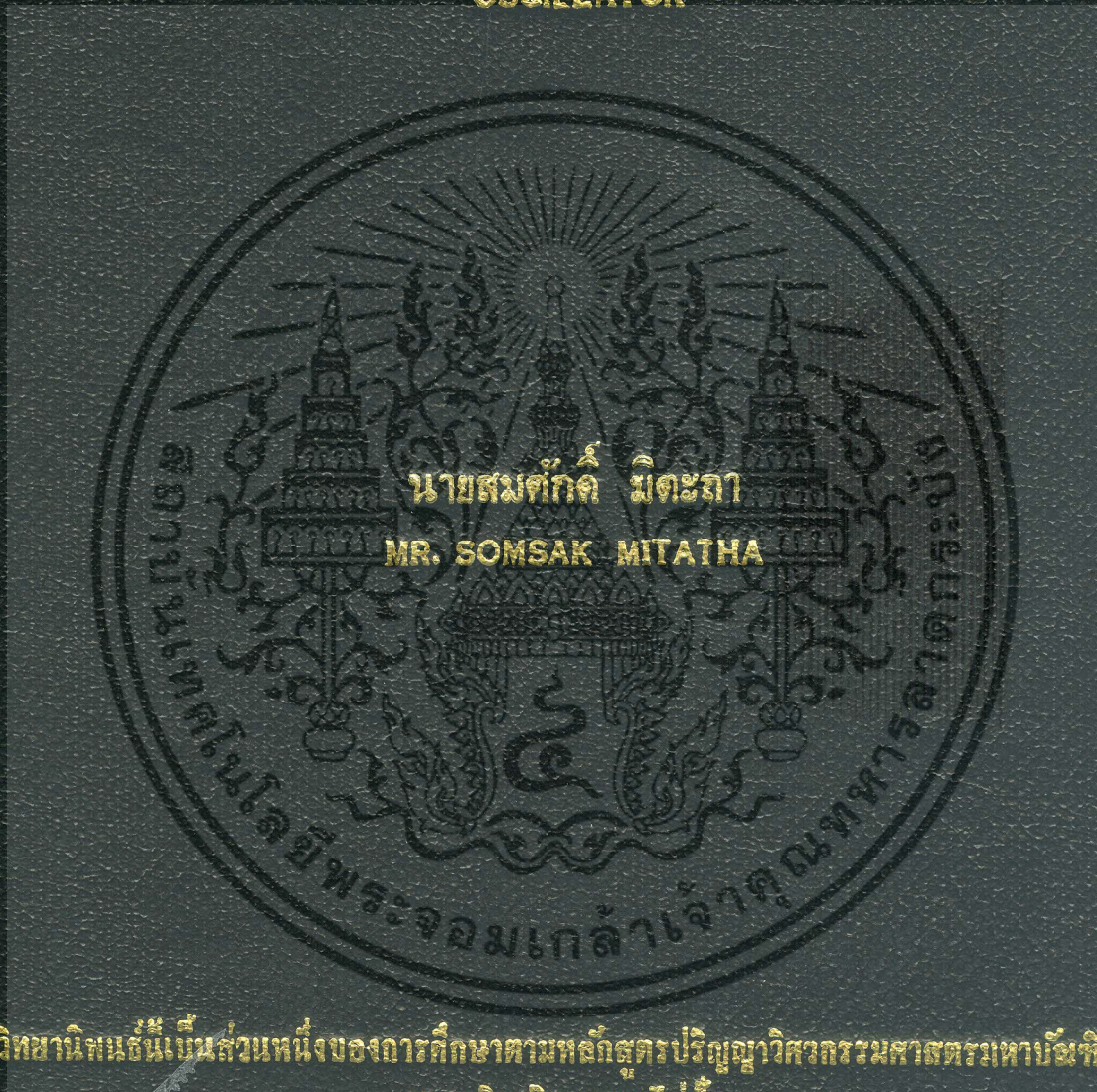


วงจรร่างสัญญาณเขายันี่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่าย โดยใช้  
เทคโนโลยีไบโพลาร์

A BIPOLAR SIMPLE INTEGRABLE SINUSOIDAL  
OSCILLATOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2538

ISBN 974-621-407-1

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์  
A BIPOLAR SIMPLE INTEGRABLE SINUSOIDAL OSCILLATOR

วิทยานิพนธ์  
ห้ามนำออกนอกห้องสมุด

สมศักดิ์ มิตะธา

MR. SOMSAK MITATHA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2538

ISBN 974-621-407-1

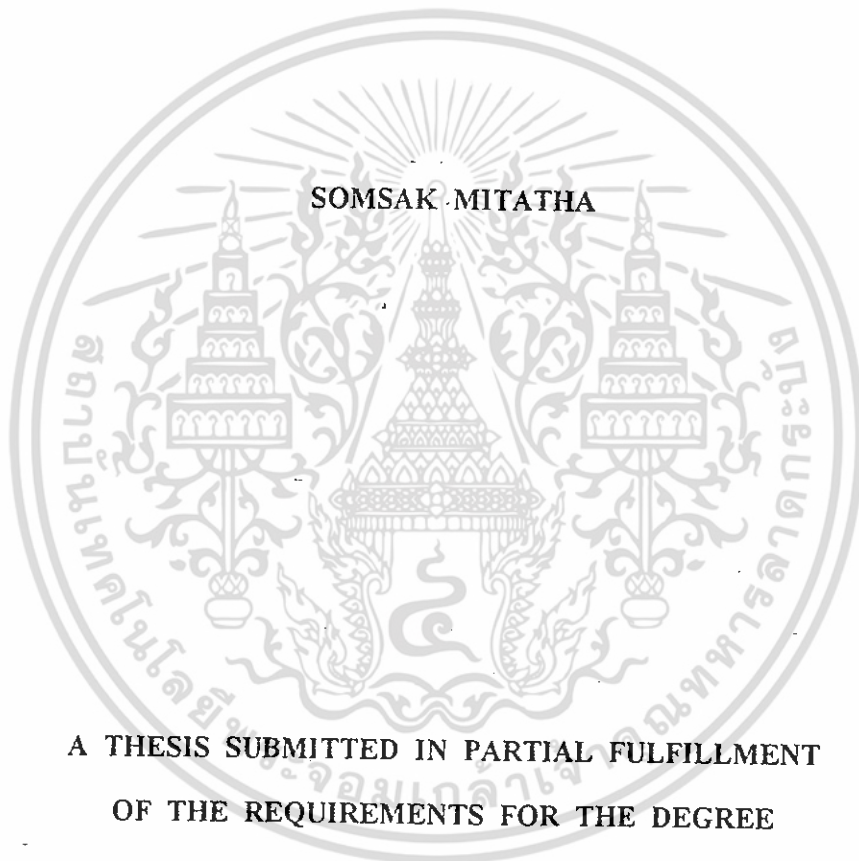
ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....ศ 2837 2538

เลขทะเบียน.....23855

วัน, เดือน, ปี.....19 ก.ย. 2538

**A BIPOLAR SIMPLE INTEGRABLE SINUSOIDAL OSCILLATOR**



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

**1995**

**ISBN 974-621-407-1**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรสร้างสัญญาณชาयน์ที่เป็นวงจรรวมแบบง่าย  
โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์

นักศึกษา

นายสมศักดิ์ มิตะดา

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.ชม กิมปาน

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

วิศวกรรมคอมพิวเตอร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบัง

ปีการศึกษา

พ.ศ. 2538

### บทคัดย่อ

วงจรกำเนิดสัญญาณชายน์มีประโยชน์อย่างกว้างขวางในด้านการสื่อสารและ  
อุปกรณ์เครื่องมือวัด โดยเฉพาะอย่างยิ่งถูกนำมาใช้มากในการทดลองวงจรอนุบาลอกแบบ  
ต่าง ๆ การสร้างวงจรสัญญาณชายน์ในสมัยเริ่มแรกใช้วงจรคิส์ครีท ต่อมาการทำวงจรไอซีได้  
ถูกพัฒนาโดยได้มีการสร้างวงจรสัญญาณชายน์เป็นวงจร ไอซี ซึ่งสามารถลดจำนวนอุปกรณ์  
ทำให้มีขนาดให้เล็กลงและประสิทธิภาพสูงขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ เสนอการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณชายน์ที่เหมาะสมสำหรับ  
ทำเป็นวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์พร้อมด้วยผลการทดลอง สำหรับวงจรสร้าง  
สัญญาณชายน์ที่ได้พัฒนาพบว่าค่ากระแสควบคุมจะเป็นเชิงเส้นกับความถี่ของการออสซิลเลท  
ในช่วงกว้าง 10,000 เहांโดยที่ค่าจำนวนเปอร์เซ็นต์ของความเพี้ยนของสัญญาณมีค่าน้อยกว่า  
หนึ่งและวงจรสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีต่อคุณสมบัติต่าง ๆ ได้ด้วย

**Thesis Title** A Bipolar Simple Integrable Sinusoidal Oscillator  
**Name** Somsak Mitatha  
**Thesis Advisor** Assoc.Prof. Dr. Chom Kimpan  
**Thesis Co-Advisor** Assoc.Prof. Dr. Kobchai Dejhan  
**Level of Study** Master of Engineering in Electrical Engineering  
**Department** Computer Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
**Year** 1995



### Abstract

The sinusoidal oscillator circuit is widely used for communication system, instrumentation and especially in the analog circuit experiments. The sinusoidal oscillators were firstly created by discrete circuit technique. Further the developments in the form of integrated circuit has been carried for the integrable sinusoidal oscillator in order to reduce the number of devices in the circuit or system increase the circuit performance.

In this thesis a simple bipolar integrable sinusoidal oscillator is theoretically and 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 percentage distortion is less than 1%. The temperature compensation is also carried out.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่าน  
ดังนี้ รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ และรองศาสตราจารย์ ดร.ชม กิมปาน ที่ได้  
กรุณาให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาดังกล่าว อย่างทุ่มเท ตลอดจนการ  
ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ผู้เขียน  
ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร.จเร สุรวัดน์ปัญญา, รองศาสตราจารย์  
ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์ ที่ได้คำแนะนำและแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ในท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่ที่คอยห่วงใย และให้กำลังใจ  
ตลอดมาและขอขอบคุณที่จรินทร์ที่ให้ความช่วยเหลือทำให้วิทยานิพนธ์สมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
โดยเฉพาะภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการใช้เครื่องมือในการ  
ทดลองขอขอบพระคุณอย่างสูง

สมศักดิ์ มิตะถา

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	I
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	
1.1 จุดประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
<b>บทที่ 2 ออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น</b>	
2.1 บทนำ.....	3
2.2 หลักการของออสซิลเลเตอร์.....	3
2.3 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดี.....	5
2.4 การป้อนกลับแบบบวก.....	6
2.5 บทสรุป.....	7
<b>บทที่ 3 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์</b>	
3.1 บทนำ.....	8
3.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	8
3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	9
3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	11
3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	13
3.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	14

3.3	วงจระสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด.....	14
3.3.1	วงจระสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน.....	15
3.3.2	วงจระสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson.....	16
3.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจระสะท้อนกระแสแบบไป โพลาร์.....	17
3.5	วงจระแอกทีฟโพลดโดยใช้วงจระสะท้อนกระแสแบบไป โพลาร์.....	18
3.6	บทสรุป.....	19
บทที่ 4	วงจระกำเนิดสัญญาณชายน้โดยใช้ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และวงจระสะท้อนกระแส	
4.1	บทนำ.....	20
4.2	หลักการพื้นฐาน.....	24
4.4	การทำงานของวงจระ.....	25
4.5	การวิเคราะห์วงจระเน็ตเวิร์คเพื่อหาสมการในการออสซิลเลท.....	26
4.6	ผลการทดลอง.....	30
4.7	บทสรุป.....	31
บทที่ 5	วงจระสร้างสัญญาณชายน้ที่ทำเป็นวงจระไอซี	
5.1	บทนำ.....	32
5.2	หลักการเดิม.....	32
5.3	หลักการที่นำเสนอ.....	34
5.3.1	หลักการการทำงานของวงจระ.....	34
5.3.2	วงจระสร้างสัญญาณชายน้แบบที่นำเสนอ.....	37
5.3.3	วงจระที่ใช้ในการทดลอง.....	42
5.3.4	ผลการทดลอง.....	44
5.4	บทสรุป.....	46

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	47
เอกสารอ้างอิง.....	49
ภาคผนวก ก. วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแส.....	51
ภาคผนวก ข. วงจร van Kessel ,van de Plassche และ วงจร Gain cell ของ Gilbert.....	60
ภาคผนวก ค. ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์.....	63
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารต่างประเทศ.....	64
ประวัติผู้เขียน.....	69



# สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	ไดอะแกรมของวงจรรอสซิลเลเตอร์แสดงส่วนของวงจรม้วนกลับแบบบวก	4
รูปที่ 2.2	ไดอะแกรมของวงจรม้วนกลับ	6
รูปที่ 3.1	วงจรสห้อนกระแสแบบพื้นฐาน	9
รูปที่ 3.2	วงจรสห้อนกระแสแบบ Wilson	11
รูปที่ 3.3	วงจรสห้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง	13
รูปที่ 3.4	วงจรสห้อนกระแสแบบคาสโคด	14
รูปที่ 3.5	วงจรสห้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน	15
รูปที่ 3.6	วงจรสห้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson	16
รูปที่ 4.1 ก)	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบเก่าโดยใช้อป-แอมป์	20
รูปที่ 4.1 ข)	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอสซิลเลเตอร์	20
รูปที่ 4.2	วงจรมูลฐานของวงจรมำเนิดสัญญาณชายน้แบบ RC-CMO	21
รูปที่ 4.3	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบที่นำเสนอ	24
รูปที่ 4.4	วงจรมำสซึฟเหน้คเวีร์ค $\beta(s)$	26
รูปที่ 4.5	กราฟแสดงถึงขนาดของกระแส $i_{i,n}$ และความแตกต่างของเฟสของสัญญาณค้ำนขาเข้าและขาออก	29
รูปที่ 4.6	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวค้ำนทานตัวเก็บประจุกับความถี่ออสซิลเลท	30
รูปที่ 5.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรมำสร้างสัญญาณชายน้แบบ Doorenbosch	33
รูปที่ 5.2	บล็อกไดอะแกรมของวงจรมำสร้างสัญญาณชายน้แบบ S. Pookaiyudom, K. Dejhan, and C. Watanachaiprateep	33
รูปที่ 5.3	บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณชายน้แบบที่นำเสนอ	34
รูปที่ 5.4	วงจรมควบคุมความถี่ของวงจรมำสร้างสัญญาณชายน้	35
รูปที่ 5.5	รูปวงจรมในการมำสร้างสัญญาณชายน้แบบที่นำเสนอ	37

รูปที่ 5.6 ก) วงจรเบื้องต้นของ van Kessel และ van de Plassche.....	39
รูปที่ 5.6 ข) วงจร Gain cell ของ Gilbert.....	39
รูปที่ 5.7 วงจรการปรับปรุงเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ.....	40
รูปที่ 5.8 วงจรสร้างสัญญาณขาขึ้นที่ใช้ในการทดลอง.....	42
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ ของการออสซิลเลทที่ normalized แล้ว.....	44
รูปที่ ก 1.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	51
รูปที่ ก 2.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	52
รูปที่ ก 3.1.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	55
รูปที่ ก 3.1.2 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	55
รูปที่ ก 4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบวิลสัน.....	58
รูปที่ ข 1.1 วงจรไอซีเบื้องต้นของ van Kessel และ van de Plassche.....	60
รูปที่ ข 1.2 วงจร Gain cell ของ Gilbert.....	62

# บทที่ 1

## บทนำ

วงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญอย่างยิ่งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์คือวงจรรำเนิดสัญญาณรูปไซน์ เพราะสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณที่มีความถี่เพียงความถี่เดียว จึงใช้ในการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรพวกลอนาโลก เช่น การตอบสนองความถี่ อัตราขยาย และคุณสมบัติอื่นๆของวงจรที่ความถี่ออกแบบไว้ วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ที่ดีควรมีคุณสมบัติดังนี้ คือ มีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่ต่ำ มีขนาดของสัญญาณหรือแอมพลิจูดคงที่ และควรปรับเปลี่ยนความถี่ได้ต่อเนื่องในลักษณะกวาดความถี่ได้ เพื่อประโยชน์ในการทดสอบการตอบสนองความถี่ของวงจร วงจรรำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่กล่าวในที่นี้จะอยู่ในย่าน 1 เฮิรตซ์ถึง 1 เมกกะเฮิรตซ์ ที่สร้างจากเทคโนโลยีไบโพลาร์ที่สามารถนำมาทำเป็นวงจรรวม(Integrated circuit)แบบง่ายได้ เพื่อแก้ปัญหาในการออกแบบวงจรแบบคิสครีท (Discrete) ซึ่งจะใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกแอคทีฟ (Active) ต่อกับอุปกรณ์แบบพาสซีฟ (Passive) จำพวกความต้านทานหรือตัวเก็บประจุ วงจร อนาล็อกฟังก์ชันแบบคิสครีท จึงมีขนาดใหญ่และเสถียรภาพของวงจรทางด้านอุณหภูมิและผลตอบสนองต่อความถี่จะไม่ดีนัก สำหรับการออกแบบวงจรอนาล็อกฟังก์ชันโดยใช้หลักการของวงจรรวมจะสามารถลดปัญหาที่เกิดขึ้น จากการใช้หลักการออกแบบวงจรแบบคิสครีทลงได้มาก เนื่องจากวงจรจะมีขนาดเล็กกว่าวงจรแบบคิสครีทมาก ทำให้ค่าเหนี่ยวนำและค่าประจุสะสมมีค่าน้อย และอุณหภูมิในแต่ละจุดของวงจรจะมีค่าใกล้เคียงกันมาก จึงทำให้วงจรมีเสถียรภาพที่ดีและยังมีขนาดเล็กเป็นผลให้เครื่องมือที่ใช้วงจรอนาล็อกฟังก์ชันแบบวงจรรวมมีขนาดเล็กลงด้วย

### 1.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิจัยและพัฒนาการออกแบบการสร้างวงจรรำเนิดไซน์ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ เป็นหลัก โดยการคิดค้นหาวงจรใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อจะทำเป็นวงจรรำเนิดไซน์ได้ หรือปรับปรุงวงจรรำเนิดไซน์ที่มีอยู่แล้วจะเน้นถึงประสิทธิภาพของวงจรใหม่จะต้องมีประสิทธิภาพมากกว่าเก่าหรือเท่ากับวงจรรำเนิดไซน์ [14,15,16]

แต่ถ้าประสิทธิภาพของวงจรใหม่เท่ากับของวงจรรำเนิดไซน์ที่มีอยู่แล้ว วงจรใหม่ต้องไม่สลับซับซ้อนเหมือนวงจรรำเนิดไซน์ และต้องใช้อุปกรณ์น้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรสร้างชานี่ไว้ 2 แบบ คือ แบบแรกเป็นการนำวงจรเก่ามาดัดแปลงสร้างใหม่เพื่อให้ประสิทธิภาพดีขึ้น โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสเป็นตัวขยายสัญญาณ โดยมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นตัวกำหนดความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสามารถออสซิลเลตได้ความถี่ที่สูงกว่าแบบเดิมที่ใช้โอปแอมป์เป็นตัวขยายกำลัง ส่วนในแบบที่สอง เป็นการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณชานี่ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ ความถี่ในการออสซิลเลต โดยใช้กระแสควบคุมการออสซิลเลต ซึ่งสามารถออสซิลเลตความถี่ได้ ตั้งแต่ 1 เฮิรตซ์ถึง 1 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งความถี่ที่ได้จะเป็นอิสระกับสภาพแวดล้อมภายนอก เนื่องจากได้เพิ่มวงจรการปรับปรุงเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิไว้ด้วย ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเก่า แบบที่นำเสนอนี้ วงจรไม่สลับซับซ้อน และใช้อุปกรณ์น้อยกว่า ประสิทธิภาพที่ได้มีเท่าเทียมแบบเดิม ในแบบที่สองนี้ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารต่างประเทศ [ภาคผนวก ค.]



## บทที่ 2

### หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น

#### 2.1 บทนำ

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ใช้งาน และพบกันบ่อยมากวงจรหนึ่งนอกเหนือจากวงจรขยายสัญญาณ ในอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ เช่น โทรทัศน์ วิทยุ เครื่องเล่นเทป คอมพิวเตอร์ และวิทยุรับส่ง ฯลฯ หรือแม้แต่ในของเด็กเล่นก็ยังพบกับวงจรออสซิลเลเตอร์เช่นกัน วงจรออสซิลเลเตอร์มีหลายชนิดด้วยกัน เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนคอลเลคเตอร์ (Tuned Collector Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟสชิฟท์ (Phase Shift Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien Bridge), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator) ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ (Hartley Oscillator) เป็นต้น ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการและวิธีการออกแบบวงจรดังกล่าวต่อไป ส่วนใหญ่จะใช้อุปกรณ์พวกแอกทิฟที่ที่เป็นออปแอมป์ และพาสซีฟที่ใช้ความต้านทาน ตัวเก็บประจุหรือขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้ความถี่ที่ได้ไม่สามารถปรับช่องกว้างของความถี่ได้มาก และมีค่าความผิดพลาดสูง

#### 2.2 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

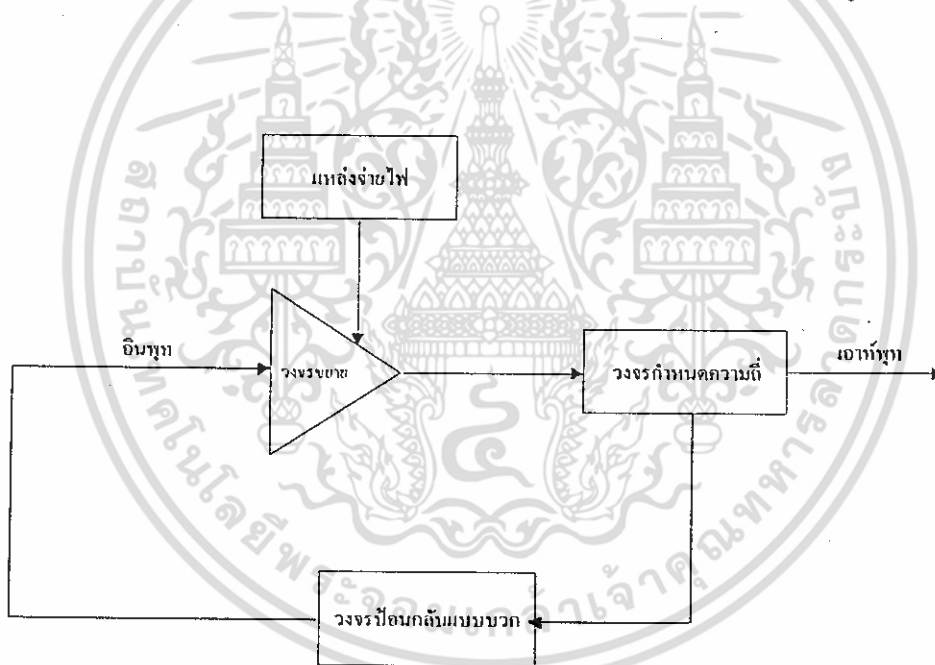
วงจรออสซิลเลเตอร์ คือ วงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมานั้นเรียกว่า “รูปคลื่น” มีทั้งคลื่นรูปไซน์ (Sinusoidal wave) คลื่นรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) คลื่นรูปสามเหลี่ยม (Triangle wave) คลื่นรูปฟันเลื่อย (Sawtooth Wave) หรือสัญญาณพัลส์ เป็นต้น

##### 2.2.1 หน้าที่สำคัญ ๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ออสซิลโลสโคป ฯลฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ให้จังหวะและช่วงเวลาที่ถูกต้องแน่นอนแก่วงจรถอดสัญญาณ
3. ให้สัญญาณความถี่ในย่านต่าง ๆ เพื่อใช้ในการทำงานของวงจรโดยรวม โดยมีเงื่อนไขที่วงจรจะทำการถอดสัญญาณออกมาได้คือ
  - 3.1. ต้องมีแหล่งจ่ายไฟให้แก่วงจรถอดสัญญาณ
  - 3.2. ต้องมีวงจรกำหนดความถี่ที่แน่นอนในการถอดสัญญาณ เช่น อาจจะเป็น 1 เฮิร์ตซ์ จนถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์
  - 3.3. ต้องมีอัตราขยายแรงดันที่มากพอที่จะให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาตามที่กำหนดไว้
  - 3.4 วงจรนั้นต้องมีส่วนของวงจรป้อนกลับหรือวงจรป้อนกลับ(Feed Back Circuit)จากเอาต์พุตกลับมาเข้าที่ส่วนอินพุตเป็นแบบบวกหรือที่เรียกกันว่าป้อนกลับแบบบวกนั่นเอง(Positive Feed back) ซึ่งสามารถแสดงเป็นโคอะแกรม หรือ แผนผังตามรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โคอะแกรมของวงจรถอดสัญญาณแสดงส่วนของวงจรป้อนกลับแบบบวก

โคอะแกรมของวงจรถอดสัญญาณแสดงส่วนของวงจรป้อนกลับแบบบวกในส่วนของวงจรถอดสัญญาณที่ใช้ในวงจรถอดสัญญาณนั้น อาจจะออกแบบโดยใช้โอปแอมป์หรือเป็นไอซีสำเร็จรูป เช่น ไอซีไทเมอร์เบอร์ 555 หรือ 8038 หรืออาจจะใช้ทรานซิสเตอร์

ก็ได้ ส่วนวงจรกำหนดความถี่นั้น ส่วนใหญ่แล้วจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์พื้นฐานทางไฟฟ้า เช่น R, L, C หรือ ผลึกคริสตัล

### 2.3 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดี

จะต้องประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

#### 2.3.1 มีความเพี้ยนของรูปคลื่นต่ำ (Low distortion)

ลักษณะของความเพี้ยนมีได้หลายลักษณะด้วยกันคือ ถ้าเป็นคลื่นรูปไซน์จะเรียกว่าความเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic distortion) คือ ถ้าสัญญาณเพี้ยนแล้วจะไม่เหมือนรูปไซน์มักจะมีบิดๆ เบี้ยว ๆ ไปตามความเพี้ยนว่ามีมากหรือน้อย สาเหตุอาจจะเกิดขึ้นได้จากลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้น(nonlinear) ของวงจรขยาย หรือ ถ้าหากตัวคาปาซิเตอร์ หรือ อินดักเตอร์ ทำงานผิดพลาดหรือผิดค่า ก็ล้วนแต่มีผลให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปได้ ลักษณะความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในอุดมคติ จะเห็นว่าในกรณีของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ความเพี้ยนจะเกิดขึ้นตรงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า ซึ่งอาจจะทำให้เกิดความเพี้ยนในลักษณะที่ทำให้ไม่เรียบขึ้นหรือทำให้เกิดโอเวอร์ชูท (Over shoot) อย่างใดอย่างหนึ่งขึ้นหรือบางทีก็อาจจะทำให้ความห่างของลูกคลื่นแต่ละลูกไม่สม่ำเสมอขึ้นคือ เกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาขึ้น

ส่วนในรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย จะเพี้ยนในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรงหรืออนลิเนียร์ (Nonlinear distortion) และเวลาในการลดระดับสัญญาณลงมานั้นไม่ตั้งฉากแต่จะเกิดเวลาหน่วง หรือดีเลย์ (Delay time) ของสัญญาณอยู่บ้าง

#### 2.3.2 มีเสถียรภาพทางความถี่ (Frequency stability)

ในการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ ร่วมกับวงจรอื่น ๆ นั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องให้ค่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่แน่นอน แต่องค์ประกอบหลายประการที่ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรรวมนั้นมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณคลาดเคลื่อนไปได้ ดังเช่น

- แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลง เช่น ไฟตก เป็นต้น
- โหลดของวงจรเปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลง เช่น อุปกรณ์ R,L,C มีคุณภาพไม่ดี มีค่าไม่ตรงกับที่กำหนดเป็นรหัสบนตัวอุปกรณ์ หรือหลังจากใช้งานไปแล้วเสื่อมคุณภาพ เป็นต้น

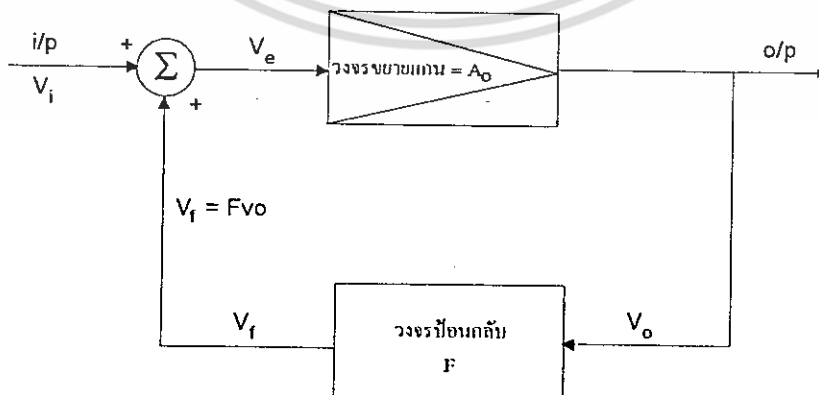
ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องคำนึงถึงอย่างยิ่ง ที่จะต้องพยายามนำเอาแหล่งจ่ายที่มีการปรับระดับแรงดันเอาต์พุตหรือเรกกูเลท (Regulated) มาใช้ ซึ่งค่าสัญญาณเอาต์พุตไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรขยายมากนัก หรือ เพิ่มเติมวงจรบัฟเฟอร์เข้าไประหว่างวงจรออสซิลเลเตอร์กับโหลด หรือใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูง และทนทานมีอายุการใช้งานได้นานในส่วนที่เกี่ยวข้องกับวงจรกำหนดความถี่ เช่น ค่าไม่แปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ เป็นต้น หรือเปลี่ยนมาใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีผลึกคริสตอล เป็นตัวกำหนดความถี่ ซึ่งจะได้ความเที่ยงตรงสูงถึง 1 ส่วนใน 10 ล้านส่วน เป็นต้น

### 2.3.3 มีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ (Amplitude stability)

ขนาดหรือแอมพลิจูด (Amplitude) ของสัญญาณจะต้องไม่ขึ้น ๆ ลง ๆ นั่นคือค่อนข้างจะคงที่ ทำได้โดยการออกแบบให้มีวงจรปรับอัตราขยายหรือเกน (Gain) ให้คงที่ด้วยวิธีต่าง ๆ

### 2.4 การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback or Regenerative)

เป็นเทคนิคการป้อนกลับที่มีเฟสของสัญญาณ ที่ถูกป้อนกลับเหมือนกับเฟสของสัญญาณอินพุตซึ่งจะทำให้เกิดการเสริมกัน พิจารณาไดอะแกรมในรูป 2.2



รูปที่ 2.2 ไดอะแกรมของวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.2 จะได้  $V_o = A_o V_e$

แต่  $V_e = V_i + V_f$

และ  $V_f = FV_o$

จะได้  $\frac{V_o}{V_i} = A_F = \frac{A_o}{1 - A_o F}$

จะเห็นได้ว่าการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้ระบบมีเกนมากขึ้นและถ้าหากค่า  
ลูบเกน(Loop Gain)  $A_o F$  มีค่าเท่ากับ 1 แล้วจะทำให้เกนของระบบมีค่าสูงสุดเป็นอนันต์  
(infinity) หรือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_o}{1-1} = \frac{A_o}{0} = \infty$$

นั่นคือกรณีที่ระบบมีเอาต์พุตค่าใดค่าหนึ่ง ในขณะที่ไม่มีอินพุตป้อนให้กับระบบ แสดงให้เห็น  
ว่าระบบสามารถจ่ายเอาต์พุตได้เองหรือเรียกว่าวงจรนั้นเกิดการออสซิลเลท (Oscillate)

## 2.5 บทสรุป

หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ต้องคำนึงถึงลักษณะที่ดีของวงจร  
ออสซิลเลเตอร์ กล่าวคือต้องประกอบด้วยความถี่ของรูปคลื่นต่ำ มีเสถียรภาพทางความถี่  
และมีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ ซึ่งการเกิดการออสซิลเลทนั้นจะประกอบด้วย 2 ส่วน  
หลักคือ วงจรเกนการขยายและวงจรป้อนกลับ โดยกำหนดให้เกนการขยายพยายามกำจัดเกน  
ขยายให้มีค่าเป็นหนึ่ง ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้  
จะใช้วงจรสะท้อนกระแสไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก จะกล่าวรายละเอียดคุณสมบัติของวงจร  
สะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่ละชนิดในหัวข้อถัดไป

### บทที่ 3

## วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### 3.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณชานน์ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์นี้ประกอบด้วยกลุ่มของวงจรขนาดเล็ก ที่ทำหน้าที่ต่าง ๆ กันภายในวงจรนาลอกฟังก์ชัน ซึ่งเรียกว่า กลุ่มของวงจรรย่อย ซึ่งประกอบกันเป็นรูปแบบของวงจรที่แน่นอน ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรรย่อยที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และวงจรแอกทีฟโหลด (Active load)

### 3.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

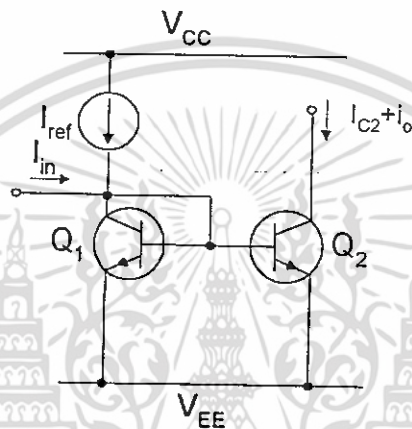
วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ จะให้ความต้านทานทางด้านอินพุตต่ำ และมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูง ซึ่งประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ 2 ตัวหรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มีใช้กันมากในวงจรรวมแบบอนาลอก (Analog Integrated circuit) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือดึงกระแส ต่อมาได้พัฒนาเป็นวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ 3 ตัว เพื่อต้องการวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson มีคุณสมบัติทำให้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงกว่าแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แบบ 4 ตัวได้พัฒนามากจากแบบของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อลดผลของ Base-Width Modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์ตัวที่ 4 เข้าไป ถ้าพิจารณาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งในนั้น นอกจากนี้ต้องการผลของความต้านทานจุดออกให้มีค่าสูงมากยิ่งขึ้น จะกระทำโดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (cascode current mirror) แต่แบบนี้จะไม่นิยมใช้ เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกมีค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ คาคโคค และวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson สามารถนำประยุกต์ใช้งานในวงจรที่ต้องดึงกระแสหรือจ่ายกระแสได้มากกว่าหนึ่งจุด โดยที่ทำให้ กระแสที่จุดออกมีค่าเท่ากันทุกจุด วงจรสะท้อนกระแสแบบต่าง ๆ ที่กล่าวข้างต้นมีรายละเอียดดังนี้

### 3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

คุณสมบัติทางกระแสไฟตรงทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ต่อในลักษณะของไดโอด ทำให้แรงดันตกคร่อม  $V_{CB1}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ยังทำงานในช่วงปกติ (forward active region) แรงดันตกคร่อม  $V_{BE1}$  ก็เพียงพอให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้แล้ว ถ้าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพงษ์กันทุกประการ และสมมุติให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของ  $Q_2$  มีค่าสูงมาก ๆ ( $\infty$ ) จนไม่ต้องคำนึงถึง เราสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_{BE}$  กับกระแส  $I_C$  ของทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

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

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

$k$  คือ Boltz mann's Constant =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

q คือ Electric charge =  $1.6 \times 10^{-19}$  C

T คือ ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน ซึ่งที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  จะได้ค่า

$$V_T = 26 \text{ mV}$$

$I_s$  คือ กระแสอิ่มตัว มีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

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

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

หากระแสไฟตรงที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  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  $\beta_F$  คือ อัตราขยายกระแสไฟตรง ( $I_C/I_B$ ) ของทรานซิสเตอร์ ถ้า  $\beta_F$  มีค่าสูงมาก จะทำให้กระแสออก ( $I_{C2}$ ) มีค่าเท่ากับกระแสเข้า ( $I_{in}$ ) โดยประมาณ ดังสมการ

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

ดังนั้นในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพียงกัน จะได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสเป็นหนึ่ง แต่ถ้าหากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองไม่สมพียงกัน จะทำให้อัตราขยายกระแสไม่เป็นหนึ่ง จากสมการ (3.1) ถ้าหากพื้นที่อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  แตกต่างกันทำให้ค่า  $I_s$  ต่างกันด้วย แต่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า  $V_{BE}$  เท่ากัน ทำให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ทำให้อัตราขยายกระแสคลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของ Base-Width modulation จะได้กระแสคอลเลคเตอร์เป็น

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

เมื่อ  $V_A$  คือ Early voltage ของทรานซิสเตอร์มีค่าโดยทั่วไป  $= 130 \text{ V}$  (Small Signal)

ส่วนความต้านทานจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็ก  $r_o$  จะมีค่าประมาณเท่ากับ ความต้านทานระหว่างขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และศักดาดิน ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก.]

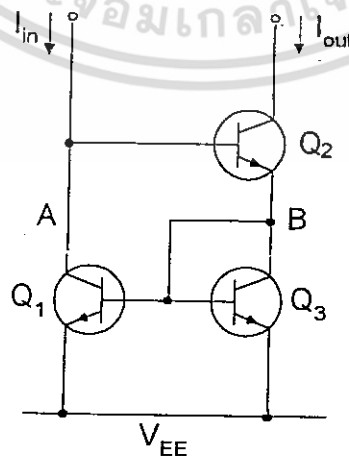
$$r_o = \frac{V_A}{I_{out}} \quad (3.7)$$

สำหรับความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า  $r_{in}$  จะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ที่ต่ออยู่ในรูปของไดโอดเมื่อ  $V_T = kT/q$

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

### 3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ปรับปรุงมาจากแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เพื่อให้อัตราขยายกระแสขึ้นกับ  $\beta$  น้อยลง และให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงขึ้น ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจร  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบสองตัวโดยแรงดันตกคร่อม  $V_{CE2}$  จะมีค่าเป็น  $2V_{BE}$  ทำให้ผลของ Base-width modulation ที่มีผลต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ลดลงและไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออกเนื่องจาก  $I_{E3}$  ของ  $Q_3$  เป็นกระแสเข้าวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1, Q_2$  มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้จะมีเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จุดสัญญาณออกก็ตาม ทำให้  $I_{C3}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออกด้วย ลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูง

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_{out}$  ( $I_{C2}$ ) จะมีค่าที่ต่างไปจากกระแส  $I_{in}$  ( $I_{C1}$ ) มาก โดยเฉพาะเมื่อ  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าไม่สูงมากนัก ดังนั้นเพื่อเป็นการลดค่าผิดพลาดดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสขึ้นใหม่โดย Wilson [1,2] ดังแสดงในรูปที่ 3.2 เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ และความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  สามารถหาได้ดังนี้

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (3.9)$$

$$= I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (3.10)$$

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

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

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

เนื่องจาก  $I_{C1} = I_{C3}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะได้ว่า

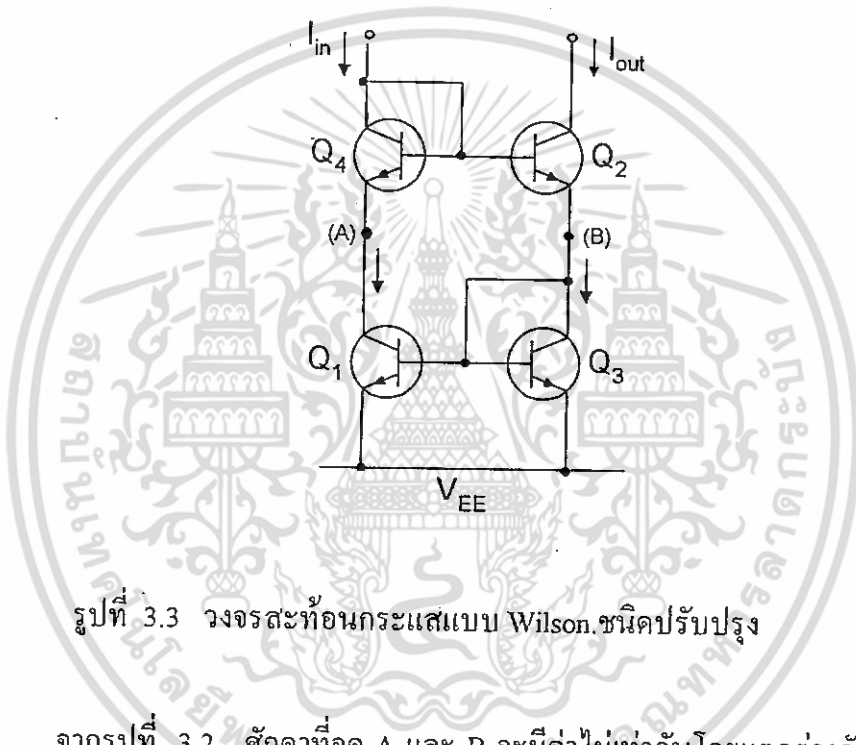
$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} \left[ 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.14) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_{out}$  จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแส  $I_{in}$  มากกว่า สำหรับความต้านทานที่จุดเข้าจะมีค่าประมาณ 2 เท่าของวงจรในรูปที่ 3.1 และ ความต้านทานจุดออกจะมีค่าประมาณ

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

### 3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง



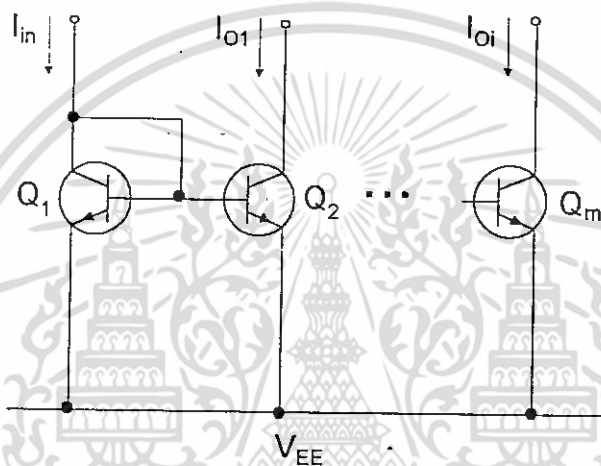
รูปที่ 3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

จากรูปที่ 3.2 ศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าไม่เท่ากันโดยแตกต่างกันอยู่หนึ่ง ศักดา  $V_{BE}$  ซึ่งเป็นผลให้ในทางปฏิบัติกระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C3}$  จะมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องมาจาก ผลของศักดา  $V_A$  ของทรานซิสเตอร์ เพื่อลดผลของ  $V_{BE}$  นี้จึงได้เพิ่มทรานซิสเตอร์ที่ต่อใน ลักษณะของไดโอดขึ้นอีกตัวหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 3.3 จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าเท่ากัน สำหรับกระแส  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  และคุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson



เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกจะมีค่าสูงเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ดังที่ได้แสดงให้เห็นในสมการที่ (3.16) แต่สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน และแบบพื้นฐานจะมีค่าที่ต่ำกว่าแบบคาสโคด แต่ก็มีค่าความต้านทานจุดออกอยู่ในช่วงเมกะโอห์ม (MΩ)

### 3.3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน

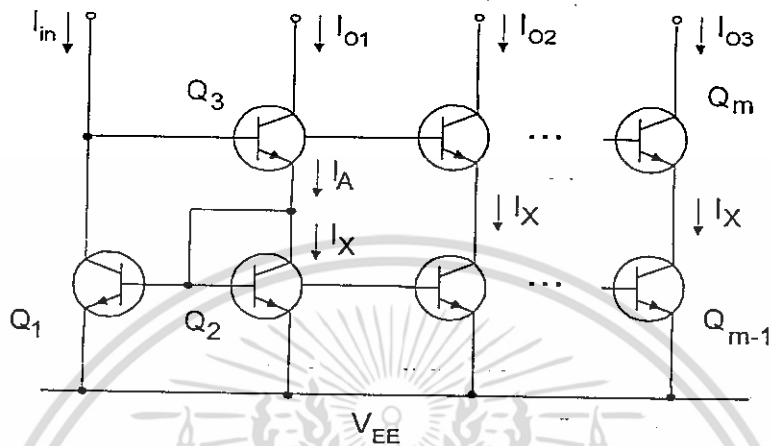
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐานถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสัมพันธ์กันทุกประการจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_{oi}$  และกระแสจุดเข้า  $I_m$  ได้ดังนี้

$$I_{ci} = I_m - (n+1) \frac{I_{ci}}{\beta} \quad (3.18)$$

เมื่อ  $n$  คือจำนวนจุดออกของวงจร และ  $I_{o1} = I_{o2} = \dots = I_{oi}$  เมื่อ  $i$  คือลำดับที่ของจุดออก ดังนั้นจะได้ว่า [ภาคผนวก ก] สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรจะมีค่าเหมือนกับ ความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

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

### 3.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson



รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson

ลักษณะการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson จะแสดงในรูปที่ 3.6 ภายใต้เงื่อนไขที่ว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะมีความสมพียงกันทุกประการ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_{o1}$  สำหรับจุดออกที่หนึ่งและ  $I_{oi}$  สำหรับจุดออกที่  $i$  ต่อกระแสจุดเข้า  $I_m$  จะแสดงได้ดังนี้

$$I_{o1} = \left[ 1 - \frac{n+1}{\beta^2 + (n+1)\beta + n+1} \right] I_{in} \quad (3.20)$$

และ

$$I_{oi} = \left[ 1 - \frac{(n+1)(\beta + 1)}{\beta^2 + (n+1)\beta + n+1} \right] I_{in} \quad (3.21)$$

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

สำหรับความต้านทานจุดออกของจุดออกที่หนึ่งจะมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ส่วนความต้านทานจุดออกของจุดออกที่สองถึง  $n$  จะมีค่าสูงมาก และมีค่าประมาณเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด เนื่องจากรูปแบบของวงจรจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

### 3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์จะสามารถหาได้จากคุณสมบัติทางความถี่ของอัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้ [3]

$$\beta(s) = \frac{\beta_o}{1 + Ts} \quad (3.22)$$

และ 
$$Ts = \frac{\beta_o}{\omega_T}$$

โดยที่  $\beta_o$  คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ที่สัญญาณไฟตรง และ  $\omega_T$  คือความถี่ที่ทำให้ค่า  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับหนึ่ง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสจะสามารถหาได้จากการแทนค่า  $\beta$  ด้วย  $\beta(s)$  ในสมการที่ (3.21) ดังนั้นจากสมการที่ (3.5) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.1 จะหาได้ดังนี้

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

กรณีที่  $\beta_o \gg 2$  จะได้ว่า

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

ซึ่งจะได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.1 จะมีค่าประมาณ  $\omega_T / 2$  ในทำนองเดียวกันผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.2 และ 3.3 จะมีค่าเท่ากับ

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

เมื่อ  $\beta_o \gg 2$  จะได้ว่า

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

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.3 จะได้ว่า

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

เมื่อ  $\beta_o \gg 2$  ดังนั้น

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

### 3.5 วงจรแอกทีฟโหลด (Active Load)

เนื่องจากวงจรขยายความแตกต่าง (differential amplifier) ที่มีอัตราขยายสูง ต้องการค่าความต้านทานโหลดสูง ดังนั้นวงจรสะท้อนกระแสจึงใช้เป็นตัวจ่ายกระแสในตำแหน่งของความต้านทานโหลด เพื่อให้วงจรขยายความแตกต่างสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแต่มีค่าความต้านทานโหลดสูง เรียกการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสลักษณะนี้ว่าเป็นโหลดประเภทแอกทีฟ (active load) โดยมีความต้านทานโหลดเป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแส ต่อมา R.J. Widlar [4] ใช้วงจรสะท้อนกระแสทำงานคู่กับวงจรขยายความแตกต่าง ในลักษณะให้สัญญาณกระแสกลับไหลผ่านวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สะท้อนกระแสและวงจรสะท้อนกระแสยังคงทำหน้าที่เป็นโพลคิปรูปแอกทีฟด้วย ทำให้สามารถใช้งานวงจรสะท้อนกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ในระยะหลังนี้พบว่ามีการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสแบบที่มีจุดสัญญาณเข้า 2 จุด และให้สัญญาณออกเป็นกระแสผลต่างของกระแสเข้าทั้งสอง เรียกววงจรสะท้อนกระแสแบบนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror) ซึ่งความจริงแล้วการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสในลักษณะนี้พบว่ามีใช้ตั้งแต่ปี 1971 โดย R.J. van de Plassche [5] ซึ่งต่อมา G. Normand [6] ได้ปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว เป็นแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และ B. Wilson [7] ปรับปรุงเป็นแบบทรานซิสเตอร์ 6 ตัว และ 8 ตัว เพื่อลดค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแส และ ผลจากความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) เมื่อวงจรทำงานที่กระแสสูงในช่วงของ mA และกระแสเข้าทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน

### 3.6 บทสรุป

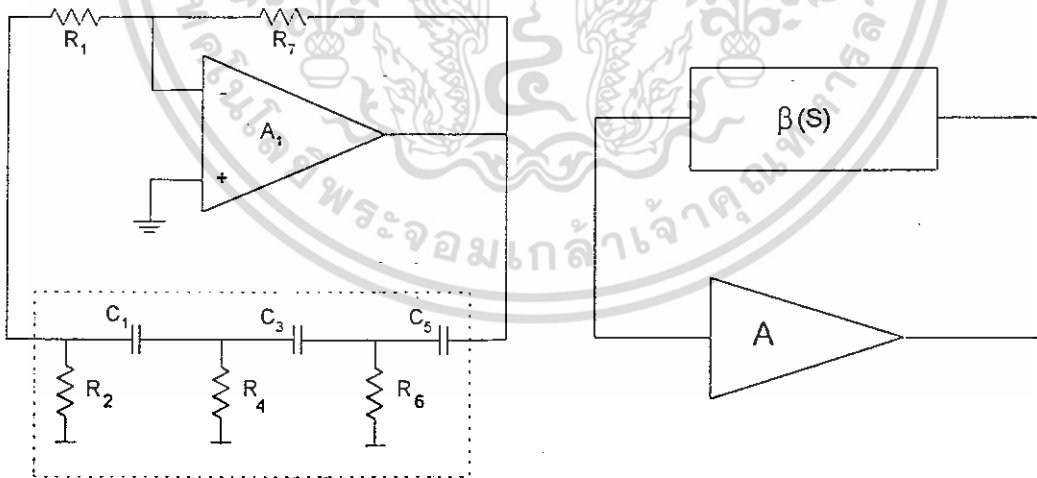
จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถทำเป็น วงจรขยายกระแส ช่วงความถี่กว้าง(Wideband amplifier) และทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า ออปแอมป์ (operational amplifier) ซึ่งเป็นวงจขยายแรงดัน จึงเกิดแนวคิดที่จะออกแบบวงจรให้ทำงานในเทอมของกระแสและเป็นวงจรที่ไม่ต้องการค่าอัตราขยายกระแสมาก เพื่อให้ได้วงจรที่ตอบสนองความถี่กว้างตามคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแส เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ (sinusoidal oscillator) วงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นวงจขยายแล้ววงจรที่ได้นั้นจะทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า ซึ่งเมื่อทำการออกแบบและทดลองวงจรพบว่าสามารถทำงานได้ช่วงความถี่กว้างและทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าวงจรที่ใช้ ออปแอมป์ ซึ่งได้นำไปใช้เป็นส่วนของวงจรย่อยในหัวข้อถัดไป

## บทที่ 4

# วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และวงจรสะท้อนกระแส

### 4.1 บทนำ

บทนี้เป็น การนำเสนอ วงจรออสซิลเลเตอร์ โดยอาศัย วงจรสะท้อนกระแส และวงจรสะท้อนผลต่างกระแส ซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเป็น 1:1 และทำหน้าที่เป็นโหลดแบบแอกทีฟ ส่วนในวงจรป้อนกลับจะใช้ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานอย่างละ 3 ตัว วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สังเคราะห์ขึ้นมาใหม่นี้ วงจรสามารถทำงานได้ดี ตั้งแต่ความถี่ต่ำ ในช่วงของ Hz จนถึงหลาย ๆ MHz และแสดงถึงความเป็นไปได้ที่จะนำไปสร้างเป็นตัวกำเนิดสัญญาณไซน์คุณภาพสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความถี่สูง ซึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์ที่ใช้ ออปแอมป์ ไม่สามารถทำได้



(ก)

(ข)

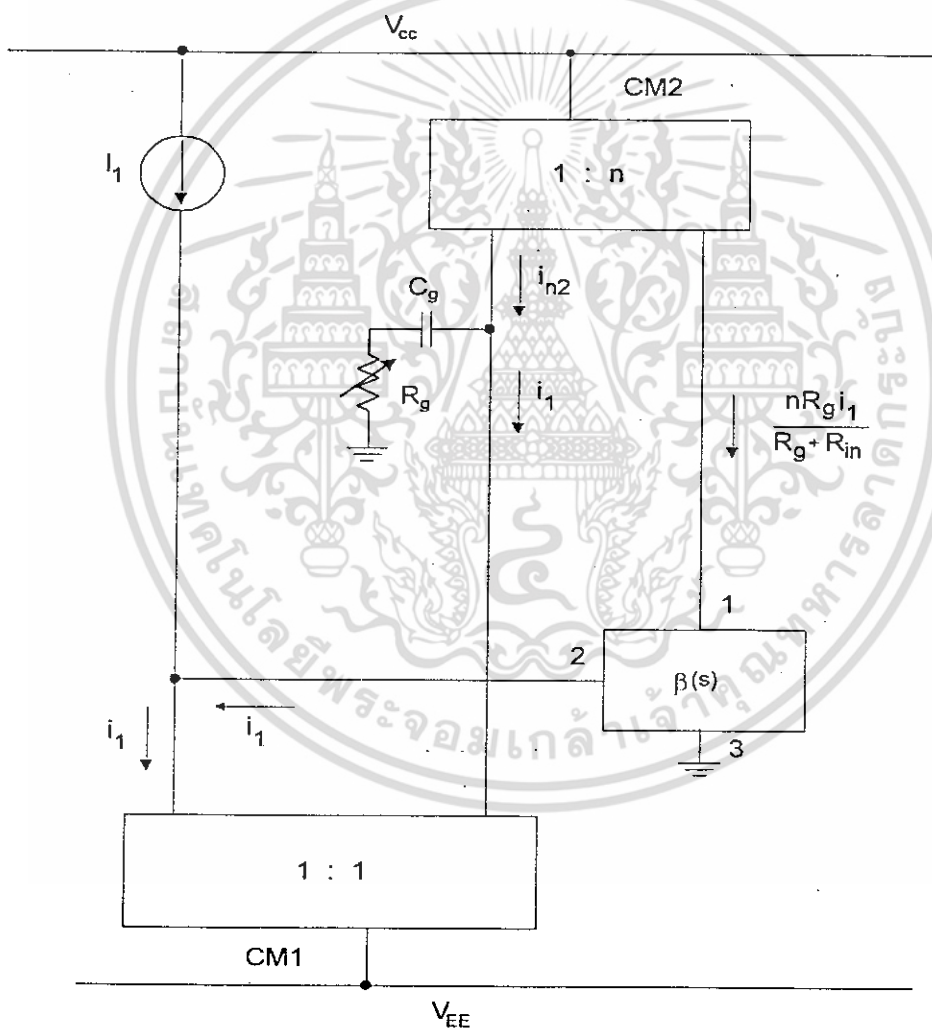
รูปที่ 4.1 ก. วงจรออสซิลเลเตอร์ แบบเก๋าโดยใช้ ออป-แอมป์

ข. บล็อกโคอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเก่า จะเริ่มจากการพิจารณาจาก วงจรในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะกำหนดให้วงจรอาร์-ซี เม็ดเวิร์คเป็นส่วนป้อนกลับในขณะที่ ออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายและกลับเฟส โดยที่อัตราขยายของวงจรมีค่าเป็น 29 และ วงจรสามารถออสซิลเลทได้ เนื่องจากอัตราขยายภายในลูปมีค่าเป็นหนึ่ง และเฟสของ สัญญาณในลูปรวมกันมีค่าเป็นศูนย์ตามลำดับ [9] แต่อย่างไรก็ตามวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังกล่าวยังออสซิลเลทความถี่ได้ต่ำเพราะข้อจำกัดของส่วนความถี่ขยายกำลัง ของออป-แอมป์ มีค่าจำกัด [10]

#### 4.2 หลักการพื้นฐาน



รูปที่ 4.2 วงจรพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณชายน้แบบ RC-CMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 เป็นวงจรพื้นฐานของ RC-CMO ใช้ตัวสะท้อนกระแสแบบ Wilson 2 ตัว คือ CM1 และ CM2 โดยมีอัตราส่วนของกระแสเข้าต่อกระแสออก เป็น 1:1 และ 1:n ตามลำดับ เมื่อคิดว่าจุดสัญญาณเข้า (input) ของ CM1 เป็นจุดสัญญาณเข้าของวงจรและเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ  $\beta(s)$  ให้กระแสไหลออกจากโหนด 2 เมื่อมีกระแสไหลเข้าที่โหนด 1 จะทำให้กระแสป้อนกลับจากโหนด 2 ของเน็ตเวิร์คมาที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 เป็นการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่วงจรกำเนิดสัญญาณชานซ์ต้องการ

เพื่อหาค่าอัตราขยายกระแสของวงจร สมมติให้กระแสเข้า CM1 เป็น  $i_1$  กระแสออกของ CM1 ก็จะเป็น  $i_1$  ด้วย โดยมีทิศทางไหลเข้าจุดสัญญาณออกของ CM1 เนื่องจาก CM1 มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง กระแส  $I_1$  ถูกแบ่งผ่าน  $R_g$  และ  $C_g$  โดยเป็นไปตามหลักการของวงจรแบ่งกระแส ได้กระแสเข้า CM2 มีทิศทางไหลออกจากจุดสัญญาณเข้าของ CM2 เป็น

$$i_{in2} = \left( \frac{R_g + \frac{1}{sC_g}}{R_g + R_{in2} + \frac{1}{sC_g}} \right) i_1 \quad (4.1)$$

โดย  $R_{in2}$  คือ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM2 มีค่าโดยประมาณเท่ากับ  $2V_T/I_1$  เมื่อ  $V_T$  คือ thermal voltage ถ้าให้  $C_g$  มีค่าสูงจนไม่มีผลต่อการจำกัดทางความถี่ คือ ให้  $1/sC_g \ll R_g$  จาก (4.1) จะได้

$$i_{n2} = \left( \frac{R_g}{R_g + R_{in2}} \right) i_1 \quad (4.2)$$

เนื่องจาก CM2 มีอัตราขยายกระแสเท่ากับ n ดังนั้นกระแสออกของ CM2 มีทิศทางไหลออกจากจุดสัญญาณออกของ CM2 คือ

$$i_{o2} = \left( \frac{nR_g}{R_g + R_{in2}} \right) i_1 \quad (4.3)$$

ทำให้อัตราขยายกระแสจากวงจรสะท้อนกระแส 2 ตัวนี้ สามารถควบคุมได้ด้วย  $R_g$  คือ

$$A_i = \frac{nR_g}{R_g + R_{in2}} \quad (4.4)$$

การกำเนิดสัญญาณจะเกิดที่ความถี่ที่ความแตกต่างเฟสระหว่างกระแสเข้า โหนด 1 และออกจากโหนด 2 ของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับเป็น  $2\pi$  นอกจากนี้ ในทางปฏิบัติ พบว่าเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับต้องให้กระแสไบอัสไหลจาก โหนด 1 ไป โหนด 3. และกัน กระแสไบอัสจาก โหนด 1 ไม่ให้มาโหนด 2

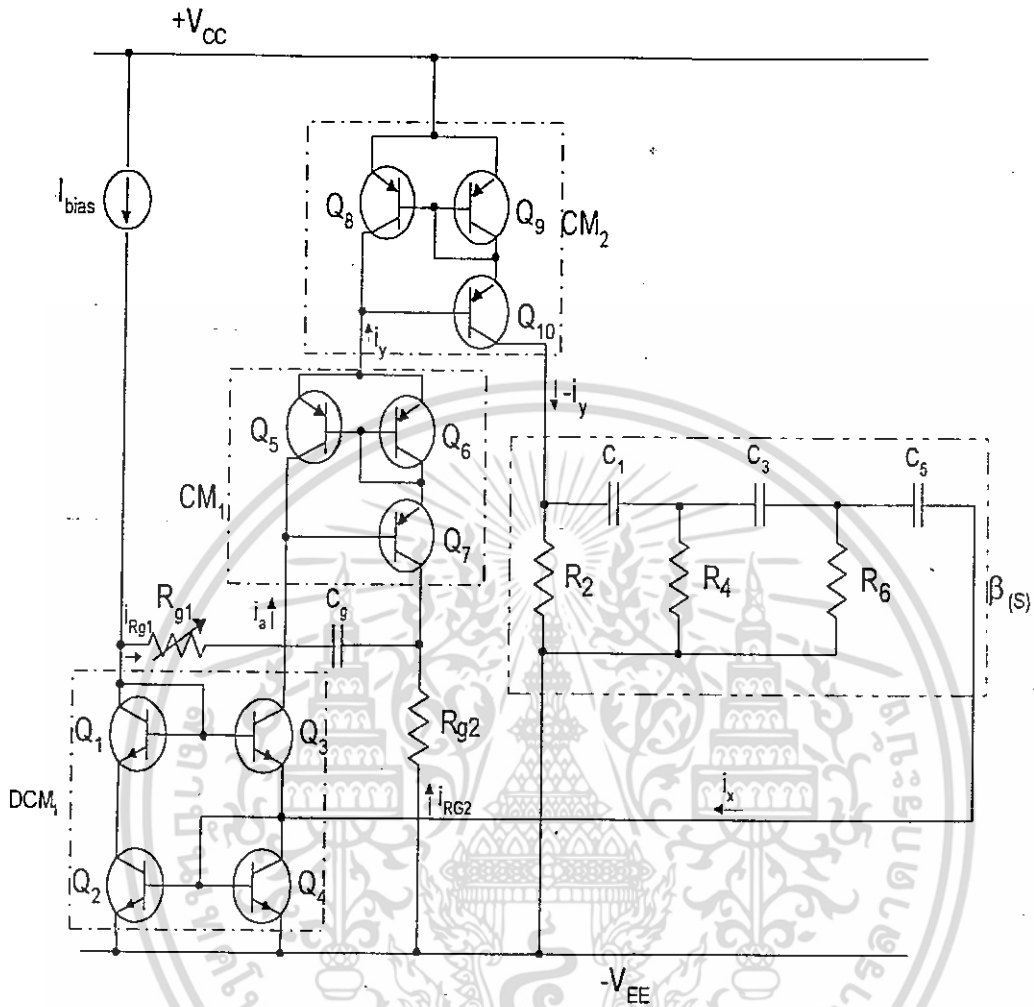
การกำเนิดสัญญาณออสซิลเลทจะเกิดเมื่อ Loop-gain ของวงจร เท่ากับหนึ่ง [ 11 ] คือ

$$\beta(s)A_i = 1 \quad (4.5)$$

เมื่อ  $\beta(s)$  คือ ค่าการส่งผ่านกระแส (current transfer function) ของเน็ตเวิร์ค ส่วนป้อนกลับแทนค่า  $s$  ด้วย  $j\omega_0$  ใน (4.5) แล้วแยกเทอมเป็นส่วนจำนวนจริงและส่วนจินต ภาพ แก่สมการทั้งสองจะได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ ( $f_0$ ) และค่าอัตราขยายกระแส ( $A_i$ ) ที่ต้องการ

ฉะนั้นวงจรพื้นฐานในรูป 4.2 ต้องการวงจรสะท้อนกระแส อีกหนึ่งตัว เพื่อทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ (buffer) นำสัญญาณออกไปใช้งาน นอกจากนี้ค่าความต้านทานที่ จุดสัญญาณเข้าของ CM1 (ประมาณ  $2V_T/i_1$ ) จะไปรวมคิดแบบต่ออนุกรมกับ ความต้านทานที่ โหนด 2 ของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ ซึ่งจะมีผลต่อความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเมื่อความ ต้านทานของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับมีค่าต่ำอยู่ในช่วงของร้อยโอห์ม เราอาจชดเชยผลของ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 ได้ โดยต่อตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับความต้านทาน ที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 เพิ่มลงไปในบรานช์ (branch) ที่เหมาะสมของเน็ตเวิร์คส่วนป้อน กลับแต่วิธีนี้ไม่สามารถทำได้เมื่อบรานช์ที่ต่อกับ โหนด 2 เป็นตัวเก็บประจุอย่างเดียว

### 4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่นำเสนอ

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใหม่ประกอบด้วย DCM<sub>1</sub>, CM<sub>1</sub>, CM<sub>2</sub>, R<sub>g1</sub>, R<sub>g2</sub>, C<sub>g</sub> และ  $\beta(s)$  ซึ่ง  $\beta(s)$  จะเป็นพาสซีฟอีลีเมนต์ โดยประกอบด้วยตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว และ ตัวเก็บประจุอีก 3 ตัว CM<sub>2</sub> จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson [12] ซึ่งมีอัตรา การสะท้อนกระแสเป็น 1:1 DCM<sub>1</sub> และ CM<sub>1</sub> จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่าง สองสัญญาณเข้า (differential current mirror) [13] โดยที่ CM<sub>1</sub> และ CM<sub>2</sub> จะใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N3906 และ DCM<sub>1</sub> จะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 โดยมี  $I_{bias}$  เป็นตัวกำหนดค่ากระแสไบอัสให้กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณา  $CM_1$ ,  $DCM_1$ ,  $Rg_1$ ,  $Rg_2$  และ  $Cg$  จะเป็นการต่อในลักษณะอัตรา  
การขยายกระแสทางเอซี [14] และจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{i_y}{2} = i_x + i_{Rg1} \quad (4.6)$$

$$i_{Rg1} = \frac{Rg_2}{Rg_1 + Rg_2 + 2re + \frac{1}{sCg}} \cdot \frac{i_y}{2} \quad (4.7)$$

ในสมการ  $sCg \gg 1$  จะได้ว่า  $\frac{1}{sCg} \approx 0$

นำสมการ(4.6) แทนลงในสมการ (4.7) จะได้เป็น

$$\frac{i_y}{i_x} = 2 \left( 1 + \frac{Rg_2}{Rg_1 + 2re} \right) \quad (4.8)$$

แต่ทิศทางของ  $i_y$  กลับทางกัน ดังนั้น

$$\frac{i_y}{i_x} = -2 \left( 1 + \frac{Rg_2}{Rg_1 + 2re} \right) \quad (4.9)$$

และในวงจร เราจะใช้  $CM_2$  เป็นตัวกลับเฟสของสัญญาณให้ครบ  $2\pi$

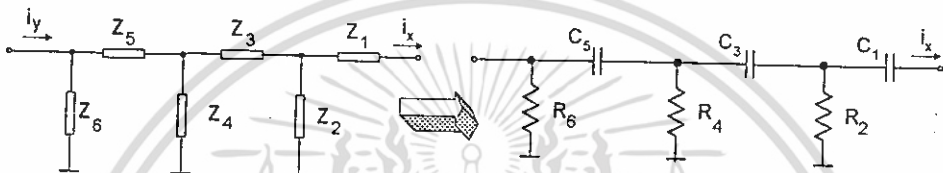
#### 4.4 การทำงานของวงจร

เริ่มจากการพิจารณาการไหลของกระแสในวงจร โดยให้  $i_y$  ไหลเข้าโหนด 1  
และออกจากโหนด 2 เป็น  $i_x$  ไหลเข้า  $DCM_1$  ส่วน  $DCM_1$  และ  $CM_1$  ซึ่งต่อกันในลักษณะ  
ของวงจรขยายโดยอัตราขยายของกระแส จะเป็น 29 ออกจาก  $CM_1$  ไหลเข้า  $CM_2$  เป็น  $i_y$   
และไหลออกจาก  $CM_2$  ก็ครบรูปพอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกต เมื่อพิจารณาส่วนของ  $\beta(s)$  จะเห็นได้ว่า กระแสสลับจะไหลจาก โหนด 1 มา โหนด 2 ส่วนกระแสดีซีจะไม่สามารถไหลผ่านได้ แต่จะไหลผ่าน โหนด 1 กับ โหนด 3 ได้ ซึ่งทำให้  $\beta(s)$  สามารถ แยกกระแสดีซีที่ทางออกและทางเข้าของวงจรได้โดย เด็ดขาด ในสภาวะนี้เองทำให้เกิดสภาวะการ แคมป์ของกระแสสลับซึ่งเป็นการเริ่มต้นของ การออสซิลเลทนั่นเอง

#### 4.6 การวิเคราะห์ห้วงจรเน็ตเวิร์ค เพื่อหาสมการในการออสซิลเลท



รูปที่ 4.4 วงจรพาสซีฟเน็ตเวิร์ค  $\beta(s)$

จากรูปที่ 4.4 เป็นวงจรพาสซีฟเน็ตเวิร์ค ให้พิจารณาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ในรูปของอัตราส่วนของกระแส ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{i_y}{i_x} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_3}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_6} + \frac{Z_5}{Z_6} + \frac{Z_3}{Z_6} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} + \frac{Z_3 Z_5}{Z_2 Z_6} + \frac{Z_1 Z_5}{Z_4 Z_6} + \frac{Z_1 Z_5}{Z_2 Z_4} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_6} + \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4 Z_6} \quad (4.10)$$

จากสมการ (4.10) ถ้ากำหนดให้

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1}, Z_2 = R_2, Z_4 = R_4, Z_5 = \frac{1}{sC_5}, Z_6 = R_6$$

เพราะฉะนั้นจะได้สมการของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\frac{i_y}{i_x} = 1 + \frac{1}{sC_1R_2} + \frac{1}{sC_3R_4} + \frac{1}{sC_1R_4} + \frac{1}{sC_1R_6} + \frac{1}{sC_6R_6} + \frac{1}{sC_3R_6} + \frac{1}{s^2C_1C_5R_2R_4} + \frac{1}{s^2C_1C_3R_2R_4} + \frac{1}{s^2C_3C_5R_2R_6} + \frac{1}{s^2C_1C_5R_4R_6} + \frac{1}{s^2C_1C_3R_2R_6} + \frac{1}{s^2C_1C_3C_5R_2R_4R_6} \quad (4.11)$$

และจากสมการการออสซิลเลท

$$Ai\beta(s) = 1 \quad (4.12)$$

เมื่อนำสมการ (4.11) แทนลงในสมการ (4.12) จะได้ว่า

$$Ai\{s^3C_1C_3C_5R_2R_4R_6 + s^2C_3C_5R_4R_6 + s^2C_1C_5R_2R_6 + s^2C_3C_5R_2R_6 + s^2C_3C_5R_2R_4 + s^2C_1C_3R_2R_4 + s^2C_1C_5R_2R_4 + sC_3R_6 + sC_5R_6 + sC_1R_4 + sC_3R_2 + sC_5R_4 + 1\} = s^3C_1C_3C_5C_2C_4C_6 \quad (4.13)$$

จากสมการ (4.13) สามารถหาสมการของความถี่ในการออสซิลเลทได้เป็น

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3C_5R_4R_6 + C_1C_5R_2R_6 + C_3C_5R_2R_6 + C_3C_5R_2R_4 + C_1C_3R_2R_4 + C_1C_5R_2R_4}} \quad (4.14)$$

และสามารถหาอัตราขยายของวงจรมในการออสซิลเลทได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{-1}{A_i} &= \frac{R_6C_3}{R_2C_1} + \frac{C_5R_6}{C_1R_2} + \frac{R_4}{R_2} + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_5R_4}{C_1R_2} + \frac{R_6}{R_4} + \frac{C_5R_6}{C_3R_4} + \frac{C_1}{C_3} + \frac{R_2}{R_4} + \frac{C_5}{C_3} + \frac{C_3R_6}{C_1R_4} \\ &+ \frac{C_5R_6}{C_1R_4} + \frac{C_3R_2}{C_1R_4} + \frac{C_5}{C_1} + \frac{C_2}{C_5} + \frac{C_1R_4}{C_5R_6} + \frac{C_3R_2}{C_5R_6} + \frac{C_5R_4}{C_5R_6} + \frac{C_5}{C_3} + \frac{C_1R_4}{C_3R_6} + \frac{R_2}{R_6} \\ &+ \frac{C_5R_4}{C_3R_6} + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_5}{C_1} + \frac{R_4}{R_6} + \frac{C_3R_2}{C_1R_6} + \frac{C_5R_4}{C_1R_6} + 2 \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\text{ถ้ากำหนดให้ } \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{sC_3} = \frac{1}{sC_5} = \frac{1}{sC} \quad \text{และ} \quad R_2 = R_4 = R_6 = R \quad (4.16)$$

และนำสมการ (4.16) ไปแทนลงในสมการ (4.14) และ (4.15) จะได้เป็น

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_i = \frac{-1}{29} \quad (4.18)$$

จากผลของ  $A_i$  ที่ได้จากสมการ (4.18) จะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราการขยายของวงจรรอสซิลเลเตอร์และสมการ(4.17) จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของวงจรที่เกิดการอสซิลเลท ต่อมาจะพิจารณาถึงค่าของเฟสชิตวิตตี้ ของความถี่เมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ในวงจรพาสซีฟเน็ทเวิร์ค  $\beta(s)$  ซึ่งหาได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$S_x^{\omega} = (x/\omega_0) \frac{\partial \omega_0}{\partial x} \quad (4.19)$$

จากสมการ (4.19) จะได้ว่า

$$S_{C1}^{\omega} = \frac{-1}{2} \left[ \frac{1}{1 + \frac{C_3 C_5 R_4 R_6 + C_3 C_5 R_2 R_6 + C_3 C_5 R_2 R_4}{C_1 C_5 R_2 R_6} \quad \frac{1}{C_1 C_5 R_2 R_4} \quad \frac{1}{C_1 C_5 R_2 R_4}} \right] \quad (4.20)$$

ถ้าให้  $C_1 = C_3 = C_5 = C$  และ  $R_2 = R_4 = R_6 = R$  จะได้

$$S_{C1}^{\omega} = \frac{-1}{4} \quad (4.21)$$

$$S_{R2}^{\omega} = \frac{-5}{12} \quad (4.22)$$

$$S_{C3}^{\omega} = \frac{-1}{3} \quad (4.23)$$

$$S_{R4}^{\omega} = \frac{-1}{3} \quad (4.24)$$

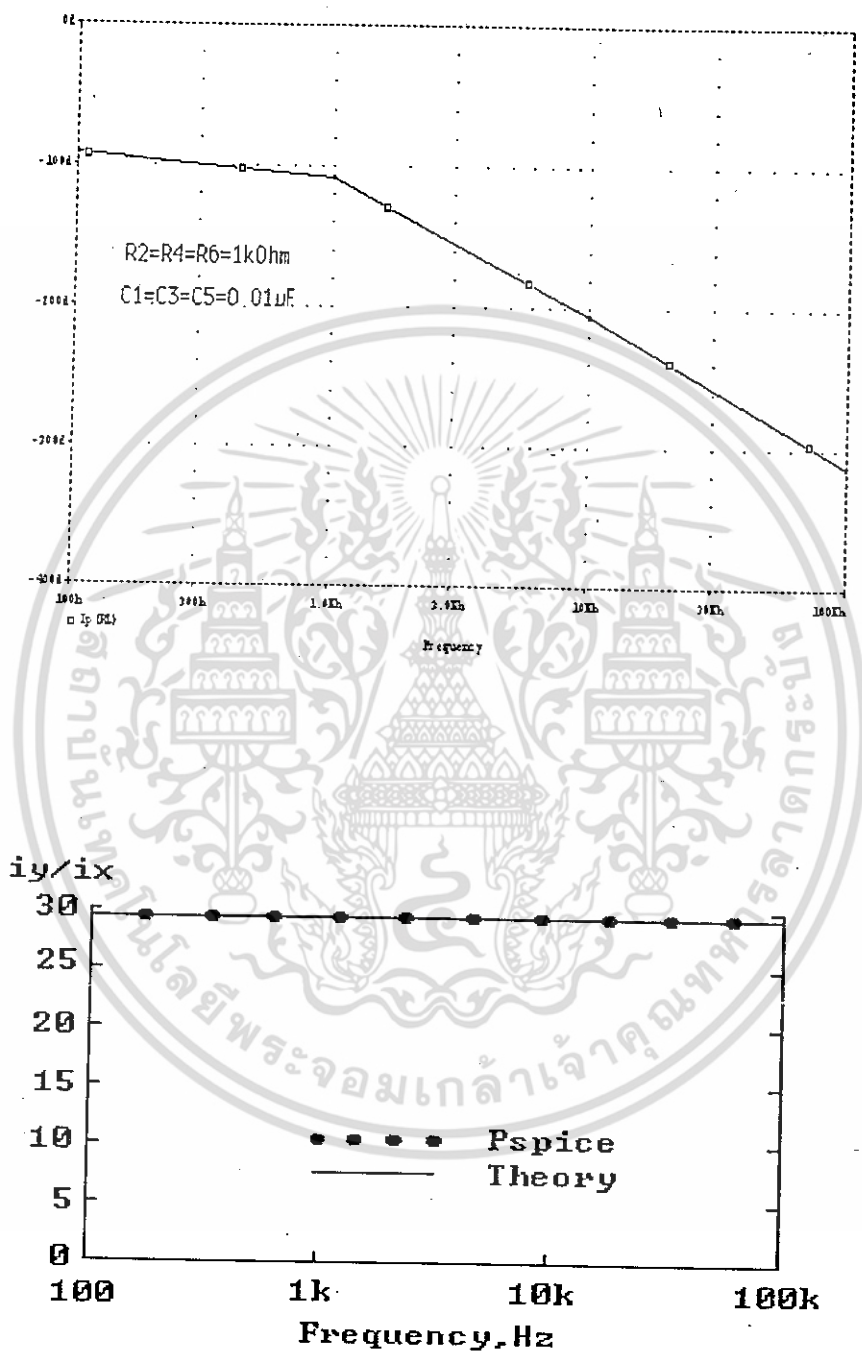
$$S_{C5}^{\omega} = \frac{-5}{12} \quad (4.25)$$

$$S_{R6}^{\omega} = \frac{-1}{4} \quad (4.26)$$

จากเน็ทเวิร์คที่ทำการวิเคราะห์ ทำให้เราสามารถหาค่าความถี่ในการอสซิลเลทได้ และหาค่าของ อัตราการขยายของวงจรได้ ต่อไปจะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของเน็ทเวิร์ค จากรูปที่ 4.4 จะทำการป้อนกระแสรูบชาชนันท์ที่ โหนด 1 และ 3 แล้ววัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณกระแสที่ โหนด 2 และ 3 ซึ่งสามารถนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ ได้ดังรูป  
 ที่ 4.5 โดยจะแสดงถึงขนาดของกระแส  $i_y/i_x$  และเฟสของสัญญาณด้านขาออก ซึ่งจะต่าง  
 กันจากสัญญาณด้านขาเข้าเป็น  $180^\circ$  ที่ความถี่  $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$



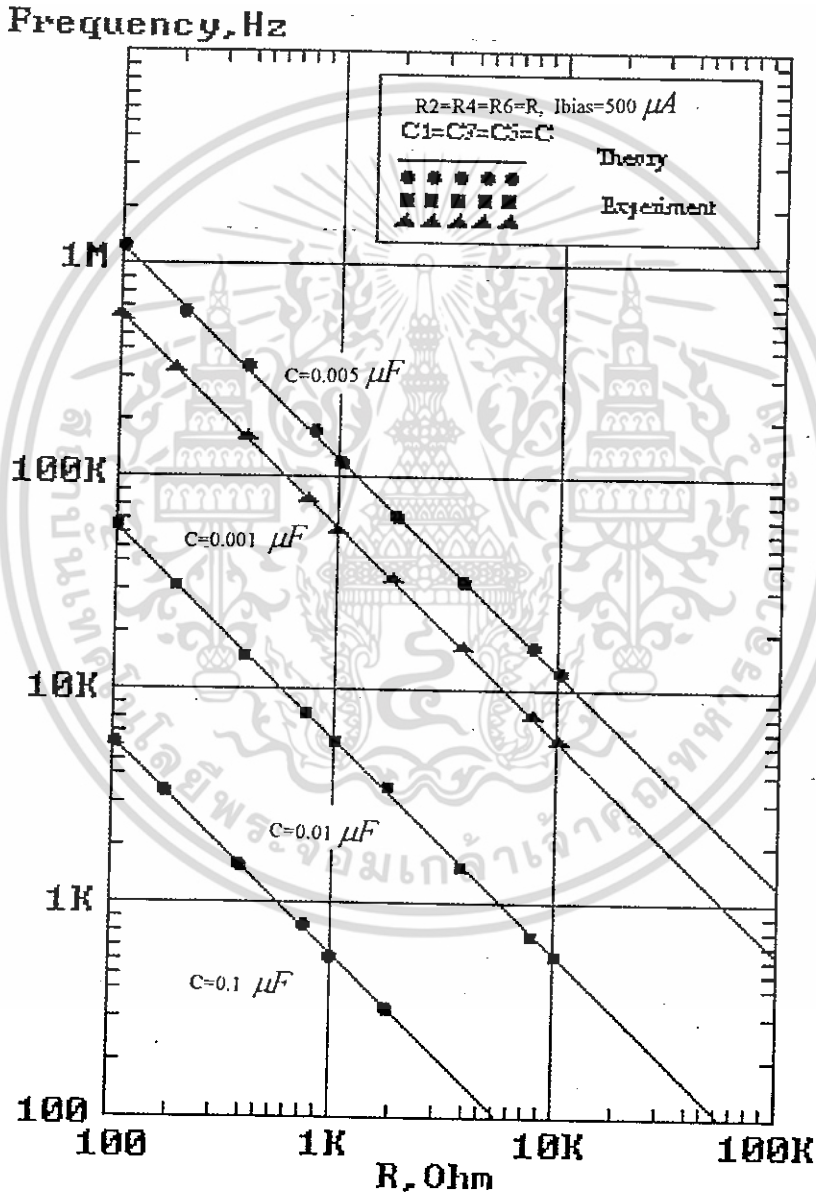
รูปที่ 4.5 แสดงถึงขนาดของกระแส  $i_y/i_x$  และความแตกต่างของเฟสของสัญญาณด้านขาเข้า และขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 ผลการทดลอง

รูปที่ 4.6 แสดงถึงผลการทดลองที่ได้จากการคำนวณค่าของควมถี่ในการออสซิลเลทเทียบกับผลของการสังเคราะห์จะพบว่าได้ผลตรงกับที่คาดหมายไว้ และวงจรยังสามารถออสซิลเลทได้ความถี่สูงประมาณ 1 MHz โดยมีควมถี่ของการออสซิลเลท

$$\text{เป็น } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$$



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวต้านทานตัวเก็บประจุกับความถี่ออสซิลเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.7 บทสรุป

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่นำเสนอ ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นวงจรสะท้อน กระจกแทนแบบเดิมซึ่งเป็นออปแอมป์ สามารถออสซิลเลท ความถี่ได้สูงกว่าวงจรแบบเก่า ที่ ได้กล่าวถึงโดยมีผลการทดลองยืนยันทำให้วงจรแบบที่นำเสนอนี้มีเสถียรภาพดี เหมาะที่จะ นำไปใช้ในทางปฏิบัติได้ เพราะเสถียรภาพค่าความถี่ของวงจรไม่ได้ขึ้นอยู่กับอัตราขยาย กระจกของอุปกรณ์แอกทีฟ แต่ขึ้นอยู่กับค่าผิดพลาดของอุปกรณ์พาสซีฟในวงจร วงจร ออสซิลเลเตอร์แบบใหม่นี้ สามารถนำไปใช้งานได้ง่ายและยังสามารถ ใช้เป็นหลักการ ในการพัฒนาได้ต่อไปอีก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### วงจรสร้างสัญญาณขาขึ้นที่ทำเป็นวงจรไอซี

#### 5.1 บทนำ

ปัจจุบันได้มีการออกแบบสร้างวงจรสร้างสัญญาณขาขึ้นเป็นวงจรไอซีกันมาก เพื่อใช้ในงานประเภทต่างๆรวมทั้งการใช้งานเฉพาะอย่าง เช่น ด้านชีวการแพทย์ในการช่วยวัดอุณหภูมิของร่างกาย ในการสร้างสัญญาณแบ่งออกได้ 2 กลุ่มวิธี กลุ่มวิธีแรกเป็นการสร้างสัญญาณขาขึ้นจากสัญญาณอื่น [21, 22, 23] จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านวงจรที่ออกแบบไว้ เปลี่ยนให้เป็นสัญญาณขาขึ้นต่อไป ปัญหาที่เกิดจากกลุ่มวิธีแรกนี้คือ ความผิดเพี้ยน (distortion) ของสัญญาณขาขึ้นที่ได้ค่อนข้างสูง สำหรับกลุ่มวิธีที่สองเป็นการสร้างสัญญาณขาขึ้นโดยตรง อย่างเช่นการสร้างสัญญาณขาขึ้นจากการใช้กระแสควบคุมความถี่ของการออสซิลเลท วิธีการนี้จะได้การออสซิลเลทในช่วงความถี่ที่กว้างกว่าและพบว่าการแทรกของสัญญาณรบกวนจะทำได้ยาก มีผลทำให้ความผิดเพี้ยนต่ำ

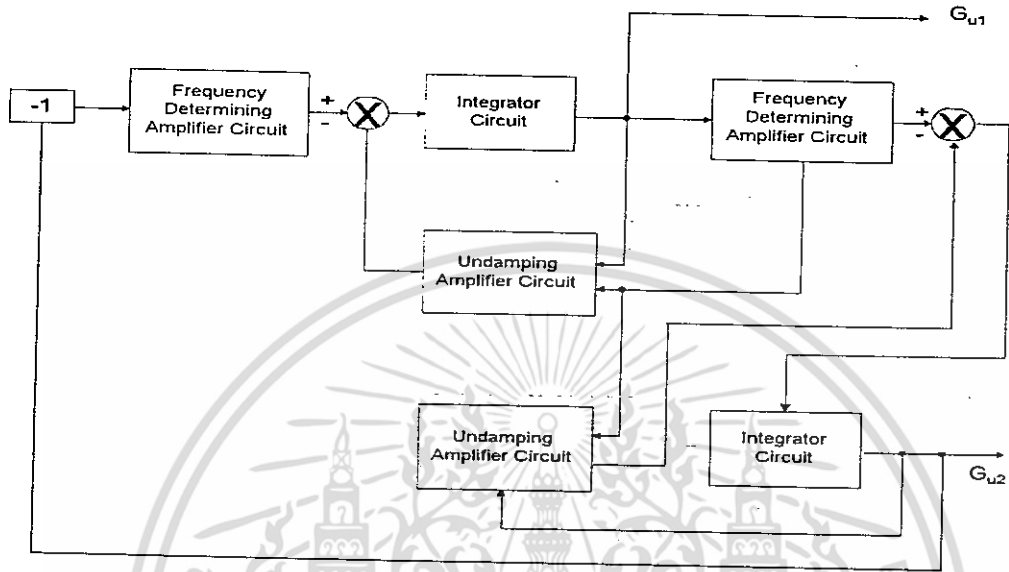
#### 5.2 หลักการเดิม

Grebene (1972) [24] ได้ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณขาขึ้นที่ทำเป็นไอซีขึ้นมา แต่ได้สัญญาณขาขึ้นที่ไม่สวยงามนัก ทั้งนี้เพราะว่าไม่ได้สร้างสัญญาณขาขึ้นโดยตรง แต่หากสร้างสัญญาณจากสัญญาณสามเหลี่ยมก่อน นั่นคือจะสร้างสัญญาณแรมป์ (Ramp Signal) 2 สัญญาณที่มีเฟสตรงกันข้าม(out of phase) แล้วนำสัญญาณแรมป์ทั้งสองมาผ่านวงจรคิฟเฟอร์เรนเซียลจะได้สัญญาณสามเหลี่ยมขึ้นมา สัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้จะนำมาเป็นแปลงเป็นสัญญาณขาขึ้นโดยใช้วงจรแลดเดอร์ (Ladder) อีกทีหนึ่ง แต่ไม่สามารถผลิตสัญญาณขาขึ้นได้ความถี่ที่กว้างนักและมีค่าความผิดเพี้ยนสูง

ต่อมา Doorenbosch (1976) [15] ได้ออกแบบสร้างสัญญาณขาขึ้นที่ทำเป็นไอซี และสามารถปรับช่วงกว้างของความถี่ได้กว้างมาก โดยสามารถเปลี่ยนความถี่ไปได้กว้างถึง  $10^4$  เท่า แต่หลักการของ Doorenbosch วงจรค่อนข้างสลับซับซ้อนมาก โดยนำวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) สองวงจรมาต่อเข้ากับวงจร Frequency determining Amplifier สองวงจร และวงจร Undamping Amplifier สองวงจร ดังบล็อกไดอะแกรมในรูป 5.1

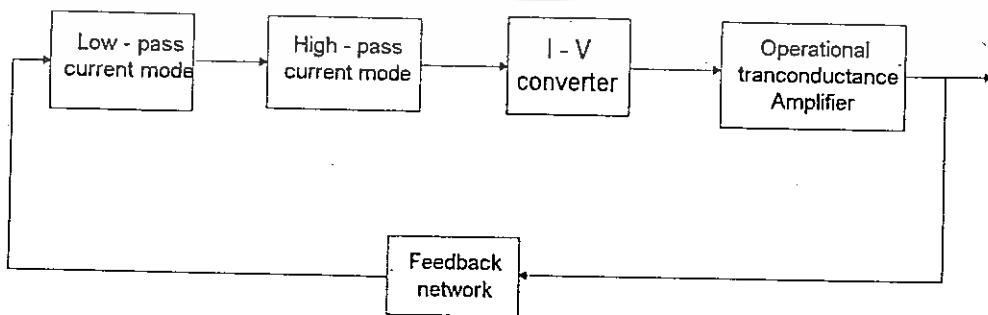
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ากว่าจะได้สัญญาณขาออกจะต้องใช้วงจรหลายวงจรมาต่อเข้าด้วยกัน และแต่ละวงจรมันก็มีความสลับซับซ้อนในตัวของมันเอง ฉะนั้นถ้าหากสามารถสร้างวงจรที่ง่ายกว่านี้ ก็จะมีประโยชน์อย่างมาก



รูปที่ 5.1 บล็อกโคอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณขาหนึ่งของ Doorenbosch

ปี ค.ศ. 1979 S.Pookaiyaudom, K.Dejhan, and C.Watanachaiprateep. [25] ได้ออกแบบสร้างสัญญาณขาหนึ่งที่ทำเป็นไอซี ซึ่งเป็นวงจรที่สลับซับซ้อนน้อยลง และให้คุณสมบัติที่มีประสิทธิภาพเทียบเท่าการทำงานของ Doorenbosch มีหลักการดังบล็อกโคอะแกรมในรูป 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกโคอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณขาหนึ่ง [25]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการนำเอาหลักการของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านนำมาต่อแบบคาสเคด (Cascade) กับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งใช้ได้โอดสองตัวกับตัวเก็บประจุหนึ่งตัว ก็จะทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบแล้วผ่านสัญญาณซึ่งจะอยู่ในรูปของกระแสไปยังวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นศักดาโดยใช้ออปแอมป์ แล้วเอาสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรขยายค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ ก็จะได้สัญญาณออกมาอยู่ในรูปของกระแสแล้วป้อนกลับมาวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน เมื่อปรับค่าอัตราขยายของวงจรขยายค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ให้เหมาะสมแล้ววงจรจะออสซิลเลตและสร้างสัญญาณชายนี้อได้

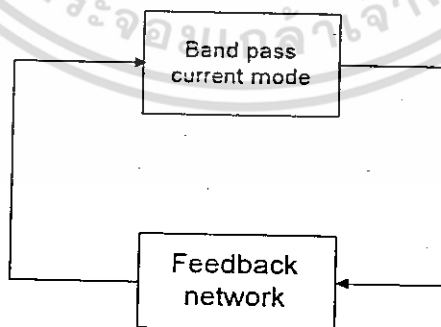
### 5.3 หลักการที่นำเสนอ

หลักการที่จะเสนอในบทนี้จะจะเป็นหลักการที่ดีกว่าแบบ Doorenbosch ซึ่งวงจรไม่สลับซับซ้อนและใช้จำนวนอุปกรณ์ในวงจรน้อยกว่า ส่วนผลการทดลองที่ได้ก็สามารถเปลี่ยนความถี่โดยการปรับค่ากระแสควบคุมได้กว้างถึง  $10^4$  เท่า และได้เสนอแนะวิธีการควบคุมความถี่ที่เป็นอิสระกับสภาพแวดล้อมภายนอกคืออุณหภูมิไว้ด้วย

### 5.4 หลักการทำงานของวงจร

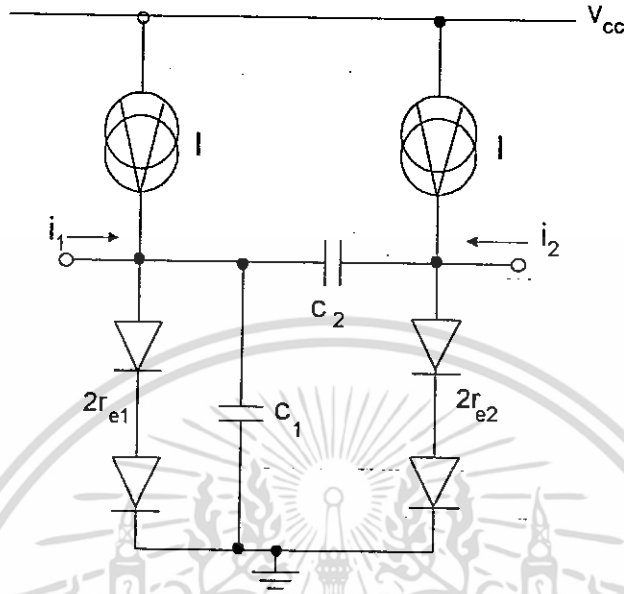
การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณชายนี้อสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม

ได้ดังรูป 5.3



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณชายนี้อแบบใหม่

จากบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 5.3 อธิบายหลักการทำงานคร่าว ๆ ส่วนของ วงจรที่เป็นตัวควบคุมความถี่ของวงจรสร้างสัญญาณชานน์ จะเป็นดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรควบคุมความถี่ของวงจรสร้างสัญญาณชานน์เมื่อเขียนให้ดูได้โดยง่าย

จากวงจร  $2r_{e1}$  และ  $C_1$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำ ผ่าน โดยจะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$H_1(s) = s^2 + s \left\{ \frac{r_{e1}(C_1 + C_2) + r_{e2}C_2}{r_{e1}r_{e2}C_1C_2} \right\} + \frac{1}{4r_{e1}r_{e2}C_1C_2} \quad (5.1)$$

$r_e$  คือค่า Dynamic resistance ของไดโอดเมื่อได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส

ส่วน  $2r_{e2}$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน โดยจะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$H_2(s) = s(1/2r_{e2}C_1) \quad (5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้านำวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำและชนิดความถี่สูงผ่านมาต่อคาบคัทกัน ก็จะได้เป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ ซึ่งจะมีค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับผลคูณของค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันทั้งสอง [ 9] ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$H_3(s) = \frac{s[1/2r_{e2}C_1]}{s^2 + s\left[\frac{r_{e1}(C_1 + C_2) + r_{e2}C_2}{r_{e1}r_{e2}C_1C_2}\right] + \frac{1}{4r_{e1}r_{e2}C_1C_2}} \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) จะนำมาใช้พิจารณาหาค่าความถี่กึ่งกลาง (Center frequency) ของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบได้จากสูตรมาตรฐานสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบอันดับที่สองตามสมการที่ (5.4) จะได้ความถี่ ดังสมการ (5.5)

$$T(s) = \frac{SH}{s^2 + s(\omega_0 / Q) + \omega_0^2} \quad (5.4)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= 1/2(4r_{e1}r_{e2}C_1C_2) \\ \omega_0 &= 1/2\sqrt{r_{e1}r_{e2}C_1C_2} \end{aligned} \quad (5.5)$$

เมื่อ  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ และพบว่า อัตราขยายของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบที่ความถี่  $\omega_0$  จะมีค่า

$$\text{gain}|_{\omega_0} = 1/[2 + (C_1 / C_2)] \quad (5.6)$$

โดยที่ค่าของอัตราขยายนี้จะเป็นอิสระกับค่าความถี่ ถ้าหากกำหนดให้ไดโอดทั้งสองตัวคือ  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  ในรูปที่ (5.4) มีคุณสมบัติสมพงษ์กัน (matching) ซึ่งจะทำให้ค่า  $r_c$  เท่ากันหมดทุกตัว และสามารถคำนวณหาค่าความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบได้ดังนี้

$$\omega_0 = 1/2r_c\sqrt{C_1C_2}$$

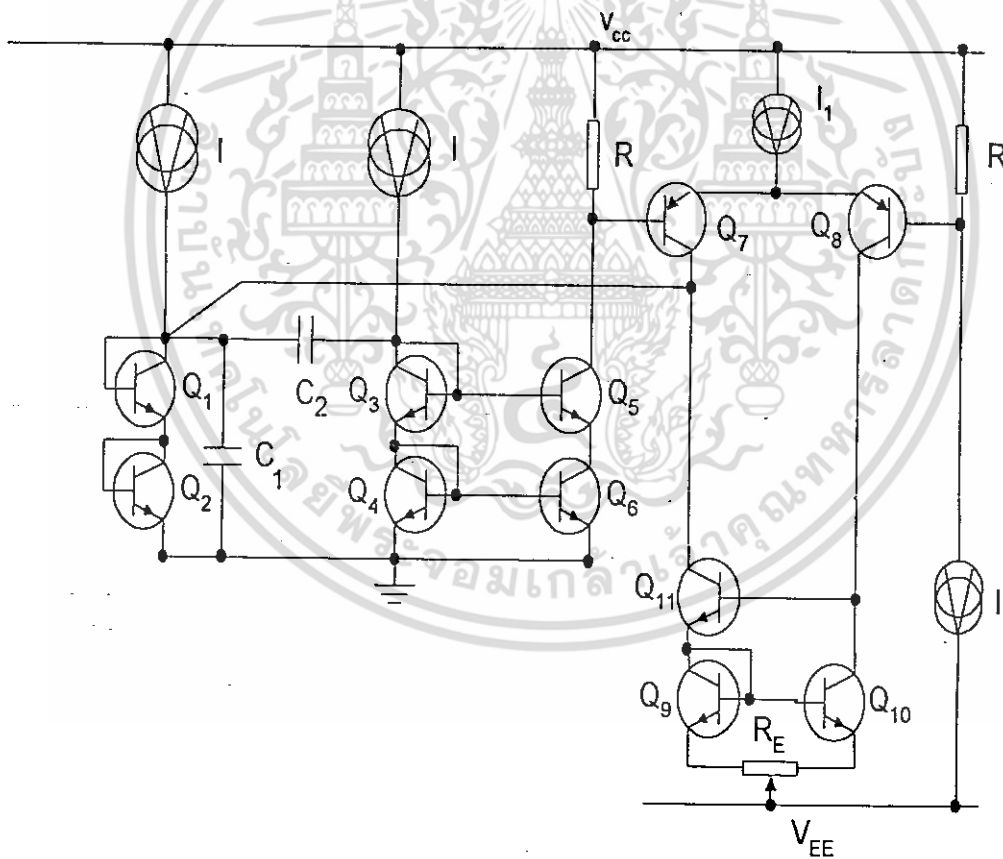
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\omega_o = I / 2V_T \sqrt{C_1 C_2} \quad (5.7)$$

โดยที่  $I$  เป็น กระแสไบอัสของไดโอดส่วน  $V_T = kT/q$  เป็นค่าศักดาเทอร์มัลมีค่าประมาณ 26 mV ที่ 27°C อุณหภูมิห้อง ฉะนั้นถ้าหากมีการป้อนกลับของสัญญาณแบบบวก (Positive feedback) ที่เหมาะสมป้อนเข้าไปในวงจรจะเกิดการออสซิลเลชันขึ้น ความถี่ของการออสซิลเลชันจะเป็นไปตามสมการ (5.7) และเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบอัส  $I$  แต่อัตราการขยายของลูปเกนขยายจะต้องมากกว่า  $(2 + \frac{C_1}{C_2})$

### 5.3.2 วงจรสร้างสัญญาณซายน์แบบที่นำเสนอ



รูปที่ 5.5 รูปวงจรในการสร้างสัญญาณซายน์แบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.5 เป็นวงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ทำเป็นวงจรรวมซึ่งปราศจากเน็คเวิร์คควบคุมแอมพลิจูดอัตโนมัติ (Automatic amplitude control network) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่โดยไม่ต้องใช้วงจรเน็คเวิร์คควบคุมแอมพลิจูดอัตโนมัติ จัดได้ว่าเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติข้อหนึ่ง การกำหนดให้เกิดการออสซิลเลชันในขณะเริ่มต้น ได้มาจากวงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอร์เรนเซียลทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_8$  เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมพ้องกัน ต่ออยู่ในรูปของวงจรขยายความแตกต่าง โดยมีทรานซิสเตอร์  $Q_9$ ,  $Q_{10}$  และ  $Q_{11}$  เป็นแอกทิฟโหลดเมื่อกำหนดให้  $g_m$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในสัญญาณระดับต่ำ (Small signal) ของวงจรขยายความแตกต่าง  $Q_7$ ,  $Q_8$  ดังนั้นค่าอัตราการขยายกระแสของสัญญาณระดับต่ำสามารถจะประมาณค่าได้ดังนี้

$$A_i \cong g_m R = \frac{I_1 R}{2V_T} \quad (5.8)$$

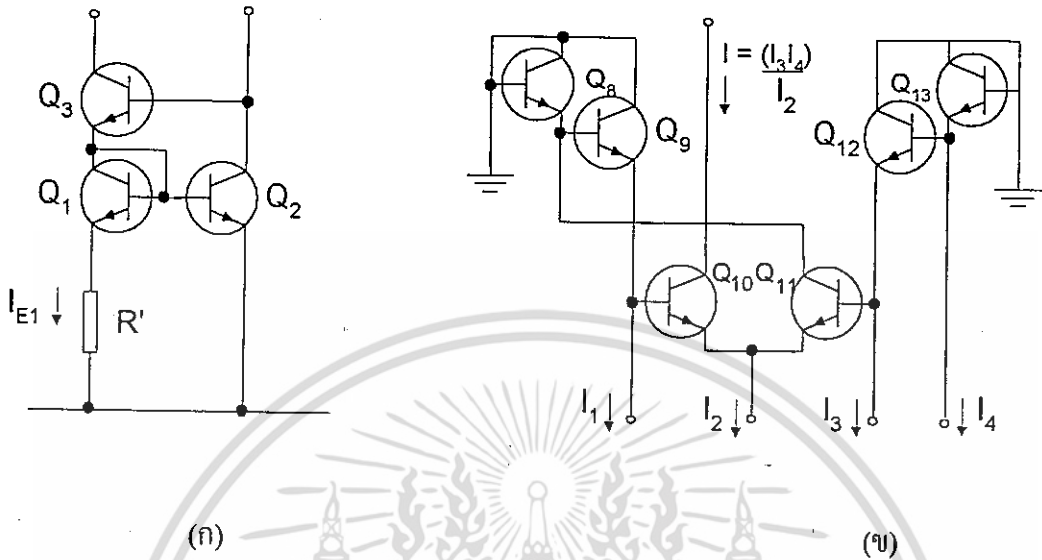
ในการออกแบบวงจรนี้ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 จะถูกออกแบบให้อยู่ภายนอกชิปของวงจรรวมเพื่อผู้ใช้สามารถเลือกค่าความถี่ต่าง ๆ เองได้ และเพื่อความสะดวกในการออกแบบเนื่องจากในบางกรณีค่าความจุไฟฟ้าอาจจะมีความถี่ทำให้การออกแบบลำบาก จากสมการที่ (5.7) และ (5.8) พบว่าค่าของ  $\omega_0$  และ  $A_i$  จะขึ้นอยู่กับค่า  $V_T$  ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิแวลลุ่มการปรับปรุงวงจรเพื่อไม่ให้ค่า  $\omega_0$  ขึ้นอยู่กับค่าของ  $V_T$  สามารถที่จะทำได้โดยให้ค่าของกระแสไบอัส  $I_1 = (R_1 / R_2)(V_T \ln \alpha / R')$  โดยที่  $\alpha$  เป็นค่าคงที่ ดังนั้นค่าของ  $A_i$  จะมีค่าใหม่โดยไม่ขึ้นอยู่กับ  $V_T$

$$A_i \cong (R_1 / R_2)(R / R') \ln \alpha \quad (5.9)$$

จากสมการ (5.9) จะเห็นได้ว่าอัตราการขยายกระแสไม่ได้ขึ้นกับอุณหภูมิ ( $V_T$ ) และสำหรับขนาดของการออสซิลเลทก็สามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า  $I_1$  โดยการใช้อัตราส่วนของ  $(R_1 / R_2)$  ของวงจรรูปที่ 5.8 (ข) และขนาดของสัญญาณก็จะถูกบังคับโดยความไม่เป็นเชิงเส้น (non-linearity) ของวงจรคิฟเฟอร์เรนเซียล  $Q_7$  และ  $Q_8$  ของวงจรรูปที่ 5.5 จากสมการที่ (5.7) สัมประสิทธิ์ของความถี่จะเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับกระแส  $I_1$  และ  $V_T$  จะเห็นว่าค่า  $V_T$  นี้จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิแวลลุ่ม จึงมีการปรับปรุงวงจรนี้ เพื่อไม่ให้สัมประสิทธิ์ของความถี่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ แต่จะให้เกิดการเปลี่ยนแปลงตามค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส  $I_1$  เพียงอย่างเดียวโดยนำเอาแนวคิดมาจากวงจรเบื้องต้นของ van Kessel และ van de Plassche กับวงจร Gain cell ของ Gilbert [ภาคผนวก ข.] ดังแสดงในรูป 5.6



รูปที่ 5.6 วงจรชดเชยอุณหภูมิของ van Kessel, van de Plassche และ วงจร Gain cell ของ Gilbert

(ก) วงจรเบื้องต้นของ van Kessel และ van de Plassche (ข) วงจร Gain cell ของ Gilbert

จากสมการที่ (5.7) จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ของความถี่จะขึ้นอยู่กับ  $V_T$  ที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ การชดเชยผลของอุณหภูมิสามารถทำได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 5.6 เพื่อขจัดผลของ  $V_T$  ให้หมดไป โดยใช้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_{10}$  เพื่อกำเนิกระแส  $I_1$  ได้ค่าดังนี้

$$I_1 = (R_1 / R_2)(V_T \ln \alpha / R') \quad (5.10)$$

โดยที่  $\alpha$  เป็นอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_7$  ถึง  $Q_{13}$  ของวงจรรูปที่ 5.7 เป็นแหล่งกำเนิดกระแส  $I$  [จากคุณสมบัติของวงจร Gain cell ของ Gilbert] จะได้ดังนี้

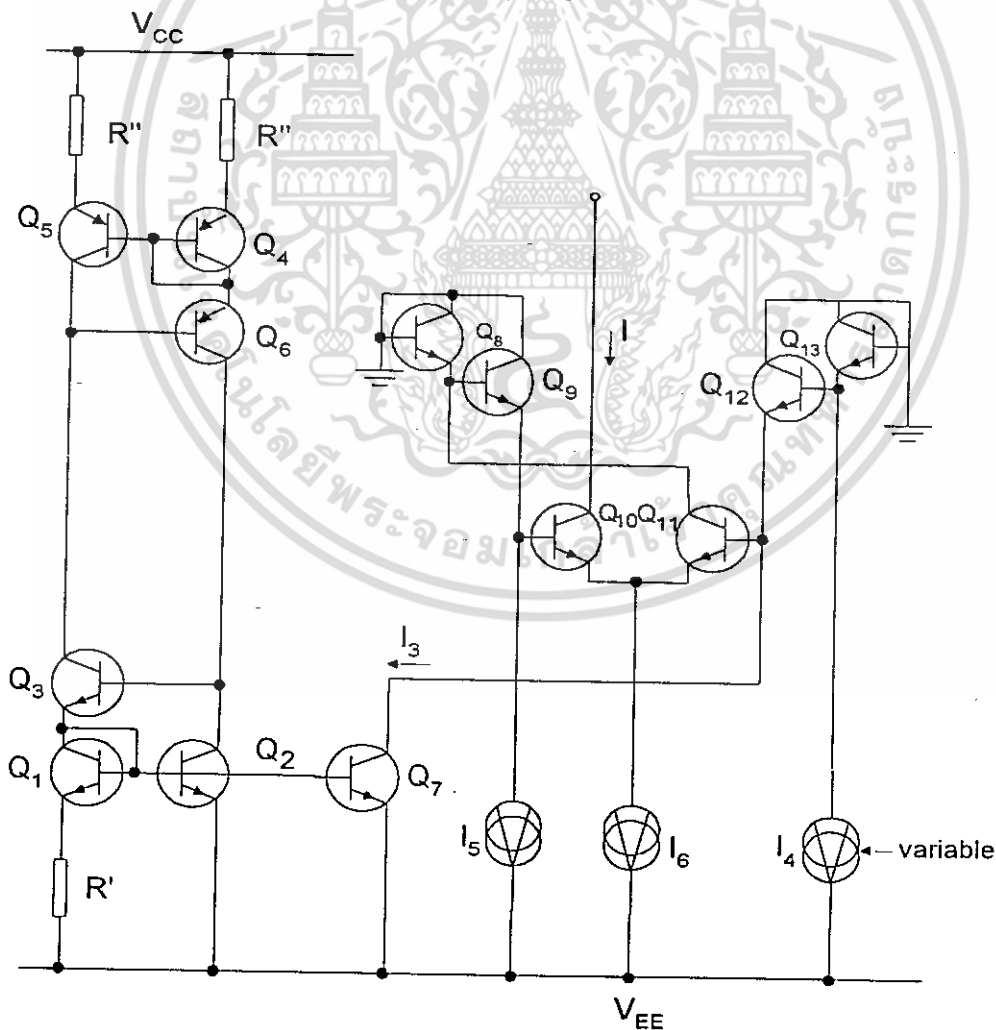
$$I = \frac{I_3 I_4}{I_2} = V_T I_4 \left( \frac{\ln \alpha}{R'} \right) I_1$$

$$I = V_T K I_4 \quad (5.11)$$

เมื่อ  $K = (\ln \alpha / R') I_1$  ในเทอมของ  $K = (\ln \alpha / R') I_1$  ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับกระแส  $I_1$  และความต้านทาน  $R'$  นั่นคือ ถ้าแทนค่าสมการ (5.11) ลงในสมการที่ (5.7) เราจะได้ว่า

$$\omega_o = K I_4 / 2 \sqrt{C_1 C_2} \quad (5.12)$$

จะเห็นว่าสมการที่ (5.12) นั้นค่า  $\omega_o$  จะเป็นอิสระจากค่าอุณหภูมิ  $V_T$  และการปรับปรุ้งเพื่อไม่ให้  $\omega_o$  ขึ้นอยู่กับค่า  $V_T$  จะทำได้ ดังรูป 5.7 ซึ่งเป็นวงจรการปรับปรุ้งเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ



รูปที่ 5.7 วงจรการปรับปรุ้งเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

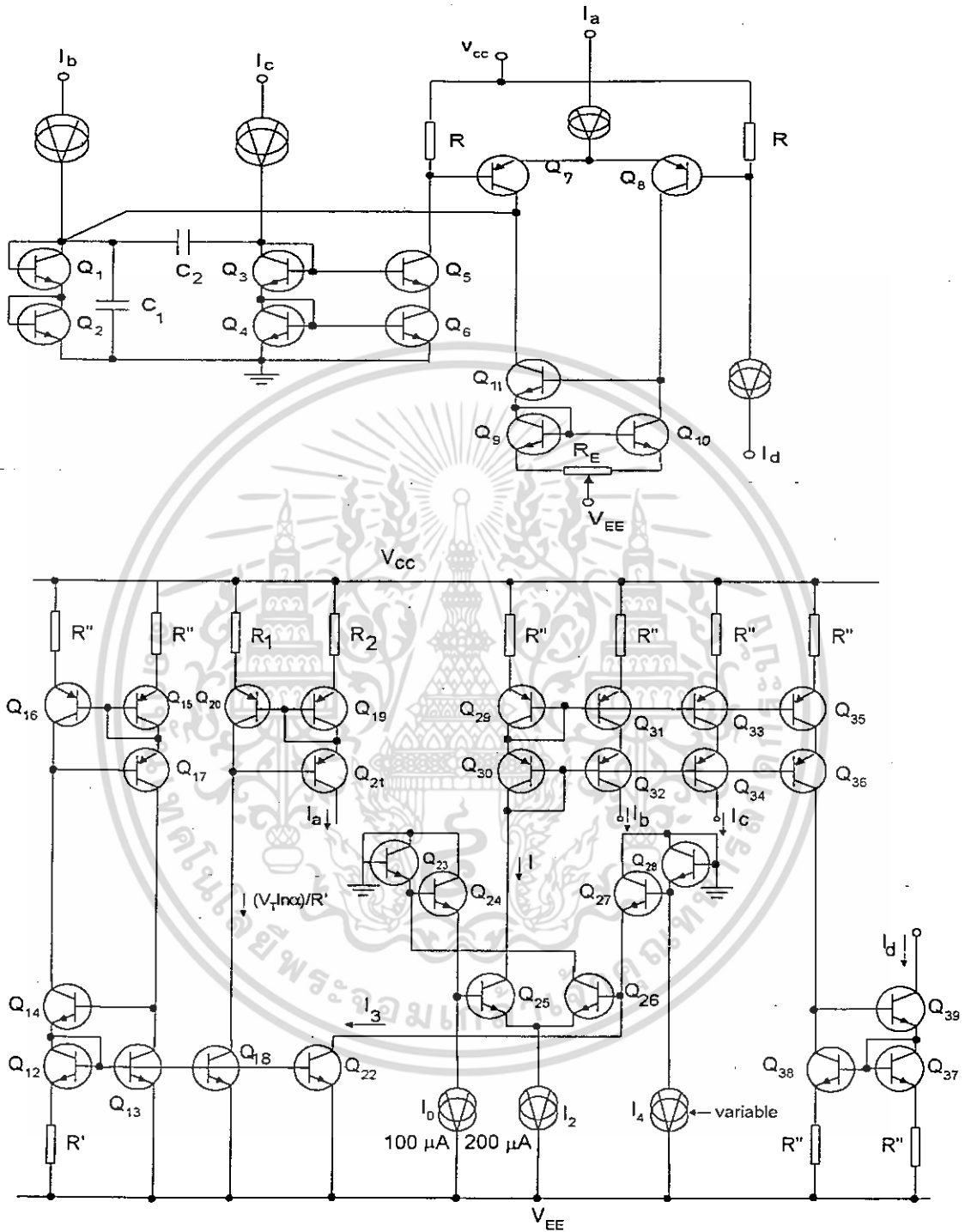
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับขนาดของการออสซิลเลทสามารถปรับได้โดยการปรับค่ากระแส  $I_1$  โดยใช้ค่าอัตราส่วนของ  $R_1/R_2$  ของวงจรในรูปที่ 5.8 และขนาดของสัญญาณก็จะถูกบังคับ โดยความไม่เป็นเชิงเส้น ของวงจรขยายดีเฟอเรนเชียลของทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_8$  การกำหนดให้เกิดการสร้างสัญญาณชาวยน์ที่มีค่าผิดพลาดต่ำนั้น ปกติแล้วต้องการค่าแกน อัตราขยายที่ความถี่  $\omega_c$  เท่ากับสมการที่ (5.6) ที่มีแกนเท่ากับหนึ่งหรือมากกว่าเล็กน้อย แต่ ต้องมีค่าน้อยกว่ากระแสไบอัส  $I$  มาก ๆ

จากวงจรรูปที่ 5.8 นอกจากต้องการให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  มีความสม พงษ์กันทุกประการแล้วจากสมการที่ 5.6 ยังต้องการเกณฑ์การขยายที่มีค่าคงที่ จึงจะทำให้ ความถี่ออสซิลเลทจะเป็นอิสระเพราะว่าจากหลักการเบื้องต้นต้องมีเน็ตเวิร์คควบคุม

แอมพลิฟิเคชันเข้ามาควบคุมอย่างไรก็ตาม การที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  จะมีความสมมาตรกัน ทุกประการคงเป็นไปได้ยาก ในการใช้วงจรประเภทคิสครีต แต่ในวงจรรวมทำได้ ดังนั้นแอมพลิ ฟิเคชันของการออสซิลเลทที่ไม่เป็นค่าคงที่ จะเกิดการเปลี่ยนแปลงตามช่วงที่ใช้งาน ดังนั้น เน็ตเวิร์คควบคุมแอมพลิฟิเคชันยังมีความจำเป็นอยู่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดจากแอมพลิฟิเคชันของการ ออสซิลเลทจะขอกกล่าวในหัวข้อถัดไป

### 5.3.3 วงจรที่ใช้ในการทดลอง



(ข)

รูปที่ 5.8 วงจรสร้างสัญญาณชายน้ที่ใช้ในการทดลอง

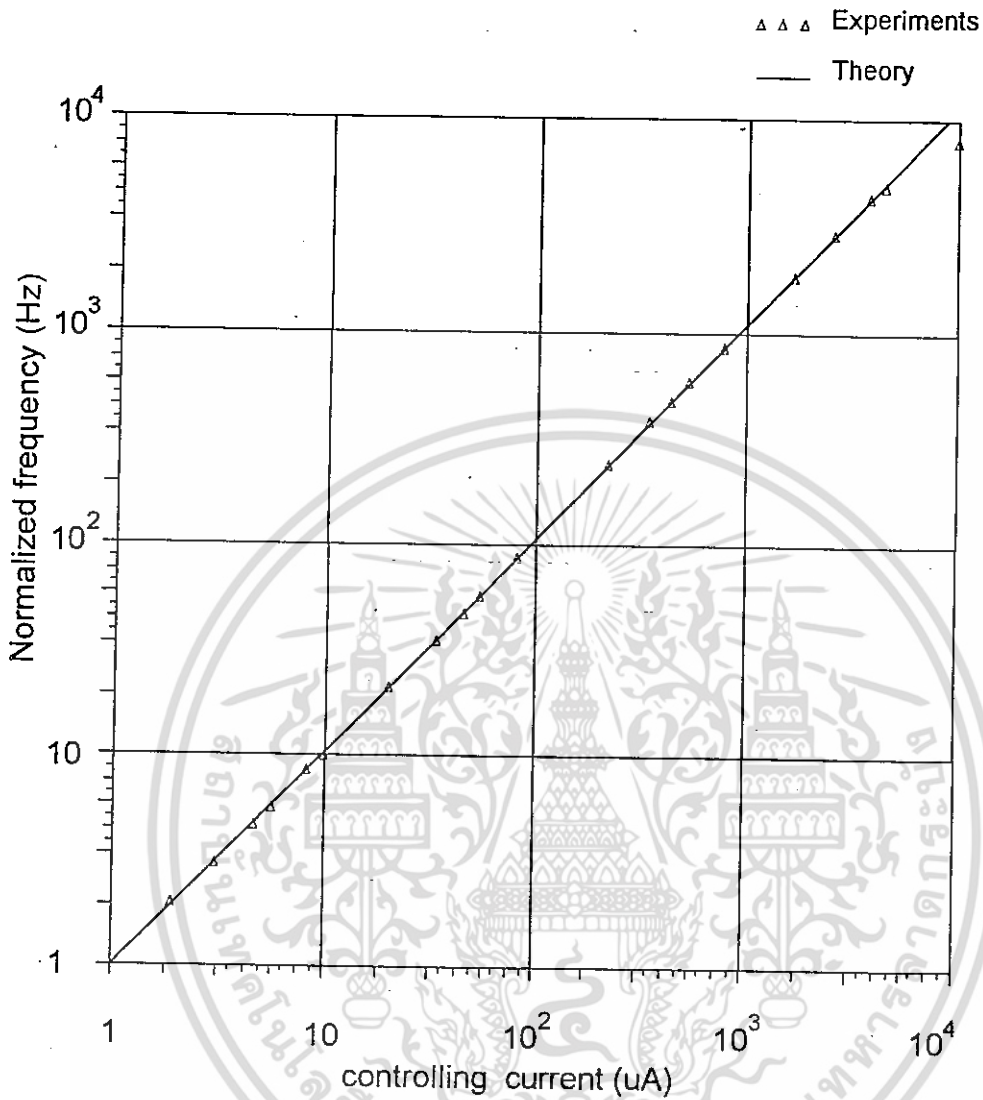
(ก) วงจรควบคุมกำหนดความถี่ของวงจรสร้างสัญญาณชายน้แบบที่นำเสนอ

(ข) วงจรการปรับปรุงการไบอัสให้วงจร [5.8 ก] เพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยสุโขทัยวิทยาธิการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.8 ที่ใช้ในการทดลองโดยกำหนดให้  $Q_1$  ถึง  $Q_6$  เป็นทรานซิสเตอร์ NPN ชนิดอาเรย์เบอร์ LM3046 เพื่อให้มีความสมมาตรกันมากที่สุด ส่วนทรานซิสเตอร์ตัวอื่นจะเป็นแบบแยกเป็นตัว ๆ คือ เบอร์ 2N3904 (NPN) และเบอร์ 2N3906 (PNP) การที่กำหนดให้  $Q_1$  ถึง  $Q_6$  เป็นทรานซิสเตอร์แบบอาเรย์ ซึ่งจะให้ค่า  $V_{BE}$  และ  $h_{FE}$  มีค่าแตกต่างกันประมาณไม่เกิน  $\pm 1mV$  และ  $\pm 5\%$  ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้การเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่ได้โดยการควบคุมกระแส จะเป็นไปตามสมการ (5.6) และสมการ (5.7) การปรับกระแสจะมีความถูกต้องจากตั้งแต่ 1 ไมโครแอมป์ ถึง 1 มิลลิแอมป์ กรณีให้กระแสจำนวนมาก ๆ หลายมิลลิแอมป์ขึ้นไปจะทำให้อัตราส่วนของการปรับจะให้ความแม่นยำลดลงไปเนื่องจากกระแสขนาดเล็กรบกวนเกิดขึ้น สำหรับ  $Q_7, Q_8$  เป็นวงจรขยายความแตกต่าง โดยมี  $Q_9, Q_{10}, Q_{11}$  เป็นแอกทีฟโหลดสามารถปรับกระแสไบอัสโดยใช้ความต้านปรับค่าได้  $R_E$  ส่วน  $Q_{12}, Q_{13}$  และ  $Q_{18}, Q_{22}$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีจุดสัญญาณออกหลายจุด โดยมี  $Q_{15}, Q_{16}, Q_{17}$  เป็นวงจรแอกทีฟโหลด ส่วน  $Q_{19}, Q_{20}, Q_{21}$  เป็นวงจรกำหนดเกณฑ์การขยายกระแส ( $I_o$ ) เพื่อป้อนให้วงจรขยายความแตกต่าง  $Q_7$  และ  $Q_8$  โดยใช้อัตราส่วนของ  $R_1/R_2$  ส่วน  $Q_{23}$  ถึง  $Q_{28}$  เป็นวงจร Gain cell ของ Gilbert โดยมี  $Q_{29}$  ถึง  $Q_{36}$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคดที่มีจุดออกหลายจุด กระแส ( $I_o$ ) จะป้อนให้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และ กระแส ( $I_c$ ) จะป้อนให้วงจรรองความถี่สูงผ่าน มี  $Q_{37}, Q_{38}, Q_{39}$  เป็นวงจรแอกทีฟโหลดแบบ Wilson ในการทดลองกำหนดให้ กระแส ( $I_o$ ) = 100 ไมโครแอมป์ และกระแส ( $I_c$ ) = 200 ไมโครแอมป์แล้วปรับค่ากระแส ( $I_d$ ) ตั้ง 0 ไมโครแอมป์ ถึง 1,200 ไมโครแอมป์ จะทำให้เกิดการ ออสซิลเลตความถี่ ตั้งแต่ 1 Hz - 1 MHz เป็นเชิงเส้นตามทฤษฎี และเกิดค่าผิดพลาดขึ้นเพียง 1 % โดยใช้เครื่อง DISTORTION ANALYER ของ HP. ทำการวัด แต่หลังจากนั้นถ้าให้กระแสมากกว่า 1,200 ไมโครแอมป์ จะทำให้ความถี่ที่เกิดขึ้นไม่เป็นตามทฤษฎี ดังจะไ้กล่าวในหัวข้อถัดไป

### 5.3.4 ผลการทดลอง



รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสควบคุมกับความถี่ของการออสซิลเลตที่ normalized แล้ว

จากรูปที่ 5.9 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของการออสซิลเลตที่เกิดจากการควบคุมโดยการปรับค่ากระแส โดยกราฟที่ได้นี้จะเป็ค่าความถี่ที่ได้ ภายหลังจากการคูณด้วยค่าคงที่ทุก ๆ ค่าของความถี่ ณ ที่ค่ากระแสค่าต่าง ๆ โดยที่ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 1.12 แล้ว จากกราฟจะเห็นว่าขนาดกระแสตั้งแต่ 1 ไมโครแอมป์ ถึง 1 มิลลิแอมป์ การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะเป็นแบบเชิงเส้นกับกระแสสมการที่ (5.12) แต่ถ้าหากกระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ปรับมีค่ามากกว่า 1.2 มิลลิแอมป์จะได้ผลลัพธ์ไม่เป็นเชิงเส้น (ตามทฤษฎี) มีสาเหตุจากค่าความต้านทานของผิวสัมผัส (Contact resistance) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำเป็นไดโอดจะมีอิทธิพลกับค่าความต้านทาน  $r_c$  เพราะว่าที่กระแสสูงๆ ความต้านทาน  $r_c$  จะมีค่าต่ำ เช่นที่ 10 มิลลิแอมป์ได้ค่าความต้านทาน  $r_c$  เท่ากับ 2.6 โอห์ม แต่ที่ 10 ไมโครแอมป์ได้ค่าความต้านทาน  $r_c$  เท่ากับ 2.6 กิโลโอห์ม ปกติโดยทั่วไปความต้านทานของผิวสัมผัสมีค่าประมาณ 1-2 โอห์ม เมื่อเปรียบเทียบกับจึงมีอิทธิพลสูง นั่นคือถ้าความต้านทาน  $r_c$  ลดลง ที่ระดับของกระแสสูงจะมีความถี่เพิ่มขึ้นนั่นเอง ผลการทดลองแสดงว่า ความผิดเพี้ยนของความถี่ที่เกิดจากการควบคุมกระแสจะลดลง ถ้าหากรักษาแอมพลิจูดของการเกิดออสซิลเลทให้คงที่การเกิดผิดเพี้ยนเกิดจากฮาร์โมนิกอันดับที่สองเป็นหลัก และสามารถขจัดความผิดเพี้ยนนี้ได้โดย การควบคุมความถี่ให้กระแสมีค่าต่ำ ในระดับไมโครแอมป์ โดยการเพิ่มความต้านทาน  $R'$  ในรูปที่ (5.8) ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดระดับกระแสของการออสซิลเลท เป็นเช่นซีทีพีเน็ตเวิร์คควบคุมแอมพลิจูดได้อย่างดี

อย่างไรก็ตามในหลักการหาวงจรนี้ทำงานในช่วงกระแสตั้งแต่

100 ไมโครแอมป์ถึง 1 มิลลิแอมป์ ความผิดเพี้ยนรวมสามารถจำกัดได้และให้เกิดขึ้นได้น้อยกว่า 1% โดยปราศจากเน็ตเวิร์คควบคุมแอมพลิจูดโดยอัตโนมัติ จึงเห็นสมควรว่าไม่จำเป็นต้องวัดค่าความผิดเพี้ยน ณ ย่านความถี่ต่าง ๆ แต่อย่างไรก็ตามในการใช้งานที่ย่านความถี่สูง ค่าความผิดเพี้ยนจะมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นปกติธรรมดาอยู่แล้ว แม้ว่าจะใส่วงจรรูป 5.7 เพื่อเป็นการชดเชยทางด้านอุณหภูมิในการทดลองแล้วการวัดผลที่เกิดจากอุณหภูมิไม่สามารถทำได้จริงตามทฤษฎีเพราะผลการชดเชยอุณหภูมิรวมที่เกิดจากชิ้นส่วนตัวอุปกรณ์ทั้งหมดก็คงยังมีผลอยู่บ้าง ซึ่งยากที่จะขจัดส่วนนี้ออกไปได้ในทางปฏิบัติ เนื่องจากเป็นอุปกรณ์พวกดิสครีท แต่อย่างไรก็ตามเมื่อทำเป็นวงจรไอซีแล้วปัญหาจะหมดไป เพราะวงจรอยู่ในรูปของชิพ (chip) เดียวกัน และสภาพแวดล้อมเดียวกัน ค่าความต้านทานของผิวสัมผัสจะมีค่าน้อยมาก ๆ เป็นจุดทศนิยมของโอห์ม

ในการใช้กระแสไบอัสเป็นตัวควบคุมจะทำได้ประมาณ  $10^4$  เท่าของความถี่ จะเห็นว่าช่วงกว้างของไดนามิกก็กว้างดี เมื่อเทียบกับวงจรที่ผู้อื่นทำมาแล้ว แต่แบบที่เสนอนี้การออกแบบจะง่ายกว่ามาก และพบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนจะมีค่ามากขึ้นเมื่อค่ากระแส  $I$  เพิ่มขึ้นขณะที่กระแส  $I_b$  มีค่าคงที่ในช่วง 100 ไมโครแอมป์ ถึง 1 มิลลิแอมป์ โดยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนทั้งหมดจะน้อยกว่า 1 % เช่นเดียวกันกับแบบอื่นแต่แบบที่เสนอนี้ใช้อุปกรณ์น้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 สรุป

ในบทนี้ได้เสนอวงจรสร้างสัญญาณขาขึ้นอย่างง่ายที่เหมาะสมสำหรับทำเป็น ไอซี โดยใช้กระแสไบอัสเป็นตัวควบคุมจะทำได้ประมาณ  $10^4$  เท่าของความถี่ และสามารถให้ช่วงกว้างของไดนามิกได้กว้างเทียบเท่ากับวงจรแบบที่ผู้อื่นทำมาแล้ว แต่แบบที่เสนอสามารถออกแบบง่ายกว่ามาก นอกจากนี้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนต่ำ ขณะที่กระแสมีค่าในช่วง 100 ไมโครแอมป์ ถึง 1 มิลลิแอมป์ โดยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนทั้งหมดจะน้อยกว่า 1% โครงสร้างของวงจรสร้างขาขึ้นที่สำคัญก็คือขนาดของสัญญาณของการออสซิลเลตเป็นอิสระกับกระแสไบอัสหรือกระแสควบคุม ซึ่งเป็นข้อดีสำหรับทางปฏิบัติ เพราะไม่จำเป็นต้องใช้วงจรควบคุมขนาดของสัญญาณโดยอัตโนมัติ หรือว่าถ้าต้องการชมเชยวงจรด้านอุณหภูมิก็สามารถทำได้



## บทที่ 6

### บทสรุป

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ซึ่งจุดประสงค์นี้ก็คือ การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์เป็นหลัก โดยการคิดค้นหาวงจรใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อทำเป็นวงจรไอซีได้ หรือปรับปรุงวงจรถ้าที่มีอยู่แล้ว ให้มีประสิทธิภาพมากกว่าเก่าหรือเท่ากับวงจรถ้า แต่วงจรใหม่ต้องไม่สลับซับซ้อนเหมือนวงจรถ้า และต้องใช้อุปกรณ์น้อยกว่า บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ต้องคำนึงถึงลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดีคือต้องประกอบด้วยความถี่ของรูปคลื่นต่ำ มีเสถียรภาพทางความถี่ และมีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ ช่วงท้ายได้กล่าวถึงการเกิดการออสซิลเลทของสัญญาณโดยการป้อนกลับแบบบวก บทที่ 3 กล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแส คือ มีผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส (current gain) และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า (input impedance) กว้างมาก โดยทั้งสองให้จุดตัดความถี่ (Cut off frequency) ที่  $f_c/2$  กรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว นอกจากนี้ถ้าต้องการผลของความต้านทานจุดออกให้มีค่าสูงมากยิ่งขึ้นสามารถทำได้ โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด แต่เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกมีค่าสูง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จุดตัดความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (output impedance) มีค่อนข้างต่ำ แต่ไม่ต่ำไปกว่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะอิมิตเตอร์ร่วม ดังนั้นถ้าให้ความต้านทานโหลดของวงจรสะท้อนกระแสอยู่ในหลักร้อยโอห์ม ก็สามารถได้ผลการตอบสนองทางความถี่รวมจากวงจรสะท้อนกระแสในช่วงของ 10-50 MHz ได้ ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบคาสโคดและวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานที่ต้องดึงกระแสหรือจ่ายกระแสได้มากกว่าหนึ่งจุด โดยที่ทำให้กระแสจุดออกมีค่าเท่ากันทุกจุด และได้นำไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไซน์ที่ทำเป็นไอซี ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยการเลือกวงจรสะท้อนกระแสใด ๆ ก็ตามจำเป็นต้องพิจารณาถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนแรงแนั้น ๆ เพื่อให้ช่วงการทำงานของการออสซิลเลทมีช่วงกว้างมากที่สุดแต่ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ขอกล่าวถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนแรงแเนื่องจากผู้ได้รายงานไว้แล้ว [26]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 แสดงการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสเป็นตัวขยายสัญญาณในรูปของการกำเนิดสัญญาณชานน์ โดยมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นตัวกำหนดความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ และใช้วงจรสะท้อนกระแสเพิ่มอีกหนึ่งวงจรเพื่อเป็นตัวป้อนกลับสัญญาณและขยายสัญญาณให้กับเน็ตเวิร์คป้อนกลับซึ่งเป็นตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 3 ตัว โดยกำหนดให้อัตราการขยายของวงจรมีค่าเป็น 29 วงจรจะสามารถออสซิลเลตได้ เนื่องจากอัตราขยายภายในรูปมีค่าเป็นหนึ่ง ซึ่งเฟสของสัญญาณในรูปรวมกันมีค่าเป็นศูนย์สามารถออสซิลเลตได้ที่มีความถี่สูงกว่าแบบเดิมที่ใช้เป็นออปแอมป์เป็นตัวขยายกำลัง บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณชานน์ ซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสร้างสัญญาณชานน์ของ Doorenbosch และแบบของ ค.ศ. 1979 ซึ่งจะใช้อุปกรณ์จำนวนมากและวงจรซับซ้อนมากสำหรับแบบวงจรสร้างสัญญาณชานน์ที่ทำเป็นไอซีที่นำเสนอนี้ได้ นำเอาหลักการของวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่สูงผ่าน โดยใช้ค่าความต้านทานภายในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ร่วมกับตัวคาปาซิเตอร์ แล้วนำวงจรทั้งสองมาต่อคาบคอดกันก็จะทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ผ่านทั้งแถบ ทำให้เกิดการออสซิลเลทโดยการป้อนกระแสจากวงจรขยายความแตกต่างที่เหมาะสมที่วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งความถี่ที่ได้จะเป็นอิสระกับสภาพแวดล้อมภายนอก เนื่องจากได้เพิ่มวงจรการปรับปรุงเพื่อชดเชยต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิไว้ด้วย โดยค่ากระแสควบคุมจะเป็นเชิงเส้นกับความถี่ของการออสซิลเลท แต่ที่ค่ากระแสสูงเกิน 1,200 ไมโครแอมป์ แล้วความสัมพันธ์จะไม่เป็นเชิงเส้น และการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสควบคุมสามารถทำได้กว้างถึง  $10^4$  เท่าโดยประมาณ นอกจากนี้ยังไม่จำเป็นต้องใช้วงจรควบคุมการขยายชนิดอัตโนมัติ (AGC) เข้ามาช่วย เพราะตลอดช่วงของการเปลี่ยนความถี่ขนาดของสัญญาณจะลดลงไปเล็กน้อยเท่านั้น

สำหรับเรื่องที่น่าสนใจที่ควรจะได้มีการค้นคว้าทำต่อไปในการออกแบบวงจรชานน์ ก็คือการทำออสซิลเลเตอร์ที่ได้ความถี่ที่สูงกว่านี้มีหน่วยเป็นหลักสิบบิกกะเฮิรท์ เพราะความถี่ย่านนี้จะมีประโยชน์มากในระบบสื่อสารในปัจจุบันนี้ แต่ทั้งนี้เราต้องมีอุปกรณ์และเครื่องมือในการออกแบบตรวจสอบให้พร้อมมากกว่านี้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C.R. Hoffman, "Temperature sensitivity of compound diode transistor structure," Proc. of IEEE, vol.55, pp.1233-1234, July 1967.
- [2] E.S. Yang, "Small-signal characteristics of the diode-stabilized linear integrated devices," IEEE J. Solid-State Circuits, vol..SC-3, pp.190-193, June 1968.
- [3] Th. J. van Kessel and R.J. van de Plassche; "Integrated linear basic circuit," Philips Technical Review, vol.32, No.1, pp.2-12, 1971.
- [4] R.J. Widlar, "Monolithic op amp with simplified frequency compensation," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.15, pp.58-63, July 1967.
- [5] R.J. van de Plassche, "A wide-band operational amplifier with a new output stage and a simple frequency compensation," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-6, pp.347-352, Dec. 1971.
- [6] G. Normand, "Floating impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier," Electronic Letts., vol.22, pp.521-522, May 1986.
- [7] B. Wilson, "Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation," Electron. Letts., vol.22, pp.708-710, June 1986.
- [8] P.R. Gray and R.G. Meyer, "Analysis and design of analog intergrated circuits," John Wiley & Sons, 1984.
- [9] A. Budak, "Passive and active network analysis and synthesis," Houghton Mifflin, 1974.
- [10] J.E. Solomon, "The monolithic op-amp : A tutorial study," IEEE J. Solid State Circuit, vol. SC-9, No.6, Dec. 1974.
- [11] U. Tietze and Ch. Schenk, "Advanced Electonic Circuits," Springer-verlag, Berlin, pp. 224-225, 1978.
- [12] B. Wilson., "Current mirrors, amplifiers and dampers," Wireless World 78, pp-47-50, 1981.
- [13] B.Wilson., "Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation," Electron. Letts., pp.708-710, 1986.

- [14] S. Pookaiyaudom, K. Samootrut and W. Kurutach, "Current-mirrors oscillators," Int. J. Electron., vol.62, pp.803-808, 1987.
- [15] F. Doorenbosch, "An integrate wide-tunable sine oscillator," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-11, No.3, pp.401-403, 1976
- [16]. R.R. Cordell and W.G. Garret; "A highly stable VCO for application in monolithic phase locked loops," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-10, No.6, pp.480-485, 1975
- [17]. B. Gilbert; "A versatile monolithic voltage-to-frequency converter," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.. SC-11, No.6, pp 852-864, 1976.
- [18]. F.V.J. Sleecx and W.M.C. Sansen, "Wide range monolithic bipolar-JEETCCO," Electronics Letts., vol.14, No.8, pp.259-261, 1978.
- [19] กอบชัย เตชะหาญ, "วงจรถ่ายเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติได้โดยกระแส," วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2522
- [20] B. Gilbert; "A new wide-band amplifier technique," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-3, No.4, pp.353-365, 1968.
- [21] J.H. Knapton, "Waveform generator," Interdesign Monochip Application Note APN-8, 1980.
- [22] Interdesign Staff, "Oscillators," Interdesign Functional Blocks for Monochip Custom Integrated Circuit, pp.45-52, 1980.
- [23] I.Refioglu, "Achieving stability in IC oscillators," Electronics, pp.124-130, September, 1980.
- [24] B. Gilbert, "A new wide-band amplifier technique," IEEE J. Solid-State Circuit, vol. SC-3, No.4, pp.353-365, 1968.
- [25] S. Pookaiyaudom, K. Dejhan, and C. Watanachaiprateep, " An integrable electronically.variable phase shifter," Proc. of IEEE, vol.67, No.1, pp. 183-185, January 1979.
- [26] กนก สมุทรรัตน์, "การประยุกต์ใช้งานวงจรถ่ายเปลี่ยนคุณสมบัติได้โดยกระแส," วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ก1. การหาความต้านทานจุดเข้าของวงจรถ่อนกระแสแบบพื้นฐาน

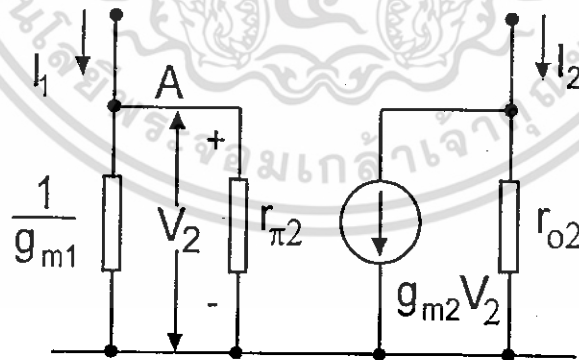
วงจรถ่อนกระแสแบบพื้นฐานและวงจรมมูลของสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ ก1.1 ถ้าความต้านทาน  $r_{\pi 2}$  มีค่าน้อยกว่า  $1/g_{m1}$  ( $r_{\pi 2} \ll 1/g_{m1}$ ) จะได้ความสัมพันธ์ของความต้านทานจุดเข้าดังนี้

จุด A 
$$\left( g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) V_2 = I_1 \quad (ก1.1)$$

เนื่องจาก  $r_{\pi 2} \ll 1/g_{m1}$  จะได้

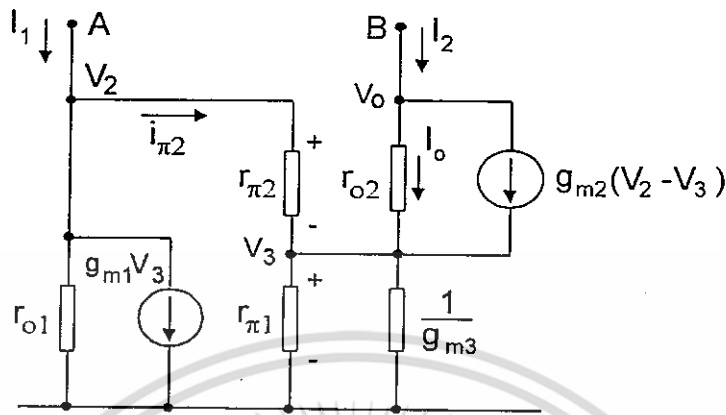
$$r_{in} = \frac{V_2}{I_1} = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{V_T}{I_1} \quad (ก1.2)$$

เมื่อ  $V_T$  คือศักดาความร้อน และ  $I_1$  คือกระแสจุดเข้า



รูปที่ ก1.1 วงจรเสมือนของวงจรถ่อนกระแสแบบพื้นฐาน

ก2. การหาความต้านทานจุดเข้าและจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson



รูปที่ ก2.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ ก2.1 ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพจน์ การหาความต้านทานจุดเข้าจะหาได้โดยการกำหนดให้จุด B ต่อดังศักดาติน ซึ่งจะหาความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสของวงจรสมมูลในแต่ละจุดได้ดังนี้

$$\text{ที่จุด } V_2 : I_1 - (V_2 - V_3) \frac{1}{r_{\pi 2}} - \frac{V_2}{r_{o1}} - g_{m1} V_3 = 0 \quad (\text{ก2.1})$$

เนื่องจาก  $r_{o1}$  มีค่าสูงมาก และ  $g_{m1} \gg 1/r_{\pi 2}$  ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการที่ (ก2.1) ได้ดังนี้

$$I_1 - \frac{2}{r_{\pi 2}} - g_{m1} V_3 = 0 \quad (\text{ก2.2})$$

$$\text{ที่จุด } V_3 : (V_2 - V_3) \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} (V_2 - V_3) - \left( g_{m3} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{r_{o2}} \right) V_3 = 0 \quad (\text{ก2.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[ \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{r_{o2}} + g_{m2} + g_{m3} \right] V_3 = \left[ \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right] V_2 \quad (ก2.4)$$

$$V_3 = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} V_2 \quad (ก2.5)$$

แทนค่าสมการที่ (ก2.5) ลงในสมการที่ (ก2.2) จะได้

$$I_1 = \left[ \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} \right] V_2 \quad (ก2.6)$$

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพจน์กัน นั่นคือ  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$  และ  $1/r_{\pi 2}$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $g_{m2}$  ดังนั้นจากสมการที่ (ก2.6) จะหาความต้านทานจุดเข้าได้ดังนี้

$$r_{in} = \frac{V_2}{I_1} = \frac{g_{m2} + g_{m3}}{g_{m1} g_{m2}} = 2 \frac{V_T}{I_C} \quad (ก2.7)$$

สำหรับความต้านทานจุดออกจะสามารถหาได้โดยการกำหนดให้กระแสจุดเข้า  $I_1 = 0$  และหาความสัมพันธ์ระหว่างศักดาและกระแสในแต่ละจุดซึ่งจะได้ดังนี้

$$\text{ที่จุด } V_2; \quad \frac{V_2}{r_{o1}} + g_{m1} V_3 + \frac{(V_2 - V_3)}{r_{\pi 2}} = 0 \quad (ก2.8)$$

$$V_2 \cong (1 - g_{m1} r_{\pi 2}) V_3 \quad (ก2.9)$$

$$\text{ที่จุด } V_3; \quad \frac{(V_2 - V_3)}{r_{\pi 2}} - \frac{V_3}{r_{\pi 1}} - g_{m3} V_3 + I_2 = 0 \quad (ก2.10)$$

$$V_3 \cong \frac{I_2}{(g_{m1} + g_{m3})} \quad (ก2.11)$$

$$\text{ที่จุด } B; \quad V_o = V_3 + i_o r_{o2} \quad (ก2.12)$$

$$\text{และ} \quad i_o = I_2 - g_{m2} (V_2 - V_3) \quad (ก2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ก2.9) และสมการที่ (ก2.11) ลงในสมการที่ (ก2.13) จะได้ว่า

$$i_o = I_2 + \frac{g_{m1}g_{m2}r_{\pi 2}}{(g_{m1} + g_{m3})} I_2 \quad (\text{ก2.14})$$

แทนค่าสมการที่ (ก2.11) และ (ก2.14) ลงในสมการที่ (ก2.12) และ  $r_{\pi} = \beta / g_m$  [8] จะได้

$$V_o = r_{o2} I_2 + \frac{g_{m1}g_{m2}r_{\pi 2}r_{o2}}{(g_{m1} + g_{m3})} I_2 + \frac{I_2}{(g_{m1} + g_{m3})} \quad (\text{ก2.15})$$

$$r_{out} = \frac{V_o}{I_2} \cong r_{o2} \left[ 1 + \frac{g_{m1}\beta_2}{(g_{m1} + g_{m3})} \right] \cong \frac{\beta_2 r_{o2}}{2} \quad (\text{ก2.16})$$

### ก3. การหาสมรรถนะของวงจรสะท้อนแบบคาสโคด

วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและวงจรเสมือนแสดงในรูปที่ ก3.1(ก) กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสัมพันธ์กันทุกประการ จากรูปที่ ก3.1 (ก) ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำหน้าที่เหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_4$  และ  $I_3$  ดังนี้

$$I_4 = I_3 \left[ \frac{\beta}{\beta + 2} \right] \quad (\text{ก3.1})$$

จากรูปที่ ก3.1 (ก) จะได้กระแส  $I_3$  และ  $I_4$  มีค่าเท่ากับ

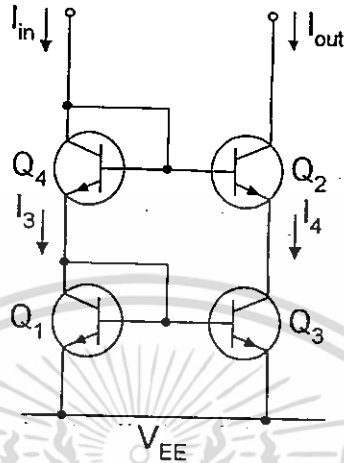
$$I_3 = I_1 - \frac{I_2}{\beta} \quad (\text{ก3.2})$$

$$I_4 = I_2 + \frac{I_2}{\beta} \quad (\text{ก3.3})$$

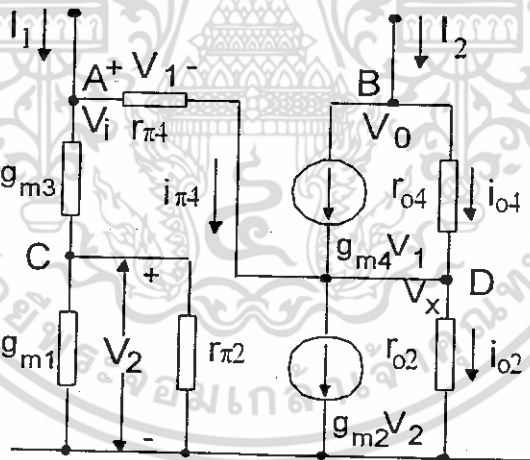
แทนค่าสมการที่ (ก3.2) และ (ก3.3) ลงในสมการที่ (ก3.1) จะได้

$$I_2 + \frac{I_2}{\beta} = \frac{\beta}{(\beta+2)} = I_1 - \frac{I_2}{(\beta+2)} \quad (ก3.4)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\beta + 2} = 1 - \frac{4\beta}{\beta^2 + 4\beta + 2} \quad (ก3.5)$$



รูปที่ ก3.1.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด



รูปที่ ก3.1.2 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

สำหรับความต้านทานจุดเข้าจะหาได้จากวงจรเสมือนในรูปที่ ก3.1.2 โดยให้จุด B ต่อลงศักดาตินจากรูปที่ ก3.1.2 จะได้ศักดา  $V_1$  ดังนี้

$$V_1 = i_{\pi 4} r_{\pi 4} = \left[ I_1 - I_2 \left( g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \right) \right] r_{\pi 4} \quad (ก3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก  $r_{\pi 4}$  มีค่าสูงกว่า  $1/g_{m1}$  หรือ  $r_{\pi 2} \gg 1/g_{m1}$  ดังนั้นสมการที่ (ก3.6) จะได้ว่า

$$V_1 = (I_1 - V_2 g_{m1}) r_{\pi 4} \quad (ก3.7)$$

ผลรวมกระแสที่จุด D จะได้

$$g_{m4}(V_i - V_x) + (V_i - V_x) \frac{1}{r_{\pi 4}} - V_x \left( \frac{1}{r_{o4}} - \frac{1}{r_{o2}} \right) - g_{m2} V_2 = 0 \quad (ก3.8)$$

จากสมการที่ (ก3.8) เทอม  $V_x (1/r_{o2} - 1/r_{o4})$  จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับเทอมที่หนึ่ง และเทอมที่สอง และเนื่องจาก  $(V_i - V_x) = V_1$  ดังนั้นสมการที่ (ก3.8) จะสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$g_{m4} V_1 + \frac{V_1}{r_{\pi 4}} - g_{m2} V_2 = 0 \quad (ก3.9)$$

แทนค่าสมการที่ (ก3.7) ลงในสมการที่ (ก3.9) จะได้

$$g_{m4} r_{\pi 4} I_1 - g_{m1} g_{m4} r_{\pi 4} V_2 + I_1 - g_{m1} V_2 - g_{m2} V_2 = 0 \quad (ก3.10)$$

จากสมการที่ (ก3.10) เทอมที่สี่และห้าจะมีค่าน้อยกว่าเทอมที่สองมาก และเทอมที่หนึ่งจะมากกว่าเทอมที่สาม ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการที่ (ก3.10) ใหม่ได้ดังนี้

$$I_1 = g_{m1} V_2 \quad (ก3.11)$$

ที่จุด C จะได้ผลรวมกระแสดังนี้

$$(V_i - V_2) g_{m3} - \frac{V_2}{r_{\pi 2}} - g_{m1} V_2 = 0 \quad (ก3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_2 = \frac{g_{m3}}{(g_{m1} + g_{m5})} V_i \quad (ก3.13)$$

แทนค่าสมการที่ (ก3.13) ลงในสมการที่ (ก3.11) จะได้

$$r_{in} = \frac{V_i}{I_1} = \frac{g_{m1} + g_{m3}}{g_{m1} g_{m3}} \quad (ก3.14)$$

กรณีที่ทรานซิสเตอร์มีความสมพจน์กันจะได้  $g_{m1} = g_{m3} = I_1/V_T$  ดังนั้นความต้านทานจุดเข้าจะมีค่าเท่ากับ  $2V_T/I_1$  สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรในรูปที่ ก3.1 จะหาได้โดยการกำหนดให้กระแสจุดเข้า  $I_1 = 0$  และเนื่องจาก  $r_{\pi 4} \gg g_{m1}$  และ  $g_{m3}$  ดังนั้นศักดาที่จุด A จะมีค่าน้อยมาก เสมือนเป็นสัปดาห์ดิน และหาศักดา  $V_o$  ได้ดังนี้

$$V_o = i_{o4} r_{o4} - V_1 \quad (ก3.15)$$

เมื่อ

$$i_{o4} = I_2 - g_{m4} V_1 \quad (ก3.16)$$

และ

$$V_1 = -I_2 (r_{\pi 4} \parallel r_{o2}) \quad (ก3.17)$$

แทนค่าสมการที่ (ก3.16) และ (ก3.17) ลงในสมการที่ (ก3.15) จะได้

$$V_o = I_2 r_{o4} [1 + g_{m4} (r_{\pi 4} \parallel r_{o2})] + I_2 (r_{\pi 4} \parallel r_{o2}) \quad (ก3.18)$$

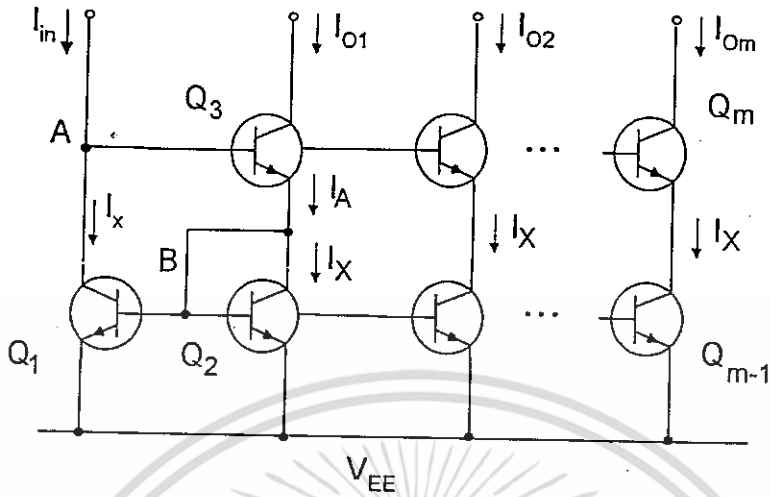
$$r_{out} = \frac{V_o}{I_2} = r_{o4} \left[ 1 + g_{m4} \left( \frac{r_{\pi 4} r_{o2}}{r_{\pi 4} + r_{o2}} \right) \right] + \frac{r_{\pi 4} r_{o1}}{r_{\pi 4} + r_{o2}} \quad (ก3.19)$$

เนื่องจาก  $r_{\pi} = \beta / g_m$  และเทอมที่สองทางขวาของสมการที่ (ก3.19) มีค่าน้อยกว่าเทอมแรก ดังนั้นสมการที่ (ก3.19) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$r_{out} = r_{o4} \left[ 1 + \frac{g_{m4} \beta_4 r_{o2}}{\beta_4 + g_{m4} r_{o2}} \right] = r_{o4} \left[ \frac{1 + g_{m4} r_{o2}}{1 + \frac{g_{m4} r_{o2}}{\beta_4}} \right] = r_{o4} \beta_4 \quad (ก3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก4. วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson



รูปที่ ก4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson

วงจรถ่ายสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแสดงในรูปที่ ก4.1 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดเข้า  $I_{ref}$  และกระแสจุดออก  $I_{oi}$  เมื่อ  $i$  คือลำดับที่ของจุดออกสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{จากจุด A ; } I_x = I_{ref} - \frac{1}{\beta} \sum_{i=1}^n I_{oi} \quad (ก4.1)$$

เมื่อ  $n$  คือจำนวนจุดออกของวงจรถ่ายสะท้อนกระแส

$$I_A = I_{oi} + \frac{I_{oi}}{\beta} = I_{oi} \left[ \frac{\beta + 1}{\beta} \right] \quad (ก4.2)$$

$$\text{จากจุด B ; } I_x = I_A - (n+1) \frac{I_x}{\beta} = I_A \frac{\beta}{\beta + n + 1} \quad (ก4.3)$$

แทนค่าสมการที่ (ก4.1) และ (ก4.2) ลงในสมการที่ (ก4.3) จะได้

$$I_{ref} - \frac{1}{\beta} \sum_{i=1}^n I_{oi} = I_{oi} \left[ \frac{\beta + 1}{\beta + n + 1} \right] \quad (ก4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก4.4) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{ref} - \frac{1}{\beta} \sum_{i=2}^n I_{oi} = I_{o1} \left[ \frac{\beta+1}{\beta+n+1} \right] + \frac{I_{o1}}{\beta} \quad (ก4.5)$$

$$I_{ref} = \left[ \frac{\beta^2+2\beta+n+1}{\beta^2+(n+1)\beta} \right] I_{o1} + \frac{1}{\beta} \sum_{i=2}^n I_{oi} \quad (ก4.6)$$

เนื่องจาก  $I_{oi} = [\beta/(\beta+1)] I_x$  เมื่อ  $i$  มีค่ามากกว่าหนึ่งและจากสมการที่ (ก4.2), (ก4.3) และ (ก4.6) จะได้ว่า

$$I_{ref} = \left[ \frac{\beta^2+2\beta+n+1}{\beta^2+(n+1)\beta} \right] I_{o1} + \frac{(n-1)}{\beta+n+1} I_{o1} \quad (ก4.7)$$

$$I_{ref} = \frac{\beta^2+(n+1)\beta+n+1}{\beta^2+(n+1)\beta} I_{o1} \quad (ก4.8)$$

$$I_{o1} = \left[ \frac{\beta^2+(n+1)\beta}{\beta^2+(n+1)\beta+n+1} \right] I_{ref} = \left[ 1 - \frac{n+1}{\beta^2+(n+1)\beta+n+1} \right] I_{ref} \quad (ก4.9)$$

แทนค่าสมการที่ (ก4.2) ลงในสมการที่ (ก4.3) และ  $I_x = [(\beta+1)/\beta] I_{o1}$  จะได้  $I_{oi} = [(\beta+n+1)/\beta] I_{o1}$  และแทนค่า  $I_{o1}$  ลงในสมการที่ (ก4.8) จะได้

$$I_{ref} = \frac{\beta^2+(n+1)\beta+n+1}{\beta(\beta+n+1)} \frac{(\beta+n+1)}{\beta} I_{oi} \quad (ก4.10)$$

$$I_{ref} = \frac{\beta^2+(n+1)\beta+n+1}{\beta^2} I_{oi} \quad (ก4.11)$$

$$I_{oi} = \frac{\beta^2}{\beta^2+(n+1)\beta+n+1} I_{ref} = \left[ 1 - \frac{(n+1)(\beta+1)}{\beta^2+(n+1)(\beta+n+1)} \right] I_{ref} \quad (ก4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

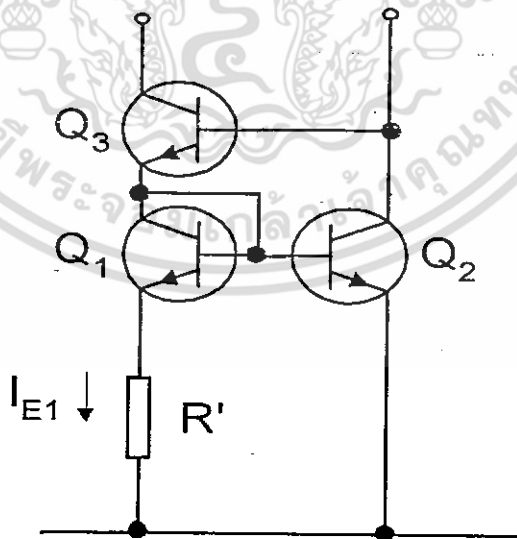
## ภาคผนวก ข.

### ข1.แนวการปรับปรุงวงจร

จากสมการออสซิลเลเตอร์ จะพบว่าเฟสขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ  $\omega, C, I$  และ  $V_T$  ส่วนตัวพารามิเตอร์  $\omega, C$  และ  $I$  ไม่มีปัญหาเพราะเป็นค่าแน่นอนส่วนพารามิเตอร์ที่เป็นปัญหาคือ  $V_T$  เพราะจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิแวดล้อมเพราะฉะนั้นเฟสอาจจะไม่ได้ต้องการถ้า  $V_T$  เกิดการเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเป็นผลต่อของวงจร จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรนี้เพื่อไม่ให้ค่าเฟสขึ้นอยู่กับค่า  $V_T$  ส่วนข้อเสียอีกอันหนึ่งของวงจรถือคือ ในขณะที่เฟสเลื่อนไปน้อยค่า  $I$  ต้องมาก ซึ่งจะไม่เหมาะสมในการนำไปใช้งาน การแก้ไขทั้งสองกรณีสามารถทำได้ดังนี้

#### ข1.1 แนวความคิดการปรับปรุงวงจรเลื่อนเฟส

แนวความคิดของการปรับปรุงวงจรเลื่อนเฟสมาจากบทความของ Th. J. van Kessel และ R.J. van de Plassche, 1971 และบทความของ B.Gilbert, 1968



รูปที่ ข1.1 วงจร ไอซีเบื้องต้นของ van Kessel และ van de Plassche

จากรูปที่ ข1.1 จะได้ว่า

$$V_{BE2} - V_{BE1} = I_{E1}R' \quad (ข1.1)$$

เนื่องจาก  $V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_E}{I_S}\right)$  (ข1.2)

$I_S$  เป็นกระแสอิ่มตัวเนื่องมาจากไดโอดแทนค่าสมการที่ (ข1.2) ลงในสมการ (ข1.1) จะได้ว่า

$$V_T \ln\left(\frac{I_{E2}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{E1}}{I_S}\right) = I_{E1}R'$$
$$V_T \ln\left(\frac{I_{E2}}{I_{E1}}\right) = I_{E1}R' \quad (ข1.3)$$

สมมติให้  $\frac{I_{E2}}{I_{E1}} = \frac{A_{E2}}{A_{E1}} = \alpha$  (ข1.4)

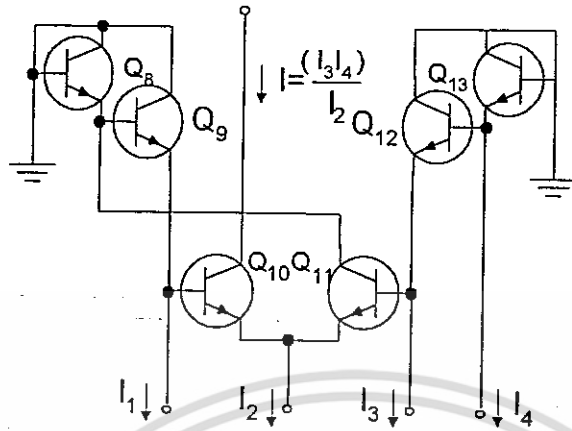
โดย  $A_E$  เป็นพื้นที่ของอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ แทนค่าสมการ (ข1.4) ลงในสมการที่ (ข1.3) จะได้

$$V_T \ln \alpha = I_{E1}R'$$

หรือ  $I_{E1} = \left(\frac{V_T \ln \alpha}{R'}\right)$  (ข1.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข1.2 วงจร Gain cell ของ Gilbert



รูปที่ ข1.2 วงจร Gain cell ของ Gilbert

จากรูปที่ ข1.2

$$(I_2 - I)(I_1 I) = (I_2 - I)(I_3 I_4)$$

$$I = \frac{(I_3 I_4)}{I_1} \quad (ข1.6)$$

โดยอาศัยวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) จะได้ว่า

$$I_3 = \frac{(V_T \ln \alpha)}{R} \quad (ข1.7)$$

แทนค่าสมการ (ข1.7) ลงในสมการ (ข1.6) จะได้

$$I = \frac{(I_4 V_T \ln \alpha)}{(I_1 R)} \quad (ข1.8)$$

จะเห็นว่าค่าของเฟสจะไม่ขึ้นอยู่กับค่า  $V_T$  หรืออุณหภูมิอีกต่อไปจะนั้น การเปลี่ยนแปลงค่าเฟสจะขึ้นอยู่กับค่า  $I_1$  ซึ่งหมายความว่าค่าของเฟสจะแปรผันโดยตรงกับ  $I_1$  นั่นคือค่าเฟสเลื่อนไปน้อยค่ากระแสควบคุมก็น้อยตาม จึงเป็นการแก้ปัญหาข้อบกพร่องที่มีเพื่อไม่ให้ค่าของเฟสที่เลื่อนไปขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและเปลี่ยนแปลงเฟสก็เป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสควบคุม ส่วนในการใช้งานมักจะใช้ระบบ Transmission ซึ่งมักจะพบว่าเฟสของสัญญาณที่ด้านรับต่างไปจากเฟสของสัญญาณที่ด้านส่ง จึงจำเป็นต้องมีการแก้ไขเฟสของสัญญาณด้านรับส่งให้เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์

$NPN( IS=100.9E-15 \quad XTI=3 \quad EG=1.11 \quad VAF=115.7 \quad BF=278$

$NE=1.894 \quad ISE=14.35E-12 \quad IKF=.1594 \quad XTB=1.5 \quad BR=.118$

$NC=2 \quad ISC=0 \quad IKR=0 \quad RC=.6 \quad CJC=4.93E-12 \quad VJC=.75$

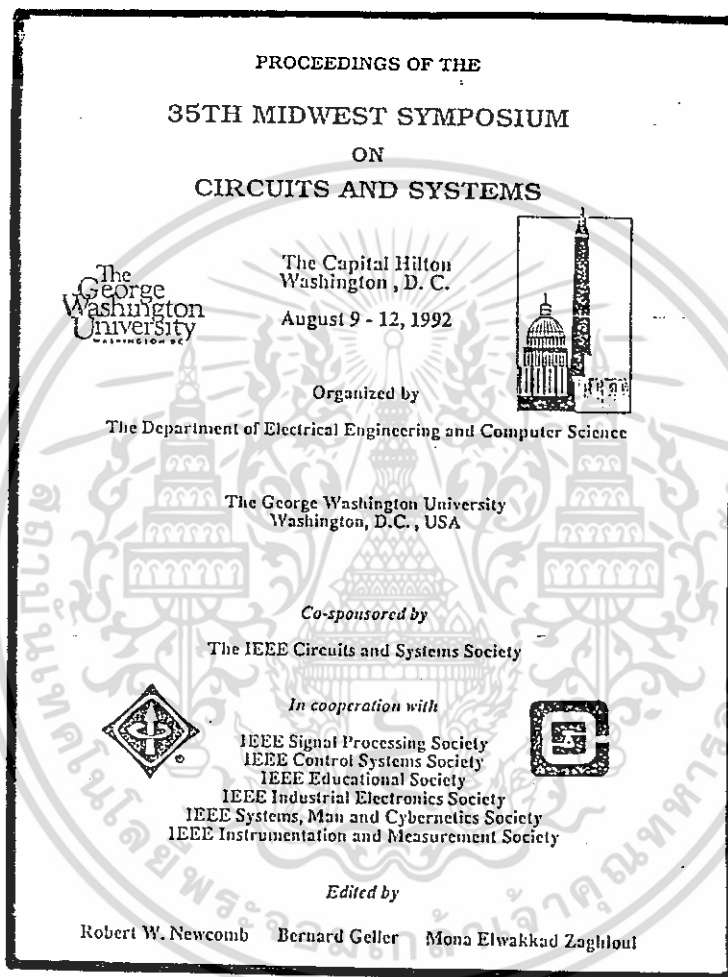
$MJC=.3333 \quad FC=.5 \quad CJE=7.707E-12 \quad VJE=.75 \quad MJE=.3333$

$TR=290.3E-9 \quad TF=294.3E-12 \quad ITF=1 \quad VTF=10 \quad XTF=2 )$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับเกียรติพิมพ์ในวารสารต่างประเทศ



**“A bipolar simple integrable sinusoidal oscillator,”**

**Proc. of 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems,**

**Washington, DC, pp.1229-1232, August, 1992.**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A Bipolar Simple Integrable Sinusoidal Oscillator

K. DEJHAN, F. CHEEVASUVIT, T. TRISUWANNAWAT, V. TIPSUWANPORN

and S. MITATHA

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

## Abstract

A bipolar simple 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 percentage distortion is less than 1%. The temperature compensation is also carried out.

where  $r_o$ 's are the dynamic resistances of the forward biased diodes. Equation (1) possesses band-pass characteristic, having  $\omega_o$  as the center frequency of the pass band, where

$$\omega_o = 1 / 2 \sqrt{(r_{o1} r_{o2} C_1 C_2)} \quad (2)$$

and the pass-band gain at  $\omega_o$  is given by :

$$\text{gain} \Big|_{\omega_o} = 1 / (2 + C_1 C_2) \quad (3)$$

which is seen to be independent of frequency.

If all the four diodes in figure 1(a) are perfectly matched, we can rewrite (2) as :

$$\omega_o = I / 2V_T \sqrt{(C_1 C_2)} \quad (4)$$

where  $I$  is the diode bias current and  $V_T = (kT/q)$  is the usual thermal voltage associated with a pn-junction.

It can also be readily shown from (1) that the Q-factor of the pass-band is independent of the center frequency.

Therefore, if appropriate positive feedback is provided, the circuit will oscillate with a frequency given by equation (1), which is linearly related to biasing current  $I$ . It is further seen that for oscillations to start spontaneously, the loop amplifier gain should be greater than  $(2 + C_1 C_2)$ .

## Practical circuit implementation

Figure 1(b) shows a practical integrable circuit of oscillator, without extra automatic amplitude controlling network. The required gain to initiate oscillations is provided by the differential pair  $Q_7, Q_8$ , having  $Q_9, Q_{10}, Q_{11}$  as the active load. Let  $g_m$  be the small signal transconductance of each transistor of the differential pair, then the small signal current gain is approximately given by :

## Introduction

Integrated wide-variable range sinusoidal oscillators are desirable in many applications. Doorenbosch [1] described an integrable two-integrator sinusoidal oscillator having wide tunable range. However, Doorenbosch's circuit is rather complicated, taking into account that two units of integrators, frequency determining and undamping amplifiers are required, as well as the amplitude detector. Most other wide-variable range oscillators are of the relaxation type, requiring the use of sine-shaping networks to obtain sinusoidal outputs [2-4]. Due to the difficulties in exactly compensating the temperature dependence of the various switching times, the frequency stabilities of these oscillators with respect to temperature rapidly deteriorate as the frequencies increase [2].

In this paper, a simple integrable sinusoidal oscillator will be described and experimentally demonstrated, having a linear frequency tuning range of close to four orders of magnitude. In addition, the oscillation amplitude is relatively independent of frequency of oscillation, such that very little automatic amplitude control action is required over the whole tuning range. In fact, as will be shown experimentally, no extra amplitude controlling circuit is required if the frequency variable range is less than ten to one.

## Theory

Figure 1(a) shows the basic frequency determining circuit of oscillator. It can be readily shown that :

$$i_2/i_1 = s(1/2r_{o1}C_1) / [s^2 + s\{(r_{o1}(C_1+C_2) + r_{o2}C_2) / r_{o1}r_{o2}C_1C_2\} + 1/4r_{o1}r_{o2}C_1C_2] \quad (1)$$

$$A_1 \approx g_m R = I_1 R / 2V_T \quad (5)$$

where it will be shown later that the bias current  $I_1$  can be easily made to be equal to  $(R_1/R_2)(V_T \ln \alpha / R')$ , where  $\alpha$  is a constant. Therefore, (5) can be written as :

$$A_1 \approx (R_1/R_2) (R/R') \ln \alpha \quad (6)$$

which is seen to be temperature independent, and  $A_1$  can be easily set by adjusting the resistor ratio  $(R_1/R_2)$ .

In addition, to maintain a low temperature coefficient of frequency, it is seen from (4) that the current  $I$  must be both variable and directly related to the absolute temperature. This requirement, together with the requirement to obtain temperature independent current gain in (6), can be met with the biasing circuit of figure 2, where transistors  $Q_1$  to  $Q_6$  generate a temperature dependent current  $I$ , given by [5] :

$$I_1 = (R_1/R_2) (V_T \ln \alpha / R') \quad (7)$$

where  $\alpha$  is the ratio of the emitter areas of  $Q_1$  to  $Q_2$ . Transistors  $Q_{1,1}$  to  $Q_{1,7}$  generate a current  $I$  given by [6] :

$$I = I_3 I_4 / I_2 = (V_T I_4 \ln \alpha) / R' I_2 = V_T K I_4 \quad (8)$$

where  $K = (\ln \alpha / R' I_2)$  is relatively temperature independent if both  $I_2$  and  $R'$  possess low temperature coefficients. Using (8) in (4), we have :

$$\omega_0 = K I_4 / 2 \sqrt{C_1 C_2} \quad (9)$$

which is relatively independent of temperature.

The amplitude of oscillation can be set by varying  $I_1$ , using the resistor ratio  $(R_1/R_2)$ , and the steady state amplitude will be limited by the non-linearity of the differential pair  $Q_7, Q_8$ . Low distortion sinusoidal oscillation can be obtained if  $A$  is only slightly greater than the required gain condition of equation (3), and the oscillation current amplitude is much smaller than the bias current  $I$ .

If the transistors  $Q_1$  to  $Q_6$  in figure 1(b) are well matched, then from equation (3), the required amplifier gain is constant, independent of the oscillation frequencies. Therefore, in principle no extra amplitude controlling network is required. However, due to small mismatches in integrated transistors, the oscillation amplitude will not remain constant over the whole variable range, and extra amplitude controlling network will be required. Further discussions on distortions and amplitude of oscillations will be given in the next section.

### Experimental Results

The circuits of figures 1(b) and 2 have been experimentally tested using npn transistors array (LM3046) and selectively matched discrete pnp transistors. Particular care has been taken to ensure that  $V_{BE}$  and  $h_{FE}$  matchings of transistors  $Q_1$  to  $Q_6$  are better than  $\pm 1$  mV and  $\pm 5$  percent respectively. This is to minimize the gain variation of the frequency determining network, as well as to ensure linear frequency versus controlling current relationship, as has been predicted in equations (3) and (4) respectively. Slight adjustments were needed in the various emitter balancing resistors ( $R$ 's) to obtain a better than  $\pm 2$  percent unity current ratio tracking accuracy for  $I$  ranging from  $1 \mu A$  to  $1 mA$ . However, as  $I$  exceeds several milliamperes, the current ratio tracking accuracy rapidly deteriorates due to random drifts.

Figure 3 shows the plot of oscillation frequency versus the controlling current. It is seen that the experimentally measured results agree well with the theory predicted by equation (9). Non-linearity becomes pronounced only at current levels of greater  $5 mA$ , which is primarily due to the increased significance of various contact resistances in the frequency controlling network as the forward biased diode resistances decrease. In addition, the random drifts of the bias currents at these high current levels also caused increase frequency drifts. Therefore, the practical upper limit of the bias current level appears to be around  $5 mA$ . In this particular experiment, additional amplitude controlling circuit was employed to automatically maintain the oscillation amplitude to better than  $\pm 0.2 dB$  for the frequency controlling current ranging from  $1 \mu A$  to  $10 mA$ . Since very little amplitude controlling action is intrinsically required, only a simple diode half-wave rectifier has been employed in conjunction with a low-pass filter to generate a current increasing with amplitude, which is substrated from the gain setting current  $I_1$ . In fact, it has been found to be quite practical to operate the oscillator without any extra amplitude controlling network, provided that the frequency controlling current does not vary excessively.

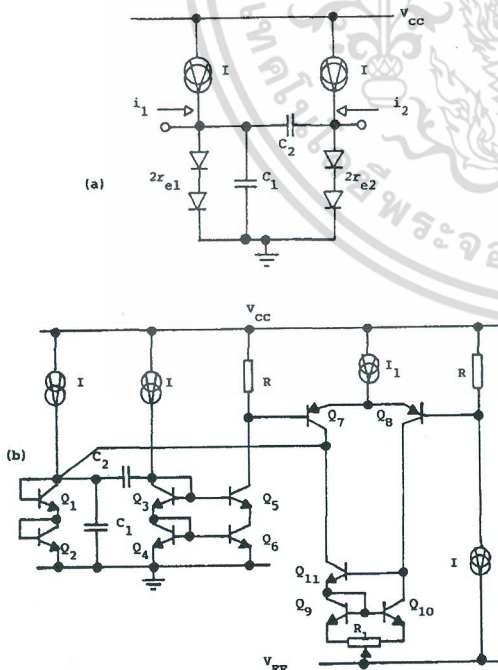


Figure 1(a) The frequency determining network  
(b) Practical integrable oscillator, without extra automatic amplitude controlling network

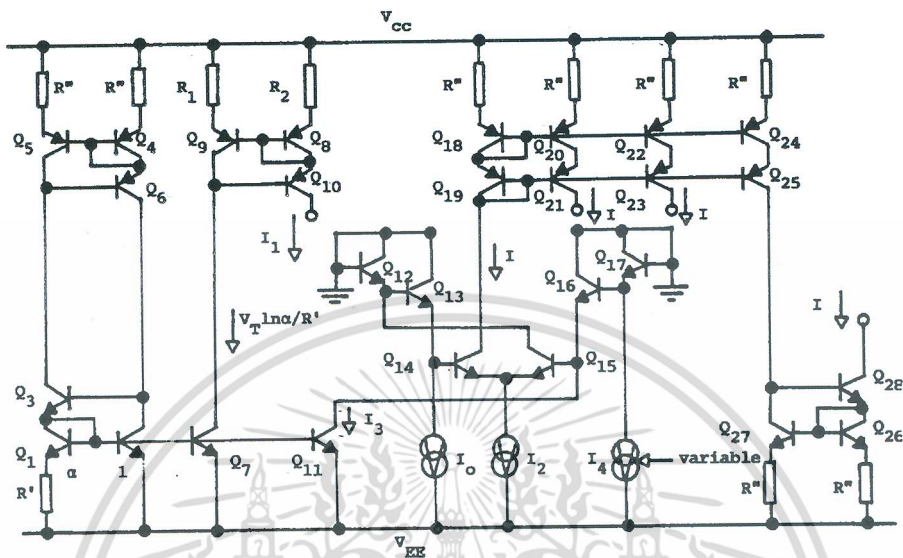


Figure 2 The biasing circuit to provide temperature independent operation

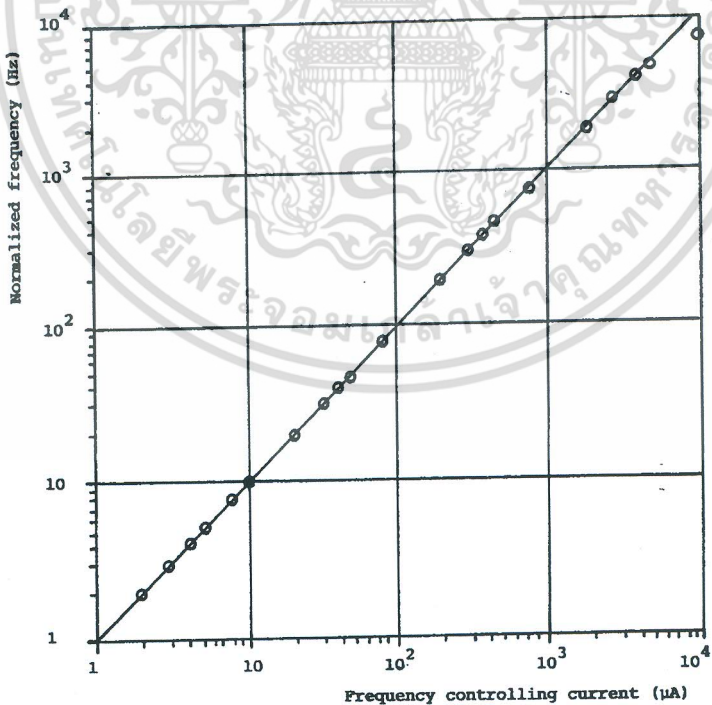


Figure 3 Plot of the frequency versus controlling current relationship

For example, we have measured an amplitude variation of less than  $\pm 0.3\text{dB}$  for  $I$  ranging from  $100\mu\text{A}$  to  $1\text{mA}$ , which is a factor of 1:10 frequency variation. This range of frequency variation would be adequate in many practical applications. The absence of amplitude controlling network allows the frequency to be swept at very rapid rate.

It has also been experimentally confirmed that distortions increase as the frequency controlling current decrease, if the oscillation amplitude is kept constant. These distortions are primarily second harmonic, and can be reduced to negligible level, even when the frequency controlling current is as low as a few microamperes, by increasing the conversion resistances  $R$ 's of figure 1(b) which will limit the oscillation current level, as well as employing sensitive amplitude controlling network. However, in the  $100\mu\text{A}$  to  $1\text{mA}$  frequency controlling current range, the total harmonic distortions can be easily reduced to less than 1 percent, without employing automatic amplitude controlling network.

Although temperature compensated biasing circuit of figure 2 has been employed in these experiments, no temperature drift performance has been measured, since these temperature compensations will be effective only when all the active elements share a common temperature environment, which cannot be easily realized with our discretely simulated circuit.

### Conclusion

This paper has been proposed and experimentally demonstrated a relative simple integrable sinusoidal variable oscillator, having a wide linear frequency-current relationship. A salient feature of this oscillator is that the amplitude of oscillation is relatively independent of the frequency controlling current, such that it is practical to operate the oscillator without extra amplitude controlling network, provided that the frequency variation range is less than 10:1. A temperature compensated biasing network has also been described.

### References

- [1] F. Doorenbosch; "An integrated wide-tunable sine oscillator", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol.SC-11, No.3, pp.401-403, 1976.
- [2] R.R. Cordell and W.G. Garrett; "A highly stable VCO for application in monolithic phase-locked loops", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol.SC-10, No.6, pp.480-485, 1975.
- [3] B. Gilbert; "A versatile monolithic voltage-to-frequency converter", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol.SC-11, No.6, pp.852-864, 1976.
- [4] F.V.J. Smeekx and W.M.C. Sansen, "Wide-range monolithic bipolar-JFETCCO", Electronics Letts., Vol.14, No.8, pp.259-261, 1978.
- [5] Th. J. van Kessel and R.J. van de Plassche; "Integrated linear basic circuits", Philips Technical Review, Vol.32, No.1, pp.2-12, 1971.
- [6] B. Gilbert; "A new wide-band amplifier technique", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol.SC-3, No.4, pp.353-365, 1968.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน นายสมศักดิ์ มิตะถา  
วันเดือนปีเกิด วันที่ 2 มีนาคม พ.ศ. 2506  
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาตรี อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สาขาเทคโนโลยีโทรทัศน์  
สถานที่สำเร็จการศึกษา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีที่สำเร็จการศึกษา ปีการศึกษา 2530  
อาชีพปัจจุบัน รัชมการในตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชา  
วิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้