

วงจรสมท่อนกระแสที่มีความแม่นยำสูงปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้  
หลักการทรานส์ลิเนียร์และการประยุกต์ใช้งาน

HIGH ACCURACY ELECTRONICALLY TUNABLE TRANSLINEAR  
CURRENT MIRROR CIRCUIT AND ITS APPLICATIONS

ยงยุทธ หงษ์พงษ์  
YONGYUOT HONGPONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-048

วงจรสะท้อนกระแสที่มีความแม่นยำสูงปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้  
หลักการทรานสลิเนียร์และการประยุกต์ใช้งาน

HIGH ACCURACY ELECTRONICALLY TUNABLE TRANSLINEAR  
CURRENT MIRROR CIRCUIT AND ITS APPLICATIONS

ยงยุทธ หงษ์พงษ์

YONGYOOT HONGPONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-048

**HIGH ACCURACY ELECTRONICALLY TUNABLE TRANSLINEAR  
CURRENT MIRROR CIRCUIT AND ITS APPLICATIONS**

**YONGYOOT HONGPONG**

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

**2007**

**KMITL-2007-EN-M-010-048**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถ่ายโอนกระแสที่มีความแม่นยำสูงปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นายขงยุทธ หงษ์พงษ์
รหัสประจำตัว	45060517
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. สมยศ จุณณะปิยะ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรถ่ายโอนกระแสที่ปรับค่าอัตราการถ่ายโอนกระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอใช้หลักการทรานสลิเนียร์รูปและใช้วงจรกันชนป้องกันการกลับกระแสเพื่อรักษาเสถียรภาพแรงดันของทรานสลิเนียร์รูป อัตราการถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสโดยมีความผิดพลาดเพียงเล็กน้อยเท่านั้น วงจรถ่ายโอนกระแสที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนโดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียง 6 ตัว คุณสมบัติกระแสเอาต์พุตที่อยู่ในรูปของการคูณและการหารสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรถคูณและหารสัญญาณกระแสได้เป็นอย่างดี การทำงานและคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

<b>Thesis Title</b>	High accuracy electronically tunable translinear current mirror circuit and its applications
<b>Student</b>	Mr. Yongyoot Hongpong
<b>Student ID.</b>	45060517
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Somyot Junnapiya

## **ABSTRACT**

This thesis proposes an electronically tunable current mirror circuits based on translinear topology. This circuit can be realized by only 6 transistors with the high accuracy. The mainly circuit as a shunt-feedback buffer is used in order to regulate its emitter voltage. For current mirror behavior, output and input are mostly the same with a small error. The current gain can be obtained by the ratio of the 2 current sources. This proposed circuit is using only 6 transistors for maintained the minimum error efficiency. The current output functions also enjoy the applications as a current multiplier, a current divider and a tunable current mirror. The characteristic and performance are carried out by PSPICE for confirm their well operations.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ สมยศ  
จุนณะปิยะ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ช่วยกรุณาให้คำปรึกษาแนวทางในการแก้ปัญหา  
ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอด  
ระยะเวลาของการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ที่ช่วยกรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะ  
แก้ไขปัญหาดังๆ งานวิจัยสมบูรณ์และมีประสิทธิภาพ

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พิเชฐ ม่วงนวล ที่ช่วยกรุณาให้คำปรึกษา ตลอด  
ระยะเวลาของการศึกษา

ในท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ คุณตา คุณยาย คุณน้า และผู้ที่คอยกระตุ้นให้  
กำลังใจ พร้อมทั้งสนับสนุนผู้เขียนมาโดยตลอด อีกทั้งผู้ที่มีส่วนช่วยเหลือและเอื้อประโยชน์ให้  
การจัดทำรูปเล่มของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอย่างสูง

ขงยุทธ หงษ์พงษ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 การพัฒนาในงานวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.3 บทสรุป.....	7
บทที่ 3 วงจรย่อยและหลักการที่ใช้ในนิพนธ์.....	8
3.1 บทนำ.....	8
3.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	8
3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	8
3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	10
3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	11
3.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคด.....	12
3.3 หลักการของทรานสลิเนียร์.....	14
3.4 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสได้ด้วย วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	17
3.5 บทสรุป.....	18

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราการสะท้อนได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีความแม่นยำสูง.....	19
4.1 บทนำ.....	19
4.2 ทฤษฎีและหลักการ.....	19
4.3 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตราการสะท้อนด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	20
4.4 การวิเคราะห์วงจร.....	23
4.4.1 การวิเคราะห์ความผิดพลาดการสะท้อนกระแส.....	23
4.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตและเอาต์พุต.....	24
4.5 การจำลองการทำงาน.....	25
4.6 บทสรุป.....	33
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งาน.....	34
5.1 บทนำ.....	34
5.2 วงจรกำลังสอง.....	34
5.2.1 การทำงานของวงจร.....	35
5.2.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	35
5.3 วงจรรากที่สอง.....	37
5.3.1 การทำงานของวงจร.....	38
5.3.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	39
5.4 วงจรคูณสัญญาณ.....	41
5.4.1 การทำงานของวงจร.....	41
5.4.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	42
5.5 วงจรสายพานกระแส.....	42
5.5.1 การทำงานของวงจร.....	43
5.5.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	44
5.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	45
5.6.1 การทำงานของวงจร.....	45
5.6.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	47

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.7 วงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	48
5.7.1 การทำงานของวงจร.....	48
5.7.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	49
5.8 บทสรุป.....	50
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	51
6.1 สรุป.....	51
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	52
เอกสารอ้างอิง.....	53
ภาคผนวก.....	55
ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	56
ภาคผนวก ข ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา.....	56
ประวัติผู้เขียน.....	63

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 หลักการทรานสลิเนียร์ชนิด A.....	1
1.2 หลักการทรานสลิเนียร์ชนิด B.....	1
2.1 โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (ก) ภาพด้านบน (ข) ภาพตัดด้านข้าง.....	4
2.2 สัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และการไบอัส (ก) ชนิด npn (ข) ชนิด pnp.....	5
2.3 การทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด npn.....	5
2.4 ความสัมพันธ์โดยทั่วไปของ $I_C$ และ $V_{CE}$ .....	6
3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	9
3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	10
3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	12
3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคด.....	12
3.5 หลักการต่อวงจรทรานสลิเนียร์รูป.....	15
3.6 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตรากระแสที่ได้อัตราการสะท้อนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	17
4.1 หลักการทรานสลิเนียร์ (ก) แบบ A (ข) แบบ B.....	20
4.2 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราการขยายได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอใน [1].....	21
4.3 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ.....	22
4.4 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ปรับปรุงความผิดพลาด.....	22
4.5 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุท.....	24
4.6 (ก) กระแสเอาต์พุทของวงจรรูปที่ 4.2 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ $I_1$ ค่าต่ำ.....	26
4.7 (ก) กระแสเอาต์พุทของวงจรรูปที่ 4.3 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ $I_1$ ค่าต่ำ.....	27
4.8 (ก) กระแสเอาต์พุทของวงจรรูปที่ 4.4 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ $I_1$ ค่าต่ำ.....	28
4.9 กระแสเอาต์พุทของวงจรเมื่อเป็นวงจรหาร.....	29
4.10 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่สูง.....	30
4.11 เสถียรภาพทางออสซิลเลชันของวงจร.....	30
4.12 ค่าความต้านทานวงจรรูปที่ 4.3 (ก) ความต้านทานทางอินพุท (ข) ความต้านทานทางเอาต์พุท.....	31
4.13 ค่าความต้านทานวงจรรูปที่ 4.4 (ก) ความต้านทานทางอินพุท (ข) ความต้านทานทางเอาต์พุท.....	32

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส.....	34
5.2 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร.....	36
5.3 รูปคลื่นสัญญาณ (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท.....	37
5.4 วงจรรากที่สอง.....	38
5.5 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร.....	39
5.6 รูปคลื่นสัญญาณ (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท.....	40
5.7 วงจรคูณสัญญาณ.....	41
5.8 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร.....	42
5.9 วงจรสายพานกระแส.....	43
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส $I_x$ และ $I_z$ .....	44
5.11 กระแส $I_z$ เมื่อปรับค่าอัตราขยาย.....	45
5.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	46
5.13 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	47
5.14 วงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	48
5.15 การตอบสนองความถี่ของวงจรผ่านทุกความถี่.....	50

# สารบัญตาราง

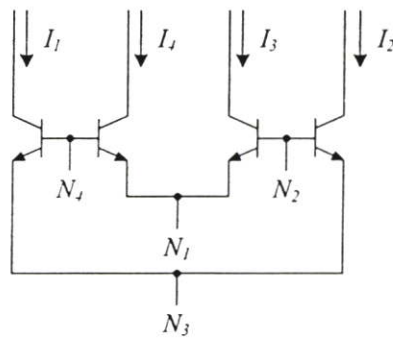
ตารางที่	หน้า
6.1 สรุปคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอ.....	51

# บทที่ 1

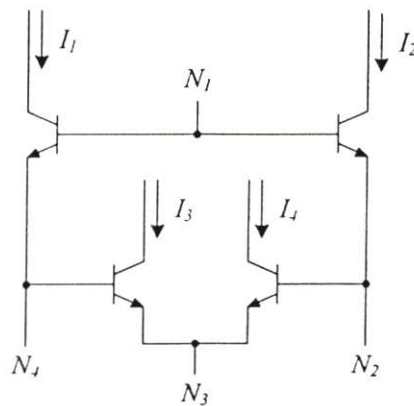
## บทนำ

### 1.1 ที่มาและปัญหา

วงจรประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในแบบสัญญาณกระแสมีข้อดีคือ ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำกว่า มีแบนวิดท์กว้างกว่า มีความเที่ยงตรงมากกว่า มีความเร็วสูงกว่าและวงจรมีความง่ายกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในแบบสัญญาณแรงดัน [1], [2] โดยปกติแล้ววงจรประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอกมักจะสร้างจากวงจรย่อยต่างๆ เช่น วงจรสะท้อนกระแส วงจรจ่ายกระแสค่าคงที่ วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันและวงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์แบบต่างๆ



รูปที่ 1.1 หลักการทรานส์ลิเนียร์ชนิด A



รูปที่ 1.2 หลักการทรานส์ลิเนียร์ชนิด B

ที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรรขยายสัญญาณกระแสไว้หลายรูปแบบในวารสารต่างๆ เช่น วงจรรขยายกระแสที่ใช้โครงสร้างทรานซิสเตอร์รูปแบบ A ดังแสดงในรูปที่ 1.1 [2] วงจรรขยายกระแสที่ใช้โครงสร้างทรานซิสเตอร์รูปแบบ B ดังแสดงในรูปที่ 1.2 [3] วงจรรขยายกระแสที่ใช้โครงสร้างทรานซิสเตอร์รูปทำงานในคลาส AB [4]-[6] วงจรดังกล่าวเป็นวงจรที่มีโครงสร้างที่ง่ายสามารถทำงานเป็นวงจรคุณภาพและหารสัญญาณได้เป็นอย่างดี แต่ข้อเสียของวงจรเหล่านี้คือมีความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตค่อนข้างสูง ซึ่งสาเหตุมาจากความไม่เข้ากันกันของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP [4], [5] และการทำงานแบบคลาส B ของวงจรรขยายที่เป็นเอ็กซีโพเนนเชียลซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นความเป็นเชิงเส้น [6] นอกจากนี้วงจรรขยายกระแสยังสามารถสร้างได้โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำงานร่วมกับออปแอมป์ [7] ใช้หลักการทรานซิสเตอร์กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันแทรชโฮล (Subthreshold) [8]-[10] แต่ข้อเสียของวงจรเหล่านี้คือการใช้ออปแอมป์ทำให้วงจรใน [7] ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมและการใช้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันแทรชโฮลทำให้วงจรใน [8], [9] ทำงานได้ที่ความถี่ไม่สูงมาก

## 1.2 วัตถุประสงค์

จุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้คือนำเสนอวงจระสะท้อนกระแสที่มีความเที่ยงตรงสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยวงจรถูกนำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจระประมวลผลสัญญาณแบบต่างๆ ที่มีคุณภาพดี

## 1.3 การพัฒนาในงานวิจัย

จากปัญหาและความสำคัญที่กล่าวมาจึงได้ทำการออกแบบวงจระสะท้อนกระแสที่มีความแม่นยำและสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีคุณสมบัติมีความเที่ยงตรงสูง ผลการจำลองจะใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยตรวจสอบการทำงานและคุณสมบัติของวงจระ

## 1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิจัยเพื่อออกแบบวงจระสะท้อนกระแสที่มีความเที่ยงตรงปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เนื้อหาจะแบ่งออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาของงานวิจัยและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ส่วนเนื้อหาในบทต่อมาจะมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวงจระย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอ การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการนำวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งาน การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

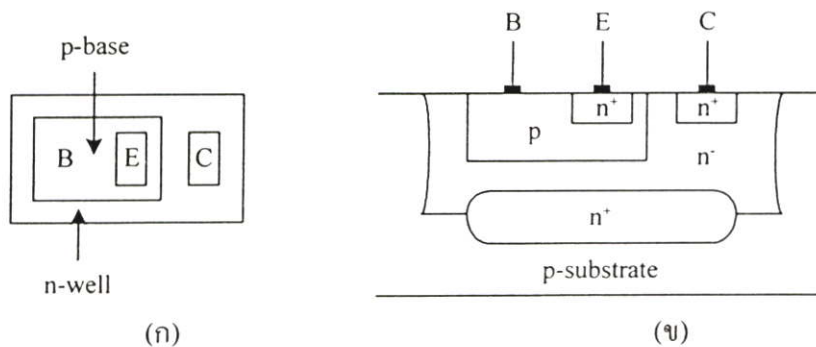
# ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### 2.1 บทนำ

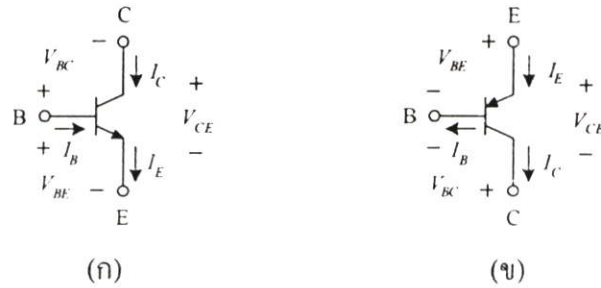
ในปัจจุบันถึงแม้ว่าเทคโนโลยีซีมอสจะเข้ามามีบทบาทอย่างมากกับการออกแบบวงจรรวมในแบบวงจรรวม แต่เทคโนโลยีไบโพลาร์มิได้ลดบทบาทลงแต่อย่างใด โดยเฉพาะกับวงจรถ่ายทอดสัญญาณความถี่สูง สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะนำเทคโนโลยีไบโพลาร์มาออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณในบทรณีจึงได้กล่าวถึงเทคโนโลยีไบโพลาร์โดยได้กล่าวถึงการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด npn และ pnp และโครงสร้างของทรานซิสเตอร์

### 2.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

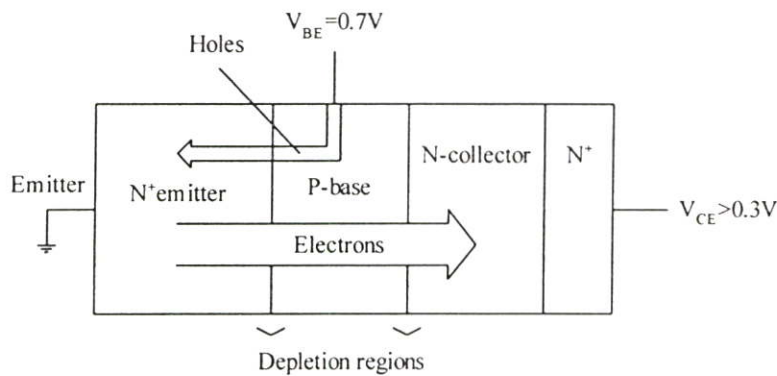
ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งแยกออกได้สองชนิดคือ npn และ pnp ซึ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำที่นำมาสร้าง ภาพตัดที่แสดงให้เห็นโครงสร้างภายในของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN แสดงดังรูป 2.1(ก) และสามารถแสดงเป็นโครงสร้างอย่างง่ายด้านข้างดังรูปที่ 2.1(ข) จากรูปส่วนที่เป็นฐานจะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด p ทรานซิสเตอร์ชนิด npn จึงถูกสร้างอยู่ในบ่อ n-well ขาเบสจะต่อออกมาจากสารกึ่งตัวนำชนิด p ที่ถูกวางอยู่ใน n-well ส่วนขาอิมิตเตอร์จะถูกวางอยู่บนสารกึ่งตัวนำชนิด p อีกชั้นหนึ่งดังแสดงในรูป จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้เป็นชนิด npn และสำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด pnp โครงสร้างจะเหมือนกันกับชนิด npn แต่ใช้สารกึ่งตัวนำสลับกันเท่านั้น



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (ก) ภาพด้านบน (ข) ภาพตัดด้านข้าง



รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และการไบอัส (ก) ชนิด npn (ข) ชนิด pnp



รูปที่ 2.3 การทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด npn

รูปที่ 2.2 แสดงสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด npn และ pnp ความแตกต่างระหว่างของทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดคือ แรงดันที่ใช้ไบอัสและทิศทางการไหลของกระแสที่ขาเบส ซึ่งการไบอัสและทิศทางการไหลของกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.2 การอธิบายการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะอธิบายโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด npn โดยกำหนดให้ขาอิมิตเตอร์ต่ออยู่กับกราวด์ จากรูปที่ 2.2 สามารถอธิบายการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้ ถ้าแรงดันไบอัส  $V_B$  มีค่าน้อยกว่า 0.5V ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงานและไม่มีกระแสคอลเลกเตอร์ไหล แต่อย่างไรก็ตามเมื่อรอยต่อ PN ได้รับไบอัสตรงจะเริ่มค้นมีกระแสไหลจากขาเบสสู่ขาอิมิตเตอร์แต่จะเป็นกระแสเล็กน้อยเท่านั้น แต่ถ้ากระแสที่ไหลเข้าที่ขาเบสมีค่ามากขึ้นมันจะเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลที่ขาคอลเลกเตอร์ ดังนั้นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด npn สามารถพิจารณาเป็นตัวขยายกระแสในช่วงความถี่ต่ำ ในกรณีที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำงานและที่รอยต่อคอลเลกเตอร์และเบสได้รับไบอัสกลับ กระแสที่ขาเบสจำนวนเล็กน้อยจะทำหน้าที่ควบคุมกระแสจำนวนมากที่ไหลระหว่างขาคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ เมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ถูกประมาณให้เท่ากับกระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากอิมิตเตอร์สู่ขาเบสและจำนวนของกระแสอิเล็กตรอนนี้จะถูกกำหนดโดยแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ ซึ่งกระแส

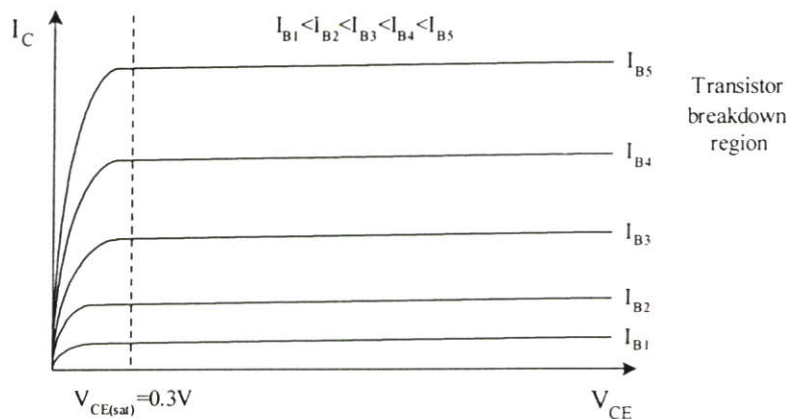
คอลเลกเตอร์จะสามารถแสดงอยู่ในรูปเอ็กซ์โพเนนเชียลที่มีความสัมพันธ์กับแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์คือ [11]

$$I_C = I_{CS} e^{V_{BE}/V_{TM}} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $V_{TM}$  คือ Thermal voltage กระแส  $I_{CS}$  คือ Scale current กระแส  $I_{CS}$  จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ของรอยต่อเบสและอิมิตเตอร์ กระแสเบสกำหนดได้โดยกระแสโฮลที่ไหลจากเบสสู่อิมิตเตอร์โดยมีลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบสและอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) เป็นเอ็กซ์โพเนนเชียล ผลก็คืออัตราส่วนของกระแสคอลเลกเตอร์ต่อกระแสเบสจะมีค่าคงที่ การประมาณเบื้องต้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันและกระแส อัตราส่วนนี้โดยทั่วไปจะแสดงได้คือ  $\beta$  ซึ่งกำหนดได้คือ [11]

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $I_C$  และ  $I_B$  คือกระแสเบสและกระแสคอลเลกเตอร์ โดยทั่วไปค่า  $\beta$  จะมีค่าประมาณ 50 ถึง 200



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์โดยทั่วไปของ  $I_C$  และ  $V_{CE}$

สมการที่ (2.2) แสดงให้เห็นว่ากระแสคอลเลกเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่คอลเลกเตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นถึงจุดนี้ โดยทั่วไปการพล็อตกระแส  $I_C$  ต่อฟังก์ชันของแรงดันคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ต่อการเปลี่ยนค่าของ  $I_B$  สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ลักษณะของกราฟจะไม่แบนราบเมื่อ  $V_{CE} > V_{CE(sat)}$  เป็นช่วงที่แสดงว่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับแรงดัน  $V_{CE}$  ช่วงนี้จะเป็นช่วงเชิงเส้นโดยเส้นกราฟจะตัดกับแกน  $V_{CE}$  ที่  $V_{CE} = V_A$  สำหรับทุกค่าของ  $I_B$  ค่าแรงดัน  $V_A$  จะถูกเรียกว่า Early

voltage ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 50V ถึง 100V ดังนั้นสมการที่ (2.3) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น [11]

$$I_C = I_{CS} e^{V_{BE}/V_{TM}} \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (2.3)$$

### 2.3 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โดยจะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด npn และ pnp ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะถูกนำมาออกแบบเป็นวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตรากระแสที่สะท้อนกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ต่อไป

## บทที่ 3

# วงจรร้อยและหลักการที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

### 3.1 บทนำ

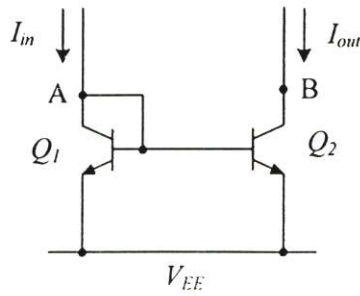
เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรร้อยและหลักการพื้นฐานที่นำมาออกแบบเป็นวงจระสะท้อนกระแสที่จะนำเสนอในบทต่อไป วงจรที่จะกล่าวถึงคือวงจระสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ได้แก่ วงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson วงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงและวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคด จากนั้นจะกล่าวถึงวงจระสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้เคยนำเสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [2] และสุดท้ายเป็นหลักการของทรานสลิเนียร์

### 3.2 วงจระสะท้อนกระแส

วงจระสะท้อนกระแสเป็นวงจระที่สำคัญสำหรับวงจระอนาลอกในแบบวงจระรวมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสและเป็นแอ็กทีฟโหลด คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจระสะท้อนกระแสจะต้องมีความต้านทานทางอินพุตต่ำและความต้านทานทางเอาต์พุตสูง วงจระสะท้อนอย่างง่ายที่สุดเป็นวงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้นดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของกระแสให้ดีขึ้นจึงได้พัฒนาเป็นวงจระสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์สามตัวซึ่งเรียกว่าวงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson ซึ่งจะให้ค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงกว่าวงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson ได้มีการพัฒนาต่อโดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์เป็นสี่ตัว ซึ่งเรียกว่าวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode current mirror) วงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจะให้ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงกว่าวงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson และแบบพื้นฐาน แต่เนื่องจากให้ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงแต่ความต้านทานทางอินพุตกลับสูงตามไปด้วย ดังนั้นจึงได้ทำการปรับปรุงวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดอีกครั้งเป็นวงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

#### 3.2.1 วงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานสามารถแสดงในรูปที่ 3.1 เป็นวงจระสะท้อนกระแสที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้น ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถูกต่อเป็นไดโอด กระแสที่ไหลผ่าน  $Q_1$  จะถูกสะท้อนมายัง  $Q_2$  ค่ากระแสสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{in}$  และกระแส  $I_{out}$  สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้  
ผลรวมกระแสที่จุด A สามารถกำหนดได้คือ

$$I_m - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (3.1)$$

สมมติว่าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจะได้

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_m}{1 + \frac{2}{\beta}} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta + 2} \right] I_m \quad (3.2)$$

สำหรับความต้านทานทางอินพุต  $r_m$  ซึ่งเป็นค่าความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กจะมีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานของ  $Q_1$  ที่ต่ออยู่ในรูปไดโอดสามารถกำหนดได้คือ [12]

$$r_m = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{V_T}{I_m} \quad (3.3)$$

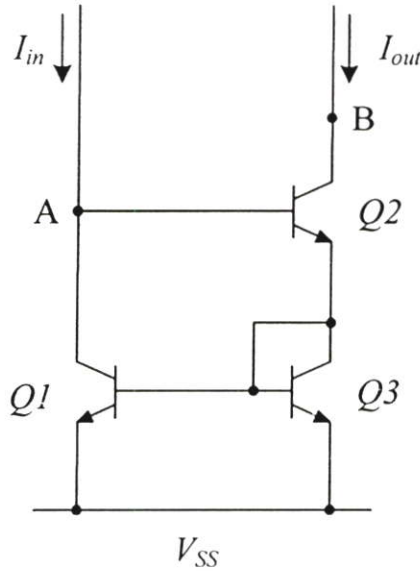
เมื่อ  $V_T$  คือแรงดันอุณหภูมิมีค่าเท่ากับ  $kT/q$  โดยที่  $k$  คือ Boltzmann's constant มีค่า  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$   $T$  คือค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน  $q$  คือค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  คูลอมป์ ที่อุณหภูมิ  $25^\circ\text{C}$  ค่า  $V_T$  จะมีค่าเท่ากับ  $26 \text{ mV}$  สำหรับค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสามารถกำหนดได้คือ [12]

$$r_{out} = \frac{V_A}{I_{out}} \quad (3.4)$$

โดยที่  $V_A$  เป็นค่า Early Voltage

### 3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นได้ว่าความผิดพลาดของกระแส  $I_{out}$  ต่อกระแส  $I_{in}$  จะมากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่า  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ไขความผิดพลาดของการสะท้อนกระแสดังกล่าว จึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสขึ้นมาใหม่โดย Wilson [12] ซึ่งเป็นที่มาของชื่อวงจรสะท้อนกระแสดังกล่าว วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และกระแส  $I_{in}$  ของวงจรสามารถหาค่าได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

สมมติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการดังนั้นจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (3.5)$$

หรือมีค่าเป็น

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

$$I_{C2} = -I_{E2} \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) = I_{C3} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) \quad (3.6)$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{C3} = I_{C2} \left( \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right)} \right) \quad (3.7)$$

เมื่อ  $I_{C1} = I_m - I_{C2}/\beta$  และเนื่องจาก  $I_{C1} = I_{C3}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} \left( 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 1} \right) \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_{out}$  มีค่าใกล้เคียงกระแส  $I_m$  มากกว่าสมการที่ (3.2) สำหรับการหาค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสามารถกำหนดได้คือ [13]

$$I_m = \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} \right) V_2 \quad (3.9)$$

เมื่อกำหนดทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันนั่นคือ  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$  และ  $1/r_{\pi 2}$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $g_{m2}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.9) จะสามารถหาค่าความต้านทานที่อินพุตได้คือ

$$r_m = \frac{V_2}{I_m} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} = \frac{2V_T}{I_C} \quad (3.10)$$

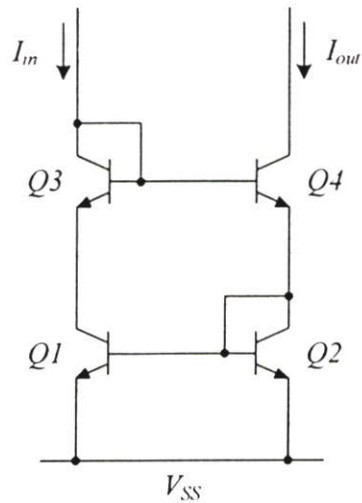
สำหรับความต้านทานจุดออกจะสามารถหาได้โดยการกำหนดให้กระแสอินพุต  $I_m = 0$  ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสแต่ละจุดหาค่าได้ดังนี้ [13]

$$r_{out} = \frac{V_o}{I_2} = r_{o2} \left( 1 + \frac{g_{m1}\beta_2}{(g_{m1} + g_{m3})} \right) = \frac{\beta_2 r_{o2}}{2} \quad (3.11)$$

### 3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

เนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson มีค่าแรงดันที่จุด A ไม่เท่ากับจุด B ซึ่งเป็นผลให้กระแส  $I_{C1}$  ไม่เท่ากับ  $I_{C3}$  เนื่องจากผลของแรงดัน  $V_A$  ของทรานซิสเตอร์ เพื่อลดผลดังกล่าวจึงได้เพิ่มทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะไดโอดขึ้นอีกตัวหนึ่งเพื่อทำให้ค่าแรงดัน  $V_{BE}$  เท่ากัน ดังนั้นจึง

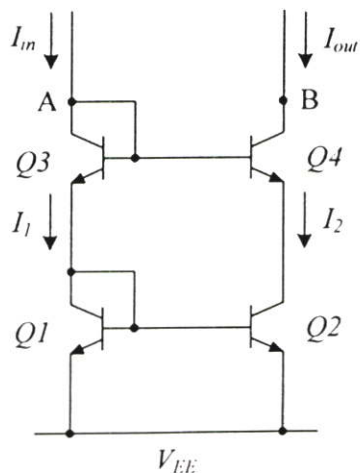
เรียกวงจรสะท้อนกระแสชนิดนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงซึ่งมีวงจรแสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

### 3.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคด

จากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานและแบบ Wilson จะเห็นว่าค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรยังไม่สูงมากนัก ถ้าต้องการความต้านทานทางเอาต์พุตที่สูงมากยิ่งขึ้นสามารถทำได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคด ซึ่งวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  สามารถหาค่าได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคด

จากวงจรในรูปที่ 3.4 สมมติทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำหน้าที่เหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_2$  และ  $I_1$  เขียนได้คือ

$$I_2 = I_1 \left[ \frac{\beta}{\beta + 2} \right] \quad (3.12)$$

จากรูปที่ 3.3 กระแส  $I_1$  และ  $I_2$  มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = I_m - \frac{I_{out}}{\beta} \quad (3.13)$$

$$I_2 = I_{out} + \frac{I_{out}}{\beta} \quad (3.14)$$

แทนค่าสมการที่ (3.13) และ (3.14) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$I_{out} + \frac{I_{out}}{\beta} = \frac{\beta}{(\beta + 2)} I_{in} - \frac{I_{out}}{(\beta + 2)} \quad (3.15)$$

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

ค่าความต้านทานที่อินพุทมีค่าเท่ากับ [13]

$$r_{in} = \frac{V_i}{I_1} = \frac{g_{m1} + g_{m3}}{g_{m1}g_{m3}} \quad (3.17)$$

ค่าความต้านทานที่อินพุทมีค่าเท่ากับ [13]

$$r_{out} = r_{o4}\beta_4 \quad (3.18)$$

โดยที่  $g_{m1}$  และ  $g_{m3}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  ตามลำดับ  $r_{o4}$  คือค่าความต้านทานทางเอาต์พุทของ  $Q_4$  และ  $\beta$  คือค่าอัตราขยายกระแสของ  $Q_4$

### 3.3 หลักการของทรานซิสเตอร์

วงจรทรานซิสเตอร์เป็นวงจรที่นิยมนำมาสร้างออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในแบบสัญญาณกระแส หลักการของทรานซิสเตอร์คือเป็นวงจรที่ใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์มาใช้งาน โดยอาศัยความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างกระแสและแรงดันของอุปกรณ์มาสร้างให้เป็นวงจรที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่เป็นเชิงเส้นกับกระแสหรือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่เป็นเชิงเส้นกับแรงดัน ถ้าวงจรทรานซิสเตอร์สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้จะเป็นเชิงเส้นกับกระแส แต่ถ้าวงจรทรานซิสเตอร์สร้างขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะเป็นเชิงเส้นกับแรงดัน แต่สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น

เมื่อวงจรทรานซิสเตอร์ถูกสร้างด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับกระแสซึ่งสามารถแสดงได้คือ

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.19)$$

โดยที่  $a$  เป็นค่าคงที่ เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ (3.19) จะได้

$$I = be^{aV} \quad (3.20)$$

โดยที่  $b$  เป็นค่าคงที่

จากสมการที่ (3.20) จะเห็นว่าความสัมพันธ์ของกระแส  $I$  และแรงดัน  $V$  เป็นความสัมพันธ์ในลักษณะเอ็กซ์โพเนนเชียล ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวจะสอดคล้องกับคุณสมบัติกระแสคอลเลคเตอร์  $I_C$  และแรงดันระหว่างขาเบสและอีมิเตอร์  $V_{BE}$  ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือ

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (3.21)$$

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (3.22)$$

เมื่อ  $I_S$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัวไหลย้อนกลับ โดยจะมีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่ขั้วอิมิตเตอร์

$V_T$  คือแรงดันอุณหภูมิมีค่าเท่ากับ  $kT/q$

$k$  คือค่าคงที่ของ Boltzmann

$T$  คืออุณหภูมิมีหน่วยเป็นองศาเคลวิน

$Q$  คือค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  คูลอมป์

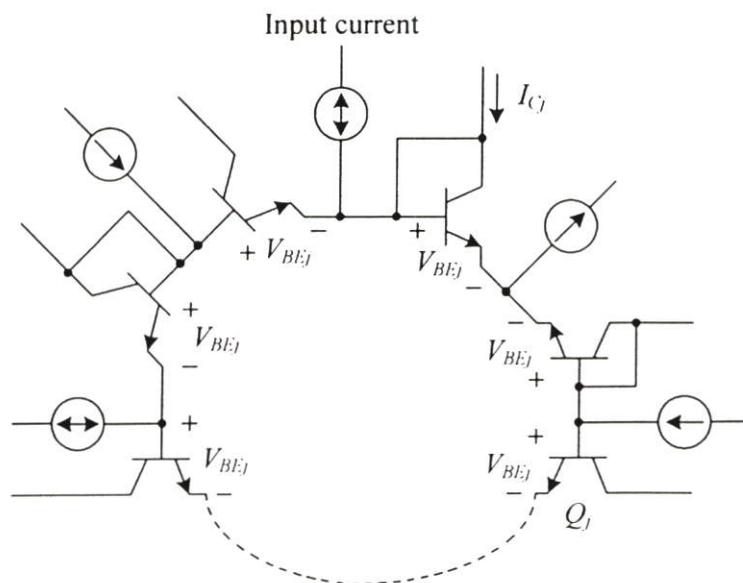
ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือ

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \quad (3.23)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$g_m = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.24) จะเห็นได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นเชิงเส้นกับกระแสคอลเลกเตอร์ จากคุณสมบัตินี้เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรที่ประกอบด้วยรอยต่อพีและเอ็น (p-n junction) ที่เป็นจำนวนคู่ที่ถูกไบอัสตรง โดยรอยต่อพีและเอ็นแต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วรอยต่ออื่นๆ เรียงกันไปเป็นลูปปิด วงจรในลักษณะนี้เรียกว่าวงจรทรานสลิเนียร์รูปการต่อแบบทรานสลิเนียร์รูปด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่รอยต่อระหว่างเบสและอิมิตเตอร์จะต้องถูกไบอัสตรง วงจรทรานสลิเนียร์รูปสามารถแสดงได้รูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 หลักการต่อวงจรทรานสลิเนียร์รูป

จากรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาจุดปิดที่ประกอบด้วยแรงดันที่รอยต่อระหว่างขาเบสและอีมิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ได้รับไบอัสตรง โดยจะแบ่งแรงดัน  $V_{BE}$  ออกเป็นสองส่วนคือ เป็นแรงดันในทิศทางตามเข็มนาฬิกาและแรงดัน  $V_{BE}$  ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา โดยให้แหล่งจ่ายกระแสต่างๆ เป็นค่าคงที่ อินพุตและเอาต์พุตสามารถต่อได้ที่ขาคอลเลกเตอร์ ผลรวมของแรงดัน  $V_{BE}$  ภายในลูบสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\sum_{j=1}^N V_{BEj} = 0 \quad (3.25)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = \sum_{ACW} V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (3.26)$$

โดยที่  $I_S$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นของกระแส ( $J_S$ ) คือ  $J_S = J_S A_j$

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_C}{J_S A_j}\right) = \sum_{ACW} V_T \ln\left(\frac{I_C}{J_S A_j}\right) \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) เมื่อสมมติว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเดียวกันและ  $J_S$  ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากันทุกตัว ดังนั้นผลของ  $V_T$  และ  $J_S$  จะถูกขจัดออกไปทำให้ได้ความสัมพันธ์กระแสคอลเลกเตอร์เป็น

$$\prod_{CW} \frac{I_C}{A_j} = \prod_{ACW} \frac{I_C}{A_j} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) ถ้าพื้นที่ที่ขาอีมิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในลูบมีค่าเท่ากันทุกตัว จะสามารถเขียนสมการใหม่ได้คือ

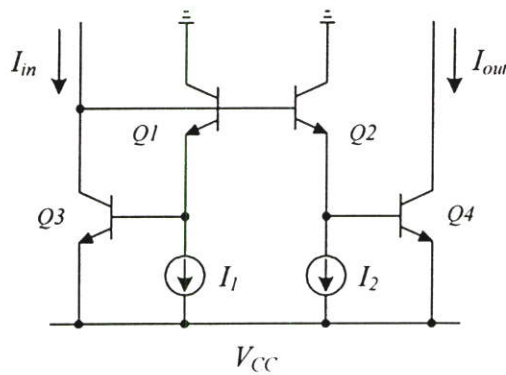
$$\prod_{CW} I_C = \prod_{ACW} I_C \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) จะสามารถสรุปได้ว่าหลักการที่สำคัญของวงจรทรานสลิเนียร์ที่สร้างขึ้นจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือผลคูณของกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกาต้องเท่ากับผลคูณของกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าวงจรทรานสลิเนียร์เป็นวงจรที่ทำงานใน

แบบสัญญาณกระแสเป็นหลัก มีความถูกต้องแม่นยำสูงและเป็นอิสระจากผลของอุณหภูมิ แต่ วงจรทรานซิสเตอร์จะต้องการความสมพียงกันของอุปกรณ์ ดังนั้นการสร้างเป็นวงจรรวมจะทำให้ คุณสมบัติของวงจรถึกว่าวงจรที่ใช้อุปกรณ์เดี่ยวๆ

### 3.4 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้เคยนำเสนอไว้ก่อนหน้านี้ใน [1] สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 วงจรประกอบขึ้นจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สี่ ตัวแหล่งจ่ายกระแสสองแหล่งจ่ายโดย  $I_1$  ถึง  $I_2$  ต่อเป็นวงจรรวมทรานซิสเตอร์รูป



รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากรูปที่ 3.6 โดยใช้ทฤษฎี KVL ของเคอร์ชอฟฟ์ ผลรวมของแรงดัน  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  สามารถกำหนดได้คือ

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (3.30)$$

โดยที่

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (3.31)$$

เมื่อแทน (3.31) ลงใน (3.30) สามารถเขียนได้เป็น

$$V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{in}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{out}}{I_S}\right) \quad (3.32)$$

$$I_1 I_{in} = I_2 I_{out} \quad (3.33)$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{out} = \frac{I_1}{I_2} I_{in} \quad (3.34)$$

จากสมการที่ (3.34) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_{out}$  สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส  $I_1$  หรือ  $I_2$  ดังนั้นจึงเรียกวงจรสะท้อนกระแสชนิดนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราส่วนกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

### 3.5 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสะท้อนกระแสชนิดต่างๆ เพื่อทำความเข้าใจถึงคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส จากนั้นได้กล่าวถึงหลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูปซึ่งจะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสที่น่าเสนอ สุดท้ายเป็นวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราส่วนกระแสได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์

## บทที่ 4

# วงจรถ่ายโอนกระแสที่ปรับค่าอัตราการสะท้อนได้ทาง

## อิเล็กทรอนิกส์และมีความแม่นยำสูง

### 4.1 บทนำ

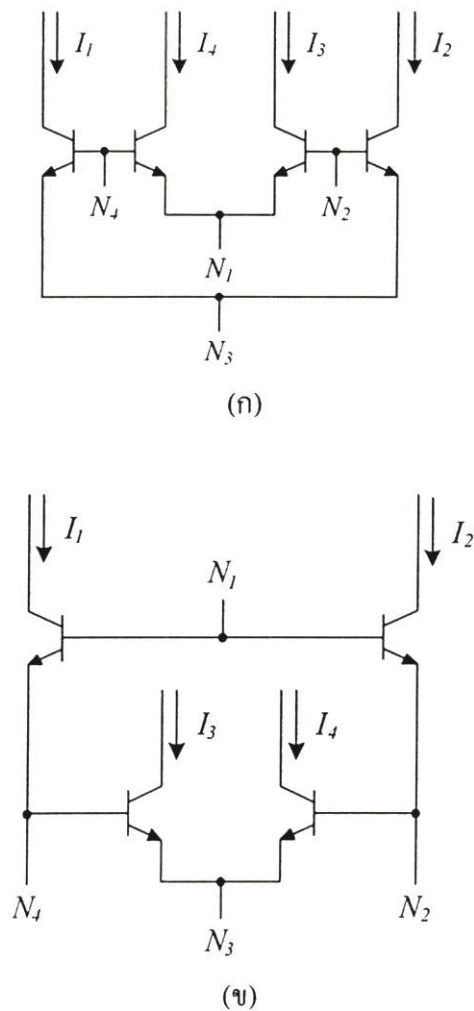
การประมวลสัญญาณอนาล็อกที่มีใช้ในปัจจุบันจะมีวงจรร้อยหลักๆ อยู่หลายวงจรเช่น วงจรถ่ายโอนกระแส วงจรจ่ายกระแสคงที่ วงจรแปลงค่าแรงดันเป็นกระแส หรือ กระแสเป็นแรงดัน วงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์ต่างๆ เป็นต้น เมื่อนำวงจรหลักเหล่านี้มาประกอบรวมกันทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรในรูปแบบกระแสที่มีคุณสมบัติใหม่ได้หลายชนิด เช่น วงจรคูณสัญญาณหารสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ เป็นต้น ที่ผ่านมามีการนำเสนอวงจรรายขายสัญญาณกระแสไว้หลายรูปแบบ ตัวอย่างเช่น การใช้โครงสร้างทรานสลิเนียร์ลูป (Translinear Loop) ชนิด A ที่นำเสนอใน [1] ซึ่งเป็นวงจรมีโครงสร้างง่าย สามารถทำงานเป็นวงจรมคูณและหารสัญญาณได้หรือการใช้โครงสร้างทรานสลิเนียร์ลูปทำงานในคลาส AB [2]-[4] แต่มีปัญหาของวงจรมีข้อเสนอเหล่านั้นคือ มีความผิดพลาดค่อนข้างสูง ซึ่งความผิดพลาดเกิดจากความไม่สมพียงกันของทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP อีกทั้งการใช้โครงสร้างทรานสลิเนียร์ลูปชนิด B [5] ซึ่งมีอัตราขยายเป็นเอ็กซ์โพเนนเชียลซึ่งมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น การใช้มอสทรานซิสเตอร์รูปแบบต่างๆ เช่น ต่อร่วมกับออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ [6] การลดแรงดันที่ขาซอส (Source Degeneration) [7] หรือใช้โครงสร้างแบบ MOS Translinear (MTL) [8]-[9] มาออกแบบเป็นวงจรรายขายกระแส

ในบทนี้จึงนำเสนอวงจรถ่ายโอนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอสร้างขึ้นจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 6 ตัวที่ต่อเป็นแบบทรานสลิเนียร์และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว วงจรที่นำเสนอประกอบเป็นวงจรมคูณชนป้อนกลับกระแสโดยใช้พื้นฐานจากวงจรถ่ายโอนกระแสที่ทำงานแบบทรานสลิเนียร์ลูปชนิด A [2] เพื่อส่งถ่ายกระแสออกเอาต์พุตให้อยู่ในรูปเชิงเส้น กระแสเอาต์พุตของวงจรมีข้อเสนอจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันการคูณและหาร ดังนั้นการปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสสามารถทำได้ในรูปของการคูณและหารนั่นเอง

### 4.2 ทฤษฎีและหลักการ

จากทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ว่า ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ในตัวมันจะเป็นเชิงเส้นสอดคล้องกับกระแสคอลเลคเตอร์ในตัวมันเอง จึงเกิดเป็นหลักการของทรานสลิเนียร์ขึ้นมาดังรายละเอียดได้กล่าวไว้ใน [1] ที่ผ่านมามีวงจรมีข้อเสนอใช้หลักการของทรานสลิเนียร์นำเสนอมากมาย

ออกมามากมายไม่ว่าจะเป็นหลักการสร้างวงจรรอนาลอกฟังก์ชัน รูปแบบกระแสต่างๆ โดยหลักการของทรานซิสเตอร์พอสรุปได้เป็น 2 แบบ คือแบบ A และแบบ B ดังแสดงรูปที่ 4.1

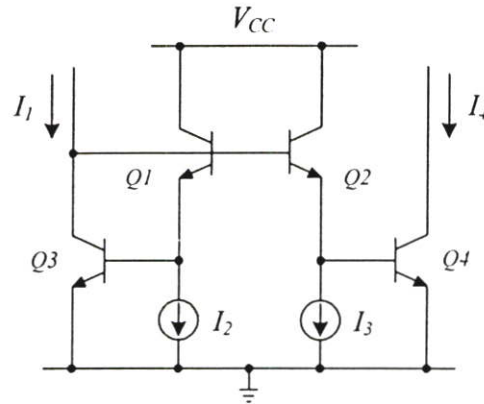


รูปที่ 4.1 หลักการทรานซิสเตอร์ (ก) แบบ A (ข) แบบ B

จากรูปที่ 4.1 หลักการทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 1(ก) เป็นแบบ A (Polarities Alternative) ส่วนรูปที่ 4.1(ข) เป็นแบบ B (Balance) โครงสร้างในรูปแบบ A และ B นั้นมีคุณสมบัติของการทรานซิสเตอร์ได้เหมือนกันแต่แตกต่างกันที่การออกแบบและป้อนสัญญาณอินพุตเท่านั้น

### 4.3 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตราการใช้พลังงานด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากที่กล่าวไว้เบื้องต้นแล้วว่าวงจรรอนาลอกทรานซิสเตอร์ชนิด B เป็นวงจรที่นิยมนำมาออกแบบเป็นวงจรต่างๆ มากมาย รูปที่ 4.2 เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการใช้พลังงานด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอไว้ [1] โดยใช้วงจรรอนาลอกทรานซิสเตอร์ชนิด B



รูปที่ 4.2 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอใน [1]

จากรูปที่ 4.2 สมการกระแสเอาต์พุตได้เป็น [1]

$$\frac{I_1 I_2}{I_3} = I_4 \quad (4.1)$$

แต่การส่งผ่านกระแสในวงจรที่ 4.2 มีการผิดพลาดอยู่สองจุดคือกระแสคอลเลกเตอร์ที่ไหลผ่าน  $Q_3$  ไม่เท่ากับ  $I_1$  และ  $Q_4$  ไม่เท่ากับ  $I_4$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$I_{C3} \approx I_1 - \left( \frac{I_2 + I_3}{\beta} \right) \quad (4.2)$$

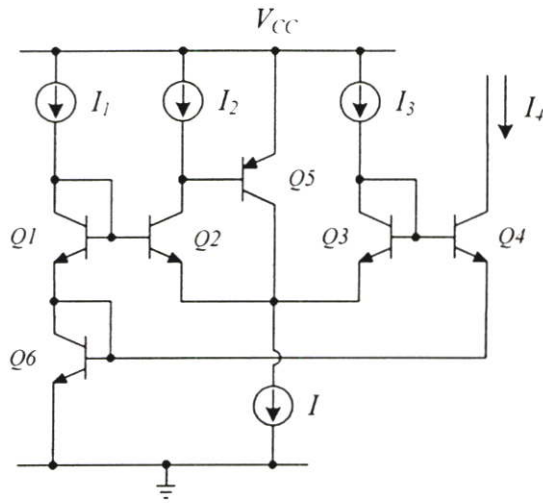
$$I_{C3} \approx \beta(I_2 - I_{C1}) \quad (4.3)$$

$$I_{C2} \approx I_3 - \frac{I_4}{\beta} \quad (4.4)$$

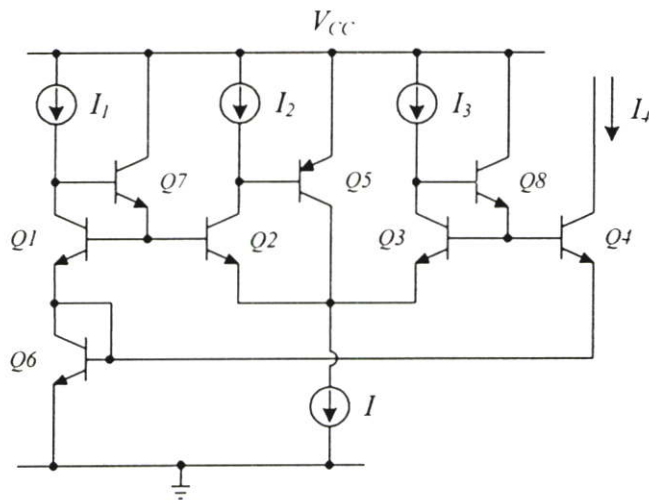
จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) จะพบว่าถึงแม้ว่าวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 4.2 จะมีอัตรากระแสสะท้อนเป็นหนึ่งต่อหนึ่งหรือ  $I_2$  เท่ากับ  $I_3$  กระแสเอาต์พุตจะยังคงมีความผิดพลาดอยู่เท่ากับ  $(I_2 + I_3)/\beta$  และในกรณีที่  $I_2$  ไม่เท่ากับ  $I_3$  ยังจะทำให้เกิดความผิดพลาดสูงขึ้นด้วย

รูปที่ 4.2 แสดงวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยได้ทำการปรับปรุงคุณสมบัติการสะท้อนกระแสให้มีความเที่ยงตรงโดยเพิ่มวงจรกันชนป้อนกลับกระแสเพื่อช่วยชดเชยกระแสภายในลูปทรานสลิเนียร์ วงจรประกอบด้วย

ทรานซิสเตอร์  $Q_4$  และไบอัสกระแสคงที่  $I$  เพื่อจัดการแรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ให้มีค่าแปรผันตามกระแสคอลเลกเตอร์และแรงดันขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  อย่างถูกต้อง



รูปที่ 4.3 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่น่าเสนอ



รูปที่ 4.4 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ปรับปรุงความผิดพลาด

จากรูปที่ 4.3 สามารถพิจารณาแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ โดยใช้ KVL ได้เป็น

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_{BE4} - V_{BE3} \quad (4.5)$$

พิจารณาในรูปของกระแสคอลเลกเตอร์ได้เป็น

$$V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_4}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_3}{I_S}\right) \quad (4.6)$$

$$\frac{I_1 I_3}{I_2} = I_4 \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.7) พบว่ากระแสเอาต์พุตอยู่ในรูปการคูณและหารของกระแสอินพุตทั้งสามจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางไม่ว่าจะเป็นวงจรขยายสัญญาณกระแส วงจรคูณสัญญาณกระแส วงจรหารสัญญาณกระแส เป็นต้น

#### 4.4 การวิเคราะห์วงจร

##### 4.4.1 การวิเคราะห์ความผิดพลาดการสะท้อนกระแส

จากรูปที่ 4.3 การส่งผ่านกระแสจาก  $I_1$  ไปยัง  $I_4$  กรณีที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสพบว่าจะมีค่าความผิดพลาดของกระแสอยู่สองจุดคือกระแสคอลเลกเตอร์ที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_3$  ไม่เท่ากับ  $I_1$  และ  $I_3$  ตามลำดับ ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{C1} \approx I_1 - \left(\frac{I_2 + I_{B5}}{\beta}\right) \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.8) กระแส  $I_{B5}$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $I_2$  ดังนั้นสามารถประมาณค่าใหม่ได้เป็น

$$I_{C1} \approx I_1 - \frac{I_2}{\beta} \quad (4.9)$$

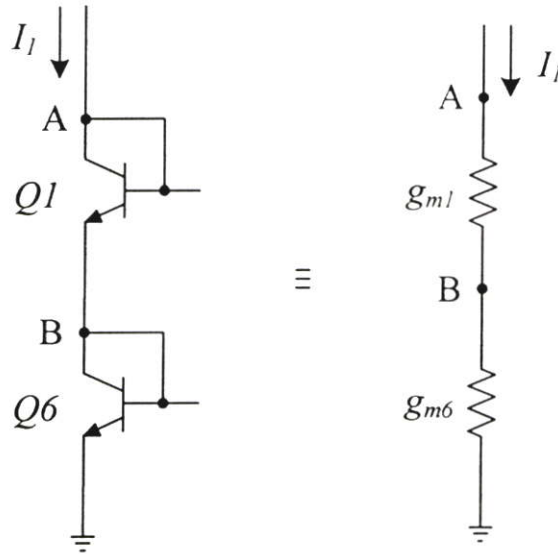
และ

$$I_{C3} \approx I_3 - \frac{I_4}{\beta} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ว่ายิ่งกระแส  $I_2$  มีค่ามากเท่าไร ก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดในด้านอินพุตมากขึ้นและในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (4.10) จะเห็นได้ว่ายิ่งกระแส  $I_4$  มีค่ามากเท่าไร ก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดในด้านเอาต์พุตมากขึ้น แต่เมื่อพิจารณาความผิดพลาดจะยิ่งมากขึ้นเมื่อเอาต์พุตสูงขึ้น นับสำคัญของความผิดพลาดจะเกิดขึ้นจากกรณีเอาต์พุตสูง ส่วนอีกกรณีคือเมื่อกระแส  $I_2$  หรือ  $I_3$  มีค่าสูง แต่ก็จะมีผลน้อยกว่าวงจรรูปที่ 4.2 อยู่พอสมควร ความผิดพลาดสามารถปรับลดได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_4$  ไบอัสกระแสอีกสองตัวดังแสดงรูปที่ 4.4

#### 4.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตและเอาต์พุต

ค่าความต้านทานทางอินพุตสามารถประมาณได้ที่ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q6 ในการหาค่าจะสมมติให้ค่า  $g_m$  มีค่ามากกว่าค่า  $r_\pi$  วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตแสดงได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุต

$$I_1 = \frac{V_A}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m6}}} \quad (4.11)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานทางอินพุตคือ

$$r_{in} = \frac{V_A}{I_1} = \frac{g_{m1} + g_{m6}}{g_{m1}g_{m6}} \quad (4.12)$$

ถ้าสมมติว่าทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q6 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการจะได้  $g_{m1} = g_{m6} = I_1/V_T$  ดังนั้นค่าความต้านทานทางอินพุตจึงมีค่าเป็น

$$r_{in} = \frac{2V_T}{I_1} \quad (4.13)$$

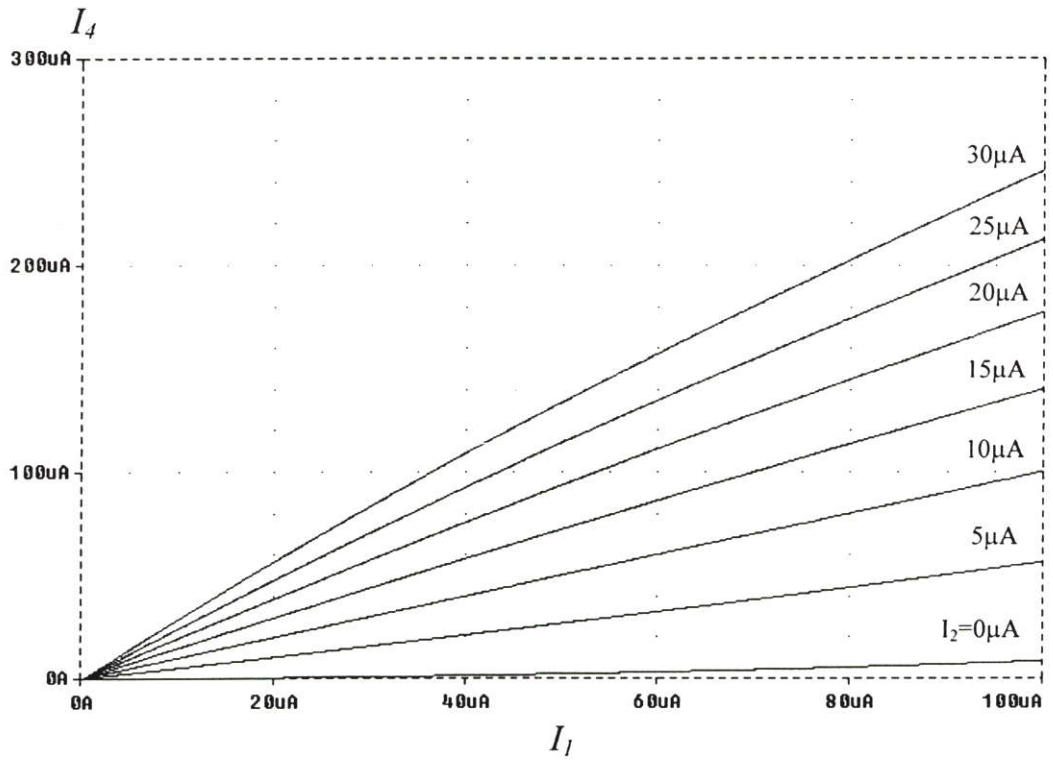
สำหรับค่าความต้านทานทางเอาต์พุตจะสังเกตเห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีลักษณะการต่อทางเอาต์พุตเหมือนวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่แสดงในรูปที่ 3.2 ดังนั้นจึงสามารถประมาณได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson คือ

$$r_o = 2 \frac{V_A}{I_4} \quad (4.14)$$

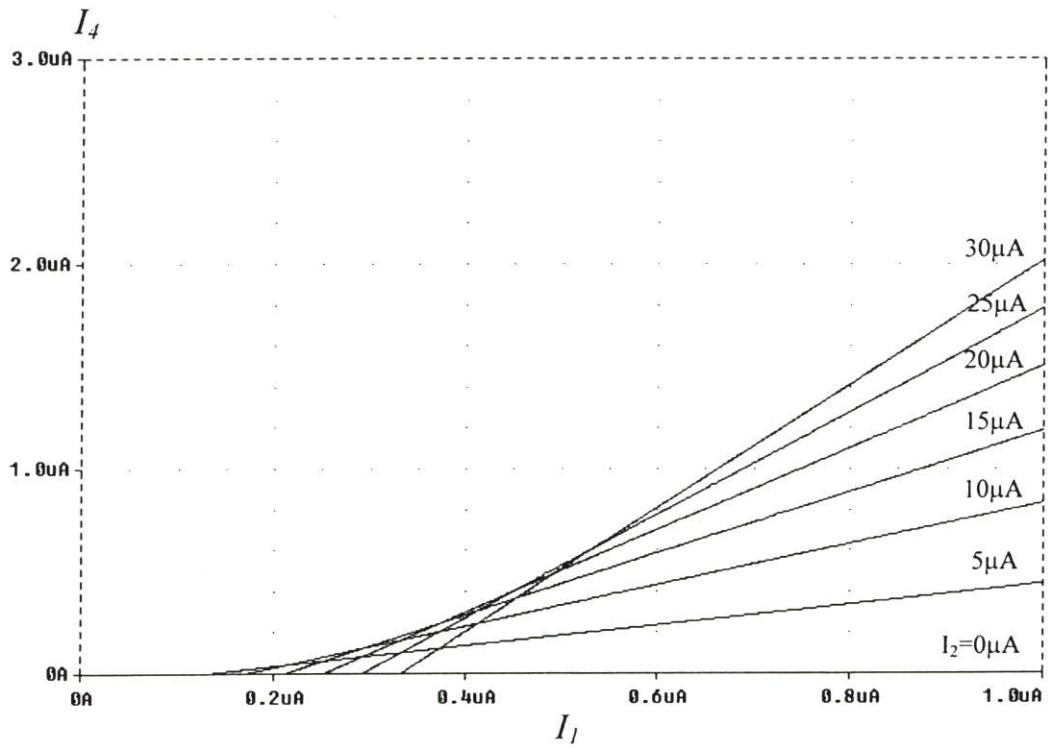
#### 4.5. การจำลองทำงาน

วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอเป็นวงจรที่สร้างจากเทคโนโลยีไบโพลาร์ โดยสามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์ของ AT&T เบอร์ NR100N และ PR100N ใช้แหล่งจ่ายแรงดันเท่ากับ 2 โวลต์ และกระแสไบอัสคงที่  $I_1$  มีค่าเท่ากับ  $50\mu\text{A}$  คุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4.2 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 เมื่อป้อนกระแสอินพุต  $I_1$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  และกำหนดให้  $I_3$  คงที่เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  ส่วน  $I_2$  เปลี่ยนค่าจาก 0 ถึง  $30\mu\text{A}$  จากผลการจำลองจะสังเกตได้ว่าเมื่อกระแส  $I_2$  มีค่าเท่ากับ 0 กระแสเอาต์พุตจะมีค่าไม่เป็น 0 ตามสมการที่ (4.1) นอกจากนี้เมื่อกระแส  $I_2$  เพิ่มสูงขึ้นกระแสเอาต์พุตจะผิดพลาดเพิ่มมากขึ้นเนื่องจากกระแสอินพุตไหลเข้าขาเบสของ  $Q_1$  มากขึ้นนั่นเอง ดังได้กล่าวไว้ข้างต้น จากผลการจำลองในรูปที่ 4.6 พบว่าในกรณีกระแสอินพุตมีค่าต่ำจะมีความผิดพลาดมากกว่า  $0.3\mu\text{A}$  เนื่องจากการคิงของกระแส  $I_2$  และ  $I_3$  ทำให้กระแสอิมิตเตอร์มีความคลาดเคลื่อนไม่เท่ากับกระแสคอลเลกเตอร์ ยิ่งไปกว่านั้นถ้ากรณีที่กระแส  $I_2$  และ  $I_3$  ไม่เท่ากันยังจะทำให้ความคลาดเคลื่อนในช่วงอินพุตต่ำมีค่าผิดพลาดสูงขึ้นด้วย

รูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงสัญญาณกระแสเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ เมื่อป้อนกระแส  $I_1$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  และกำหนดให้  $I_2$  คงที่เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  ส่วนกระแส  $I_3$  เปลี่ยนค่าจาก 0 ถึง  $30\mu\text{A}$  จากผลการจำลองในรูปที่ 4.7 และ 4.8 จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอมีความเที่ยงตรงกว่าวงจรในรูปที่ 4.2 จากผลการจำลองในรูปที่ 4.7 กระแสเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.3 ที่กระแสอินพุต  $I_1$  ในช่วง 0 ถึง  $1\mu\text{A}$  วงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพดีโดยมีความผิดพลาดที่  $I_1$  ประมาณ  $0.1\mu\text{A}$  แต่เมื่อเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 4.8 จะพบว่าผลการจำลองในรูปที่ 4.8 มีความผิดพลาดต่ำกว่ามาก ซึ่งหมายความว่าวงจรในรูปที่ 4.4 มีความแม่นยำดีว่าวงจรในรูปที่ 4.3 แต่ในทางกลับกันต้องใช้ทรานซิสเตอร์มากกว่าวงจรในรูปที่ 4.3 สองตัว ดังนั้นในการใช้งานจึงต้องเลือกวงจรที่เหมาะสม ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอทางเลือกไว้สองวงจรคือ ถ้าต้องการความแม่นยำสูงจะต้องใช้วงจรในรูปที่ 4.4 แต่ถ้าต้องการวงจรสะท้อนกระแสที่มีความแม่นยำต่ำกว่า วงจรในรูปที่ 4.3 จะเป็นทางเลือกที่เหมาะสมเพราะและยังใช้ทรานซิสเตอร์น้อยกว่า

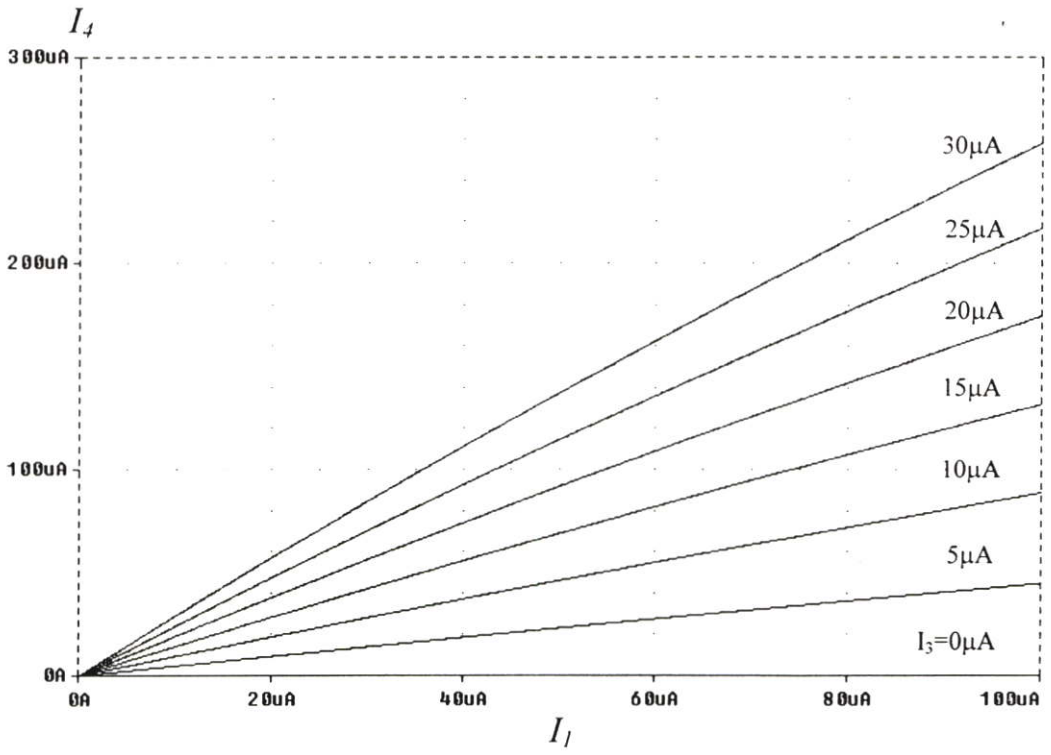


(ก)

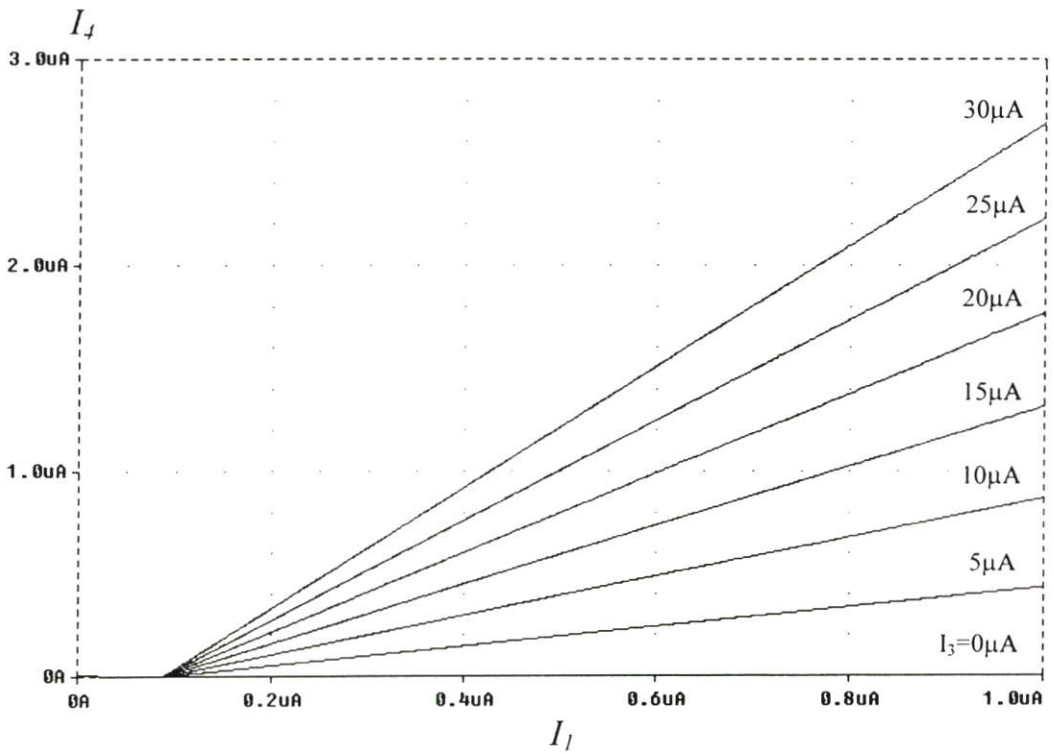


(ข)

รูปที่ 4.6 (ก) กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ  $I_1$  ค่าต่ำ

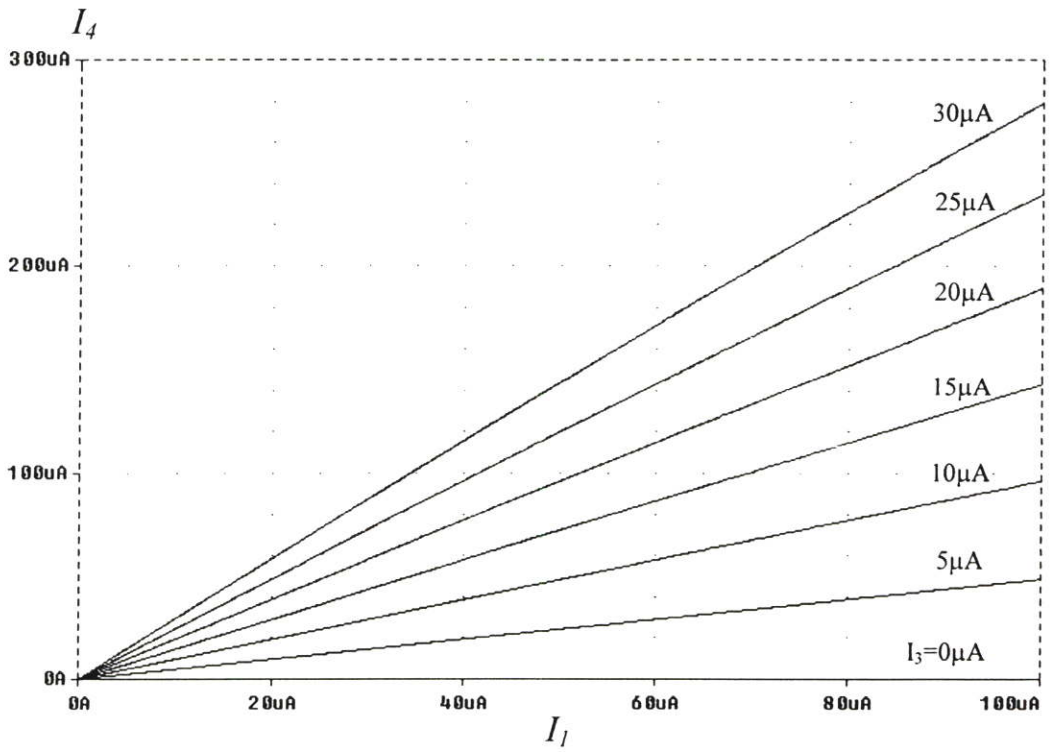


(ก)

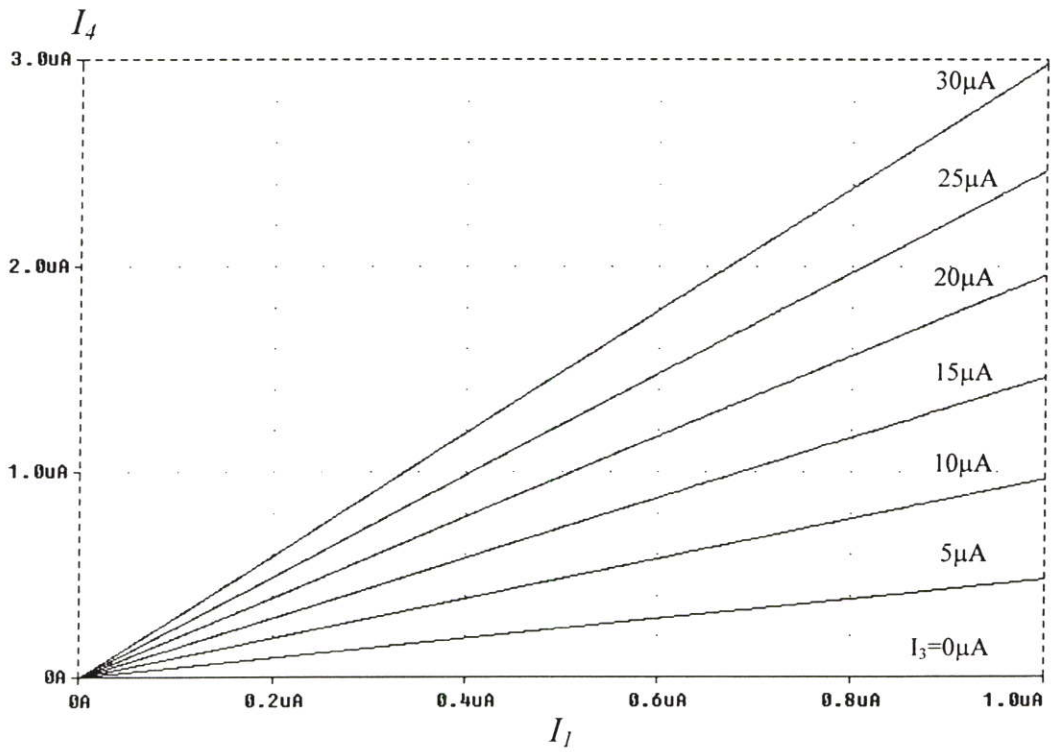


(ข)

รูปที่ 4.7 (ก) กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.3 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ  $I_1$  ค่าต่ำ



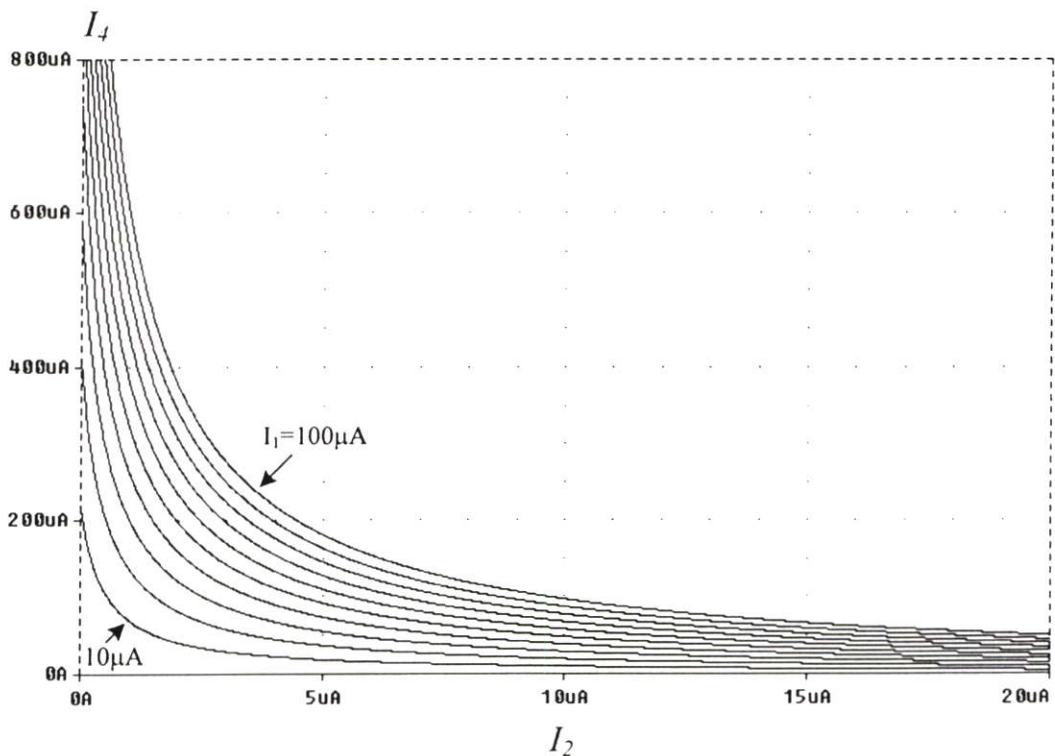
(ก)



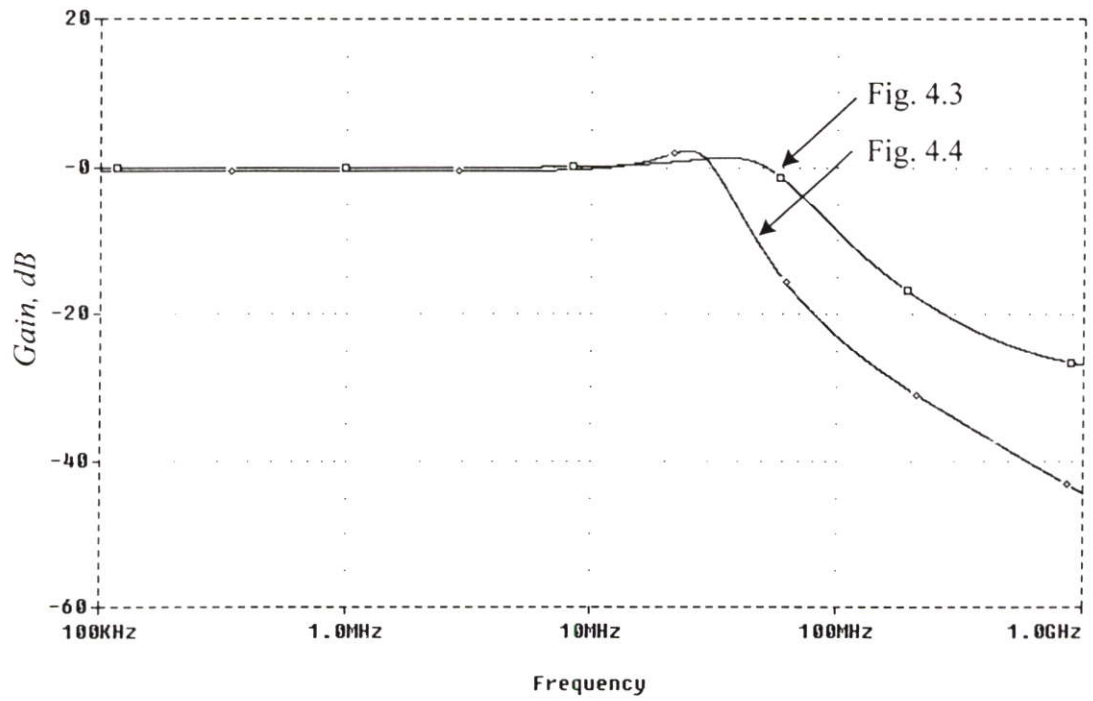
(ข)

รูปที่ 4.8 (ก) กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.4 (ข) ภาพขยายที่บริเวณ  $I_1$  ค่าต่ำ

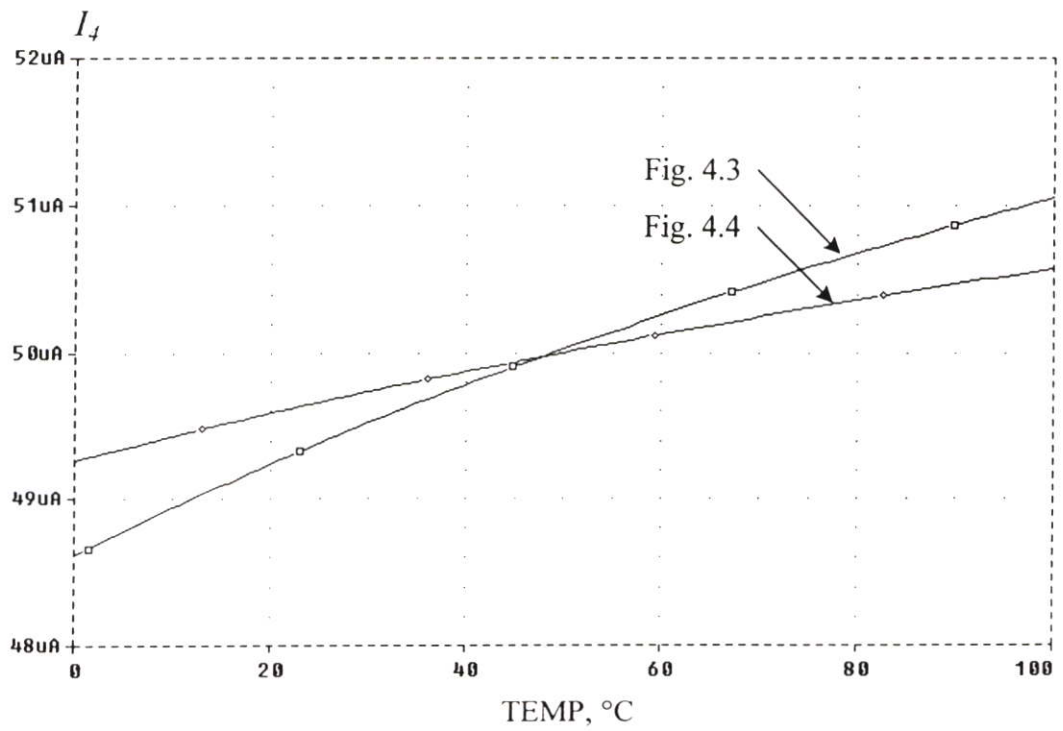
รูปที่ 4.9 แสดงคุณสมบัติของการหารเมื่อป้อนอินพุตเป็น  $I_2$  และเปลี่ยนค่า  $I_1$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  ขณะที่  $I_3$  มีค่าคงที่เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  ผลได้จะสอดคล้องกับสมการที่ (4.7) ส่วนรูปที่ 4.10 แสดงค่าการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_1$  และกำหนดให้  $I_2$  และ  $I_3$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  จากผลการจำลองในรูปที่ 4.10 ที่  $-3\text{dB}$  วัตต์ค่าความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.3 ได้ประมาณ  $67\text{MHz}$  และวงจรในรูปที่ 4.4 วัตต์ได้ประมาณ  $35\text{MHz}$  จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่า  $Q_7$  และ  $Q_8$  มีผลทำให้ช่วงความถี่ปฏิบัติงานลดลง ดังนั้นในการเลือกวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอทั้งสองแบบมาใช้งานจึงควรพิจารณาถึงความเหมาะสมด้วย รูปที่ 4.11 แสดงเสถียรภาพทางอุณหภูมิของวงจรเมื่อจำลองการทำงาน โดยกำหนดค่า  $I_1$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$   $I_2$  และ  $I_3$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  และเปลี่ยนค่าอุณหภูมิจาก  $0^\circ\text{C}$  ถึง  $100^\circ\text{C}$  จากผลการจำลองจะเห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมากโดยวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 4.3 มีกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง  $2.438\mu\text{A}$  เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจาก  $0^\circ\text{C}$  ถึง  $100^\circ\text{C}$  ในขณะที่วงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 4.4 มีกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง  $1.307\mu\text{A}$  เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจาก  $0^\circ\text{C}$  ถึง  $100^\circ\text{C}$  จากผลการจำลองสามารถประเมินได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.4 มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีกว่าวงจรในรูปที่ 4.3 เล็กน้อย



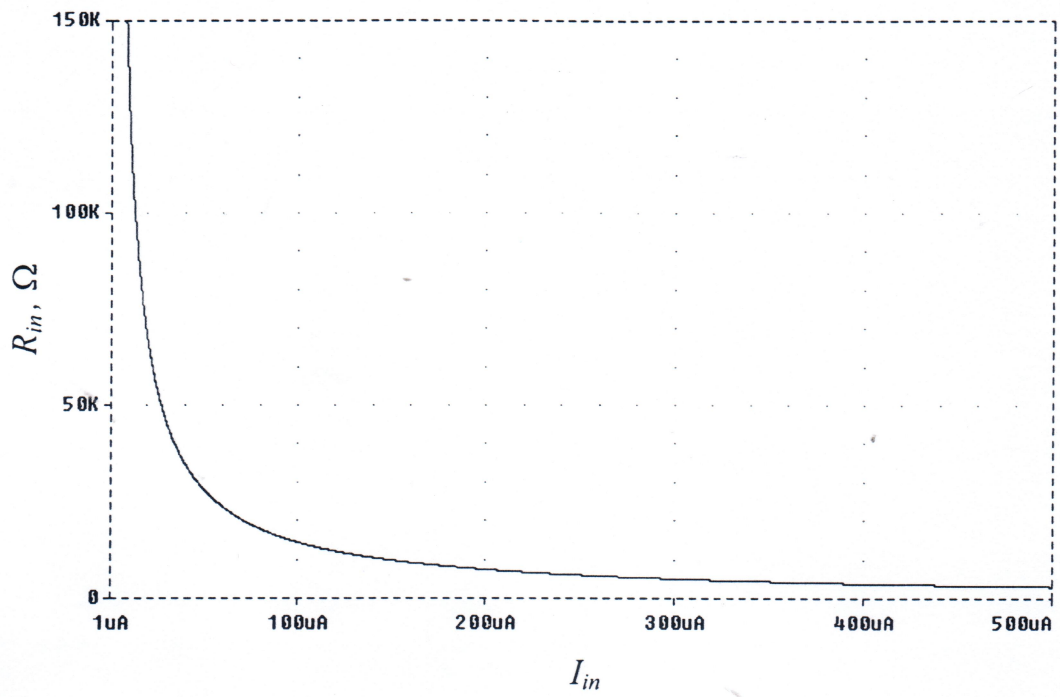
รูปที่ 4.9 กระแสเอาต์พุตของวงจรเมื่อเป็นวงจรหาร



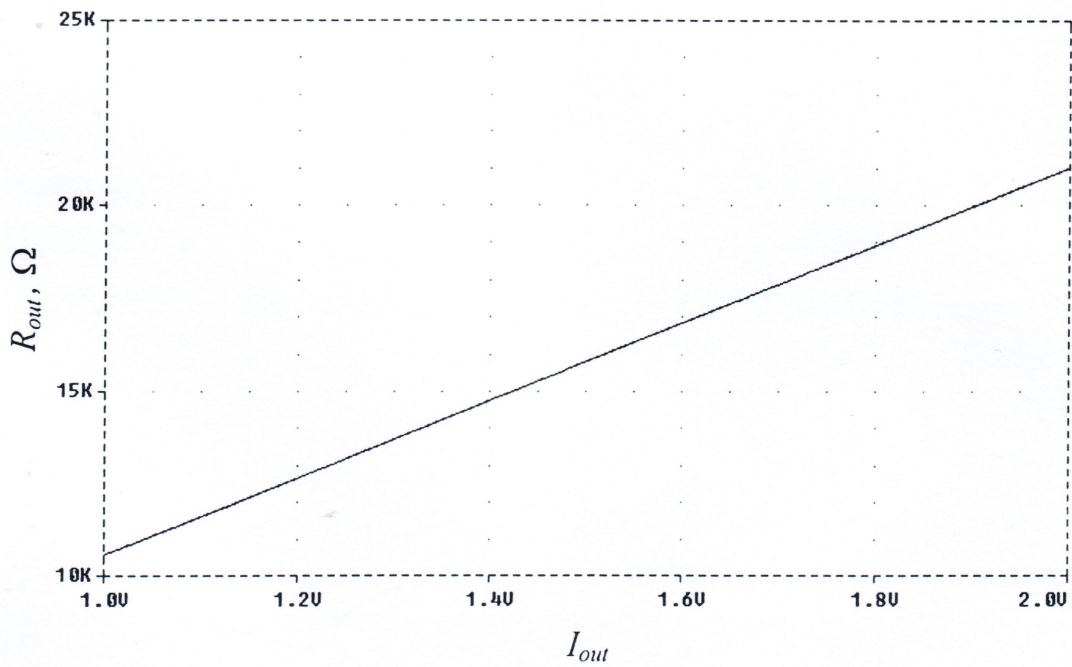
รูปที่ 4.10 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่สูง



รูปที่ 4.11 เสถียรภาพทางอุณหภูมิของวงจร

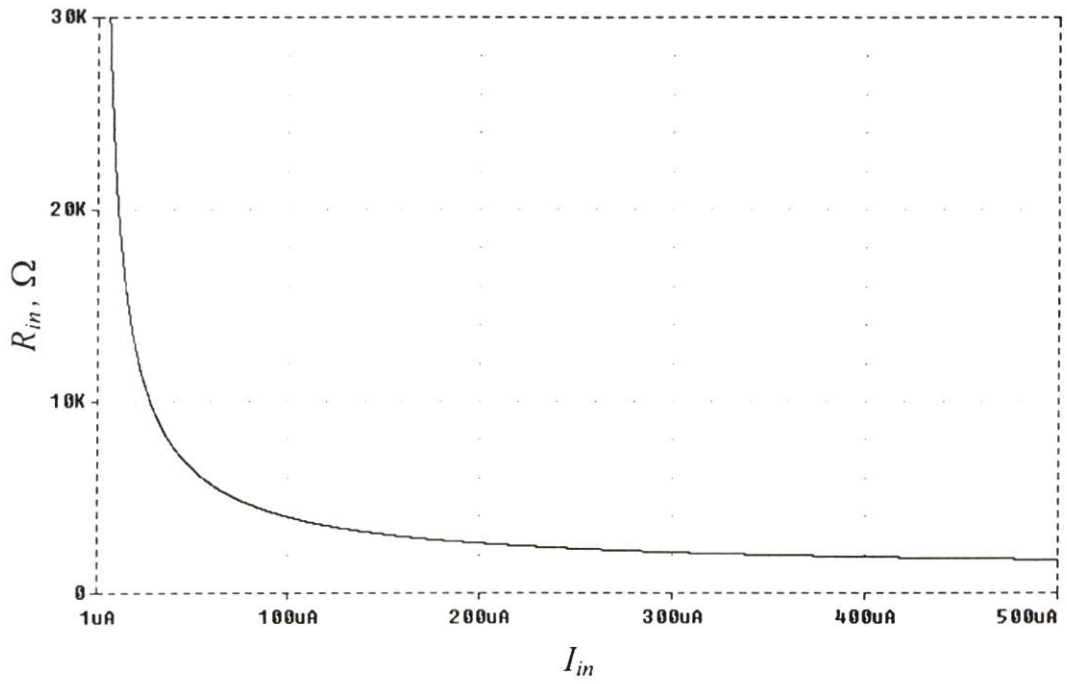


(ก)

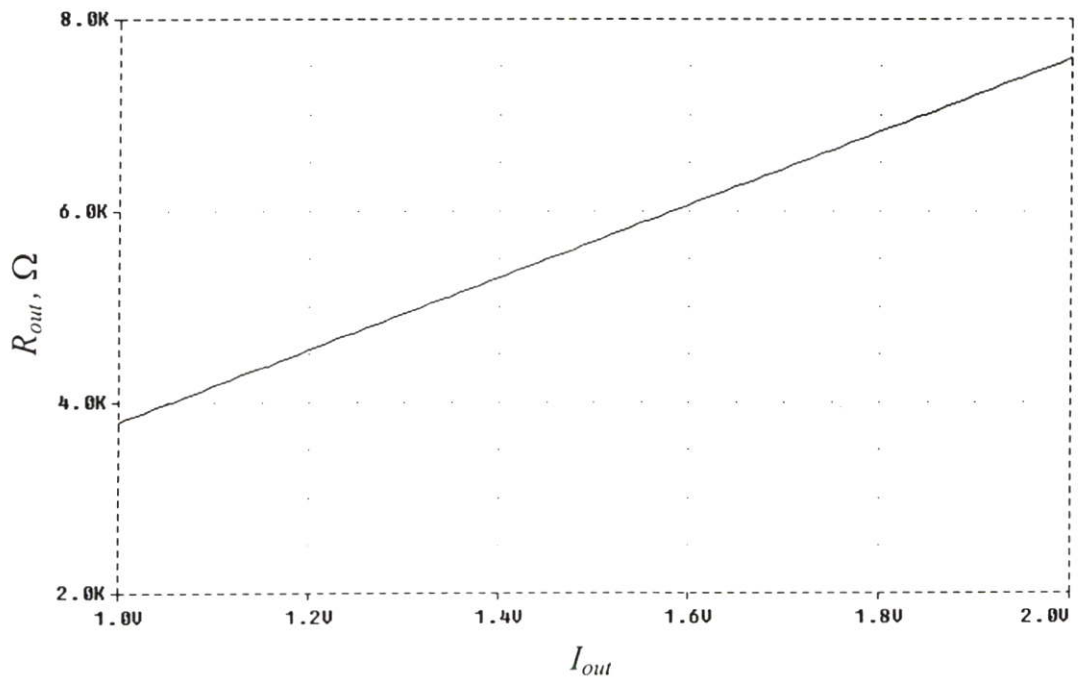


(ข)

รูปที่ 4.12 ค่าความต้านทานวงจรรูปที่ 4.3 (ก) ความต้านทานทางอินพุท (ข) ความต้านทานทางเอาต์พุท



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.13 ค่าความต้านทานวงจรรูปที่ 4.4 (ก) ความต้านทานทางอินพุต (ข) ความต้านทานทางเอาต์พุต

จากสมการที่ (4.13) จะเห็นว่าค่าความต้านทานทางอินพุทของวงจรจะแปรผกผันกับค่ากระแสอินพุท ส่วนค่าความต้านทานทางเอาต์พุทจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันทางด้านเอาต์พุท ดังนั้นจึงได้ทำการจำลองการทำงานของวงจร โดยรูปที่ 4.12 เป็นกราฟแสดงค่าความต้านทานทางอินพุทและทางเอาต์พุทของวงจร โดยกราฟในรูปที่ 4.12(ก) ได้จากการจำลองเมื่อทำการป้อนกระแสอินพุทเปลี่ยนค่าจาก 0 ถึง 100 $\mu$ A และวัดค่าแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์  $Q_1$  อัตราส่วนระหว่างแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์และกระแสอินพุทคือค่าความต้านทานทางอินพุท ส่วนค่าความต้านทานทางเอาต์พุทหาได้โดยป้อนแรงดันเข้าที่ขาคอลเลคเตอร์  $Q_1$  แล้ววัดกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์  $Q_1$  อัตราส่วนระหว่างแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์และกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์คือค่าความต้านทานทางเอาต์พุท ผลการจำลองในรูปที่ 4.13 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.4 โดยใช้วิธีการเดียวกันกับการหาค่าความต้านทานในรูปที่ 4.3

#### 4.6 บทสรุป

วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าอัตราการสะท้อนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรสร้างขึ้นโดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์ โดยการปรับค่ากระแสเอาต์พุทจะทำได้โดยการปรับอัตราส่วนของกระแสอีกสองตัว กระแสเอาต์พุทของวงจรจะมีความผิดพลาดเพียงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ที่มีอยู่เดิม ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ 6 ตัว ตอบสนองต่อความถี่สูงประมาณ 67MHz สามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรคูณและหารสัญญาณกระแสได้

## บทที่ 5

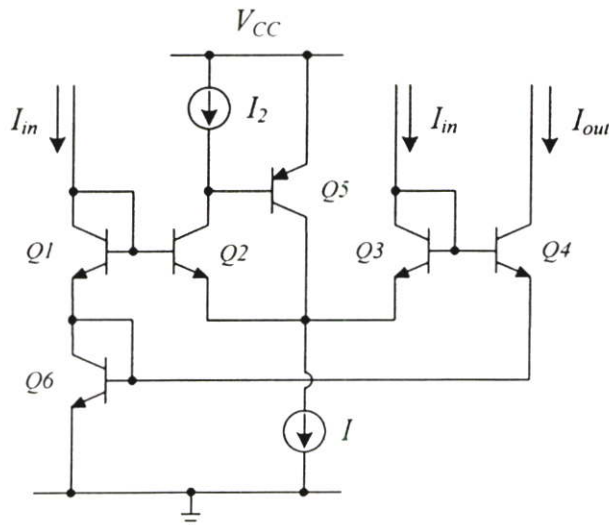
# การประยุกต์ใช้งาน

### 5.1 บทนำ

จากวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอในบทที่ 4 จะถูกนำมาประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจรถูกออกแบบต่างๆ วงจรที่นำเสนอได้แก่ วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส วงจรรากที่สอง วงจรคูณสัญญาณและวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสเอาต์พุตด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอทั้งหมดจะถูกตรวจสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้โมเดลสำหรับทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP จาก AT&T 400-CBIC-R [10] ในการประยุกต์ใช้งานทั้งหมดจะใช้วงจรในรูปที่ 4.3 ในบทที่ 4 ทั้งหมดเพราะใช้ทรานซิสเตอร์น้อยกว่าวงจรในรูปที่ 4.4

### 5.2 วงจรกำลังสอง

วงจรถูกนำเสนอเป็นวงจรถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถูกความถี่เป็นสองเท่า วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแรนต์ วงจรแปลงค่า RMS เป็น DC สำหรับวงจรถูกกำลังสองสัญญาณกระแสที่จะนำเสนอต่อไปนี้เป็นวงจรถูกกำลังสองที่สร้างจากวงจรถูกสะท้อนกระแสที่นำเสนอในบทที่ 4



รูปที่ 5.1 วงจรถูกกำลังสองสัญญาณกระแส

### 5.2.1 การทำงานของวงจร

จากวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 ในบทที่ 4 สมการของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 4.3 สามารถกำหนดได้คือ

$$\frac{I_1 I_3}{I_2} = I_4 \quad (5.1)$$

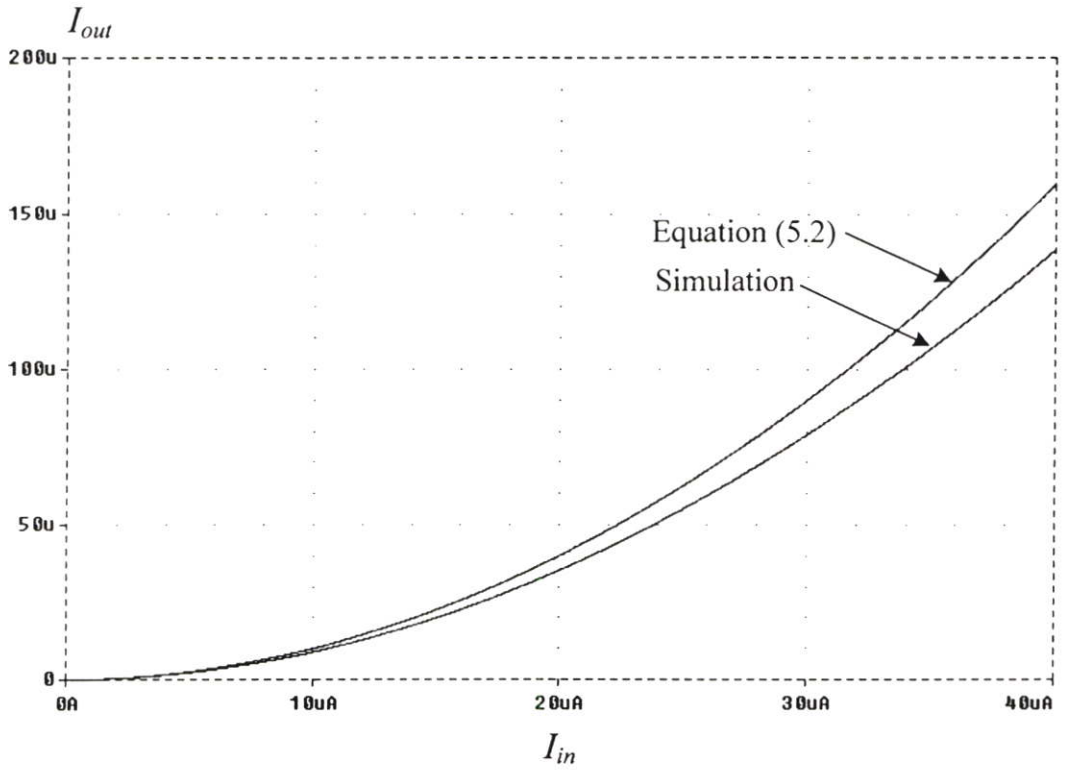
จากสมการที่ (5.1) ถ้ากำหนดให้  $I_1$  และ  $I_3$  เป็นกระแสอินพุต ( $I_1=I_3=I_m$ ) ส่วน  $I_4$  เป็นกระแสเอาต์พุต โดยมีกระแส  $I_2$  เป็นค่ากระแสคงที่ ดังนั้นสมการที่ (5.1) จะสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{out} = \frac{I_m^2}{I_2} \quad (5.2)$$

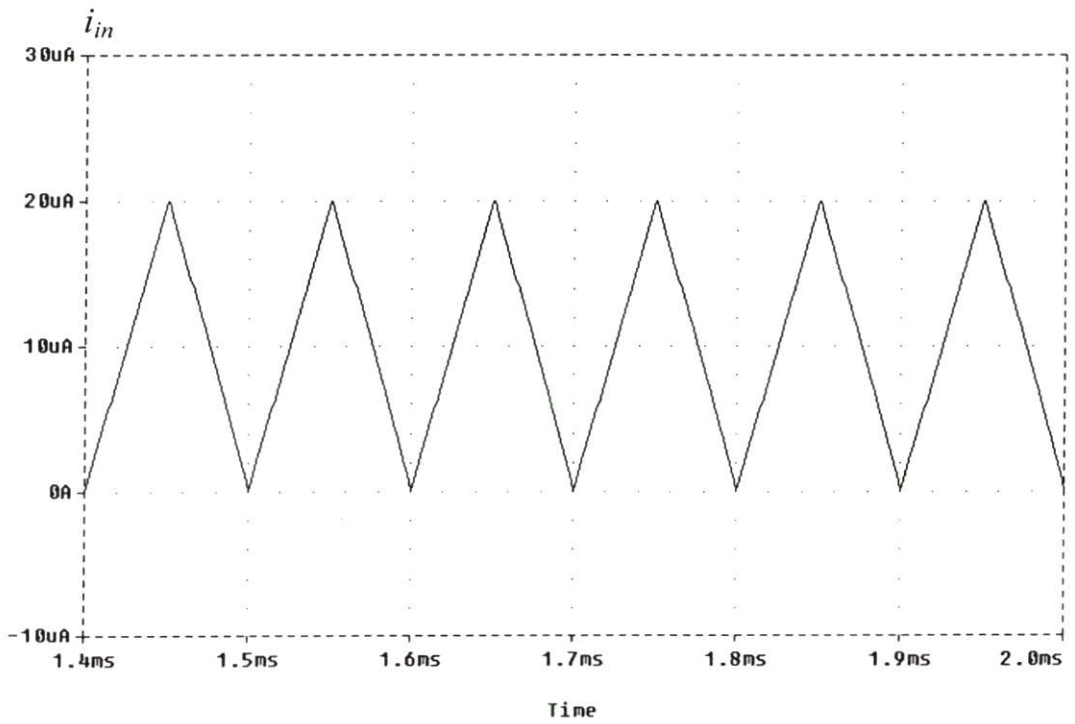
จากสมการที่ (5.2) สามารถแสดงได้ว่ากระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับกระแสอินพุตยกกำลังสองหรือมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตนั่นเอง จากวงจรในรูปที่ 4.3 สามารถสร้างเป็นวงจรกำลังสองตามสมการที่ (5.2) ได้ดังรูปที่ 5.1 จากสมการที่ (5.2) สามารถแสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 5.2 ไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอีกด้วย

### 5.2.2 ผลการจำลองการทำงาน

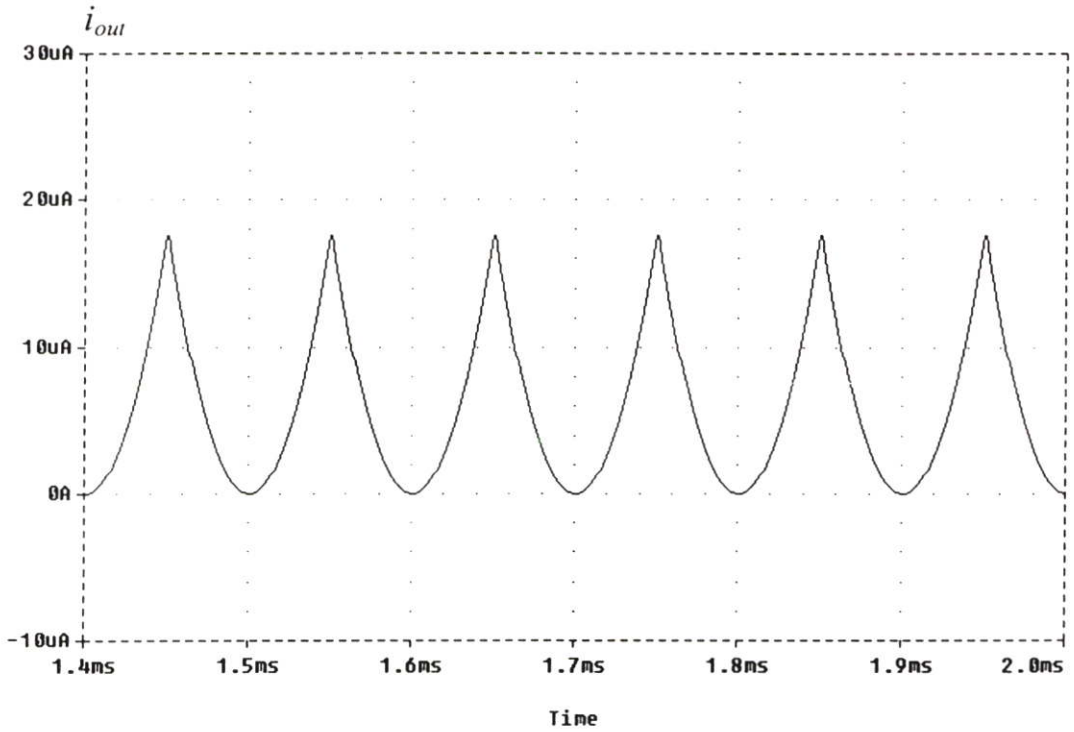
การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSPICE มาตรฐานตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยใช้โมเดลทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N [10] กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน 2 โวลต์ กระแส  $I_b$  เท่ากับ  $100\mu\text{A}$  และกระแส  $I$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้ รูปที่ 5.2 แสดงคุณสมบัติทาง DC ของวงจรกำลังสองเมื่อเปลี่ยนค่าสัญญาณ  $I_m$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์มีค่า  $20\mu\text{A}_{p-p}$  ความถี่ 10kHz



รูปที่ 5.2 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร



(ก)

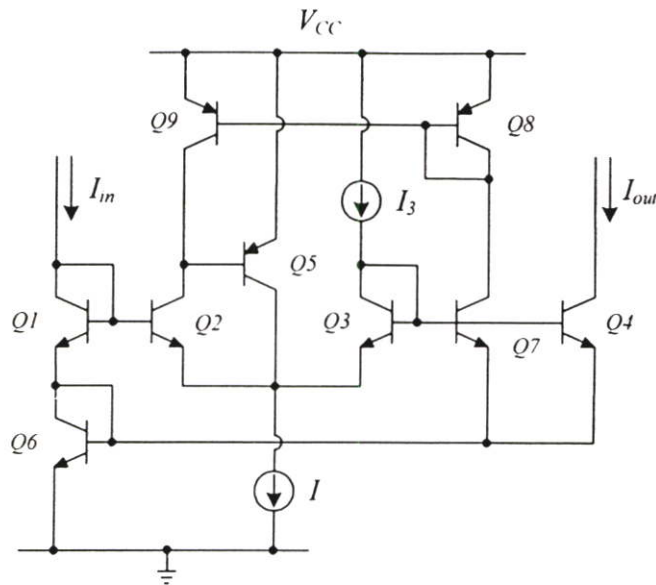


(๗)

รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณ (ก) อินพุต (๗) เอาท์พุท

### 5.3 วงจรรากที่สอง

วงจรรากที่สองคือวงจรที่มีการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการวัดและระบบเครื่องมือวัด ตัวอย่างเช่น นำมาสร้างเป็นวงจรสร้างสัญญาณสำหรับเครื่องวัดที่วัดของไหลที่มีระดับความดันที่แตกต่างกันหรือใช้สำหรับคำนวณหาค่า RMS จากรูปคลื่นสัญญาณใดๆ วงจรรากที่สองที่จะนำเสนอต่อไปนี้เป็นวงจรรากที่สองที่สร้างจากวงจรสะท้อนกระแสที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 สัญญาณอินพุตและเอาท์พุทจะอยู่ในรูปกระแส



รูปที่ 5.4 วงจรรากที่สอง

### 5.3.1 การทำงานของวงจรร

วงจรรากที่สองที่นำเสนอสร้างขึ้นจากวงจรรสะท้อนกระแสที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.3 ของบทที่ 4 ซึ่งสมการของวงจรรสามารถกำหนดได้คือ

$$\frac{I_1 I_3}{I_2} = I_4 \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) ถ้ากำหนดให้  $I_2$  มีค่าเท่ากับ  $I_4$  ( $I_2=I_4$ ) ส่วน  $I_1$  เป็นอินพุต โดยมี  $I_3$  เป็นค่ากระแสคงที่ ดังนั้นสมการที่ (5.3) จะสามารถเขียนได้เป็น

$$I_m = \frac{I_{out}^2}{I_3} \quad (5.4)$$

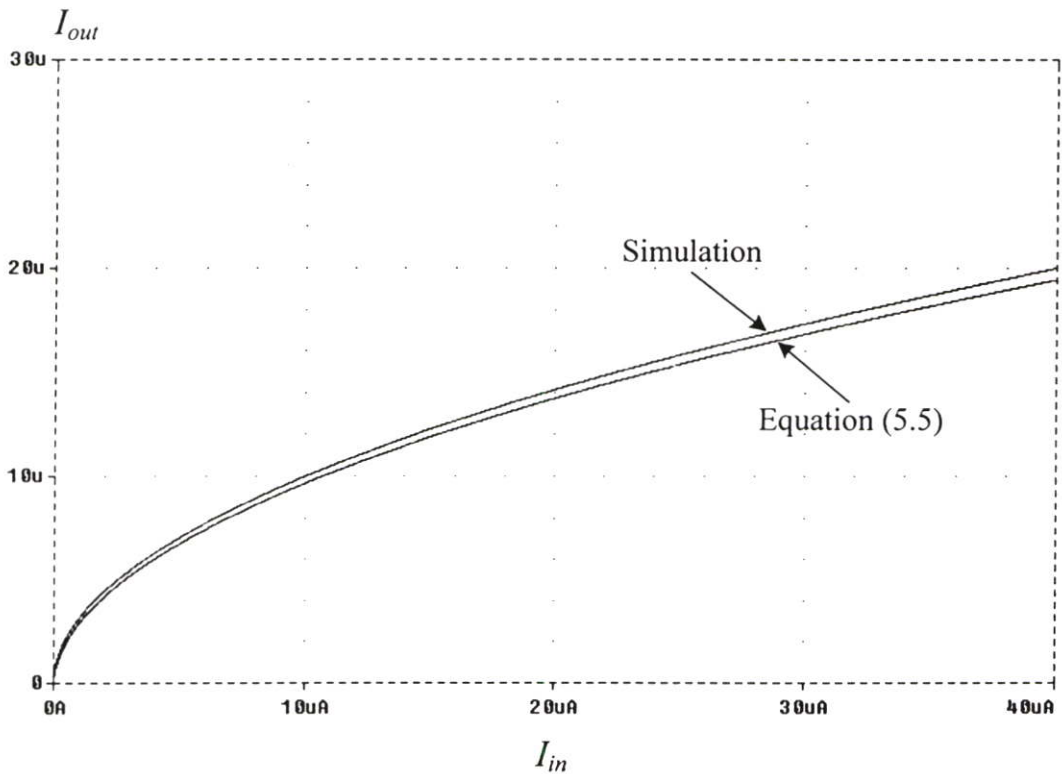
หรือ

$$I_{out} = \sqrt{I_3} \sqrt{I_m} \quad (5.5)$$

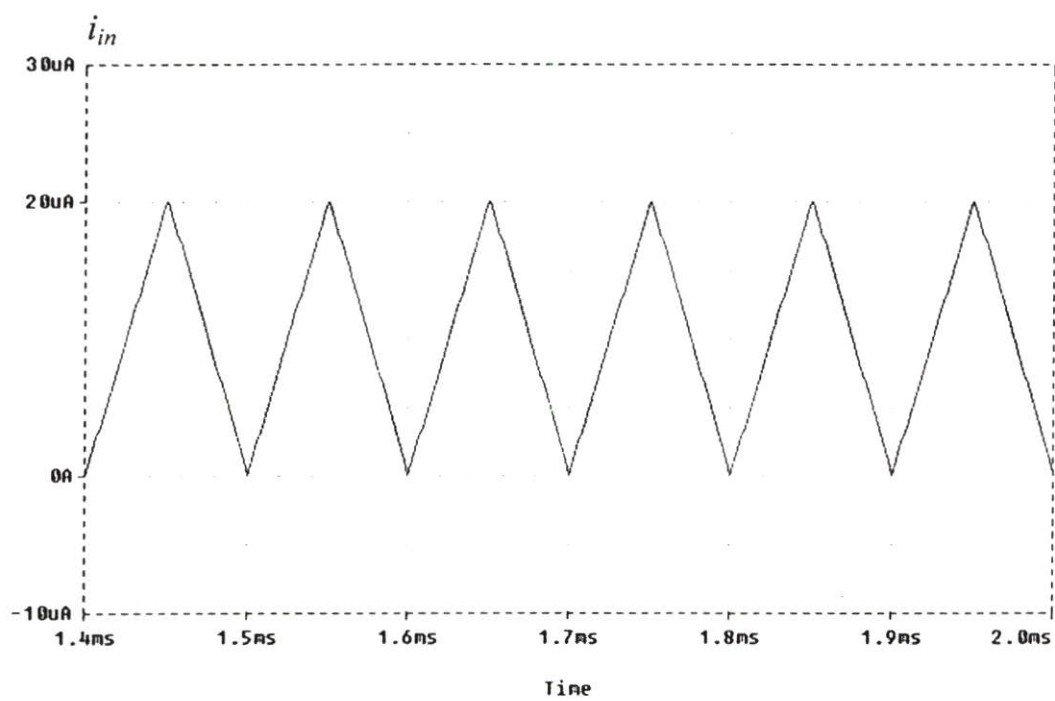
จากสมการที่ (5.5) สามารถแสดงได้ว่ากระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับรากที่สองของกระแสอินพุตคูณด้วยรากที่สองของกระแสคงที่  $I_3$  จากวงจรรในรูปที่ 4.3 สามารถสร้างเป็นวงจรรากที่สองตามสมการที่ (5.5) ได้ดังรูปที่ 5.4 จากวงจรรจะใช้  $Q_{10}$  และ  $Q_{11}$  ต่อเป็นวงจรรสะท้อนกระแสเพื่อสะท้อนกระแส  $I_4$  มาไบอัสเข้าที่  $I_2$  เพื่อให้ได้ค่า  $I_2=I_4$

### 5.3.2 ผลการจำลองการทำงาน

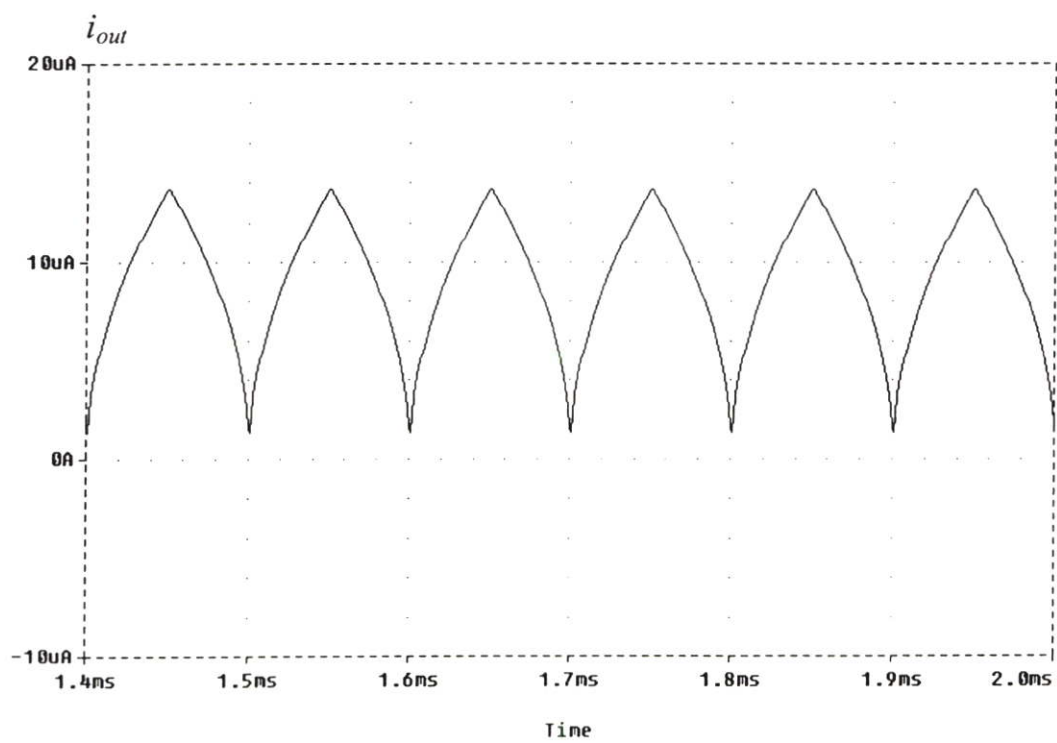
การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSPICE มาตรฐานตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยใช้โมเดลของ AT&T ทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N [10] กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน 2 โวลต์ กระแส  $I_c$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  และกระแส  $I$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้ รูปที่ 5.5 แสดงคุณสมบัติทาง DC ของวงจรกำลังสองเมื่อเปลี่ยนค่าสัญญาณ  $I_{in}$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  รูปที่ 5.6 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุทเมื่ออินพุทเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมมีค่า  $20\mu\text{A}_{p,p}$  ความถี่  $10\text{kHz}$



รูปที่ 5.5 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร



(ก)

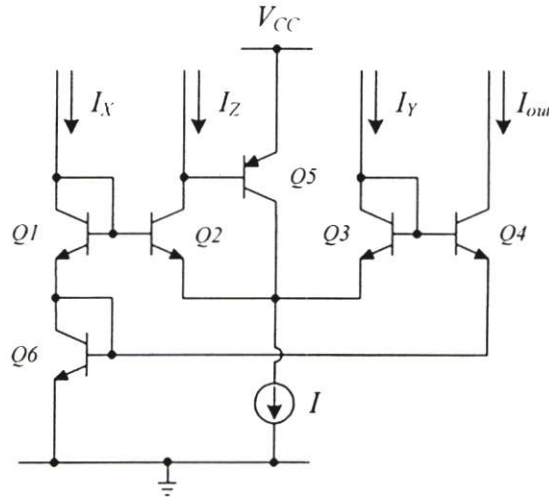


(ข)

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นสัญญาณ (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท

## 5.4 วงจรคูณสัญญาณ

วงจรคูณสัญญาณเป็นวงจรที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ เครื่องข่ายประสาทเทียม สำหรับวงจรคูณสัญญาณที่จะนำเสนอต่อไปนี้เป็นวงจรคูณสัญญาณที่สร้างจากวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอในบทที่ 4 โดยวงจรที่นำเสนอเป็นวงจรคูณสัญญาณหนึ่งควอดแรนต์



รูปที่ 5.7 วงจรคูณสัญญาณ

### 5.4.1 การทำงานของวงจร

วงจรรากที่สองที่นำเสนอสร้างขึ้นจากวงจรสะท้อนกระแสที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.3 ของบทที่ 4 ซึ่งสมการของวงจรสามารถกำหนดได้คือ

$$\frac{I_1 I_3}{I_2} = I_4 \quad (5.6)$$

จากสมการที่ (5.6) ถ้ากำหนดให้  $I_1$  เป็นอินพุต  $I_x$  และ  $I_3$  เป็นอินพุต  $I_y$  ส่วน  $I_2$  เป็นอินพุต  $I_z$  ดังนั้นสมการที่ (5.6) จะสามารถเขียนได้เป็น

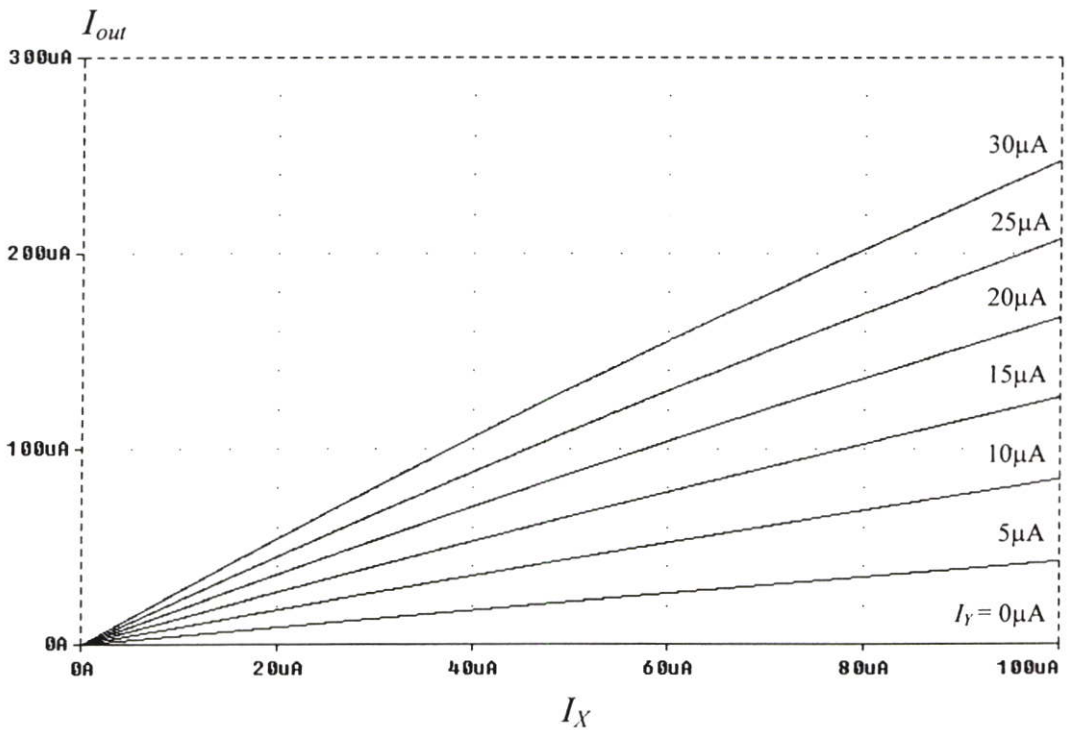
$$I_{out} = \frac{I_x I_y}{I_z} \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) สามารถแสดงได้ว่ากระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับสัญญาณ  $I_x$  คูณกับสัญญาณ  $I_y$  และถูกหารด้วยค่ากระแส  $I_z$  สังเกตว่าถ้า  $I_z$  เป็นอินพุตที่สาม สมการนี้จะกลายเป็นวงจรมอดูเลเตอร์/หารสัญญาณในวงจรเดียว จากวงจรในรูปที่ 4.3 สามารถสร้างเป็นวงจรรากที่สองตามสมการที่ (5.7)

ได้ดังรูปที่ 5.7 จากรูปจะเห็นว่าวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 4.3 สามารถเป็นวงจรคุณสมบัติสัญญาณได้ในตัวมันเองโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนวงจรแต่อย่างใด

#### 5.4.2 ผลการจำลองการทำงาน

การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSPICE มาตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยใช้โมเดลของ AT&T ทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N [10] กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน 2 โวลต์ กระแส  $I_z$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  และกระแส  $I$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้ รูปที่ 5.5 แสดงคุณสมบัติทาง DC ของวงจรกำลังสองเมื่อเปลี่ยนค่าสัญญาณ  $I_x$  จาก 0 ถึง  $100\mu\text{A}$  และสัญญาณ  $I_y$  มีค่า  $0\mu\text{A}$   $100\mu\text{A}$  โดยเพิ่มค่าทีละ  $10\mu\text{A}$

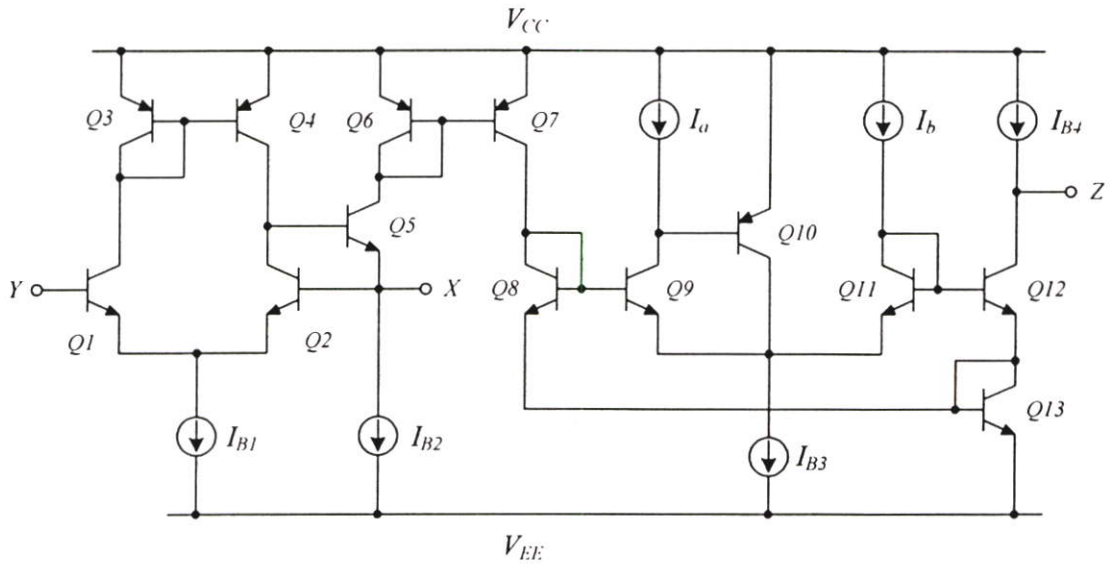


รูปที่ 5.8 คุณสมบัติทาง DC ของวงจร

#### 5.5 วงจรสายพานกระแส

ในปัจจุบัน วงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่กำลังได้รับความนิยมนำมาสร้างเป็นวงจรต่าง ๆ มากมาย เช่น วงจรกรองสัญญาณ วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณ โหมดกระแส สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะนำวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอในบทที่ 4 มาต่อทางส่วนเอาต์พุตของ

วงจรสายพานกระแส ดังนั้นวงจรสายพานที่นำเสนอจึงสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสทางเอาต์พุตได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 5.9 วงจรสายพานกระแส

### 5.5.1 การทำงานของวงจร

รูปที่ 5.9 คือวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสเอาต์พุตได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ การทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้  $Q_1$  ถึง  $Q_5$  กระแส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ประกอบเป็นวงจรตามแรงดันซึ่งกำหนดได้คือ  $V_X$  เท่ากับ  $V_Y$   $Q_6$  และ  $Q_7$  ต่อเป็นวงจรสะท้อนกระแสเพื่อสะท้อนกระแส  $I_X$  เพื่อป้อนเป็นกระแสอินพุตให้กับวงจรสะท้อนกระแส  $Q_8$  ถึง  $Q_{13}$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่เหมือนกับวงจรในรูปที่ 4.3 ทุกประการ ดังนั้นเมื่อกำหนดให้กระแสที่ไหลผ่าน  $Q_8$  เป็นกระแส  $I_X$  ส่วนกระแสที่ไหลออกจั่ว  $Z$  เป็นกระแส  $I_Z$  โดยกำหนดให้  $I_{B4}$  เท่ากับ  $I_{B2}$  ค่าอัตราขยายกระแสเอาต์พุตของวงจรสายพานกระแสสามารถกำหนดได้คือ

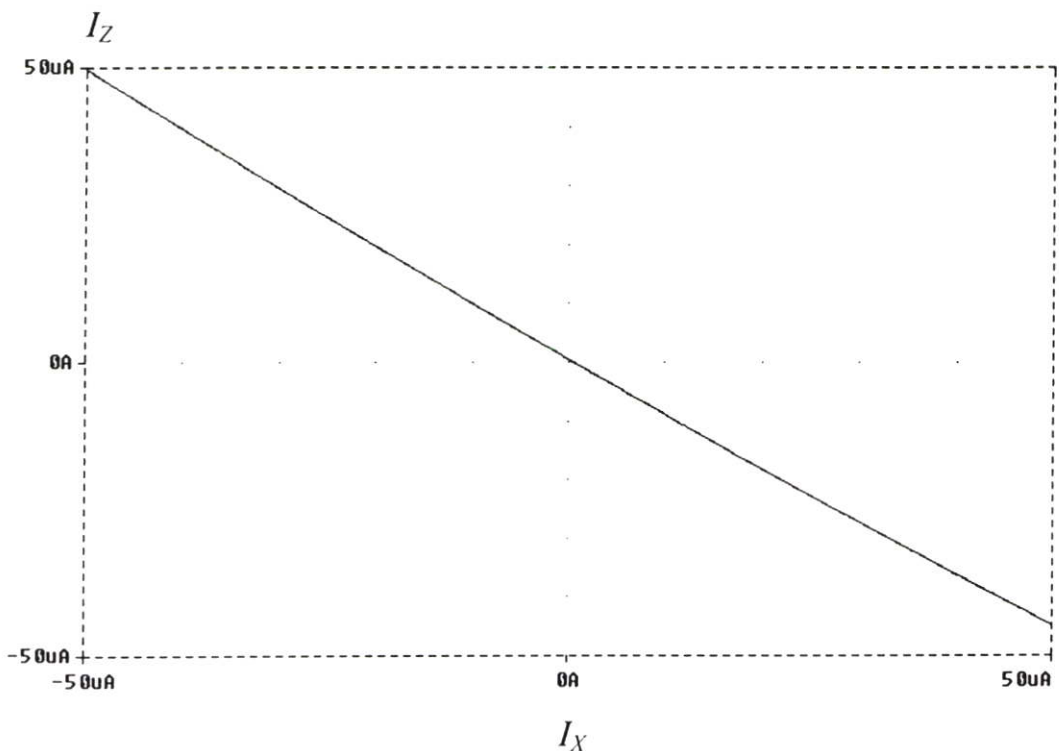
$$k = \frac{I_Z}{I_X} = \frac{I_b}{I_a} \quad (5.6)$$

ความสัมพันธ์ของจั่ว  $X$   $Y$  และ  $Z$  ของวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 5.9 สามารถกำหนดได้คือ

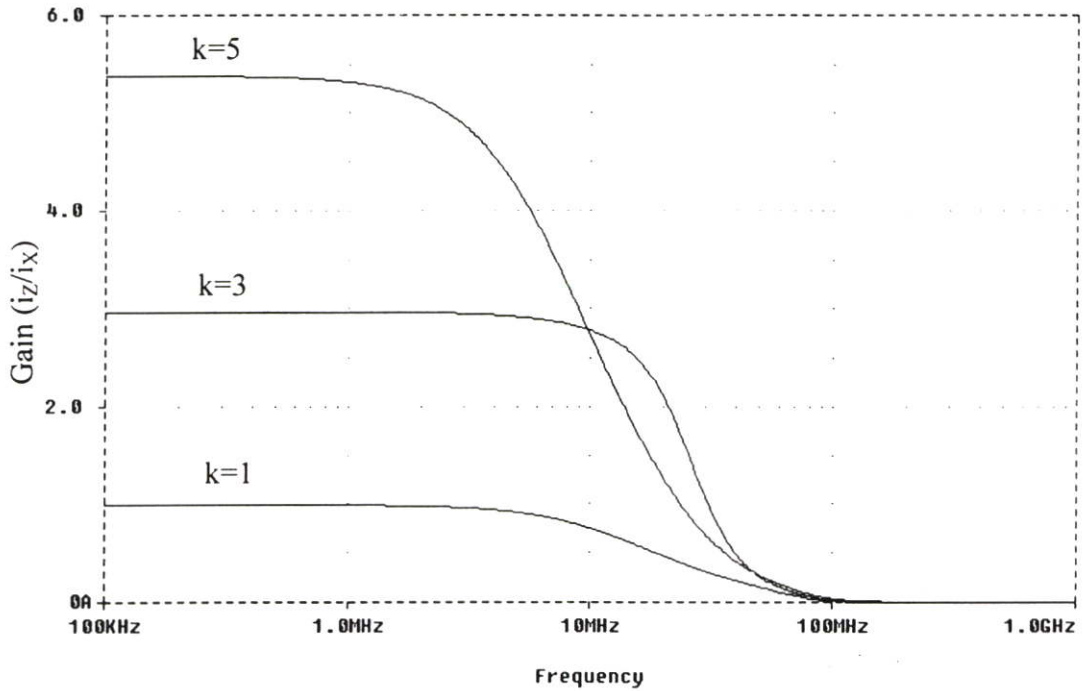
$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

### 5.5.2 ผลการจำลองการทำงาน

การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSPICE มาตรฐานตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยใช้โมเดลของ AT&T ทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N [10] กำหนดค่าแหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลต์ กระแส  $I_{B1}$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  และกระแส  $I$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  ส่วน  $I_{B2}$   $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เท่ากับ  $50\mu\text{A}$  ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้ รูปที่ 5.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขั้ว X และ Z เมื่อขั้ว X ถูกป้อนด้วยกระแสมีค่า  $-50\mu\text{A}$  ถึง  $50\mu\text{A}$  แล้ววัดกระแสที่ขั้ว Z เมื่อค่าอัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่ง ( $I_o$  และ  $I_b$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$ ) จากรูปจะเห็นว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรมีค่าประมาณ  $50\mu\text{A}$  โดยจะถูกจำกัดจากกระแส  $I_{B2}$   $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ดังนั้นถ้าต้องการช่วงกระแสที่กว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่ากระแส  $I_{B2}$   $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ให้มากขึ้น รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อปรับค่าอัตราขยายมีค่าเป็น 1 เท่า 3 เท่า และ 5 เท่า ตามลำดับ โดยกำหนดให้  $I_o$  คงที่เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  ส่วน  $I_b$  เปลี่ยนค่าเป็น  $10\mu\text{A}$ ,  $30\mu\text{A}$  และ  $50\mu\text{A}$  จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าวงจรสายพานกระแสสามารถให้อัตราการขยายได้ตรงตามที่ต้องการ



รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_X$  และ  $I_Z$



รูปที่ 5.11 กระแส  $I_z$  เมื่อปรับค่าอัตราขยาย

## 5.6 วงจรกรองความถี่ต่ำ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือวงจรที่ยอมให้สัญญาณในช่วงต่ำผ่านไปได้ แต่สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าช่วงที่ต้องการจะถูกลดทอนลงไป โดยทั่วไปวงจรกรองความถี่สามารถสร้างได้ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ R และ C แต่วงจรที่สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟมักจะมีข้อจำกัด เช่น ปรับค่าความถี่คัทออฟได้ยาก มีข้อจำกัดเกี่ยวกับการเชื่อมต่อ ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาอุปกรณ์แอ็กทีฟมาต่อร่วมกับ R และ C เพื่อให้เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่นั้นดีขึ้น อุปกรณ์แอ็กทีฟที่รู้จักกันดีคือ ออปแอมป์ วงจรโอทีเอ วงจรสายพานกระแส

### 5.6.1 การทำงานของวงจร

จากวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายสะท้อนได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอในบทที่ 4 จะนำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จากการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตของวงจรที่ได้ค่าเป็น

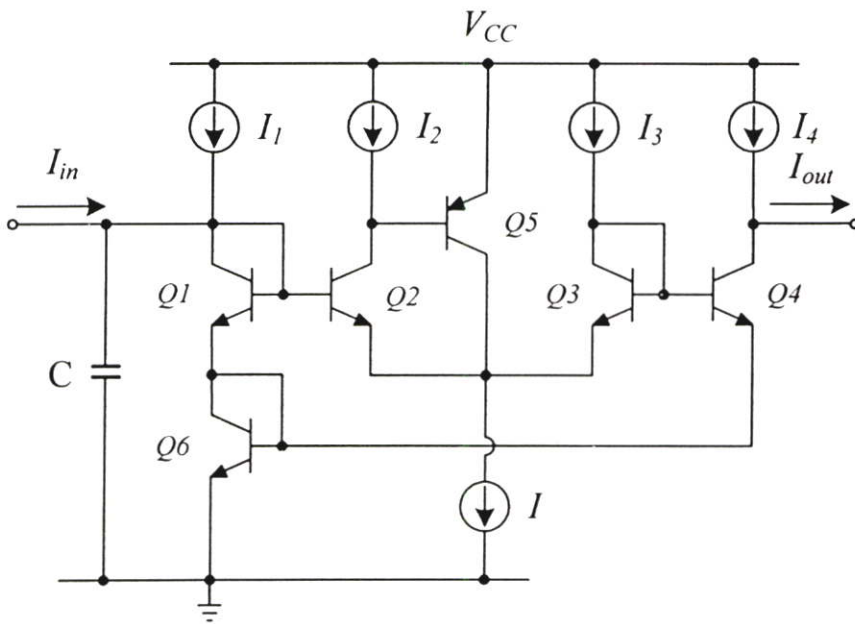
$$R_{in} = \frac{V_A}{I_1} = \frac{g_{m1} + g_{m6}}{g_{m1}g_{m6}} \quad (5.8)$$

หรือ

$$R_{in} = \frac{2V_T}{I_1} \quad (5.9)$$

เมื่อ  $g_{m1} = g_{m6} = 2V_T/I_1$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานทางอินพุตสามารถเปลี่ยนค่าได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_1$  ซึ่งจะมีประโยชน์สำหรับนำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่คัทออฟได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนั้นค่าอัตราขยายของวงจรยังสามารถปรับค่าได้อีกด้วย รูปที่ 5.12 คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สร้างจากวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 5.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากวงจรค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันสามารถเขียนได้คือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_3 / I_2}{sCR_{in} + 1} \quad (5.10)$$

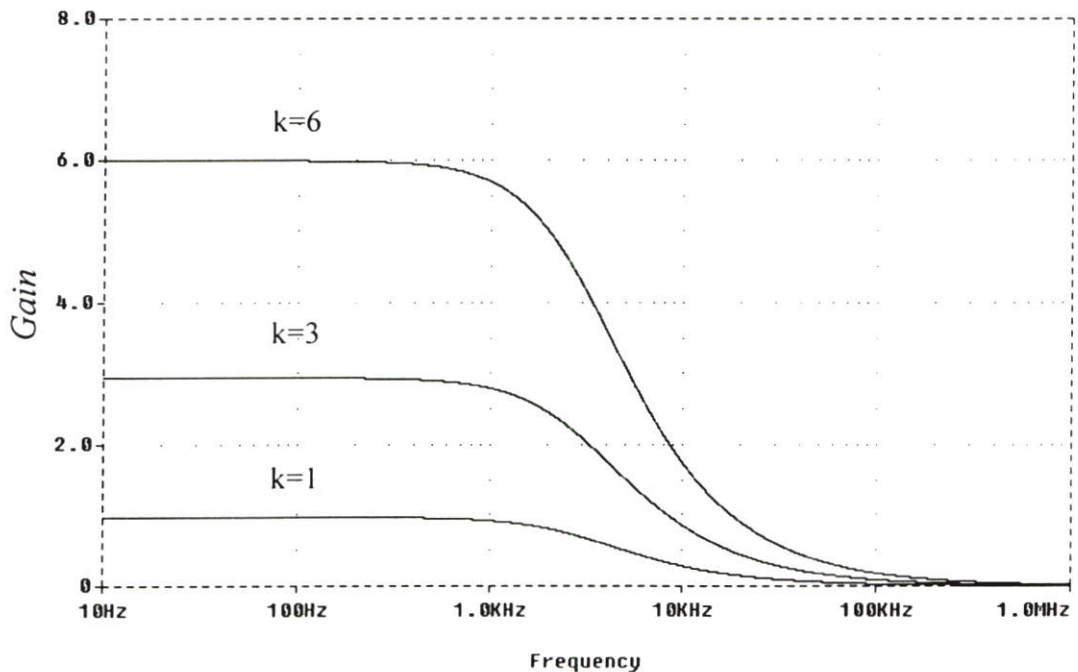
เมื่อความถี่คัทออฟสามารถกำหนดได้คือ

$$\omega_{-3dB} = \frac{1}{CR_{in}} \quad (5.11)$$

จากสมการที่ (5.10) จะเห็นว่าค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันสามารถปรับค่าอัตราการขยายได้ด้วยอัตราส่วนระหว่าง  $I_3$  และ  $I_2$  และสมการที่ (5.11) ค่าความถี่คัทออฟสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับค่า  $R_{in}$  ผ่านกระแสไบอัส  $I_1$

### 5.7.1 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในรูปที่ 5.12 จะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์เดียวกับการจำลองในบทที่ 4 การจำลองการทำงานกำหนดค่ากระแส  $I_1=I_2=I_3$  เท่ากับ  $10\mu A$  และให้  $I_3$  เปลี่ยนค่าเป็น  $10\mu A$ ,  $30\mu A$  และ  $60\mu A$  ค่าตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ  $10nF$  ผลการจำลองการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 5.13 จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่  $-3dB$  ค่าความถี่คัทออฟวัดได้  $3.15kHz$  โดยคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีเล็กน้อย นอกจากนี้จะเห็นว่าค่าอัตราการขยายของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_1$  โดยมีค่า 1 เท่า 3 เท่า และ 6 เท่าตามที่ต้องการได้อย่างแม่นยำ



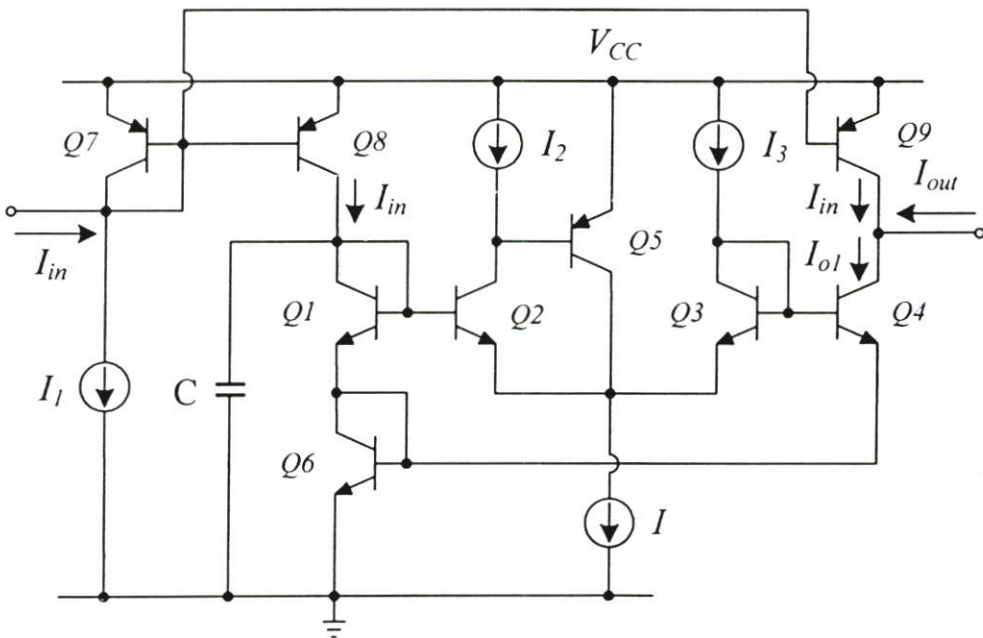
รูปที่ 5.13 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

## 5.7 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าเฟสได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์มีการนำมาประยุกต์ใช้งานได้หลายอย่าง ตัวอย่างเช่น วงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับค่าได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรเฟสมอดูเลเตอร์ที่ใช้ในระบบโทรคมนาคม ระบบกำลัง ที่ผ่านมามีวงจรกรองผ่านทุกความถี่มากมายที่ได้เผยแพร่ในวารสารต่างๆ แต่อย่างไรก็ตามวงจรเหล่านั้นออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟ เช่น ออปแอมป์ วงจรสายพานกระแส ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ในส่วนนี้จะนำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สร้างขึ้นจากวงจรสะท้อนกระแส วงจรสามารถปรับเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

### 5.7.1 การทำงานของวงจร

จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ในรูปที่ 5.12 สามารถปรับปรุงเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้ดังรูปที่ 5.14 จากวงจรจะเห็นว่า จะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบลบ  $Q_7$  ถึง  $Q_9$  มาจ่ายกระแส  $I_1$  และในขณะเดียวกันจะทำหน้าที่สะท้อนสัญญาณอินพุตด้วย



รูปที่ 5.14 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

จากวงจรในรูปที่ 5.14 จะสามารถกำหนดได้ว่า

$$I_{o1} = I_{in} + I_{out} \quad (5.12)$$

ในขณะที่

$$I_{ol} = \frac{I_3/I_2}{sCR_{in} + 1} I_{in} \quad (5.13)$$

ถ้ากำหนดให้  $I_3/I_2=2$  สมการที่ (5.13) สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{ol} = \frac{2}{sCR_{in} + 1} I_{in} \quad (5.14)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (5.14) ลงในสมการที่ (5.12)

$$\frac{2}{sCR_{in} + 1} I_{in} = I_{in} + I_{out} \quad (5.15)$$

สมการของวงจรในรูปที่ 5.14 สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-sCR_{in} + 1}{sCR_{in} + 1} \quad (5.16)$$

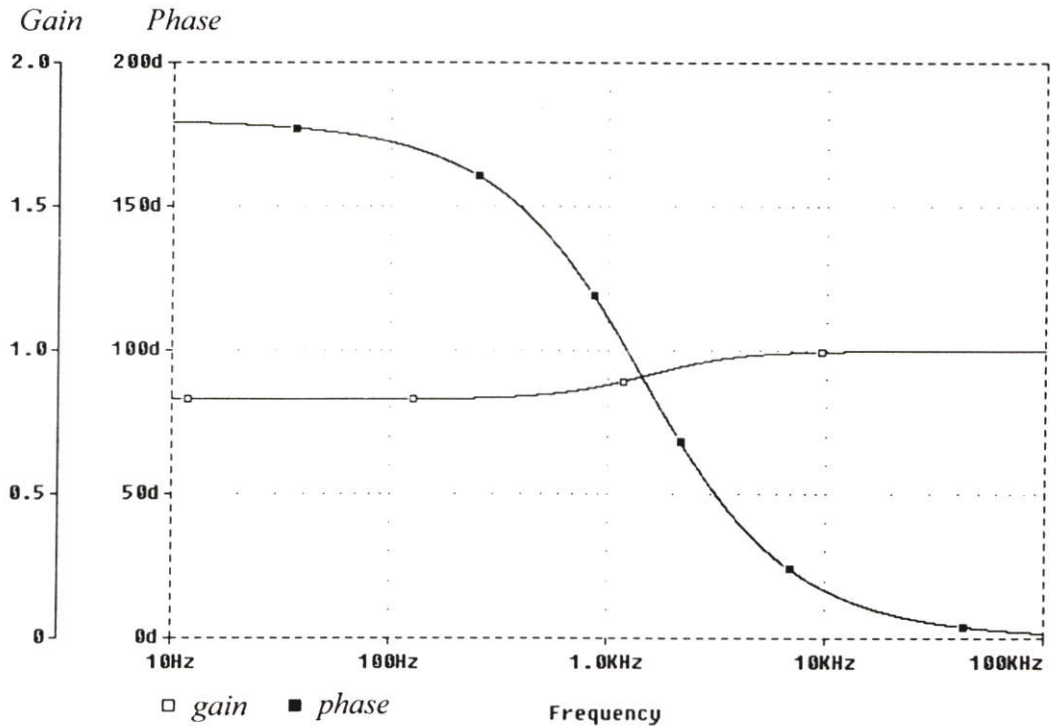
จากสมการที่ (5.15) ค่า Corner Frequency ( $\omega_0$ ) สามารถกำหนดได้คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_{in}} = \frac{2I_1}{V_T C} \quad (5.17)$$

จากสมการจะเห็นว่าโพลความถี่ของโครงข่ายแบบผ่านทุกความถี่สามารถควบคุมปรับค่าได้ด้วย กระแสไบอัส ดังนั้นวงจรนี้จึงสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

### 5.7.2 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 5.14 จะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์เดียวกับการจำลองในบทที่ 4 การจำลองการทำงานกำหนดค่ากระแส  $I_1$  และ  $I_2$  เท่ากับ  $10\mu\text{A}$  และ  $I_3$  เท่ากับ  $20\mu\text{A}$  ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ  $10\text{nF}$  ผลการจำลองการทำงาน แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่ค่า  $\omega_0$  วัดได้  $3.15\text{kHz}$



รูปที่ 5.15 การตอบสนองความถี่ของวงจรผ่านทุกความถี่

## 5.6 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการนำเอาวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจรต่างๆ วงจรที่นำเสนอได้แก่ วงจรกำลังสอง วงจรรากที่สอง วงจรคูณสัญญาณ วงจรสายพานกระแสควบคุมอัตราขยายกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จากผลการจำลองสามารถแสดงได้ว่าวงจรนาลอกที่สร้างขึ้นจากวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอมีคุณสมบัติดี มีความเที่ยงตรงเป็นที่น่าพอใจ

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 6.1 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอนาล็อกในแบบวงจรรวมได้เป็นอย่างดี วงจรที่นำเสนอออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์และเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมรายละเอียดของเนื้อหาทั้งสองบทมีดังนี้

เนื้อหาในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ วงจรที่นำเสนอสร้างขึ้นจากวงจรทรานซิสเตอร์รูปและใช้วงจรกันชนป้อนกลับเพื่อให้แรงดันในลูปมีเสถียรภาพคงที่ วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการสะท้อนได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้ มีความแม่นยำ โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก

จากวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอในบทที่ 4 จึงนำเสนอการประยุกต์ใช้งาน โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอมาเป็นวงจรพื้นฐานซึ่งนำเสนอในบทที่ 5 วงจรที่ได้นำเสนอได้แก่ วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส วงจรรากที่สอง วงจรคูณสัญญาณและวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการขยายกระแสเอาต์พุตได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยวงจรที่นำเสนอยังคงมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้เป็นวงจรพื้นฐาน

#### ตารางที่ 6.1 สรุปคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	คุณสมบัติ
เทคโนโลยี	ไบโพลาร์
แหล่งจ่ายแรงดัน	2 โวลต์
ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต (ที่ความผิดพลาด <1%)	100 $\mu$ A
ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน	
วงจรในรูปที่ 4.3	67 MHz
วงจรในรูปที่ 4.4	35 MHz
เสถียรภาพทางอุณหภูมิ	ดีมาก

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจระสะท้อนกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราการสะท้อนกระแสได้ในแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรที่ได้ออกแบบและมีคุณสมบัติเป็นที่น่าพอใจ แต่อย่างไรก็ตาม วงจรที่นำเสนอยังสามารถพัฒนาต่อไปได้ในอนาคตเพื่อให้ได้วงจระสะท้อนกระแสมีคุณสมบัติดีกว่านี้ คุณสมบัติที่ให้ความสำคัญสำหรับวงจระสะท้อนกระแสคือ มีค่าความต้านทานทางอินพุตต่ำ ส่วนค่าความต้านทานทางเอาต์พุตมีค่าสูง มีความแม่นยำสูง มีความเร็ว ใช้อุปกรณ์น้อยที่สุดเพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมจะใช้พื้นที่ชิปน้อยที่สุด แต่ปัญหาที่มีมักจะเป็นคือวงจระไม่ค่อยมีความเที่ยงตรงคือมีความผิดพลาดที่ค่ากระแสสูง มีค่าความต้านทานทางอินพุตสูง ซึ่งปัญหาเหล่านี้เกิดจากโครงสร้างของวงจระสะท้อนกระแสเอง สำหรับแนวทางการพัฒนาวงจระสะท้อนกระแสให้ดีขึ้นต่อไปในอนาคตมีดังนี้

- ลดค่าความต้านทานทางอินพุตลง
- ในขณะที่วงจระให้ความเที่ยงตรงที่สัญญาณอินพุตที่ค่าต่ำอยู่ในระดับดีมาก แต่สำหรับที่ค่าสัญญาณอินพุตค่าสูง สัญญาณเอาต์พุตยังมีค่าผิดพลาดอยู่มาก
- ลดการใช้ทรานซิสเตอร์ให้น้อยลง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] G. W. Roberts and A. S. Sedra, "All-current-mode frequency selective circuits," *Electronics Letters*, vol. 25, pp. 759-761, 1989.
- [2] C. Toumazou, J. Lidgley, and D. Haigh, *Analogue IC design: the current-mode approach*, Peter Pelegrinus, 1990.
- [3] A. Fabre, "Translinear current-controlled current amplifier," *Electronics Letters*, vol. 24, pp. 548-549, April, 1988.
- [4] C. Toumazou, F. J. Lidgley, and M. Yang, "Translinear class AB current amplifier," *Electronics Letters*, vol. 25, pp. 873-874, June, 1989.
- [5] A. Fabre and N. Mimeche, "Class A/AB second-generation current conveyor with controlled current gain," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1267-1269, August 1994.
- [6] D. A. Panagiotopoulos, R. W. Newcomb, and S. K. Singh, "A current-mode exponential amplifier," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 47, pp. 548-552, 2000.
- [7] T. S. Gotarredona, B. L. Barranco and A. G. Andreou, "Very wide range tunable CMOS-bipolar current mirrors with voltage clamped input," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 46, pp. 1398-1407, 1999.
- [8] E. A. Klumperink and E. Seevinck, "MOS current gain cells with electronically variable gain and constant bandwidth," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 1465-1467, October 1989.
- [9] E. Seevinck, R. J. Wiegink, "Generalized translinear circuit principle," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, pp. 1098-1102, August 1991.
- [10] E. Seevinck, E. A. Vittoz, M. Plessis, T. Joubert, and W. Beetge, "CMOS translinear circuits for minimum supply voltage," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 47, pp. 1560-1564, December 2000.
- [11] D. A. Johns and K. Martin, *Analog integrated circuit design*, New York, USA: John Wiley & Sons, 1997.
- [12] P. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuit*, John Wiley & Sons, 2001.

- [13] วันชัย ธีรรัฐจา ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร, การออกแบบและสังเคราะห์วงจรมอนาโลกฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2535.

**ภาคผนวก**

## ภาคผนวก ก.

## พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน

พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N

-----  
NR100N-1X NPN TRANSISTOR

.MODEL NX1 NPN (RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1 IS=121E-18 EG=1.206  
 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5 IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713  
 BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2 TF=0.425E-9 TR=0.425E-8  
 CJE=0.214E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034  
 CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)

PR100N-1X PNP TRANSISTOR

.MODEL PX1 NPN (RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3 IS=73.5E-18 EG=1.206  
 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110.0 IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650  
 BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2 TF=0.610E-9 TR=0.610E-8  
 CJE=0.180E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037  
 CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

 -----

**ภาคผนวก ข.****ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา**

1. ขงยุทธ หงษ์พงษ์ พิพัฒน์ พรหมมี มนตรี สมดุลยกนภม สมยศ จุณณะปิยะ, “วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้หลักการทรานส์ติเนียน์” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 24 ฉบับที่ 3 เดือนกันยายน 2550

# วงจระสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์

## Electronically Tunable Translinear Current Mirror Circuit

ขยยุทธ หงษ์พงษ์\* พัทฒน์ พรหมมี\* มนตรี สมดุลยภนิก\*\* และ สมยศ จุณณะปิยะ\*

\*คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

\*\*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

### บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอวงจระสะท้อนกระแสปรับค่าได้โดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์ โดยมีโครงสร้างแบบ A (Polarities Alternative) วงจรหลักที่ใช้จะทำหน้าที่เป็นวงจระกันชนป้อนกลับกระแสเพื่อรักษาความเสถียรภาพของแรงดันที่ขาอีมิเตอร์ โดยการปรับค่ากระแสเอาต์พุตจะทำได้โดยใช้อัตราส่วนของกระแส 2 ตัว กระแสเอาต์พุตของวงจระจะมีความผิดพลาดเพียงเล็กน้อยกรณีวงจระสะท้อนกระแส วงจระที่เสนอออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ 6 ตัว มีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน จากคุณสมบัติของกระแสเอาต์พุตที่อยู่ในรูปของการคูณ และการหาร ทำให้สามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจระคูณ และหารสัญญาณกระแสได้ โดยคุณสมบัติของวงจระสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

### Abstract

This paper proposes an Electronically Tunable Translinear Current Mirror Circuits based on translinear type-A topology. This circuit can be realized by only 6 transistors with the high accuracy. The mainly circuit as a shunt-feedback buffer is used in order to regulate its emitter voltage. For current mirror behavior, output and input are mostly the same with a small error. The current gain can be obtained by the ratio of the 2 current sources. This proposed circuit is using only 6 transistors for maintained the minimum error efficiency. The current output functions also enjoy the applications as a current multiplier, a current divider and a tunable current mirror. The characteristic and performance are carried out by PSpice for confirm their well operations.

### 1. บทนำ

การประมวลสัญญาณ อนาลอกที่มีใช้ในปัจจุบันจะมีวงจระย่อยหลักๆ อยู่หลายวงจระ เช่น วงจระสะท้อนกระแส วงจระจ่ายกระแสคงที่ วงจระแปลงค่าแรงดันเป็นกระแส หรือกระแสเป็นแรงดัน วงจระฟังก์ชันคณิตศาสตร์ต่างๆ เป็นต้น เมื่อนำวงจระหลักเหล่านี้มาประกอบกัน ก็สามารถสร้างเป็น

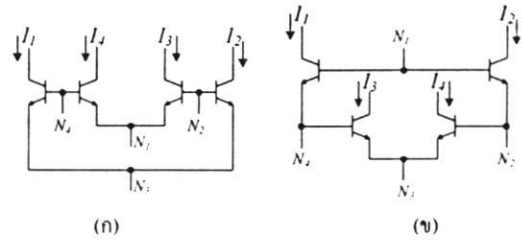
วงจระในรูปแบบกระแสที่มีคุณสมบัติใหม่ได้หลายต่อหลายชนิด เช่น วงจระคูณสัญญาณ หารสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ เป็นต้น และ เป็นที่ทราบกันอย่างกว้างขวางแล้วว่า วงจระในรูปแบบกระแส นั้นจะมีข้อดีกว่าวงจระในรูปแบบแรงดัน เช่น ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ครอบครองความถี่สูงได้ดี มีขนาดเล็กกว่า เป็นต้น

ในอดีตได้มีการนำเสนอวงจรรขยายสัญญาณกระแสไว้หลายรูปแบบ เช่น การใช้โครงสร้าง Translinear Loop ชนิด A [1] มีโครงสร้างง่าย สามารถทำงานเป็นวงจรรคูณและหารสัญญาณได้ แต่มีปัญหาความผิดพลาดค่อนข้างสูง หรือ การใช้โครงสร้าง Translinear Loop Class AB [2-4] ซึ่งความผิดพลาดก็ยังสูงอยู่ เนื่องจากความไม่สมพงษ์กันทุกประการของทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP อีกทั้งการใช้โครงสร้าง Translinear Loop ชนิด B [5] ซึ่งมีอัตราขยายเป็น Exponential ไม่เป็นเชิงเส้น และ การใช้ทรานซิสเตอร์รูปแบบต่างๆ เช่น คู่ร่วมกับออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ [6] การลดแรงดันที่ขาซอส (Source Degeneration) [7] หรือ หรือใช้โครงสร้างแบบ MOS Translinear (MTL) [8,9] มาออกแบบเป็นวงจรรขยายกระแส

ในบทความนี้ได้นำเสนอ วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้โดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์ ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ 6 ตัว มีโครงสร้างง่าย แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว โดยวงจรทั้งหมดจะประกอบด้วยวงจรรกันชนป้อนกลับกระแส (Shunt-feedback buffer) และ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ทั้งนี้วงจรทั้งหมดจะทำงานแบบ Translinear Loop ชนิด A [1] เพื่อส่งถ่ายกระแสออกมาให้อยู่ในรูปเชิงเส้น กระแสเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอจะอยู่ในรูปของการคูณ และ หาร ดังนั้นการปรับค่าก็จะสามารถปรับได้ในรูปของการคูณ และหาร และ นั่นก็หมายถึงสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรรคูณ และหารสัญญาณกระแส ได้อีกด้วย

**2. ทฤษฎี และ หลักการ**

จากทฤษฎีของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ค่าของทรานสคอนดักแตนซ์จะเป็นเชิงเส้น สอดคล้องกับกระแสคอลเลคเตอร์ของตัวเอง (Transconductance of BJT Linearly proportional to its  $I_C$ ) จึงได้เกิดเป็นหลักการของ Translinear ขึ้น [1] และ มีวงจรที่ใช้หลักการของ Translinear ออกมามากมายนับไม่ถ้วน ไม่ว่าจะเป็นหลักการสร้างวงจรรานาลอกฟังก์ชัน รูปแบบกระแสต่างๆ โดยหลักการของ Translinear พอจะสรุปได้เป็น 2 แบบ คือ ชนิด A และ ชนิด B ดังรูปที่ 1

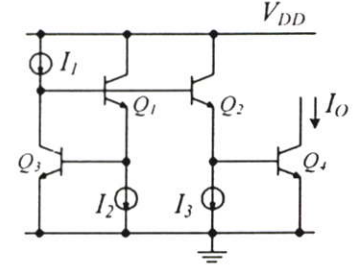


รูปที่ 1 หลักการ Translinear (ก) ชนิด A (ข) ชนิด B

จากรูปที่ 1 หลักการ Translinear รูปที่ 1(ก) เป็นแบบ A (Polarities Alternative) ส่วนรูปที่ 1(ข) เป็นแบบ B (Balance) โครงสร้างในรูปแบบ A และ B นั้นมีคุณสมบัติของการ Translinear ได้เหมือนกัน แต่แตกต่างกันที่ การออกแบบ และ ป้อนสัญญาณอินพุต

**3. วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์**

จากที่ได้กล่าวไว้เบื้องต้นแล้วว่า วงจร Translinear ชนิด B เป็นที่นิยมนำมาออกแบบเป็นวงจรรต่างๆ มาก ซึ่งวงจรรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ก็เช่นกัน ได้มีการนำเสนอไว้ [1] โดยใช้วงจร Translinear ชนิด B ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ [1]

จากรูปที่ 2 สามารถเขียนสมการกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$\frac{I_1 I_2}{I_3} = I_O \tag{1}$$

ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสมีอยู่ 2 จุด คือ กระแสคอลเลคเตอร์ที่ไหลผ่าน  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไม่เท่ากับ  $I_1$  และ  $I_O$  ตามลำดับ ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{C3} \approx I_1 - \left( \frac{I_2 + I_3}{\beta} \right) \tag{2}$$

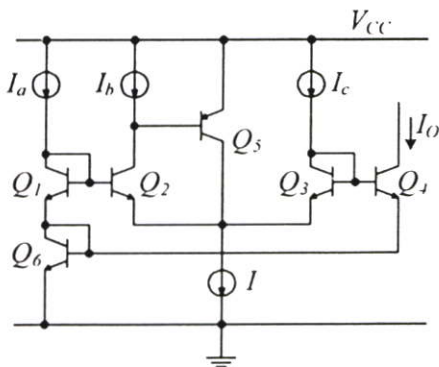
$$I_{C3} \approx \beta(I_2 - I_{C1}) \tag{3}$$

และ 
$$I_{C2} \approx I_3 - \frac{I_O}{\beta} \tag{4}$$

จากสมการที่ (2) และ (3) พบว่า แม้นในกรณีวงจรกระทำตัวเป็นวงจรสะท้อนกระแส (1:1) หรือ ( $I_2 = I_3$ ) กระแสเอาต์พุตก็จะมีค่าผิดพลาดอยู่เท่ากับ  $(I_2 + I_3)/\beta$  และ ( $I_2 \neq I_3$ ) ก็จะทำให้มีความผิดพลาดสูงขึ้นด้วย

โครงสร้างของวงจร Translinear ชนิด A สามารถสร้างเป็นวงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกัน ดังรูปที่ 3 โดยเพิ่มส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรถักชนป้อนกับกระแส ประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์  $Q_4$  และ ไบอัสกระแสคงที่ ( $I$ ) เพื่อจัดการแรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ให้มีค่าแปรผันตามกระแสคอลเลกเตอร์ และ แรงดันขาเบส ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  อย่างถูกต้อง จากรูปที่ 2 สามารถพิจารณาแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ โดยใช้ KVL ได้เป็น

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_{BE4} - V_{BE3} \tag{5}$$



รูปที่ 3 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ

พิจารณาในรูปของกระแสคอลเลกเตอร์ได้เป็น

$$V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_b}{I_s}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) \tag{6.1}$$

$$\text{หรือ} \quad \frac{I_a I_c}{I_b} = I_O \tag{6.2}$$

จากสมการที่ (6) พบว่ากระแสเอาต์พุต อยู่ในรูปการคูณ และ หารของกระแสอินพุตทั้งสาม จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางไม่ว่าจะเป็นวงจรขยายสัญญาณกระแส วงจรคูณสัญญาณกระแส วงจรหารสัญญาณกระแสเป็นต้น

#### 4. การวิเคราะห์ผลการผิดพลาด

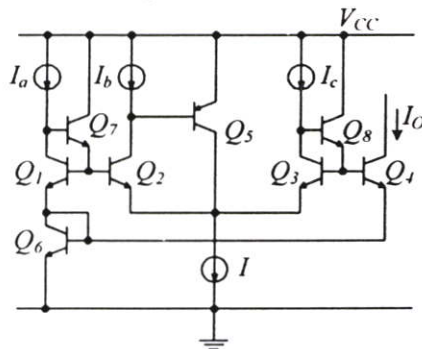
จากรูปที่ 3 การส่งผ่านกระแสจาก  $I_a$  ไปยัง  $I_O$  กรณีที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสพบว่า จะมีค่าความผิดพลาดของกระแสอยู่ 2 จุด คือกระแสคอลเลกเตอร์ที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_3$  ไม่เท่ากับ  $I_a$  และ  $I_c$  ตามลำดับ ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{C1} \approx I_a - \left(\frac{I_b + I_{B5}}{\beta}\right) \tag{7.1}$$

จากสมการที่ (7.1)  $I_{B5}$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $I_b$  ดังนั้นสามารถประมาณค่าใหม่ได้เป็น

$$I_{C1} \approx I_a - \frac{I_b}{\beta} \tag{7.2}$$

$$\text{และ} \quad I_{C3} \approx I_c - \frac{I_O}{\beta} \tag{8}$$



รูปที่ 4 วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ปรับปรุงความผิดพลาดแล้ว

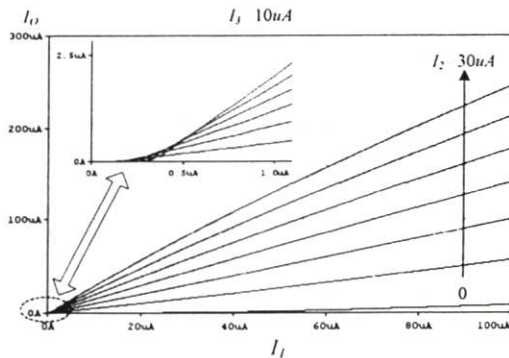
จากสมการที่ (7) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_b$  มีค่ามากเท่าไรก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดในด้านอินพุตมากขึ้น และ ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (8) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_c$  มีค่ามากเท่าไรก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดในด้านเอาต์พุตมากขึ้น แต่เมื่อพิจารณาความผิดพลาดจะยิ่งมากขึ้นเมื่อเอาต์พุตสูงขึ้น นับสำคัญของความผิดพลาดจะเกิดขึ้นจากกรณีเอาต์พุตสูง ส่วนอีกกรณีคือ เมื่อกระแส  $I_b$  หรือ  $I_c$  มีค่าสูง แต่ก็จะมีผลน้อยกว่าวงจรรูปที่ 2 อยู่พอสมควร ความผิดพลาดสามารถปรับลดได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์  $Q_6$  และ  $Q_7$  ไบอัสกระแสอีกสองตัว ดังรูปที่ 4

#### 5. ผลการเลียนแบบการทำงาน

วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ เป็นเทคโนโลยีไบโพลาร์ โดยสามารถอินทิเนต

คุณสมบัติ และ ประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลอง (Model) ของ AT&T เบอร์ NR100N และ PR100N แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ในวงจรมีค่าเท่ากับ 2 โวลท์ และ กระแสไบอัสของ  $I_1$  ที่มีค่าเท่ากับ  $50\mu A$

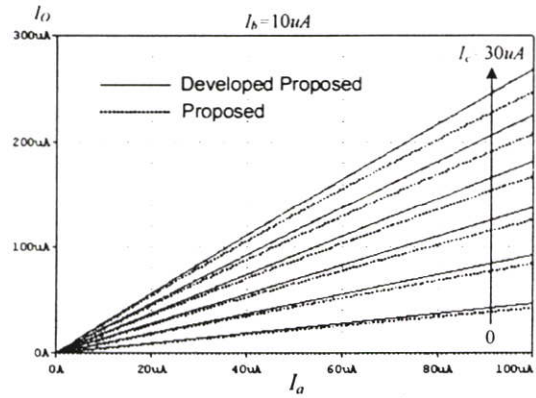
คุณสมบัติของวงจรที่มีอยู่เดิมรูปที่ 2 สามารถแสดงให้เห็นได้ ดังรูปที่ 5 เป็นการป้อนกระแสอินพุต  $I_1$  จาก 0 ถึง  $100\mu A$  และ กำหนดให้  $I_3$  คงที่เท่ากับ  $10\mu A$  และ  $I_2$  เปลี่ยนค่าจาก 0 ถึง  $30\mu A$  สังเกตได้ว่าเมื่อกระแส  $I_2$  มีค่าเท่ากับ 0 กระแสเอาต์พุตจะมีค่าไม่เป็น 0 ตามสมการที่ (1) และ เมื่อกระแส  $I_2$  เพิ่มสูงกระแสเอาต์พุตจะผิดพลาดมากขึ้น เนื่องจากกระแสอินพุตไหลเข้าขาเบสของ  $Q_1$  มากขึ้น ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น และยังพบว่าในกรณีอินพุตมีค่าต่ำ จะมีความผิดพลาด มากกว่า  $0.3\mu A$  เนื่องจากการดึงกระแส  $I_2$  และ  $I_3$  ที่ขาอีมิเตอร์ มีความคลาดเคลื่อนไม่เท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์ และ ถ้ากรณีที่กระแส  $I_2$  และ  $I_3$  ไม่เท่ากันก็ยังคงจะทำให้ความคลาดเคลื่อนในช่วงอินพุตต่ำมีค่าไม่เท่ากันอีกด้วย



รูปที่ 5 กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2

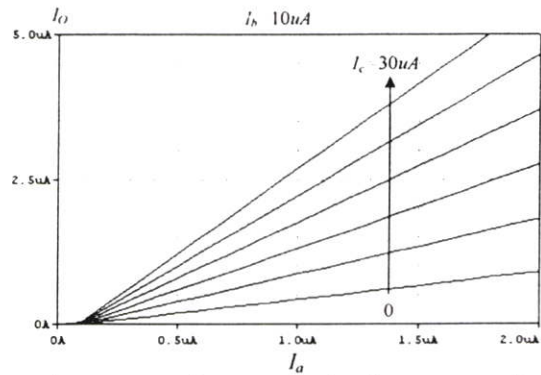
วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ ได้แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรที่มีอยู่เดิมในรูปที่ 2 และวงจรที่ออกแบบขึ้นมาใหม่ในบทความ เพื่อยืนยันความเที่ยงตรง แม่นยำ ของวงจรที่ออกแบบใหม่ด้วย โดยรูปที่ 6 ถึง 8 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสเอาต์พุต โดยรูปที่ 6 เป็นการแสดงคุณสมบัติของวงจรรูปที่ 3 และ 4 โดยป้อนกระแส  $I_a$  จาก 0 ถึง  $100\mu A$  และ กำหนดให้  $I_b$  คงที่เท่ากับ  $10\mu A$  และ

$I_c$  เปลี่ยนค่าจาก 0 ถึง  $30\mu A$  เมื่อกระแส  $I_c$  มีค่าเท่ากับ 0 กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็น 0 ตามสมการที่ (3)



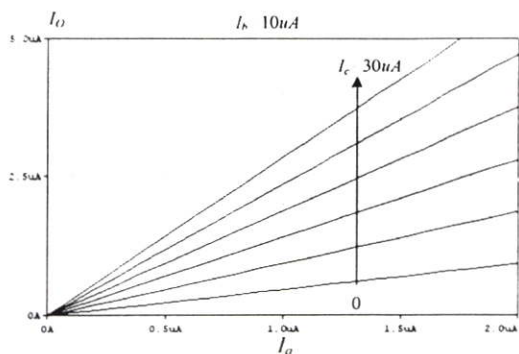
รูปที่ 6 กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3 และ 4 กรณีอินพุตสูง

รูปที่ 7 และ 8 เป็นการป้อนกระแสอินพุต  $I_a$  จาก 0 ถึง  $2\mu A$  ของวงจรรูปที่ 3 และ 4 ตามลำดับ จากรูปที่ 7 พบว่า ในช่วงที่กระแสอินพุตมีค่าต่ำ วงจรที่นำเสนอจะมีเสถียรภาพที่ดีกว่า กล่าวคือ มีความผิดพลาดประมาณ  $0.1\mu A$  ส่วนรูปที่ 8 ก็จะพบว่าในช่วงที่กระแสอินพุตมีค่าต่ำ วงจรที่นำเสนอจะมีความผิดพลาดต่ำมาก



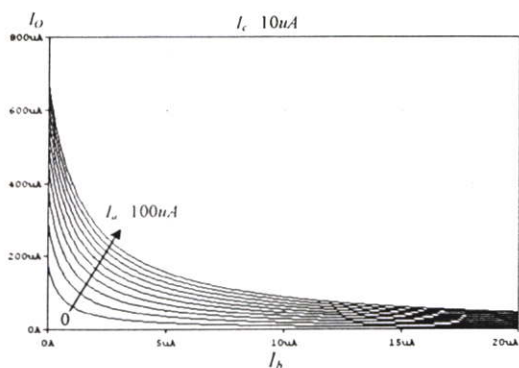
รูปที่ 7 กระแสเอาต์พุตของวงจรที่รูปที่ 3 กรณีอินพุตต่ำ

จากรูปที่ 5-8 จึงพอสรุปได้ว่าในช่วงกระแสอินพุตสูงหรือ ต่ำ ก็ตามวงจรที่นำเสนอจะมีค่าความผิดพลาดต่ำกว่า มีความเป็นเชิงเส้นที่สูงกว่า วงจรที่มีอยู่เดิมรูปที่ 2 และ เมื่อทำการปรับปรุงวงจรดังรูปที่ 4 โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์อีก 2 ตัว ก็จะทำให้เอาต์พุตมีความผิดพลาดน้อยลงอย่างมาก

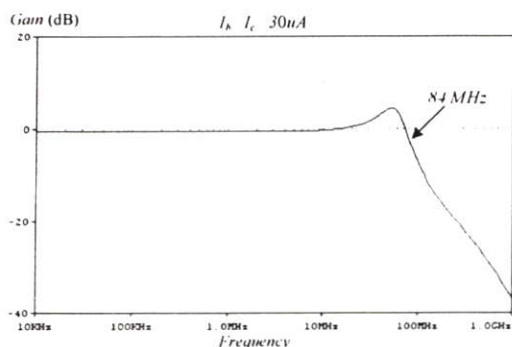


รูปที่ 8 กระแสเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4 กรณีอินพุตค่า

รูปที่ 9 แสดงคุณสมบัติของการหาร เมื่อป้อนอินพุตเป็น  $I_b$  และ เปลี่ยนค่า  $I_a$  จาก 0 ถึง 100  $\mu A$  ขณะที่  $I_c$  มีค่าคงที่เท่ากับ 10  $\mu A$  ซึ่งสามารถให้ผลได้ถูกต้องสอดคล้องกับสมการที่ (6) ส่วนรูปที่ 10 แสดงค่าการตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยป้อนอินพุตที่  $I_a$  และกำหนดให้  $I_b = I_c = 10 \mu A$  ซึ่งพบว่ามีความถี่ประมาณ 84 MHz



รูปที่ 9 กระแสเอาต์พุตของวงจรเมื่อกระทำตัวเป็นวงจรหารสัญญาณ



รูปที่ 10 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ้านำเสนอ

## 6. บทสรุป

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ โดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์ ชนิด A โดยการปรับค่ากระแสเอาต์พุตจะทำได้โดยการปรับอัตราส่วนของกระแสอีก 2 ตัว กระแสเอาต์พุตของวงจรจะมีความผิดพลาดเพียงเล็กน้อย เมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสปรับค่าได้ที่มีอยู่เดิม ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ 6 ตัว ตอบสนองต่อความถี่สูงประมาณ 84 MHz สามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรคูณ และหารสัญญาณกระแสได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Toumazou, F. J. Lidgley and D. G. Haigh, "Analogue IC design: the current mode approach," Peter peregrinus Ltd.1990.
- [2] A. Fabre, "Translinear current-controlled current amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 24, No.9, pp.548-549, April, 1988.
- [3] C. Toumazou, F. J. Lidgley and M. Yang, "Translinear class AB Current amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 25, No.13, pp.873-874, June, 1989.
- [4] A. Fabre and N. Mimeche, "Class A/AB second-generation current conveyor with controlled current gain," *Electron. Lett.*, vol. 30, No.16, pp.1267-1269, Aug. 1994.
- [5] D. A. Panagiotopoulos, R. W. Newcomb, and S. K. Singh, "A Current-Mode Exponential Amplifier," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, No.6, pp.548-552, 2000.
- [6] T. S. Gotarredona, B. L. Barranco and A. G. Andreou, "Very Wide Range Tunable CMOS-Bipolar Current Mirrors with Voltage Clamped Input," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 46, No.11, pp.1398-1407, 1999.
- [7] E. A. Klumperink and E. Seevinck, "MOS current gain cells with electronically variable gain and constant bandwidth," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, No.5, pp.1465-1467, Oct. 1989.
- [8] E. Seevinck, R. J. Wiegierink, "Generalized translinear circuit principle," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, No.8, pp.1098-1102, Aug. 1991.
- [9] E. Seevinck, E. A. Vittoz, M. Plessis, T. Joubert, and W. Beetge, "CMOS Translinear Circuits for Minimum Supply Voltage," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, No.12, pp.1560-1564, Dec. 2000.

## ประวัติผู้เขียน

นาย ขงยุทธ หงษ์พงษ์ เกิดวันที่ 20 เมษายน พ.ศ. 2519 อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปีการศึกษา 2542 ปัจจุบันทำงานที่ บริษัท เทคโนโลยี ซัพพลาย จำกัด ในตำแหน่ง รักษาการผู้ช่วยผู้จัดการและหัวหน้าแผนกงานด้าน ไมโคร โปรเซสเซอร์ ของ Rabbit