

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน
โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก

DESIGN OF MULTIFUNCTION FILTER CIRCUITS
USING ONLY OAs AND OTAs

เจษฎาพร สัตานทรัพย์
JETSAPORN SATANSUP

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน
โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก

DESIGN OF MULTIFUNCTION FILTER CIRCUITS
USING ONLY OAs AND OTAs

เจษฎาพร สदानทรัพย์
JETSAPORN SATANSUP

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

**DESIGN OF MULTIFUNCTION FILTER CIRCUITS
USING ONLY OAs AND OTAs**

JETSDAPORN SATANSUP

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL 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	การออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โดยใช้ฮอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก
นักศึกษา	ว่าที่ ร.ต. เกษฎาพร สถานทรัพย์
รหัสนักศึกษา	47060551
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโดยใช้ฮอปแอมป์และโอทีเอ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟเพียงเท่านั้นปราศจากอุปกรณ์แบบพาสซีฟจากภายนอก ทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และแบบมอส เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอทฤษฎีและหลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมกระแสไบอัสของโอทีเอ ผลการทำงานของวงจรที่ออกแบบขึ้นได้ศึกษาและยืนยันด้วยการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	Design of Multifunction Filter Circuits Using Only OAs and OTAs
Student	Acting 2 Lt. Jetsdaporn Satansup
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Worapong Tangsirat

ABSTRACT

This thesis proposes a method to design multifunction filter circuits, which are composed only of internally compensated type operational amplifiers (OAs) and operational transconductance amplifiers (OTAs). The proposed filters are suitable for integrated circuits implementation in either bipolar or CMOS technologies, since they do not require any external passive elements. The circuit configurations are presented both in current-mode and voltage-mode operations. In addition, the circuit characteristics can be electronically tuned through adjusting the bias currents of the OTAs. The performances of the circuits are studied and verified by using SPICE simulation program.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ดีด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้
รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ที่ปรึกษา บุคคลเหล่านั้น
ผู้ร่วมทำวิจัย ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างเต็มที่ และฝึกฝน
ให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนการอบรม
สั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆ ในการดำเนินชีวิตรวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียนให้สามารถ
เป็นนักวิจัยที่ดี ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวัจจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบ
ควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำ
วิทยานิพนธ์นี้

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยี
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและ
นำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจนทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for
Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผล
สัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้การสนับสนุนวัสดุอุปกรณ์ในการทำวิจัย
ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ
และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เกษฎาพร สถานทรัพย์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 หลักการของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการทำงานของออปแอมป์.....	4
2.3 หลักการทำงานของโอทีเอ.....	14
2.4 สรุป.....	27
บทที่ 3 ทฤษฎีของวงจรกรองสัญญาณ.....	28
3.1 กล่าวนำ.....	28
3.2 หลักการทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณ.....	29
3.2.1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	31
3.2.2 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง.....	31
3.2.3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่.....	32
3.2.4 วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่.....	32
3.2.5 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่.....	33
3.3 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติก.....	33
3.4 สรุป.....	35

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้ออปแอมป์และ ไอทีเอ	
เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก	36
4.1 กล่าวนำ.....	36
4.2 วงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสที่นำเสนอ	36
4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ.....	39
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	40
4.5 สรุป	43
บทที่ 5 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดัน โดยใช้ออปแอมป์และ ไอทีเอ	
เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก	44
5.1 กล่าวนำ.....	44
5.2 วงจรกรองสัญญาณ โหมดแรงดันที่นำเสนอ	44
5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ.....	46
5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	47
5.5 สรุป	50
บทที่ 6 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและ โหมดแรงดัน	
โดยใช้ออปแอมป์และ ไอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก	51
6.1 กล่าวนำ.....	51
6.2 วงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสและ โหมดแรงดันที่นำเสนอ	51
6.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ.....	53
6.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	54
6.5 สรุป	57
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	58
7.1 บทสรุป.....	58
7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ	59
เอกสารอ้างอิง.....	60

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	63
ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคกระแสโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก	64
ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคแรงดันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก	77
ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคกระแสและโหมคแรงดันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์ แอกทีฟหลัก.....	89
ภาคผนวก ง บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	106
ประวัติผู้เขียน	122

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 พารามิเตอร์ต่างๆของอปแอมป์.....	8

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรมมูลของออปแอมป์..... 5
2.2	วงจรมมูลอย่างง่ายของออปแอมป์..... 5
2.3	สัญลักษณ์ของออปแอมป์ 5
2.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตรายขยายรูปเปิดของออปแอมป์ 7
2.5	ผลตอบสนองทางความถี่ของเฟสของอัตรายขยายรูปเปิดของออปแอมป์ 7
2.6	วงจรมมูลของออปแอมป์ เบอร์ 741/101 A 9
2.7	วงจรมมูลขยายสัญญาณผลต่าง..... 10
2.8	วงจรมมูลขยายคอมมอนอีมิเตอร์ 12
2.9	วงจรมมูลขยายอีมิเตอร์ตาม..... 13
2.10	สัญลักษณ์ของโอทีเอและวงจรมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ..... 15
2.11	วงจรมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ..... 16
2.12	ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ 17
2.13	วงจรมมูลขยายสัญญาณผลต่าง..... 18
2.14	ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตของโอทีเอเมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต..... 19
2.15	สัญลักษณ์ของวงจรมมูลสะท้อนกระแส 21
2.16	วงจรมมูลสะท้อนกระแส..... 22
2.17	วงจรมมูลของโอทีเอ 26
2.18	โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ..... 26
2.19	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตรายขยายค่าความนำ ความต้านทานอินพุต และความต้านทานอินพุต กับกระแสไบอัสของโอทีเอ..... 27
3.1	ระบบของวงจรมมูลขยายสัญญาณ..... 29
3.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูลขยายสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบอุดมคติ..... 31
3.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูลขยายสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงแบบอุดมคติ..... 31
3.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูลขยายสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่แบบอุดมคติ.. 32
3.5	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูลขยายสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่แบบอุดมคติ..... 32
3.6	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูลขยายสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่แบบอุดมคติ 33
4.1	วงจรมมูลขยายสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมครกระแสที่นำเสนอ 36
4.2	วงจรมมูลโอทีเอสองเอาต์พุต..... 40
4.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมมูล..... 41

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B2}	41
4.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}	42
5.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดันที่นำเสนอ	44
5.2 วงจร โอทีเอ	48
5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	48
5.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1}	49
5.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}	49
6.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและ โหมดแรงดันที่นำเสนอ	51
6.2 วงจร โอทีเอ	55
6.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	55
6.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1}	56
6.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}	56
ก.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส	61
ข.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดัน	74
ค.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและ โหมดแรงดัน	86

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมา การสังเคราะห์วงจรอนาล็อกฟังก์ชัน (analog function circuit) โดยอาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์ (operational amplifier, OA) ได้รับความสนใจและพัฒนามากขึ้นเป็นลำดับ เนื่องจากเหมาะกับการนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมและรองรับการปฏิบัติงานที่ความถี่สูง [1]-[2] โดยมีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรโดยใช้ออปแอมป์คู่ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุมาบ้างแล้ว [3]-[5] อีกหลักการหนึ่งคือการออกแบบวงจรใช้โอทีเอ (operational transconductance amplifier, OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain, g_m) ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้าง โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของโอทีเอ ตัวอย่างเช่น การออกแบบวงจรกรองสัญญาณที่ประกอบด้วยโอทีเอคู่ร่วมกับตัวเก็บประจุ (OTA-C) [6]-[8]

ในปัจจุบันแนวทางการวิจัยได้มีการเปลี่ยนรูปแบบวงจร โดยใช้ออปแอมป์คู่ร่วมกับโอทีเอ เพื่อลดจำนวนตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกของวงจรจะอาศัยคุณสมบัติโพลโดมิแนนท์ภายในของออปแอมป์ และอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอเป็นสำคัญ ทำให้เกิดความเหมาะสมกับการนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมและเกิดความสะดวกและคล่องตัวในการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจร แม้ว่าที่ผ่านมาจะได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอขึ้นมาบ้าง [9]- [11] แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรทั้งหมดนั้นถูกออกแบบให้อยู่ในรูปแบบของวงจรกรองสัญญาณแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (multiple-input multiple-output, MIMO) ถึงแม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุทหลายเอาต์พุท (single-input multiple-output, SIMO) ขึ้นมาบ้าง [12] แต่อย่างไรก็ตามพบว่ายังคงออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นจำนวนมาก

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุทหลายเอาต์พุทแบบใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก โดยปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก โดยพยายามลดอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยลง แต่ยังคงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรเดิมเอาไว้ ซึ่งวิทยานิพนธ์ที่ได้นำเสนอขึ้นนี้มีที่น่าสนใจดังต่อไปนี้

1. การทำงานของวงจรที่นำเสนออาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์เป็นหลักทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงปฏิบัติงานที่ความถี่สูง [13-14]

2. คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร นอกจากนี้หากทำการออกแบบวงจรดังกล่าวภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์จะทำให้ค่าความไวของอุณหภูมิ (temperature sensitivity) ที่มีผลต่ออัตราขยายค่าความนำ (g_m) ได้ถูกชดเชยลงไปด้วย (temperature compensation)
3. เนื่องจากวงจรที่ได้ออกแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลักทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และแบบมอส
4. วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟในวงจรที่น้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอก่อนหน้านี้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติและหลักเกณฑ์ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งทำงานในโหมดกระแส โหมดแรงดัน รวมถึงโหมดกระแสและโหมดแรงดัน สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรมีความสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอ โดยวงจรที่ได้ออกแบบมีจุดเด่นที่แตกต่างจากหลักการเดิม คือ ประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลักเพียงเท่านั้น วงจรจะอาศัยคุณสมบัติโพล โดมิแนนท์ภายในของโอปแอมป์และอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอเป็นสำคัญและปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้น้อยกว่าหลักการที่นำเสนอก่อนหน้านี้ ซึ่งทำให้เหมาะสมอย่างมากสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรมีความสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจรอีกด้วย

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทและ 4 ภาคผนวก โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำจะเป็นการกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการดำเนินงานของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟ ได้แก่ ออปแอมป์และโอทีเอ

บทที่ 3 เป็นการนำเสนอทฤษฎีการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแส โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก และผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแส โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก และผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันแบบทำงานทั้งในโหมดกระแสและ โหมดแรงดัน โดยใช้ออปแอมป์และ โอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก และผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น

บทที่ 7 เป็นบทสรุปงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้และข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

ส่วนในช่วงท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งได้แก่

ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้ออปแอมป์และ โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก

ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดัน โดยใช้ออปแอมป์และ โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก

ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและ โหมดแรงดัน โดยใช้ออปแอมป์และ โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก

ภาคผนวก ง แสดงผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

หลักการของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก

2.1 กล่าวนำ

ในช่วง 10 ปีที่ผ่านมาผู้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรนาฬิกาลอกฟังก์ชันโดยใช้ประโยชน์จากโพลภายในของออปแอมป์กันอย่างกว้างขวาง สำหรับวงจรดังกล่าวมีข้อดีคือมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมและมีช่วงการปฏิบัติงานที่ความถี่สูง [1-2] นอกจากนี้การออกแบบสร้างวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟโดยใช้โอทีเอมีข้อดีมากมาย อาทิเช่น ง่ายต่อการออกแบบ สามารถสร้างเป็นวงจรรวมและปรับค่าอัตราขยายความนำได้ง่าย เป็นต้น [15] ดังนั้นจึงได้มีแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรรวมฟังก์ชันเพื่อลดจำนวนตัวต้านทานและตัวเก็บประจุโดยอาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์ชนิดที่มีตัวเก็บประจุชดเชย (internally compensated capacitor) และโอทีเอเพียงเท่านั้น ดังนั้นในบทนี้จึงได้อธิบายถึงคุณสมบัติและหลักการทำงานพื้นฐานของออปแอมป์และโอทีเอซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

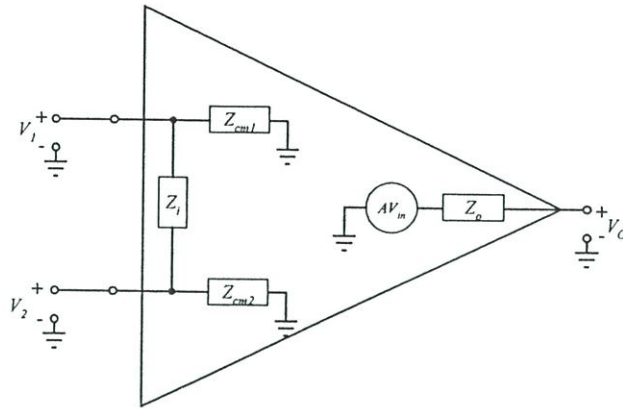
2.2 หลักการทำงานของออปแอมป์

ออปแอมป์เป็นวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีผู้นำมาประยุกต์ใช้ในวงจรแบบเชิงเส้นมากที่สุด วงจรหนึ่ง [16] ทั้งนี้เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูกและนำมาใช้งานได้ง่ายโดยไม่จำเป็นต้องทราบรายละเอียดโครงสร้างภายในที่ซับซ้อน ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มากมาย อาทิเช่น วงจรขยายบัฟเฟอร์ วงจรบวกและวงจรถลบ วงจรอินทิเกรต วงจรขยายลอการิทึม วงจรกรองสัญญาณและวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ เป็นต้น ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของออปแอมป์ที่ใช้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ซึ่งใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นหลักเท่านั้น

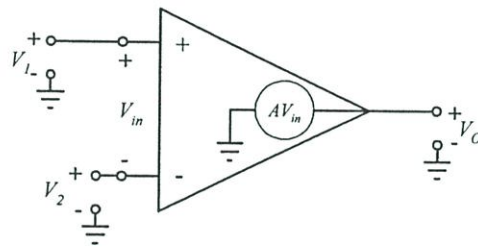
หลักการทำงานพื้นฐานของออปแอมป์

ออปแอมป์ คือ วงจรขยายสัญญาณแบบแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมด้วยแรงดันซึ่งมีคุณสมบัติเด่นของวงจรคือ มีอัตราขยายแรงดันสูงมาก อินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ มักใช้ในกระบวนการควบคุมสัญญาณและการแปลงสัญญาณ โดยปกติแล้วมักต่อวงจรออปแอมป์ในรูปแบบป้อนกลับแบบลบเพื่อทำให้ผลต่างระหว่างสัญญาณอินพุทของออปแอมป์มีค่าน้อย โดยใช้อุปกรณ์ในการต่อร่วมกับออปแอมป์ในการป้อนกลับ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น

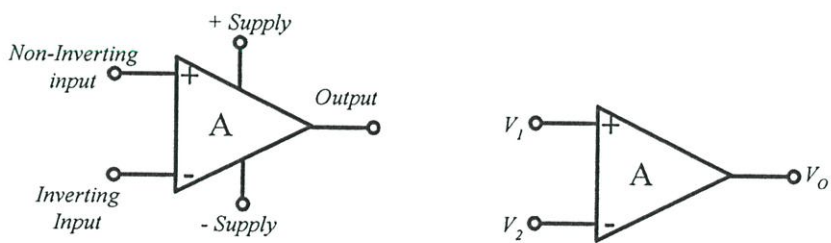
ออปแอมป์ในทางอุดมคติ



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลอย่างง่ายของออปแอมป์



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

วงจรสมมูลทางทวินินของออปแอมป์แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยที่ส่วนอินพุทของออปแอมป์จะประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ Z_{cm1} และ Z_{cm2} ระหว่างจุดสัญญาณอินพุทเทียบกับกราวด์ และอินพุทอิมพีแดนซ์ Z_i ซึ่งมีค่าสูงมาก ส่วนเอาต์พุทของวงจรมันจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน ค่าแรงดันเอาต์พุทที่ได้รับจะมีค่าเท่ากับ $A_o V_{in}$ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สมมูล Z_o ของวงจรมีค่าต่ำ

มาก รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลของออปแอมป์แบบอุดมคติที่ส่วนเอาต์พุตประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน $A_o V_{in}$ โดยที่ V_{in} คือผลต่างระหว่างแรงดันอินพุตบวกและค่าแรงดันลบเทียบกราวด์ ($V_1 - V_2$) และ A_o คืออัตราขยายแรงดัน สัญลักษณ์ของออปแอมป์แบบต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 [17] ดังนั้นจากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปคุณสมบัติของออปแอมป์แบบอุดมคติได้ดังนี้คือ

1. ออปแอมป์แบบอุดมคติถือเป็นวงจรขยายแรงดันแบบเชิงเส้นโดยที่

$$V_{out} = A_o (V_1 - V_2) = A_o V_{in} \quad (2.1)$$

เมื่อ
$$V_{in} = V_1 - V_2 \quad (2.2)$$

และ V_{out} คือแรงดันเอาต์พุตของวงจร

2. อัตราขยายลูปเปิดของออปแอมป์ A_o มีค่าสูงมาก หรือ

$$A \gg 1 \quad (\text{มีค่าเป็นอนันต์}) \quad (2.3)$$

3. อิมพีแดนซ์ที่พอร์ทอินพุต V_1 และ V_2 มีค่าเป็นอนันต์ทำให้กระแสที่ไหลเข้าทางพอร์ทอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ และอิมพีแดนซ์ที่พอร์ทเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรไม่มีผลกระทบเนื่องจากโหลดภายนอกที่ต่อร่วมกับวงจร

ออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติแล้ว วงจรภายในของออปแอมป์ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจำนวนมาก [18] คุณสมบัติต่าง ๆ ของออปแอมป์จึงไม่เป็นไปตามอุดมคติ นั่นคือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่เป็นอนันต์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากับศูนย์ อัตราขยายแรงดัน A_o และช่วงความถี่ปฏิบัติงาน (Bandwidth) ไม่มีค่าเป็นอนันต์

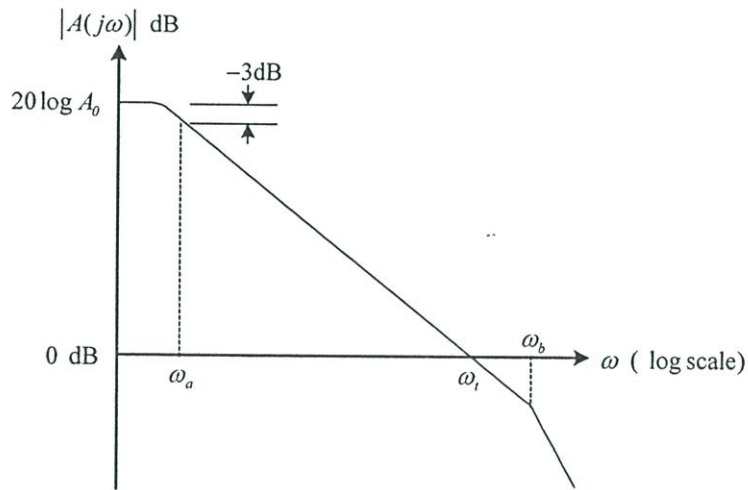
ในการประยุกต์ใช้งานออปแอมป์การที่มีอัตราขยายและช่วงปฏิบัติงานมีค่าสูงมาก ๆ เป็นข้อจำกัดที่สำคัญในการนำไปสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ โดยทั่วไปผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ประกอบด้วยโพลและซีโรจำนวนมาก [19-22] โดยที่โพลตัวแรกของออปแอมป์จะอยู่ที่ตำแหน่ง ω_a ทำให้สามารถเขียนสมการแสดงอัตราขยายลูปเปิดได้ดังนี้

$$A(s) = \frac{B}{s + \omega_a} \cong \frac{B}{s} \quad (2.4)$$

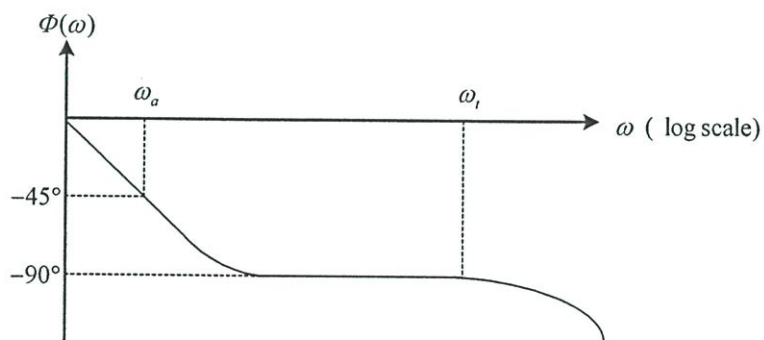
โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ

$$B = \omega_t = A_o \omega_a \quad (2.5)$$

เมื่อ ω_a คือค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของออปแอมป์



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของเฟสของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์

จากรูปที่ 2.4 และ 2.5 แสดงให้เห็นว่า $B = A_o \omega_a$ คือค่าความถี่ที่อัตราขยายมีค่าเท่ากับหนึ่ง (0 dB) ดังนั้นอัตราขยายและเฟสของออปแอมป์ในทางปฏิบัติจึงแสดงได้เป็น

$$|A(j\omega)| = \frac{B}{\sqrt{\omega^2 + \omega_a^2}} \approx \frac{B}{\omega} \quad (2.6)$$

$$\Phi(\omega) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_a} \quad (2.7)$$

ในกรณีพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_a$ (ω_a มีค่าน้อยมากๆ) การทำงานของวงจรเป็นไปตามสมการที่ (2.4) และค่าโดยประมาณของพารามิเตอร์ต่างๆ ของออปแอมป์สรุปได้ดังตารางที่ 2.1

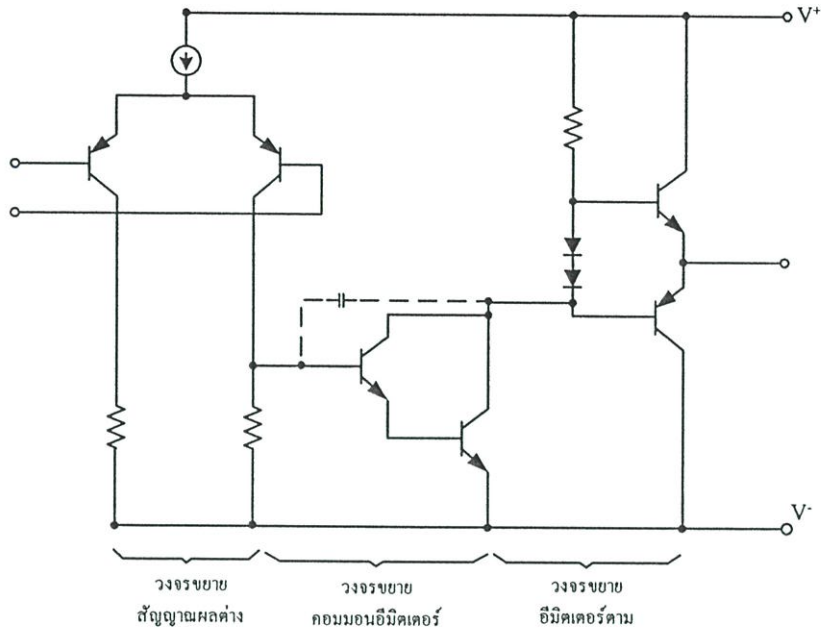
ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ของออปแอมป์

พารามิเตอร์	ค่าโดยทั่วไป
ความต้านทานอินพุท (R_i)	$\geq 10^6 \Omega$
ความต้านทานเอาต์พุท (R_o)	$\leq 500 \Omega$
อัตราขยายที่ไฟลิ่งซี (A_0)	$\cong 10^4$ (80 dB)
ตำแหน่งโพลตัวแรก (ω_a)	$5 \text{ Hz} \leq \omega_a / 2\pi \leq 100 \text{ Hz}$
โพลภายในตัวที่สอง (ω_b)	$\omega_b / 2\pi \geq 10^6 \text{ Hz}$

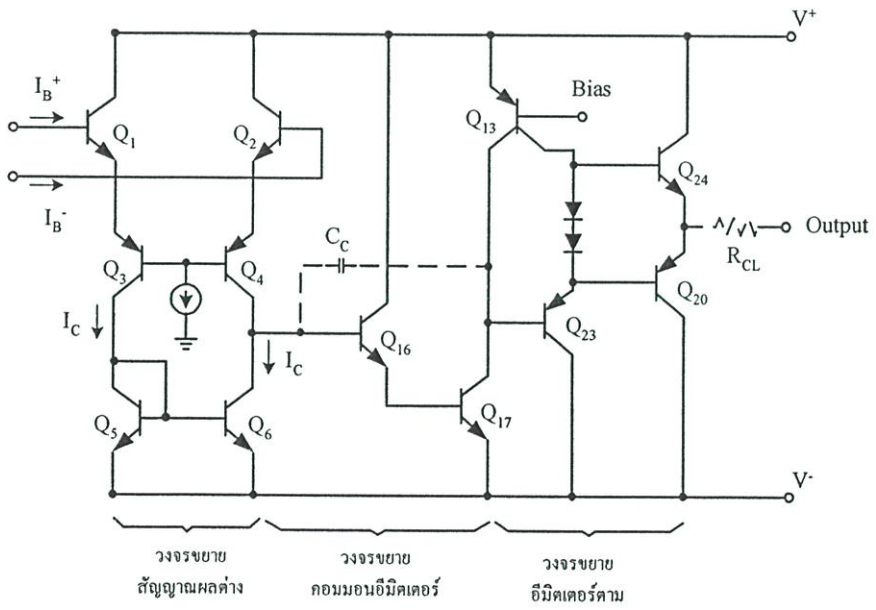
แต่อย่างไรก็ตามจากรูปที่ 2.5 ในกรณีที่ความถี่เข้าใกล้ค่า B หรือมากกว่า B เฟสของวงจรมีค่าต่ำกว่า -90° และเมื่อความถี่สูงขึ้นเฟสของวงจรได้รับผลเนื่องจากโพลภายในซึ่งมีตำแหน่งโพลที่ความถี่ ω_b (Second dominant pole) ของออปแอมป์ ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าประมาณ 2.5 เท่าถึง 4 เท่าของค่า B อัตราขยายลูบเปิดของออปแอมป์จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ

$$A(s) = \frac{A_0 \omega_a}{(s + \omega_a)(1 + s/\omega_b)} \approx \frac{A_0 \omega_a}{s} \left(1 - \frac{s}{\omega_b}\right) \quad (2.8)$$

ส่วนประกอบของออปแอมป์



(ก)



(ข)

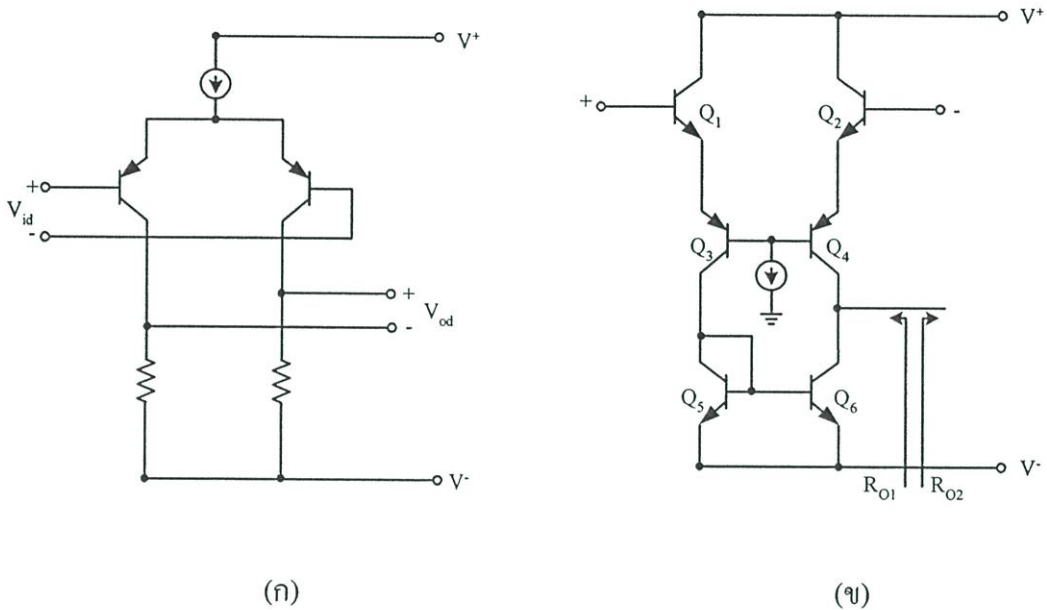
รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของออปแอมป์ เบอร์ 741/101 A

(ก) วงจรคิสิกส์

(ข) วงจรรวม

โดยทั่วไปแล้วออปแอมป์แบบไบโพลาร์ประกอบด้วยวงจรพื้นฐาน 3 ส่วนด้วยกันคือ วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (Differential pair) วงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ (Common emitter) และ วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม (Emitter follower) [23] ดังแสดงในรูปที่ 2.6

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง



รูปที่ 2.7 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

(ก) วงจรดีสครีต

(ข) วงจรรวม

วงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบดีสครีตแสดงดังรูปที่ 2.7 (ก) ประกอบด้วยคู่ทรานซิสเตอร์ ซึ่งต่อแบบคอมมอนอิมิตเตอร์ โดยที่ผลต่างแรงดันอินพุทของวงจรที่เข้าสมมีค่าเท่ากับ V_{id} ขณะที่แรงดันเอาท์พุท V_{od} มีค่าเท่ากับผลต่างของแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของวงจร อัตราขยายของวงจร ขึ้นกับผลคูณของค่าความต้านทานที่ขาคอลเลกเตอร์ R_c กับอัตราขยายค่าความนำ g_m ของทรานซิสเตอร์ หากต้องการอัตราขยายแรงดันมีค่าสูงขึ้นความต้านทาน R_c ต้องมีค่าสูงมากขึ้นเช่นกันจึงไม่เหมาะสมในการออกแบบเป็นวงจรรวมเนื่องจากจำเป็นต้องใช้พื้นที่ของวงจรใหญ่มาก

จากวงจรในรูปที่ 2.7 (ข) แหล่งจ่ายกระแสของวงจรเกิดจากทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ซึ่งถูกใช้เป็นโหลดแบบแอกทีฟเพื่อเพิ่มค่าความต้านทานที่ขาคอลเลกเตอร์ทำให้สามารถลดขนาดพื้นที่ของวงจรรวมและเพิ่มอัตราขยายแรงดันอีกด้วย โดยที่อัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณ

$$|A_v| \cong 500 \quad (2.9)$$

เมื่อ A_v คืออัตราขยายแรงดันของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง

จากรูปที่ 2.6 (ข) กระแสไบแอส I_B คือค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_{13} ในส่วนของวงจรขยายสัญญาณผลต่างกระแสไบแอสที่ใช้มีค่าน้อยมาก ๆ โดยปกติ I_C มีค่าประมาณ $10 \mu A$ และค่า β มีค่าประมาณ 250 ทำให้กระแสไบแอสมีค่าดังนี้

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{10 \mu A}{250} = 40 nA \quad (2.10)$$

ในการออกแบบวงจรรวม เช่นเบอร์ 108A ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Super- β ซึ่งสามารถลดกระแสไบแอสลงไปถึง 4 nA ส่วนออปแอมป์ที่มี FET ที่ส่วนอินพุตจะมีกระแสไบแอสต่ำมากในหน่วย pA

ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรขยายผลต่างของออปแอมป์มีค่าประมาณ

$$R_i \approx 1.5 M\Omega \quad (2.11)$$

โดยที่ความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับผลรวมของความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ซึ่งจะมีค่าเป็น 4 เท่าของความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว เนื่องจากเมื่อมองจากส่วนอินพุตด้านหนึ่งไปยังอีกด้านเห็นว่าความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์ 4 ตัวต่ออนุกรมกันนั่นเอง

ในทางอุดมคติถ้าผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ ผลต่างแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากคุณสมบัติความไม่สมพงษ์กันของทรานซิสเตอร์ทำให้แรงดันเบสเทียบกับอิมิตเตอร์มีค่าต่างกัน ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตอาจมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ ต้องทำการเพิ่มแรงดันออฟเซตที่ส่วนอินพุตของวงจรขยาย ในวงจรออปแอมป์ทั่วไปแรงดันออฟเซตอินพุตมีค่าไม่กี่มิลลิโวลต์และสามารถชดเชยได้โดยใช้วงจรภายนอกเข้าช่วยโดยทั่วไปแล้วค่าแรงดันออฟเซตอินพุต V_{os} มีค่าประมาณ

$$V_{os} = 2.6 mV \quad (2.12)$$

หลังจากที่ออปแอมป์ถูกจ่ายแรงดันออฟเซตให้แก่วงจรแล้วค่า V_{os} จะมีค่าต่ำมาก ในหน่วย μV

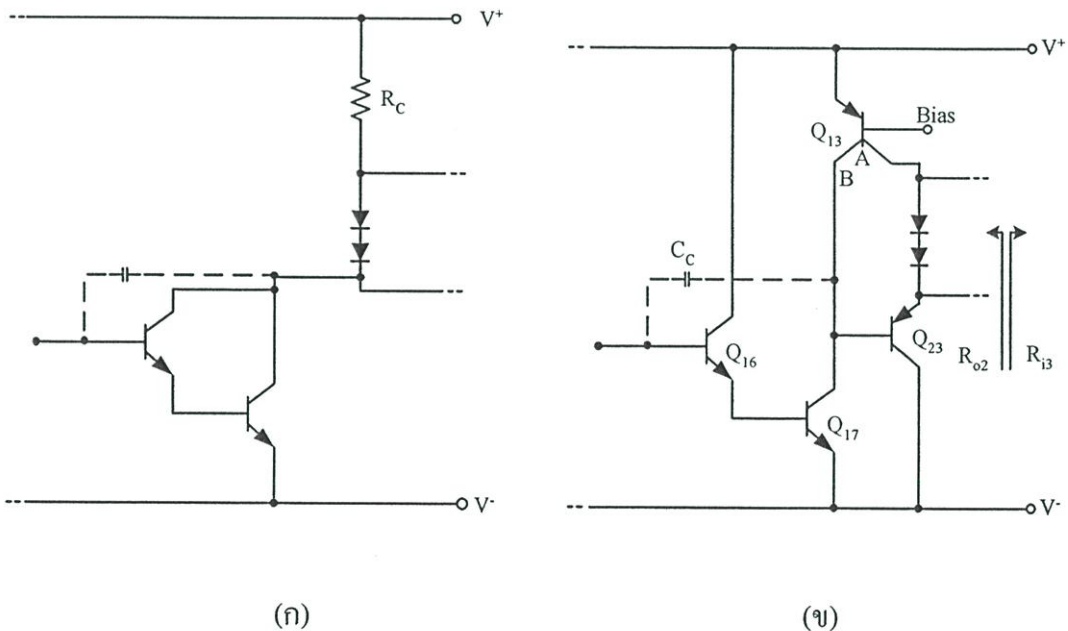
2. วงจรคอมมอนอีมิเตอร์

รูปที่ 2.8 (ก) และรูปที่ 2.8 (ข) แสดงวงจรคอมมอนอีมิเตอร์ซึ่งถูกขับจากขาคอลเลกเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง วงจรนี้ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตของออปแอมป์ไปเป็นสัญญาณเอาต์พุต โดยอัตราขยายของวงจรส่วนนี้มีค่าเท่ากับผลคูณของความต้านทานสมมูลที่ขาคอลเลกเตอร์กับอัตราขยายความนำของวงจรซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$|A_{v2}| \cong 500 \quad (2.13)$$

เนื่องจากอัตราขยายแรงดันกรณีสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่ภาคสุดท้ายของออปแอมป์มีค่าประมาณ 1 ดังนั้นอัตราขยายแรงดันของออปแอมป์จึงมีค่าเท่ากับ

$$A = A_v \cong A_{v1} A_{v2} = 250,000 \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.8 วงจรขยายคอมมอนอีมิเตอร์

(ก) วงจรดิสครีต

(ข) วงจรรวม

ผลการตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ถูกควบคุมโดยการต่อตัวเก็บประจุ C_c ระหว่างส่วนคอลเลกเตอร์ของ Q_{17} กับส่วนเบสของ Q_{16} สำหรับวงจรภาคที่สองของออปแอมป์ดังรูปที่ 2.8 (ข) ค่าความจุไฟฟ้าภายในของออปแอมป์ 741 มีค่าคงที่คือประมาณ 30 pF และค่าความถี่ทอพอมีค่าประมาณ 5 Hz

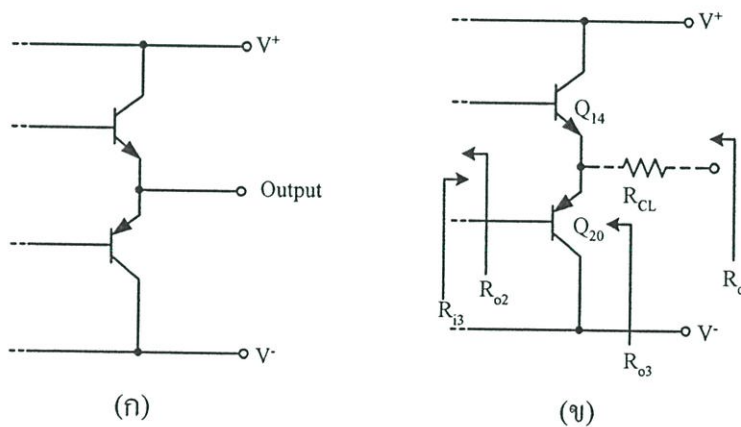
เนื่องจากความถี่คutoffของออปแอมป์มีค่าต่ำมากเมื่อใช้งานในช่วงความถี่สูงกว่า f_c ทำให้สามารถใช้งานวงจรในช่วงความถี่สูงถึง 1 MHz ประสิทธิภาพการขยายของออปแอมป์ที่ความถี่ต่าง ๆ ของออปแอมป์จะถูกกำหนดในรูปของ gain bandwidth product (B) ซึ่งมีค่าเท่ากับความถี่เมื่ออัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์มีค่าเป็น 1 (0 dB) ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าเท่ากับ 1 MHz

ตัวเก็บประจุภายใน C_c ของวงจรในรูปที่ 2.6 มีหน้าที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพการทำงานในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังเป็นตัวจำกัดผลตอบสนองความถี่ในกรณีที่ใช้สัญญาณขนาดใหญ่ หรืออัตราการสลับ (Slew rate, S_R) นั้นเอง

อัตราการสลับของวงจรเป็นค่าที่บอกถึงอัตราสูงสุดที่แรงดันเอาต์พุตสามารถเปลี่ยนแปลงได้เทียบกับเวลา สำหรับกรณีสัญญาณขนาดใหญ่วงจรภาคที่สองของออปแอมป์นี้ทำหน้าที่เหมือนวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยที่อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตขึ้นกับค่ากระแสสูงสุดจากภาคอินพุตของวงจรออปแอมป์และค่าความจุไฟฟ้าภายในของออปแอมป์ อัตราการสลับของออปแอมป์เบอร์ 741 มีค่าดังนี้

$$S_R = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} \cong 0.6 \text{ V}/\mu\text{sec} \quad (2.15)$$

1. วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม



รูปที่ 2.9 วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม

(ก) วงจรคิสครีต

(ข) วงจรรวม

วงจรในรูปที่ 2.9 มีคุณสมบัติคือมีค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ความต้านทานอินพุตสูง ช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง อัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณ 1 กินกำลังไฟและกระแสปานกลาง เนื่องจากใช้วงจรในคลาส AB จึงทำให้เกิดค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำในช่วง push – pull stage

ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก ค่าความต้านทานเอาต์พุตของออปแอมป์ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ความต้านทานที่ใช้จำกัดกระแสและค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ตาม

ที่ส่วนเอาต์พุตของออปแอมป์จะมีการจำกัดกระแสให้ไหลผ่านได้ไม่เกิน 20 – 30 mA ค่าความต้านทาน R_{CL} (ประมาณ 26Ω) ถูกต่ออนุกรมกับส่วนเอาต์พุต หากมองที่กระแสเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์จะใช้ในการป้องกันส่วนเอาต์พุตเมื่อโหลดมีค่าต่ำมาก ค่าความต้านทานเอาต์พุตมีค่าดังนี้

$$R_o \cong 75 \Omega \quad (2.16)$$

ซึ่งเป็นค่าโดยทั่วไปที่ใช้ในออปแอมป์ 741

2.3 หลักการทำงานของโอทีเอ

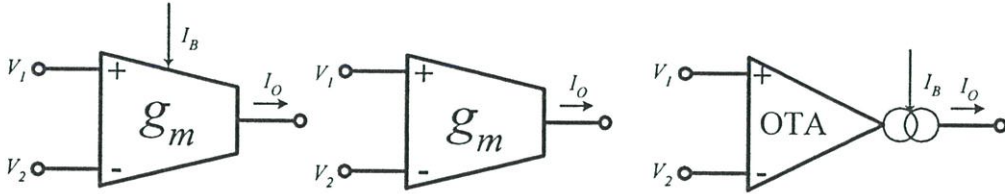
โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งทำหน้าที่ขยายค่าความนำหรืออาจกล่าวได้ว่าเป็นวงจรประเภทแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน อัตราขยายค่าความนำของวงจรมอดูเลเตอร์รับได้เป็นเชิงเส้นโดยการควบคุมกระแสไบแอสจากภายนอก โดยปกติโอทีเอจะมีช่วงความถี่การทำงานสูงกว่าออปแอมป์และมีรูปแบบของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ไม่ซับซ้อนจึงทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ในปัจจุบันมีบริษัทผู้ผลิตได้ออกแบบโอทีเอเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปจำหน่ายหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM13600 ของบริษัทเนชั่นแนลเซมิคอนดักเตอร์ CA3080 และ CA3082 ของบริษัทแฮร์ริสเซมิคอนดักเตอร์ และ NE5517 ของฟิลลิปส์เซมิคอนดักเตอร์ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวคุณสมบัติและหลักการทำงานของโอทีเอแบบไบโพลาร์

การทำงานของพื้นฐานของโอทีเอ

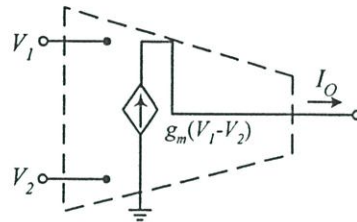
โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้แทนที่ออปแอมป์ในการออกแบบเป็นวงจรรองความถี่ ทั้งนี้เนื่องจากโครงสร้างของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ง่ายไม่ซับซ้อนมากนัก รวมถึงคุณสมบัติของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมอดูเลเตอร์ยังมีค่าสูงอีกด้วยจึงทำให้การนำไปต่อแบบคาสเคดสามารถทำได้โดยง่าย

โอทีเอในทางอุดมคติ

รูปที่ 2.10 (ก) แสดงให้เห็นถึงสัญลักษณ์ของอุปกรณ์โอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยส่วนรับแรงดันอินพุต ส่วนกระแสไบแอสและส่วนกระแสเอาต์พุต ส่วนรูปที่ 2.10 (ข) แสดงวงจรสมมูลของโอทีเอแบบอุดมคติ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 (ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ (ข) วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ

ในกรณีที่เป็นโอทีเอในทางอุดมคติ [18, 24-25] ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$I_{out} = g_m (V_1 - V_2) \quad (2.17)$$

เมื่อ g_m คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ ส่วน V_1 และ V_2 คือค่าแรงดันอินพุตที่ขาบวกและขาลบของโอทีเอตามลำดับ

อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะขึ้นกับกระแสไบแอส (I_B) ของโอทีเอ ในกรณีที่ใช้โอทีเอแบบไบโพลาร์ความสัมพันธ์ของอัตราขยายค่าความนำและกระแสไบแอสจะได้เป็น

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.18)$$

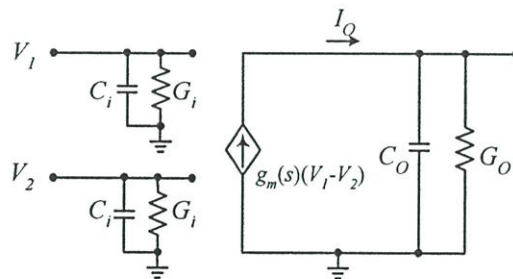
เมื่อ V_T คือแรงดันความร้อน (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 27 °C ดังนั้นสมการที่ (2.18) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_m = \frac{I_B}{2 \times 25 \text{ mV}} \quad (2.19)$$

หรือ
$$g_m = 20 I_B \quad (2.20)$$

โอทีเอในทางปฏิบัติ

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของโอทีเอในทางอุดมคติแต่ในโอทีเอที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดการทำงานซึ่งสามารถศึกษาได้จากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตนั้น ๆ [26-28] สำหรับค่าแรงดันอินพุทของโอทีเอโดยทั่วไปจะมีข้อจำกัดซึ่งสามารถปรับค่าได้เป็นเชิงเส้นในช่วงแรงดันไม่เกิน 25 mV และเนื่องจากในวงจรโอทีเอประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนหนึ่งซึ่งมีผลของความต้านทานและความจุไฟฟ้าภายในของทรานซิสเตอร์เอง ทำให้กระแสเอาต์พุทของโอทีเอมีค่าขึ้นกับความถี่ของแรงดันอินพุท ส่วนอินพุทและเอาต์พุทของวงจรสมมูลของโอทีเอประกอบด้วยค่าความนำและความจุไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ

จากรูปที่ 2.11 G_i และ C_i คือค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุท ส่วน G_o และ C_o คือค่าความนำและความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุท จากวงจรสมมูลไม่คิดรวมค่าความนำและความจุไฟฟ้าอินพุท (G_{ic} และ C_{ic}) แบบโหมคร่วม (common - mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากและจากโครงสร้างของวงจรสมมูลที่ส่วนอินพุทเมื่อเทียบกราวด์สามารถเขียนแอดมิตแตนซ์อินพุทและเอาต์พุทได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \quad (2.21)$$

และ

$$Y_o = G_o + sC_o \quad (2.22)$$

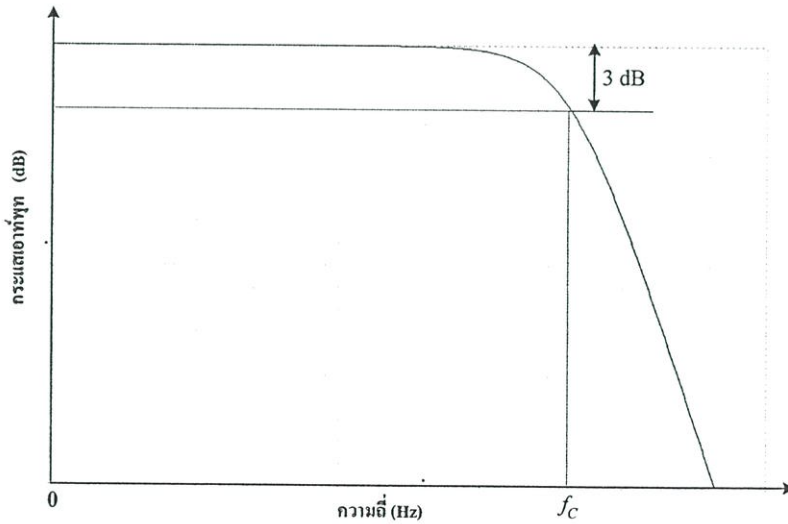
เมื่อพิจารณาผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$g_{m(s)} = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (2.23)$$

เมื่อ ω_c คือตำแหน่งโพลภายในของโอทีเอ และ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำที่ความถี่ต่ำของโอทีเอ จากสมการที่ (2.23) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$I_{out(s)} = \frac{g_{m0}}{1 + s\tau_c} V_{in(s)} \quad (2.24)$$

เมื่อ $\tau_c = 1/\omega_c$ คือค่าคงที่ทางเวลา (time constant) จากสมการที่ (2.24) ผลการตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12

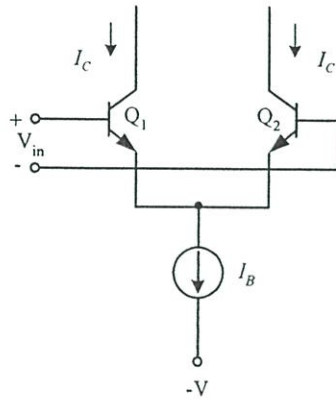


รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

หลักการทํางานของโอทีเอ

หลักการทํางานพื้นฐานของโอทีเอโดยทั่วไปประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วนคือวงจรขยายสัญญาณผลต่างอินพุตและวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) [24, 29] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทํางานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง



รูปที่ 2.13 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

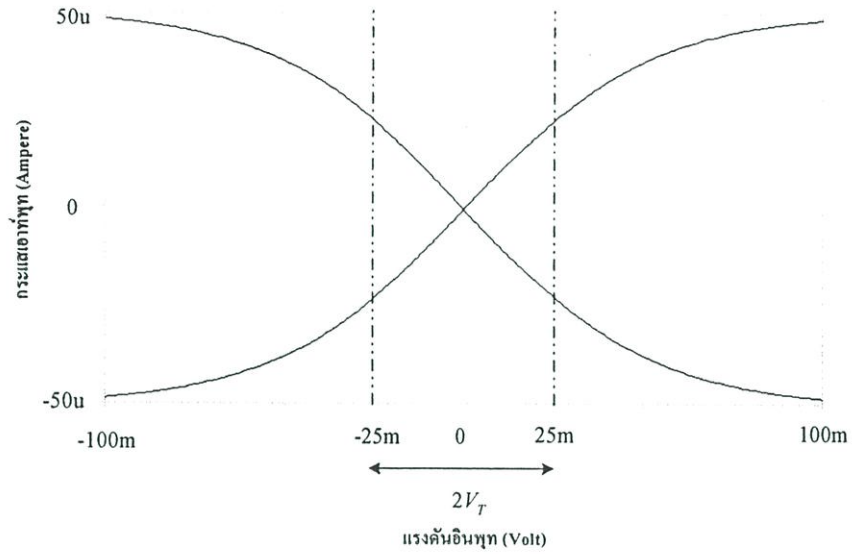
วงจรขยายสัญญาณผลต่างของโอทีเอแสดงดังรูปที่ 2.13 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการและจ่ายกระแสไบแอส (I_B) ให้แก่วงจรจะเกิดกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ $I_B/2$ ดังนั้นอัตราขยายค่าความนำของ Q_1 และ Q_2 จึงมีค่าเท่ากับ

$$g_m = I_C / V_T \quad (2.25)$$

แต่เนื่องจากกระแส I_C มีค่าเท่ากับ $I_B/2$ ทำให้

$$g_{m1} = g_{m2} = I_B / 2V_T \quad (2.26)$$

เมื่อ g_{m1} และ g_{m2} คืออัตราขยายค่าความนำของ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ กราฟความสัมพัทธ์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุตค่าต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 2.14 ซึ่งจะเห็นว่าอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอที่จะมีความเป็นเชิงเส้นเมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วงไม่เกิน $\pm V_T$ หรือประมาณ ± 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 27°C



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตของโอทีเอ็มเมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต

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

$$v_{be1} = \frac{v_{id}}{2} \quad (2.27)$$

และ

$$v_{be2} = -\frac{v_{id}}{2} \quad (2.28)$$

ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์ i_c ของทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น

$$i_c = g_m v_{be} \quad (2.29)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.27) ถึง (2.29) กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 จึงมีค่าเท่ากับ

$$i_{c1} = g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (2.30)$$

$$i_{c2} = -g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (2.31)$$

เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานอินพุทของวงจร R_{id} จะได้

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} \quad (2.32)$$

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

$$i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} \approx \frac{i_e}{\beta} \quad (2.33)$$

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

$$i_e = \frac{v_{id}}{2r_e} \quad (2.34)$$

ดังนั้น

$$i_b = \frac{v_{id}}{2r_e\beta} \approx \frac{v_{id}}{2r_\pi} \quad (2.35)$$

แทนค่า i_b จากสมการที่ (2.35) ลงในสมการที่ (2.32) จะได้ค่าความต้านทานอินพุทเป็น

$$R_{id} = 2r_\pi \approx 2\beta r_e \quad (2.36)$$

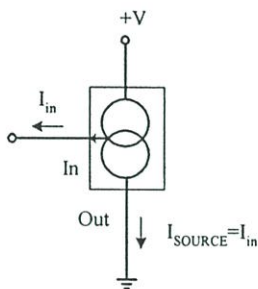
แต่เนื่องจาก r_e มีค่าเท่ากับ $1/g_m$ หรือประมาณ I_C/V_T ดังนั้น

$$R_{id} \cong \frac{2\beta}{g_m} \quad (2.37)$$

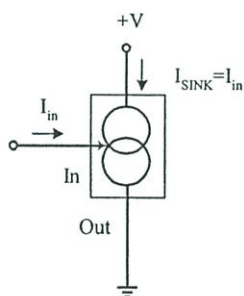
ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานอินพุทของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของ โอทีเอหรือขึ้นอยู่กับกระแสไบแอสนั่นเอง

2. วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในโอทีเอ ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุตของวงจร รูปที่ 2.15 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส โดยในรูปที่ 2.15 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส (Source current) ส่วนรูปที่ 2.15 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบลบทำหน้าที่ในการดึงกระแส (Sink current)



(ก)

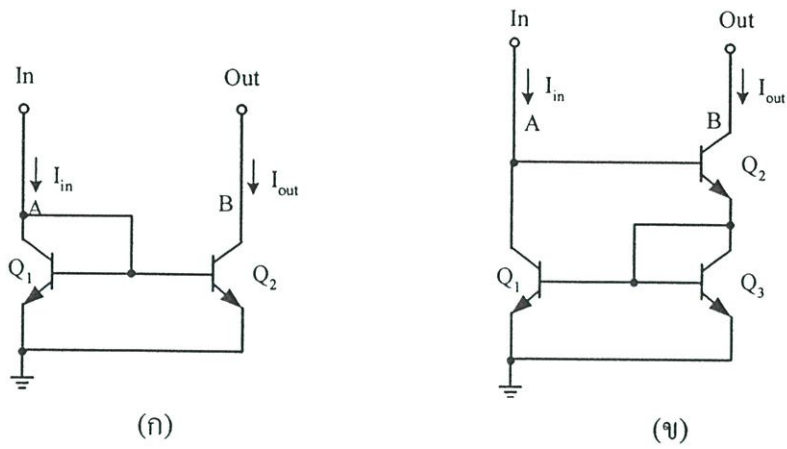


(ข)

รูปที่ 2.15 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส

(ก) แบบบวก

(ข) แบบลบ



รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแส
(ก) แบบพื้นฐาน (จ) แบบวิลสัน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งเป็นส่วนประกอบในส่วนของวงจรไบแอสของโอทีเอ แสดงดังรูปที่ 2.16 (ก) เมื่อพิจารณาผลรวมกระแสที่จุด A เมื่อกำหนดให้กระแส I_{C1} และ I_{C2} คือ กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส ดังนี้

$$I_{in} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (2.38)$$

พิจารณาในกรณีที่ Q_1 และ Q_2 มีความสมพงษ์กันทุกประการจากสมการที่ (2.38) กระแสเอาต์พุตมีค่าดังนี้

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{in}}{1 + \frac{2}{\beta}} = \left[1 - \frac{2}{\beta + 2} \right] I_{in} \quad (2.39)$$

ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสเอาต์พุต (% error) เมื่อเทียบกับกระแสอินพุตกรณีนี้มีค่าเป็น

$$\% \text{ error} = \frac{2}{\beta + 2} \quad (2.40)$$

ในกรณีนี้เมื่อกำหนดให้ $\beta = 100$ ดังนั้นค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส มีค่าเท่ากับ 1.96 % แต่โดยทั่วไปแล้วเมื่อกำหนดให้ $\beta \gg 1$ กระแสเอาท์พุทจะมีค่าประมาณเท่ากับกระแสอินพุท ดังนี้คือ

$$I_{out} \cong I_{in} \quad (2.41)$$

ความต้านทานอินพุทต่อสัญญาณขนาดเล็กจะมีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานของ Q_1 ที่ต่อในรูปของไดโอดซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{V_T}{I_{in}} \quad (2.42)$$

ความต้านทานเอาท์พุทต่อสัญญาณขนาดเล็ก r_o มีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอีมีตเตอร์ของ Q_2 และกราวด์ มีค่าประมาณ

$$r_o = \frac{V_A}{I_{in}} \quad (2.43)$$

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

รูปที่ 2.15 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เมื่อพิจารณาที่ขาอีมีตเตอร์ของ Q_2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังนี้คือ

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (2.44)$$

หรือ
$$-I_{E2} = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (2.45)$$

เมื่อพิจารณาที่จุดเอาท์พุทของวงจรหรือกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 จะได้

$$I_{C2} = -I_{E2} \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) \quad (2.46)$$

หรือ
$$I_{C3} = \frac{I_{C2}}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right)} \quad (2.47)$$

เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_3 มีความสมพียงกันทุกประการกระแสคอลเลคเตอร์ I_{C1} มีค่าเป็น

$$I_{C1} = I_{C3} \quad (2.48)$$

และที่จุดอินพุทของวงจร I_{C1} มีค่าเท่ากับ

$$I_{C1} = I_m - \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (2.49)$$

จากสมการที่ (2.46) ถึงสมการที่ (2.49) กระแสเอาต์พุท I_{out} ของวงจรเขียนได้เป็น

$$I_{out} = I_{C2} = I_m \left[1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \quad (2.50)$$

จากสมการที่ (2.50) ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\% \text{ error} = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (2.51)$$

เมื่อกำหนดให้ $\beta = 100$ ค่าความผิดพลาดจะมีค่าเท่ากับ 0.0196 % ซึ่งจะเห็นได้ว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันค่ากระแสเอาต์พุทที่ได้รับนั้นมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอินพุทมากกว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ความต้านทานเอาต์พุทของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_o = \frac{\beta V_A}{2I_{out}} \quad (2.52)$$

ส่วนค่าความต้านทานอินพุท r_{in} ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีค่าประมาณ 2 เท่าของความต้านทานอินพุทในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานดังนี้

$$r_{in} = \frac{2V_T}{I_m} \quad (2.53)$$

รูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นถึงหลักการพื้นฐานของโอทีเอซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายผลต่างและวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งเมื่อแทนที่วงจรสะท้อนกระแส C ในรูปที่ 2.16 ด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่ 2.17 อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะถูกควบคุมด้วยกระแสไบแอสภายนอก (I_B) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$I_B = I_A + I_B \quad (2.54)$$

ถ้าเพิ่มวงจรสะท้อนกระแส A B และ D ลงในวงจรจากรูปที่ 2.17 เมื่อแรงดันอินพุตทั้งสองของโอทีเอมีค่าไม่เท่ากันจะทำให้เกิดผลต่างระหว่างกระแส I_A และ I_B ซึ่งถูกส่งผ่านโดยวงจรสะท้อนกระแส A B และ D ไปยังโหนดภายนอก ดังนั้นเมื่อทำการแปรค่า I_B ก็เสมือนกับการปรับค่ากระแสอิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 นั่นเองจึงทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายค่าความนำของวงจรขยายสัญญาณผลต่างได้ด้วยการปรับค่ากระแส I_B

จากรูปที่ 2.17 กระแสคอลเลกเตอร์ที่ Q_1 ถูกจ่ายเป็นกระแสอินพุตให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวง A ทำให้เกิดกระแส I_a ดังนี้

$$I_a = I_A \quad (2.55)$$

จากนั้นกระแส I_a จะถูกส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบวง D ซึ่งทำให้ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส I_d ที่ได้รับมีค่าเป็น

$$I_d = I_A \quad (2.56)$$

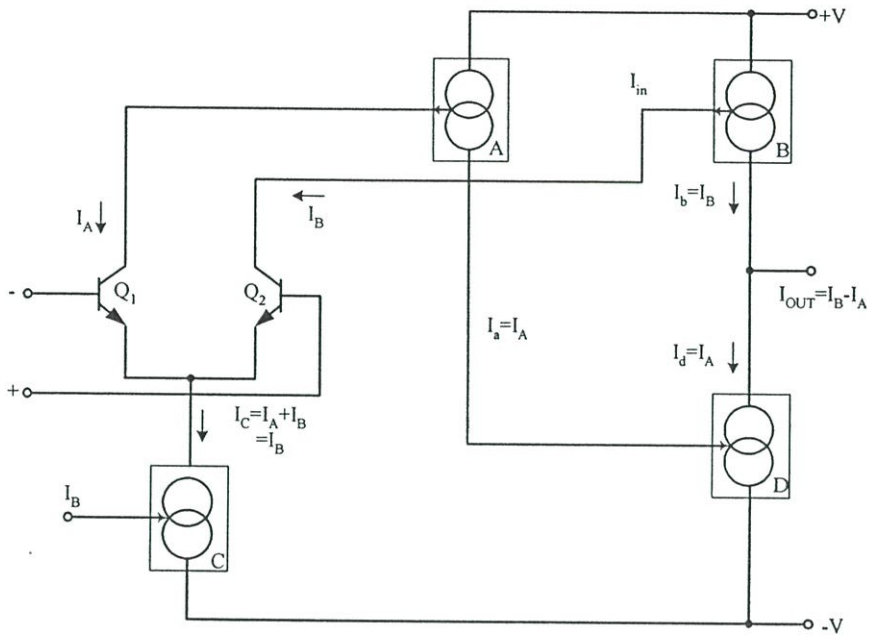
ในทำนองเดียวกันกระแสคอลเลกเตอร์ที่ Q_2 ถูกส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบวง B กระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส I_b ที่ได้รับมีค่าดังสมการ

$$I_b = I_B \quad (2.57)$$

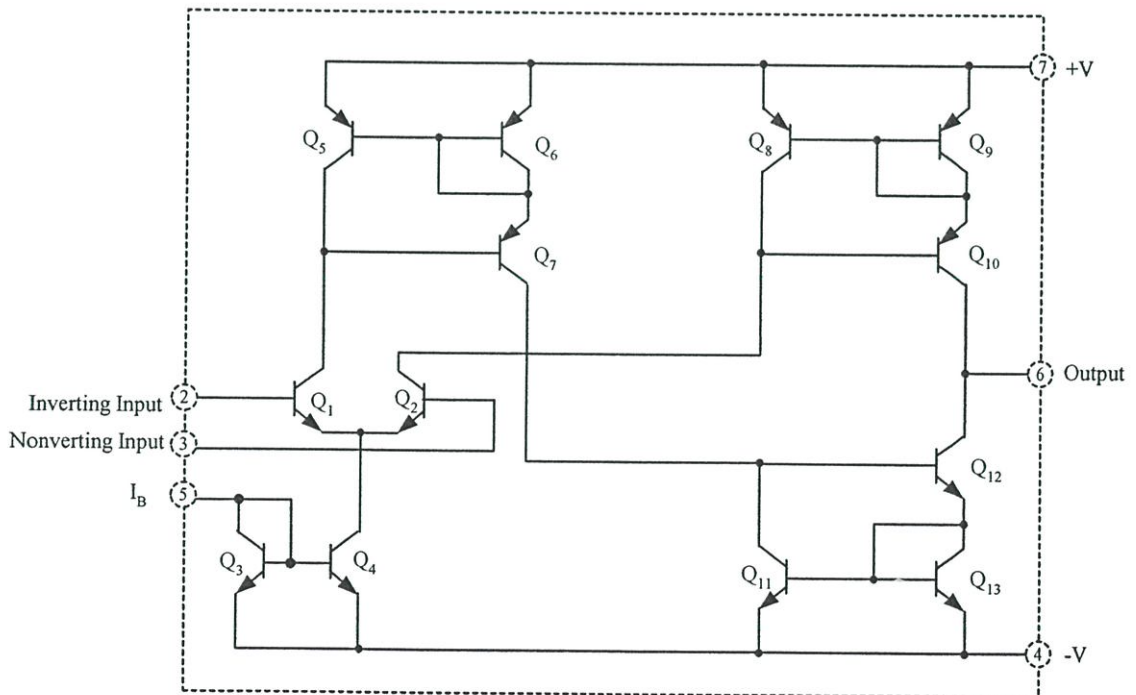
ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับ

$$I_{OUT} = I_B - I_A \quad (2.58)$$

จากหลักการดังกล่าวจะสามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอได้ โดยมีรายละเอียดภายในของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.18



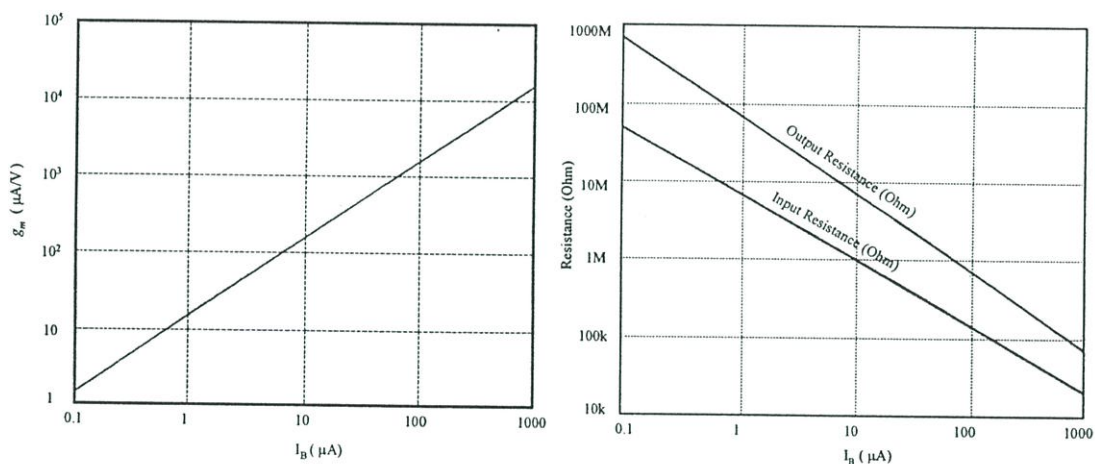
รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของ โอทีเอ



รูปที่ 2.18 โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ

จากรูปที่ 2.18 ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบแอสจากภายนอกเพื่อช่วยให้แก่วงจรขยายสัญญาณผลต่าง Q_1 - Q_2 ที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_4 ซึ่งจะทำให้ผลบวกกระแสมีมิตเตอร์ของ Q_1 - Q_2 มีค่าเท่ากับกระแสไบแอสกระแสคอลเลกเตอร์จากส่วนขยายผลต่าง Q_1 - Q_2 ถูกจ่ายให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน Q_5 - Q_7 Q_{11} - Q_{13} และ Q_8 - Q_{10} เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 กับ Q_2 และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้งสามวงจร (Q_5 - Q_7 Q_8 - Q_{10} และ Q_{11} - Q_{13}) มีค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรสูงมากจึงทำให้ส่วนอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของโอทีเอมีค่าที่สูงมากเช่นกัน

จากกราฟคุณสมบัติในรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ ค่าความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตของโอทีเอขึ้นอยู่กับกระแสไบแอส ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยแปรค่ากระแสไบแอสจาก $0.1 \mu A$ จนถึง $1000 \mu A$



รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำ ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุต กับกระแสไบแอสของโอทีเอ

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการการทำงานของออปแอมป์ชนิดที่มีตัวเก็บประจุชดเชยและโอทีเอ ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเด่นคือมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ อัตราขยายลูปเปิดของวงจรมีลักษณะเป็นฟังก์ชันแบบอินทิเกรเตอร์ ส่วนโอทีเอมีคุณสมบัติเด่นคือมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำได้โดยปรับค่ากระแสไบแอสของวงจร เนื่องจากจุดเด่นดังกล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงนำอุปกรณ์แอกทีฟทั้งสองชนิดมาเป็นองค์ประกอบหลักในการออกแบบและการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดต่างๆ ซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 3

ทฤษฎีของวงจรกรองสัญญาณ

3.1 คำนำ

วงจรกรองสัญญาณ (filter) เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญวงจรหนึ่งในทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่างๆมากมาย และเป็นองค์ประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง (broadcasting systems) ระบบดาวเทียมสื่อสาร (satellite systems) เป็นต้น วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆได้ 2 แบบ แบบแรกจะเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณดิจิทัล (digital filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณดิจิทัล (digital signal) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time signal) และวงจรกรองสัญญาณแบบที่สอง ก็คือ วงจรกรองสัญญาณอนาล็อก (analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time signal) โดยวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกนั้นยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆได้อีก 2 ประเภท คือ วงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ (passive filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่สร้างมาจากอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน หรือสร้างมาจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ และวงจรกรองสัญญาณอีกประเภทหนึ่งคือ วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟ (active filter) เป็นวงจรกรองสัญญาณที่สร้างมาจากอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ เช่น ออปแอมป์ เพิ่มขึ้นร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ รายละเอียดของวงจรกรองสัญญาณที่จะกล่าวถึงเพื่อเป็นพื้นฐานเบื้องต้นในบทนี้นั้น จะเป็นหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณและรูปแบบโดยทั่วไปของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเป็นแบบไบควอดราติก (biquadratic function) เป็นหลัก

3.2 หลักการทั่วไปของวงจรรองสัญญาณ

ระบบของวงจรรองสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบของวงจรรองสัญญาณ

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า $y(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาออก และ $h(t)$ คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบ ซึ่งถ้ากำหนดให้วงจรรองสัญญาณภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau) + x(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.1) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (3.2)$$

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

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (3.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้คือ

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (3.3)$$

และ

$$\Phi_{Y(j\omega)} = \Phi_{H(j\omega)} + \Phi_{X(j\omega)} \quad (3.4)$$

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 $X(j\omega)$ ตามลำดับ

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณนั้นคือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดก็คือ ในการรับสัญญาณวิทยุซึ่งสัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุกๆสถานีที่ทำการกระจายเสียงรวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะที่ทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้นจะทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่นๆที่ไม่ต้องการรับฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออกให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (3.3) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณทางด้านขาออกนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณขาเข้ากับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{s1} และ ω_{s2} ก็แสดงว่าสัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเท่ากับศูนย์ ไม่ว่าสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นจะมีค่าเท่าไรอยู่ในช่วง $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่ $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ จะเรียกว่า แถบหยุด (stopband) ของวงจร $H(j\omega)$ ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{p1} และ ω_{p2} ก็จะทำให้สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (3.3) ในช่วงความถี่ $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า แถบผ่าน (passband) ของวงจร $H(j\omega)$

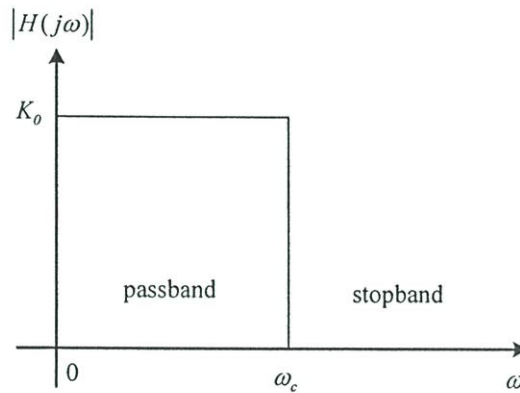
จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงของแถบความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ทำให้วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 5 แบบตามคุณลักษณะของการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรดังนี้คือ

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

เพื่อสะดวกในการอธิบายจึงขอสมมุติให้วงจรกรองสัญญาณที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรกรองสัญญาณในเชิงอุดมคติ นั่นคือ การตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้นและค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจรและให้การสูญเสียในแถบหยุดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ($|H(j\omega)| \dots$)

3.2.1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ

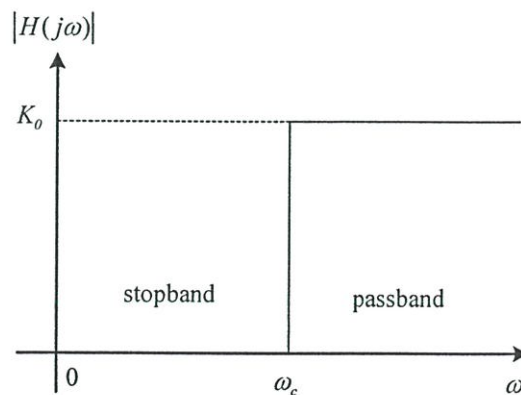
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_c) ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_c เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบอุดมคติ

3.2.2 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง

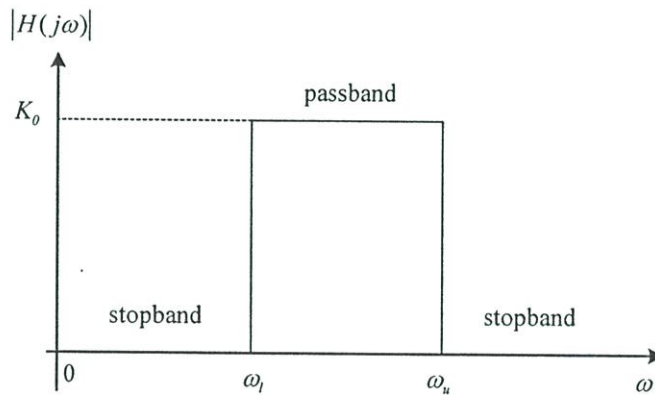
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่หยุดอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง ω_c ในขณะที่วงจรมอบให้ช่วงความถี่ที่สูงกว่า ω_c ผ่านไปได้ เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงแบบอุดมคติ

3.2.3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่

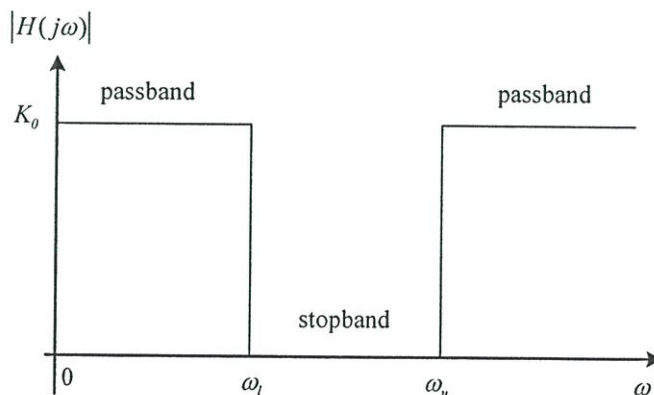
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่ คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงระหว่างความถี่ที่สูงกว่าคัทออฟ ω_u เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่แบบอุดมคติ

3.2.4 วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่

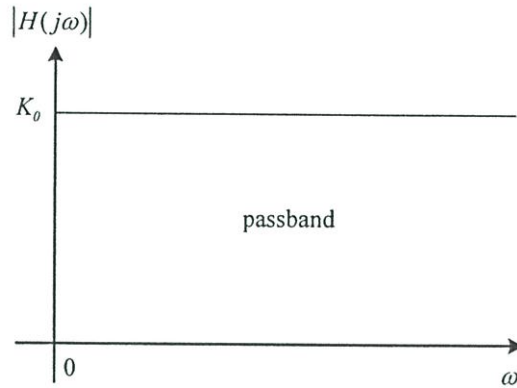
วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่หยุดของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่ คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงระหว่างความถี่ที่สูงกว่าคัทออฟ ω_u เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่แบบอุดมคติ

3.2.5 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองทุกผ่านความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้ทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ เราจะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่แบบอุดมคติ

วงจรกรองสัญญาณที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นค่าความถี่คัทออฟจะเป็นค่าความถี่ที่ขนาดของสัญญาณมีค่าประมาณ 0.707 เท่าของค่าขนาดสูงสุดของวงจรหรือประมาณ -3 dB วงจรทางปฏิบัติเบื้องต้นแบบง่าย ๆ คือ วงจรกรองสัญญาณชนิดที่เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณแบบไปควอดราติกซึ่งคุณสมบัติของวงจรมีดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

3.3 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไปควอดราติก

ฟังก์ชันไปควอดราติก หรือที่เรียกว่า ฟังก์ชันกำลังสอง (second-order transfer function) สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$H(s) = K \frac{k_2 s^2 + k_1 \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + k_0 \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่คัทออฟ K คือ อัตราขยายดีซี (dc gain) และ k_1, k_2, k_3 คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ ± 1 หรือ 0

ดังนั้นเมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (3.5) เพื่อจัดสมการให้อยู่ในโดเมนของความถี่ (frequency domain) แล้วสมการจะกลายเป็น

$$H(j\omega) = K \frac{-k_2\omega^2 + jk_1\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)\omega + k_1\omega_0^2}{-\omega^2 + j\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)\omega + \omega_0^2} \quad (3.6)$$

หรือ

$$H(j\omega) = \frac{(k_1\omega_0^2 - k_2\omega^2) + jk_1\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)\omega} \quad (3.7)$$

โดยที่

$$\omega = 2\pi f \quad (3.8)$$

และ

$$Q = \omega_0 / BW = \omega_0 / (\omega_u - \omega_l) \quad (3.9)$$

f คือ ความถี่ของแหล่งจ่าย (supply frequency)

ω_u คือ ความถี่คัทออฟค่าสูง (high cutoff frequency, r/s)

ω_l คือ ความถี่คัทออฟค่าต่ำ (low cutoff frequency, r/s)

หากค่าคงที่ k_1 , k_2 และ k_3 ในสมการที่ (3.5) เปลี่ยนไป จะทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณชนิดต่างๆ ดังที่กล่าวมาข้างต้น ซึ่งรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกชนิดต่างๆ นั้นมีความสัมพันธ์เป็นดังต่อไปนี้

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{LP}(s) = K \frac{\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{HP}(s) = K \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.11)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไฮควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{BP}(s) = K \frac{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.12)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไฮควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{BS}(s) = K \frac{(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.13)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไฮควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่จะมีรูปแบบดังนี้คือ

$$H_{AP}(s) = K \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

3.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปของวงจรรองสัญญาณและรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณแบบอนาลอกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันเป็นแบบไฮควอดราติกประกอบไปด้วยฟังก์ชันกรองสัญญาณชนิดต่างๆ คือ วงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้นำหลักการพื้นฐานดังกล่าวไปออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรรองสัญญาณที่มีคุณสมบัติที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกัน โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร ซึ่งมีรายละเอียดดังจะได้กล่าวในบทถัดไป

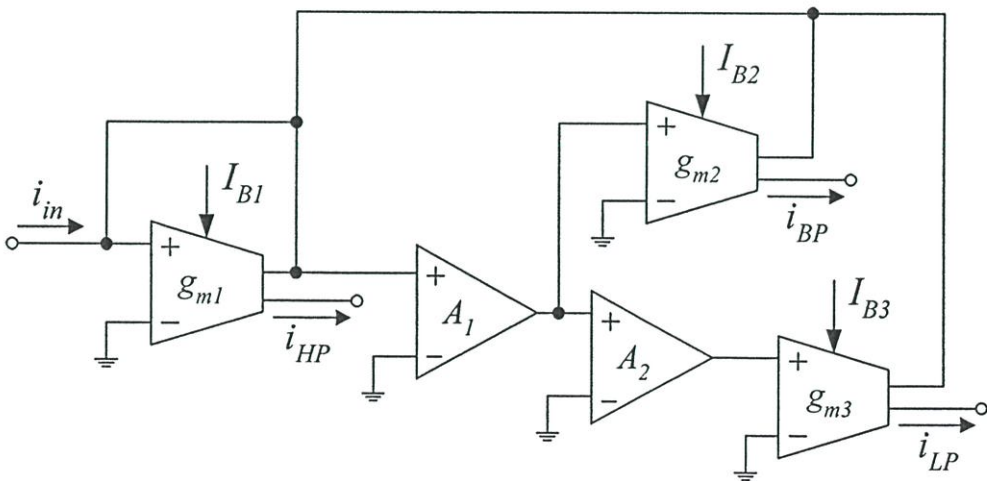
บทที่ 4

วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส โดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยออปแอมป์จำนวนสองตัวและโอทีเอสองเอาต์พุตจำนวนสามตัว ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟต่ำ และค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ของวงจรยังสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร คุณสมบัติการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

4.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ [30] ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟหลัก คือ ออปแอมป์จำนวนสองตัว และโอทีเอสสองเอาต์พุต (dual-output OTA) จำนวนสามตัว จากวงจรที่นำเสนอถ้ากำหนดให้ ω_a คือ ค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของออปแอมป์ และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_a$ ดังนั้น อัตราขยายลูปเปิด (open-loop gain, $A_{OA}(s)$) ของออปแอมป์จะประมาณค่าได้เท่ากับ

$$A_{OL}(s) = \frac{A_0 \omega_a}{s + \omega_a} \cong \frac{B}{s} \quad (4.1)$$

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_a สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ g_{m1} , g_{m2} และ g_{m3} คือ อัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของโอทีเอ 1 โอทีเอ 2 และโอทีเอ 3 ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรในรูปที่ 4.1 มีค่าดังนี้คือ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก1]

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

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right)s}{D(s)} \quad (4.3)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (4.4)$$

และ

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right) \quad (4.5)$$

โดยที่ g_{mi} คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, 3$) และ B_1 และ B_2 คือ ค่า GBP ของออปแอมป์ A_1 และ A_2 ตามลำดับ จากสมการที่ (4.2) ถึง (4.5) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้สามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ($T_{HP}(s)$) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ($T_{BP}(s)$) และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ($T_{LP}(s)$) โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยในกรณีนี้จะได้อำพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m1}} B_1 B_2} \quad (4.6)$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{g_{m1} g_{m3}} \quad (4.7)$$

สมการที่ (4.6) และ (4.7) แสดงให้เห็นว่าค่า Q ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่า g_{m2} หรือกระแสไบอัส I_{B2} โดยปราศจากผลกระทบต่อ ω_o ของวงจร ในขณะที่ค่า ω_o นั้นก็สามารถปรับแต่งได้โดยการควบคุม g_{m1} หรือ g_{m3}

ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณณ์แอกทีฟ มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก2]

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = -S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{B_1, B_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (4.8)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (4.9)$$

และ

$$S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0, \quad S_{B_1, B_2}^Q = 0 \quad (4.10)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเป็นค่าที่ค่าน้อยกว่าหนึ่ง

นอกจากนี้ยังพบอีกว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ ($T_{AP}(s)$) และแบบก้ำจัดแถบความถี่ ($T_{BS}(s)$) ได้ง่ายโดยดัดแปลงวงจรเพียงเล็กน้อยเท่านั้น กล่าวคือ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ทำได้โดยนำกระแสเอาต์พุต I_{HP} , I_{BP} และ I_{LP} มารวมกัน ดังนี้

$$I_{AP}(s) = I_{HP}(s) + I_{BP}(s) + I_{LP}(s) \quad (4.11)$$

ซึ่งจะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ $T_{AP}(s)$ เท่ากับ

$$T_{AP}(s) = \frac{I_{AP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2 + s \left(\frac{g_{m2} B_1}{g_{m1}} \right) + \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m1}} \right)}{D(s)} \quad (4.12)$$

และในการทำงานเดียวกันฟังก์ชันก้ำจัดแถบความถี่ ก็สามารถทำได้โดยนำกระแสเอาต์พุต I_{HP} และ I_{BP} มารวมกัน ดังนี้

$$I_{BS}(s) = I_{HP}(s) + I_{LP}(s)$$

ซึ่งจะได้

$$T_{BS}(s) = \frac{I_{BS}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2 + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (4.13)$$

4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A_{OAi}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OAi}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \quad (4.14)$$

เมื่อ ω_{bi} คือ ตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอ เมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้วอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (4.15)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 4.1 สามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ ω_{on} และ Q_n ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติได้เท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก3]

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (4.16)$$

และ

$$Q_n = \frac{Q(1 - \delta)}{\left[1 - \frac{g_{m03}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m02}} \right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1 - \delta)}} \quad (4.17)$$

เมื่อ

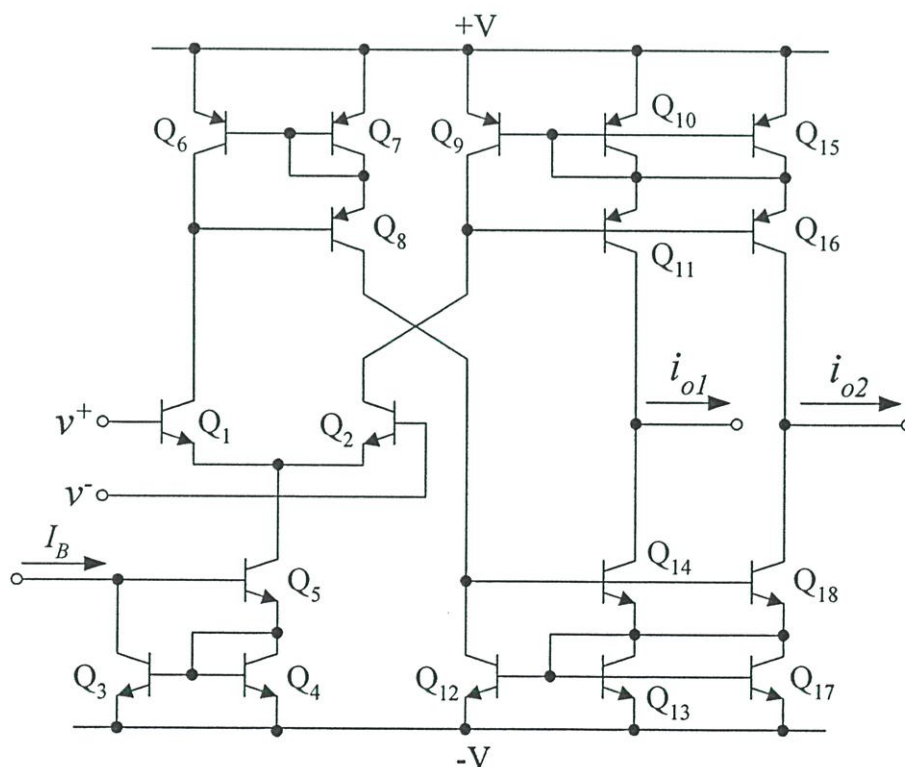
$$\delta = \left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_2 \tau_{b2} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.18) จะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติค (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01} g_{m02} \cong g_{m01} g_{m03} B_2 \tau_{b2} \quad (4.19)$$

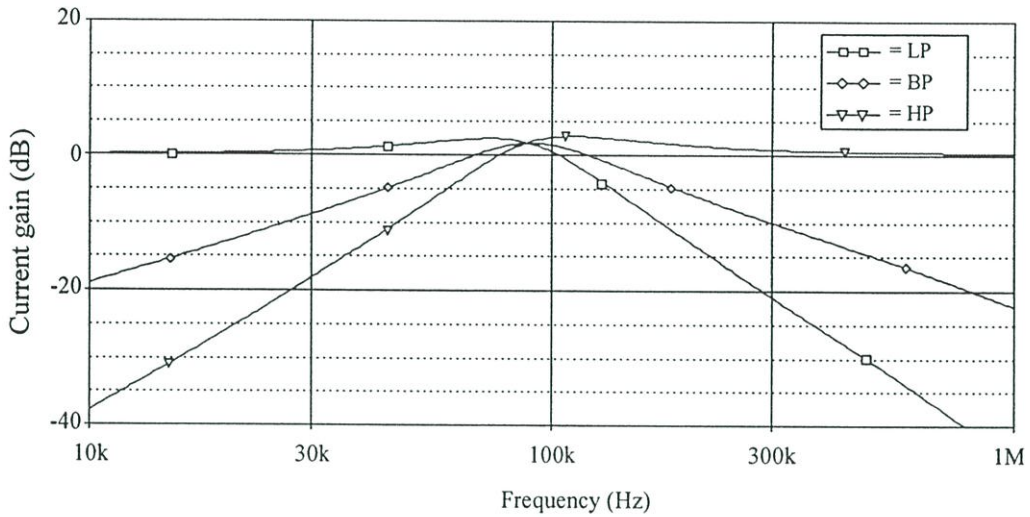
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองความถี่โหมมดระแแสที่นำเสนอ ในที่นี้ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้อุปกรณ์เบอร์ UA741 ที่มีค่า $B_1 = B_2 = 5.906 \text{ Mrad/s}$ [31] และโอทีเอสองเอาต์พุตแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R parameters [32] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 12\text{V}$

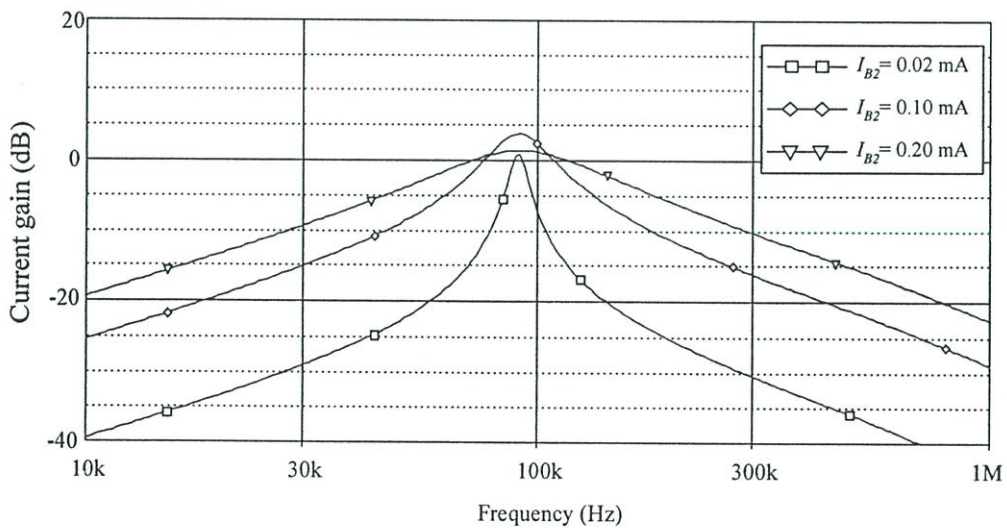


รูปที่ 4.2 วงจร โอทีเอสองเอาต์พุต

รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อปรับค่า $I_{B1} = 2.00$ mA, $I_{B2} = 0.20$ mA และ $I_{B3} = 0.02$ mA ซึ่งจะทำให้ได้ $Q = 1$ และ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 94$ kHz จากผลการเขียนแบบได้แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน ซึ่งจะได้ $f_o \cong 91$ kHz โดยคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 3.19%



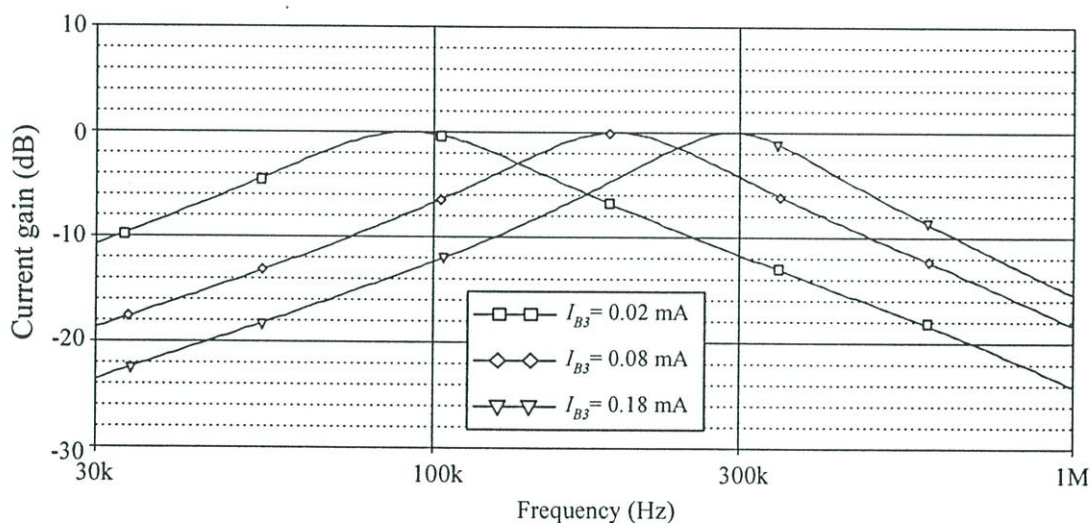
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B2}

รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B2} เป็น 0.02 mA, 0.10 mA และ 0.20 mA ตามลำดับ ในขณะที่ I_{B1} และ I_{B3} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $I_{B1} = 2$ mA และ $I_{B3} = 0.02$ mA จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ $f_o \cong 94$ kHz โดยที่ Q ของวงจรแปรค่าเป็น 10, 2 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่า Q ได้ด้วยการควบคุม I_{B2} โดยปราศจากผลกระทบต่อ f_o สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอในสมการที่ (4.7)

รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อ $I_{B1} = 2.00$ mA และทำการแปรค่า $I_{B3} = 0.02$ mA, 0.08 mA และ 0.18 mA และ $I_{B2} \cong 0.20$ mA, 0.40 mA, 0.60 mA ตามลำดับ จากสมการที่ (4.6) และ (4.7) ทำให้ได้ $f_o \cong 94$ kHz, 188 kHz, 282 kHz ที่ $Q = 1$ และจากผลการเขียนแบบจะได้ $f_o \cong 91$ kHz, 191 kHz, 295 kHz ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 3.19%, 1.60% และ 4.61% ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}

4.5 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมมกระแสแบบใช้อุปกรณ์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้พร้อมกันถึงสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจอีกหลายประการ ดังนี้

- ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม
- ใช้อุปกรณ์แอคทีฟในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอขึ้นก่อนหน้า
- ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
- มีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่ต่ำ
- สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ และแบบก้ำจัดแถบความถี่ ได้ง่ายโดยคัดแปลงวงจรเพียงเล็กน้อย

ผลจากการเขียนแบบการทำงานของวงจรได้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรว่ามีความใกล้เคียงและสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

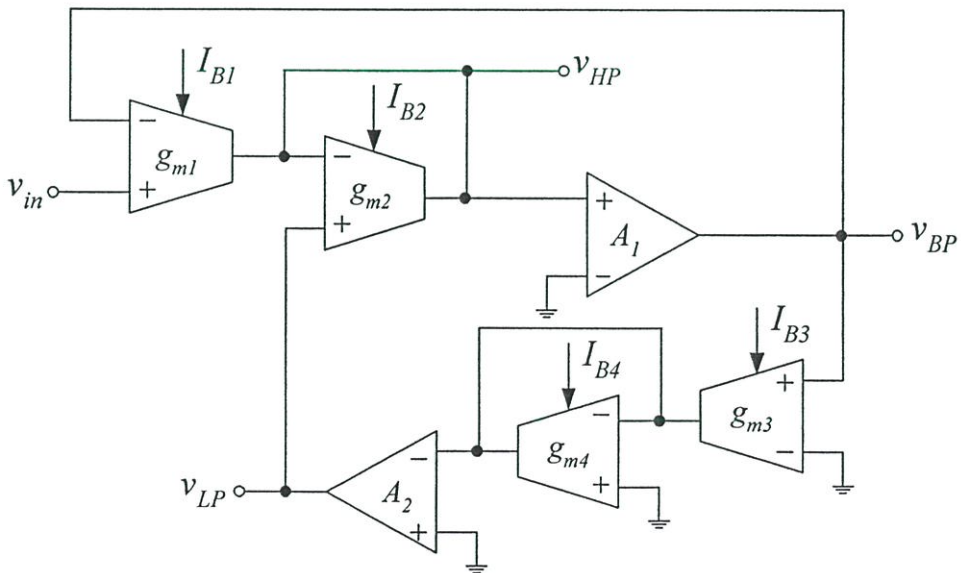
บทที่ 5

วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดแรงดัน โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกที่มีการทำงานในโหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งออกแบบโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยหนึ่งขั้วสัญญาณอินพุตและสามขั้วสัญญาณเอาต์พุต สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่สูง ได้พร้อมกัน โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟต่ำ นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรยังสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ ไม่ส่งผลกระทบต่อวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร และปราศจากผลกระทบต่อการทำงานที่เปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง คุณสมบัติการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

5.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่นำเสนอ



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดแรงดันที่นำเสนอ

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ [33] ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟหลัก คือ ออปแอมป์จำนวนสองตัว และโอทีเอ จำนวนสี่ตัว จากวงจรที่นำเสนอถ้ากำหนดให้ ω_o คือ ค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของออปแอมป์และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_o$ ดังนั้นอัตราขยายลูปเปิด (open-loop gain, $A_{OL}(s)$) ของออปแอมป์จะประมาณค่าได้เท่ากับ

$$A_{OL}(s) = \frac{A_o \omega_o}{s + \omega_o} \cong \frac{B}{s} \quad (5.1)$$

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_o สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ g_{mi} คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, 3, 4$) ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจรในรูปที่ 5.1 มีค่าดังนี้คือ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข1]

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left[\frac{s^2}{D(s)} \right] \quad (5.2)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) s}{D(s)} \quad (5.3)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)}{D(s)} \quad (5.4)$$

และ

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) + \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right) \quad (5.5)$$

โดยที่ B_1 และ B_2 คือ ค่า GBP ของออปแอมป์ A_1 และ A_2 ตามลำดับ จากสมการที่ (5.2) ถึง (5.5) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้สามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ($T_{HP}(s)$) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ($T_{BP}(s)$) และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ($T_{LP}(s)$) โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยในกรณีนี้จะได้อัตราขยาย ω_o และ Q ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \quad (5.6)$$

และ

$$Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \quad (5.7)$$

สมการที่ (5.6) และ (5.7) แสดงให้เห็นว่าค่า Q ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระ ปราศจากผลกระทบต่อ ω_o ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่า g_{m1} หรือ g_{m2} หรือ กระแสไบอัส I_{B1} หรือ I_{B2} ในขณะที่ค่า ω_o นั้นก็สามารถปรับแต่งได้โดยการควบคุม g_{m3} หรือ g_{m4} ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟ มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข2]

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (5.8)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \quad (5.9)$$

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

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (5.11)$$

และ

$$S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (5.12)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเป็นค่าที่ค่าน้อยกว่าหนึ่ง

5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A_{OAi}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OAi}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \quad (5.13)$$

เมื่อ ω_{bi} คือ ตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอ เมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้ว อัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (5.14)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 5.1 สามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ ω_{on} และ Q_n ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติได้เท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข3]

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (5.15)$$

$$\text{และ} \quad Q_n = \frac{Q(1 - \delta)}{\left[1 - \frac{g_{m02}g_{m03}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01}g_{m04}} \right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1 - \delta)}} \quad (5.16)$$

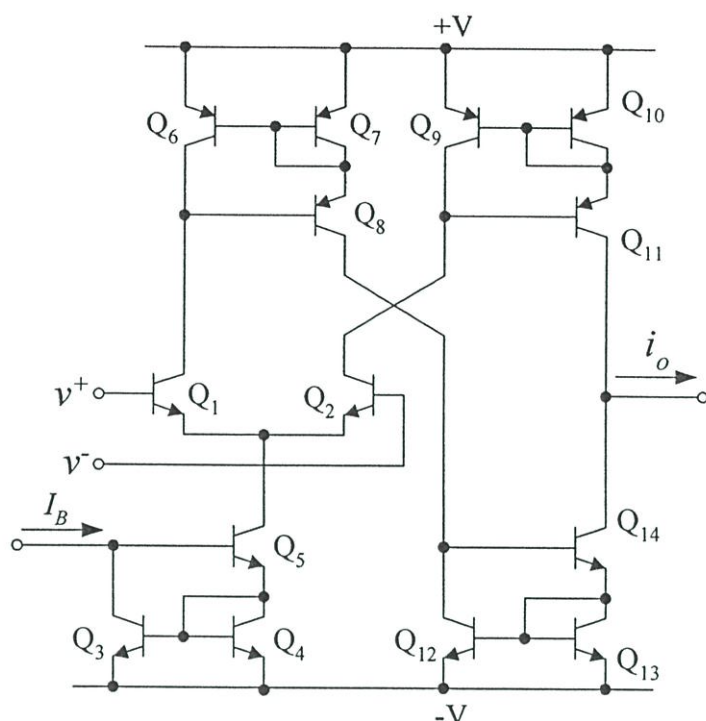
$$\text{เมื่อ} \quad \delta = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_2 \tau_{b2} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (5.17)$$

จากสมการที่ (5.17) จะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติค (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01}g_{m04} \cong g_{m02}g_{m03}B_2\tau_{b2} \quad (5.18)$$

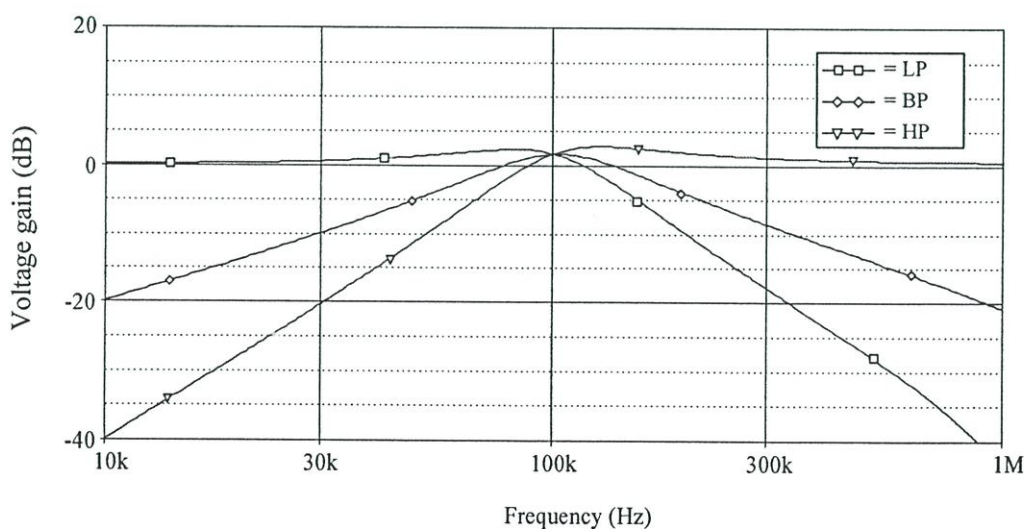
5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรรองความถี่โหมคระแสที่นำเสนอ ในที่นี้ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 ที่มีค่า $B_1 = B_2 = 5.906 \text{ Mrad/s}$ [30] และโอทีเอแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R parameters [31] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 12\text{V}$

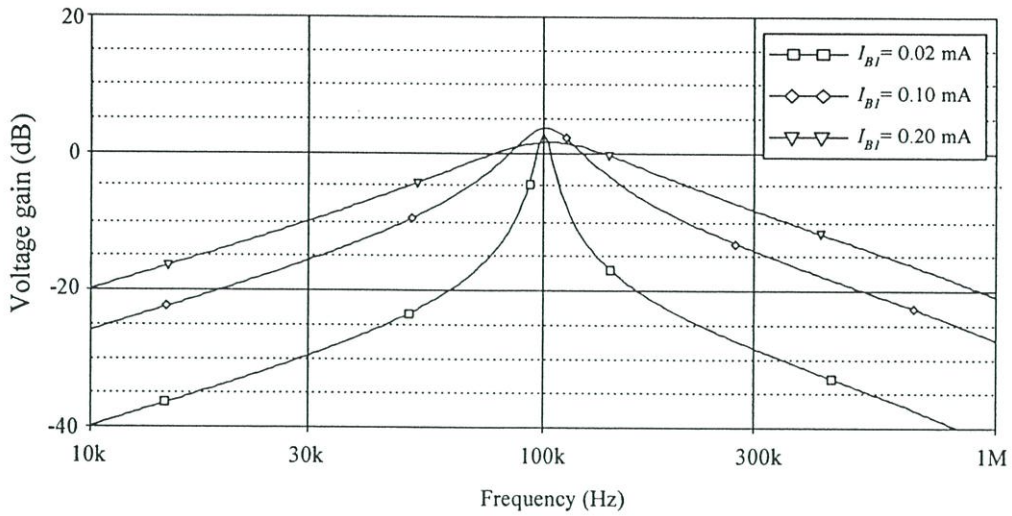


รูปที่ 5.2 วงจร โอทีเอ

รูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อ $I_{B1} = 0.20 \text{ mA}$, $I_{B2} = I_{B4} = 2.00 \text{ mA}$ และ $I_{B3} = 0.02 \text{ mA}$ เงื่อนไขทำให้ได้ $Q = 1$ และ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 94 \text{ kHz}$ จากผลการเขียนแบบได้แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน ซึ่งจะได้อัตรา $f_o \cong 102 \text{ kHz}$ โดยคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 8.51%

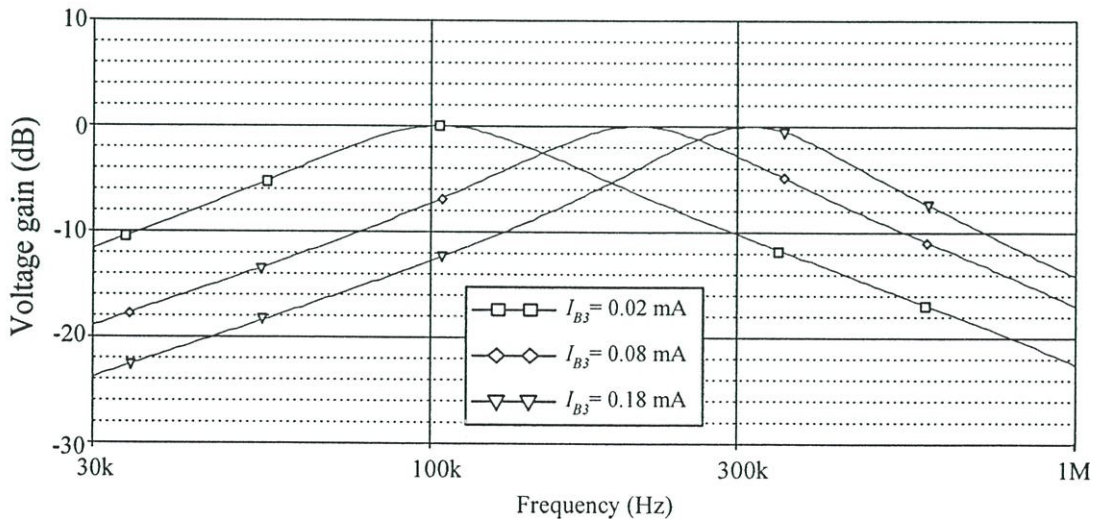


รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1}

รูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1} เป็น 0.02 mA, 0.10 mA และ 0.20 mA ตามลำดับ ในขณะที่ I_{B2} , I_{B3} และ I_{B4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $I_{B2} = I_{B4} = 2.00$ mA และ $I_{B3} = 0.02$ mA จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ $f_o \cong 94$ kHz ในขณะที่ Q ของวงจรแปรค่าเป็น 10, 2 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่า Q ได้ด้วยการควบคุม I_{B1} โดยปราศจากผลกระทบต่อ f_o ซึ่งสอดคล้องตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอในสมการที่ (5.6)



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}

รูปที่ 5.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อ $I_{B2} = I_{B4} = 2.00$ mA และทำการแปรค่า $I_{B3} = 0.02$ mA, 0.08 mA, 0.18 mA และ $I_{B1} \cong 0.20$ mA, 0.40 mA, 0.60 mA จากสมการที่ (5.6) และ (5.7) ทำให้ได้ $f_o \cong 94$ kHz, 188 kHz, 282 kHz ที่ $Q = 1$ และจากผลการเขียนแบบจะได้ $f_o \cong 102$ kHz, 209 kHz, 316 kHz ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 8.51%, 11.17% และ 12.56% ตามลำดับ

5.5 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดแรงดัน ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก แบบใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้พร้อมกันถึงสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจอีกหลายประการ ดังนี้

- ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม
- ใช้อุปกรณ์แอคทีฟในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอขึ้นก่อนหน้า
- ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q) สามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
- มีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่ต่ำ
- การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง ไม่มีผลต่อความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q)

ผลจากการเขียนแบบการทำงานของวงจรได้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรว่ามีความใกล้เคียงและสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

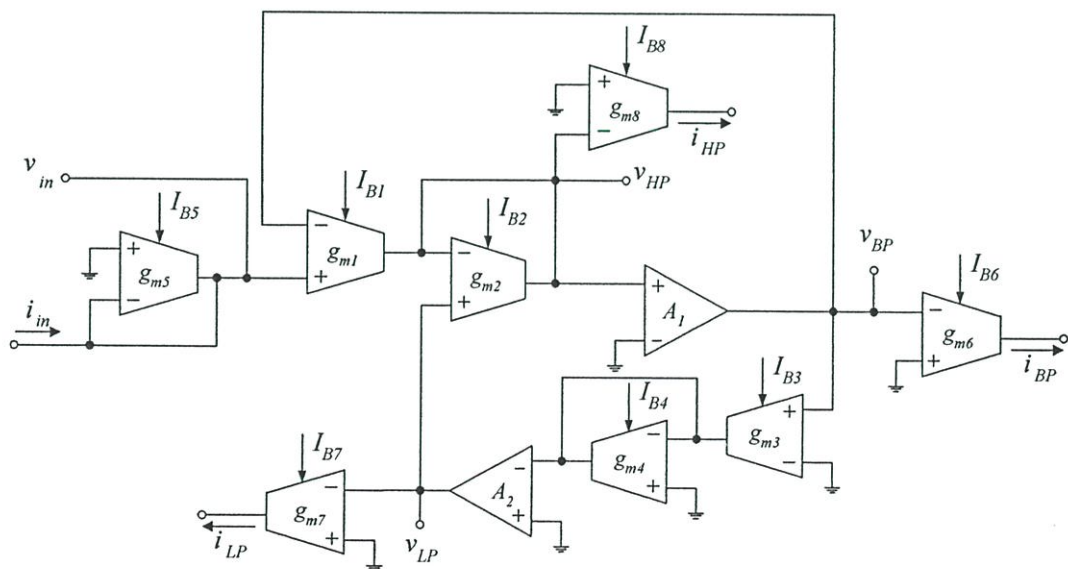
บทที่ 6

วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ปราสจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดัน แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟต่ำ นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรที่นำเสนอยังสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร คุณสมบัติการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

6.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสและโหมดแรงดันที่นำเสนอ



รูปที่ 6.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดันที่นำเสนอ

รูปที่ 6.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ [34] ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟหลัก คือ ออปแอมป์จำนวนสองตัว และโอทีเอ จำนวนแปดตัว จากวงจรที่นำเสนอถ้ากำหนดให้ ω_a คือค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของออปแอมป์และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_a$ ดังนั้นอัตราขยายลูปเปิด (open-loop gain, $A_{OL}(s)$) ของออปแอมป์จะประมาณค่าได้เท่ากับ

$$A_{OL}(s) = \frac{A_0 \omega_a}{s + \omega_a} \cong \frac{B}{s} \quad (6.1)$$

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_a สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดันของวงจรในรูปที่ 6.1 มีค่าดังนี้คือ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ๑1]

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (6.2)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) s}{D(s)} \quad (6.3)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)}{D(s)} \quad (6.4)$$

และ

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) + \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right) \quad (6.5)$$

โดยที่ g_{mi} คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, 3, 4$) และ B_1 และ B_2 คือ ค่า GBP ของออปแอมป์ A_1 และ A_2 ตามลำดับ จากสมการที่ (6.2) ถึง (6.5) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้สามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ($T_{HP}(s)$) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ($T_{BP}(s)$) และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ($T_{LP}(s)$) โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยในกรณีนี้จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \quad (6.6)$$

และ

$$Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \quad (6.7)$$

สมการที่ (6.6) และ (6.7) แสดงให้เห็นว่าค่า Q ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อ ω_o ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่า g_{m1} หรือ g_{m2} หรือกระแสไบอัส I_{B1} หรือ I_{B2} ในขณะที่ค่า ω_o นั้นก็สามารถปรับแต่งได้โดยการควบคุม g_{m3} หรือ g_{m4} ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟ มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค2]

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (6.8)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \quad (6.9)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = \frac{1}{2} \quad (6.10)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (6.11)$$

และ

$$S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (6.12)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเป็นค่าที่ต่ำกว่าหนึ่ง

6.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันลู่อุปเปิด $A_{OAi}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OAi}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \quad (6.13)$$

เมื่อ ω_{bi} คือ ตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi}=1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอ เมื่อเกิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้ว อัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (6.14)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 6.1 สามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ ω_{on} และ Q_n ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติได้เท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ค3]

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1-\delta}} \quad (6.15)$$

และ

$$Q_n = \frac{Q(1-\delta)}{\left[1 - \frac{g_{m02}g_{m03}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01}g_{m04}}\right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1-\delta)}} \quad (6.16)$$

เมื่อ

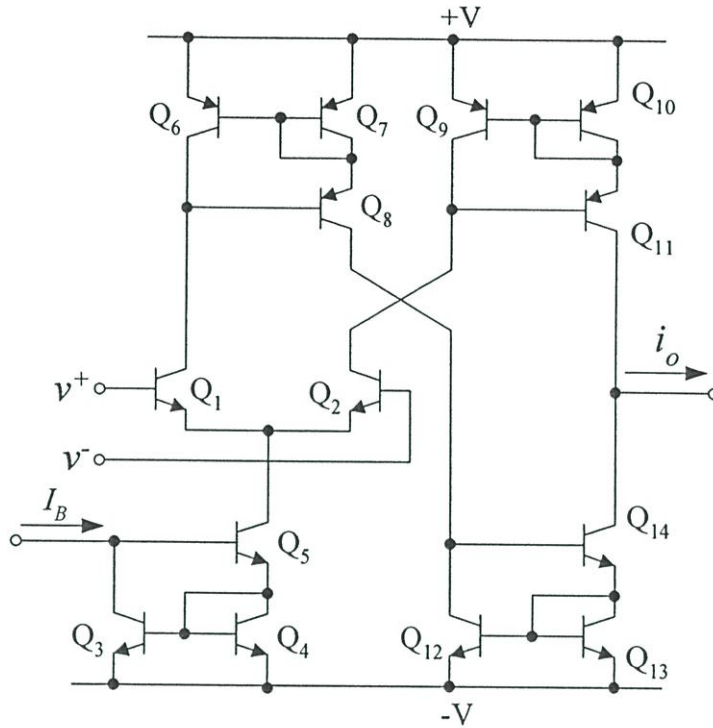
$$\delta = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_2 \tau_{b2} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (6.17)$$

จากสมการที่ (6.17) จะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติค (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01}g_{m04} \cong g_{m02}g_{m03}B_2\tau_{b2} \quad (6.18)$$

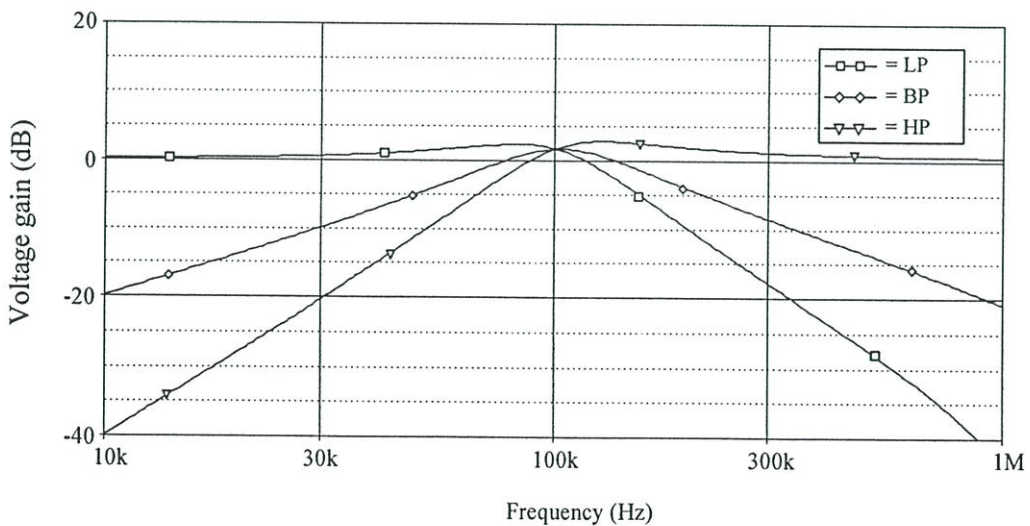
6.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองความถี่โหมดกระแสที่นำเสนอ ในที่นี้ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 ที่มีค่า $B_1 = B_2 = 5.906 \text{ Mrad/s}$ [30] และโอทีเอแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 6.2 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R parameters [31] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 12\text{V}$ และกำหนดให้ $I_{B5} = I_{B6} = I_{B7} = I_{B8} = 2 \text{ mA}$

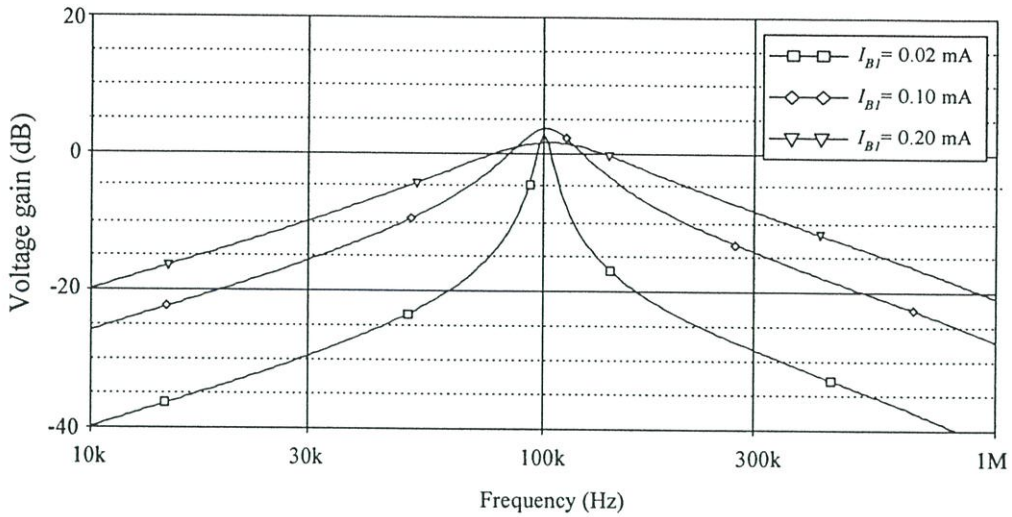


รูปที่ 6.2 วงจร โอทีเอ

รูปที่ 6.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อ $I_{B1} = 0.20 \text{ mA}$, $I_{B2} = I_{B4} = 2.00 \text{ mA}$ และ $I_{B3} = 0.02 \text{ mA}$ เงื่อนไขทำให้ได้ $Q = 1$ และ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 94 \text{ kHz}$ จากผลการเขียนแบบได้แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน ซึ่งจะได้ $f_o \cong 102 \text{ kHz}$ โดยคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 8.51%

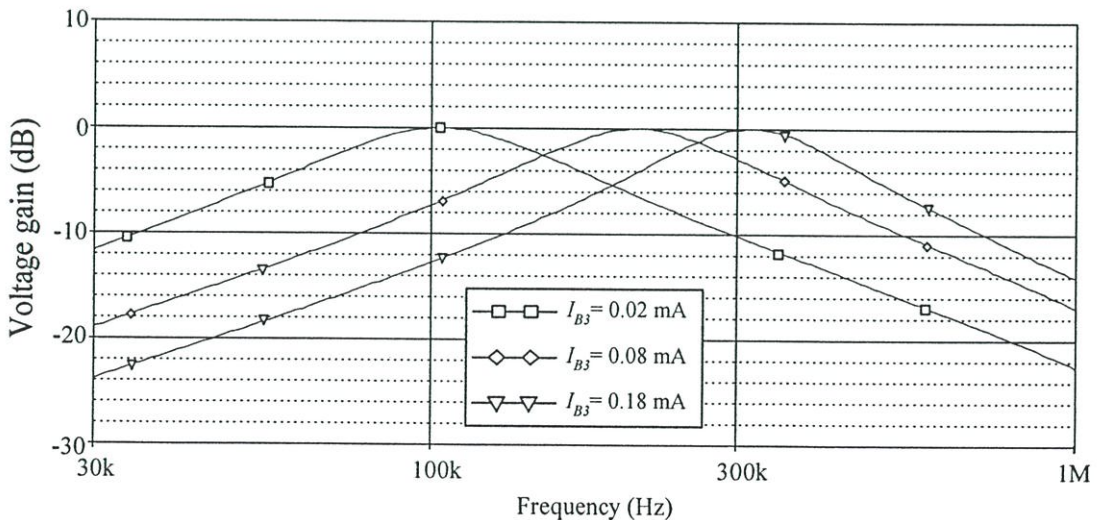


รูปที่ 6.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 6.4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1}

รูปที่ 6.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B1} เป็น 0.02 mA, 0.10 mA และ 0.20 mA ตามลำดับ ในขณะที่ I_{B2} , I_{B3} และ I_{B4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $I_{B2} = I_{B4} = 2.00$ mA และ $I_{B3} = 0.02$ mA จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ $f_o \cong 94$ kHz ในขณะที่ Q ของวงจรแปรค่าเป็น 10, 2 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่า Q ได้ด้วยการควบคุม I_{B1} โดยปราศจากผลกระทบต่อ f_o ซึ่งสอดคล้องตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอในสมการที่ (6.6)



รูปที่ 6.5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า I_{B3}

รูปที่ 6.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อ $I_{B2} = I_{B4} = 2.00$ mA และทำการแปรค่า $I_{B3} = 0.02$ mA, 0.08 mA, 0.18 mA และ $I_{B1} \cong 0.20$ mA, 0.40 mA, 0.60 mA จากสมการที่ (6.6) และ (6.7) ทำให้ได้ $f_o \cong 94$ kHz, 188 kHz, 282 kHz ที่ $Q = 1$ และจากผลการเขียนแบบจะได้ $f_o \cong 102$ kHz, 209 kHz, 316 kHz ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 8.51%, 11.17% และ 12.56% ตามลำดับ

6.5 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดัน ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก แบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟและโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดันได้พร้อมกันถึงสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจอีกหลายประการ ดังนี้

- ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม
- ใช้อุปกรณ์แอคทีฟในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอขึ้นก่อนหน้า
- ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q) สามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
- มีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่ต่ำ
- การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง ไม่มีผลต่อความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q)
- วงจรที่นำเสนอสามารถรองรับการทำงานได้หลายโหมดด้วยกัน คือ โหมดแรงดัน โหมดกระแส รวมทั้งโหมดผสม (Mixed-mode) ได้อีกด้วย

ผลจากการเขียนแบบการทำงานของวงจรได้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรว่ามีความใกล้เคียงและสอดคล้องกันไปแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

7.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก โดยพยายามลดอุปกรณ์แอคทีฟให้น้อยลง แต่ยังคงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรเดิมเอาไว้ การทำงานของวงจรที่นำเสนออาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์เป็นหลัก ทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงปฏิบัติการที่ความถี่สูง คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร หากทำการออกแบบวงจรดังกล่าวภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์จะทำให้ค่าความไวของอุณหภูมิ (temperature sensitivity) ที่มีผลต่ออัตราขยายค่าความนำ ได้ถูกชดเชยลงไปด้วย (temperature compensation) วงจรที่ได้ออกแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นอุปกรณ์หลักทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ทั้งในเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และแบบมอส นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่น้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอก่อนหน้านี้

สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการพิจารณาเข้าร่วมในงานประชุมวิชาการต่างๆ ดังนี้คือ

- ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28
- ในการประชุมวิชาการ The 2006 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)
- ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก ง ของวิทยานิพนธ์นี้

7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในหัวข้อนี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 2 ประการ ได้แก่

1) ประการแรก จากการทำวิจัยพบว่าขีดจำกัดในเรื่องของช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรมันขึ้นอยู่กับ โคมิแนนซ์โพลาภายในของวงจรออปแอมป์ ดังนั้นหากทำการออกแบบวงจรโดยเลือกใช้ ออปแอมป์ประสิทธิภาพสูงแบบที่มีขีดจำกัดตำแหน่ง โคมิแนนซ์โพลาสูงขึ้น ก็จะทำให้แบนด์วิดธ์ของวงจรที่ออกแบบได้มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งเหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้ในทางด้านความถี่สูง

2) ประการที่สอง เนื่องจากการออกแบบและพัฒนาวงจรในการวิจัยหัวข้อนี้ได้ใช้ออปแอมป์และโอทีเอภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นแนวทางการพัฒนาวงจรอีกแนวทางหนึ่ง ก็คือ เลือกใช้วงจรออปแอมป์และโอทีเอแบบใช้เทคโนโลยี มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งจะทำให้พื้นที่ของวงจรเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรมีขนาดเล็ก

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.R. Brand, R. Schaumann. "Active-R filters: review of theory and practice" **Electronics Circuit and Systems**, vol. 2, 1978. pp. 89-101
- [2] Kumar, S.K. Shukla. "On the importance, realization, experimental verification and measurement of active-R and active-C filters" **Microelectronics Journal**, vol. 21, 1990. pp.21-45
- [3] K.A. Mitra, V.K. Aatre. "Low sensitivity high frequency active-R filters" **IEEE Transaction on Circuits and Systems**, vol. 23, 1976. pp.670-676
- [4] Sergio Franco. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**. New York: McGraw-Hill. 1998. pp. 235-302
- [5] M.A. Soderstrand, V.H.C. Watt, K.B. Kee and D. Mcginity. "Implementation of an active-R filter building block in semi-custom VLSI" **International Journal of Electronics**, vol. 76, 1994. pp. 469-482
- [6] R. Nawrocki, U. Klein. "New OTA-capacitor realization of a universal biquad" **Electronics Letters**, vol.22, 1986. pp. 50-51
- [7] C.M. Chang, P.C. Chen. "Universal active filter with current gain using OTA" **International Journal of Electronics**, vol.71, 1991. pp. 805-808
- [8] J. Wu, C.Y. Xie. "New multifunction active filter using OTAs" **International Journal of Electronics**, vol.74, 1993. pp. 235-239
- [9] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui. "Voltage-mode active-only biquad" **International Journal of Electronics**, vol.87, 2000. pp. 1435-1442
- [10] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui. "Novel voltage-mode biquad using only active devices" **International Journal of Electronics**, vol.88, no.3, 2001. pp. 339-346
- [11] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui. "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop" **International Journal of Electronics**, vol.88, no.10, 2001. pp.1039-1101
- [12] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn. "An active-only voltage-mode integrator and its applications" **Proceedings of the International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS2001)**, Korea, Oct. 17-21, 2001. pp. 1181-1154

- [13] M. Higashimura. "Current-mode highpass and bandpass filter using the operational amplifier pole" **International Journal of Electronics**, vol. 73, 1992. pp.667-651
- [14] M. Higashimura. "Current-mode lowpass and bandpass filter using the operational amplifier pole" **International Journal of Electronics**, vol. 74, 1992. pp.945-949
- [15] M.A. Miltra , M.T. Ahmed. "Direct from active-R Synthesis techniques and their critical assessment." **International Journal of Electronics**, vol.71, 1991. pp.621-635
- [16] R.F. Coughlin, F.F. Driscoll. **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits**. 3 rd ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall. 1987.
- [17] John.V. Wait, Lawrence P. Huelsman, Granino A. Korn. **Introduction to Operational Amplifier theory and Applications**. 2 rd ed. New York: Mcgraw Hill. 1992.
- [18] Rolf Schaumann, M.S. Ghausi, Kenneth R. Laker. **Design of Analog filter Passive, Active RC, and Switched Capacitor**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall. 1990.
- [19] P.E. Fleischer. "Sensitivity Minimization in a Single Amplifier Biquad Circuit" **IEEE Transaction on Circuit and Systems**, January-1976(CAS-23) Reprinted in Schaumann et.al: 1976. pp.45-55
- [20] J.F. Solomon. "The monolithic Op-Amp: A Tutorial Survey" **IEEE Solid-State Circuits**, December 1974. vol. SC-9 1974. pp. 314-332
- [21] B. Kuo. **Automatic Control Systems**. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall. 1962.
- [22] S. Rosenstark. **Feedback Amplifier Principles**. New York: Macmillan. 1986.
- [23] Charles F. Wojslaw, Evangelos A. Moustakas. **Operational Amplifiers: The Devices and Their Applications**. New York: JohnWiley. 1986. pp.13-21
- [24] Howard M. Berlin, Frank C. Getz. **Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits**. New York: Merrill. 1992.
- [25] Denton J. Dailey. **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Applications**. New York: McGraw-Hill. 1989. pp. 253-264
- [26] National Semiconductor Cooperation. **Linear Databook**. LM13600, LM13700. 1982.
- [27] National Semiconductor Cooperation. **Applications Handbook**. 1980.
- [28] Harris Semiconductors. **Applications Note**. 2001.
- [29] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. "การชดเชยผลของอูณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรมายโอทีเอ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542.

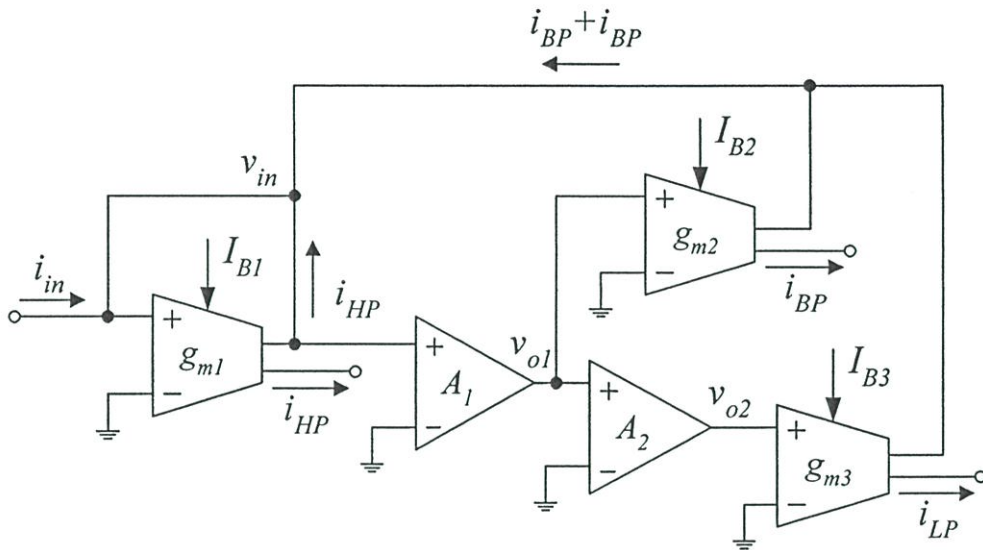
- [30] เกษฎาพร สถานทรัพย์, ทศยา ปุคคละนนทน และ วรพงศ ดั่งศรียัตน์. “วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลัก.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 2548, หน้า 1153-1156.
- [31] A.K. Singh, R. Senani, “Low-component-count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads” **Electronics Letters**, vol.34, 1998. pp. 718-719
- [32] D.R. Frey, “Log-domain filter: an approach to current-mode filtering” **Proceeding of the Institute of Electrical Engineers Part G**, vol.140, 1993. pp.406-416
- [33] J. Satansup T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Universal voltage-mode biquad filter without external passive elements” **The 2006 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, 2006.pp. 709-712.
- [34] เกษฎาพร สถานทรัพย์, ทศยา ปุคคละนนทน และ วรพงศ ดั่งศรียัตน์. “วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคกระแสและโหมคแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลัก.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, 2549, หน้า 613-616.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

ก1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส



รูปที่ ก1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส

จากวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักดังรูปที่ 4.1 เมื่อกำหนดแรงดันโหนดและทิศทางกระแสในวงจรรูปที่ ก1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

พิจารณาที่โอปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้

$$v_{o1} = \frac{B_1}{s} v_m$$

$$v_{o2} = \frac{B_1 B_2}{s^2} v_m$$

ที่โหนด v_{in} ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{in} + i_{HP} + i_{BP} + i_{LP} = 0$$

เมื่อ

$$i_{HP} = g_{m1} v_{in}$$

หรือ

$$v_{in} = \frac{i_{HP}}{g_{m1}} \quad (ก1.1)$$

$$i_{BP} = g_{m2} v_{o2}$$

หรือ

$$i_{BP} = \frac{g_{m2} B_1}{s} v_{in} \quad (ก1.2)$$

และ

$$i_{LP} = g_{m3} v_{o1}$$

หรือ

$$i_{LP} = \frac{g_{m3} B_1 B_2}{s^2} v_{in} \quad (ก1.3)$$

แทนค่า i_{HP}, i_{BP}, i_{LP} ลงในสมการข้างบนจะได้

$$i_{in} = - \left(g_{m1} v_{in} + \frac{g_{m2} B_1}{s} v_{in} + \frac{g_{m3} B_1 B_2}{s^2} v_{in} \right) \quad (ก1.4)$$

หรือเขียนใหม่กลายเป็น

$$i_{in} = - \left(\frac{g_{m1} s^2 + g_{m2} B_1 s + g_{m3} B_1 B_2}{s^2} \right) v_{in} \quad (ก1.5)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ก1.1) ลงในสมการที่ (ก1.5) จะได้

$$i_{in} = - \left(\frac{g_{m1} s^2 + g_{m2} B_1 s + g_{m3} B_1 B_2}{s^2} \right) \frac{i_{HP}}{g_{m1}}$$

หรือ

$$i_{HP} = - \left(\frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \right) s + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)} \right) i_{in} \quad (ก1.6)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ก1.1) และ i_{HP} จากสมการที่ (ก1.6) ลงในสมการที่ (ก1.2) จะได้

$$i_{BP} = \frac{g_{m2}B_1}{s} \left(\frac{-s^2}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \right) s + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)} \right) \frac{i_{in}}{g_{m1}}$$

ดังนั้นจะได้ i_{BP} ดังนี้คือ

$$i_{BP} = \left(\frac{-\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} s}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \right) s + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)} \right) i_{in} \quad (ก1.7)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ก1.1) และ i_{HP} จากสมการที่ (ก1.6) ลงในสมการที่ (ก1.3) จะได้

$$i_{LP} = \frac{g_{m3}B_1B_2}{s^2} \left(\frac{-s^2}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \right) s + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)} \right) \frac{i_{in}}{g_{m1}}$$

ดังนั้นจะได้ i_{LP} ดังนี้คือ

$$i_{LP} = \left(\frac{-\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \right) s + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)} \right) i_{in} \quad (ก1.8)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ก1.6), (ก1.7) และ (ก1.8) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2}{D(s)} \quad (ก1.9)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right)s}{D(s)} \quad (ก1.10)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (ก1.11)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right) \quad (ก1.12)$$

จากฟังก์ชันไบควอดราติกดังสมการที่ 3.5 จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2 \quad (ก1.13)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (ก1.12) กับ (ก1.13) ทำให้ได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าแบนด์วิธของวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)^{1/2} \quad (ก1.14)$$

และ

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}} \quad (ก1.15)$$

แทนสมการที่ (ก1.14) ในสมการที่ (ก1.15) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}$$

ฉะนั้น

$$Q = \frac{g_{m1}}{g_{m2}B_1} \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}} \right)^{1/2}$$

เมื่อกำหนดให้ $B_1 = B_2$ จะได้ตัวประกอบคุณภาพดังนี้คือ

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} (g_{m1}g_{m3})^{1/2} \quad (ก1.16)$$

ก2 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

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

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

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

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแส ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งมีค่า ω_o และ Q -factor ของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m1}} B_1 B_2} \quad (ก2.3)$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{g_{m1} g_{m3}} \quad (ก2.4)$$

การพิจารณาค่าความไว ω_o และ Q -factor ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟ g_{mi} และ B_i ในวงจร โดยมีขั้นตอนการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

ค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m1} หรือ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = \frac{g_{m1}}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial g_{m1}}$$

แทนค่า ω_o จากสมการที่ (ก2.3) จะได้

$$\begin{aligned} S_{g_{m1}}^{\omega_o} &= \left(\frac{g_{m1}}{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m1}} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m1}} \right)^{1/2}}{\partial g_{m1}} \\ &= -\frac{1}{2} \left(\frac{g_{m1}}{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m1}} \right)^{1/2}} \right) \left(g_{m3} B_1 B_2 \right)^{1/2} (g_{m1})^{-3/2} \end{aligned}$$

ฉะนั้น
$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{ก2.5}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{B_1, B_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{ก2.6}$$

และ
$$S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \tag{ก2.7}$$

สำหรับค่าความไวของ Q -factor ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m1} หรือ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = \frac{g_{m1}}{Q} \frac{\partial Q}{\partial g_{m1}}$$

แทนค่า Q จากสมการที่ (ก2.4) จะได้

$$S_{g_{m1}}^Q = \left(\frac{g_{m1}}{\left(\frac{1}{g_{m2}} (g_{m1}g_{m3})^{1/2} \right)} \right) \frac{\partial \left(\frac{1}{g_{m2}} (g_{m1}g_{m3})^{1/2} \right)}{\partial g_{m1}}$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{g_{m1}}{\left(\frac{1}{g_{m2}} (g_{m1}g_{m3})^{1/2} \right)} \right) \left(\frac{1}{g_{m2}} (g_{m1}g_{m3})^{-1/2} \right) (g_{m3})$$

ฉะนั้น $S_{g_{m1}}^Q = \frac{1}{2}$ (ก2.8)

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{g_{m3}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^Q = -1$$
 (ก2.9)

และ $S_{B_1, B_2}^Q = 0$ (ก2.10)

ก3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมด กระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A_{OAi}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OAi}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \cong \frac{B_i}{s} (1 - s\tau_{bi})$$
 (ก3.1)

เมื่อ ω_{bi} คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอ เมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้วอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (ก3.2)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรที่ไม่เป็นอุดมคติมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้
พิจารณาที่ออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้

$$v_{o1} = \frac{B_1}{s}(1 - s\tau_{b1})v_{in}$$

$$v_{o2} = \frac{B_1 B_2}{s^2}(1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})v_{in}$$

ที่โหนด v_{in} ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{in} + i_{HP} + i_{BP} + i_{LP} = 0$$

เมื่อ

$$i_{HP} = \frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})}v_{in}$$

หรือ

$$v_{in} = \frac{i_{HP}}{g_{m01}}(1 + s\tau_{c1}) \quad (ก3.3)$$

$$i_{BP} = \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})}v_{o2}$$

หรือ

$$i_{BP} = \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} \frac{B_1}{s}(1 - s\tau_{b1})v_{in} \quad (ก3.4)$$

และ

$$i_{LP} = \frac{g_{m03}}{(1 + s\tau_{c3})}v_{o1}$$

หรือ
$$i_{LP} = \frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} \left(\frac{B_1 B_2}{s^2} \right) (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) v_{in} \quad (ก3.5)$$

แทนค่า i_{HP}, i_{BP} และ i_{LP} ลงในสมการข้างบนจะได้

$$i_{in} = - \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) v_{in} + \frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) v_{in} \right) \quad (ก3.6)$$

จัดรูปสมการที่ (ก3.6) ใหม่กลายเป็น

$$i_{in} = - \left(\frac{\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} s^2 + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} B_1 (1-s\tau_{b1}) s + \frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} \right) v_{in} \quad (ก3.7)$$

แทนค่า v_{in} สมการที่ (ก3.3) ลงในสมการที่ (ก3.7) จะได้

$$i_{in} = - \left(\frac{\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} s^2 + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} B_1 (1-s\tau_{b1}) s + \frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} \right) \frac{i_{HP}}{g_{m01}} (1+s\tau_{c1})$$

หรือ
$$i_{HP} = - \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) i_{in} \quad (ก3.8)$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \quad (ก3.9)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ก3.3) และ i_{HP} จากสมการที่ (ก3.8) ลงในสมการที่ (ก3.4) จะได้

$$i_{BP} = \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) \left(\frac{-s^2}{D_n(s)} \right) \frac{i_{in}}{g_{m01}} (1+s\tau_{c1})$$

ดังนั้นจะได้ i_{BP} ดังนี้คือ

$$i_{BP} = \left(\frac{-\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) i_{in} \quad (ก3.10)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ก3.3) และ i_{HP} จากสมการที่ (ก3.8) ลงในสมการที่ (ก3.5) จะได้

$$i_{LP} = \frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) \left(\frac{-s^2}{D_n(s)} \right) \frac{i_{in}}{g_{m01}} (1+s\tau_{c1})$$

ดังนั้นจะได้ i_{LP} ดังนี้คือ

$$i_{LP} = \left(\frac{-\frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) i_{in} \quad (ก3.11)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ก3.8), (ก3.10) และ (ก3.11) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้เป็น

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = - \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) \quad (ก3.12)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = - \left(\frac{\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \quad (ก3.13)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = - \left(\frac{\frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) \quad (ก3.14)$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \quad (ก3.15)$$

และเมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (ก3.15) กับรูปแบบสมการทั่วไปของ $D_n(s)$

$$D_n(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_{on}}{Q_n} \right) s + \omega_{on}^2 \quad (ก3.16)$$

จากสมการที่ (ก3.15) จะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติคือ

$$\omega_{on} = \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m01}}}{\left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2} \quad (ก3.17)$$

หรือ

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (ก3.18)$$

เมื่อ

$$\delta = \left(\frac{\frac{g_{m02}}{g_{m01}} - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_2 \tau_{b2}}{g_{m01}} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (ก3.19)$$

และ

$$\frac{\omega_{on}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01}} \right)}{\left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (ก3.20)$$

แทนสมการที่ (ก3.17) ในสมการที่ (ก3.20) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m01}}}{\left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01}} \right)}{\left(1 - \frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (\text{ก3.21})$$

$$\begin{aligned} Q_n &= \left(\frac{(1-\delta)}{\left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m01}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m01}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \left(\frac{g_{m01} (1-\delta)}{\left(g_{m02} B_1 - g_{m03} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m01}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \frac{g_{m01}}{g_{m02} B_1} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m03}}{g_{m02}} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m01}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \sqrt{\frac{g_{m03}}{g_{m01}}} \left(\frac{1}{B_1} \right) \sqrt{\frac{B_1 B_2}{(1-\delta)}} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m03}}{g_{m02}} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \\ &= \left(\frac{1}{g_{m02}} \right) \sqrt{g_{m01} g_{m03}} \sqrt{\frac{B_2}{B_1 (1-\delta)}} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m03}}{g_{m02}} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \end{aligned}$$

ฉะนั้น

$$Q_n = \frac{Q(1-\delta)}{\left[1 - \frac{g_{m03}}{g_{m02}} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})\right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1-\delta)}} \quad (ก3.22)$$

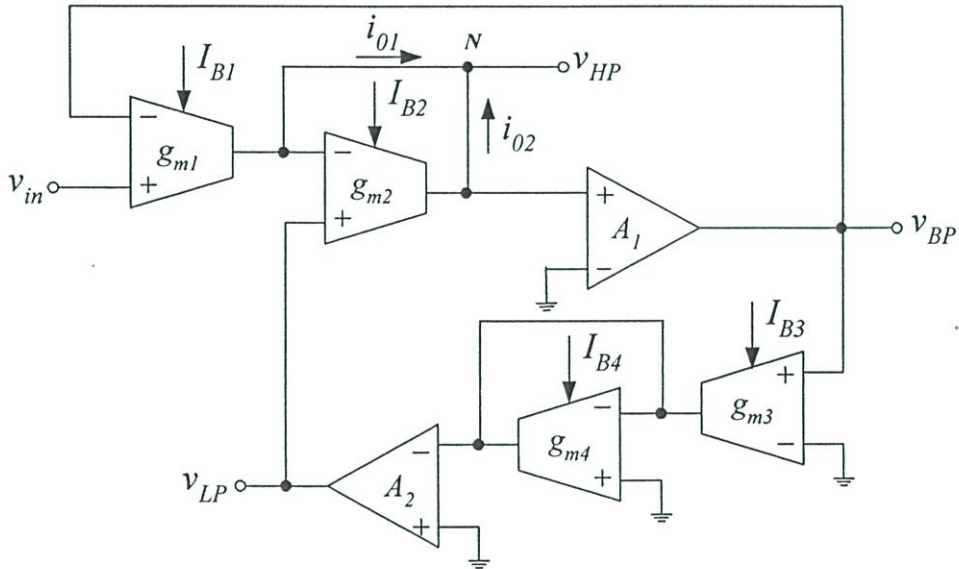
จากสมการจะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติก (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01}g_{m02} \cong g_{m01}g_{m03}B_2\tau_{b2} \quad (ก3.23)$$

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคแรงดันโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมคแรงดัน



รูปที่ ข1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคแรงดัน

จากวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมคแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักดังรูปที่ 5.1 เมื่อกำหนดแรงดันโหนดและทิศทางกระแสในวงจรรูปที่ ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรมีลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

ที่โหนด N ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{o1} + i_{o2} = 0 \quad (\text{ข1.1})$$

เมื่อ

$$i_{o1} = g_{m1}(v_{in} - v_{BP})$$

$$i_{o2} = g_{m2}(v_{LP} - v_{HP})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} v_{HP} \quad (ข1.2)$$

$$v_{LP} = -\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} \quad (ข1.3)$$

แทนค่า i_{o1} และ i_{o2} ลงในสมการ (ข1.1) จะได้

$$g_{m1}v_{in} - g_{m1}v_{BP} + g_{m2}v_{LP} - g_{m2}v_{HP} = 0$$

$$g_{m1}v_{in} - \frac{g_{m1}B_1}{s} v_{HP} - \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} - g_{m2}v_{HP} = 0$$

$$\left(g_{m2}v_{HP} + \frac{g_{m1}B_1}{s} v_{HP} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} \right) = g_{m1}v_{in}$$

$$\left(g_{m2} + \frac{g_{m1}B_1}{s} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} \right) v_{HP} = g_{m1}v_{in}$$

$$\left(\frac{g_{m2}s^2 + g_{m1}B_1s + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2} \right) v_{HP} = g_{m1}v_{in} \quad (ข1.4)$$

หรือเขียนใหม่กลายเป็น

$$v_{HP} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ข1.5)$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ข1.5) ลงในสมการที่ (ข1.2) จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{BP} = \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ข1.6)$$

แทนค่า v_{HP} สมการที่ (ข1.5) ลงในสมการที่ (ข1.3) จะได้

$$v_{LP} = \left(-\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} \right) \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{LP} = - \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ข1.7)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข1.5), (ข1.6) และ (ข1.7) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (ข1.8)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) s}{D(s)} \quad (ข1.9)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)}{D(s)} \quad (ข1.10)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right) \quad (ข1.11)$$

จากฟังก์ชันโพลควอดรติกดังสมการที่ 3.5 จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2 \quad (ข1.12)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (ข1.11) กับ (ข1.12) ทำให้ได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และค่าแบนด์วิทของวงจรถูกเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \quad (ข1.13)$$

และ

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}} \quad (ข1.14)$$

แทนสมการที่ (ข1.13) ในสมการที่ (ข1.14) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}}$$

ฉะนั้น

$$Q = \frac{g_{m2}}{g_{m1}B_1} \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}$$

เมื่อ $B_1 = B_2$ จะได้ตัวประกอบคุณภาพดังนี้คือ

$$Q = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{1/2} \quad (ข1.15)$$

ข2 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งมีค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_o และ Q -factor ของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \quad (ข2.1)$$

และ

$$Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \quad (ข2.2)$$

ดังนั้นการพิจารณาค่าความไว ω_o และ Q -factor ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟ g_{mi} และ B_i ในวงจร สามารถกระทำได้โดยอาศัยคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ ก2 ภาคผนวก ก โดยมีขั้นตอนการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

ค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m3} หรือ

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{g_{m3}}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial g_{m3}}$$

แทนค่า ω_o จากสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$\begin{aligned} S_{g_{m3}}^{\omega_o} &= \frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)^{1/2}} \frac{\partial \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)^{1/2}}{\partial g_{m3}} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)^{-1/2} \left(\frac{B_1 B_2}{g_{m4}} \right) \end{aligned}$$

ฉะนั้น

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (ข2.3)$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (จ2.4)$$

และ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \quad (จ2.5)$$

สำหรับค่าความไวของ Q -factor ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m3} หรือ

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{g_{m3}}{Q} \frac{\partial Q}{\partial g_{m3}}$$

แทนค่า Q จากสมการที่ (จ2.2) จะได้

$$S_{g_{m3}}^Q = \frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \right)^{1/2} \right)} \frac{\partial \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \right)^{1/2} \right)}{\partial g_{m3}}$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \right)^{1/2} \right)} \right] \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}} \right)^{-1/2} \right) \left(\frac{1}{g_{m4}} \right)$$

ฉะนั้น

$$S_{g_{m3}}^Q = \frac{1}{2} \quad (จ2.6)$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{g_{m4}}^Q = \frac{1}{2} \quad (จ2.7)$$

และ

$$S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (จ2.8)$$

ข3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมด แรงดันที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันลูปเปิด $A_{OA_i}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OA_i}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \cong \frac{B_i}{s} (1 - s\tau_{bi}) \quad (ข3.1)$$

เมื่อ ω_{bi} คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอ เมื่อเกิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้ว อัตราขยายค่าความนำของวงจรมารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (ข3.2)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรมิใช่เป็นอุดมคติมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้ ที่โหนด N ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{o1} + i_{o2} = 0 \quad (ข3.3)$$

เมื่อ

$$i_{o1} = \frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} (v_{in} - v_{BP})$$

$$i_{o2} = \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} (v_{LP} - v_{HP})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} (1 - s\tau_{b1}) v_{HP} \quad (ข3.4)$$

$$v_{LP} = -\frac{g_{m03}}{(1 + s\tau_{c3})} \frac{(1 + s\tau_{c4})}{g_{m04}} \left(\frac{B_1 B_2}{s^2} \right) (1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2}) v_{HP} \quad (ข3.5)$$

แทนค่า i_{o1} และ i_{o2} ลงในสมการ (ข3.3) จะได้

$$\begin{aligned}
 & \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} - \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{BP} + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} v_{LP} - \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} v_{HP} = 0 \\
 & \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \right) - \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) v_{HP} \right) - \\
 & \left(\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) v_{HP} \right) - \left(\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} v_{HP} \right) = 0 \\
 & \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \right) - \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) v_{HP} \right) - \\
 & \left(\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) v_{HP} \right) - \left(\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} v_{HP} \right) = \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \\
 & \left(\frac{\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} s^2 + \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} B_1 (1-s\tau_{b1}) + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} \right) v_{HP} \\
 & = \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \tag{ข3.6}
 \end{aligned}$$

หรือเขียนใหม่กลายเป็น

$$v_{HP} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in} \tag{ข3.7}$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m014}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tag{ข3.8}$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ข3.7) ลงในสมการที่ (ข3.4) จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} (1 - s\tau_{b1}) \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in}$$

ดังนั้นจะได้ v_{BP} ดังนี้คือ

$$v_{BP} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1 - s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \cdot v_{in} \quad (ข3.9)$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ข3.7) ลงในสมการที่ (ข3.5) จะได้

$$v_{LP} = - \frac{g_{m03}}{(1 + s\tau_{c3})} \frac{(1 + s\tau_{c4})}{g_{m04}} \left(\frac{B_1 B_2}{s^2} \right) (1 - s\tau_{b1}) (1 - s\tau_{b2}) \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{LP} = - \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1 - s\tau_{b1}) (1 - s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) v_{in} \quad (ข3.10)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข3.7), (ข3.9) และ (ข3.10) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) \quad (ข3.11)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1 - s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \quad (ข3.12)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = - \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) \quad (๗3.13)$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \quad (๗3.14)$$

และเมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (๗3.14) กับรูปแบบสมการทั่วไปของ $D_n(s)$

$$D_n(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_{on}}{Q_n} \right) s + \omega_{on}^2 \quad (๗3.15)$$

จากสมการที่ (๗3.14) จะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติที่ไม่เป็นไปตามอูคมคคือ

$$\omega_{on} = \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2} \quad (๗3.16)$$

หรือ

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (๗3.17)$$

เมื่อ

$$\delta = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_2 \tau_{b2} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (๗3.18)$$

และ

$$\frac{\omega_{on}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (๗3.19)$$

แทนสมการที่ (ข3.16) ในสมการที่ (ข3.19) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m04}} \right)}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (\text{ข3.20})$$

$$\begin{aligned} Q_n &= \left(\frac{(1-\delta)}{\left(\frac{\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m04}} \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \left(\frac{g_{m02} g_{m04} (1-\delta)}{\left(g_{m01} g_{m04} B_1 - g_{m02} g_{m03} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \frac{g_{m02}}{g_{m01} B_1} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\ &= \left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} \right) \sqrt{\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \left(\frac{1}{B_1} \right)} \sqrt{\frac{B_1 B_2}{(1-\delta)}} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right)} \right) \end{aligned}$$

ฉะนั้น

$$Q_n = \frac{Q(1-\delta)}{\left[1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1 (1-\delta)}} \quad (\text{ข3.21})$$

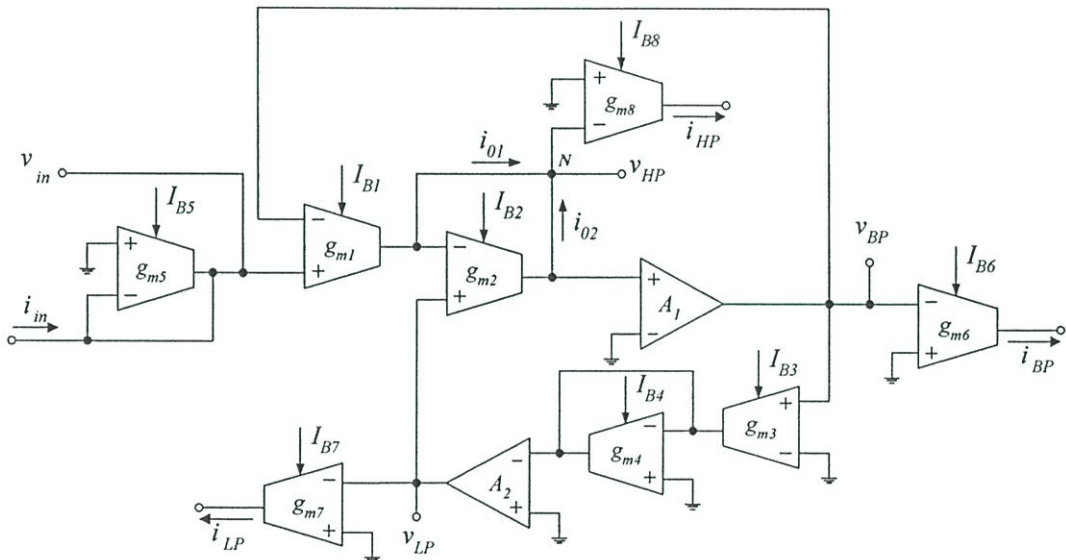
จากสมการจะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติก (parasitic element) ของอุปกรณ์ แอคทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของ โอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01}g_{m04} \cong g_{m02}g_{m03}B_2\tau_{b2} \quad (ข3.22)$$

ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน
โหมดกระแสและโหมดแรงดันโดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอ
เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

ค1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดัน



รูปที่ ค1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดัน

จากวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักดังรูปที่ 6.1 เมื่อกำหนดแรงดัน โหมดและทิศทางการกระแสในวงจรรูปที่ ค1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดันของวงจรมีลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน
ที่โหนด N ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{o1} + i_{o2} = 0 \quad (ค1.1)$$

เมื่อ

$$i_{o1} = g_{m1}(v_{in} - v_{BP})$$

$$i_{o2} = g_{m2}(v_{LP} - v_{HP})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้ว่า

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} v_{HP} \quad (ค1.2)$$

$$v_{LP} = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} \quad (ค1.3)$$

แทนค่า i_{o1} และ i_{o2} ลงในสมการ (ค1.1) จะได้ว่า

$$g_{m1}v_{in} - g_{m1}v_{BP} + g_{m2}v_{LP} - g_{m2}v_{HP} = 0$$

$$g_{m1}v_{in} - \frac{g_{m1}B_1}{s} v_{HP} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} - g_{m2}v_{HP} = 0$$

$$\left(g_{m2}v_{HP} + \frac{g_{m1}B_1}{s} v_{HP} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} v_{HP} \right) = g_{m1}v_{in}$$

$$\left(g_{m2} + \frac{g_{m1}B_1}{s} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} \right) v_{HP} = g_{m1}v_{in}$$

$$\left(\frac{g_{m2}s^2 + g_{m1}B_1s + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2} \right) v_{HP} = g_{m1}v_{in} \quad (ค1.4)$$

หรือเขียนใหม่กลายเป็น

$$v_{HP} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ค1.5)$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ค1.5) ลงในสมการที่ (ค1.2) จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{BP} = \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (\text{ค1.6})$$

แทนค่า v_{HP} สมการที่ (ค1.5) ลงในสมการที่ (ค1.3) จะได้

$$v_{LP} = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \frac{B_1 B_2}{s^2} \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{LP} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (\text{ค1.7})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค1.5), (ค1.6) และ (ค1.7) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (\text{ค1.8})$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) s}{D(s)} \quad (\text{ค1.9})$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)}{D(s)} \quad (ค1.10)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right) \quad (ค1.11)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส
พิจารณาโอทีแอด์ที่ 8 จะได้

$$i_{HP} = -g_{m8}v_{HP} \quad (ค1.12)$$

แทนค่า v_{HP} สมการที่ (ค1.5) ลงในสมการที่ (ค1.12) จะได้

$$i_{HP} = -g_{m8}\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}}B_1s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}}B_1B_2}\right)v_{in} \quad (ค1.13)$$

เมื่อ

$$v_{in} = -\frac{i_{in}}{g_{m5}} \quad (ค1.14)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค1.14) ลงในสมการที่ (ค1.13) จะได้

$$i_{HP} = -g_{m8}\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}}B_1s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}}B_1B_2}\right)\left(-\frac{i_{in}}{g_{m5}}\right) \quad (ค1.15)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m8}$ จะได้

$$i_{HP} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}}B_1s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}}B_1B_2}\right)i_{in} \quad (ค1.16)$$

พิจารณาโอทีแอด์ที่ 6 จะได้

$$i_{BP} = -g_{m6}v_{HP} \quad (ค1.17)$$

แทนค่า v_{BP} สมการที่ (ค1.6) ลงในสมการที่ (ค1.17) จะได้

$$i_{BP} = -g_{m6} \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ค1.18)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค1.14) ลงในสมการที่ (ค1.18) จะได้

$$i_{BP} = -g_{m6} \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) \left(-\frac{i_{in}}{g_{m5}} \right) \quad (ค1.19)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m6}$ จะได้

$$i_{BP} = \left(\frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) i_{in} \quad (ค1.20)$$

พิจารณาโอทีแอด์ที่ 7 จะได้

$$i_{LP} = -g_{m7}v_{LP} \quad (ค1.21)$$

แทนค่า v_{LP} สมการที่ (ค1.7) ลงในสมการที่ (ค1.21) จะได้

$$i_{LP} = -g_{m7} \left(-\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) v_{in} \quad (ค1.22)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค1.14) ลงในสมการที่ (ค1.22) จะได้

$$i_{LP} = -g_{m7} \left(-\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) \left(-\frac{i_{in}}{g_{m5}} \right) \quad (\text{ค1.23})$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m7}$ จะได้

$$i_{LP} = -\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2}{s^2 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B_1 s + \frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \right) i_{in} \quad (\text{ค1.24})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค1.16), (ค1.20) และ (ค1.24) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (\text{ค1.25})$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) s}{D(s)} \quad (\text{ค1.26})$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \frac{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)}{D(s)} \quad (\text{ค1.27})$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) + \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right) \quad (\text{ค1.28})$$

จากฟังก์ชันไปควอดราติกดังสมการที่ 3.5 จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2 \quad (\text{ค1.29})$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (ค1.11) กับ (ค1.12) หรือ (ค1.28) ทำให้ได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าแบนด์วิทของวงจรถูกเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} B_1 B_2 \quad (\text{ค1.30})$$

และ
$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \quad (\text{ค1.31})$$

แทนสมการที่ (ค1.30) ในสมการที่ (ค1.31) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}}$$

ฉะนั้น
$$Q = \frac{g_{m2}}{g_{m1} B_1} \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}$$

เมื่อ $B_1 = B_2$ จะได้ตัวประกอบคุณภาพดังนี้คือ

$$Q = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{1/2} \quad (\text{ค1.32})$$

ค2 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแส ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งมีค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_o และ Q -factor ของวงจรถูกดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} B_1 B_2 \quad (\text{ค2.1})$$

และ
$$Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right) \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \quad (\text{ค2.2})$$

ดังนั้นการพิจารณาค่าความไว ω_o และ Q -factor ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟ g_{mi} และ B_i ในวงจร สามารถกระทำได้โดยอาศัยคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ ก2 ภาคผนวก ก โดยมีขั้นตอนการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

ค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m3} หรือ

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{g_{m3}}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial g_{m3}}$$

แทนค่า ω_o จากสมการที่ (ค2.1) จะได้

$$\begin{aligned} S_{g_{m3}}^{\omega_o} &= \frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}} \frac{\partial \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}}{\partial g_{m3}} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}} \right)^{-1/2} \left(\frac{B_1B_2}{g_{m4}} \right) \end{aligned}$$

ฉะนั้น
$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{ค2.3}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{ค2.4}$$

และ
$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \tag{ค2.5}$$

สำหรับค่าความไวของ Q -factor ต่อการเปลี่ยนแปลงค่า g_{m3} หรือ

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = \frac{g_{m3}}{Q} \frac{\partial Q}{\partial g_{m3}}$$

แทนค่า Q จากสมการที่ (ค2.2) จะได้

$$S_{g_{m3}}^Q = \frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{1/2}\right)} \frac{\partial \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{1/2}\right)}{\partial g_{m3}}$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{g_{m3}}{\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{1/2}\right)} \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m4}}\right)^{-1/2}\right) \left(\frac{1}{g_{m4}}\right) \right]$$

ฉะนั้น
$$S_{g_{m3}}^Q = \frac{1}{2} \quad (\text{ค2.6})$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_{g_{m4}}^Q = \frac{1}{2} \quad (\text{ค2.7})$$

และ
$$S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (\text{ค2.8})$$

ค3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมด กระแสและโหมดแรงดันที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \ll \omega_b$ แล้วพบว่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A_{O_{Ai}}(s)$ ของออปแอมป์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{O_{Ai}}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \cong \frac{B_i}{s} (1 - s\tau_{bi}) \quad (\text{ค3.1})$$

เมื่อ ω_{bi} คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi}=1/\omega_{bi}$ ในขณะที่โอทีเอเมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้วอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{(1 + s\tau_{ci})} \quad (ค3.2)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดันของวงจรที่ไม่เป็นอุดมคติมีลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรที่ไม่เป็นอุดมคติ
ที่โหนด N ผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$i_{o1} + i_{o2} = 0 \quad (ค3.3)$$

เมื่อ

$$i_{o1} = \frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} (v_{in} - v_{BP})$$

$$i_{o2} = \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} (v_{LP} - v_{HP})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} (1 - s\tau_{b1}) v_{HP} \quad (ค3.4)$$

$$v_{LP} = -\frac{g_{m03}}{(1 + s\tau_{c3})} \frac{(1 + s\tau_{c4})}{g_{m04}} \left(\frac{B_1 B_2}{s^2} \right) (1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2}) v_{HP} \quad (ค3.5)$$

แทนค่า i_{o1} และ i_{o2} ลงในสมการ (ค3.3) จะได้

$$\begin{aligned} & \frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} v_{in} - \frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} v_{BP} + \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} v_{LP} - \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} v_{HP} = 0 \\ & \left(\frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} v_{in} \right) - \left(\frac{g_{m01}}{(1 + s\tau_{c1})} \frac{B_1}{s} (1 - s\tau_{b1}) v_{HP} \right) + \\ & \left(\frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2}) v_{HP} - \frac{g_{m02}}{(1 + s\tau_{c2})} v_{HP} \right) = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \right) - \left(\frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) v_{HP} \right) + \\
& \left(\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} \frac{B_1 B_2}{s^2} (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) v_{HP} - \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} v_{HP} \right) = \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \\
& \left(\frac{\frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} s^2 + \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} B_1 (1-s\tau_{b1}) + \frac{g_{m02}}{(1+s\tau_{c2})} \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} \right) v_{HP} \\
& = \frac{g_{m01}}{(1+s\tau_{c1})} v_{in} \tag{ค3.6}
\end{aligned}$$

หรือเขียนใหม่กลายเป็น

$$v_{HP} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in} \tag{ค3.7}$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m014}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tag{ค3.8}$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ค3.7) ลงในสมการที่ (ค3.4) จะได้

$$v_{BP} = \frac{B_1}{s} (1-s\tau_{b1}) \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in}$$

ดังนั้นจะได้ v_{BP} ดังนี้คือ

$$v_{BP} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \cdot v_{in} \tag{ค3.9}$$

แทนค่า v_{HP} จากสมการที่ (ข3.7) ลงในสมการที่ (ข3.5) จะได้

$$v_{LP} = -\frac{g_{m03}}{(1+s\tau_{c3})} \frac{(1+s\tau_{c4})}{g_{m04}} \left(\frac{B_1 B_2}{s^2} \right) (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2}) \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in}$$

หรือ

$$v_{LP} = -\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) v_{in} \quad (ค3.10)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค3.7), (ค3.9) และ (ค3.10) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.11)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.12)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = -\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.13)$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \quad (ค3.14)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ
พิจารณาโอทีเอตัวที่ 8 จะได้

$$i_{HP} = \frac{-g_{m08}}{(1 + s\tau_{c8})} v_{HP} \quad (ค3.15)$$

แทนค่า v_{HP} สมการที่ (ค3.7) ลงในสมการที่ (ค3.15) จะได้

$$i_{HP} = \frac{-g_{m08}}{(1 + s\tau_{c8})} \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) v_{in} \quad (ค3.16)$$

เมื่อ

$$v_{in} = -\frac{i_{in}(1 + s\tau_{c5})}{g_{m05}} \quad (ค3.17)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค3.17) ลงในสมการที่ (ค3.16) จะได้

$$i_{HP} = \frac{-g_{m08}}{(1 + s\tau_{c8})} \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) \left(-\frac{i_{in}(1 + s\tau_{c5})}{g_{m05}} \right) \quad (ค3.18)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m05} = g_{m08}$ จะได้

$$i_{HP} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) i_{in} \quad (ค3.19)$$

พิจารณาโอทีเอตัวที่ 6 จะได้

$$i_{BP} = \frac{-g_{m06}}{(1 + s\tau_{c6})} v_{HP} \quad (ค3.20)$$

แทนค่า v_{BP} สมการที่ (ค3.9) ลงในสมการที่ (ค3.20) จะได้

$$i_{BP} = \frac{-g_{m06}}{(1+s\tau_{c6})} \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) v_{in} \quad (ค3.20)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค3.17) ลงในสมการที่ (ค3.20) จะได้

$$i_{BP} = \frac{-g_{m06}}{(1+s\tau_{c6})} \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \left(-\frac{i_m}{g_{m05}} \right) \quad (ค3.21)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m05} = g_{m06}$ จะได้

$$i_{BP} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) i_m \quad (ค3.22)$$

พิจารณาโอที่แคว้นที่ 7 จะได้

$$i_{LP} = \frac{-g_{m07}}{(1+s\tau_{c7})} v_{LP} \quad (ค3.23)$$

แทนค่า v_{LP} สมการที่ (ค3.17) ลงในสมการที่ (ค3.23) จะได้

$$i_{LP} = \frac{-g_{m07}}{(1+s\tau_{c7})} \left(-\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) v_{in} \quad (ค3.24)$$

แทนค่า v_{in} จากสมการที่ (ค3.14) ลงในสมการที่ (ค3.24) จะได้

$$i_{LP} = \frac{-g_{m07}}{(1+s\tau_{c7})} \left(-\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) \left(-\frac{i_{in}(1+s\tau_{c5})}{g_{m05}} \right) \quad (ค3.25)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m05} = g_{m07}$ จะได้

$$i_{LP} = -\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) i_{in} \quad (ค3.26)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค3.19), (ค3.22) และ (ค3.26) สามารถสรุปฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไม่เป็นไปอุดมคติได้ดังนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{s^2}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.27)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) B_1 (1-s\tau_{b1}) s}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.28)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} \right) \left(\frac{\left(\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \right) B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{D_n(s)} \right) \quad (ค3.29)$$

โดยที่

$$D_n(s) = \left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m014}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right) s + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \quad (ค3.30)$$

และเมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (ค3.14) หรือ (ค3.30) กับรูปแบบสมการทั่วไปของ $D_n(s)$

$$D_n(s) = s^2 + \left(\frac{\omega_{on}}{Q_n} \right) s + \omega_{on}^2 \quad (\text{ค3.31})$$

จากสมการที่ (ค3.14) จะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติคือ

$$\omega_{on} = \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2} \quad (\text{ค3.32})$$

หรือ

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1-\delta}} \quad (\text{ค3.33})$$

เมื่อ

$$\delta = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_2 \tau_{b2} \right) (B_1 \tau_{b1}) \quad (\text{ค3.33})$$

และ

$$\frac{\omega_{on}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (\text{ค3.34})$$

แทนสมการที่ (ค3.32) ในสมการที่ (ค3.34) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right)^{1/2}}{Q_n} = \left(\frac{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)}{\left(1 - \frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 \tau_{b1} + \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} \right)} \right) \quad (\text{ค3.35})$$

$$\begin{aligned}
Q_n &= \left(\frac{(1-\delta)}{\left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} B_1 - \frac{g_{m03}}{g_{m04}} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\
&= \left(\frac{g_{m02} g_{m04} (1-\delta)}{\left(g_{m01} g_{m04} B_1 - g_{m02} g_{m03} B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}) \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\
&= \frac{g_{m02}}{g_{m01} B_1} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right)} \right) \left(\frac{\frac{g_{m03} B_1 B_2}{g_{m04}}}{(1-\delta)} \right)^{1/2} \\
&= \left(\frac{g_{m02}}{g_{m01}} \right) \sqrt{\frac{g_{m03}}{g_{m04}} \left(\frac{1}{B_1} \right)} \sqrt{\frac{B_1 B_2}{(1-\delta)}} \left(\frac{(1-\delta)}{\left(1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right)} \right)
\end{aligned}$$

ฉะนั้น

$$Q_n = \frac{Q(1-\delta)}{\left[1 - \frac{g_{m02} g_{m03} B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01} g_{m04}} \right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1 (1-\delta)}} \quad (ค3.36)$$

จากสมการที่ (ค3.36) จะเห็นว่า ผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติค (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้มีผลลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m01} g_{m04} \cong g_{m02} g_{m03} B_2 \tau_{b2} \quad (ค3.37)$$

ภาคผนวก ง

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3 บทความดังต่อไปนี้

- [1] เจษฎาพร สदानทรัพย์, ทศยา ปุคคละนันท์ และ วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. “วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 2548, หน้า 1153-1156.
- [2] J. Satansup T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Universal voltage-mode biquad filter without external passive elements” **The 2006 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, 2006.pp. 709-712.
- [3] เจษฎาพร สदानทรัพย์, ทศยา ปุคคละนันท์ และ วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. “วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสและโหมดแรงดันที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, 2549, หน้า 613-616.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28

28th Electrical Engineering Conference



Electrical Engineering

สาขาบทความที่น่าสนใจในการประชุม

ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
 อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
 ไฟฟ้ากำลัง (PW)
 ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
 คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
 อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)



Western
Digital



ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
 20 - 21 ตุลาคม 2548
 ณ โรงแรม เฟิร์ล วิลเลจ จ.ภูเก็ต

วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก

Electronically Tunable Active-only Current-mode Multifunction Filter

เจษฎาพร สदानทรพัชร์

ทศยา ปุคคะนนทนีย์

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน

* ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

** ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ อ. เมือง ปทุมธานี 25230

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นนารนำเสนองจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัวและโอทีเอสสองเอาต์พุต 3 ตัว ปรมาจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟที่ต่ำ และค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรรองยังสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอสในวงจ

คำสำคัญ : วงจรโหมดกระแส, วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน, วงจรแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก, ออปแอมป์, โอทีเอส

Abstract

This paper presents an active-only current-mode multifunction filter. The proposed circuit consists of solely two operational amplifiers (OAs) and three dual-output operational transconductance amplifiers (OTAs), without any external passive element employment. The proposed multifunction filter can simultaneously realize highpass, bandpass and lowpass current transfer functions without changing circuit configuration. All of active sensitivities are low, and its parameters ω_0 and Q can be separately tuned by electronic means through adjusting the bias currents of the OTAs.

Keywords : current-mode circuit , multifunction filter , active-only circuit, operational amplifier (OA), operational transconductance amplifier (OTA)

1. บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้มีกลุ่มผู้วิจัยได้ให้ความสนใจทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณแอกทีฟโดยปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก [1]-[7] โดยวงจรรองดังกล่าวประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ

หลักเพียงสองชนิดเท่านั้น คือ ออปแอมป์ (operational amplifier, Op-Amp) และโอทีเอส (operational transconductance amplifier, OTA) หลักการทำงานของวงจรรองจะอาศัยคุณสมบัติโพลโคมิแนนท์ภายในของออปแอมป์ และอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain, g_m) ของโอทีเอสเป็นสำคัญ ทำให้ที่ผ่านมามีการพัฒนาและนำเสนอวงจรรองสัญญาณแอกทีฟทำงานในรูปแบบกระแสและแรงดันโดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอสเป็นหลักเป็นลำดับ [1]-[7] แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรรองสัญญาณที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ยังขาดความยืดหยุ่นและความคล่องตัวในการใช้งาน เนื่องจากมีข้อด้อยอยู่หลายประการ ดังนี้

1. อาศัยเงื่อนไขของพารามิเตอร์ในวงจรรองต้องมีค่าเท่ากัน (matching condition) ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณ [1],[2],[3],[5],[6],[7]

2. บางวงจรรองต้องใช้สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต [1]-[2] หรือหนึ่งอินพุตหนึ่งเอาต์พุต [3],[5] หรือหลายอินพุตหลายเอาต์พุต [4],[6],[7] เพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบใดแบบหนึ่งเท่านั้น

3. ที่สำคัญที่สุดคือ ใช้ออปแอมป์และโอทีเอสเป็นจำนวนมาก [1]-[7]

ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนองจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันทำงานในรูปแบบกระแสโดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัวและโอทีเอสสองเอาต์พุต 3 ตัว ซึ่งวงจรรองที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันสามฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง (highpass) กรองผ่านแถบความถี่ (bandpass) และกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass) โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร และยังสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรรองได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอส รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟที่ต่ำ

2. หลักการพื้นฐาน

2.1 ออปแอมป์

ออปแอมป์ คือ วงจรขยายสัญญาณพื้นฐานในลักษณะแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled voltage source, VCVS) ชนิดหนึ่งที่มีอัตราขยายแรงดันลูปเปิด (open-loop voltage gain, A_{OL}) ประมาณได้เป็น

$$A_{OL}(s) = \frac{A_0\omega_1}{s + \omega_1} = \frac{B}{s + \omega_1} \quad (1)$$

โดยที่ A_0 คือ A_{OL} ของออปแอมป์ที่ความถี่ต่ำ (open-loop dc voltage gain) ω_1 คือตำแหน่งความถี่ -3dB และ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $A_0\omega_1$ และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_1$ แล้ว อัตราขยายแรงดันลูปเปิด (A_{OL}) ของออปแอมป์จะประมาณได้เป็น

$$A_{OL}(s) \cong \frac{B}{s} \quad (2)$$

สมการ (2) ได้แสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัติออปแอมป์จะมีคุณสมบัติเหมือนวงจรมินิอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (lossless integrator)

2.2 โอทีเอ

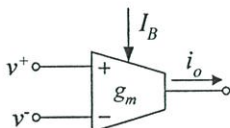
โอทีเอจัดได้ว่าเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled current source, VCCS) ชนิดหนึ่ง ซึ่งมีสัญลักษณ์แสดงได้ดังรูปที่ 1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต (i_o) กับแรงดันอินพุตผลต่าง ($v^+ - v^-$) สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \quad (3)$$

เมื่อ g_m คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ ซึ่งมีค่าขึ้นกับกระแสไบอัสจากภายนอก (I_B) สำหรับกรณีของโอทีเอแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะได้อัตราขยายค่าความนำ g_m มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4)$$

เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง

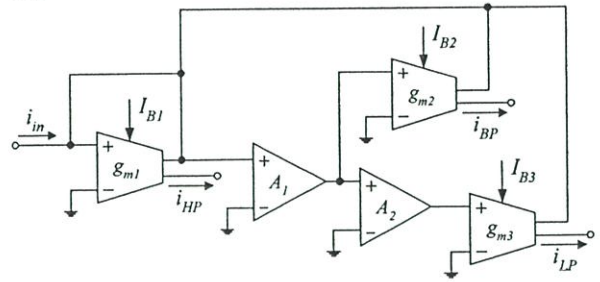


รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของโอทีเอ

3. วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้

รูปที่ 2 แสดงวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมครระแสดที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอนี้ ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟหลัก คือ ออปแอมป์จำนวน 2 ตัว และโอทีเอสองเอาต์พุตจำนวน 3 ตัว ปรมาจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร ดังนั้นเมื่ออาศัยคุณสมบัติของออปแอมป์และโอทีเอจากสมการ (2) และ

(3) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรดังนี้



รูปที่ 2 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2}{D(s)} \quad (5)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right)s}{D(s)} \quad (6)$$

และ
$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (7)$$

เมื่อ
$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right) \quad (8)$$

โดยที่ g_{mi} คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, 3$) และ B_1 และ B_2 คือ ค่า GBP ของออปแอมป์ A_1 และ A_2 ตามลำดับ จากสมการ (5) ถึง (8) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้สามฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง ($T_{HP}(s)$) กรองผ่านแถบความถี่ ($T_{BP}(s)$) และกรองผ่านความถี่ต่ำ ($T_{LP}(s)$) โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยที่พารามิเตอร์ ω_o และ Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m1}} B_1 B_2} \quad (9)$$

และ
$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{g_{m1} g_{m3}} \quad (10)$$

สมการ (9) และ (10) แสดงให้เห็นว่าค่า Q ของวงจรมีค่าควบคุมได้อย่างอิสระด้วยการแปรค่า g_{m2} หรือกระแสไบอัส I_{B2} โดยปราศจากผลกระทบต่อ ω_o ของวงจร ในขณะที่ค่า ω_o นั้นก็สามารถปรับแต่งได้โดยการควบคุม g_{m1} หรือ g_{m3}

ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟ มีค่าเท่ากับ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = -S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{B_1, B_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (11)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (12)$$

และ $S_{g_{m2}}^{o_o} = 0, \quad S_{B_1, B_2}^Q = 0 \quad (13)$

ซึ่งจะเห็นว่าเป็นค่าที่ต่ำกว่าหนึ่ง

นอกจากนี้ยังพบอีกว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, $T_{AP}(s)$) และแบบก้ำจืดแถบความถี่ (bandstop, $T_{BS}(s)$) ได้ง่ายโดยดัดแปลงวงจรเพียงเล็กน้อยเท่านั้น กล่าวคือ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ทำได้โดยนำกระแสเอาต์พุต I_{HP} , I_{BP} และ I_{LP} มารวมกัน ดังนี้

$$I_{AP}(s) = I_{HP}(s) + I_{BP}(s) + I_{LP}(s)$$

ซึ่งจะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ $T_{AP}(s)$ เท่ากับ

$$T_{AP}(s) = \frac{I_{AP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2 + s\left(\frac{g_{m2}B_1}{g_{m1}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (14)$$

และในทำนองเดียวกันฟังก์ชันก้ำจืดแถบความถี่ ก็สามารถทำได้โดยนำกระแสเอาต์พุต I_{HP} และ I_{BP} มารวมกัน ดังนี้

$$I_{BS}(s) = I_{HP}(s) + I_{LP}(s)$$

ซึ่งจะได้

$$T_{BS}(s) = \frac{I_{BS}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2 + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m1}}\right)}{D(s)} \quad (15)$$

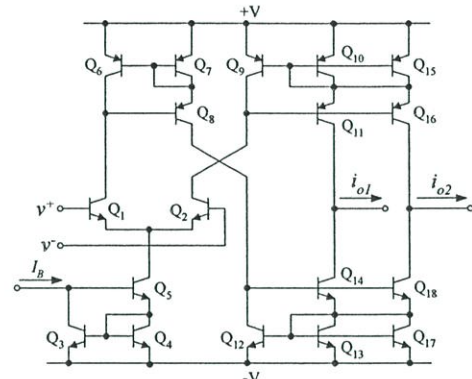
4. ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 ซึ่งมีค่า $B_1 = B_2 = 5.906 \text{ Mrad/s}$ [8] และโอทีเอสสองเอาต์พุตแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R parameters [9] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 12\text{V}$

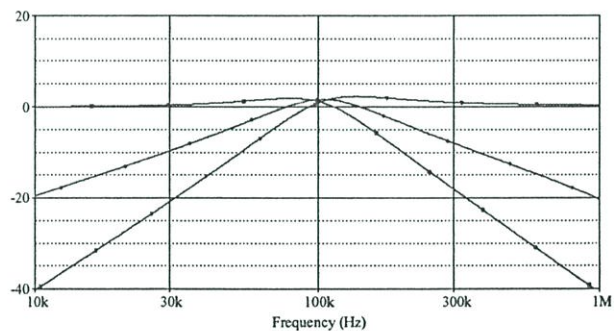
รูปที่ 4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อปรับค่า $g_{m1} = 10 \text{ mS}$, $g_{m2} = 1 \text{ mS}$ และ $g_{m3} = 0.1 \text{ mS}$ ซึ่งจะทำได้ $Q = 1$ และ $f_o = \omega/2\pi \cong 100 \text{ kHz}$ จากผลการเลียนแบบได้แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันด้วยไอออนกระแสได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน โดยได้ $f_o \cong 104 \text{ kHz}$ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 4.00%

รูปที่ 5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่เมื่อทำการแปรค่า g_{m2} เป็น 0.1 mS, 0.5 mS และ 1 mS ตามลำดับ ในขณะที่

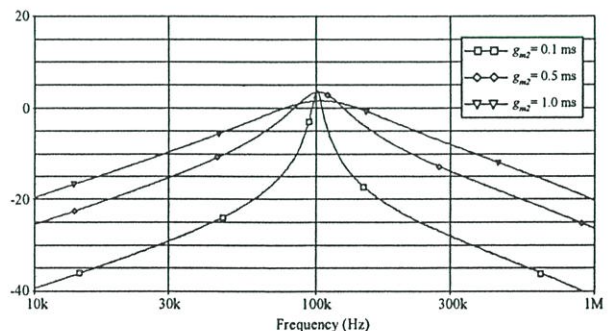
ที่ g_{m1} และ g_{m3} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $g_{m1} = 10 \text{ mS}$ และ $g_{m3} = 0.1 \text{ mS}$ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ $f_o \cong 100 \text{ kHz}$ โดยที่ Q ของวงจรแปรค่าเป็น 10, 2 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่า Q ได้ด้วยการควบคุม g_{m2} โดยปราศจากผลกระทบต่อ f_o สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอในสมการ (10)



รูปที่ 3 วงจรโอทีเอสสองเอาต์พุต



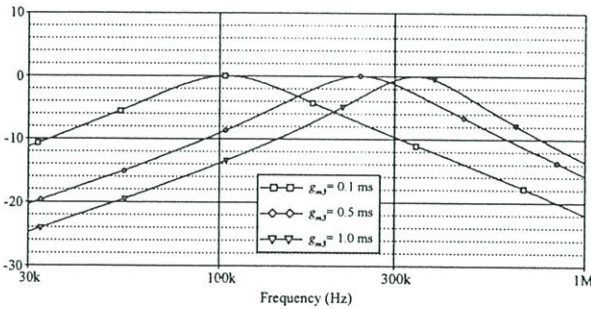
รูปที่ 4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 5 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า g_{m2}

รูปที่ 6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่เมื่อ $g_{m1} = 10 \text{ mS}$ และทำการแปรค่า $g_{m3} = 0.1 \text{ mS}, 0.5 \text{ mS}, 1 \text{ mS}$ และ $g_{m2} \cong 1 \text{ mS}, 2.24 \text{ mS}, 3.16 \text{ mS}$ ตามลำดับ จากสมการ (9) และ (10) ทำให้ได้ $f_o \cong 100 \text{ kHz}, 224 \text{ kHz}, 316 \text{ kHz}$ ที่ $Q = 1$ และจากผลการ

เขียนแบบจะได้ $f_0 \cong 104 \text{ kHz}, 241 \text{ kHz}, 342 \text{ kHz}$ ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 4.00%, 7.60% และ 8.23% ตามลำดับ



รูปที่ 6 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า g_{m3}

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้พร้อมกันถึง 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และกรองผ่านความถี่ต่ำ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจอีกหลายประการ ดังนี้

1. ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม
2. ใช้อุปกรณ์แอคทีฟในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่าหลักการเดิมที่มีการนำเสนอขึ้นก่อนหน้านี [1]-[7]
3. ω_c และ Q สามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
4. มีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่ต่ำ
5. สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่และแบบก้ำจัดแถบความถี่ได้ง่ายโดยดัดแปลงวงจรเพียงเล็กน้อย

สำหรับผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอที่ใช้ในวงจรมานั้น เป็นหัวข้อที่ผู้วิจัยจะทำการวิเคราะห์และศึกษาต่อไป

6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับทุนอุดหนุน โครงการวิจัยจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ภายใต้โครงการวิจัยด้วยทุนวิจัยคณะวิศวกรรมศาสตร์ ครั้งที่ 1/2548 เลขที่สัญญา 48-08-07-0130

เอกสารอ้างอิง

- [1] M.T. Abuelma'atti and H.A. Alzahr, "Universal three inputs and one output current-mode filter without external passive elements", *Electron. Lett.*, vol.33, pp.281-283, 1997.
- [2] M.T. Abuelma'atti and H.A. Alzahr, "Multi-function active-only current-mode filter with three inputs and one output", *Int. J. Electron.*, vol.85, pp.431-435, 1998.
- [3] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode active-only biquadratic filter", *Int. J. Electron.*, vol.87, pp.307-314, 2000.
- [4] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", *Int. J. Electron.*, vol.87, pp.1435-1442, 2000.
- [5] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad without external passive elements", *Int. J. Electron.*, vol.88, pp.13-22, 2001.
- [6] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices", *Int. J. Electron.*, vol.88, pp.339-346, 2001.
- [7] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop", *Int. J. Electron.*, vol.88, pp.1093-1101, 2001.
- [8] A.K. Singh and R. Senani, "Low-component-count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads", *Electron. Lett.*, 34, pp. 718-719, 1998.
- [9] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings*, Pt. G., vol.140, pp.406-416, 1993.



เจษฎาพร สถานทรัพย์ สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ.2546

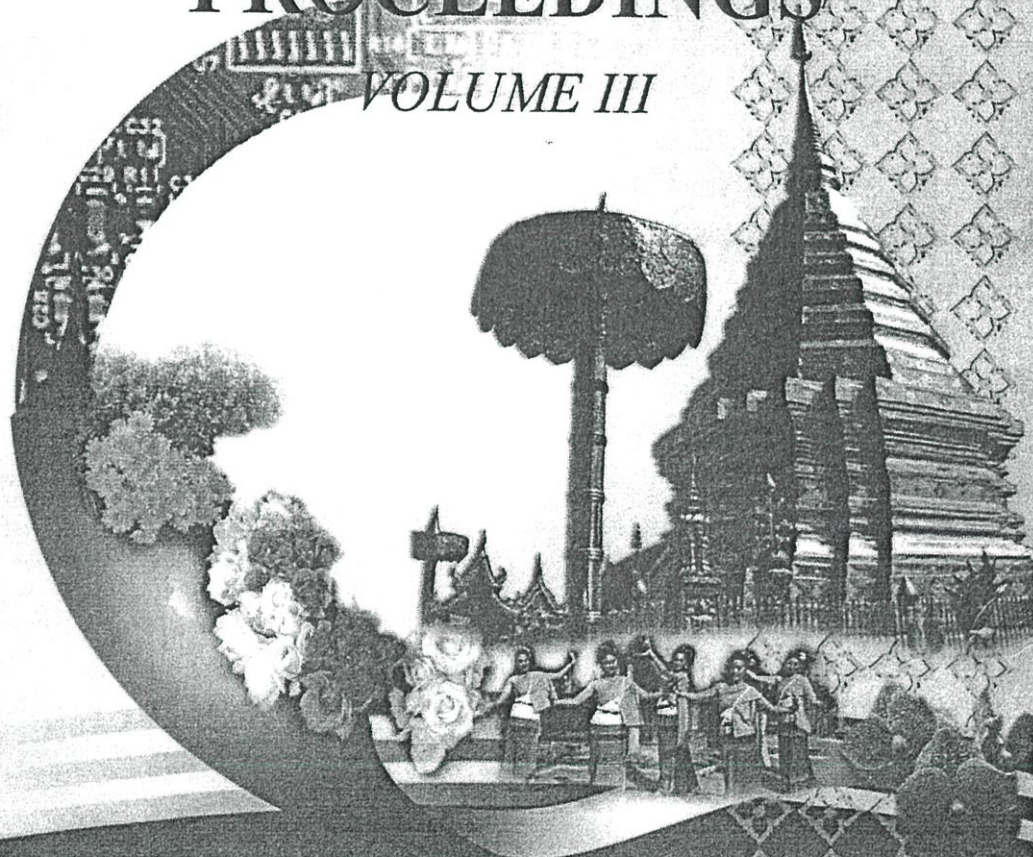
ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยทางด้านการสังเคราะห์และออกแบบวงจรนาลอกรฟังก์ชันโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลัก (active-only circuits)

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 (ECTI), 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

UNIVERSAL VOLTAGE-MODE BIQUAD FILTER WITHOUT EXTERNAL PASSIVE ELEMENTS

Jetsdaporn Satansup

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

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

E-mail : ktworapo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A circuit configuration for realizing an electronically tunable active-only universal voltage-mode biquadratic filter, which is composed only of internally compensated type operational amplifiers (OAs) and operational transconductance amplifiers (OTAs), is presented in this paper. The configuration with single input terminal and multi-output terminals can simultaneously realize lowpass, bandpass and highpass filters without changing circuit topology. The proposed filter offers low active sensitivities and its parameters ω_o and Q -factor can be separately tuned by electronic means through controlling the transconductance gains of the OTAs and insensitivity to temperature variations. Simulation results based upon a LM741 type IC OA and an ordinary bipolar OTA have demonstrated the feasibility of the proposed filter.

Keywords: active-only circuit, biquad filter, voltage-mode circuit

1. INTRODUCTION

In the past few years, realizations of various active circuits utilizing the operational amplifier (OA) pole have received considerable attention for their potential advantages such as attractive for monolithic IC integration, and ease of design [1]-[2]. Several OA-based active-R capacitor-less circuits for realizing analog transfer functions have been reported [3]-[5]. On the other hand, an operational transconductance amplifier (OTA) is an active device that provides highly linear electronic tunability and wide tunable range of its transconductance gain. It has been demonstrated that the realizations of the universal active filters employing the OTA, particularly the OTA-C or resistor-less filters, provide many advantages such as simplicity, integratability and programmability [6]-[8]. Presently, from the above reasons, there is a strong motivation to design resistor-less and capacitor-less filter circuits utilizing the finite and complex gain natures of internally compensated OAs and OTAs. Due to the active only nature, these active filters would be attractive for their integratability, programmability and wide frequency range of operation. Although many realizations in active-only universal voltage-mode filter design based on OAs

and OTAs have been recently proposed [9]-[11]. However, all of them are in the form of a multi-input multi-output active filter. Although the realization of a single-input multi-output active-only universal voltage-mode biquad filter has been recently proposed [12], it requires an excessive number of active components.

Therefore, a circuit configuration for realizing active-only voltage-mode biquadratic filter with one input terminal and multi-output terminals is presented. The proposed filter employs only two OAs and four OTAs and offers the following advantages :

- (i) no external passive elements are used.
- (ii) realization of three standard second-order voltage and current transfer functions, i.e., lowpass, bandpass and highpass, without changing the circuit configuration.
- (iii) independent-current-control of the Q -factor without effecting the parameter ω_o .
- (iv) low active sensitivities.
- (v) temperature-insensitivity of the circuit parameters ω_o and Q -factor.

2. PROPOSED CONFIGURATION

The proposed active-only voltage-mode biquadratic filter that consists solely of OAs and OTAs is shown in Fig.1. Assuming that ω_a is the 3-dB bandwidth of the OA and by considering for the frequencies $\omega \gg \omega_a$, the open-loop gain $A_{OAi}(s)$ of the OA can be approximately given by

$$A_{OAi}(s) = \frac{A_o \omega_a}{s + \omega_a} \cong \frac{B_i}{s} \quad (1)$$

where B_i ($i = 1, 2$) denotes the gain-bandwidth product (GBP) of the i -th OA, which is the product of the dc gain A_o and the 3-dB bandwidth ω_a . From routine circuit analysis, the circuit transfer functions of the proposed filter configuration can be given by :

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right)}{D(s)} \quad (2)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s \left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right)}{D(s)} \quad (3)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \left[\frac{s^2}{D(s)} \right] \quad (4)$$

$$\text{and } D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} B_1}{g_{m2}} \right) + \left(\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}} \right) \quad (5)$$

where g_{mi} ($i = 1, 2, 3, 4$) represents the transconductance gain of the i -th OTA. This means that the circuit can simultaneously realize highpass $T_{HP}(s)$, bandpass $T_{BP}(s)$ and lowpass $T_{LP}(s)$ responses without changing circuit topology. Because of their active-only nature, the proposed circuit can be easily employed to realize active network functions and are suitable for implementing in monolithic integrated form in both bipolar or CMOS technologies.

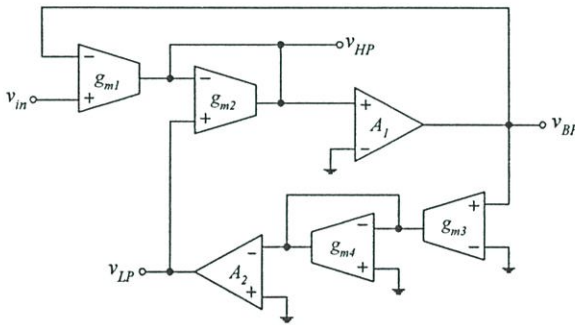


Fig.1 : Proposed voltage-mode filter configuration

It is easy to show from equations (2)-(5) that the filter parameters ω_o and Q -factor of this filter can be written by:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3} B_1 B_2}{g_{m4}}} \quad (6)$$

$$\text{and } Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \quad (7)$$

According to equations (6) and (7), it should be mentioned that the natural frequency ω_o can be electronically adjusted by controlling g_{m3} and g_{m4} , whereas the tuning of the Q -factor value is obtainable by properly adjusting through g_{m2} and g_{m1} without affecting the ω_o value. Additionally, the temperature dependence of the gains (g_{m2}/g_{m1}) and (g_{m3}/g_{m4}) are compensated. Thus, the filter also enjoys orthogonal tuning of the circuit parameters ω_o and Q -factor via the

transconductance gains of the OTAs and it is also temperature independent.

From which it can be found that the active sensitivities are expressed as :

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (8)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \quad (9)$$

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

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (11)$$

$$\text{and } S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (12)$$

Note that all the active sensitivity values are less than unity.

3. NON-IDEAL ANALYSIS

In order to discuss the non-ideal effect of an OA on the filter's frequency characteristics, the parasitic second dominant pole ω_b of the OA is taken into account. By considering the second dominant pole for the frequencies $\omega \ll \omega_b$ of interest, the open-loop gain $A_{OAi}(s)$ of the OA can now be approximated to be as :

$$A_{OAi}(s) = \frac{B_i}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_i}{s(1 + s\tau_{bi})} \cong \frac{B_i}{s} (1 - s\tau_{bi}) \quad (13)$$

where ω_{bi} ($i = 1, 2$) is the parasitic second dominant pole of i -th OA, and $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$. For the OTAs in the frequency range of interest, the influence of the finite OTA bandwidth is also considered. Considering the worst case, OTA with the lowest bandwidth, and assuming the frequency transconductance in the form

$$g_{mi}(s) = \frac{g_{m0i}}{1 + s\tau_{ci}} \quad (14)$$

where g_{m0i} is the transconductance gain at the low frequency and $\omega_{ci} = 1/\tau_{ci}$ is the internal-pole of the i -th OTA ($i = 1, 2, 3, 4$). Since these poles are usually equaled ($\tau_{c1} \cong \tau_{c2} \cong \tau_{c3} \cong \tau_{c4}$), then reanalysis the proposed filter of Fig.1 yields the modified parameters ω_{on} and Q_n -factor for non-ideal case as :

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (15)$$

and
$$Q_n = \frac{Q}{\left[1 - \frac{g_{m02}g_{m03}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m01}g_{m04}} \right]} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1-\delta)}} \quad (16)$$

where
$$\delta = \left(\frac{g_{m01}}{g_{m02}} - \frac{g_{m03}B_2\tau_{b2}}{g_{m04}} \right) (B_1\tau_{b1}) \quad (17).$$

From the above equations, it is found that the undesirable factors, which are yielded by the parasitic effects of the OAs, can be made negligible if the following condition is satisfied :

$$g_{m01}g_{m04} \cong g_{m02}g_{m03}B_2\tau_{b2} \quad (18)$$

4. SIMULATION RESULTS

PSPICE simulation results have been used to verify the feasibility of the proposed filter. In the simulations, the LM741 type OA with the gain-bandwidth product $B_1 = B_2 = B = 5.906$ Mrad/s is employed [13], and the OTA is performed by using an ordinary bipolar OTA as shown in Fig.2 with the AT&T ALA400-CBIC-R transistor model parameters [14].

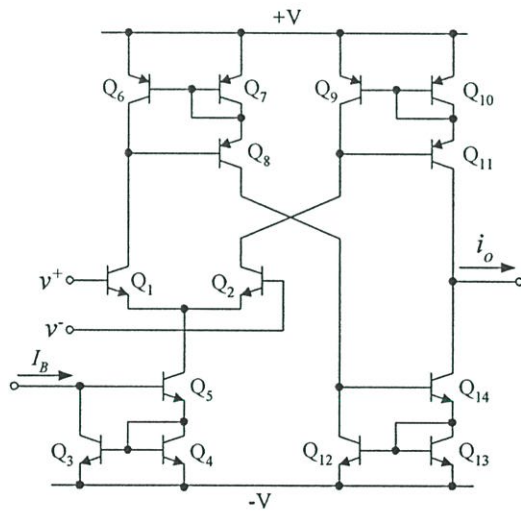


Fig.2 : Ordinary bipolar OTA used in the simulation.

Fig.3 shows simulated responses of the electronically tunable universal voltage-mode biquad filter of Fig.1, when $g_{m1} = 1$ mS, $g_{m2} = g_{m4} = 10$ mS and $g_{m3} = 0.1$ mS. This filter is designed to obtain $f_o = \omega_o/2\pi = 94$ kHz at the Q -factor = 1.

The resultant characteristics for three different values of g_{m1} , i.e., $g_{m1} = 0.1$ mS, 0.2 mS and 1 mS, when $g_{m2} = g_{m4} = 10$ mS and $g_{m3} = 0.1$ mS are illustrated in Fig.4, where the Q -factor is selected to be 10, 5, and 1 respectively. The simulation results show that the Q -factor can be electronically controlled through adjusting

the transconductance gain g_{m1} without disturbing the natural angular frequency ω_o .

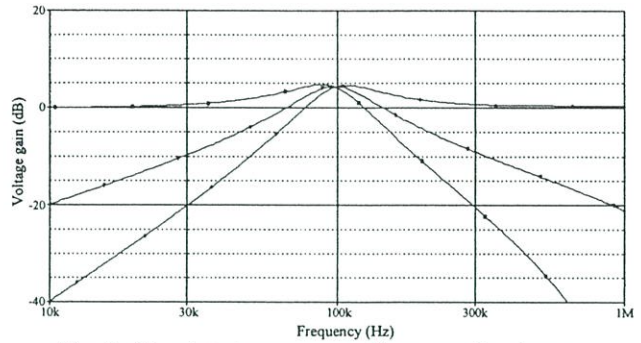


Fig.3 : Simulated responses of lowpass, bandpass and highpass filters

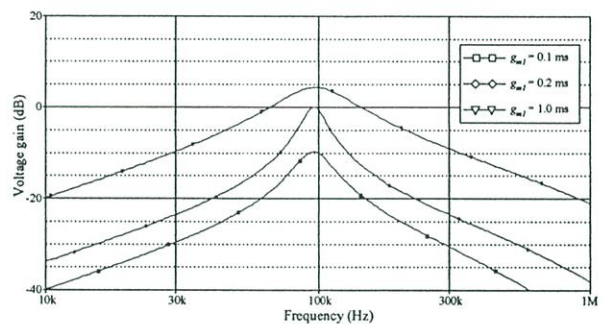


Fig.4 : Simulated responses of bandpass filter when g_{m1} is varied.

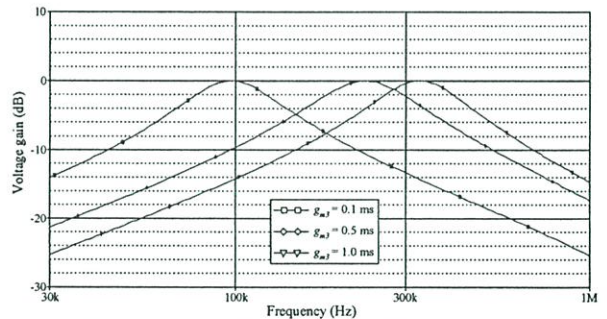


Fig.5 : Simulated responses of bandpass filter when g_{m3} is varied.

In order to illustrate the controllability of the ω_o by tuning g_{m3} , the transconductance gains g_{m4} is set to be constant at 10 mS, where the Q -factor is kept constant to unity. The obtained bandpass responses of the filter when g_{ma} is varied are shown in Fig.5. The corresponding natural frequencies obtained by simulation are approximated to 98 kHz, 229 kHz and 332 kHz, corresponding to theoretical values calculated from the equation (6). All the simulated results shown above imply that the proposed filter exhibits reasonably good agreement with the predicted values.

5. CONCLUSION

This paper presented an alternative scheme for realizing continuous-time electronically tunable active-only voltage-mode biquadratic filter. The proposed filter is realizable with only two OAs and four OTAs, and does not require any external passive elements. It has been shown that the proposed circuit can realize three voltage transfer functions simultaneously, and that the circuit characteristics can be electronically and independently tuned. Since it does not require any external passive elements, the filter is suitable for integrated circuit implementation in either bipolar or CMOS technologies. The simulated results have been used to verify the theoretical analysis.

6. REFERENCES

- [1] J.R. Brand and R. Schaumann, "Active-R filters : review of theory and practice" *Electronic Circuits and Systems*, vol.2, pp.89-101, 1978
- [2] U. Kumar and S.K. Shukla, "On the importance, realization, experimental verification and measurement of active-R and active-C filters", *Microelectronics J.*, vol.21, pp.21-45, 1990
- [3] K.A. Mitra and V.K. Aatre, "Low sensitivity high frequency active-R filters", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.23, pp.670-676, 1976
- [4] M. Higashimura, "Current-mode lowpass and bandpass filters using the operational amplifier pole", *Int. J. Electron.*, vol.74, pp.945-949, 1993
- [5] M.A. Soderstrand, V.H.C. Watt, K.B. Kee and D. McGinity, "Implementation of an active-R filter building block in semi-custom VLSI", *Int. J. Electron.*, vol.76, pp.469-482, 1994
- [6] R. Nawrocki and U. Klein, "New OTA-capacitor realization of a universal biquad", *Electron. Lett.*, vol.22, pp. 50-51, 1986
- [7] C.M. Chang and P.C. Chen, "Universal active filter with current gain using OTA", *Int. J. Electron.*, vol.71, pp.805-808, 1991
- [8] J. Wu and C.Y. Xie, "New multifunction active filter using OTAs", *Int. J. Electron.*, vol.74, pp.235-239, 1993.
- [9] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", *Int. J. Electron.*, vol.87, pp.1435-1442, 2000.
- [10] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices", *Int. J. Electron.*, vol.88, no.3, pp.339-346, 2001.
- [11] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop", *Int. J. Electron.*, vol.88, no.10, pp.1039-1101, 2001.
- [12] W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, "An active-only voltage-mode integrator and its applications", *Proceedings of the International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS2001)*, pp. 1181-1154, Korea, Oct. 17-21, 2001.
- [13] A.K. Singh and R. Senani, "Low-component-count active-only immittances and their application in realizing simple multifunction biquads", *Electron. Lett.*, vol.34, pp.718-719, 1998
- [14] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings, Pt. G.*, vol.140, pp.406-416, 1993.



The EECON-29 Conference Joins the Sixtieth Anniversary
Celebration of His Majesty's Accession to the Throne



29th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙

Volume II

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



๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙

ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี



ดำเนินการโดย



ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดัน ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก

Electronically Tunable Active-only Current-mode and Voltage-mode Multifunction Filter

เจษฎาพร สถานทรัพย์

ทัตยา ปุคคะนนันท์

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นงานนำเสนอวงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดันโดยใช้โหมดแอคทีฟและโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดัน แบบกรองผ่านความถี่สูงแบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟต่ำ นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรที่นำเสนอยังสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจร

คำสำคัญ : วงจรโหมดกระแสและโหมดแรงดัน, วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน, วงจรแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก, โหมดแอคทีฟ, โอทีเอ

Abstract

This paper presents an active-only current-mode and voltage-mode multifunction filter using only operational amplifiers (OAs) and operational transconductance amplifiers (OTAs), without any external passive element employment. The proposed filter can simultaneously realize highpass, bandpass and lowpass current or voltage transfer functions without changing circuit configuration. All of active sensitivities are low, and its parameters ω_0 and Q can be tuned electronically and separately through the bias currents of the OTAs.

Keywords : current-mode and voltage-mode circuit , multifunction filter, active-only circuit, operational amplifier (OA), operational transconductance amplifier (OTA)

1. บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอแนวทางวิจัยและพัฒนาสังเคราะห์วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โดยอาศัยโหมดแอคทีฟในของโหมดแอคทีฟ (operational amplifier, OA) ขึ้น เพื่อรองรับการออกแบบวงจรในลักษณะ

วงจรรวม (integrated circuit , IC) และการปฏิบัติงานย่านความถี่สูง [1]-[2] โดยมีการนำเสนอหลักการสังเคราะห์วงจรแบบใช้โหมดแอคทีฟร่วมกับความต้านทานและตัวเก็บประจุ [3]-[5] อีกหลักการหนึ่งคือ การใช้โอทีเอ (operational transconductance amplifier, OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain, g_m) ได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้าง ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของโอทีเอ ตัวอย่างเช่น วงจรรองสัญญาณที่ประกอบด้วยโอทีเอต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ (OTA-C) ใน [6]-[8] แต่ปัจจุบันแนวทางการวิจัยได้มีการเปลี่ยนรูปแบบวงจรโดยใช้โหมดแอคทีฟร่วมกับโอทีเอ เพื่อลดจำนวนตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก หลักการทำงานของวงจรรองจะอาศัยคุณสมบัติโหมดแอคทีฟในของโหมดแอคทีฟ และอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอเป็นสำคัญ ถึงแม้ว่าที่ผ่านมาจะได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสและโหมดแรงดันโดยอาศัยหลักการดังกล่าวมาบ้างแล้ว [9]-[12] แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรทั้งหมดนั้นก็ยังคงออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นจำนวนมาก และทำงานได้เพียงโหมดแรงดันหรือโหมดกระแสโหมดใดโหมดหนึ่งเท่านั้น ไม่สามารถทำงานได้ทั้งสองโหมดในวงจรเดียวกัน

ดังนั้นในบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณโหมดควมที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถทำงานได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส โดยวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติเด่นหลายประการ ดังนี้

1. ประกอบด้วยโหมดแอคทีฟและโอทีเอเป็นหลัก ปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก
2. สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดัน แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร
3. ตัวประกอบคุณภาพ (Q) สามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
4. มีค่าความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟในวงจรที่ต่ำ

5. การเปลี่ยนแปลงของอณูพหุไม้มิมีผลต่อความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจร

2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ

ออปแอมป์ คือ วงจรขยายสัญญาณพื้นฐานในลักษณะแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled voltage source, VCVS) เมื่อกำหนดให้ ω_a และ B_i ($i = 1, 2$) คือ ค่าความถี่ -3dB และ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $A_o\omega_a$ ดังนั้นเมื่อพิจารณาช่วงความถี่ $\omega \gg \omega_a$ แล้ว อัตราขยายแรงดันรูปเปิด (A_{OL}) ของออปแอมป์จะประมาณได้เป็น

$$A_{OL}(s) = \frac{A_o\omega_a}{s + \omega_a} \cong \frac{B_i}{s} \tag{1}$$

โอทีเอจค์ได้ว่าเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled current source, VCCS) ชนิดหนึ่ง ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต (i_o) กับแรงดันอินพุตผลต่าง ($v^+ - v^-$) สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \tag{2}$$

เมื่อ g_m คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจค์ ซึ่งมีค่าขึ้นกับกระแสไบอัสจากภายนอก (I_B) สำหรับกรณีของโอทีเอจค์แบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะได้อัตราขยายค่าความนำ g_m มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \tag{3}$$

เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง

รูปที่ 1 แสดงวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมคแรงดันและโหมคกระแสที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสและแรงดันของวงจรในรูปที่ 1 เท่ากับ

$$T_{LP}(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)}{D(s)} \tag{4}$$

$$T_{BP}(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}}\right)s}{D(s)} \tag{5}$$

$$T_{HP}(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right)\left[\frac{s^2}{D(s)}\right] \tag{6}$$

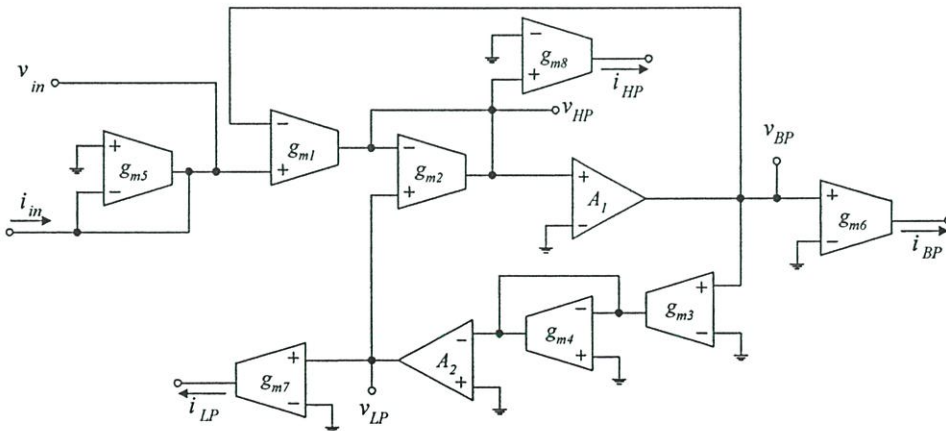
เมื่อ $D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m1}B_1}{g_{m2}}\right) + \left(\frac{g_{m3}B_1B_2}{g_{m4}}\right)$ (7)

โดยที่ g_{m_i} คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจค์ที่ i ($i = 1, 2, 3, 4$) และ B_1 และ B_2 คือ ค่า GBP ของออปแอมป์ A_1 และ A_2 ตามลำดับ สมการ (4) ถึง (7) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้สามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, $T_{HP}(s)$) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass $T_{BP}(s)$) และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, $T_{LP}(s)$) โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยที่พารามิเตอร์ ω_o และ Q ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}} B_1 B_2} \tag{8}$$

และ

$$Q = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right)\sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m4}}} \tag{9}$$



รูปที่ 1 วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

สมการ (8) และ (9) แสดงให้เห็นว่าค่า Q ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระโดยปราศจากผลกระทบต่อ ω_o ด้วยการแปรค่า g_{m1} หรือ g_{m2} หรือกระแสไบอัส I_{B1} หรือ I_{B2} ในขณะที่ค่า ω_o นั้นก็สามารถปรับแต่งได้โดยการควบคุม g_{m3} หรือ g_{m4} นอกจากนี้พารามิเตอร์ Q และ ω_o ของวงจรที่นำเสนอยังปราศจากผลกระทบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้างอีกด้วย

ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟเท่ากับ

$$S_{g_{m3}}^{\omega_o} = -S_{g_{m4}}^{\omega_o} = S_{B_1}^{\omega_o} = S_{B_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = 0 \quad (10)$$

$$S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -1, \quad S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = 0 \quad (11)$$

ซึ่งจะเห็นว่ามีความไวที่ต่ำน้อยกว่าหนึ่ง

3. ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ สามารถกระทำได้โดยกำหนดให้ ω_b คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ ดังนั้นอัตราขยายแรงดันรูปเปิด $A_{OAI}(s)$ ของออปแอมป์ในกรณีนี้จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$A_{OAI}(s) = \frac{B_1}{s} \left(\frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \right) = \frac{B_1}{s(1 + s\tau_{bi})} \cong \frac{B_1}{s} (1 - s\tau_{bi}) \quad (12)$$

เมื่อ ω_{bi} คือตำแหน่งโพลตัวที่สองของออปแอมป์ตัวที่ 1 และ 2 และ $\tau_{bi} = 1/\omega_{bi}$ ดังนั้นจากรูปที่ 1 และสมการ (12) สามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ ω_{on} และ Q_n กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติได้เท่ากับ

$$\omega_{on} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \delta}} \quad (13)$$

และ
$$Q_n = \frac{Q}{\sqrt{\frac{1 - g_{m2}g_{m3}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m1}g_{m4}}}} \sqrt{\frac{B_2}{B_1(1 - \delta)}} \quad (14)$$

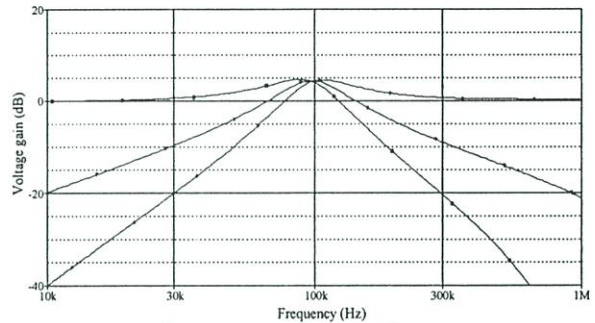
เมื่อ
$$\delta = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} - \frac{g_{m3}B_2\tau_{b2}}{g_{m4}} \right) (B_1\tau_{b1}) \quad (15)$$

จะเห็นว่าผลกระทบเนื่องจากองค์ประกอบพาราซิติก (parasitic element) ของอุปกรณ์แอกทีฟในวงจร สามารถควบคุมให้ลดน้อยลงไปได้ ถ้าปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอในวงจร ให้มีความสัมพันธ์ดังนี้

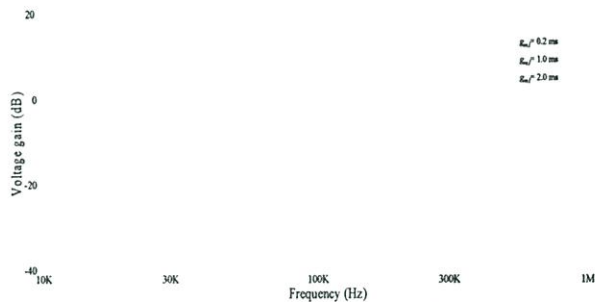
$$g_{m1}g_{m4} \cong g_{m2}g_{m3}B_2\tau_{b2} \quad (16)$$

4. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปแบบที่ 1 ด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 ที่มีค่า $B_1 = B_2 = 5.906$ Mrad/s [13] และโอทีเอแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R parameters [14] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ $\pm 12V$ และกำหนดให้ $g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = 1$ mS รูปที่ 2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อปรับค่า $g_{m1} = 1$ mS, $g_{m2} = g_{m4} = 10$ mS และ $g_{m3} = 0.1$ mS ซึ่งเงื่อนไขข้างต้นนี้จะทำให้ได้ $Q = 1$ และ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 94$ kHz จากผลการจำลองได้แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน ซึ่งจะได้ $f_o \cong 98$ kHz โดยคิดเป็นค่าผิดพลาด 4.25%



รูปที่ 2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

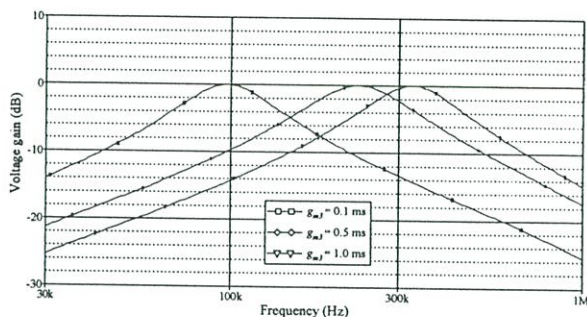


รูปที่ 3 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า g_{m1}

รูปที่ 3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่เมื่อทำการแปรค่า g_{m1} เป็น 0.2 mS, 1 mS และ 2 mS ตามลำดับ ในขณะที่ g_{m2}, g_{m3} และ g_{m4} ปรับให้มีค่าคงที่เท่ากับ $g_{m2} = g_{m4} = 10$ mS และ $g_{m3} = 0.1$ mS เงื่อนไขนี้ทำให้ได้ $f_o \cong 94$ kHz ในขณะที่ Q แปรค่าเป็น 5, 1 และ 0.5 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแปรค่า Q ได้ด้วยการควบคุม g_{m1} โดยปราศจากผลกระทบต่อ f_o สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอข้างต้น

รูปที่ 4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบกรองผ่านแถบความถี่เมื่อ $g_{m2} = g_{m4} = 10$ mS และทำการแปรค่า $g_{m3} = 0.1$ mS, 0.5 mS, 1 mS

และ $g_m \cong 1 \text{ mS}, 2.24 \text{ mS}, 3.16 \text{ mS}$ จากสมการ (6) และ (7) จะได้ $f_o \cong 94 \text{ kHz}, 210 \text{ kHz}, 297 \text{ kHz}$ ที่ $Q = 1$ และจากผลการจำลองจะได้ $f_o \cong 98 \text{ kHz}, 229 \text{ kHz}, 332 \text{ kHz}$ ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 4.25%, 9.04% และ 11.78% ตามลำดับ



รูปที่ 4 ผลตอบสนองแบบกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการแปรค่า g_m

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดโคมครระแสดและโหมดแรงดันแบบใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสหรือแรงดันได้พร้อมกันสามฟังก์ชัน นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีคุณสมบัติที่น่าสนใจอีกหลายประการ ดังนี้

1. ปรากฏการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม
2. จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่าหลักการเดิมที่แนะนำให้เสนอก่อนหน้านี้
3. พารามิเตอร์ ω_o และ Q ของวงจร สามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ
4. มีความไวที่ต่ำ
5. การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง ไม่มีผลต่อพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของวงจร

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.R. Brand and R. Schaumann, "Active-R filters : review of theory and practice" *Electronic Circuits and Systems*, vol.2, pp.89-101, 1978
- [2] U. Kumar and S.K. Shukla, "On the importance, realization, experimental verification and measurement of active-R and active-C filters", *Microelectronics J.*, vol.21, pp.21-45, 1990
- [3] K.A. Mitra and V.K. Aatre, "Low sensitivity high frequency active-R filters", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.23, pp.670-676, 1976
- [4] M. Higashimura, "Current-mode lowpass and bandpass filters using the operational amplifier pole", *Int. J. Electron.*, vol.74, pp.945-949, 1993

- [5] M.A. Soderstrand, V.H.C. Watt, K.B. Kee and D. Meginity, "Implementation of an active-R filter building block in semi-custom VLSI", *Int. J. Electron.*, vol.76, pp.469-482, 1994
- [6] R. Nawrocki and U. Klein, "New OTA-capacitor realization of a universal biquad", *Electron. Lett.*, vol.22, pp. 50-51, 1986
- [7] C.M. Chang and P.C. Chen, "Universal active filter with current gain using OTA", *Int. J. Electron.*, vol.71, pp.805-808, 1991
- [8] J. Wu and C.Y. Xie, "New multifunction active filter using OTAs", *Int. J. Electron.*, vol.74, pp.235-239, 1993.
- [9] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", *Int. J. Electron.*, vol.87, pp.1435-1442, 2000.
- [10] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices", *Int. J. Electron.*, vol.88, no.3, pp.339-346, 2001.
- [11] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop", *Int. J. Electron.*, vol.88, no.10, pp.1039-1101, 2001.
- [12] W. Tangsrirat and W. Surakamponrom, "An active-only voltage-mode integrator and its applications", *Proceedings of the International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS2001)*, pp. 1181-1154, Korea, Oct. 17-21, 2001.
- [13] A.K. Singh and R. Senani, "Low-component-count active-only immittances and their application in realizing simple multifunction biquads", *Electron. Lett.*, vol.34, pp.718-719, 1998
- [14] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings, Pt. G.*, vol.140, pp.406-416, 1993.



เชษฐาพร สถานทรัพย์ สำเร็จการศึกษา
หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา
วิศวกรรมระบบควบคุม จากคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอม
เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ.2546

ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับวิศวกรรม
ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบ
ควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยทางด้าน การสังเคราะห์และออกแบบวงจร
อนาล็อกฟังก์ชันโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก (active-only circuits)

ประวัติผู้เขียน



ว่าที่ร้อยตรี เจษฎาพร สदानทรัพย์ เกิดเมื่อวันที่ 17 กันยายน พ.ศ. 2522 ที่กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546 และต่อมาในปีการศึกษา 2547 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตในสาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จนถึงปัจจุบัน