

การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรรีอินทิเกรเตอร์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ
ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักและการประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF ACTIVE-ONLY DIFFERENTIATOR AND INTEGRATOR
CIRCUITS USING OA AND OTAs AND THEIR APPLICATIONS



เกษสุดา กล้าหาญ
KATESUDA KLAHAN

ฉพ.
กค 16 ก
15 ๒๕

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 44032
วัน, เดือน, ปี..... 22 ต.ค. 2545

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974 - 648 - 823 - 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESIGN OF ACTIVE-ONLY DIFFERENTIATOR AND INTEGRATOR
CIRCUITS USING OA AND OTAs AND THEIR APPLICATIONS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2002
ISBN 974 – 648 – 823 - 6**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์โดยใช้
อุปกรณ์แอกทิฟออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักและการ
ประยุกต์ใช้งาน

นักศึกษา

นางสาวเกษสุดา กล้าหาญ

รหัสประจำตัว

43061312

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

อิเล็กทรอนิกส์

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอหลักการใหม่ในการออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทิฟเพียงเท่านั้นปราศจากอุปกรณ์แบบพาสซีฟภายนอก ทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ได้อธิบายถึงทฤษฎีและหลักการออกแบบวงจรทั้งในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยมุ่งเน้นการออกแบบวงจรทำงานในโหมดกระแสเป็นหลัก คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมกระแสไบอัสของโอทีเอ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์ อนุลอกฟังก์ชันและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ โดยใช้วงจรที่นำเสนอเป็นหลัก ผลการทำงานของวงจรที่ออกแบบขึ้นตลอดจนการประยุกต์ใช้งานได้ศึกษาและยืนยันด้วยการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งผลที่ได้รับเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	Design of Active-Only Differentiator and Integrator Circuits Using OA and OTAs and Their Applications
Student	Miss. Katesuda Klahan
Student ID.	43061312
Degree	Master of Engineering
Programme	Electronics Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Prof.Dr.Wanlop Surakamponorn

ABSTRACT

This thesis proposes a new method to design differentiator and integrator circuits, which are composed only of internally compensated type operational amplifier (OA) and operational transconductance amplifiers (OTAs). The proposed differentiator and integrator 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, but the attractive features are focus on the current-mode operation. In addition, the circuit characteristics can be electronically tuned through adjusting the bias currents of the OTAs. The performances of the proposed circuits and their applications to realize analog transfer functions and driving-point impedance functions have been demonstrated by PSPICE simulation results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจากอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร ผู้ทำวิจัยมีความรู้ลึกซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำในการแก้ไขปัญหาด่าง ๆ ที่เกิดขึ้นขณะทำการวิจัยเป็นอย่างดีซึ่งมีส่วนทำให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหาและแนวทางในการแก้ไขปัญหานั้น ๆ

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านและขอขอบคุณที่ ๆ เพื่อน และน้องทุกคนในห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่ให้คำแนะนำให้การช่วยเหลือและให้กำลังใจตลอดระยะเวลาในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และขอใจน้องชาย ที่รัก ห่วงใย ให้การสนับสนุนในการศึกษาและให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ แก่ผู้ทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณคุณอุณมาจ ศรีจำเริญที่มีส่วนในการช่วยเหลือและให้กำลังใจที่ดีจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้

ขอขอบคุณคุณณิษฐา แก้วแดงตลอดจนเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำและให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์เป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้โครงการทุนเมธีวิจัยอาวุโสที่ให้การสนับสนุนทุนในการทำวิจัย และขอขอบคุณ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือทำวิจัยและทุนอุดหนุนจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

เกษสุตา กกล้าหาญ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 หลักการทำงานของออปแอมป์.....	4
2.3 หลักการทำงานของโอทีเอ.....	14
2.4 การออกแบบวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก.....	27
2.5 บทสรุป.....	33
บทที่ 3 ทฤษฎีของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินทิเกรเตอร์.....	34
3.1 บทนำ.....	34
3.2 หลักการพื้นฐานของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	34
3.3 หลักการพื้นฐานของวงจรมินทิเกรเตอร์.....	43
3.4 บทสรุป.....	50
บทที่ 4 การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก.....	51
4.1 บทนำ.....	51
4.2 การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอ.....	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.1 วงจรคิฟเฟอร์เรทีเตอร์ในโหมดกระแส.....	51
4.2.2 วงจรคิฟเฟอร์เรทีเตอร์ในโหมดแรงดัน.....	53
4.3 การประยุกต์ใช้งาน.....	55
4.3.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ.....	55
4.3.2 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitance Simulations).....	63
4.3.3 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductance Simulations).....	65
4.3.4 วงจร FDNRs (Frequency Dependence Negative Resistances).....	66
4.3.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	71
4.4 บทสรุป.....	79
บทที่ 5 การออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก.....	82
5.1 บทนำ.....	82
5.2 การออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก.....	82
5.2.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส.....	82
5.2.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน.....	84
5.3 การประยุกต์ใช้งาน.....	86
5.3.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ.....	86
5.3.2 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	91
5.3.3 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	93
5.3.4 วงจร FDNRs.....	95
5.3.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	96
5.4 บทสรุป.....	105
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์.....	106
6.1 สรุปและวิจารณ์.....	106
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	107
เอกสารอ้างอิง.....	108

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	111
ก การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลและวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก.....	112
ข การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ	118
ค การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	138
ง การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ	142
จ การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจร FDNRs	146
ฉ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	150
ประวัติผู้เขียน.....	163



สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	พารามิเตอร์ต่างๆ ของออปแอมป์.....	8
4.1	การแปลงค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton.....	69



สารบัญญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	วงจรมุมลของออปแอมป์.....	5
2.2	วงจรมุมลอย่างง่ายของออปแอมป์.....	5
2.3	สัญลักษณ์ของออปแอมป์.....	5
2.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์.....	7
2.5	ผลตอบสนองทางความถี่ของเฟสของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์.....	7
2.6	วงจรมุมลของออปแอมป์.....	9
2.7	วงจรมุมลของออปแอมป์.....	10
2.8	วงจรมุมลของออปแอมป์.....	12
2.9	วงจรมุมลของออปแอมป์.....	13
2.10	สัญลักษณ์ของ โอทีเอและวงจรมุมลของ โอทีเอในทางอุดมคติ.....	15
2.11	วงจรมุมลของ โอทีเอในทางปฏิบัติ.....	16
2.12	ผลตอบสนองทางความถี่ของ โอทีเอ.....	17
2.13	วงจรมุมลของ โอทีเอ.....	18
2.14	ความถี่พีดของกระแสไอพุดของ โอทีเอเมื่อแรงดันอินพุต.....	19
2.15	สัญลักษณ์ของวงจรมุมลของ โอทีเอ.....	21
2.16	วงจรมุมลของ โอทีเอ.....	21
2.17	วงจรมุมลของ โอทีเอ.....	26
2.18	โครงสร้างพื้นฐานภายในของ โอทีเอ.....	26
2.19	ความถี่พีดระหว่างอัตราขยายค่าความนำ ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตกับกระแส ไอพุดของ โอทีเอ.....	27
2.20	แผนผังวงจรมุมลแบบแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชัน โดยใช้รูปกรณแอกทิฟเป็นหลัก.....	28
2.21	วงจรมุมลแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์.....	30
2.22	วงจรมุมลแบบ FDNR แบบเทียบกราวด์.....	30
2.23	วงจรมุมลแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว.....	31
2.24	วงจรมุมลแบบ FDNR แบบลอยตัว.....	31
3.1	หลักการทํางานของวงจรมุมลเฟอเรนทิเอเตอร์.....	34
3.2	วงจรมุมลเฟอเรนทิเอเตอร์แบบอุดมคติเมื่อแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณลาค.....	35
3.3	วงจรมุมลเฟอเรนทิเอเตอร์พื้นฐาน.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ RC.....36
3.5	ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ RC ขณะตัวเก็บประจุทำการอัดประจุ.....36
3.6	กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลง.....38
3.7	แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงคายประจุ.....39
3.8	แรงดันเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม.....40
3.9	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC.....41
3.10	สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....42
3.11	สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทรูปแบบต่าง ๆ.....43
3.12	หลักการทํางานของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์.....43
3.13	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์แบบอุดมคติเมื่อจ่ายแรงดันอินพุทเป็นแรงดันที่มีค่าคงที่ ณ ช่วงเวลาหนึ่ง.....44
3.14	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ RC.....45
3.15	แรงดันเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม.....47
3.16	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC.....47
3.17	สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและ กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....49
3.18	สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทรูปแบบต่าง ๆ.....49
4.1	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ในโหมดกระแส.....51
4.2	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์ในโหมดแรงดัน.....53
4.3	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่ง.....55
4.4	วงจรรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแส.....55
4.5	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองสัญญาณความถี่อันดับสอง.....57
4.6	วงจรรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมดกระแส.....57
4.7	วงจรรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดัน.....59
4.8	วงจรรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมดแรงดัน.....61
4.9	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์แบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์.....63
4.10	วงจรรีเลย์เฟอเรนทีเอเตอร์แบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์.....	65
4.12 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว.....	65
4.13 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบเทียบกราวด์.....	66
4.14 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบลอยตัว.....	67
4.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RLC และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC-FDNR.....	67
4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ใน โหมดกระแส.....	72
4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ใน โหมดแรงดัน.....	73
4.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.4.....	74
4.19 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.6.....	75
4.20 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ในรูปที่ 4.7.....	75
4.21 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.8.....	76
4.22 วงจรกรองต่ำความถี่ผ่าน RC และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	77
4.23 ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแปรค่า g_m ของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	78
4.24 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความจุไฟฟ้า.....	78
4.25 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน RL และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	79
4.26 ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อแปรค่า g_m ของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	80
4.27 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำ.....	80
4.28 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากรูปที่ 4.15.....	81
5.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ใน โหมดกระแส.....	82
5.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ใน โหมดแรงดัน.....	84
5.3 บล็อก ไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่ ไบควอด.....	86
5.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดใน โหมดกระแส.....	86
5.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดใน โหมดแรงดัน.....	89
5.6 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์.....	91
5.7 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	92
5.8 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์.....	93
5.9 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว.....	93
5.10 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบเทียบกราวด์.....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบลอยตัว.....	95
5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส.....	97
5.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน.....	98
5.14 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.4.....	99
5.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.5.....	100
5.16 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ RC และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	101
5.17 ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแปรค่า g_m ของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	102
5.18 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความจุไฟฟ้า.....	102
5.19 วงจรกรองความถี่สูง ผ่าน LC และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	103
5.20 ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อแปรค่า g_m ของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	104
5.21 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำ.....	104
5.22 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่จากรูปที่ 4.15.....	105
ก.1 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดกระแส.....	112
ก.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส.....	114
ก.3 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดแรงดัน.....	115
ก.4 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดแรงดัน.....	116
ข.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่ง โดยใช่วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	118
ข.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมดกระแส โดยใช่วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	118
ข.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ไปควอด โดยใช่วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	121
ข.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไปควอดโหมดกระแส โดยใช่วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	121
ข.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ไปควอด โดยใช่วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์.....	124
ข.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไปควอดโหมดกระแส โดยใช่วงจรอินทิเกรเตอร์.....	125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข.7	วงจรถองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน โดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 128
ข.8	วงจรถองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดแรงดัน โดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 131
ข.9	วงจรถองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดแรงดัน โดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 134
ค.1	วงจรถียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 138
ค.2	วงจรถียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวโดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 139
ค.3	วงจรถียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 139
ค.4	วงจรถียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวโดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 140
ง.1	วงจรถียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 142
ง.2	วงจรถียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 142
ง.3	วงจรถียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 144
ง.4	วงจรถียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 144
จ.1	วงจรถียนแบบวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์แบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 146
จ.2	วงจรถียนแบบวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์แบบลอยตัวโดยใช้วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์..... 146
จ.3	วงจรถียนแบบวงจรถินทิกเรเตอร์แบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 148
จ.4	วงจรถียนแบบวงจรถินทิกเรเตอร์แบบลอยตัวโดยใช้วงจรถินทิกเรเตอร์..... 148

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันนักวิจัยจำนวนมากให้ความสนใจในการออกแบบวงจรรองความถี่โดยลดจำนวนตัวต้านทานและตัวเก็บประจุไฟฟ้าลงเพื่อให้สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและมีประสิทธิภาพมากขึ้น วิธีการที่นิยมใช้กันมากคือการนำอุปกรณ์แอคทีฟเข้ามามีส่วนร่วมในการสังเคราะห์ฮอนาล็อกฟังก์ชันซึ่งเป็นส่วนประกอบในวงจรรองความถี่ที่ได้ออกแบบ ออปแอมป์และโอทีเอถือเป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่มีความเหมาะสมในการทำงานในช่วงความถี่สูงและมีความเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ด้วยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์และคุณสมบัติในการปรับค่าของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจึงมีผู้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรฮอนาล็อกฟังก์ชันที่ใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟคือออปแอมป์และโอทีเอเป็นส่วนประกอบหลักโดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟภายนอก [1-3]

วงจรรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรรินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบที่มีความสำคัญในการออกแบบวงจรรองความถี่ ระบบควบคุมอัตโนมัติ ระบบสื่อสารและระบบเครื่องมือวัดต่าง ๆ เป็นต้น [4-6] โดยทั่วไปการออกแบบวงจรรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรรินทิเกรเตอร์อาศัยการใช้ออปแอมป์คู่ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ RC หรือวงจรรวมคู่ร่วมกับ C ซึ่งเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ [7-9] แต่การนำเสนอวงจรรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรรินทิเกรเตอร์ที่ใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้นยังไม่มีกรนำเสนอเลย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรรินทิเกรเตอร์ทำงานในโหมดแรงดันและโหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเฉพาะออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้มีความน่าสนใจดังต่อไปนี้คือ

1. การทำงานของวงจรรที่นำเสนออาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์เป็นหลักทำให้วงจรรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงปฏิบัติงานที่ความถี่สูง [10-11]

2. อัตราขยายสัญญาณของวงจรรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมค่ากระแสไบแอสของโอทีเอในวงจรร นอกจากนี้หากทำการออกแบบวงจรรดังกล่าวภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์จะทำให้ค่าความไวของอุณหภูมิ (Temperature sensitivity) ที่มีผลต่ออัตราขยายค่าความนำ (Transconductance value, g_m) ได้ถูกชดเชยลงไปด้วย (Temperature compensation)

3. เนื่องจากวงจรที่ได้ออกแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นอุปกรณ์หลักทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ [9]

4. วงจรที่น่าเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นองค์ประกอบที่สำคัญในวงจรแอคทีฟมากมาย เช่น วงจรกรองสัญญาณความถี่ การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนและการสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ เป็นต้น

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติและหลักเกณฑ์ในการออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนเชียลและวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้อุปกรณ์เฉพาะแอคทีฟออปแอมป์และโอทีเอเพียงเท่านั้น นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์ฮอนาลอกฟังก์ชัน รวมทั้งอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันในรูปแบบต่าง ๆ โดยใช้วงจรที่น่าเสนอเป็นวงจรหลักอีกด้วย

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรดิฟเฟอเรนเชียลและวงจรอินทิเกรเตอร์ใช้ออปแอมป์และโอทีเอทำงานทั้งในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยวงจรที่ได้ออกแบบมีจุดเด่นที่แตกต่างจากหลักการเดิมคือเป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟเป็นอุปกรณ์หลักเพียงเท่านั้นโดยอาศัยคุณสมบัติโพลาไรซ์ของออปแอมป์และปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟภายนอก ซึ่งทำให้เหมาะสมอย่างมากสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ นอกจากนี้อัตราการขยายสัญญาณของวงจรยังสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอในวงจรอีกด้วย

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทและ 6 ภาคผนวก โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำและวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์
- บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟได้แก่ออปแอมป์และโอทีเอ
- บทที่ 3 เป็นการนำเสนอทฤษฎีการทำงานของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลและวงจรอินทิเกรเตอร์
- บทที่ 4 เสนอการออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนเชียลใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักโดยนำเสนอทั้งการทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน นอกจากนี้ยังนำเสนอการประยุกต์

ใช้งานวงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่ออกแบบเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ รวมถึงผลการจำลองการทำงานของวงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักทั้งการทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน การประยุกต์ใช้งานของวงจรที่ออกแบบเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ รวมถึงผลการจำลองการทำงานของอินทิเกรเตอร์และวงจรที่ได้ออกแบบอีกด้วย

บทที่ 6 เป็นบทสุดท้าย สรุปงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้และเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

ส่วนในช่วงท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งได้แก่

ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก

ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอคทีฟ

ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

ภาคผนวก ง แสดงการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ

ภาคผนวก จ แสดงการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจร FDNRs

ภาคผนวก ฉ แสดงผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

หลักการของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นอุปกรณ์หลัก

2.1 บทนำ

ในช่วง 10 ปีที่ผ่านมา ผู้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรอนาล็อกฟังก์ชัน โดยใช้ประโยชน์จากโพลภายในของออปแอมป์กันอย่างกว้างขวาง สำหรับวงรดังกล่าวมีข้อดีคือมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมและมีช่วงการปฏิบัติงานที่ความถี่สูง [12-13] นอกจากนี้การออกแบบสร้างวงจรรองความถี่แบบแอกทิฟโดยใช้โอทีเอมีข้อดีมากมาย อาทิเช่น ง่ายต่อการออกแบบ สามารถสร้างเป็นวงจรรวมและปรับค่าอัตราขยายความนำได้ง่าย เป็นต้น [14-19] ดังนั้นจึงได้มีแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรอนาล็อกฟังก์ชันเพื่อลดจำนวนตัวต้านทานและตัวเก็บประจุโดยอาศัยคุณสมบัติของโพลภายในออปแอมป์ชนิดที่มีตัวเก็บประจุชดเชย (Internally compensated capacitor) และโอทีเอเพียงเท่านั้น การออกแบบวงจรรองความถี่ที่ใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทิฟออปแอมป์และโอทีเอโดยไม่ต้องการอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกได้มีการนำเสนอมาบ้างแล้ว ในระยะเวลาไม่กี่ปีที่ผ่านมา [2-3]

2.2 หลักการทำงานของออปแอมป์

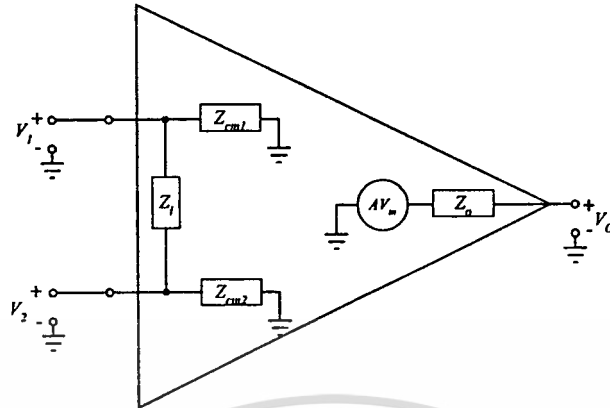
ออปแอมป์ (Operational Amplifier ; Op-Amp) เป็นวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีผู้นำมาประยุกต์ใช้ในวงจรแบบเชิงเส้นมากที่สุดวงจรหนึ่ง [20] ทั้งนี้เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูกและนำมาใช้งานได้ง่ายโดยไม่จำเป็นต้องทราบรายละเอียดโครงสร้างภายในที่ซับซ้อน ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มากมาย อาทิเช่น วงจรขยายบัฟเฟอร์ วงจรบวกและวงจรถลบ วงจรอินทิเกรต วงจรขยายลอการิทึม วงจรกรองสัญญาณและวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ เป็นต้น ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานของออปแอมป์ที่ใช้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์เป็นหลักเท่านั้น

หลักการทำงานพื้นฐานของออปแอมป์

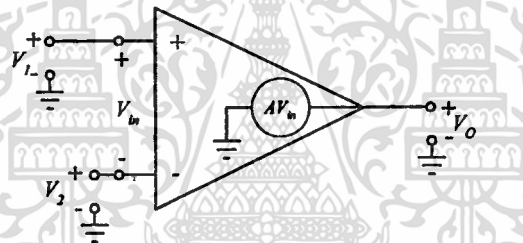
ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ขยายแบบแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมด้วยแรงดันซึ่งมีคุณสมบัติเด่นของวงจรคือมีอัตราขยายแรงดันสูงมาก อินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาท์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำมักใช้ในกระบวนการควบคุมสัญญาณและการแปลงสัญญาณ โดยปกติแล้วมักต่อวงจรออปแอมป์ในรูปแบบป้อนกลับแบบลบเพื่อทำให้ผลต่างระหว่างสัญญาณอินพุตของออปแอมป์มีค่าน้อย โดยใช้ อุปกรณ์ในการต่อร่วมกับออปแอมป์ในการป้อนกลับ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

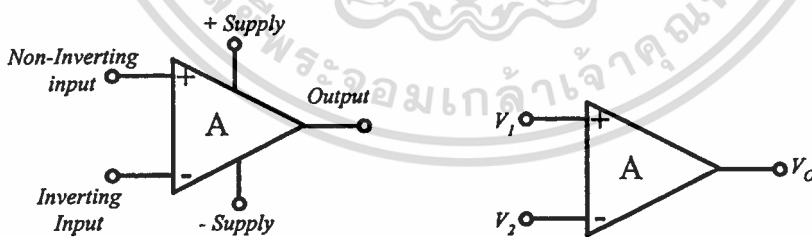
ออปแอมป์ในทางอุดมคติ



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 ของวงจรมีค่าต่ำมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 [21] ดังนั้นจากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปคุณสมบัติของออปแอมป์แบบอุดมคติได้ดังนี้คือ

1. ออปแอมป์แบบอุดมคติถือเป็นวงจรขยายแรงดันแบบเชิงเส้น โดยที่

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

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 มีค่าเป็นอนันต์ทำให้กระแสที่ไหลเข้าทางพอร์ทอินพุตมีค่าเป็นศูนย์และอิมพีแดนซ์ที่พอร์ทเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์

4. ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร ไม่มีผลกระทบเนื่องจากโหลดภายนอกที่ต่อร่วมกับวงจร

ออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติแล้ว วงจรภายในของออปแอมป์ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ตัวด้านทานและตัวเก็บประจุจำนวนมาก [22] คุณสมบัติต่าง ๆ ของออปแอมป์จึงไม่เป็นไปตามอุดมคติ นั่นคือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่เป็นอนันต์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากับศูนย์ อัตราขยายแรงดัน A_o และช่วงความถี่ปฏิบัติงาน (Bandwidth) ไม่มีค่าเป็นอนันต์

ในการประยุกต์ใช้งานออปแอมป์การที่มีอัตราขยายและช่วงปฏิบัติงานมีค่าสูงมาก ๆ เป็นข้อจำกัดที่สำคัญในการนำไปสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ โดยทั่วไปผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ประกอบด้วยโพลและซีโรจำนวนมาก [23-26] โดยที่โพลตัวแรกของออปแอมป์จะอยู่ที่ตำแหน่ง ω_c ทำให้สามารถเขียนสมการแสดงอัตราขยายลูปเปิดได้ดังนี้

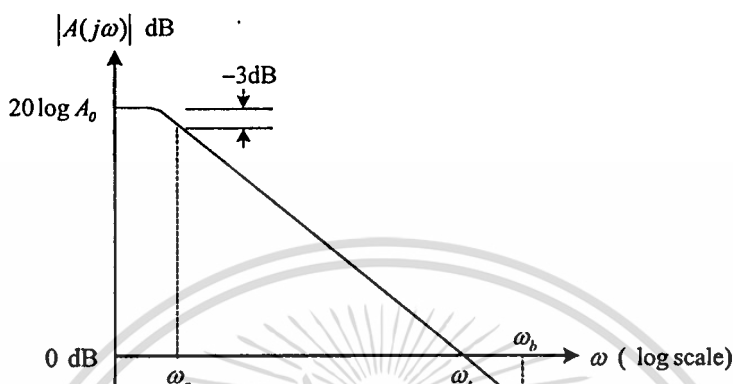
$$A(s) = \frac{B}{s + \omega_c} \cong \frac{B}{s} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

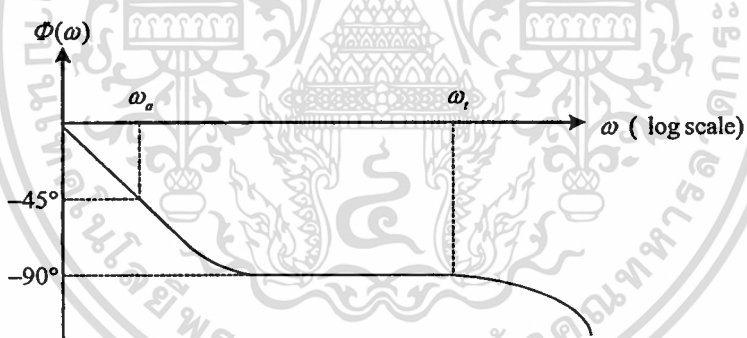
โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

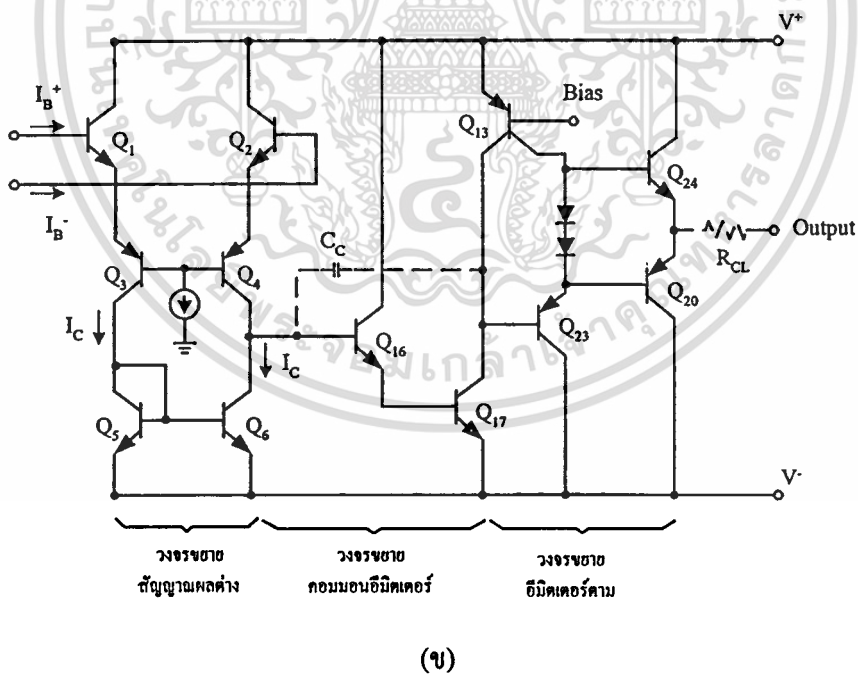
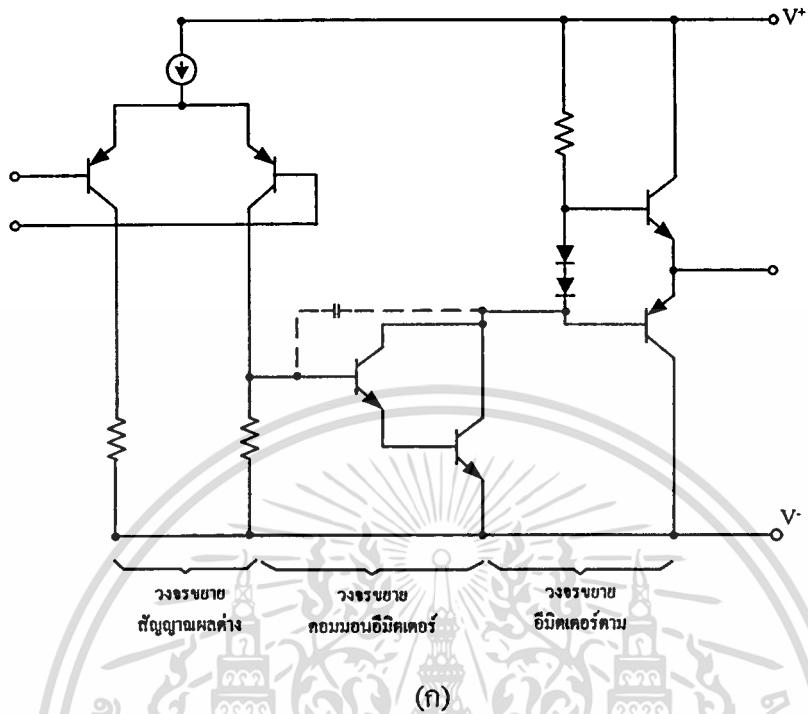
ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ของออปแอมป์

พารามิเตอร์	ค่าโดยทั่วไป
ความต้านทานอินพุท (R_i)	$\geq 10^6 \Omega$
ความต้านทานเอาต์พุท (R_o)	$\leq 500 \Omega$
อัตราขยายที่ไฟดิซี (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 อัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ

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

ส่วนประกอบของออปแอมป์



รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของออปแอมป์ เบอร์ 741/101 A

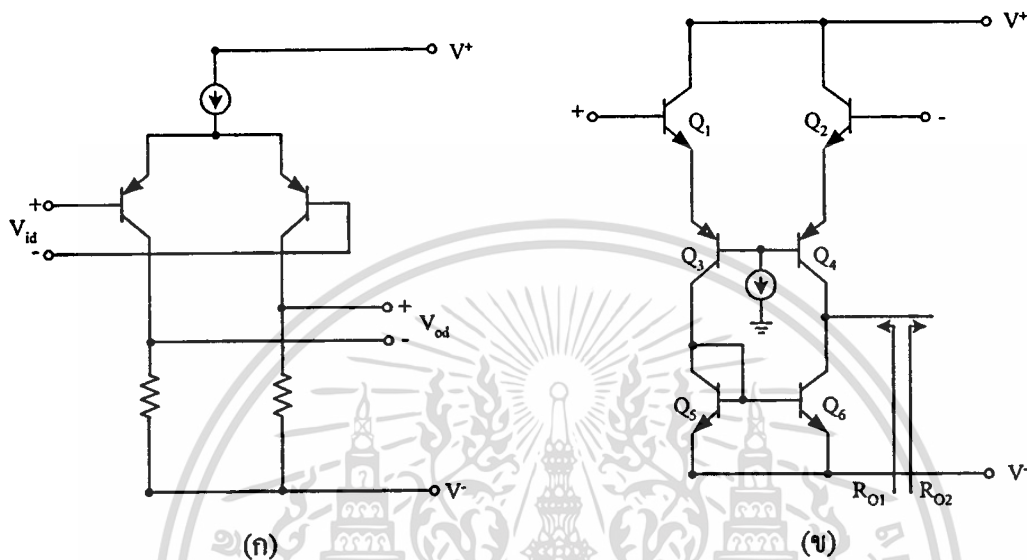
(ก) วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

(ข) วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วออปแอมป์แบบไบโพลาร์ประกอบด้วยวงจรพื้นฐาน 3 ส่วน ด้วยกันคือ วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (Differential pair) วงจรคอมมอนอีมิเตอร์ (Common emitter) และวงจรขยายอีมิเตอร์ตาม (Emitter follower) [27] ดังแสดงในรูปที่ 2.6

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง



รูปที่ 2.7 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

(ก) วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

(ข) วงจรรวม

วงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลแสดงดังรูปที่ 2.7 (ก) ประกอบด้วยคู่ทรานซิสเตอร์ ซึ่งต่อแบบคอมมอนอีมิเตอร์ โดยที่ผลต่างแรงดันอินพุทของวงจรที่ขาเบสมีค่าเท่ากับ V_{id} ขณะที่แรงดันเอาต์พุท V_{od} มีค่าเท่ากับผลต่างของแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของวงจร อัตราขยายของวงจรขึ้นกับผลคูณของค่าความต้านทานที่ขาคอลเลกเตอร์ R_c กับอัตราขยายค่าความนำ g_m ของทรานซิสเตอร์ หากต้องการอัตราขยายแรงดันมีค่าสูงขึ้นความต้านทาน R_c ต้องมีค่าสูงมากขึ้นเช่นกันจึงไม่เหมาะสมในการออกแบบเป็นวงจรรวมเนื่องจากจำเป็นต้องใช้พื้นที่ของวงจรใหญ่มาก

จากวงจรในรูปที่ 2.7 (ข) แหล่งจ่ายกระแสของวงจรเกิดจากทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ซึ่งถูกใช้เป็นโหลดแบบแอกทีฟเพื่อเพิ่มค่าความต้านทานที่ขาคอลเลกเตอร์ทำให้สามารถลดขนาดพื้นที่ของวงจรรวมและเพิ่มอัตราขยายแรงดันอีกด้วย โดยที่อัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณ

$$|A_v| \cong 500 \tag{2.9}$$

เมื่อ A_v คืออัตราขยายแรงดันของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง

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

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

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

ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรรขยายผลต่างของออปแอมป์มีค่าประมาณ

$$R_i \approx 1.5 \text{ M}\Omega \quad (2.11)$$

โดยที่ความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับผลรวมของความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ซึ่งจะมีค่าเป็น 4 เท่าของความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว เนื่องจากเมื่อมองจากส่วนอินพุตด้านหนึ่งไปยังอีกด้านเห็นว่าความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์ 4 ตัวต่ออนุกรมกันนั่นเอง

ในทางอุดมคติถ้าผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ ผลต่างแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากคุณสมบัติความไม่สมพงษ์กันของทรานซิสเตอร์ทำให้แรงดันเบสเทียบกับอิมิตเตอร์มีค่าต่างกัน ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตอาจมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ ต้องทำการเพิ่มแรงดันออฟเซตที่ส่วนอินพุตของวงจรรขยาย ในวงจรออปแอมป์ทั่วไปแรงดันออฟเซตอินพุตมีค่าไม่กี่มิลลิโวลต์และสามารถชดเชยได้โดยใช้วงจรรภายนอกเข้าช่วย โดยทั่วไปแล้วค่าแรงดันออฟเซตอินพุต V_{os} มีค่าประมาณ

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

หลังจากที่ออปแอมป์ถูกจ่ายแรงดันออฟเซตให้แก่วงจรแล้วค่า V_{os} จะมีค่าต่ำมากในหน่วย μV

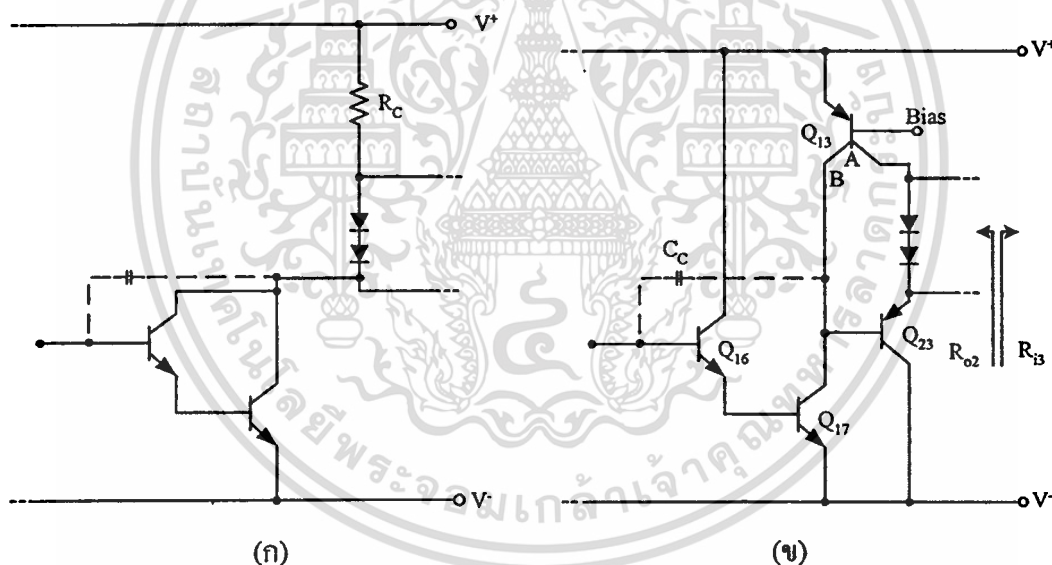
2. วงจรคอมมอนอีมิเตอร์

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) วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

(ข) วงจรรวม

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

เนื่องจากความถี่ทอพอของออปแอมป์มีค่าต่ำมากเมื่อใช้งานในช่วงความถี่สูงกว่า f_c ทำให้สามารถใช้งานวงจรในช่วงความถี่สูงถึง 1 MHz ประสิทธิภาพการขยายของออปแอมป์ที่ความถี่ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

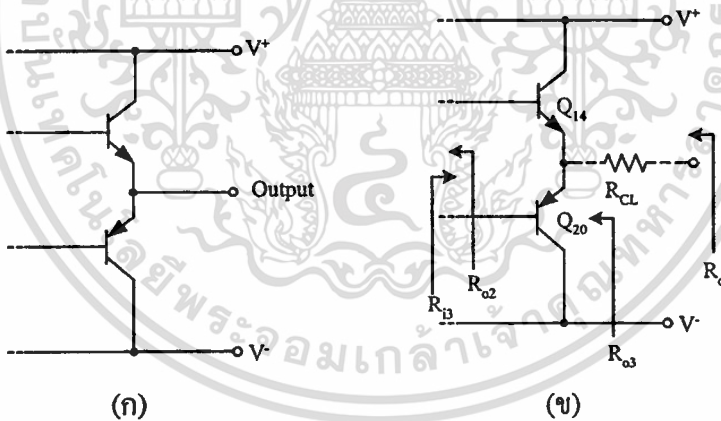
ต่าง ๆ ของออปแอมป์จะถูกกำหนดในรูปของ gain bandwidth product (B) ซึ่งมีค่าเท่ากับความถี่เมื่ออัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์มีค่าเป็น 1 (0 dB) ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าเท่ากับ 1 MHz

ตัวเก็บประจุภายใน C_c ของวงจรในรูปที่ 2.6 มีหน้าที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพการทำงานในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังเป็นตัวจำกัดผลตอบสนองความถี่ในกรณีที่ใช้สัญญาณขนาดใหญ่ หรืออัตราการสลัว (Slew rate, S_R) นั่นเอง

อัตราการสลัวของวงจรเป็นค่าที่บอกถึงอัตราสูงสุดที่แรงดันเอาต์พุตสามารถเปลี่ยนแปลงได้เทียบกับเวลา สำหรับกรณีสัญญาณขนาดใหญ่ วงจรภาคที่สองของออปแอมป์นี้ทำหน้าที่เหมือนวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยที่อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตขึ้นกับค่ากระแสสูงสุดจากภาคอินพุตของวงจรออปแอมป์และค่าความจุไฟฟ้าภายในของออปแอมป์ อัตราการสลัวของออปแอมป์เบอร์ 741 มีค่าดังนี้

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

1. วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม



รูปที่ 2.9 วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม

(ก) วงจรคิตคริต

(ข) วงจรรวม

วงจรในรูปที่ 2.9 มีคุณสมบัติคือมีค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ความต้านทานอินพุตสูง ช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง อัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณ 1 กินกำลังไฟและกระแสปานกลาง เนื่องจากใช้วงจรในคลาส AB จึงทำให้เกิดค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำในช่วง push – pull stage ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก ค่าความต้านทานเอาต์พุตของออปแอมป์ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ความต้านทานที่ใช้จำกัดกระแสและค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ซึ่งเป็นค่าโดยทั่วไปที่ใช้ในออปแอมป์ 741

2.3 หลักการทำงานของโอทีเอ

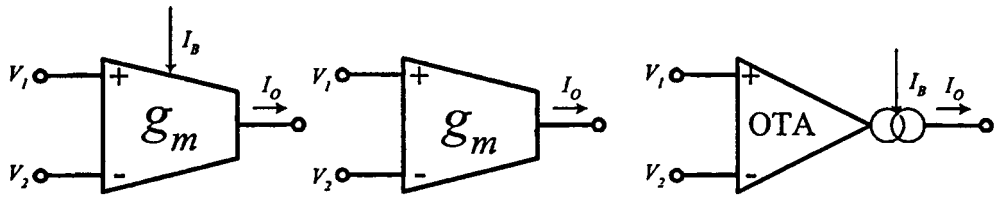
โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งทำหน้าที่ขยายค่าความนำหรืออาจกล่าวได้ว่าเป็นวงจรประเภทแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน อัตราขยายค่าความนำ (Transconductance gain , g_m) ของวงจรสามารถปรับได้เป็นเชิงเส้น โดยการควบคุมกระแสไบแอสจากภายนอก โดยปกติโอทีเอจะมีช่วงความถี่การทำงานสูงกว่าออปแอมป์และมีรูปแบบของวงจรที่ไม่ซับซ้อนจึงทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ในปัจจุบันมีบริษัทผู้ผลิต ได้ออกแบบโอทีเอเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปจำหน่ายหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM13600 ของบริษัทเท็กซัสอินสตรูเมนต์ CA3080 และ CA3082 ของบริษัทแฮร์ริสเซมิคอนดักเตอร์ และ NE5517 ของฟิลลิปส์เซมิคอนดักเตอร์ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวคุณสมบัติและหลักการทำงานของโอทีเอแบบไบโพลาร์

การทำงานของพื้นฐานของโอทีเอ

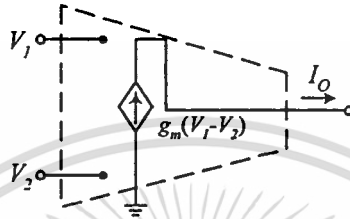
โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้แทนที่ออปแอมป์ในการออกแบบเป็นวงจรรองความถี่ ทั้งนี้เนื่องจาก โครงสร้างของวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อนมากนักรวมถึงคุณสมบัติของวงจรในการปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรยังมีค่าสูงอีกด้วยจึงทำให้การนำไปต่อแบบคาสเคดสามารถกระทำได้ง่าย

โอทีเอในทางอุดมคติ

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



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 (ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ (ข) วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ

ในกรณีที่ เป็นโอทีเอในทางอุดมคติ [22,28-29] 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_{BIAS}) ของโอทีเอ ในกรณีที่ใช้โอทีเอแบบไบโพลาร์ความสัมพันธ์ของอัตราขยายค่าความนำและกระแสไบแอสจะได้เป็น

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

เมื่อ V_T คือแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25 °C ดังนั้นสมการที่ (2.18) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_m = \frac{I_{BIAS}}{2 \times 25mV} \quad (2.19)$$

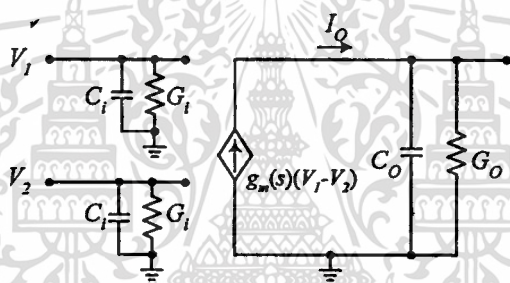
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$g_m = 20I_{BIAS} \quad (2.20)$$

โอทีเอในทางปฏิบัติ

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของโอทีเอในทางอุดมคติแต่ในโอทีเอที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดการทำงานซึ่งสามารถศึกษาได้จากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตนั้น ๆ [30-32] สำหรับค่าแรงดันอินพุทของโอทีเอโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดซึ่งสามารถปรับค่าได้เป็นเชิงเส้นในช่วงแรงดันไม่เกิน 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
$$Y_o = G_o + sC_o \quad (2.22)$$

เมื่อพิจารณาผลตอบแทนของความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

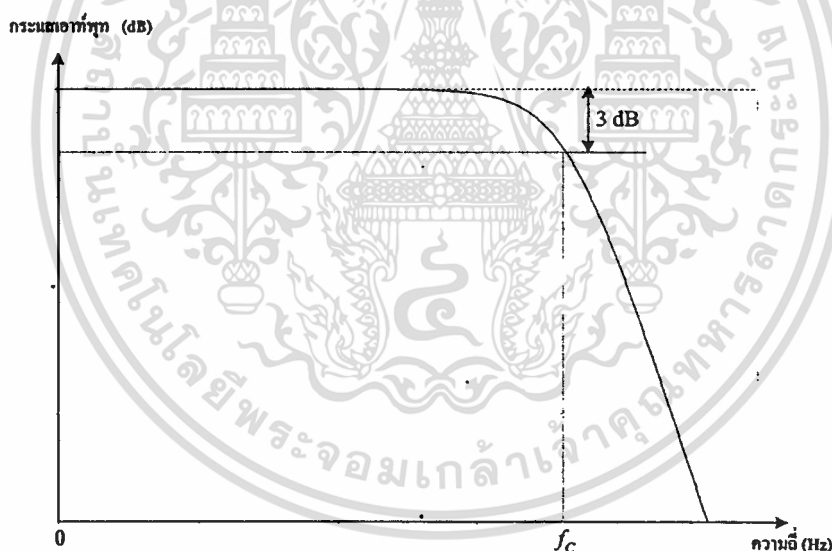
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

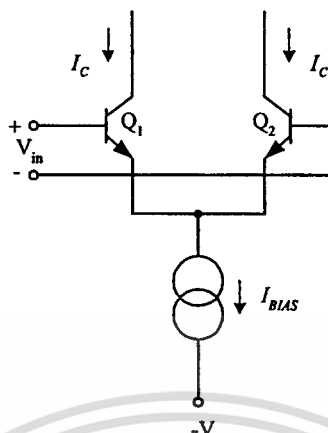


รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

หลักการทํางานของโอทีเอ

หลักการทํางานพื้นฐานของโอทีเอโดยทั่วไปประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วนคือวงจรขยายสัญญาณผลต่างอินพุตและวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) [28,33] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทํางานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง



รูปที่ 2.13 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

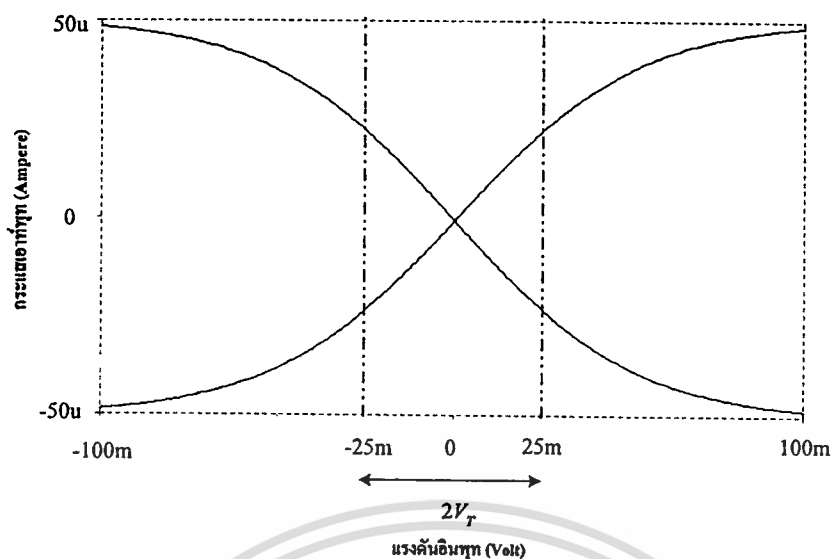
วงจรขยายสัญญาณผลต่างของโอทีเอแสดงดังรูปที่ 2.13 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการและจ่ายกระแสไบแอส (I_{BIAS}) ให้แก่วงจรจะเกิดกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ $I_{BIAS} / 2$ ดังนั้นอัตราขยายค่าความนำของ Q_1 และ Q_2 จึงมีค่าเท่ากับ

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

แต่เนื่องจากกระแส I_C มีค่าเท่ากับ $I_{BIAS} / 2$ ทำให้

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

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 25°C



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตของโอทีเอเมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากสัญญาณขนาดเล็ก โดยกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรขยายผลต่างของโอทีเอมีค่าเท่ากับ 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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานอินพุทของวงจร R_{id} จะได้ว่า

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

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 $i_e \cong i_{e1} \cong i_{e2}$ คือกระแสเอมิเตอร์ของ 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) จะได้ว่าค่าความต้านทานอินพุทเป็น

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

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

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

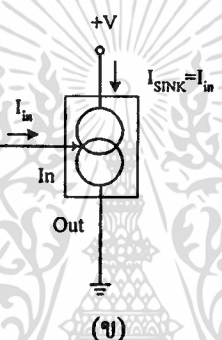
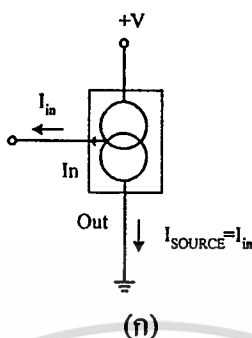
ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานอินพุทของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของ โอทีเอหรือขึ้นอยู่กับกระแสไบแอสนั่นเอง

2. วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในโอทีเอ ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุทไปยังกระแสเอาต์พุทของวงจร รูปที่ 2.15 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส โดยในรูปที่ 2.15 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

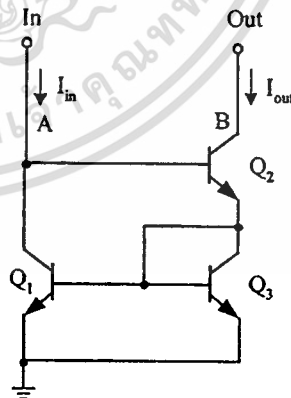
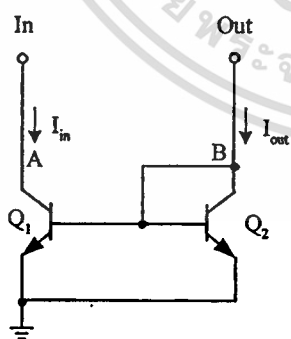
กระแส (Source current) ส่วนรูปที่ 2.15 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบลบบำเหน็จที่ในการดึงกระแส (Sink current)



รูปที่ 2.15 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส

(ก) แบบบวก

(ข) แบบลบ



รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแส

(ก) แบบพื้นฐาน

(ข) แบบวิลสัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

พิจารณาในกรณีที่มี Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการจากสมการที่ (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 $\beta = 100$ ดังนั้น % error มีค่าเท่ากับ 1.96 % แต่โดยทั่วไปแล้วเมื่อกำหนดให้ $\beta \gg 1$ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าประมาณเท่ากับกระแสอินพุตดังนี้คือ

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

ความต้านทานอินพุตต่อสัญญาณขนาดเล็กจะมีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานของ Q_1 ที่ต่อในรูปของไดโอดซึ่งมีค่าเท่ากับ

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

ความต้านทานเอาต์พุตต่อสัญญาณขนาดเล็ก r_o มีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอีมิเตอร์ของ Q_2 และกราวด์ มีค่าประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

รูปที่ 2.15 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เมื่อพิจารณาที่ขาอีมีเตอร์ของ 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

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

เมื่อพิจารณาที่จุดเอาต์พุตของวงจรหรือกระแสคอลเลกเตอร์ของ 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 มีความสมพงษ์กันทุกประการกระแสคอลเลกเตอร์ I_{C1} มีค่าเป็น

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

และที่จุดอินพุตของวงจร I_{C1} มีค่าเท่ากับ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.50) ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสมีค่าเท่ากับ

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

เมื่อกำหนดให้ $\beta = 100$ เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนจะมีค่าเท่ากับ 0.0196 % ซึ่งจะเห็นได้ว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้รับนั้นมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอินพุตมากกว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าดังสมการ

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

ส่วนค่าความต้านทานอินพุต r_{in} ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีค่าประมาณ 2 เท่าของความต้านทานอินพุตในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานดังนี้

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

รูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นถึงหลักการพื้นฐานของโอทีเอซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายผลต่าง 1 วงจร และวงจรสะท้อนกระแส 4 วงจร ซึ่งเมื่อแทนที่วงจรสะท้อนกระแส C ในรูปที่ 2.16 ด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่ 2.17 อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะถูกควบคุมด้วยกระแสไบแอสภายนอก (I_{BIAS}) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$I_{BIAS} = I_A + I_B \quad (2.54)$$

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

จากรูปที่ 2.17 กระแสคอลเลคเตอร์ที่ Q_1 ถูกจ่ายเป็นกระแสอินพุทให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก A ทำให้เกิดกระแส I_a ดังนี้

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

จากนั้นกระแส I_a จะถูกส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ D ซึ่งทำให้ค่ากระแสเอาต์พุทของวงจรสะท้อนกระแส I_d ที่ได้รับมีค่าเป็น

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

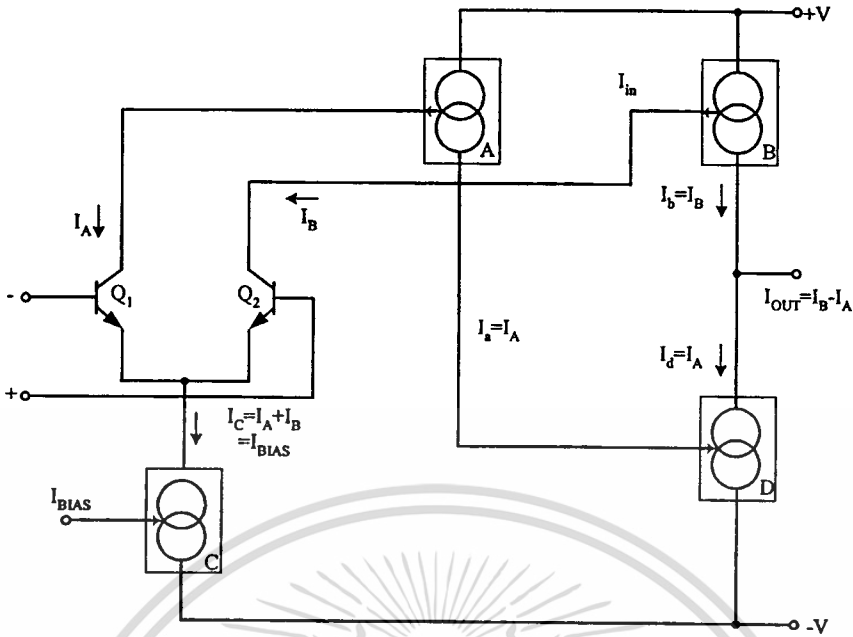
ในทำนองเดียวกันกระแสคอลเลคเตอร์ที่ Q_2 ถูกส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก B กระแสเอาต์พุทของวงจรสะท้อนกระแส I_b ที่ได้รับมีค่าดังสมการ

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

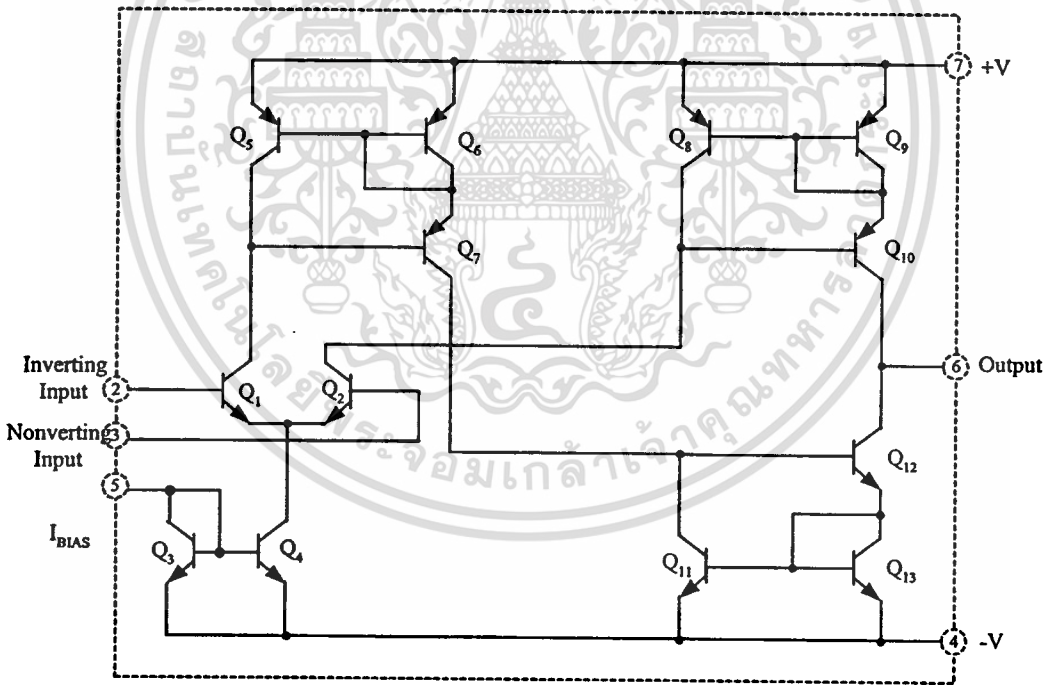
ดังนั้นกระแสเอาต์พุทจึงมีค่าเท่ากับ

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

จากหลักการดังกล่าวจะสามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอได้โดยมีรายละเอียดภายในของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของโอทีเอ

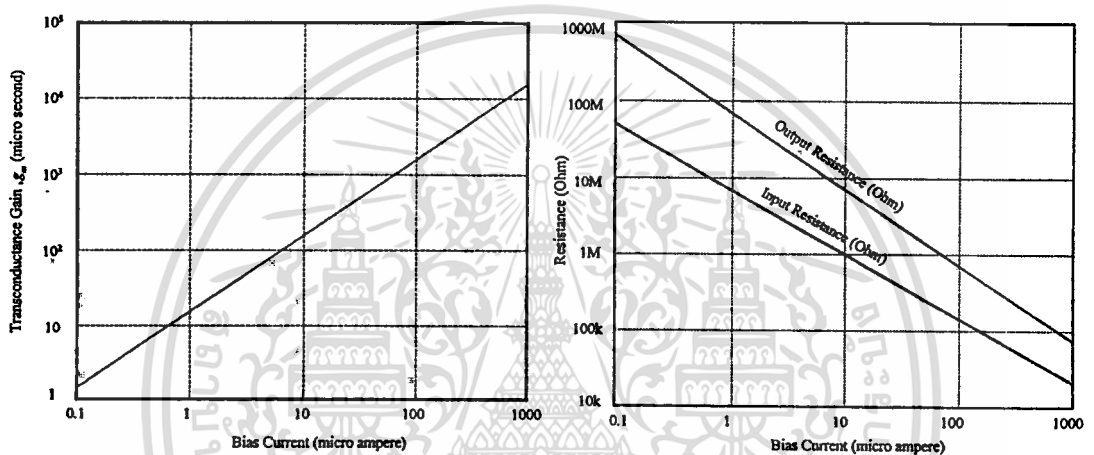


รูปที่ 2.18 โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ

จากรูปที่ 2.18 ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบแอสจากภายนอกเพื่อจ่ายให้แก่วงจรขยายสัญญาณผลต่าง Q_1 - Q_2 ที่ขาออกเลกเตอร์ของ Q_4 ซึ่งจะทำให้ผลบวกกระแสมีติเตอร์ของ Q_1 - Q_2 มีค่าเท่ากับกระแสไบแอส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสคอลเลกเตอร์จากส่วนขยายผลต่าง $Q_1 - Q_2$ ถูกจ่ายให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน $Q_5 - Q_7$, $Q_{11} - Q_{13}$ และ $Q_8 - Q_{10}$ เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 กับ Q_2 และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้ง 3 วงจร ($Q_5 - Q_7$, $Q_8 - Q_{10}$ และ $Q_{11} - Q_{13}$) มีค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรสูงมากจึงทำให้ส่วนอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของโอทีเอมีค่าที่สูงมากเช่นกัน

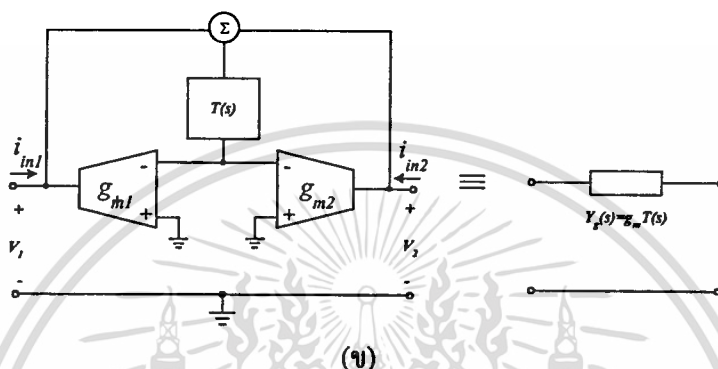
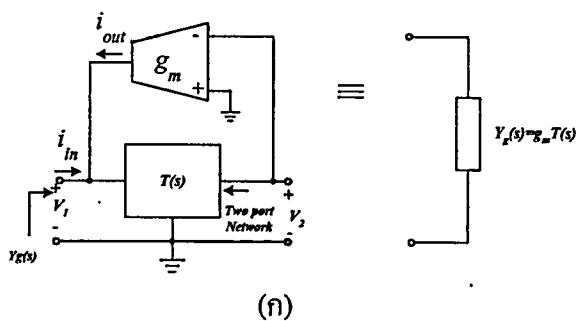
จากกราฟในรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ ค่าความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตของโอทีเอขึ้นอยู่กับกระแสไบแอสซึ่งคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น โดยแปรค่ากระแสไบแอสจาก $0.1 \mu A$ จนถึง $1000 \mu A$



รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำ ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตกับกระแสไบแอสของโอทีเอ

2.4 หลักการออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก

ในช่วงเวลาที่ผ่านมามีผู้ทำการออกแบบวงจรเลียนแบบอิมิตแดนซ์ฟังก์ชันที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลักโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเช่น ออปแอมป์ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second generation Current Conveyor, CCII) และโอทีเอ เป็นต้น โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผู้นิยมใช้กันมากในปัจจุบันเนื่องจากเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงและสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์แบบเชิงเส้น จากข้อคิดดังกล่าวของโอทีเอ ในปี ค.ศ.1992 I.A. Khan และคณะจึงได้ออกแบบวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำและซูเปอร์อินดักเตอร์ขึ้น [34] วงจรที่ออกแบบประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟได้แก่ออปแอมป์และโอทีเอเท่านั้น รูปที่ 2.20 แสดงแผนผังของวงจรเลียนแบบแอกติวิตแดนซ์ฟังก์ชันแบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัวซึ่งประกอบด้วยโอทีเอต่อร่วมกับโครงข่ายสองพอร์ต (Two port network)



รูปที่ 2.20 แผนผังวงจรเลียนแบบแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นหลัก

(ก) แบบเทียบกราวด์ (ข) แบบลอยตัว

จากรูปที่ 2.20 เมื่อกำหนดให้ $T(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของโครงข่ายสองพอร์ทแรงดัน $V_2(s)$ มีค่าดังนี้

$$V_2(s) = V_1(s)T(s) \quad (2.59)$$

เมื่อแรงดัน $V_2(s)$ ถูกจ่ายให้กับอินพุตที่ขาลบของโอทีเอ (Inverting input) กระแสเอาต์พุตของวงจรในกรณีนี้จึงมีค่าเท่ากับ

$$I_o(s) = -I_{in}(s) = -g_m V_2(s) \quad (2.60)$$

แทนค่า $V_2(s)$ จากสมการที่ (2.60) ลงในสมการที่ (2.59) สามารถเขียนแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันได้ดังสมการ

$$Y_g(s) = g_m T(s) \quad (2.61)$$

ส่วนในวงจรเลียนแบบแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันแบบลอยตัวสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_1 , V_2 และกระแสเอาต์พุต I_1 , I_2 ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1(s) = -I_{in1}(s) = -g_m(V_2 - V_1)T(s) \quad (2.62)$$

$$I_2(s) = -g_{m2}(V_2 - V_1)T(s) = -I_{in2} \quad (2.63)$$

จากสมการที่ (2.62) และ (2.63) สามารถเขียนแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ได้

$$[Y] = \begin{bmatrix} g_{m1}T(s) & -g_{m1}T(s) \\ -g_{m2}T(s) & g_{m2}T(s) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

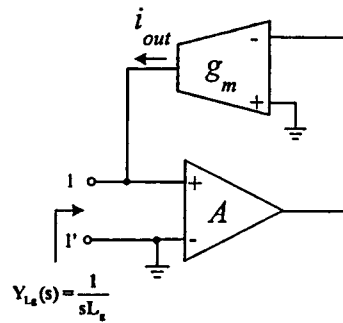
กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ สมการที่ (2.64) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$[Y] = g_m T(s) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

และเมื่อพิจารณาระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 สามารถเขียนแอดมิตแตนซ์ฟังก์ชันได้เป็น

$$Y_F(s) = g_m(s) \quad (2.66)$$

จากแผนผังของวงจรในรูปที่ 2.20 และทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้วสามารถนำมาใช้ในการออกแบบวงจรแอดมิตแตนซ์ฟังก์ชันได้ทั้งแบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัว โดยแทนที่ออปแอมป์ลงในโครงข่ายสองพอร์ท เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของออปแอมป์มีลักษณะฟังก์ชันที่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงทางด้านความถี่ซึ่งเป็นแบบอินทิเกรเตอร์ฟังก์ชันดังสมการที่ (2.4) และเมื่อใช้โอทีเอซึ่งสามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความความนำได้ดังสมการที่ (2.18) ทำให้สามารถออกแบบวงจรเลียนแบบตัวหนี้ยวนำแบบเทียบกราวด์ได้ดังรูปที่ 2.21



$$Y_{Lg}(s) = \frac{1}{sL_g}$$

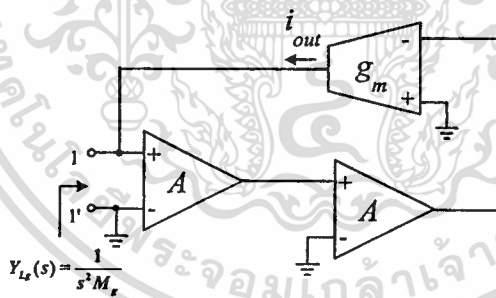
รูปที่ 2.21 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์

เมื่อแทนค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของออปแอมป์ $T(s) = \frac{B}{s}$ จากสมการที่ (2.4) ลงในสมการที่ (2.61) ทำให้ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$Y_{Lg}(s) = g_m \frac{B}{s} = \frac{1}{sL_g} \quad (2.67)$$

เมื่อ

$$L_g = \frac{1}{g_m B} = \frac{2K_T}{BI_B}$$



$$Y_{Lr}(s) = \frac{1}{s^2 M_r}$$

รูปที่ 2.22 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบเทียบกราวด์

ทำนองเดียวกันเมื่อแทนที่โครงข่ายสองพอร์ตของวงจรด้วยออปแอมป์ต่อกันแบบคาสเคดสองวงจรดังรูปที่ 2.22 สมการถ่ายโอนแรงดันของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$T(s) = T_1(s) \cdot T_2(s) \quad (2.68)$$

หรือ

$$T(s) = \frac{B_1}{s} \cdot \frac{B_2}{s} = \frac{B_1 B_2}{s^2} \quad (2.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

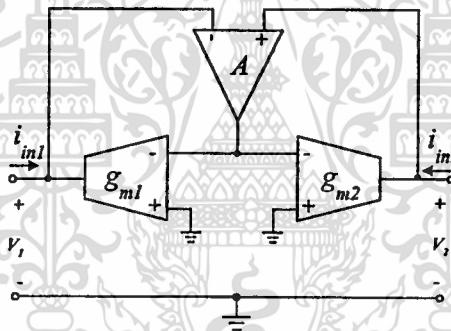
แอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรมีค่าคงสมการ

$$Y_{Mg}(s) = \frac{g_m B_1 B_2}{s^2} = \frac{1}{M_g} \quad (2.70)$$

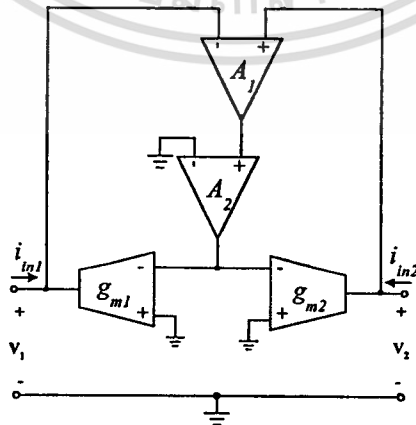
โดยที่

$$M_g = \frac{1}{g_m B_1 B_2} = \frac{2V_T}{I_B B_1 B_2} \quad (2.71)$$

นอกจากวงจรเลียนแบบแอดมิตแดนซ์แบบเทียบกรวด์แล้วยังสามารถออกแบบวงจรเลียนแบบแอดมิตแดนซ์แบบลอยตัวได้ดังแสดงในรูปที่ 2.23 และรูปที่ 2.24 ตามลำดับ



รูปที่ 2.23 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว



รูปที่ 2.24 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบลอยตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการออกแบบวงจรอนุบาลอวกฟังก์ชันแบบต่าง ๆ โดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และโอทีเอเป็นหลักที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นสามารถสรุปได้พอสังเขปดังต่อไปนี้คือ

1. สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรจริงได้และมีคุณสมบัติที่น่าสนใจคือใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อยเหมาะสมกับการออกแบบทั้งในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และมอส นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าได้ในช่วงกว้างโดยการปรับกระแสไบแอสของโอทีเอในวงจร

2. เนื่องจากการออกแบบวงจรอาศัยคุณสมบัติของโพลภายในของออปแอมป์ ดังนั้นผลลัพธ์ของอนุบาลอวกฟังก์ชันที่เกิดขึ้นจึงแปรผันตามพารามิเตอร์ B ของออปแอมป์เป็นหลัก แต่อย่างไรก็ตามสามารถปรับแต่งค่าอนุบาลอวกฟังก์ชันดังกล่าวได้โดยการควบคุมกระแสไบแอสของโอทีเอ

3. เนื่องจากอัตราการขยายค่าความนำของโอทีเอและค่าพารามิเตอร์ B ของออปแอมป์มีความไวต่ออุณหภูมิ (Temperature Insensitive) ดังนั้นในการออกแบบวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงสภาพแวดล้อมบ่อย ๆ ต้องทำการชดเชยผลเนื่องจากอุณหภูมิ

4. การออกแบบวงจรแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันโดยอุปกรณ์แอกทีฟที่ได้กล่าวถึงสามารถทำได้เมื่อค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติของสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่าตำแหน่งโพลตัวแรกของออปแอมป์ $\omega \gg \omega_n$ ส่วนช่วงการทำงานของวงจรจะขึ้นกับค่า B และค่าคงที่ทางเวลา (Time constant, τ) ของวงจร ช่วงความถี่ปฏิบัติงานโดยทั่วไปในออปแอมป์อยู่ในช่วงประมาณ 5 Hz - 1 MHz ส่วนในโอทีเอโดยทั่วไปมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานตั้งแต่ไฟกระแสตรงจนถึงความถี่ประมาณ 2 MHz ดังนั้นช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ออกแบบจึงขึ้นอยู่กับช่วงปฏิบัติงานทางความถี่สูงสุดของออปแอมป์

เมื่อพิจารณาที่ช่วงความถี่ต่ำของวงจรเลียนแบบแอดมิตแดนซ์ฟังก์ชันที่ออกแบบเนื่องจากการทำงานที่ความถี่ต่ำขึ้นกับตำแหน่งโพลตัวที่หนึ่งของออปแอมป์ซึ่งมีอัตราขยายลบเปิดเท่ากับ

$$A(s) = \frac{B}{s + \omega_n} \quad (2.72)$$

ดังนั้นที่ความถี่ต่ำของวงจรสามารถเขียนอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบอินคัลเตอร์แบบต่อกราวด์และแบบลอยตัวได้เป็น

$$Z_L(s) = R_S + sL_S \quad (2.73)$$

$$\text{เมื่อ } R_S = \frac{\omega_n}{g_m B} \text{ และ } L_S = \frac{1}{g_m B}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) หรือ Q-Factor ที่ความถี่ต่ำของตัวเหนี่ยวนำแบบไม่เป็นอุดมคติมีค่าดังนี้

$$Q = \frac{\omega}{\omega_a} \quad (2.74)$$

ดังนั้นวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำจะทำงานเป็นอุดมคติเมื่อค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติมีค่ามากกว่าตำแหน่งโพลภายในของออปแอมป์ ($\omega \gg \omega_a$) ในทำนองเดียวกันอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบซูเปอร์อินดักเตอร์แบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัวเขียนได้ดังสมการ

$$Z_M(s) = R + sL + s^2M \quad (2.75)$$

เมื่อ $R = \frac{\omega_{a1}\omega_{a2}}{g_m B_1 B_2}$, $L = \frac{\omega_{a1} + \omega_{a2}}{g_m B_1 B_2}$ และ $M = \frac{1}{g_m B_1 B_2}$ และซูเปอร์อินดักเตอร์ที่ออกแบบนี้จะทำงานแบบอุดมคติเมื่อ $\omega \gg \omega_a$ เช่นกัน

หลังจากที่ I.A.Khan และคณะได้นำเสนอหลักการข้างต้นต่อมาได้มีผู้นำเสนอการออกแบบวงจรของความถี่และอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟเฉพาะออปแอมป์และโอทีเอ แต่อย่างไรก็ตามจากการติดตามผลงานวิจัยและสิ่งตีพิมพ์ต่าง ๆ พบว่ายังไม่มี การนำเสนอวงจรวงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลักเลย ดังนั้นหลักการออกแบบวงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำงานทั้งในโหมดแรงดันและกระแสรวมถึงการประยุกต์ใช้งานจะได้กล่าวถึงต่อไปในบทที่ 4 และบทที่ 5

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของออปแอมป์ชนิดที่มีตัวเก็บประจุชดเชยและโอทีเอ ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเด่นคือมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ อัตราขยายลูปเปิดของวงจรมีลักษณะเป็นฟังก์ชันแบบอินทิเกรเตอร์ ส่วนโอทีเอมีคุณสมบัติเด่นคือมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูงและสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำได้โดยปรับค่ากระแสไบแอสของวงจร เนื่องจากจุดเด่นเหล่านี้ผู้วิจัยจึงใช้อุปกรณ์ทั้งสองชนิดเป็นส่วนประกอบหลักของวงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 3

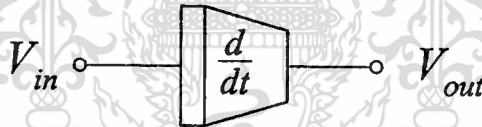
ทฤษฎีของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์และวงจรถิฟเฟอร์เรเตอร์

3.1 บทนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำเสนอการออกแบบวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์และวงจรถิฟเฟอร์เรเตอร์โดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟและนำวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์ไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ดังนั้นในบทนี้ขอนำเสนอทฤษฎีตลอดจนหลักการดำเนินงานพื้นฐานของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์และวงจรถิฟเฟอร์เรเตอร์

3.2 หลักการพื้นฐานของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์

วงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์เป็นวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์ที่นิยมใช้กันมากในกระบวนการประมวลผลสัญญาณ เมื่อสัญญาณอินพุตของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์เป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา สัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับจะเป็นฟังก์ชันของอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตเทียบกับเวลา หลักการทำงานของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์อธิบายได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 หลักการทำงานของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์

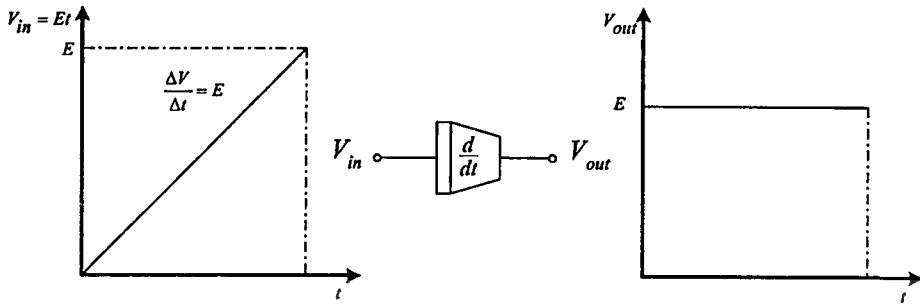
เมื่อสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์อยู่ในรูปแรงดัน ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดัน เอาต์พุตของวงจรถิฟเฟอร์เนทีแอดเดอร์อยู่ในรูปทั่วไปดังนี้

$$V_{out}(t) = \frac{dV_{in}(t)}{dt} \quad (3.1)$$

ถ้ากำหนดให้แรงดันอินพุต V_{in} เป็นสัญญาณลาด (Ramp Signal) เท่ากับ Et ดังรูปที่ 3.2 โดยที่ E คืออัตราการเปลี่ยนแปลงหรือความชันของสัญญาณมีหน่วยเป็น โวลต์ต่อวินาที ในขณะที่ E เป็นค่าคงที่ แรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นแรงดันไฟตรงขนาดเท่ากับ E โวลต์ดังรูปที่ 3.2 และสามารถเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out}(t) = \frac{dE(t)}{dt} = E \quad (3.2)$$

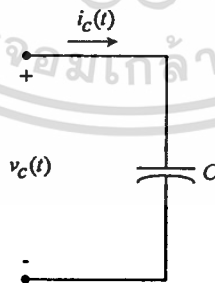


รูปที่ 3.2 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์แบบอนุกรมคคิเมื่อแรงคั้นอินพุทเป็นสัญญาณลาด

ถ้าสัญญาณอินพุทของวงจรเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์จะมีค่าสูงแต่ในทางกลับกันถ้าสัญญาณอินพุทมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ สัญญาณเอาท์พุทของวงจรจะมีค่าน้อยตามไปด้วย

ตัวอย่างง่าย ๆ ของวงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์พื้นฐานก็คือตัวเก็บประจุค้จรูปที่ 3.3 ทั้งนี้เนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุนั้นแปรค่าตามความถี่ เมื่อจ่ายแรงคั้นกระแสสลับให้แก่ตัวเก็บประจุทำให้เกิดกระแสซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงคั้นตกคร่อมตัวเก็บประจุได้ค้จนี้

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (3.3)$$

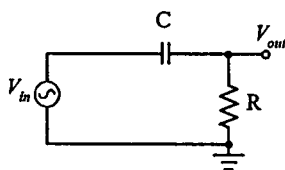


รูปที่ 3.3 วงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์พื้นฐาน

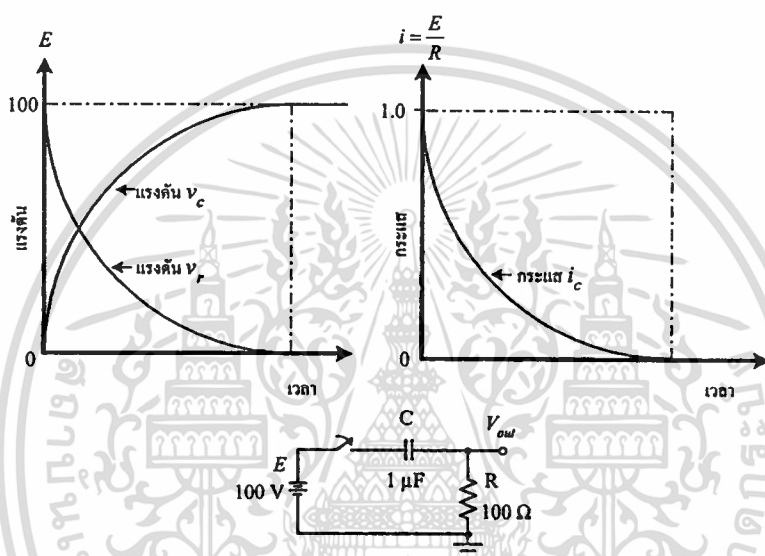
กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุอยู่ในรูปของฟังก์ชันคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยมีค่าความจุไฟฟ้าเป็นค่าค้จที่ของสมการ แต่อย่างไรค้จก็ตามเอาท์พุทของวงจรที่รับค้จยังอยู่ในรูปของกระแส เพื่อให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์อยู่ในรูปแรงดันสามารถทำได้โดยการต่อตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเก็บประจุดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC ขณะตัวเก็บประจุทำการอัดประจุ

วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC มีช่วงการทำงานซึ่งสามารถแบ่งเป็น 2 ช่วง ด้วยกันคือช่วงอัดประจุและช่วงคายประจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ [35-37]

1. ในช่วงอัดประจุเมื่อสวิตช์ยังปิดอยู่ไม่มีกระแสไหลผ่านวงจรดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าศูนย์โวลต์ เมื่อเริ่มเปิดสวิตช์ที่เวลา $t = 0$ ยังไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานในช่วงเวลาเริ่มต้นมีค่าเท่ากับ E ต่อมาเมื่อเวลา $t > 0$ เกิดกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ ตัวเก็บประจุเริ่มทำการอัดประจุแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานจึงมีค่าลดลงเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจนในที่สุดเมื่อตัวเก็บประจุสามารถอัดประจุได้เต็ม ในช่วงนี้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ E และแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานมีค่าเป็นศูนย์ สามารถเขียนกราฟอธิบายการทำงานของวงจรในช่วงอัดประจุได้ดังรูปที่ 3.5

เมื่อพิจารณารูปที่ 3.5 แรงดันของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC เขียนแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E - v_r - v_c = 0 \quad (3.4)$$

เมื่อ v_c และ v_r คือแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานและตัวเก็บประจุตามลำดับ E คือขนาดแรงดันของแหล่งจ่าย ณ จุดเริ่มเปิดสวิตช์ของวงจร จากสมการที่ (3.4) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$E - iR - v_c = 0 \quad (3.5)$$

เมื่อ i คือกระแสที่ไหลผ่านวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC

ดังนั้น

$$i = \frac{E - v_c}{R} \quad (3.6)$$

ที่เวลา $t = 0$ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_c มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจร I_0 มีค่าเท่ากับ

$$I_0 = \frac{E}{R} \quad (3.7)$$

เมื่อ I_0 คือค่ากระแสที่เวลา $t = 0$ แรงดันเอาต์พุต ณ ช่วงเวลานี้จึงมีค่าเท่ากับ $v_{out} = v_r = E$

ในช่วงเวลา $t > 0$ ประจุภายในของตัวเก็บประจุคือ $Q = v_c \cdot C$ สามารถเขียนอัตราการเปลี่ยนแปลงประจุเทียบกับเวลา (dQ/dt) หรือสมการกระแสเริ่มต้น I_0 ได้เป็น

$$I_0 = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.8)$$

แทนค่า I_0 จากสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.8) จะได้

$$\frac{E}{R} = C \frac{dv_c}{dt}$$

หรือ

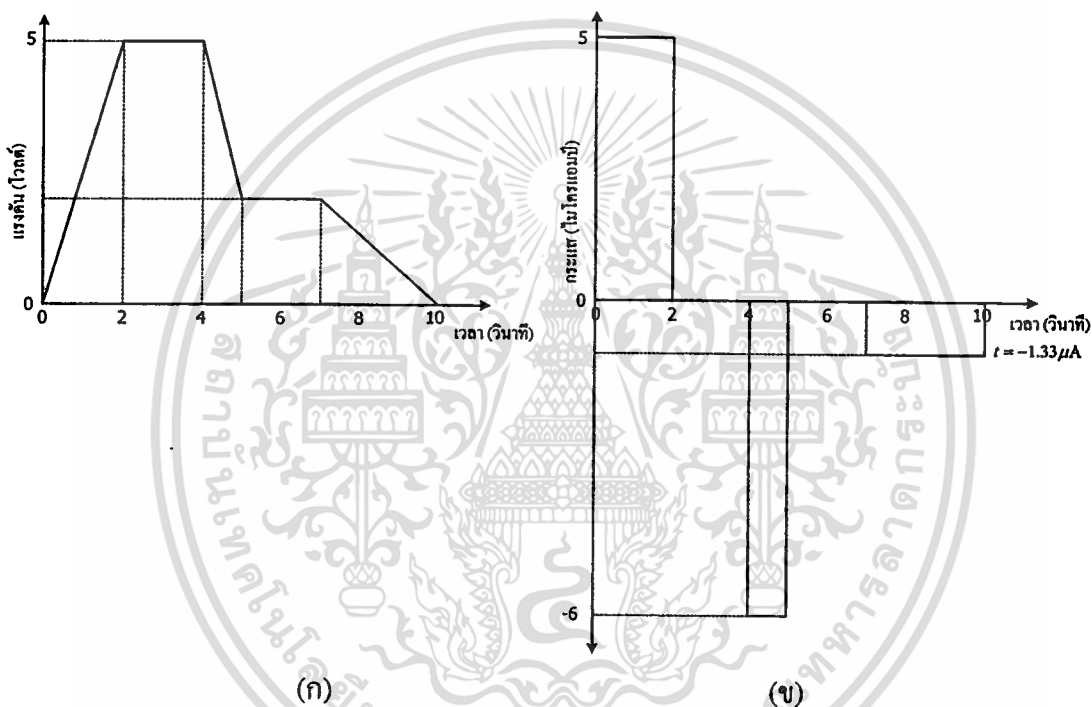
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{E}{RC} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) สามารถเขียนค่าเฉลี่ยของกระแสได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{ave} = C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} \quad (3.10)$$

เมื่อ $\Delta v_c / \Delta t$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในเวลาหนึ่งหน่วยวินาที และ I_{ave} คือกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในช่วงเวลาหนึ่ง (Δt) กราฟแสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุตเมื่อกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าเท่ากับ $2 \mu\text{F}$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลง
(ก) แรงดันอินพุต (ข) กระแสเอาต์พุตเฉลี่ย

แรงดันเอาต์พุต ณ ช่วงเวลาที่มีการเก็บประจุมีค่าเป็น

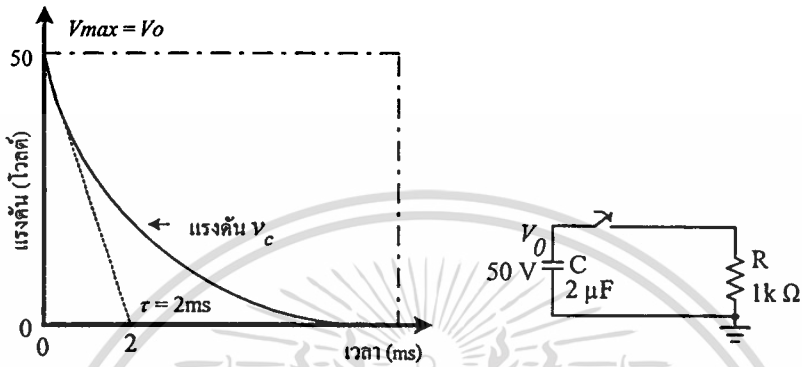
$$v_{out} = v_r = RC \left(\frac{dv_c}{dt} \right) \quad (3.11)$$

หรือ
$$v_{out} = v_r = Ee^{-t/RC} \quad (3.12)$$

ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t > 0$ เพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยมีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ $\tau = RC$ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าสูงสุดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือมีค่าเท่ากับ E ส่วนแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานจะลดลงเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจนกระทั่งมีค่าเท่ากับศูนย์เช่นกัน

2. การทำงานในช่วงที่ตัวเก็บประจุคายประจุเมื่อสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วงขอบขาลง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะไม่ลดลงทันทีแต่ลดลงเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงคายประจุ

ที่เวลา $t = 0$ ก่อนที่ตัวเก็บประจุทำการคายประจุแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงนี้มีค่าเท่ากับแรงดันเริ่มต้น V_0 ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานในช่วงเวลานี้มีค่าเท่ากับ $-V_0$ แรงดันรวมภายในวงจรในช่วงเวลานี้มีค่าดังนี้

$$V_0 - I_0 R = 0$$

หรือ

$$I_0 = \frac{V_0}{R} \quad (3.13)$$

เมื่อ I_0 คือกระแสเริ่มต้นก่อนที่ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุ

เมื่อพิจารณาแรงดันเอาท์พุทขณะที่ตัวเก็บประจุทำการคายประจุที่เวลา $t > 0$ แรงดันภายในวงจรขณะนี้มีค่าเท่ากับ

$$V_0 - iR = 0 \quad (3.14)$$

เมื่อ

$$i = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.15)$$

ดังนั้น

$$V_0 = RC \frac{dv_c}{dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_o}{RC} \quad (3.16)$$

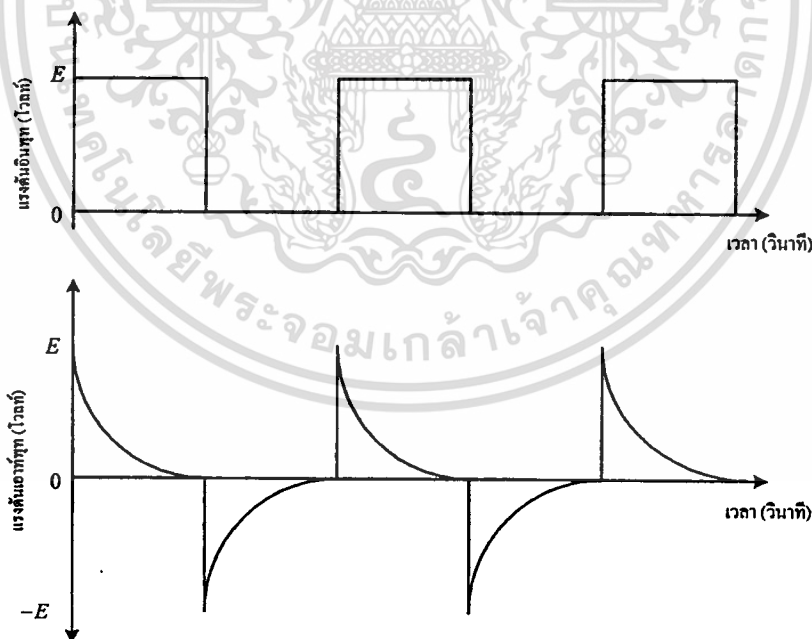
แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น

$$v_{out} = v_r = -V_o e^{-t/RC} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) แรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจนกระทั่งมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยมีค่าความถี่คutoff ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC เท่ากับ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.18)$$

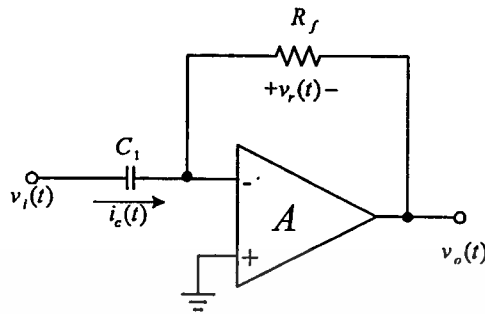
สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนแปลงวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แรงดันเอาต์พุตของวงจร คิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

จากที่ผ่านมาในวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นทั้งนี้สาเหตุเนื่องมาจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าไม่คงที่โดยจะลดลงเมื่อเวลาผ่านไปมากขึ้นทั้งในช่วงอัดประจุและช่วงคายประจุ เพื่อให้ทำให้อัตราการอัดประจุที่สามารถทำได้โดยทำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้กระแสที่ใช้ในการอัดประจุของตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ สามารถกระทำได้โดยการนำออปแอมป์มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจร RC พื้นฐาน ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับ RC

จากรูปที่ 3.9 แรงดันเอาต์พุตของวงจรเขียนได้เป็น

$$v_o(t) = -v_r(t) = -Ri_c(t) \quad (3.19)$$

เมื่อ $v_r(t)$ คือแรงดันอินพุตที่ขาบวกของออปแอมป์ กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็น

$$i_c(t) = C \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19) และสมการที่ (3.20) แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (3.21)$$

อิมพีแดนซ์อินพุตและอิมพีแดนซ์ป้อนกลับของวงจรกรณีนี้มีค่าเป็น

$$\overline{Z}_i = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.22)$$

$$\overline{Z}_f = R \quad (3.23)$$

สมการถ่ายโอนแรงดันของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับ RC มีค่าดังนี้

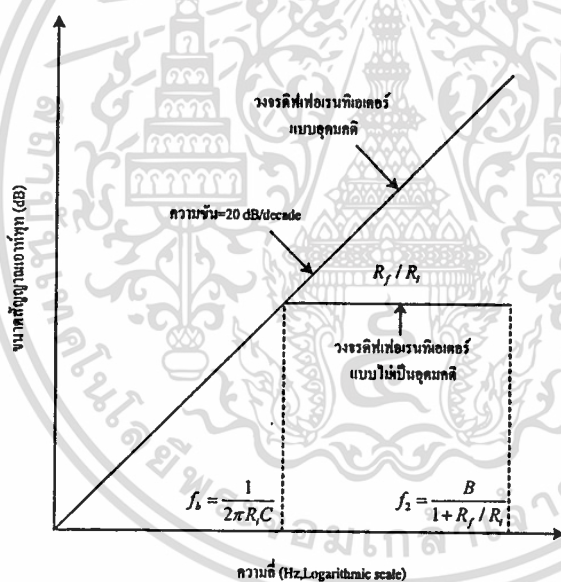
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(j\omega) = -\frac{R}{1/j\omega C} = -j\omega RC = -sRC \quad (3.24)$$

ผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์เขียนได้ดังนี้

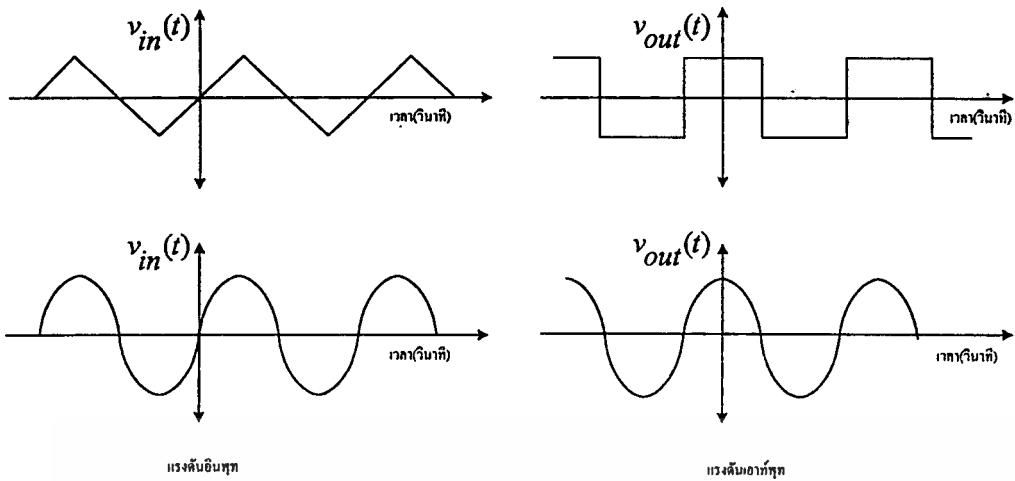
$$M(\omega) = \omega RC \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.25) ขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อรวมกับ RC จะมีค่าน้อยมากที่ความถี่ต่ำและเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ผลตอบสนองทางด้านความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีขนาดสัญญาณที่มีความชัน 20 dB/decade และเฟสของสัญญาณมีค่า 90 องศา เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดสัญญาณของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติแสดงได้ดังในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบต่าง ๆ เป็นไปดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบต่าง ๆ

3.3 หลักการพื้นฐานของวงจรอินทิเกรเตอร์

วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการอินทิเกรตสัญญาณซึ่งถือเป็นกระบวนการหนึ่งที่ใช้กันมากในกระบวนการประมวลผลสัญญาณ หลักการทำงานของวงจรวจรอินทิเกรเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 หลักการทำงานของวงจรวจรอินทิเกรเตอร์

จากรูปที่ 3.12 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ $v_{in}(t)$ และแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $v_{out}(t)$ ในวงจรวจรอินทิเกรเตอร์แบบอุดมคติ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตของวงจรสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทั่วไปได้ดังนี้

$$v_{out}(t) = \int_{t_0} v_{in}(t) dt + v_o(t_0) \quad (3.26)$$

เมื่อ $v_o(t_0)$ คือแรงดันเริ่มต้นที่เอาต์พุตที่เวลา t มีค่าเท่ากับเวลาเริ่มต้น t_0 ถ้ากำหนดให้แรงดันอินพุต V_{in} เป็นสัญญาณที่มีขนาดคงที่มีค่าเท่ากับ E ดังรูปที่ 3.13 เมื่อ E คือขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าคงที่ และแรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นแรงดันที่มีความชันของสัญญาณ

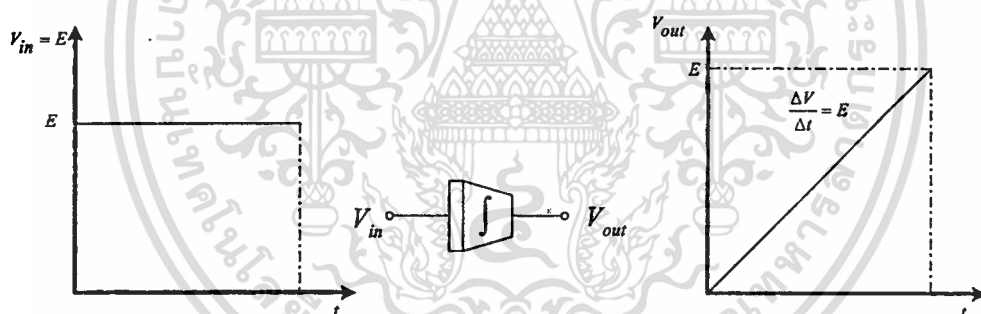
เทียบกับเวลามีค่าคงที่และมีขนาดสัญญาณเท่ากับ E โวลต์ เมื่อ t คือเวลามีหน่วยเป็นวินาที แรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์สามารถหาได้ดังนี้

$$V_{out}(t) = \int_0^t V_{in}(t)dt + V_o(0) \quad (3.27)$$

ดังนั้น
$$V_{out}(t) = \int_0^t E dt + V_o(0)$$

หรือ
$$V_{out}(t) = Et + V_o(0) \quad (3.28)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.13 ในกรณีที่กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t = 0$ ($V_o(0)$) มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ ถ้าหากแรงดันอินพุตมีค่าต่ำแล้วความชันของค่าแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลาที่ได้รับ ($\Delta V_{out} / \Delta t$) จะมีค่าต่ำแต่ถ้าแรงดันอินพุตมีค่าสูงแล้วความชันของค่าแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลาที่ได้รับจะมีค่าสูงตามไปด้วย



รูปที่ 3.13 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบอุดมคติเมื่อจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแรงดันที่มีค่าคงที่ ณ ช่วงเวลาหนึ่ง

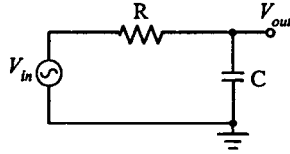
เมื่อพิจารณาที่ตัวเก็บประจุจากรูปที่ 3.3 และกำหนดให้อินพุตของวงจรถือกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุและแรงดันเอาต์พุตคือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุได้เป็น

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t)dt + v_c(0) \quad (3.29)$$

เมื่อ $v_c(0)$ คือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุอยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์ โดยมีค่าความจุไฟฟ้าเป็นค่าคงที่ของสมการ เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์อยู่ในรูปแรงดันสามารถกระทำได้โดยต่อตัวเก็บประจุอนุกรมกับตัวต้านทานดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรอินทิเกรเตอร์ RC

จากรูปที่ 3.14 สามารถสรุปขั้นตอนการทำงานของวงจรดังนี้

1. ในช่วงที่ตัวเก็บประจุอัดประจุที่เวลา $t = 0$ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_c มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจรในช่วงเวลา $t = 0$ (I_0) มีค่าเท่ากับ

$$I_0 = \frac{E}{R} \quad (3.30)$$

เมื่อกำหนดให้ E คือขนาดแรงดันสูงสุดจากแหล่งจ่ายแรงดัน ต่อมาเมื่อเวลา $t > 0$ ตัวเก็บประจุเริ่มทำการอัดประจุ ผลรวมของแรงดันในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC เป็นไปดังนี้

$$E - v_r - v_c = 0$$

หรือ
$$E - iR - v_c = 0 \quad (3.31)$$

$$i = \frac{E - v_c}{R} \quad (3.32)$$

แทนค่ากระแส i จากสมการที่ (3.14) ลงในสมการที่ (3.32) จะได้

$$C \frac{dv_c}{dt} = \frac{E - v_c}{R} \quad (3.33)$$

แทนค่าสมการที่ (3.30) ลงในสมการที่ (3.33) จะได้

$$dv_c = \frac{E}{RC} dt \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนสมการที่ (3.34) ที่ลงในสมการที่ (3.29) แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$v_{out} = v_c = E - RC \frac{dv_c}{dt} \quad (3.35)$$

หรือ
$$v_{out} = E(1 - e^{-t/RC}) \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.36) พบว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยมีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ $\tau = RC$ ซึ่งแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุนี้จะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าสูงสุดเท่ากับ E

2. ในช่วงที่ตัวเก็บประจุคายประจุแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังรูปที่ 3.7 ที่เวลา $t = 0$ ก่อนที่ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ณ ช่วงเวลานี้มีค่าเท่ากับแรงดันเริ่มต้น V_0 และค่าแรงดันในช่วงเวลานี้มีค่าเป็น

$$V_0 - I_0 R = 0$$

หรือ
$$I_0 = \frac{V_0}{R} \quad (3.37)$$

เมื่อ I_0 คือกระแสเริ่มต้นก่อนที่ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุ ต่อมาเมื่อเวลา $t > 0$ ตัวเก็บประจุจะเริ่มทำการคายประจุสมการแรงดันรวมภายในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC มีค่าดังนี้

$$V_0 - iR = 0 \quad (3.38)$$

เมื่อ
$$i = C \frac{dv_c}{dt}$$

ดังนั้น
$$V_0 = RC \frac{dv_c}{dt} \quad (3.39)$$

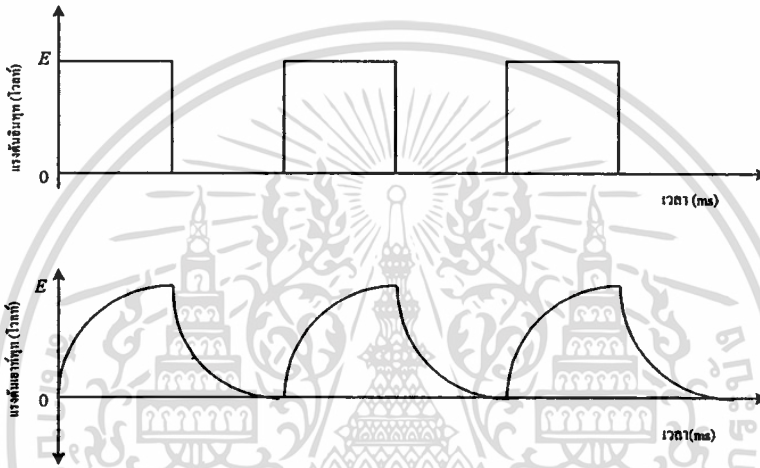
เมื่อพิจารณาสมการแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่ตัวเก็บประจุทำการคายประจุ ($t > 0$) สามารถเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $v_c = V_0 e^{-t/RC}$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (3.40) ขนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่คัทออฟของวงจรอินทิเกรเตอร์ RC มีค่าเท่ากับ

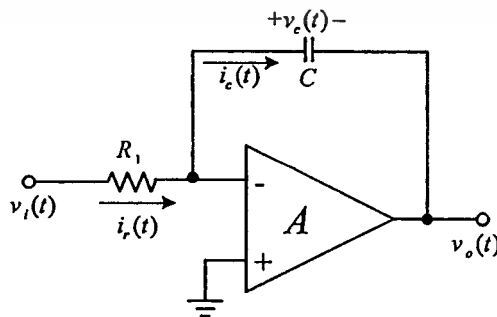
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.41)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนแปลงวงจรอินทิเกรเตอร์ RC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แรงดันเอาต์พุตของวงจร อินทิเกรเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

เช่นเดียวกับในวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ RC แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC มีลักษณะแบบไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อให้อัตราการอัดประจุคงที่สามารถทำได้โดยทำให้กระแสที่ใช้ในการอัดประจุของตัวเก็บประจุมีค่าคงที่โดยใช้โอปแอมป์คู่พร้อมกับ RC ดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์คู่พร้อมกับ RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.16 แรงดันเอาต์พุตของวงจรเขียนได้เป็น

$$v_o(t) = -v_c(t) \quad (3.42)$$

กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าดังนี้

$$i_c(t) = i_r(t) = \frac{v_i(t)}{R} \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.27) และ (3.43) แรงดันเอาต์พุตที่ได้รับมีค่าเป็น

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i(t) dt + v_o(0) \quad (3.44)$$

อิมพีแดนซ์อินพุตและอิมพีแดนซ์ป้อนกลับของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\overline{Z}_i = R \quad (3.45)$$

$$\overline{Z}_f = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.46)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับ RC เขียนได้ดังนี้

$$H(j\omega) = -\frac{1/j\omega C}{R} = -\frac{1}{sRC} \quad (3.47)$$

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์เขียนได้ดังสมการ

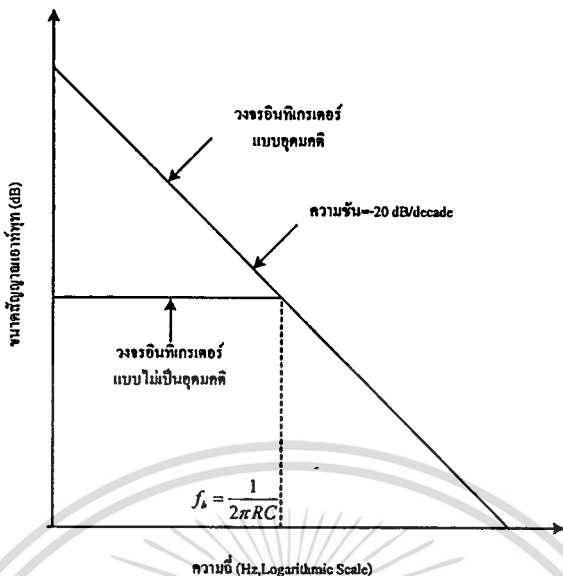
$$M(\omega) = 1/\omega RC \quad (3.48)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับ RC จะมีค่าสูงมากที่ความถี่ต่ำ และลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์จะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงเป็น -20 dB/decade และเฟสของสัญญาณมีค่า -90 องศา สัญญาณเอาต์พุตของวงจร

อินทิเกรเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติแสดงให้เห็นได้ดังในรูปที่ 3.17

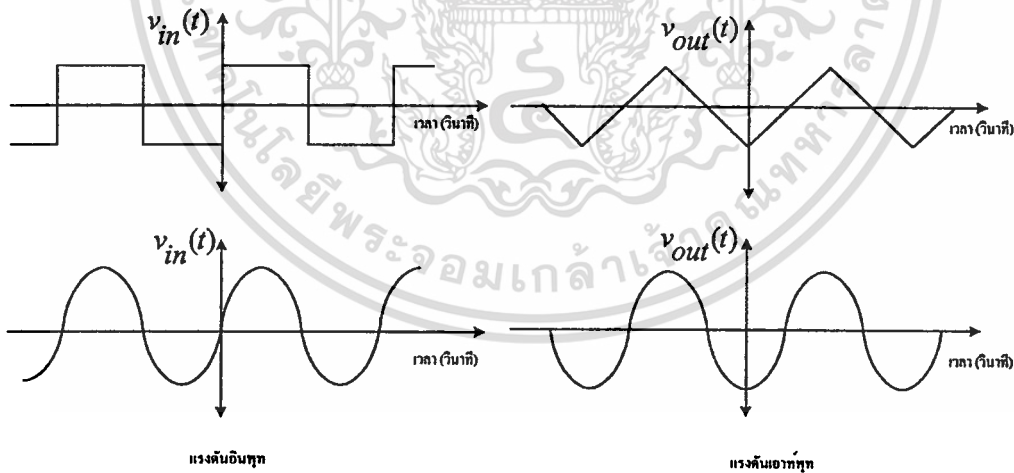
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกอเดออร์ที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกอเดออร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกอเดออร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงาน โครงสร้างวงจรพื้นฐานแบบต่าง ๆ ของวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ได้แก่ ตัวเก็บประจุซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานอย่างง่าย วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ RC วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ RC วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC และ วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC

จากทฤษฎีและโครงสร้างต่าง ๆ ในบทนี้จะถูกนำไปใช้เป็นหลักการพื้นฐานในการออกแบบวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ที่ใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟโอปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก



บทที่ 4

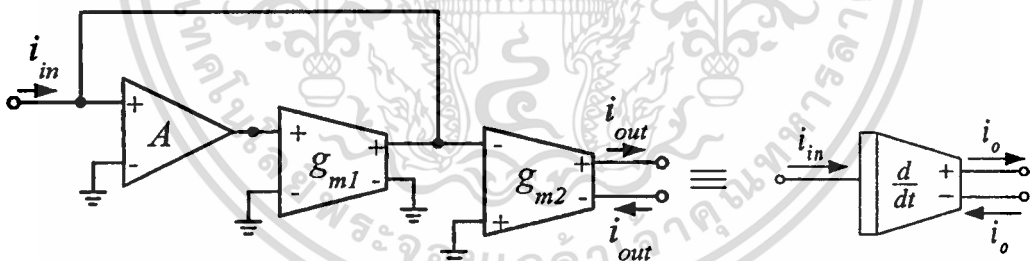
การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก

4.1 บทนำ

ในบทนี้ขอนำเสนอหลักการออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ทั้งในโหมดกระแสและโหมดแรงดันซึ่งประกอบด้วยเฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟได้แก่อปแอมป์และโอทีเอ ตลอดจนการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่รวมถึงอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ วงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมอัตราขยายของวงจรโดยการควบคุมอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอและมีค่าเอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูงจึงทำให้การนำวงจรไปต่อแบบคาสเคดทำได้ง่าย คุณสมบัติการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

4.2 การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โดยใช้โอปแอมป์และโอทีเอ

4.2.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแส



รูปที่ 4.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแส

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแสที่นำเสนอ [39-40] ประกอบด้วยโอปแอมป์และโอทีเอแบบสองเอ๊าท์พุท (dual-output OTA) โดยที่เครื่องหมายบวกและลบที่เอ๊าท์พุทของโอทีเอแสดงถึงทิศทางกระแสเอ๊าท์พุทแบบบวกและแบบลบตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ ω_a คือค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของโอปแอมป์และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_a$ ดังนั้นอัตราขยายเปิด (open-loop gain, $A_{oA}(s)$) ของโอปแอมป์จะประมาณค่าได้เท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_a สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ g_{m1} และ g_{m2} คืออัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของโอทีเอ 1 และโอทีเอ 2 ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรในรูปที่ 4.1 มีค่าดังนี้คือ [ภาคผนวก ก]

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (4.2)$$

เมื่อ A_G คืออัตราขยายกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ g_{m2}/g_{m1} จากสมการที่ (4.2) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I_o และ I_{in} อยู่ในรูปของฟังก์ชันดิฟเฟอเรนทิเอท (differentiating function) กรณีที่ใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์จะได้ค่า $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ และ $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ โดยที่ V_T คือแรงดันความร้อน (Thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25 °C และเมื่อกำหนดให้ I_{B1} และ I_{B2} คือกระแสไบอัสของโอทีเอ 1 และโอทีเอ 2 ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ (4.2) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (4.3)$$

กรณีนี้ A_G คืออัตราส่วนของ I_{B2} กับ I_{B1} และยังพบว่าผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราส่วนของ g_{m2} กับ g_{m1} นั้นได้ถูกชดเชยไปด้วย

กรณีคำนึงถึงผลการทำงานของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติเนื่องจากผลขององค์ประกอบพาราซิติก (Parasitic elements) ของออปแอมป์และโอทีเอ สำหรับออปแอมป์เมื่อคิดผลเนื่องจากโพลตัวที่สอง (second dominant pole, ω_b) แล้วอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ในกรณีนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$A_{oA}(s) = \frac{B}{s} \frac{\omega_b}{(s + \omega_b)} = \frac{B}{s} \frac{1}{(1 + \tau_b s)} \quad (4.4)$$

เมื่อ $\tau_b = 1/\omega_b$ ในขณะที่โอทีเอเมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้วอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{(1 + \tau_c s)} \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอที่ความถี่ต่ำ (low-frequency transconductance gain) และ $\omega_c = 1/\tau_c$ คือค่าโพลภายในโอทีเอ ดังนั้นสมการถ่ายโอนกระแสของวงจรในรูปที่ 4.1 เมื่อนำถึงผลของโพลตัวที่สองของออปแอมป์และโพลภายในของโอทีเอมีค่าเท่ากับ

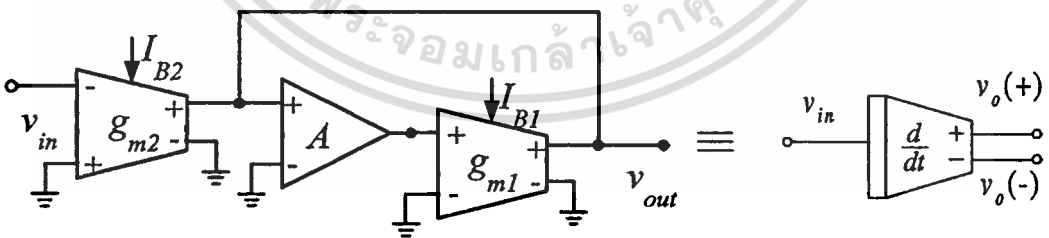
$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] [1 + \tau_b s] \quad (4.6)$$

โดยที่ τ_{ci} และ g_{m0i} คือค่าโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2$) ตามลำดับ แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \equiv \tau_{c2}$ และเมื่อกำหนดให้ A_{Go} คืออัตราขยายดีซีของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีค่าเท่ากับ (g_{m02}/g_{m01}) ดังนั้นสมการที่ (4.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} A_{Go} (1 + \tau_b s) \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.7) แสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีอัตราขยายดีซีเป็นไปตามสมการที่ (4.2) และมีขั้วจำกัดทางความถี่สูงอยู่ที่ ω_b ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกใช้ออปแอมป์ตามห้องตลาดทั่วไปเช่นเบอร์ LF356N ซึ่งมีค่า $B = 2\pi(4.5) \times 10^6$ rad/s และมีโพลตัวที่สองอยู่ที่ $\omega_b = 2\pi(9) \times 10^6$ rad/s [2] ดังนั้นขั้วจำกัดทางความถี่สูงของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์จะมีค่าประมาณ 9 MHz

4.2.2 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดแรงดัน



รูปที่ 4.2 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดแรงดัน

รูปที่ 4.2 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดแรงดันที่น่าเสนอ เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์แล้วสามารถเขียนได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก]

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (4.8)$$

เมื่อ A_G คืออัตราขยายแรงดันของวงจรซึ่งมีค่าเท่ากับ g_{m2}/g_{m1} จากสมการที่ (4.8) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{in} อยู่ในรูปของฟังก์ชันคิฟเฟอเรนทิเอล ในกรณีที่ใช้อีโอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์สมการที่ (4.8) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (4.9)$$

กรณีนี้ A_G จะมีค่าเท่ากับ I_{B2}/I_{B1} และยังพบว่าผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราส่วนของ g_{m2} กับ g_{m1} นั้นได้ถูกชดเชยทำให้ลดน้อยลงไป สมการถ่ายโอนแรงดันของวงจรในรูปที่ 4.2 เมื่อคำนึงถึงผลของโพลตัวที่สองของออปแอมป์และโพลภายในของไอทีเอมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] [1 + \tau_b s] \quad (4.10)$$

แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \equiv \tau_{c2}$ และกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายที่ความถี่ต่ำของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01} ดังนั้นสมการที่ (4.10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = s \left[\frac{A_{G0}}{B} \right] (1 + \tau_b s) \quad (4.11)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.11) แล้วฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรมีค่าอัตราขยายแรงดันเป็นไปตามสมการที่ (4.8) และมีขีดจำกัดทางความถี่สูงขึ้นกับตำแหน่งโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์ หรือ ω_b

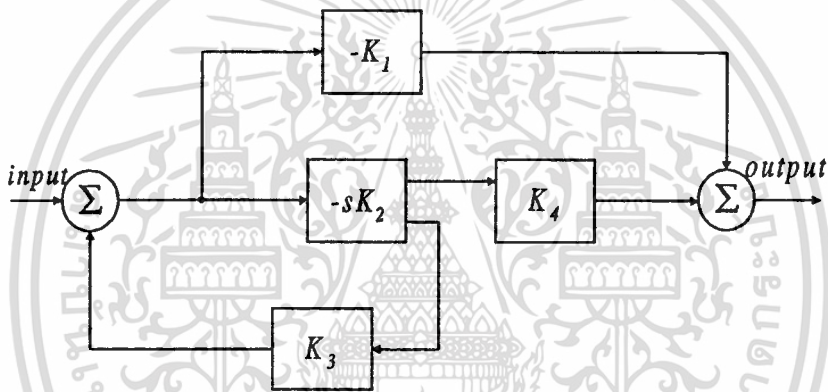
4.3 การประยุกต์ใช้งาน

วงจรรีฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ดังนี้

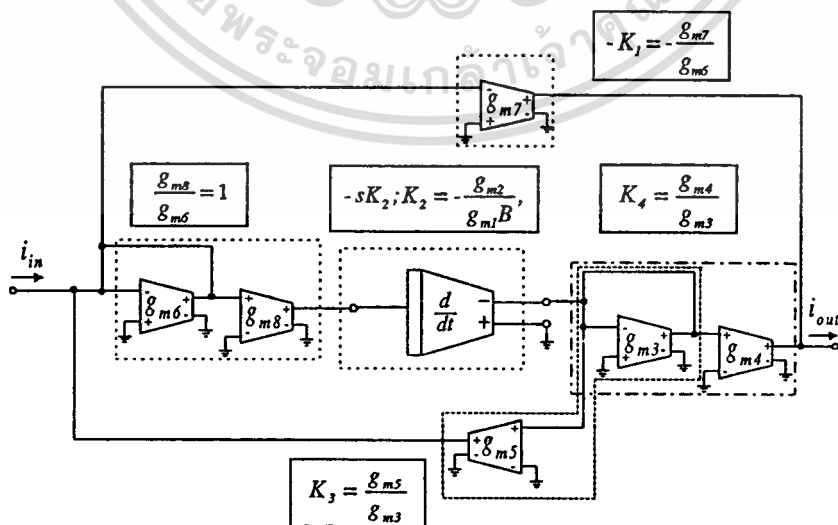
4.3.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ

วงจรกรองสัญญาณความถี่เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบสื่อสารและระบบควบคุมอัตโนมัติของวงจรรีฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแสและโหมดแรงดันที่ออกแบบขึ้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ดังนี้

4.3.1.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแส



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่ง



รูปที่ 4.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งทั่วไปซึ่งนำเสนอใน [39] เมื่ออาศัยวงจรคิพเฟอเรนทิเอเตอร์ที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ 4.4 โดยมีค่า $K_1 = g_{m7}/g_{m6}$, $K_2 = A_G/B = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_3 = g_{m5}/g_{m3}$ และ $K_4 = g_{m4}/g_{m3}$ สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้เป็น [ภาคผนวก ข]

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = -\left(\frac{sK_2K_4 + K_1}{sK_2K_3 + 1} \right) \quad (4.12)$$

ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}g_{m3}B}{g_{m2}g_{m5}} \quad (4.13)$$

ค่าความไว (sensitivity) ที่ได้จากสมการที่ (4.13) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m5}}^{\omega_0} = 1 \quad (4.14)$$

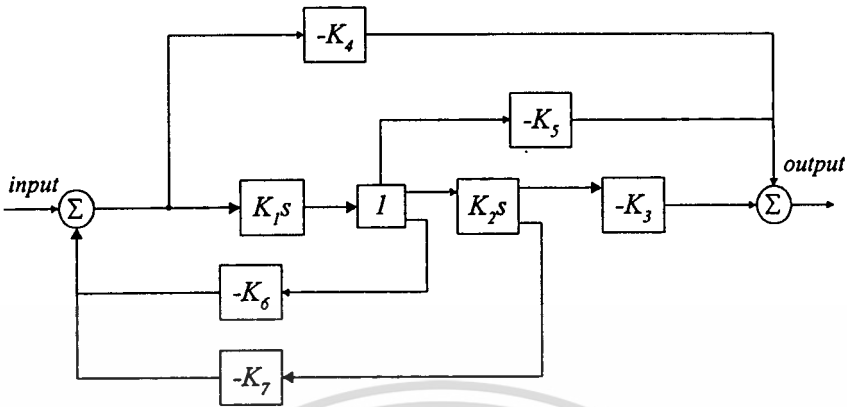
$$S_B^{\omega_0} = 1 \quad (4.15)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยการปรับอัตราขยายค่าความนำ g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} และ/หรือ g_{m5} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้นค่า ω_0 จึงถูกขจัดผลของอุณหภูมิอื่นเนื่องมาจากอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอและเมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้วเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (percentage inaccuracy) ของความถี่เชิงมุม $\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ มีค่าดังสมการ

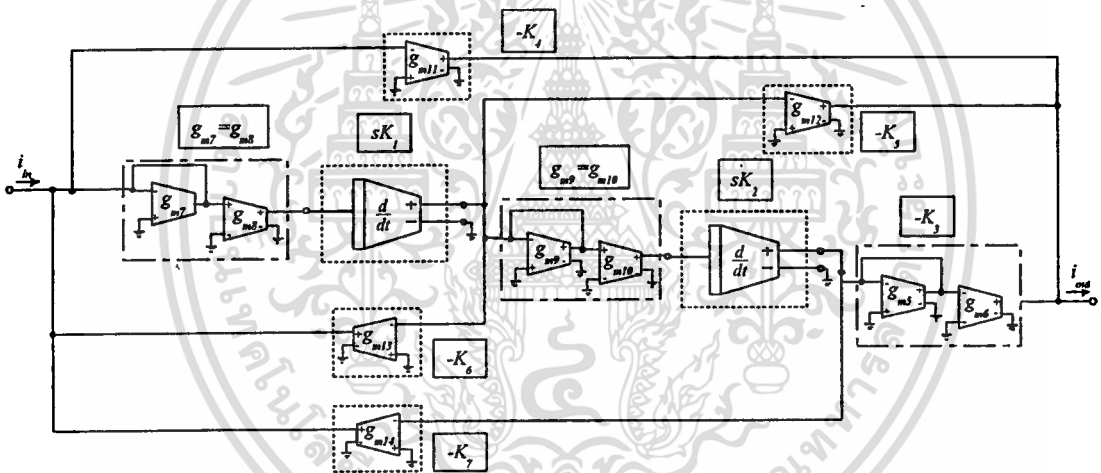
$$\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \left(\frac{\left[\left(\frac{g_{m5}g_{m2}}{g_{m3}g_{m1}B} \right)^2 + 4 \frac{g_{m5}g_{m2}\tau_b}{g_{m3}g_{m1}B} \right]^{\frac{1}{2}}}{2 \frac{g_{m5}g_{m2}}{g_{m3}g_{m1}B}} - \frac{1}{2} \right) \times 100\% \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมคกระแส



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสอง



รูปที่ 4.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมคกระแส

บล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์ฟังก์ชันอันดับสองทั่วไปแสดงให้เห็นได้ดังรูปที่ 4.5 [39] เมื่ออาศัยวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ 4.6 โดยกำหนดให้ค่า $K_1 = A_{G1}/B_1 = g_{m2}/g_{m1}B_1$, $K_2 = A_{G2}/B_2 = g_{m4}/g_{m3}B_2$, $K_3 = g_{m6}/g_{m5}$, $K_4 = g_{m11}/g_{m7}$, $K_5 = g_{m12}/g_{m9}$, $K_6 = g_{m13}/g_{m9}$ และ $K_7 = g_{m14}/g_{m5}$ ตามลำดับ สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = - \left[\frac{s^2 K_1 K_2 K_3 + s K_1 K_5 + K_4}{s^2 K_1 K_2 K_7 + s K_1 K_6 + 1} \right] \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ, ω_0 และตัวประกอบคุณภาพ, Q-factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{g_{m1}g_{m3}g_{m5}B_1B_2}{g_{m2}g_{m4}g_{m14}} \right]^{1/2} \quad (4.18)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m9}}{g_{m13}} \left[\frac{g_{m1}g_{m4}g_{m14}B_1}{g_{m2}g_{m3}g_{m5}B_2} \right]^{1/2} \quad (4.19)$$

ค่าความไวจากสมการที่ (4.18) ถึงสมการที่ (4.19) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m4}}^{\omega_0} = S_{g_{m5}}^{\omega_0} = -S_{g_{m14}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.20)$$

$$S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.21)$$

$$S_{g_{m9}}^Q = -S_{g_{m13}}^Q = 1 \quad (4.22)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m4}}^Q = -S_{g_{m5}}^Q = S_{g_{m14}}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.23)$$

$$S_{B_1}^Q = -S_{B_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.24)$$

หากกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m3}$, $g_{m2} = g_{m4}$, $g_{m5} = g_{m14}$ และ $B_1 = B_2 = B$ จากสมการที่ (4.18)-(4.19) ค่า ω_0 และ Q-factor จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B \quad (4.25)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m9}}{g_{m13}} \quad (4.26)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยอัตราส่วนของ g_{m1} และ g_{m2} โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ Q-factor ในขณะที่ค่า Q-factor นั้นสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

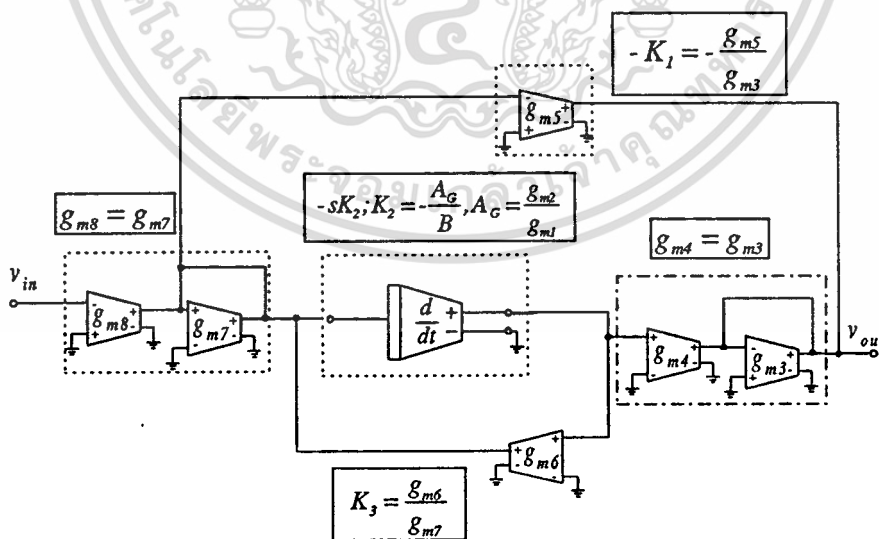
g_{m9} กับ g_{m13} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้นค่า ω_0 และ Q-factor จึงถูกขจัดผลของอุณหภูมิลงไป และเมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้วค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของความถี่เชิงมุมธรรมชาติ, $\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวประกอบคุณภาพ, $\% \frac{\delta Q}{Q}$ เขียนได้เป็น

$$\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \left(\frac{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m9}B_1B_2} - \frac{g_{m2}g_{m4}\tau_{b2}}{g_{m1}g_{m3}B_1} + \tau_{b1}\tau_{b2} \right]^{1/2}}{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m9}B_1B_2} \right]^{1/2}} - 1 \right) \times 100\% \quad (4.27)$$

และ

$$\% \frac{\delta Q}{Q} = \left(\frac{g_{m9}}{g_{m13}} \left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m9}B_1B_2} \right]^{1/2} \left(\frac{\frac{g_{m2}g_{m13}}{g_{m1}g_{m9}B_1} - \tau_{b1} + \tau_{b2}}{\left(\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m9}B_1B_2} - \frac{g_{m2}g_{m13}}{g_{m1}g_{m9}} \tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2} \right)^{1/2}} \right) - 1 \right) \times 100\% \quad (4.28)$$

4.3.1.3 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดัน



รูปที่ 4.7 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.3 สามารถสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดันเมื่ออาศัยวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ 4.7 และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรได้เป็น

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \left(\frac{sK_2K_4 + K_1}{sK_2K_3 + 1} \right) \quad (4.29)$$

เมื่อกำหนดให้ $K_1 = -g_{m5}/g_{m3}$, $K_2 = A_G/B = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_3 = g_{m6}/g_{m7}$ และ $K_4 = g_{m4}/g_{m3}$ ดังนั้นค่า ω_0 ของวงจรในกรณีนี้จึงมีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{K_2K_3} = \frac{g_{m1}g_{m7}B}{g_{m2}g_{m6}} \quad (4.30)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยการปรับอัตราขยายค่าความนำ g_{m1} , g_{m2} , g_{m6} และ g_{m7} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้นค่า ω_0 จึงไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ ค่าความไว (sensitivity) ที่ได้จากสมการ (4.30) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m5}}^{\omega_0} = 1 \quad (4.31)$$

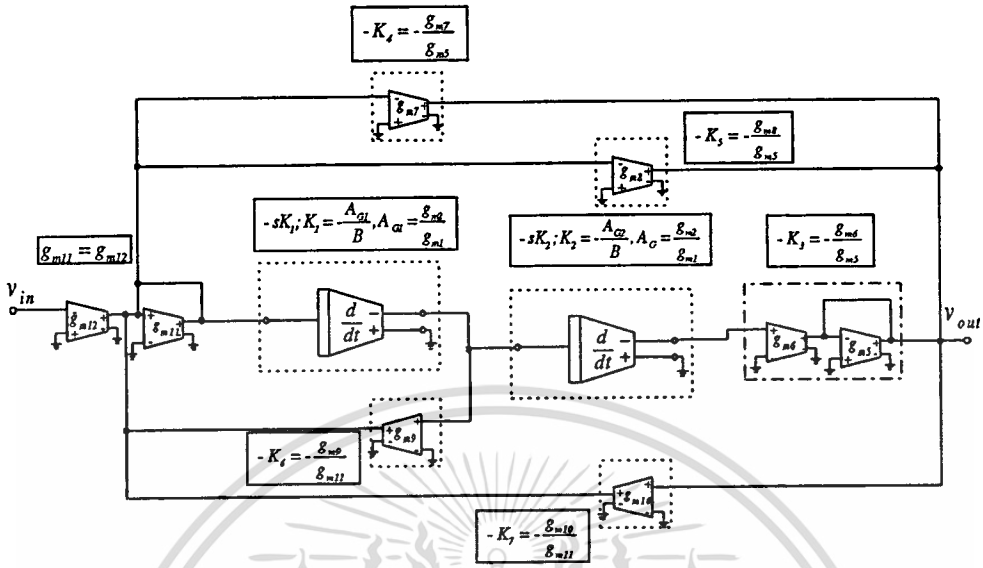
$$S_B^{\omega_0} = 1 \quad (4.32)$$

เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอ ค่า $\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ มีค่าเท่ากับ

$$\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = - \left(\frac{\left[\left(\frac{g_{m2}g_{m6}}{g_{m1}g_{m7}B} \right)^2 + 4 \frac{g_{m2}g_{m6}\tau_b}{g_{m1}g_{m7}B} \right]^{\frac{1}{2}}}{2 \frac{g_{m2}g_{m6}}{g_{m1}g_{m7}B}} - \frac{1}{2} \right) \times 100\% \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมดแรงดัน



รูปที่ 4.8 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมดแรงดัน

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.5 สามารถสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับสองในโหมดแรงดันเมื่ออาศัยวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรถริงจะได้อิงรูปที่ 4.8 ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรเขียนได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = - \left[\frac{s^2 K_1 K_2 K_3 + s K_1 K_5 + K_4}{s^2 K_1 K_2 K_7 + s K_1 K_6 + 1} \right] \tag{4.34}$$

โดยมีค่าความสัมพัทธ์ดังนี้คือ $K_1 = A_{G1}/B_1 = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_2 = A_{G2}/B_2 = g_{m4}/g_{m3}B_2$, $K_3 = g_{m6}/g_{m5}$, $K_4 = g_{m7}/g_{m5}$, $K_5 = g_{m8}/g_{m5}$, $K_6 = g_{m9}/g_{m11}$ และ $K_7 = g_{m10}/g_{m11}$ ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{g_{m1}g_{m3}g_{m11}B_1B_2}{g_{m2}g_{m4}g_{m10}} \right]^{1/2} \tag{4.35}$$

และ

$$Q = \frac{g_{m11}}{g_{m9}} \left[\frac{g_{m1}g_{m4}g_{m10}B_1}{g_{m2}g_{m3}g_{m11}B_2} \right]^{1/2} \tag{4.36}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m3}$, $g_{m2} = g_{m4}$, $g_{m10} = g_{m11}$ และ $B_1 = B_2 = B$ จากสมการที่ (4.35) ถึงสมการที่ (4.36) ค่า ω_0 และ Q-factor จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B \quad (4.37)$$

และ
$$Q = \frac{g_{m9}}{g_{m11}} \quad (4.38)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยอัตราส่วนของ g_{m1} และ g_{m2} โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพในขณะที่ค่า Q-factor นั้นจะสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนของ g_{m9} กับ g_{m11} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้นค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพที่ได้จึงไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ ค่าความไวที่ได้จากสมการที่ (4.35) และสมการที่ (4.36) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m4}}^{\omega_0} = -S_{g_{m10}}^{\omega_0} = S_{g_{m11}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.39)$$

$$S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (4.40)$$

$$-S_{g_{m9}}^Q = S_{g_{m11}}^Q = 1 \quad (4.41)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m4}}^Q = S_{g_{m10}}^Q = -S_{g_{m11}}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.42)$$

$$S_{B_1}^Q = -S_{B_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.43)$$

และเมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้วค่า $\% \frac{\delta \omega_0}{\omega_0}$ และ $\% \frac{\delta Q}{Q}$

เขียนได้เป็น

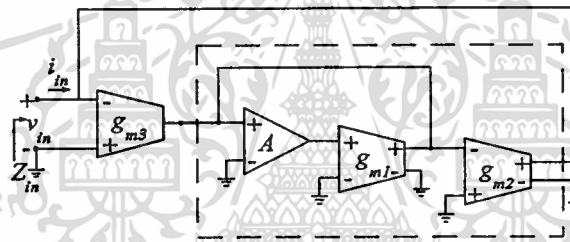
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\% \frac{\delta \omega_0}{\omega_0} = \left(\frac{\left[\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} - \frac{g_{m2} g_{m9} \tau_{b2}}{g_{m1} g_{m11} B_1} + \tau_{b1} \tau_{b2} \right]^{1/2}}{\left[\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} \right]^{1/2}} - 1 \right) \times 100\% \quad (4.44)$$

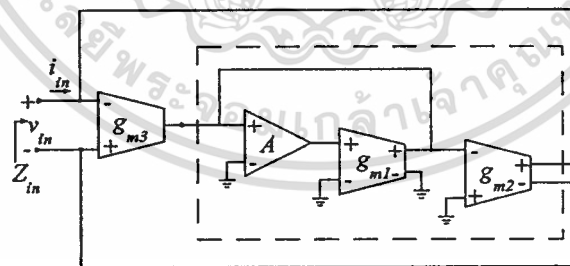
และ

$$\% \frac{\delta Q}{Q} = \left(\frac{g_{m11}}{g_{m9}} \left[\frac{g_{m1} g_{m4} g_{m10} B_1}{g_{m2} g_{m3} g_{m11} B_2} \right]^{1/2} \left(\frac{\frac{g_{m2} g_{m9}}{g_{m1} g_{m11} B_1} - \tau_{b1} - \tau_{b2}}{\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} - \frac{g_{m2} g_{m9}}{g_{m1} g_{m11} B_1} + \tau_{b1} \tau_{b2}}} \right)^{1/2} - 1 \right) \times 100\% \quad (4.45)$$

4.3.2 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitance Simulations)



รูปที่ 4.9 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์



รูปที่ 4.10 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

เมื่อนำวงจรคิฟเฟอร์นทีเอเตอร์ที่นำเสนอมาสังเคราะห์เป็นวงจรถเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อลงกราวด์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 โดยมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) ดังนี้ [ภาคผนวก ค]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{B}{g_{m3} A_G} \right] \quad (4.46)$$

และค่าความจุไฟฟ้าสมมูล (equivalent capacitance, C_{eq}) ที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$C_{eq} = \left[\frac{g_{m3} A_G}{B} \right] \quad (4.47)$$

เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรเป็นดังนี้

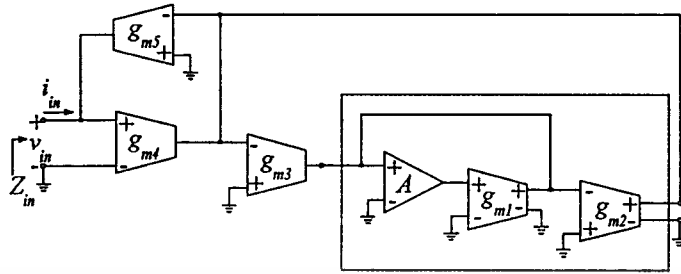
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s A_{G0} g_{m03} s} \left[\frac{(1 + \tau_{c2} s)(1 + \tau_{c3} s)}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c1} s)} \right] \quad (4.48)$$

แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \equiv \tau_{c2} \equiv \tau_{c3} \equiv \tau_c$ และกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายที่ความถี่ต่ำของวงจรคิเฟอเรนเชียลเอเดออร์มีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01} ดังนั้นสมการที่ (4.48) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

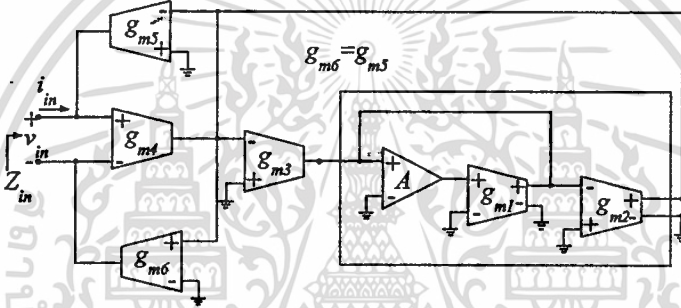
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s A_{G0} g_{m03} s} \frac{(1 + \tau_c s)}{(1 + \tau_b s)} \quad (4.49)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าจากสมการที่ (4.49) ค่าความจุไฟฟ้าสมมูลของวงจรสามารถแปรค่าได้ด้วยการปรับค่า A_G และ/หรือ g_{m3} นอกจากนี้วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียชกราวด์ยังสามารถปรับปรุงให้เป็นวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวได้อย่างง่ายโดยการใช้โอทีเอ 2 แบบสองเอาต์พุตดังรูปที่ 4.10

4.3.3 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductance Simulations)



รูปที่ 4.11 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์



รูปที่ 4.12 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

การเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้แบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมด กระแสนำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 ซึ่งค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าดังนี้ [ภาคผนวก ง]

$$Z_{eq} = s \left[\frac{g_{m3} A_G}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \quad (4.50)$$

กรณีนี้ความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจร L_{eq} มีค่าเท่ากับ

$$L_{eq} = \left[\frac{g_{m3} A_G}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \quad (4.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.51) จะเห็นว่าค่าความเหนี่ยวนำของวงจรสามารถแปรค่าได้ด้วยการปรับค่า A_G , g_{m3} , g_{m4} และ/หรือ g_{m5} เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรเป็นดังนี้ [ภาคผนวกง]

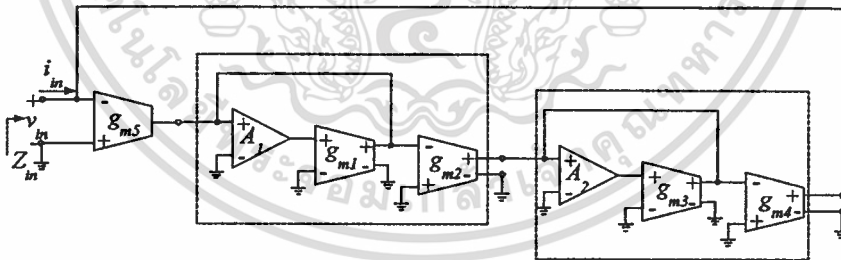
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{sA_{G0}g_{m03}}{Bg_{m04}g_{m05}} \left[\frac{(1+\tau_{c1}s)(1+\tau_{c4}s)(1+\tau_{c5}s)}{(1+\tau_b s)(1+\tau_{c2}s)(1+\tau_{c3}s)} \right] \quad (4.52)$$

โดยทั่วไป $\tau_{c1} \cong \tau_{c2} \cong \dots \cong \tau_{c5} \cong \tau_c$ และหากกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายที่ความถี่ต่ำของวงจร ดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01} ดังนั้นสมการที่ (4.52) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

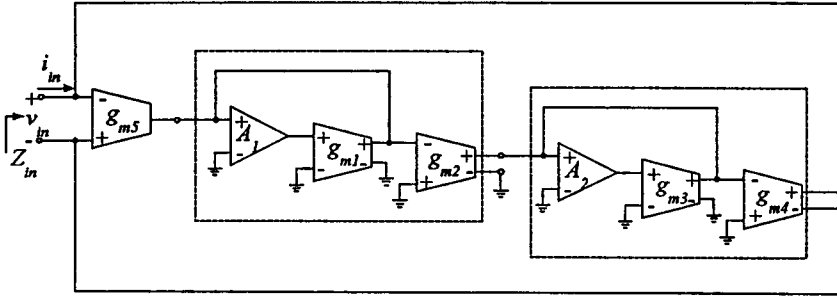
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{A_{G0}g_{m03}}{Bg_{m04}g_{m05}} \frac{(1+\tau_c s)}{(1+\tau_b s)} \quad (4.53)$$

นอกจากนี้วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียชกราวด์ยังสามารถปรับปรุงให้เป็นวงจรเลียนแบบความเหนี่ยวนำแบบลอยตัวได้อย่างง่ายโดยการเพิ่มโอทีเอ 6 ลงในวงจรดังรูปที่ 4.11 โดยกำหนดให้ $g_{m6} = g_{m5}$

4.3.3 วงจร FDNRs (Frequency Dependence Negative Resistances)



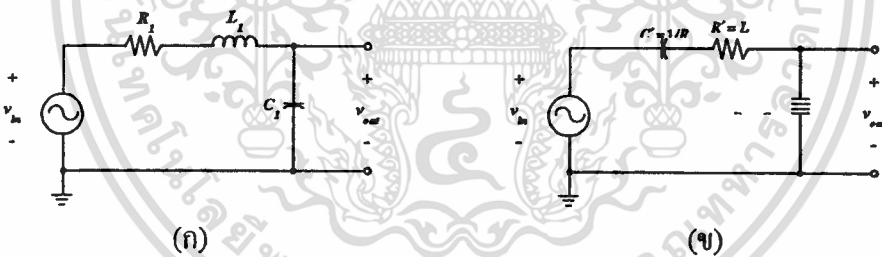
รูปที่ 4.13 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบเทียชกราวด์



รูปที่ 4.14 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบลอยตัว

วงจร Frequency Dependence Negative Resistance หรือ FDNR เป็นอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันรูปแบบหนึ่งซึ่งมีค่าความต้านทานของวงจรเป็นค่าลบและความต้านทานที่ได้รับจากวงจรขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายกระแส [41]

FDNR ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย L.T. Bruton ถือเป็นวงจร GIC (Generalized Impedance Converter) ชนิดหนึ่งที่มีจุดประสงค์ในการออกแบบเพื่อลดจำนวนตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรกรองความถี่โดยอาศัยการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton (Bruton Transformation) ในการแปลงวงจรกรองความถี่ RLC เป็นวงจรกรองความถี่แบบ RC-FDNR มีหลักการดังนี้คือ



รูปที่ 4.15 (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RLC (ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC-FDNR

รูปที่ 4.15 (ก) แสดงวงจรกรองความถี่ RLC ที่ได้ออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอดมีฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sRC + s^2LC} \tag{4.54}$$

จากสมการที่ (4.54) ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \tag{4.55}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.56)$$

หลังจากนั้นอาศัยวิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton ในการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นส่วนประกอบทุกตัวของวงจรในรูปที่ 4.15 (ก) โดยการคูณอิมพีแดนซ์ทุกค่าด้วย $1/j\omega$ ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน R หลังใช้วิธีการของ Bruton เขียนใหม่ได้เป็น

$$Z_{R'} = \frac{1}{Rj\omega} = \frac{1}{j\omega R^{-1}} \quad (4.57)$$

จากสมการที่ (4.57) มีอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันอยู่ในรูปแบบของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ

$$C' = \frac{1}{R} \quad (4.58)$$

ส่วนอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าหลังจากใช้วิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton มีค่าเป็น

$$Z_{L'} = \frac{j\omega L}{j\omega} = L \quad (4.59)$$

ซึ่งมีลักษณะอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันในรูปแบบของตัวต้านทานที่มีค่าดังนี้

$$R' = \frac{1}{L} \quad (4.60)$$

ส่วนอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าหลังจากใช้วิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton มีค่าดังสมการ

$$Z_{C'} = \frac{1/j\omega C}{j\omega} = -\frac{1}{\omega^2 C} \quad (4.61)$$

ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันอยู่ในรูปของ FDNR ซึ่งมีค่า D-Element เท่ากับ

$$D' = C \quad (4.62)$$

ลักษณะวงจรหลังวิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton แล้วสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร RC-FDNR ได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(1/s^2 D')}{(1/s^2 D') + R' + (1/s C')} = \frac{1}{1 + s \frac{D'}{C'} + s^2 R' D'} \quad (4.63)$$

ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ





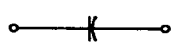

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R' D'}} \quad (4.64)$$

และ

$$Q = C' \sqrt{\frac{R'}{D'}} \quad (4.65)$$

ซึ่งจะสามารถสรุปหลักการออกแบบได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การแปลงค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการเปลี่ยนรูปแบบ Bruton

Element	Bruton Transform Element
R 	$C' = 1/R$ 
L 	$R' = L$ 
C 	$D' = C$ 

เมื่อเปรียบเทียบสมการถ่ายโอนแรงดันจากสมการที่ (4.63) แล้วจะเห็นว่ามีความเท่ากัน ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองความถี่ RLC จากสมการที่ (4.54) ดังนั้นค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรกรองความถี่ RLC และวงจรกรองความถี่ RC-FDNR จึงมีค่าเท่ากันนอกจากนี้

ตัวเหนี่ยวนำภายในวงจรยังถูกกำจัดออกจากวงจรได้โดยเพิ่มวงจร FDNR เข้าไปในวงจรซึ่งโดยทั่วไปแล้วการกระทำนี้ไม่ทำให้อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรเปลี่ยนแปลงไป อย่างไรก็ตาม การนำเอาตัวเหนี่ยวนำออกจากร่างวงจรจะช่วยให้การคำนวณง่ายขึ้นและประหยัดค่าใช้จ่ายในการนำเอาตัวเหนี่ยวนำไปใช้

ไปแล้ววงจร FDNR ของ Bruton [42] เป็นที่นิยมใช้กันซึ่งทำได้โดยต่อรวม RC เข้ากับออปแอมป์ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวงจร FDNR ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟออปแอมป์และโอทีเอ เท่านั้น

วงจร FDNR แบบที่ขบกราวด์แสดงดังรูปที่ 4.13 ประกอบด้วยวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ สองวงจรต่อแบบคาสเคดกันและจากการวิเคราะห์วงจรโดยกำหนดให้ $A_{G1} = g_{m2}/g_{m1}$, $A_{G2} = g_{m4}/g_{m3}$ และ B_1 , B_2 คือค่า GBP ของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ตามลำดับ จะได้อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเท่ากับ [ภาคผนวก จ]

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s^2} \left[\frac{B_1 B_2}{g_{m5} A_{G1} A_{G2}} \right] \quad (4.66)$$

และองค์ประกอบ D (D-element) มีค่าเท่ากับ

$$D = \left[\frac{g_{m5} A_{G1} A_{G2}}{B_1 B_2} \right] \quad (4.67)$$

จะเห็นว่าวงจร FDNR ที่ได้จากการออกแบบโดยอาศัยหลักการที่นำเสนอนี้แตกต่างไปจากวงจร FDNR แบบเดิมที่เคยมีผู้นำเสนอกันมาคือวงจรปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกและสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่าความนำของโอทีเอในวงจร ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B_1 B_2}{s^2} \left[\frac{1 + \tau_{c5} s}{g_{m5}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{b1} s}{A_{G01}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{b2} s}{A_{G02}} \right] \quad (4.68)$$

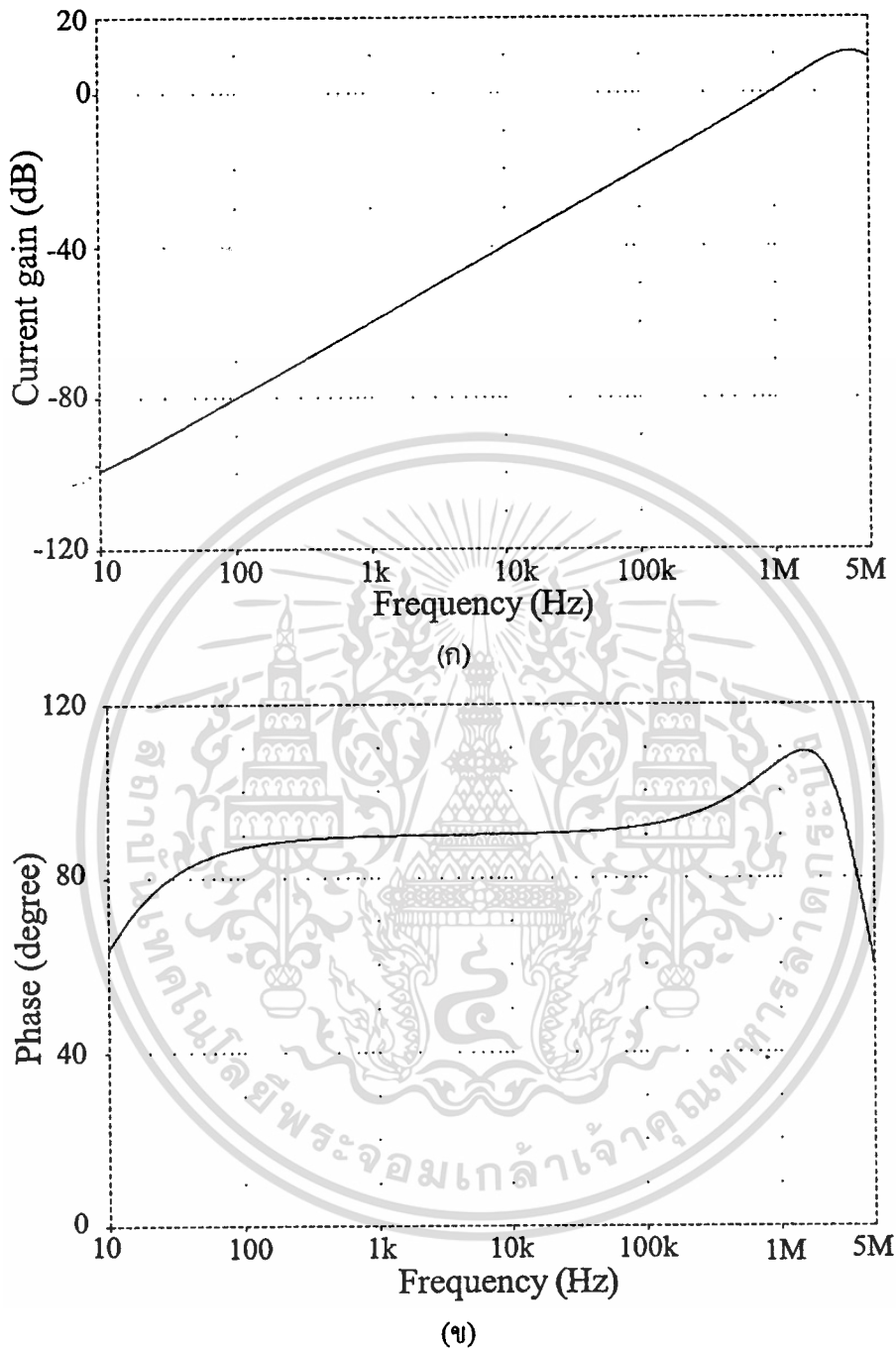
เมื่อ τ_{bi} คือค่าคงที่ทางเวลา (time constant) ของโอทีเอในวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ชุดที่ i ($i = 1, 2$) นอกจากนี้วงจร FDNR แบบลอยตัวยังสามารถกระทำได้ง่ายโดยการใช้โอทีเอ 4 แบบสองเอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 4.14

4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

4.4.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแส

เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ในโหมดกระแสที่ได้นำเสนอ ในที่นี้ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยโอทีเอทีที่ใช้เป็นเบอร์ CA3080 ซึ่งมีรายละเอียดของแมคโครโมเดล (macro model) เป็นไปตามที่เสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [39] ขณะที่โอทีเอแบบสองเอาต์พุตทำได้โดยใช้โอทีเอแบบหนึ่งเอาต์พุตจำนวนสองตัวต่อขนานกันและออปแอมป์ที่ใช้เป็นเบอร์ $\mu A741$ ซึ่งมีค่า $B = 2\pi(1 \times 10^6)$ rad/s [40] รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่นำเสนอซึ่งสามารถยืนยันการทำงานของวงจรได้ว่าทำงานเป็นฟังก์ชันดิฟเฟอเรนทิเอตด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ +20 dB/decade ในช่วงความถี่จาก 10 Hz ถึง 1 MHz และมีเปอร์เซ็นต์ค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสน้อยกว่า 10 % ในช่วงความถี่ประมาณ 30 Hz ถึง 500 kHz





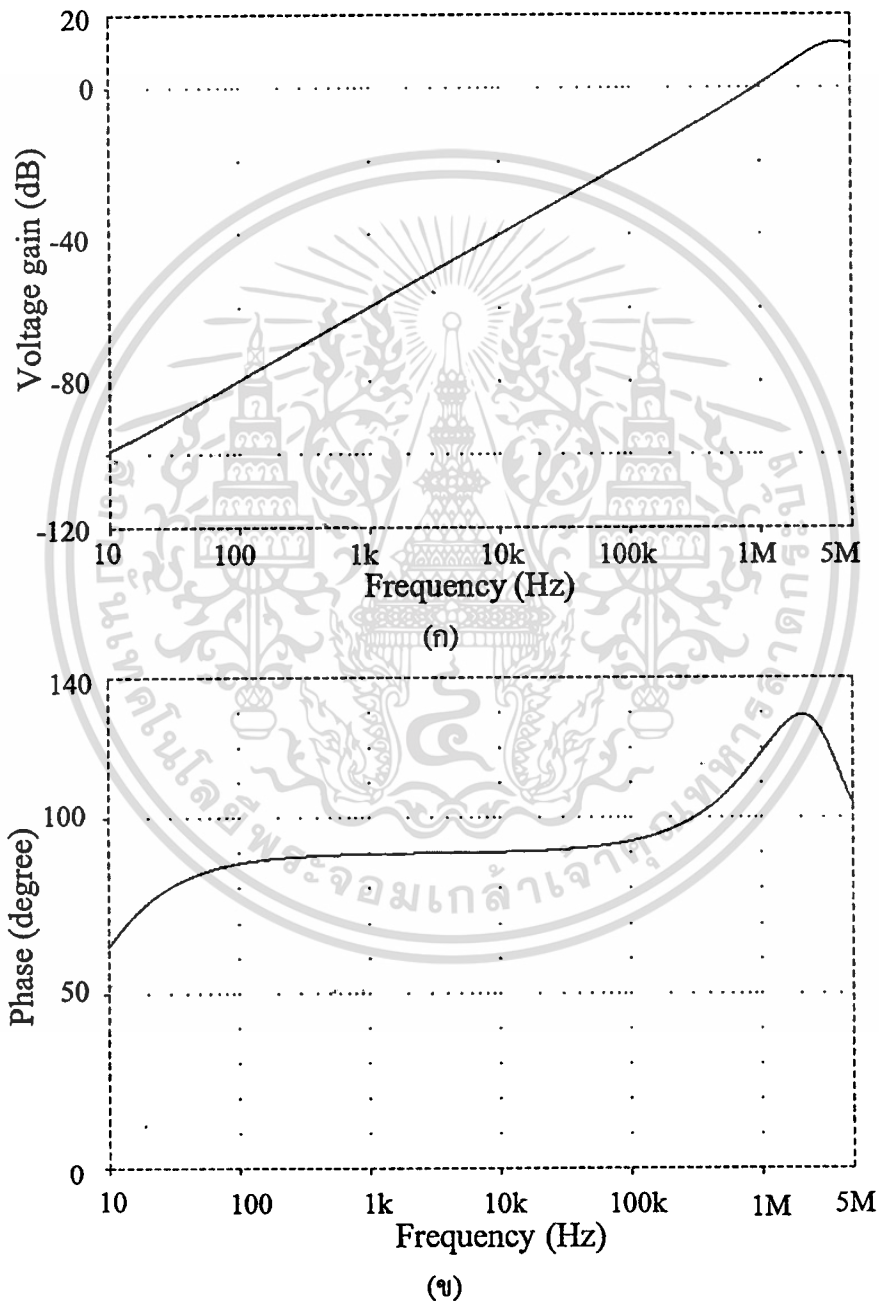
รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรฟิเฟอเรนทีเอเตอร์ในโหมคระแส

(ก) อัตราการขยายกระแส (เดซิเบล)

(ข) เฟสของอัตราการขยายของกระแส (องศา)

4.4.2 วงจรคิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ในโหมดแรงดัน

รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทีเอเตอร์โหมดแรงดันที่นำเสนอซึ่งสามารถขึ้นชั้นการทำงานของวงจรได้เนื่องจากทำงานเป็นฟังก์ชันคิฟเฟอเรนทีเอทด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ $+20 \text{ dB/decade}$ ในช่วงความถี่จาก 10 Hz ถึง 1 MHz และมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของเฟสน้อยกว่า 10% ในช่วงความถี่ประมาณ 30 Hz ถึง 500 kHz



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทีเอเตอร์ใน โหมดแรงดัน

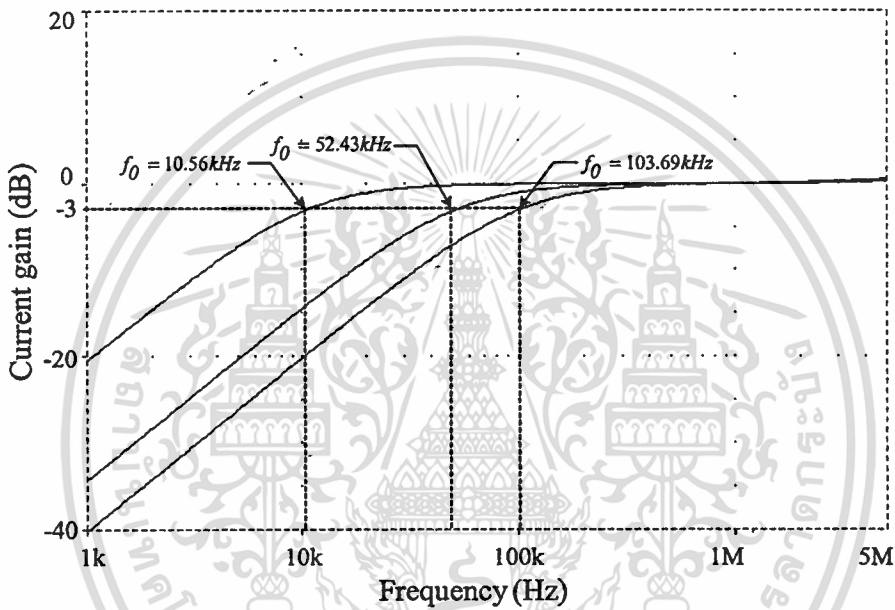
(ก) อัตราการขยายแรงดัน (เดซิเบล)

(ข) เฟสของอัตราการขยายของแรงดัน (องศา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแส

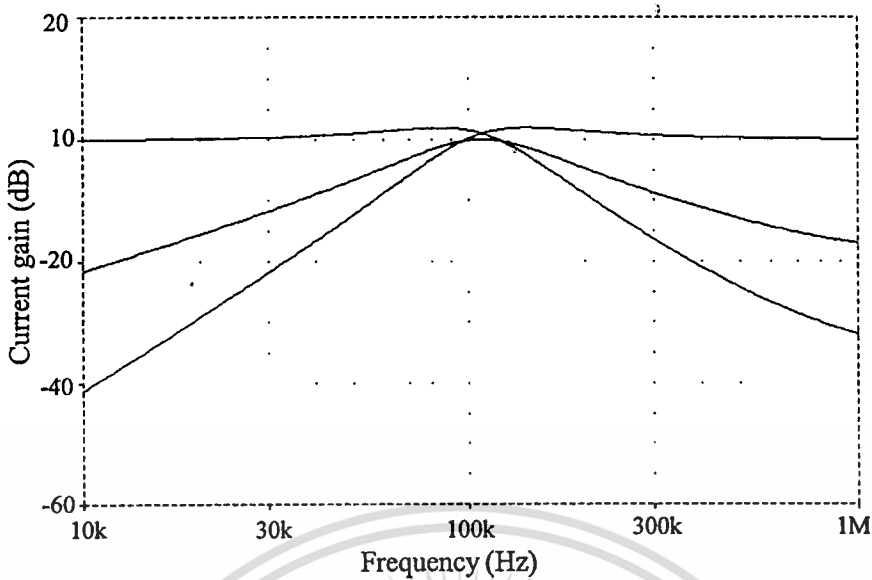
ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแส ในรูปที่ 4.4 แสดงได้ดังรูปที่ 4.18 เมื่อทำการออกแบบเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูง ผ่านโดยกำหนดให้ค่า $g_{m2} = 10 \text{ ms}$ $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m8} = 1 \text{ ms}$ และทำการแปรค่า g_{m1} จาก 1 ms 0.5 ms และ 0.1 ms ตามลำดับ ค่าความถี่คัทออฟที่ได้รับมีค่าเท่ากับ 103.69 kHz , 52.43 kHz และ 10.56 kHz ตามลำดับซึ่งจะเห็นได้ว่าความถี่คัทออฟที่ได้รับมีค่าใกล้เคียงกับความถี่จากทฤษฎีซึ่งมีค่าเท่ากับ 100 kHz , 50 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.4

4.4.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดในโหมดกระแส

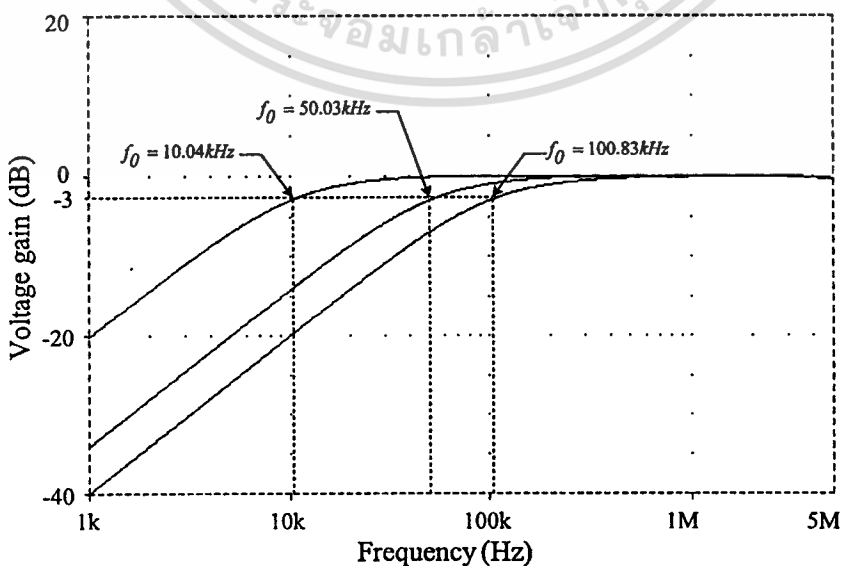
ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดในรูปที่ 4.6 แสดงได้ดังรูปที่ 4.19 เมื่อเป็นฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่เฉพาะช่วง ทุกกรณีกำหนดให้ค่า $g_{m1} = g_{m3} = g_{m5} = g_{m7} = g_{m9} = g_{m11} = g_{m12} = 1 \text{ ms}$ ซึ่งจะได้อ่า $Q\text{-factor} = 1$ และค่าความถี่คัทออฟ $f_0 = 100 \text{ kHz}$



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.6

4.4.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดัน

การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในโหมดแรงดัน ในรูปที่ 4.7 แสดงได้ดังรูปที่ 4.20 เมื่อทำการออกแบบเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน โดยกำหนดให้ค่า $g_{m2} = 10 \text{ ms}$ $g_{m3} = g_{m4} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = 1 \text{ ms}$ และทำการแปรค่า g_{m1} จาก 1ms 0.5ms และ 0.1ms ตามลำดับ ค่าความถี่คัทออฟที่ได้รับมีค่าเท่ากับ 100.83 kHz, 50.03 kHz และ 10.04 kHz ตามลำดับซึ่งจะเห็นได้ว่าความถี่คัทออฟที่ได้รับมีค่าใกล้เคียงกับความถี่จากทฤษฎีซึ่งมีค่าเท่ากับ 100 kHz, 50 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ

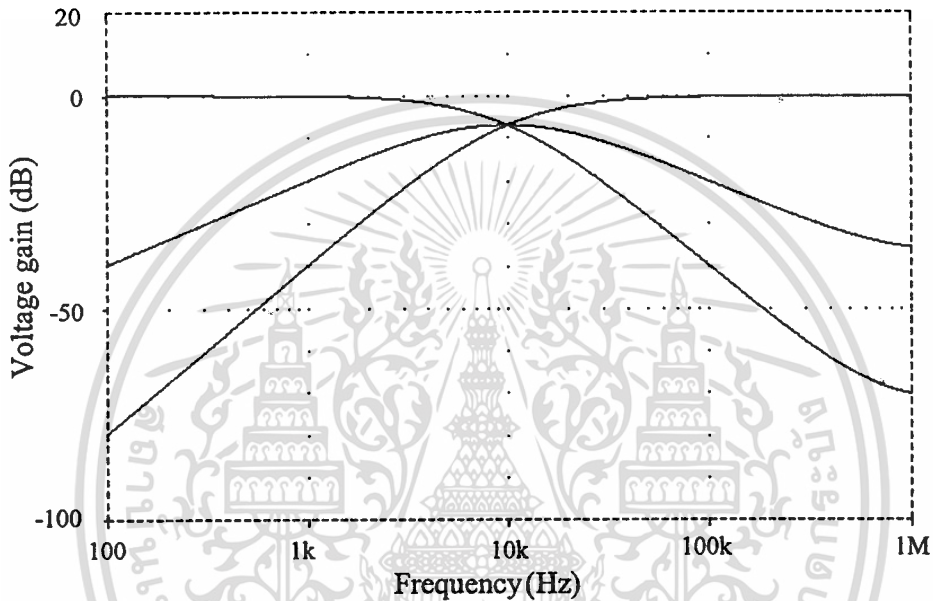


รูปที่ 4.20 การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.7

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโทมอดแรงดัน

การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโทมอดแรงดันในรูปที่ 4.8 แสดงได้ดังรูปที่ 4.21 เมื่อเป็นฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่เฉพาะช่วงในโหมดแรงดัน ทุกกรณีกำหนดให้ค่า $g_{m1} = g_{m3} = 10 \text{ ms}$, $g_{m5} = g_{m9} = g_{m10} = g_{m11} = g_{m12} = 1 \text{ ms}$ ซึ่งจะได้ Q-factor = 1 และค่าความถี่คัทออฟ $f_0 = 10 \text{ kHz}$



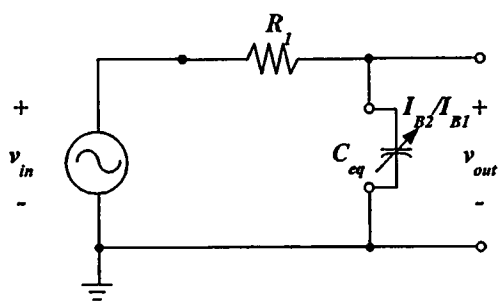
รูปที่ 4.21 การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 4.8

4.4.7 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

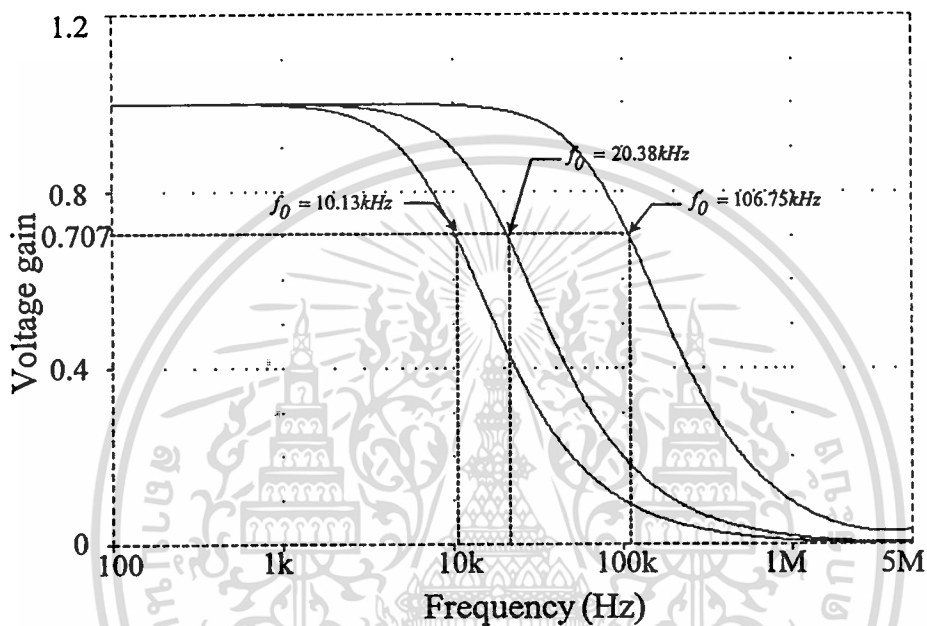
ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์ในรูปที่ 4.9 โดยนำมาต่อเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 4.22 (ก) โดยเลือกค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ ms}$ และ $g_{m3} = 10 \text{ ms}$ ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า $A_G (= g_{m2}/g_{m1})$ ให้เป็น 1, 5 และ 10 ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.22 (ข) ซึ่งจะได้ค่าความถี่คัทออฟของวงจรแปรค่าเป็น 106.75 kHz, 20.38 kHz และ 10.13 kHz ขณะที่ค่าความถี่คัทออฟจากการคำนวณในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 100 kHz, 20 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ

รูปที่ 4.23 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าจากทฤษฎี เมื่อทำการแปรค่าส่วนที่ใช้ในการปรับค่าของวงจรถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $g_m (= g_{m2}g_{m3}/g_{m1})$ ผลที่ได้รับจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของค่าความจุไฟฟ้าไม่เกิน 10% ที่ค่าความจุไฟฟ้าตั้งแต่ 1 nF ถึง 2 μF ดังแสดงในรูปที่ 4.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

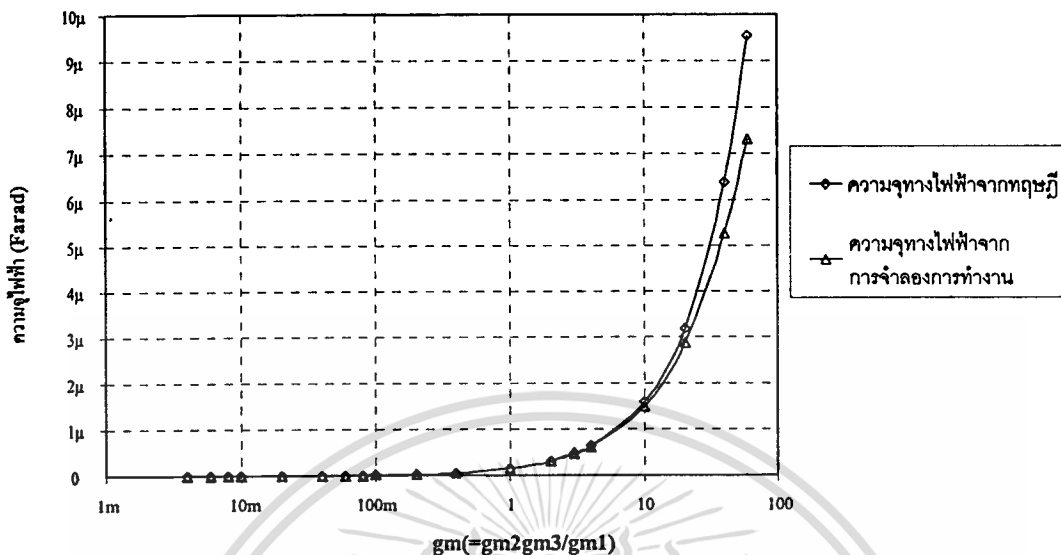


(ข)

รูปที่ 4.22 (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

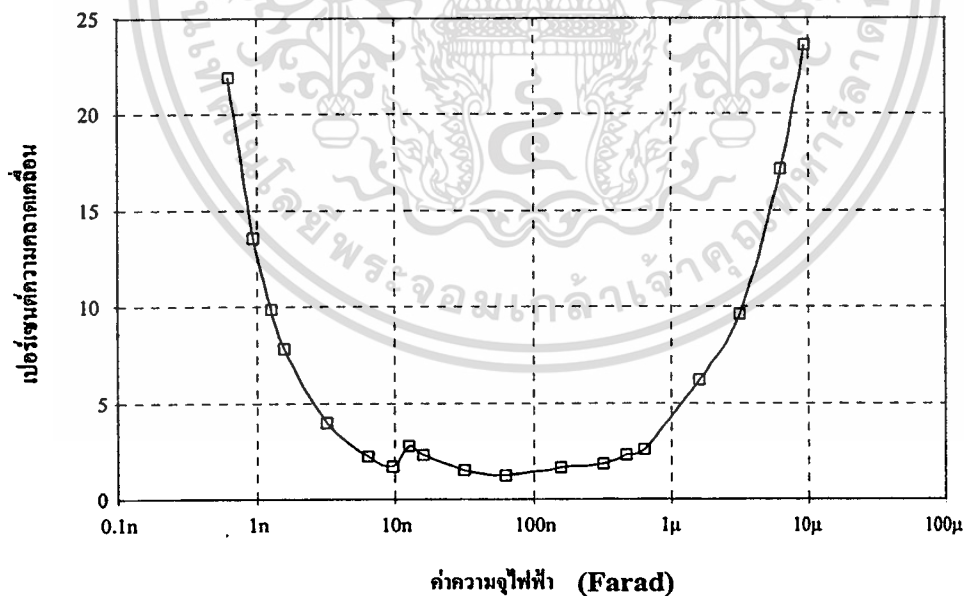
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟเปรียบเทียบค่าความจุไฟฟ้าของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า
โดยใช้วงจรคิฟเฟอร์เทอริเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



รูปที่ 4.23 ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแปรค่า $g_m (=g_{m2}g_{m3}/g_{m1})$ ของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของค่าความจุไฟฟ้าของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า
โดยใช้วงจรคิฟเฟอร์เทอริเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



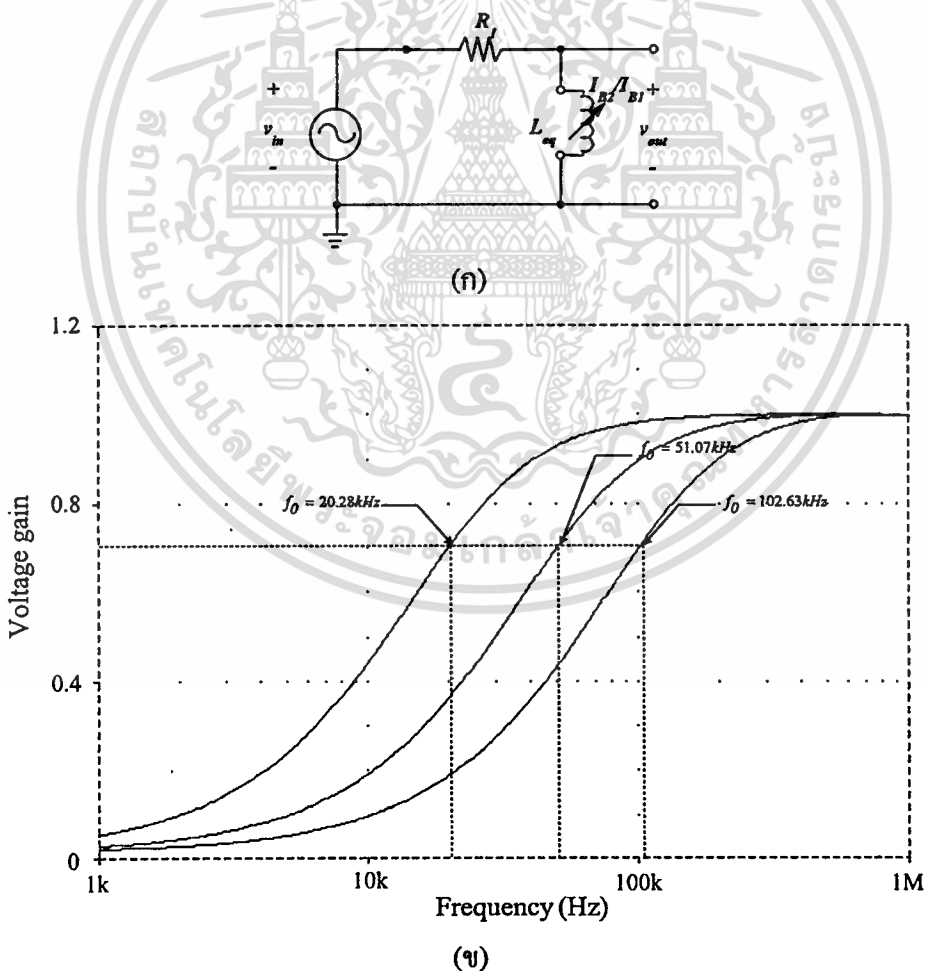
รูปที่ 4.24 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความจุไฟฟ้า ค่าความจุไฟฟ้าที่ได้รับมีค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 10 % ตั้งแต่ 1nF ถึง 2µF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.8 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

เมื่อทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์ในรูปที่ 4.11 โดยนำมาต่อเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่านดังรูปที่ 4.25 (ก) และเลือกค่า $R_f = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ ms}$ และ $g_{m3} = 10 \text{ ms}$ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า $A_G (= g_{m2}/g_{m1})$ ให้เป็น 1, 5 และ 10 ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.25 (ข) ซึ่งจะได้ค่าความถี่คutoff ของวงจรแปรค่าเป็น 20.28 kHz, 51.07 kHz และ 102.63 kHz ขณะที่ค่าความถี่คutoffจากการคำนวณในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 20 kHz, 50 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

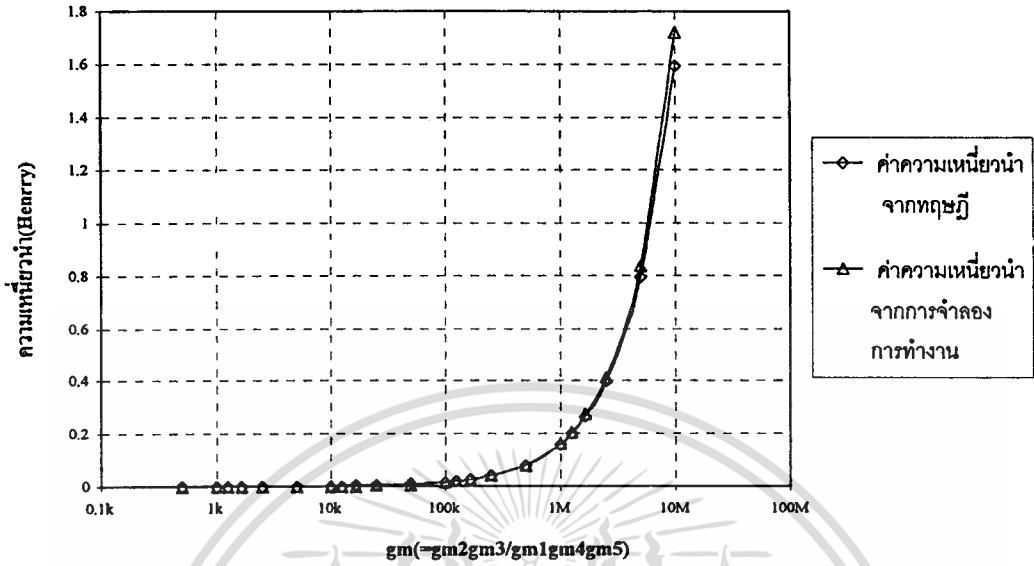
รูปที่ 4.26 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าจากทฤษฎี เมื่อทำการแปรค่าส่วนที่ใช้ในการปรับค่าของวงจรถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $g_m (= g_{m2}g_{m3}/g_{m1}g_{m4}g_{m5})$ ผลที่ได้รับมีค่าความคลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำไม่เกิน 10 % ที่ค่าความเหนี่ยวนำตั้งแต่ 0.2 mH ถึง 2 H ดังแสดงในรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.25 (ก) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน RL (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

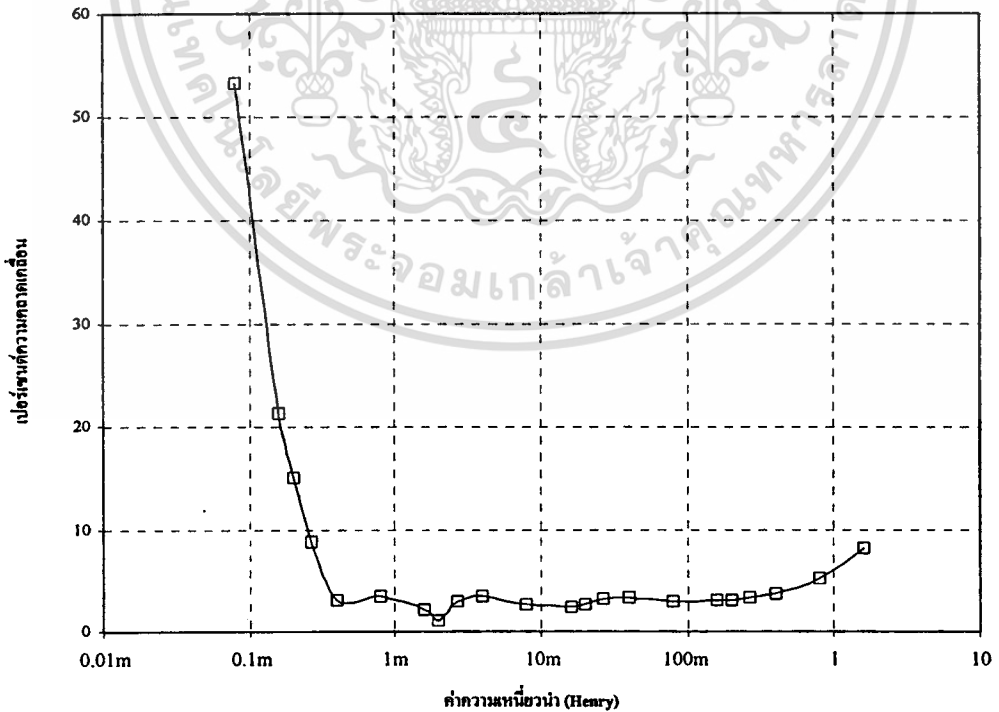
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายแบบตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วประกอบหลัก



รูปที่ 4.26 ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อแปรค่า $g_m (=g_{m2}g_{m3}/g_{m1}g_{m4}g_{m5})$ ของวงจรถ่ายแบบตัวเหนี่ยวนำ

เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำของวงจรถ่ายแบบตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วประกอบหลัก



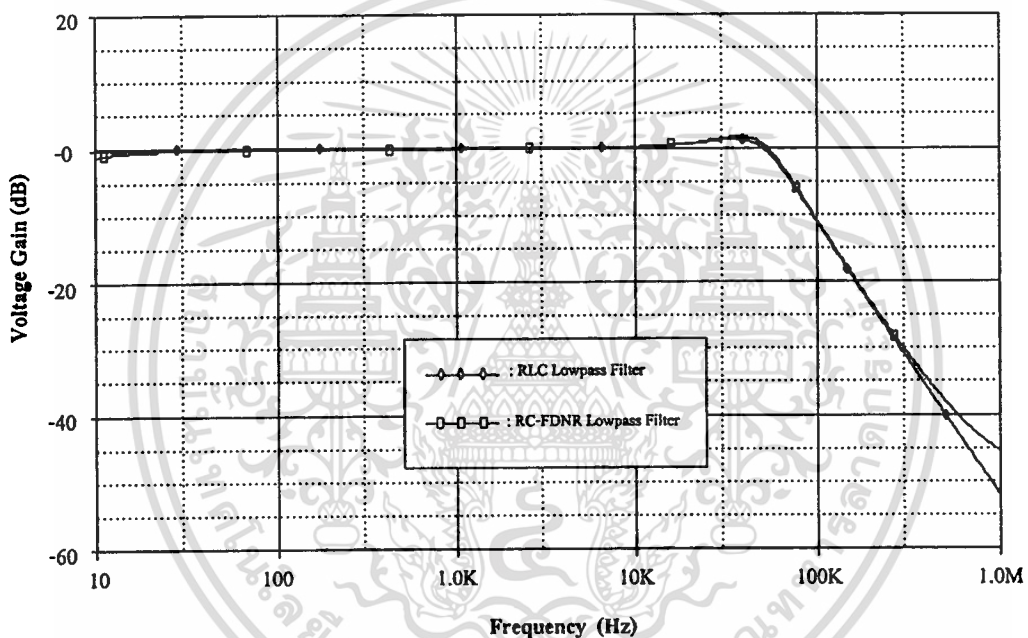
รูปที่ 4.27 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำ โดยค่าความเหนี่ยวนำที่ได้รับมีค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 10% ตั้งแต่ 0.2 mH ถึง 1H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.9 วงจร FDNR

และเพื่อพิสูจน์การทำงานของวงจร FDNR ที่ได้ทำการออกแบบในรูปที่ 4.13 โดยออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน RLC แบบไบควอดจันรูปที่ 4.15 (ก) กำหนดให้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 50 kHz โดยที่ $R_1=3.183098 \text{ M}\Omega$, $L_1=10.13211 \text{ H}$, $C_1=1 \text{ pF}$ เมื่อทำการแปลงวงจรกรองความถี่สูงผ่าน RC-FDNR แบบไบควอดจันโดยวิธีการของ Bruton จะได้วงจรจันรูปที่ 4.15 (ข) โดยที่ $C'=0.3141594 \mu\text{F}$, $R'=10.13211 \text{ M}\Omega$ และ $D'=1 \text{ psec}^2/\Omega$

เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.15 (ก) และ 4.15 (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอดจันเป็นไปดังรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากรูปที่ 4.15 (ก) และ 4.15 (ข)

4.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการใหม่ในการออกแบบวงจรดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมคระแแส และโหมคแรงดันซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แบบแอคทีฟได้แก่เป็นออปแอมป์และโอทีเอเพียงเท่านั้น เนื่องจากการทำงานของวงจรอาศัยคุณสมบัติโพลของออปแอมป์เป็นหลักจึงทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูง โดยมีขีดจำกัดทางความถี่สูงขึ้นกับโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์ นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอกดังนั้นจึงมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำหลักการดังกล่าวไปสร้างเป็นวงจรรวมในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และเทคโนโลยีแบบซิมอส ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้

สนับสนุนหลักการและทฤษฎีที่ได้นำเสนอมาข้างต้นเป็นอย่างดี
 เอกสารฉบับนี้เผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

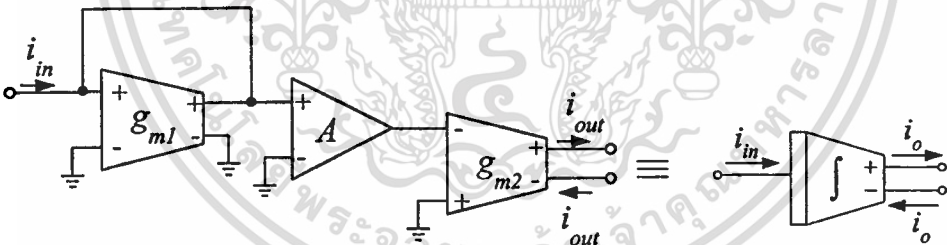
การออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก

5.1 บทนำ

วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุมอัตโนมัติอีกวงจรหนึ่งสำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งได้แก่ออปแอมป์และโอทีเอเพียงเท่านั้น โดยได้ทำการออกแบบวงจรทั้งในโหมดกระแสและโหมดแรงดันนอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่และอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ อีกด้วย คุณสมบัติการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

5.2 การออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอ

5.2.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส



รูปที่ 5.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแสที่นำเสนอซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และโอทีเอแบบสองเอาต์พุต (dual-output OTA) โดยที่เครื่องหมายบวกและลบที่เอาต์พุตของโอทีเอแสดงถึงทิศทางกระแสเอาต์พุตแบบบวกและแบบลบตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ ω_n คือค่าความถี่ที่อัตราขยาย -3 dB ของออปแอมป์และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_n$ ดังนั้นอัตราขยายลูปเปิด (open-loop gain, $A_{oA}(s)$) ของออปแอมป์จะประมาณค่าได้เท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_c สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ g_{m1} และ g_{m2} คืออัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของโอทีเอ 1 และโอทีเอ 2 ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรในรูปที่ 5.1 [ภาคผนวก ก] จะมีค่าดังนี้คือ

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = \frac{B}{s} A_G \quad (5.2)$$

เมื่อ A_G คืออัตราขยายกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ g_{m2}/g_{m1} จากสมการที่ (5.2) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I_o และ I_{in} อยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรต (integrating function) ในกรณีที่ใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์จะได้ค่า $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ และ $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ โดยที่ V_T คือแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25 °C และเมื่อกำหนดให้ I_{B1} และ I_{B2} คือกระแสไบอัสของโอทีเอ1 และโอทีเอ2 ตามลำดับดังนั้นสมการที่ (5.2) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s} \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right] = \frac{B}{s} A_G \quad (5.3)$$

กรณีนี้ A_G คืออัตราส่วนของ I_{B2} กับ I_{B1} และยังพบว่าผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราส่วนของ g_{m1} กับ g_{m2} นั้นได้ถูกชดเชยไปด้วย

กรณีคำนึงถึงผลการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติเนื่องจากผลขององค์ประกอบพาราซิติก (Parasitic elements) สำหรับออปแอมป์เมื่อเกิดผลเนื่องจากโพลตัวที่สอง (second dominant pole, ω_b) แล้ว อัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ในกรณีนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$A_{oA}(s) = \frac{B}{s} \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = \frac{B}{s} \frac{1}{(1 + \tau_b s)} \quad (5.4)$$

เมื่อ $\tau_b = 1/\omega_b$ ในขณะที่โอทีเอเมื่อเกิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้วอัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{(1 + \tau_c s)} \quad (5.5)$$

โดยที่ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอที่ความถี่ต่ำ (low-frequency transconductance gain) และ $\omega_c = 1/\tau_c$ คือค่าโพลภายในโอทีเอ ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.1 เมื่อคำนึงถึงผลของโพลตัวที่สองของออปแอมป์และโพลภายในของโอทีเอมีค่าเท่ากับ

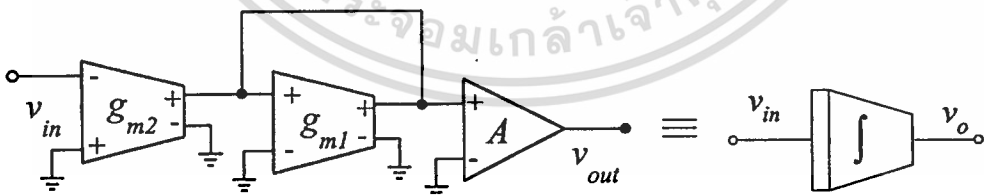
$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s} \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \quad (5.6)$$

โดยที่ τ_{ci} และ g_{m0i} คือค่าโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2$) ตามลำดับ แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ และกำหนดให้ A_{Go} คืออัตราขยายคิซีของวงจรอินทิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ (g_{m02}/g_{m01}) ดังนั้นสมการที่ (5.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s} A_{Go} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) แสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีอัตราขยายคิซีเป็นไปตามสมการที่ (5.2) และมีขีดจำกัดทางความถี่สูงในการปฏิบัติงานของวงจรอยู่ที่ ω_b

5.2.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน



รูปที่ 5.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน

รูปที่ 5.2 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดแรงดันที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจรในรูปที่ 5.2 จะมีค่าดังนี้คือ [ภาคผนวก ก]

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{B}{s} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = \frac{B}{s} A_G \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบทเรียนที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A_G คืออัตราขยายแรงดันของวงจรมีค่าเท่ากับ g_{m2}/g_{m1} จากสมการที่ (5.8) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{in} อยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรต (integrating function) ในกรณีที่ใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์สมการที่ (5.8) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{B}{s} \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right] = \frac{B}{s} A_G \quad (5.9)$$

กรณีนี้ A_G จะมีค่าเท่ากับ I_{B2}/I_{B1} และยังพบว่าผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราส่วนของ g_{m1} กับ g_{m2} นั้นได้ถูกชดเชยทำให้ลดน้อยลงไป

กรณีคำนึงถึงผลการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งเกิดจากการทำงานของออปแอมป์และโอทีเอที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.2 มีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2} s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1} s}{g_{m01}} \right] V_{in}(s) \quad (5.10)$$

โดยที่ τ_{ci} และ g_{m0i} คือค่าโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2$) ตามลำดับ แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ และกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายดีซีของวงจรอินทิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ (g_{m02}/g_{m01}) ดังนั้นสมการที่ (5.10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = B \left[\frac{A_{G0}}{s} \right] \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \quad (5.11)$$

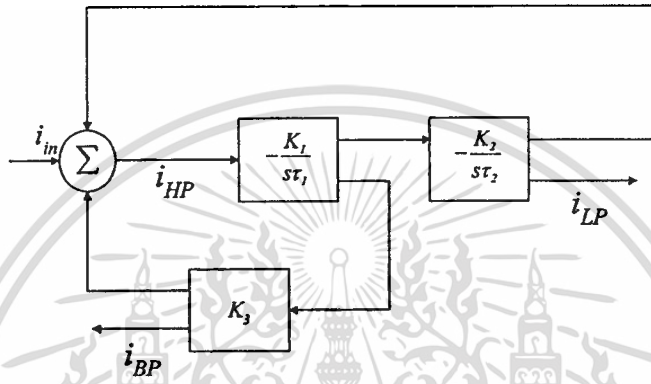
จากสมการที่ (5.11) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าอัตราขยายดีซีเป็นไปตามสมการที่ (5.9) และมีขีดจำกัดทางความถี่สูงขึ้นกับตำแหน่งโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์หรือ ω_b นั่นเอง

5.3 การประยุกต์ใช้งาน

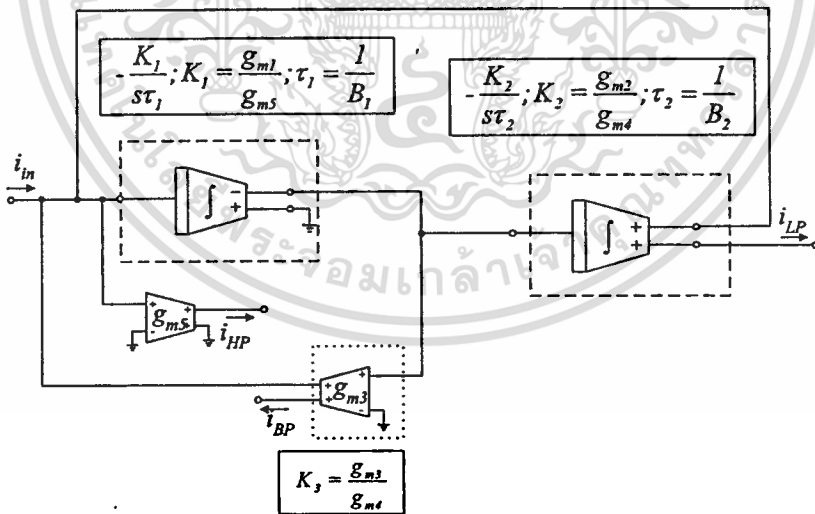
วงจรมติเกรเตอร์ที่ออกแบบขึ้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ดังนี้

5.3.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ

5.3.1.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่โหวดโหมดกระแส



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่โหวดโหมด



รูปที่ 5.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่โหวดโหมดในโหมดกระแส

รูปที่ 5.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่โหวดโหมดทั่วไป [38] เมื่ออาศัยวงจรมติเกรเตอร์ที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ 5.4 ความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตที่ความถี่สูงผ่าน ความถี่ต่ำผ่านและความถี่เฉพาะช่วงที่มีต่อกระแส อินพุตมีค่าดังสมการที่ (5.12) ถึงสมการที่ (5.14)

$$\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = - \left(\frac{s^2}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (5.12)$$

$$\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{s \frac{K_1 K_3}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (5.13)$$

$$\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \left(\frac{\frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (5.14)$$

เมื่อใช้ค่า $K_1 = g_{m1}/g_{m5}$, $K_2 = g_{m2}/g_{m4}$ และ $K_3 = g_{m3}/g_{m4}$ โดยที่ $\tau_1 = 1/B_1$ และ $\tau_2 = 1/B_2$ ในกรณีนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ, ω_0 และตัวประกอบคุณภาพ, Q-factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = [K_1 K_2 \tau_1 \tau_2]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1} g_{m2} B_1 B_2}{g_{m4} g_{m5}} \right]^{1/2} \quad (5.15)$$

$$Q = \frac{1}{K_3} \left(\frac{K_2 \tau_1}{K_1 \tau_2} \right)^{1/2} = \frac{1}{g_{m3}} \left(\frac{g_{m5} g_{m4} g_{m2} B_2}{g_{m1} B_1} \right)^{1/2} \quad (5.16)$$

ค่าความไวที่ได้จากสมการที่ (5.15) ถึงสมการที่ (5.16) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = -S_{g_{m4}}^{\omega_0} = -S_{g_{m5}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.17)$$

$$S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-S_{g_{m3}}^Q = 1 \quad (5.19)$$

$$-S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m4}}^Q = S_{g_{m5}}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.20)$$

$$-S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.21)$$

หากกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2}$, $g_{m4} = g_{m5}$ และ $B_1 = B_2 = B$ จากสมการที่ (5.15) ถึงสมการที่ (5.16). ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรจึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}B}{g_{m4}} \quad (5.22)$$

$$Q = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \quad (5.23)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยอัตราส่วนของ g_{m1} และ g_{m4} ในขณะที่ Q-factor ของวงจรจะสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนของ g_{m4} กับ g_{m3} นอกจากนี้ถ้าใช้ โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังค่า ω_0 และ Q-factor ที่ได้จึงไม่ขึ้นกับผลของ อุณหภูมิและเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้วสามารถคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมธรรมชาติ , $\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ จากสมการที่ (5.15) เป็น

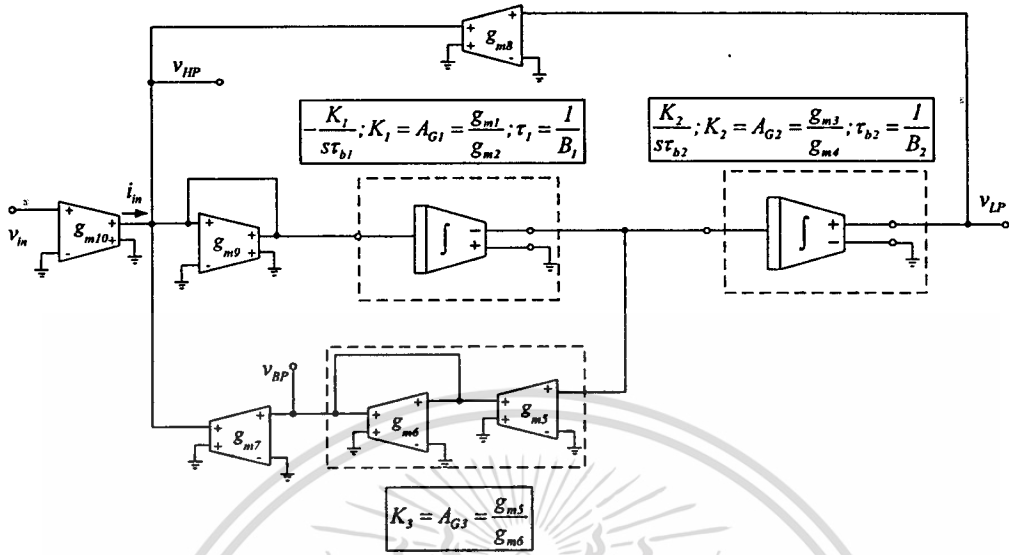
$$\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{[g_{m4}g_{m5} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})]^{1/2} - [g_{m4}g_{m5}]^{1/2}}{[g_{m4}g_{m5}]^{1/2}} \times 100\% \quad (5.24)$$

และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของตัวประกอบคุณภาพ , $\% \frac{\delta Q}{Q}$ จะได้เท่ากับ

$$\% \frac{\delta Q}{Q} = \frac{\left[\frac{1 - g_{m2}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m3}} \right] - \left[\frac{1 + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})}{g_{m4}g_{m5}} \right]^{1/2}}{\left[\frac{1 + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})}{g_{m4}g_{m5}} \right]^{1/2}} \times 100\% \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโทมคแรงดัน



รูปที่ 5.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโทมคแรงดัน

อาศัยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.3 สามารถสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดโทมคแรงดันเมื่ออาศัยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงได้ดังรูปที่ 5.5 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรได้เป็น

$$T_{HP}(s) = \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \tag{5.26}$$

$$T_{BP}(s) = - \left(\frac{s \frac{g_{m1}g_{m3}B_1}{g_{m2}g_{m4}}}{D(s)} \right) \tag{5.27}$$

และ

$$T_{LP}(s) = - \left(\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}B_1B_2}{g_{m2}g_{m4}}}{D(s)} \right) \tag{5.28}$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m5}B_1}{g_{m2}g_{m6}} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m3}B_1B_2}{g_{m2}g_{m4}} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น กรุณาอย่าเผยแพร่ให้ภายนอกองค์กร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $K_1 = g_{m1}/g_{m2}$, $K_2 = g_{m3}/g_{m4}$, $K_3 = g_{m5}/g_{m6}$, $\tau_1 = 1/B_1$, และ $\tau_2 = 1/B_2$ ดังนั้นค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = [K_1 K_2 \tau_1 \tau_2]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1} g_{m3} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4}} \right]^{1/2} \quad (5.29)$$

$$Q = \frac{1}{K_3} \left(\frac{K_2 \tau_1}{K_1 \tau_2} \right)^{1/2} = \frac{g_{m6}}{g_{m5}} \left(\frac{g_{m2} g_{m3} B_2}{g_{m1} g_{m4} B_1} \right)^{1/2} \quad (5.30)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยการปรับอัตราขยายค่าความนำ g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} และ/หรือ g_{m5} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้นค่า ω_0 ที่ได้จึงไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ ค่าความไวที่ได้จากสมการ (5.29) ถึงสมการที่ (5.30) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m4}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.31)$$

$$S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.32)$$

$$S_{g_{m5}}^Q = -S_{g_{m6}}^Q = 1 \quad (5.33)$$

$$-S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m3}}^Q = -S_{g_{m4}}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.34)$$

$$-S_{B_1}^Q = S_{B_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.35)$$

หากกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m3}$, $g_{m2} = g_{m4}$ และ $B_1 = B_2 = B$ จากสมการที่ (5.29) ถึงสมการที่ (5.30) ค่า ω_0 และ Q-factor เขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m1} B}{g_{m2}} \quad (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{g_{m6}}{g_{m5}} \quad (5.37)$$

และเมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้ว $\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ และ $\% \frac{\delta Q}{Q}$

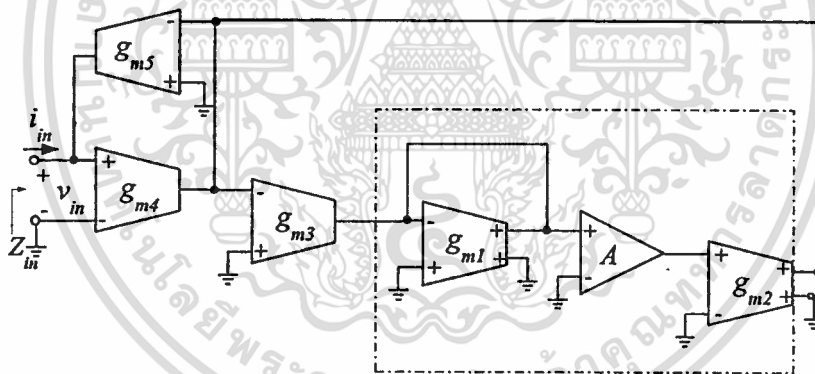
มีค่าเท่ากับ

$$\% \frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{[g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})]^{1/2} - [g_{m2}g_{m4}g_{m6}]^{1/2}}{[g_{m2}g_{m4}g_{m6}]^{1/2}} \times 100\% \quad (5.38)$$

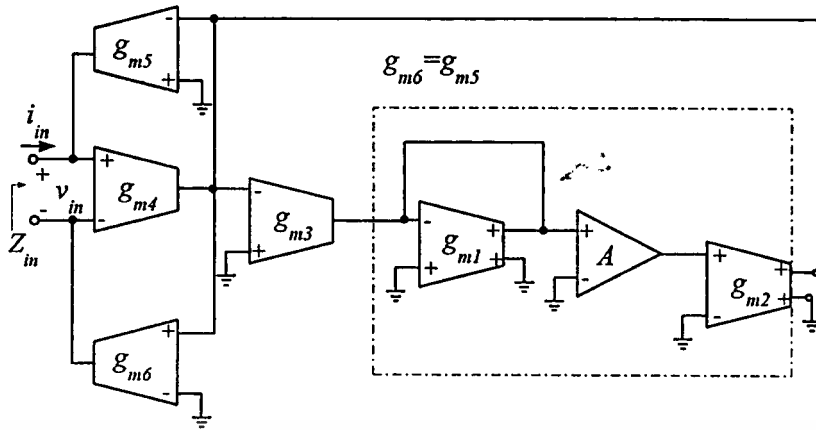
และ

$$\% \frac{\delta Q}{Q} = \frac{\left[\frac{g_{m4} - \frac{g_{m3}g_{m6}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m5}}}{g_{m5}} \right] - \left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})}{g_{m2}g_{m6}} \right]^{1/2}}{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})}{g_{m2}g_{m6}} \right]^{1/2}} \times 100\% \quad (5.39)$$

5.3.2 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า



รูปที่ 5.6 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์



รูปที่ 5.7 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

เมื่อนำวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอมาสั่งเคราะห์เป็นวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์แล้วจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก].

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{BA_G g_{m3}}{g_{m4} g_{m5}} \right] \quad (5.40)$$

และค่าความจุไฟฟ้าสมมูล (equivalent capacitance, C_{eq}) ที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$C_{eq} = \left[\frac{g_{m4} g_{m5}}{BA_G g_{m3}} \right] \quad (5.41)$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าความจุไฟฟ้าของวงจรสามารถแปรค่าได้ด้วยการปรับค่า A_G , g_{m3} , g_{m4} และ/หรือ g_{m5} นอกจากนี้วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวสามารถกระทำได้อย่างง่ายโดยการต่อโอทีเอ 6 เพิ่มเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 5.7 โดยกำหนดให้ $g_{m6} = g_{m5}$

เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรเป็นดังนี้

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{BA_{G0} g_{m03}}{s g_{m04} g_{m05}} \left[\frac{(1 + \tau_{c1} s)(1 + \tau_{c4} s)(1 + \tau_{c5} s)}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c2} s)(1 + \tau_{c3} s)} \right] \quad (5.42)$$

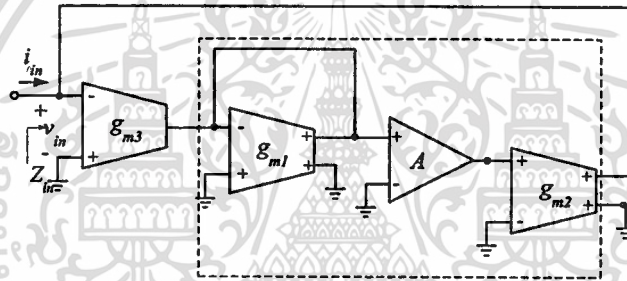
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายดีซีของวงจรอินทิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01} และ g_{m0i} คืออัตราขยายค่าความนำที่ดีซีของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, \dots, 5$) แต่โดยทั่วไปแล้ว $\tau_{c1} \cong \tau_{c2} \cong \dots \cong \tau_{c5} \cong \tau_c$ ดังนั้นสมการที่ (5.42) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

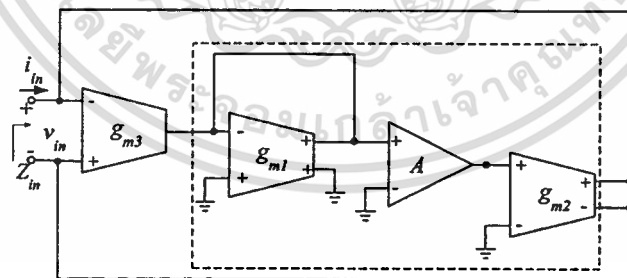
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{BA_{G0}g_{m03}}{sg_{m04}g_{m05}} \frac{(1+\tau_c s)}{(1+\tau_b s)} \tag{5.43}$$

อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรจากสมการที่ (5.43) ที่ได้มีค่าอัตราขยายดีซีเป็นไปตามสมการที่ (5.40) และมีขั้วจำกัดทางความถี่สูงอยู่ที่ตำแหน่งโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์

5.3.3 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.8 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์



รูปที่ 5.9 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

การเขียนแบบตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้แบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์โหมด กระแสที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.11 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเป็นไปตามสมการ (5.44) [ภาคผนวก ง]

$$Z_{in}(s) = s \left[\frac{1}{Bg_{m3}A_G} \right] \quad (5.44)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจร (equivalent inductance, L_{eq}) เท่ากับ

$$L_{eq} = \left[\frac{I}{g_{m3}A_G B} \right] \quad (5.45)$$

เนื่องจาก A_G และ g_{m3} นั้นสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรก็สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์เช่นกันด้วยการแปรค่ากระแสไบแอสของโอทีเอ ในทำนองเดียวกันยังสามารถปรับปรุงให้เป็นวงเลี่ยนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวได้อย่างง่ายโดยการใช้อีโอทีเอ 2 แบบสองเอาต์พุตเพิ่มเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 5.9

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์และโอทีเอแล้วความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

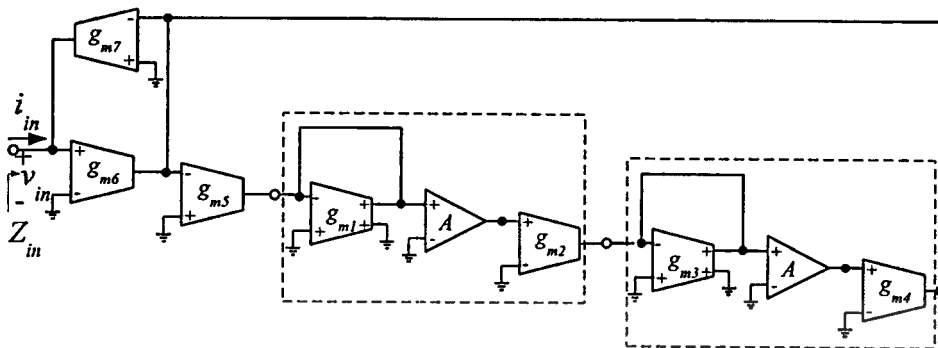
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{BA_{G0}g_{m03}} \left[\frac{(1+\tau_{c3}s)(1+\tau_{c2}s)}{(1+\tau_b s)(1+\tau_{c1}s)} \right] \quad (5.46)$$

เมื่อกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายดีซีของวงจรมินิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01} และ g_{m03} คืออัตราขยายค่าความนำดีซีของโอทีเอ3 แต่โดยทั่วไปแล้ว $\tau_{c1} \cong \tau_{c2} \cong \tau_{c3} \cong \tau_c$ ดังนั้นสมการที่ (5.46) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

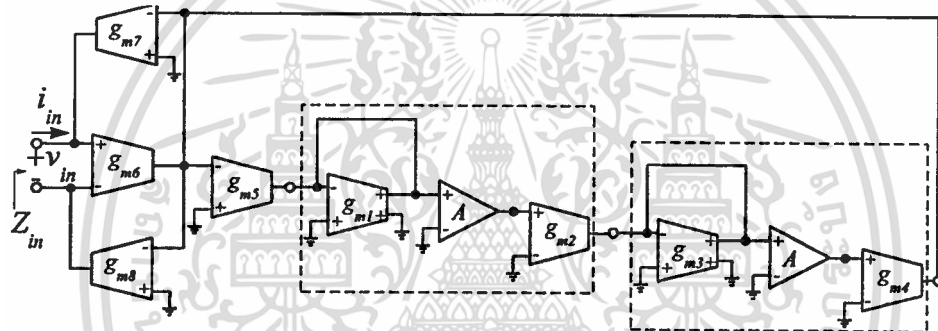
$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{BA_{G0}g_{m03}} \frac{(1+\tau_c s)}{(1+\tau_b s)} \quad (5.47)$$

จากสมการที่ (5.47) อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรที่ได้มีค่าอัตราขยายดีซีเป็นไปตามสมการที่ (5.44) และมีขีดจำกัดความถี่สูงอยู่ที่ตำแหน่งโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์

5.3.4 วงจร FDNRs



รูปที่ 5.10 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบเทียบกราวด์



รูปที่ 5.11 วงจรเลียนแบบ FDNR แบบลวดขัด

วงจร FDNR แบบเทียบกราวด์แสดงดังรูปที่ 5.10 ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์สองวงจรต่อแบบคาสเคดกัน จากกราวด์วิเคราะห์วงจรโดยกำหนดให้ $A_{G1} = g_{m2}/g_{m1}$, $A_{G2} = g_{m4}/g_{m3}$ และ B_1, B_2 คือค่า Gain bandwidth product ของวงจรอินทิเกรเตอร์ชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ตามลำดับ ดังนั้นอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s^2} \left[\frac{B_1 B_2 A_{G1} A_{G2} g_{m5}}{g_{m6} g_{m7}} \right] \tag{5.49}$$

และองค์ประกอบ D (D-element) มีค่าเท่ากับ

$$D = \left[\frac{g_{m6} g_{m7}}{B_1 B_2 g_{m5} A_{G1} A_{G2}} \right] \tag{5.50}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร FDNR ที่ได้จากการออกแบบโดยอาศัยหลักการที่นำเสนอนี้แตกต่างไปจากวงจร FDNR แบบเดิมที่เคยมีผู้นำเสนอขึ้นมา คือ วงจรปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกและสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้วงจร FDNR แบบลอยตัวยังสามารถกระทำได้ง่ายโดยการต่อโอทีเอ 6 เพิ่มเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 5.11 โดยกำหนดให้ $g_{m8} = g_{m7}$

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรโดยกำหนดให้ $A_{G01} = g_{m02}/g_{m01}$ และ $A_{G02} = g_{m04}/g_{m03}$ คืออัตราขยายดีซีของวงจรอินทิเกรเตอร์ชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ตามลำดับ และ g_{m0i} คืออัตราขยายค่าความนำที่แรงดันไฟดีซีของโอทีเอตัวที่ i ($i = 1, 2, \dots, 7$) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตที่ได้รับมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B_1 B_2}{s^2} \left[\frac{1 + \tau_{c6}s}{g_{m06}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c7}s}{g_{m07}} \right] \left[\frac{g_{m05}}{1 + \tau_{c5}s} \right] \left[\frac{A_{G01}}{1 + \tau_{b1}s} \right] \left[\frac{A_{G02}}{1 + \tau_{b2}s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{1 + \tau_{c2}s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c3}s}{1 + \tau_{c4}s} \right] \quad (5.51)$$

และเมื่อพิจารณากรณีที่ $\tau_{c1} \cong \tau_{c2} \cong \dots \cong \tau_{c7} \cong \tau_c$ ดังนั้นสมการที่ (5.51) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B_1 B_2 g_{m05} A_{G01} A_{G02} (1 + \tau_c s)}{s^2 g_{m06} g_{m07} (1 + \tau_{b1}s)(1 + \tau_{b2}s)} \quad (5.52)$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำจะมีค่าสอดคล้องเป็นไปตามสมการที่ (5.49) และขีดจำกัดการทำงานที่ความถี่สูงของวงจรขึ้นกับค่าโพลตัวที่สองของออปแอมป์ทั้งสองตัวในวงจร

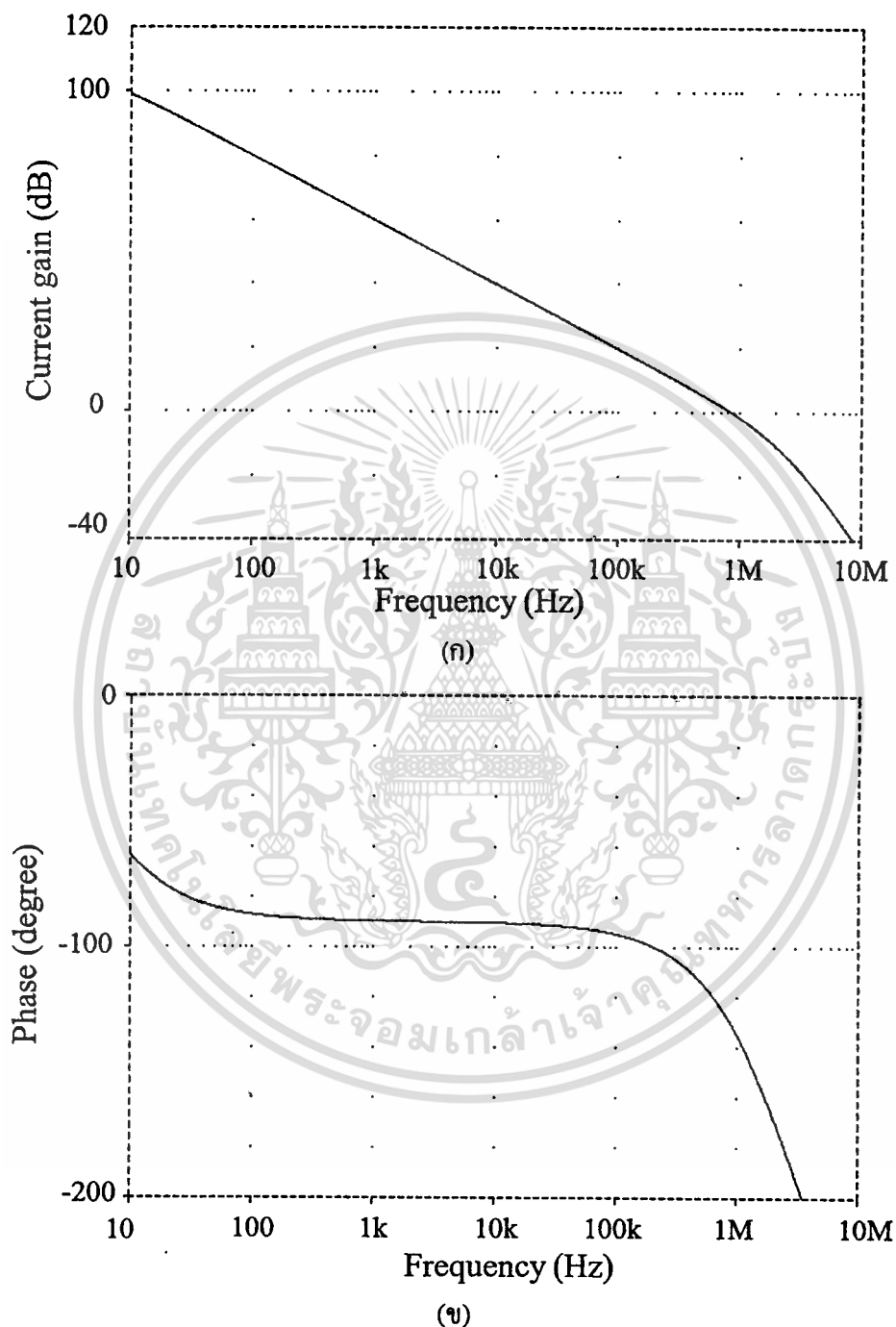
5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

จากหลักการที่ได้กล่าวมาข้างต้นผู้วิจัยได้ทำการพิสูจน์การทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ดังนี้

5.4.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส

เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสที่ได้นำเสนอในที่นี้ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยโอทีเอที่ใช้เป็นเบอร์ CA3080 ซึ่งมีรายละเอียดของแมคโครโมเดล (macro model) เป็นไปตามที่เสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [39] ขณะที่โอทีเอแบบสองเอาต์พุตทำได้โดยใช้โอทีเอแบบหนึ่งเอาต์พุตจำนวนสองตัวต่อขนานกัน และออปแอมป์ที่ใช้เป็นเบอร์ $\mu A741$ ซึ่งมีค่า $B = 2\pi(1 \times 10^6)$ rad/s [40] รูปที่ 5.12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอซึ่งสามารถยืนยันการทำงานของวงจรได้ว่าทำงานเป็นฟังก์ชันอินทิเกรตด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ -20 dB/decade ในช่วงความถี่จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10 Hz ถึง 1 MHz และมีเปอร์เซ็นต์ค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสน้อยกว่า 10 % ในช่วงความถี่ประมาณ 30 Hz ถึง 500 kHz



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส

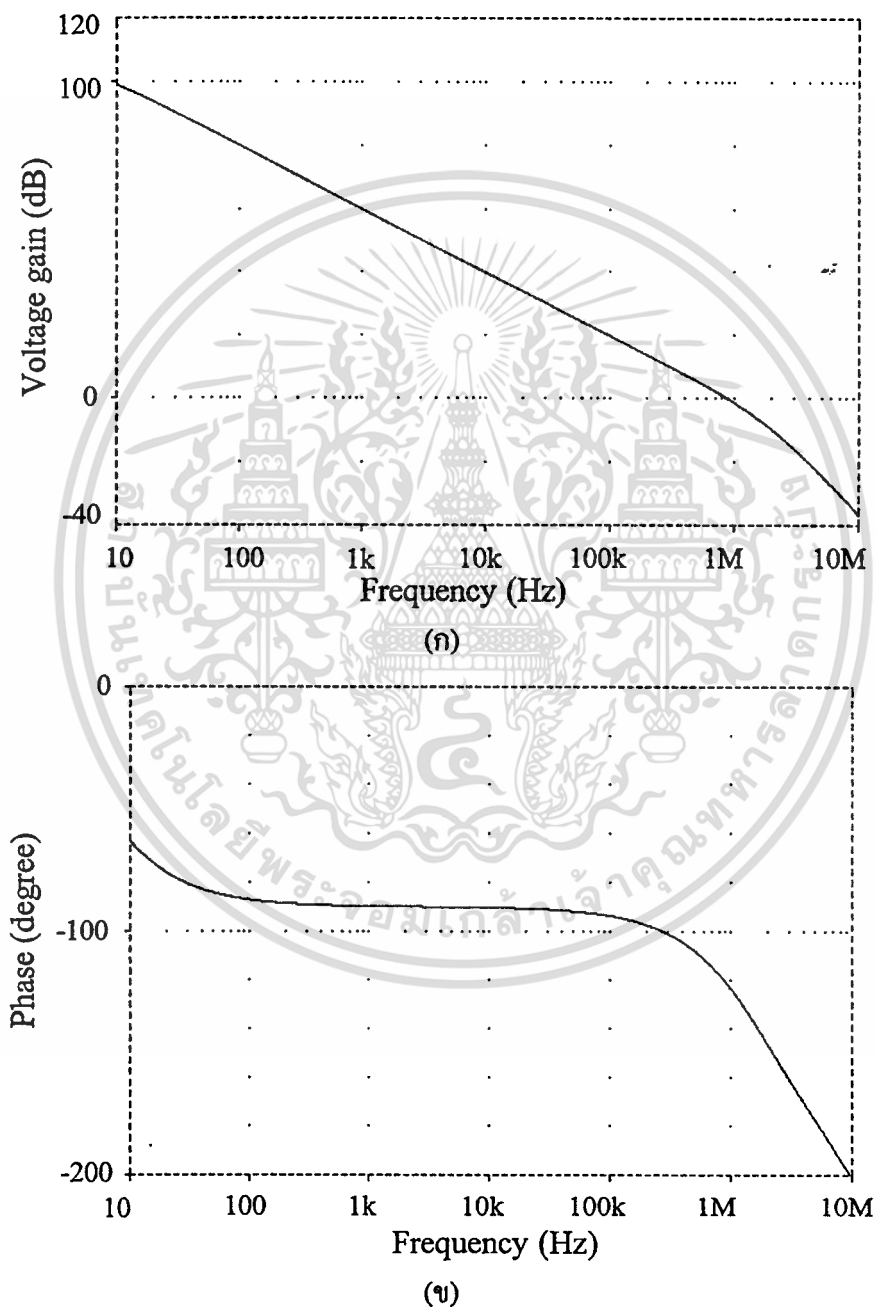
(ก) อัตราการขยายกระแส (เดซิเบล)

(ข) เฟสของอัตราการขยายของกระแส (องศา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน

รูปที่ 5.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดันที่นำเสนอ ซึ่งสามารถยืนยันการทำงานของวงจรได้เนื่องจากทำงานเป็นฟังก์ชันอินทิเกรตด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ -20 dB/decade ในช่วงความถี่จาก 10 Hz ถึง 1 MHz และมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของเฟสน้อยกว่า 10% ในช่วงความถี่ประมาณ 30 Hz ถึง 500 kHz



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ใน โหมดแรงดัน

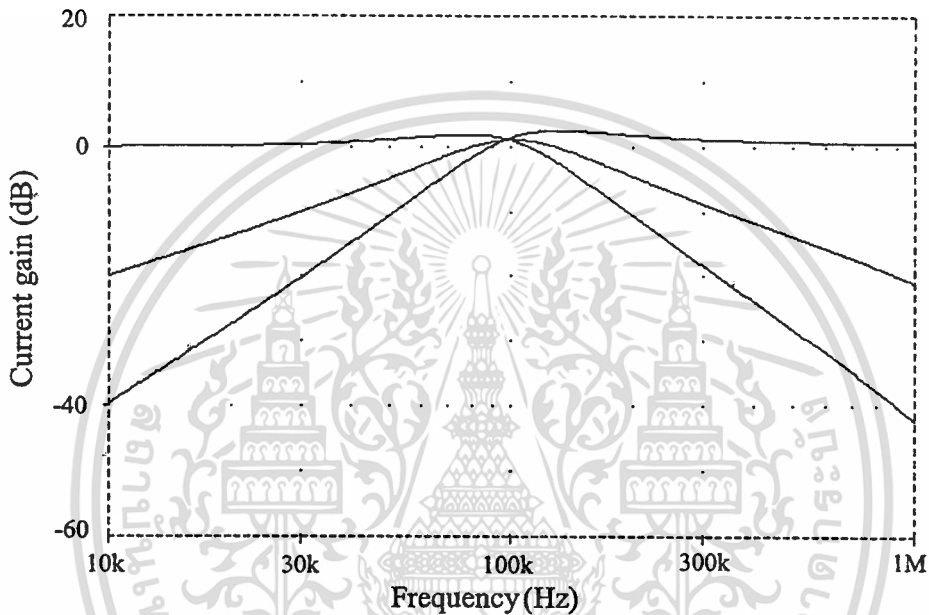
(ก) อัตราการขยายแรงดัน (เดซิเบล)

(ข) เฟสของอัตราการขยายของแรงดัน (องศา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดในโหมดกระแส

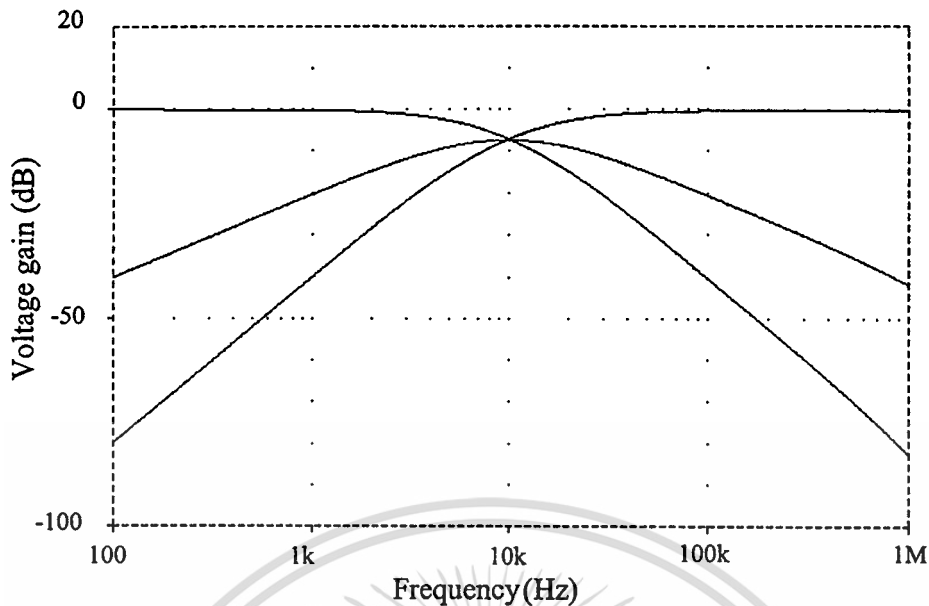
การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดในรูปที่ 5.4 แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 เมื่อเป็นฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน , ฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่เฉพาะช่วง โดยทุกกรณี กำหนดให้ค่า $g_{m1} = g_{m2} = 0.1 \text{ ms}$ $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = 1 \text{ ms}$ ซึ่งจะได้ค่า Q-factor = 1 และค่าความถี่คutoff $f_0 = 100 \text{ kHz}$



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.4

5.4.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดแรงดัน

การเขียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดแรงดันในรูปที่ 5.5 แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 เมื่อเป็นฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน , ฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่เฉพาะช่วงในโหมดแรงดัน ทุกกรณีกำหนดให้ค่า $g_{m1} = g_{m3} = 10 \text{ ms}$, $g_{m2} = g_{m4} = 0.1 \text{ ms}$, $g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = g_{m9} = g_{m10} = 1 \text{ ms}$ ซึ่งจะได้ Q-factor = 1 และค่าความถี่คutoff $f_0 = 10 \text{ kHz}$

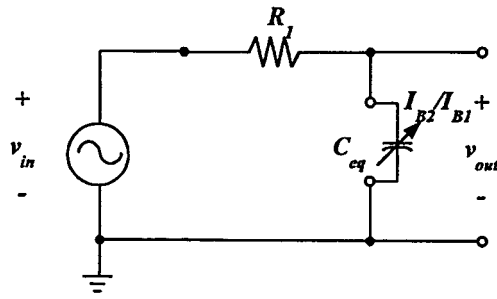


รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.5

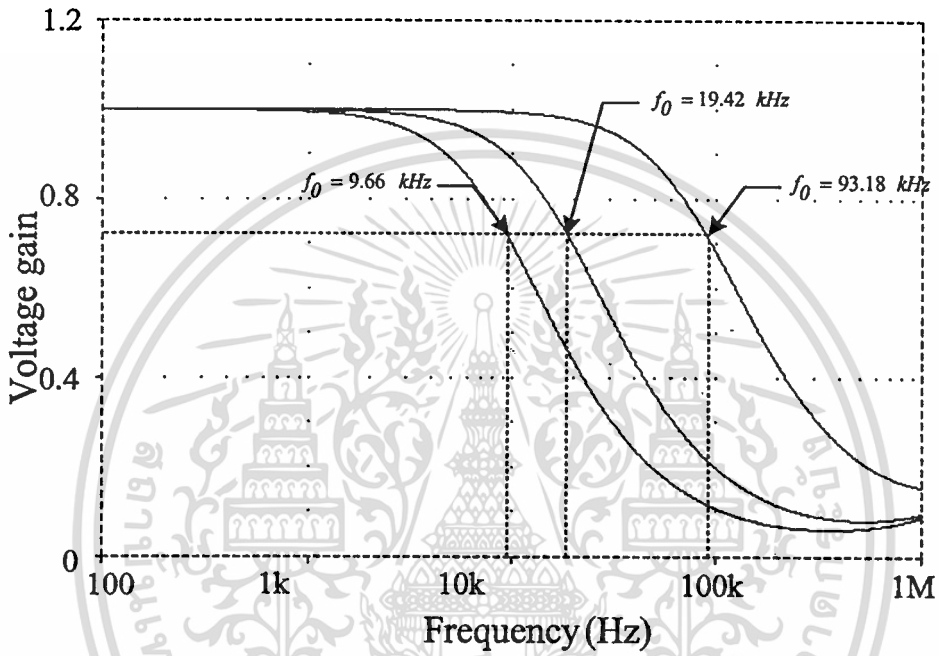
5.4.5 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์ในรูปที่ 5.6 ได้นำมาต่อเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 5.16 (ก) โดยเลือกค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ ms}$ และ $g_{m3} = 0.1 \text{ ms}$ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า $A_G (= g_{m2}/g_{m1})$ ให้เป็น 1, 5 และ 10 ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 5.16 (ข) ซึ่งจะได้ค่าความถี่คutoff ของวงจรแปรค่าเป็น 93.18 kHz, 19.42 kHz และ 9.66 kHz ขณะที่ค่าความถี่คutoffจากการคำนวณในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 100 kHz, 20 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ

รูปที่ 5.17 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าจากทฤษฎี เมื่อทำการแปรค่าส่วนที่ใช้ในการปรับค่าของวงจรกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $g_m (= g_{m1}g_{m4}g_{m5}/g_{m2}g_{m3})$ ผลที่ได้รับจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของค่าความจุไฟฟ้าไม่เกิน 10% ที่ค่าความจุไฟฟ้าตั้งแต่ 1 nF ถึง 2 μF ดังแสดงในรูปที่ 5.18



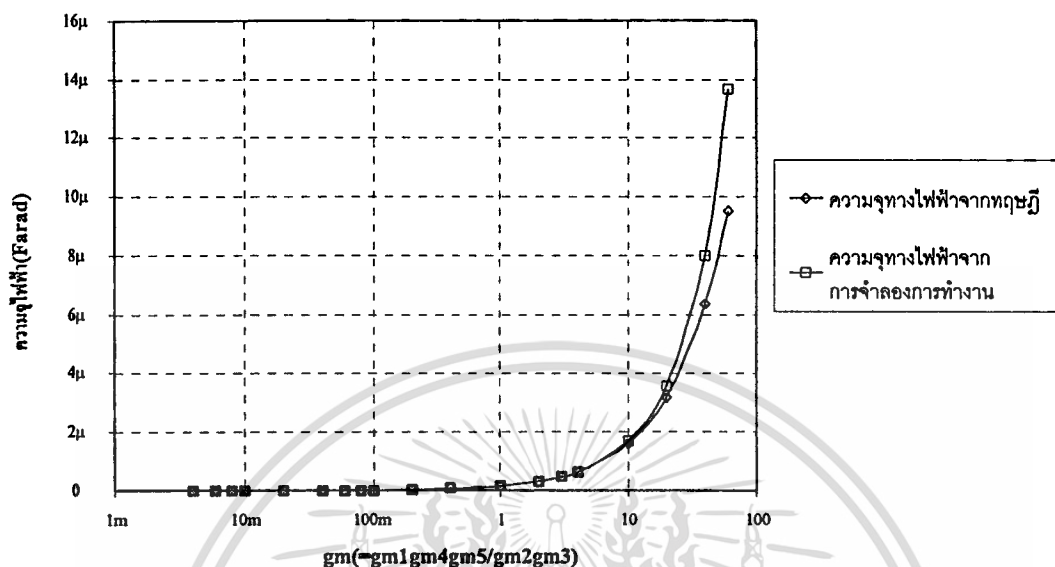
(ก)



(ข)

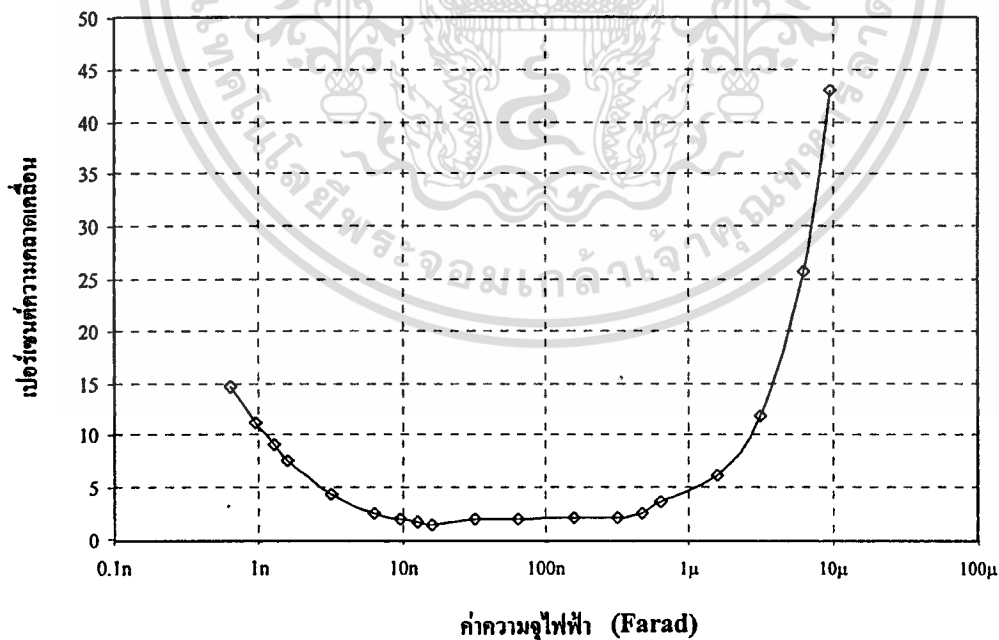
รูปที่ 5.16 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ RC (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

กราฟเปรียบเทียบค่าความเหนียวของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



รูปที่ 5.17 ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแปรค่า $g_m (=g_{m1}g_{m4}g_{m5}/g_{m2}g_{m3})$ ของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของค่าความจุไฟฟ้าของวงจรถ่ายแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



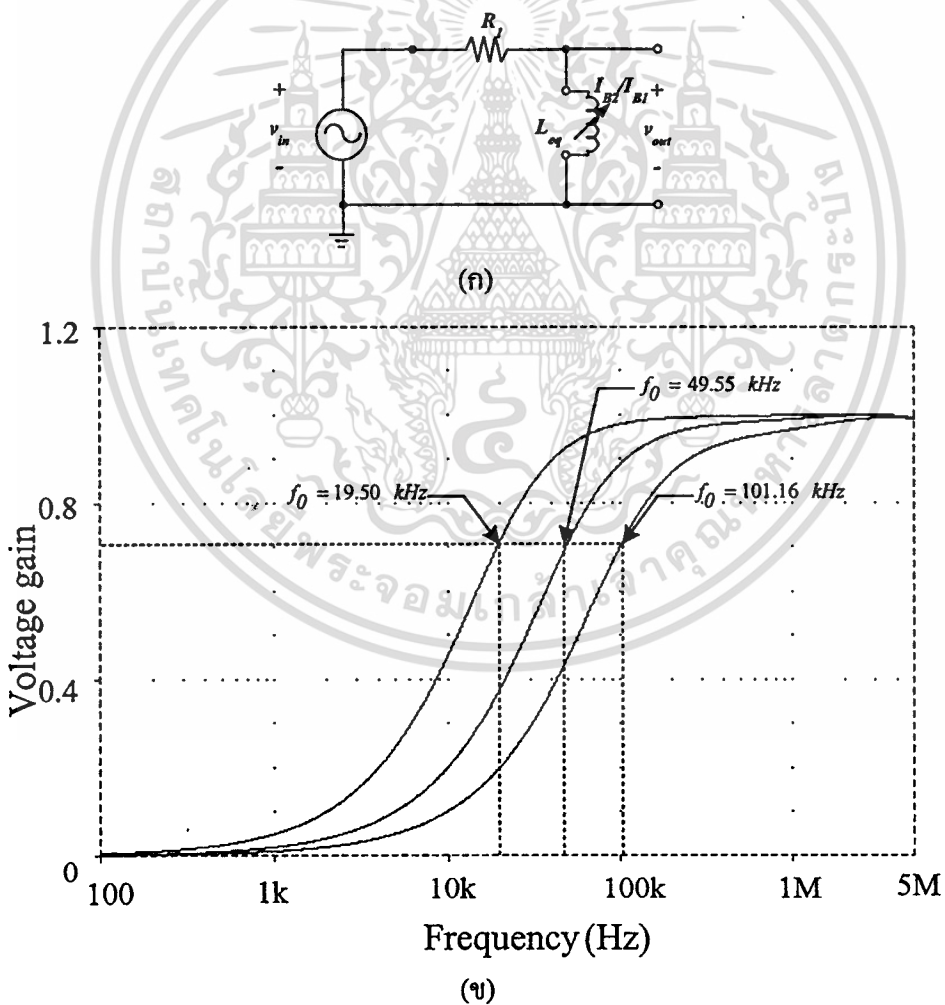
รูปที่ 5.18 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความจุไฟฟ้า ค่าความจุไฟฟ้าที่ได้รับมีค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 10 % ตั้งแต่ 1nF ถึง 2µF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.6 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

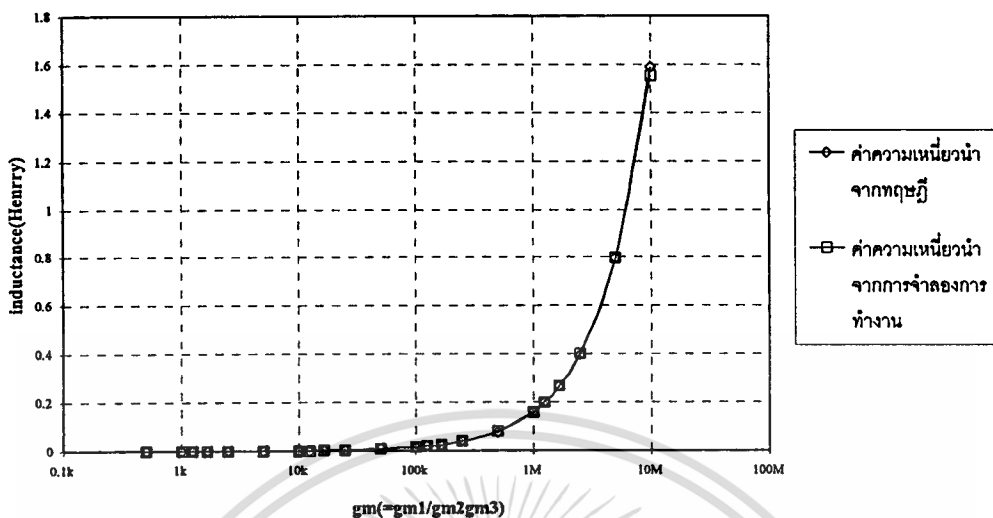
นอกจากนั้นได้ทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์ในรูปที่ 5.8 โดยนำมาต่อเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่านดังรูปที่ 5.19 (ก) และเลือกค่า $R_f = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ ms}$ และ $g_{m3} = 0.1 \text{ ms}$ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า $A_G (= g_{m2}/g_{m1})$ ให้เป็น 1, 5 และ 10 ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 5.19 (ข) ซึ่งจะได้ค่าความถี่คัทออฟของวงจรแปรค่าเป็น 19.50 kHz, 49.55 kHz และ 101.16 kHz ขณะที่ค่าความถี่คัทออฟจากการคำนวณในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 20 kHz, 50 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ

รูปที่ 5.20 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าจากทฤษฎี เมื่อทำการแปรค่าส่วนที่ใช้ในการปรับค่าของวงจรกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $g_m (= g_{m2}g_{m3}/g_{m1}g_{m4}g_{m5})$ ผลที่ได้รับมีค่าความคลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำไม่เกิน 10% ที่ค่าความเหนี่ยวนำตั้งแต่ 0.2 mH ถึง 2 H ดังแสดงในรูปที่ 5.21



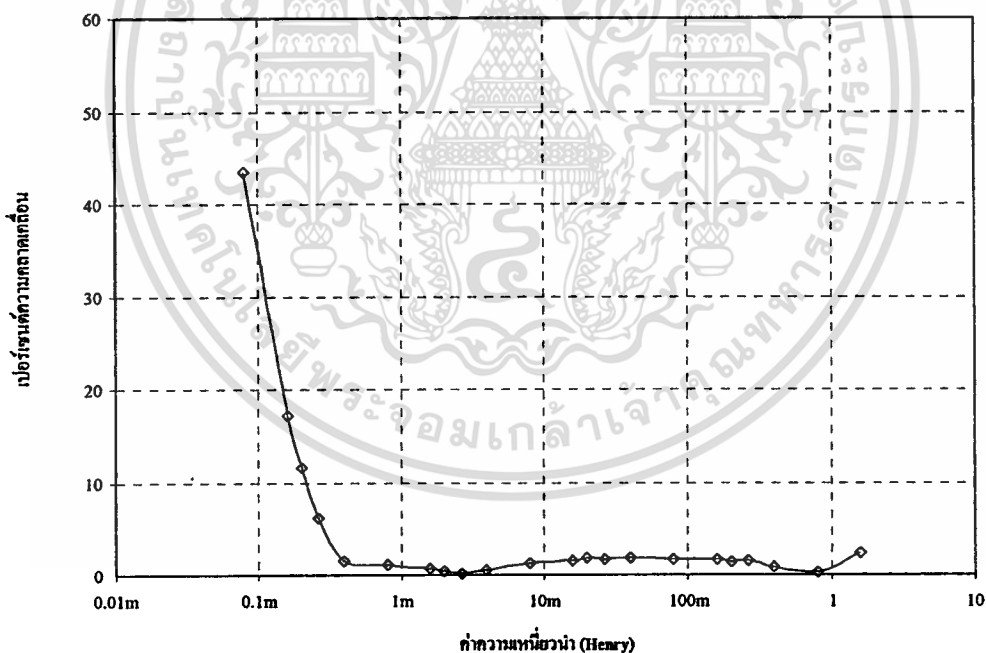
รูปที่ 5.19 (ก) วงจรกรองความถี่สูง ผ่าน RL (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

กราฟเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้
วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



รูปที่ 5.20 ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อแปรค่า $g_m (=g_{m1}/g_{m2}g_{m3})$ ของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ

เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ
โดยใช้อินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบหลัก



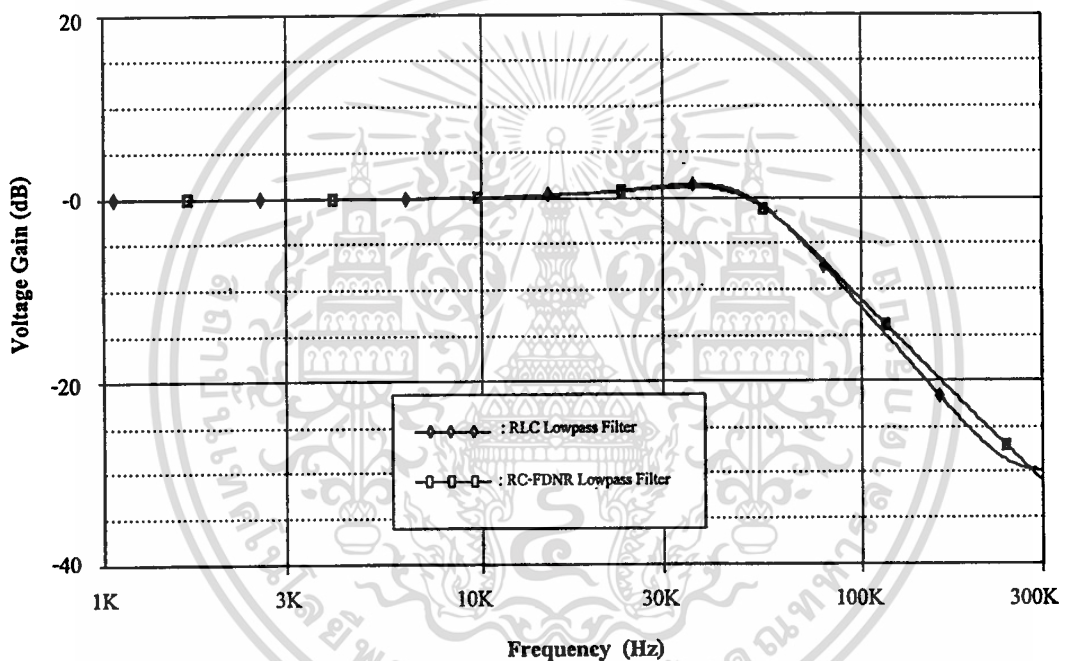
รูปที่ 5.21 เปอร์เซนต์คลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำ โดยค่าความเหนี่ยวนำที่ได้รับมีค่า
ความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 10 % ตั้งแต่ 0.2 mH ถึง 1H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.7 วงจร FDNR

และเพื่อพิสูจน์การทำงานของวงจร FDNR ที่ได้ทำการออกแบบในรูปแบบที่ 5.10 โดยออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน RLC แบบไบควอดดังรูปที่ 4.15 (ก) กำหนดให้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 50 kHz โดยที่ $R_1=3.183098 \text{ M}\Omega$, $L_1=10.13211 \text{ H}$, $C_1=1 \text{ pF}$ เมื่อทำการแปลงวงจรกรองความถี่สูงผ่านโดยวิธีของ Bruton จะได้วงจรแบบไบควอด RC-FDNR ดังรูปที่ 4.15 (ข) โดยที่ $C'=0.3141594 \text{ }\mu\text{F}$, $R'=10.13211 \text{ M}\Omega$, $D'=1 \text{ psec}^2/\Omega$

เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปแบบที่ 4.15 (ก) และ 4.15 (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอดเป็นไปดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่จากรูปที่ 4.15 (ก) และ 4.15 (ข)

5.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการในการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แบบแอกทีฟได้แก่เป็นออปแอมป์และโอทีเอเพียงเท่านั้น เนื่องจากการทำงานของวงจรอาศัยคุณสมบัติโพลของออปแอมป์เป็นหลักจึงทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูง นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอกดังนั้นจึงมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำหลักการดังกล่าวไปสร้างเป็นวงจรรวมในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และเทคโนโลยีแบบซีมอส ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้สนับสนุนหลักการและทฤษฎีที่ได้นำเสนอมาข้างต้นเป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 สรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์แบบใหม่ซึ่งมีรายละเอียดดังแสดงในบทที่ 4 และ บทที่ 5 วงจรที่ได้นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟได้แก่ออปแอมป์และโอทีเอเท่านั้นปราศจากอุปกรณ์แอกทีฟภายนอก จึงมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำวงจรดังกล่าวไปสร้างเป็นวงจรรวมในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และเทคโนโลยีแบบซิมอส นอกจากนี้อัตราขยายของวงจรที่ออกแบบยังสามารถปรับค่าได้แบบเชิงเส้นทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบแอสของโอทีเอในวงจร อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ออกแบบมีค่าสูงจึงทำให้การนำไปต่อแบบคาสเคดสามารถกระทำได้ง่าย โดยมีช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานของวงจรอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ตำแหน่งโพลภายในตัวที่หนึ่งของออปแอมป์จนถึงตำแหน่งโพลภายในตัวที่สองของออปแอมป์ ($\omega_c \ll \omega \ll \omega_b$) ซึ่งจะทำให้สามารถทำงานในช่วงความถี่ประมาณ 4 decades ผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราขยายของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์นั้น ได้ถูกชดเชยแล้วดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่า ไม่มีผลเนื่องจากอุณหภูมิต่อวงจรมินิเกรเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้น

การออกแบบอนาล็อกฟังก์ชันและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ โดยอาศัยวงจรมินิเกรเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์ที่กล่าวถึงข้างต้นเป็นส่วนประกอบหลักซึ่งได้แก่ วงจรกรองความถี่ วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ วงจรเลียนแบบ FDNRs ได้ถูกนำเสนอไว้แล้วเช่นกันในบทที่ 4 และบทที่ 5 ผลการทำงานของทุกวงจรได้ถูกยืนยันด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลที่ได้รับยืนยันความสามารถในการทำงานของวงจรเป็นอย่างดี

เนื่องจากวงจรมินิเกรเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้นยังมีขีดจำกัดทางด้านความถี่โดยจะขึ้นกับช่วงความถี่การทำงานของออปแอมป์อีกทั้งยังมีขนาดที่ค่อนข้างใหญ่ ทั้งนี้เนื่องจากโครงสร้างที่ซับซ้อนของออปแอมป์นั่นเอง ดังนั้นแนวทางในการทำวิจัยต่อจากวิทยานิพนธ์นี้สามารถทำได้โดยทำการออกแบบวงจรรวมเพื่อลดขนาดของออปแอมป์และเพิ่มช่วงความถี่การทำงานของวงจร ซึ่งอาจทำได้โดยการออกแบบออปแอมป์ขึ้นใหม่โดยใช้เทคโนโลยีแบบซิมอสซึ่งจะทำให้ขนาดของวงจรที่ได้เล็กกว่าและมีช่วงความถี่การทำงานที่กว้างกว่าวงจรมินิเกรเตอร์ที่ใช้ไบโพลาร์และพยายามลดโครงสร้างบางอย่างที่ไม่จำเป็นในวงจรมินิเกรเตอร์ออกไปซึ่งจะทำให้ได้วงจรมินิเกรเตอร์ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นและมีขนาดที่เล็กลง

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

จากหลักการทำงานของวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถินทีเกรเตอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟได้แก่ทรานซิสเตอร์และโอทีเอทีได้นำเสนอมาแล้วนั้นสามารถสรุปข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไปนี้คือ

1. วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถินทีเกรเตอร์ที่ออกแบบขึ้นอยู่ในรูปของ Building Blocks คำนึงถึงสามารถนำไปใช้เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในการประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบเป็นวงจรถินทีเกรเตอร์ฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ได้โดยง่าย นอกจากนี้เนื่องด้วยคุณสมบัติของอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูงของวงจรคั้งนั้นการนำวงจรที่ได้สร้างขึ้นไปต่อแบบคาสเคดสามารถกระทำได้ง่าย

2. วงจรที่ออกแบบอาศัยอุปกรณ์แอคทีฟซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์และโอทีเอทีซึ่งมีเทคโนโลยีในการออกแบบที่ไม่ซับซ้อนและเป็นวงจรมารฐานที่มีผู้พัฒนาขึ้นจำนวนมากจึงสามารถเลือกใช้ได้ตามความต้องการของผู้ออกแบบซึ่งทำให้เป็นแนวทางที่สามารถนำไปใช้ในการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI) หรือ Systematic Design ในอนาคตได้

3. นอกจากหลักการทำงานของวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถินทีเกรเตอร์ดังกล่าวจะสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถินทีเกรเตอร์และโหมคแรงดันแล้ว ยังสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์และวงจรถินทีเกรเตอร์ที่ทำการแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส (V/I Converter) และวงจรถินทีเกรเตอร์ที่ทำการแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน (I / V Converter) ซึ่งจะสามารถนำไปใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบอนาล็อกฟังก์ชันแบบต่าง ๆ ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgey and D.G. Haigh. **Analog IC Design : The Current-Mode Approach**. London : Peregrinus Ltd. 1990.
- [2] A.K. Singh and R. Senani. "Low-component-count active-only imittances and their application in realising simple multifunction biquads." *Electronics Letters*, vol.34, 1998. pp.718-719
- [3] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui. "Electronically tunable current-mode active-only biquadratic filter." *International Journal of Electronics*, vol.87, 2000. pp.307-314
- [4] H.H. Chiang. **Electronic Waveforming & Processing Circuits**. New York : Wiley. 1986.
- [5] B.C Kuo. **Automatic Control Systems**. 4th edition, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall Inc. 1982.
- [6] H. Stark and F.B. Tuteur. **Modern Electrical Communications, Theory, and Systems**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall Inc. 1979.
- [7] Sergio Franco. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**. New York : McGraw-Hill. 1998. pp. 235-302
- [8] M.A. Al-Alaoui. "A novel differential differentiator." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.40, no.5, 1991. pp.826-830
- [9] J.E. Kardontchik. **Introduction to the design of Transconductance-Capacitor Filters**. :Kluwer Academic Publishers. 1992.
- [10] M. Higashimura. "Current-mode highpass and bandpass filter using the operational amplifier pole." *International Journal of Electronics* , vol. 73 , 1992. pp.667-651
- [11] M. Higashimura. "Current-mode lowpass and bandpass filter using the operational amplifier pole." *International Journal of Electronics*, vol. 74, 1992 . pp.945-949
- [12] J.R. Brand and R. Schaumann. "Active-R Filters :review of theory and practice." *Electronics Circuit and Systems*, vol. 2 , 1978. pp. 89-101
- [13] U. Kumar and 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
- [14] K.A. Mitra and V.K. Aatre. "Low sensitivity high frequency active-R filters." *IEEE Transaction on Circuit and Systems* , vol.23, 1976. pp.670-676
- [15] M.A. Miltra and M.T. Ahmed . " Direct from active-R Synthesis techniques and their critical assessment ." *International Journal of Electronics*, vol.71, 1991. pp.621-635

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [16] 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
- [17] R. Nawrocki and U. Klein. “New OTA-Capacitor realization of a universal biquad.” *Electronics Letters*, vol.22, 1986. pp. 50-51
- [18] C.M. Chang and P.C. Chen. “ Universal active filter with current gain using OTA.” *International Journal of Electronics*, vol.71, 1991. pp.805-808
- [19] J. Wu and C.Y. Xie. “New multifunctional active filter using OTAs.” *International Journal of Electronics*, vol.74, 1993. pp. 235-239
- [20] R.F. Coughlin and F.F. Driscoll. **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits.** 3 rd ed. Englewood Cliffs :Prentice Hall. 1987.
- [21] John.V. Wait , Lawrence P. Huelsman and Granino A. Korn. **Introduction to Operational Amplifier theory and Applications.** 2 rd ed. New York: Mcgraw Hill. 1992.
- [22] Rolf Schaumann, M.S. Ghausi and Kenneth R. Laker. **Design of Analog filter Passive, Active RC , and Switched Capacitor.** Englewood Cliffs, NJ :Prentice Hall. 1990.
- [23] 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
- [24] J.F. Solomon. “The monolithic Op-Amp :A Tutorial Survey .” *IEEEJ Solid-State Circuits*, December 1974 . vol. SC-9 1974. pp. 314-332
- [25] B. Kuo . **Automatic Control Systems.** Englewood Cliffs , N.J. : Prentice Hall. 1962.
- [26] S. Rosenstark. **Feedback Amplifier Principles.** New York :Macmillan. 1986.
- [27] Charles F. Wojslaw and Evangelos A. Moustakas. **Operational Amplifiers : The Devices and Their Applications.** New York :JohnWiley. 1986. pp.13-21
- [28] Howard M. Berlin and Frank C. Getz. **Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits .** New York : Merrill. 1992.
- [29] Denton J. Dailey. **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Applications.** New York : McGraw-Hill. 1989. pp. 253-264
- [30] National Semiconductor Cooperation. **Linear Databook.** LM13600,LM13700. 1982.
- [31] National Semiconductor Cooperation. **Applications Handbook.** 1980.
- [32] Harris Semiconductors. **Applications Note.** 2001

- [33] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. “การชดเชยผลของอุมหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542.
- [34] Iqbal A. Khan, Muslim T. Ahmed And Nigar Minhaj. “Novel Technique for immittance simulation-realisation of some all active simulators.” International Journal of Electronics. vol.72. 1993. pp.431-441
- [35] Frank P. Yatsko and David M. Hata. **Circuits : principles, analysis and simulation.** Fort Worth : Saunders College. 1992. pp.446-476
- [36] William D.Stanley. **Operational Amplifiers With Linear Integrated Circuits.** : Prentice Hall. 1993.
- [37] Frank R. Dungan. **Op amps and linear integrated circuits for technicians** . Albany, NY : Delmar. 1992.
- [38] K. Klahan , W. Tangsirat and W. Surakamptom “An Active-Only Current-Mode Differentiator and It's Applications.” International Symposium on Communications and Information Technology. : 2001. 79-82
- [39] เกษสุดา กล้าหาญ , วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ และ วัลลภ สุระกำพลธร. “วงจรถิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ โหมดกระแสแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงอย่างเดียวและการประยุกต์ใช้งาน.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 , 2544 , หน้า 1085-1090
- [40] E.I. El Masry and J.W. Gates. “ A Novel continous-time current-mode differentiator and its applications. IEEE Transaction on Circuit and Systems. , vol.43. 1996. pp. 56-59
- [41] M.E. Van. Valkenbergs. **Analog Filter Design.** New York: Oxford University Press Co.,Ltd. 1982 . pp.433-447



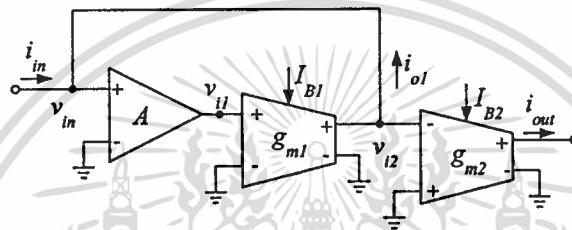
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และ วงจรมินิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลัก

ก.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรมินิเกรเตอร์

ก.1.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ ก.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

สำหรับออปแอมป์เมื่อคิดผลของโดมิแนนซ์โพลคู่ที่สอง (second dominant pole, ω_b) แล้ว อัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ในกรณีนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$A_{OA}(s) = \frac{B}{s} \frac{\omega_b}{(s + \omega_b)} = \frac{B}{s} \frac{1}{(1 + \tau_b s)} \quad (ก.1)$$

เมื่อ $\tau_b = 1/\omega_b$ และอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอเมื่อคิดผลเนื่องจากโพลภายใน (internal-transconductance pole, ω_c) แล้วสามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้เป็น

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{(1 + \tau_c s)} \quad (ก.2)$$

โดยที่ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอที่ความถี่ต่ำ (low-frequency transconductance gain)

และ $\tau_c = 1/\omega_c$ คือตำแหน่งโพลภายใน ของโอทีเอ

จากรูปที่ ก.1 เมื่อ $V_{i2} = V_{in}$ และจากสมการที่ (ก.1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{i1} , V_{in} และ V_{i2} เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{i1}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{in}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{i2}(s) \quad (ก.3)$$

อาศัยสมการที่ (ก.2) จะได้กระแสเอาต์พุทของโอทีแอด์วี่หนึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{o1}(s) = -I_{in}(s) = \left[\frac{g_{m01}}{1 + \tau_{c1}s} \right] V_{i1}(s) \quad (ก.4)$$

โดยที่ τ_{c1} และ g_{m01} คือตำแหน่งโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำที่ความถี่ต่ำของโอทีแอด์วี่หนึ่งตามลำดับ ในทำนองเดียวกันกระแสเอาต์พุทของโอทีแอด์วี่สองมีค่าเท่ากับ

$$I_{o2}(s) = - \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] V_{i2}(s) \quad (ก.5)$$

โดยที่ τ_{c2} และ g_{m02} คือตำแหน่งโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำที่ความถี่ต่ำของโอทีแอด์วี่สองตามลำดับ จากสมการที่ (ก.3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{i2}(s) = \frac{s}{B} [1 + \tau_b s] V_{i1}(s) \quad (ก.6)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.6) ลงในสมการที่ (ก.5) จะได้เป็น

$$I_{out}(s) = - \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] [1 + \tau_b s] V_{i1}(s) \quad (ก.7)$$

และจากสมการที่ (ก.4) จะได้

$$V_{i1}(s) = - \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] I_{in}(s) \quad (ก.8)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ก.8) ลงในสมการที่ (ก.7) จะได้

$$I_{out}(s) = \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] [1 + \tau_b s] I_{in}(s) \quad (ก.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

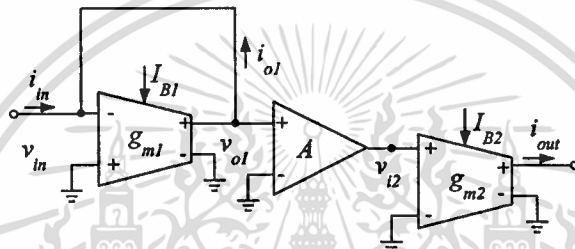
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปตำแหน่งโพลภายในของโอทีเอทั้งสองตัวมักจะมีค่าเท่ากันนั่นคือ $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ และในกรณีที่ $\omega \ll \omega_{c1}$ และ $\omega \ll \omega_{c2}$ ดังนั้นสมการที่ (ก.9) จึงประมาณได้เท่ากับ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} A_{G0} [1 + \tau_b s] \quad (\text{ก.10})$$

เมื่อ A_{G0} คืออัตราขยายสัญญาณดีซีของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ g_{m02}/g_{m01}

ก.1.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส



รูปที่ ก.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส

เมื่อพิจารณาโอทีเอตัวที่หนึ่งจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่าง I_{o1} กับ V_{in} ดังนี้

$$I_{o1}(s) = -I_{in}(s) = -\left[\frac{g_{m01}}{1 + \tau_{c1}s} \right] V_{o1}(s) \quad (\text{ก.11})$$

และพิจารณาที่ออปแอมป์จะ ได้รับความสัมพันธ์ระหว่าง V_{i2} และ V_{o1} ดังนี้

$$V_{i2}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{o1}(s) \quad (\text{ก.12})$$

แทนสมการที่ (ก.11) ลงในสมการที่ (ก.12) จะได้

$$V_{i2}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] I_{in}(s) \quad (\text{ก.13})$$

พิจารณาที่โอทีเอตัวที่สองจะได้กระแสเอาท์พุทของวงจรเท่ากับนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out}(s) = \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] V_{i2}(s) \quad (ก.14)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.13) ลงในสมการที่ (ก.14) จะได้

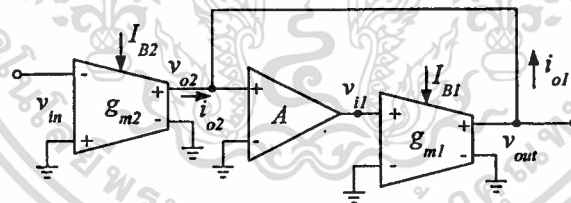
$$I_{out}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1 + \tau_{c1}s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] I_{in}(s) \quad (ก.15)$$

เมื่อกำหนดให้ $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ และ $\omega \ll \omega_{c1}$ และ $\omega \ll \omega_{c2}$ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร จึงมีค่าประมาณ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{s} A_{Go} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \quad (ก.16)$$

ก.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์คอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดแรงดัน

ก.2.1 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดแรงดัน



รูปที่ ก.3 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดแรงดัน

พิจารณาโอทีเอตัวที่สอง จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่าง I_{o2} และ V_{in}

$$I_{o2}(s) = - \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2}s} \right] V_{in}(s) \quad (ก.17)$$

เนื่องจากแรงดัน $v_{out} = v_{o2}$ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{ii}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{o2}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{out}(s) \quad (ก.18)$$

หรือ

$$V_{ii}(s) = -I_{o2}(s) \left[\frac{1 + \tau_{c1} s}{g_{m01}} \right] \quad (ก.19)$$

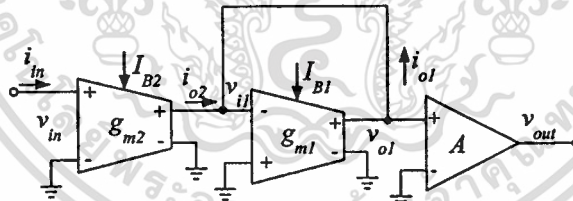
ดังนั้นจากสมการที่ (ก.17) ถึงสมการที่ (ก.19) จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(s) = \frac{s}{B} \left[\frac{1 + \tau_b s}{1} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2} s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1} s}{g_{m01}} \right] V_{in}(s) \quad (ก.20)$$

โดยทั่วไปตำแหน่งโพลภายในของ โอทีเอทั้งสองตัวมักจะมีค่าเท่ากันนั่นคือ $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ และในกรณีที่ $\omega \ll \omega_{c1}$ และ $\omega \ll \omega_{c2}$ ดังนั้นสมการที่ (ก.20) จึงประมาณได้เท่ากับ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s}{B} A_{Go} [1 + \tau_b s] \quad (ก.21)$$

ก.2.2 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดแรงดัน



รูปที่ ก.4 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดแรงดัน

พิจารณาที่โอทีเอตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง จะ ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{o2}(s) = -I_{o1}(s) = \left[\frac{g_{m01}}{1 + \tau_{c1} s} \right] V_{ii}(s) = \left[\frac{g_{m01}}{1 + \tau_{c1} s} \right] V_{oi}(s) \quad (ก.22)$$

และ

$$I_{o2}(s) = - \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2} s} \right] V_{in}(s) \quad (ก.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และที่ออปแอมป์แรงดันเอาต์พุทของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] V_{oi}(s) \quad (ก.24)$$

จากสมการที่ (ก.22) และ (ก.24) จะได้

$$V_{out}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2} s} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1} s}{g_{m01}} \right] V_{in}(s) \quad (ก.25)$$

หรือเมื่อประมาณว่า $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$ ในกรณีที่ $\omega \ll \omega_{c1}$ และ $\omega \ll \omega_{c2}$ ดังนั้นจากสมการที่ (ก.25) ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันจึงมีค่าเท่ากับ

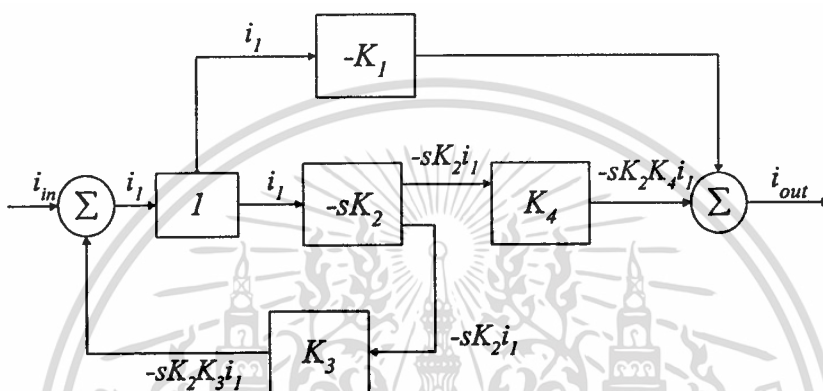
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{B}{s} A_{Go} \left[\frac{1}{1 + \tau_b s} \right] \quad (ก.26)$$

ภาคผนวก ข

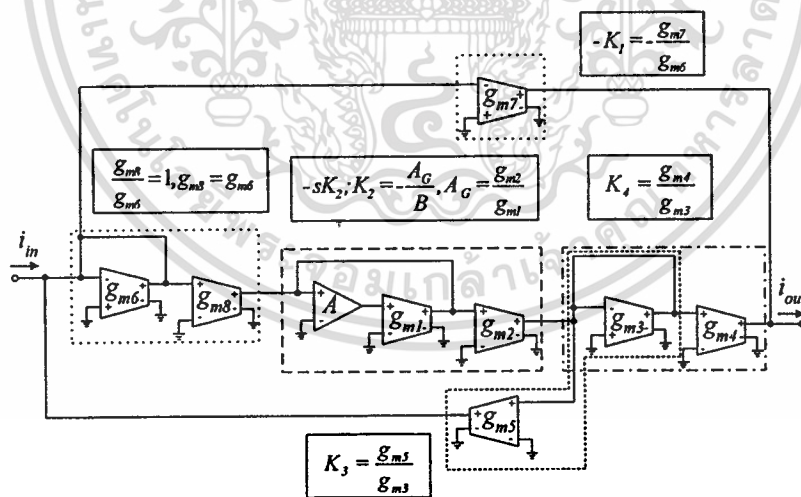
การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบแอกทีฟ

ข.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่โหมคระแส

ข.1.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมคระแสโดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ ข.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่ง



รูปที่ ข.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมคระแส

จากรูปที่ ข.1 ผลรวมกระแสที่จุดสัญญาณออกของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{out}(s) = -(sK_2K_4 + K_1)I_1(s) \tag{ข.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกระแสที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าเท่ากับ

$$I_{in}(s) = (1 + sK_2K_3)I_1(s) \quad (\text{ข.2})$$

จากสมการที่ (ข.1) และ (ข.2) ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของระบบมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{\left(s \frac{K_4}{K_3} + \frac{K_1}{K_2K_3} \right)}{s + \frac{1}{K_2K_3}} \quad (\text{ข.3})$$

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ ข.1 เมื่อนำวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่นำเสนอมาสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ ข.2 โดยกำหนดให้ $K_1 = g_{m7}/g_{m6}$, $K_2 = A_G/B = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_3 = g_{m5}/g_{m3}$ และ $K_4 = g_{m4}/g_{m3}$ ดังนั้นค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (Natural angular frequency, ω_0) ของวงจรในกรณีนี้จึงมีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{K_2K_3} = \frac{g_{m1}g_{m3}B}{g_{m2}g_{m5}} \quad (\text{ข.4})$$

เมื่อคำนึงถึงผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมคกระแสโดยจากสมการที่ (ก.10) ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{sK_2K_4(1 + \tau_b s) + K_1}{sK_2K_3(1 + \tau_b s) + 1} \quad (\text{ข.5})$$

หรือ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{\frac{s^2 K_4 \tau_b + s K_4 + K_1}{K_3}}{s^2 \tau_b + s + \frac{1}{K_2 K_3}} \quad (\text{ข.6})$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (ข.6) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\frac{sK_4}{K_3} + \left[\frac{K_1 - \omega^2 K_2 K_4 \tau_b}{K_2 K_3} \right]}{s + \left[\frac{1 - K_2 K_3 \omega^2 \tau_b}{K_2 K_3} \right]} \quad (ข.7)$$

ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติในกรณีที่เกิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ ω_{on} เท่ากับ

$$\omega_{on} = \left[\frac{1 - K_2 K_3 \omega_{on}^2 \tau_b}{K_2 K_3} \right] \quad (ข.8)$$

หรือ

$$\omega_{on} = \frac{-K_1 K_3 + \left[(K_2 K_3)^2 + 4K_2 K_3 \tau_b \right]^{1/2}}{2K_2 K_3 \tau_b} \quad (ข.9)$$

ซึ่งจะทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เชิงมุมธรรมชาติในกรณีที่เกิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ ω_{on} และ ω_0 ได้ดังนี้

$$\omega_{on} = \omega_0 \left[\frac{-K_1 K_3 + \left[(K_2 K_3)^2 + 4K_2 K_3 \tau_b \right]^{1/2}}{2\tau_b} \right] = \omega_0 \left[\frac{1}{1 + \frac{\delta\omega_0}{\omega_0}} \right] \quad (ข.10)$$

เมื่อ $\frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ คือค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (Percentage inaccuracy) ของความถี่เชิงมุมธรรมชาติจากสมการที่

(ข.10) จะได้ว่า

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_{on}} - 1 \quad (ข.11)$$

จากสมการที่ (ข.4) , (ข.9) และ (ข.11) จะได้สมการดังนี้

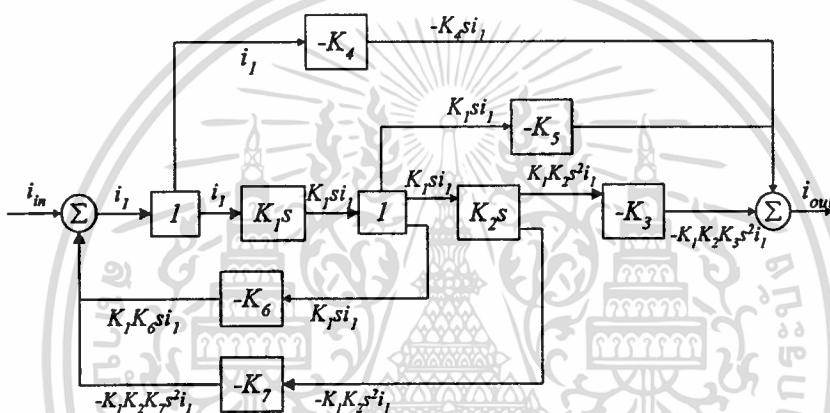
$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[(K_2 K_3)^2 + 4K_2 K_3 \tau_b \right]^{1/2}}{2K_2 K_3} - \frac{1}{2} \quad (ข.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

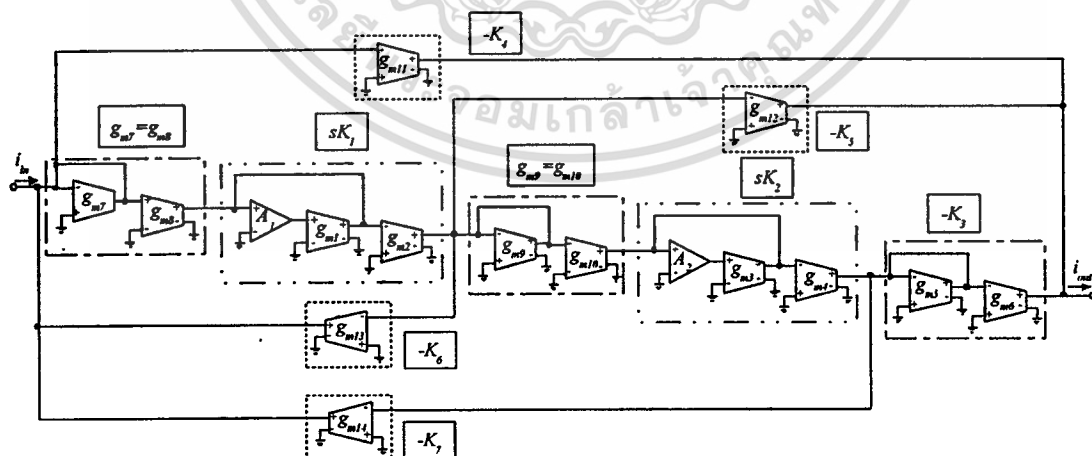
เมื่อแทนค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจรในรูปที่ ข.2 ทำให้สมการที่ (ข.12) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[\left(\frac{g_{m5}g_{m2}}{g_{m3}g_{m1}B} \right)^2 + 4 \frac{g_{m5}g_{m2}\tau_b}{g_{m3}g_{m1}B} \right]^{\frac{1}{2}}}{2 \frac{g_{m5}g_{m2}}{g_{m3}g_{m1}B}} \quad (ข.13)$$

ข.1.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดกระแสโดยใช้วงจรฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ ข.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ไบควอด



รูปที่ ข.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโหมดกระแส

จากรูปที่ ข.3 ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1(s) = \frac{I_{in}(s)}{1 + sK_1K_6 + s^2K_1K_2K_7} \quad (\text{ข.14})$$

และเช่นเดียวกันสมการกระแสที่จุดสัญญาณออกเขียนได้เป็น

$$I_{out}(s) = (K_4 + sK_1K_5 + s^2K_1K_2K_3)I_1(s) \quad (\text{ข.15})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.14) ลงในสมการที่ (ข.15) จะได้

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left[s^2 \frac{K_3}{K_7} + s \frac{K_5}{K_2K_7} + \frac{K_4}{K_1K_2K_7} \right]}{\left[s^2 + s \frac{K_6}{K_2K_7} + \frac{1}{K_1K_2K_7} \right]} \quad (\text{ข.16})$$

จากบล็อควงจรในรูปที่ ข.3 เมื่อนำวงจรถิพเพอเรนทีแอดอร์ที่นำเสนอมาสังเคราะห์เป็นวงจรถริงจะได้ ดังรูปที่ ข.4 โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้คือ $K_1 = A_{G1}/B_1 = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_2 = A_{G2}/B_2 = g_{m4}/g_{m3}B_2$, $K_3 = g_{m6}/g_{m5}$, $K_4 = g_{m11}/g_{m7}$, $K_5 = g_{m12}/g_{m9}$, $K_6 = g_{m13}/g_{m9}$, $K_7 = g_{m14}/g_{m5}$ ดังนั้นค่า ω_0 และตัวประกอบคุณภาพ (Q-factor, Q) ของวงจรมีค่าดังนี้

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{K_1K_2K_7} \right]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1}g_{m3}g_{m5}B_1B_2}{g_{m2}g_{m4}g_{m14}} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.17})$$

และ

$$Q = \frac{1}{K_6} \left[\frac{K_2K_7}{K_1} \right]^{1/2} = \frac{g_{m9}}{g_{m13}} \left[\frac{g_{m1}g_{m4}g_{m14}B_1}{g_{m2}g_{m3}g_{m5}B_2} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.18})$$

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรถิพเพอเรนทีแอดอร์จากสมการที่ (ก.10) ทำให้สมการที่ (ข.14) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{in}(s) = \left(1 + \frac{sK_1K_6}{1 - s\tau_{b1}} + s^2 \frac{K_1K_2K_7}{(1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})} \right) I_1(s) \quad (\text{ข.19})$$

และจากสมการที่ (ข.15) จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out}(s) = - \left(K_4 + \frac{sK_1K_5}{1-s\tau_{b1}} + s^2 \frac{K_1K_2K_3}{(1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})} \right) I_1(s) \quad (\text{ข.20})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข.19) และ (ข.20) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเท่ากับ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{s^2(K_1K_2K_3 - K_1K_5\tau_{b2} + K_4\tau_{b1}\tau_{b2}) + s(K_1K_5 - K_4\tau_{b1} - K_4\tau_{b2}) + K_4}{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})} \right)}{\left(s^2 \frac{s(K_1K_6 - \tau_{b1} - \tau_{b2})}{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})} + \frac{1}{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})} \right)} \quad (\text{ข.21})$$

ในกรณีนี้ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ (ω_{0n} และ Q_n) มีค่าดังนี้

$$\omega_{0n} = \left[\frac{1}{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.22})$$

$$Q_n = \frac{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})^{1/2}}{(K_1K_6 - \tau_{b1} + \tau_{b2})} \quad (\text{ข.23})$$

ค่า $\frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[\frac{1}{K_1K_2K_7} \right]^{1/2} - 1}{\left[\frac{1}{(K_1K_2K_7 - K_1K_6\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2})} \right]^{1/2} - 1} \quad (\text{ข.24})$$

หรือ

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m5}B_1B_2} - \frac{g_{m2}g_{m4}\tau_{b2} + \tau_{b1}\tau_{b2}}{g_{m1}g_{m3}B_1} \right]^{1/2} - 1}{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{g_{m1}g_{m3}g_{m5}B_1B_2} \right]^{1/2} - 1} \quad (\text{ข.25})$$

ในการทำงานเดียวกันจะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (Percentage inaccuracy) ของตัวประกอบคุณภาพ

$\left(\frac{\delta Q}{Q} \right)$ เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_n = \frac{Q}{\left(1 + \frac{\delta Q}{Q}\right)} \quad (\text{ข.26})$$

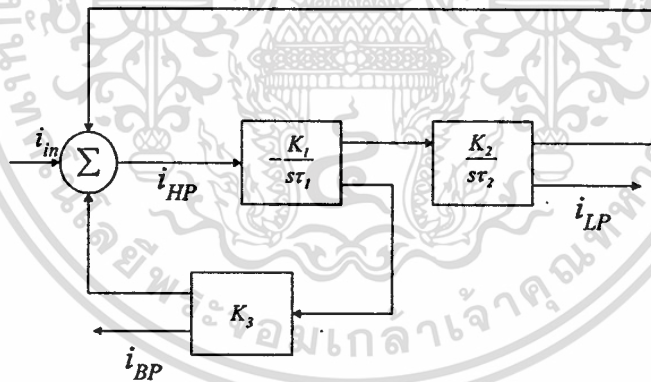
แทนค่าสมการที่ (ข.18) และ (ข.23) ลงในสมการที่ (ข.26) จะได้

$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{K_2 K_7}{K_6} \left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7} \right]^{1/2} \left[\frac{K_1 K_6 - \tau_{b1} + \tau_{b2}}{(K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2})^{1/2}} \right] - 1 \quad (\text{ข.27})$$

หรือ

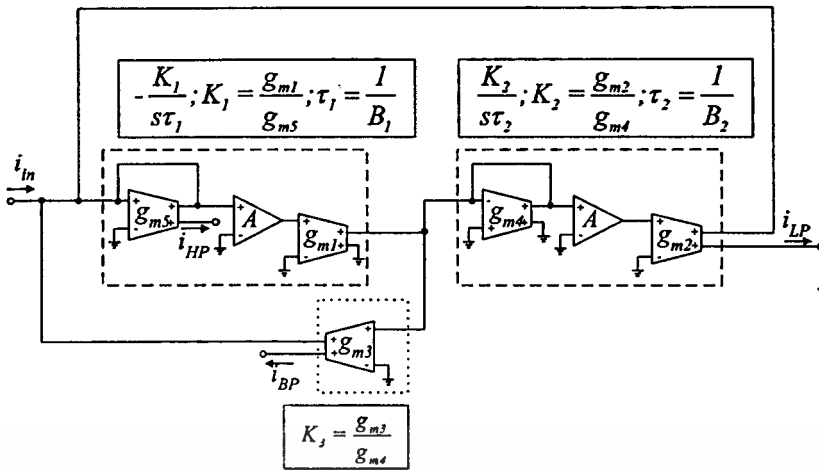
$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{g_{m9}}{g_{m13}} \left[\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m14}}{g_{m1} g_{m3} g_{m5} B_1 B_2} \right]^{1/2} \left(\frac{\frac{g_{m2} g_{m13} - \tau_{b1} + \tau_{b2}}{g_{m1} g_{m9} B_1}}{\left(\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m14}}{g_{m1} g_{m3} g_{m5} B_1 B_2} - \frac{g_{m2} g_{m13}}{g_{m1} g_{m9}} \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2} \right)^{1/2}} \right) - 1 \quad (\text{ข.28})$$

ข.1.3 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไปควอดโหมคระแสดโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ ข.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ไปควอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอดโคมคระแส

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ ข.5 ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{in}(s) = -I_{HP}(s) + I_{LP}(s) + I_{BP}(s) \tag{ข.29}$$

โดยที่

$$I_{BP}(s) = -\frac{K_1 K_3}{s\tau_1} I_{HP}(s) \tag{ข.30}$$

และ

$$I_{LP}(s) = -\frac{K_1 K_2}{s^2 \tau_1 \tau_2} I_{HP}(s) \tag{ข.31}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ข.30) , (ข.31) ลงในสมการที่ (ข.29) จะได้

$$T_{HP}(s) = -\left(\frac{s^2}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \tag{ข.32}$$

และแทนค่าสมการที่ (ข.32) ลงในสมการที่ (ข.30) และ (ข.31) จะได้เป็น

$$T_{BP}(s) = \left(\frac{s \frac{K_1 K_3}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \tag{ข.33}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$T_{LP}(s) = \left(\frac{\frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (\text{ข.34})$$

เมื่อแทนค่าอัตราขยาย $K_1 = g_{m1}/g_{m5}$, $K_2 = g_{m2}/g_{m4}$ และ $K_3 = g_{m3}/g_{m4}$ จากรูปที่ ข.6 สมการที่ (ข.32) ถึงสมการที่ (ข.34) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_{HP}(s) = - \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.35})$$

$$T_{BP}(s) = - \left(\frac{s \frac{g_{m1} g_{m3} B_1}{g_{m4} g_{m5}}}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.36})$$

และ

$$T_{LP}(s) = - \left(\frac{\frac{g_{m1} g_{m2} B_1 B_2}{g_{m4} g_{m5}}}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.37})$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} g_{m3} B_1}{g_{m4} g_{m5}} \right) + \left(\frac{g_{m1} g_{m2} B_1 B_2}{g_{m4} g_{m5}} \right)$$

ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรมีค่าดังนี้

$$\omega_0 = [K_1 K_2 \tau_1 \tau_2]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1} g_{m2} B_1 B_2}{g_{m4} g_{m5}} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.38})$$

$$Q = \frac{1}{K_3} \left(\frac{K_2 \tau_1}{K_1 \tau_2} \right)^{1/2} = \frac{1}{g_{m3}} \left(\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m5} B_2}{g_{m1} B_1} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.39})$$

กรณีคิดผลเนื่องจากโดมิแนนซ์โพลตัวที่สองของออปแอมป์ในสมการที่ (ก.16) ความสัมพันธ์ของกระแสจากสมการที่ (ข.29) ถึงสมการที่ (ข.31) เขียนใหม่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in}(s) = -I_{HP}(s) + I_{LP}(s) + I_{BP}(s) \quad (\text{ข.40})$$

$$I_{BP}(s) = -\frac{K_1 K_3 B_1}{s(1+s\tau_{b1})} I_{HP}(s) \cong -\frac{K_1 K_3 B_1 (1-s\tau_{b1})}{s} I_{HP}(s) \quad (\text{ข.41})$$

$$I_{LP}(s) = -\frac{K_1 K_2 B_1 B_2}{s^2(1+s\tau_{b1})(1+s\tau_{b2})} I_{HP}(s) \cong -\frac{K_1 K_2 B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} I_{HP}(s) \quad (\text{ข.42})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.41) และ (ข.42) ลงในสมการที่ (ข.40) จะได้เป็น

$$T_{HP}(s) = -\left(\frac{s^2}{D'(s)}\right) \quad (\text{ข.43})$$

เมื่อ $D'(s) = s^2 [1 + K_1 K_2 B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} - K_1 K_3 B_1 \tau_{b1}] + s [K_1 K_3 B_1 - K_1 K_2 B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})] + K_1 K_2 B_1 B_2$

แทนค่าสมการที่ (ข.43) ลงในสมการที่ (ข.41) และ (ข.42) จะได้

$$T_{BP}(s) = -\left(\frac{K_1 K_3 B_1 (1-s\tau_{b1})}{D'(s)}\right) \quad (\text{ข.44})$$

และ

$$T_{LP}(s) = -\left(\frac{K_1 K_2 B_1 B_2 [1 - s(\tau_{b1} + \tau_{b2}) + s^2 \tau_{b1} \tau_{b2}]}{D'(s)}\right) \quad (\text{ข.45})$$

ดังนั้นค่า ω_{0n} และ Q_n ในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{0n} = \left[\frac{K_1 K_2 B_1 B_2}{1 + K_1 B_1 \tau_{b1} (K_2 B_2 \tau_{b2} - K_3)} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.46})$$

$$Q_n = \left[\frac{1 + K_1 B_1 \tau_{b1} (K_2 B_2 \tau_{b2} - K_3)}{K_1 B_1 (K_3 - K_2 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}))} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.47})$$

จากสมการที่ (ข.38) และ (ข.46) ค่า $\frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

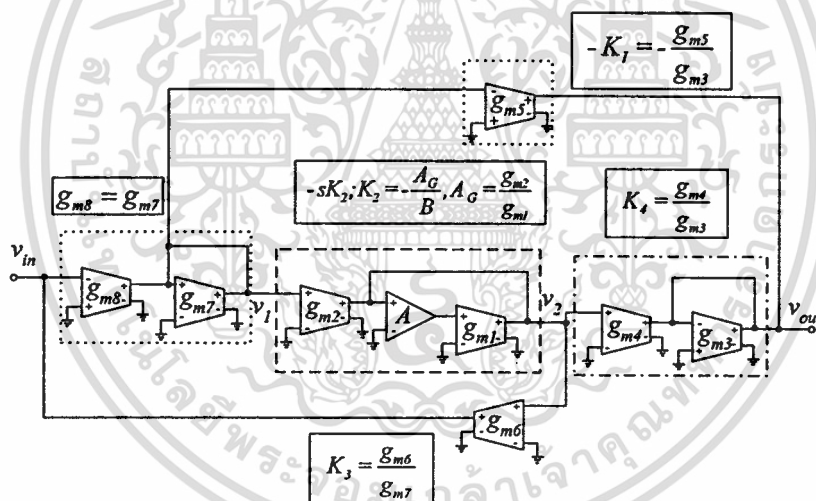
$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{[g_{m4}g_{m5} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})]^{1/2} - [g_{m4}g_{m5}]^{1/2}}{[g_{m4}g_{m5}]^{1/2}} \quad (ข.48)$$

และค่า $\frac{\delta Q}{Q}$ จะได้เท่ากับ

$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{\left[1 - \frac{g_{m2}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m3}}\right] - \left[\frac{1 + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})}{g_{m4}g_{m5}}\right]^{1/2}}{\left[\frac{1 + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m2}B_2\tau_{b2} - g_{m3})}{g_{m4}g_{m5}}\right]^{1/2}} \quad (ข.49)$$

ข.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่โหมดแรงดัน

ข.2.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเอออร์



รูปที่ ข.7 วงจรกรองสัญญาณความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดัน

จากรูปที่ ข.7 สมการที่จุดสัญญาณออกของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(s) = -(sK_2K_4 + K_1)V_1(s) \quad (ข.50)$$

และที่จุดสัญญาณเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{in}(s) = (1 + sK_2K_3)V_1(s) \quad (ข.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.50) และ (ข.51) ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของระบบเท่ากับ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \left(\frac{s \frac{K_4 + K_1}{K_3} + \frac{K_1}{K_2 K_3}}{s + \frac{1}{K_2 K_3}} \right) \quad (\text{ข.52})$$

เมื่อนำวงจรคิพเฟอร์นทือเตอร์ที่นำเสนอมาสร้างให้เป็นวงจรจริงโดยกำหนดให้ $K_1 = g_{m5}/g_{m3}$, $K_2 = A_G/B = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_3 = g_{m6}/g_{m7}$ และ $K_4 = g_{m4}/g_{m3}$ ดังนั้นค่า ω_o ในกรณีนี้จึงมีค่าเป็น

$$\omega_o = \frac{1}{K_2 K_3} = \frac{g_{m1} g_{m7} B}{g_{m2} g_{m6}} \quad (\text{ข.53})$$

ในกรณีที่คิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรคิพเฟอร์นทือเตอร์โหมคแรงดันจากสมการที่ (ก.10) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{s K_2 K_4 (1 + \tau_b s) + K_1}{s K_2 K_3 (1 + \tau_b s) + 1} \quad (\text{ข.54})$$

หรือ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\frac{s^2 K_4 \tau_b}{K_3} + \frac{s K_4}{K_3} + \frac{K_1}{K_2 K_3}}{s^2 \tau_b + s + \frac{1}{K_2 K_3}} \quad (\text{ข.55})$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (ข.55) จะได้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\frac{s K_4}{K_3} + \left[\frac{K_1 - \omega^2 K_2 K_4 \tau_b}{K_2 K_3} \right]}{s + \left[\frac{1 - K_2 K_3 \omega^2 \tau_b}{K_2 K_3} \right]} \quad (\text{ข.56})$$

จากสมการที่ (ข.56) ค่า ω_{on} เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{0n} = \left[\frac{1 - K_2 K_3 \omega_{0n}^2 \tau_b}{K_2 K_3} \right] \quad (\text{ข.57})$$

หรือ

$$\omega_{0n} = \frac{-K_1 K_3 + \sqrt{(K_2 K_3)^2 + 4K_2 K_3 \tau_b}}{2K_2 K_3 \tau_b} \quad (\text{ข.58})$$

จากสมการที่ (ข.53) และ (ข.58) ค่า $\frac{\delta\omega_o}{\omega_o}$ มีค่าดังนี้

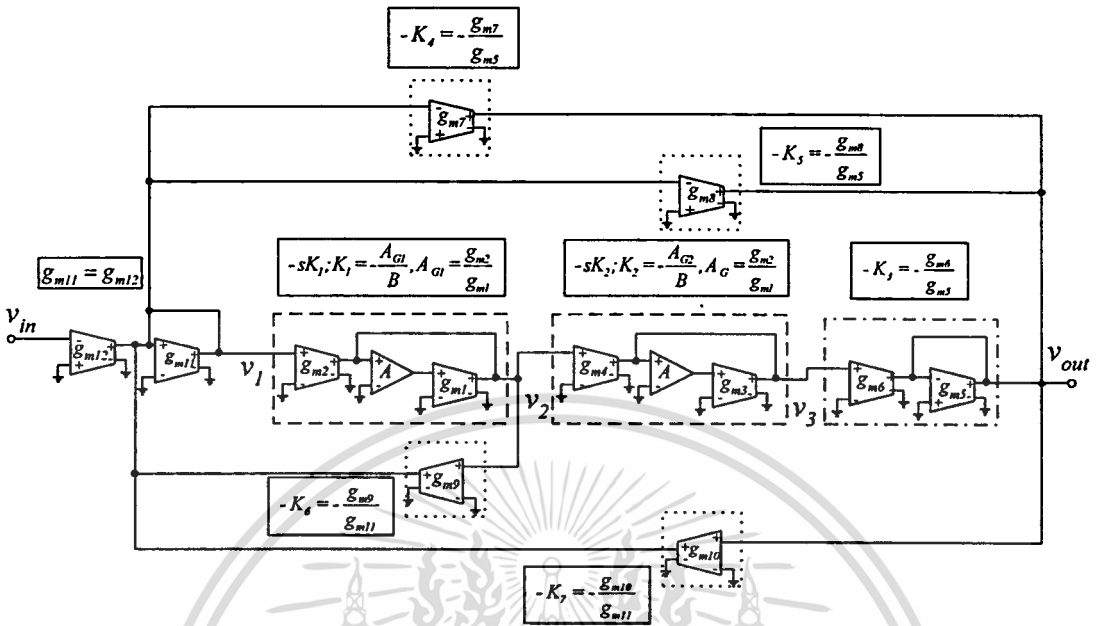
$$\frac{\delta\omega_o}{\omega_o} = \frac{\left[(K_2 K_3)^2 + 4K_2 K_3 \tau_b \right]^{1/2}}{2K_2 K_3} \cdot \frac{1}{2} \quad (\text{ข.59})$$

หรือ

$$\frac{\delta\omega_o}{\omega_o} = \frac{\left[\left(\frac{g_{m2} g_{m6}}{g_{m1} g_{m7} B} \right)^2 + 4 \frac{g_{m2} g_{m6} \tau_b}{g_{m1} g_{m7} B} \right]^{1/2}}{2 \frac{g_{m2} g_{m6}}{g_{m1} g_{m7} B}} \cdot \frac{1}{2} \quad (\text{ข.60})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอด โหมดแรงดันโดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ ข.8 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไบควอด โหมดแรงดัน

จากรูปที่ ข.8 ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_1(s) = \frac{V_{in}(s)}{1 + sK_1K_6 + s^2K_1K_2K_7} \tag{ข.61}$$

และเช่นเดียวกันผลรวมแรงดันที่จุดสัญญาณออกเขียนได้เป็น

$$V_{out}(s) = (K_4 + sK_1K_5 + s^2K_1K_2K_3) V_1(s) \tag{ข.62}$$

แทนค่าสมการที่ (ข.61) ลงใน (ข.62) จะได้

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \left[\frac{s^2 \frac{K_3}{K_7} + s \frac{K_5}{K_2K_7} + \frac{K_4}{K_1K_2K_7}}{s^2 + s \frac{K_6}{K_2K_7} + \frac{1}{K_1K_2K_7}} \right] \tag{ข.63}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำวงจรไฟฟ้าเฟอเรนทือเตอร์ที่นำเสนอมาสร้างให้เป็นวงจรจริงจะได้ดังรูปที่ ข.8 โดยมีค่าความสัมพัทธ์ดังนี้คือ $K_1 = A_{G1}/B_1 = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_2 = A_{G2}/B_2 = g_{m4}/g_{m3}B_2$, $K_3 = g_{m6}/g_{m5}$, $K_4 = g_{m7}/g_{m5}$, $K_5 = g_{m8}/g_{m5}$, $K_6 = g_{m9}/g_{m11}$, $K_7 = g_{m10}/g_{m11}$

ค่า ω_0 และ Q-factor ของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7} \right]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4} g_{m10}} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.64})$$

และ

$$Q = \frac{1}{K_6} \left[\frac{K_2 K_7}{K_1} \right]^{1/2} = \frac{g_{m11}}{g_{m9}} \left[\frac{g_{m1} g_{m4} g_{m10} B_1}{g_{m2} g_{m3} g_{m11} B_2} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.65})$$

เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรจากสมการที่ (ก.10) และรูปที่ ข.8 สามารถเขียนสมการแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าได้ดังนี้

$$V_{in}(s) = \left(1 + \frac{sK_1 K_6}{1 - s\tau_{b1}} + s^2 \frac{K_7 K_2 K_7}{(1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})} \right) V_1(s) \quad (\text{ข.66})$$

และเมื่อคิดที่จุดสัญญาณออกจะได้ว่า

$$V_{out}(s) = - \left(K_4 + \frac{sK_1 K_5}{1 - s\tau_{b1}} + s^2 \frac{K_1 K_2 K_3}{(1 - s\tau_{b1})(1 - s\tau_{b2})} \right) V_1(s) \quad (\text{ข.67})$$

จากสมการที่ (ข.66) และ (ข.67) จะได้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\left(\frac{s^2(K_1 K_2 K_3 - K_1 K_5 \tau_{b2} + K_4 \tau_{b1} \tau_{b2}) + s(K_1 K_5 - K_4 \tau_{b1} - K_4 \tau_{b2}) + K_4}{(K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2})} \right)}{\left(s^2 \frac{s(K_1 K_6 - \tau_{b1} - \tau_{b2})}{(K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2})} + \frac{1}{(K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2})} \right)} \quad (\text{ข.68})$$

ในกรณีนี้ค่า ω_{0n} และ Q_n มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{0n} = \left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2}} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.69})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_n = \frac{[K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2}]^{1/2}}{K_1 K_6 - \tau_{b1} - \tau_{b2}} \quad (\text{ข.70})$$

และค่า $\frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ เท่ากับ

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7} \right]^{1/2}}{\left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2}} \right]^{1/2}} - 1 \quad (\text{ข.71})$$

หรือ

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\left[\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} - \frac{g_{m2} g_{m9} \tau_{b2}}{g_{m1} g_{m11} B_1} + \tau_{b1} \tau_{b2} \right]^{1/2}}{\left[\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} \right]^{1/2}} - 1 \quad (\text{ข.72})$$

และค่า $\frac{\delta Q}{Q}$ เท่ากับ

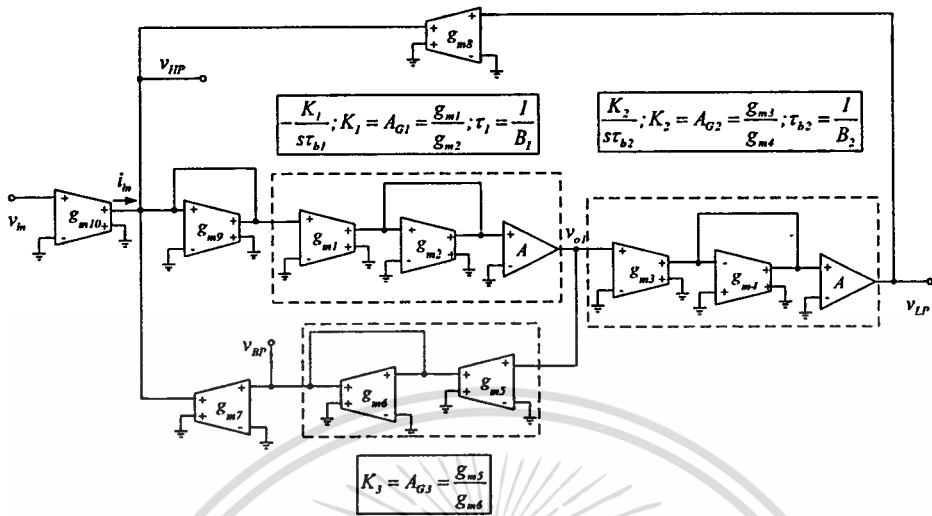
$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{K_2 K_7}{K_6} \left[\frac{1}{K_1 K_2 K_7} \right]^{1/2} \frac{(K_1 K_6 - \tau_{b1} - \tau_{b2})}{(K_1 K_2 K_7 - K_1 K_6 \tau_{b2} + \tau_{b1} \tau_{b2})^{1/2}} - 1 \quad (\text{ข.73})$$

หรือ

$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{g_{m11}}{g_{m9}} \left[\frac{g_{m1} g_{m4} g_{m10} B_1}{g_{m2} g_{m3} g_{m11} B_2} \right]^{1/2} \left(\frac{\frac{g_{m2} g_{m9}}{g_{m1} g_{m11} B_1} - \tau_{b1} - \tau_{b2}}{\frac{g_{m2} g_{m4} g_{m10}}{g_{m1} g_{m3} g_{m11} B_1 B_2} - \frac{g_{m2} g_{m9}}{g_{m1} g_{m11} B_1} + \tau_{b1} \tau_{b2}}} \right)^{1/2} - 1 \quad (\text{ข.74})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2.3 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไปควอด โหมดแรงดันโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ ข.9 วงจรกรองสัญญาณความถี่ไปควอด โหมดแรงดัน

จากรูปที่ ข.9 ผลรวมแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_{HP}(s) = V_{in}(s) + V_{LP}(s) + V_{BP}(s) \tag{ข.75}$$

$$V_{BP}(s) = -\frac{K_1 K_3}{s\tau_1} V_{HP}(s) \tag{ข.76}$$

และ

$$V_{LP}(s) = -\frac{K_1 K_2}{s^2 \tau_1 \tau_2} V_{HP}(s) \tag{ข.77}$$

แทนค่าสมการที่ (ข.76) และ (ข.77) ลงในสมการที่ (ข.75) จะได้

$$T_{HP}(s) = \left(\frac{s^2}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \tag{ข.78}$$

และแทนค่าสมการที่ (ข.78) ลงในสมการที่ (ข.76) และ (ข.77) จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{BP}(s) = - \left(\frac{s \frac{K_1 K_3}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (\text{ข.79})$$

และ

$$T_{LP}(s) = - \left(\frac{\frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + s \frac{K_1 K_3}{\tau_1} + \frac{K_1 K_2}{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad (\text{ข.80})$$

โดยที่ $K_1 = g_{m1}/g_{m2}$, $K_2 = g_{m3}/g_{m4}$ และ $K_3 = g_{m5}/g_{m6}$ ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรในกรณีนี้คือ

$$T_{HP}(s) = \left(\frac{s^2}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.81})$$

$$T_{BP}(s) = - \left(\frac{s \frac{g_{m1} g_{m3} B_1}{g_{m2} g_{m4}}}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.82})$$

และ

$$T_{LP}(s) = - \left(\frac{\frac{g_{m1} g_{m2} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4}}}{D(s)} \right) \quad (\text{ข.83})$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{g_{m1} g_{m5} B_1}{g_{m2} g_{m6}} \right) + \left(\frac{g_{m1} g_{m3} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4}} \right)$$

จะได้ค่า ω_0 และ Q-factor เท่ากับ

$$\omega_0 = [K_1 K_2 \tau_1 \tau_2]^{1/2} = \left[\frac{g_{m1} g_{m3} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4}} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.84})$$

$$Q = \frac{1}{K_3} \left(\frac{K_2 \tau_1}{K_1 \tau_2} \right)^{1/2} = \frac{g_{m6}}{g_{m5}} \left(\frac{g_{m2} g_{m3} B_2}{g_{m1} g_{m4} B_1} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.85})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีคิดผลเนื่องจากโดมิแนนซ์โพลคู่ที่สองของออปแอมป์ จากสมการที่ (ก.16) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสจากสมการที่ (ข.81) ถึงสมการที่ (ข.83) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{HP}(s) = V_{in}(s) + V_{LP}(s) + V_{BP}(s) \quad (\text{ข.86})$$

$$V_{BP}(s) = -\frac{K_1 K_3 B_1}{s(1+s\tau_{b1})} V_{HP}(s) \cong -\frac{K_1 K_3 B_1 (1-s\tau_{b1})}{s} V_{HP}(s) \quad (\text{ข.87})$$

$$V_{LP}(s) = -\frac{K_1 K_2 B_1 B_2}{s^2(1+s\tau_{b1})(1+s\tau_{b2})} V_{HP}(s) \cong -\frac{K_1 K_2 B_1 B_2 (1-s\tau_{b1})(1-s\tau_{b2})}{s^2} V_{HP}(s) \quad (\text{ข.88})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.87) และ (ข.88) ลงในสมการที่ (ข.86) จะได้เป็น

$$T_{HP}(s) = \left(\frac{s^2}{D'(s)} \right) \quad (\text{ข.89})$$

เมื่อ $D'(s) = s^2 [1 + K_1 K_2 B_1 B_2 \tau_{b1} \tau_{b2} - K_1 K_3 B_1 \tau_{b1}] + s [K_1 K_3 B_1 - K_1 K_2 B_1 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2})] + K_1 K_2 B_1 B_2$

แทนค่าสมการที่ (ข.89) ลงในสมการที่ (ข.87) และ (ข.88) จะได้

$$T_{BP}(s) = -\left(\frac{K_1 K_3 B_1 (1-s\tau_{b1})}{D'(s)} \right) \quad (\text{ข.90})$$

$$T_{LP}(s) = -\left(\frac{K_1 K_2 B_1 B_2 [1 - s(\tau_{b1} + \tau_{b2}) + s^2 \tau_{b1} \tau_{b2}]}{D'(s)} \right) \quad (\text{ข.91})$$

ค่า ω_{0n} และ Q_n ในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{0n} = \left[\frac{K_1 K_2 B_1 B_2}{1 + K_1 B_1 \tau_{b1} (K_2 B_2 \tau_{b2} - K_3)} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.92})$$

$$Q_n = \left[\frac{1 + K_1 B_1 \tau_{b1} (K_2 B_2 \tau_{b2} - K_3)}{K_1 B_1 (K_3 - K_2 B_2 (\tau_{b1} + \tau_{b2}))} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.93})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.83) และ (ข.92) ค่า $\frac{\delta\omega_0}{\omega_0}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{[g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})]^{1/2} - [g_{m2}g_{m4}g_{m6}]^{1/2}}{[g_{m2}g_{m4}g_{m6}]^{1/2}} \quad (\text{ข.94})$$

และค่า $\frac{\delta Q}{Q}$ จะได้เท่ากับ

$$\frac{\delta Q}{Q} = \frac{\left[g_{m4} - \frac{g_{m3}g_{m6}B_2(\tau_{b1} + \tau_{b2})}{g_{m5}} \right] - \left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})}{g_{m2}g_{m6}} \right]^{1/2}}{\left[\frac{g_{m2}g_{m4}g_{m6} + g_{m1}B_1\tau_{b1}(g_{m3}g_{m6}B_2\tau_{b2} - g_{m4}g_{m5})}{g_{m2}g_{m6}} \right]^{1/2}} \quad (\text{ข.95})$$

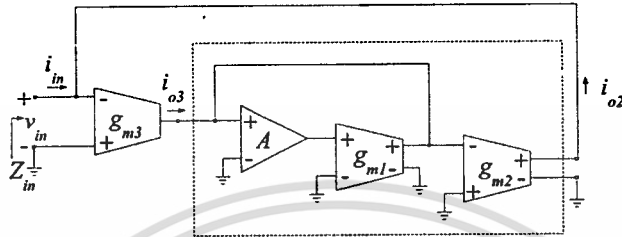


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

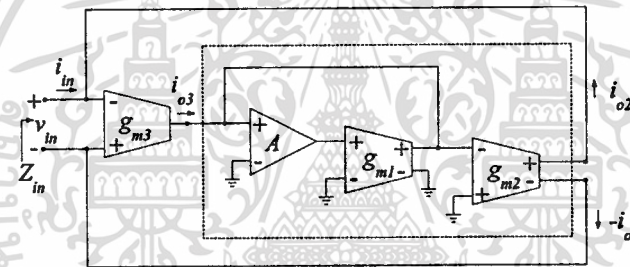
ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์ห่อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า

ค.1 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าโดยใช้วงจรคิฟเฟอร์นทีเอเตอร์



รูปที่ ค.1 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์



รูปที่ ค.2 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

จากรูปที่ ค.1 เมื่อพิจารณาที่โหนดที่สาม ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{o3}(s) = - \left[\frac{g_{m03}}{1 + \tau_{c3}s} \right] V_{in}(s) \quad (\text{ค.1})$$

เมื่อคิดผลของกระแสเนื่องจากวงจรคิฟเฟอร์นทีเอเตอร์สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{o3} และ I_{o2} เป็น

$$I_{o2}(s) = \frac{s}{B} A_{G0} [1 + \tau_b s] I_{o3}(s) = -I_{in}(s) \quad (\text{ค.2})$$

หรือ

$$I_{o3}(s) = - \frac{B}{s A_{G0}} \left[\frac{1 + \tau_{c2}s}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c1}s)} \right] I_{in}(s) \quad (\text{ค.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ค.3) ลงในสมการที่ (ค.1) จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรในรูปที่ ค.1 ดังนี้คือ

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B}{A_{G0}g_{m03}s} \left[\frac{1 + \tau_{e3}s}{1 + \tau_b s} \right] \quad (\text{ค.4})$$

จากสมการที่ (ค.4) จะเห็นได้ว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจร (input impedance) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{B}{g_{m3}A_G} \right] \quad (\text{ค.5})$$

และค่าความจุไฟฟ้าสมมูล (equivalent capacitance, C_{eq}) ที่เขียนแบบได้มีค่าเท่ากับ

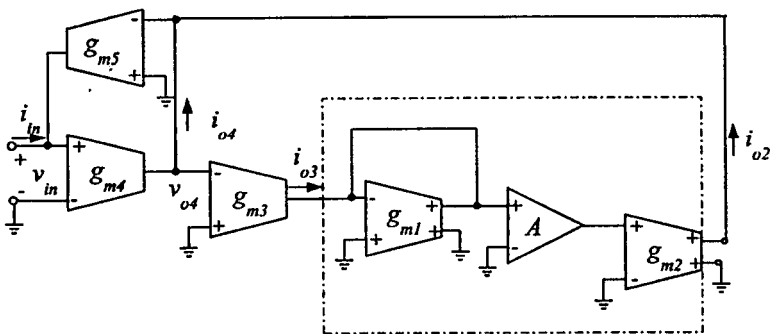
$$C_{eq} = \left[\frac{g_{m3}A_G}{B} \right] \quad (\text{ค.6})$$

ในการทำงานเดียวกันเมื่อพิจารณารูปที่ ค.2 จะเห็นว่าที่ส่วนเอาต์พุตของโอทีเอตัวที่สองมีค่ากระแสตั้งสมการ

$$-I_{o2}(s) = -\frac{s}{B} [1 + \tau_b s] A_{G0} I_{o3}(s) = I_{in}(s) \quad (\text{ค.7})$$

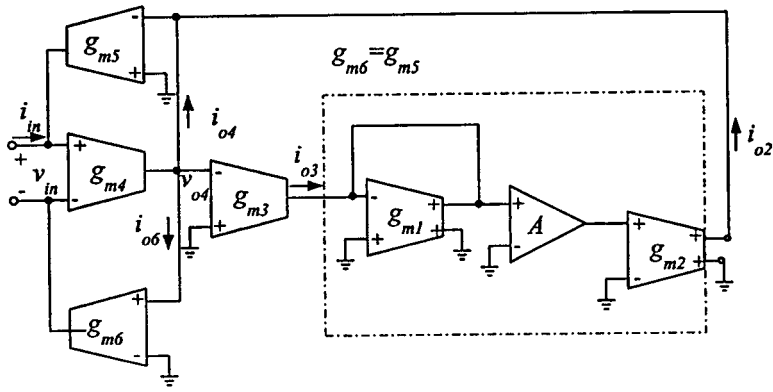
จากสมการที่ (ค.4) จะเห็นว่า จะเกิดกระแสที่ไหลออกจากวงจรเขียนแบบตัวเก็บประจุที่อินพุทบวกของโอทีเอตัวที่สามซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทลบ

ค.2 วงจรเขียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ ค.3 วงจรเขียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบเทียบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.4 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

จากรูปที่ ค.3 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีเอตัวที่สี่จะได้สมการดังนี้

$$I_{o4}(s) = - \left[\frac{g_{m04}}{1 + \tau_{c4}s} \right] V_{in}(s) \quad (\text{ค.8})$$

และเมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีเอตัวที่สามจะได้สมการดังนี้

$$I_{o3}(s) = - \left[\frac{g_{m03}}{1 + \tau_{c3}s} \right] V_{o4}(s) \quad (\text{ค.9})$$

และเมื่อคิดผลของกระแสเนื่องจากวงจรอินทิเกรเตอร์จะสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{o3} และ I_{o2} ได้ดังสมการ

$$I_{o2}(s) = \frac{B}{s} \left[\frac{A_{G0}}{1 + \tau_b s} \right] I_{o3}(s) = -I_{o4}(s) \quad (\text{ค.10})$$

เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีเอตัวที่ห้าจะได้สมการดังนี้

$$I_{o5}(s) = - \left[\frac{g_{m05}}{1 + \tau_{c5}s} \right] V_{o4}(s) = -I_{in}(s) \quad (\text{ค.11})$$

จากสมการที่ (ค.8) และสมการที่ (ค.10) สามารถเขียนใหม่ได้

$$V_{in}(s) = - \frac{B A_{G0} [1 + \tau_{c1}s] [1 + \tau_{c4}s]}{s g_{m04} [1 + \tau_{c2}s] [1 + \tau_b s]} V_{o4}(s) \quad (\text{ค.12})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ค.12) ลงในสมการที่ (ค.11) จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรในรูปที่ ค.1.1 ได้

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{BA_{G0}g_{m03}}{sg_{m04}g_{m05}} \left[\frac{(1+\tau_{c1}s)(1+\tau_{c4}s)(1+\tau_{c5}s)}{(1+\tau_{b1}s)(1+\tau_{c2}s)(1+\tau_{c3}s)} \right] \quad (\text{ค.13})$$

จากสมการที่ (ค.12) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าดังนี้

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{BA_G g_{m3}}{g_{m4} g_{m5}} \right] \quad (\text{ค.14})$$

และค่าความจุไฟฟ้าสมมูลที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$C_{eq} = \left[\frac{g_{m4} g_{m5}}{BA_G g_{m3}} \right] \quad (\text{ค.15})$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณารูปที่ ค.2 จะเห็นว่าที่ส่วนเอาต์พุทของโอทีเอตัวที่หกมีค่ากระแสดังสมการ

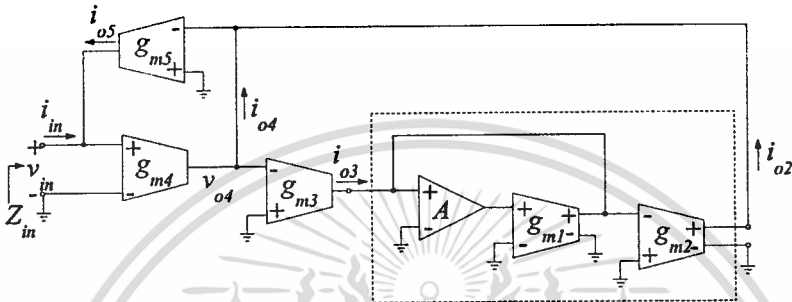
$$-I_{o6}(s) = I_{o5}(s) = -I_{in}(s) \quad (\text{ค.16})$$

ซึ่งจะเห็นว่าจะเกิดกระแสที่ไหลออกจากวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุที่อินพุทลบของโอทีเอตัวที่สี่มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทบวก

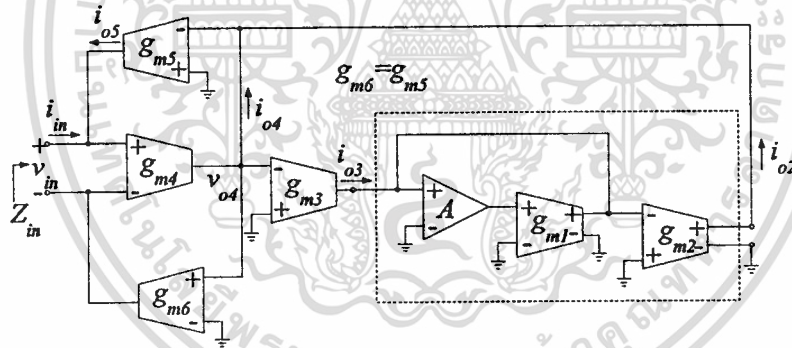
ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ

ง.1 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ ง.1 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์



รูปที่ ง.2 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

จากรูปที่ ง.1 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีแอด์วที่สี่จะ ได้สมการดังนี้

$$I_{o4}(s) = - \left[\frac{g_{m04}}{1 + \tau_{c4}s} \right] V_{in}(s) \tag{ง.1}$$

และเมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีแอด์วที่สามจะ ได้สมการดังนี้

$$I_{o3}(s) = - \left[\frac{g_{m03}}{1 + \tau_{c3}s} \right] V_{o4}(s) \tag{ง.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในชั้นเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อคิดผลของกระแสเนื่องจากวงจรคิฟเฟอร์นทีเอเตอร์จะสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{o3} และ I_{o2} ได้ดังสมการ

$$I_{o2}(s) = \frac{s}{B} \left[\frac{A_{G0}}{1 + \tau_b s} \right] I_{o3}(s) = -I_{o4}(s) \quad (จ.3)$$

เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุทของโอทีเอตัวที่ห้าจะ ได้สมการดังนี้

$$I_{o5}(s) = - \left[\frac{g_{m05}}{1 + \tau_{c5} s} \right] V_{o4}(s) = -I_{in}(s) \quad (จ.4)$$

จากสมการที่ (จ.2) และสมการที่ (จ.4) สามารถเขียนใหม่ได้

$$V_{in}(s) = - \frac{s A_{G0} [1 + \tau_{c1} s] [1 + \tau_{c4} s]}{B g_{m04} [1 + \tau_{c2} s] [1 + \tau_b s]} V_{o4}(s) \quad (จ.5)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (จ.5) ลงในสมการที่ (จ.4) จะ ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรในรูปที่จ.1 ได้

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s A_{G0} g_{m03}}{B g_{m04} g_{m05}} \left[\frac{(1 + \tau_{c1} s)(1 + \tau_{c4} s)(1 + \tau_{c5} s)}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c2} s)(1 + \tau_{c3} s)} \right] \quad (จ.6)$$

จากสมการที่ (จ.6) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าดังนี้

$$Z_{in}(s) = s \left[\frac{A_G g_{m3}}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \quad (จ.7)$$

และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (equivalent inductance, L_{eq}) ที่เขียนแบบได้มีค่าเท่ากับ

$$L_{eq} = \left[\frac{A_G g_{m3}}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \quad (จ.8)$$

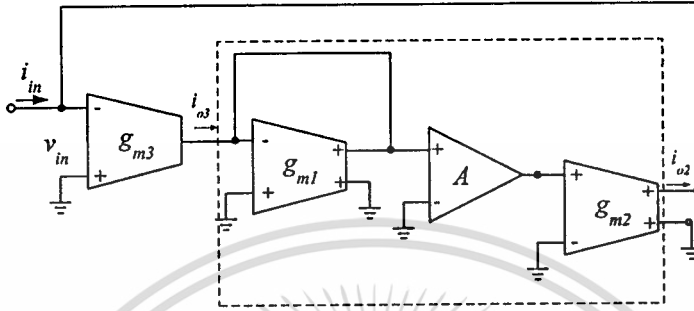
ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณารูปที่ จ.2 จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุทของ โอทีเอตัวที่หกมีค่าเท่ากับ

$$-I_{o6}(s) = I_{o5}(s) = -I_{in}(s) \quad (จ.9)$$

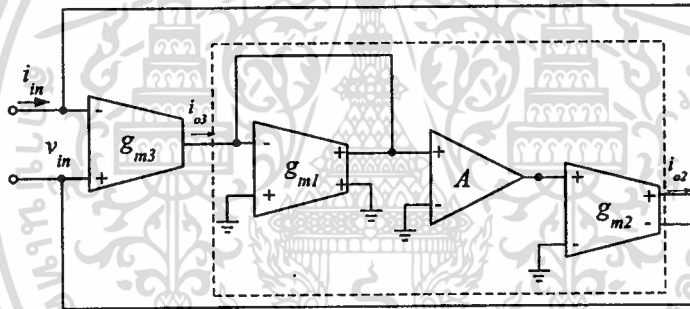
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นว่า จะเกิดกระแสที่ไหลออกจากวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุที่อินพุตของ โอทีเอตัวที่สี่มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่อินพุตบวก

ง.2 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ ง.3 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์



รูปที่ ง.4 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

จากรูปที่ ง.3 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของ โอทีเอตัวที่สามจะได้สมการดังนี้

$$I_{o3}(s) = - \left[\frac{g_{m03}}{1 + \tau_{c3}s} \right] V_{in}(s) \tag{ง.10}$$

และเมื่อคิดผลของกระแสเนื่องจากวงจรอินทิเกรเตอร์จะสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{o3} และ I_{o2} ดังนี้

$$I_{o2}(s) = \frac{B}{s} A_{Go} [1 + \tau_b s] I_{o3}(s) = -I_{in}(s) \tag{ง.11}$$

หรือ

$$I_{o3}(s) = -\frac{s}{BA_{Go}} \left[\frac{1 + \tau_{c2}s}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c1}s)} \right] I_{in}(s) \quad (ง.12)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ง.12) ลงในสมการที่ (ง.10) จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรในรูปที่ ง.3 ได้เป็น

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{BA_{Go}g_{m03}} \left[\frac{(1 + \tau_{c3}s)(1 + \tau_{c2}s)}{(1 + \tau_b s)(1 + \tau_{c1}s)} \right] \quad (ง.13)$$

จากสมการที่ (ง.13) จะเห็นได้ว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรเท่ากับ

$$Z_{in}(s) = s \left[\frac{I}{Bg_{m3}A_G} \right] \quad (ง.14)$$

และค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าสมมูลที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$L_{eq} = \left[\frac{I}{g_{m3}A_GB} \right] \quad (ง.15)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณารูปที่ ง.4 จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุตของ โอทีเอตัวที่สองมีค่าดังนี้

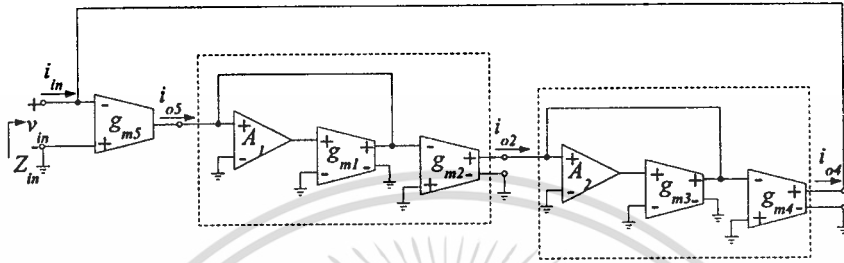
$$-I_{o2}(s) = -\frac{s}{B} [1 + \tau_b s] A_{Go} I_{o3}(s) = I_{in}(s) \quad (ง.16)$$

จากสมการที่ (ง.16) จะเห็นว่า จะเกิดกระแสที่ไหลออกจากวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำที่อินพุทบวกของ โอทีเอตัวที่สามซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทลบ

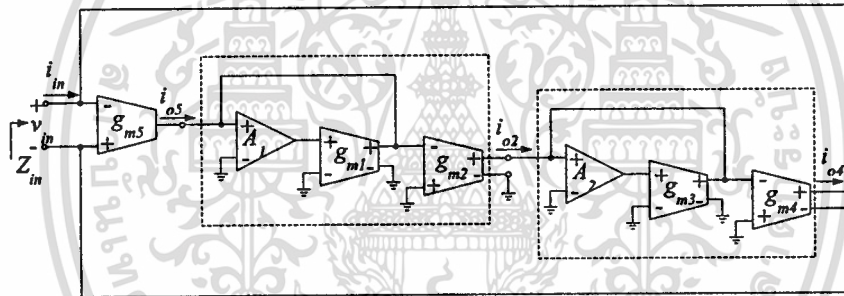
ภาคผนวก จ

การวิเคราะห์ห่อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจร FDNRs

จ.1 วงจรเลียนแบบวงจร FDNRs โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ จ.1 วงจรเลียนแบบวงจร FDNR แบบเทียบกราวด์



รูปที่ จ.2 วงจรเลียนแบบวงจร FDNR แบบลอยตัว

จากรูปที่ จ.1 เมื่อพิจารณากระแสที่เอาต์พุตของโอทีแอด์ที่ห่าจะได้เป็น

$$I_{os}(s) = - \left[\frac{g_{m0s}}{1 + \tau_{cs}s} \right] V_{in}(s) \tag{จ.1}$$

และเมื่อพิจารณาที่กระแสเอาต์พุตของโอทีแอด์ที่สองและตัวที่สี่เนื่องจากวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ได้ดังนี้คือ

$$I_{o2}(s) = \frac{s}{B_1} \left[\frac{A_{G01}}{1 + \tau_{b1}s} \right] I_{os}(s) \tag{จ.2}$$

$$I_{o4}(s) = \frac{s}{B_2} \left[\frac{A_{G02}}{1 + \tau_{b2}s} \right] I_{o2}(s) = -I_{in}(s) \quad (จ.3)$$

จากสมการที่ (จ.1) ถึงสมการที่ (จ.3) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและกระแสอินพุทของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B_1 B_2}{s^2} \left[\frac{1 + \tau_{c5}s}{g_{m05}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{b1}s}{A_{G01}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{b2}s}{A_{G02}} \right] \quad (จ.4)$$

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s^2} \left[\frac{B_1 B_2}{g_{m5} A_{G1} A_{G2}} \right] \quad (จ.5)$$

และองค์ประกอบ D (D-element) มีค่าเท่ากับ

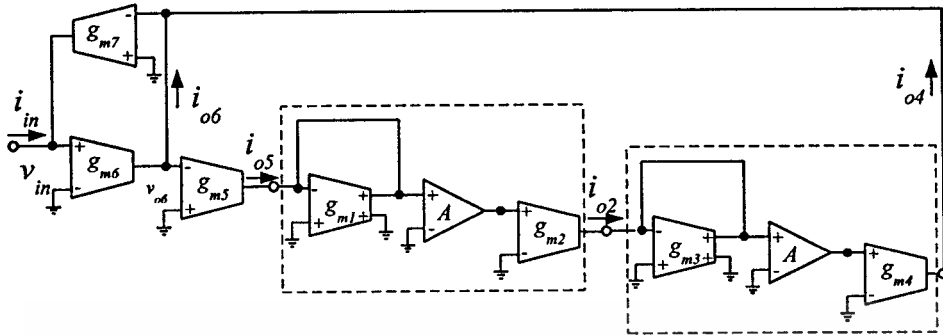
$$D = \left[\frac{g_{m5} A_{G1} A_{G2}}{B_1 B_2} \right] \quad (จ.6)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณารูปที่ จ.2 จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุทของโอทีเอตัวที่สองมีค่าเป็น

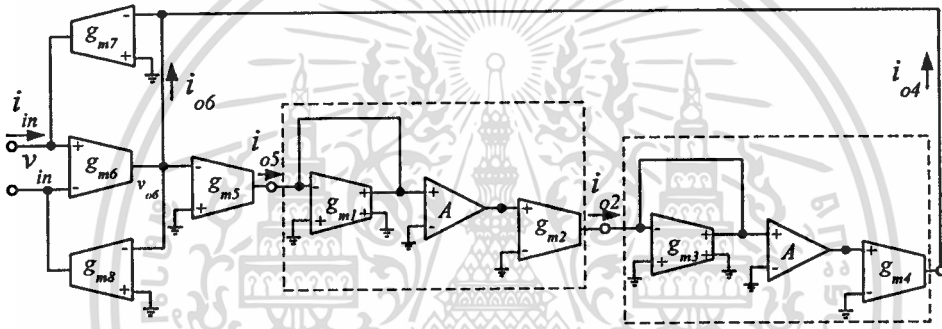
$$-I_{o4}(s) = -\frac{s}{B_2} \left[\frac{A_{G02}}{1 + \tau_{b2}s} \right] I_{o2}(s) = I_{in}(s) \quad (จ.7)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเกิดกระแสไหลออกจากวงจรมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่จุดอินพุทของวงจร

จ.2 วงจรเลียนแบบวงจร FDNRs โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ จ.3 วงจรเลียนแบบวงจร FDNR แบบเทียบกราวด์



รูปที่ จ.4 วงจรเลียนแบบวงจร FDNR แบบลอยตัว

จากรูปที่ จ.3 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีแอดตัวที่หกจะได้

$$I_{o6}(s) = \left[\frac{g_{m06}}{1 + \tau_{c6}s} \right] V_{in}(s) \tag{จ.8}$$

และพิจารณาที่เอาต์พุตของโอทีแอดตัวที่ห้าจะได้

$$I_{o5}(s) = - \left[\frac{g_{m05}}{1 + \tau_{c5}s} \right] V_{o6}(s) \tag{จ.9}$$

และเมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของ โอทีแอดตัวที่สองและตัวที่สี่เนื่องจากวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์จะได้เป็น

$$I_{o2}(s) = \frac{B_l}{s} \left[\frac{1 + \tau_{b1}s}{A_{G01}} \right] I_{o5}(s) \tag{จ.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเชิงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{o4}(s) = \frac{B_2}{s} \left[\frac{1 + \tau_{b2}s}{A_{G02}} \right] I_{o2}(s) = -I_{o6}(s) \quad (จ.11)$$

พิจารณาที่โอทีเอตัวที่เจ็ดจะได้สมการดังนี้

$$I_{o7}(s) = \left[\frac{g_{m07}}{1 + \tau_{c7}s} \right] V_{o6}(s) = -I_{in}(s) \quad (จ.12)$$

จากสมการที่ (จ.8) ถึงสมการที่ (จ.12) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{B_1 B_2}{s^2} \left[\frac{1 + \tau_{c6}s}{g_{m06}} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c7}s}{g_{m07}} \right] \left[\frac{g_{m05}}{1 + \tau_{c5}s} \right] \left[\frac{A_{G01}}{1 + \tau_{b1}s} \right] \left[\frac{A_{G02}}{1 + \tau_{b2}s} \right] \quad (จ.13)$$

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s^2} \left[\frac{B_1 B_2 A_{G1} A_{G2} g_{m5}}{g_{m6} g_{m7}} \right] \quad (จ.14)$$

และองค์ประกอบ D (D-element) มีค่าเท่ากับ

$$D = \left[\frac{g_{m6} g_{m7}}{B_1 B_2 g_{m5} A_{G1} A_{G2}} \right] \quad (จ.15)$$

จากรูปที่ จ.4 จะเห็นว่าส่วนเอาต์พุตของโอทีเอตัวที่แปด เมื่อกำหนดให้ $g_{m8} = g_{m7}$ มีค่ากระแสดังนี้

$$I_{o8}(s) = I_{o7}(s) = -I_{in}(s) \quad (จ.16)$$

จะเห็นว่าเกิดกระแสไหลออกจากวงจร FDNR ที่อินพุตลบของโอทีเอตัวที่แปดมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่อินพุตบวกของวงจร FDNR

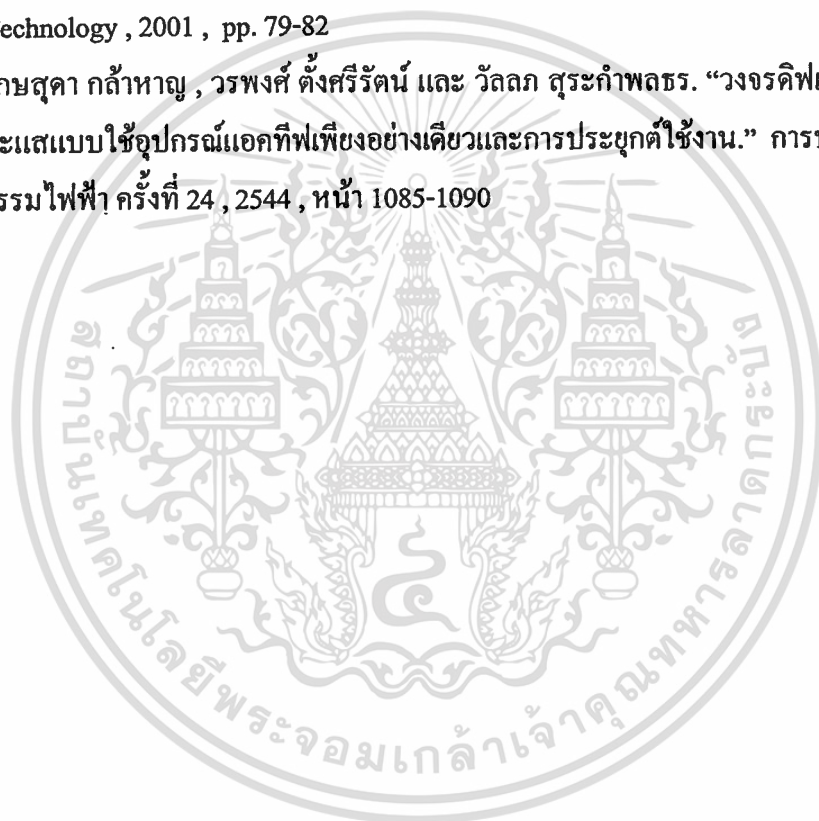
ภาคผนวก ฉ

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสารการประชุมทางวิชาการมี 2 บทความดังต่อไปนี้

[1] K.Klahan , W. Tangsirat and W. Surakamponorn. “An Active-Only Current-Mode Differentiator and It’s Applications.” International Symposium on Communications and Information Technology , 2001 , pp. 79-82

[2] เกษสุดา กล้าหาญ , วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ และ วัลลภ สุระกำพลธร. “วงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์โหมดกระแสแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงอย่างเดียวและการประยุกต์ใช้งาน.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 , 2544 , หน้า 1085-1090



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2001 International Symposium on Communications and Information Technology

ISCIT 2001



The Merging Decade of
Communication Systems and Information Technology

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AN ACTIVE-ONLY CURRENT-MODE DIFFERENTIATOR AND ITS APPLICATIONS

K. Klahan , W. Tangsrirat and W. Surakampontrorn

Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

E-mail : s3061312@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th , kswanlop@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A novel continuous-time current-mode differentiator, which is composed only of internally compensated type operational amplifier (OA) and operational transconductance amplifiers (OTAs), is proposed. The differentiator is suitable for integrated circuit implementation in either bipolar or CMOS technologies, since it does not require any external passive elements. Moreover, the differentiator gain can be electronically tuned through adjusting the bias currents of the OTAs. The performances of the proposed differentiator and its applications to realize current-mode transfer functions and driving-point impedance functions have been demonstrated.

1. INTRODUCTION

Presently, there has been 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. This is due to the fact that they are very suitable for high-frequency operation and for monolithic integration [1]. Some implementations in active-only filter design based on OTAs and OAs are available in the literature [2-3]. It is well accepted that a differentiator is an important circuit building block that is widely useful in many applications, such as, in automatic control systems, communication and instrumentation systems [4]. Although some differentiator circuits have been reported [5-6], the implementation of a continuous-time current-mode differentiator that employs only active elements is not yet available.

Therefore, a new circuit configuration for realizing an active-only current-mode differentiator is proposed in this paper. The proposed current-mode differentiator consists solely of the active OA and OTAs. The differentiator can be implemented in integrated circuit form with small chip area, since no passive element is required. The circuit characteristic can be tuned by adjusting the transconductance gains of the OTAs. In addition, since this circuit provides high output impedance, filter networks in cascading form can be easily implemented. The workability of the proposed differentiator and some applications in the realization of active transfer functions have been demonstrated by simulation results.

2. THE PROPOSED CURRENT-MODE DIFFERENTIATOR

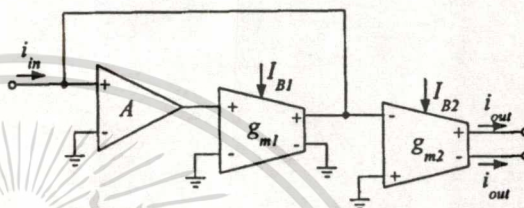


Fig. 1 : The proposed active-only current-mode differentiator

Fig.1 shows the proposed current-mode differentiator. It is constructed only with an OA and dual-current output OTAs, where the plus and minus current outputs of the dual-current output OTA indicate the positive and negative polarity, respectively. If ω_a is the 3-dB bandwidth of the OA and by considering the OA for the frequencies $\omega \gg \omega_a$, the open-loop gain $A_{OA}(s)$ of the OA can be approximately given by

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

where B denotes the gain-bandwidth product (GBP) of the OA, which is the product of the dc gain A_o and the 3-dB bandwidth ω_a . For the OTAs, let g_{m1} and g_{m2} denote the transconductance gains of the OTA1 and OTA2, respectively. Therefore from the elementary circuit analysis, the current transfer function of the current-mode differentiator shown in Fig.1 can be derived as

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \tag{2}$$

where A_G denotes the differentiator gain, which is the ratio between g_{m2} and g_{m1} . Equation (2) indicates that the relationship of the currents I_o and I_{in} is in the form of the differentiating action as required. It should be noted that, for the bipolar OTAs, $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ and $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$, where V_T is the thermal voltage and I_{B1} and I_{B2} are the bias currents of the OTA1 and OTA2, respectively. In this case, the temperature

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dependence of the transconductance gains g_{m1} and g_{m2} are also compensated.

In case of the non-ideal performance of the current-mode differentiator, the parasitic effects of the OA and OTAs are taken into consideration. Therefore, the frequency response of the current-mode differentiator in Fig.1 that including the second dominant pole of the OA and the transconductance internal-pole of the OTAs can now be given by

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = s \left[\frac{1 + \tau_b s}{B} \right] \left[\frac{1 + \tau_{c1} s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_{c2} s} \right] \quad (3)$$

where $\tau_b (= 1/\omega_b)$ is the second dominant pole of the OA, and $\tau_{ci} (= 1/\omega_{ci})$ and g_{m0i} are the transconductance internal-poles and the low frequency transconductance gains of the i -th OTA ($i = 1, 2$), respectively. Since these poles are usually equaled (or $\tau_{c1} \cong \tau_{c2}$) and let us define that $A_{G0} = g_{m02}/g_{m01}$ is the dc differentiator gain, then equation (3) can be reduced to

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = s \left[\frac{A_{G0}}{B} \right] (1 + \tau_b s) \quad (4)$$

The frequency characteristic of the proposed current-mode differentiator has a dc current gain equaled to equation (2) and has a high-frequency dominant zero located at ω_b . For example, the commercially available LF356N OA has the gain-bandwidth product $B = 2\pi(4.5) \times 10^6$ rad/s and the second dominant pole is $\omega_b = 2\pi(9) \times 10^6$ rad/s [7]. Hence, the major high-frequency limitation of the proposed differentiator is approximately located at 9 MHz.

3. APPLICATION EXAMPLES

In the following sections, we will demonstrate the usefulness of the proposed current-mode differentiator. An application to realize current-mode transfer functions employing the proposed differentiator as an active element is introduced. Some application examples to simulate driving-point impedance function elements are also presented.

3.1 General first-order active-only current-mode filter

Fig.2(a) shows the basic block diagram used to generate the general first-order transfer function [8]. Based on the use of the proposed differentiator, the general first-order active-only current-mode filter can be implemented and shown in Fig.2(b) with the gains $K_1 = g_{m7}/g_{m6}$, $K_2 = A_G/B = g_{m2}/g_{m1}B$, $K_3 = g_{m5}/g_{m3}$ and $K_4 = g_{m4}/g_{m3}$. The current transfer function of this configuration can be given by

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = - \left(\frac{sK_2K_4 + K_1}{sK_2K_3 + 1} \right) \quad (5)$$

The natural frequency ω_0 for this case can be written by

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}g_{m3}B}{g_{m2}g_{m5}} \quad (6)$$

Clearly, the natural frequency ω_0 can be properly adjusted through the transconductance gains of the OTAs. In addition, for the bipolar OTAs, the temperature sensitive on the parameter ω_0 is also compensated.

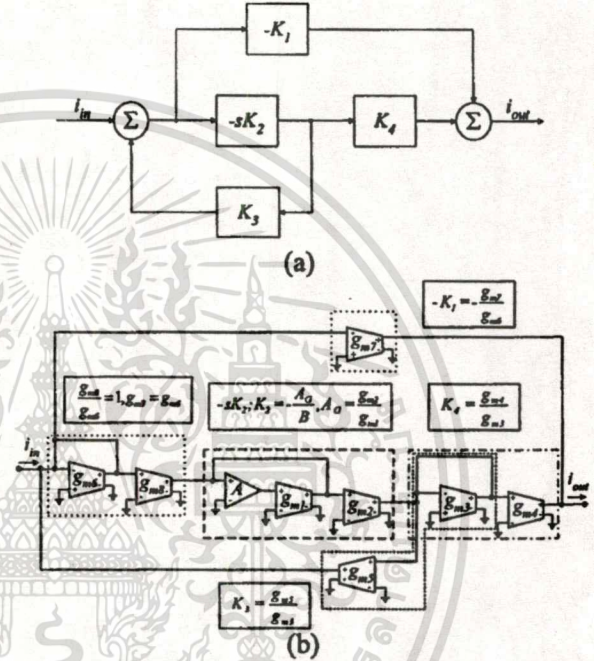


Fig. 2: General first-order building block
(a) block diagram representation
(b) circuit implementation

3.2 Capacitance multiplier

Fig. 3(a) shows the circuit diagram for the application of the current-mode differentiator to realize a grounded capacitance multiplier circuit. Its analysis yields the driving-point impedance function as follows :

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{B}{g_{m3}A_G} \right] \quad (7)$$

where the magnitude of the grounded simulated capacitance can be given by

$$C_{eq} = \frac{g_{m3}A_G}{B} \quad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

It is seen from equation (8) that the magnitude of the equivalent capacitance C_{eq} can be electronically controlled by the current ratio AG and/or the transconductance gain g_{m3} . Moreover, the grounded capacitance multiplier of Fig.3(a) can conveniently be converted into a corresponding floating capacitance multiplier by using only an additional dual-current output OTA2 as shown in Fig.3(b).

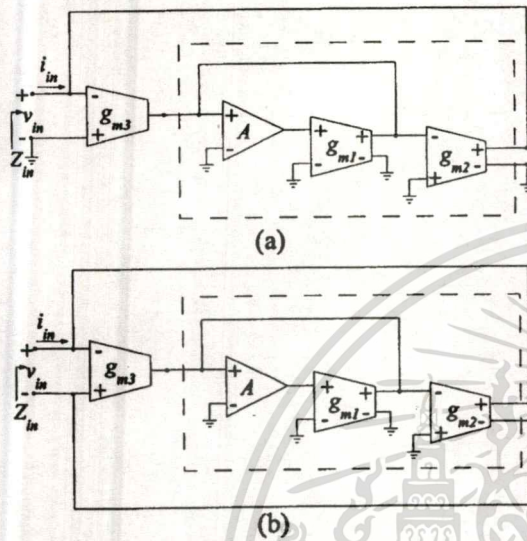


Fig. 3 : (a) grounded capacitance multiplier
(b) floating capacitance multiplier

3.3 Inductance simulation

An application of the proposed current differentiator to simulate a tunable grounded inductance simulation circuit is shown in Fig.4. In this case, the magnitude of the simulated inductance can be given by

$$L_{eq} = \left[\frac{g_{m3} A_G}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \tag{9}$$

Since the ratio of the bias current AG and the transconductance gains, g_{mi} ($i=3, 4, 5$), are electronically variable, the simulated-grounded inductance magnitude will also be electronically variable.

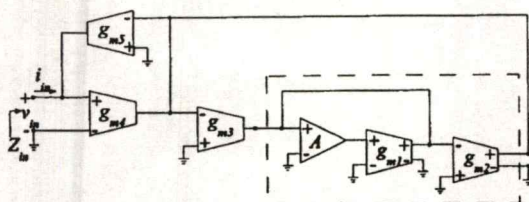


Fig. 4: Inductance simulation

4. SIMULATION RESULTS

PSPICE simulation has been carried out to verify the performance of the proposed current-mode differentiator. In this simulation, the OTA is modeled by employing CA3080 type OTA with a macro model, whereas the dual-current output OTA is constructed by using paralleled-connected single-ended OTAs [9]. The $\mu A741$ type OA with the gain-bandwidth product $B = 5.906$ Mrad/s is used [2]. Fig.5 shows the simulated frequency responses of the proposed differentiator. The obtained results prove that the circuit acts as differentiator with a slope $+20$ dB per decade from 10 Hz to 1 MHz and has 10% phase error from about 30 Hz to 500 kHz.

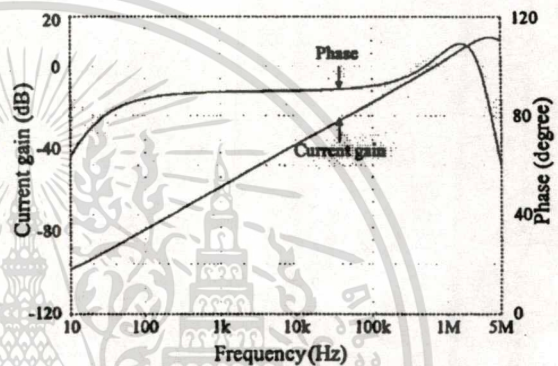


Fig. 5 : Frequency responses of the proposed current-mode differentiator

To verify the characteristic of the first-order active-only current-mode filter, the filter of Fig.2 (a) was constructed as the high-pass filter with the transconductance gains having the following values : $g_{m2} = 10$ mS and $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m8} = 1$ mS. The simulated responses for the high-pass output are shown in Fig.6 with g_{m1} varying from 1 mS, 0.5 mS and 0.1 mS. The filter cut-off frequencies are obtained from 103.69 kHz, 52.43 kHz and 10.56 kHz, respectively, which is the same as the expected values given by equation (6).

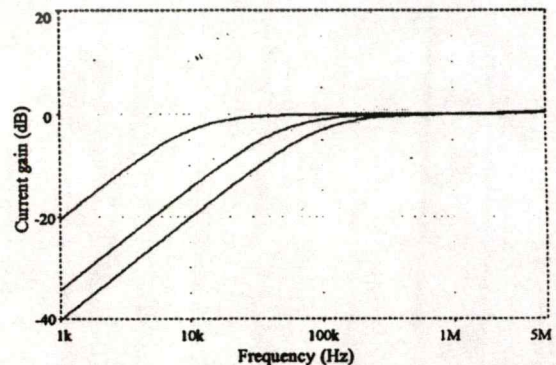


Fig. 6 : Simulated frequency responses of the current-mode filter in Fig.2(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The tunable active RC low-pass filter of Fig.7(a) has been chosen to demonstrate the performance of the grounded capacitance multiplier in Fig.3(a). The filter was built with $R_I = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ mS}$ and $g_{m3} = 10 \text{ mS}$. The simulation results when the bias current ratio $AG (= g_{m2}/g_{m1})$ is respectively adjusted to 1, 5 and 10 are shown in Fig.7(b). The theoretical cut-off frequencies are 100 kHz, 20 kHz and 10 kHz, where the simulated cut-off frequencies are approximately equal to 106.75 kHz, 20.38 kHz and 10.13 kHz, respectively.

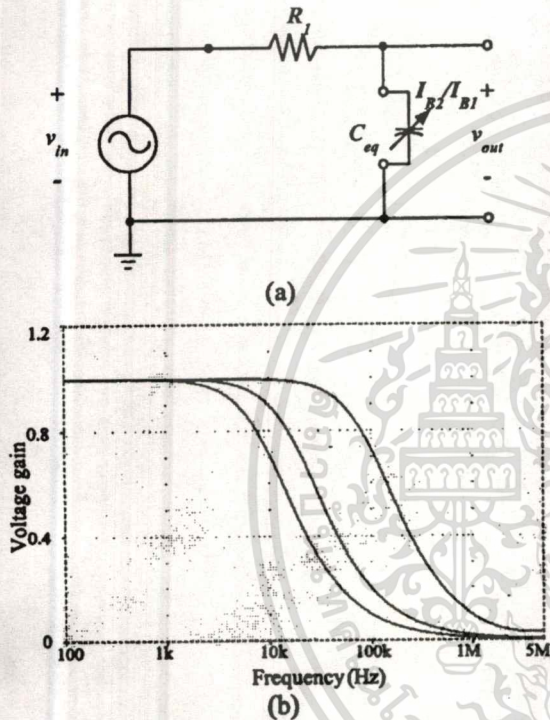


Fig. 7 : (a) first-order RC low-pass filter
(b) frequency responses of the RC low-pass filter

5. CONCLUSIONS

An alternative scheme for realizing a continuous-time active-only current-mode differentiator is presented. The proposed differentiator is realizable with only internally compensated type OA and OTAs and does not require any external passive elements. Because of its active-only nature and provides high output impedance, the circuit is cascable structure and is very compatible with integrated circuit implementation in both bipolar or CMOS technologies. Since the proposed circuit utilizes an OA pole, it is also suitable for high frequency operation. The simulation results that agree well with the theoretical analysis are proved to demonstrate the feasibility of the proposed differentiator.

ACKNOWLEDGMENT

This work is partly funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA/04/2543. The support provided by the Japan International Cooperation Agency (JICA) is also acknowledged.

REFERENCES

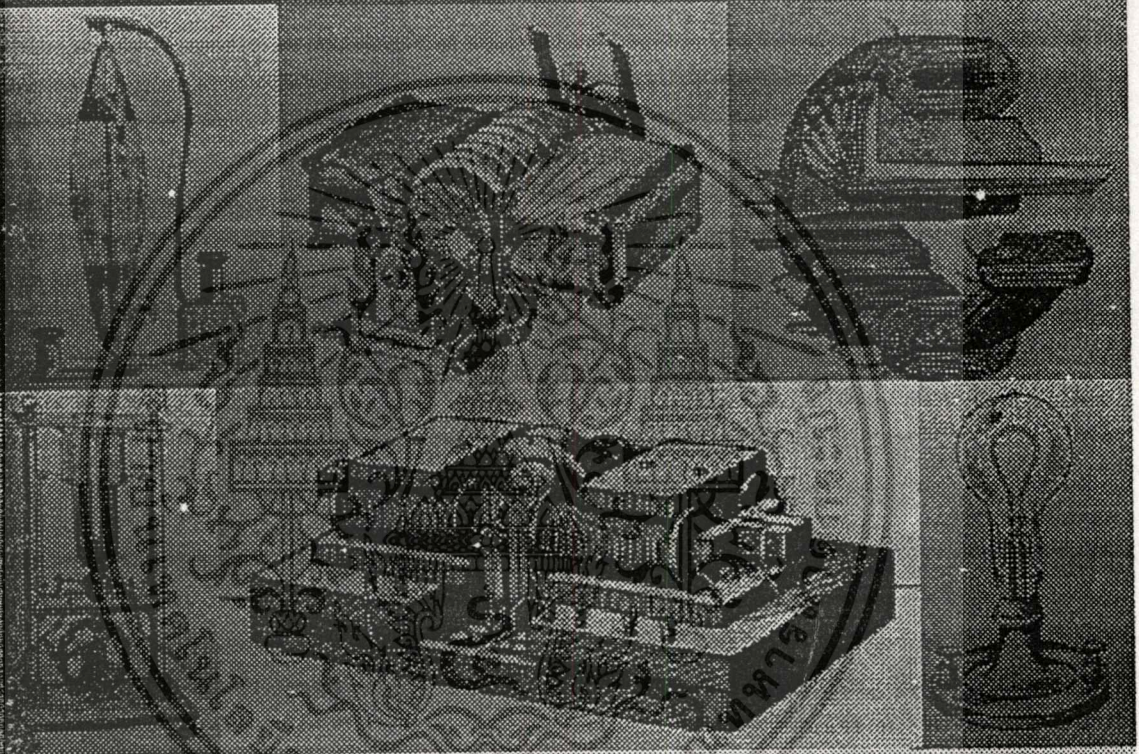
- [1] M. Higashimura: "Current-mode lowpass and bandpass filters using the operational amplifier pole," *International Journal of Electronics*, vol.74, pp.945-949, 1993
- [2] A.K. Singh and R. Senani: "Low-component-count active-only immittances and their application in realising simple multifunction biquads," *Electronics Letters*, vol.34, p.718-719, 1998
- [3] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui: "Electronically tunable current-mode active-only biquadratic filter," *International Journal of Electronics*, vol.87, pp.307-314, 2000
- [4] B.C Kuo: *Automatic Control Systems*, 4th edition, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall Inc., 1982
- [5] S. Franco: *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, Mc Graw-Hill, 1988
- [6] M.A. Al-Alaoui: "A novel differential differentiator," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.40, no.5, pp.826-830, 1991
- [7] P. Bowron, A.P. O'Carroll and A.A. Daaboul: "Polynomial reduction in the analysis of active-filter parasitics," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol.36, pp.1020-1023, 1989
- [8] E.I. El-Masry and J.W. Gates: "A novel continuous-time current-mode differentiator and its applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol.43, no.1, pp.56-59, 1996
- [9] J. Wu: "Current-mode high-order OTA-C filters," *International Journal of Electronics*, vol.76, pp.1115-1120, 1994

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



22 - 23 พฤศจิกายน 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียว
และการประยุกต์ใช้งาน
AN ACTIVE-ONLY CURRENT-MODE DIFFERENTIATOR
AND ITS APPLICATIONS

เกษศดา กล้าหาญ

วรงค์ ดั่งศรีรัตน์

และ วัลลภ สุระกภาพรร

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

E-mail: s3061312@kmitl.ac.th, ktworapo@kmitl.ac.th, kswanlop@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นงานนำเสนอวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียว (Operational Amplifier, Op-Amp) และโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) เนื่องจากวงจรมีคุณสมบัติที่ง่ายต่อการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียว จึงทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมโดยใช้ได้ทั้งเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และแบบซีเอ็มอส นอกจากนี้อัตราขยายกระแสของวงจรมีค่าปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ สมรรถนะของวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบนี้ออกมาจากการนำไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปกระแส และการสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบต่างๆ ถูกตรวจสอบและยืนยันด้วยผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสด้วยโปรแกรม PSPICE

Abstract

A novel continuous-time current-mode differentiator, which is composed only of internally compensated type operational amplifier (OA) and operational transconductance amplifiers (OTAs), is proposed. The differentiator is suitable for integrated circuit implementation in either bipolar or CMOS technologies, since it does not require any external passive elements. Moreover, the differentiator gain can be electronically tuned through adjusting the bias currents of the OTAs. The performances of the proposed differentiator and its applications to realize current-mode transfer functions and driving-point impedance functions have been demonstrated by simulation results.

Keywords: differentiator, current-mode circuits, driving-point impedance functions

1. บทนำ

ปัจจุบันมีผู้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวในการทำงานในรูปแบบต่างๆ กันอย่างมากเนื่องจากวงจรมี

กล่าวมีข้อดีเหนือกว่าวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวหลายประการ เช่น มีช่วงพิสัยพลวัตกว้าง (wide dynamic range) มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูง (high-frequency operation) กินไฟต่ำ (low power consumption) เป็นต้น [1] และเป็นที่ยอมรับกันดีว่าวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวเป็นองค์ประกอบที่สำคัญในระบบต่างๆ เช่น ในระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ ระบบสื่อสาร และเครื่องมือวัดต่าง ๆ [2-4] เป็นต้น ถึงแม้ว่าวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวสามารถสร้างได้จากการใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟร่วมกับ RC ก็ตาม [5-6] แต่อย่างไรก็ตามเท่าที่ติดตามงานวิจัยมาพบว่าวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวยังไม่มีการนำเสนอเลย

ดังนั้นในบทความวิจัยนี้จึงขอนำเสนอการออกแบบวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวที่มีการทำงานในโหนดกระแสซึ่งประกอบด้วยขั้วปกรณณ์แอกทีฟได้แก่โอปแอมป์และโอทีเอเท่านั้น วงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมอัตราขยายกระแสของวงจรมีค่าปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ (transconductance gain, g_m) และยังมีอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นของวงจรมีค่าปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ (cascadable system) คุณสมบัติในการทำงานและการประยุกต์ใช้งานของวงจรมีค่าปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้รับการเขียนแบบการทำงานของวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสด้วยโปรแกรม PSPICE

2. หลักการและวงจร

รูปที่ 1 แสดงวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลโหนดกระแสแบบใช้ขั้วปกรณณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวประกอบด้วยขั้วปกรณณ์แอกทีฟและโอทีเอแบบสองเอาต์พุต (dual-output OTA) โดยที่เครื่องขยายบวกและลบที่เอาต์พุตของโอทีเอแสดงถึงทิศทางกระแสเอาต์พุตที่เป็นบวกและลบตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ ω คือค่าความถี่ 3-dB ของขั้วปกรณณ์แอกทีฟ และพิจารณาที่ความถี่ $\omega \gg \omega_c$ ดังนั้นอัตราขยายวงจรมีค่าปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ (open-loop gain, $A_{OA}(s)$) ของขั้วปกรณณ์แอกทีฟประมาณค่าได้เท่ากับ

$$A_{OA}(s) = \frac{A_o \omega_o}{s + \omega_o} \cong \frac{B}{s} \quad (1)$$

โดยที่ B คือ gain bandwidth product (GBP) ของออปแอมป์ซึ่งมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยายดีซี (dc-gain) กับ ω_c สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้ g_{m1} และ g_{m2} คืออัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของโอทีเอ 1 และโอทีเอ 2 ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรในรูปที่ 1 จะมีค่าดังนี้คือ

$$\frac{I_o(s)}{I_m(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (2)$$

เมื่อ A_G คืออัตราส่วนของ g_{m2} กับ g_{m1} จากสมการที่ (2) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I_o และ I_m อยู่ในรูปของฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียล (differentiating function) ในกรณีที่ใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์จะได้ค่า $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ และ $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ โดยที่ V_T คือแรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) และ I_{B1} และ I_{B2} คือกระแสไบอัสของโอทีเอ 1 และโอทีเอ 2 ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ (2) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_m(s)} = \frac{s}{B} \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right] = s \left[\frac{A_G}{B} \right] \quad (3)$$

กรณีนี้ A_G คืออัตราส่วนของ I_{B2} กับ I_{B1} และยังคงพบว่ามีผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราส่วนของ g_{m1} กับ g_{m2} นั้นได้ถูกชดเชยไปด้วย

กรณีคำนึงถึงผลการทำงานของวงจรเฟอเรนทีโอเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งเกิดจากการทำงานของออปแอมป์และโอทีเอที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ สำหรับออปแอมป์เมื่อคิดผลเนื่องจากโพลตัวที่สอง (second dominant pole, ω_b) แล้ว อัตราขยายรูปโพลของออปแอมป์ในกรณีนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$A_{ol}(s) = \frac{B}{s} \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = \frac{B}{s} \frac{1}{1 + \tau_b s} \quad (4)$$

เมื่อ $\tau_b = 1/\omega_b$ ในขณะที่โอทีเอเมื่อคิดผลของโพลภายในของโอทีเอ (internal-transconductance pole) แล้ว อัตราขยายค่าความนำของวงจรสามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้คือ

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + \tau_c s} \quad (5)$$

โดยที่ g_{m0} คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอที่ความถี่ต่ำ และ $\omega_c = 1/\tau_c$ คือค่าโพลภายในโอทีเอ ดังนั้นผลตอบสนองของวงจรวจรในรูปที่ 1 เมื่อคำนึงถึงผลของโพลตัวที่สองของออปแอมป์และโพลภายในของโอทีเอมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_o(s)}{I_m(s)} = s \left[\frac{1 + \tau_b s}{B} \right] \left[\frac{1 + \tau_c s}{g_{m01}} \right] \left[\frac{g_{m02}}{1 + \tau_c s} \right]$$

โดยที่ τ_c และ g_{m01} คือค่าโพลภายในและอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอตัวที่ 1 ตามลำดับ แต่โดยทั่วไป $\tau_{c1} \equiv \tau_{c2}$ และกำหนดให้ A_{G0} คืออัตราขยายดีซีของวงจรดิฟเฟอเรนทีโอเตอร์มีค่าเท่ากับ (g_{m02}/g_{m01}) ดังนั้นสมการที่ สามารถเขียน

$$\frac{I_o s}{I_m s} = s \left[\frac{A_{G0}}{B} \right] 1 + \tau_b s$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรวจรจากสมการที่ มีค่าอัตราขยายดีซีเป็นไปตามสมการที่ และมีขีดจำกัดทางความถี่สูงอยู่ที่ ω_b ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกใช้ออปแอมป์ความถี่ของตลาดทั่วไปเช่นเบอร์ 7 ซึ่งมีค่า $B = 2\pi(4.5) \times 10^6$ และมีโพลตัวที่สองอยู่ที่ $\omega_b = 2\pi(9) \times 10^6$ ดังนั้นขีดจำกัดทางความถี่สูงของวงจรดิฟเฟอเรนทีโอเตอร์จะมีค่าประมาณ

การประยุกต์ใช้งาน

ในหัวข้อนี้จะนำเอาวงจรวจรดิฟเฟอเรนทีโอเตอร์ที่ได้พัฒนาขึ้นมาประยุกต์ใช้งานโดยนำมาสังเคราะห์ฟังก์ชัน

บล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์ฟังก์ชัน ในวงจรดิฟเฟอเรนทีโอเตอร์ที่นำมาสังเคราะห์ฟังก์ชันให้เป็นวงจรวจรจริงจะได้ดังรูปที่ 2(ข) โดยมีค่า $K_1 = A_{G1}/B_1 = g_{m2}/g_{m1}B_1$, $K_2 = A_{G2}/B_2 = g_{m1}/g_{m3}B_2$, $K_3 = g_{m6}/g_{m5}$, $K_4 = g_{m8}/g_{m7}$, $K_5 = g_{m10}/g_{m9}$, $K_6 = g_{m11}/g_{m8}$, $K_7 = g_{m12}/g_{m5}$ และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรวจรได้เป็น

$$\frac{I_o(s)}{I_m(s)} = - \left[\frac{s^2 K_1 K_2 K_3 + s K_1 K_5 + K_4}{s^2 K_1 K_2 K_7 + s K_1 K_6 + 1} \right] \quad (8)$$

ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{g_{m1} g_{m3} g_{m5} B_1 B_2}{g_{m2} g_{m4} g_{m12}} \right]^{1/2}$$

$$\text{และ } Q = \frac{g_{m9}}{g_{m11}} \left[\frac{g_{m1} g_{m4} g_{m12} B_1}{g_{m2} g_{m3} g_{m5} B_2} \right]^{1/2} \quad (10)$$

ค่าความไว (sensitivity) ที่ได้จากสมการ (9)-(10) จะมีค่าดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{g_{m4}}^{\omega_0} = S_{g_{m5}}^{\omega_0} = -S_{g_{m12}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (11)$$

$$S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (12)$$

$$S_{g_{m9}}^Q = -S_{g_{m11}}^Q = 1 \quad (13)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m4}}^Q = -S_{g_{m5}}^Q = S_{g_{m12}}^Q = \frac{1}{2} \quad (14)$$

$$S_{B_1}^Q = -S_{B_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (15)$$

หากกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m3} \cdot g_{m2} = g_{m4} \cdot g_{m5} = g_{m12}$ และ $B_1 = B_2 = B$ จากสมการที่ (9)-(10) ค่า ω_0 และ Q -factor จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} B \quad (16)$$

$$\text{และ } Q = \frac{g_{m9}}{g_{m11}} \quad (17)$$

จะเห็นว่าค่า ω_0 ของวงจรสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยอัตราส่วนของ g_{m1} และ g_{m2} โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า Q -factor ในขณะที่ค่าของ Q -factor นั้นจะสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนของ g_{m9} กับ g_{m11} นอกจากนี้ถ้าใช้โอทีเอเป็นแบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่า $g_m = I_B/2V_T$ ดังนั้น ω_0 และ Q ที่ได้จึงไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ

3.2 การสังเคราะห์หิมที่แคชท์ฟังก์ชัน

3.2.1 วงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitance simulation)

การนำเอาวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่นำเสนอมาสังเคราะห์เป็นวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อลงกราวด์แสดงได้ดังรูปที่ 3(ก) ซึ่งค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจร (input impedance) หาได้ดังนี้

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{B}{g_{m3} A_G} \right] \quad (18)$$

และค่าความจุไฟฟ้าสมมูล (equivalent capacitance, C_{eq}) ที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$C_{eq} = \left[\frac{g_{m3} A_G}{B} \right] \quad (19)$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าความจุไฟฟ้าของวงจรสามารถแปรค่าได้ด้วยการปรับค่า A_G หรือ g_{m3} นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรุงให้เป็นวงจรเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวได้อย่างง่ายโดยการใช้โอทีเอ 2 แบบสองเอทท์ทุก ดังรูปที่ 3(ข)

3.2.2 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductance simulation)

การเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้แบบต่อกราวด์โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่เอคเคอร์โคมครระเศที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4(ก) กรณีนี้จะได้ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจร (equivalent inductance, L_{eq}) เท่ากับ

$$L_{eq} = \left[\frac{g_{m3} A_G}{g_{m4} g_{m5} B} \right] \quad (20)$$

เนื่องจาก A_G และ g_{mi} ($i=3,4,5$) นั้นปรับค่าได้ทางอิล็กทรอนิกส์ ดังนั้น ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรก็สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิล็กทรอนิกส์เช่นกัน ในทำนองเดียวกันวงจรถเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวสามารถกระทำได้โดยการต่อโอทีเอ 6 เท็มเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 4(ข) ซึ่งในที่นี้ $g_{m6} = g_{m5}$

3.2.3 วงจร Frequency dependence negative resistance (FDNR)

วงจร Frequency dependence negative resistance หรือ FDNR แบบต่อกราวด์ดังรูปที่ 5(ก) ประกอบด้วยวงจรดิฟเฟอเรนเชียลสองวงจรต่อแบบคาสเคดกัน และจากทวิเคราะห์วงจรโดยกำหนดให้ $A_{G1} = g_{m2}/g_{m1}$, $A_{G2} = g_{m4}/g_{m3}$ และ B_1, B_2 คือค่า GBP ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ชุตที่ 1 และชุตที่ 2 ตามลำดับ จะได้อิมพีแดนซ์ฟังก์ชันของวงจรเท่ากับ

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s^2} \left[\frac{B_1 B_2}{g_{m5} A_{G1} A_{G2}} \right] \quad (21)$$

และองค์ประกอบ D (D-element) มีค่าเท่ากับ

$$D = \left[\frac{g_{m5} A_{G1} A_{G2}}{B_1 B_2} \right] \quad (22)$$

จะเห็นว่าวงจร FDNR ที่ได้จากการออกแบบโดยอาศัยหลักการที่นำเสนอ นี้แตกต่างไปจากวงจร FDNR แบบเดิมที่เคยมีผู้นำเสนอขึ้นมา คือ วงจรปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟภายนอก และสามารถแปรค่าได้ทาง

อิเล็กทรอนิกส์ นอกรวมทั้งวงจร FDNR แบบลอสด้วยยังสามารถกระทำได้ง่ายโดยการใช้อิโธที่ 4 แบบสองเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 5(ข)

4. ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดกระแสที่ได้นำเสนอ ในที่นี้ได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยโมเดลของอิโธที่ใช้เป็นเบอร์ CA3080 ซึ่งมีแมโครโมเดล (macro model) เป็นไปตามที่เสนอใน [9] ขณะที่อิโธแบบสองเอาต์พุตทำได้โดยใช้อิโธแบบหนึ่งเอาต์พุตจำนวนสองตัวต่อขนานกัน และออปแอมป์ที่ใช้เป็นเบอร์ $\mu A741$ ซึ่งมีค่า $B = 5.906 \text{ Mrad/s}$ [10] รูปที่ 6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ที่ได้นำเสนอซึ่งสามารถยืนยันการทำงานของวงจรได้ว่าทำงานเป็นฟังก์ชันคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ $+20 \text{ dB/decade}$ ในช่วงความถี่จาก 10Hz ถึง 1 MHz และมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของเฟสน้อยกว่า 10 % ในช่วงความถี่ประมาณ 30 Hz ถึง 500 kHz

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่โบริคควอดในรูปที่ 2(ข) แสดงได้ดังรูปที่ 7 เมื่อทำการออกแบบเป็น วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน , วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน และ วงจร กรองสัญญาณความถี่เฉพาะช่วง ทุกกรณีกำหนดให้ค่า $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m7} = g_{m9} = g_{m11} = g_{m12} = 1 \text{ mS}$ ซึ่งจะได้อ Q -factor = 1 และ ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) $f_0 = 100 \text{ kHz}$

ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรเขียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบต่อเทียบกราวด์ในรูปที่ 3(ก) ได้กำหนดเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 8(ก) โดยเลือกค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $g_{m1} = 1 \text{ mS}$ และ $g_{m3} = 10 \text{ mS}$ ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า $A_G (= g_{m2}/g_{m1})$ ให้เป็น 1.5 และ 10 ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 8(ข) ซึ่งจะได้อค่าความถี่คัทออฟ ของวงจรแปรค่าเป็น 106.75 kHz, 20.38 kHz และ 10.13 kHz ขณะที่ค่าความถี่คัทออฟจากการคำนวณในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 100 kHz , 20 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ

5. สรุป

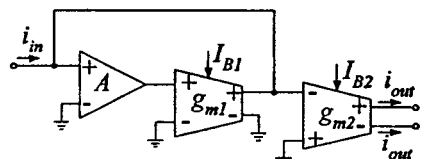
บทความนี้ได้นำเสนอหลักการใหม่ในการออกแบบวงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดกระแสซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แบบแอคทีฟที่ใช้เป็นออปแอมป์และอิโธที่เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการทำงานของวงจรถูกออกแบบด้วยโพลของออปแอมป์เป็นหลักจึงทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นมีช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูง นอกรวมทั้งวงจรที่ได้นำเสนอปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ดังนั้นจึงมีความเหมาะสมอย่างมากในการนำหลักการดังกล่าวไปสร้างเป็นวงจรรวมในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และเทคโนโลยีแบบซีมอส ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้สนับสนุนหลักการและทฤษฎีที่ได้นำเสนอมาข้างต้นเป็นอย่างดี

6. กิตติกรรมประกาศ

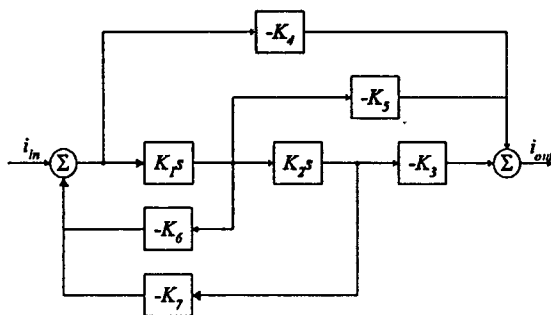
บทความวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้โครงการทุนเมธีวิจัยอาวุโสหมายเลข RTA/04/2543 นอกจากนี้ยังได้รับทุนอุดหนุนและเครื่องมือที่วิจัยจาก Japan International Cooperation Agency (JICA) ซึ่งผู้ทำวิจัยขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

เอกสารอ้างอิง

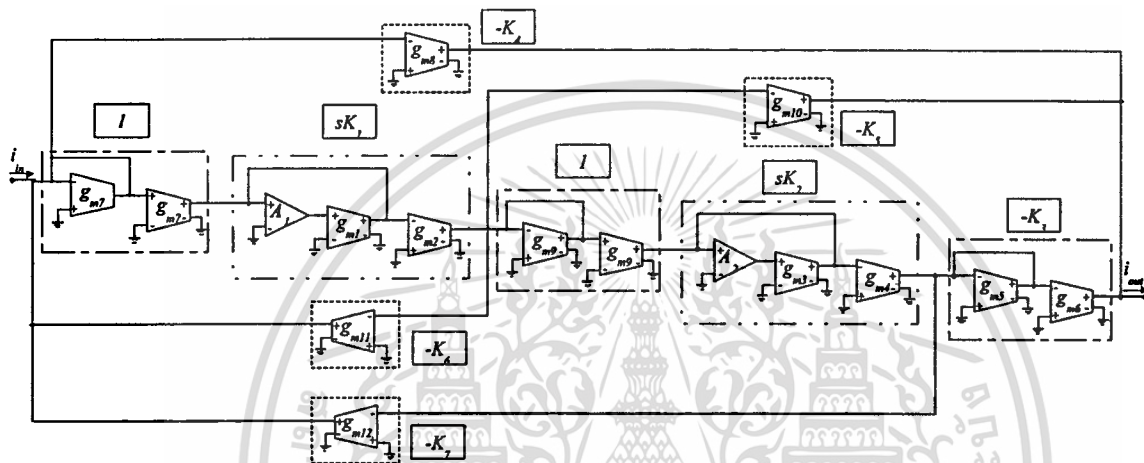
- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh, *Analog IC Design : The Current-Mode Approach*, London : Peregrinus Ltd., 1990
- [2] H.H. Chiang *Electronic Waveforming & Processing Circuits*, New York : Wiley, 1986
- [3] B.C Kuo *Automatic Control Systems*, 4th edition, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall Inc., 1982
- [4] H. Stark and F.B. Tuteur *Modern Electrical Communications, Theory, and Systems*, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall Inc., 1979
- [5] S. Franco *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, New York : McGraw-Hill, 1998
- [6] M.A. Al-Alaoui "A novel differential differentiator" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.40, no.5, 1991, pp.826-830
- [7] P. Bowron, A.P. O'Carroll and A.A. Daaboul "Polynomial reduction in the analysis of active-filter parasitics" *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol.36, 1989, pp.1020-1023
- [8] E.I. Ei-Masry and J.W. Gates "A novel continuous-time current-mode differentiator and its applications" *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol.43, no.1, 1996, pp.56-59
- [9] J. Wu "Current-mode high-order OTA-C filters" *International Journal of Electronics*, vol.76, 1994, pp.1115-1120
- [10] A.K. Singh and R. Senani, "Low-component-count active-only immittances and their applications in realizing simple multifunction biquads", *Electronics Letters*, vol.34, 1998, pp.718-719



รูปที่ 1 วงจรคิฟเฟอเรนทิเอเตอร์โหมดกระแสแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงอย่างเดียว



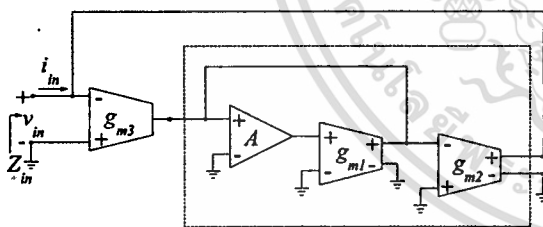
(n)



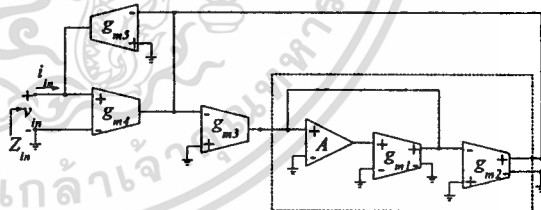
(จ)

รูปที่ 2 (ก) บล็อกโคแอดแดรรมของฟังก์ชัน โขควอคราติก

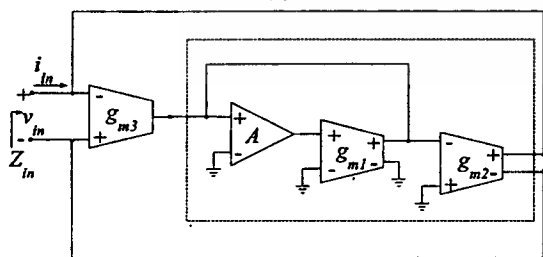
(ข) วงจรกรองสัญญาณความถี่ โขควอครโคมครระแสดแบบ ไร่ฎุปรณแอดคที่เพ็หยังอ้งเค็ว



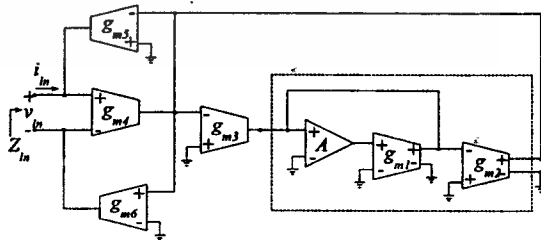
(ก)



(ง)



(ข)



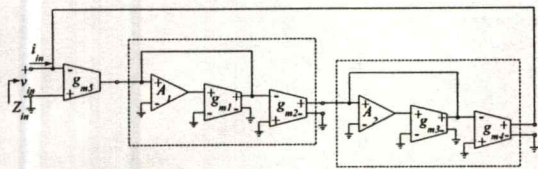
(ค)

รูปที่ 3 (ก) วงจรเล็ขนแบบคัวเก็บประจุไฟเพ็นแบบค้อกรวาค์

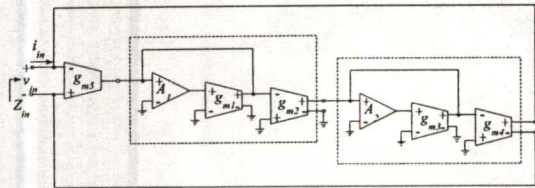
(ข) วงจรเล็ขนแบบคัวเก็บประจุไฟเพ็นแบบลยคัว

รูปที่ 4 (ก) วงจรเล็ขนแบบคัวเหน็ยวณำแบบค้อกรวาค์

(ข) วงจรเล็ขนแบบคัวเหน็ยวณำแบบลยคัว

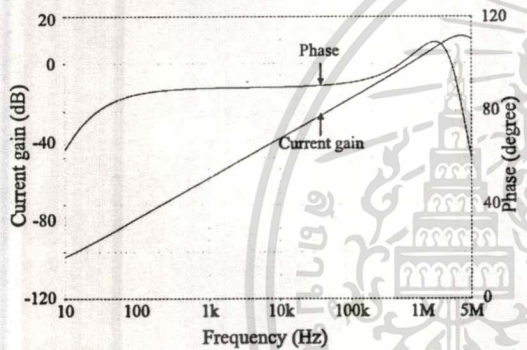


(n)

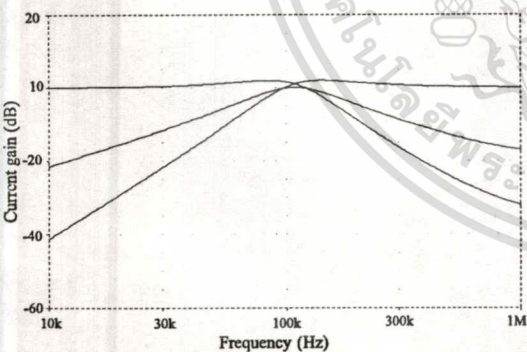


(v)

รูปที่ 5 (ก) วงจร FDNR แบบต่อกราวด์
(ข) วงจร FDNR แบบลอยตัว



รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเฟอเรนทิเออร์ที่นำเสนองาน

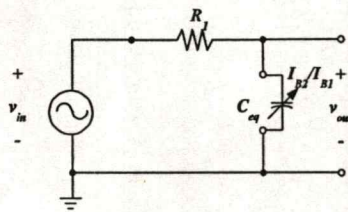


รูปที่ 7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 2(ข)

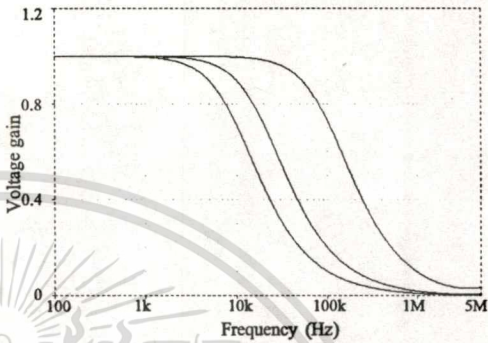


เกษสุดา กล้าหาญ เกิดเมื่อ พ.ศ.2520 สำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี เมื่อปี พ.ศ. 2542

ขณะนี้กำลังศึกษาในระดับ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยทางด้าน Analog Integrated Circuit Design



(n)

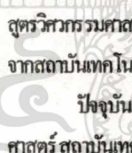


(v)

รูปที่ 8 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ RC
(ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รพงค์ คังกรวิรัตน์ สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2534 และสำเร็จการศึกษาระดับ



ปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2540 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสนใจงานวิจัยทางด้าน Analog Integrated Circuits และ Signal Processing



วัลลภ สุระกัทฬธร สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตและวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ.2519 และ พ.ศ.2521 และต่อมา ได้สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรคุณวุฒิปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์จาก University of Kent at Canterbury ประเทศอังกฤษ เมื่อปี พ.ศ.2526

ปัจจุบันเป็นศาสตราจารย์ประจำภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสนใจงานวิจัยทางด้าน analog and digital integrated circuit designs, real-time application of PC computer and microprocessors, digital signal processing, electronic instrumentation และ VLSI signal processing

ประวัติผู้เขียน

นางสาวเกษสุดา กล้าหาญ เกิดเมื่อวันที่ 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2520 ที่จังหวัดอุบลราชธานี สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยอุบลราชธานีในปีการศึกษา 2541 และต่อมาในปีการศึกษา 2543 ต่อมาได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตในสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จนถึงปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้