง1.3)$$

นำสมการที่ (ง1.1) แทนลงในสมการที่ (ง1.2) จะได้

$$i_{x2} = \frac{g_{m2}}{sC_2}i_{x2} + \left( \frac{g_{m2}}{sC_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} \right) i_{out} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} i_1 \quad (ง1.4)$$

นำสมการที่ (ง1.4) แทนลงในสมการที่ (ง1.3) จะได้

$$\left( s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) i_{out} = s^2 i_3 - s \left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) i_1$$

จากสมการข้างบนเขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{out} = \left( \frac{s^2 i_3 - s \left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) i_1}{D(s)} \right) \quad (ง1.5)$$

โดยที่  $D(s) = s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$  (ง1.6)

และ  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร CDTA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$ ) ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (ง1.6) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และค่าพารามิเตอร์  $\frac{\omega_0}{Q}$  ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (ง1.12)$$

และ 
$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (ง1.13)$$

## ง.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

เมื่อนำสมการที่ (ง1.12) และ (ง1.13) มาทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรโดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.2 โดยพิจารณาหาค่าความไว  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟ  $g_{mi}$  ( $i = 1, 2$ ) และ  $C_i$  ( $i = 1, 2$ ) โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

การหาค่าความไวของ  $g_{m1}$  ต่อ  $\omega_0$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1}}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m1}} \quad (ง2.1)$$

แทนค่าสมการที่ (ค2.3) ลงในสมการที่ (ง2.1) จะได้

$$\begin{aligned} S_{g_{m1}}^{\omega_0} &= \frac{g_{m1}}{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}} \frac{\partial \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{m1}} \\ &= \frac{1}{2}(g_{m1})^{1/2} \cdot (g_{m1})^{-1/2} \\ &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (ง2.2)$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{g_{m1} \cdot g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (ง2.3)$$

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (ง2.4)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (ง2.5)$$

และ 
$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = \frac{1}{2} \quad (ง2.6)$$

### ง.3 วงจรกรองสัญญาณใบบควอดรติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบ สามอินพุท หนึ่งเอาต์พุทกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDTA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร CDTA เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{และ} \quad i_x = g_m v_z \quad (ง3.1)$$

จากสมการที่ (ง2.1) สามารถหาค่าความสัมพันธ์กระแสของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{x1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} (\alpha_{p1} i_1 - \alpha_{n1} i_o) \quad (ง3.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{x2} = \frac{g_{m2}}{sC_2} (\alpha_{p2} i_2 + \alpha_{p2} i_o - \alpha_{n2} i_{x1}) \quad (ง3.3)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร CDTA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_o = \alpha_{p3} i_3 - \alpha_{n3} i_{x2} \quad (ง3.4)$$

นำสมการที่ (ง1.1) แทนลงในสมการที่ (ง1.2) จะได้

$$i_{x2} = \frac{\alpha_{p2} g_{m2}}{sC_2} i_{x2} + \left( \frac{\alpha_{p2} g_{m2}}{sC_2} + \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} \right) i_o - \frac{\alpha_{p1} \alpha_{n2} g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} i_1 \quad (ง3.5)$$

นำสมการที่ (ง1.4) แทนลงในสมการที่ (ง1.3) จะได้

$$i_o = \frac{\alpha_{p3}s^2 i_3 - s \left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) i_1}{\left( s^2 + \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}g_{m2}}{C_2} s + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}$$

จากสมการข้างบนเขียนใหม่ได้เป็น

$$i_o = \left( \frac{\alpha_{p3}s^2 i_3 - s \left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) i_1}{D(s)} \right) \quad (ง3.6)$$

โดยที่ 
$$D(s) = s^2 + \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}g_{m2}}{C_2} s + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \quad (ง3.7)$$

จากสมการที่ (ง2.7) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency ,  $\omega_0'$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor ,  $Q'$ ) ของวงจรในกรณีที่ไม่มีเป็นอุดมคติ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (ง3.8)$$

และ 
$$Q' = \frac{1}{\alpha_{p2}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}g_{m1}C_2}{\alpha_{n3}g_{m2}C_1}} \quad (ง3.9)$$

นำสมการที่ (ง2.8) และ (ง2.9) วิเคราะห์หาค่าความไววงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ โดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ง.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}, \alpha_{n3}}^{\omega_0'} = \frac{1}{2} \quad (ง3.10)$$

$$S_{\alpha_{n_1}, \alpha_{n_2}}^{\mathcal{Q}'} = -S_{\alpha_{n_3}}^{\mathcal{Q}'} = \frac{1}{2} \quad (3.11)$$

และ

$$S_{\alpha_{p_2}}^{\mathcal{Q}'} = -1 \quad (3.12)$$

## ภาคผนวก จ

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของ  
วงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

## MODEL NR200N NPN (

+	RB	= 262.5	IRB	= 0	RBM	= 12.5
+	RC	= 25	RE	= 0.5	IS	= 242E-18
+	EG	= 1.206	XTI	= 2	XTB	= 1.538
+	BF	= 137.5	IKF	= 13.94E-3	NF	= 1.0
+	VAF	= 159.4	ISE	= 72E-16	NE	= 1.713
+	BR	= 0.7258	IKR	= 4.396E-3	NR	= 1.0
+	VAR	= 10.73	ISC	= 0	NC	= 2
+	TF	= 0.425E-9	TR	= 0.425E-8	CJE	= 0.428E-12
+	VJE	= 0.5	MJE	= 0.28	CJC	= 1.97E-13
+	VJC	= 0.5	MJC	= 0.3	XCJC	= 0.065
+	CJS	= 1.17E-12	VJS	= 0.64	MJS	= 0.4
+	FC	= 0.5)				

## MODEL PR200N PNP (

+	RB	= 163.5	IRB	= 0	RBM	= 12.27
+	RC	= 25	RE	= 1.5	IS	= 147E-18
+	EG	= 1.206	XTI	= 1.7	XTB	= 1.866
+	BF	= 110.0	IKF	= 4.718E-3	NF	= 1
+	VAF	= 51.8	ISE	= 50.2E-16	NE	= 1.65
+	BR	= 0.4745	IKR	= 12.96E-3	NR	= 1
+	VAR	= 9.96	ISC	= 0	NC	= 2
+	TF	= 0.610E-9	TR	= 0.610E-8	CJE	= 0.36E-12
+	VJE	= 0.5	MJE	= 0.28	CJC	= 0.328E-12
+	VJC	= 0.8	MJC	= 0.4	XCJC	= 0.074
+	CJS	= 1.39E-12	VJS	= 0.55	MJS	= 0.35
+	FC	= 0.5)				

## ภาคผนวก ฉ

### บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3 บทความ ดังต่อไปนี้

- [1] **W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponorn,** “Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter”, **The 2006 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2006)**, Ubonratchathani, Thailand, pp. 497-500, 2006.
- [2] **W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponorn,** “Realization of current-mode KHN biquad filter using current differencing Transconductance amplifiers”, **The 2006 International Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, Chiangmai Thailand, pp. 121-124, 2006.
- [3] **W. Tanjaroen, T. Dumawipata, W. Tangsrirat,** “TISO Cascadable current-mode multifunction filter employing current differencing transconductance amplifiers”, **International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006)**, Busan Korea, pp. 5703-5706, 2006.

# ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE




Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics/ Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

www.ecti-con.com

www.ecti-con.com



Back to content

# Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter

Wason Tanjaroen\*

Teerasilapa Dumawipata\*\*

Sumalee Unhavanich\*\*

Worapong Tangsrirat\*

Wanlop Surakamponorn\*

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

\*\* Department of Industrial Electrical Technology (IET),  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok,  
Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

## ABSTRACT

An integrable circuit technique for realizing a new active circuit building block, namely the current differencing transconductance amplifier (CDTA), is presented in this paper. The proposed circuit configuration is a synthesis of the well known current differencing buffered amplifier (CDBA) and the transconductance amplifier circuits to facilitate the realization of current-mode filters. As an example application, the CDTA-based current-mode KHN biquad filter is also given that provides the possibility of electronic tuning and reduces the number of active and passive elements.

**Keywords:** current differencing transconductance amplifier (CDTA) , current-mode filter

## 1. INTRODUCTION

Since an introduction of the current differencing buffered amplifier (CDBA) in 1999, it has been acknowledged to be a versatile active building block in designing analog circuits [1]. The CDBA can be considered as a collection of current-mode and voltage-mode unity gain amplifiers, it thus offers large dynamic range and wide bandwidth similar to its current-mode counterparts such as a second-generation current conveyor (CCII) and a current feedback amplifier (CFA) [2]. A variety of CDBA applications has also been considered by various researchers [1]-[5]. On the other hand, due to its voltage-mode operation nature, this element is thus appropriate for the implementation of particularly voltage-mode filters. In order to enjoy the inherent advantages of current-mode signal processing, an innovative design which does not involve a voltage-mode unity gain amplifier is highly desirable. Therefore, a new active element with two current inputs and two kinds of current output, namely the current differencing transconductance amplifier (CDTA), has been recently

introduced in [6]. This device is a synthesis of the well-known advantages of the CDBA and a transconductance amplifier to facilitate the implementation of current-mode active filters. However, this circuit configuration designed through the use of two CCII's and one OTA, which is less appropriate for applying to an integrated circuit (IC) form and is not suitable for high-frequency operation.

This paper proposes an alternative form for implementing a monolithically integrable CDTA that affords wider bandwidth. The proposed CDTA scheme is based on the use of a low-input-resistance current differencing circuit and an ordinary transconductance amplifier. PSPICE simulation results are used to confirm the theoretical analysis. As an application example, the current-mode Kerwin-Huelman-Newcomb (KHN) biquad filter employing the proposed CDTA's as active components is also included.

## 2. PROPOSED CIRCUIT CONFIGURATION

The circuit representation of the CDTA is shown in Fig.1(a). The terminal relation of the CDTA can be characterized by the following set of equations [6].

$$v_p = v_n = 0, \quad i_i = i_p - i_n \quad \text{and} \quad i_x = g_m v_z = g_m Z_x i_z \quad (1)$$

where  $p$  and  $n$  are input terminals,  $z$  and  $x$  are output terminals,  $g_m$  is the transconductance gain, and  $Z_x$  is an impedance connected at the terminal  $x$ . According to above equation and an equivalent circuit of Fig.1(b), the current through the terminal  $z$  follows the difference of the currents through the terminals  $p$  and  $n$  ( $i_p - i_n$ ), and flows from the terminal  $z$  into an outside impedance  $Z_x$ . The voltage drop at the terminal  $z$  is transferred to a current at the terminal  $x$  ( $i_x$ ) by a transconductance gain ( $g_m$ ), which is electronically controllable by an external bias current.

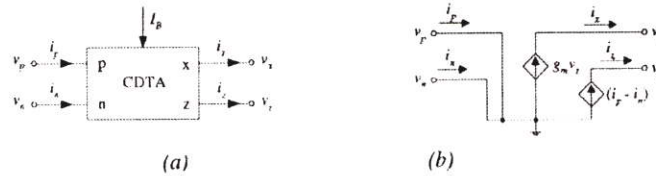


Fig.1: CDTA  
(a) circuit representation (b) equivalent circuit

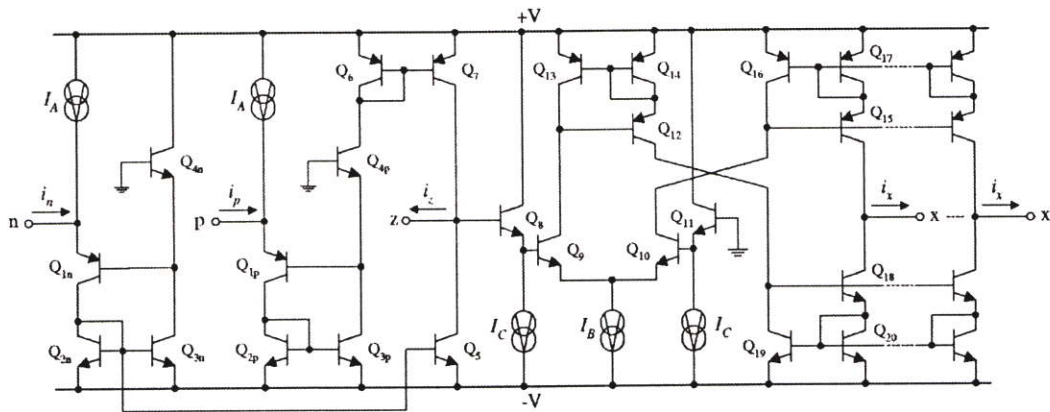


Fig.2: Proposed CDTA

The complete schematic diagram of the proposed CDTA is shown in Fig.2. It mainly consists of a current subtractor formed by current followers  $Q_{1p}$ - $Q_{4p}$  and  $Q_{1n}$ - $Q_{4n}$  [7], and a multiple-output transconductance amplifier  $Q_8$ - $Q_{20}$ . The circuit operation can be explained as follows. For simplicity, let us assume that all transistors are well identical, and their common-emitter current gains are sufficiently large ( $\beta \gg 1$ ). The input signal currents  $i_p$  and  $i_n$  are reproduced at the collectors of  $Q_{4p}$  and  $Q_{4n}$  ( $Q_5$ ) through two current mirrors formed by  $Q_{2p}$ - $Q_{3p}$  and  $Q_{2n}$ - $Q_{3n}$ , respectively. Owing to the current mirror  $Q_6$ - $Q_7$ , the currents  $i_p$  and  $i_n$  are also differenced and flow out of the terminal z. Therefore, the differential current output at terminal z ( $i_z$ ) can be given by

$$i_z = i_p - i_n \tag{2}$$

Since  $i_{C1p} \cong i_{C4p}$  and  $i_{C1n} \cong i_{C4n}$ , then  $v_{BE1p} \cong v_{BE4p}$  and  $v_{BE1n} \cong v_{BE4n}$ . Therefore, the terminals p and n are virtually grounded. The input resistances  $r_p$  and  $r_n$  looking into the input stages at the terminals p and n can be found by using the transistor small-signal model as follows.

$$r_p = \frac{1}{g_{m1p}} - \frac{1}{g_{m4p}} + \frac{1}{g_{m1p}g_{m4p}r_{\pi1p}} \tag{3}$$

and 
$$r_n = \frac{1}{g_{m1n}} - \frac{1}{g_{m4n}} + \frac{1}{g_{m1n}g_{m4n}r_{\pi1n}} \tag{4}$$

where  $g_{mi}$  and  $r_{\pi i}$  are the small-signal transconductance and the resistance between base and emitter junctions of the  $i$ -th transistor, respectively. Since  $i_{C1p} \cong i_{C4p}$  and  $i_{C1n} \cong i_{C4n}$ , equations (3) and (4) can be reduced to

$$r_p = \frac{r_{e4p}}{\beta_{1p}} \tag{5}$$

and 
$$r_n = \frac{r_{e4n}}{\beta_{1n}} \tag{6}$$

where  $r_{e4p}$  and  $r_{e4n}$  are the emitter resistances of transistors  $Q_{4p}$  and  $Q_{4n}$ , respectively. It should be noted that the input resistances at the terminals p and n of the proposed CDTA are very low values due to the feedback factor  $\beta$ .

The multiple-output transconductance amplifier  $Q_8$ - $Q_{20}$  converts the voltage drop at the terminal z ( $v_z$ ) to its corresponding differential output currents  $i_x$ . Assuming matched transistors, the collector currents of  $Q_9$  and  $Q_{10}$  can be shown to be equal to

$$i_{C9} = -i_{C10} = g_{m9} \left( \frac{v_z}{4} \right) = -g_{m10} \left( \frac{v_z}{4} \right)$$

where 
$$g_{m9} = g_{m10} = \frac{I_B}{2V_T} \tag{7}$$

and  $V_T \cong 26$  mV at 300 K is the thermal voltage. If we setting  $g_m \cong (g_{m1}/2) \cong (g_{m2}/2)$  and by three current mirrors formed by Q<sub>12</sub>-Q<sub>14</sub>, Q<sub>15</sub>-Q<sub>17</sub> and Q<sub>18</sub>-Q<sub>20</sub>, we can write  $i_x = i_{C15} - i_{C18} = i_{C10} - i_{C9} = g_m v_z$  or

$$i_x = g_m v_z = (g_m R_z) i_z \tag{8}$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the CDTA, and  $R_z$  is the resistor connected at the terminal z.

The input resistances at the terminals z and x ( $r_z$  and  $r_x$ ) using small-signal model are calculated as

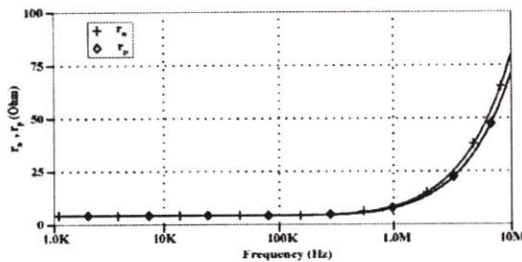
$$r_z \cong \left( \frac{r_{ce}}{2} \right) // (2\beta r_\pi) \tag{9}$$

and 
$$r_x \cong \frac{\beta r_{ce}}{4} \tag{10}$$

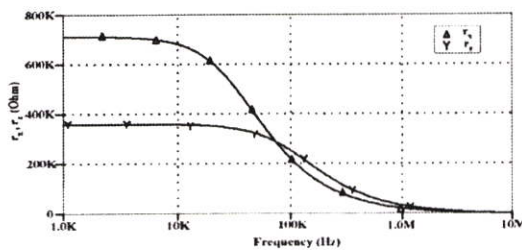
where  $r_{ce}$  is the small-signal resistance between collector and emitter junctions.

### 3. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical prediction, PSPICE simulations have been used. The proposed CDTA of Fig.2 was performed with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [8]. The DC supply voltage is  $\pm 5$ V, the DC bias currents are  $I_A = 100 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 50 \mu\text{A}$ , and  $R_z = R_x = 1$  k $\Omega$ . From the simulations, it can be found that the maximum offset current is 8  $\mu\text{A}$ , and the power consumption is 9.93 mW.



(a)



(b)

Fig.3: Frequency responses of  $r_p$ ,  $r_n$ ,  $r_z$  and  $r_w$

Fig.3 shows the simulated frequency responses of the input resistance  $r_p$ ,  $r_n$ ,  $r_z$  and  $r_w$  at the terminals p, n,

z and x. The simulation results show that  $r_p \cong r_n = 4.5 \Omega$ ,  $r_z \cong 360$  k $\Omega$  and  $r_x \cong 713$  k $\Omega$  are obtained.

Fig.4 shows the AC small-signal frequency responses of the current transfer characteristics  $i_x/i_p$  and  $i_x/i_n$ . As can be seen from the figure, the cut-off frequency  $f_c$  is approximately located at 32 MHz. The simulated frequency responses of the current transfer characteristics  $i_x/i_z$  for four different values of  $I_B$  (i.e. 50  $\mu\text{A}$ , 100  $\mu\text{A}$ , 200  $\mu\text{A}$  and 400  $\mu\text{A}$ ) are shown in Fig.5, which can be observed that the cut-off frequencies are approximately located at 17 MHz, 28 MHz, 37 MHz and 39 MHz, respectively. As shown from Fig.5, the variation of the  $i_x/i_z$  ratio as a function of  $I_B$  can be achieved that well underlines the flexibility of the proposed circuit.

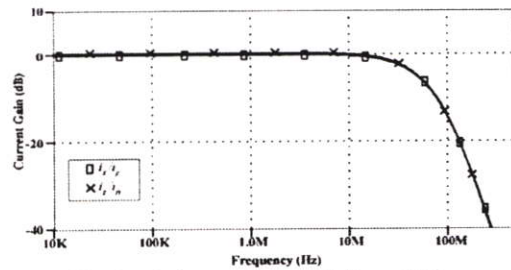


Fig.4: AC characteristics of  $i_x/i_p$  and  $i_x/i_n$

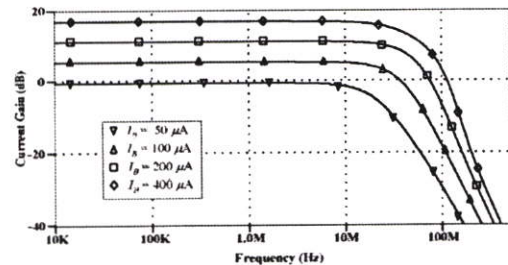


Fig.5: AC characteristics of  $i_x/i_z$  when  $I_B$  is varied.

### 4. CURRENT-MODE KHN BIQUAD FILTER USING CDТАS

In this section, an application example of the proposed CDТА as a tunable active element is introduced. Fig.6 shows the realization of the current-mode KHN biquad filter using CDТАs. From routine circuit analysis, the current transfer functions can be given by:

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\left( \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right)}{D(s)} \tag{11}$$

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{s \left( \frac{g_{m2} g_{m1} R_2}{C_1} \right)}{D(s)} \tag{12}$$

and 
$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (13)$$

where 
$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m2}g_{m4}R_2}{C_1}\right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \quad (14)$$

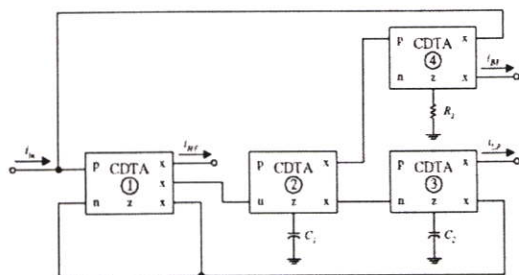


Fig.6: Current-mode KHN biquad filter using CDTAs

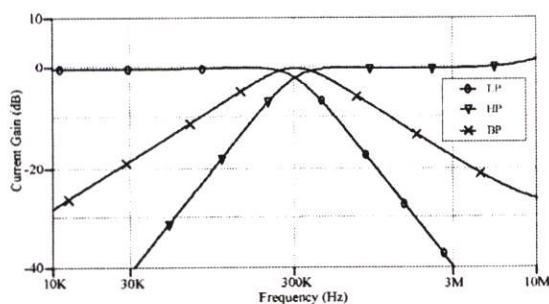


Fig.7: Simulated frequency responses of the proposed current-mode KHN biquad filter of Fig.6

The natural frequency  $\omega_0$  and the quality factor  $Q$  are calculated as :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (15)$$

and 
$$Q = \frac{1}{g_{m4}R_2} \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (16)$$

If we setting  $g_{m2} = g_{m3} = g_m$  and  $C_1 = C_2 = C$ , then equations (15) and (16) become

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad \text{and} \quad Q = \frac{1}{g_{m4}R_2} \quad (17)$$

From equation (17), the  $\omega_0$  can electronically be tuned by varying  $g_m$  without affecting the  $Q$ . For the  $Q$ -value, it can separately be controlled by adjusting  $g_{m4}$ . Therefore, the filter parameters  $\omega_0$  and  $Q$  can orthogonally controllable over a wide range by electronic means.

Fig.7 shows the simulated frequency responses of the proposed current-mode KHN biquad filter of Fig.6 with

$C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $g_{m2} = g_{m3} = 2 \text{ mA/V}$ , and  $g_{m4} = 1 \text{ mA/V}$ . This setting leads to obtain  $f_c \cong 300 \text{ kHz}$  at  $Q = 1$ . It should be noted that the filter can simultaneously realize three current transfer functions i.e. lowpass, bandpass, highpass responses, from the same configuration.

5. CONCLUSION

A design of CDTA and its application to current-mode KHN biquad filter have been proposed. The circuit is realized through the use of the current differencing circuit and a transconductance amplifier to provide further possibilities in the current-mode circuit synthesis. The proposed circuit also offers the advantages of an electronic tuning ability and full integrability. PSPICE simulations are given which verify the theoretical analysis.

6. ACKNOWLEDGEMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF), under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The supported from the ReCCIT is also acknowledged.

7. REFERENCES

- [1] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectron. J.*, vol. 30, no.2, pp. 157-160, 1999.
- [2] S. Ozoguz, A. Toker, and C. Acar, "Current-mode continuous-time fully integrator universal filter using CDBAs", *Electron. Lett.*, vol.35, 1999, pp.97-98.
- [3] J. W. Horng, "Current differential buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", *IEICE Trans. Fundamental.*, vol.E85-A, no.6, 2002, pp.1416-1419.
- [4] C. Acar and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers", *Int. J. Electron.*, vol. 90, no.4, pp. 277-283, 2003.
- [5] W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, "Realization of multiple-output biquadratic filters using current differential buffered amplifiers", *Int. J. Electron.*, vol. 92, no.6, pp. 313-325, 2005.
- [6] D. Bielek, "CDTA – Building block for current-mode analog signal processing", *Proceeding of ECCTD 2003*, Poland, 2003, pp.397-400.
- [7] H.W. Cha and K. Watanabe, "Wideband COMS current conveyor", *Electron. Lett.*, vol. 32, no.14, pp. 1245-1246, 1996.
- [8] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proc. G Circuits, Devices and Systems*, vol.140, 1993, pp.406-416.

# ITC-CSCC 2006

*The International Technical Conference on  
Circuits/Systems, Computers and Communications*

## PROCEEDINGS

VOLUME III

### *Sponsored By*

THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION  
ASSOCIATION (ECTA), THAILAND

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN  
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND

*In association with IEEE THAILAND SECTION*

# REALIZATION OF CURRENT-MODE KHN BIQUAD FILTER USING CURRENT DIFFERENCING TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

Wason Tanjaroen\*      Teerasilapa Dumawipata\*\*      Sumalee Unhavanich\*\*

Worapong Tangsrirat\*

Wanlop Surakamponorn\*

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

\*\* Department of Industrial Electrical Technology (IET),  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok,  
Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

## ABSTRACT

A single-input three-output current-mode Kerwin-Huelman-Newcomb (KHN) biquad filter using CDTAs is presented. The proposed filter which employs five CDTAs and two grounded capacitors provides the following advantageous : realization of three basic filter functions, independent current-control of the filter parameters, low-input and high-output impedances, and low passive and active sensitivities. The PSICE simulation results are given to confirm the theoretical analysis.

**Keywords:** current differencing transconductance amplifier (CDTA), Kerwin-Huelman-Newcomb (KHN), current-mode filter

## 1. INTRODUCTION

Since an introduction of a new active element with two current inputs and two kinds of current output, namely the current differencing transconductance amplifier (CDTA), in 2003, it has been acknowledged to be a versatile active building block in designing current-mode signal processing circuits [1]. This device is a synthesis of the well-known advantages of the current differencing buffered amplifier (CDBA) [2] and a transconductance amplifier to facilitate the implementation of current-mode active filters. As a result, many realizations of current-mode filters employing CDTAs as active elements have been developed by various designers [1], [3]-[7].

The Kerwin-Huelman-Newcomb (KHN) biquad filter is one of the well-known type of filter structures that consists of two lossless integrators connected in the feedback loop [8]. An important feature of this filter structure is that it can realize three standard filter transfer functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP) simultaneously. Moreover, the classical KHN structure also provides low passive and active sensitivities, low component spread, and good stability. So far, several CDTA-based current-mode KHN filters have been proposed in literature [5]-[7]. However, all of

these filters suffer from the following disadvantages : (i) the natural frequency ( $\omega_0$ ) and the quality factor ( $Q$ ) are interdependent [5]-[6]; (ii) the lack of high impedance outputs [6]; (iii) the use of an additional passive resistor [7].

The major intention of this paper is to present a CDTA-based current-mode KHN biquad filter with one input and three outputs. The circuit is composed of only five CDTAs and two grounded capacitors, which makes the circuit attractive for integration. Compare to the realization available in [5]-[7], the proposed filter offers the following advantages : (i) realization of three basic filter characteristics, i.e., LP, BP and HP simultaneously; (ii) independent current-control of  $\omega_0$  and  $Q$ ; (iii) low-input and high-output impedances; (iii) low sensitivity.

## 2. CIRCUIT DESCRIPTION

The electrical symbol of the CDTA is shown in Fig.1, where p and n are input terminals, z and x are output terminals. The terminal relation of the CDTA can be expressed by the following equations :

$$v_p = v_n = 0, \quad i_z = i_p - i_n \quad \text{and} \quad i_x = g_m v_z = g_m Z_z i_z \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the CDTA, and  $Z_z$  is an impedance connected at the terminal z. From equation (1), the current through the terminal z ( $i_z$ ) follows the difference of the currents through the terminals p and n ( $i_p - i_n$ ), and flows from the terminal z into an outside impedance  $Z_z$ . The voltage drop at the terminal z is transferred to a current at the terminal x ( $i_x$ ) by a transconductance gain ( $g_m$ ), which is electronically controllable by an external bias current.

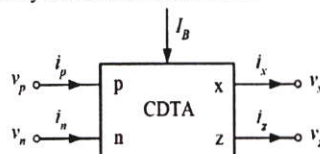


Figure 1 : Symbol of the CDTA

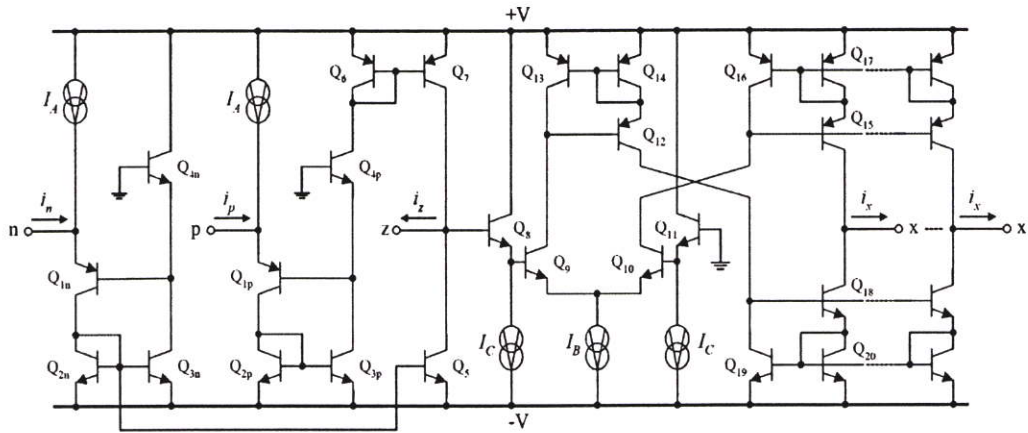


Figure 2 : Possible bipolar implementation of the CDTA

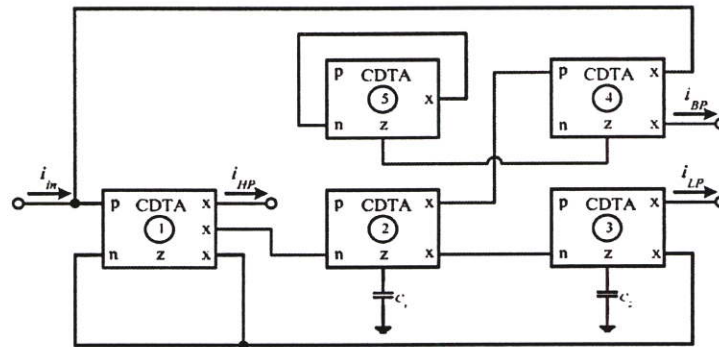


Figure 3 : Proposed current-mode KHN biquad filter using CDTA

The possible bipolar implementation of the CDTA circuit used in this work is shown in Fig.2. It mainly consists of a current subtractor formed by current followers  $Q_{1p}$ - $Q_{4p}$  and  $Q_{1n}$ - $Q_{4n}$ , and a multiple-output transconductance amplifier  $Q_5$ - $Q_{20}$  that converts the voltage drop at the terminal  $z$  ( $v_z$ ) to its corresponding differential output currents  $i_x$ . In this case, the transconductance gain  $g_m$  is directly proportional to the external bias current  $I_B$ , which can be written by [7] :

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

where  $V_T \cong 26$  mV at  $27^\circ\text{C}$  is the thermal voltage.

### 3. PROPOSED CURRENT-MODE KHN BIQUAD FILTER USING CDTA

Fig.3 shows the proposed current-mode KHN biquad filter using five CDTA and two grounded capacitors. Since all the grounded capacitors are employed, the circuit is suitable for IC implementation [9]-[10]. From routine calculations for the proposed filter, the current transfer functions can be given by :

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

$$LP = \frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\left(\frac{g_m g_{m2}}{C_1 C_2}\right)}{D(s)} \quad (4)$$

$$BP = \frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{s \left(\frac{g_{m2} g_{m4}}{g_{m5} C_1}\right)}{D(s)} \quad (5)$$

$$\text{where } D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m2} g_{m4}}{g_{m5} C_1}\right) + \left(\frac{g_m g_{m2}}{C_1 C_2}\right) \quad (6)$$

It is obvious that the proposed filter simultaneously provides the HP, LP and BP current responses with the low-impedance input and high-impedance outputs.

The parameters  $\omega_0$  and  $Q$  of the this filter can be expressed as :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (7)$$

$$\text{and} \quad Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (8)$$

Furthermore, if setting  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  and  $C_1 = C_2 = C$ , then equations (7) and (8) can be rewritten as :

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \quad (9)$$

$$\text{and} \quad Q = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \quad (10)$$

It is interesting to note that  $Q$  can electronically be controlled by adjusting  $g_{m5}/g_{m4}$  without taking an effect to  $\omega_o$  that is adjusted by  $g_m$  and/or  $C$ . Therefore, the filter parameters  $\omega_o$  and  $Q$  can orthogonally controllable over a wide range by electronic means. The sensitivities with respect to the active and passive parameters can be written as :

$$S_{g_{m2},g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{C_1,C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (11)$$

$$S_{g_{m4},g_{m5}}^{\omega_o} = 0 \quad (12)$$

$$S_{g_{m3},C_1}^Q = -S_{g_{m2},C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (13)$$

$$\text{and} \quad S_{g_{m5}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = 1 \quad (14)$$

All the filter sensitivities are within unity in magnitude.

#### 4. NON-IDEAL CASE

By taking into consideration the non-idealities of the CDTA on the frequency performance, the port relations in equation (1) can be expressed as :

$$v_p = v_n = 0, \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{and} \quad i_x = g_m v_z = g_m Z_z i_z \quad (15)$$

where  $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$  ( $\varepsilon_p \ll 1$ ),  $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$  ( $\varepsilon_n \ll 1$ ), and  $\varepsilon_p$  and  $\varepsilon_n$  are the current tracking errors from the terminal  $p$  to the terminal  $z$  and from the terminal  $n$  to the terminal  $z$ , respectively. In this case, reanalysis the proposed filter configuration of Fig.3 yields the non-ideal natural angular frequency  $\omega'_o$  and the quality factor  $Q'$  as :

$$\omega'_o = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (16)$$

$$\text{and} \quad Q' = \frac{g_{m5}}{\alpha_{p1}\alpha_{p4}g_{m4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n3}g_{m3}C_1}{\alpha_{n2}g_{m2}C_2}} \quad (17)$$

where  $\alpha_{pi}$  and  $\alpha_{ni}$  are the parameters  $\alpha_p$  and  $\alpha_n$  of the  $i$ -th CDTA, respectively. The active sensitivities for non-ideal case are written as :

$$S_{\alpha_{n1},\alpha_{n2},\alpha_{n3}}^{\omega'_o} = \frac{1}{2} \quad (18)$$

$$S_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}}^{\omega'_o} = 0 \quad (19)$$

$$S_{\alpha_{n1},\alpha_{n3}}^{Q'} = -S_{\alpha_{n2}}^{Q'} = \frac{1}{2} \quad (20)$$

$$\text{and} \quad S_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}}^{Q'} = -1 \quad (21)$$

The active sensitivities of  $\omega'_o$  and  $Q'$  with respect to  $\alpha_p$  and  $\alpha_n$  are less than unity.

#### 5. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical analysis, PSPICE simulation has been used to confirm the characteristics of the proposed filter of Fig.3. In simulations, the CDTA was performed with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [11],  $\pm V = 5V$ , and  $I_A = 100 \mu A$ ,  $I_B = 100 \mu A$ ,  $I_C = 50 \mu A$ . The grounded capacitors were chosen as :  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ .

Fig.4 shows the simulated frequency responses of the proposed filter with  $g_{m1} = g_{m2} = g_m = 2 \text{ mA/V}$  and  $g_{m4} = g_{m5} = 1 \text{ mA/V}$ . This setting leads to obtain  $f_o = \omega_o/2\pi \approx 300 \text{ kHz}$  at  $Q = 1$ .

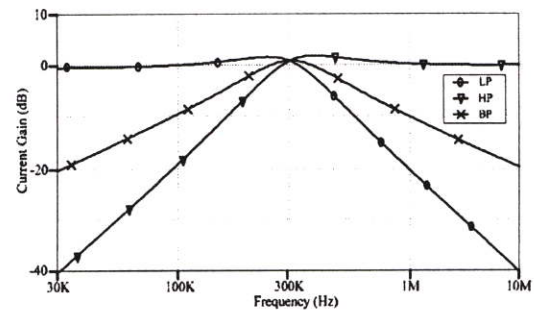


Figure 4 : Simulated frequency responses of the proposed filter

To demonstrate the  $\omega_o$  tuning without effecting the  $Q$ , the transconductance gains  $g_m$  ( $= g_{m1} = g_{m2}$ ) were varied simultaneously for the values  $0.63 \text{ mA/V}$ ,  $2 \text{ mA/V}$ , and  $6.3 \text{ mA/V}$  at a constant  $Q = 1$ . The corresponding results of the BP filter are shown in Fig.5.

For the controllability of the  $Q$  by adjusting the ratio of  $g_{m5}/g_{m4}$ , Fig.6 shows the simulated frequency responses of the BP filter when  $Q$  is respectively adjusted to 1, 2 and 5, while keeping  $f_o$  constant at  $300 \text{ kHz}$ . All resulting figures show that the simulated frequency characteristics

of the proposed filter appear to be in approximate agreement with the calculation values.

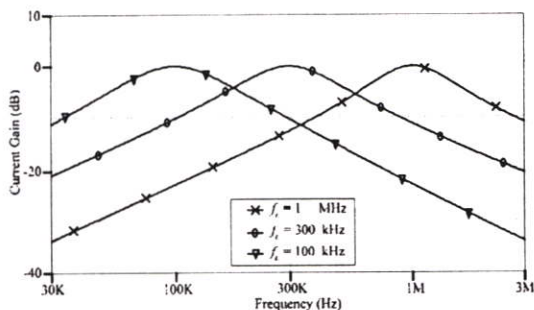


Figure 5 : Simulated frequency responses of the BP response when  $f_o$  is varied.

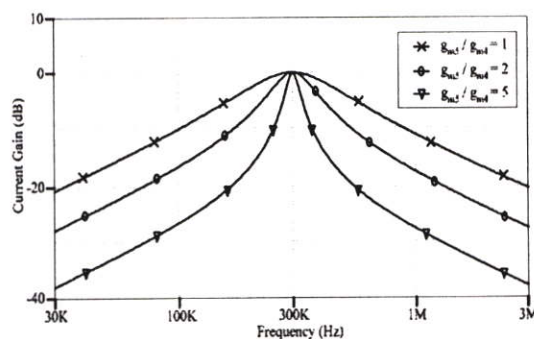


Figure 6 : Simulated frequency responses of the BP response when  $Q$  is varied.

## 6. CONCLUSIONS

The realization of current-mode KHN biquad filter using CDAs is proposed. The filter can be realized the HP, LP and BP current responses without any change in the circuit topology. The parameters  $\omega_o$  and  $Q$  can be tuned independently by electronic means and the circuit sensitivities are also low. Owing to the use of only grounded capacitors, the proposed filter is suitable for an IC implementation. PSPICE simulations are given which verify the theoretical analysis.

## 7. ACKNOWLEDGEMENT

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

## 8. REFERENCES

- [1] D. Birolek, "CDTA-Building block for current-mode analog signal processing", *Proceeding of ECCTD 2003*, Poland, 2003, pp.397-400.
- [2] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectron. J.*, vol. 30, no.2, pp. 157-160, 1999.
- [3] D. Birolek, V. Biolkova, "Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design", *Proceeding of the CICC 2003*, Corfu, Greece; ISBN 960-8052-82-3 (CD), 2003.
- [4] A. T. Bekri, F. Anday, "Nth-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers", *Proceeding of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*, vol. 2, pp.193-196, 2005.
- [5] D. Birolek, V. Biolkova, "CDTA-C current-mode universal 2<sup>nd</sup>-order filter", *Proceeding of the 5<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications*, Malta, September 15-17, pp.411-414, 2005.
- [6] A. U. Keskin, D. Birolek, E. Hancioglu, V. Biolková, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol.60, pp.443-446, 2006.
- [7] W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter", *Proceeding of ECTI-CON 2006*, Ubon-ratchathani, Thailand, May 10-13, pp.497-500, 2006.
- [8] W. Kerwin, L. Huelsman, and R. Newcomb, "State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-2, pp.87-92, 1967.
- [9] M. Bhusan, R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [10] K. Pal, R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, vol.18, p.47, 1982.
- [11] 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.

Final Program & Digest Book



# SICE-ICCAS 2006

SICE - ICASE International Joint Conference 2006



October 18 - 21, 2006

BEXCO(Busan Exhibition & Convention Center), Busan, KOREA



The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan (<http://www.sice.or.jp>)



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers (ICASE), Korea (<http://icase.or.kr>)

## TISO Cascadable Current-Mode Multifunction Filter Employing Current Differencing Transconductance Amplifiers

Wason Tanjaroen<sup>1</sup>      Teerasilapa Dumawipata<sup>2</sup>      Worapong Tangsrirat<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Department of Control Engineering, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
 (E-mail: eng\_oui@hotmail.com, ktworapo@kmitl.ac.th)

<sup>2</sup> Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB), Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

**Abstract:** A circuit realization of a current-mode multifunction filter with three inputs and one output employing current differencing transconductance amplifiers (CDTAs) as active components is presented in this paper. The proposed circuit employs only three CDTAs and two grounded capacitors and exhibit low-input and high-output impedances, which is very suitable for an integrated circuit implementation and easy cascading in the current-mode operations. By properly selecting the input current terminals, the proposed filter can realize all standard biquadratic functions, i.e., the lowpass (LP), highpass (HP), bandpass (BP), bandstop (BS) and allpass (AP) filtering functions without changing the circuit configuration. The natural frequency ( $\omega_0$ ) and the bandwidth ( $\omega_0/Q$ ) of the proposed filter can electronically be tuned by controlling the bias current of the CDTA. The filter also provides the low active and passive sensitivities. Simulation results with PSPICE are used to confirm the presented theory.

**Keywords:** Current Differencing Transconductance Amplifier (CDTA), multifunction filter, current-mode circuit

### 1. INTRODUCTION

Recently, a new current-mode active building block, which is called as a current differencing transconductance amplifier (CDTA), has been proposed [1]. This device that has two current inputs and two kinds of current output provides an easy implementation of current-mode active filters [2]. It also exhibits the ability of electronic tuning by the help of its transconductance gain ( $g_m$ ). All these advantages together with its current-mode operation nature make the CDTA a promising choice for realizing the current-mode filters. As a result, many implementations of CDTA-based circuits have also been developed by various researchers [2]-[5].

The work in [2] introduces universal biquad filters which can simultaneously realize lowpass (LP), highpass (HP) and bandpass (BP) current responses. However, they suffer from the use of a large number of passive components. Furthermore, the realization of HP response is not in high output impedance, and the bandstop (BS) and allpass (AP) responses cannot be realized from this configuration. On the other hand, an  $N^{\text{th}}$ -order lowpass filter circuit using CDTAs is proposed in [3]. However, this configuration is restricted for only lowpass transfer function design. Moreover, it also requires an additional passive resistor. In [4], the CDTA-based current-mode single-input three-output filter is reported. It permits the realization of only three basic filter functions LP, BP, and HP responses simultaneously at high impedance output. While the circuit proposed in [5] requires four CDTAs, and an external passive resistor for its realization. Theoretically, the current-mode filter should exhibit both low-input and high-output impedances to allow easy cascading and to enable additional filter responses by a simple connection of the outputs. Furthermore, the current-mode filter that permits the

implementation of all basic filter functions LP, BP, HP, BS and AP responses, and enjoys the advantages of grounded passive capacitors, is preferable in active filter design.

Therefore, in this paper, we present a novel three-input single-output (TISO) current-mode multifunction using only three CDTAs and two grounded capacitors. The filter has very low-input and high-output impedances, which is easy cascading in current-mode operation. The proposed filter can generate all the standard filter functions, i.e., LP, BP, HP, BS, and AP, from the same circuit configuration. All the active and passive sensitivities are low, and the natural frequency ( $\omega_0$ ) and the bandwidth ( $\omega_0/Q$ ) can independently be tuned by electronic means through controlling the bias currents of the CDTAs. The use of only grounded capacitors, which is especially interested from the integrated circuit (IC) fabrication point of view [6]-[7]. The performances of the proposed filter can be checked and simulated by PSPICE.

### 2. CIRCUIT DESCRIPTION

The electrical symbol of the CDTA is shown in Fig.1(a), where p and n are input terminals, z and x are output terminals. The terminal relation of the CDTA can be expressed by the following equations :

$$v_p = v_n = 0, i_z = i_p - i_n \text{ and } i_x = g_m v_z = g_m Z_z i_z \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the CDTA, and  $Z_z$  is an impedance connected at the terminal z. From equation (1) can conclude that equivalent circuit Fig.1(b), the current through the terminal z ( $i_z$ ) follows the difference of the currents through the terminals p and n ( $i_p - i_n$ ), and flows from the terminal z into an outside impedance  $Z_z$ . The voltage drop at the terminal z

is transferred to a current at the terminal x ( $i_x$ ) by a transconductance gain ( $g_m$ ), which is electronically controllable by an external bias current.

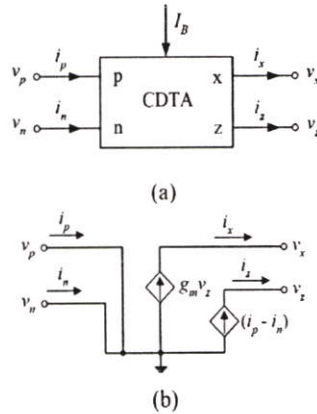


Figure 1 : CDTA  
(a) its symbol (b) equivalent circuit

The possible bipolar implementation of the CDTA circuit used in this work is shown in Fig.2. It mainly consists of a current subtractor formed by current followers  $Q_{1p}$ - $Q_{4p}$  and  $Q_{1n}$ - $Q_{4n}$ , and a multiple-output transconductance amplifier  $Q_8$ - $Q_{20}$  that converts the voltage drop at the terminal z ( $v_z$ ) to its corresponding differential output currents  $i_x$ . In this case, the transconductance gain  $g_m$  is directly proportional to the external bias current  $I_B$ , which can be written by :

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

where  $V_T \cong 26$  mV at  $27^\circ\text{C}$  is the thermal voltage.

### 3. PROPOSED CIRCUIT

The proposed TISO current-mode multifunction filter employing CDTAs and two grounded capacitors is shown in Fig.3. Note that the filter possesses very

low-input and high-output impedance levels, which is expected to simplify the cascading connections for the current-mode operations. Since all the grounded capacitors are employed, the circuit is suitable for IC implementation [6]-[7]. From routine calculations for the proposed filter, the current transfer functions can be given by :

$$i_o = \frac{s^2 i_3 - s \left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right) i_2 + \left( \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right) i_1}{D(s)} \tag{3}$$

where  $D(s) = s^2 + s \left( \frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \left( \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right)$  (4)

From equations (3) and (4), the LP, HP, BP, BS and AP output currents can be obtained by appropriately selecting input currents from the following specifications:

1. LP when  $i_1 = i_n$  and  $i_2 = i_3 = 0$ ;
2. HP when  $i_3 = i_n$  and  $i_1 = i_2 = 0$ ;
3. BP when  $i_2 = i_n$  and  $i_1 = i_3 = 0$ ;
4. BS when  $i_1 = i_3 = i_n$  and  $i_2 = 0$ ;
5. AP when  $i_1 = i_2 = i_3 = i_n$ .

The parameters  $\omega_o$  and  $\omega_o/Q$  of the this filter can be expressed as :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \tag{5}$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{g_{m2}}{C_2} \tag{6}$$

From equations (5) and (6) it can be seen that the parameter  $\omega_o$  can electronically be controlled by adjusting  $g_{m1}$  without taking an effect to the parameter  $\omega_o/Q$ . Therefore, the filter parameters  $\omega_o$  and  $\omega_o/Q$  are orthogonally controllable by electronic means via adjusting the auxiliary bias current of the CDTA.

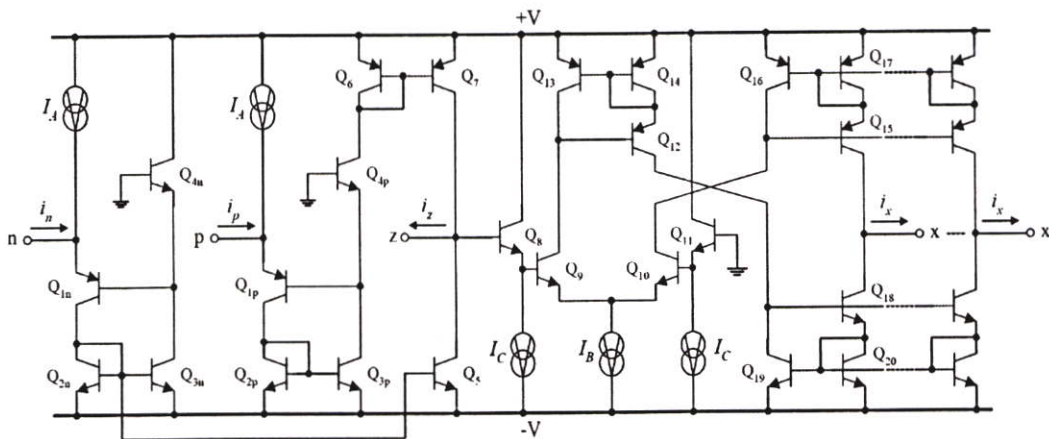


Figure 2 : Possible bipolar implementation of the CDTA

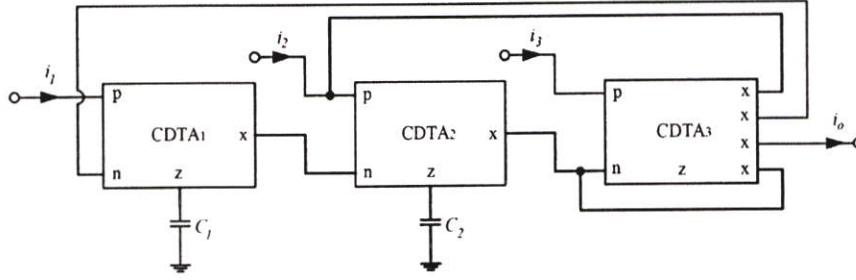


Figure 3: Proposed cascadable current-mode multifunction filter employing CDTAs

The sensitivities with respect to the active and passive parameters can be written as :

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (7)$$

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

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

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

All the filter sensitivities are within unity in magnitude.

#### 4. NON-IDEAL CASE

By taking into consideration the non-idealities of the CDTA on the frequency performance, the port relations in equation (1) can be rewritten as :

$$v_p = v_n = 0, i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \text{ and } i_x = g_m v_z = g_m Z i_z \quad (11)$$

where  $\alpha_p = 1 - \epsilon_p$  ( $\epsilon_p \ll 1$ ),  $\alpha_n = 1 - \epsilon_n$  ( $\epsilon_n \ll 1$ ), and  $\epsilon_p$  and  $\epsilon_n$  are the current tracking errors from the terminal  $p$  to the terminal  $z$  and from the terminal  $n$  to the terminal  $z$ , respectively. Hence, re-analysis the proposed filter configuration of Fig.3 yields the non-ideal natural angular frequency  $\omega_o'$  and the quality factor  $Q'$  as :

$$\omega_o' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \alpha_{n3} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (12)$$

$$Q' = \frac{1}{\alpha_{p2}} \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} g_{m1} C_2}{\alpha_{n3} g_{m2} C_1}} \quad (13)$$

where  $\alpha_{pi}$  and  $\alpha_{ni}$  are the parameters  $\alpha_p$  and  $\alpha_n$  of the  $i$ -th CDTA, respectively. The active sensitivities for non-ideal case are written as :

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}, \alpha_{n3}}^{\omega_o'} = \frac{1}{2} \quad (14)$$

$$S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}}^{Q'} = -S_{\alpha_{n3}}^{Q'} = \frac{1}{2} \quad (15)$$

$$S_{\alpha_{p2}}^{Q'} = -1 \quad (16)$$

From equations (14)-(15), the active sensitivities of  $\omega_o'$  and  $Q'$  with respect to  $\alpha_p$  and  $\alpha_n$  are less than unity.

#### 5. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical analysis, PSPICE simulation has been used to confirm the characteristics of the proposed filter of Fig.3. In simulations, the CDTA was performed with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [8]. The bias conditions are  $\pm V = 5V$ , and  $I_A = 100 \mu A$ ,  $I_C = 50 \mu A$ .

To obtain  $f_o = \omega_o/2\pi \cong 300$  kHz at  $Q = 1$ , the active and passive components were chosen as :  $g_{m1} = g_{m2} = 2$  mA/V ( $I_B = 100 \mu A$ ), and  $C_1 = C_2 = 1$  nF. Fig.4 shows the simulated frequency responses of the LP, HP and BP characteristics of the proposed filter. The simulated frequency response for the BS filter is also shown in Fig.5. From both simulation results, it can be seen that the proposed TISO filter performs the basic filter functions well.

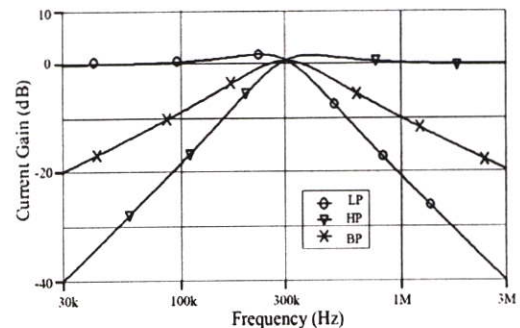


Figure 4 : Simulated frequency responses of LP, HP and BP characteristics of the proposed filter

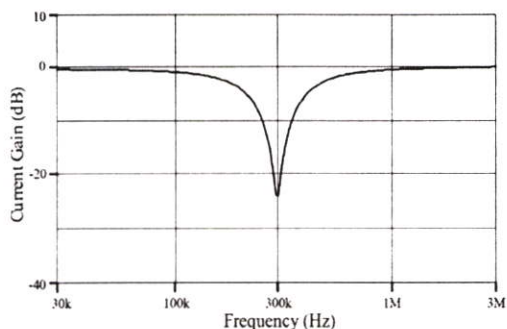


Figure 5 : BS responses of the proposed filter

Fig.6 shows the gain and phase characteristics of the AP response, which is obvious that the simulated responses are found to be in good agreement with the theoretically predicted behavior.

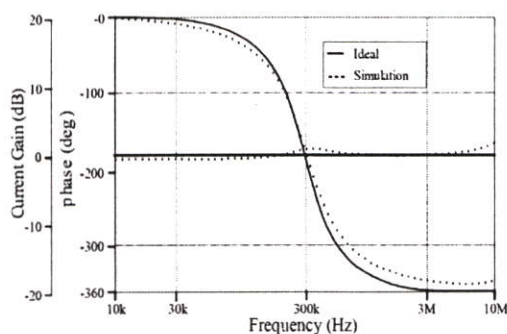


Figure 6 : AP responses of the proposed filter.

## 6. CONCLUSIONS

A cascable current-mode multifunction filter with three inputs and single output using CDAs has been presented. The circuit comprising three CDAs and two grounded capacitors can offers the following attractive advantages:

- 1) Realization of all the general biquadratic filter functions, i.e., LP, HP, BP, BS and AP, without changing circuit configuration.
- 2) Independent current control of the parameters  $\omega_o$  and  $\omega_o/Q$ .
- 3) Low-input and high-output impedances, which is suitable for cascading in current-mode operation.
- 4) Low passive and active sensitivities.
- 5) Fewer passive and active components.

## REFERENCES

- [1] D. Birolek, "CDTA-Building block for current-mode analog signal processing", *Proceeding of ECCTD 2003*, Poland, 2003, pp.397-400.
- [2] D. Birolek, V. Biolkova, "Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design", *Proceeding of CICC 2003*, Athens Greece, 2003,

pp. 8-12.

- [3] A. T. Bekri, F. Anday, "Nth-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers", *Proceeding of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*, vol. 2, pp.193-196, 2005.
- [4] D. Birolek, V. Biolkova, "CDTA-C current-mode universal 2<sup>nd</sup>-order filter", *Proceeding of the 5<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications*, Malta, September 15-17, pp.411-414, 2005.
- [5] W. Tanjaroen, T. Dumawipata, S. Unhavanich, W. Tangsrirat, W. Surakamponrom, "Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter", *Proceeding of ECTI-CON 2006*, Ubon-ratchathani, Thailand, May 10-13, pp.497-500, 2006.
- [6] M. Bhusan, R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [7] K. Pal, 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 Proc. G: Circuits, Devices and Systems*, vol. 140, pp.406-416, 1993.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย วสันต์ ดันเจริญ
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 15 ตุลาคม 2525
ที่อยู่	18 ถ.ประสิทธิ์พัฒนา ต.หน้าเมือง อ.เมือง จ.ปราจีนบุรี 25000 โทร. 037-211809 และ 086-7065992
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2546 และในปีการศึกษา 2547 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง