

วงจรกําหนดสัญญาณชายน้แบบไบโพลาร์ชนิดเชิงเส้นที่
ปรับช่วงการทำงานได้กว้าง

A BIPOLAR SIMPLE INTEGRABLE, LINEAR, WIDE VARIABLE
RANGE SINUSOIDAL OSCILLATOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2541

ISBN 974-622-143-4

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 30956
วัน, เดือน, ปี..... ๕ ก.ย. 2541

สงวนลิขสิทธิ์... รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A BIPOLAR SIMPLE INTEGRABLE, LINEAR, WIDE VARIABLE
RANGE SINUSOIDAL OSCILLATOR**



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

1998

ISBN 974-622-143-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1998

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรกำเนิดสัญญาณชายนแบบไบโพลาร์ชนิดเชิงเส้นที่ปรับช่วงการทำงานได้กว้าง
นักศึกษา	นายสมเกียรติ แสงฤทธิ์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2541

บทคัดย่อ

เริ่มแรกของวงจรกำเนิดสัญญาณชายนจะเป็นวงจรดีสครีต ต่อมาได้มีการพัฒนาสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณชายนเป็นวงจรไอซี เพื่อลดขนาดวงจรและอุปกรณ์ให้น้อยลง สำหรับวงจรนี้ง่ายที่จะทำเป็นไอซี โดยค่าความถี่ของการออสซิลเลตจะขึ้นอยู่กับการควบคุมค่ากระแสอย่างเป็นเชิงเส้นต่อกันและช่วงกว้างของการควบคุมสามารถทำได้ถึงสี่เท่าของช่วงความถี่ สัญญาณชายนที่ได้จะมีการผิดเพี้ยนน้อยกว่า 1% และไม่จำเป็นต้องใช้วงจรควบคุมการขยายชนิดอัตโนมัติเข้ามาช่วย ทั้งนี้เพราะขนาดของสัญญาณชายนที่ได้จะสม่ำเสมอตลอดช่วงความถี่ ในบทความนี้ได้ใช้เทคนิคหนึ่งในการออกแบบวงจรซึ่งอยู่บนพื้นฐานการทำงานของวงจรดีสครีตซึ่งร่วมกับการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของสมการที่ได้ เพื่อควบคุมความถี่ของสัญญาณที่เกิดขึ้น สำหรับหลักการทำงานของวงจรนี้ได้นำวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่าน (เป็นวงจรดีสครีตทั้งคู่) มาต่อкасาดอกกัน ก็จะได้วงจรกรองสัญญาณชนิดแถบความถี่ผ่านโดยเป็นวงจรดีสครีตเช่นกัน สัญญาณที่ได้นี้จะผ่านวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นศักดาจากนั้นจะถูกขยายโดยวงจร Operational Transconductance Amplifier และสัญญาณที่ได้ออกมาจะอยู่ในรูปของกระแส เมื่อนำสัญญาณที่ได้นี้ไปย้อนกลับไปที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจรป้อนกลับและมีค่าป้อนกลับที่เหมาะสมก็จะทำให้เกิดการออสซิลเลตเป็นสัญญาณชายนได้

วงจรกำเนิดสัญญาณชายนที่ได้นี้จะใช้จำนวนของอุปกรณ์ที่น้อยกว่าและไม่ซับซ้อนอีกทั้งมีคุณสมบัติดีกว่าบทความอ้างอิงอื่นที่ผ่านมาและมีจุดเด่นคือเป็นวงจรดีสครีตที่ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะมีปัญหาของสัญญาณรบกวนเพียงเล็กน้อยจึงสามารถนำไปใช้เป็นระบบย่อยในระบบใหญ่ได้อย่างดี อย่างไรก็ตามแม้ว่าวงจรนี้จะถูกออกแบบมาโดยใช้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์แต่การพัฒนาวงจรที่ได้นี้โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสก็สามารถทำได้

Thesis Title A Simple bipolar integrable, linear, wide variable range sinusoidal oscillator
Student Mr.Somkiat Sadangrit
Thesis Advisor Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan
Degree Master of Engineering in Electrical Engineering
Year 1998

ABSTRACT

A simple and easily integrable sinusoidal oscillator is experimentally described. The controlling current is linearly related to the frequency of oscillation over a wide dynamic range close to four orders of magnitude. The distortion of sinusoidal signal is less than 1%. This circuit has no need for the automatic gain control circuit.

This paper proposes a novel design technique based on the current mode operation including with analytical equations to control the oscillating frequency. The principle of operation for this circuit is to use a low-pass filter (current mode operation) connecting with a high-pass filter (also current mode operation), thus a band-pass filter will be obtained (current mode operation). This signal from band-pass filter will be passed to a current-to-voltage converter and finally will be passed to an operation transconductance amplifier. The output signal of operation transconductance amplifier in the form of current mode will be fed back to the input of low-pass filter by using the feedback network with the suitable feedback signal. Therefore, the circuit oscillates. This oscillator circuit uses the number of components which is less than in the previous papers and the performances are rather better than the recent papers. The other advantages are the current mode operation (which results a little effect with noise) and can be used as a subsystem. Although, this circuit is designed by using the bipolar technology but the modification of this circuit for using with the CMOS technology is possible.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาจากรองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือแนะนำ ในด้านการศึกษาผู้วิจัยตลอดมา ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำทางด้านวิชาการและความรู้ต่าง ๆ ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำทางด้านวิชาความรู้หลาย ๆ ด้าน

ขอกราบขอบพระคุณคณะกรรมการสอบทุกท่านที่ได้สละเวลาอันมีค่าและได้กรุณาให้คำแนะนำและชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์จึงกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่ที่คอยห่วงใยให้กำลังใจทำให้เกิดมานะในการศึกษา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านและภรรยาสุดที่รัก คุณเปรมิกา ที่ให้กำลังใจมาตลอดเวลาด้วยความอดทนอย่างยิ่ง

สมเกียรติ แสดงฤทธิ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 อารัมภบท.....	1
1.1 บทนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลทหรือการกำเนิดสัญญาณ.....	3
2.3 ออสซิลเลเตอร์และคุณสมบัติ.....	5
2.3.1 ทฤษฎีของบาร์กเฮาเซน (Barkhuasen Criteria).....	7
2.4 หน้าที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ.....	8
2.5 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดี.....	9
2.5.1 มีความเพี้ยนของรูปสัญญาณคลื่นต่ำ.....	9
2.5.2 มีเสถียรภาพทางความถี่.....	10
2.5.3 เสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ.....	11
2.6 การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback).....	11
2.7 บทสรุป.....	12
บทที่ 3 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	14
3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	16
3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	18
3.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	19
3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด.....	20
3.3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน.....	20
3.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson.....	21
3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์.....	22
3.5 วงจรแอกทีฟโหลด (Active Load).....	22
3.6 บทสรุป.....	23
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านปรับความถี่คัตออฟโดย กระแสที่ทำเป็นวงจรไอซี.....	25
4.1 บทนำ.....	25
4.2 หลักการ.....	25
4.2.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน.....	25
4.2.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน.....	28
4.3 การทำงานของวงจร.....	29
4.3.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน.....	29
4.3.2 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน.....	29
4.4 วงจรที่ใช้ในการทดลอง.....	30
4.5 ผลการทดลอง.....	32
4.5.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน.....	32
4.5.2 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน.....	35
4.6 การปรับปรุงวงจร.....	37
4.7 สรุป.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.8 แนวความคิดในการพัฒนาเพื่อนำไปใช้งานต่อไป.....	39
บทที่ 5 วงจรสร้างสัญญาณชานน์ที่ทำเป็นวงจรไอซี.....	40
5.1 บทนำ.....	40
5.2 หลักการเก่า.....	40
5.3 หลักการใหม่.....	44
5.4 การทำงานของวงจร.....	45
5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลอง.....	49
5.6 ผลการทดลอง.....	49
5.7 บทสรุป.....	50
บทที่ 6 สรุปผลและแนะแนวทางการพัฒนา.....	54
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	54
6.1.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านปรับความถี่คัตออฟ โดยกระแสที่ทำเป็นวงจร ไอซี.....	54
6.1.2 วงจรสร้างสัญญาณชานน์ที่ทำเป็นวงจร ไอซี.....	55
เอกสารอ้างอิง.....	56
ภาคผนวก.....	57
ภาคผนวก ก.....	58
ประวัติผู้เขียน.....	72

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แสดงการออสซิลเลททางกล.....	4
2.2 แสดงการแกว่งออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า.....	4
2.3 แสดงการออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง.....	5
2.4 แสดง Block Diagram ของวงจรออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกำเนิดสัญญาณทั่ว ๆ ไป.....	6
2.5 แสดง ไดอะแกรมหรือแผนผังของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณแสดง ส่วนป้อนกลับแบบบวก.....	9
2.6 แผนผังหรือ ไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของวงจรป้อนกลับ.....	11
3.1 วงจรสะท้อนกระแสเบสพื้นฐาน.....	14
3.2 วงจรสะท้อนกระแสเบสแบบ Wilson.....	17
3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	18
3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	19
3.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน.....	20
3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson.....	21
4.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน.....	26
4.2 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง i_i กับ i_o	26
4.3 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน.....	28
4.4 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านที่ใช้ในการทดลอง.....	31
4.5 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่านที่ใช้ในการทดลอง.....	32
4.6 ผลตอบสนองกับความถี่ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน.....	33
4.7 ความสัมพันธ์ของความถี่คัตออฟกับกระแสควบคุมของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ ต่ำผ่าน.....	34
4.8 ผลตอบสนองกับความถี่ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน.....	35
4.9 ความสัมพันธ์ของความถี่คัตออฟกับกระแสควบคุมของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ ต่ำผ่าน.....	36
4.10 วงจรการปรับปรุงการไบอัสวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูง ผ่านเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ.....	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ VII ศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.1 วงจรสร้างสัญญาณต่าง ๆ.....	41
5.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจากสัญญาณแรมป์.....	41
5.3 วงจรสร้างสัญญาณซายน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม.....	42
5.4 วงจรอินทรีเกรเตอร์ของ Doorenbosch.....	42
5.5 วงจร Frequency determining amplifier ของ Doorenbosch.....	43
5.6 วงจร Undamping amplifier ของ Doorenbosch.....	43
5.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณซายน์ของ Doorenbosch.....	44
5.8 วงจรสร้างสัญญาณซายน์แบบใหม่.....	45
5.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณซายน์แบบใหม่.....	45
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ของการออสซิลเลต.....	51
5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกับความถี่เมื่อขนาดสัญญาณคงที่.....	52
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกับขนาดสัญญาณเมื่อความถี่คงที่.....	53

บทที่ 1

อาร์มภท

1.1 บทนำ

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปขำยน์ เป็นวงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญอย่างยิ่ง ในวงจรทงอิเลคทรอนิกส์ ทั้งนี้เพราะ สัญญาณขำยน์ เป็นสัญญาณที่มีความถี่เพียงความถี่เดียว ทำให้มีการประกุคต์นำไปใช้งำนทงไฟฟ้าค้ำนต่งๆอย่างกว้างขวง ทั้งค้ำนโทรคมนาคม อิเลคทรอนิกส์ตลอดจนในเครื่องมื่อวัดต่งๆ และโดยเฉพาะอย่างยิ่งถูกนำมาใช้มำกในการทดลองต่งๆ ซึ่งใช้คุณสมบัติของสัญญาณขำยน์ เช่น อัตราการขยยสัญญาณ อัตราการลดทอนของสัญญาณ การตอบสนองควมถี่ และคุณสมบัติอื่น ๆ ที่ต้องการจะพิจารณาหรือนำมำเปรียบเทียบเพื่อเป็นตัวกำหนดมำตรฐำนขีดควมสำมรถและคุณสมบัติของวงจรหรือระบบที่ออกเบบหรือสร้งข้้นมำได้

วงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์ที่ดีควรมีคุณสมบัติคั้งนี้ คือมีขนำคของสัญญาณหรือแอมพลิจูดค้งที่ มีควมเพี้ยนเชิงขำรมอนิกส์ที่ต่ำ และมีเสถียรภพของสัญญาณที่ดี การปรับเปลี่ยนควมถี่สำมรถทำได้อย่างต่อเนื่องและสร้งมำเสมอ

เดิมในการสร้งวงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์ได้ใช้วงจรคัสคริท (Discrete) ที่มีทรำนซิสเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกแอกทีฟ (Active element) ต่อร่วมกับอุปกรณ์จำพวกพาสซีฟ (Passive element) คือ ควมต้านทำนหรือตัวเก็บประกุค ดังนั้นวงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์เบบคัสคริท จึงมีขนำคใหญ่ และ เสถียรภพของวงจรทงค้ำนการตอบสนองต่อควมถี่การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ จะไม่ค้่นัก อีคทั้งมีปัญหำเกี่ยวกับสัญญาณรบกวน และ ควมผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดข้้น ในวงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์เบบคัสคริท ต่อมำ เมื่อการทำวงจรรวม หรือ ไอซี (Integrated circuit) ได้ถูกพัฒนำข้้น จึงได้มีการสร้งวงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์เป็นวงจรรวม ทั้งนี้ เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ และ ขนำคให้ลดลง แต่วงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์ที่ได้ก็ยังมีขนำคใหญ่ และ มีควมซับซ้อน ทำให้การนำไปใช้งำนในระบบย่อย หรือรวมกับวงจรอื่น ๆ เพื่อทำเป็นวงจรรวมหรือไอซีมีขีดจำกัดอีคทั้งทำได้ยำกลำบาก สำหรับวงจรกำเนิดสัญญาณขำยน์ที่จะพิจารณาและกล่าวถึงในท้้นี้จะทงำนอยู่ในขนำควม 1 เฮิร์ตซ์ ถึง 10 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่สร้งจกเทคโนโลยีโพลีโบลาร์ที่

ไม่วำกรณีใดท้งสิ้น อีคทั้งหำมมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่งอ้ำงอิงถึงเจ้ำของเอกสรทงคั้งทีมีการนำไปใช้

สามารถนำมาทำเป็นวงจรรวมหรือไอซีแบบง่ายได้ เมื่อใช้หลักการออกแบบวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ ทำให้ค่าประจุสะสมและค่าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยลง อุณหภูมิในแต่ละส่วนของวงจรมีค่าใกล้เคียงกันมาก อัตราการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นนั้นจะมีค่าใกล้เคียงกัน ลดความซับซ้อน จึงทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณชานน์แบบวงจรรวมที่ได้มีเสถียรภาพที่ดี มีขนาดเล็ก และลดความซับซ้อนของวงจรได้ดีขึ้น ทำให้เกิดความสะดวกในการนำไปใช้งาน และมีขีดความสามารถ หรือ คุณสมบัติที่ดีเหมาะสมที่จะในการประยุกต์นำไปใช้งานหรือพัฒนาเพื่อรวมเป็นระบบใหญ่ที่จะนำไปใช้งานร่วมกับวงจรหรือระบบอื่นๆต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอผลงานวิจัย และ พัฒนาการสร้างวงจรมกำเนิดสัญญาณชานน์ ที่เป็นวงจรรวมแบบง่ายเป็นเทคนิคใหม่ในการออกแบบวงจร โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์เป็นหลัก มีจุดมุ่งหมายเพื่อจะทำเป็นวงจรรวมได้ หรือ ปรับปรุงวงจรถ้าที่มีอยู่แล้ว และ จะเน้นถึงประสิทธิภาพของวงจรใหม่ จะต้องมีประสิทธิภาพสูงกว่าเก่า หรือ เท่ากับวงจรถ้า แต่ถ้าประสิทธิภาพของวงจรใหม่เท่ากับวงจรถ้าที่มีอยู่แล้ว วงจรใหม่ต้องไม่ซับซ้อนเหมือนวงจรถ้า และ ต้องใช้อุปกรณ์น้อยกว่า ผลงานวิจัยและ พัฒนาการสร้างวงจรมกำเนิดสัญญาณชานน์ที่ได้ ทำให้วงจรที่ได้ออกแบบใหม่นี้ไม่ซับซ้อน ตลอดจนใช้อุปกรณ์น้อยลงไปอีก ขณะเดียวกัน ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะมีคุณสมบัติดีขึ้น และสามารถลดปัญหาเกี่ยวกับความผิดเพี้ยนของสัญญาณ อีกทั้ง ลดปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ในวงจรมกำเนิดสัญญาณชานน์ได้มาก จึงสามารถนำไปใช้เป็นระบบย่อยในระบบใหญ่ได้อย่างดี

หลักการใหม่ที่นำมาเสนอคือ ใช้พื้นฐานการทำงานของวงจรดิงกระแสดังที่ร่วมกับการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของสมการที่ได้ มาใช้เพื่อควบคุมความถี่ของสัญญาณที่เกิดขึ้น โดยนำวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน ซึ่งเป็นวงจรดิงกระแสดังที่ ทั้งสองวงจรมาดูอาศัยกัน จะได้เป็น วงจรกรองสัญญาณชนิดแถบความถี่ผ่าน ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นวงจรดิงกระแสดังที่เช่นกัน สัญญาณที่ได้ออกมา จะผ่านวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นสัปดาห์แล้วขยายขึ้นอีก โดย Operational Transconductance Amplifier จะได้สัญญาณออกมาอยู่ในรูปกระแส ซึ่งเมื่อนำสัญญาณที่ได้นี้ ป้อนกลับไปจุดสัญญาณเข้าของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้เน็ตเวิร์ค หรือ โครงร่างป้อนกลับ และ มีค่าป้อนกลับที่เหมาะสม จะทำให้เกิดการออสซิลเลทเป็น สัญญาณชานน์ขึ้น นั่นคือทั้งหมด จะได้เป็นวงจรมกำเนิดสัญญาณชานน์ตามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ต้องการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการเบื้องต้นของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณ

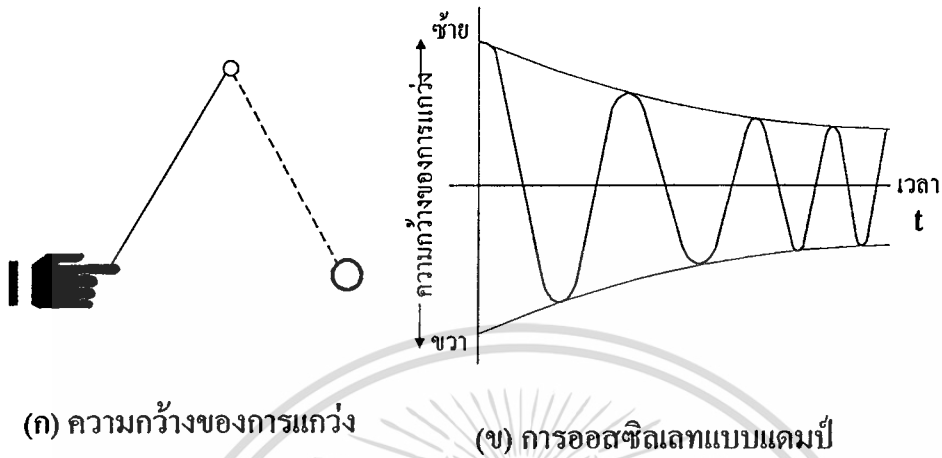
2.1 กล่าวนำ

วงจรออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกำเนิดสัญญาณ คือ วงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมานี้เรียกว่า “ รูปคลื่น ” โดยวงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ และ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม รูปสามเหลี่ยม พัลส์ รูปฟันเลื่อย เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ ซึ่งจะให้กำเนิดคลื่นรูปไซน์ออกมาที่จุดสัญญาณออก โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ทั้งนี้เพราะสัญญาณคลื่นรูปไซน์นั้นเป็นสัญญาณที่เป็นรูปแบบตามธรรมชาติ และ นำไปใช้อย่างกว้างขวาง ซึ่งมีบทบาทในวงจรระบบอนาล็อก เช่น สัญญาณเสียง เป็นต้น. นอกจากนี้ยังเป็นวงจรที่ใช้งาน และ พบกันบ่อยมากวงจรหนึ่งนอกจากวงจรขยายสัญญาณ ทั้งด้านโทรคมนาคม อิเล็กทรอนิกส์ ในอุปกรณ์ไฟฟ้า และ เครื่องมือวัดชนิดต่างๆเช่น วิทยุ โทรทัศน์ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ

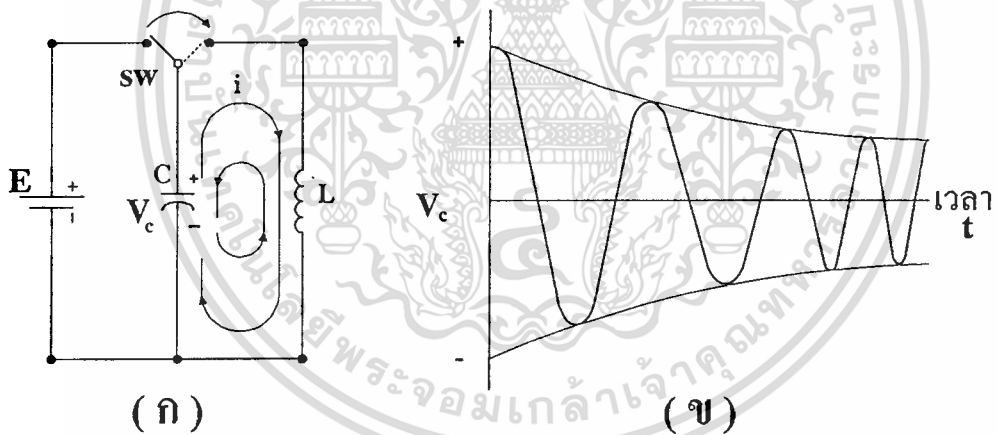
2.2 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลทหรือการกำเนิดสัญญาณ

ตามรูปที่ 2.1(ก) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือจะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลทด้วยคาบคงที่ดังรูปที่ 2.1(ข) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆจนกระทั่งหยุดลง เนื่องจากผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้างดังรูปที่ 2.2 ได้เหมือนกัน

รูป 2.1 แสดงการออสซิลเลททางกล



รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า

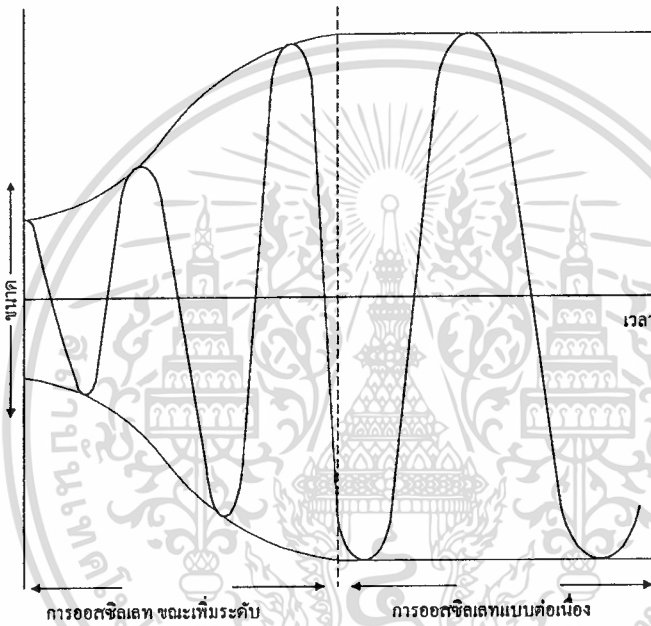


จากรูปที่ 2.2 (ก) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาทางด้านขวา หลังจากที่ทำการประจุตัวเก็บประจุ C เต็มแล้ว กระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุ ผ่านไปยังขดลวด L แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของการเฉื่อยหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ดังนั้น เมื่อกระแสที่ไหลจากตัวเก็บประจุ C ไปยังขดลวด L หมดแล้ว (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้า ไปทำการประจุอีกครั้ง กลับไปกลับมาเช่นนี้ สถานะการไหลของกระแสจะออสซิลเลทจะเป็นดังที่ได้กล่าวมาแล้ว และ เนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจร ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั้นหมายความว่า การออสซิลเลทจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนได้เป็นกราฟได้ดังรูปที่.2.2 (ข) ซึ่งจะเหมือนกับ การออสซิลเลททางกล

การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออสซิลเลทในลักษณะนี้เรียกว่า การออสซิลเลทแบบแอมป์ (Damped Oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลทเป็นไปอย่างต่อเนื่อง จะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับ กำลังที่สูญเสียไป ลักษณะของการเกิดออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการเพิ่มหรือใส่กำลังเข้าไป เพื่อให้ขนาดของสัญญาณมีค่าคงที่แสดงได้ดังรูปที่ 2.3

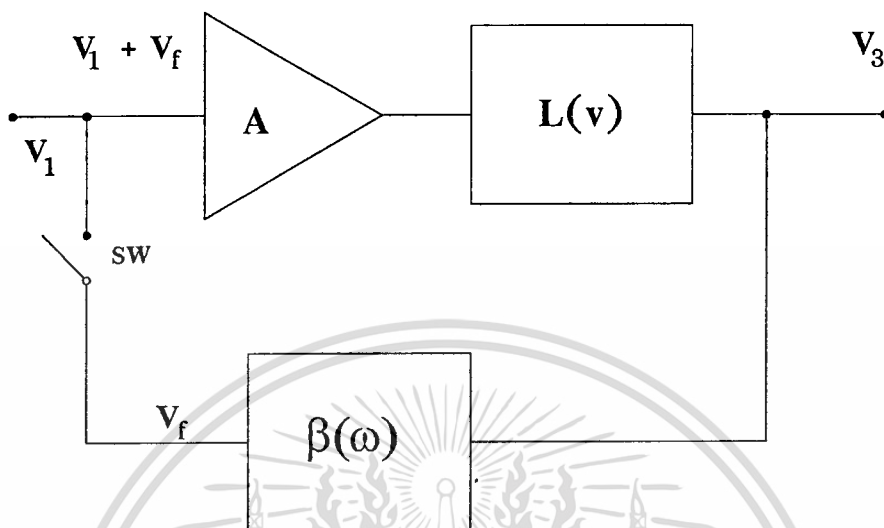
รูปที่ 2.3 การออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง



2.3 ออสซิลเลเตอร์และคุณสมบัติ

โดยทั่วไปสามารถแทนวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ ด้วย Block Diagram ในรูปที่ 2.4 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรขยาย (Amplifier A) วงจร Limiting Amplifier L (v) ที่ทำหน้าที่ควบคุมรักษามหาขนาดของสัญญาณ (Amplitude) ที่ออสซิลเลทขึ้นมาให้คงที่ และโครงข่ายป้อนกลับ (Feedback Network) ที่เป็นตัวกำหนดค่าความถี่ในการออสซิลเลท (Frequency Determining Network) ในเส้นทางของการป้อนกลับ (Feedback Branch) $\beta(\omega)$ ทั้งสามส่วนที่มีต่อกันในลักษณะต่อเป็นวงจรปิด (Close Loop)

รูปที่ 2.4 แสดง Block Diagram ของวงจรออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกำเนิดสัญญาณทั่วไป



จะได้สมการดังนี้

$$V_3 = (V_1 + V_f) AL(v) \quad (2.1)$$

$$V_f = V_3 \beta(\omega) \quad (2.2)$$

แทนค่า V_f จากสมการ (2.2) ในสมการ (2.1) จะได้

$$V_3 = [V_1 + V_3 \beta(\omega)] AL(v)$$

$$V_3 [1 - \beta(\omega)AL(v)] = V_1 AL(v)$$

$$V_3 / V_1 = AL(v) / [1 - \beta(\omega)AL(v)] \quad (2.3)$$

แต่สภาวะของการเกิดออสซิลเลท (Oscillation) จะคงอยู่ได้นั้น

อัตราส่วนระหว่าง V_3 / V_1 ต้องมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 - \beta(\omega)AL(v) = 0 \quad (2.4)$$

และขนาดของสัญญาณ (Amplitude) ที่วงจรออสซิลเลเตอร์จะสร้างขึ้นมาต้องควบคุมได้ มิฉะนั้นขนาดของสัญญาณนี้จะสูงขึ้นทุกขณะจนกระทั่งรูปคลื่นเสียรูป โดยอาศัย Limiting Amplifier $L(v)$ มาควบคุมขนาดของสัญญาณ เมื่อ Limiting Amplifier เริ่มทำงานจริงๆ แล้ว $L(v)$ จะมีค่าเท่ากับ 1

ดังนั้นจะเขียนสมการ (2.4) ใหม่ได้เป็น

$$1 - \beta(\omega) A = 0 \quad (2.5)$$

หรือ
$$\beta(\omega) A_t = 1 \quad (2.6)$$

ในที่นี้ A คือ Thershold Gain

สมการ 2.6 เรียกว่า Unity Loop Gain ซึ่งสอดคล้องกับ Barkhausen Condition

2.2.1 ทฤษฎีของบาร์คเฮาเซน (Barkhuasen Criteria)

ในทางปฏิบัติ Gain ในขณะเกิดออสซิลเลทจะมากกว่า Thershold Gain เสมอและตามปกติเมื่อพิจารณาถึง Mid Band Gain หมายความว่าในขณะนั้น Gain ค่อนข้างไม่ขึ้นกับความถี่ Gain A ในสมการ (2.4) จึงเป็นตัวคงที่ เมื่อ Gain ของวงจรไม่ขึ้นกับความถี่เช่นนี้ ส่วน Imaginary part ของสมการที่ (2.4) ก็ไม่มีหรือมีค่าเท่ากับศูนย์นั่นเอง ดังนั้น

$$\text{Im}(\omega) A = 0 \quad (2.7)$$

หรือ
$$\text{Im}(\omega) = 0 \quad (2.8)$$

และ
$$\text{Re}(\omega) = 0 \quad (2.9)$$

เมื่อ Gain A คงที่ Phase shift จึงต้องเกิดจาก (ω) อย่างเดียวถ้าทำให้เงื่อนไขของสมการ (2.7) และ(2.8) เป็นจริง ระบบใน Block Diagram ในรูป 2.4 จะออสซิลเลทได้ จะได้ค่า Threshold Gain เป็น

$$A_t = 1 / \beta(\omega) \quad (2.10)$$

โดย ω_0 = ความถี่ขณะเกิด Oscillation

จากสมการ 2.9 และ 2.7 ตามลำดับ สรุปได้ว่า

ภายใต้สภาวะการเกิดออสซิลเลทจะได้

$$\begin{aligned} \text{Loop Gain ของวงจร} &= 1 \\ \text{และ Phase Shift รวม} &= 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

2.4 หน้าที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

หน้าที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งได้ดังนี้

1. สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ออสซิลโลสโคป ฯลฯ
2. ให้จังหวะและช่วงเวลาที่ถูกต้องแน่นอนแก่วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์
3. ให้สัญญาณความถี่ในย่านต่างๆเพื่อใช้ในการทำงานของวงจรรวม

โดยมีเงื่อนไขที่วงจรจะทำการออสซิลเลทสร้างสัญญาณออกมาได้ก็คือเมื่อ

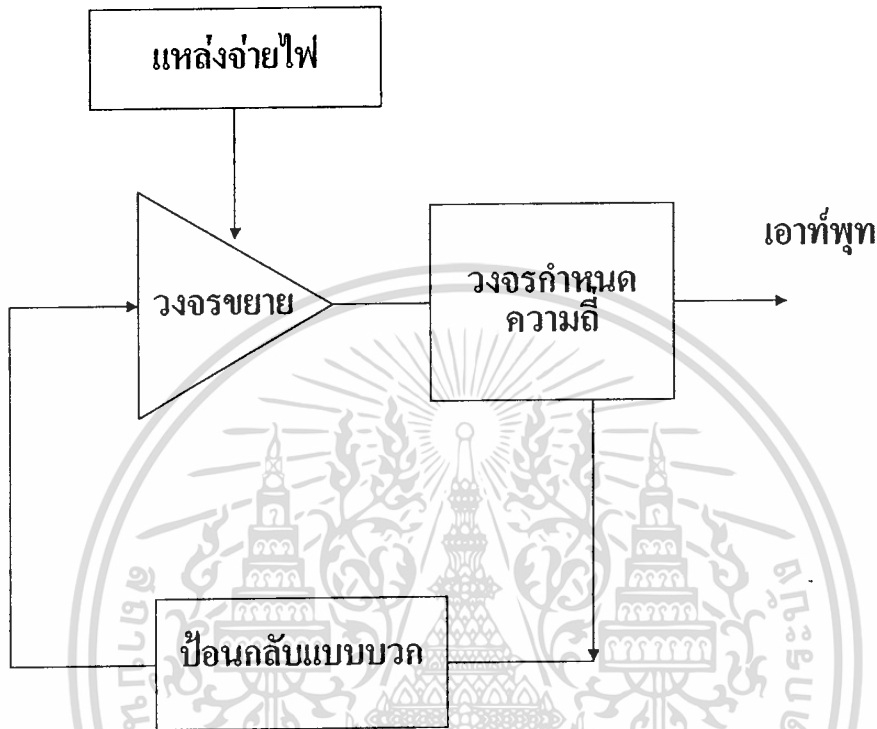
- ก) ต้องมีแหล่งจ่ายไฟให้แก่วงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ
- ข) ต้องมีวงจรถูกกำหนดความถี่ที่แน่นอนในการออสซิลเลทสร้างสัญญาณออกมาได้ เช่น อาจจะเป็น ความถี่ 1 เฮิร์ตซ์ จนถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์
- ค) ต้องมีอัตราขยายแรงดันที่มากพอที่จะให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาตามที่กำหนดไว้
- ง) วงจรนั้นต้องมีส่วนของวงจรขยายป้อนกลับ หรือ วงจรป้อนกลับจากทางเอาต์พุต กลับมาเข้าที่

ส่วนอินพุตเป็นแบบบวกหรือที่เรียกว่าป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) นั้นเอง

ซึ่งสามารถแสดงเป็นไดอะแกรม หรือ แผนผังตามรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 ไตอะแกรมหรือแผนผังของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณแสดงส่วนป้อนกลับแบบบวก



2.5 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดี

วงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดีจะต้องประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่างๆดังต่อไปนี้

2.5.1 มีความเพี้ยนของรูปสัญญาณคตินต่ำ (Low Distortion)

ลักษณะของความเพี้ยนมีได้หลายลักษณะด้วยกันคือ ถ้าเป็นคลื่นรูปขายน จะเรียกว่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) คือ ถ้าสัญญาณเพี้ยนแล้วจะไม่เหมือนรูปขายน มักจะบิดเบี้ยวหรือผิดรูปไป ตามความเพี้ยนว่ามีมากหรือน้อย สาเหตุอาจจะเกิดขึ้นได้ จากลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ของวงจรขยาย หรือ ถ้าหากตัวค่าความเก็บประจุ (Capacitor) ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductor) ทำงานผิดพลาดหรือผิดค่า ก็ล้วนแต่มีผลทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปได้ ลักษณะความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในทางอุดมคติ จะเห็นว่าในกรณีของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ความเพี้ยนของสัญญาณจะเกิดขึ้นตรงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าซึ่งอาจจะทำให้เกิดความเพี้ยนในลักษณะที่ทำให้ไม่เรียบขึ้นหรือทำให้เกิดโอเวอร์ชูท (Over shoot) อย่างใดอย่างหนึ่งหรืออาจจะทำให้ความห่างของลูกคลื่นแต่ละลูกไม่สม่ำเสมอ นั่นคือ เกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาขึ้น

ส่วนในรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย จะเกิดความเพี้ยนในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรง (Nonlinear Distortion) และเวลาในการลดระดับสัญญาณลงมานั้นไม่ตั้งฉากแต่จะเกิดเวลาหน่วง (Delay Time) ของสัญญาณอยู่บ้าง

2.5.2 มีเสถียรภาพทางความถี่ (Frequency Stability)

ในการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถ่ายสัญญาณ ร่วมกับวงจรอื่นๆนั้นจำเป็นต้องให้ค่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่แน่นอน แต่องค์ประกอบหลายประการที่ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรรวมนั้นมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณคลาดเคลื่อนไปได้ ดังเช่น

- ขนาดของสัญญาณที่ได้เกิดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอัตราขยายมากเกินไปหรือส่วนควบคุมผิดปรกติ
- แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลง เช่น ไฟตก เป็นต้น
- โหลดของวงจรเปลี่ยนแปลงไป
- ค่าของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลง เช่น อุปกรณ์ R , L , C มีคุณภาพไม่ดี มีค่าไม่ตรงกับที่กำหนดเป็นรหัสบนตัวอุปกรณ์
- หรือหลังจากการใช้งานไปแล้วเกิดเสื่อมสภาพหรือเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติ เป็นต้น

ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องคำนึงถึงผลดังกล่าวซึ่งจะต้องพยายามนำเอาแหล่งจ่ายไฟที่มีการปรับระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุท หรือ เรกกูเลท (Regulated) มาใช้ซึ่งค่าสัญญาณเอาท์พุทไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรขยายมากนัก หรือ เพิ่มเติมวงจรบัฟเฟอร์เข้าไประหว่างวงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถ่ายสัญญาณกับโหลด หรือใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูง และ ทนทานมีอายุการใช้งานได้นานในส่วนที่เกี่ยวข้องกับวงจรถ่ายสัญญาณความถี่ เช่น ค่าไม่แปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ เป็นต้น หรือ เปลี่ยนมาใช้วงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถ่ายสัญญาณที่มีผลึกคริสตอล เป็นตัวกำหนดความถี่ ซึ่งจะทำได้ความเที่ยงตรงสูงถึง 1 ส่วนใน 10 ล้านส่วน เป็นต้น

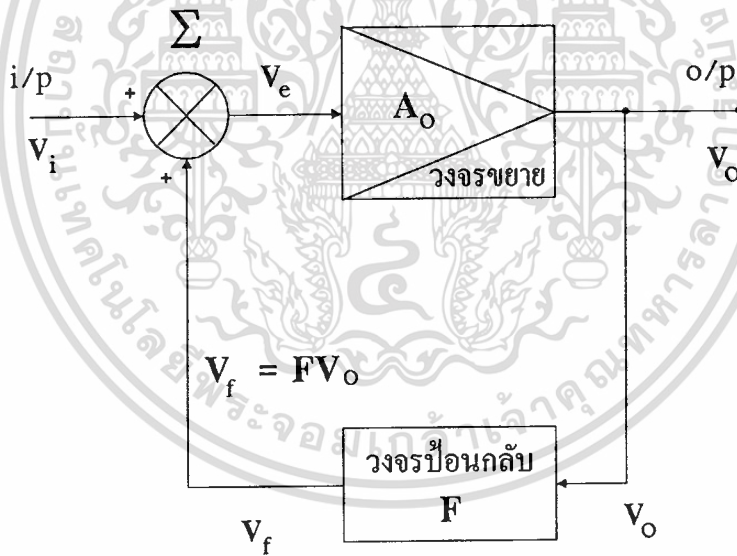
2.5.3 เสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ (Amplitude Stability)

ขนาดหรือแอมพลิจูด (Amplitude) ของสัญญาณจะต้องไม่ขึ้นๆลงๆกล่าวคือค่อนข้างจะคงที่ ทำได้โดยการออกแบบให้มีวงจรปรับอัตราขยาย (Gain) ให้คงที่ด้วยวิธีต่างๆ

2.6 การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback or Regenerative)

เป็นเทคนิคการป้อนกลับที่มีเฟสของสัญญาณที่ถูกป้อนกลับเหมือนกับเฟสของสัญญาณอินพุตซึ่งจะทำให้เกิดการเสริมกัน พิจารณาตามแผนผังหรือโคอะแกรมในรูปที่ 2.6

รูปที่ 2.6 แผนผังหรือโคอะแกรมแสดงส่วนประกอบของวงจรป้อนกลับ



จากรูปที่ 2.6 จะได้ $V_o = A_o V_e$ (2.12)

แต่ $V_f = V_i + V_f$ (2.13)

และ $V_f = FV_o$ (2.14)

จะได้ $V_o / V_i = A F = A_o / 1 - A_o F$ (2.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้ระบบมีอัตราขยายมากขึ้นและหากลูปเกน (Loop Gain) AF มีค่าเท่ากับ 1 แล้ว จะทำให้อัตราขยายของระบบมีค่าสูงสุดเป็นอนันต์ (Infinity) หรือ

$$V_o / V_i = A_o / 1-1 = A_o / 0 = \infty \quad (2.16)$$

นั่นคือการที่ระบบมีเอาต์พุตค่าใดค่าหนึ่ง ในขณะที่ไม่มีอินพุตป้อนให้ระบบแสดงให้เห็นว่าระบบสามารถจ่ายเอาต์พุตได้เองหรือแสดงว่าวงจรนั้นเกิดการออสซิลเลท (Oscillate) นั่นเอง สำหรับข้อกำหนดของการออสซิลเลทได้แจกแจงรายละเอียดไว้ในภาคผนวก

2.7 บทสรุป

หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลทหรือวงจรกำเนิดสัญญาณ ต้องคำนึงถึงลักษณะที่ดีของวงจรออสซิลเลทหรือวงจรกำเนิดสัญญาณกล่าวคือต้องประกอบด้วยความถี่ของรูปคลื่นต่ำ มีเสถียรภาพทางความถี่ และมีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ ซึ่งการเกิดการออสซิลเลทนั้นจะประกอบด้วยสองส่วนหลักคือวงจรขยายและวงจรป้อนกลับ โดยกำหนดให้พยายามควบคุมให้มีค่าเป็นหนึ่งในการออกแบบวงจรออสซิลเลทหรือวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำมาเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดคุณสมบัติของอัตราขยายวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แต่ละชนิดในหัวข้อถัดไป

บทที่ 3

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

3.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณชาวนีที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์นี้ประกอบด้วยกลุ่มของวงจรขนาดเล็กที่ทำหน้าที่ต่างๆกันในวงจรอนุกรมฟังก์ชัน ซึ่งเรียกว่ากลุ่มของวงจรรย่อยซึ่งประกอบกันเป็นรูปแบบของวงจรที่แน่นอน ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรรย่อยที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจร ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และวงจรแอกทีฟโหลด (Active Load)

3.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ จะให้ความต้านทานทางด้านอินพุตต่ำ และมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูง ซึ่งประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มีใช้กันมากในวงจรรวมแบบอนาล็อก (Analog Integrated Circuit) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือคิ่งกระแส ต่อมาได้พัฒนาเป็นวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ 3 ตัวเพื่อต้องการวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งซึ่งเรียกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson มีคุณสมบัติทำให้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงกว่าแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

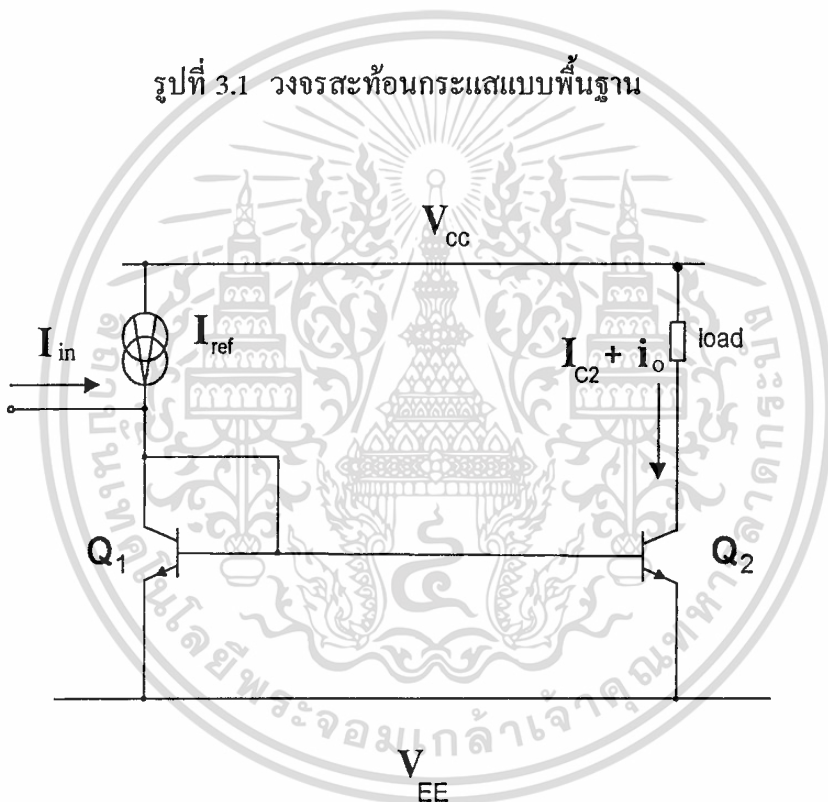
วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ 4 ตัวได้พัฒนามาจากแบบของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อลดผลของ Base-Width Modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์ตัวที่ 4 เข้าไป ถ้าพิจารณาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งเท่านั้น นอกจากนี้ต้องการผลของความต้านทานจุด

ออกให้มีค่าสูงมากยิ่งขึ้น เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกมีค่าสูงเมื่อไม่ทำการแก้ไขทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบคาสโคดและวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรที่ต้องดึงกระแสหรือจ่ายกระแสได้มากกว่าหนึ่งจุด โดยที่ทำให้กระแสที่จุดออกมีค่าเท่ากันทุกจุด วงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆที่กล่าวข้างต้นมีรายละเอียดดังนี้

3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน



คุณสมบัติทางกระแสไฟตรงทรานซิสเตอร์ Q_1 ต่อในลักษณะของไดโอดทำให้แรงดันตกคร่อม V_{CB1} มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ยังสามารถทำงานได้ในช่วงปรกติ (Forward Active Region) แรงดันตกคร่อม V_{BE1} ก็เพียงพอให้ ทรานซิสเตอร์ทำงานได้แล้ว ถ้าทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการและสมมติให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของ Q_2 มีค่าสูงมากๆ จนไม่ต้องคำนึงถึง สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน V_{BE} กับ กระแส I_C ของทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) \quad (3.1)$$

โดยที่ V_T คือ Thermal Voltage มีค่าเท่ากับ $(kT)/q$

k คือ Boltzman's Constant = 1.38×10^{-23} J/K

q คือ Electronic Charge = 1.6×10^{-19} °C

T คือ ค่าอุณหภูมิสมบรูณ์มีหน่วยเป็นองศาเคลวินซึ่งที่อุณหภูมิ 27 °C จะได้ค่า $V_T = 26$ mV

I_s คือ กระแสอิ่มตัว มีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์

จากรูป 3.1 ได้ว่า $V_{BE1} = V_{BE2}$ ดังนั้นกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต้องมีค่าเท่ากันด้วย คือ

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (3.2)$$

หากกระแสไฟตรงที่คอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะได้

$$I_{in} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta_F} = 0 \quad (3.3)$$

$$I_{C1} = \frac{I_{in}}{2} = I_{C2} \quad (3.4)$$

เมื่อ β_F คือ อัตราขยายกระแสไฟตรง (I_C / I_B) ของทรานซิสเตอร์ ถ้า β_F มีค่าสูงมาก จะทำให้กระแสออก (I_{C2}) มีค่าเท่ากับกระแสเข้า (I_{in}) โดยประมาณ ดังสมการ

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{in}}{2} = \left[1 - \frac{2}{\beta_F + 2}\right] I_{in} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกัน จะได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแส เป็นหนึ่ง แต่หากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองไม่มีความสมพียงกัน จะทำให้ได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสไม่เป็นหนึ่ง จากสมการ (3.1) ถ้าหากพื้นที่อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 แตกต่างกันทำให้ค่า I_S ต่างกันด้วย แต่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า V_{BE} เท่ากัน ทำให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ทำให้อัตราขยายกระแสคลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของ Base-Width Modulation จะได้กระแสคอลเลกเตอร์เป็น

$$I_C = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \right] \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (3.6)$$

เมื่อ V_A คือค่า Early Voltage ของทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่า $= 130 \text{ V}$ (Small Signal)

ส่วนความต้านทานจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็ก r_o จะมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานระหว่างขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และสัปดาห์ดิน ซึ่งจะมีค่าเท่ากับโปรดดูจากภาคผนวก

$$r_o = V_A / I_{out} \quad (3.7)$$

สำหรับความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า r_{in} จะมีค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่อยู่ในรูปของไดโอดเมื่อ $V_T = kT/q$

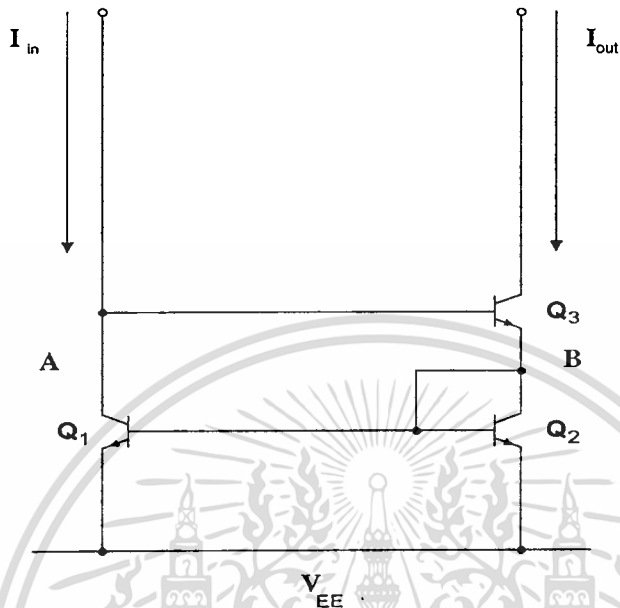
$$r_{in} = V_T / I_{in} \quad (3.8)$$

3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ปรับปรุงมาจากแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวเพื่อให้อัตราขยายกระแสขึ้นกับน้อยลงและให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงขึ้น ดังรูป 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson



จากวงจรทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบสองตัวโดย แรงดันตกคร่อม V_{CE2} จะมีค่าเป็น $2V_{BE}$ ทำให้ผลของ Base-Width Modulation ที่มีผลต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวลดลงไปและไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออก เนื่องจาก I_{E3} ของ Q_3 เป็นกระแสเข้าวงจรสะท้อนกระแส Q_1, Q_2 มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้จะมีเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อมที่จุดสัญญาณออก ก็ตาม ทำให้ I_{C3} มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออกด้วยลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูง

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นได้ว่า I_{out} (I_{C2}) จะมีค่าที่ต่างไปจากกระแส I_{in} (I_{C1}) มาก โดยเฉพาะเมื่อ β ของทรานซิสเตอร์มีค่าไม่สูงมากนัก ดังนั้นเพื่อเป็นการลดค่าผิดพลาดดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนา วงจรสะท้อนกระแสขึ้นใหม่โดย Wilson [1,2] ดังแสดงในรูปที่ 3.2 เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการและความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{out} และ I_{in} สามารถหาได้ดังนี้

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} [1 + (1/\beta) + (I_{C1}/\beta)] \quad (3.9)$$

$$= I_{C3} [1 + (2/\beta)] \quad (3.10)$$

$$I_{C2} = - I_{E2} [\beta/(\beta+1)] = I_{C3} [1+(2/\beta)] [\beta/(\beta+1)] \quad (3.11)$$

$$I_{C3} = I_{C2} [1 / \{ [1+(2/\beta)] [\beta/(\beta+1)] \}] \quad (3.12)$$

และ
$$I_{C1} = I_{C2} - (I_{C2} / \beta) \quad (3.13)$$

เนื่องจาก $I_{C2} = I_{C3}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะได้ว่า

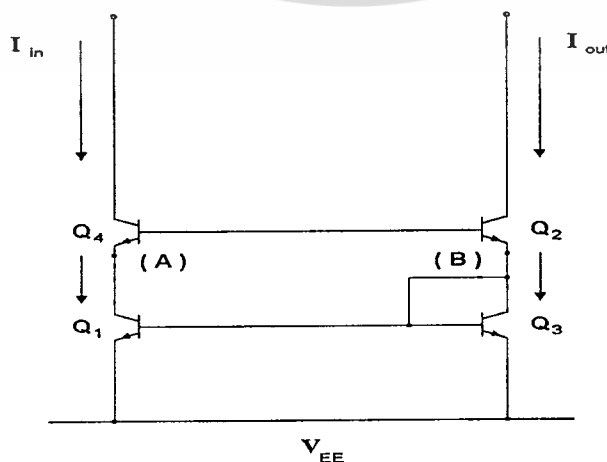
$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} [1 - \{ 2 / (\beta^2 + 2\beta + 2) \}] \quad (3.14)$$

จากสมการ (3.14) จะเห็นได้ว่ากระแส I จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแส มากกว่า สำหรับความต้านทานที่จุดเข้าจะมีค่าประมาณ 2 เท่าของวงจรในรูปที่ 3.1 และความต้านทานจุดออกจะมีค่าประมาณ

$$r_o = \beta V_A / 2 I_{out} \quad (3.15)$$

3.2.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

รูป 3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

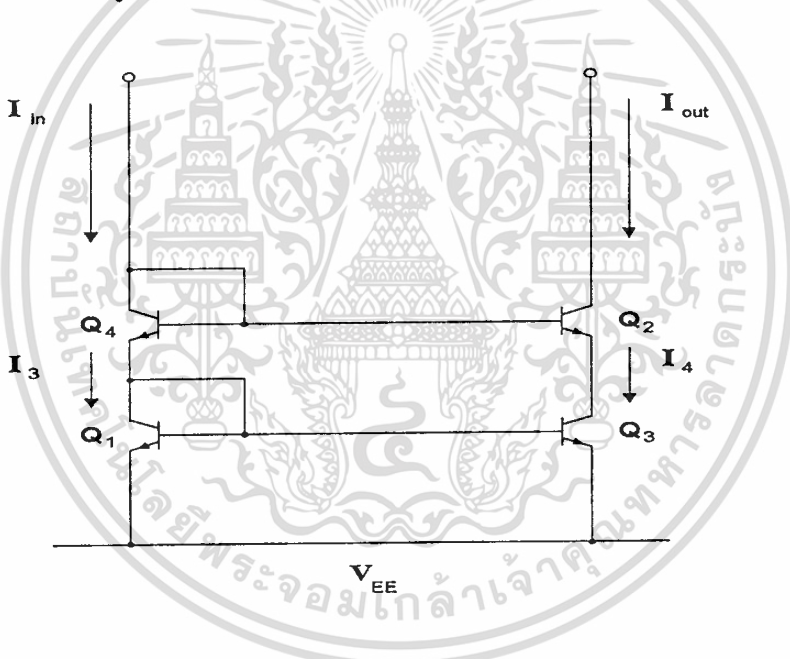


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 ศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าไม่เท่ากัน โดยแตกต่างกันอยู่หนึ่งศักดา V_{BE} ซึ่งเป็นผลให้ในทางปฏิบัติกระแส I_{C1} และ I_{C3} จะมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากผลของศักดา V_A ของทรานซิสเตอร์ เพื่อลดผลของ V_{BE} นี้จึงได้เพิ่มทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะของไดโอดขึ้นอีกตัวหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.3 จากรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าเท่ากัน สำหรับกระแส I_{out} และ I_{in} และคุณสมบัติอื่นๆของวงจรจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

3.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

รูปที่ 3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด



วงจรสะท้อนกระแสที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ถ้าต้องการผลของความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากยิ่งขึ้นจะสามารถทำได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 และความสัมพันธ์ของกระแส I_{out} และ I_{in} และความต้านทานจุดออกจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{in} \left[1 - \frac{(4\beta+2)}{\beta^2+4\beta+2} \right] \quad (3.16)$$

และความต้านทานจุดออกจะมีค่าเท่ากับ

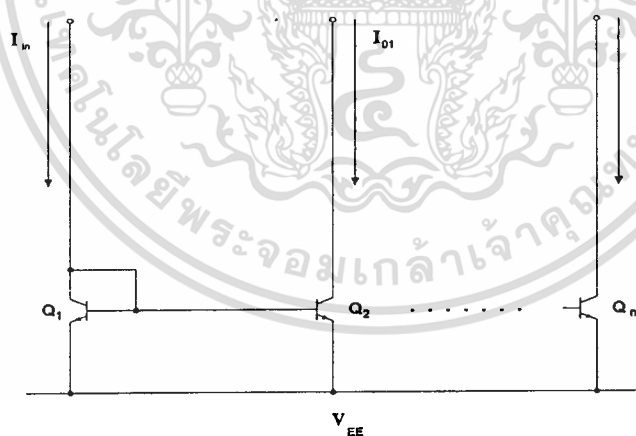
$$r_o = \beta V_A / I_{out} \quad (3.17)$$

3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดโดยทั่วไปจะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานและแบบ Wilson ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจะไม่นิยมใช้ เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกจะมีค่าสูงเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ดังที่ได้แสดงให้เห็นในสมการที่ (3.16) แต่สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และแบบพื้นฐานจะมีค่าต่ำกว่าแบบคาสโคด แต่ก็มีค่าความต้านทานจุดออกอยู่ในช่วงเมกกะโอห์ม (M Ω)

3.3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน

รูปที่ 3.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{oi} และกระแสจุดเข้า I_{in} ได้ดังนี้

$$I_{oi} = I_{in} - \{(n+1)(I_{C1}/\beta)\} \quad (3.18)$$

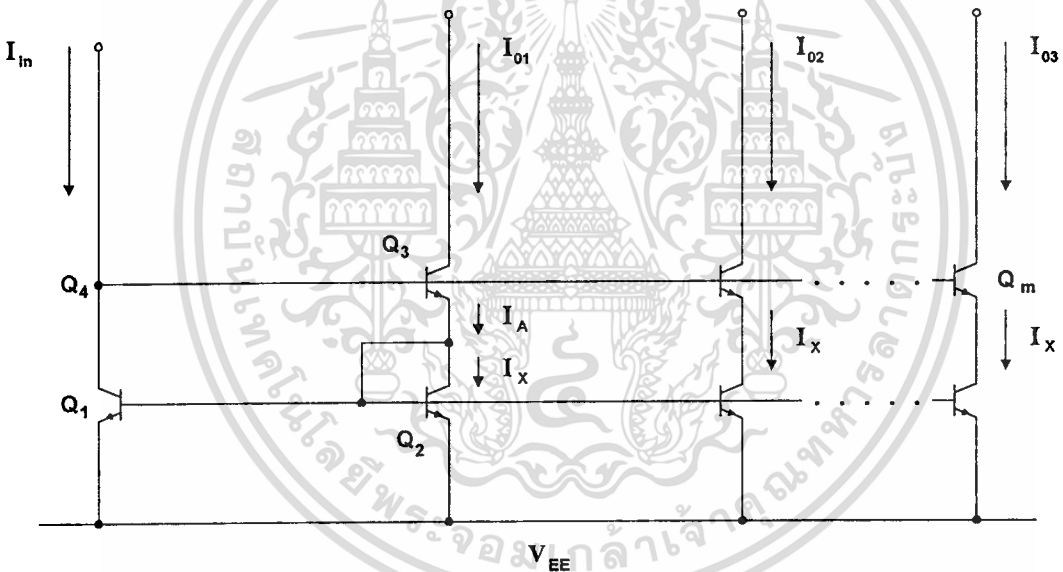
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ n คือจำนวนจุดออกของวงจร และ $I_{O1} = I_{O2} = I_{O3} = \dots = I_{Oi}$ เมื่อ i คือลำดับที่ของจุดออก ดังนั้นจะได้ว่าโปรคดูจากภาคผนวก ก สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรจะมีค่าเหมือนกับ ความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

$$I_{oi} = [\beta / \{ \beta + (n+1) \}] I_{in} = [1 - (n+1) / (\beta + n + 1)] I_{in} \quad (3.19)$$

3.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson

รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson



ลักษณะการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson จะแสดงในรูปที่ 3.6 ภายใต้เงื่อนไขที่ว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะมีความสมพจน์กันทุกประการ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{O1} สำหรับจุดออกที่หนึ่งและ I_{Oi} สำหรับจุดออกที่ i ต่อกระแสจุดเข้า I_{in} จะแสดงได้ดังนี้

$$I_{O1} = [1 - (n+1) / \{ \beta^2 + (n+1)\beta + n + 1 \}] I_{in} \quad (3.20)$$

$$I_{Oi} = [1 - (n+1)(\beta+1) / \beta^2 + (n+1)\beta + n + 1] I_{in} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i = 2, 3, 4, \dots, n$ คือลำดับที่ของจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส

สำหรับความต้านทานจุดออกของจุดออกที่หนึ่งจะมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ส่วนความต้านทานจุดออกที่สองจนถึงที่ n จะมีค่าสูงมากและมีค่าประมาณเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโค เนื่องจากรูปแบบของวงจรจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโค

3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์จะสามารถหาได้จากคุณสมบัติทางความถี่ของอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้ [3]

$$\beta(s) = \beta_0 / (1 + T_s s) \quad (3.22)$$

และ

$$T_s = \beta_0 / \omega_T$$

โดยที่ β_0 คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ที่สัญญาณไฟตรง และ f_T คือความถี่ที่ทำให้ค่า β ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับหนึ่ง

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส จะสามารถหาได้จากการแทนค่า β ด้วย $\beta(s)$ ในสมการที่ (3.21) ดังนั้นจากสมการที่ (3.5) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามรูปที่ 3.1 จะหาได้ดังนี้

$$I_{out}(s) = \left[\frac{\beta_0}{\beta_0 + 2 + 2T_s s} \right] I_{in}(s) = \left[1 - \frac{2}{\beta_0 + 2} \right] \left[\frac{1}{\frac{2T_s}{\beta_0 + 2}} \right] I_{in}(s) \quad (3.23)$$

กรณีที่ $\beta_0 \gg 2$ จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in}(S) = \left[1 - \frac{2}{\beta_o} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{2S}{\omega_T}} \right] I_{in}(S) \quad (3.24)$$

ซึ่งจะได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.1 จะมีค่าประมาณ $V_T/2$ ในทำนองเดียวกันผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.2 และ 3.3 จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{out}(S)}{I_{in}(S)} = \left[1 - \frac{2}{\beta_o^2 + 2\beta_o + 2} \right] \left[\frac{1 + \frac{2ST_S}{(\beta_o + 2)}}{1 + \frac{(2\beta_o + 4)T_S}{(\beta_o^2 + 2\beta_o + 2)} + \frac{2T_S S^2}{(\beta_o^2 + 2\beta_o + 2)}} \right] \quad (3.25)$$

เมื่อ $\beta_o \gg 2$ จะได้ว่า

$$\frac{I_{out}(S)}{I_{in}(S)} = \left[1 - \frac{2}{\beta_o^2 + 2\beta_o} \right] \left[\frac{1 + \frac{2S}{\omega_T}}{1 + \frac{2S}{\omega_T} + \frac{2S^2}{\omega_T^2}} \right] \quad (3.26)$$

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.3 จะได้ว่า

$$\frac{I_{out}(S)}{I_{in}(S)} = \left[1 - \frac{4\beta_o + 2}{\beta_o^2 + 2\beta_o + 2} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{(2\beta_o + 4)T_S}{(\beta_o^2 + 4\beta_o + 2)} + \frac{2T_S S^2}{(\beta_o^2 + 4\beta_o + 2)}} \right] \quad (3.27)$$

เมื่อ $b_o \gg 2$ ดังนั้น

$$\frac{I_{out}(S)}{I_{in}(S)} = \left[1 - \frac{4}{\beta_o + 4} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{2S}{\omega_T} + \frac{2S^2}{\omega_T^2}} \right] \quad (3.28)$$

3.5 วงจรแอกทีฟโหลด (Active Load)

เนื่องจากวงจรรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ที่มีอัตราขยายสูงต้องการค่าความต้านทานโหลดสูง ดังนั้นวงจรสะท้อนกระแสจึงเป็นตัวจ่ายกระแสในตำแหน่งของความต้านทานโหลดเพื่อให้วงจรรขยายความแตกต่างสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแต่มีค่าความต้านทานโหลดสูงเรียกการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสลักษณะนี้ว่าเป็นโหลดประเภทแอกทีฟ (Active Load) โดยมีความต้านทานโหลดเป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแส ต่อมา R.J. Widlar ใช้วงจรสะท้อนกระแสทำงานคู่กับวงจรรขยายความแตกต่าง ในลักษณะให้สัญญาณกระแสสลับไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแสและวงจรสะท้อนกระแสยังคงทำหน้าที่เป็นโหลดประเภทแอกทีฟด้วย ทำให้สามารถใช้งานวงจรสะท้อนกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ในระยะหลังนี้พบว่ามีการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสแบบที่มีจุดสัญญาณเข้า 2 จุด และให้สัญญาณออกเป็นกระแสผลต่างของกระแสเข้าทั้งสอง เรียกวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (Differential Current Mirror) ซึ่งความจริงแล้วการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสในลักษณะนี้พบว่ามีใช้ตั้งแต่ปี 1971 โดย R. J. van de Plassche ซึ่งต่อมา G. Normand ได้ปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว เป็นแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และ B. Wilson ปรับปรุงเป็นแบบทรานซิสเตอร์ 6 ตัว และทรานซิสเตอร์ 8 ตัว เพื่อลดค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแสและผลจากความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) เมื่อวงจรทำงานที่กระแสสูงในช่วงของ mA และกระแสเข้าทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน

3.6 บทสรุป

จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถทำเป็นวงจรรขยายกระแสช่วงความถี่กว้าง (Wideband Amplifier) และทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า ออปแอมป์ (Operation Amplifier) ซึ่งเป็นวงจรรขยายแรงดัน จึงเกิดแนวคิดที่จะออกแบบวงจรให้ทำงานในเทอมของกระแสและเป็นวงจรที่ไม่ต้องการค่าอัตราขยายกระแสมาก เพื่อให้ได้วงจรที่ตอบสนองความถี่กว้างตามคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแส เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ (Sinusoidal Oscillation) วงจรเลื่อนเฟส (Phase shifter) โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายแล้ววงจรที่ได้นั้นจะทำงานได้ช่วงกว้างและทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าวงจรที่ใช้ออปแอมป์ ซึ่งได้นำไปใช้เป็นส่วนของวงจรรขยายในหัวข้อถัดไป

บทที่ 4

วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านปรับความถี่คัตออฟโดย กระแสที่ทำเป็นวงจรไอซี

4.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) และวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน (High-pass filter) ที่ทำเป็นวงจร ไอซี และ วงจรกรองสัญญาณทั้งสองชนิดนี้สามารถปรับความถี่คัตออฟ (Cut off frequency) ได้โดยใช้กระแสไปควบคุม

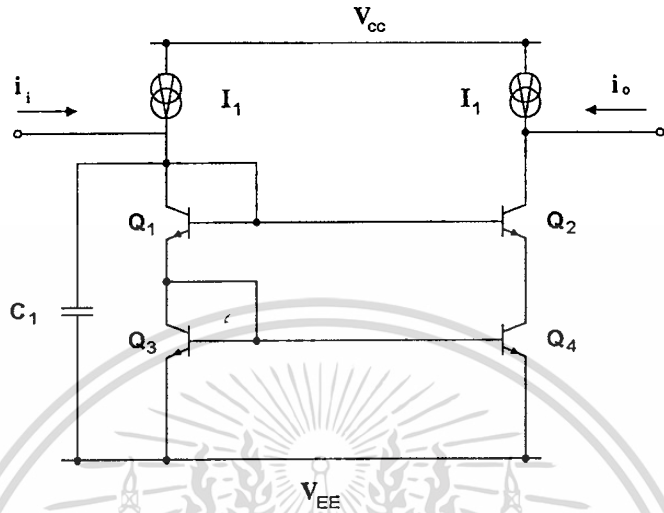
การออกแบบวงจรกรองสัญญาณทั้งสองชนิดนี้ได้แนวความคิดมาจากบทความของ Grimbleby (1977) ซึ่งเป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดผ่านทั้งแถบ (Band-pass filter) โดยใช้กระแสควบคุมการทำงานของวงจร และ ใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor) คร่อมที่ ขาอิมิตอร์ของ วงจรคิฟเฟอร์เรนเซียลควอต (Differential quartet) การออกแบบวงจรของ Grimbleby เป็นการออกแบบวงจรอันดับที่สอง (2^{nd} Order) แต่การออกแบบวงจรในบทนี้จะเป็นการออกแบบวงจรอันดับที่หนึ่ง (1^{st} Order)

4.2 หลักการ

4.2.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน

การออกแบบวงจรจะเห็นได้จากรูปที่ 4.1 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่ตัวต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแส และมีตัวเก็บประจุ C_1 ต่อคร่อมอยู่กับวงจรสะท้อนกระแสที่จุดสัญญาณเข้า

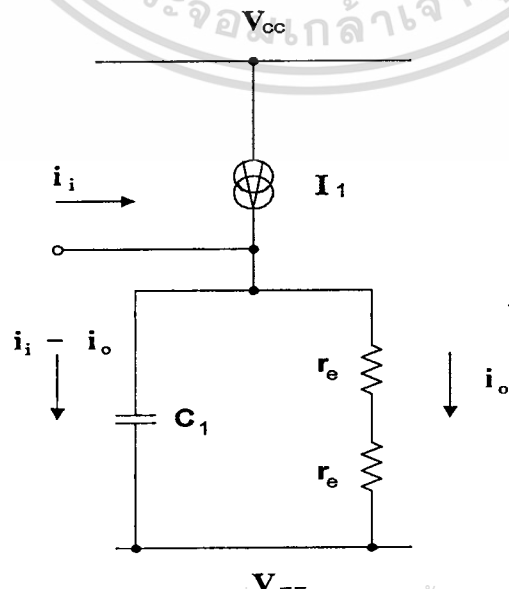
รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน



จากรูปที่ 4.1 ให้ i_i เป็นกระแสที่จุดสัญญาณเข้า
 i_o เป็นกระแสที่จุดสัญญาณออก

โดยอาศัยวงจรในรูปที่ 4.1 เป็นรูปที่ 4.2

รูปที่ 4.2 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง i_i กับ i_o



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.2 จะได้ความสัมพันธ์ว่า

$$(i_1 - i_0) / SC_1 = i_0 (2r_e) \quad (4.1)$$

หรือ
$$i_0 / i_1 = 1 / (1 + S 2r_e C_1) = H(S) \quad (4.2)$$

ซึ่งเป็น ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน
แทนค่า $S = j\omega$ ในสมการที่ (4.2) จะได้ว่า

$$H(j\omega) \Big|_{LP} = 1 / (1 + j\omega 2r_e C_1)$$

และที่ความถี่ ω_{3dB} ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านนั้นค่า

$$\left| H(j\omega) \right| = 1 / \sqrt{2} = 0.707$$

ฉะนั้นจะได้ว่า

$$\omega_{3dB} \Big|_{LP} = 1 / (2r_e C_1) \quad (4.3)$$

หรือเขียนให้อยู่ในรูปของค่ากระแสซึ่งจะได้เป็น

$$\omega_{3dB} \Big|_{LP} = I_1 / (V_T 2mC_1) \quad (4.4)$$

เมื่อ m เป็นค่าพารามิเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นมาอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของไดโอดไม่เป็นเชิงเส้น
ฉะนั้น ค่า m จึงควรมีค่าอยู่ระหว่าง 1 กับ 2 (Hamilton & Howard, 1975)

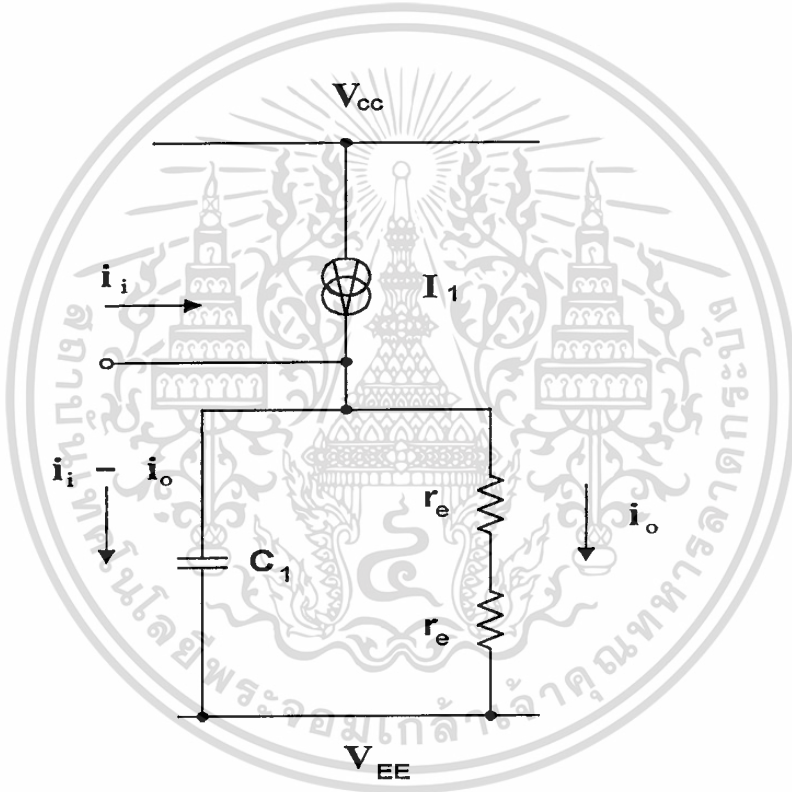
จากสมการที่ (4.2) และ (4.4) แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 4.1 เป็นวงจรกรองสัญญาณ
ชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดยมีจุดตัดออฟเซตกับค่ากระแส I_1
ดังนั้นเมื่อต้องการจัดคัตออฟเท่าใด ก็ปรับค่ากระแส I_1 ไปยังค่าที่ต้องการได้

4.2.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน

การออกแบบวงจรจะเห็นได้จากรูปที่ 4.3 และจากสมการที่ (4.2) สามารถเขียนได้เป็น

$$i' = i_i / (1 + 2SC_2r_e) \quad (4.5)$$

รูปที่ 4.3 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน



เนื่องจากว่า
$$i_o = i_i - i' \quad (4.6)$$

แทนค่าสมการที่ (4.5) ลงในสมการที่ (4.6) จะได้

$$i_o = i_i - i_i / (1 + 2SC_2r_e) \quad (4.7)$$

หรือ
$$i_o / i_i = 2SC_2r_e / (1 + 2SC_2r_e) = H(S) \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน ที่ความถี่ ω_{3dB} ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน จะได้ว่า

$$\omega_{3dB}|_{HP} = 1/(2r_e C_2) \quad (4.9)$$

หรือเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของกระแสได้เป็น

$$\omega_{3dB}|_{HP} = I_2 / (V_T 2m C_2) \quad (4.10)$$

ทั้งสมการที่ (4.4) และ (4.10) จะเห็นได้ว่า ω_{3dB} จะเป็นฟังก์ชันชนิดเชิงเส้นกับค่ากระแส I_1 และ I_2 ตามลำดับ

4.3 การทำงานของวงจร

4.3.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน

จากวงจรในรูปที่ 4.1 เมื่อมีกระแสสัญญาณเข้ามีความถี่ต่ำ พบว่าความต้านทานของ C_1 จะมีค่าสูง จึงทำให้กระแสผ่าน C_1 น้อย แต่จะไปไหลผ่านไดโอด Q_1 และ Q_2 มาก ซึ่งกระแสนี้จะสะท้อนไปออกที่ด้านสัญญาณออกมาก แต่ถ้ากระแสสัญญาณเข้ามีความถี่สูงก็พบว่า ความต้านทานของ C_1 จะมีค่าต่ำจึงทำให้กระแสไหลผ่าน C_1 มากและไหลผ่านไดโอด Q_1 และ Q_2 น้อย ซึ่งกระแสที่มีค่าน้อยนี้จะสะท้อนไปออกที่ด้านสัญญาณออกน้อย

ฉะนั้นสรุปได้ว่าเมื่อสัญญาณเข้ามีความถี่ต่ำก็จะมีสัญญาณออกที่จุดสัญญาณออกมาก แต่ถ้าสัญญาณเข้ามีความถี่สูงก็จะมีสัญญาณออกที่จุดสัญญาณออกน้อย นั่นแสดงว่าเป็นวงจรกรองสัญญาณ ชนิดความถี่ต่ำผ่าน

4.3.2 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน

วงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อมีกระแสสัญญาณเข้าที่มีความถี่ต่ำ พบว่า ความต้านทานของ C_2 จะมีค่าสูง จึงทำให้กระแสไหลผ่าน C_2 น้อย กระแสส่วนใหญ่จึงไหลผ่านไดโอด (i) Q_1 และ Q_2 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก ทำให้กระแสที่จุดสัญญาณออก (i_o) = $i_1 - i'$ เมื่อ i' มากก็ทำให้ i_o น้อย เช่นกันเมื่อ กระแสสัญญาณเข้ามีความถี่สูง ก็พบว่าความต้านทานของ C_2 จะมีค่าต่ำ ซึ่งทำให้กระแสไหล ผ่าน C_2 มากหรือกล่าวได้ว่ามีกระแสไหลผ่านไดโอด Q'_1 และ Q'_2 น้อย (i' น้อย) เมื่อ i' น้อย ก็ทำให้ i_o มาก

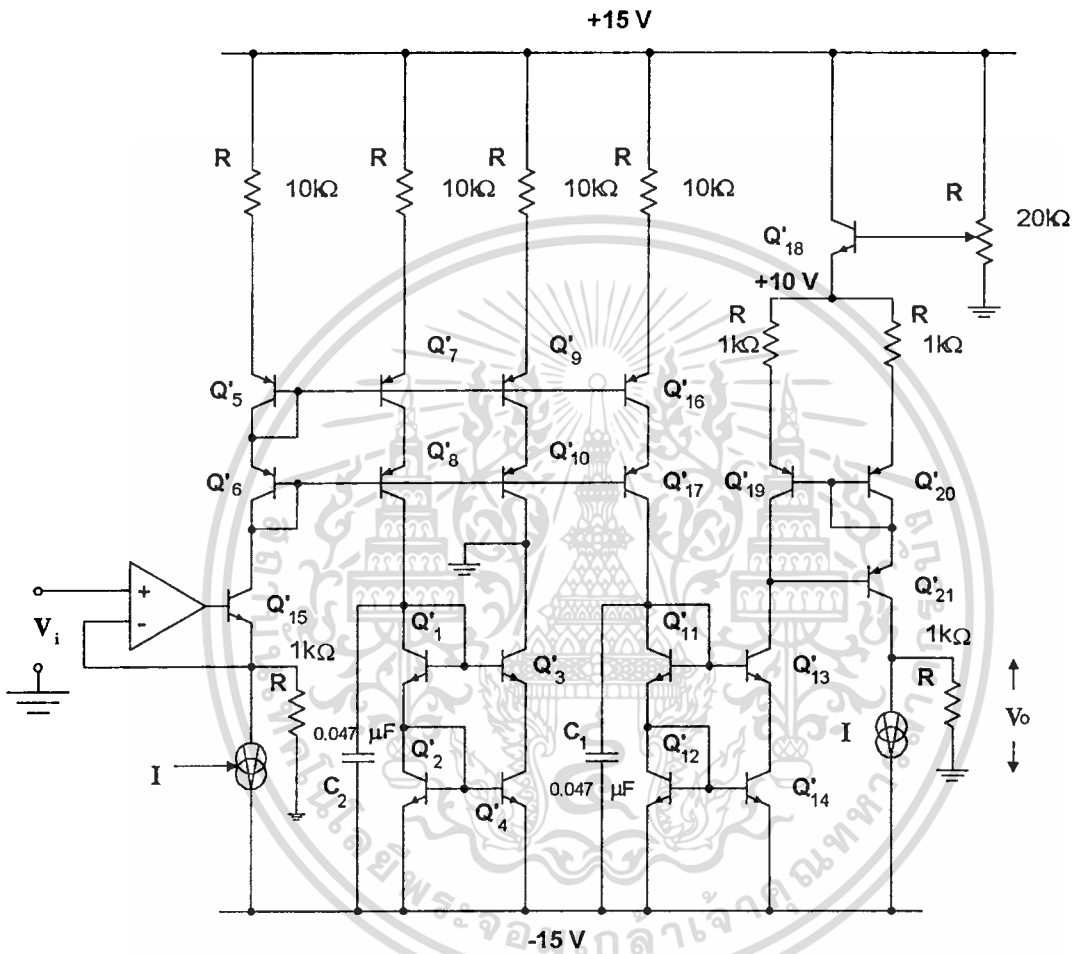
ฉะนั้นสรุปได้ว่าเมื่อสัญญาณเข้ามีความถี่ต่ำก็จะมีสัญญาณออกที่จุดสัญญาณออกน้อย แต่ ถ้าสัญญาณเข้ามีความถี่สูงก็จะมีสัญญาณออกที่จุดสัญญาณออกมาก นั่นแสดงว่าเป็นวงจรกรอง สัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน

4.4 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

วงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงอยู่ในรูปที่ 4.4 เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำ ผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านจะมีวงจรคล้ายกัน ฉะนั้นจึงทำการสร้างวงจรในการทดลอง พร้อม กันด้วย ภาคแรกเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน ส่วนภาคหลังจะเป็นวงจรกรอง สัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน เมื่อทำเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านก็ลัดวงจรเอาจุด สัญญาณ ออกของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่านลงดิน ก็จะได้จุดสัญญาณออกของวงจร กรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำปรากฏที่ $R = 1 \text{ k}\Omega$ คือ V_o และเมื่อทำเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิด ความถี่สูงผ่านก็เอา $R = 1 \text{ k}\Omega$ มาใส่ที่จุดสัญญาณออกของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงก็จะ ได้จุดสัญญาณออกของวงจร

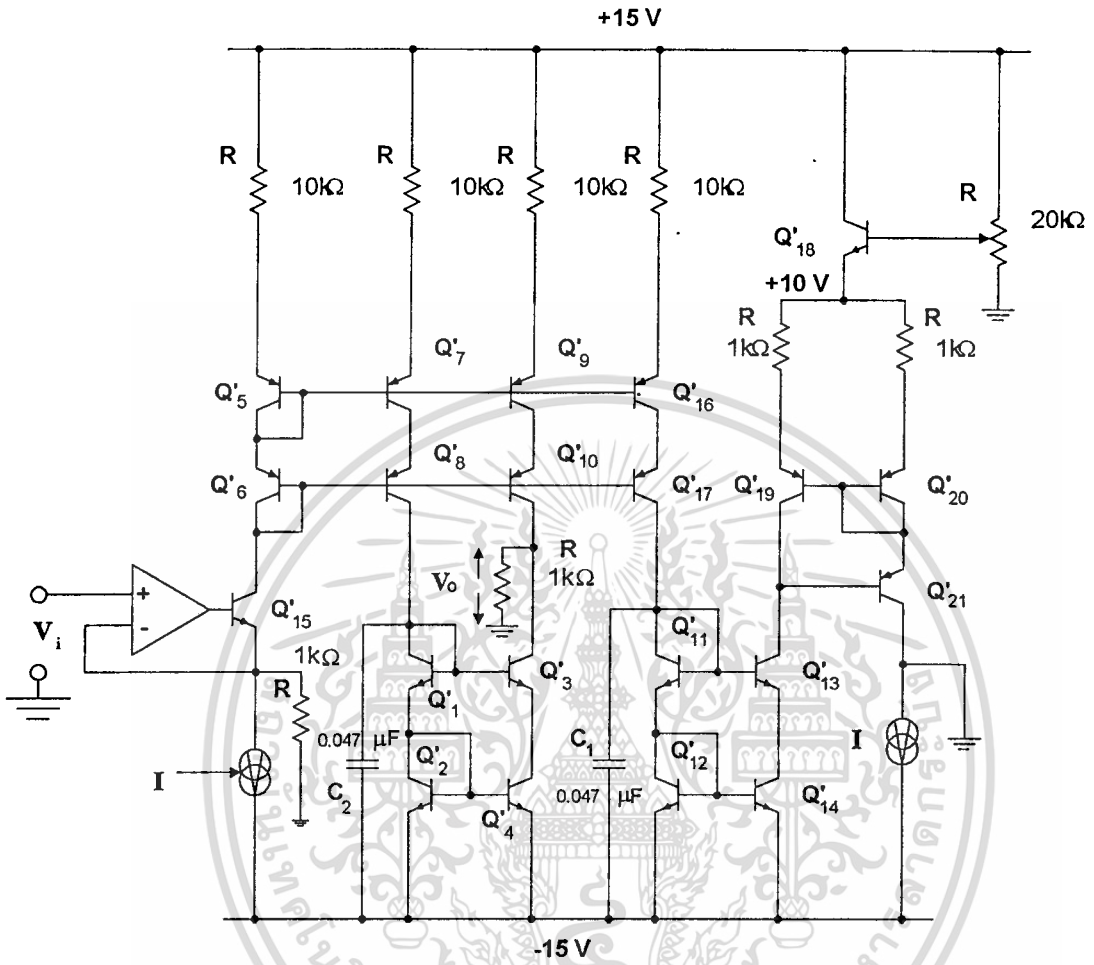
ในการต่อวงจรของการทดลองนั้นทรานซิสเตอร์ PNP จะได้จากทรานซิสเตอร์ธรรมดา เป็นตัว ๆ โดย การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมพงษ์กันมากที่สุด (matching) อาศัย curve tracer ช่วยในการเลือก

รูปที่ 4.4 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่านที่ใช้ในการทดลอง



4.5 ผลการทดลอง

4.5.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 4.6 จะพบได้ว่าค่าที่ได้จากการทดลองมีค่าเกือบเท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีตลอดช่วงของความถี่ที่ทำการวัด อย่างไรก็ตามค่าที่ไม่เท่ากันนั้นเป็นผลอันเนื่องมาจากการไม่สมพงษ์กันของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรสะท้อนกระแส จึงเป็นผลให้กระแสในวงจรสะท้อนกระแสมีค่าไม่เท่ากัน

จากสมการที่ (4.2) เขียนใหม่ได้เป็น

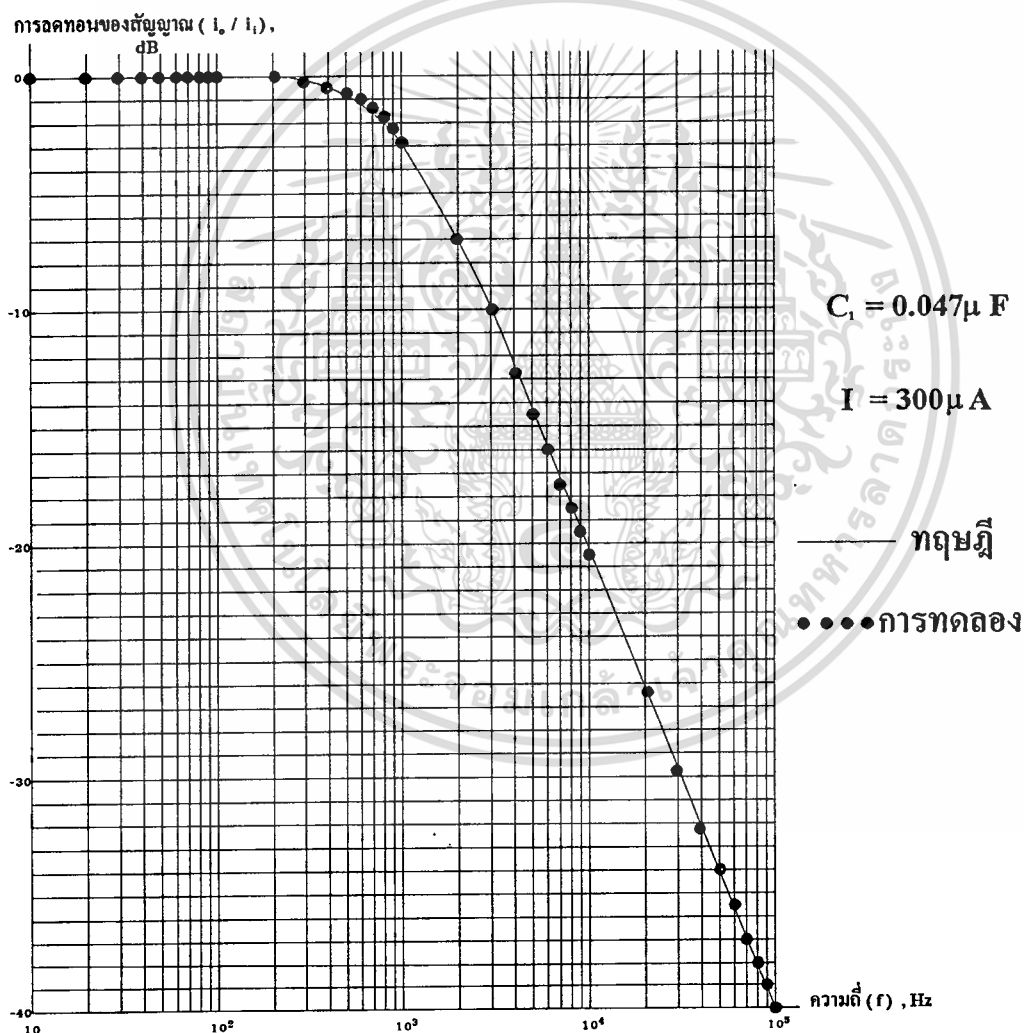
$$i_o / i_i = (1 + \epsilon_1) / (1 + S2r_e C_1) \tag{4.11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

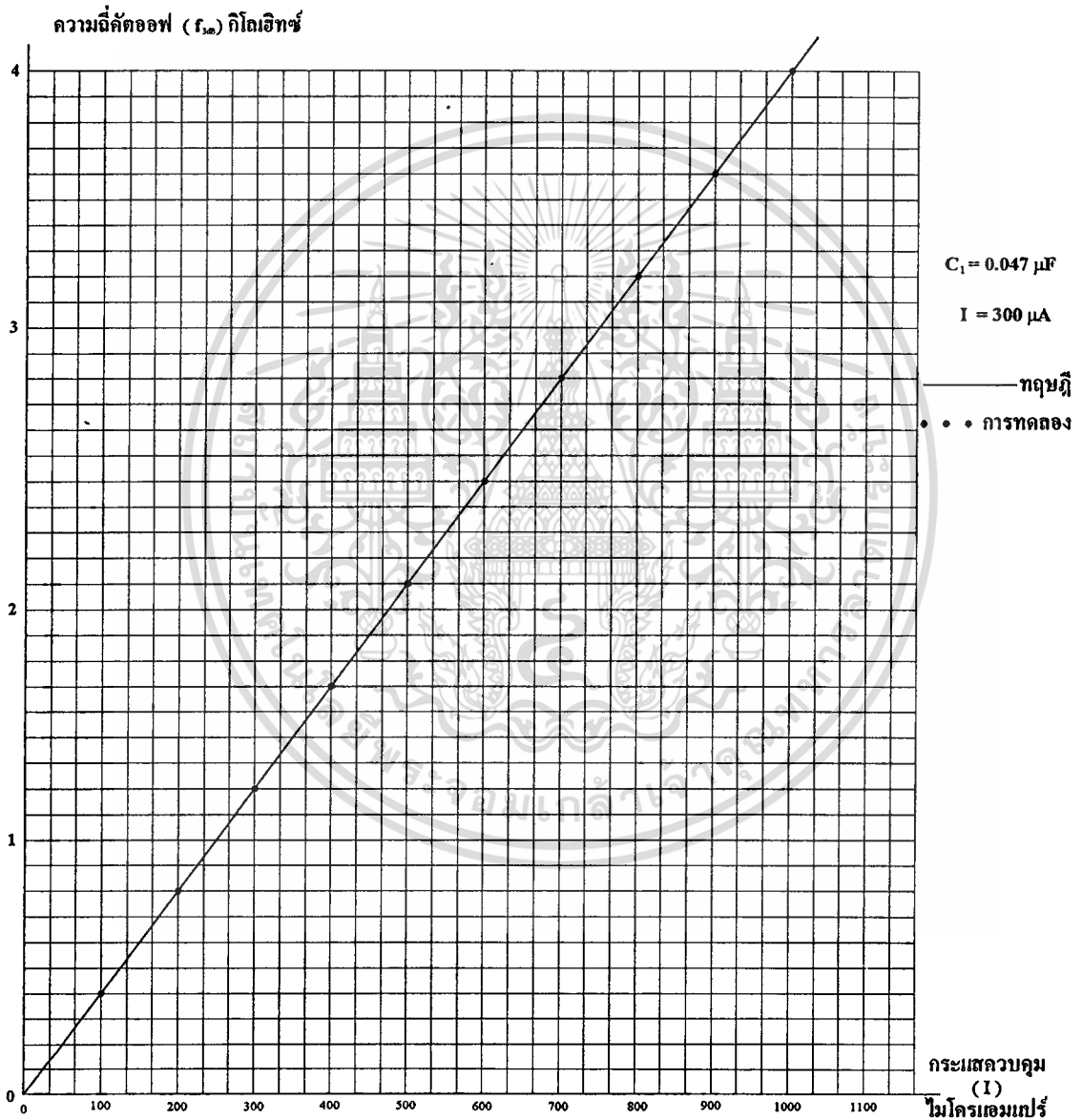
เมื่อ ϵ_p เป็นค่าที่น้อยๆซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ในรูปที่ 4.1 ไม่สมพียงกันทุกประการ รวมทั้งกระแสไบอัส I_1 ทั้งสองไม่เท่ากันจริง

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่คัตออฟเป็นเชิงเส้นกัน แต่ต้องใช้พารามิเตอร์ m ที่มีค่าเท่ากับ 1.15 เพื่อให้ค่าที่ได้จากการทดลองเท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอด ดังที่ได้อธิบายแล้วในสมการที่ (4.4)

รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองกับความถี่ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน



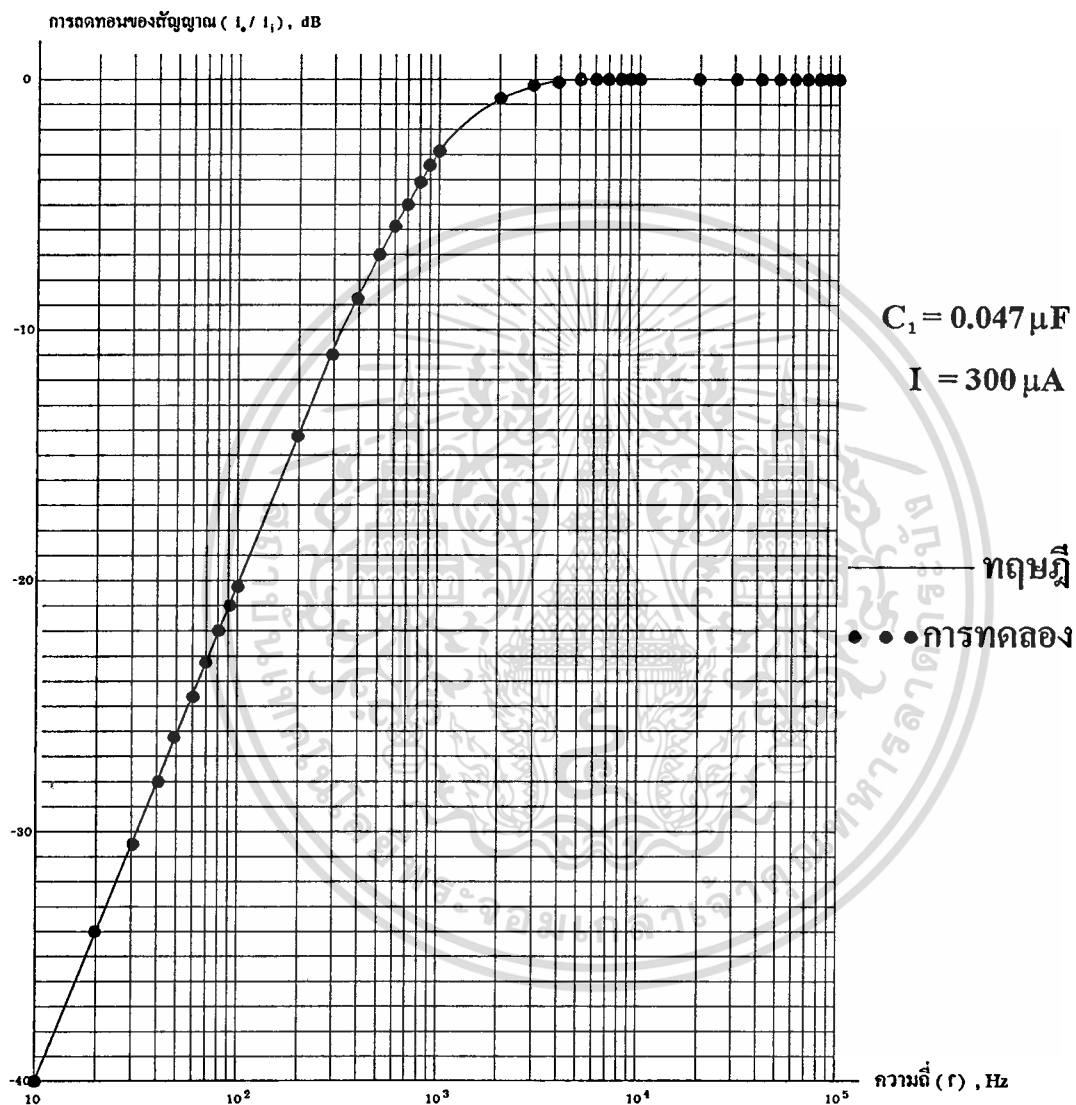
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ของความถี่ตัดต่อฟกับกระแสควบคุมของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน

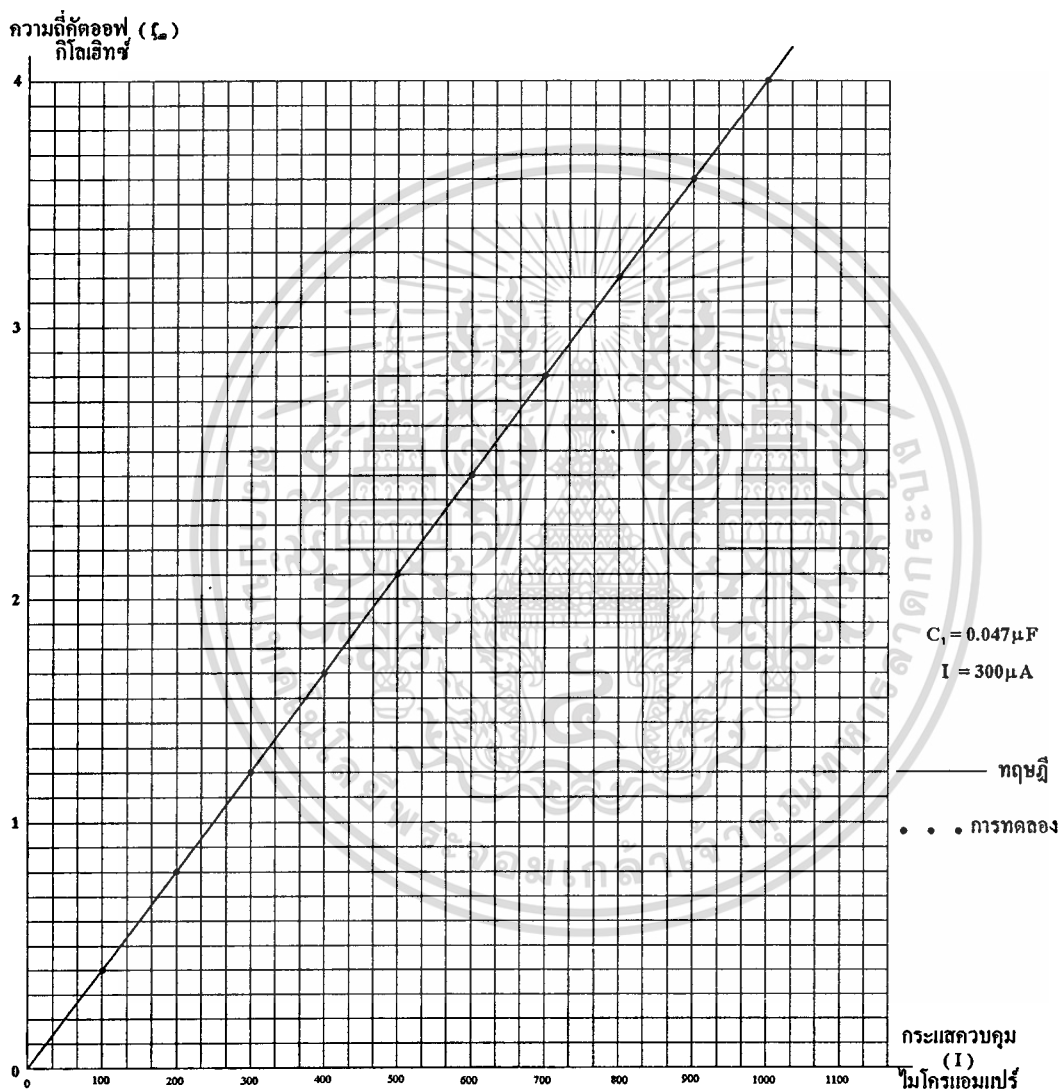
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองกับความถี่ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน



f

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ของความถี่คัตออฟกับกระแสควบคุมของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน



จากรูปที่ 4.8 จะพบว่าค่าที่ได้จากการทดลองก็เกือบเท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีเกือบตลอดช่วงของการวัด ยกเว้นแต่ช่วงความถี่ต่ำๆ ซึ่งก็เป็นผลอันเนื่องมาจากการไม่สมพ้องกัน ของวงจรสะท้อนกระแสเช่นกัน

จากสมการที่ (4.8) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{(\varepsilon_3 - \varepsilon_2) + S2r_e C_2(1 + \varepsilon_3)}{(1 + S2r_e C_2)} \quad (4.12)$$

เมื่อ ε_2 และ ε_3 เป็นค่าที่น้อยๆ

โดย ε_2 เป็นผลมาจากทรานซิสเตอร์ Q'_1 ถึง Q'_4 กับ Q'_5 ถึง Q'_8

และ ε_3 เป็นผลมาจากทรานซิสเตอร์ Q'_5 , Q'_6 , Q'_9 และ Q'_{10}

จากรูปที่ 4.9 ก็จะเห็นได้ว่าค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่คัตออฟเป็นเชิงเส้นต่อแต่ก็ต้องใช้พารามิเตอร์ m ประมาณเท่ากับ 1.15 เพื่อให้ค่าที่ได้จากการทดลองเท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎี ทั้งนี้ก็เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอดเหมือนกัน

4.6 การปรับปรุงวงจร

จากสมการที่ (4.4) และ (4.10) จะพบว่าค่า ω_{3dB} จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ V_T ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงได้ตามอุณหภูมิ (ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.5) ฉะนั้นจะต้องทำให้ค่า ω_{3dB} ไม่ขึ้นอยู่กับ V_T เพื่อเป็นการขจัดข้อเสียของวงจรกรองสัญญาณที่ทำงานเป็นไอซี

ในการทำงานเดียวกัน ก็จะใช้หลักการของ van Kessel กับ van de Plassche (1971) กับของ Gilbert (1968) ดังจะเห็นได้จาก รูปที่ 4.10 ซึ่งเป็นวงจรแก้ไขให้ค่า ω_{3dB} ไม่ขึ้นกับค่า V_T

จากรูปที่ 4.10 และสมการที่ (2.11) จะได้ว่า

$$I_3 = (V_T \ln \alpha) / R \quad (4.13)$$

โดยที่ α จะเป็นอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 . และจากสมการที่ (3.12) จะได้ว่า

$$I = (I_4 I_3) / I_5 \quad (4.14)$$

แทนค่าที่ได้จากสมการ (4.13) ลงในสมการที่ (4.14) ก็จะได้

$$I = (V_T \ln \alpha) I_4 / (I_5 R) \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านที่ทำเป็นวงจรไอซี และวงจรทั้งสองที่ทำเป็นไอซีนี้สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟให้เป็นเท่าไรก็ได้โดยจะเป็นเชิงเส้นกับกระแสควบคุมหรือจะเป็นส่วนผกผันกับกระแสควบคุมก็ได้ พร้อมกันนั้นก็ได้ออกแบบปรับปรุงวงจรเพื่อไม่ให้ความถี่คัตออฟขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

สำหรับการนำไปใช้งานของวงจรกรองสัญญาณทั้งสองชนิดนี้เช่นในการสื่อสาร เนื่องจากบางครั้งส่งสัญญาณไปแล้วเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณด้านขนาดและถ้าสัญญาณนี้จะต้องผ่านวงจรกรองสัญญาณก็จะทำการกรองสัญญาณผิดพลาด จึงจำเป็นในบางครั้งต้องรักษาจุดความถี่คัตออฟเอาไว้ที่จุดเดิมก็ทำได้โดยง่ายในการปรับกระแสในแอสควบคุมของวงจรกรองสัญญาณชนิดนี้ที่ใส่เข้าไป

4.8 แนวความคิดในการพัฒนาเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

การออกแบบนี้เป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่าน ฉะนั้นถ้านำวงจรทั้งสองมาต่อแบบคาตเคดเข้าด้วยกัน ก็จะได้ว่าค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรใหม่เท่ากับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของสองวงจรเก่าคูณกัน ซึ่งจะกลายเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ (Band-pass) ซึ่งจะสามารถปรับความถี่คัตออฟที่ช่วงต่ำและช่วงสูงได้ (Lower and Upper cut off) ซึ่งได้นำมาใช้ในหัวข้อถัดไป

บทที่ 5

วงจรรสร้างสัญญาณชายนั้ทำเป็นวงจรไอซี

5.1 บทนำ

วงจรรสร้างสัญญาณชายนั้มีประโยชน์อย่างกว้างขวางในด้านการสื่อสาร อุปกรณ์เครื่องมือวัด และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถูกนำมาใช้มากในการทดลองต่างๆ ในการสร้างวงจรรสร้างสัญญาณชายนั้ ก็ใช้วงจรดิสรครีท ต่อมาการทำวงจร ไอซีได้ถูกพัฒนา ก็ได้มีการสร้างวงจรรสร้างสัญญาณชายนั้เป็นวงจร ไอซี เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ และขนาดให้เล็กลง

5.2 หลักการเก๋า

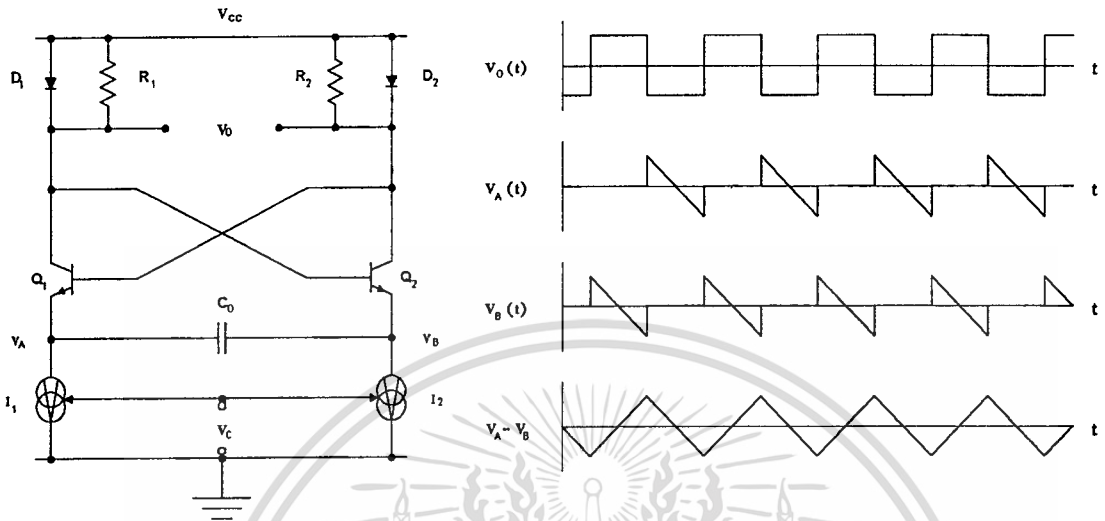
Grebene (1972) ได้ออกแบบวงจรรสร้างสัญญาณชายนั้ทำเป็นไอซีขึ้นมา แต่ได้สัญญาณชายนั้ที่ไม่สวยงามนัก ทั้งนี้ก็เพราะว่าไม่ได้สร้างสัญญาณชายนั้โดยตรง หากแต่ว่าสร้างสัญญาณชายนั้จากสัญญาณสามเหลี่ยม หลักการของ Grebene ก็คือ จะมีวงจรรสร้างสัญญาณแรมปี (Ramp) ขึ้นมาก่อน โดยสร้างสัญญาณแรมปีขึ้นมาสองสัญญาณซึ่งมีเฟสตรงกันข้าม ดังรูปที่ 5.1 แล้วนำสัญญาณแรมปีทั้งสองมาผ่านวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล ก็จะได้ สัญญาณสามเหลี่ยมดังรูปที่ 5.2 จากสัญญาณสามเหลี่ยม ก็ผ่านเข้าวงจรเปลี่ยนสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณชายนั้ ดังรูปที่

5.3

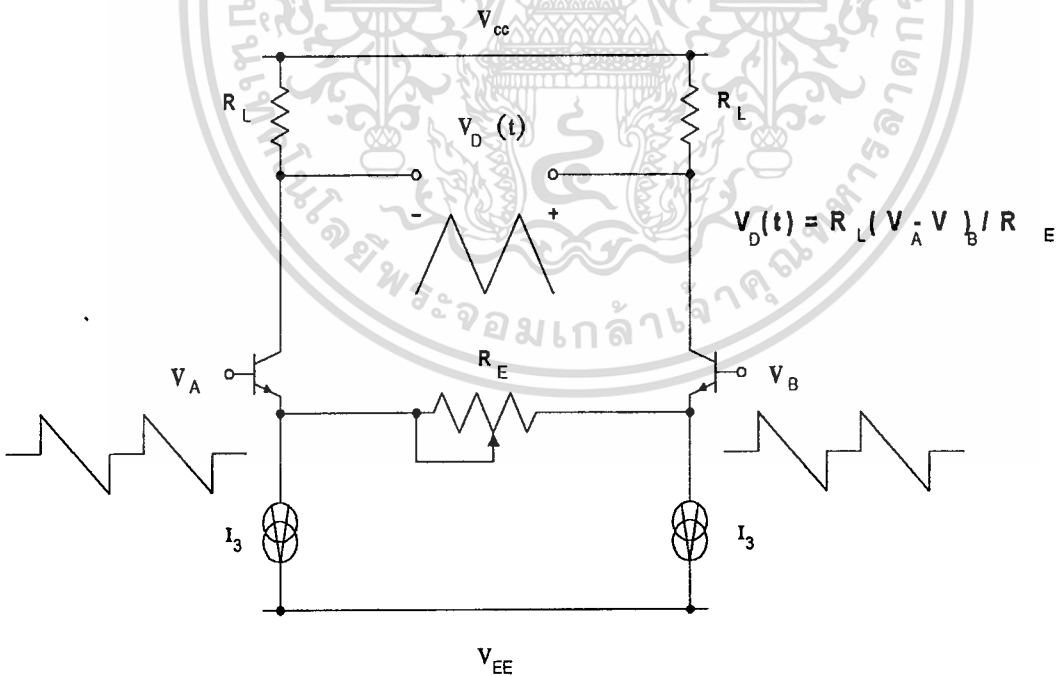
โดยที่

$$f_o = \frac{KI_1}{C_o} = \frac{I_1}{4V_{BE}C_o}$$

รูปที่ 5.1 วงจรสร้างสัญญาณต่างๆ



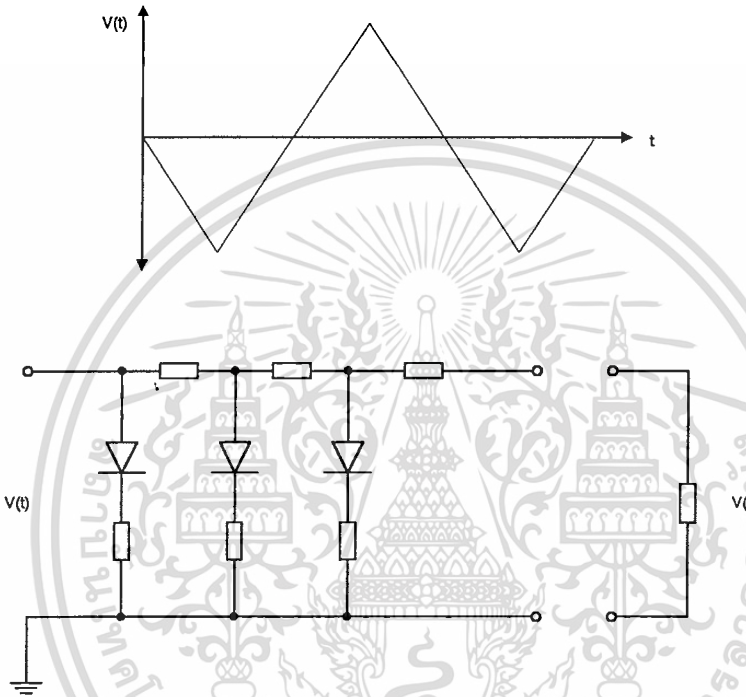
รูปที่ 5.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจากสัญญาณแรมปี



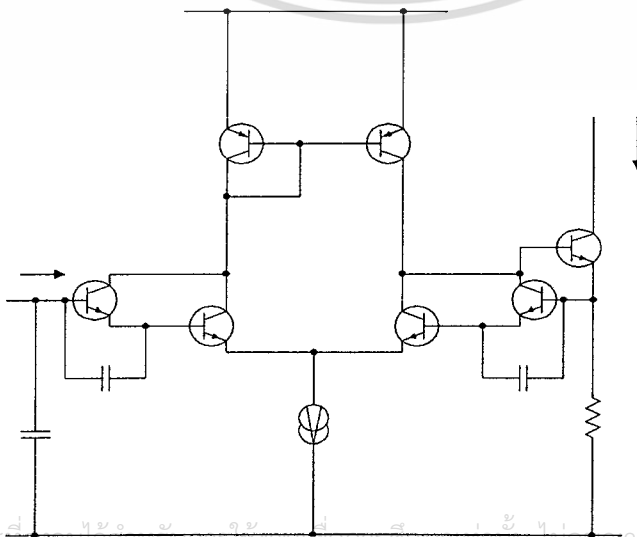
ต่อมา Doorenbosch (1976) ก็ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณซายนซ์ที่ทำเป็นไอซี เช่นกัน และสามารถปรับช่วงกว้างของความถี่ได้กว้างมาก โดยสามารถเปลี่ยนความถี่ไปได้กว้างถึง 10^4 เท่า หลักการที่ใช้ก็คือนำวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) 2 วงจรมาต่อเข้ากับวงจร Frequency เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

determining amplifier 2 วงจร และวงจร Undamping amplifier 2 วงจร โดยแต่ละวงจรก่อน
ข้างจะซับซ้อนมากดังแสดงในรูปที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ

รูปที่ 5.3 วงจรสร้างสัญญาณซายน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม

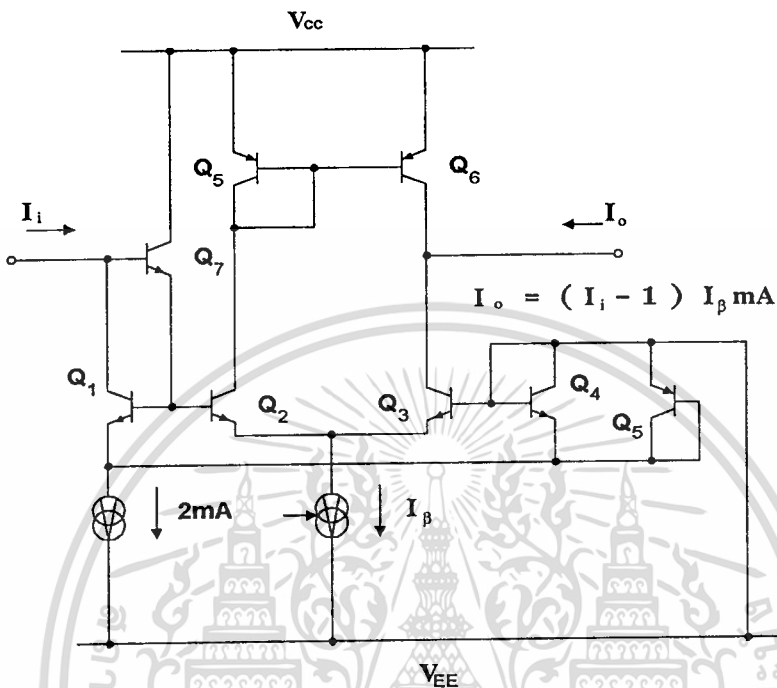


รูปที่ 5.4 วงจรอินทิเกรเตอร์ของ Doorenbosch

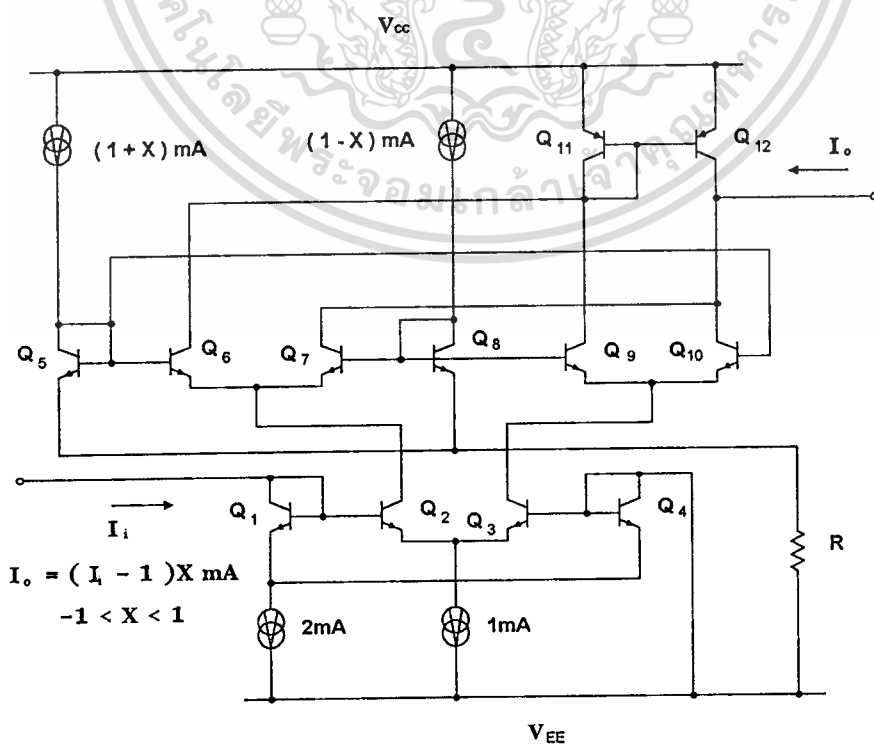


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.5 วงจร Frequency determining amplifier ของ Doorenbosch

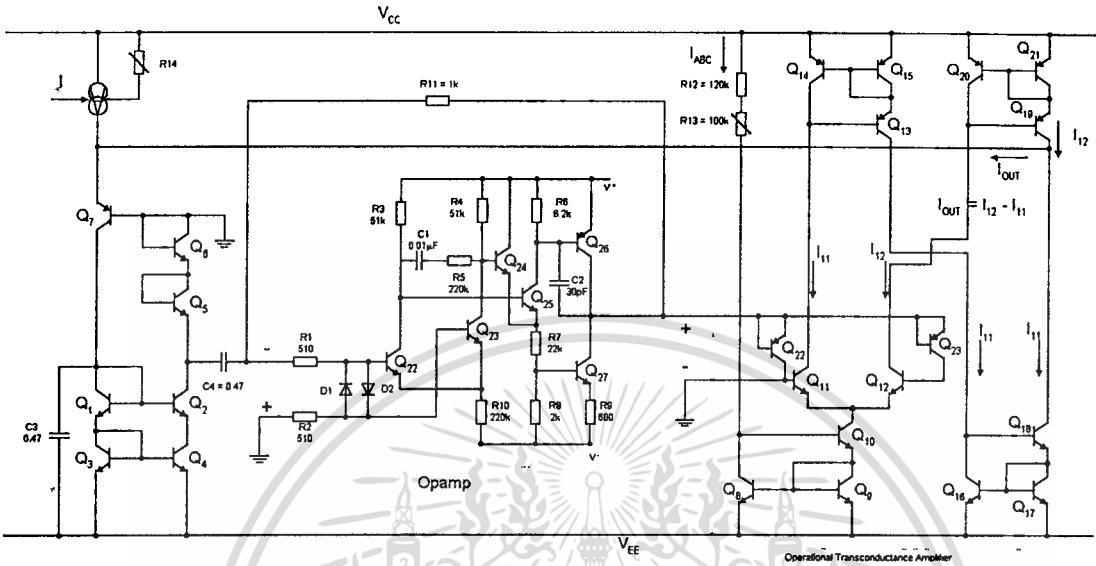


รูปที่ 5.6 วงจร Undamping amplifier ของ Doorenbosch



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8 วงจรสร้างสัญญาณชายนแบบใหม่

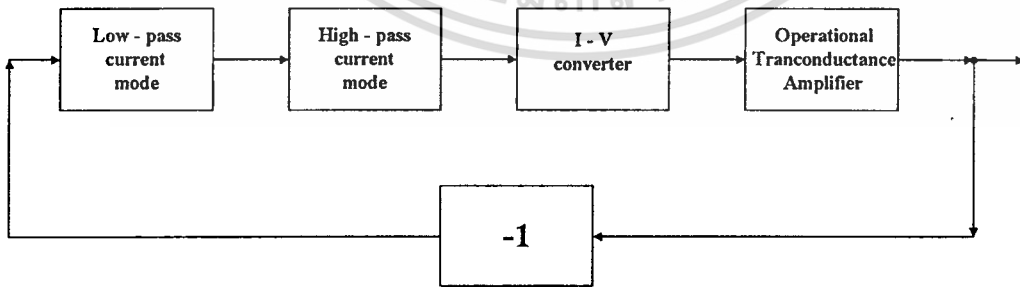


5.4 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณชายนแบบใหม่สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้

ผังรูปที่ 5.9

รูปที่ 5.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณชายนแบบใหม่



จากวงจรในรูปที่ 5.8 จะได้ว่า Q_1 ถึง Q_4 และ C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดยจะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$H_1(S) = \frac{1}{1 + 2S\tau_c C_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน Q_5 , Q_6 และ C_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน โดยจะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$H_2(S) = \frac{2Sr_e C_2}{1 + 2Sr_e C_2}$$

เมื่อสมมุติว่าค่า r_e ของไดโอดแต่ละตัวเท่ากัน

ถ้านำวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านมาต่อคาบเคทกันก็จะได้เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ (หัวข้อ 4.8) ซึ่งจะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเท่ากับผลคูณของค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั้งสอง ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$H_3(S) = \frac{2Sr_e C_2}{(1 + 2Sr_e C_1)(1 + 2Sr_e C_2)}$$

$$H_3(S) = \frac{2Sr_e C_2}{(4r_e^2 C_1 C_2)S^2 + 2Sr_e (C_1 + C_2) + 1} \quad (5.1)$$

ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (5.1) จะถูกนำมา ใช้พิจารณาหาค่าความถี่กึ่งกลาง (Center frequency) ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ

$$H_3(S) = \frac{S \left(\frac{2r_e C_2}{4r_e^2 C_1 C_2} \right)}{S^2 + S \left(\frac{2r_e (C_1 + C_2)}{4r_e^2 C_1 C_2} \right) + \left(\frac{1}{4r_e^2 C_1 C_2} \right)}$$

จากสูตรมาตรฐานสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบอันดับที่สอง

$$T(S) = \frac{SH}{S^2 + S \left(\frac{\omega_c}{Q} \right) + \omega_c^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้น

$$\omega_o^2 = \frac{1}{4r_e^2 C_1 C_2}$$

$$\omega_o = \frac{1}{2r_e \sqrt{C_1 C_2}} \quad (5.2)$$

เมื่อ ω_o คือค่าความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ

โดยทั่วไปเทอมของ r_e จะต้องคูณกับพารามิเตอร์ m (Hamilton and Howard) ดังที่กล่าวมาแล้ว
ในบทที่ 4

ฉะนั้น...

$$\omega_o = \frac{1}{2mr_e \sqrt{C_1 C_2}} \quad (5.3)$$

สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของกระแสได้เป็น

$$\omega_o = \frac{I}{2mV_T \sqrt{C_1 C_2}} \quad (5.4)$$

เมื่อ I เป็นกระแสไบอัสไดโอด และ V_T เป็นศักดาเทอร์มัลเท่ากับ kT/q

ถ้า $C_1 = C_2 = C$

ฉะนั้น

$$\omega_o = \frac{I}{2mV_T C} \quad (5.5)$$

และพบว่าอัตราขยายของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบที่ความถี่ ω_o จะมีค่า

$$gain|_{\omega_o} = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)}$$

และค่าอัตราขยายนี้จะเป็นอิสระกับค่าความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรกรองสัญญาณผ่านทั้งแถบ แล้วสัญญาณกระแสจะผ่านวงจรเปลี่ยนกระแสเป็น
 ศักดา (Current to voltage converter) โดยการใช้โอปแอมป์และ R_1 เป็นตัวเปลี่ยน จากนั้น
 สัญญาณในรูปของศักดาจะถูกขยายโดยวงจรขยายออปเปอเรชันเนลทรานสคอนดักแตนซ์ ซึ่ง
 จะทำหน้าที่ขยายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) คือป้อนสัญญาณในรูปของศักดาให้วงจรขยายค่า
 ทรานส์คอนดักแตนซ์แล้วจะได้สัญญาณที่จัดเป็นสัญญาณออกอยู่ในรูปของกระแส ดังนั้นถ้าเอา
 สัญญาณกระแสที่ป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ไปยังจุดสัญญาณเข้า ของวงจรกรอง
 สัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบด้วยค่าป้อนกลับที่เหมาะสมก็จะทำให้เกิดการออสซิลเลต และ
 ความถี่ของการออสซิลเลต จะถูกควบคุมโดยค่ากระแสไบอัส (I)

สำหรับวงจรขยายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะมีอัตราการขยาย ซึ่งจะสามารถคำนวณได้
 เนื่องจาก Q_{11} และ Q_{12} เป็นวงจรขยายผลต่างของสัญญาณ

ฉะนั้น

$$V_{in} = [kT/q] \ln (I_{12} / I_{11})$$

เมื่อ V_{in} เป็นค่าความแตกต่างของศักดาที่ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ Q_{11} และ Q_{12}
 $[kT/q]$ เป็นค่าศักดาเทอร์มิคมีค่าประมาณ 26 mV ที่ 27 °C

I_{11} และ I_{12} เป็นค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ Q_{11} และ Q_{12} ตามลำดับ

ทรานซิสเตอร์ Q_8 , Q_9 และ Q_{10} เป็นวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) ซึ่งจะทำให้

$$I_{11} + I_{12} = I_{ABC}$$

โดยที่ I_{ABC} เป็นค่ากระแสไบอัสวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier bias current)

สำหรับกรณีที่ค่าศักดาจุดสัญญาณเข้า (ของ Q_{11} , Q_{12}) มีความแตกต่างกันน้อย จะทำให้
 ค่าอัตราส่วนของ I_{11} และ I_{12} เข้าใกล้ 1 โดยอาศัยการกระจายอนุกรมแบบ Taylor ของค่า \ln จึง
 ทำให้ประมาณได้ว่า

$$(kT/q) \ln (I_{12} / I_{11}) = (kT/q) \{ (I_{12} - I_{11}) / I_{11} \}$$

$$I_{12} = I_{11} = I_{ABC} / 2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in}(I_{ABC} q/2kT) = I_{12} - I_{11}$$

ค่ากระแส I_{12} และ I_{11} หักล้างกันได้เท่ากับ I_{out}

$$V_{in}(I_{ABC} q/2kT) = I_{out}$$

$$I_{out} / V_{in} = (I_{ABC} q/2kT) \quad (5.6)$$

ซึ่งเป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และพบต่อไปว่า ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ I_{ABC} และ I_{ABC} ก็ถูกควบคุมโดยค่าความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ (R_4) นั่นคือ I_{out} จะเป็นค่ากระแสป้องกันกลับที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลต

5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

วงจรที่ใช้ในการทดลองจะใช้วงจรตามรูปที่ 5.8 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ใช้เป็นแบบดิสครีทโดยใช้ทรานซิสเตอร์อะเรียในไอซี LM 3046 ส่วน Q_5 และ Q_6 ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดชิปเปอร์เมทแพร์ซึ่งมีอยู่ในไอซี LM 394H และ Q_7 ใช้ทรานซิสเตอร์ดิสครีทแบบธรรมดาสำหรับออปแอมป์ ใช้ LF351 ส่วนวงจรมายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะมีอยู่แล้วในไอซี LM 13600 ซึ่งใน LM 13600 จะมีวงจรมายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์อยู่สองวงจรแต่จะใช้เพียงวงจรเดียว และวงจรมายค่า offset current น้อยมาก

สำหรับค่า R_1 ซึ่งเป็นค่าความต้านทานที่ใช้เปลี่ยนสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณศักดานั้น ใช้ $R = 1 \text{ k}\Omega$ สุดท้ายคือ ค่า C_1 และ C_2 นั้น ใช้เท่ากันคือ $0.47 \mu\text{F}$

5.6 ผลการทดลอง

รูปที่ 5.10 แสดงกราฟระหว่างค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่ ซึ่งจะพบว่าค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่จะเป็นเชิงเส้นกัน แต่ค่ากระแสควบคุมที่เกินกว่า 5 mA โดยประมาณแล้วกราฟจะไม่เป็นเชิงเส้นต่อกัน ทั้งนี้อาจจะเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานของผิวสัมผัส (Contact resistance) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำเป็นไดโอดจะเข้ามามีอิทธิพลกับค่า r_c ของทรานซิสเตอร์ เพราะว่าที่กระแสสูงๆ r_c จะมีค่าน้อย และจะมีค่ามากที่กระแสต่ำๆ เช่น r_c ที่ 5 mA จะมีค่าต่ำกว่าการคำนวณไว้จริงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ 5.2Ω แต่ถ้าค่าความต้านทานของฉนวนสัมผัสเป็น 1Ω หรือ 2Ω ก็จะมีผลมาก เช่นกันค่า r_c ที่ $10A$ จะมีค่าประมาณ $2.6 k\Omega$ ซึ่งสูงทำให้ค่าความต้านทานของฉนวนสัมผัสเพียง 1Ω หรือ 2Ω ไม่มีผลกับวงจร อย่างไรก็ตามค่าความต้านทานของฉนวนสัมผัสสามารถแก้ไขได้เมื่อทำเป็นวงจรเดียวอยู่ในไอซี ซึ่งค่าความต้านทานของฉนวนสัมผัสจะมีค่าน้อยมาก ๆ หรืออาจจะเป็นผลมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอด ซึ่งปกติโดยทั่วไปแล้วพารามิเตอร์ m ในสมการ (5.3) และ (5.4) ควรจะต้องเป็น 1 แต่ยอมให้มีค่าได้ระหว่าง 1 ถึง 2 (Hamilton and Howard) และในการทดลองนี้ก็พบว่า m มีค่าประมาณ เท่ากับ 1.052 ซึ่งจะทำให้ได้ว่าค่าความถี่ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.5) จะเท่ากับค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณ คู่กับค่า m

จากรูปที่ 5.10 พบว่าสามารถเปลี่ยนค่ากระแสควบคุมไปได้ประมาณ 10^4 เท่า ทำให้ได้ช่วงกว้างไดนามิก (Dynamic range) ค่อนข้างจะกว้างมาก ซึ่งพอๆกับของ Doorenbosch

ในรูปที่ 5.11 แสดงการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณชาแนลที่สร้างขึ้นมา โดยทำการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนที่ค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ และทำการวัดโดยให้ขนาดของสัญญาณชาแนลมีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่ที่ทำการวัด

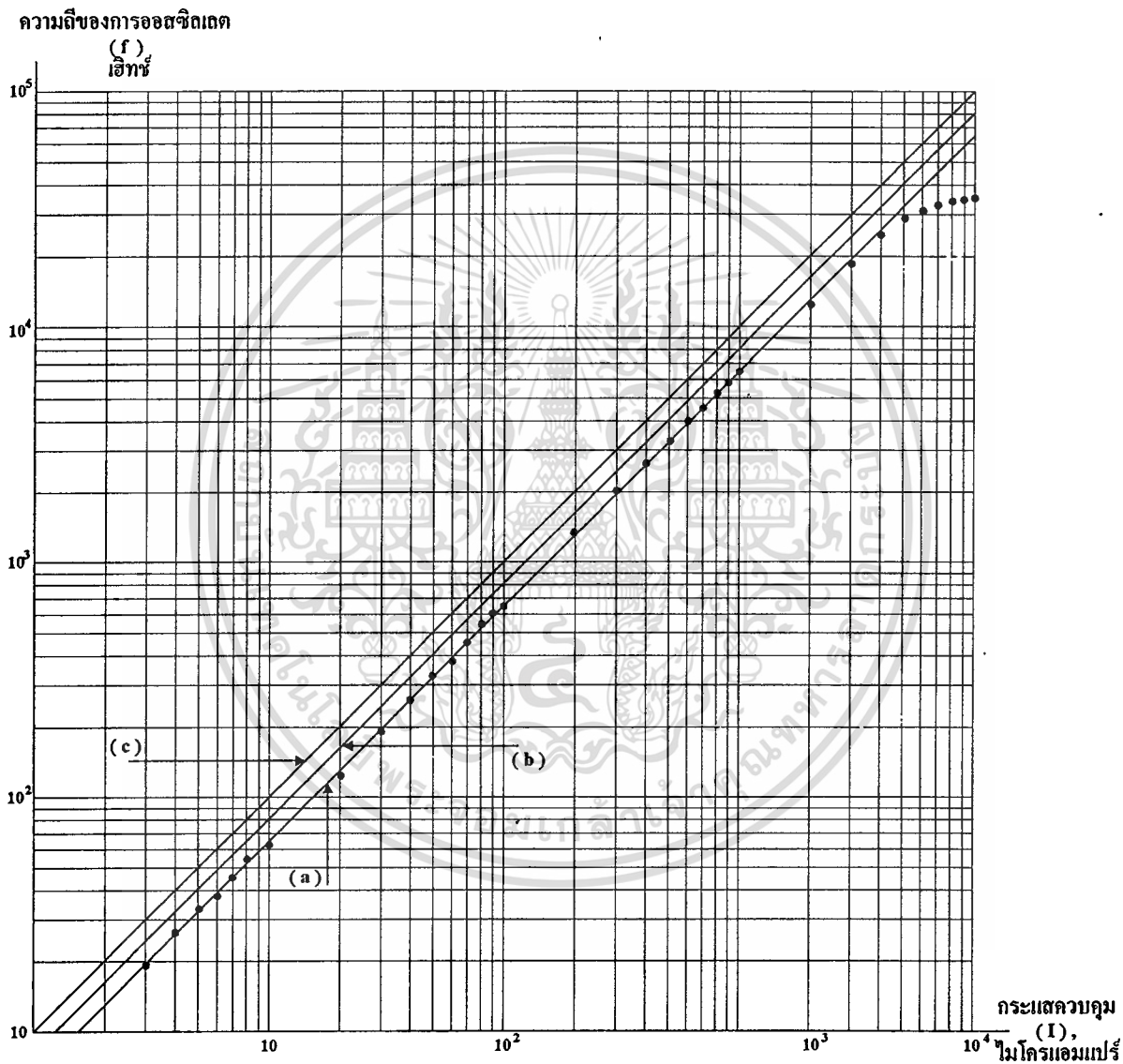
ส่วนรูปที่ 5.12 แสดงการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณชาแนล แต่ทำการวัดในขณะที่เปลี่ยนแปลงค่าขนาดของสัญญาณชาแนลไปเรื่อยๆ โดยให้ความถี่ของสัญญาณชาแนลมีค่าคงที่ตลอดช่วงขนาดของสัญญาณชาแนลที่ทำการวัด

5.7 บทสรุป

จะเห็นได้ว่าสามารถสร้างวงจรสร้างสัญญาณชาแนลที่ทำเป็นไอซี และเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณได้โดยการเปลี่ยนกระแสควบคุม

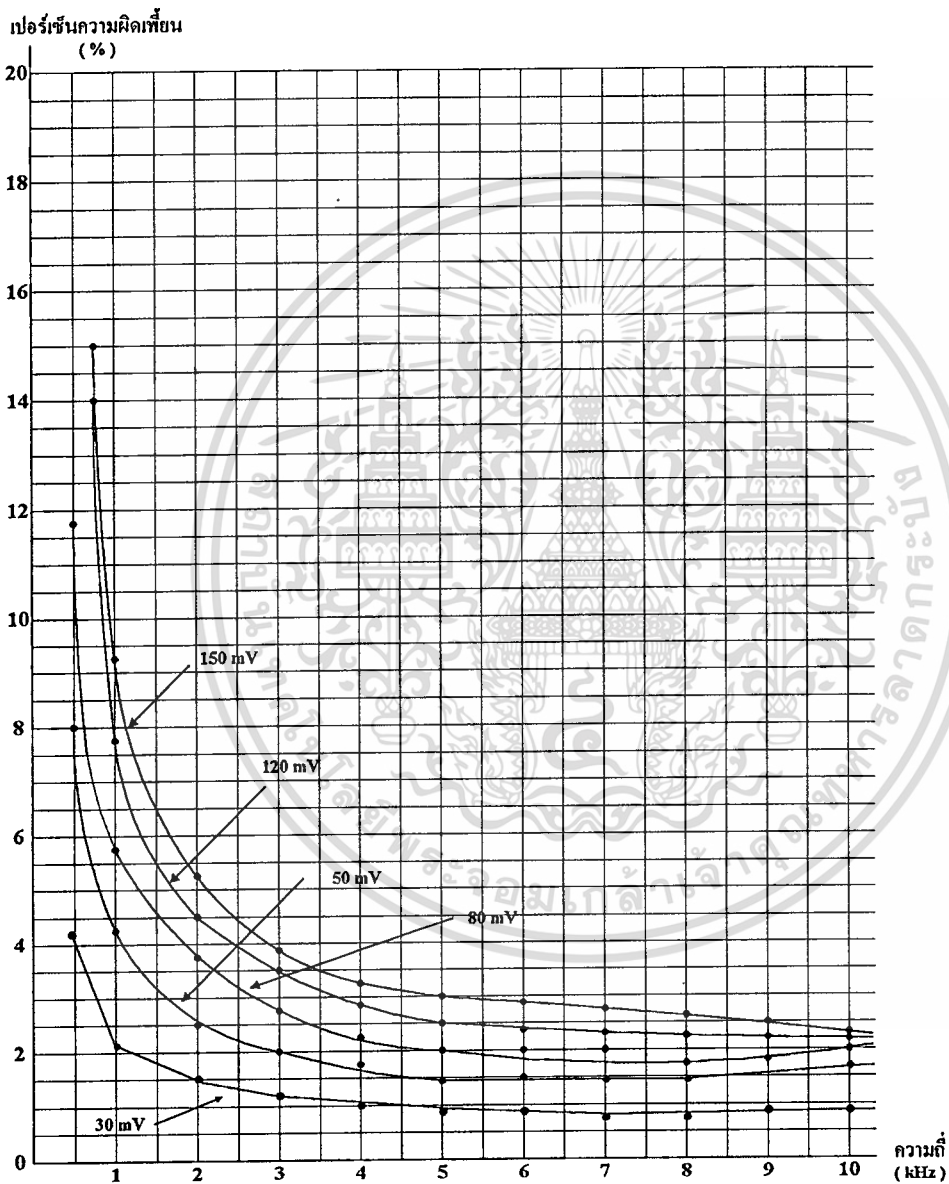
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสความคุมกับความถี่ของการออซซิลเลต

- (a) ความถี่ที่วัดจากวงจรที่ใช้ในการทดลอง
- (b) ความถี่ที่คำนวณจากทฤษฎีหรือความถี่ที่ได้จากการทดลองคูณกับค่า m
- (c) ความถี่ที่ทำการ normalise แล้ว



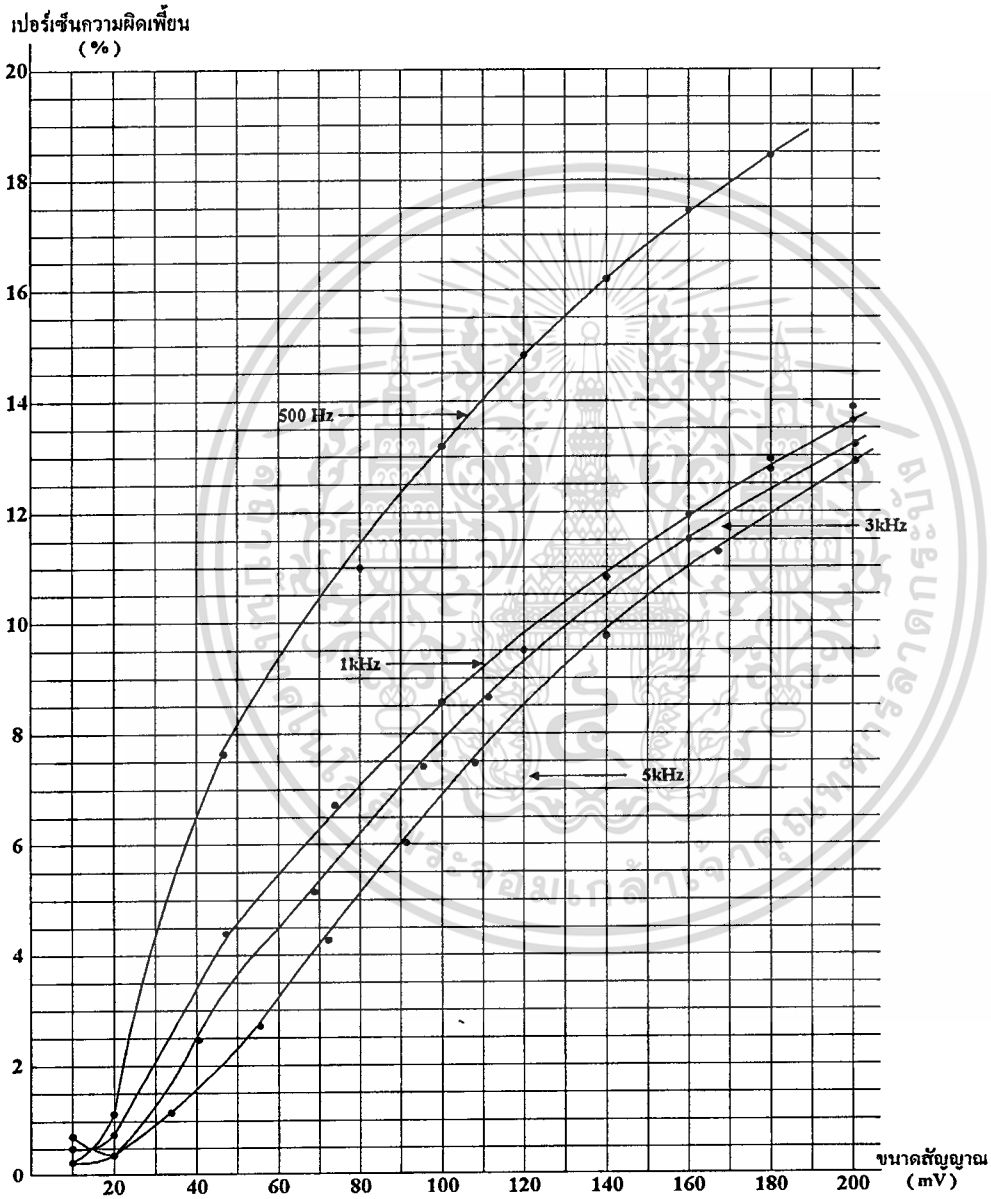
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกับความถี่เมื่อขนาดสัญญาณคงที่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกับขนาดของสัญญาณเมื่อความถี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลและแนะแนวทางการพัฒนา

6.1 สรุปผลการวิจัย

6.1.1 วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านปรับความถี่คัตออฟโดย กระแสที่ทำเป็นวงจรไอซี

วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่านที่ทำเป็นวงจร ไอซีดังรูปที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ โดยที่วงจรทั้งสองนี้สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟให้เป็นเท่าไรก็ได้โดย จะให้เป็นเชิงเส้นกับกระแสควบคุมหรือจะเป็นส่วนผกผันกับกระแสควบคุมก็ได้ดังรูปที่ 4.6, 4.7, 4.8 และ 4.9 พร้อมกันนั้นก็ได้อีกไปปรับปรุงวงจรเพื่อไม่ให้ความถี่คัตออฟขึ้นอยู่กับอุณหภูมิดังรูปที่ 4.10

สำหรับการนำไปใช้งานของวงจรกรองสัญญาณทั้งสองชนิดนี้เช่นในการสื่อสาร เนื่องจาก บางครั้งส่งสัญญาณไปแล้วเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณด้านขนาดและถ้าสัญญาณนี้จะต้องผ่านวงจรกรองสัญญาณก็จะทำการกรองสัญญาณผิดพลาด จึงจำเป็นในบางครั้งต้องรักษาจุดความถี่คัตออฟเอาไว้ที่จุดเดิมก็ทำได้โดยง่ายในการปรับกระแสในแอสควมของวงจรกรองสัญญาณชนิดนี้ที่ใส่เข้าไป

การออกแบบนี้เป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านและชนิดความถี่สูงผ่าน ฉะนั้นถ้านำวงจรทั้งสองมาต่อแบบคาบเคดเข้าด้วยกัน ก็จะได้ว่าค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรใหม่เท่ากับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของสองวงจรเก่าคูณกัน ซึ่งจะกลายเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ (Band-pass) ซึ่งจะสามารถปรับความถี่คัตออฟที่ช่วงต่ำและช่วงสูงได้ (Lower and Upper cut off) ซึ่งได้นำมาใช้ในหัวข้อถัดไป

6.1.2 วงจรสร้างสัญญาณชายนท์ที่ทำเป็นไอซี

วงจรสร้างสัญญาณชายนท์แบบใหม่ที่ทำเป็นไอซีได้ดังรูปที่ 5.8 ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณได้โดยการเปลี่ยนกระแสควบคุม

รูปที่ 5.10 แสดงกราฟระหว่างค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่ ซึ่งจะพบว่าค่ากระแสควบคุมกับค่าความถี่จะเป็นเชิงเส้นกัน แต่ค่ากระแสควบคุมที่เกินกว่า 5mA โดยประมาณแล้วกราฟจะไม่เป็นเชิงเส้นต่อกัน ทั้งนี้อาจจะเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานของผิวสัมผัส (Contact resistance) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำเป็นไดโอดจะเข้ามามีอิทธิพลกับค่า r_c ของทรานซิสเตอร์ เพราะว่าที่กระแสสูง ๆ r_c จะมีค่าน้อย และจะมีค่ามากที่กระแสต่ำๆ เช่น r_c ที่ 5mA จะมีค่าประมาณ 5.2 Ω แต่ถ้าค่าความต้านทานของผิวสัมผัสเป็น 1 Ω หรือ 2 Ω ก็จะมีผลมาก เช่นกันค่า r_c ที่ 10A จะมีค่าประมาณ 2.6 k Ω ซึ่งสูงทำให้ค่าความต้านทานของผิวสัมผัสเพียง 1 Ω หรือ 2 Ω ไม่มีผลกับวงจร อย่างไรก็ตามค่าความต้านทานของผิวสัมผัสสามารถแก้ไขได้เมื่อทำเป็นวงจรเดี่ยวอยู่ในไอซี ซึ่งค่าความต้านทานของผิวสัมผัสจะมีค่าน้อยมาก ๆ หรืออาจจะเป็นผลมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอด ซึ่งปกติโดยทั่วไปแล้วพารามิเตอร์ m ในสมการ (5.3) และ (5.4) ควรจะต้องเป็น 1 แต่ยอมให้มีค่าได้ระหว่าง 1 ถึง 2 (Hamilton and Howard) และในการทดลองนี้ก็พบว่า m มีค่าประมาณ เท่ากับ 1.052 ซึ่งจะทำให้ค่าความถี่ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.5) จะเท่ากับค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณ คูณกับค่า m

จากรูปที่ 5.10 พบว่าสามารถเปลี่ยนค่ากระแสควบคุมไปได้ประมาณ 10^4 เท่า ทำให้ได้ช่วงกว้างไดนามิก (Dynamic range) ค่อนข้างจะกว้างมาก ซึ่งพอๆกับของ Doorenbosch

ในรูปที่ 5.11 แสดงการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณชายนท์ที่สร้างขึ้นมา โดยทำการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนที่ค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ และทำการวัด โดยให้ขนาดของสัญญาณชายนท์มีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่ที่ทำการวัด

ส่วนรูปที่ 5.12 แสดงการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณชายนท์ แต่ทำการวัดในขณะที่เปลี่ยนแปลงค่าขนาดของสัญญาณชายนท์ไปเรื่อยๆ โดยให้ความถี่ของสัญญาณชายนท์มีค่าคงที่ตลอดช่วงขนาดของสัญญาณชายนท์ที่ทำการวัด

บรรณานุกรม

- [1] F. Doorenbosch, "An integrated wide-tunable sine oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuit*, vol.SC-11, no.3, pp.401-403, 1976.
- [2] W. A. Evans, "Accurate sine-function synthesis," *Prof. of IEE, Electronics Circuits and System*, vol.2, no.3, pp.75-78, May 1978.
- [3] W. A. Evan and M.S. Towers, "Hybrid technique in waveform generation and synthesis," *Proc. IEE, Pt.G*, vol.127, no.3, pp.119-128, June, 1980.
- [4] R. G. Meyer and W.M.C, S. Lui and S. Peeters, "The differential pair as a triangle-sine wave converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-11, no.3, pp.418-420, 1976.
- [5] F.V.J. Sleenckx and W.M.C. Sansen, "Wide-range monolithic bipolar JFETCCO," *Electron. Letts.*, vol.14, no.8, pp.259-261, April, 1978.
- [6] Robert J. Widlar, "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-4, pp. 184-191, Aug 1969.



ภาคผนวก

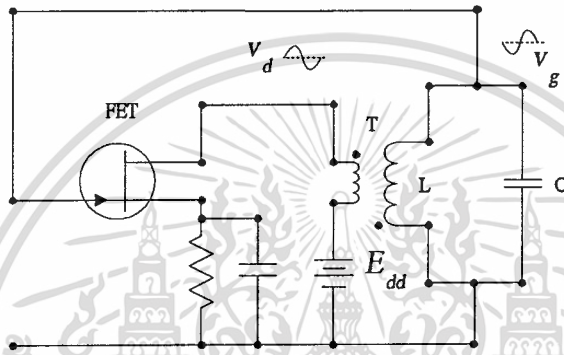
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

1 ข้อกำหนดของการเกิดออสซิลเลท

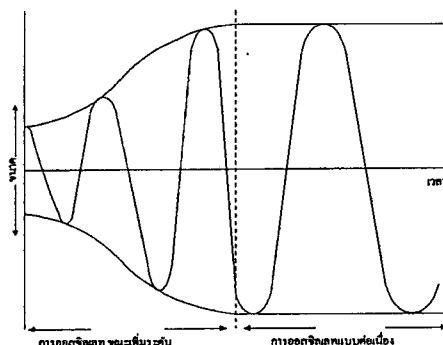
1.1 กรณีของอุปกรณ์ที่ทำงานในลักษณะของคัทคา

รูปที่ ก.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกท $f_0 = [1 / 2\pi\sqrt{LC}]$



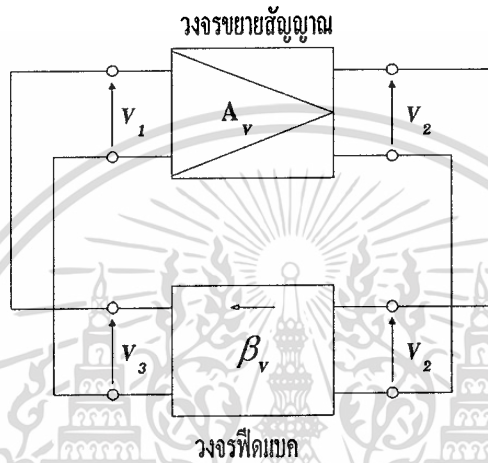
จากรูปที่ ก.1 เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจร จะทำให้เกิดการกระชากของคัทคาขึ้นส่งผลให้เกิดกระแสออสซิลเลทอ่อนๆขึ้นในวงจร LC และเกิดคัทคา v_g ขึ้นด้วย ค่าคัทคา v_g จะถูกขยายโดยเฟท ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดปฐมภูมิของทรานฟอเมอร์มีค่าเป็น v_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น v_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานป้อนไปที่วงจรเกิดออสซิลเลทได้ ขนาดของการออสซิลเลทจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ ก.2 และ การออสซิลเลทในลักษณะแรกนี้เรียกว่า การออสซิลเลทเริ่มแรก หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้ เรียกว่า การออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง

รูปที่ ก.2 การออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง



สำหรับศักดาสัญญาณออก v_2 จะถูกคัปปลิ่งมาโดยทรานฟอเมอร์ T กลายเป็นศักดา v_3 ป้อนไปยังด้านสัญญาณเข้าแบบบวก วงจรออสซิลเลเตอร์ในลักษณะแบบนี้เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาศัยการป้อนกลับ รูปแบบของวงจรโดยทั่วไป จะเป็นดังรูปที่ ก.3

รูปที่ ก.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาศัยการป้อนกลับ



ตามรูปที่ ก.3 เมื่ออัตราขยายศักดาสัญญาณมีค่าเป็น A_v และศักดาของการป้อนกลับของวงจรป้อนกลับมีค่าเป็น β_v แล้วจะได้ว่า

$$A_v = [v_2 / v_1] \quad (ก.1)$$

$$\beta_v = [v_3 / v_2] \quad (ก.2)$$

ถ้า $v_1 < v_3$ การออสซิลเลทจะเริ่มเกิดขึ้น และผลคูณของ A_v กับ β_v จะเป็น

$$A_v \beta_v = [v_3 / v_1] > 1 \quad (ก.3)$$

สมการที่ (ก.3) เรียกว่าข้อกำหนดของการเกิดการออสซิลเลท เมื่อขนาดของการออสซิลเลทมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งจุดสัญญาณออกของวงจรขยายสัญญาณเข้าสู่สภาวะของการอิ่มตัว ทำให้ค่า A_v ลดลง ยังผลให้ข้อกำหนดต่อไปนี้เกิดขึ้น

$$A_v \beta_v = 1 \quad (ก.4)$$

เมื่อเกิดการออสซิลเลทแบบต่อเนื่องแล้ว ขนาดของสัญญาณที่ได้จะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการที่ (ก.4) จึงเรียกว่าข้อกำหนดของการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง เนื่องจากค่าของ A_v และ β_v จะเป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน ค่าตอบที่ได้จึงมีสองคำตอบคือ ส่วนที่เป็นจำนวนจริง : $R_c (A_v \beta_v)$ และอีกส่วนหนึ่งเป็นจำนวนจินตภาพ : $I_m (A_v \beta_v)$ แสดงได้ดังนี้

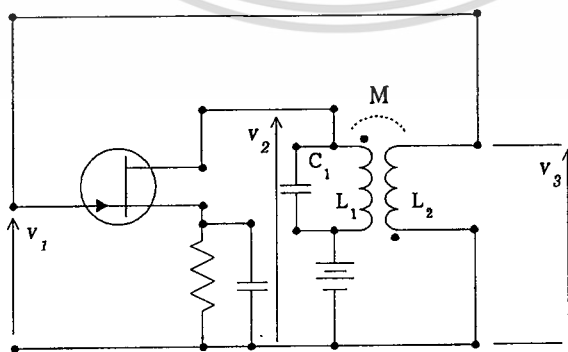
$$R_c (A_v \beta_v) = 1 \quad (\text{ข้อกำหนดของขนาดคักดา}) \quad (ก.5)$$

$$I_m (A_v \beta_v) = 0 \quad (\text{ข้อกำหนดของความถี่}) \quad (ก.6)$$

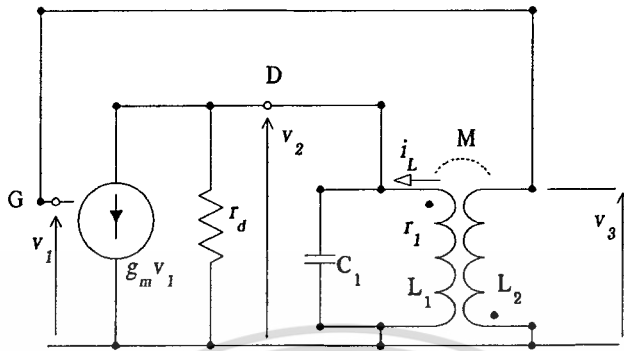
สมการที่ (ก.5) เรียกว่า ข้อกำหนดของขนาดคักดาสัญญาณ ซึ่งใช้ค่าของ A_v และ β_v ที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง ส่วนสมการ (ก.6) เรียกว่า ข้อกำหนดของความถี่สัญญาณ ซึ่งจะใช้หาค่าความถี่ที่ได้จากวงจร

ในการหาค่าข้อกำหนดของการเกิดการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่เดรนตามรูปที่ ก.4 สามารถเขียนวงจรทดเทียมได้ดังรูปที่ ก.5

รูปที่ ก.4 แสดงวงจรของออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่ที่เดรน



รูปที่ ก.5 แสดงวงจรที่ตัดเทียมนของรูปที่ ก.4



ตามรูปที่ ก.5 ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดให้มีค่าเป็น Z จะหาได้ว่า

$$v_2 = -g_m v_1 [r_d Z / r_d + Z]$$

$$A_v = [v_2 / v_1] = -g_m [r_d Z / r_d + Z] = -\mu Z / (r_d + Z) \quad (\text{ก.7})$$

เพราะว่า เมื่อเกิดการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง $v_1 = v_3$ ดังนั้นสมการที่ (ก.4) ค่า β_v จะเป็น

$$\beta_v = 1 / A_v = -[r_d + Z] / [g_m r_d Z] = -[(1/g_m Z) + (1/\omega)] \quad (\text{ก.8})$$

สมการที่ (ก.8) เรียกว่า “การอธิบายข้อกำหนดของการออสซิลเลตของบาร์เฮาเซน (Barkhausen's Oscillation condition expression)

จากรูปที่ (ก.5) ถ้า i_L เป็นกระแสที่ไหลผ่าน L_1 แล้ว

$$v_2 = -(r_1 + j\omega L_1) i_L$$

เมื่อค่า r_1 เป็นความต้านทานไฟตรงของ L_1

เนื่องจาก $v_3 = j\omega M i_L$

ผลจะได้ว่า

$$\beta_v = [v_3 / v_2] = -[j\omega M / (r_1 + j\omega L_1)] \quad (\text{ก.9})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ก.4) ด้วยสมการที่ (ก.7) และ (ก.9) ค่า $A_v \beta_v$ จะเป็น

$$\begin{aligned} A_v \beta_v &= j\omega M g_m r_d Z / [(r_d + Z) (r_1 + j\omega L_1)] \\ &= j\omega M g_m r_d / \{ [(r_d/Z) + 1] [r_1 + j\omega L_1] \} = 1 \end{aligned} \quad (\text{ก.10})$$

เพราะว่าค่า $1/Z$ มีค่าเป็น

$$[1/Z] = j\omega C_1 + [1/(r_1 + j\omega L_1)] \quad (\text{ก.11})$$

ดังนั้นสมการที่ (ก.10) จะเป็น

$$A_v \beta_v = [j\omega M g_m r_d / \{ r_d [j\omega C_1 + (1/(r_1 + j\omega L_1))] + 1 \} (r_1 + j\omega L_1)] = 1$$

เพื่อความสะดวก กลับเศษส่วนของสมการบนและจัดเทอมใหม่จะได้ว่า

$$[(C r_d r_1 + L_1) / M g_m r_d] - j [(r_d + r_1 - r_d \omega L_1 C_1) / \omega M g_m r_d] = 1 \quad (\text{ก.12})$$

ตามสมการที่ (ก.12) จะเห็นว่าส่วนจำนวนจริงต้องมีค่าเป็น 1 และ ส่วนจินตภาพต้องมีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะได้ว่า

$$[(C r_d r_1 + L_1) / M g_m r_d] = 1 \quad (\text{ข้อกำหนดของศักดาสัญญาณ}) \quad (\text{ก.13})$$

$$r_d + r_1 - \omega r_d L_1 C_1 = 0 \quad (\text{ข้อกำหนดของความถี่สัญญาณ}) \quad (\text{ก.14})$$

จากสมการที่ (ก.14) จะได้ว่า

$$\omega = \{ [1 + (r_1/r_d)] / L_1 C_1 \} = \{ [1 + (r_1/r_d)] / L_1 C_1 \} \quad (\text{ก.15})$$

นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่ได้จากการออสซิลเลท จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = [1 / (2\pi \times \sqrt{L_1 C_1})] [1 + (r_1 / r_d)]$$

โดยทั่วไป $r_1 \ll r_d$ เสมอ ดังนั้นค่า r_1 / r_d สามารถตัดทิ้งไปได้

$$f = [1 / 2\pi \times \sqrt{L_1 C_1}] \quad (ก.16)$$

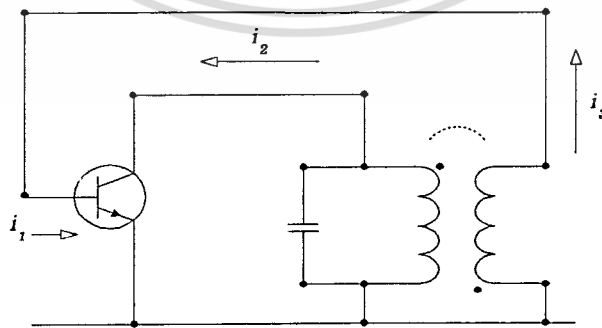
จากสมการที่ (ก.13) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} g_m &= \{ [C_1 r_1 + (L_1 / r_d)] / M \} \\ &= (L_1 / M) [(C_1 r_1 / L_1) + (1 / r_d)] \\ &= (L_1 / M) [(1 / R_0) + (1 / r_d)] \end{aligned} \quad (ก.17)$$

1.2 กรณีของอุปกรณ์ที่ทำงานในลักษณะของกระแส (ทรานซิสเตอร์)

สำหรับในกรณีทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานในลักษณะของกระแส การป้อนกลับมาจากด้านสัญญาณเข้าจะต้องอยู่ในรูปของกระแสเช่นกัน รูปแบบการทำงานของวงจรจะเป็นวงจรขยายสัญญาณในลักษณะกระแสดังรูปที่ ก.6

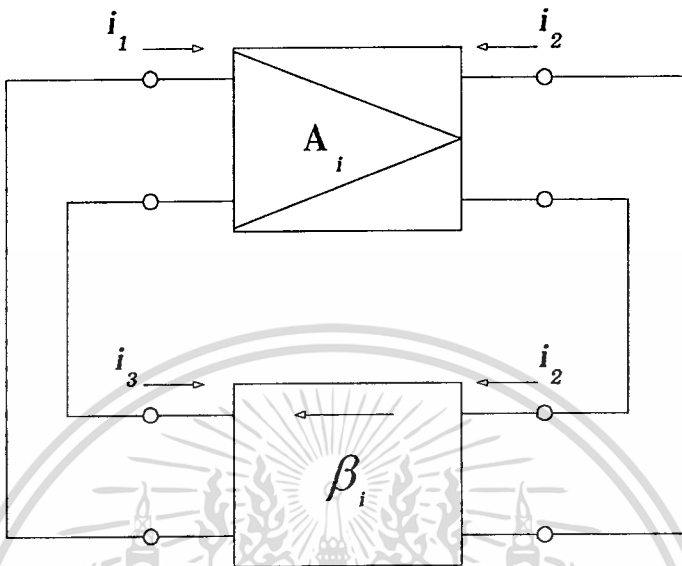
รูปที่ ก.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกสัญญาณที่คอลเลกเตอร์



รูปที่ (ก.6) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกสัญญาณที่คอลเลกเตอร์ ซึ่งสามารถเขียน โครงสร้างของวงจร ได้ดังรูปที่ (ก.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ก.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการป้อนกลับ (กรณีของทรานซิสเตอร์)



จากรูปที่ ก.7 ค่า A_i และ β_i จะเป็น

$$A_i = [i_2 / i_1] \quad (\text{ก.18})$$

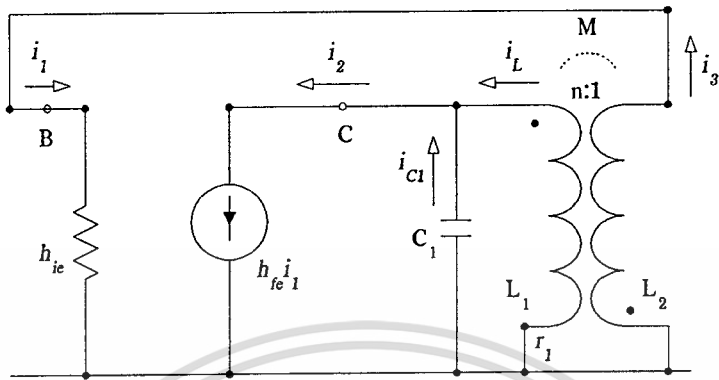
$$\beta_i = [i_3 / i_2] \quad (\text{ก.19})$$

การออสซิลเลทจะเริ่มเกิดขึ้นเมื่อ $i_1 < i_3$ และที่ $i_1 = i_3$ การออสซิลเลทจะเริ่มมีค่าคงที่
ดังนั้น

$$A_i \beta_i = [i_3 / i_1] > 1 \quad (\text{ข้อกำหนดของการเริ่มออสซิลเลท}) \quad (\text{ก.20})$$

$$A_i \beta_i = [i_3 / i_2] = 1 \quad (\text{ข้อกำหนดของการเริ่มออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง}) \quad (\text{ก.21})$$

รูปที่ ก.8 แสดงวงจรตัดเทียบของวงจรในรูปที่ ก.7



พิจารณาจากรูป ก.8 จะคล้ายกับว่าวงจรมีลักษณะคล้ายกับของเฟท การคำนวณวงจรต้องระมัดระวังเกี่ยวกับค่าของ M ในวงจรนี้ด้านขดทุติยภูมิจะไม่เปิดวงจร ดังนั้นค่ากระแส จึงไหลผ่านขดทุติยภูมิ ทำให้เกิดผลกระทบต่อทางด้านขดทุติยภูมิ อาศัยกฎของเกอรัชฮอฟ จะได้สมการดังนี้

$$i_2 = i_{c1} + i_L$$

$$(i_{c1} / j\omega C_1) = [(j\omega L_1 + r_1) i_L - (j\omega M i_3)] \quad (ก.22)$$

$$i_3 = [(j\omega M i_L) / (j\omega L_2 + h_{fe})]$$

จากสมการที่ได้สามารถหาผลของความสัมพันธ์ต่อไปได้ว่า

$$(i_2 / j\omega C_1) = [\{ (j\omega L_1 + 1/j\omega C_1) + r_1 \} \{ (j\omega L_2 + h_{fe}) / j\omega M \} - (j\omega M)] i_3$$

$$\beta_1 = [i_3 / i_2] = \omega M / \{ (j\omega^2 L_1 C_1 - j + \omega C_1 r_1) (j\omega L_2 + h_{fe}) + \omega^3 M^2 C_1 \} \quad (ก.23)$$

เนื่องจาก $A_1 = [i_2 / i_1] = h_{fe}$ ดังนั้นข้อกำหนดของการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องจะเป็น

$$A_1 \beta_1 = h_{fe} \omega M / \{ \omega^2 L_2 (1 - \omega^2 L_1 C_1) + C_1 r_1 h_{fe} \} + j \{ \omega^2 C_1 L_2 r_1 + (\omega^2 L_1 C_1 - 1) h_{fe} \} = 1 \quad (ก.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.24) จะได้ว่า

$$\omega^2 C_1 L_2 r_1 + (\omega^2 L_1 C_1 - 1) h_{ic} = 0 \quad (\text{ก.25})$$

$$h_{ic} M = L_2 (1 - \omega^2 L_1 C_1) + C_1 r_1 h_{ic} + \omega^2 M^2 C_1 \quad (\text{ก.26})$$

สมการที่ (ก.25) แสดงข้อกำหนดของความถี่สัญญาณ ส่วนสมการที่ (ก.26) แสดงข้อกำหนดของขนาดค้ำคาศัญญาณ จากสมการที่ (ก.25) จะได้ว่า

$$\omega^2 = [1 / L_1 C_1 \{ 1 + (L_2 r_1 / L_1 h_{ic}) \}] \quad (\text{ก.27})$$

เพราะว่าค่า r_1 เป็นความต้านทานของขดลวด ซึ่งจะต้องมีค่า $r_1 \ll h_{ic}$, และวงจรถ้าจะมีค่า Q ทางด้านปฏิบัติที่ทำให้ $L_2 \ll L_1$ เป็นจริง ผลที่ตามมาคือ $L_2 r_1 \ll L_1 h_{ic}$ จะเป็นจริง ดังนั้นสมการที่ (ก.27) จะกลายเป็น

$$\omega^2 = 1 / \sqrt{L_1 C_1} \quad (\text{ก.28})$$

หรือ

$$f = [1 / 2\pi \times \sqrt{L_1 C_1}] \quad (\text{ก.29})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.26) ด้วยสมการที่ (ก.28) ค่า จะเป็น

$$h_{ic} = [(C_1 r_1 h_{ic} / M) + (M / L_1)] \quad (\text{ก.30})$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดถ่วง R_0 ของวงจรถ้าขณะที่ไม่มีการโหลด ($i_s = 0$) มีค่าเป็น $L_1 / C_1 r_1$ ดังนั้น h_{ic} จะเป็น

$$h_{ic} = [(L_1 h_{ic} / M R_0) + (M / L_1)] \quad (\text{ก.31})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัมประสิทธิ์ของทรานพอเมอร์ k ถือได้ว่าเป็นค่าประมาณ 1
อัตราส่วนของจำนวนขดลวดจะมีค่าเป็น $n = L_1 / M$ นั่นคือ

$$h_{fc} = [(nh_{ic} / R_0) + (1/n)] \quad (\text{ก.32})$$

สมการที่ (ก.32) แสดง “สถานะวิกฤตของการออสซิลเลท” หรือกล่าวได้ว่าเป็นสถานะที่
วงจรถึงจุดที่อยู่ ระหว่างจะออสซิลเลทต่อไป หรือ จะหยุดนั่นเอง ดังนั้นที่จุดนี้จะไม่ใช่จุดที่เป็น
สถานะของการออสซิลเลทอย่างแท้จริง ดังนั้น ค่า h_{fc} ของวงจรจะต้องมีค่ามากกว่าสมการที่
(ก.32)

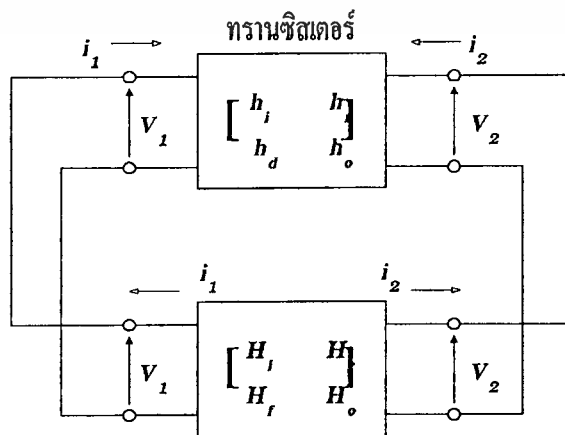
นอกจากนี้แล้วเพื่อที่จะรักษาให้ความถี่และขนาดของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเล
เตอร์มีเสถียรภาพดี ค่า Q (loaded Q) ของวงจรกำทร จะต้องทำให้มีค่าสูง นั่นคือ อัตราส่วน
ระหว่างรอบของขดลวด จะต้องมีค่ามาก ขณะเดียวกันขดลวด L_1 มักจะเป็นแบบแท่งปกลาง เพื่อ
ต่อเข้ากับขาของคอลเลคเตอร์

นอกจากข้อกำหนดของการเกิดออสซิลเลททั้ง 2 แบบนี้แล้วยังจะต้องพิจารณาองค์ประกอบต่อไปนี้
ด้วย

ก. การประกอบกันขององค์ประกอบแบบเอช

ในกรณีของทรานซิสเตอร์ องค์ประกอบแบบเอชจะถูกนำมาใช้บ่อยๆ ในย่านความถี่ต่ำ
โครงสร้างของวิธีนี้อธิบายได้ดังรูปที่ ก.9

รูปที่ ก.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อธิบายโดยใช้องค์ประกอบแบบเอช



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ ก.9 องค์ประกอบที่ใช้เกี่ยวกับทรานซิสเตอร์ ใช้แทนด้วยอักษรตัวเล็ก (h) ส่วนองค์ประกอบที่ใช้เกี่ยวกับการป้อนกลับใช้แทนด้วยอักษรตัวใหญ่ (H) จากนิยามขององค์ประกอบจะ ได้สมการของทรานซิสเตอร์ดังต่อไปนี้

$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \quad (\text{ก.33})$$

$$i_2 = h_o i_1 + h_o v_2 \quad (\text{ก.34})$$

และสำหรับวงจรป้อนกลับจะได้สมการดังนี้

$$v_1 = H_i (-i_1) + H_r v_2 \quad (\text{ก.35})$$

$$-i_2 = H_r (-i_1) + H_o v_2 \quad (\text{ก.36})$$

เมื่อนำสมการที่ (ก.35) ลบกับสมการที่ (ก.33) และสมการที่ (ก.36) บวกกับสมการที่ (ก.34) ผลจะได้เป็น

$$0 = (h_i + H_i) i_1 + (h_r - H_r) v_2 \quad (\text{ก.37})$$

$$0 = (h_r + H_r) i_1 + (h_o - H_o) v_2 \quad (\text{ก.38})$$

คำตอบของสมการดังกล่าวจะเป็น

$$\begin{vmatrix} 0 & (h_r - H_r) \\ 0 & (h_o - H_o) \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{ก.39})$$

$$i_1 = \frac{\dots}{\Delta} = \dots \text{ไม่เท่ากับ } (\neq 0)$$

เมื่อ Δ เป็นค่าดีเทอร์มิแนนต์ของสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (ก.37) และสมการที่ (ก.38) ในสมการที่ (ก.39) ค่า i_1 จะต้องไม่เป็นศูนย์ และมีค่าแน่นอนเมื่อเกิดออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง ดังนั้นค่า Δ จะเป็นศูนย์เท่านั้น

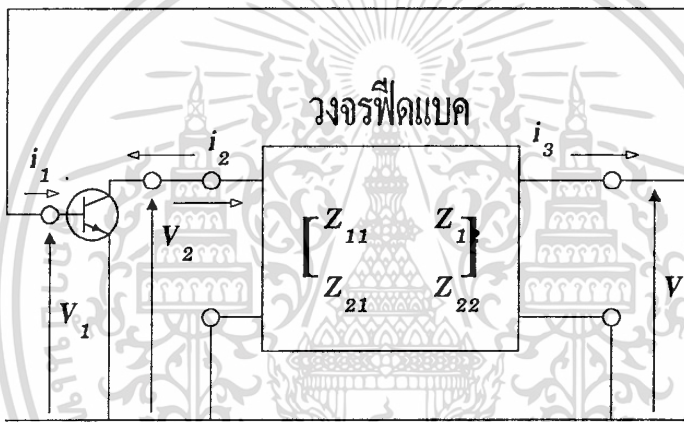
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(h_i + H_i)(h_o + H_o) - (h_f - H_f)(h_f - H_f) = 0 \quad (ก.40)$$

สมการที่ (ก.40) แสดงสภาวะการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องที่อธิบายได้ด้วยองค์ประกอบแบบเอช เนื่องจากสมการนี้ประกอบด้วยจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ คำตอบที่ได้จะเป็นข้อกำหนดของขนาดคิกคาสัญญาณอันหนึ่ง และข้อกำหนดของความถี่สัญญาณอีกอันหนึ่ง

ข. การประกอบกันขององค์ประกอบแบบเอชและองค์ประกอบแบบแซด (อิมพีแดนซ์, Z)

รูปที่ ก.10 แสดงการอธิบายโดยใช้องค์ประกอบแบบเอชและองค์ประกอบแบบแซด



สำหรับวงจรป้อนกลับซึ่งอธิบายได้โดยใช้องค์ประกอบแบบอิมพีแดนซ์ จะได้ดังรูปที่ ก.10 วงจรป้อนกลับในรูปที่ ก.10 ทำให้ได้ว่า

$$v_2 = Z_{11}(-i_2) + Z_{12}(-i_3) \quad (ก.41)$$

$$v_3 = Z_{21}(-i_2) + Z_{22}(-i_3) \quad (ก.42)$$

โดยอาศัยสมการโดยประมาณของทรานซิสเตอร์ จะได้สมการต่างๆดังนี้

$$v_1 = h_{ic}i_1 + h_{re}v_2 = h_{ic}i_1 \quad (ก.43)$$

$$i_2 = h_{fe}i_1 + h_{oe}v_2 = h_{fe}i_1 \quad (ก.44)$$

เมื่อการออสซิลเลทเป็นแบบต่อเนื่อง $v_3 = v_1$ และ $i_3 = i_1$ สมการที่ (ก.42) จะกลายเป็น
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_1 = -Z_{21}i_2 - Z_{22}i_1 \quad (ก.45)$$

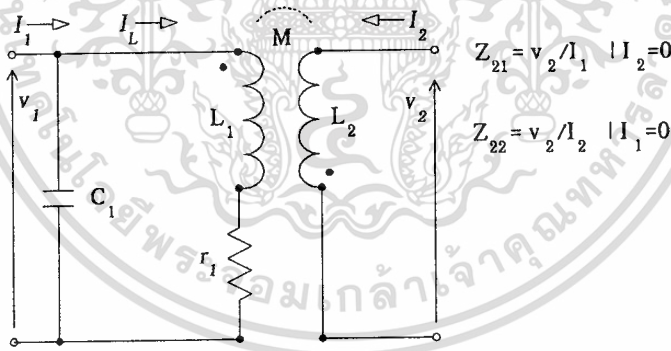
แทนสมการที่ (ก.43) และ (ก.44) ลงในสมการที่ (ก.45)

$$h_{ie}i_1 = -Z_{21}h_{fe}i_1 - Z_{22}i_1$$

$$h_{ie} = -[h_{fe} + Z_{22}] / Z_{21} \quad (ก.46)$$

ตามสมการที่ (ก.46) เป็นตัวเลขที่ประกอบด้วยจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ ซึ่งจะได้ข้อกำหนดของขนาดสัญญาณจากเลขจำนวนจริง ข้อกำหนดของความถี่สัญญาณจากเลขจำนวนจินตภาพ

รูปที่ ก.11 แสดงองค์ประกอบแบบแซดของวงจรป้อนกลับ



เมื่อใช้สมการที่ (ก.46) กับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่ที่คอลเลคเตอร์ในรูปที่ ก.8 จะหาค่า Z_{21} และ Z_{22} ของรูปที่ ก.11 ได้ดังนี้
จากนิยามขององค์ประกอบแบบแซด Z_{21} และ Z_{22} จะเป็น

$$\begin{aligned} Z_{21} &= [V_2 / I_1] \text{ เมื่อ } \langle I_2 = 0 \rangle \\ &= \{ j\omega M / (1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 r_1) \} \end{aligned} \quad (ก.47)$$

$$Z_{22} = [V_2 / I_2] \text{ เมื่อ } \langle I_1 = 0 \rangle$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= j\omega L_2 + j\omega C_1 \left\{ \omega^2 M^2 / (1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 r_1) \right\} \quad (\text{ก.48})$$

แทนสมการที่ (ก.47) และ (ก.48) ลงในสมการที่ (ก.46) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

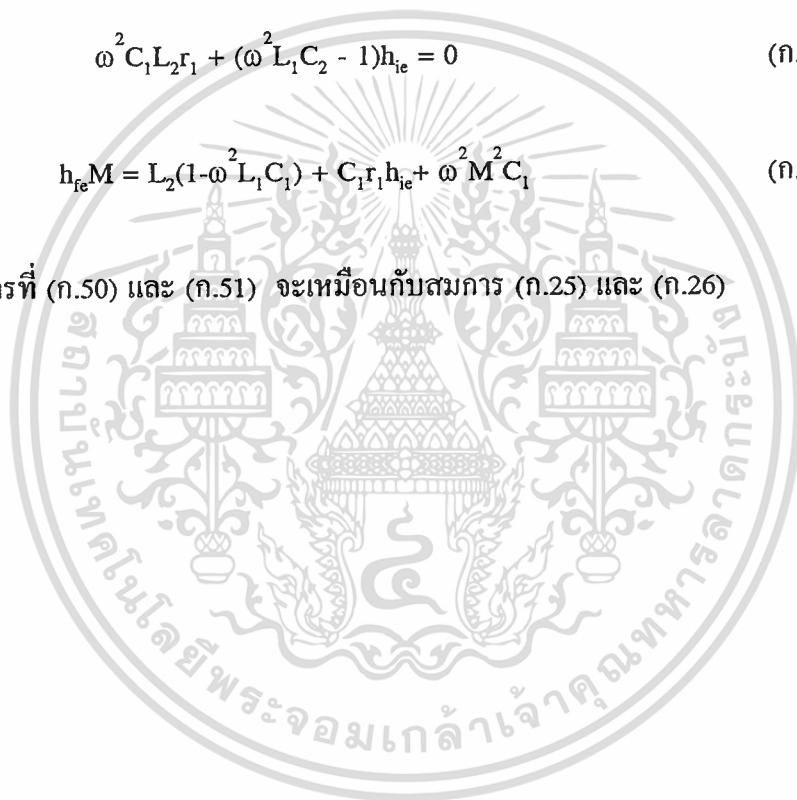
$$h_{ie} \left\{ j\omega M / (1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 r_1) \right\} = h_{ie} + j\omega L_2 - j\omega C_1 \left\{ \omega^2 M^2 / (1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 r_1) \right\} \quad (\text{ก.49})$$

นั่นคือ

$$\omega^2 C_1 L_2 r_1 + (\omega^2 L_1 C_2 - 1) h_{ie} = 0 \quad (\text{ก.50})$$

$$h_{ie} M = L_2 (1 - \omega^2 L_1 C_1) + C_1 r_1 h_{ie} + \omega^2 M^2 C_1 \quad (\text{ก.51})$$

ผลที่ได้จากสมการที่ (ก.50) และ (ก.51) จะเหมือนกับสมการ (ก.25) และ (ก.26)



ประวัติผู้เขียน

นายสมเกียรติ แสงสุทธิ เกิดเมื่อ 27 มีนาคม 2501 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2524 ปัจจุบันทำงานที่บริษัท เอสเซลล์ เอ็นจิเนียริง เซอร์วิส เซล จำกัด ในตำแหน่งวิศวกรที่ปรึกษาประจำกอง 6 ศูนย์รักษาความปลอดภัยแห่งชาติ ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. K. Dejhan F. Cheevasuvit S. Sadangrit and D. Lisawadiranakul, "A Bipolar Simple Integrable, Linear, Wide Variable Range Sinusoidal Oscillator," Proc. of International Conference on Robotics, Vision, Parallel Processing for Industrial Automation (ROVPIA '94), pp.616-622, Ipoh (Perak), Malaysia, May, 1994.

