

การประยุกต์ใช้งาน OTA

OTA APPLICATIONS

ปราโมทย์ วาดเขียน

PRAMOTE WARDKIEN

อาจารย์ที่ปรึกษา

วิวัฒน์ กิรานนท์ D.ENG.

ADVISOR

WIWAT KIRANON D.ENG.

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

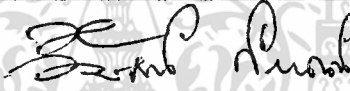

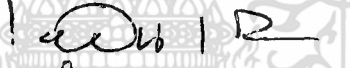

ปีการศึกษา 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
แบบฟอร์มการยื่นคะแนนการสอบวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ
(OTA Application)

ชื่อนักศึกษา นายปราโมทย์ วาดเขียน เลขประจำตัว 29126-023
หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ	ผลการสอบ
ผศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์		ดี
รศ.ดร.สิทธิชัย โภคาชัยอุดม		ดี
รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัตน์		ดี
รศ.ดร.สมเกียรติ สุกเดช		ดี

วัน/เดือน/ปีที่สอบ 18 พฤษภาคม 2532 เวลา 10.00 น. สถานที่ ห้อง T-202

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว


(นายสิทธิชัย โภคาชัยอุดม)
ผู้อำนวยการบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 22...เดือน...พ.ศ. 2532...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ		II
Abstract		III
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	Operational Transconductance Amplifier (OTA)	4
บทที่ 3	โอเพอเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้	13
บทที่ 4	การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA	26
บทที่ 5	วงจรคุณลักษณะโดยใช้ OTA	42
บทที่ 6	วงจรทวีความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าโดยใช้ (OTA)	56
บทที่ 7	วงจรแปลงสัญญาณความถี่เป็นค่าตัดตาไฟฟ้าซึ่งมีการกระเพื่อมต่ำ	68
บทที่ 8	การประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส	82
บทที่ 9	สรุปและวิจารณ์	93
กิตติกรรมประกาศ		96
เอกสารอ้างอิง		97
ภาคผนวก ก.	ข้อมูล OTA เบอร์ 3080	101
ภาคผนวก ข.	ข้อมูล อนุบาลอกสวิทช์ เบอร์ 4066	105
ภาคผนวก ค.	บทความการประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า	110

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นเรื่องของการนำ Operational Transconductance Amplifier (OTA) ไปประยุกต์ใช้งานประกอบเป็นวงจรในลักษณะต่าง ๆ คือได้เสนอลักษณะการ การนำ OTA ไปสร้างเป็นวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่เราเรียกว่า "Unidirectional inductors", วงจรโจเรเตอร์, วงจรคุณสมบัติสัญญาณ, วงจรเครื่องวัดความถี่, วงจรทวีความถี่ 3 เท่า และท้ายสุดก็เป็นการนำ OTA ไปใช้งานร่วมกับวงจรสายพาดกระแสเพื่อสร้างเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ และวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้ก็คือทำให้วงจรต่าง ๆ ที่ประยุกต์ใช้ OTA มาร่วมทำงานมีลักษณะง่ายขึ้น หรือใช้จำนวนอุปกรณ์ที่มาประกอบวงจรเหล่านี้น้อยลง เมื่อเปรียบเทียบกับการสร้างวงจรต่าง ๆ เหล่านี้ด้วยอุปกรณ์แอคทีฟชนิดอื่น นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรที่ใช้ OTA ยังมีข้อได้เปรียบเนื่องจากมีความยืดหยุ่น (Flexibility) ในการปรับค่าบางค่าที่ต้องการได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจร ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยการใช้ OTA แบบต่าง ๆ ดังกล่าวมาแล้ว ว่าทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎีอย่างมากพอใจ

Abstract

This thesis considers the utilization of Operational Transconductance Amplifier (OTA) in several applications. OTA is used the circuit design of a new type of simulated inductance called "Unidirectional inductors", gyrators, voltage multipliers frequency meters, frequency tripler and, finally, impedance inverter and convertor in conjunction with current conveyor circuits. The treatment of these circuits becomes much simpler and the number of element are much less than circuits designed by other active elements. The use of OTA also allows flexibility in changing the value of some parameters electronically. Experimental results are presented to demonstrate the efficiency of these circuit and give a good characteristics same as theoretical performance.

บทที่ 1

บทนำ

1-1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการออกแบบวงจร โดยใช้อุปกรณ์ประเภทแอกทีฟนับได้ว่าเป็นมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อความเจริญก้าวหน้าทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ เพราะวงจรแอกทีฟนั้นสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (IC: Integrated CCT) ทำให้ลดขนาดของอุปกรณ์ และประหยัดค่าใช้จ่ายลงไปได้เป็นอย่างมาก ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางด้านวงจรรวม ได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วก่อให้เกิดวงจรรวมแบบต่าง ๆ ขึ้นอย่างมากมาย และการนำเอาวงจรรวมที่มีอยู่แล้วเหล่านี้ไปใช้งานให้เกิดประโยชน์สูงสุด เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้รับคามสนใจอย่างกว้างขวาง ดังจะเห็นได้จากเอกสาร และบทความต่าง ๆ โดยทั่วไป [1]-[9]

จากแนวปรารภดังกล่าว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้กล่าวถึงแนวทาง และการวิจัยออกแบบสร้างวงจรต่าง ๆ โดยใช้อุปกรณ์ IC ที่เรียกว่า " Operational Transconductance " หรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่า OTA เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่ง OTA นี้เป็นวงจรรวมที่ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดกระแสไฟฟ้าชนิดตัดดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (Voltage Controlled Current Source) แม้ว่า OTA จะเป็น IC ที่ถูกสร้างขึ้นมานานแล้วก็ตาม แต่การนำเอา OTA ไปประยุกต์ใช้งานเมื่อเปรียบเทียบกับ OP-AMP แล้วยังนับว่าอยู่ในวงที่จำกัด โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงการอิเล็กทรอนิกส์เมืองไทย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้กล่าวถึงการศึกษาคุณสมบัติของ OTA โดยสังเขป และจะมุ่งไปในเรื่องการนำเอา OTA ไปประยุกต์ใช้งานในวงจรต่าง ๆ ซึ่งจะกล่าวถึงกันต่อไป

1-2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษา และพัฒนาการออกแบบวงจรต่าง ๆ โดยใช้ OTA โดยจะมุ่งเน้นหนักไปในการนำ OTA ไปสร้างเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ต่าง ๆ กันซึ่งข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจรถูกแตกต่างกันออกไป เช่น บางวงจรที่ได้ออกแบบค้นคว้าขึ้นก็ทำให้จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้มีจำนวนน้อยลง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ทำหน้าที่เหมือนกันที่มีอยู่เดิม หรือวงจร

เดิมอาจสร้างมาจากอุปกรณ์แอคทีฟประเภทอื่น ๆ ดังนี้ เป็นต้น

ข้อดีประการหนึ่งของ OTA ก็คือ เราสามารถปรับอัตราความคมกระแสเอาท์พุทของ OTA ได้ง่ายจึงทำให้วงจรที่เราสร้างขึ้นมีความยืดหยุ่น (Flexibility) ในการที่จะปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้

1-3 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 9 บท โดยบทที่ 1 นี้จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับการกล่าวนำ และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้คือ

- **บทที่ 2** กล่าวถึงคุณสมบัติ และโครงสร้างของวงจร OTA ซึ่งสร้างเป็นวงจรรวม IC พร้อมทั้งวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าอินพุท และกระแสเอาท์พุทโดยสังเขป ตลอดจนการแนะนำสัญลักษณ์แบบต่าง ๆ ที่ใช้แทนตัว OTA
- **บทที่ 3** เป็นเรื่องของการสร้างจเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้โดยใช้ OTA ซึ่งรูปแบบของวงจรเบื้องต้นจะมีลักษณะง่าย ๆ ใช้ OTA 2 ตัว ทำงานร่วมกันวงจรนี้มีข้อดีที่สามารถปรับอัตราการจเรชันได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และในตอนท้ายของบทนี้ได้กล่าวถึงการลดอิทธิพลของอุณหภูมิของวงจรที่สร้างขึ้น
- **บทที่ 4** มีเนื้อหาเกี่ยวกับการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำที่เราสร้างขึ้นมานี้ จะมีการไหลของกระแสเข้าออกที่ขั้ว ขั้วเดียวของขดลวดเหนี่ยวนำส่วนอีกขั้วที่เหลือจะ ไม่มีกระแสไหลเข้าออก ซึ่งการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้คิดขึ้นมาี้สามารถนำไปใช้ได้เป็นทั้งขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ และขดลวดเหนี่ยวนำที่ลอยตัวเมื่อต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และยังสามารถนำเอาขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่นี้ ไปประกอบกันสร้างเป็นขดลวดเหนี่ยวนำลอยตัวแบบธรรมดา
- **บทที่ 5** เป็นการเสนอผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรคุณสมบัติที่มีการลดผลของอุณหภูมิ ซึ่งสามารถ

ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณได้ โดยที่วงจรที่สร้างขึ้นมามีทั้งแบบที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่เป็น OTA เพียงอย่างเดียว และ OTA ร่วมกับ OP-AMP ซึ่งได้แสดงให้เห็นถึงการปรับปรุงวงจรให้มีประสิทธิภาพขึ้นตามลำดับ และการออกแบบวงจรนี้ผลของอุณหภูมิถูกกำจัดออกไปได้โดยสิ้นเชิง

- บทที่ 6 จะกล่าวถึงวงจรที่มีความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่า ในวงจรเดียวกัน ซึ่งวงจรที่มีความถี่ 2 เท่า จะใช้ OTA เพียงตัวเดียว ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่เรานำเอาวงจรคูณสัญญาณมาสร้างเป็นวงจรที่มีความถี่ 2 เท่า แล้วจะเห็นได้ว่าวงจรที่มีความถี่ที่ได้เสนอจะประหยัดกว่า และนอกจากนี้แล้วเรายังสามารถสร้างวงจรที่มีความถี่ 3 เท่า ได้ด้วย OTA เพียง 3 ตัว

- บทที่ 7 เป็นเรื่องเกี่ยวกับวงจรเครื่องวัดความถี่ที่มีการกระเพื่อมของเอาต์พุตต่ำ สำหรับในบทนี้นอกจากจะเป็นการแสดงให้เห็นถึงการนำ OTA ไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะของเครื่องมือวัด ซึ่งการวัดความถี่ด้วยวิธีนี้เป็นวิธีการใหม่ โดยวิธีการของเราจะอาศัยการถ่ายเทประจุไฟฟ้า และวงจรมีลักษณะเป็นระบบการส่งสัญญาณป้อนกลับ (Sample Close Loop Feedback System)

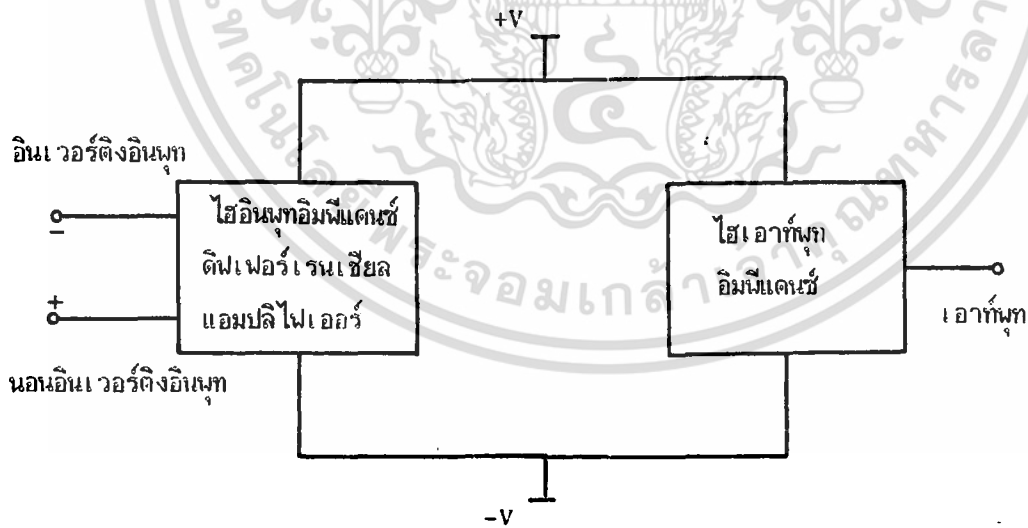
- บทที่ 8 เป็นการเสนอการประยุกต์ใช้งานของ OTA ในอีกรูปแบบหนึ่ง โดยใช้ OTA ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต และ 4 พอร์ต ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะทำให้ประหยัดชุดวงจรสายพานกระแสลงไปได้ เมื่อเปรียบเทียบกับที่เราจะต้องใช้ชุดวงจรสายพานกระแสแต่เพียงอย่างเดียวในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ นอกจากนี้แล้วค่าความเหนี่ยวนำที่ถูกเลียนแบบขึ้นมาด้วยวิธีการใช้ OTA ร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแสยังสามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

- บทที่ 9 เป็นการสรุปและวิจารณ์ผลงานของวิทยานิพนธ์ รวมทั้งการเสนอแนะแนวทางสำหรับผู้ที่สนใจจะศึกษา เรื่องเหล่านี้ต่อไป

บทที่ 2

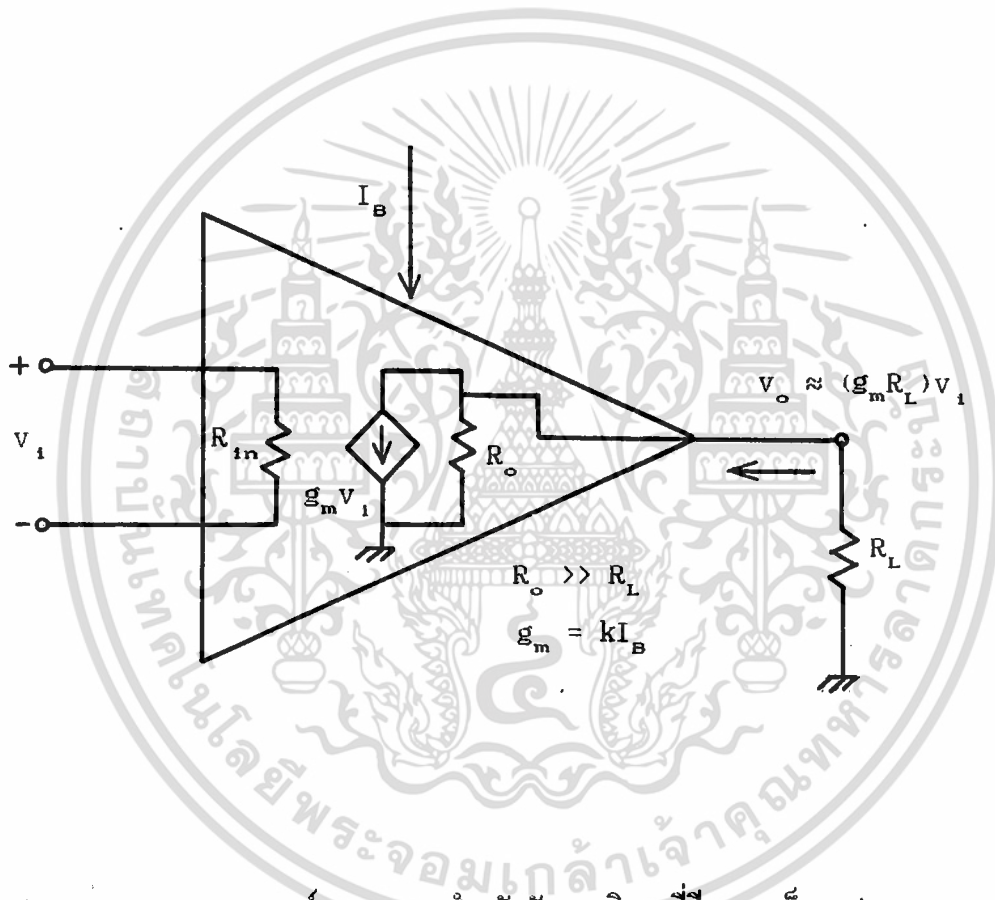
Operational Transconductance Amplifier (OTA)

OTA เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าที่อินพุทให้เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุท หรือที่เรียกเป็นภาษาในทางอิเล็กทรอนิกส์ว่า " โวลท์เตจคอนโทรล เคอร์เรนท์ ซอร์ส " (Voltage Controlled Current Source :VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าไปเป็นค่ากระแสไฟฟ้านี้มีชื่อเฉพาะว่า ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance : g_m) OTA โดยทั่วไปสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำในรูปแบบของวงจรรวม (IC) และมีคุณสมบัติขั้นพื้นฐานดังต่อไปนี้คือ มีค่าอินพุท และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูง มีค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) ที่สามารถควบคุมได้โดยการไบอัสกระแสจากภายนอก นอกจากนี้ไดอะแกรมแสดงโครงสร้างง่าย ๆ ของ OTA มีดังแสดงในรูป 2-1



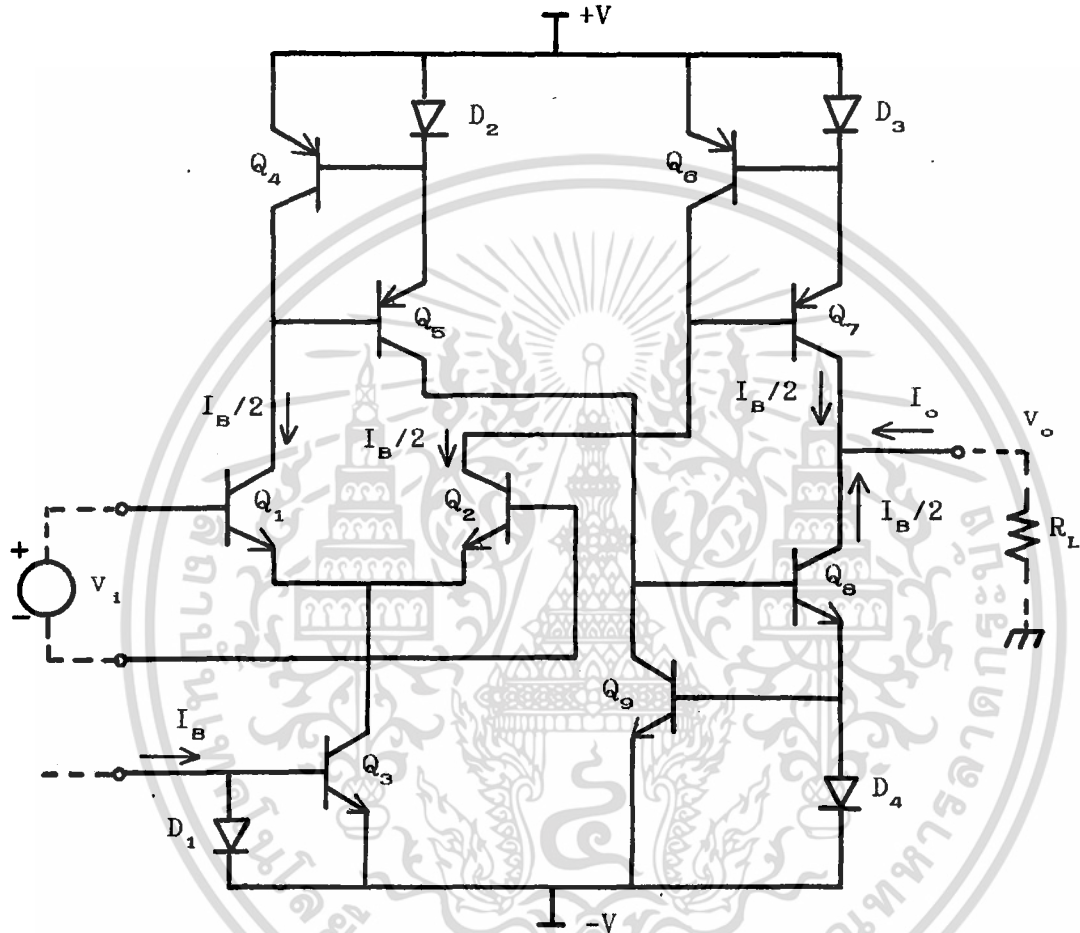
รูปที่ 2-1 บล็อก ไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OTA

เนื่องจากภาคอินพุทของ OTA มีโครงสร้างเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล - แอมพลิไฟเออร์ (Differential Amplifier) ถ้าสัญญาณอินพุทของ OTA มีค่าพอประมาณไม่สูงเกินควรรแล้ว วงจรสมมูลย์ของ OTA จะเป็นดังแสดงในรูป 2-2



รูป 2-2 แสดงวงจรสมมูลย์ของ OTA สำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดเล็กพอสมควร

กระแส I_B ที่แสดงไว้ในรูป 2-2 คือกระแสไบอัสที่ใช้ควบคุมค่า ทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) ของ OTA ซึ่งค่าความสัมพันธ์ระหว่าง g_m และ I_B คือ $g_m = I_B / 2V_T$ ซึ่งเราจะได้กล่าวถึงเพิ่มเติมในเนื้อหาต่อไป



รูปที่ 2-3 แสดงวงจรรวมแบบพื้นฐานแบบหนึ่งของ OTA

ซึ่งให้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2-2

รูป 2-3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานเบื้องต้นของ OTA สำหรับการวิเคราะห์วงจรในรูป 2-3 นี้ เราจะตั้งสมมุติฐานว่า ค่าอัตราการขยายกระแส (h_{FE}) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจร

2-3 มีค่าสูงมาก ๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสของคอลเลคเตอร์ และเราจะเริ่มต้นด้วยการสมมติให้กระแสไบอัสของ OTA และสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ I_B และ v_1 ตามลำดับ ดังนั้นถ้าพิจารณารอยต่อระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 กับพื้นผิวรอยต่อ PN ของไดโอด D_1 เท่ากันแล้วจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 นี้จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และตามข้อสมมุติฐานที่ว่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เราก็จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 นี้มีค่าเท่ากับ I_B ด้วยและกระแส I_B นี้จะแยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ซึ่งถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว เราจะพบว่าถ้า $v_1 = 0$ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน Q_2 ซึ่งย่อมเท่ากับ $I_B/2$ นั่นเอง กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 นี้จะมีผลในการสะท้อนกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_4, Q_5, D_2, Q_6, Q_7, D_4$ และ Q_8, Q_7, D_3 ไปยังทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_7 และในกรณีนี้เราก็จะพบว่าจะไม่มีการไหลออกนอกมาเลย กล่าวคือกระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็น 0 นั่นเอง

ต่อไปถ้าเราสมมติว่าสัญญาณอินพุต v_1 ไม่เป็นศูนย์ สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลคเตอร์ และศักดาไฟฟ้าระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ (V_{BE}) มีความสัมพันธ์อยู่ในรูปเอกโปเนนเชียลกล่าวคือ

$$I_c = I_s \exp qV_{BE}/mkT \quad (2-1)$$

โดยในที่นี้ I_s คือค่ากระแสนอนกลับอิมิตัว, $m \approx 1, k$ คือค่าคงที่ของโบลท์มาน (Boltzman-constant), q คือค่าของประจุ, T คือค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน ($^{\circ}K$) และ kT/q นี้มีค่าเทียบเท่าเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ V_T โดยจะมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}C$ ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เท่ากัน เราจะได้ว่าค่ากระแสย้อนกลับอิมิตัว I_s จะมีค่าเท่ากันซึ่งจะเป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ของค่าศักดาไฟฟ้า v_1 กับกระแสที่คอลเลคเตอร์จะเป็นดังต่อไปนี้คือ

$$v_1 = (kT/q) \ln(I_{c1}/I_{c2}) \quad (2-2)$$

เมื่อ I_{c1} และ I_{c2} เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับเรา จะพบว่าถ้า v_1 มีค่าเล็กมาก ๆ (ประมาณเป็นมิลลิโวลต์) แล้วจะได้ $I_{c1} \approx I_{c2} \approx I_B/2$ หรือค่าอัตราส่วน I_{c1}/I_{c2} จะมีค่าเข้าใกล้ 1 โดยอาศัยอนุกรมของเทเลอร์ (Taylor's - Series) เราจะประมาณได้ว่า

$$v_1 \approx kT(I_{c1} - I_{c2})/qI_{c2} = kT(I_{c1} - I_{c2})/(qI_B/2) \quad (2-3)$$

โดยวงจรสะท้อนกระแสตามรูป 2-2 กระแสผ่านคอลเลคเตอร์ของ Q_7 และ Q_8 คือ I_{c7} และ I_{c8} มีค่าเท่ากับ I_{c2} และ I_{c1} ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อเราแทนค่า I_{c1} และ I_{c2} โดย I_{c8} และ I_{c7} ลงใน (2-3) แล้วจะได้

$$v_1 \approx \frac{2kT(I_{c8} - I_{c7})}{qI_B} \quad (2-4)$$

แต่ตามรูป 2-2 เราจะพบว่าค่าผลต่างของค่ากระแส ($I_{c8} - I_{c7}$) ก็คือค่ากระแสเอาท์พุท I_o นั้นเองดังนั้น จากสมการ (2-4) นี้เราก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุท I_o และศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทเป็นดังนี้

$$v_1 = \frac{2kTI_o}{qI_B}$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_B v_1}{2(kT/q)}$$

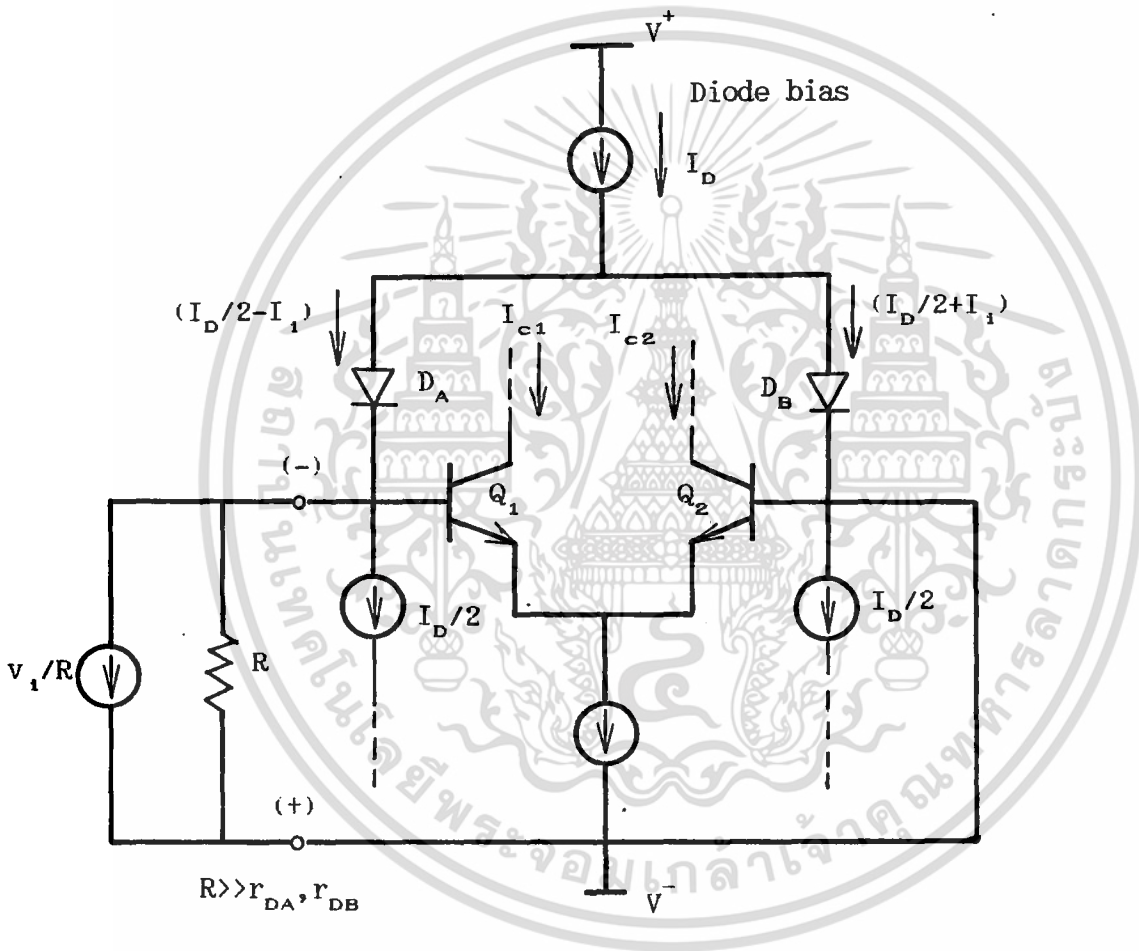
หรือ

$$I_o = g_m v_1 \quad (2-5)$$

เมื่อ $g_m \equiv qI_B/2kT$ ซึ่งเป็นค่าทรานสดอนด์แคนซ์ของวงจร OTA นั้นเอง ดังนั้นเราจะพบว่า เราสามารถปรับค่า g_m ได้โดยการปรับค่า I_B สรุปได้ว่าถ้าสัญญาณอินพุทมีค่าน้อยพอควรแล้ว I_{c1}/I_{c2} จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุท และ กระแสเอาท์พุทของ OTA ดังในสมการ (2-5) กล่าวคือ OTA จะทำงานได้ความสัมพันธ์

ระหว่างอินพุต v_1 และ เอาท์พุท I_o เป็นเชิงเส้น

โดยทั่ว ๆ ไป OP-AMP ในทางอุตสาหกรรมจะใส่ไดโอด เพื่อทำให้การทำงานของ OTA อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น ในขณะที่อินพุตมีค่าสูง เพิ่มเข้าไปที่อินพุตของ Q_1 และ Q_2 ดังแสดงในรูป 2-4 หรือที่เรียกกันว่า "Linearizing Diodes" ซึ่งตามปกติธรรมดาวิธีลิเนียร์ไลซ์ก็มีอยู่ด้วยกันหลายวิธีแต่ในที่จะกล่าวแต่เฉพาะวิธี ลิเนียร์ไลซ์ไดโอด



รูปที่ 2-4 แสดงการต่อไดโอด เพื่อให้การทำงานของ OTA อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นสำหรับอินพุตที่มีค่าสูง

จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 2-4 โดยอาศัยสมการของเคอร์ชอฟโวลเตจรอบ ๆ เส้นวงปิด

(Loop) ซึ่งมีการจัดเรียงตัวของอุปกรณ์ดังนี้ D_A , Q_1 , Q_2 , และ D_B โดยเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

$$V_{DA} + V_{BE1} = V_{DB} + V_{BE2} \quad (2-6)$$

ถ้าพื้นที่รอยต่อระหว่าง เบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน (D_A และ D_B สร้างมาจาก npn ทรานซิสเตอร์โดยทำการต่อขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์เข้าด้วยกัน) จากสมการ (2-2) และ (2-6) เราจะได้ว่า

$$kT[\ln(I_D/2-I_1)/I_{sA} + \ln(I_{c1}/I_{s1})]/q = kT[\ln(I_D/2+I_1)/I_{sB} + \ln(I_{c2}/I_{s2})]/q \quad (2-7)$$

จากรูป 2-3 (ถ้ากระแสเบสมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์แล้ว)

$$I_{c1} + I_{c2} = I_B \quad (2-8)$$

$$I_{c8} + I_{c7} = I_O \quad (2-9)$$

เนื่องจาก $I_{c1} = I_{c8}$ และ $I_{c2} = I_{c7}$ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$I_{c8} = (1/2)(I_B + I_O) \quad (2-10)$$

$$I_{c7} = (1/2)(I_B - I_O) \quad (2-11)$$

โดยการแทนค่ากระแสต่าง ๆ เหล่านี้ลงในสมการ (2-7) และจัดรูปสมการเสียใหม่เราจะได้ว่า

$$(kT/q) \ln[(I_D/2+I_1)/(I_D/2-I_1)] = (kT/q) \ln[(I_B+I_O)/(I_B-I_O)] \quad (2-12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

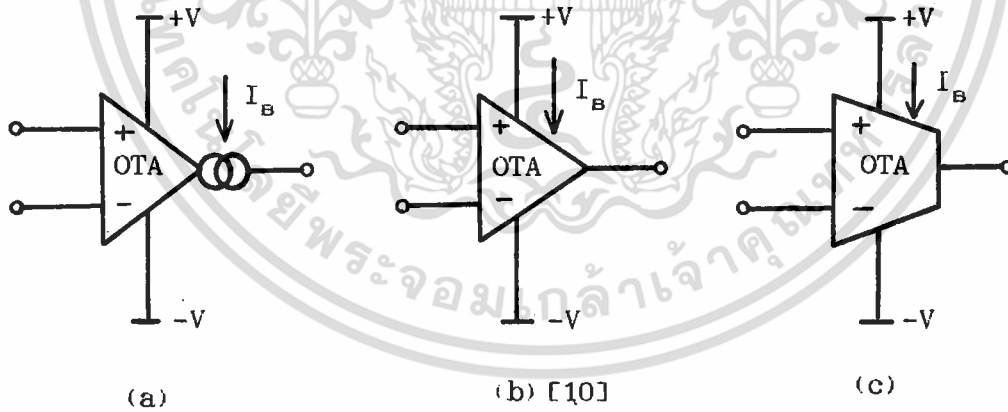
ลดรูปสมการ (2-12) ลงได้เป็น

$$I_o = I_1 (2I_B / I_D) \tag{2-13}$$

หรือในเทอมของค่าศักดาไฟฟ้า

$$v_o = v_1 (2I_B / I_D) (R_L / R) \tag{2-14}$$

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่า ไม่มีการกล่าวถึงขนาดของ I_1 หรือ v_1 แต่ประการใด การใส่ไดโอดเข้ากับส่วนอินพุทของ OTA ทำให้ OTA สามารถทำงานได้ในย่านที่เป็นเชิงเส้นกว้างขึ้น สัญลักษณ์ของ OTA ที่นิยมใช้กันอยู่มีลักษณะดังแสดงในรูป 2-5



รูปที่ 2-5 แสดงสัญลักษณ์แบบต่าง ๆ ของ OTA

สำหรับสัญลักษณ์ของ OTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ต่อไปเราจะใช้สัญลักษณ์แบบในรูป 2-5c

สรุป

ตามที่ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของ OTA อย่างคร่าว ๆ มาในหัวข้อข้างต้นแล้ว นับได้ว่า OTA ก็เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่น่าสนใจ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุต v_i และค่ากระแสเอาต์พุต I_o จะมีค่าเป็น

$$I_o = g_m v_i$$

และ g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA มีค่าดังนี้

$$g_m = I_B / 2V_T$$

และกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสให้แก่ OTA ที่ควบคุมจากภายนอก ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า I_o จะแปรผันโดยตรงกับ I_B ซึ่งคุณสมบัติพิเศษดังกล่าวเป็นสิ่งที่ประโยชน์มากในการใช้งาน OTA แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาที่กล่าวถึงก็คือ อิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม V_T เป็นสิ่งที่มักออกแบบวงจรนิ่งระมัดระวัง ในการนำ OTA ไปใช้งานในสถานะที่มีการแปรปรวนของอุณหภูมิสูง

บทที่ 3

ไจเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้

3-1 กล่าวนำ

จากนี้ต่อไปจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งาน OTA ในรูปแบบต่าง ๆ ในตอนแรกนี้จะเริ่มด้วยการนำเอา OTA ไปใช้สร้างวงจรสองพอร์ต (Two-port Circuit) ที่มีคุณสมบัติเป็นไจเรเตอร์ (Gyrators) ซึ่งไจเรเตอร์นี้ ตามธรรมชาติจะปฏิบัติตัวเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ (Impedance Inverters) จึงสามารถใช้ร่วมกับตัวเก็บประจุมาเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้ ซึ่งมีประโยชน์อย่างยิ่งในการสร้างวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ที่ปราศจากขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductorless Active Filters) [11] นอกจากนี้การนำเอา OTA มาสร้างเป็นไจเรเตอร์นั้น เราสามารถที่จะปรับค่าอัตราไจเรชัน (Gyration Ratio) ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีประโยชน์มากในการที่เราจะปรับค่าอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ออกมาได้ อย่างไรก็ดีเนื่องจากอุณหภูมิจะมีอิทธิพลต่อค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA อยู่บ้างเราจึงได้เสนองจรไจเรเตอร์ที่ได้รับการปรับปรุง เพื่อขจัดอิทธิพลของอุณหภูมิก่อนไป ได้ แล้ววงจรมียังสามารถใช้ทำหน้าที่เป็นได้ทั้งวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ และวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งชนิดบวก และชนิดลบได้ด้วย

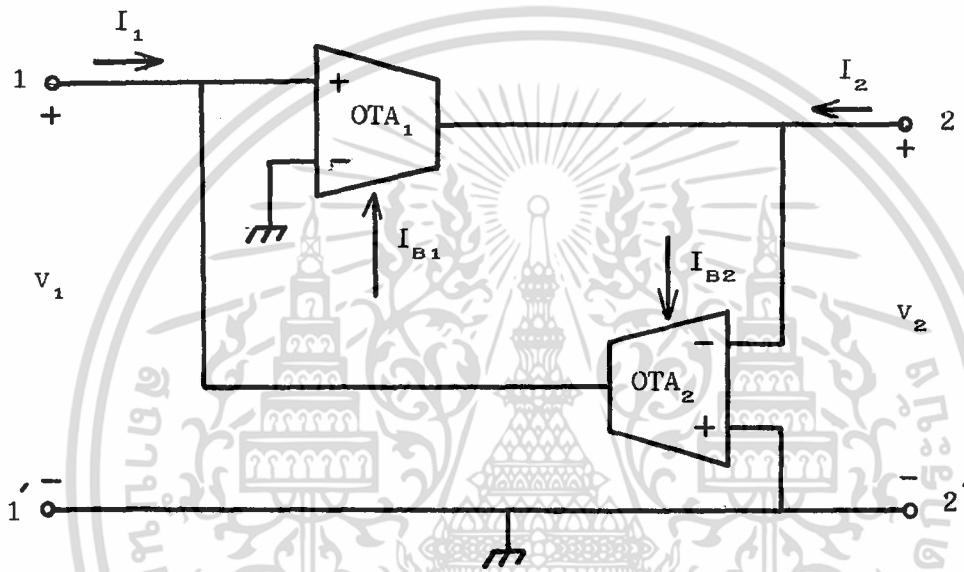
3-2 วงจรไจเรเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ OTA

เป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรไจเรเตอร์นี้มีคุณสมบัติที่ให้การานสมิซชันเมตริกซ์ (Transmission Matrix) อยู่ในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & k_1(s) \\ k_2(s) & 0 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

ซึ่งในที่นี้ $k_1(s)$ และ $k_2(s)$ คือสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชันซึ่งเป็นได้ทั้งเลขจริง หรือเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของความถี่ผสม s หรือ s^{-1} ก็ได้

วงจรในรูป 3-1 เป็นวงจรที่ซึ่งให้ทรานสมิซันเมตริกซ์อยู่ในรูปของสมการ (3-1) ดังนั้นวงจรนี้จึงปฏิบัติตัวเป็นวงจรไจเรเตอร์แบบหนึ่ง



รูปที่ 3-1 วงจรไจเรเตอร์ที่ยังไม่มีการชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิ

โดยมีค่าทรานสมิซันเมตริกซ์ของ ไจเรเตอร์ดังนี้

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{m1} \\ g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

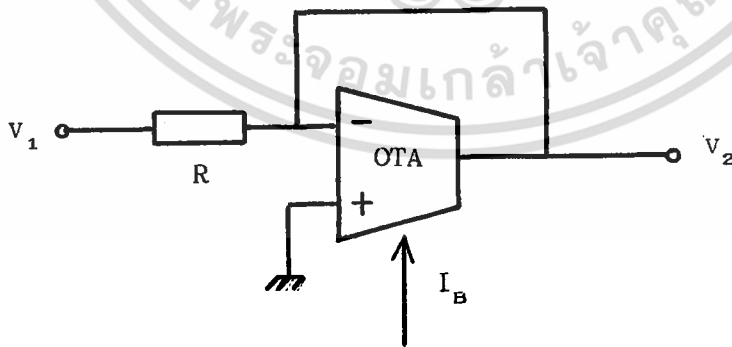
โดยไม่ว่าค่า g_{m1} และ g_{m2} คือค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ เนื่องจากค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ของ OTA สามารถปรับได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B กล่าวคือ

$$g_m = I_B / 2V_T \quad (3-3)$$

โดยที่ V_T คือ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่ 25 °C ดังนั้นจะเห็นได้ว่า เราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชันได้ โดยการปรับค่า I_B ของ OTA ในวงจรตามรูป 3-1 นี้

3-3 วงจรไจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

จากหัวข้อ 3-2 เราได้พิจารณาวงจรไจเรเตอร์แบบง่าย ๆ ที่ใช้ OTA เพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่จากสมการ (3-2) และ (3-3) จะพบว่า สัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชันของวงจร มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิอยู่ ดังนั้นเราจึงหาวิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมินี้ และได้เพิ่มเติมส่วนประกอบที่สำคัญในการลดผลของอุณหภูมิลงไป ซึ่งส่วนประกอบที่สำคัญนี้ แสดงไว้ในรูป 3-2



รูปที่ 3-2 แสดงวงจรส่วนสำคัญในการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

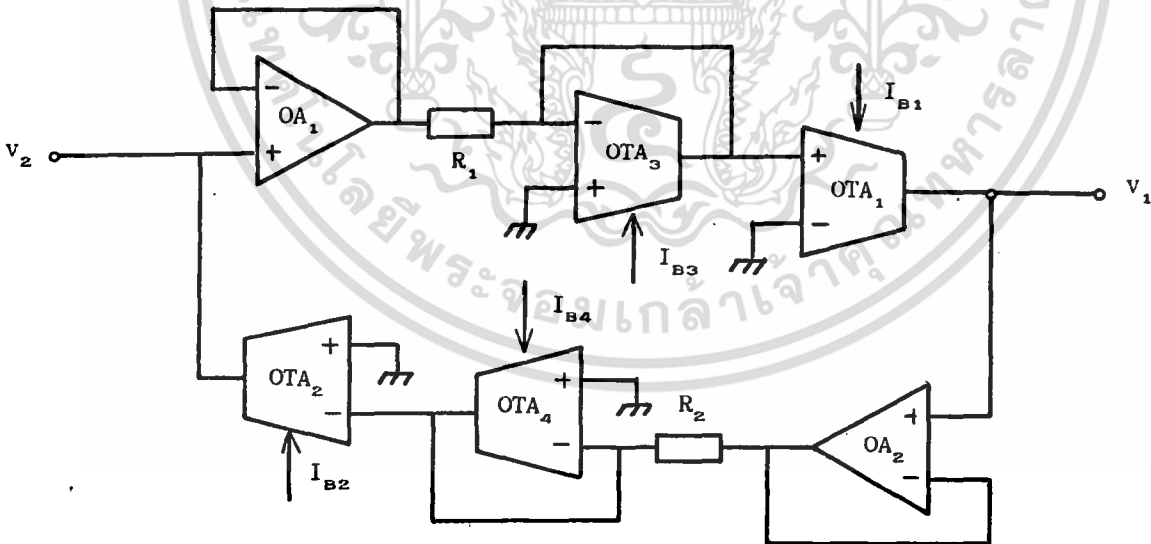
เมื่อพิจารณาวงจรรูป 3-2 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_2/v_1 = 1/(1 + g_m R) \quad (3-4)$$

โดยที่เมื่อให้ $g_m R \gg 1$ แล้ววงจรจะทำหน้าที่คล้ายกับเป็นตัวลดทอนสัญญาณที่แปรผันโดยตรงกับออกหมุมิตั้งแสดงในสมการ (3-5)

$$v_2/v_1 \approx 2V_T/I_B R \quad (3-5)$$

ตั้งนี้วงจรตามรูป 3-2 จึงเป็นวงจรที่จะใช้ช่วยทำการลดอิทธิพลของออกหมุมิตของวงจรโอเพอเรเตอร์ตามหัวข้อ 3-2 ได้ ซึ่งเมื่อเราใช้วงจรดังกล่าวประกอบเข้าไปในวงจรรูป 3-1 ก็จะได้วงจรโอเพอเรเตอร์ซึ่งมีการลดอิทธิพลของออกหมุมิตได้ดังในรูป 3-3



รูปที่ 3-3 วงจรโอเพอเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางออกหมุมิต

จากการวิเคราะห์วงจรตามรูป 3-3 โดยใช้เงื่อนไขเช่นเดียวกับสมการ 3-5 คือ $g_{m4}R_2 \gg 1$ และ $g_{m3}R_1 \gg 1$ แล้วจะทำให้ทรานสซิสชันเมตริกซ์ของวงจร 3-3 มีค่าเป็น

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & g_{m3}R_1/g_{m1} \\ g_{m2}/g_{m4}R_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

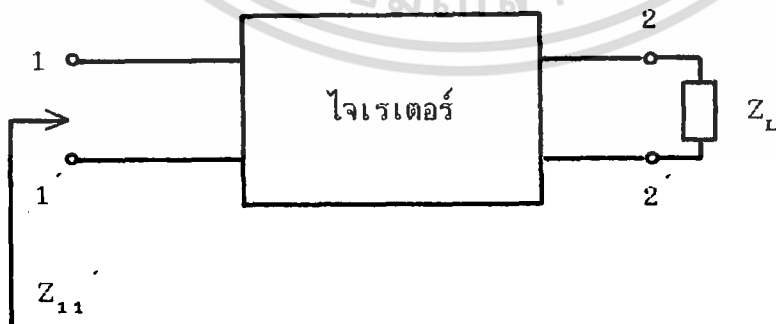
หรือ

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & I_{B3}R_1/I_{B1} \\ I_{B2}/I_{B4}R_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

สมการ (3-7) จะพบว่าเราสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิออกได้ตามต้องการ

3-4 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

ถ้าเราพิจารณาวงจรในรูป 3-1 เป็นวงจรสองพอร์ตที่แสดงได้ด้วย แบลคบ็อกซ์ (Black Box) โดยที่เราเอาค่าอิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ต่อไว้ที่ขั้ว 2-2' ดังแสดงในรูป 3-4



รูปที่ 3-4 แสดงแบลคบ็อกซ์ของไจเรเตอร์ที่ต่ออิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไว้ที่พอร์ต 2-2'

เราจะได้อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปในพอร์ทที่ 1-1' มีค่าเป็น

$$Z_{11} = 1/g_{m1}g_{m2}Z_L \quad (3-8)$$

และในทำนองเดียวกันถ้าเรานำเอาอิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไปต่อไว้ที่พอร์ท 2-2' ของวงจรในรูป 3-3 ซึ่งแสดงด้วยแบบคบอกซ์ดังในรูป 3-5



รูปที่ 3-5 แสดงแบบคบอกซ์ของวงจรที่ลดผลของอณูหุมิ ซึ่งต่ออิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไว้ที่พอร์ท 2-2'

เราจะได้อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังพอร์ท 1-1' มีค่าเป็น

$$Z_{11} = I_{B3} I_{B4} R_1 R_2 / I_{B1} I_{B2} Z_L \quad (3-9)$$

เราจะพบว่าถ้าเราคิดว่า Z_L คือตัวภาระ วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ ตามคุณสมบัติของไจเรเตอร์โดยทั่วไป แต่ถ้าใช้ R_2 ต่อเข้าแทน Z_L ที่ขั้ว 2-2' และใช้ Z_L ต่อแทน R_2 เราจะได้

$$Z_{11} = I_{B3} I_{B4} R_1 Z_L / I_{B4} I_{B2} R_2 \quad (3-10)$$

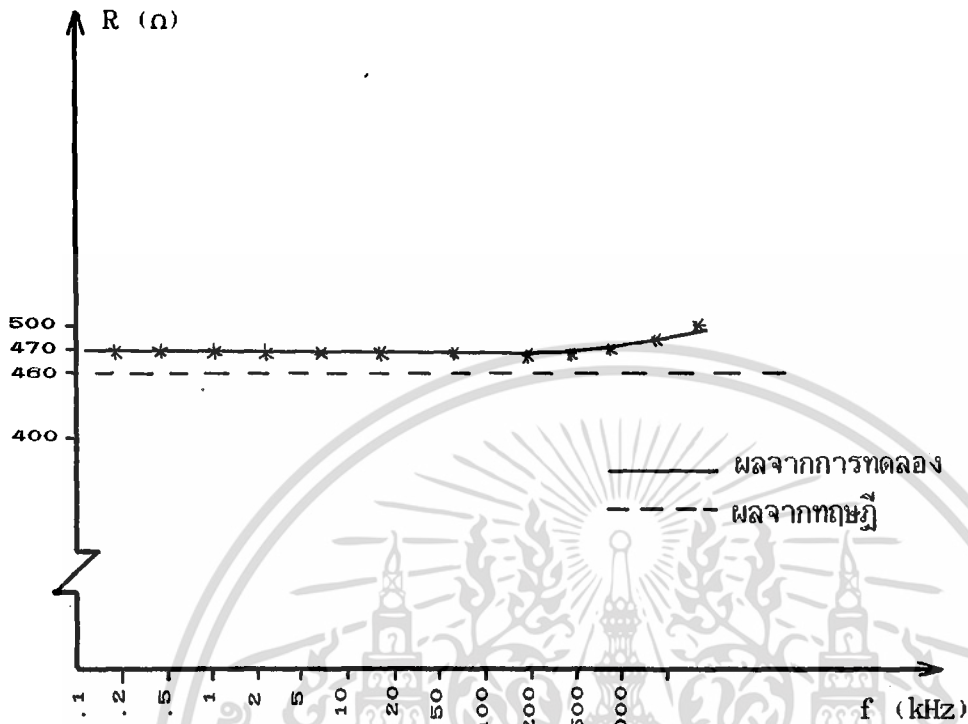
ซึ่งเราพบว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้ เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์

สำหรับในกรณีที่เรต้องการทำให้คุณสมบัติของวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ หรือวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ชนิดลบ เราก็สามารถทำได้โดยง่าย โดยการสับเปลี่ยนการต่อขั้วอินพุทของ OTA ตัวใดตัวหนึ่ง เช่นการต่อขั้วบวกของ OTA_1 ลงกราวด์แทนขั้วลบตั้งนี้เป็นต้น ซึ่งในกรณีดังกล่าวเราจะได้ทรานสมิทชันเมตริกซ์ เป็นดังนี้

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & -I_{B3} R_1 / I_{B1} \\ I_{B2} / I_{B4} R_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

3-5 ผลการทดลองและสรุปผล

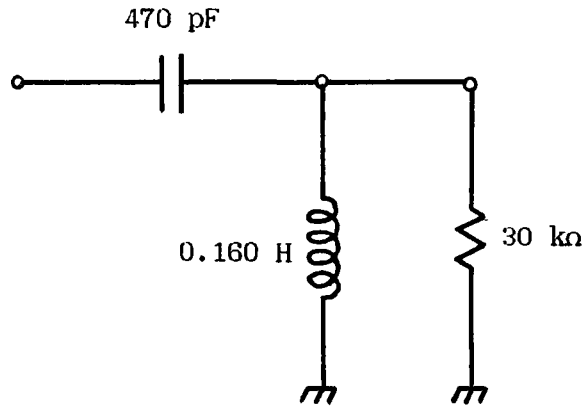
ได้ทำการต่อวงจรตามรูป 3-3 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 ,OP-AMP เบอร์ 741 $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 200 \mu\text{A}$ และต่อตัวภาระ $R_L = 56 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าความต้านทานอินพุท ซึ่งมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ดังแสดงในรูป 3-5



รูปที่ 3-6 ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์

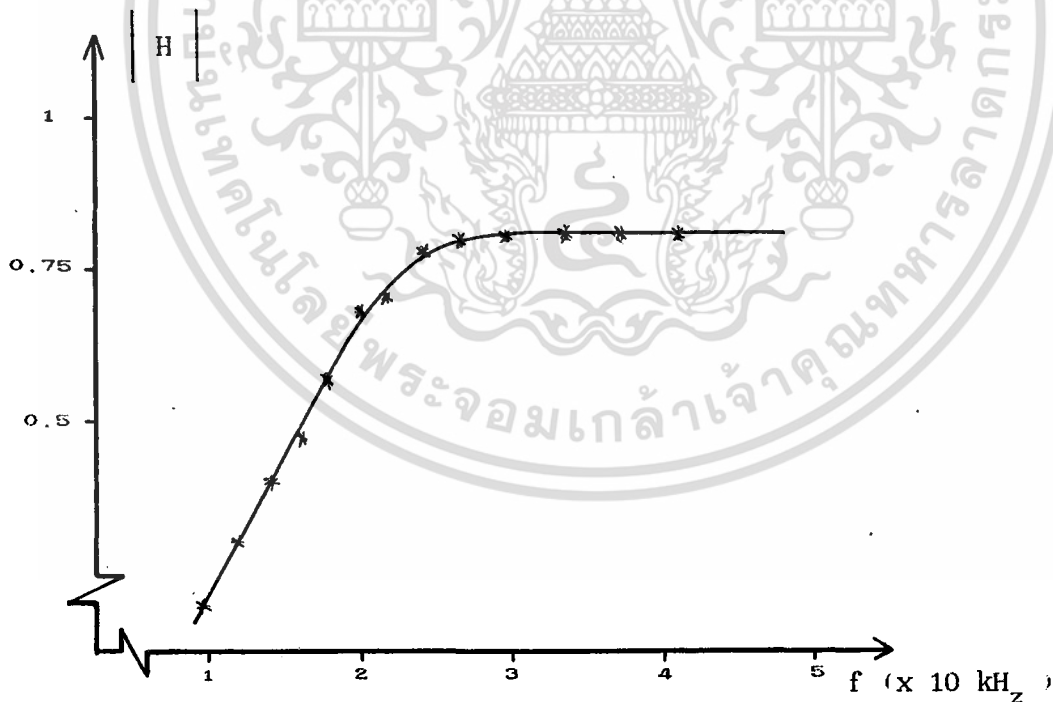
จากผลของการทดลองจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี

และเพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรของเราสามารถอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ได้จริง จึงได้ทดลองเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำขึ้น โดยใช้วงจรโอเพอเรเตอร์รูป 3-3 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , OP-AMP เบอร์ μA 741 , $R_1 = R_2 = 1.15 \text{ k}\Omega$, $I_{B1} = 108 \mu A$, $I_{B2} = 106 \mu A$, $I_{B3} = 116 \mu A$, $I_{B4} = 123 \mu A$ และต่อตัวการะเบิดตัวเก็บประจุขนาด $0.1 \mu F$ ซึ่งเราคำนวณค่าความเหนี่ยวนำ L ได้เท่ากับ 0.165 H และทดลองนำขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้จากการเลียนแบบด้วยวิธีการดังกล่าว มาต่อเป็นวงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสองดังในรูป 3-7



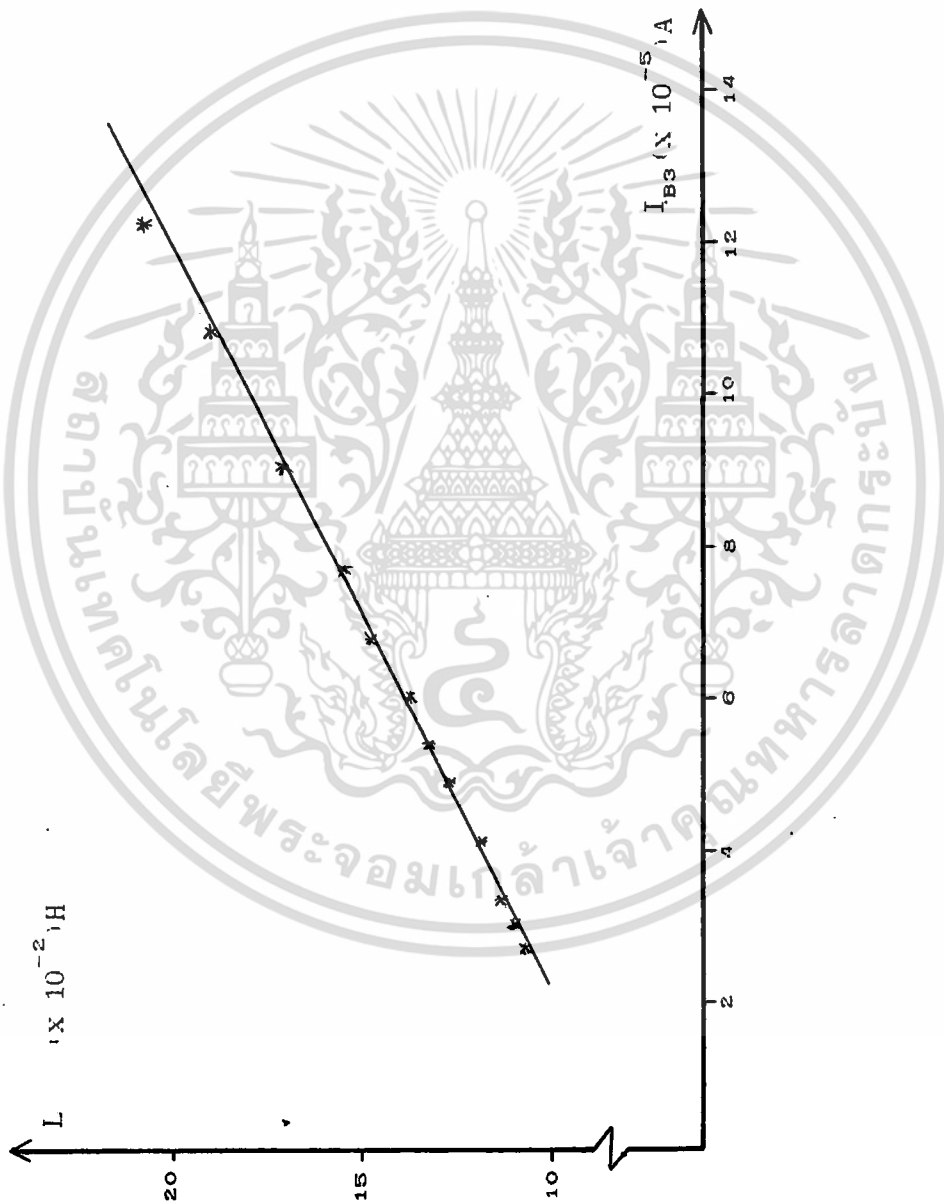
รูปที่ 3-7 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสอง

โดยใช้ค่า $R = 30 \text{ k}\Omega$, $C = 470 \text{ pF}$ วัดค่าความถี่คัทออฟ (Frequency Cut-off) f_c ได้ 18.18 kHz ซึ่งถ้าเรานำเอาค่าความถี่คัทออฟที่วัดได้ไปคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ L จะได้ L มีค่าเท่ากับ 0.160 H ซึ่งเราพบว่าค่าเหนี่ยวนำที่ได้จากการคำนวณกับค่าที่ได้จากการวัดมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นการอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร ใจเรเตอร์นี้จึงนับว่าได้ผลดีโดยผลการตอบสนองของวงจรไฮพาสฟิลเตอร์แสดงดังในรูป 3-8



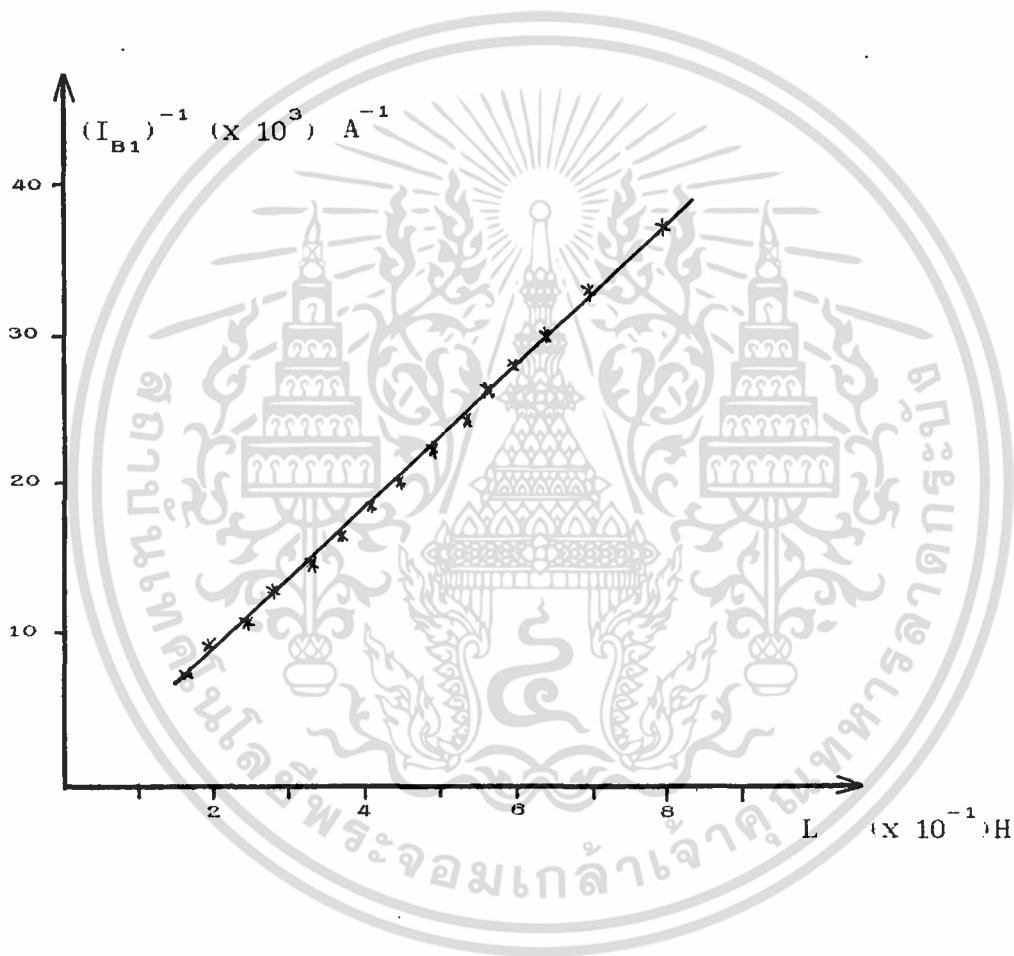
รูปที่ 3-8 ผลการตอบสนองของวงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสอง ระหว่างค่าทรานสเฟอ์ฟังก์ชันกับความถี่

และเพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจรไจเรเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถปรับค่า-
อัตราการใช้เรชั่นได้ ดังความสัมพันธ์ในสมการ (3-9) ซึ่งถ้าใช้วงจรไจเรเตอร์นี้เลียน
แบบขดลวดเหนี่ยวนำ ก็จะได้อัตราการใช้เรชั่น หรือในที่นี้ก็คือค่าสัมประสิทธิ์ของความ
เหนี่ยวนำ L มีค่าเท่ากับ $I_{B3} I_{B4} R_1 R_2 / I_{B1} I_{B2}$ โดยเราได้ทำการทดลองเปลี่ยนค่า
 I_{B3} โดยให้ค่าอื่นๆ คงที่ ก็จะได้ความสัมพันธ์ของกราฟ I_{B3} กับ L ดังในรูป 3-9



รูปที่ 3-9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ L

ซึ่งกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ L จะเป็นเชิงเส้นตรงตามทฤษฎี นอกจากนี้แล้วเรายังได้ทดลองเปลี่ยนค่า I_{B1} โดยให้ค่าตัวแปรอื่นๆ คงที่ และวัดค่าความเหนี่ยวนำ L ของขดลวด แล้วเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ และ L ก็จะได้กราฟดังในรูป 3-10

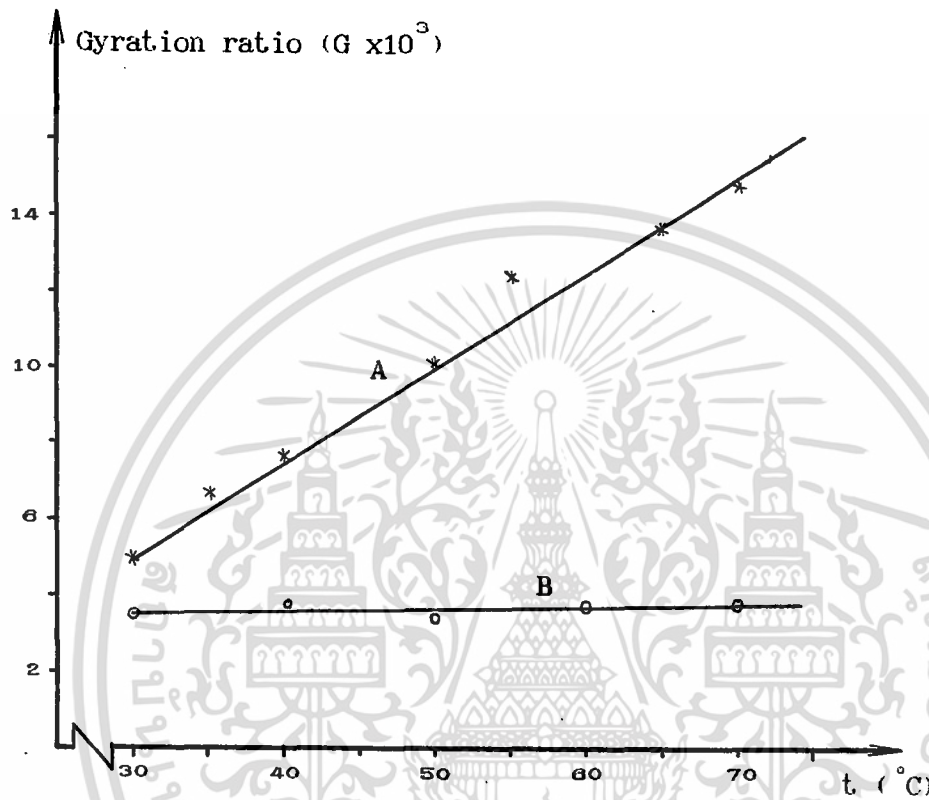


รูปที่ 3-10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ กับ L

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ และ L ที่ได้ก็จะเป็นเชิงเส้นตามทฤษฎี

และเพื่อตรวจสอบผลการลดอิทธิพลของอุณหภูมิของวงจรวจรใจเรเตอร์ จึงได้ทำการต่อวงจรรูป 3-1 และ 3-3 ทดลองวัดค่าอัตราการใจเรชันที่แปรเปลี่ยนกับอุณหภูมิ ซึ่งผล

การทดลองแสดงในรูป 3-11



รูปที่ 3-11 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชันของวงจรรูป 3-1 และ 3-3

โดยกราฟ A แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชันของวงจรรูป 3-3 ซึ่งจะเห็นได้ว่าความชันของกราฟมีค่าน้อยมาก นั่นคือการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิมีผลน้อยมากต่อค่าอัตราการไจเรชัน ซึ่งแสดงว่าการลดอิทธิพลของอุณหภูมิตามวงจรดังกล่าวใช้ได้ผลดี สำหรับกราฟ B แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชันของวงจรรูป 3-1 จะเห็นได้ว่าความชันของกราฟ B มีค่ามาก นั่นหมายความว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิก็จะส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของอัตราการไจเรชันตามไปด้วยอัตราที่ค่อนข้างสูง

จากผลการทดลองต่าง ๆ ดังกล่าวมาแล้ว เป็นการแสดงให้เห็นว่า วงจร
ไจเรเตอร์ที่ได้รับการออกแบบมานี้ใช้ได้ผลดี และนอกจากนี้ยังมีข้อได้เปรียบไจเรเตอร์ที่ออกแบบ
แบบสร้างด้วยวิธีอื่น ในการที่สามารถปรับค่าอัตราไจเรชันได้โดยง่าย และยังสามารถ
ตัดแปลงวงจรทำเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์แบบลบ (Negative Impedance Inver-
ter) ได้โดยง่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA

4-1 กล่าวนำ

ในบทที่แล้วเราได้กล่าวถึงการใช้องค์ประกอบ OTA เป็นประโยชน์ในการนำไปสร้างเป็นวงจรไจเรเตอร์ (Gyrator) ซึ่งมีประโยชน์ประการหนึ่งในการอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งทำให้เราสามารถเลือกใช้แบบขดลวดเหนี่ยวนำได้

ในบรรดาอุปกรณ์ในทางอิเล็กทรอนิกส์ ขดลวดเหนี่ยวนำนับว่าเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งซึ่งมีความสำคัญมาก โดยเฉพาะในการออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งแต่ก่อนมักจะใช้เส้นลวดมาพันทำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำนั้น จึงเกิดมีปัญหว่าถ้าต้องการตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูง ๆ ก็จะต้องใช้ขดลวดที่มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วย ก็จะทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ในการติดตั้งอุปกรณ์นั้น ๆ และยังทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กไปรบกวนวงจรข้างเคียงได้โดยง่ายด้วย ในปัจจุบันความเจริญของเทคโนโลยีทางด้านวงจรรวม (IC) มีความเจริญรุดหน้าไปอย่างรวดเร็ว การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ปราศจากขดลวดเหนี่ยวนำ หรืออุปกรณ์อื่นให้ทำงานได้โดยไม่ต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำจริง ๆ นั้นดูเหมาะสมมาก

ไจเรเตอร์ หรือตัวอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดบวก (Positive impedance-Inverter) ที่เราได้กล่าวถึงในบทที่แล้วสามารถเลือกแบบค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำได้เมื่อใช้ตัวเก็บประจุมาต่อที่พอร์ที่ด้านเอาต์พุตของไจเรเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามการเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะดังกล่าว ให้ผลเป็นการเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ จึงทำให้การสร้างวงจรมีข้อจำกัด และเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกใช้ลักษณะลอยตัว (Floating) อยู่ในวงจร

สำหรับในบทนี้ จะได้กล่าวถึงการสร้างขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกเลือกแบบขึ้นมาในลักษณะพิเศษที่ต่างไปจากการเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดอื่นที่เคยมีมา ทั้งนี้ก็เพราะว่าตามปกติธรรมดา การเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ โดยทั่วไปจะคิดคำนึงถึงการเลือกแบบขดลวดที่มีการไหลของกระแสผ่านเข้าออกอยู่ที่ทั้งสองขั้วของขดลวด

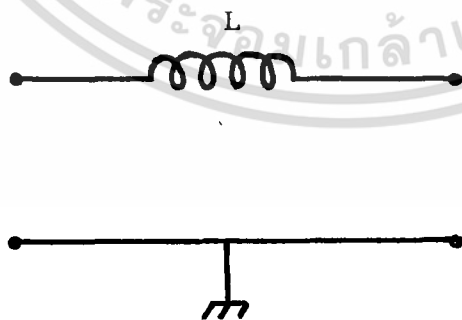
ตามปกติธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำที่ถูกเปลี่ยนแบบ จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตาม -
คุณสมบัติของมันคือ [12]-[14]

- ลักษณะที่ 1 ค่าตัวเหนี่ยวนำเมื่อเปลี่ยนแบบแล้ว จะมีขั้วใดขั้วหนึ่งต่อกับกราวด์
ตลอดเสมอ ไม่สามารถดัดแปลงให้เป็นอย่างอื่น ได้ดังในรูปที่ 4-1



รูปที่ 4-1 แสดงตัวเหนี่ยวนำที่ต่อกับกราวด์

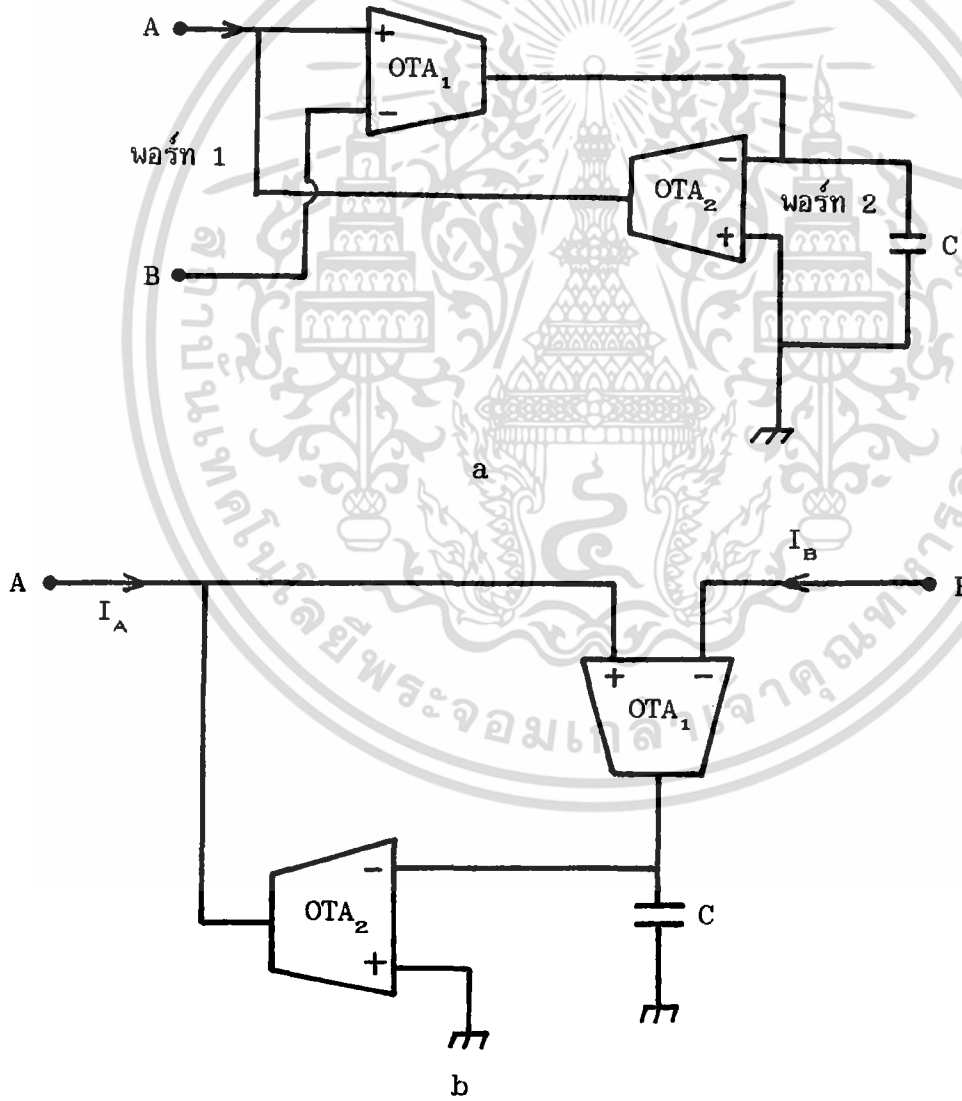
- ลักษณะที่ 2 ค่าตัวเหนี่ยวนำเมื่อได้รับการเปลี่ยนแบบแล้ว จะได้เป็นตัวเหนี่ยวนำ
แบบลอยตัวซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานในลักษณะที่ต่อกับกราวด์ได้อีกดังแสดงในรูป 4-2



รูปที่ 4-2 แสดงตัวเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

4.2 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

จากเรื่องของวงจรจเรเตอร์ ในบทที่ 3 เมื่อเราใช้เลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่ออยู่กับกราวด์นั้น ทำให้เราได้ความคิดในการตัดแปลงวงจรไปเป็นวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวขึ้น เราจึงได้ทดลองวิเคราะห์ห้วงจรจเรเตอร์ของเรา เมื่อต่อพอร์ทเอาต์พุตด้วยตัวเก็บประจุ C และทำการปลดขั้วของอินพุทพอร์ทที่ต่ออยู่กับกราวด์ออก ในลักษณะดังแสดงในรูป 4-3a ซึ่งเมื่อจัดลักษณะการวางภาพของวงจรใหม่ จะให้รูปดังแสดงในรูป 4-3b



รูปที่ 4-3 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

เมื่อสมมุติว่าความต้านทานอินพุทของ OTA ที่ใช้มีค่าเป็นอนันต์ และค่าทรานสคอน-
 ดัคแทนซ์ของ OTA ทั้งสองเป็น g_{m1} และ g_{m2} ตามลำดับ แล้วมีค่าศักดาไฟฟ้าจ่ายให้กับโหนด
 (node) A และ โหนด B เป็น V_A และ V_B ตามลำดับ ก็จะเกิดกระแสเท่ากับ $g_{m2}(V_A - V_B)$
 ไหลออกจาก OTA_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C ทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าที่คร่อม C มีค่าเท่ากับ $g_m(V_A -$
 $V_B)/sC$ ซึ่งค่าศักดาไฟฟ้าที่คร่อม C นี้ จะเป็นศักดาไฟฟ้าอินพุทเข้าสู่ OTA_1 เป็นผลทำให้
 เกิดกระแสไหลเข้าสู่เอาต์พุทของ OTA_1 เท่ากับ $g_{m1}g_{m2}(V_A - V_B)/sC$ ซึ่งค่ากระแสนี้จะมี
 ค่าเท่ากับกระแส I_A ที่ไหลมาจากโหนด A ดังนั้นเราจะสรุปได้ว่า

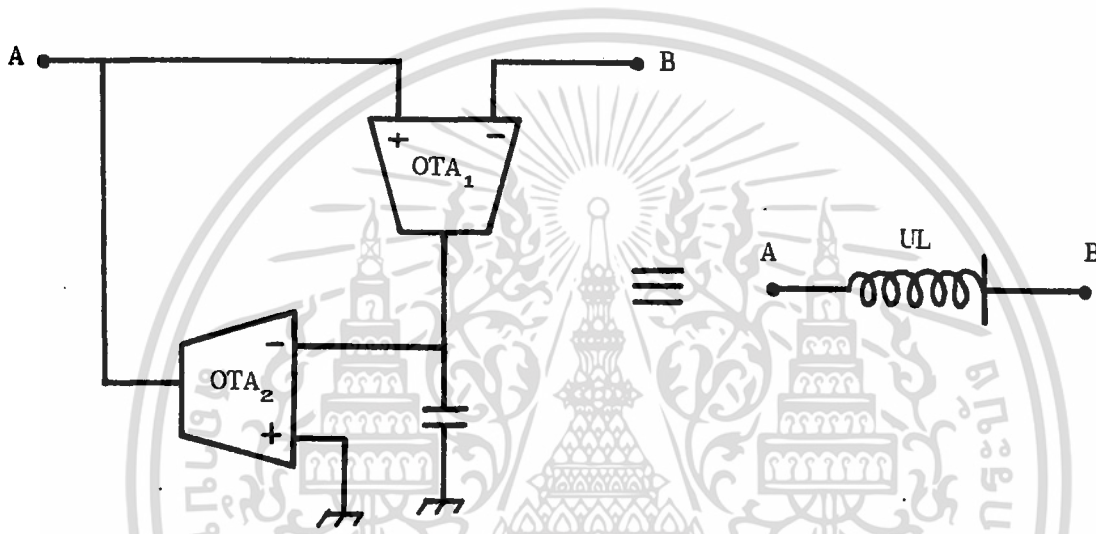
$$I_A = g_{m1}g_{m2}(V_A - V_B)/sC \quad (4-1)$$

และค่าความต้านทานอินพุทของ OTA_2 เป็นอนันต์ เราจึงได้

$$I_B = 0 \quad (4-2)$$

จาก (4-1) และ (4-2) ทำให้เราอธิบายการปฏิบัติตัวของวงจรนี้ได้ว่ามันจะปฏิบัติตัวเหมือน
 กับว่ามีขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = C/g_{m1}g_{m2}$ มาต่ออยู่ระหว่าง โหนด A
 และโหนด B โดยกระแสสามารถไหลผ่านเข้าออกตัวขดลวดเหนี่ยวนำนั้นได้เพียงทางเดียวคือ
 ทางขั้ว A แต่ไม่มีกระแสผ่านเข้าออกทางขั้ว B เลย ซึ่งถ้าพิจารณากันอย่างผิวเผินแล้ว วงจร
 นี้อาจดูไม่มีประโยชน์อะไร แต่ถ้าพิจารณาให้ละเอียดขึ้นว่า ขั้ว B ของวงจรนั้นถ้าเกิดเป็นขั้ว
 เอาต์พุทของแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้าแล้ว พฤติกรรมของวงจรของเราก็จะทำตัวเสมือนกับขด-
 ลวดที่ต่ออยู่แบบลอยตัวได้ และยังมีข้อดีที่ว่าขดลวดที่เลียนแบบนี้ ไม่ดึงกระแสจากแหล่งกำเนิด
 ศักดาได้อีกด้วย เพราะฉะนั้น จากการวิเคราะห์วงจรดังกล่าวเราพบว่า เราสามารถใช้
 วงจรของเราได้ทั้งในลักษณะที่ต่ออยู่กับกราวด์ และชนิดที่ลอยตัว คือชนิดที่มีปลายขั้วข้างหนึ่ง
 ของขดลวดต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และปลายขั้วอีกข้างหนึ่งจะนำไปต่อกับส่วนใด
 ของวงจรก็ได้เนื่องจากการใช้วงจรของเราเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะนี้ เราจึงให้
 ชื่อวงจรของเราว่า วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว หรือ UL ดังกล่าวแล้ว ซึ่ง
 ลักษณะการประยุกต์ใช้วงจรนี้ ในลักษณะต่าง ๆ จะกล่าวไว้ในหัวข้อต่อไป

ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งเกี่ยวกับเรื่องนี้คือ คำว่าทางเดียว ในที่นี้หมายความว่าถึงเพียงว่ามีกระแสไหลเข้าออกโหนด A เพียงโหนดเดียว โดยไม่มีกระแสไหลเข้าออกทางโหนด B เลย ไม่ได้หมายความว่ากระแสไหลผ่านโหนด A ไปสู่ โหนด B ได้ดังเช่นกรณีของวงจรเรกติไฟร์ (rectifier) และเพื่อง่ายต่อการเขียนวงจรเราจะใช้สัญลักษณ์แทน UL ของเราดังแสดงในรูป 4-4

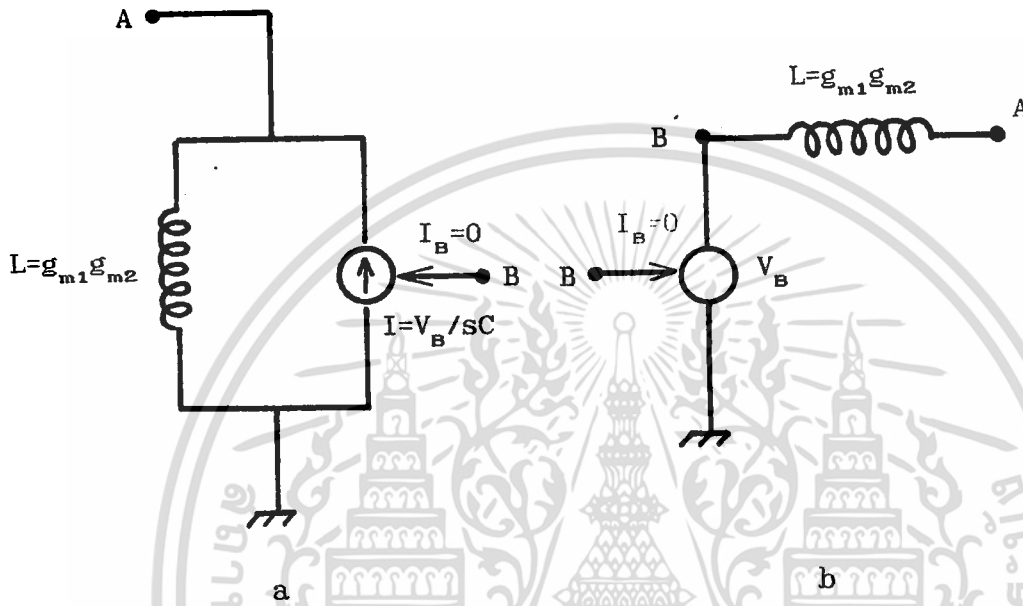


รูปที่ 4-4 สัญลักษณ์ของ UL

จาก (4-1) และ (4-2) เราอาจอธิบายความหมายอีกนัยหนึ่งได้ว่า วงจรนี้คือ วงจรของตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดมีตัวควบคุม (Controlled Source) ซึ่งมีวงจรสมมูลดังรูป 4-5a โดยการพิจารณาจากรูปนี้เราจะพบว่ามันคือ ตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (VCCS : Voltage Controlled Current Source) ที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเท่ากับ $C/g_{m1}g_{m2}$ นั้นเอง และจากวงจรนี้เอง เราสามารถที่จะแปลงให้อยู่ในลักษณะของตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมศักดาไฟฟ้า (VCVS : Voltage Controlled Voltage Source) ได้ดังแสดงในรูป 4-5b จากรูป 4-5b นี้เองเราจะเห็นความเป็นขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียวของมันได้อย่างชัดเจน คือตัวมันเป็นขดลวดเหนี่ยวนำที่แยกตัวจากโหนด B อยู่ แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศักดาไฟฟ้าจากโหนด B มีอิทธิพลในการไหลของกระแสผ่านขดลวดเหนี่ยวนำนั้น



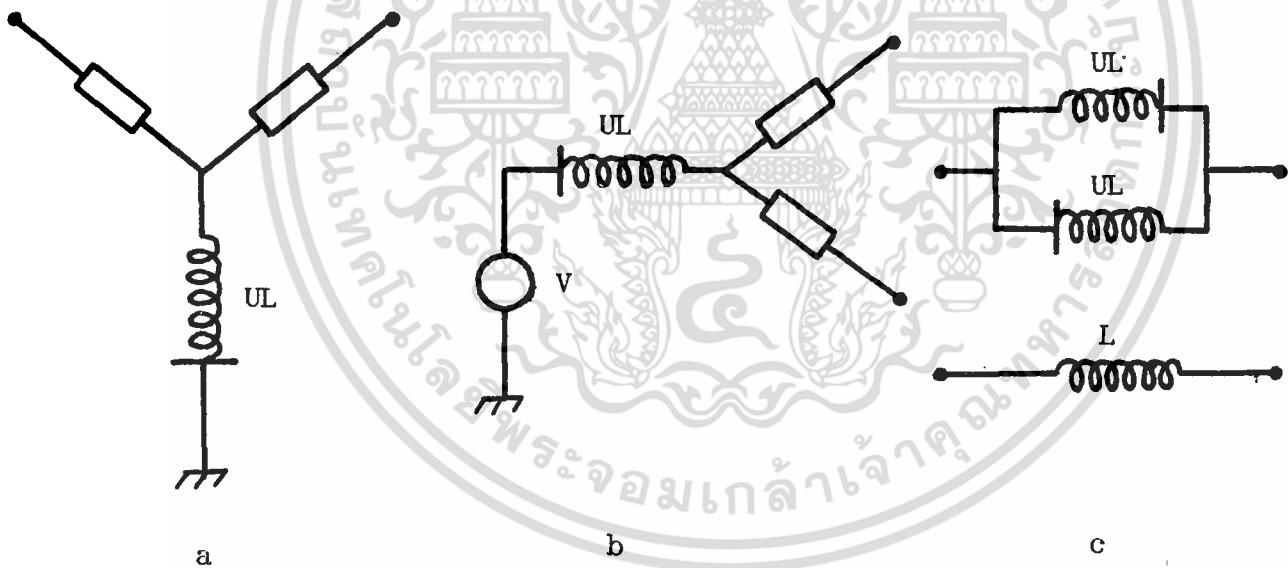
รูปที่ 4-5 วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 4-3 ในลักษณะของตัวกำเนิดไฟฟ้า

(a) แบบ VCCS และ (b) VCVS

4-3 การประยุกต์ใช้งาน

จากคุณสมบัติดังกล่าวมาแล้วข้างต้น โดยอาศัยการวิเคราะห์วงจรสมมุติตามรูป 4-5 เราสามารถนำเอา UL ไปใช้งานได้ 3 รูปแบบ ดังแสดงในรูป 4-6

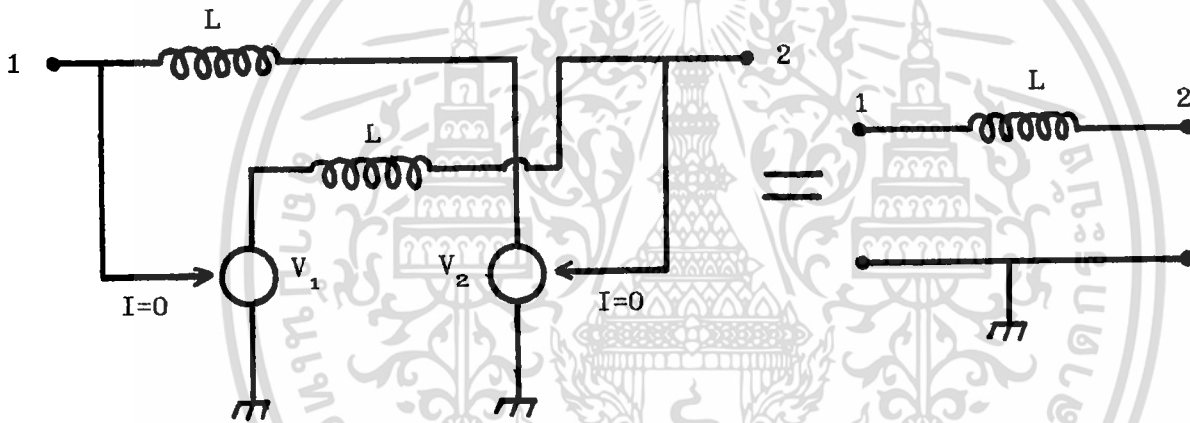
1) ใช้ในลักษณะขดลวดต่ออยู่กับกราวด์ ดังแสดงในรูป 4-6a จะเห็นได้ว่า UL ทำหน้าที่เหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ปกติทุกประการ เพราะถ้าเราพิจารณาจากวงจรสมมุติตามรูป 4-5b จะเห็นได้ว่าถ้า $V_B = 0$ ตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้าจะหมดอิทธิพลไปจากวงจร โหนด B' จะถูกลัดวงจรสู่กราวด์โดยตรง



รูปที่ 4-6 การใช้งาน UL ใน 3 รูปแบบ

2) ใช้ในลักษณะขดลวดลอยตัวที่ต่ออยู่กับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า ดังรูป 4-6b จะเห็นได้ว่าถ้าเราพิจารณาวงจรสมมูลย์ตามรูปที่ 4-6b วงจร UL ยังปฏิบัติตัวแทนขดลวดเหนี่ยวนำได้เป็นอย่างดี โดยที่การต่อวงจรในลักษณะนี้ UL จะมีข้อเด่นพิเศษกว่าขดลวดเหนี่ยวนำตามธรรมชาติอยู่อย่างหนึ่งก็คือ จะไม่ดึงกระแสจากตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า V เลย

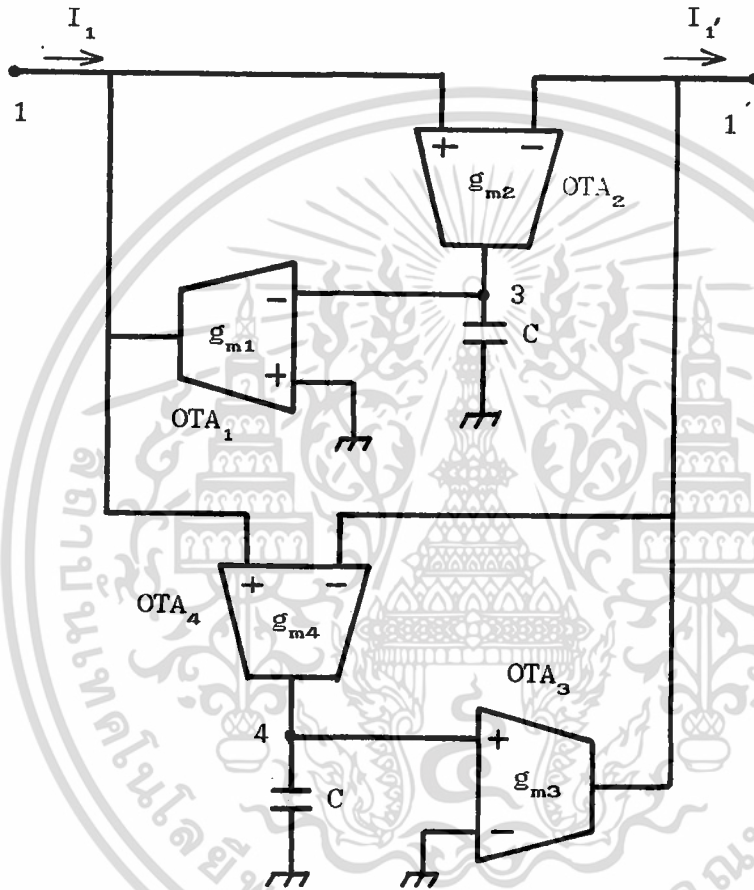
3) ใช้งานในลักษณะขดลวดลอยตัวโดยธรรมดาทั่ว ๆ ไปตามรูป 4-6c สามารถทำได้โดยนำเอา UL สองตัวมาต่อหัวท้ายสลับกัน ซึ่งเมื่อเขียนเป็นวงจรสมมูลย์แล้ว ก็จะแสดงได้ดังในรูป 4-7 ซึ่งเราจะเห็นได้ว่ามันมีคุณสมบัติเหมือนกับ L ธรรมดาตัวหนึ่งเท่านั้น



รูปที่ 4-7 วงจรสมมูลย์ขดลวดเหนี่ยวนำตามรูป 4-6c

4-4 การตัดแปลงวงจรแทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

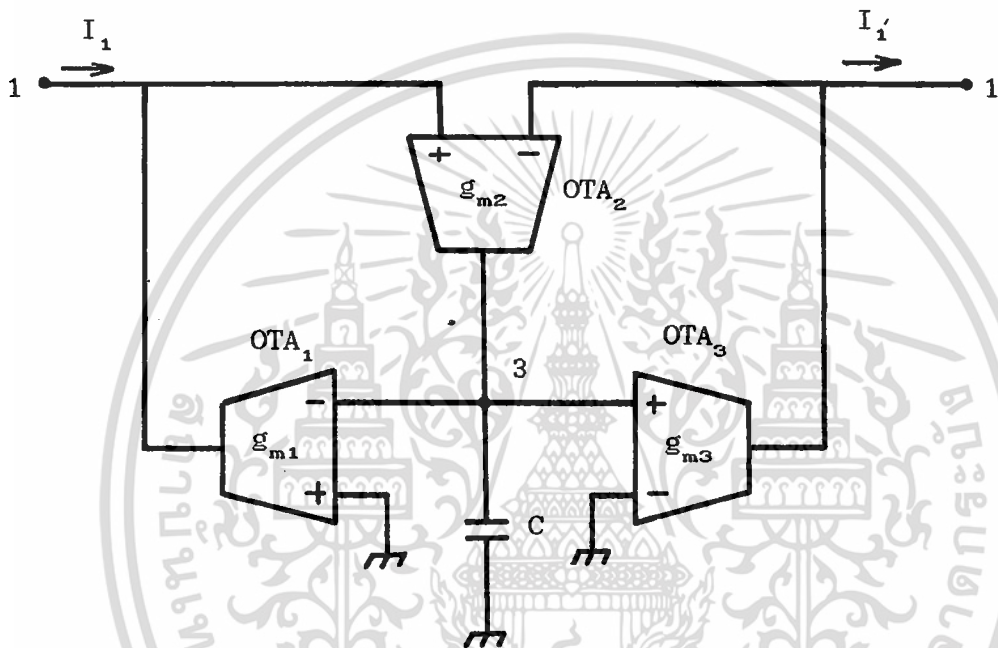
จากรูป 4-7 เป็นวงจรสมมูลของ L ที่สร้างมาจาก UL สองตัวซึ่งเราสามารถเขียนเป็นวงจรได้ดังในรูป 4-8



รูปที่ 4-8 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

จากรูป 4-8 เราจะเห็นได้ว่าวงจรมีจำนวนอุปกรณ์ค่อนข้างมาก โดยเฉพาะเราต้องการใช้ค่าตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว เราจึงคิดตัดแปลงวงจรนี้เพื่อทำการลดจำนวนอุปกรณ์บางตัวลง จากรูป 4-8 ถ้า $g_{m1} = g_{m3} \cdot g_{m2} = g_{m4}$ ค่าศักดาไฟฟ้าที่จุด 3 และ 4

จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจากเงื่อนไขดังกล่าวนี้ จะทำให้ขนาดของกระแส I_1 และ I'_1 เท่ากัน ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าถ้าเรานำเอา OTA_4 และตัวเก็บประจุ C ที่จุด 4 ออกไปนำเอาขั้วบวกของ OTA_3 ไปต่อไว้ที่ขั้ว 3 ค่ากระแส I_1 และ I'_1 ก็ยังคงมีขนาดเท่ากันเหมือนเดิม ดังแสดงในรูป 4-9

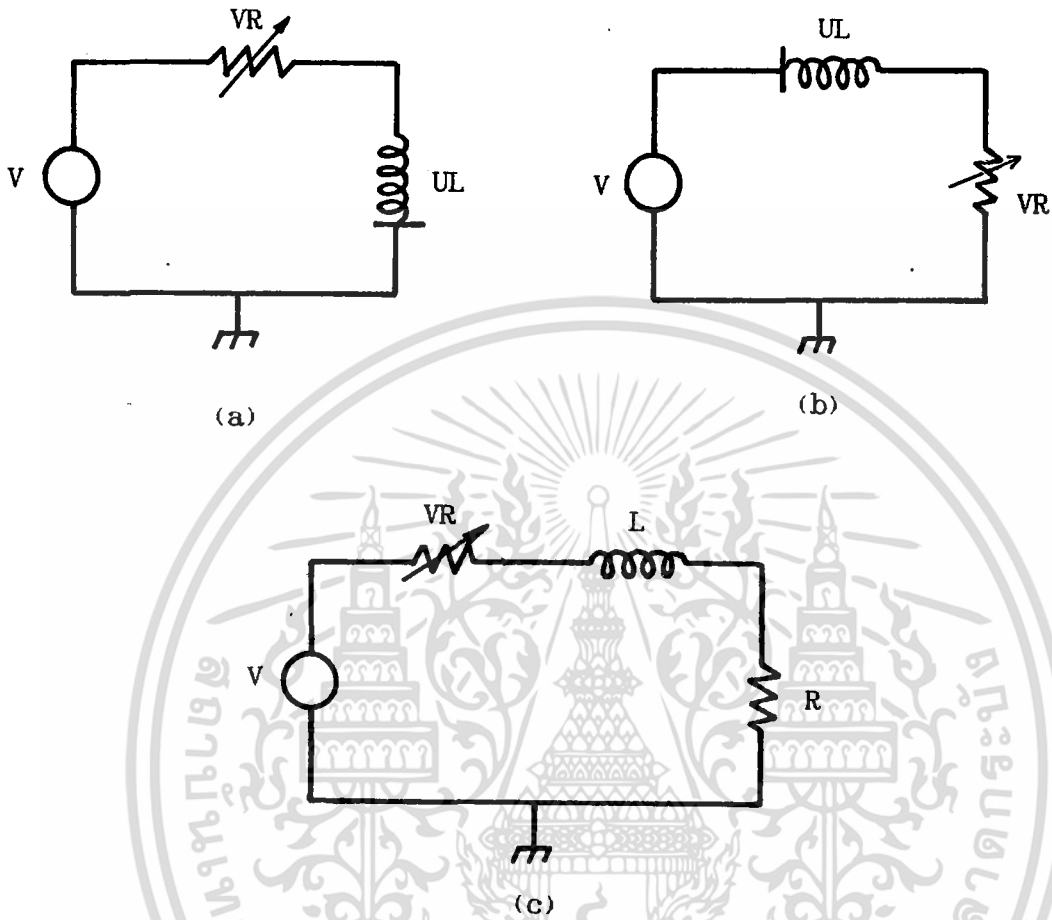


รูปที่ 4-9 แสดงวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวที่ลดจำนวนอุปกรณ์แล้ว

ซึ่งค่า L ที่ได้ยังคงมีค่าเท่ากับ $C/g_{m1}g_{m2}$ อยู่ นอกจากนี้จะเป็นการประหยัดแล้ว ยังเป็นการลดปัญหาในการหาค่าตัวเก็บประจุ C ที่มีค่าเท่ากับ 2 ตัวลงได้อีกด้วย

จากรูป 4-9 เราจะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจรยังคงมีค่า $L = C/g_{m1}g_{m2}$ อยู่เหมือนเดิมแต่เราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ โดยลด OTA และ C ลงไปได้อย่างละ 1 ตัว

4-5 ผลการทดลอง

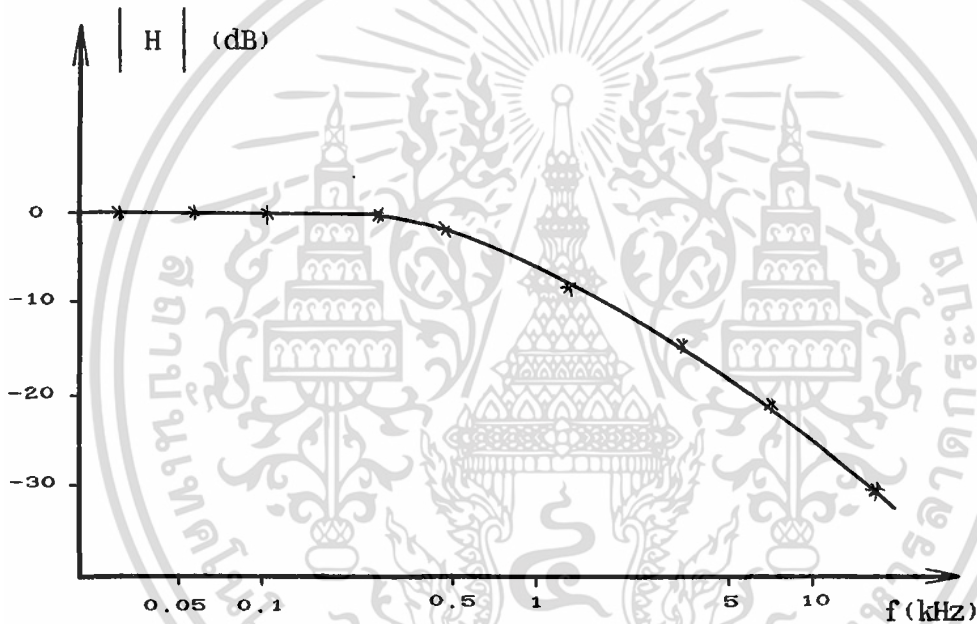


รูปที่ 4-10 การต่อขดลวดเหนี่ยวนำใช้งานในลักษณะต่าง ๆ กัน

จากรูป 4-10 เป็นการต่อค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้จากการเลียนแบบ ในลักษณะที่แตกต่างกัน คือรูป 4-10a เป็นการต่อใช้งาน UL ที่ต่ออยู่กับกราวด์ รูป 4-10b เป็นการต่อใช้งาน UL ในลักษณะที่เป็นแบบลอยตัวต่อกับค่าศักดาไฟฟ้า และแบบ 4-10c เป็นการต่อใช้งานขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวที่สร้างมาจาก UL

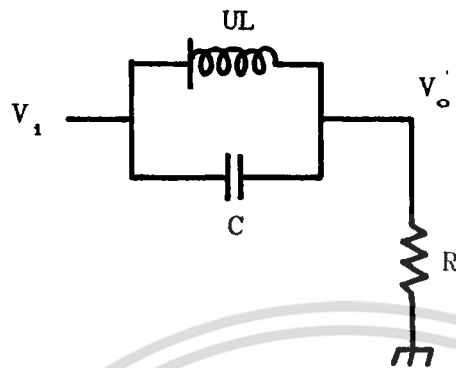
ในการต่อทดลองวงจร UL ต่อโหนด นี้ ได้ใช้ OTA ซึ่งเป็น IC เบอร์ 3080 ใช้ $C = 0.1 \mu F$ เมื่อปรับค่า g_m ของ OTA ให้ได้ค่า 1×10^{-4} ๐ แล้วจะได้ค่า $UL = 10$ H จากการต่อใช้งานในรูป 4-10b และทำการวัดค่าคงตัวของเวลา (Time Constant) ของวงจรโดยใช้สัญญาณอินพุตเข้าเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 5 mV_{P-P} ที่ความถี่ 500 Hz

ผลการทดลองที่ได้มีค่าผิดพลาดจากค่าที่ได้คำนวณตามทฤษฎีไม่ถึง 3 % ซึ่งค่าผิดพลาดนี้ส่วนหนึ่งเกิดมาจากความละเอียดในการวัดค่าด้วย และการวัดค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าคร่อม VR ต่ออินพุท V ของวงจรตามรูป 4-10b ซึ่งเป็นการต่อ UL ในลักษณะลอยตัว ติดกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า อันเป็นคุณสมบัติเด่นของการประยุกต์ใช้งาน UL เมื่อรับค่า VR = 37.7 kn จะได้ค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน H ที่แปรผันตามความถี่ ดังแสดงในรูป 4-11 ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) ที่ตรงตามทฤษฎี



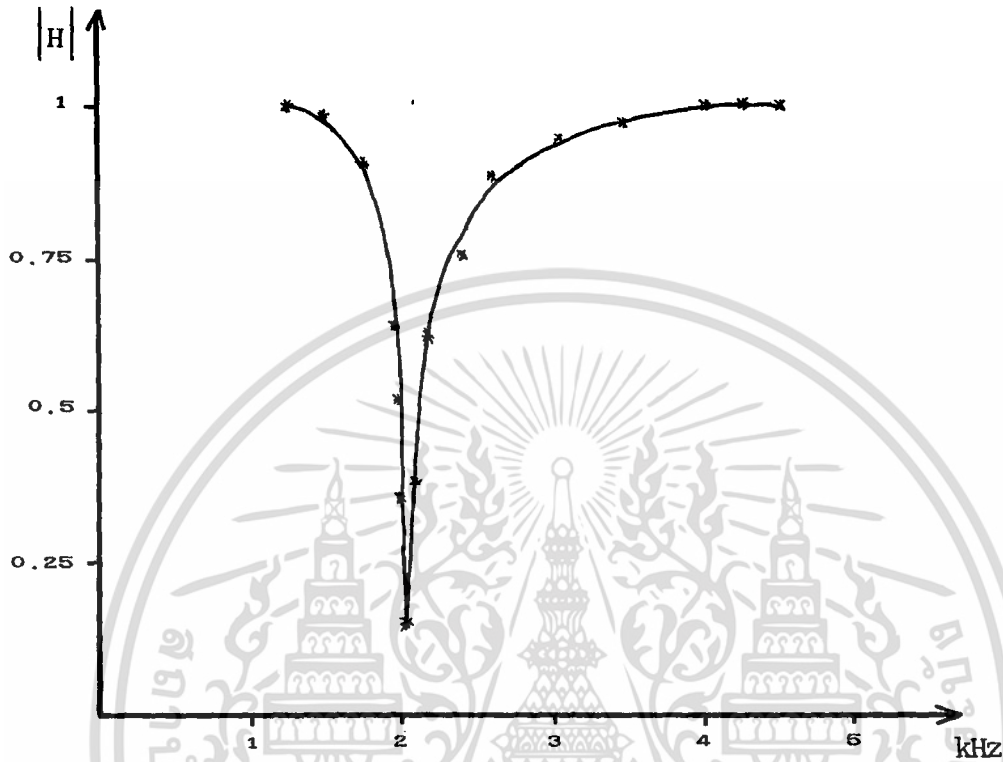
รูปที่ 4-11 ผลการตอบสนองของวงจร 4-10b

และเพื่อเพิ่มเติมให้เห็นว่าวงจรของเรามีประโยชน์ใช้งานได้ดี เราจึงได้ทำการต่อวงจรแบบขนานในลักษณะแบนด์พาส โดยใส่ขดลวดเหนี่ยวนำ UL ที่สร้างเลียนแบบได้แทนขดลวดเหนี่ยวนำจริงดังในรูป 4-12 นั้น เราได้ใช้วงจรรูป 4-3 สร้างขดลวดเหนี่ยวนำ UL ขึ้นมา โดยใช้ค่า $g_{m1} = g_{m2} = 1.35 \times 10^{-3}$ ๐ ใช้ค่า $C = 0.1 \mu F$ ซึ่งเมื่อคำนวณค่า UL แล้วค่า UL ที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 54.8 mH



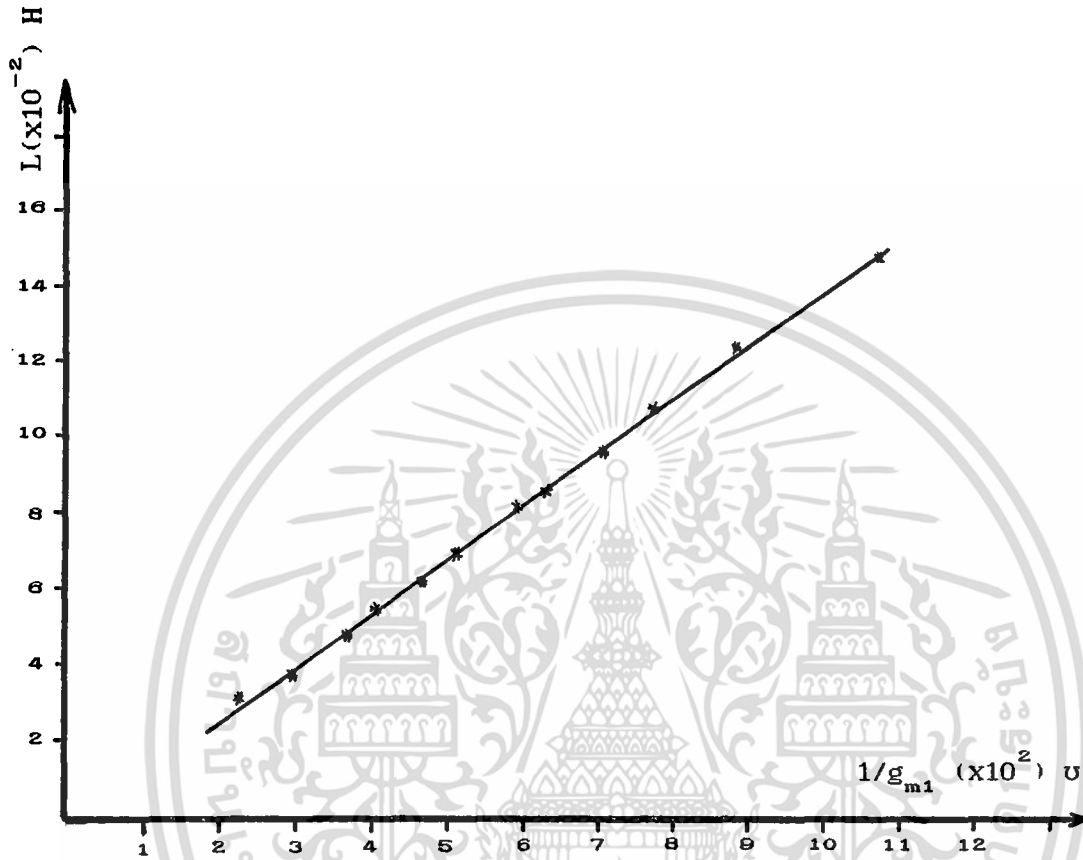
รูปที่ 4-12 วงจรแบนด์รีเจคท์ฟิลเตอร์อันดับสอง

และโดยการทดลองวัดค่าผลการตอบสนอง ระหว่างทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจร ได้ผลดังแสดง
ในรูป 4-13 เนื่องจากวงจร 4-12 ประพฤติตัวเป็นแบนด์รีเจคท์ฟิลเตอร์ซึ่งเราวัดความถี่
ศูนย์กลาง f_0 ได้เท่ากับ 2.12 kHz ซึ่งเมื่อเราใช้ค่า f_0 นี้คำนวณย้อนกลับไปหาค่าของ
 UL จะได้ค่า UL เท่ากับ 56 mH ซึ่งเราจะเห็นว่าค่าผิดพลาดของ UL จะมีค่าประมาณ 1.86
เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4-13 แสดงผลการตอบสนองของวงจรในรูป 4-12

และเพื่อเป็นการยืนยันว่าค่า UL ที่เราสร้างขึ้นมาสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ด้วยการปรับค่า g_{m1} หรือ g_{m2} เราได้ทำการวัดค่า UL โดยการเปลี่ยนค่า g_{m1} ไป และให้ค่า g_{m2} มีค่าคงที่ ซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ระหว่าง $1/g_{m1}$ และ UL ดังแสดงในรูป 4-14



รูปที่ 4-14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $1/g_{m1}$ และ UL

ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของ $1/g_{m1}$ และ UL ก็จะเป็นเชิงเส้น

สรุป

ในการเลือกแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA ร่วมกับตัวเก็บประจุนี้ค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เลือกแบบได้

$$L = C/g_{m1}g_{m2} \quad H$$

ซึ่งขดลวดที่เราเขียนแบบได้ใหม่ (UL) นี้มีคุณสมบัติพิเศษกว่าขดลวดเหนียวนำที่เคยมีการเขียนแบบกันมา โดยมีคุณสมบัติเป็นขดลวดเหนียวนำลอยตัวเมื่อใช้งานต่อกับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และมีคุณสมบัติเป็นขดลวดเหนียวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ เมื่อต่อขั้วที่ไม่มีกระแสไหลเข้าออกของ UL ลงกราวด์ นอกจากนี้เรายังสามารถเขียนแบบขดลวดเหนียวนำชนิดลอยตัวแบบธรรมดาได้ โดยการใส่ UL 2 ตัว และเราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ และจากผลการทดลองได้แสดงให้เห็นแล้วว่า UL ที่เราเขียนแบบได้สามารถใช้งานได้ดี และคุณสมบัติต่าง ๆ ก็เป็นไปตามทฤษฎี



บทที่ 5

วงจรรุ่นสัญญาณโดยใช้ OTA

5-1 กล่าวนำ

วงจรรุ่นสัญญาณนับว่าเป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญไม่น้อย ใช้กันมากไม่ว่าจะเป็นในระบบควบคุม หรือในระบบการสื่อสาร และนอกจากจะใช้ในการคูณสัญญาณโดยตรงแล้ว ยังสามารถดัดแปลงใช้ประกอบเป็นวงจร แอมพลิฟายมอดดูเลเตอร์ , ดิมอดดูเลเตอร์ , ใช้เป็นวงจรเปรียบเทียบเฟส หรือเฟลด์เทคเตอร์ , ใช้ในกระบวนการเฟสล็อกคูล์ และใช้เป็นวงจรทวีความถี่ตั้งนี้เป็นต้น

สำหรับรูปแบบของวงจรรุ่นสัญญาณก็มีหลายรูปแบบ [16-18] แล้วแต่ว่าอุปกรณ์ที่นำมาใช้สร้างจะมีคุณสมบัติเป็นเช่นไร ซึ่งผลที่ได้รับก็จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรรุ่นสัญญาณแตกต่างกันออกไปด้วย

สำหรับในบทนี้ เราสร้างวงจรรุ่นสัญญาณโดยใช้ OTA แม้ว่าวงจรรุ่นสัญญาณที่ใช้ OTA จะเคยมีมาแล้วก็ตาม [8] แต่กระบวนการทำงานของวงจรตามบทความ [8] นั้นยังถูกอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรบกวนอยู่ และส่งผลไปถึงค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ ซึ่งทำให้วงจรทำงานได้ผลแตกต่างกันไม่แน่นอนตามสภาวะการใช้งานที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมินั้น

จากปัญหาดังกล่าวทำให้เราคิดที่จะปรับปรุงวงจรรุ่นสัญญาณ ให้มีคุณภาพที่ดีขึ้น ซึ่งโดยวิธีการของเรานั้นสามารถลดผลของอุณหภูมิลงได้หมด และยังมีข้อดีที่สามารถใช้วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ปรับสัมประสิทธิ์การคูณของสัญญาณได้ อีกทั้งวงจรยังสามารถที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ด้วย

5-2 แนวความคิดเกี่ยวกับวงจรรุ่นสัญญาณโดยใช้ OTA

ในการสร้างวงจรรุ่นสัญญาณโดยใช้ OTA นั้น โดยทั่วไปอาศัยความสัมพันธ์พื้นฐาน

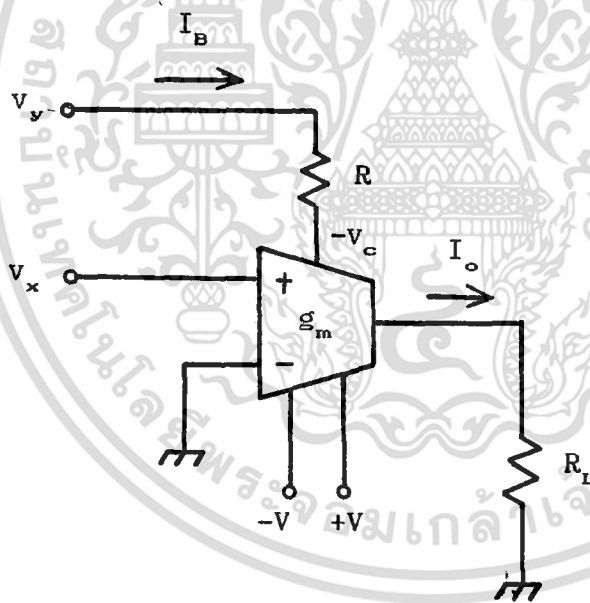
ระหว่างค่าทรานสดักชัน (g_m) กับสัญญาณอินพุตโวลเตจ v_1 และกระแสเอาต์พุต I_o รวมทั้งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_B กับค่าทรานสดักชันนั้น กล่าวคือจะใช้ความสัมพันธ์

$$I_o = g_m v_1 \quad (5-1)$$

และ

$$g_m = I_B / 2V_T \quad (5-2)$$

มาประยุกต์ใช้โดยตรง ซึ่งรูปแบบวงจรการคูณอย่างง่าย ๆ โดยใช้ OTA เพียงตัวเดียวต่ออยู่กับค่าศักดาไฟฟ้า ดังในรูป (5-1) นั้นจะให้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 5-1 วงจร OTA ที่ให้แนวความคิดเบื้องต้นของวงจรคูณสัญญาณ

$$v_1 = v_x \quad (5-3)$$

และ

$$I_B = (v_y - (-v_c)) / R \quad (5-4)$$

เมื่อ $-v_c$ คือค่าศักดาไฟฟ้าที่คงที่ ที่ขาที่ใช้เพื่อการไบอัสของ OTA ดังนั้นเมื่อใช้ความสัมพันธ์ต่าง ๆ ดังกล่าวแล้วข้างต้นจะได้ว่า

$$I_o = (v_x)(v_y + v_c) / 2RV_T \quad (5-5)$$

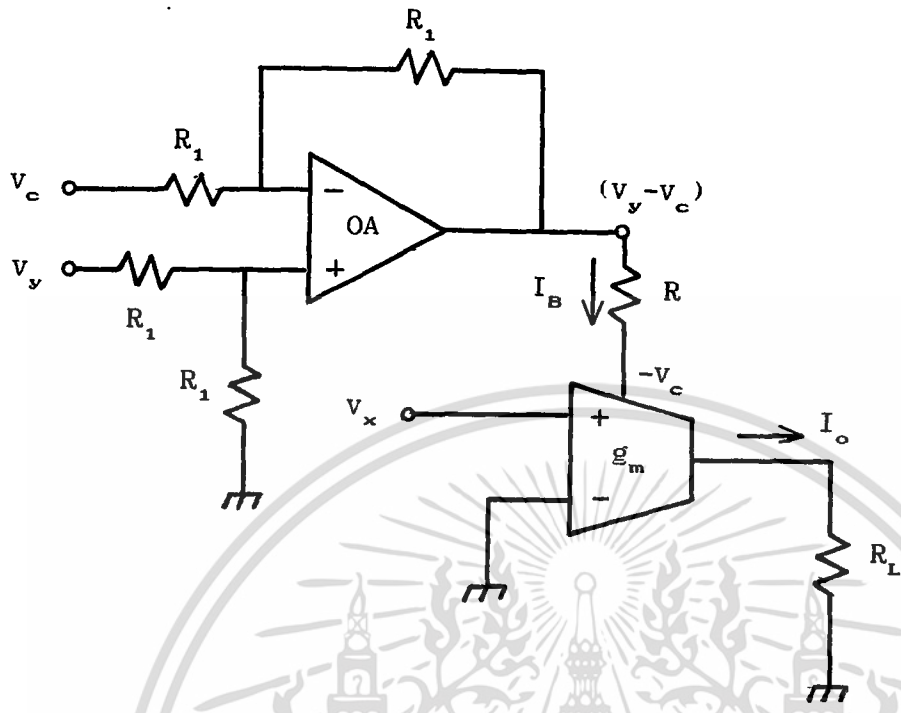
$$= (v_x v_y + v_c v_x) / 2RV_T$$

นั่นคือค่าศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$v_o = I_o R_L$$

$$v_o = (v_x v_y + v_x v_c) R_L / 2RV_T \quad (5-6)$$

จากสมการที่ (5-6) เราจะพบว่าผลคูณของสัญญาณ v_x และ v_y มีส่วนทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท โดยที่ยังมีเทอม $(v_x v_c)$ เพิ่มเข้ามารวมอยู่ด้วย ดังนั้นถ้ากำจัดเทอม $(v_x v_c)$ ออกได้ เราก็สามารถใช้วงจรที่ปรับปรุงนั้น เป็นวงจรคูณสัญญาณ ซึ่งวิธีการหนึ่งที่เป็นไปได้ก็คือการใช้ OP-AMP ทำเป็นวงจรบวกสัญญาณเพิ่มเข้าไปดังในรูป (5-2)



รูปที่ 5-2 วงจรคูลสัญญาณลักษณะหนึ่ง

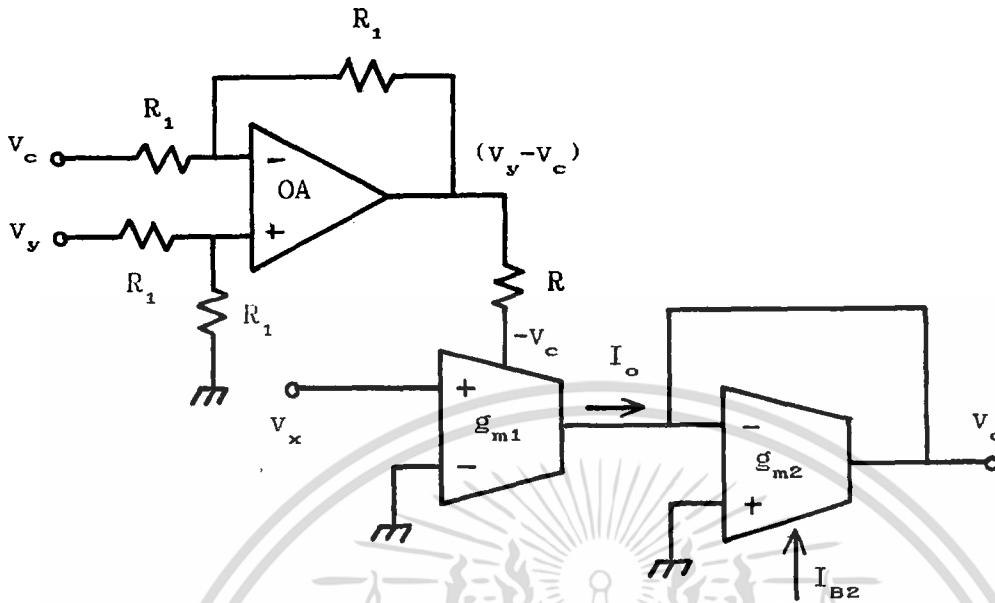
จากรูปที่ 5-2 โดยการวิเคราะห์โดยตรง จะได้

$$I_o = v_x v_y / 2RV_T \quad (5-7)$$

หรือ

$$V_o = v_x v_y R_L / 2RV_T \quad (5-8)$$

จากสมการ (5-8) เราจะเห็นได้ว่าค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรรูป 5-2 ก็จะเป็นผลคูณของสัญญาณ v_x กับ v_y อย่างสมบูรณ์ แต่ถึงกระนั้นก็ยังต้องมีเทอม V_T ซึ่งเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิคูณอยู่ และเพื่อขจัดเทอม V_T ออกไป เราได้เพิ่ม OTA เพื่อใช้เป็นตัวหารแทน R_L ได้ดังรูป 5-3



รูปที่ 5-3 แสดงการชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณ

จากรูป 5-3 เมื่อเราพิจารณาค่าศักดาไฟฟ้า และกระแสที่ตัว OTA₂ จะพบว่า

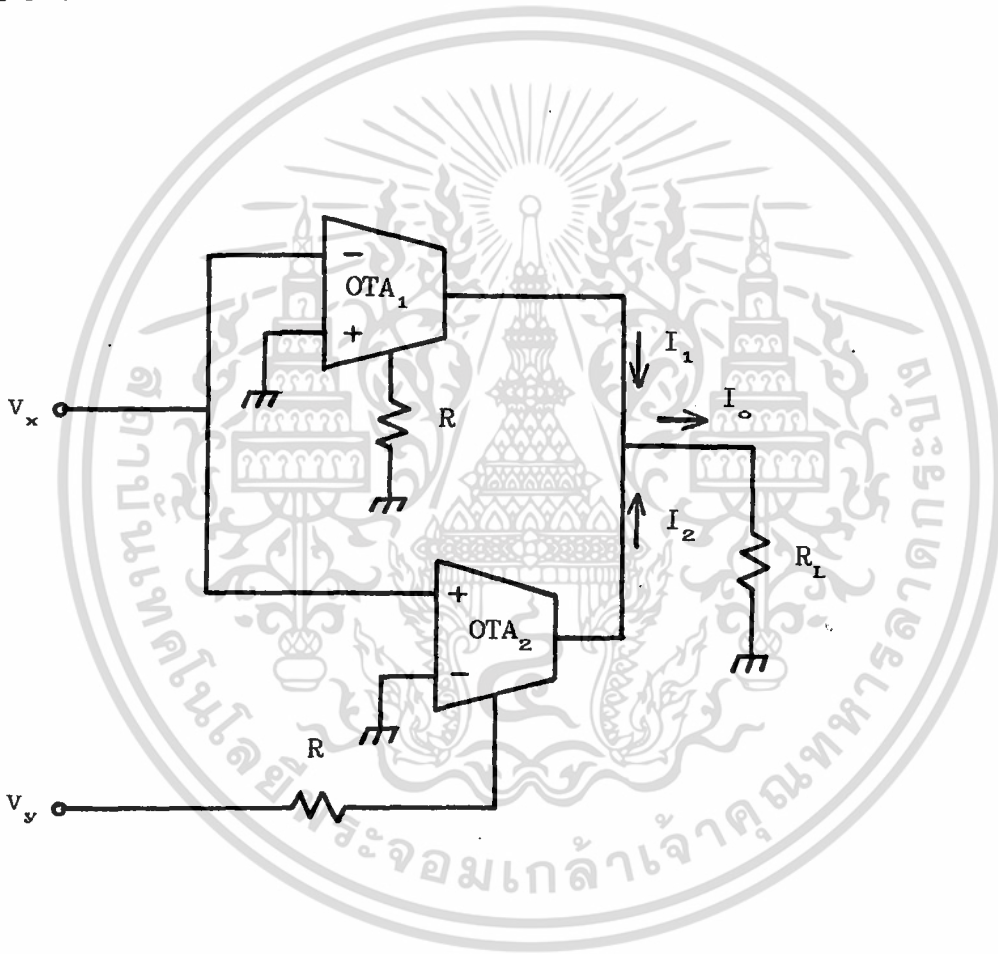
$$\begin{aligned}
 I_o &= g_{m2} v_o & (5-9) \\
 &= I_{B2} v_o / 2V_T
 \end{aligned}$$

โดยอาศัยสมการ (5-7) และ (5-9) จะเห็นว่า

$$\begin{aligned}
 I_{B2} v_o / 2V_T &= v_x v_y / 2V_T \\
 v_o &= v_x v_y / I_{B2} R & (5-10)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะพบว่าไม่มีเทอม V_T อยู่เลย เราจึงได้ค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทที่เกิดขึ้น เป็นผลคูณของ สัญญาณสองสัญญาณคือ v_x และ v_y พร้อมทั้งมีค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณคือ $1/I_{B2}R$ รวมอยู่ด้วย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์นี้ทำให้เราสามารถปรับค่าของมันได้ โดยปรับ I_{B2} ของ OTA_2 ได้อย่างอิสระ ซึ่งเป็นข้อดีอีกประการหนึ่งของวงจรนี้ วงจรรูป 5-3 นั้นถึงแม้ว่า จะให้เอาท์พุทที่อยู่ในรูปของ ผลคูณระหว่างสัญญาณสองสัญญาณที่สมบูรณ์แล้วก็ตาม แต่วงจรนี้มีค่าความต้านทานอยู่หลายตัว ซึ่งถ้าเรานำไปใช้เป็นต้นแบบสร้างวงจรรวมจะเปลืองเนื้อที่มาก ดังนั้นถ้าเราดัดแปลงวงจรเป็น ดังในรูป 5-4



รูปที่ 5-4 แสดงวงจรคูณสัญญาณในอีกลักษณะหนึ่ง

จากรูป 5-4 ถ้าเราพิจารณา OTA_1

$$I_1 = -v_x g_{m1}$$

$$\begin{aligned} I_1 &= -v_x I_{B1} / 2V_T = -v_x (0 - (-v_c)) / 2V_T R \quad (5-11) \\ &= -v_x v_c / 2V_T R \end{aligned}$$

และในการทำงานเดียวกัน เราก็สามารถหาค่าความสัมพันธ์ของค่ากระแสและค่าศักดาไฟฟ้าที่ OTA₂ ได้เป็น

$$\begin{aligned} I_2 &= v_x g_{m2} \\ &= (v_y - (-v_c)) v_x / 2V_T R \quad (5-12) \\ &= (v_x v_y + v_x v_c) / 2V_T R \end{aligned}$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้จากค่ากระแส และค่าศักดาไฟฟ้าที่ OTA₁ และ OTA₂ เราก็จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส I_o ดังนี้

$$I_o = I_1 + I_2 \quad (5-13)$$

แทนค่า I₁ และ I₂ จากสมการ (5-11) และ (5-12) ลงไปในสมการ (5-13)

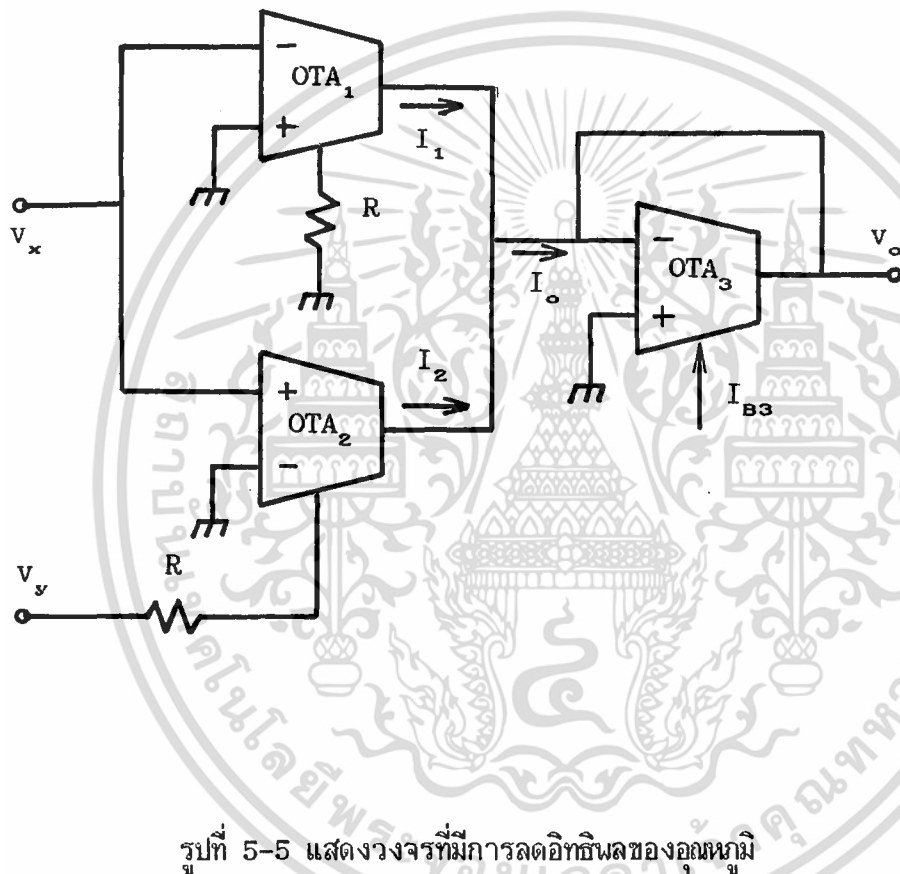
$$\begin{aligned} I_o &= (-v_x v_c + v_x v_y + v_x v_c) / 2V_T R \\ &= v_x v_y / 2V_T R \quad (5-14) \end{aligned}$$

ดังนั้นค่าศักดาสัญญาณไฟฟ้าเอาต์พุต ในรูป 5-4 จะเป็นดังนี้

$$v_o = I_o R_L$$

$$v_o = v_x v_y R_L / 2V_T R \quad (5-15)$$

จากสมการ (5-15) เพื่อเป็นการลดอิทธิพลของอุณหภูมิดังกล่าวแล้วในตอนต้น เราจะตัดแปลงวงจรโดยใช้ OTA₃ แทนที่ตัวภาระ R_L ดังในรูป 5-5



รูปที่ 5-5 แสดงวงจรที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

จากรูปที่ 5-5 ถ้าเราพิจารณา OTA₃ เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_o &= v_o g_{m3} \\ &= v_o I_{B3} / 2V_T \end{aligned} \quad (5-16)$$

จากสมการ (5-14) และ (5-16) เราจะได้

$$v_o I_{B3} / 2V_T = R_L v_x v_y / 2V_T R$$

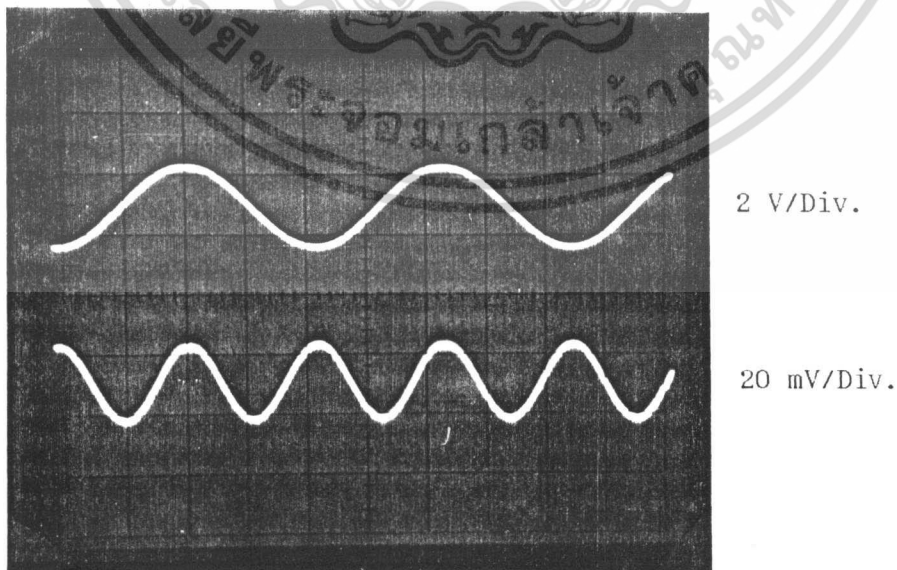
$$v_o = R_L v_x v_y / I_{B3} R \quad (5-17)$$

ซึ่งผลของสมการ (5-17) และ (5-10) จะมีค่าเหมือนกัน แต่วงจรในรูปที่ 5-5 ใช้จำนวนความต้านทานน้อยกว่า และวงจรใช้ OTA แต่เพียงอย่างเดียว ซึ่งถ้าจะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมก็มีความเหมาะสมกว่าวงจรในรูป 5-3

5-3 ผลการทดลอง และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

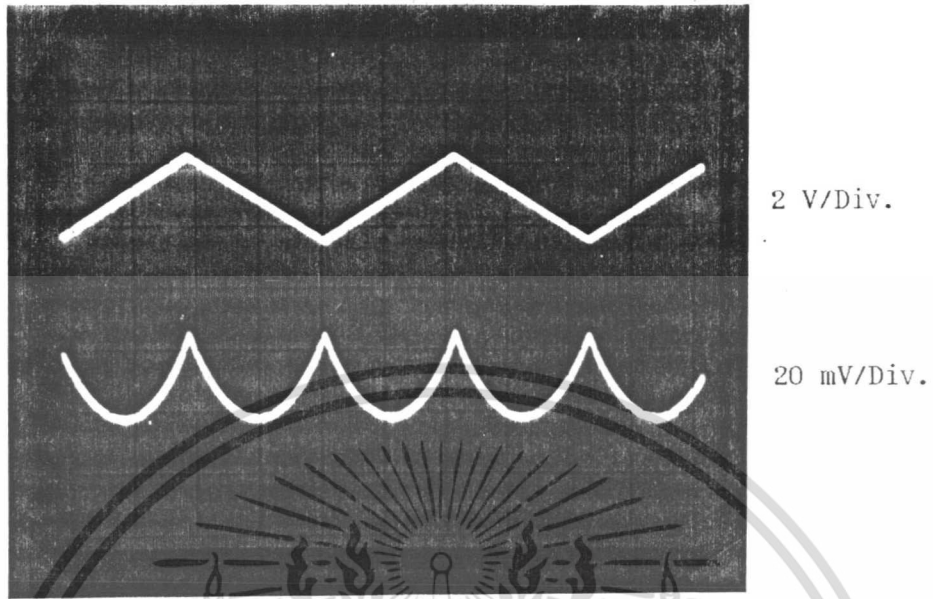
เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติของวงจร เราได้ทำการต่อวงจรทดลองดังในรูป

5-5 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 และ $R = 10 \text{ k}\Omega$ ซึ่งได้ผลการทดลองดังในรูป 5-6a , 5-6b และ 5-6c

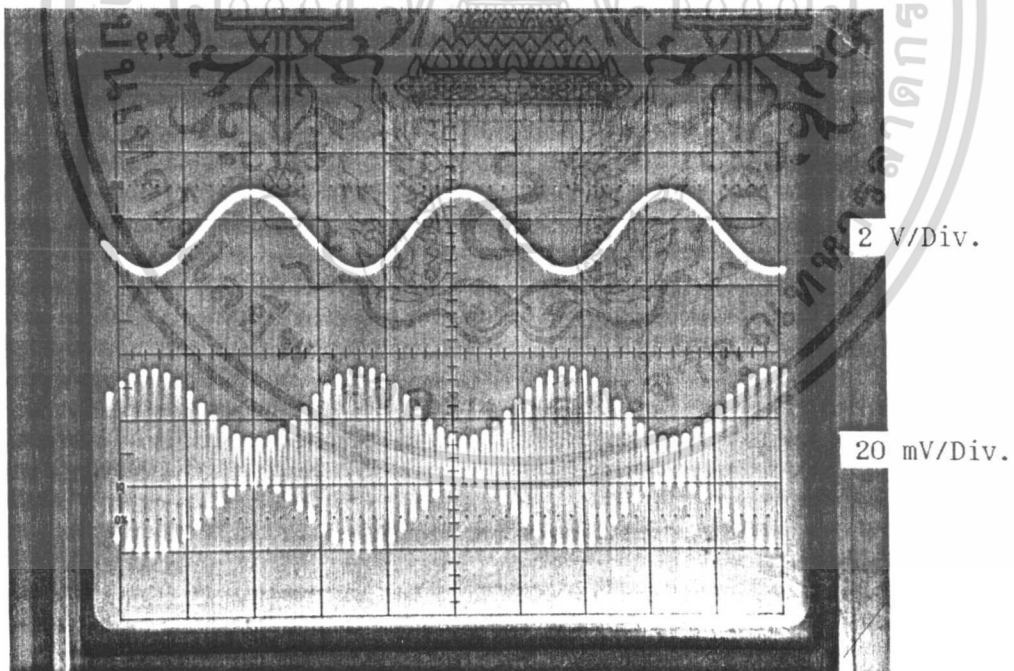


(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)



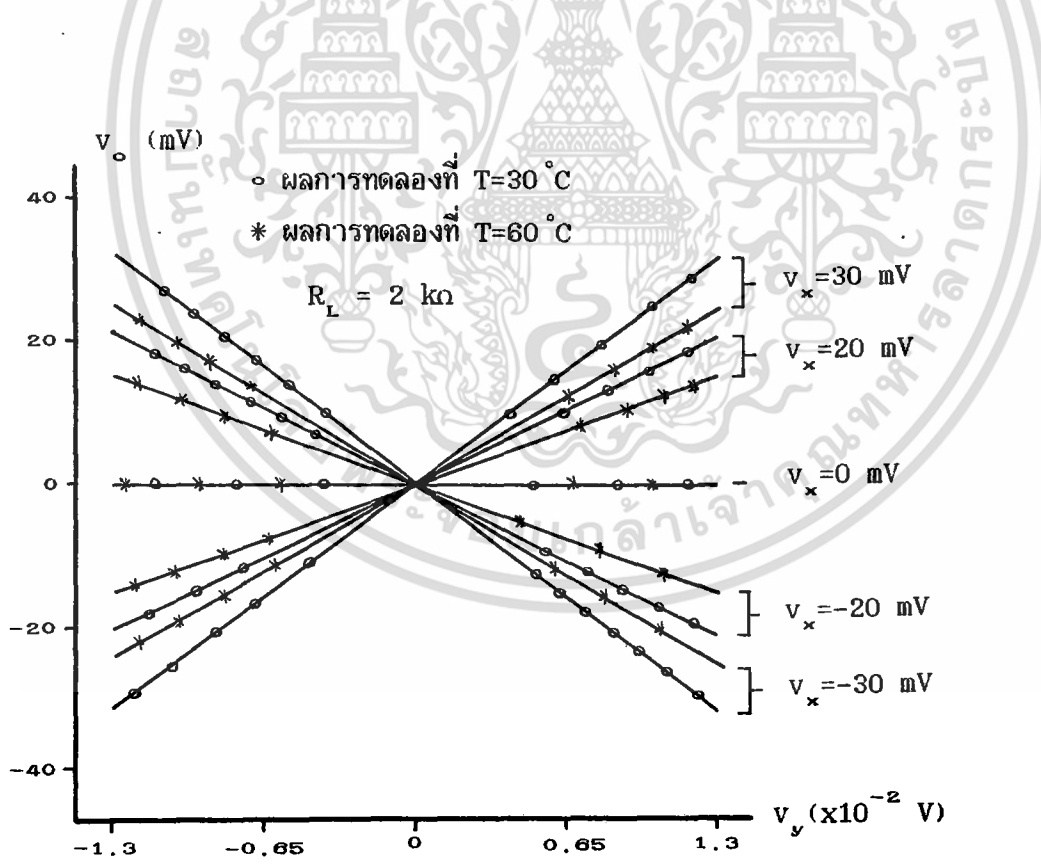
(c)

รูปที่ 5-6 ผลการทดลองใช้งานวงจรคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

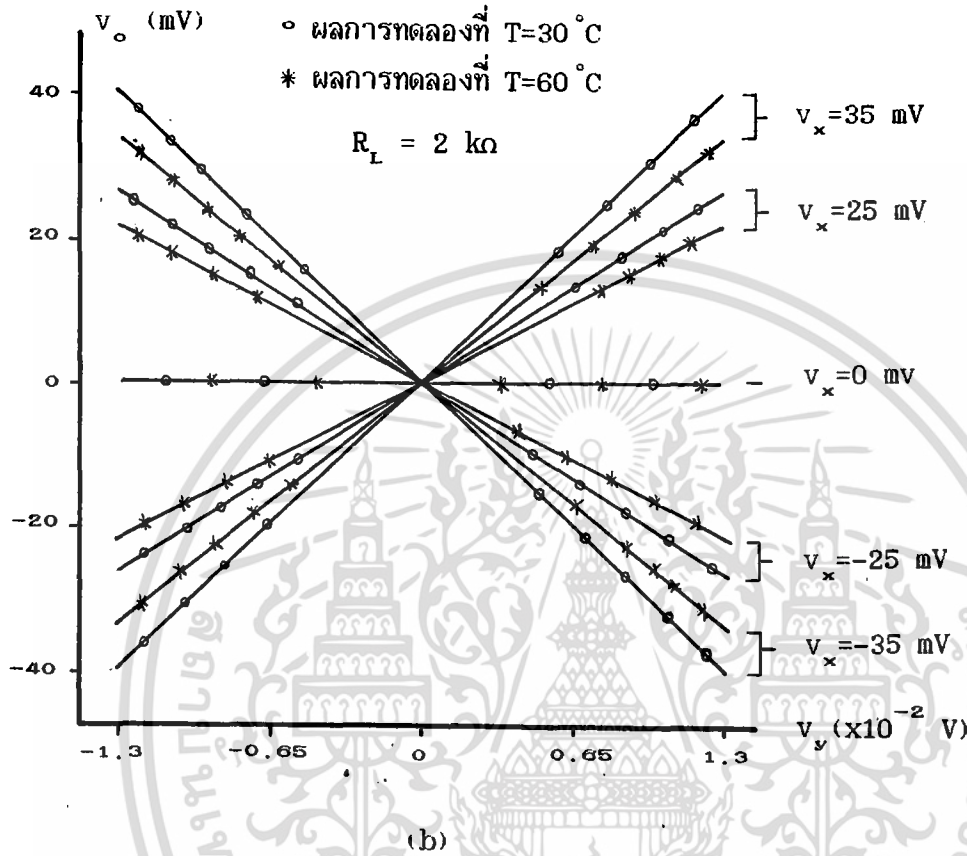
โดยผลการทดลองซึ่งแสดงในรูป 5-6a เกิดจากการนำเอาวงจรคณสัญญาณมาใช้เป็นวงจรที่มีความถี่ 2 เท่า และสำหรับผลการทดลองซึ่งแสดงในรูป 5-6b เกิดจากการป้อนสัญญาณอินพุต v_x และ v_y เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เท่ากันเข้าไป ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลคูณออกมาเป็นรูปพาราโบลา ตรงตามทฤษฎี และสำหรับภาพในรูป 5-6c แสดงให้เห็นผลของการนำเอาวงจรคณสัญญาณไปใช้ประกอบเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งจากผลของการทดลองเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถปฏิบัติหน้าที่ของวงจรคณสัญญาณได้อย่างดี

เพื่อเป็นการตรวจสอบเกี่ยวกับผลของอิทธิพลของอุณหภูมิ เราจึงได้ทดลองต่อวงจรดังแสดงในรูป 5-4 และ 5-5 ขึ้น โดยที่วงจรคณสัญญาณที่ยังไม่ได้ลดอิทธิพลของอุณหภูมิรูป 5-4 ใช้ตัวภาระเป็นความต้านทาน $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิ 30°C และ 60°C มีแสดงเปรียบเทียบกันอยู่ในรูป 5-7a และ 5-7b ตามลำดับ ซึ่งเราจะเห็นได้ชัดเจนว่า วงจรที่ยังไม่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมินั้น อุณหภูมิจะมีผลต่อเอาต์พุตที่ได้ออกมาเป็นอย่างมาก



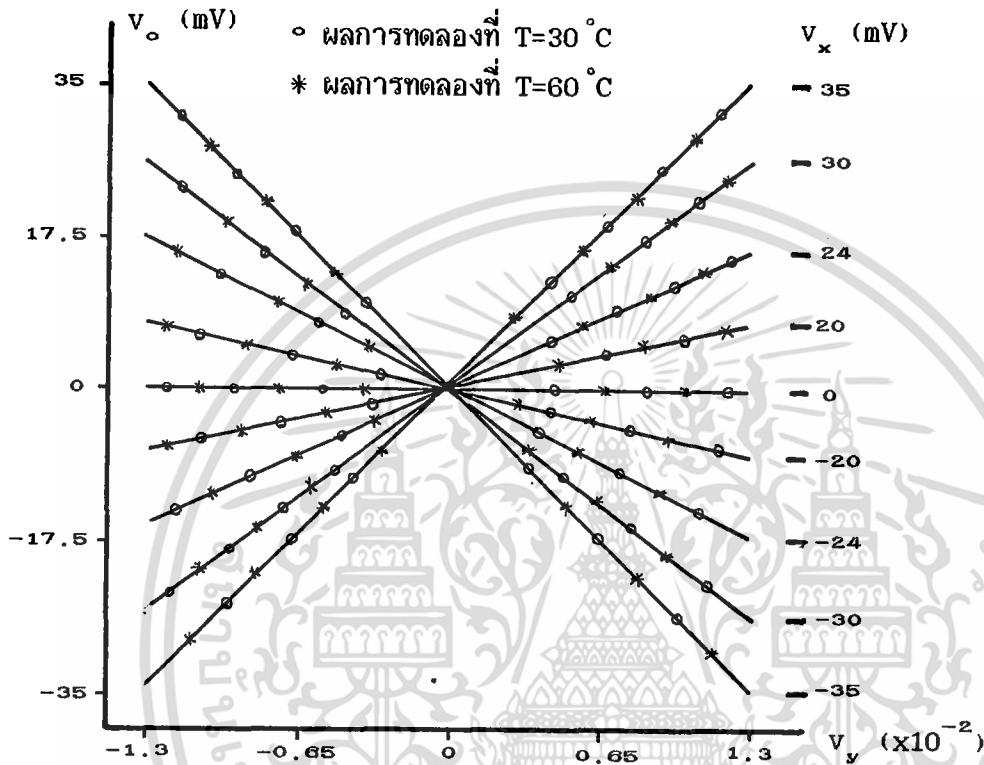
(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



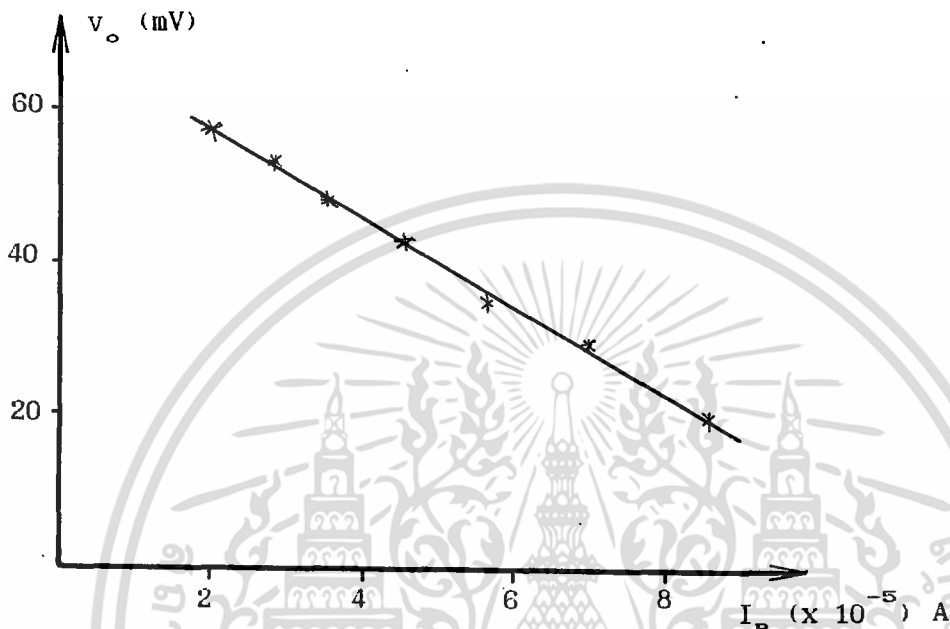
รูปที่ 5-7 ผลการทดลองวงจรคอนสแตนต์ที่ขังไม่ได้ลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

และเพื่อเป็นการทดสอบวงจรใหม่ของเราว่าสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้จริงตามทฤษฎีเรา จึงได้ต่อวงจรตามรูป 5-5 ขึ้นมาทดลอง ซึ่งในการทดลองนี้เราใช้ $I_{B3} = 45\ \mu\text{A}$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิ 30°C และ 60°C มีเปรียบเทียบกันอยู่แสดงดังในรูป 5-8 ซึ่งเราจะพบว่าการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิทั้งสองนั้นให้ผลการทดลองที่ใกล้เคียงกัน จนไม่สามารถเห็นความแตกต่างได้ตามทฤษฎีทุกประการ



รูปที่ 5-8 ผลการทดลองวงจรคณสัญญาณที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิแล้ว

และท้ายที่สุด ในรูป 5-9 ได้แสดงให้เห็นถึงการทดลองหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_{B3} กับ V_o หรืออีกนัยหนึ่งก็คือสัมพันธ์การคูณของวงจรของเรานั้นเอง ในการทดลองนี้ เราได้กำหนดค่าสัญญาณที่ใช้ในการคูณให้คงที่ คือ $V_x = 10$ mV และ $V_y = 20$ mV และทดลองเปลี่ยนค่า I_{B3} และสังเกตค่าการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุต V_o ตามรูปจะพบว่า V_o แปรผกผันกับ I_{B3} ตามทฤษฎีจริง



รูปที่ 5-9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ v_o

สรุป

จากผลการทดลองที่แสดงมาทั้งหมด นี้ให้เห็นว่าถ้าไม่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ แล้ว อุณหภูมิจะมีอิทธิพลต่อผลของการคูณสัญญาณในวงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐานที่ใช้ OTA อยู่อย่างมาก และเมื่อได้มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงตามวิธีของเราแล้ว การทดลองได้แสดงให้เห็นว่าวงจรคูณสัญญาณของเราสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้จริงตามทฤษฎี นอกจากนี้แล้ววงจรคูณสัญญาณที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ ยังสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับค่า I_{B3} ซึ่งทำให้วงจรของเรามีคุณสมบัติเด่นกว่าวงจรคูณสัญญาณที่มีขายกันตามท้องตลาด จึงนับได้ว่าวงจรของเราเห็นควรเป็นวงจรที่มีประโยชน์ในการใช้งานอยู่มากวงจรถึง

บทที่ 6

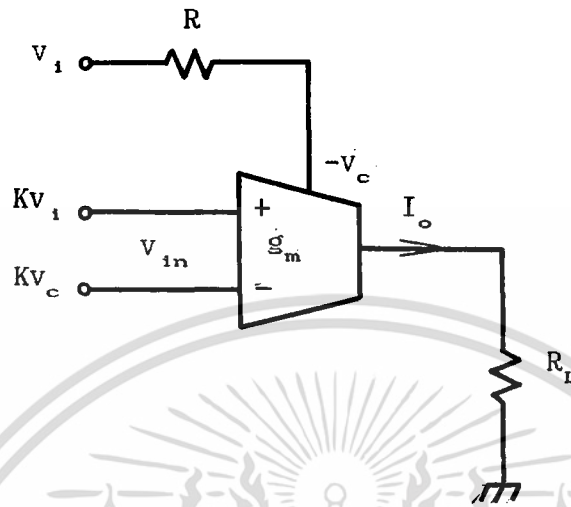
วงจรวัดความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าโดยใช้ OTA

6-1 กล่าวนำ

ในบทที่ 5 เราได้กล่าวถึงการพัฒนาจรวจรคูณสัญญาณที่สร้างด้วย OTA ในลักษณะที่สามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้ และเราได้ทดลองใช้วงจรมานำที่วัดความถี่ 2 เท่า ซึ่งก็ปรากฏผลใช้ได้ดังแสดงให้เห็นในบทที่ 5 นี้แล้ว อย่างไรก็ตามถ้าสถานการณ์การใช้งานของวงจรมันอยู่ในสถานการณ์ที่รักษาอุณหภูมิได้ เราก็ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องสร้างจรวจรวัดความถี่ด้วยวงจรมคูณสัญญาณในที่ที่เราเสนอมาในบทที่ 5 ในบทนี้เราได้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถสร้างจรวจรวัดความถี่ 2 เท่า และวัดความถี่ 3 เท่า โดยใช้ OTA เพียง 1 ตัว และ 3 ตัวตามลำดับ

6-2 วงจรวัดความถี่ 2 เท่าโดยใช้ OTA เพียงตัวเดียว

เป็นที่ทราบกันดีว่าสำหรับหลักการของจรวจรวัดความถี่ 2 เท่า [19]-[24] ของสัญญาณรูปไซน์นั้นอาศัยการคูณกันของสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้ทอมกำลังสองออกมา ก่อนและกำจัดส่วนที่เป็น DC ออกในภายหลัง อย่างไรก็ตามสำหรับการใช้ผลการคูณสัญญาณ โดยใช้ อินพุตโวลเตจป้อนเข้าโดยแบบง่าย ๆ ตรงทางอินพุตขั้วใดขั้วหนึ่งของ OTA และการป้อนเข้าเพื่อทำให้เกิดกระแสไบอัส I_B ดังแสดงในรูป 5-1 นั้นจะมีทอมกำลังหนึ่งของอินพุตปรากฏรวมออกมาที่เอาต์พุต [ดูสมการ (5-6) ประกอบ] ซึ่งทอมกำลังหนึ่งจะเป็นส่วนที่ครอบงอมส่วนหนึ่งของสัญญาณที่ได้ถูกวัดความถี่ออกมาแล้วให้รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนจากที่เราต้องการไปและเพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้ เราจึงได้คิดจัดลักษณะของจรวจรขั้นใหม่ดังแสดงในรูป 6-1 ซึ่งการวิเคราะห์จรวจรมีดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 6-1 วงจรที่ความถี่ 2 เท้า แบบง่ายโดยใช้ OTA 1 ตัว

จากรูปที่ 6-1 เมื่อ $(-v_c)$ คือค่าศักดาไฟฟ้าตรงขั้วที่ต่อเพื่อควบคุมกระแส I_B ของ OTA เราสามารถหาค่าความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_o ของ OTA ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการ (6-1)

$$I_o = g_m v_{in} = I_B v_{in} / 2V_T \quad (6-1)$$

แต่ $I_B = (v_1 + v_c) / R$ และ $v_{in} = K(v_1 - v_c)$ โดย K เป็นค่าคงที่ใด ๆ ซึ่งใช้เป็นค่าสเกลลิงก์แฟคเตอร์ (Scaling factor) เพื่อให้สามารถลดขนาดของสัญญาณอินพุต v_1 และ v_c ให้เหมาะสมที่จะป้อนให้กับ OTA ได้ ดังนั้น

$$\begin{aligned} I_o &= K(v_1 - v_c)(v_1 + v_c) / 2RV_T \\ &= K[(v_1)^2 - (v_c)^2] / 2RV_T \end{aligned} \quad (6-2)$$

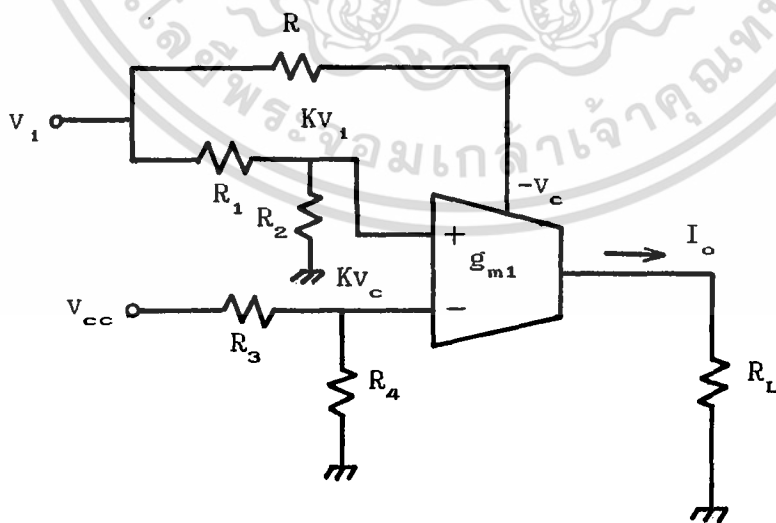
ปกติค่า $(-v_c)$ มีค่าสูงกว่าไฟเลี้ยง OTA ด้านลบอยู่ประมาณ (0.6-0.7) หรือ (1.2-1.4) V เช่น OTA เบอร์ 3080 และ 13600 ตามลำดับ , $V_T = 26$ mV ที่อุณหภูมิ 25°C ดังนั้นค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท v_o ก็มีค่าดังนี้

$$v_o = I_o R_L = KR_L \{ (v_1)^2 - (v_c)^2 \} / 2RV_T \quad (6-3)$$

จากสมการ (6-3) ถ้า $v_1 = A \cos \omega t$ แล้วจะได้ว่า

$$\begin{aligned} v_o &= KR_L \{ A^2 \cos^2 \omega t - (v_c)^2 \} / 2RV_T \\ &= KR_L \{ (A^2 \cos 2\omega t) / 2 + (A^2 / 2 - (v_c)^2) \} / 2RV_T \quad (6-4) \end{aligned}$$

จากสมการ (6-4) จะได้สัญญาณเอาท์พุทเป็นสองส่วนคือ ส่วนหนึ่งเป็นคลื่นรูปไซน์ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่า ของสัญญาณอินพุทและอีกส่วนหนึ่งเป็นค่าศักดาไฟฟ้า DC ซึ่งส่วนที่เป็นไฟ DC นี้เราสามารถที่จะขจัดออกไปจากวงจรได้โดยง่าย จากวงจรเริ่มต้นแบบง่าย ๆ นี้เราสามารถนำมาสร้างวงจรที่สมบูรณ์ได้ดังในรูป 6-2



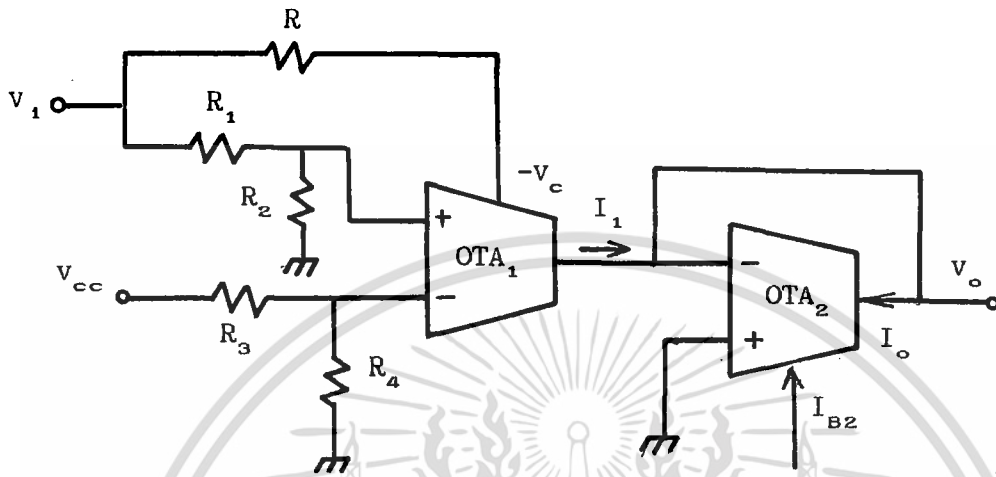
รูปที่ 6-2 แสดงวงจรทวีความถี่ 2 เท่าที่สมบูรณ์

จากรูป 6-2 ค่า K ที่ได้คือ $K = R_2 / (R_1 + R_2)$ โดยมีเงื่อนไขว่าเราต้องปรับอัตราส่วนค่า R_3 หรือ/และ R_4 ให้ได้ว่า $v_o R_4 / (R_3 + R_4) = K v_c$ ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนี้หมายความว่าสมการของเอาต์พุตโวลเตจก็คือ

$$v_o = R_2 R_L \{ A^2 \cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2) \} / 4R_V (R_1 + R_2) \quad (6-5)$$

จากสมการ (6-5) เราจะพบว่า v_o ของรูป 6-2 ยังคงมีเทอมของ V_T ซึ่งเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรวมอยู่ด้วย โดยเราสามารถทำได้โดยใช้เทคนิคอย่างเดียวกับเทคนิคที่เราใช้มาแล้วในบทที่ 5 คือ ใช้ตัวการะที่เป็น OTA มาเพิ่มขึ้น ซึ่งก็จะได้วงจรเป็นดังแสดงในรูป 6-3





รูปที่ 6-3 แสดงวงจรทวีความถี่ 2 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เมื่อพิจารณากระแสที่ OTA_2 ในรูป 6-3 จะได้

$$I_o = v_o g_{m2} = v_o I_{B2} / 2V_T \quad (6-6)$$

แต่กระแส I_o จาก OTA_2 นี้มีค่าเท่ากับ I_1 จาก OTA_1 ซึ่ง I_1 ของ OTA_1 นี้หาได้จากสมการ (6-4) กล่าวคือ

$$I_1 = R_2 \{ A^2 \cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2) \} / 4(R_1 + R_2) R V_T \quad (6-7)$$

เพราะฉะนั้นสมการ (6-6) จึงเท่ากับสมการ (6-7) ซึ่งจะเป็นผลให้ได้ว่า

$$v_o I_{B2} / 2V_T = R_2 \{A^2 \cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2)\} / 4(R_1 + R_2) R V_T$$

หรือ

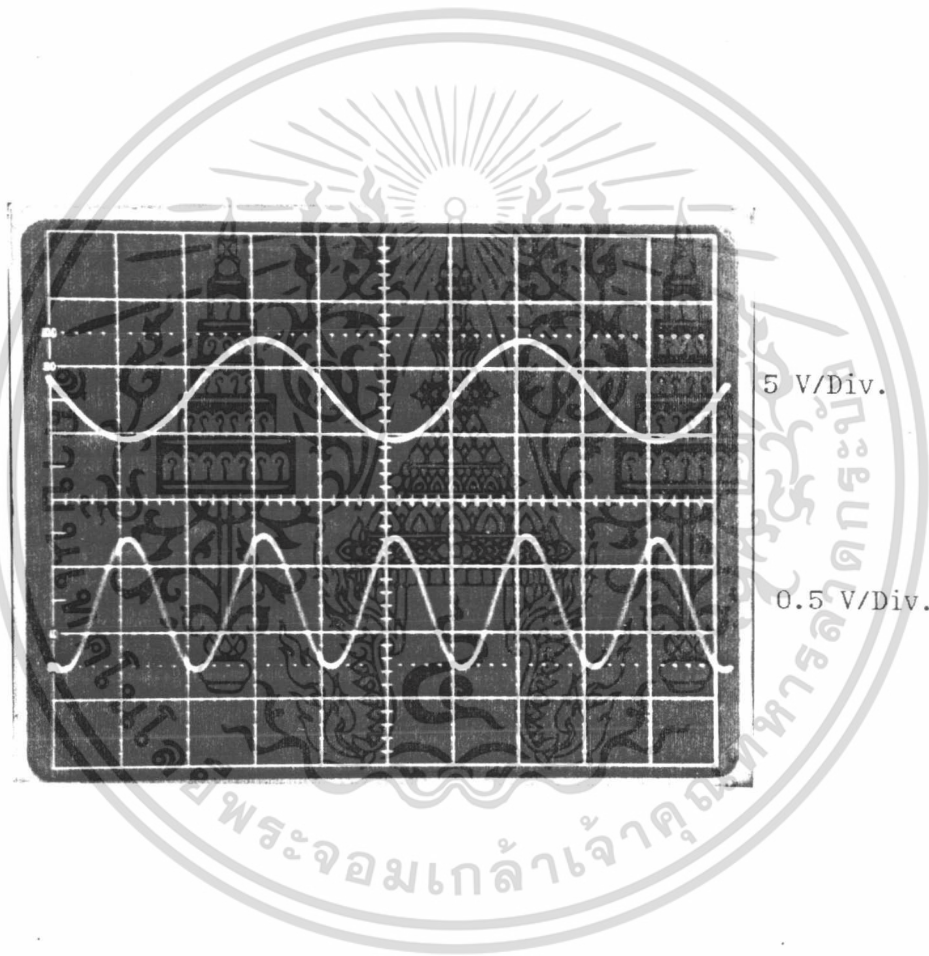
$$v_o = R_2 \{A^2 \cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2)\} / 2(R_1 + R_2) R I_{B2} \quad (6-8)$$

ซึ่งเราจะพบว่า สัญญาณเอาต์พุต v_o จากสมการ (6-8) นั้นไม่มีเทอมของ V_T รวมอยู่ด้วย แล้วตั้งนั้นจึงเท่ากับว่าเราได้กำจัดอิทธิพลของอุณหภูมิหมดไปจากวงจรที่ความถี่ 2 เท่าแล้วนั่นเอง นอกจากนี้ผลพลอยได้อีกอย่างหนึ่งของการใช้เทคนิคการกำจัดอิทธิพลอุณหภูมิแบบนี้ก็คือวงจรสามารถปรับอัตราขยายสัญญาณได้โดยปรับกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 นั้น



6-3 การทดลองสร้างวงจรทวีความถี่ 2 เท่า

เพื่อทดสอบวงจรทวีความถี่ 2 เท่า ตามแบบที่เราได้คิดขึ้นมา เราได้ทำการต่อวงจรดังในรูป 6-2 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีดังแสดงในรูป



รูปที่ 6-4 ผลการทดลองของวงจรทวีความถี่ 2 เท่า

จากรูป 6-4 จะเห็นได้ว่าวงจรตามแบบของเราสามารถทำงานเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่าได้จริง โดยใช้ OTA เพียงตัวเดียว และอาศัยหลักการทวีความถี่ไม่วัตถุนี้ทำให้เราสามารถสร้างวงจรทวีความถี่ 3 เท่าได้ โดยการเพิ่ม OTA เข้าไปอีก 2 ตัว ดังที่จะได้เสนอในหัวข้อต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

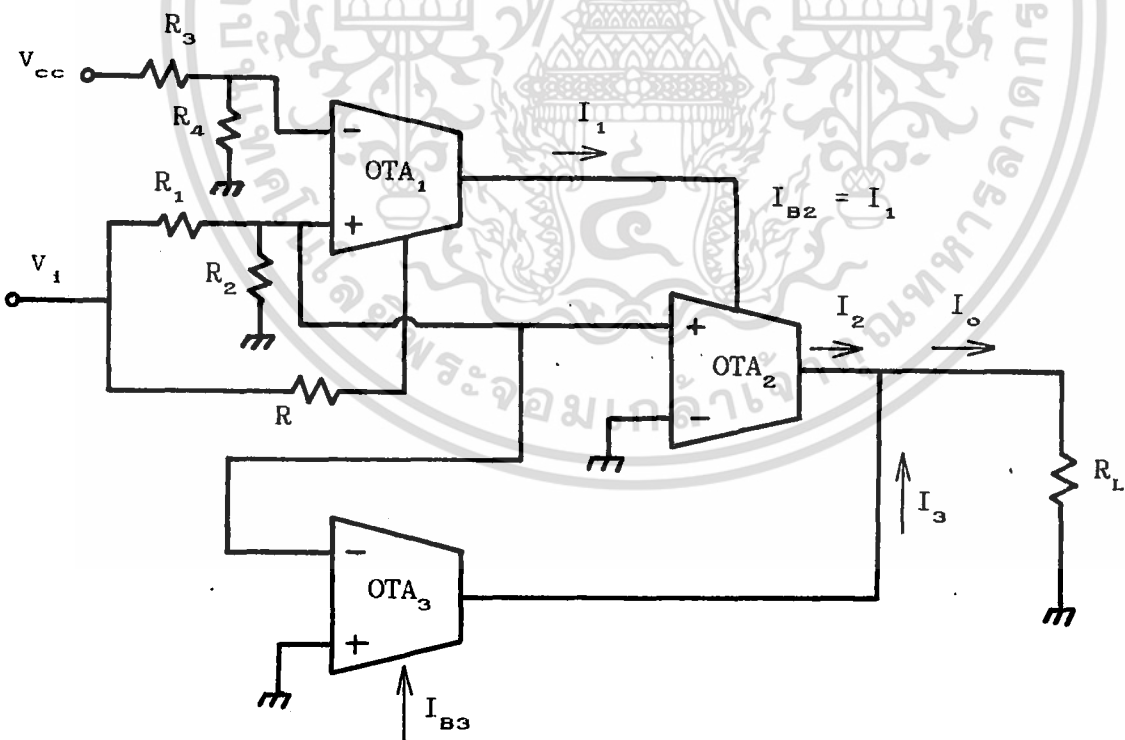
6-4 วงจรทวีความถี่ 3 เท่า

ในหัวข้อที่ 6-3 เราได้กล่าวถึงวงจรทวีความถี่ 2 เท่ามาแล้ว ในหัวข้อนี้เราจะ
 ได้กล่าวถึง วงจรทวีความถี่ 3 เท่าบ้าง ซึ่งประโยชน์ของการทวีความถี่นี้คงสามารถนำไป
 ใช้งานบางประเภทได้เช่น ในการสร้างสัญญาณ (wave form synthesiser) หรืองาน
 สร้างเครื่องมือวัดบางอย่างเช่นนี้เป็นต้น

หลักการของเราจะใช้หลักการพื้นฐานจากวิชาตรีโกณมิติ ซึ่งเราทราบว่า

$$\cos 3\omega t = 4\cos^3 \omega t - 3\cos \omega t \quad (6-9)$$

โดยการยึดสมการ (6-9) เป็นหลัก ทำให้เราคิดสร้างวงจรทวีความถี่ 3 เท่าขึ้นมาดังแสดง
 ในรูป 6-5



รูปที่ 6-5 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่สมบูรณ์

การวิเคราะห์วงจรนี้สามารถทำได้โดยง่าย เพราะเราทราบได้จากหัวข้อ 6-3 แล้วว่า OTA₁ จะให้กระแสเอาต์พุต I₁ ออกมาในรูป

$$I_1 = K[v_1^2 - v_c^2]/R \quad (6-10)$$

เมื่อเราปรับค่า R₁, R₂, R₃, R₄ ให้เหมาะสม

ดังนั้นเมื่อเรานำกระแส I₁ นี้ไปบังคับเป็นกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA₂ และปรับค่าอินพุตตามวงจรแล้ว เราก็จะได้ว่ากระแสเอาต์พุต I₂ ของ OTA₂ มีค่าดังนี้คือ

$$I_2 = K^2 [v_1^3 - v_c^2 v_1] / 4V_T^2 R \quad (6-11)$$

ซึ่งเมื่อเราป้อนสัญญาณอินพุต $v_1 = A \cos \omega t$ Volt โดยที่ A คือค่าแอมพลิจูด (magnitude) ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$I_2 = K^2 [A^3 \cos^3 \omega t - v_c^2 A \cos \omega t] / 4V_T^2 R \quad (6-12)$$

จากสมการ (6-9) และ (6-12) จะเห็นว่าถ้าสมมติว่าเราสามารถปรับอัตราส่วน $(A/v_c)^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 4/3 ได้เราก็จะได้

$$I_2 = [Kv_c / 4V_T]^2 A^3 (\cos 3\omega t) / R \quad (6-13)$$

ซึ่งมีความถี่ที่ขึ้น 3 เท่าได้ แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากในทางปฏิบัติจริงกระแสไบอัส I_{B2} ไม่สามารถที่จะสลบทิศทางได้ เพราะมีไดโอดต่ออยู่ในตัว OTA ดังนั้นในช่วงที่กระแส I₁ ของสมการ (6-10) เป็นลบจึงไม่สามารถขับให้เกิดกระแสไบอัส I_{B2} ได้จริง ซึ่งเมื่อเราปรับ $(A/v_c)^2 = 4/3$ แล้ว ช่วงเวลาที่ I₁ เป็นลบจะมีอยู่ประมาณ 1/4 ของคาบเวลา ดังนั้นสำหรับข้อสมมุติดังกล่าวมานี้จึงไม่เป็นจริง ในทางปฏิบัติเราจึงต้องใช้ OTA₃ เพิ่มมาอีกตัวหนึ่ง เพื่อเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าอินพุต Kv₁ มาเป็น I₃ เพื่อไปช่วยเสริมทำให้ทอม

หลังของสมการ (6-12) มีค่าเป็น 3/4 เท่าของแมกนิจูดของเทอมแรก เนื่องจาก

$$I_3 = KI_{B3} v_i / 2V_T$$

$$= KAI_{B3} (\cos \omega t) / 2V_T$$

และ

$$I_o = I_2 + I_3$$

ดังนั้น

$$I_o = K^2 A^3 (\cos^3 \omega t - (v_c / A)^2 \cos \omega t) / (2V_T)^2 R + KI_{B3} A (\cos \omega t) / 2V_T$$

หรือเมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า

$$I_o = K^2 A^3 [\cos^3 \omega t - (v_c / A)^2 \cos \omega t + (I_{B3} 2V_T R \cos \omega t) / KA^2] / (2V_T)^2 R \tag{6-14}$$

จากสมการ (6-14) เมื่อเราปรับค่าอัตราส่วน $(Kv_c^2 - 2V_T I_{B3} R) / KA^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 3/4 แล้วจะได้สัญญาณกระแสเอาต์พุตเท่ากับ

$$I_o = K^2 A^3 [4\cos^3 \omega t - 3\cos \omega t] / 4(2V_T)^2 R$$

โดยอาศัยสูตรตรีโกณ (6-9) เราก็จะได้

$$I_o = K^2 A^3 (\cos 3\omega t) / 4(2V_T)^2 R$$

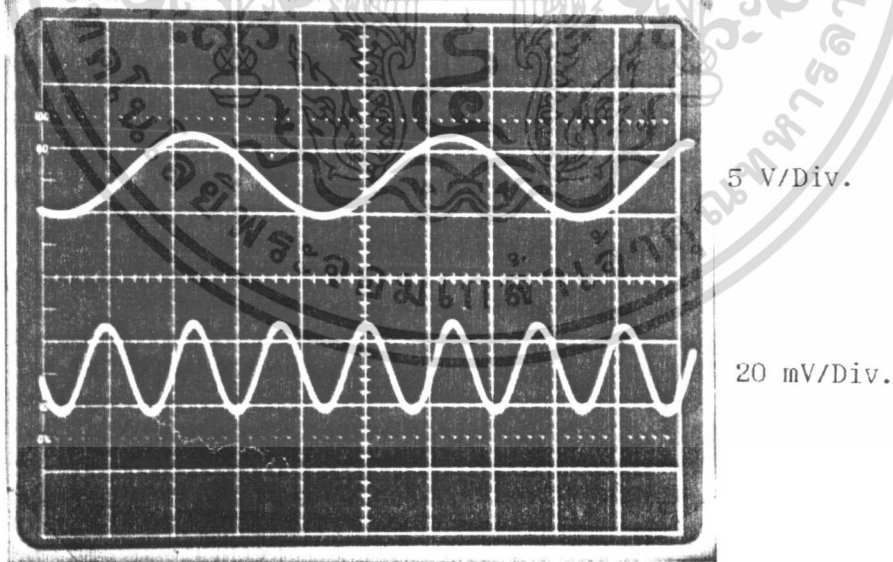
ซึ่งกระแส I_o นี้จะไหลผ่านตัวภาระ R_L เกิดเป็นค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท v_o

$$v_o = K^2 A^3 R_L (\cos 3\omega t) / 4(2V_T)^2 R$$

6-5 ผลการทดลอง

เราได้ทำการทดลองต่อวงจรความถี่ 3 เท่า ตามรูป 6-5 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$ และปรับค่า I_{B3} ให้ได้เงื่อนไข $(K V_c^2 - 2V_T I_{B3} R) / K A^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 3/4 โดยที่ผลการทดลองแสดงได้ดังในรูป

6-6



รูปที่ 6-6 แสดงผลการทดลองวงจรรูป 6-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถทำงานเป็นวงจรที่ความถี่ 3 เท่าได้ตามทฤษฎี

6-6 สรุป

ผลงานในบทนี้เป็นการนำเอา OTA มาประยุกต์ใช้สร้างวงจรที่ความถี่ ของสัญญาณรูปไซน์ โดยเริ่มต้นด้วยวงจรที่ความถี่ 2 เท่า และตามมด้วยวงจรที่ความถี่ 3 เท่าตามลำดับ ซึ่งผลการทดลองที่ได้สอดคล้องใกล้เคียงกับทฤษฎีวงจรของเรา และนอกจากนี้แล้วเราได้แสดงวิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมิต่อวงจรที่ความถี่ 2 เท่าลงได้โดยใช้ OTA เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งตัว แต่อย่างไรก็ตาม วิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมิเช่นเดียวกันนี้ แม้จะสามารถขจัดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรที่ความถี่ 3 เท่าลงได้บ้าง แต่ก็ไม่สามารถกำจัดลงได้ทั้งหมดสิ้น เราจึงไม่ได้แนะนำไว้ในเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 7

วงจรแปลงความถี่สัญญาณเป็นค่าศักดาไฟฟ้าซึ่งมีการกระเพื่อมต่ำ

7-1 กล่าวนำ

ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการนำเอา OTA ชนิดเดียวเท่านั้นที่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะต่าง ๆ กันมาแล้ว สำหรับในบทนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับการนำ OTA ไปใช้เป็นอุปกรณ์ร่วมในการสร้างเครื่องมือวัดความถี่ ที่เปลี่ยนค่าความถี่ให้เป็นค่าศักดาไฟฟ้า (Frequency to Voltage Converters) เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรแปลงความถี่เป็นศักดาไฟฟ้ามีประโยชน์มากในการประยุกต์ใช้งานกับระบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในระบบงานควบคุมงานเครื่องมือวัด หรือในวงจร PLL

หลักการวัดความถี่ที่ใช้กันอยู่เดิมวิธีหนึ่งนั้น มีพื้นฐานอยู่บนวิธีการวัดค่ากระแสเฉลี่ยของสัญญาณความถี่ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่เรียกว่า Scaling Capacitor โดยการนำคลื่นสัญญาณความถี่ที่เข้ามาในนั้น ให้จำกัดค่าศักดาไฟฟ้าให้เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างค่าสองค่า ซึ่งอาจได้มาจากการใช้วงจรอิลเลกทรอนิกส์ มาตัด (Clipped) ให้เป็นคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน หรือการใช้วงจร Zero Crossing ดังนั้นเป็นต้น สัญญาณที่ได้มานี้จะนำไปเรกติไฟร์ (rectified) ทำให้เกิดกระแสออกมามีประจุลงบนตัวเก็บประจุ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลอยู่นี้จะมีค่าแปรผันโดยตรง กับจำนวนประจุที่ถูกประจุลงบนตัวเก็บประจุนั้น ในหนึ่งคาบเวลา (Period) ของสัญญาณต้น ดังนั้นค่ากระแสเฉลี่ยดังกล่าวนี้ จึงสามารถเป็นตัวชี้บอกถึงค่าความถี่ของสัญญาณต้นได้ [25]-[27]

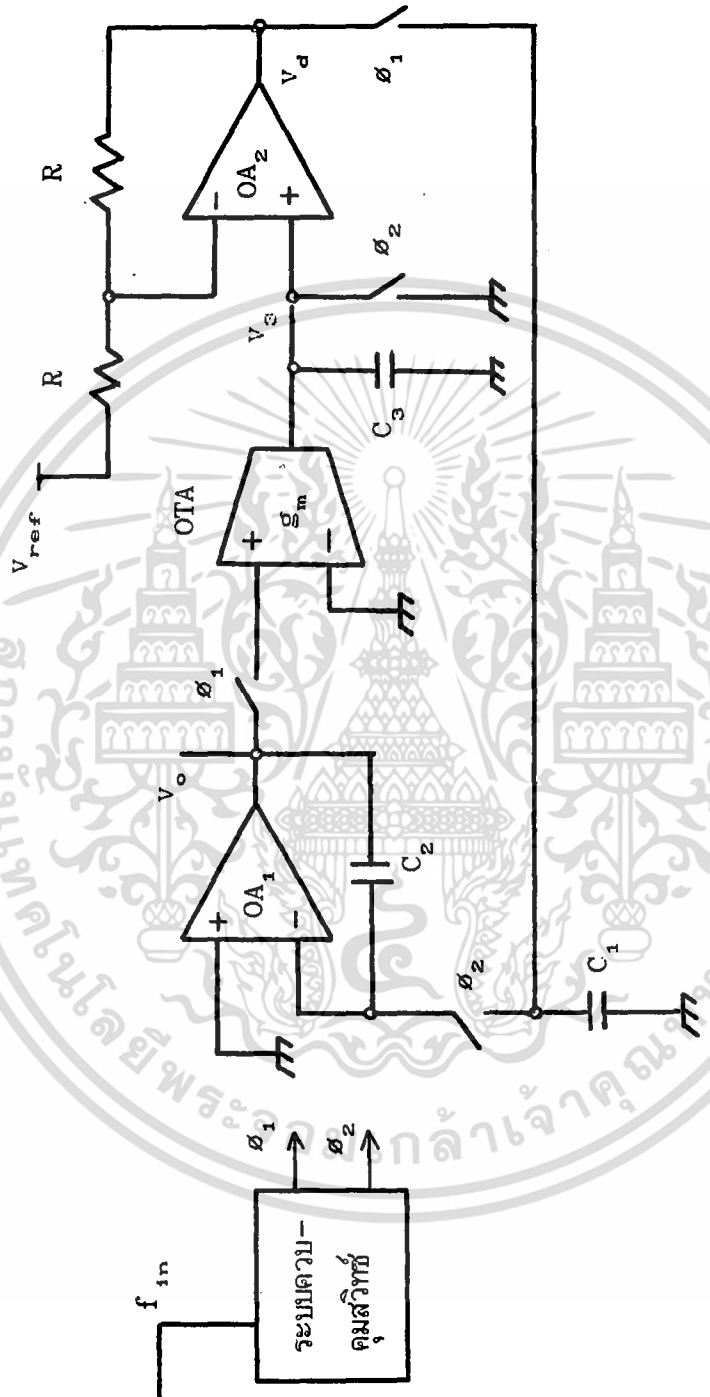
แม้ว่าไดโอดชนิดกระแสคงที่ (Constant Current Diode) สามารถช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของเครื่องมือวัดตามหลักการดังกล่าวข้างต้นให้ดีขึ้นได้บ้าง [28] แต่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ก็ยังคงมีอัตราการกระเพื่อมของสัญญาณสูง โดยมีความถี่ของการกระเพื่อมเท่ากับสัญญาณเข้า ก่อให้เกิดปัญหาในด้านการประยุกต์ใช้งานอยู่ ต่อมา Reynolds [29] ได้คิดระบบแปลงความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้า ทำให้เกิดการปรับปรุงประสิทธิภาพ ของการวัดความถี่ได้ดียิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามระบบวงจรของ Reynolds ต้องใช้สวิทช์ 4 เฟส ซึ่งควบคุมโดย 2 Bit-

Counter ที่ใช้ความถี่ของสัญญาณเข้าเป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งนับได้ว่ายุ่งยากซับซ้อนพอสมควร

สำหรับในบทนี้ ได้เสนอระบบวงจรใหม่ ที่ได้วิเคราะห์มาโดยอาศัยหลักการป้อนกลับคล้ายกับหลักการของ Reynolds เพราะได้ใช้การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าแทนการหักล้างกันของประจุในตัวเก็บประจุ ซึ่งใช้ส่งถ่ายประจุรวมไปยังวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้เกิดความแน่นอนในการเปรียบเทียบได้ดียิ่งขึ้น และที่สำคัญคือระบบใหม่ของเราที่ใช้สวิทช์เพียง 2 เฟส ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในระบบควบคุมสวิทช์ลงได้มาก และไม่มี ความจำเป็นจะต้องใช้ 2-Bit Counter ด้วยยิ่งกว่านั้นจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบใหม่นี้ยังมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบของ Reynolds ด้วย



7-2 ระบบวงจรและการทำงาน



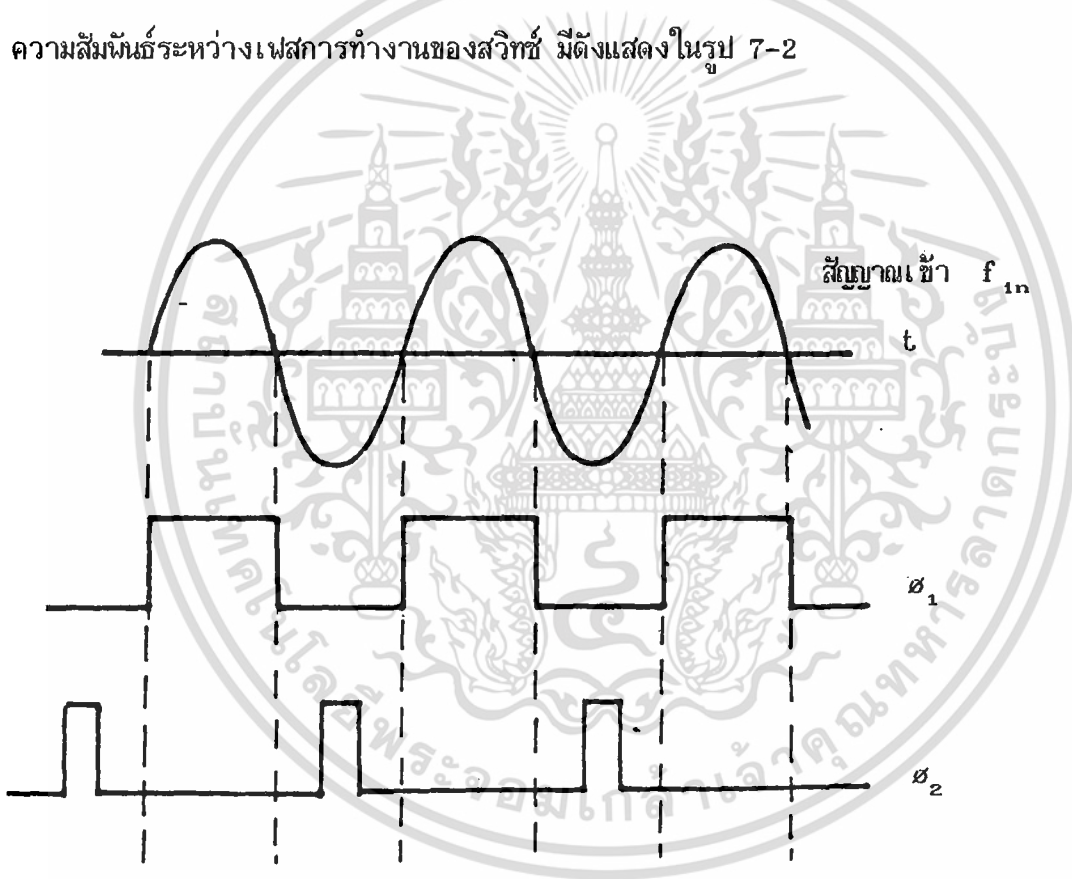
รูปที่ 7-1 แสดงระบบวงจรใหม่ที่ใช้วัดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนผังระบบวงจรใหม่มีดังแสดงในรูป 7-1 ส่วนประกอบที่สำคัญของระบบนี้แบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนคือ

- 1) วงจรอินทิเกรตประจุ
- 2) ตัวแหล่งกำเนิดกระแสที่ถูกควบคุมโดยค่าศักดาไฟฟ้า (VCCS) หรือ OTA
- 3) วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างของค่าศักดาไฟฟ้า และ
- 4) วงจรระบบควบคุม Analog Switch ซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่สัญญาณเข้า

ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสการทำงานของสวิตช์ มีดังแสดงในรูป 7-2



รูปที่ 7-2 ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุมสวิตช์

เมื่อพิจารณาตามระบบวงจรในรูป 7-1 ค่าสัญญาณออก v ของวงจรอินทิเกรต-

ประจุ (I_{C1}) ถูกกำหนดโดยประจุในตัวเก็บประจุ C_2 ค่าสัญญาณออก v นี้ จะส่งผลทำให้เกิดกระแส I_3 ไหลเข้าทำการประจุนตัวเก็บประจุ C_3 ในช่วงการทำงานของ σ_1 ทำให้ค่าประจุ Q_3 สูงสุดเท่ากับ $I_3 T/2$ คูลอมป์ (เมื่อ T คือคาบเวลาของสัญญาณเข้าตามรูป 7-2) ค่าประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะสร้างศักดาไฟฟ้า v_3 ขึ้นเปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้าอ้างอิง v_{ref} ทำให้มีสัญญาณออกของ I_{C3} เป็น v_d ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(2v_3 - v_{ref})$ ค่า v_d นี้จะเป็นตัวกำหนดค่าประจุ Q_1 บน C_1 ซึ่งจะถูส่งผ่านไปพร้อมกับค่าประจุบน C_2 เพื่อทำการแก้ไขสัญญาณออก v ให้ถูกต้องเมื่อสวิทซ์ทำงานตาม σ_2 เราจะเห็นว่าระบบของวงจรนี้มีการทำงานในลักษณะของระบบส่งค่าสัญญาณป้อนกลับชนิดครบรอบ (Sample Close-Loop Feedback System) พฤติกรรมต่าง ๆ ของระบบตามขั้นตอนที่ได้อธิบายมานี้จะเกิดวนซ้ำแล้วซ้ำอีก จนกระทั่งการทำงานของวงจรเข้าสู่สถานะคงตัว (Equilibrium State) คือไม่มีประจุ Q_1 บน C_1 ถูกส่งผ่านไปสู่ C_2 เลย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ v_d มีค่าเป็นศูนย์

การทำงานของระบบนี้อาจอธิบายความสัมพันธ์ในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้คือ

$$v_{i+1} = v_i - Q_{1i}/C_2 \quad (7-1)$$

$$Q_{1i} = C_1 v_{di} \quad (7-2)$$

อักษรห้อย (Subscript) i หมายถึงลำดับครั้งของการทำงาน (Iteration Number) ของค่าตัวแปรต่าง ๆ ในระบบ โดยกำหนดให้ค่า i เพิ่มขึ้นทุก ๆ ครั้งที่มีการถ่ายเทประจุเรียบร้อยแล้ว ภายหลังจากการทำงานของสวิทซ์ตาม σ_2

เมื่อวงจรทำงานเข้าสู่สถานะคงตัว v_{d1} และ Q_{11} มีค่าเป็นศูนย์ทำให้

$$v_{i+1} = v_i \quad (7-3)$$

$$2v_{31} = v_{ref} \quad (7-4)$$

$$I_{31} T/C_3 = v_{ref} \quad (7-5)$$

เพราะเนื่องจาก $I_3 = g_m v_1$ เมื่อ g_m คือค่าทรานสดักชันของ OTA ดังนั้นเราจะได้ว่าสมการ (7-5) ถ้าเราจัดสมการเสียใหม่ก็จะได้ว่า

$$I_{31} = v_{ref} C_3 / T \quad (7-6)$$

เนื่องจาก $I_{31} = v_1 g_m$ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$v_1 = v_{ref} C_3 / T g_m \quad (7-7)$$

เนื่องจาก $1/T = f$ เพราะฉะนั้นในสภาวะคงตัว

$$v_1 = v_{ref} C_3 f / g_m \quad (7-8)$$

ซึ่ง $f=1/T$ คือความถี่สัญญาณเข้าตามสมการ (7-7) เราจะได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต v หรือ v_1 ที่ได้จากวงจรในสถานะคงตัวนั้น มีค่าแปรผันโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณเข้าตามต้องการ

ผลการตอบสนองที่เปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณเข้าได้เปลี่ยนแปลงไปอย่างฉับพลัน แบบขั้นบันไดนั้น สามารถพิจารณาได้จากสมการ (7-1) เราจะพบว่ามันมีความถี่อยู่ความถี่หนึ่ง ซึ่งค่าการเปลี่ยนแปลงของ v และ Q ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของความถี่มีค่าเป็นไปตามสภาวะดังต่อไปนี้คือ

$$dv_1/df = - (dQ_1/df) 1/C_2 \quad (7-9)$$

ซึ่งภายใต้สภาวะนี้การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณเข้า จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของประจุที่พอจะชดเชยให้เกิดสถานะคงตัวของสัญญาณในระบบได้อย่างทันทีในช่วงเวลาของการสวิทช์ และโดยการแก้สมการ (7-9) แทนค่า v_1 จาก (7-8) ลงใน (7-9) จัดสมการใหม่จะได้

$$df = -g_m dQ_{11} / C_2 C_3 v_{ref}$$

หรือ

$$f_o = -g_m Q_{11} / C_2 C_3 \tag{7-10}$$

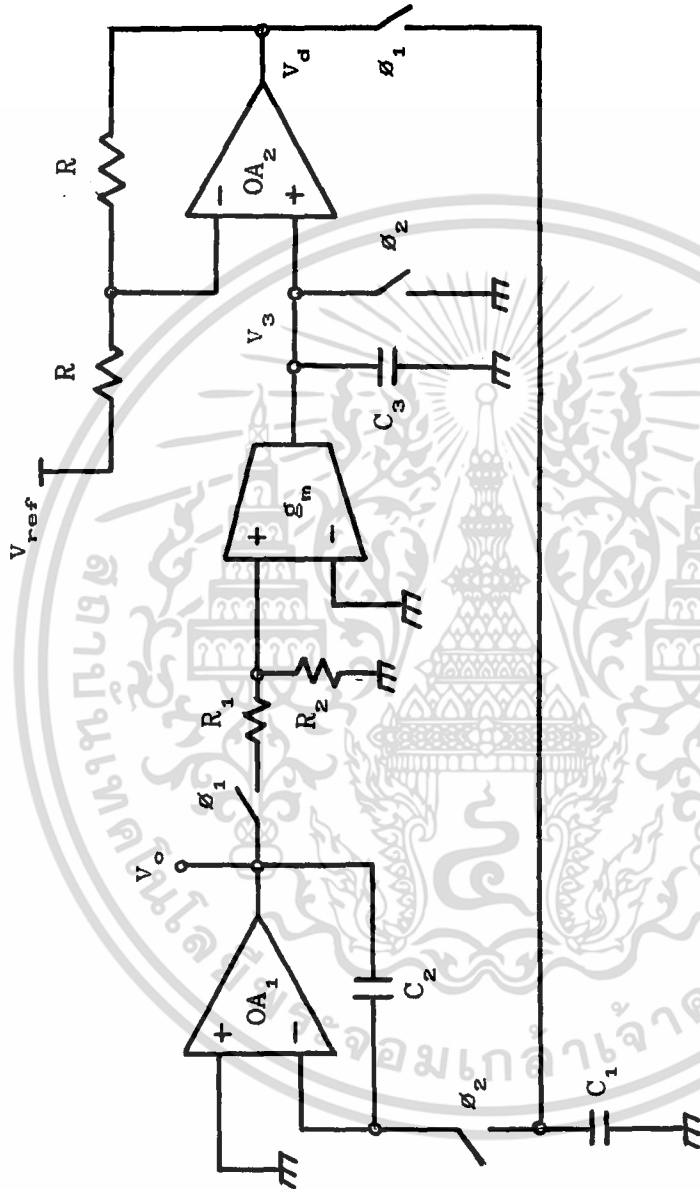
เนื่องจากในสถานะภาพนี้ การทำงานของวงจรจะเข้าสู่สถานะคงตัว โดยการทำงานเพียง 1 รอบของสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ f_o เท่านั้น ดังนั้นสภาวะที่จำเป็นคือค่า Q_{11} จะต้องมิต่ำ $v_{d1} = -v_{ref}$ พอดี และเนื่องจาก $Q_{11} = C_1 v_{d1}$ เพราะฉะนั้น $Q_{11} = -C_1 v_{ref}$ ซึ่งเมื่อแทนค่าลงใน (7-10) แล้วจะได้

$$f_o = C_1 g_m / C_2 C_3 \tag{7-11}$$

จากสมการ (7-1) เราจะพบว่าถ้าความถี่ของสัญญาณเข้า f ไม่เท่ากับ f_o แล้วผลการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุต v_1 จะมีค่าเปลี่ยนแปลงก่อนการเข้าสู่สภาวะคงตัวในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

- 1) ถ้า $f > f_o$ ผลการตอบสนอง v_1 จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะคงตัวตามลำดับของการสวิตช์
- 2) ถ้า $f_o > f > f_o/2$ ผลการตอบสนองจะเกิด Overshoot และมีการปรับตัวเข้าสู่สภาวะคงตัวในลักษณะที่มีการ Oscillation ของ v_1 ที่ค่อย ๆ ลดลงตามลำดับของการสวิตช์
- 3) ถ้า $f < f_o/2$ ผลการตอบสนองจะหมดสเถียรภาพ ในการปรับตัวของ v_1 เข้าไปสู่สภาวะคงตัว จากสมการ (7-12) และ (7-9) เราจะเห็นว่า f_o สามารถที่จะกำหนดเป็นอิสระจากค่าสัมประสิทธิ์ของการแปลงค่าความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้า (ค่าสัมประสิทธิ์นี้คือ $v_{ref} C_3 / g_m$) โดยการปรับค่าอัตราส่วน C_1 และ C_2 ทำให้เกิดความสะดวกในการออกแบบระบบเครื่องมือนัดความถี่นี้

7-3 การทดลองตรวจสอบผลของวงจร



รูปที่ 7-3 วงจรเครื่องวัดความถี่ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตรวจสอบผลเราได้ทำการต่อวงจรตามรูป 7-3 ซึ่งในรูป 7-3 จะมีความแตกต่างกับวงจรในรูป 7-1 อยู่ตรงที่ในรูปวงจร 7-3 มีความต้านทาน R_1 และ R_2 เพิ่มเข้ามาเป็นตัวแบ่งค่าศักดาไฟฟ้า เพื่อที่จะให้ได้ค่าศักดาไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของ OTA ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากขีดจำกัดศักดาไฟฟ้าอินพุทของ OTA เพราะที่ภาคอินพุทของ OTA มีลักษณะเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียลดังนั้นสัญญาณอินพุทที่ทำให้ OTA ทำงานได้ถูกต้องในช่วงเชิงเส้นจะต้องไม่เกิน 50 mV ซึ่งผลของความต้านทานแบ่งค่าศักดาไฟฟ้างดังกล่าวจะทำให้สมการของ f_o เปลี่ยนไปดังนี้

$$f_o = \frac{K C_1 g_m}{C_2 C_3}$$

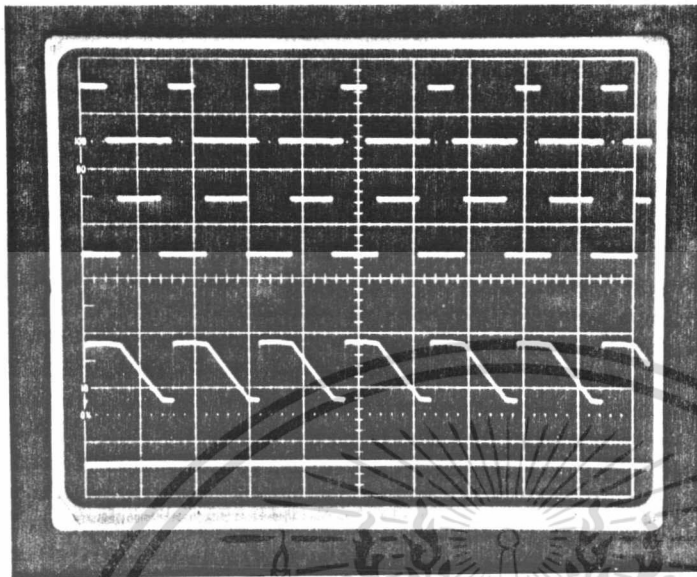
โดยที่

$$K = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

และสมการค่าศักดาไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจร v_1 มีค่าเป็นดังนี้

$$v_1 = v_{ref} C_3 f / g_m K$$

ในรูปที่ 7-3 เราใช้ IC และอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้คือ SCL 4066 B, μA 741 และ RCA 3080 , สำหรับ Analog switch , OP-AMP , และ OTA , $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$, $C_3 = 0.047 \mu F$, $R = 1 k\Omega$, $R_1 = 20 k\Omega$, $R_2 = 2 k\Omega$, $v_{ref} = 0.3 V$ และปรับค่า $g_m = 1.5 \times 10^{-3}$ บ เราจะได้ค่า $f_o = 1.5 kHz$ แล้ววัดค่าตอบสนองความถี่ต่าง ๆ และสังเกตพฤติกรรมของการตอบสนอง



\varnothing_2 10 V/Div

\varnothing_1 10 V/Div

v_d 0.2 V/Div

v_1 0.1 V/Div

(a) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะคงตัว

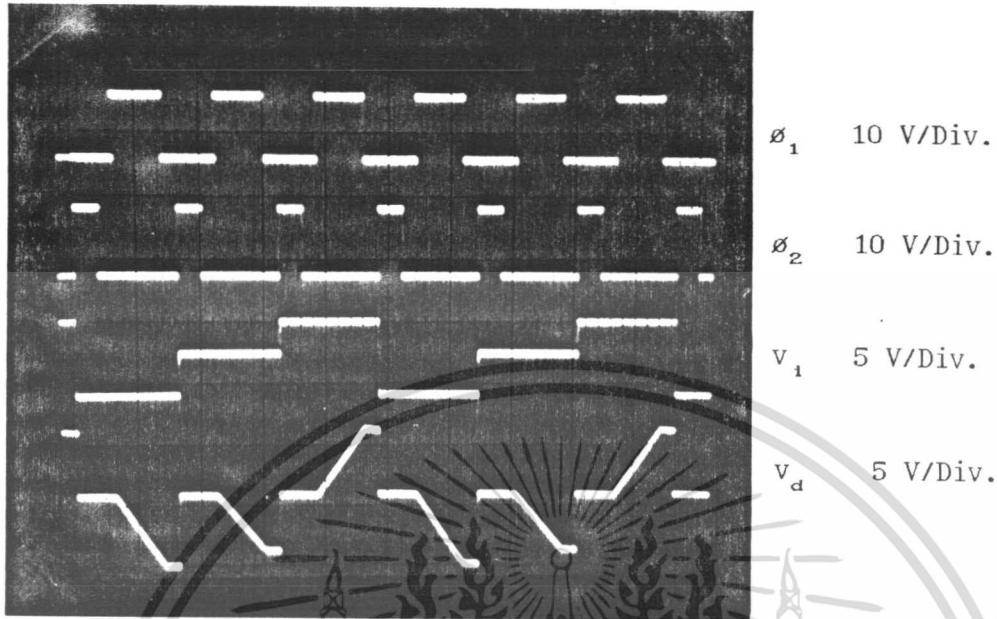


v_d 1 V/Div

v_1 2 V/Div

(b) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะไม่คงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



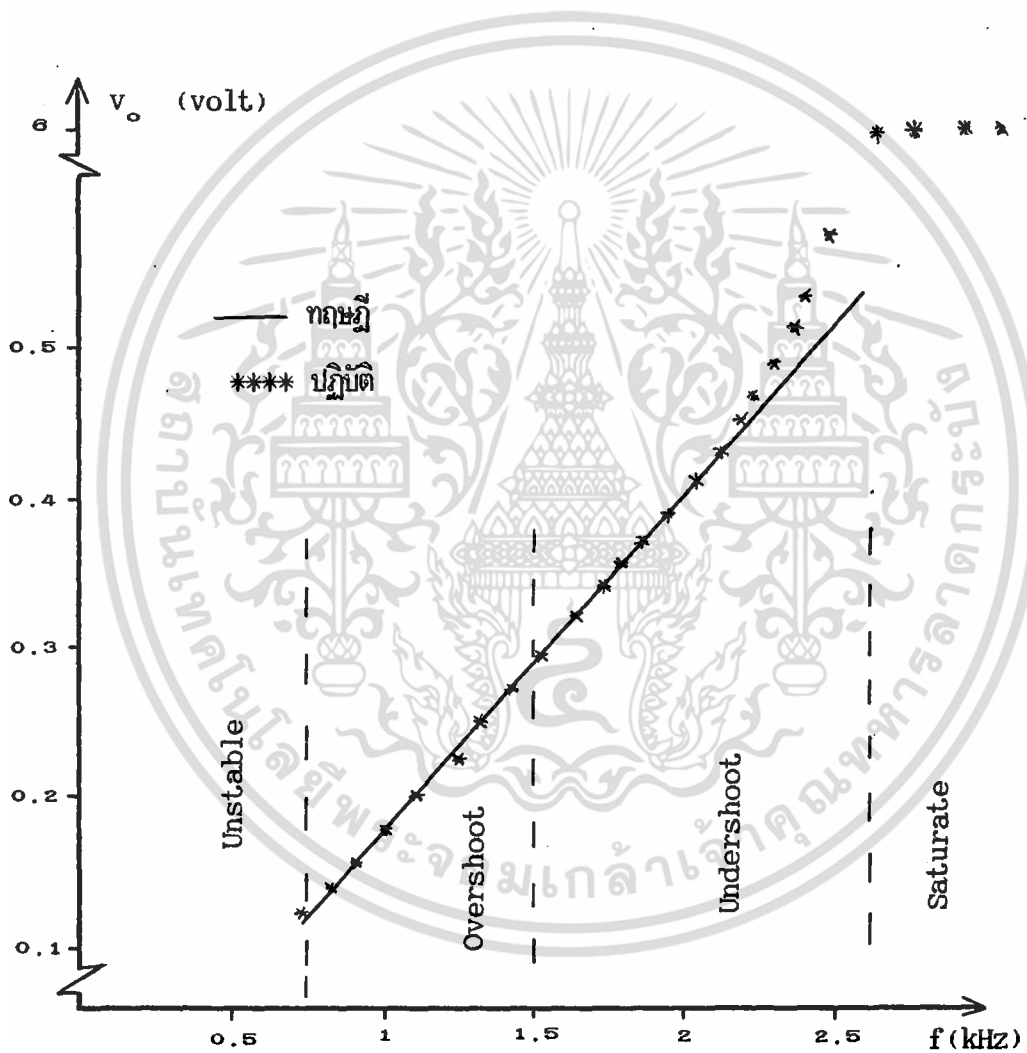
(c) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะไม่คงตัว

รูปที่ 7-4 แสดงผลการตอบสนองของวงจรในการที่จะปรับตัวเข้าสู่สถานะคงตัว

ในรูป 7-4a แสดงให้เห็นสถานะภาพของสัญญาณต่าง ๆ ในขณะที่วงจรมีอยู่ในสภาวะคงตัว โดยเส้นสัญญาณ 1-4 นับจากบนลงล่าง ซึ่งสัญญาณเส้นที่ 1 และ 2 แสดงการควบคุมการปิดเปิดสวิตช์ สัญญาณเส้นที่ 3 เป็นสัญญาณที่ขั้ว C_1 แสดงการรับและถ่ายเทประจุให้แก่ C_2 และสัญญาณเส้นที่ 4 ล่างสุดเป็นสัญญาณศักดาไฟฟ้าเอาต์พุต ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นเส้นตรงราบเรียบเกือบไม่มีการกระเพื่อมเลย สำหรับผลการตอบสนองในรูป 7-4b นั้นเป็นสภาวะที่วงจรมิสามารถปรับตัวเข้าสู่สถานะคงตัวได้ สัญญาณเส้นบนแสดงการรับและส่งถ่ายประจุของ C_1 ให้แก่ C_2 และสัญญาณเส้นล่างเป็นสัญญาณศักดาไฟฟ้าเอาต์พุตที่มีสัญญาณสองระดับ

ในรูป 7-4c เป็นการแสดงให้เห็นถึงการทำงานของวงจรในช่วงที่ $f < f_o/2$ โดยเส้นสัญญาณเส้นที่ 1 ถึง 4 แสดงจากบนลงล่างตามลำดับ สัญญาณเส้นที่ 1 และ 2 แสดงสัญญาณควบคุมการปิดเปิดสวิตช์ และสัญญาณเส้นที่ 3 เป็นสัญญาณเส้นที่แสดงเอาต์พุตที่ขั้วเอาต์พุตของ OP-AMP ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบพยายามทำงานให้เข้าสู่สภาวะคงตัว แต่ไม่สามารถทำได้จนก่อให้เกิดรูปสัญญาณเอาต์พุตซ้ำกันเป็นคาบ ๆ โดยในแต่ละคาบวงจรจะทำงาน 3 รอบของสัญญาณสวิตช์ โดยที่สัญญาณสวิตช์รอบที่ 1 และรอบที่ 2 เอาต์พุตที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าสภาวะ

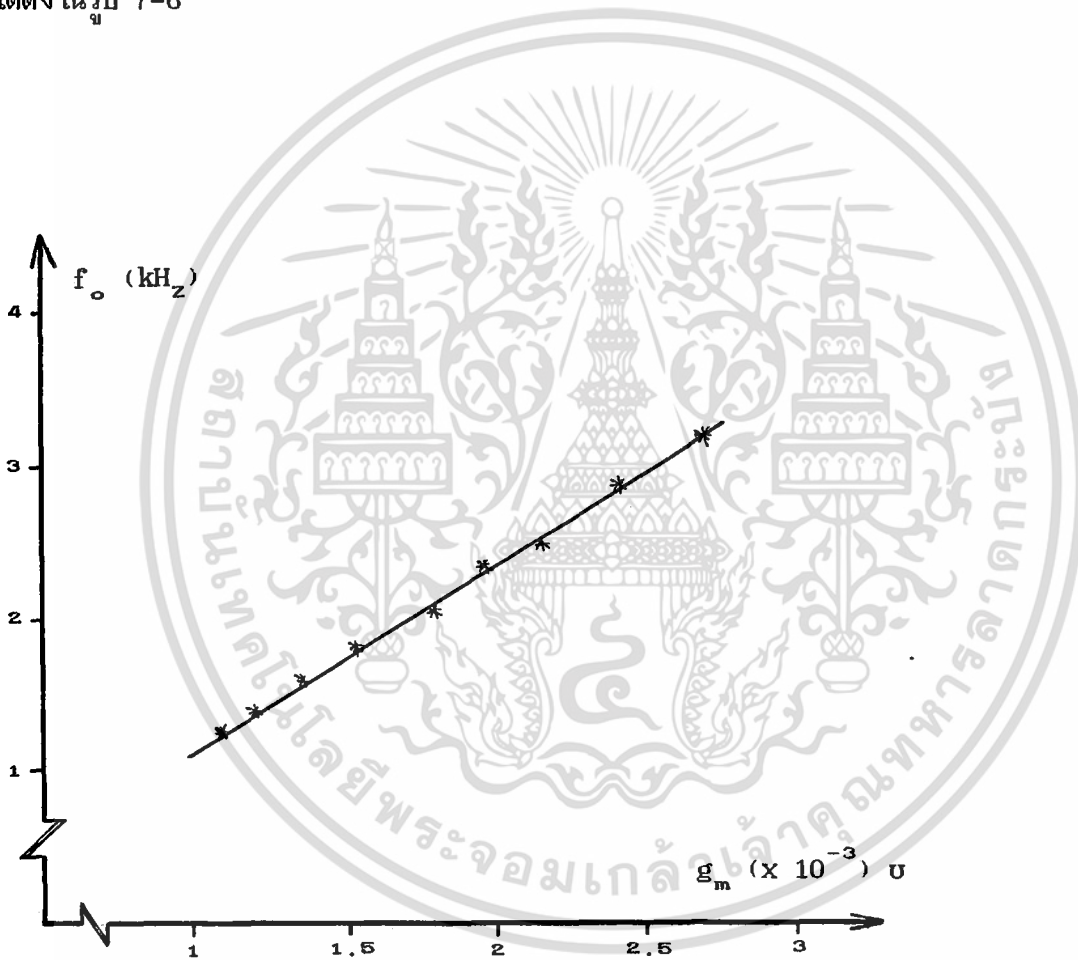
คงตัวที่ควรจะเป็นของเอาต์พุต แต่พอถึงสัญญาณสวิตช์รอบที่ 3 เอาต์พุตที่ได้กลับมีค่าสูงกว่าค่าของเอาต์พุตที่ทำให้วงจรเกิดสภาวะคงตัวระบบจึงปรับตัวใหม่ เพื่อลดเอาต์พุตส่วนเกินนั้น ทำให้การทำงานของวงจรเริ่มต้นใหม่ และได้สัญญาณเอาต์พุตซึ่งในแต่ละคาบมีสัญญาณ 3 ระดับดังกล่าวเหมือนเดิม สัญญาณเส้นที่ 4 เป็นสัญญาณที่ชั่วของ C_1 แสดงการรับและถ่ายเทประจุให้แก่ C_2 ซึ่งผลการทดลองนี้สอดคล้องกับทฤษฎีที่เราได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว



รูปที่ 7-5 คุณสมบัติของ f-v ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 7-5 แสดงคุณสมบัติ $f-v$ ของระบบซึ่งก็เป็นไปตามทฤษฎี โดยที่ความถี่ $f < f_0/2$ ผลการตอบสนองจะหมดสเก็ยรภาพ ที่ความถี่ $f_0 > f > f_0/2$ ผลการตอบสนอง v_o จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเข้าสู่สถานะคงตัวตามลำดับ และถ้าความถี่ $f \gg f_0$ ผลการตอบสนอง v_o ก็จะเริ่มผิดพลาด และจะ ไปอ้อมตัวที่ไฟเลี้ยงของวงจรอย่างรวดเร็ว accuracy ในการวัดค่าค่าความถี่ของวงจร $f-v$ นี้จะมีค่าประมาณ 3.33% และจากสมการ (7-11) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถเลือกค่า f_0 ได้ด้วยการปรับค่า g_m ของ OTA โดยตรง ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังในรูป 7-6

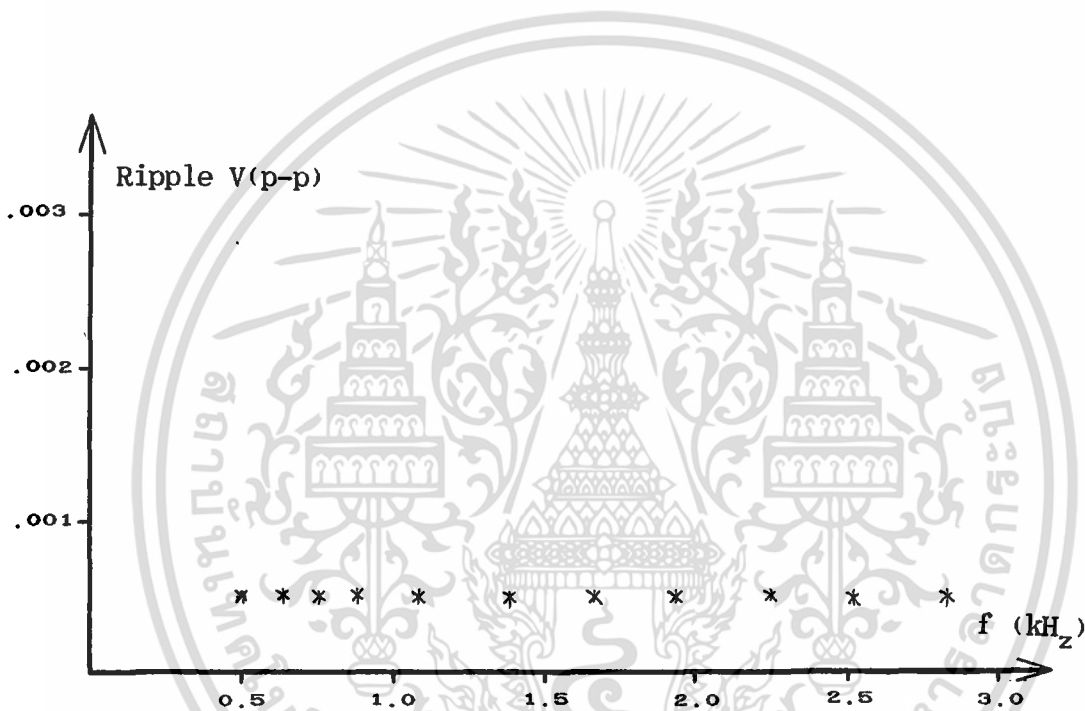


รูปที่ 7-6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า g_m และ f_0

ซึ่งในรูป 7-6 แสดงให้เห็นว่า ค่า g_m และ f_0 มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นซึ่งกันและกัน

ตรงกับสมการ (7-11)

ผลอีกประการหนึ่งที่ควรกล่าวถึงในที่นี้ก็คือ ระดับการกระเพื่อมของสัญญาณเอาต์พุตนั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับระดับไฟตรงของสัญญาณเอาต์พุต เหตุผลที่มีการกระเพื่อมของเอาต์พุตก็เนื่องมาจากการรั่วของประจุไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุ C_2 ในระหว่างคาบเวลาของการทำงานเมื่อการกระเพื่อมตามจังหวะสัญญาณสวิทช์ความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต ดังแสดงในรูป 7-7



รูปที่ 7-7 แสดงการกระเพื่อมของสัญญาณเอาต์พุต

สรุป

จากผลการทดลองที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมด จะเห็นได้ว่าวงจรของเราใช้งานได้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยมีคุณสมบัติต่าง ๆ เป็นไปตามทฤษฎี แต่จุดที่ควรระมัดระวังในการสร้างก็คือ การจำกัดค่าศักดาไฟฟ้าอินพุตของ OTA เพราะ OTA จะทำงานได้ถูกต้องในช่วงสัญญาณอินพุต 0-50 mV เท่านั้น

บทที่ 8

การประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส

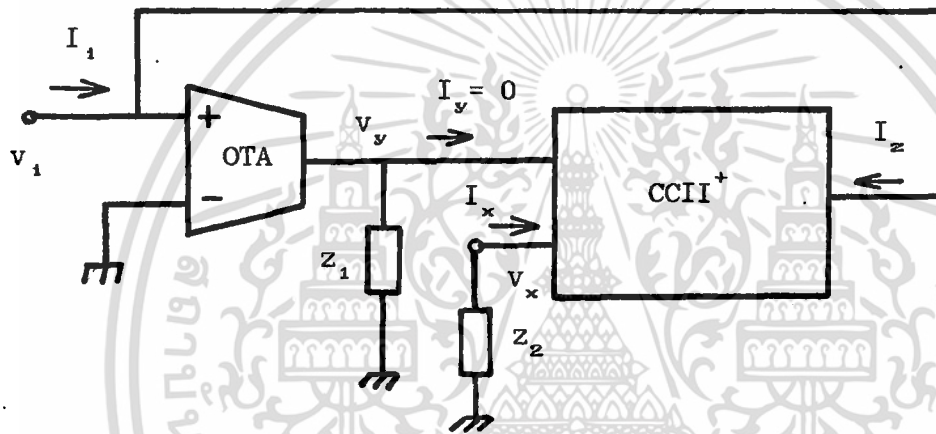
8-1 กล่าวนำ

ในบทก่อน ๆ ที่แล้วมาเราได้กล่าวถึงการนำเอา OTA ไปใช้งานในวงจรต่าง ๆ หลายวงจร ซึ่งในบางวงจรก็ใช้ OTA ทำงานร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟอื่น ๆ เช่น OP-AMP

สำหรับในบทนี้ จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแสในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ทั้งที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำแบบที่ต่ออยู่กับกราวด์ และแบบลอยตัว โดยที่วงจรสายพานกระแสเป็นวงจร 3 หรือ 4 พอร์ต ที่มีคุณสมบัติเป็นตัวควบคุมชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส ซึ่งในบทนี้จะพิจารณาการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต [30] และ 4 พอร์ต [31] ตามลำดับ ผลก็คือก่อให้เกิดความประหยัดจำนวนชุดวงจรสายพานกระแสลงได้ยกตัวอย่างในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำของ SENANI [32] จะต้องใช้วงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต ถึง 4 ชุดทำงานร่วมกับตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุจึงจะสามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้ แต่เมื่อเราเปลี่ยนมาใช้ OTA ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต โดยใช้ OTA 1 ตัว และชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต 1 ชุด เราก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ และในทำนองเดียวกัน ถ้าเราต้องการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว เราก็สามารถทำได้ โดยการให้ OTA ทำงานร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต 2 ชุด หรือ ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต เพียงชุดเดียวก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวได้ ซึ่งข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบที่ใช้ OTA ทำงานร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ต และ 4 พอร์ต ก็คือเมื่อเราเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้แล้ว เรายังสามารถปรับเปลี่ยนค่าขดลวดเหนี่ยวนำ ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B ของ OTA

8-2 การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับชุดสายพานกระแส

จากหัวข้อที่แล้ว เราได้อ้างถึงการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำของ SENANI [32] ซึ่งใช้ชุดสายพานกระแสถึง 4 ชุด ในที่นี่เราจะชี้ให้เห็นว่า โดยการนำเอา OTA มาทำงานร่วมกับ ชุดสายพานกระแส 3 พอร์ตชนิดบวก (CCII⁺) 1 ชุด เราก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ดังในรูป 8-1



รูปที่ 8-1 แสดงการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับ CCII⁺

โดยที่บล็อก (CCII⁺) คือชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ตชนิดบวก ซึ่งจากคุณสมบัติของ OTA และ CCII⁺ เราสามารถหาความสัมพันธ์ต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้

$$v_y = g_m v_1 Z_1 \quad (8-1)$$

จากคุณสมบัติของ CCII⁺

$$v_x = v_y$$

$$I_y = 0 \quad (8-2)$$

$$I_x = I_z$$

ดังนั้นจากรูป 8-1

$$I_x = v_x / Z_2$$

หรือ

$$I_x = I_z = v_y / Z_2 \quad (8-3)$$

แทนค่า v_y จากสมการ (8-1) ลงในสมการ (8-3)

$$I_z = g_m v_1 Z_1 / Z_2 \quad (8-4)$$

หรือถ้าพิจารณาจากรูป 8-1 ถ้าไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้วบวกของ OTA เลย

$$I_1 = I_z \quad (8-5)$$

หรือ

$$I_1 = g_m v_1 Z_1 / Z_2 \quad (8-5)$$

หรือ

$$v_1 / I_1 = Z_2 / Z_1 g_m$$

หรือ

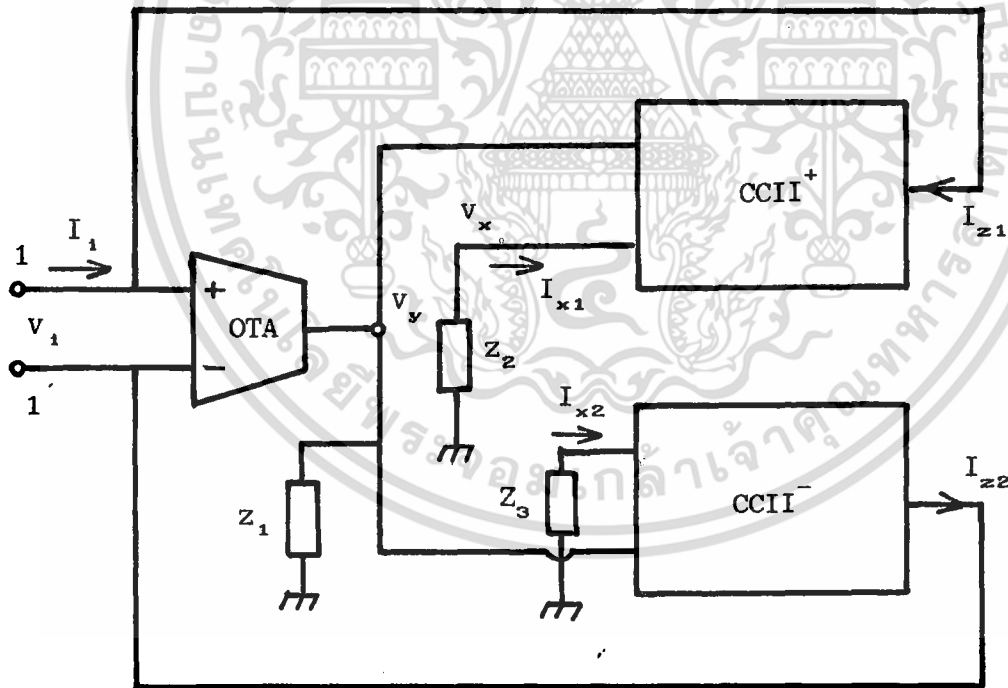
$$Z_1 = Z_2 / Z_1 g_m \quad (8-6)$$

จากสมการ (8-6) ถ้าเราใช้ Z_1 เป็นตัวเก็บประจุ C_1 แล้วจะได้ว่า

$$Z_1 = sC_1 Z_2 / g_m$$

ซึ่งจะเห็นว่า Z_1 ที่มองเข้าไปนั้นเทียบเท่าเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ ที่มีค่าขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำ $L = C_1 Z_2 / g_m$ H ที่ต่ออยู่กับกราวด์

ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว เราสามารถทำได้ด้วยการเพิ่มบล็อก $CCII^-$ ซึ่งก็คือชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ทชนิดลบ เข้าไปในวงจรรูป 8-1 อีก 1 ชุด ดังแสดงในรูป 8-2



รูปที่ 8-2 แสดงวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวที่ใช้ $CCII^+$ และ $CCII^-$ ร่วมกับ OTA

จากการวิเคราะห์ข้างบนนี้เราจะพบว่า

$$v_y = v_1 g_m Z_1$$

ซึ่งเป็นผลให้

$$v_x = v_1 g_m Z_1 \quad (8-7)$$

ถ้าเราให้ $Z_1 = Z_3$ เราจะได้ว่า

$$I_{x1} = I_{x2} \quad (8-8)$$

จากสมการ (8-7) และ (8-8)

$$I_{x1} = I_1 = I_{z1} = v_1 g_m Z_1 / Z_2$$

ดังนั้น

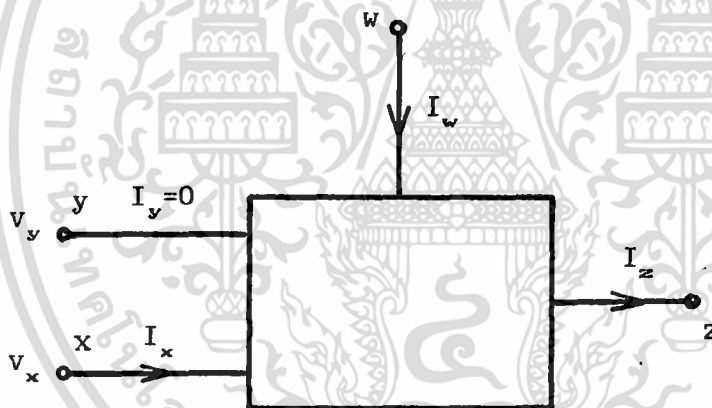
$$Z_1 = Z_2 / g_m Z_1 \quad (8-9)$$

จากสมการ (8-9) ถ้าเราแทนค่า $Z_1 = 1/sC_1$ แล้วเราจะได้ Z_1 เป็นอิมพีแดนซ์ของ
ขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = C_1 Z_2 / g_m$ H

8-3 การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต

วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ตเป็นวงจรสายพานกระแสที่ได้ถูกคิดค้นขึ้นเมื่อไม่นานมานี้ ซึ่งถ้าดูกันอย่างผิวเผินอาจมองไม่เห็นคุณประโยชน์ของมัน สำหรับในหัวข้อนี้วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต ได้แสดงให้เห็นถึงความได้เปรียบในด้านการประหยัดจำนวนอุปกรณ์ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ โดยการทำงานร่วมกับ OTA ตามหัวข้อที่ 8-2 การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวนั้นใช้ OTA ร่วมกับ $CCII^+$ และ $CCII^-$ แต่ตาม [32] ได้ให้แนวความคิดในการรวม $CCII^+$ และ $CCII^-$ เข้าทำงานร่วมกันเป็นวงจร 4 พอร์ตชุดเดียว ซึ่งเทียบกันในด้านจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต จะใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่า ซึ่งบล็อกของชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ตง่าย ๆ ตาม [31] จะมีดังแสดงในรูป

8-4



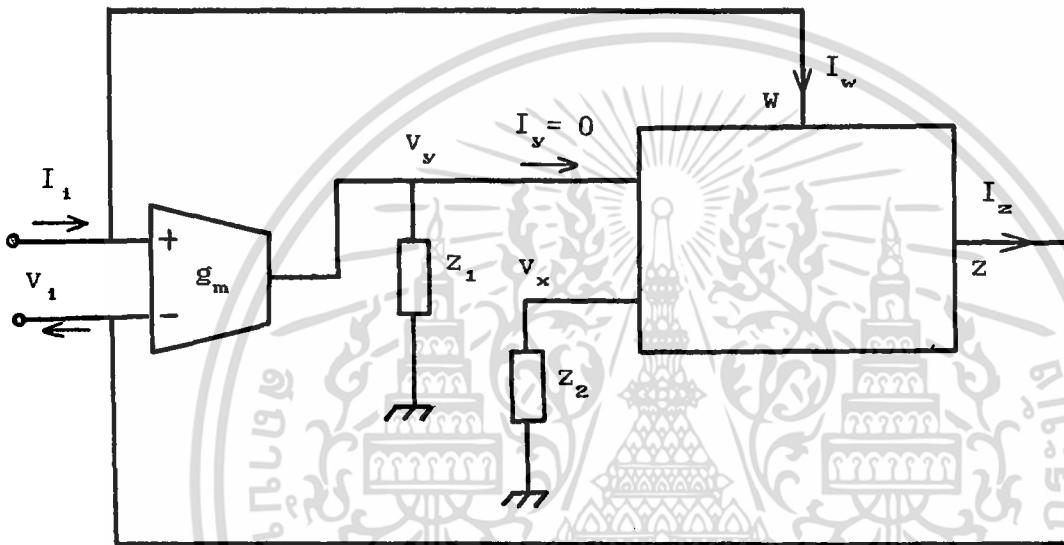
รูปที่ 8-3 แสดงบล็อกของชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต

โดยที่คุณสมบัติของบล็อกในรูป 8-3 มีดังนี้คือ

$$v_y = v_x$$

$$|I_x| = |I_w| = |I_z|$$

ซึ่งถ้าเรานำเอาชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต ไปเขียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยทำงานร่วมกับ OTA เราจะได้วงจรแสดงดังในรูป 8-4



รูปที่ 8-4 วงจรเขียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ OTA ร่วมกับชุดวงสายพานกระแส 4 พอร์ต

จากรูป 8-4 และคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต จะได้ว่า

$$I_1 = I_w$$

และขนาดของ

$$|I_1| = |I_z| = |g_m v_1 Z_1 / Z_2|$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นอินทิกรัลอิมพีแดนซ์ Z_1 จะมีค่าเป็นดังนี้

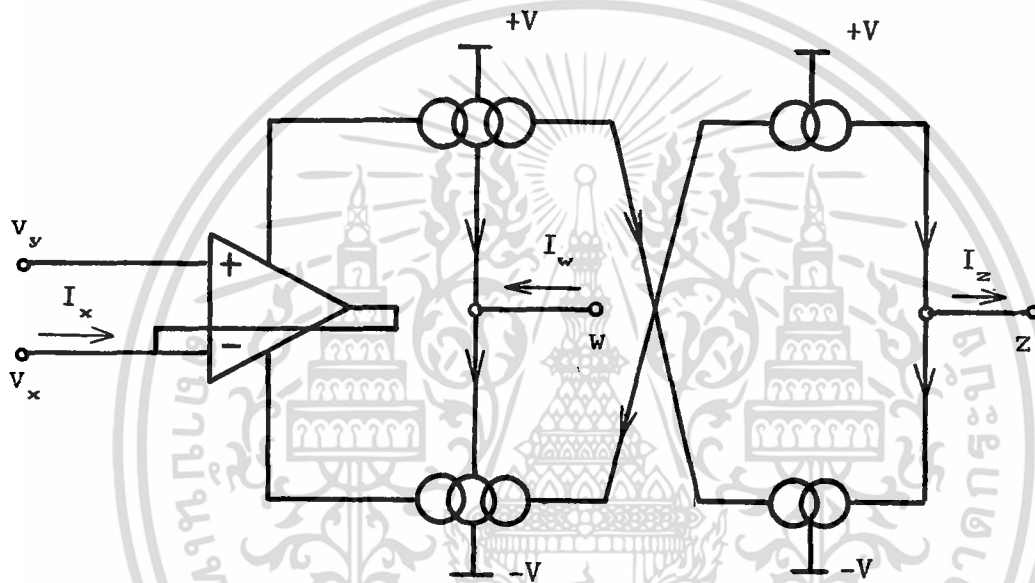
$$Z_1 = Z_2 / Z_1 g_m$$

ซึ่งถ้า Z_1 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุขนาด C ฟารัด แล้วอิมพีแดนซ์ Z_1 ที่มองเข้าไปก็เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำ $L = CZ_2 / g_m$ H

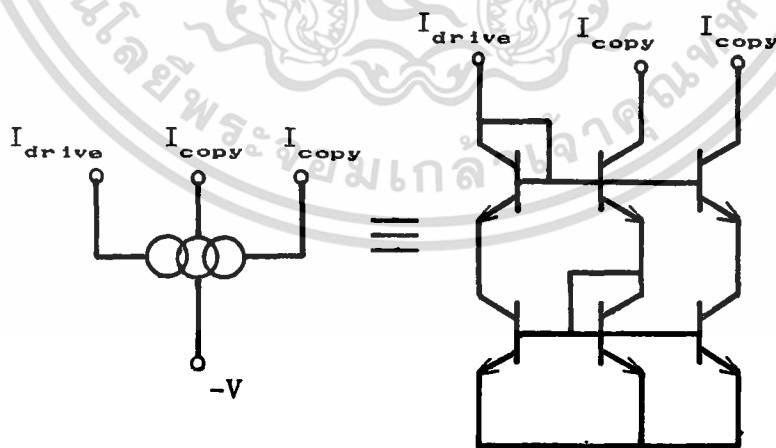


8-4 การทดลองสร้างวงจรเลียนแบบหลอดเห็นหน้าโดยใช้ OTA ร่วมกับชุดสายพานกระแส 4 พอร์ต

โดยเราใช้ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต ตามเอกสารอ้างอิง [31] ซึ่งสร้างโดยอาศัยคุณสมบัติ Operational amplifier supply current sensing [12]-[14] ดังแสดงในรูปที่ 8-5a โดยในรูปที่ 8-5b เป็นวงจรสะท้อนกระแส 2 เอาท์พุท เมื่อนำเอาวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต ไปใช้ร่วมกับ OTA จะได้วงจรดังแสดงในรูป 8-6



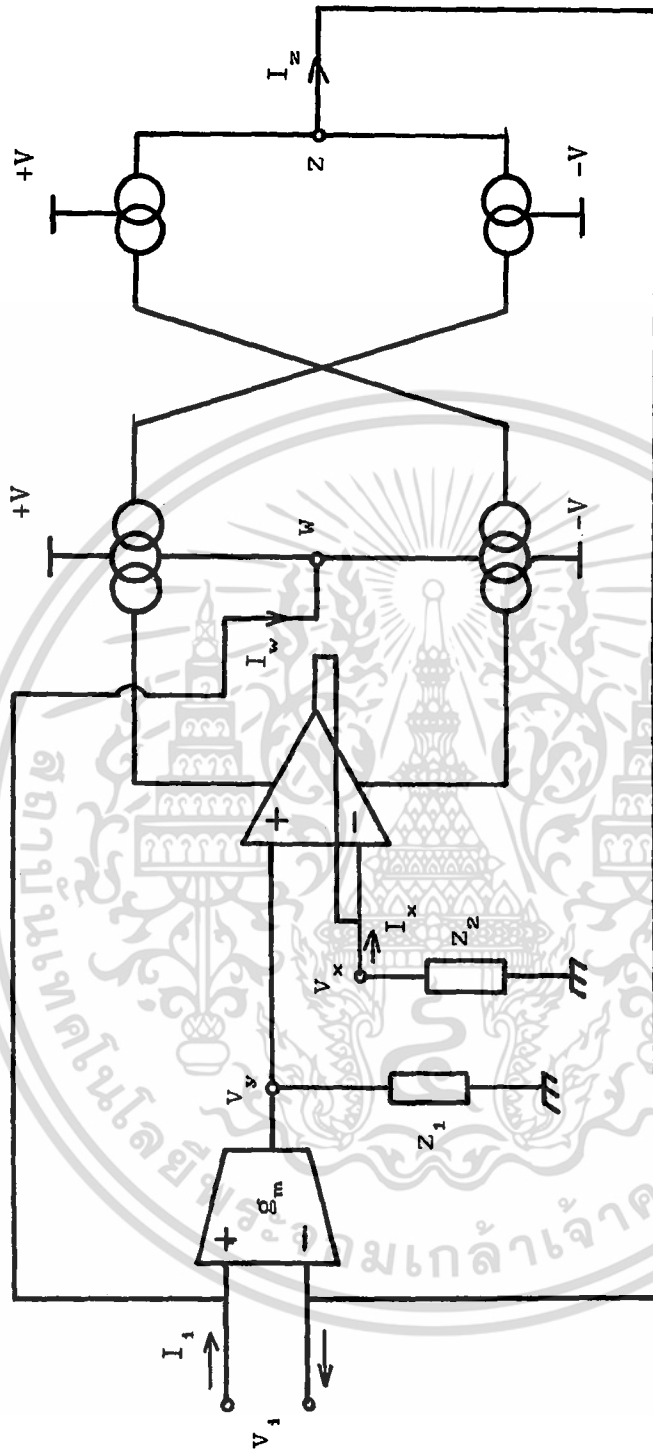
(a) วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต



(b) วงจรสะท้อนกระแส 2 เอาท์พุท

รูปที่ 8-5 วงจรชุดสายพานกระแส 4 พอร์ตตามเอกสารอ้างอิง [2]

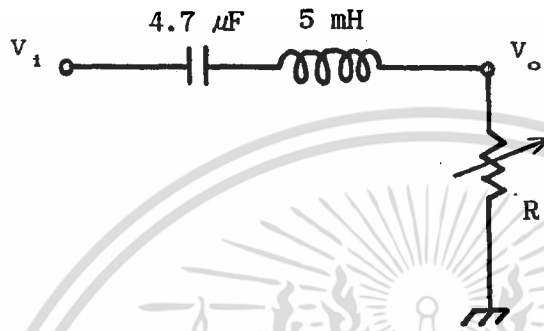
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8-6 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการตรวจสอบความเป็นขดลวดเหนี่ยวนำเราใช้วงจร รูป 8-6 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 OP-AMP 741 ใช้ $C = 0.001 \mu F$ เป็น Z_2 สร้างค่าอินดักแตนซ์ $L = 5 \text{ mH}$ แล้วต่อวงจรแบบพาสฟิลเตอร์อันดับสองแบบง่าย ๆ ตามรูป 8-7



รูปที่ 8-7 วงจร BPF อันดับสอง

เมื่อป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม เป็นสัญญาณอินพุตจะพบว่าเกิด Critically damped ที่ค่า R ประมาณ 200Ω ซึ่งค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎีจะเกิด Critically damped ที่ค่า $R=2(L/C)^{1/2}$ คือ 213Ω ดังนั้นค่า L ที่ทำการเลียนแบบขึ้นมานี้ควรนับได้ว่าใช้ได้ผลดี

สรุป

จากผลการทดลอง ใช้งานขดลวดเหนี่ยวนำที่เลียนแบบได้โดยใช้วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ต ร่วมกับ OTA เราจะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เลียนแบบได้สามารถใช้งานได้จริง และจำนวนอุปกรณ์ต่าง ๆ ก็ใช้น้อยลง และมีข้อดีอีกอย่างหนึ่งก็คือ ค่าความเหนี่ยวนำสามารถปรับค่าได้ ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA โดยตรง

บทที่ 9

สรุปและวิจารณ์

บทที่ 2 ในการพิจารณาคุณสมบัติของ OTA อย่างคร่าว ๆ เรามพบว่า OTA สามารถที่จะทำงานได้เป็น VCCS ได้ดีในช่วงความถี่ต่ำ และจะทำงานได้เป็นเชิงเส้นในช่วงอินพุตต่ำกว่า 50 mV ทั้งนี้เพราะว่าที่ภาคอินพุตของ OTA มีลักษณะเป็นวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล และคุณสมบัติที่บ่งบอกอย่างหนึ่งก็คือ กระแส I_B ที่ไบอัสให้กับ OTA จะต้องเป็นบวกเท่านั้น ทั้งนี้เพราะว่า ที่ขั้วไบอัสจะมีไดโอดต่ออยู่ระหว่างขั้วแหล่งจ่ายไฟลบ และขั้วไบอัส ซึ่งคุณสมบัติของไดโอดจะนำกระแสได้ทิศทางเดียว ดังนั้นในการป้อนกระแสไบอัสให้แก่ OTA จึงต้องระมัดระวังในเรื่องทิศทางของกระแสเป็นสำคัญ ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า OTA น่าจะได้รับการพัฒนาให้ทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น และสามารถไบอัสกระแสได้ทั้งค่าบวก และลบ

บทที่ 3 ในเรื่องของไจเรเตอร์ในบทนี้ จะเห็นได้ว่าวงจรที่เราสร้างขึ้นมาเป็นวงจรที่อาศัยหลักการวิเคราะห์ง่าย ๆ หรือแม้แต่วงจรไจเรเตอร์ที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิแล้ว ก็ยังสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย และค่าสัมประสิทธิ์ของการไจเรชันก็สามารถปรับค่าได้ นั่นหมายถึงถ้าเรานำเอาวงจรวจรไจเรเตอร์นี้ไปอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ใด ๆ แล้วค่าอิมพีแดนซ์ที่อินเวอร์ตได้สามารถที่จะปรับค่าได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA ซึ่งผลจากการทดลอง แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถใช้งานได้ดี แต่อย่างไรก็ตามข้อควรระวังในการต่อวงจรก็คือ การต่อขั้วบวกลบของ OTA จะต้องถูกต้องมิเช่นนั้นวงจรจะไม่สามารถทำงานได้

บทที่ 4 สำหรับในบทนี้เป็นการสร้างวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดพิเศษ ที่มีการไหลของกระแสเข้าออกที่ขั้วใดขั้วหนึ่งของขดลวดที่เลียนแบบได้ ซึ่งเราเรียกชื่อสั้น ๆ ว่า UL ซึ่งขดลวดที่เราเลียนแบบได้นี้มีคุณสมบัติพิเศษไปกว่าขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใด ๆ เท่าที่เคยมีการเลียนแบบกันมา โดยมันสามารถประพฤติตัวเป็นได้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ และขดลวดลอยตัวเมื่อต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า นอกจากนี้เรายังพบว่าค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เราเลียนแบบได้ สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA

และในการต่อใช้งาน UL แบบลอยตัวกับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้านั้นยังไม่เกิดการไหลดชั้นอีกด้วย ซึ่งนับได้ว่าวงจรนี้ทำงานได้ดีและมีประโยชน์มาก

บทที่ 5 ซึ่งเป็นเรื่องของ การคูณสัญญาณนั้น จะเห็นได้ว่าวงจรที่ถูกสร้างขึ้นมามีข้อได้เปรียบ วงจรคูณสัญญาณที่มีขายอยู่ตามท้องตลาดเพราะว่าวงจรของเรา สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณได้ ซึ่งเท่ากับว่าเราได้วงจรคูณสัญญาณ และวงจรขยายสัญญาณในวงจรเดียวกัน ในขณะที่ราคาต่ำกว่า นอกจากนี้วงจรของเรายังสามารถทำการลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้ ผลจากการทดลองวงจรสามารถทำงานได้ผลดีเป็นที่น่าพอใจ

บทที่ 6 วงจรวงจรวัดความถี่สามเท่า สำหรับในบทนี้ทำให้เราได้เข้าใจคุณสมบัติของ OTA ได้ดียิ่งขึ้น โดยเฉพาะในขั้นแรกเราวิเคราะห์วงจรวัดความถี่สามเท่าโดยใช้ OTA เพียง 2 ตัว โดยทฤษฎีได้ แต่ในทางปฏิบัติวงจรไม่สามารถที่จะทำงานได้อย่างสมบูรณ์ เพราะปัญหาการนำกระแสเพียงทิศทางเดียวของไดโอดไบอัสของ OTA ซึ่งเราได้กล่าวถึงแล้วในสรุปบทที่ 2 แต่ถึงกระนั้นก็ตามวงจรวัดความถี่ที่เราได้สร้างขึ้นมามีโดยใช้ OTA 3 ตัว ก็ยังได้เปรียบวงจรวัดความถี่ 3 เท่าชนิดอื่นที่ใช้หลักการแบบเดียวกัน แต่สร้างด้วยอุปกรณ์แอคทีฟชนิดอื่นในด้านความประหยัด และเราสามารถดัดแปลงวงจรให้เป็นวงจรวัดความถี่ 2 เท่าได้ ในวงจรเดียวกันซึ่งเป็นลักษณะพิเศษอีกอันหนึ่งของวงจรของเรา

บทที่ 7 ซึ่งเป็นเรื่องของ เครื่องมือวัดความถี่นี้ จะเห็นได้ว่าวงจรของเราทำงานแบบ close loop feed-back system โดยที่วงจรของเราไม่ยุ่งยากซับซ้อนเหมือนกับวงจรของ Reynolds ประหยัดกว่า และทำความเข้าใจหลักการได้ง่ายกว่า แต่สิ่งที่ควรระวังสำหรับวงจรนี้ก็คือ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ขั้วอินพุทของ OTA ต้องไม่เกิน 50 mV ซึ่งเราก็สามารถนำเอาค่าความต้านทานไปต่อเป็นวงจรแบ่งค่าศักดาไฟฟ้าได้โดยง่าย จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถทำงานได้จริง และมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นระหว่าง $f-v$ ด้วย ซึ่งวงจรนี้จะเป็นประโยชน์มากในการนำไปใช้งานในระบบต่าง ๆ

บทที่ 8 ในบทที่ 8 นี้เราได้แสดงให้เห็นว่าในการใช้ OTA ร่วมกับวงจรอื่น ๆ นั้นนอกจากวง

จรรยาสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพแล้ว ยังมีคุณสมบัติที่ยึดหยุ่นในการปรับค่าต่าง ๆ ได้ดี ซึ่งในการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับอุปกรณ์อื่น ๆ ส่วนใหญ่แล้วจะทำให้ประหยัดจำนวนอุปกรณ์ ซึ่งในบทนี้เป็นการกล่าวถึงการนำ OTA ร่วมกับ CCII⁺ และ CCII⁻ ในการเลียนแบบขดลวดเหนียวนำ ซึ่งก็จะเป็นการประหยัดจำนวนชุดของวงจรสายพานกระแส และสามารถปรับค่าความเหนียวนำของขดลวดได้โดยง่าย ซึ่งผลจากการทดลองแสดงให้เห็นว่า วงจรสามารถทำงานได้ดี

จากผลสรุปในบทต่าง ๆ ที่กล่าวมา แสดงให้เห็นว่าวงจรต่าง ๆ ที่เราได้คิดขึ้นมาสามารถทำงานได้เป็นผลดี และมีลักษณะพิเศษในเรื่องของความยืดหยุ่นของวงจร ซึ่งการประยุกต์ใช้งาน OTA ตลอดจนการปรับปรุงคุณสมบัติของ OTA เองน่าจะได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้นซึ่งก็จะเป็นประโยชน์ต่อวงการอิเล็กทรอนิกส์ต่อไปในอนาคต



กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิราณหก เป็นอย่างสูง ที่ท่านได้พร่ำสอน เคี่ยวเข็ญ ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ศิษย์ ด้วยความรัก และความเข้าใจในศิษย์อย่างบริสุทธิ์ใจ โดยมีได้หวังสิ่งตอบแทนใด ๆ ตลอดจนให้คำปรึกษาแนะนำ และช่วยแก้ปัญหาต่าง ๆ มาโดยตลอดจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบคุณ ท่านอาจารย์ ดร. เลอเกียรติ วงศ์-สารนิกุล ที่ช่วยตรวจ Abstract ภาษาอังกฤษให้ ขอขอบพระคุณบุพการีทุกท่านที่ได้ให้ความรักกำลังใจ ความอบอุ่น และให้ความสนับสนุนแก่ผู้เขียนต่าง ๆ นานา ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ซีร็อกซ์ร้านสหกรณ์ลูกเสือลาดกระบังที่ช่วยควบคุมคุณภาพในการถ่ายซีร็อกซ์ วิทยานิพนธ์



เอกสารอ้างอิง

- [1] National Semiconductor.: 'Linear data book', National Semiconductor Corporation, 1982, pp. (10-242)-(10-273),
- [2] KENEDY, E.J.: 'Operational amplifier circuits theory and applications , 1987 , pp. 184-190
- [3] MALVAR, H.S. : 'Electronically tunable active filter with operational transconductance amplifiers', IEEE Trans. ,1982 ,CAS-29,pp. 333-336
- [4] AHMED, M.T. : 'Realisation of electronically tuneable OTA based multifunctional filter'. Proc. IEEE int. conf. on computers, systems and signal processing, 1984, 3, pp. 1378-1382
- [5] NEDUNGADI, A.P. : 'High-Frequency Voltage-controlled continuous-time lowpass filter using linearised MOS integrater' , Electron. Lett., 1986, 14,pp.729-730
- [6] KHAN, I.A. : 'Integrable wide range voltage/current controlled oscillator for instrumentation applications ', Proc. 4th all India seminar on instrumentation, 1985, pp. 18-19
- [7] KHAN, I.A. : 'OTA-based integrable voltage/current controlled idial C-multiplier', Electron. Lett.,1986, 7,pp. 365-366
- [8] MARTINEZ, J.S.: 'Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and temperature-compensated' , Electron. Lett.,1986, 11, pp. 599-600
- [9] KHAN, I.A. : 'Realisation of tunable floating resistor '

- , Ibid., 1986, 15 , pp. 799-800
- [10] KENNEDY, E.J.: 'Operational amplifier circuits theory and application', Holt, Rinehart and Winston INC, 1988, pp.184-190
- [11] MITRA, S.K.: 'Inductorless active filter', IEEE press, 1971.
- [12] YANAGISAWA, T., and Kawashima, Y.: 'Active gyrator' Electron. Letter :vol 3, 1967, pp.105-107
- [13] DEBOO, C.T.: 'Application of gyrator type cct. to realize unground inductors' IEEE Trans Circuit Theory, vol 14, 1967, pp.101-102
- [14] RIODUN, R.S.H.: 'Simulate inductors using differential amplifiers', Electron. Letter, vol 3, 1967, pp.50-51
- [15] WILSON, G.: 'A unilateral capacitance element and its application in low frequency RC active filter', Electron. Letters, vol.127, 1980, pp.13-15
- [16] GREBENE, A.B.: 'Bipolar and MOS analogue integrated circuit design', Jhon Wiley & Sons, 1984, pp. 380-383
- [17] KIM, C.W., and PARK, S.B.: 'New four-quadrant CMOS analogue multiplier ', Electronic. Lett., 1987, Vol.23, pp.1269-1270
- [18] YASUMOTO, M. and ENOMOTO, T.: 'Integrated MOS four-quadrant analogue multiplier using switch-capacitor technique', Electronic. Lett., 1982, Vol.18, pp. 769-771
- [19] ASHOK, S.: 'Integrable sinusoidal frequency doubler', IEEE J. Solid-state circuits, Vol. SC-11 pp.341-343, 1979
- [20] BARKER, R.W.J.: 'Translinear frequency doubler', Int. J. Electron., Vol.44, pp.461-464, 1978

- [21] GENIN, R., and Konn, R.: 'Sinusoidal frequency doubler',
Electron. Lett., Vol.15, pp. 47-48, 1979
- [22] NEDUNGADI, A.: 'Accurate translinear sinusoidal
frequency doubler', Electron. Lett., Vol.15, pp. 228-229,
1979
- [23] FABRE, A.: 'Dual translinear voltage/current convertor',
Electron. Lett., Vol.19, pp. 1030-1031, 1983
- [24] ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ , ฆานัน อาปะจินดา , ศุภกิจ จุฑะวิริยะ , และ
ดร. วัลลภ สุระกำพลธร 'วงจรถักความถี่โดยใช้คุณสมบัติของ dual
translinear loop', การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 10 , 2530
, หน้า (1-63)-(1-72)
- [25] DEOBLIN, E.O. : 'Measurment System', McGraw-Hill, 1983,
3rd edn, pp.765-767
- [26] MILLMAN, J., and Taub. H. : 'Pusle ,Digital and
Switching Waveforms', McGraw-Hill,1965, pp.712
- [27] HOROWITZ, P.H., and Hill, W. : 'The art of electronics',
Cambridge University Press, 1980 ,pp.413
- [28] ROSENTHAL, L.A.: 'Improve frequency meter circuit' IEEE
Trans.,Instrument and Measurment, vol.26, No.4 ,1977, pp.
421
- [29] REYNOLDS, J.S.: 'Frequency/voltage convertor with low
output ripple', Electronics Letters,vol.22,No.15,1986,
pp.783-784
- [30] SEDRA, A. S., and SMITH, K.C.: 'A second generation
current conveyor and its applications',IEEE Trans.,1970,
CT-17,pp.132-133
- [31] จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี และ วิวัฒน์ กิรานนท์, : 'วงจรสายพานกระแส 4

พอร์ท', ประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10 , 1 , หน้า(1-38)-(1-45)

[32] SENANI,R.: ' Novel lossless synthetic floating inductor employing a ground capacitor ',Electron Lett.,1982,PP.413-414



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM3080/LM3080A



Industrial Blocks

LM3080/LM3080A Operational Transconductance Amplifier

General Description

The LM3080 is a programmable transconductance block intended to fulfill a wide variety of variable gain applications. The LM3080 has differential inputs and high impedance push-pull outputs. The device has high input impedance and its transconductance (g_m) is directly proportional to the amplifier bias current (I_{ABG}).

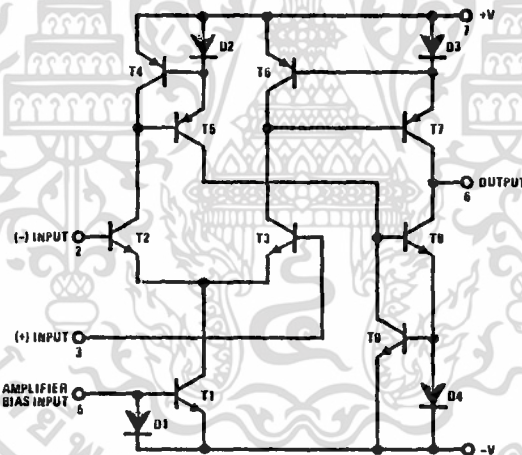
High slew rate together with programmable gain make the LM3080 an ideal choice for variable gain applications such as sample and hold, multiplexing, filtering, and multiplying.

The LM3080AH and LM3080AJ are guaranteed over the temperature range -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$; the LM3080N, LM3080H, LM3080AN and LM3080J are guaranteed from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

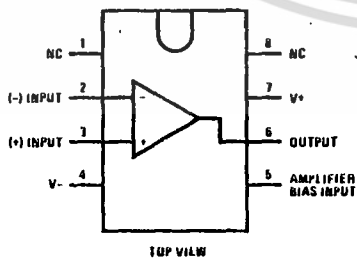
Features

- Slew Rate (unity gain compensated): 50 V/ μs
- Fully Adjustable Gain: 0 to $g_m R_L$ limit
- Extended g_m Linearity: 3 decades
- Flexible Supply Voltage Range: $\pm 12\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
- Adjustable Power Consumption

Schematic and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



Order Number LM3080AJ or LM3080J
See NS Package J08A
Order Number LM3080AN
See NS Package N08B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (Note 2)	
LM3080	±18 V
LM3080A	±22 V
Power Dissipation	250 mW
Differential Input Voltage	±5 V
Amplifier Bias Current (I _{ABC})	2 mA
DC Input Voltage	+V _S to -V _S
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
LM3080N, LM3080H, LM3080AN	
or LM3080J	0°C to +70°C
LM3080AH or LM3080AJ	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

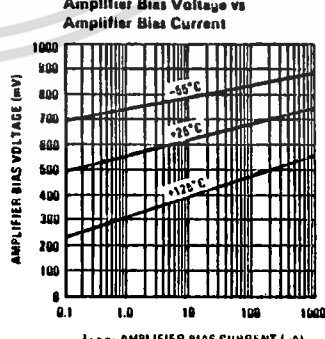
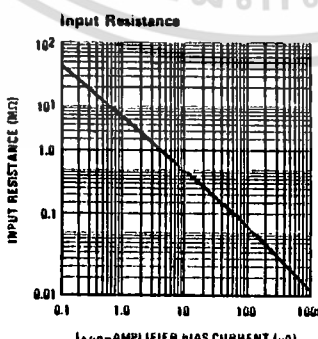
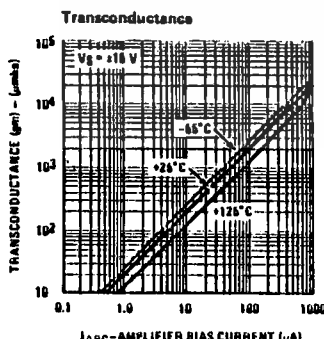
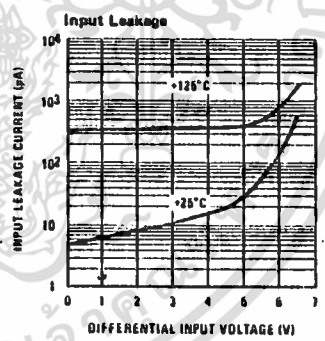
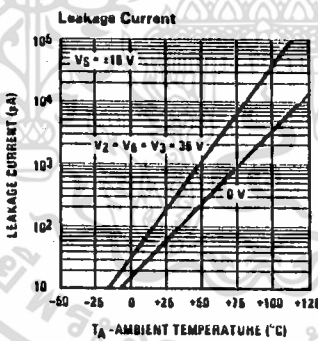
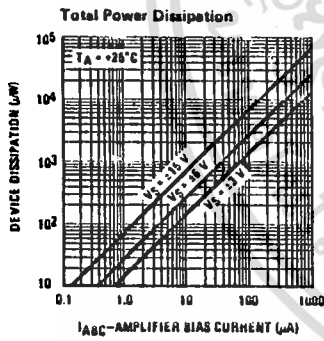
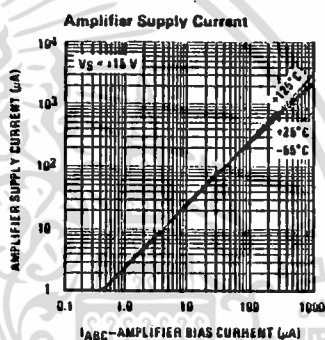
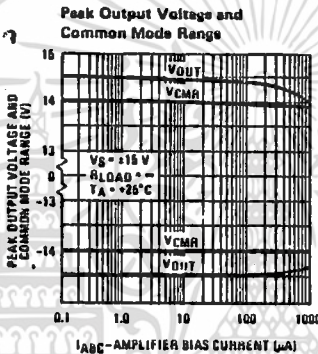
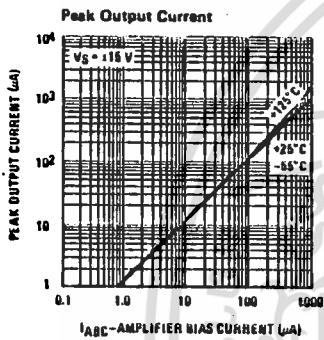
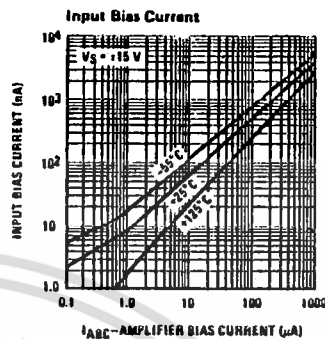
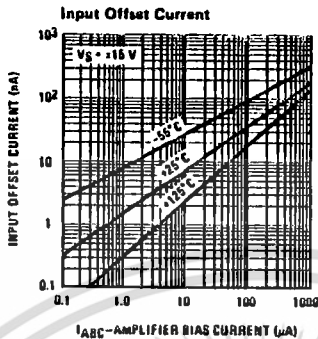
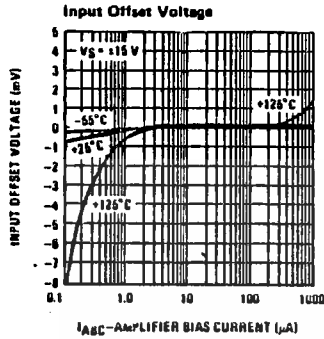
Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM3080			LM3080A			Units	
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	Over Specified Temperature Range		0.4	5	0.4	2		mV	
	I _{ABC} = 5 μA			6		5		mV	
Input Offset Voltage Change	5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA		0.3		0.3	2		mV	
Input Offset Current			0.1		0.1	3		mV	
Input Bias Current			0.1	0.6	0.1	0.6		μA	
	Over Specified Temperature Range		1	7	1	8		μA	
Forward Transconductance (gm)		6700	9600	13000	7700	9600	12000	μmho	
	Over Specified Temperature Range	5400			4000			μmho	
Peak Output Current	R _L = 0, I _{ABC} = 5 μA		5		3	5	7	μA	
	R _L = 0	350	500	650	350	500	650	μA	
	Over Specified Temperature Range	300			300			μA	
Peak Output Voltage									
	Positive	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	+12	+14.2		+12	+14.2		V
	Negative	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	-12	-14.4		-12	-14.4		V
Amplifier Supply Current			1.1		1.1			mA	
Input Offset Voltage Sensitivity									
	Positive	ΔV _{OFFSET} /ΔV+	20	150	20	150		μV/V	
	Negative	ΔV _{OFFSET} /ΔV-	20	150	20	150		μV/V	
Common Mode Rejection Ratio		80	110		80	110		dB	
Common Mode Range		±12	±14		±12	±14		V	
Input Resistance		10	26		10	26		kΩ	
Magnitude of Leakage Current	I _{ABC} = 0		0.2	100		0.2	5	nA	
Differential Input Current	I _{ABC} = 0, Input = ±4 V		0.02	100		0.02	5	nA	
Open Loop Bandwidth			2		2			MHz	
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50		50			V/μs	

Note 1: These specifications apply for V_S = ±15 V and T_A = 25°C, amplifier bias current (I_{ABC}) = 500 μA, unless otherwise specified.
 Note 2: Selections to supply voltage above ±22V, contact the factory.

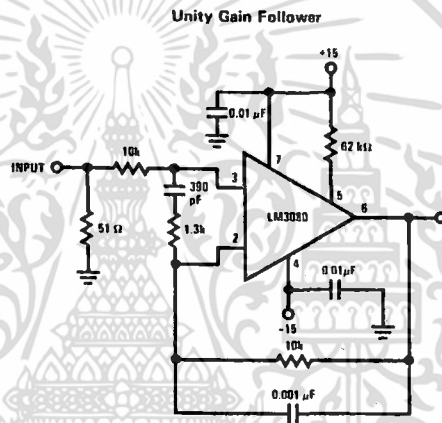
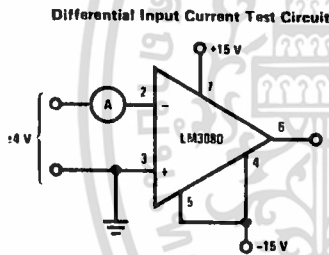
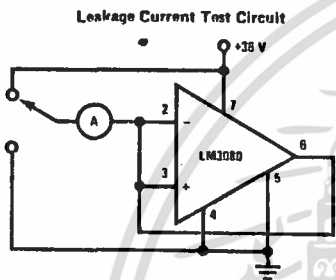
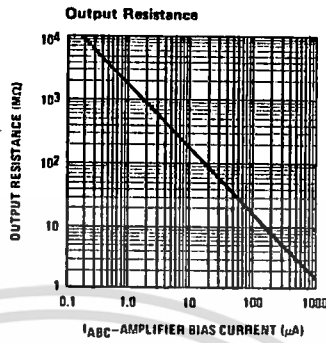
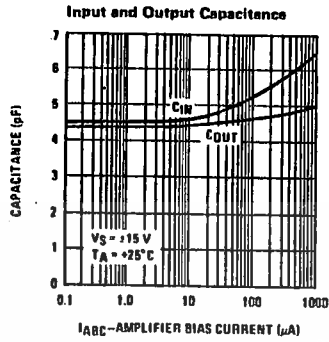
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.



MC14066B

QUAD ANALOG SWITCH/QUAD MULTIPLEXER

The MC14066B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. This quad bilateral switch is useful in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

The MC14066B is designed to be pin-for-pin compatible with the MC14016B, but has much lower ON resistance. Input voltage swings as large as the full supply voltage can be controlled via each independent control input.

- High On/Off Output Voltage Ratio – 65 dB typical
- Quiescent Current = 0.5 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Crosstalk Between Switches –50 dB typical @ 8 MHz
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Transmits Frequencies Up to 65 MHz @ 10 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics, $\Delta R_{ON} < 60 \Omega$ for $V_{in} = V_{DD}$ to V_{SS} (at 15V)
- Low Noise – 12 nV/ $\sqrt{\text{Cycle}}$, $f \geq 1$ kHz typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4016, CD4066, MC14016

CMOS SSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

**QUAD ANALOG SWITCH
QUAD MULTIPLEXER**



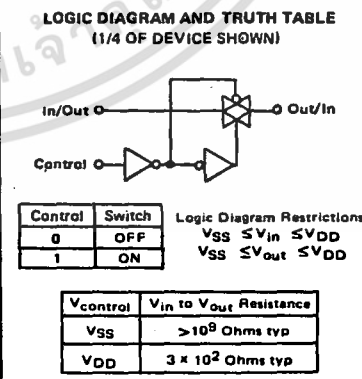
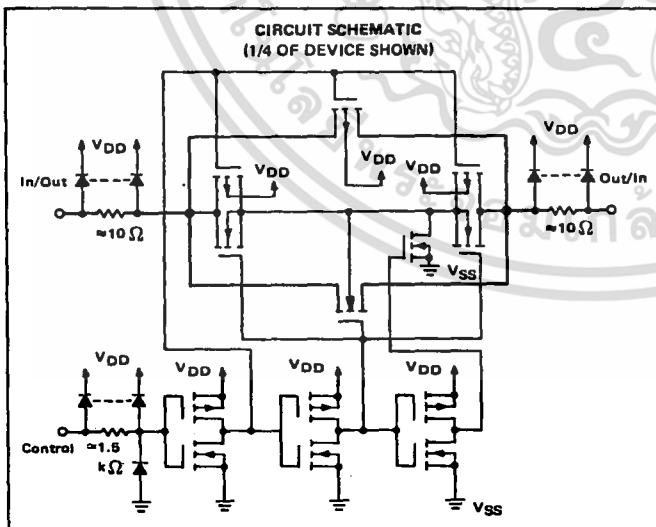
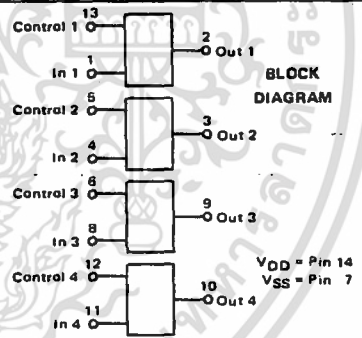
ORDERING INFORMATION

MC14XXX Suffix Denotes

- L Ceramic Package
- P Plastic Package
- A Extended Operating Temperature Range
- C Limited Operating Temperature Range

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} + 0.5	Vdc
Through Current	I	25	mA dc
Operating Temperature Range – AL Device	T _A	-65 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C



MC14066B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	T _{low} *		25°C			T _{high} *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Input Voltage (Control) "0" Level (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	V _{IL}	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	Vdc
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	
		15	-	3.75	-	6.75	3.75	-	3.75	
"1" Level (V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	Vdc
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	
		15	11.25	-	11.25	8.25	-	11.25	-	
Input Current (AL Device) Control	I _{in}	15	-	±0.1	-	±0.00001	±0.1	-	±1.0	μAdc
Input Current (CL/CP Device) Control	I _{in}	15	-	±0.3	-	±0.00001	±0.3	-	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V _{in} = 0) Control Input Switch Inputs	C _{in}	10	-	-	-	5.0	7.5	-	-	pF
		15	-	-	-	8.0	16	-	-	
Output Capacitance	C _{out}	10	-	-	-	8.0	-	-	-	pF
Feedthrough Capacitance	C _{in-out}	10	-	-	-	0.5	-	-	-	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I _O	5.0	-	0.25	-	0.0005	0.25	-	7.5	μAdc
		10	-	0.50	-	0.0010	0.50	-	15	
		15	-	1.00	-	0.0015	1.00	-	30	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I _O	5.0	-	1.0	-	0.0005	1.0	-	7.5	μAdc
		10	-	2.0	-	0.0010	2.0	-	15	
		15	-	4.0	-	0.0015	4.0	-	30	
ON Resistance (AL Device)	R _{ON}	5.0	-	800	-	250	1050	-	1200	Ω
		10	-	400	-	120	500	-	520	
		15	-	220	-	80	280	-	300	
ON Resistance (CL/CP Device)	R _{ON}	5.0	-	880	-	250	1050	-	1300	Ω
		10	-	450	-	120	500	-	550	
		15	-	250	-	80	280	-	320	
ΔON Resistance Between Any Two of Four Switches	ΔR _{ON}	5.0	-	-	-	25	-	-	-	Ω
		10	-	-	-	10	-	-	-	
		15	-	-	-	5.0	-	-	-	
Input/Output Leakage Current Switch OFF (AL Device)	-	15	-	±100	-	±0.01	±100	-	±1000	nAdc
Input/Output Leakage Current Switch OFF (CL/CP Device)	-	15	-	±300	-	±0.01	±300	-	±1000	nAdc

*The formulas given are for the typical characteristics only.
 T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.
 T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range V_{SS} < (V_{in} or V_{out}) < V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}).

MC14066B

SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 60 pF, T_A = 25°C unless otherwise noted.)

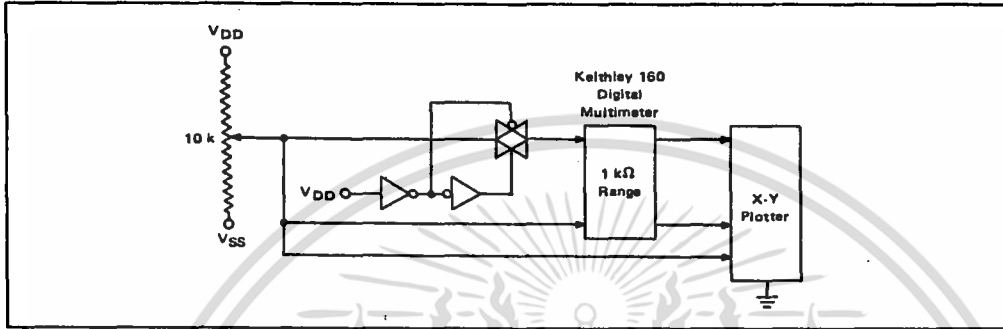
Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dC}	Min	Typ	Max	Unit
Propagation Delay Times V _{SS} = 0 V _{dC}						
Input to Output (R _L = 10 kΩ) t _{PLH} , t _{PHL} = (0.17 ns/pF) C _L + 16.5 ns t _{PLH} , t _{PHL} = (0.08 ns/pF) C _L + 6.0 ns t _{PLH} , t _{PHL} = (0.06 ns/pF) C _L + 4.0 ns	t _{PLH} , t _{PHL}	6.0	—	20	40	ns
		10	—	10	20	
		15	—	7.0	16	
Control to Output (R _L = 1 kΩ) Output "1" to High Impedance	t _{PHZ}	6.0	—	40	80	ns
		10	—	36	70	
		15	—	30	60	
Output "0" to High Impedance	t _{PLZ}	6.0	—	40	80	ns
		10	—	36	70	
		15	—	30	60	
High Impedance to Output "1"	t _{PZH}	6.0	—	60	120	ns
		10	—	20	40	
		15	—	15	30	
High Impedance to Output "0"	t _{PZL}	6.0	—	60	120	ns
		10	—	20	40	
		15	—	15	30	
Sine Wave Distortion (V _{in} = 1.77 V _{dC} , RMS Centered @ 0.0 V _{dC} , R _L = 10 kΩ, f = 1.0 kHz)	—	6.0	—	0.1	—	%
Frequency Response (Switch ON) (R _L = 1 kΩ, 20 Log ₁₀ V _{out} /V _{in} = -3 dB)	—	6.0	—	65	—	MHz
Feedthrough Attenuation (Switch OFF) (R _L = 1 kΩ, 20 Log ₁₀ V _{out} /V _{in} = -60 dB)	—	6.0	—	1.0	—	MHz
Crosstalk Between Any Two Switches (R _L = 1 kΩ, 20 Log ₁₀ V _{out(B)} /V _{in(A)} = -60 dB, (Switch A ON, Switch B OFF))	—	6.0	—	8.0	—	MHz
Crosstalk, Control Input to Signal Output	—	6.0	—	300	—	mV
Maximum Control Input Frequency (20 Log ₁₀ V _{out} /V _{in} = -6 dB)	—	6.0	—	6.0	—	MHz
		10	—	8.0	—	
		15	—	8.5	—	

*The formulas given are for the typical characteristics only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

FIGURE 7 - CHANNEL RESISTANCE (R_{ON}) TEST CIRCUIT



TYPICAL RESISTANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 8 - $V_{DD} = 7.5\text{ V}$, $V_{SS} = -7.5\text{ V}$

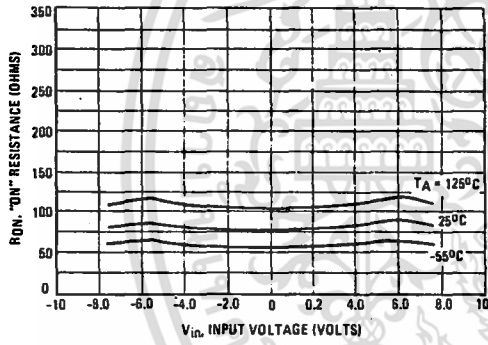


FIGURE 9 - $V_{DD} = 5.0\text{ V}$, $V_{SS} = -5.0\text{ V}$

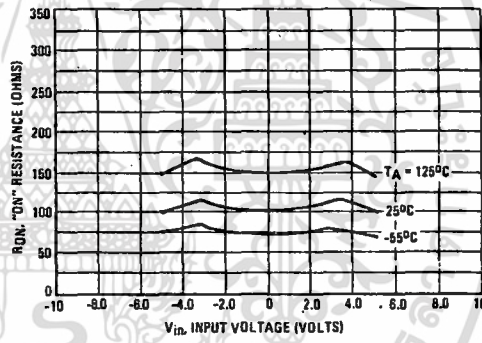


FIGURE 10 - $V_{DD} = 2.5\text{ V}$, $V_{SS} = -2.5\text{ V}$

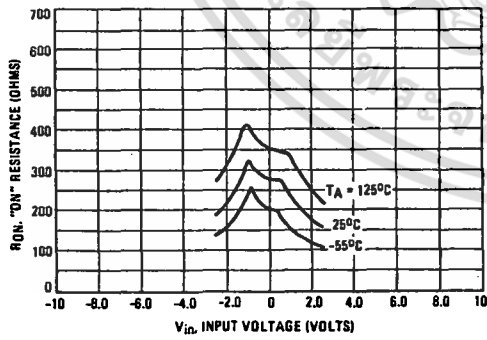
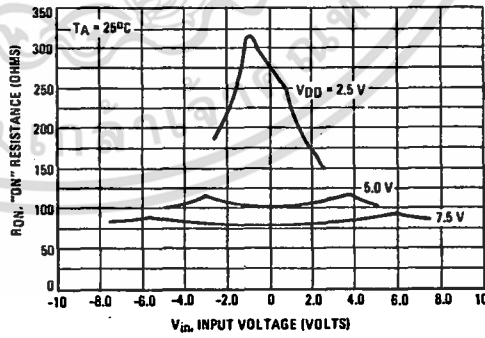


FIGURE 11 - COMPARISON AT 25°C, $V_{DD} = -V_{SS}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

TEST CIRCUITS

FIGURE 1 – INPUT VOLTAGE

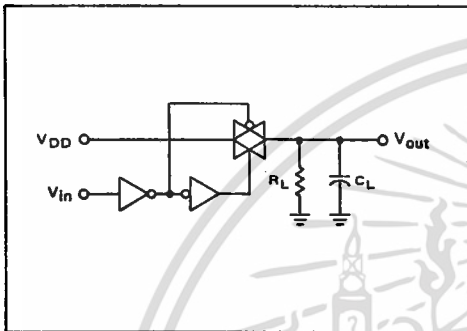


FIGURE 2 – PROPAGATION DELAY TIME, CONTROL TO OUTPUT

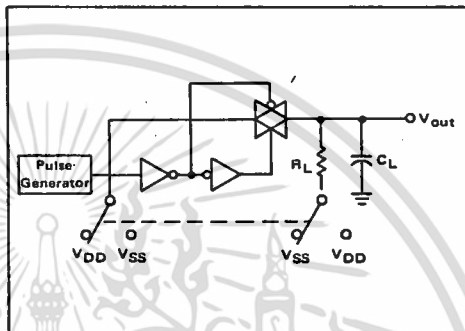


FIGURE 3 – BANDWIDTH AND FEEDTHROUGH ATTENUATION

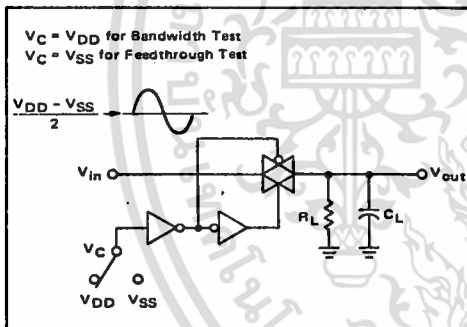


FIGURE 4 – CROSSTALK BETWEEN ANY TWO SWITCHES

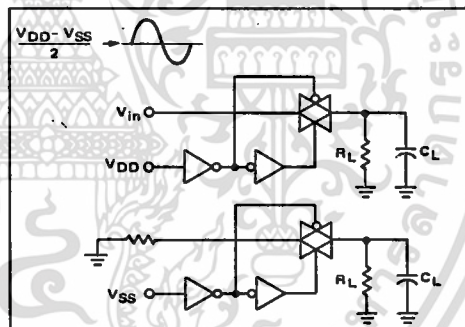


FIGURE 5 – CROSSTALK, CONTROL TO OUTPUT

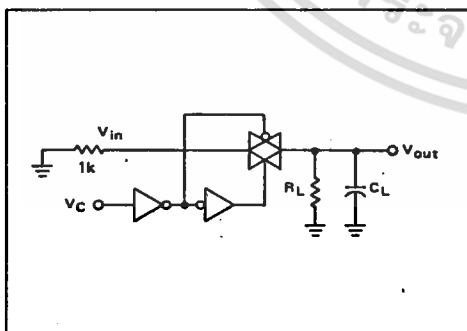
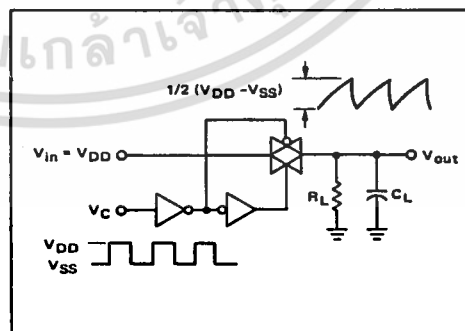


FIGURE 6 – MAXIMUM CONTROL FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

1-4-1

ไจเรเตอร์ชนิดปรับได้
Tunable Gyrator

ปราโมทย์ วาดเขียน (B. Sc)

สมผล โภทล์วิตร (M.Eng)

วิวัฒน์ กิรานนท์ (D.Eng)

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ไจเรเตอร์ชนิดปรับได้ สามารถถูกสร้างขึ้นได้จาก OTA การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชั่นสามารถทำได้โดยขดเชิงเส้น มันจึงคาดหมายได้ว่า วงจรนี้จะสามารถประยุกต์ใช้ได้ดี ในหลายรูปแบบ เช่น ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์ หรือวงจรฟิลเตอร์ ซึ่งใช้การควบคุมโดยโวลเตจหรือกระแส ฯลฯ วิธีการชดเชยข้อผิดพลาดของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรไจเรเตอร์นี้ได้ถูกเสนอแนะไว้ด้วย.

Abstract

Tunable gyrator circuit, using OTA, is realised. The linearly tunable gyration coefficients are expected to find attractive applications in voltage/ current - controled oscillators, filters etc. A temperature compensation scheme for the gyrator circuit is also introduced.

1. บทนำ

Operational Transconductance Amplifier (OTA) เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้า ซึ่งกำลังได้รับความนิยมในปัจจุบัน เพราะมันสามารถนำไปสร้างวงจรที่สามารถปรับค่าต่าง ๆ โดยทางอิเล็กทรอนิกส์ได้มากมาย ยกตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ [1] - [3], วงจรออสซิลเลเตอร์ [4] และวงจรอื่น ๆ [5] - [7]

ในบทความนี้ได้เสนอวิธีสร้างจเรเตอร์ จาก OTA ซึ่งวงจรเบื้องต้นนั้นใช้อุปกรณ์เพียง OTA สองตัวเท่านั้น นับได้ว่ามีจำนวนอุปกรณ์ที่น้อยที่สุดกว่าใด อย่างไรก็ตามเพราะอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิมีผลต่อการทำงานของวงจร ดังนั้นเราจึงได้เสนอวิธีการชดเชยอิทธิพลจากการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิของวงจรไว้

วงจรที่เสนอนี้ สามารถนำไปใช้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์และวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์ ทั้งชนิดบวกและลบ ซึ่งสัมพันธ์ของการแปลงค่าอิมพีแดนซ์นี้สามารถควบคุมได้โดยวิธีการแบบอิเล็กทรอนิกส์ คือใช้การควบคุมค่าของกระแสไบอัสเป็นตัวควบคุมค่าสัมพันธ์ได้ทั้งสิ้น

2. วงจรจเรเตอร์

Chain matrix ของวงจรจเรเตอร์ชนิดอินเวอเตอร์นั้น มีลักษณะดังต่อไปนี้คือ

[8]

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & K_1(s) \\ K_2(s) & 0 \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

ซึ่งในที่นี้ $K_1(s)$ และ $K_2(s)$ คือสัมประสิทธิ์ของอัตราจเรซึ่งอาจเป็นได้ทั้งเลขจริงหรือเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของความถี่ผสม s หรือ s^{-1} ก็ได้

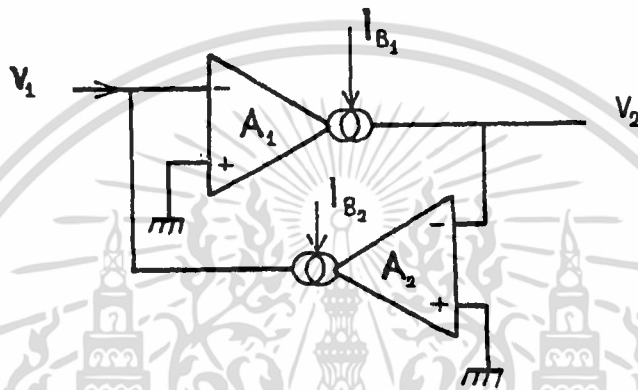
จากการวิเคราะห์ท่วงจรที่เสนอในรูป 2.1 เราจะพบว่า chain matrix ของวงจร

มีค่าเป็น

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{g_{m1}} \\ g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในที่มีค่า g_{m1} และ g_{m2} คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ



รูป 2.1 วงจรโอเอทีเอที่ยังไม่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากอิทธิพลของอุณหภูมิ

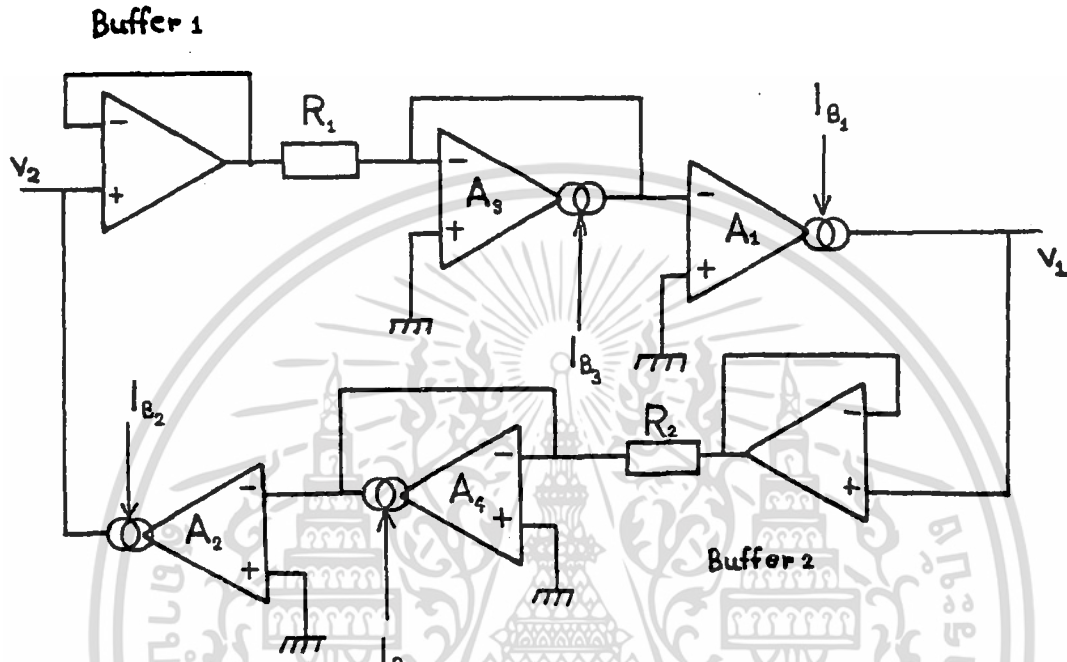
เนื่องจากค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA สามารถปรับได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B [6] กล่าวคือ

$$g_m = I_B / 2V_T \tag{2.3}$$

โดยที่ V_T คือ thermal voltage ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV. ที่ 25°C ดังนั้นจะเห็นว่าเราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราโอเอทีเอได้ โดยการปรับค่า I_B ของ OTA ในวงจรตามรูป 2.1 นั้น

3. วงจรใจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

จากสมการ (2.2) และ (2.3) เราจะพิจารณาได้ว่า สัมประสิทธิ์ของอัตราใจเรชั่นของวงจร มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิอยู่ เพื่อลดอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมินั้น จึงได้ทำการเพิ่มเติมส่วนประกอบของวงจรเข้าไปอีก ดังแสดงในรูป 3.1



รูป 3.1 วงจรใจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

การวิเคราะห์วงจรตามรูป 3.1 ทำให้เราทราบว่า chain matrix ของวงจรมี

ดังแสดงตามสมการ (3.1)

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1 + g_{m3} R_1}{g_{m1}} \\ \frac{g_{m2}}{1 + g_{m4} R_2} & 0 \end{bmatrix} \quad 3.1$$

จะเห็นว่า ถ้า $g_{m3} R_1 \gg 1$ และ $g_{m4} R_2 \gg 1$ สมการ (3.1) จะกลายเป็น

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \cdot R_1 \\ \frac{g_{m2}}{g_{m4} \cdot R_2} & 0 \end{bmatrix} \quad 3.2$$

หรือ

$$[F] = \begin{pmatrix} 0 & \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \cdot R_1 \\ \frac{I_{B2}}{I_{B4}} \cdot R_2 & 0 \end{pmatrix} \quad 3.3$$

จากสมการ (3.3) จะพบว่าเราสามารถลคอิทธิพลของอุณหภูมิออกไปได้ตามต้องการ

4. ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

ถ้าเราเอาอิมพีแดนซ์มีค่า Z_L มาต่อไว้ทางขั้ว 2-2' เราจะได้อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไประหว่างขั้ว 1-1 มีค่าเป็น

$$Z_{11}' = \frac{I_{B3} \cdot I_{B4}}{I_{B1} \cdot I_{B2}} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{Z_L}$$

เราจะพบว่าถ้าเราคิดว่า Z_L คือตัวภาระ วงจรนี้ก็จะทำหน้าที่เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์ ตามคุณสมบัติของใจเรเตอร์ โดยทั่วไป แดถ้าใช้ R_3 ต่อเข้าแทน Z_L ที่ขั้ว 2-2' และใช้ Z_L ต่อแทน R_2 เราจะได้

$$Z_{11}' = \frac{I_{B3} \cdot I_{B4}}{I_{B1} \cdot I_{B2}} \cdot \frac{R_1}{R_3} Z_L$$

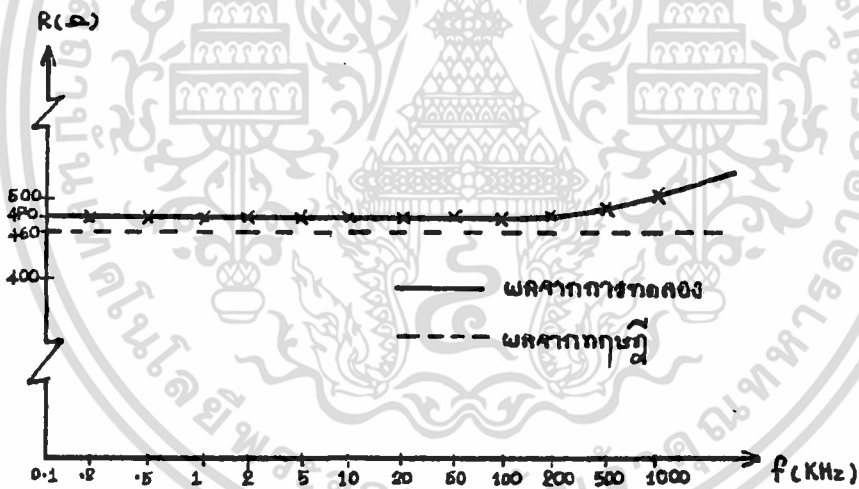
ซึ่งเราจะพบว่าวงจรนี้ใช้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์ได้

ในกรณีที่เรต้องการทำให้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์หรือ วงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์ชนิดลบ เราก็สามารถทำได้โดยง่ายโดยการสลับเปลี่ยนการต่อขั้วอินพุทของ OTA เสียขั้วใดขั้วหนึ่ง เช่นการต่อขั้วบวกของ OTA_1 ลงกราวด์แทนขั้วลบดังนั้นเป็นต้น ซึ่งในกรณีดังกล่าวเราจะได chain matrix ตาม (3.3) กลายเป็น

$$[F] = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} \cdot R_1 \\ \frac{I_{B2}}{I_{B4}} \cdot R_2 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

5. ผลการทดลองและสรุปผล

ทำการทดลองวงจรตามรูป 3.1 โดยใช้ OTA เบอร์ LM13600, Op-Amp เบอร์ $\mu A741$, $R_1 = R_2 = 5k\Omega$, $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 200\mu A$ และค่าตัวหาระ $R_L = 56k\Omega$ จะได้อัตราความถี่คัตออฟที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ ดังแสดงในรูป 5.1



รูป 5.1 ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์

จากผลการทดลองจะเป็นได้วงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี

6. เอกสารอ้างอิง

1. MALVAR, H.S. : "Electronically tunable active filter with operational transconductance amplifiers"., IEEE Trans., 1982, CAS-29, pp. 333-336

2. AHMED, M.T. : "Realisation of electronically tunable OTA based multifunctional filter". Proc. IEEE int. conf. on computers, systems and signal processing, 1984, 3, PP. 1378-1382
3. NEDUNGADI, A.P. : "High-Frequency Voltage-controlled continuous-time lowpass filter using linearised (MOS integrators", Electron. Lett., 1986, 14, PP. 729-730
4. KHAN. I.A., : "Integrable wide range voltage/current controlled oscillator for instrumentation applications". Proc. 4th all India seminar on instrumentation, 1985, PP. 18-19
5. KHAN. I.A., : "OTA-based integrable voltage/current controlled ideal c-multiplier: Electron. Lett., 1986, 7, PP. 365-366
6. MARTINEZ. J.S., "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and tunperature-compensated." Electron. Lett., 1986, 11, PP. 599-600
7. KHAN. I.A.: "Realization of tunable floating resistor.", Ibid., 1986, 15, PP. 799-800
8. OSOWSKI. S., "Novel realisation of convertor-type gyrator.", Ibid., 1986, 8, PP. 424-425

วงจรรคูณสัมประสิทธิ์ความถี่โดยใช้ออปแอมป์

Analog OTA Multiplier

ปราโมทย์ วาศเขียน (B.Sc.)

ทองทศ วานิชศรี (B.Eng.)

วิวัฒน์ กิรานนท์ (D.Eng.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอวงจรรคูณสัมประสิทธิ์ความถี่ที่สร้างขึ้นจาก OTA วงจรนี้ดีกว่าวงจรที่เคยมีมาแล้ว เพราะการชดเชยอุณหภูมิซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิทำได้สมบูรณ์กว่า และยังไปกว่านั้น วงจรนี้ใช้ตัวความต้านทานเพียงสองตัวเท่านั้น

Abstract

An analog multiplier with operational transconductance amplifiers (OTAs) is presented. It overcomes the previous OTA because of more complete temperature compensation. More over, the presented multiplier employs only two resistors.

1. บทนำ

เป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรคุณสมบัตินั้นมีประโยชน์มากมาย เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับงานต่าง ๆ ได้หลายอย่าง เช่น ในการสร้างวงจรผสมสัญญาณชนิด AM, ในวงจรเปลี่ยนความถี่ (frequency converter), ในการสร้างวงจร phase comparator ซึ่งใช้กันอยู่ในวงจร phase-locked loop, ฯลฯ

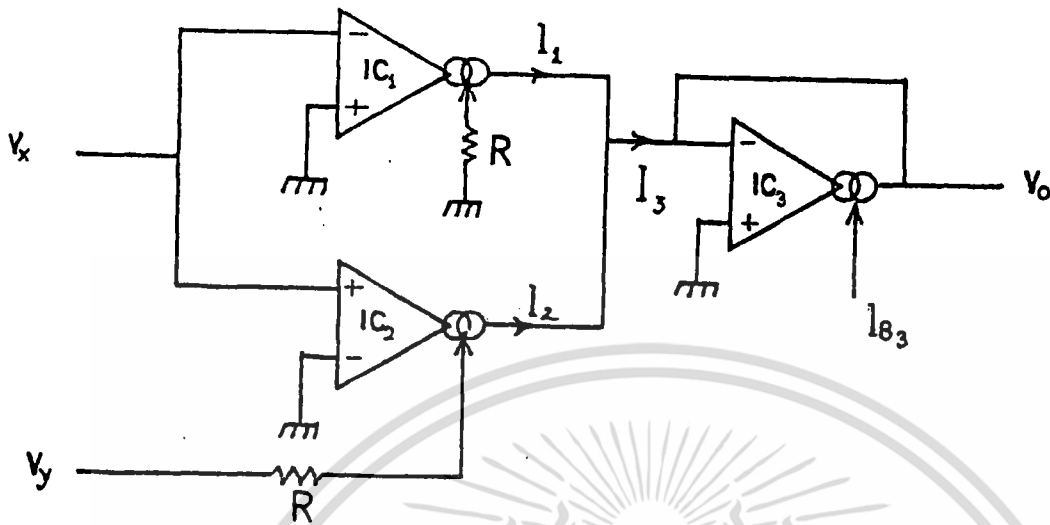
เมื่อไม่นานมานี้ Martinez [2] ได้เสนอวิธีการสร้างวงจรคุณสมบัติจาก OTA (operational transconductance amplifier) โดยเขาได้ปรับปรุงสร้างวงจรของเขาขึ้นจากแนวความคิดของวงจรคุณสมบัติที่มีอยู่ในหนังสือคู่มือการใช้อุปกรณ์ของบริษัท NS [1] ซึ่งตามหนังสือคู่มือนี้ วงจรดังกล่าวจะทำงานได้ถูกต้องก็ต่อเมื่อสัญญาณอินพุตจะต้องเป็นสัญญาณกระแส Martinez ได้คิดแปลงใช้ OTA อีกตัวหนึ่งป้อนสัญญาณไปข้างหน้าแทนตัวความต้านทานในวงจรตามหนังสือคู่มือ [1] ทำให้วงจรทำงานได้ดีขึ้นกับสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณโวลเตจ

นอกเหนือจากนั้น Martinez ได้เสนอวิธีการลดอิทธิพลของการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์ของผลคูณสัญญาณของวงจร อันเนื่องมาจากอุณหภูมิ โดยการใช้ OTA เพิ่มขึ้นมาอีกตัวหนึ่ง แต่อย่างไรก็ตามวงจรของ Martinez ก็ยังคงลดอิทธิพลอันเนื่องมาจากอุณหภูมิไม่ได้สมบูรณ์ เพราะความไว (sensitivity) ของสัมประสิทธิ์ดังกล่าวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิยังมีค่าอยู่ (สมการ (8) ตาม [2])

บทความนี้ได้เสนอวิธีลดความไวของสัมประสิทธิ์ของผลคูณของสัญญาณอันเนื่องมาจากอุณหภูมิของวงจรตามแนวความคิดของ Martinez (รูป 2 ตาม [2]) ให้มีค่าลดลงเป็นศูนย์อย่างสมบูรณ์ วงจรที่เสนอนี้ยังคงใช้จำนวน OTA เท่ากับ จำนวน OTA ในวงจรของ Martinez และสามารถลดจำนวนต้านทานลงได้อีก 2 ตัว

2. วงจรคุณสมบัติ

เพื่อลดค่าอิทธิพลของอุณหภูมิจากวงจรคุณสมบัติของ Martinez [2] เราได้คิดแปลงวงจรขึ้นใหม่ ดังแสดงในรูป 2.1



รูป 2.1 วงจรคุณสมบัติที่ลกอธิพลของอนุกรมมิลิงโคทิมค

เพราะค่า transconductance; g_m ของ OTA มีค่าแปรผันขึ้นกับกระแสไบอัส I_B และ thermal voltage V_T [3] เราสามารถวิเคราะห์วงจรในรูป 2.1 หาได้ว่า

$$\begin{aligned}
 I_3 &= I_1 + I_2 \\
 &= \frac{1}{2V_T R} \cdot v_x v_y \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

เราจะพบว่า I_3 นั้นแปรผันกับผลคูณของสัญญาณอินพุต v_x และ v_y ซึ่งถ้าเราขับ I_3 นี้ผ่านตัวความต้านทานเราก็จะได้สัญญาณโวลเตจเอาพุท ซึ่งขึ้นอยู่กับผลคูณของ v_x และ v_y ตามต้องการ แต่อย่างไรก็ตามค่าเอาพุทที่ได้ก็ยังมียุทพลจากอนุกรมมิลิงโคทิมค (มี V_T อยู่ในสมการ (2.1)) เพื่อกำจัดอิทธิพลของ V_T นี้ เราใช้ OTA₃ มาทำหน้าที่แทนตัวการะดังแสดงในรูป 2.1 ซึ่งเราจะพบว่า

$$\begin{aligned}
 I_3 &= g_{m3} V_o \\
 &= \frac{I_{B3} V_o}{2V_T} \quad (2.2)
 \end{aligned}$$

แทนค่า I_3 จากสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.1) แล้วจัดเทอมใหม่จะได้ว่า

$$V_o = \frac{1}{I_{B3}R} \cdot V_x V_y \quad (2.3)$$

เราจะพบว่าเราสามารถกำจัดอิทธิพลของอุณหภูมิจากสัญญาณเอาต์พุตได้โดยหมดสิ้น และเราจะพบว่าเราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของผลคูณของสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ คือ โดยการปรับค่าของกระแส I_{B3} ได้ด้วย

3. การทดลองและสรุปผล

ให้ทำการทดลองต่อวงจรตามรูป 2.1 โดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 และ $R = 330 \text{ K}\Omega$ โดยป้อนอินพุตเป็นคลื่นรูปไซน์และคลื่นรูปฟันเลื่อย ที่ความถี่ 150 Hz ปรากฏว่าได้ผลถูกต้อง เมื่อจัดกระแสออฟเซตของ OTA ให้เท่ากัน แต่ถ้าวัดกระแสที่ต่างกันเอาต์พุตจะมีลักษณะเพี้ยนไป อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่สูงขึ้นมาก ๆ ประมาณ 100 KHz สัญญาณเอาต์พุตจะผิดพลาดมาก โดยเฉพาะเวลาที่สัญญาณเอาต์พุตมีค่าแรง อย่างไรก็ตามเมื่อทดลองวงจรของ Martinez ก็ได้ผลในลักษณะเดียวกัน

สำหรับเรื่องอิทธิพลของอุณหภูมินั้นไม่สะดวกที่จะทดลองจึงยังไม่มีผลเปรียบเทียบที่แน่นอน แต่โดยเทียบกันทางทฤษฎีแล้ววิธีการที่ได้เสนอมานี้มีประสิทธิภาพในด้านการลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้ดีกว่าวิธีการของ Martinez อย่างแน่นอน

4. เอกสารอ้างอิง

1. National Semiconductor., "Linear data book". National Semiconductor Corporation, 1982 PP. 10-242-273
2. MARTINEZ. J.S., "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions and temperature-compensated. Electron. Lett. 1986, 11, PP. 599-600
3. GREBENE. A.B., "Bipolar and MOS analog integrated circuit design", John Wiley & Sons, 1984, PP. 380-383.
4. KHAN, I.A., "OTA - based integrable voltage/current controlled ideal C-multiplier., Electron. Lett., 1986, 7, PP. 365-366

การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่

(Novel Inductance Simulation)

วิวัฒน์ กิรานนท์

ปราโมทย์ วาดเขียน

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่ ซึ่งมีพฤติกรรมอยู่ระหว่างการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดที่อยู่กับกราวด์และขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว วงจรใช้เพียง OTA 2 ตัวกับตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์อีก 1 ตัวเท่านั้น การปรับค่าของค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสามารถทำได้ง่ายโดยการปรับค่า g_m ของ OTA

Abstract

A novel inductance simulation is presented, its behaviour is between those of grounded inductance simulation and floating inductance simulation. The novel inductance simulation employs only 2 OTA's and 1 grounded capacitor. The inductance can be easily trimmed by adjusting g_m 's of OTA's

1. บทนำ

สมัยปัจจุบันความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีเกี่ยวกับวงจรรวม (integrated circuit) และการออกแบบฟิลเตอร์ (filter) ได้ก้าวรุดหน้าไปอย่างรวดเร็ว การใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active elements) เข้ามาทำงานแทนขดลวดเหนี่ยวนำนั้นได้รับความนิยมอยู่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ต่ำ เพราะจะทำให้ลดเนื้อที่ในการออกแบบวงจรลง วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ (active filter) คือการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ (inductance simulation) [1] ซึ่งโดยทั่วไปนั้นจะมีการเลียนแบบอยู่สองชนิดคือ การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่อกับกราวด์ (grounded inductance simulation) และการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว (floating inductance simulation) [2] - [4]

อย่างไรก็ตาม เราได้พบว่าวิธีการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งให้คุณสมบัติอยู่ระหว่างการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองชนิดโดยทั่วไปดังกล่าวแล้วนั้น กล่าวคือ วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่นี้ มีคุณสมบัติที่จะใช้แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่อกับกราวด์ได้เสมอทุกโอกาส และวงจรมีความสามารถที่จะใช้แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวได้ เมื่อขดลวดเหนี่ยวนำนั้นต่อกับโดยตรงกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า (จะเป็น dependent voltage source หรือ controlled voltage source ก็ได้) แต่อย่างไรก็ตามถ้าต้องการจะใช้วงจรชนิดใหม่นี้แทนขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะลอยตัว ซึ่งไม่ได้ต่อกับโดยตรงกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้าแล้วจะต้องใช้วงจรชนิดใหม่นี้ 2 วงจรร่วมกันทำงานแทน ถึงกระนั้นก็ยังเป็นโซลิตีอยู่ที่ไม่อย่างวงจรถูกใหม่ทำงานร่วมกันภายใต้สมมุติฐานที่เหมือนกัน เราสามารถที่จะคิดแปลงวงจรไหลคความสิ้นเปลืองของอุปกรณ์ลงได้

ในบทความนี้เราเรียกววงจรใหม่ของเราว่า วงจรขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว (unilateral inductor) ซึ่งใช้ชื่อย่อแทนว่า UL

2. วงจรขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

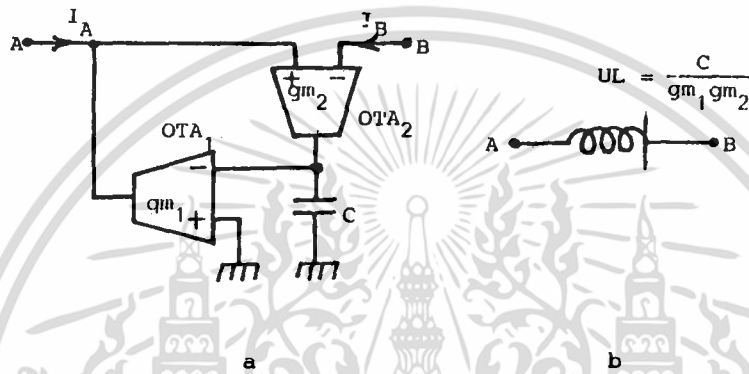
แผนผังวงจรสำหรับขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียวนั้นมีดังแสดงในรูป 1a วงจรจะใช้ OTA สองตัวกับตัวเก็บประจุ C เพียงอีกหนึ่งตัวเท่านั้น

โดยสมมุติว่าความต้านทานเข้าของ OTA มีค่าเป็นอนันต์และให้ g_{m1} และ g_{m2} ก็คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ เราจะได้

$$I_A = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} (V_A - V_B) \quad (1)$$

และ

$$I_B = 0 \quad (2)$$

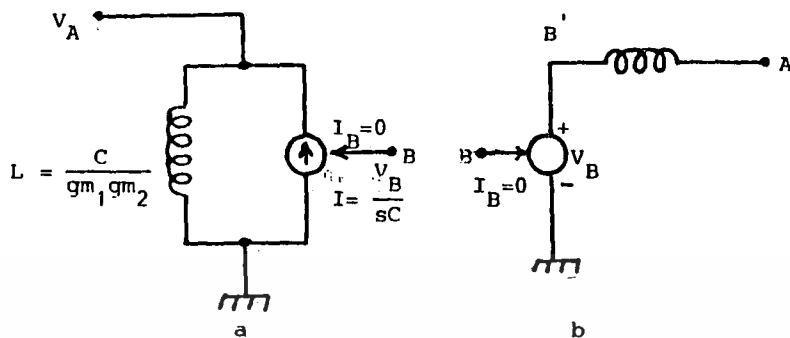


รูปที่ 1 ขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

a. วงจร

b. สัญลักษณ์

ซึ่งอธิบายความได้คือ เหมือนกับว่ามีขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}$ มาต่ออยู่ระหว่างโนด (node) A และโนด B โดยที่กระแสสามารถไหลผ่านเข้าออกโนด A ได้เพียงโนดเดียว แต่ไม่มีกระแสผ่านโนด B ดังนั้นเราจึงเรียกวงจรนี้ว่าวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว ขอทำความเข้าใจไว้ ณ ที่นี้ว่าคำว่า "ทางเดียว" ในที่นี้หมายความว่ามีการไหลเข้าที่โนด A แต่ไม่มีกระแสผ่านโนด B มิได้มีความหมายว่ากระแสมีการไหลทางเดียวจาก A ไปออกที่ B ได้เท่านั้น ดังเช่นกรณีของวงจรเรกติไฟร์ (rectifier) และเป็นการแน่นอนว่าถ้าเรามองดูจากสมการ (1) ในอีกนัยหนึ่งเราขอมอธิบายความได้ว่า วงจรนี้คือวงจรถักกำเนิดไฟฟ้าที่มีตัวควบคุม (controlled source) ชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (VCCS) ซึ่งมี 3 ขั้ว (terminal) ซึ่งมีวงจรสมมูลดังในรูป 2a ซึ่งสามารถแปลงเป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมศักดาไฟฟ้า (VCVS) ได้ดังแสดงในรูป 2b

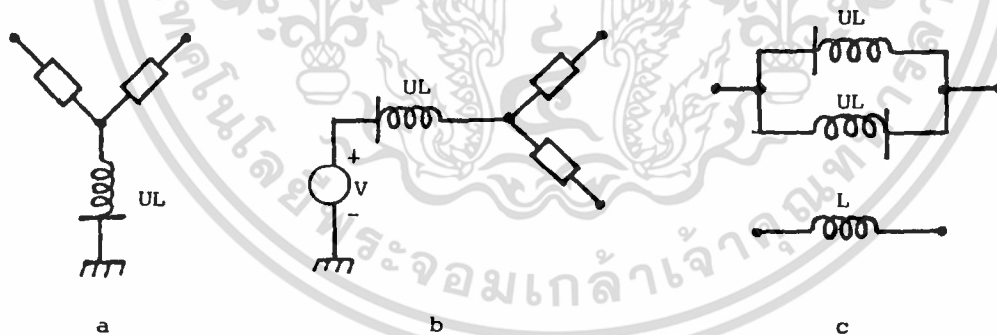


รูปที่ 2 วงจรสมมูลของวงจรรูป 1a
a แบบ VCCS และ b แบบ VCVS

3. การประยุกต์ใช้งาน

โดยอาศัยการวิเคราะห์วงจรสมมูลตามรูป 2 เราสามารถนำ U_L ไปใช้งานได้ใน 3 รูปแบบดังแสดงในรูป 3 คือ

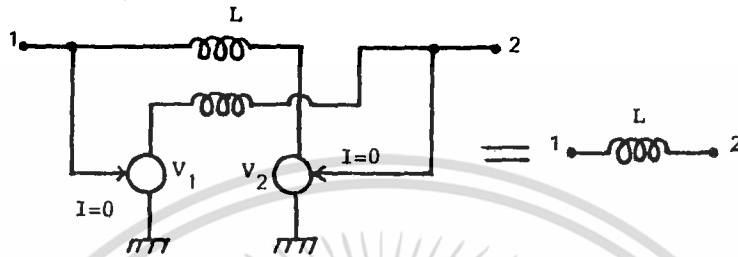
a. ใช้ในลักษณะขดลวดต่อกับกราวด์ ดังแสดงในรูป 3a จะเห็นว่า U_L ทำหน้าที่เหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ธรรมดาทุกประการ เพราะถ้าเราพิจารณาจากวงจรสมมูลตามรูป 2 จะเห็นว่า เมื่อ $v_B=0$ ตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้าก็จะหมดอิทธิพลไปจากวงจร



รูปที่ 3 การใช้งานของ U_L 3 ลักษณะ

b. ใช้ในลักษณะขดลวดลอยตัวที่ต่อกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า ดังรูป 3b จะเห็นว่าถ้าพิจารณาจากวงจรสมมูลตามรูป 2b แล้ว วงจร U_L ยังสามารถปฏิบัติตัวได้ดี โดยที่ U_L จะไม่ดึงกระแสจากตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้า v เลย

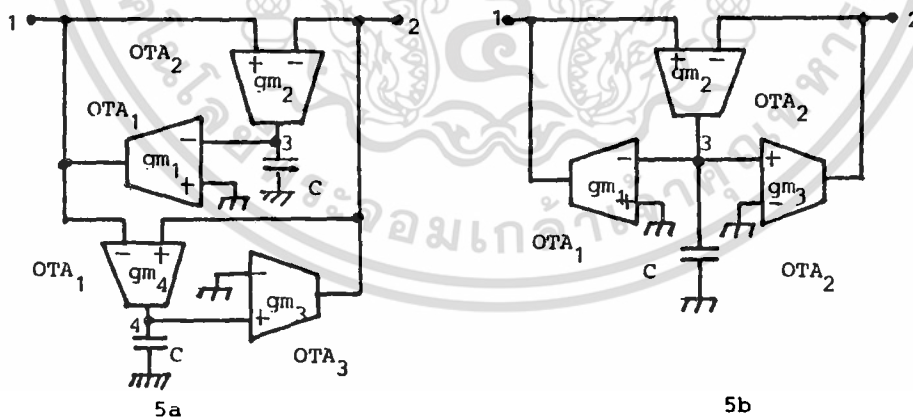
c. ใช้ในลักษณะขดลวดลอยตัวโดยธรรมดาทั่วไปตามรูป 3c สามารถทำได้โดยนำ U_L สองชุดมากลับหัวท้ายต่อกัน ซึ่งเมื่อเขียนเป็นวงจรสมมูลแล้วจะมีลักษณะดังแสดงในรูป 4 ซึ่งจะเห็นว่าได้ความถี่คุณสมบัติเหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ธรรมดาตัวหนึ่งเท่านั้น



รูปที่ 4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำตามรูป 3c

4. การดัดแปลงวงจรแทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

เมื่อ U_L แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว ลักษณะของการต่อวงจรจะเป็นดังแสดงในรูป 5a นั้น ถ้า $g_{m2} = g_{m4}$ และ $g_{m1} = g_{m3}$ เราสามารถจะดัดแปลงวงจรให้เหลือเพียงวงจรง่าย ๆ ดังแสดงในรูป 5b ได้ (ดูการพิสูจน์ในภาคผนวก) ซึ่งทำให้เราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์คือ OTA และตัวเก็บประจุได้อีก การใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวนี้ทำให้เราไม่ต้องเป็นภาระในการหาตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากับสองตัว ซึ่งอาจจะเกิดปัญหาทางปฏิบัติขึ้นได้

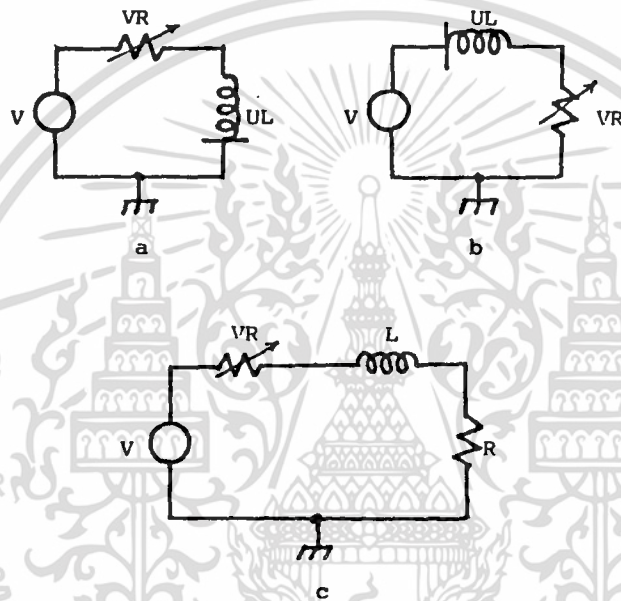


รูปที่ 5 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

- a วงจรที่ใช้ U_L เดิม
- b วงจรที่ได้ดัดแปลงแล้ว

5. ผลการทดลอง

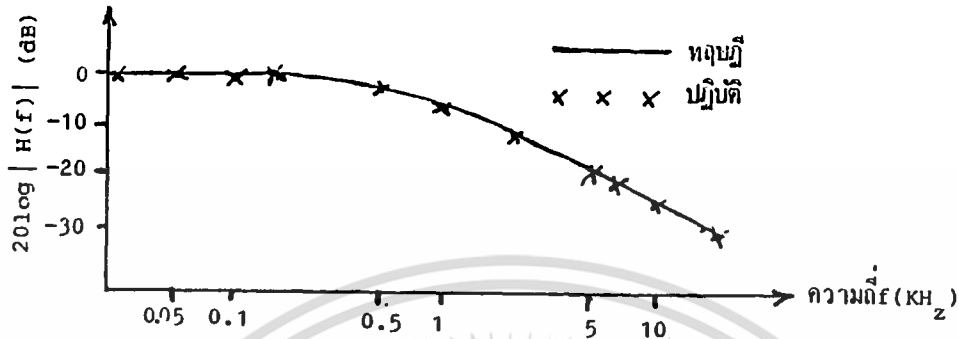
โค้ววงจร UL โดยใช้ IC เบอร์ LM3080, ใช้ $C=0.1 \mu F$ เมื่อปรับค่า gm ของ OTA ให้ได้ $10^{-4} \Omega^{-1}$ แล้วจะได้อา $U_L=10H$ โค้ววงจรนี้คือใน 3 ลักษณะตามรูป 6 และทำการวัดค่าเวลา



รูปที่ 6 วงจรเพื่อการทดลอง

คงตัว (time constant) ของวงจรโดยใช้สัญญาณเข้าเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 50 mV_{p-p} ความถี่ 500 Hz ผลการทดลองที่ได้มีค่าผิดพลาดจากค่าที่ได้อ่านตามทฤษฎีไม่ถึง 3% ซึ่งค่าผิดพลาดนี้ส่วนหนึ่งเกิดขึ้นจากความละเอียดในการวัดค่าด้วย และการวัดค่าทรานสเฟอริงกันคือ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าคร่อม VR ต่ออินพุต V ของวงจรตามรูป 6b ซึ่งมีการต่อ UL อยู่ในลักษณะลอยตัว ติดกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า อันเป็นคุณสมบัติเด่นของการประยุกต์ใช้ UL เมื่อปรับให้ค่า $VR = 37.7k\Omega$ จะได้อัตราสเฟอริงกัน H ที่แปรผันตามความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 7 ซึ่งมีลักษณะเป็น Lowpass filter ที่ตรงตามทฤษฎี

1-28



รูปที่ 7 ทรานสเฟอริงฟังก์ชันของวงจรตามรูป 6b

6. สรุปผล

วงจร UL นี้สามารถที่จะสร้างได้โดยวงจรที่มีส่วนประกอบน้อยชิ้นสามารถใช้ได้กับความถี่ AF การปรับค่าสามารถทำได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เพราะสามารถทำได้โดยการปรับค่า gm ผ่านการปรับกระแสไบอัสของ OTA และแนวทางการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวโดยทั่วไปจะต้องใช้ UL ถึง 2 ชุด แต่วงจรที่เกิดขึ้นนี้สามารถที่จะคัดแปลงให้จ่ายเข้าโดยเพิ่ม OTA ขึ้นจากวงจร UL เพียงตัวเดียวเท่านั้น

เพราะการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำมี 3 ลักษณะดังกล่าวแล้ว ดังนั้นการเลือกใช้งานวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่เหมาะสมจึงมีประโยชน์ทางปฏิบัติอย่างยิ่ง ซึ่งนับได้ว่าเราได้เสนอแนวความคิดใหม่ให้กับขบวนการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ว่าไว้

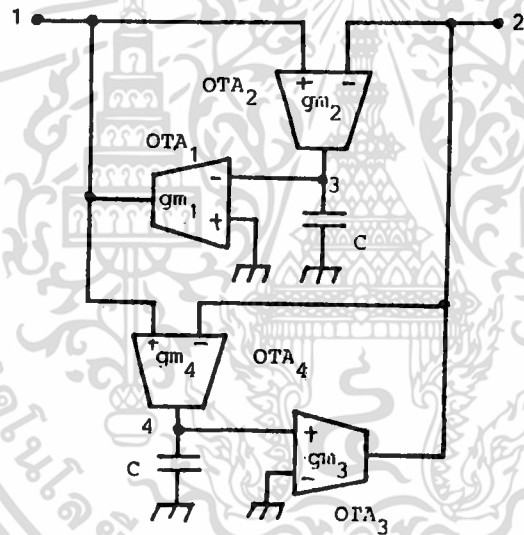
7. เอกสารอ้างอิง

1. Mitra, S.K.; "Active Inductorless filter", IEEE press, 1971.
2. Yanagisawa, T., and kawashima, Y.; "Active gyrator" Electron. letters : vol3, 1967 P.105-107
3. Deboo, C.T.; "Application of gyrator type cct. to realize unground inductors" IEEE Trans Circuit Theory, vol14, 1967, p.101-102

- 4. Riordun R.S.H.; "Simulate inductors using differential amplifiers",
Electron. letters, vol3 1967, p.50-51
- 5. Wilson.G.; "A Unilateral Capacitance element and its application
in low frequency RC Active Filter" Electron. letters, vol.127,
1980, p.13-15

8. ภาคผนวก

การคัดแปลงเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์จากรูป 5a เป็นรูป 5b สามารถทำได้โดยอาศัยหลักการ
ต่อไปนี้เป็นรูป 5a สามารถที่จะแทนได้โดยวงจรในรูป 8 เพราะไม่ทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรทั้ง
สองนั้นต่างกันแต่ประการใดเลย



รูปที่ 8 วงจรที่คัดแปลงจากรูป 5b โดยการเปลี่ยนขั้วของ OTA

จะพบจากรูป 8 ว่า ถ้า $gm_2 = gm_4$ ค่าศักดาไฟฟ้าที่โนด 3 จะเท่ากับศักดาไฟฟ้าที่โนด 4
ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีกระแสไหลเข้าขั้วคานสัญญาณเข้าของ OTA₃ เลย ดังนั้นเราจึงสามารถย้ายขั้วคาน
สัญญาณเข้าของ OTA₃ ไปไว้ที่โนด 3 ได้ และ OTA₄ ก็จะไม่มีความสำคัญอะไร ดังนั้นวงจรรูป 8 จึง
สามารถใช้วงจรรูป 5b แทนได้

เครื่องวัดความถี่ซึ่งมีการกระเพื่อมของเอาต์พุตต่ำ
(Frequency Meter with Low Output Ripple)

วิวัฒน์ กิรานนท์

ปราโมทย์ วาดเขียน

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

วงจรเครื่องวัดความถี่นี้ ให้การกระเพื่อม (ripple) ของสัญญาณออกมีค่าต่ำมาก ทางทฤษฎีกล่าวได้ว่า การกระเพื่อมนี้มีค่าเป็นศูนย์ วงจรนี้มีอัตราการแปลงค่าจากความถี่สู่ศักดาไฟฟ้าที่เป็นเชิงเส้น และที่ความถี่เฉพาะค่าหนึ่ง วงจรจะมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดได้ตามอุดมคติ วงจรนี้มีข้อดีเหนือวงจรแบบเก่าที่เราคุ้นเคยกันอยู่ ซึ่งมีค่าการกระเพื่อมของเอาต์พุตสูงและมีผลตอบสนองที่ค่อนข้างช้า

Abstract

A novel frequency meter circuit perform linear frequency to voltage conversion with very low output ripple, theoretically zero and ideal step response for particular operating frequency. This is superior to familiar frequency meter circuit which have large output ripple and essentially slow response.

1. บทนำ

วงจรวัดความถี่ที่ชั้กันอยู่เดิม นั้น มีพื้นฐานอยู่บนวิธีการวัดค่ากระแสเฉลี่ยของสัญญาณความถี่ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่เรียกว่า scaling capacitor โดยคลื่นสัญญาณความถี่ที่เข้ามาจะต้องถูกจำกัดค่าศักดาไฟฟ้าให้เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างค่า 2 ค่า ซึ่งอาจจะได้มาจากการใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์มาตัด (clipped) ให้เป็นคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน หรือการใช้วงจร zero crossing ดังนี้เป็นต้น กระแสที่ผ่านวงจรมีจะถูก rectified ทำให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลอยู่นี้ มีค่าแปรผันโดยตรงกับจำนวนประจุ ที่ถูกประจุลงบนตัวเก็บประจุหนึ่งในหนึ่งคาบเวลา (period) ของสัญญาณและความถี่ของสัญญาณนั้น ดังนั้น ค่ากระแสเฉลี่ยดังกล่าวนี้จึงสามารถใช้เป็นตัวชี้บอกถึงค่าความถี่ของสัญญาณนั้นได้ [1]-[3]

แม้ว่าการใช้ไดโอดชนิดกระแสคงที่ (constant current diode) สามารถช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของเครื่องวัดความถี่ ตามหลักการดังกล่าวข้างต้นนี้ให้ดีขึ้นได้บ้าง [4] แต่สัญญาณออกที่ได้ก็ยังคงมีข้อดีการกระเพื่อมของสัญญาณสูง โดยมีความถี่ของการกระเพื่อมเท่ากับความถี่ของสัญญาณเข้า ทำให้เกิดปัญหาในด้านการประยุกต์ใช้งานอยู่ ต่อมา Reynolds [5] ได้คิดระบบแปลงความถี่เป็นศักดาไฟฟ้า ทำให้เกิดการปรับปรุงประสิทธิภาพของการวัดความถี่ได้ดียิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามระบบวงจรของ Reynold ต้องใช้สวิทช์ 4 เฟส ซึ่งควบคุมโดย 2-bit counter ที่ใช้ความถี่ของสัญญาณเข้าเป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งนับได้ว่ายุ่งยากซับซ้อนอยู่

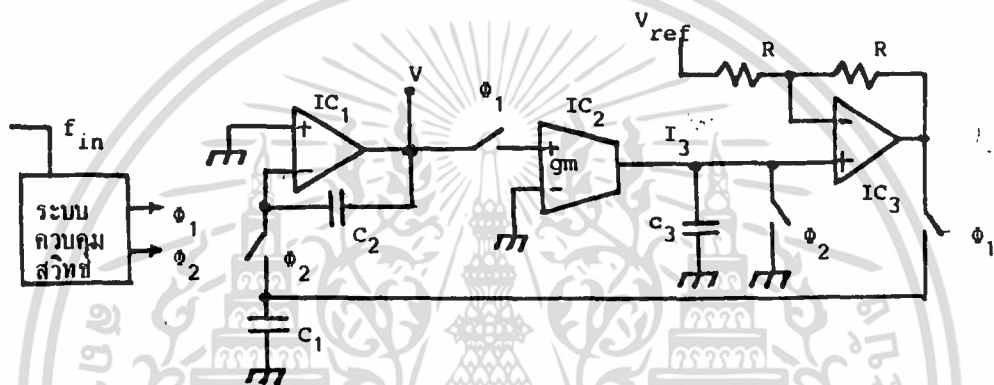
บทความนี้ได้เสนอถึงระบบวงจรใหม่ที่ได้นำการวิจัยมาโดยอาศัยหลักการบ่อนกลับ เช่นเดียวกับหลักการของ Reynolds แต่ระบบวงจรใหม่นี้มีข้อได้เปรียบทางปฏิบัติเหนือกว่าระบบวงจรของ Reynolds เพราะได้ใช้การเปรียบเทียบความแตกต่างของค่าศักดาไฟฟ้า แทนการหักล้างกันของประจุในตัวเก็บประจุ ซึ่งใช้เป็นตัวส่งถ่ายประจุรวมไปยังวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้เกิดความแน่นอนในการเปรียบเทียบได้ดียิ่งขึ้น และที่สำคัญก็คือ ระบบใหม่นี้ใช้เพียงสวิทช์ 2 เฟส ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในระบบควบคุมสวิทช์ลง และไม่มีความจำเป็นจะต้องใช้ 2-bit counter ด้วย ยิ่งกว่านั้นจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบใหม่นี้ ยังมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบของ Reynolds ด้วย

2. ระบบวงจรและการทำงาน

แผนผังระบบวงจรใหม่นี้มีดังแสดงในรูปที่ 1 ส่วนประกอบที่สำคัญของระบบนี้แบ่งออกได้เป็น

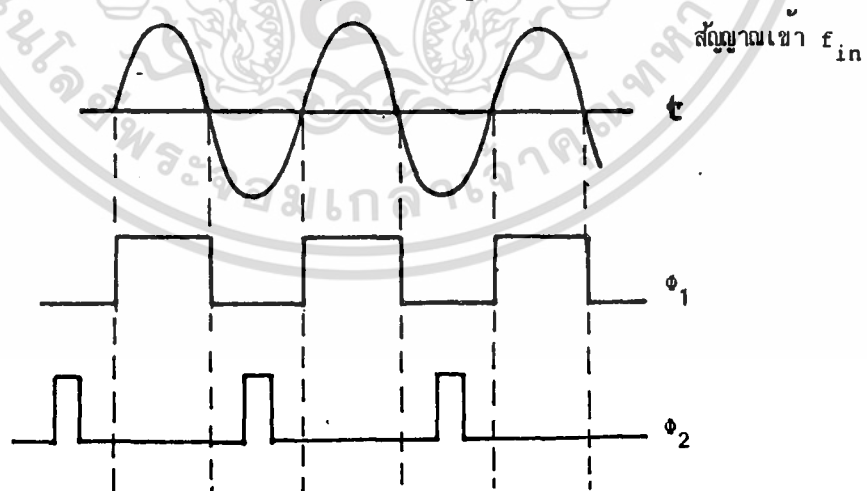
4 ส่วน คือ

1. วงจรอินทิเกรต ประจุ
2. ตัวแหล่งกำเนิดกระแสที่ถูกควบคุมโดยศักดาไฟฟ้า (VCCS) หรือ OTA
3. วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างของศักดาไฟฟ้า และ
4. วงจรระบบควบคุม Analog switch ซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่ของสัญญาณเข้า



รูปที่ 1 ระบบวงจรใหม่สำหรับใช้วัดความถี่

ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสการทำงานของสวิทช์ มีดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุมสวิทช์

เมื่อพิจารณาตามระบบวงจรในรูปที่ 1 ค่าสัญญาณออก v ของวงจรอินทิเกรตประจุ (IC_1) ถูกกำหนดโดยประจุบน ตัวเก็บประจุ C_2 ค่าสัญญาณออก v นี้ จะส่งผลทำให้เกิดกระแส I_3 ไหลเข้า ทำการประจุกัเก็บประจุ C_3 ในช่วงการทำงานของเฟส ϕ_1 ทำให้มีค่า Q_3 สูงสุดเท่ากับ $\frac{I_3 T}{2}$ คูลมป์ (เมื่อ T คือคาบเวลาของสัญญาณเข้าตามรูปที่ 2) ค่าประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะสร้างศักดาไฟฟ้า v_3 ขึ้น เปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้า อ้างอิง v_{ref} ทำให้มีสัญญาณออกของ IC_3 เป็น v_d ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(2v_3 - v_{ref})$ ถ้า v_d นี้ จะเป็นตัวกำหนดค่าประจุ Q_1 บน C_1 ซึ่งจะถูกส่งผ่านไปรวมกับค่าประจุบน C_2 เพื่อทำการแก้ไขค่าสัญญาณออก v ให้ถูกต้อง เมื่อสวิตช์ทำงานตามเฟส ϕ_2 เราจะเห็นได้ว่าระบบของวงจร นี้มีการทำงานในลักษณะของระบบสุ่มค่าสัญญาณป้อนกลับชนิดกรรบรอบ (Sample closed-loop feedback system) พฤติกรรมต่าง ๆ ของระบบตามขั้นตอนที่อธิบายมานี้จะเกิดความซ้ำแล้วซ้ำอีกจนกระทั่งการทำงานของวงจรเข้าสู่สถานะคงตัว (Equilibrium state) คือไม่มีประจุ Q_1 บน C_1 ถูกส่งผ่านไปสู C_2 เลย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ v_d มีค่าเป็นศูนย์

การทำงานของระบบนี้อาจอธิบายความสัมพันธ์ในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้คือ

$$v_{i+1} = v_i - \frac{Q_{1i}}{C_2} \dots\dots(1)$$

$$Q_{1i} = C_1 v_{di} \dots\dots(2)$$

อักษรห้อย (subscript) i หมายถึง ลำดับครั้งของการทำงานซ้ำ (iteration number) ของค่าตัวแปรต่าง ๆ ในระบบ โดยกำหนดว่าค่า i เพิ่มขึ้นทุก ๆ ครั้งที่มีการส่งถ่ายประจุเรียบร้อยแล้ว ภายหลังจากการทำงานของสวิตช์ตามเฟส ϕ_2

เมื่อวงจรทำงานสู่สถานะคงตัว v_{di} และ Q_{1i} มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้

$$v_{i+1} = v_i \dots\dots(3)$$

$$2v_{3i} = v_{ref} \dots\dots(4)$$

$$\frac{I_{3i} T}{C_3} = v_{ref} \dots\dots(5)$$

เพราะ $I_3 = gmV$ เมื่อ gm คือค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของ OTA ดังนั้น เราจะได้ว่า

1-60

$$v_i = \frac{v_{ref} C_3}{gmT} \dots\dots\dots(6)$$

$$v_i = \frac{v_{ref} C_3}{gm} \cdot f \dots\dots\dots(7)$$

โดยในที่นี้ $f = \frac{1}{T}$ คือความถี่ของสัญญาณเข้า ตามสมการ (7) เราจะเห็นได้ว่าสัญญาณออก v_i ที่ได้จากวงจรในสถานะคงตัวนั้น มีค่าแปรผันโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณเข้า ตามต้องการ

ผลตอบสนองที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากความถี่ของสัญญาณเข้า ได้เปลี่ยนแปลงไปอย่างจับปล้นแบบขั้นบันไดนั้น สามารถพิจารณาได้จากสมการ (1) เราจะพบว่ามันจะมีความถี่หนึ่ง ซึ่งค่าการเปลี่ยนแปลงของ v และ Q ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของความถี่มีค่าเป็นไปตามความสภาวะต่อไปนี้คือ

$$\frac{dv_i}{df} = -\frac{1}{C_2} \frac{dQ_{1i}}{df} \dots\dots\dots(8)$$

ซึ่งภายใต้สภาวะนี้ การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณเข้า จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของประจุ ที่พอคี่ที่จะชดเชยให้เกิดสถานะคงตัวของสัญญาณในระบบอย่างทันทีในช่วงเวลาของการสวิทช์ และโดยการแกสมการ (8) เราจะได้อาคความถี่นี้คือ

$$f_0 = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{gm}{C_3} \dots\dots\dots(9)$$

จากสมการ (1) และ (7) เราจะพบว่าความถี่ของสัญญาณเข้า f ไม่เท่ากับ f_0 แล้วผลตอบสนองของสัญญาณออก v_i จะมีค่าเปลี่ยนแปลงก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัวในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

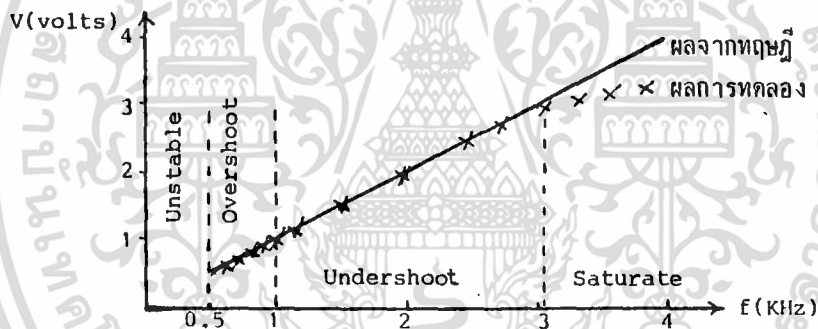
1. ถ้า $f > f_0$ ผลตอบสนอง v_i จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นสู่สถานะคงตัวตามลำดับของการสวิทช์
2. ถ้า $f_0 > f > \frac{f_0}{2}$ ผลตอบสนองจะเกิด overshoot และมีการปรับตัวเข้าสู่สถานะคงตัวในลักษณะที่มีการ oscillation ของ v_i ที่ค่อย ๆ ลดลงตามลำดับของการสวิทช์
3. ถ้า $f < \frac{f_0}{2}$ ผลตอบสนองจะหมดเสถียรภาพในการปรับตัวของ v_i เข้าไปสู่สถานะคงตัว

จากสมการ (9) และ (7) เราจะเห็นว่า f_0 สามารถที่จะกำหนดเป็นอิสระจากค่าสัมประสิทธิ์ของการแปลงค่าความถี่เป็นศักดาไฟฟ้าได้ (ค่าสัมประสิทธิ์นี้คือ $v_{ref} C_3/gm$) โดยการปรับค่าอัตรา-

ส่วนของ C_1 และ C_2 ทำให้เกิดความสละควในการออกแบบระบบเครื่องวัดความถี่นี้

3. การทดลองและผล

โคททดลองต่อวงจรตามรูปที่ 1 โดยใช้ IC เบอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ SCL 4066B, μA 741 และ LM 3080 สำหรับ analog switch, Op-amp และ OTA ตามลำดับ ใช้ค่า $C_1 = C_2 = C_3 = 0.1 \mu F, R = 1k\Omega, V_{ref} = 1V$, แล้วปรับค่า g_m ของ OTA เพื่อให้โคค่า $f_0 = 1$ kHz แล้วทำการวัดค่าผลตอบสนอง V ที่ความถี่ต่าง ๆ และสังเกตพฤติกรรมของผลตอบสนองมีดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งจะเห็นว่า มีค่าใกล้เคียงทฤษฎีมากในบริเวณของ f_0 มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% เมื่อความถี่สูงขึ้นค่าที่ค่าไฟฟาของสัญญาณออกมีความแรงขึ้นมาก โกลพิคักของสัญญาณเข้าของ OTA ทำให้เกิดข้อจำกัดของการใช้งาน ทำให้ค่าผิดพลาดจะเพิ่มมากขึ้นในบริเวณนี้

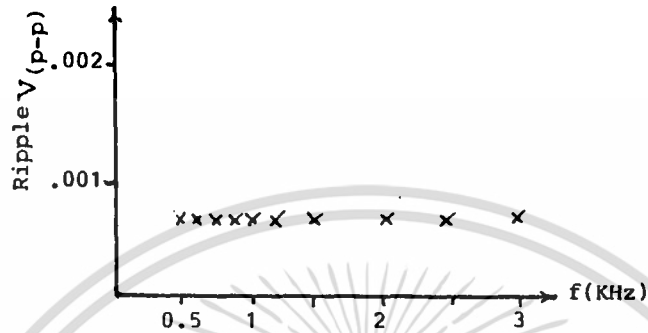


รูปที่ 3 คุณสมบัติของ f-v ของระบบ

ผลอีกประการหนึ่งที่ควรกล่าวถึงในที่นี้ก็คือ ระดับการระเหิมของสัญญาณ สัญญาณออกนั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับระดับไฟตรงของสัญญาณออก เหตุผลก็เนื่องมาจากมีการรั่วของประจุไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุ C_2 ในระหว่างคาบเวลาของการทำงาน มีการระเหิมคล้ายพันเลื้อย โดยมีค่าสูงสุดดังแสดงในรูปที่ 4

จะเห็นได้ว่า วงจรใหม่นี้ทำงานได้ดีเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎี และถ้าใช้ V_{CCS} ที่มีคุณภาพที่ดีมาแทน OTA จะทำให้เพิ่มระดับของสัญญาณออกได้ยิ่งขึ้น

1-62



รูปที่ 4 การกระเพื่อมของสัญญาณออก

4. เอกสารอ้างอิง

- [1] Doebelin, E.O.,: 'Measurement System', McGraw-Hill, 1983, 3rd edn, pp.765-767.
- [2] Millman, J., and Taub. H.,: 'Pulse, Digital and Switching Waveforms', McGraw-Hill, 1965, pp.712.
- [3] Horowitz, P.H., and Hill, W.,: 'The Art of electronics', Cambridge University Press, pp.413, 1980.
- [4] Rosenthal, L.A., 'Improve Frequency Meter Circuit' IEEE Trans., Instrument and Measurement, vol.26, No.4, pp. 421 , 1977.
- [5] Reynolds, J.S., 'Frequency/Voltage Converter with Low Output Ripple', Electronics Letters, vol.22, No.15, pp.783-784, 1986.