

การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น  
ด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วง โดยใช้วงจรขยายความนำ

OTA-BASED PIECEWISE-LINEAR CIRCUIT  
FOR NONLINEAR FUNCTION SYNTHESSES



อัมพวัน ใจกล้า

AMPHAWAN CHAIKLA

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-707-6

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 35426

วัน, เดือน, ปี 25 ๒๕.๒. 2543

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**OTA-BASED PIECEWISE-LINEAR CIRCUIT  
FOR NONLINEAR FUNCTION SYNTHESSES**



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

**2000**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในห้องเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2000**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้  
วงจรถ่ายความนำ  
OTA-BASED PIECEWISE-LINEAR CIRCUIT FOR NONLINEAR  
FUNCTION SYNTHESSES  
ชื่อนักศึกษา นางสาวอัมพวัน ใจกล้า  
รหัสประจำตัว 41061062  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วันชัย วีรจจา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จنگล งามวิวิทย์	
ผศ.ดร.เกียรติศักดิ์ กมวชิระ	
ผศ.จิรวัดน์ ปานกลาง	
อาจารย์ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์	
รศ.ดร.วันชัย วีรจจา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 30 มีนาคม 2543 เวลา 11.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องสอบวิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตึก 12 ชั้น 4 ห้อง (E12-404)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้น  
แบบช่วง โดยใช้วงจรมหาขยความนำ

นักศึกษา

นางสาวอัมพวัน ใจกล้า

รหัสประจำตัว

41061062

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2543

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร. วันชัย วีรจจา

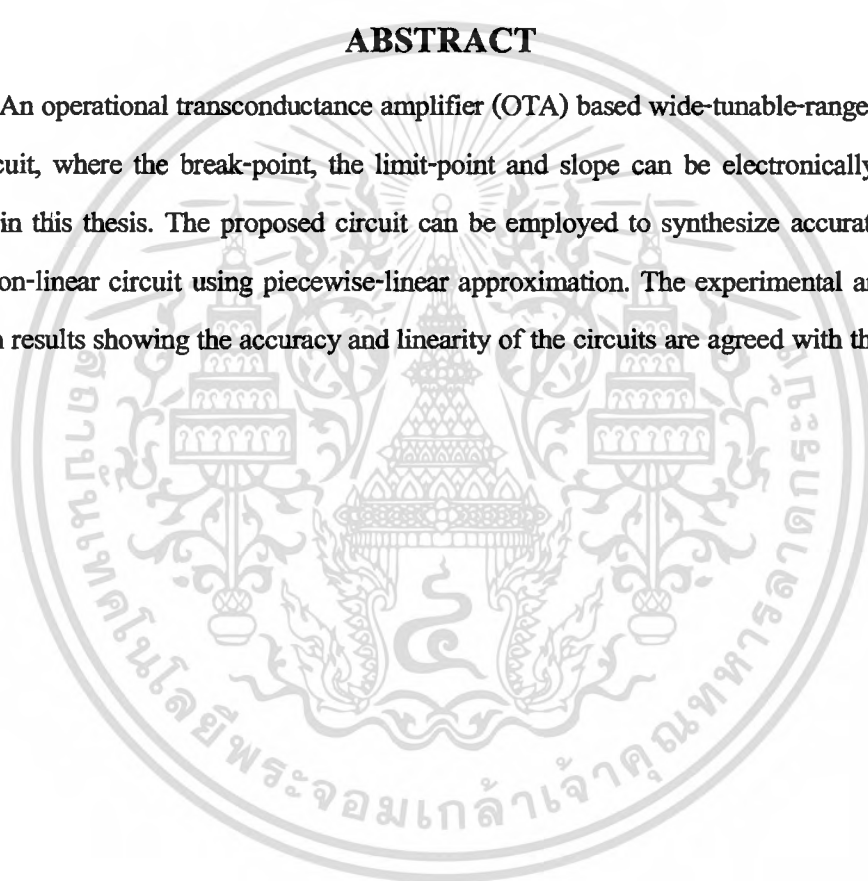
### บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรมหาขยความนำหรือโอทีเอ (operational transconductance amplifier: OTA) ที่มีช่วงปฏิบัติการในย่านกว้าง เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงได้อย่างมีประสิทธิภาพ การทดสอบสมรรถนะของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้นจะทำการทดสอบโดยการต่อวงจรเพื่อทดลองและเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบสามารถที่จะยืนยันถึง ช่วงปฏิบัติการ ความแม่นยำ และความเที่ยงตรงของฟังก์ชันที่สังเคราะห์ขึ้น ตลอดจนความเป็นเชิงเส้นของวงจรเป็นไปตามหลักการที่ได้เสนอขึ้น

<b>Thesis Title</b>	OTA-based piecewise-linear circuit for nonlinear function syntheses
<b>Student</b>	Miss Amphawan Chaikla
<b>Student ID.</b>	41061062
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2000
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof. Dr. Vanchai Riewruja

### ABSTRACT

An operational transconductance amplifier (OTA) based wide-tunable-range piecewise-linear circuit, where the break-point, the limit-point and slope can be electronically varied, is proposed in this thesis. The proposed circuit can be employed to synthesize accurately a large class of non-linear circuit using piecewise-linear approximation. The experimental and PSPICE simulation results showing the accuracy and linearity of the circuits are agreed with the proposed design.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยความรู้ ความคิดริเริ่ม คำแนะนำและคำปรึกษาในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ อย่างทุ่มเทจาก รศ.ดร.วันชัย ธีรวัชร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.กิตติ ธีรเศรษฐ, อาจารย์ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์ และอาจารย์ประจำภาควิชาเทคโนโลยีการควบคุมทางอุตสาหกรรม ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำเป็นอย่างดีมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร, รศ.ดร.จงกล งามวิวิทย์, ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ, ผศ.ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และผศ.จิรวรรณ ปานกลาง ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำเป็นอย่างดีในการจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ นักศึกษาทุกคนรวมทั้งทีมงานของห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่ช่วยเหลือและให้คำแนะนำต่าง ๆ รวมทั้งเอื้อเฟื้ออุปกรณ์เครื่องมือและสถานที่ในการทำวิจัย ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ คุณณัฐภว ไม้ประดิษฐ์ ที่ให้กำลังใจและความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ แก่ผู้วิจัยเสมอมา

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่รัก ห่วงใย และให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งขอขอบคุณญาติสนิท และพี่ ๆ น้อง ๆ ทุกคน ที่เป็นกำลังใจ พร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัย และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติภายในโครงการสนับสนุนการออกแบบวงจรรวมในสถาบันศึกษา ที่ให้ทุนและเครื่องมือสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์นี้

อัมพวัน ใจกล้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	1
บทที่ 2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีฟังก์ชันตรรกยะ.....	3
2.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง.....	7
2.4 บทสรุป.....	12
บทที่ 3 หลักการและสมรรถนะของวงจรมายความนำ.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 หลักการและวงจรรวมพื้นฐานของวงจรมายความนำ.....	13
3.3 สมรรถนะของวงจรมายความนำ.....	18
3.3.1 ความนำจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็กของวงจรมายความนำ.....	18
3.3.2 การควบคุมค่าความนำของวงจรมายความนำ.....	20
3.4 บทสรุป.....	25
บทที่ 4 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น.....	27
4.1 บทนำ.....	27
4.2 รายละเอียดของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.1	หลักการเบื้องต้นของวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิจากการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	27
4.2.2	หลักการเบื้องต้นของวงจรจำกัดกระแส.....	29
4.2.3	วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวก.....	30
4.2.4	วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นลบ.....	32
4.2.5	วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น.....	34
4.3	สมรรถนะของวงจร.....	37
4.3.1	ความผิดเพี้ยนที่เกิดจากวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส.....	38
4.3.2	ความผิดเพี้ยนที่เกิดจากการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส.....	39
4.3.3	เสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิของวงจร.....	40
4.4	ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง.....	41
4.5	การประยุกต์ใช้งาน.....	44
4.6	บทสรุป.....	47
บทที่ 5	บทสรุปและวิจารณ์.....	49
5.1	บทสรุปและวิจารณ์.....	49
5.2	ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	49
	เอกสารอ้างอิง.....	50
	ภาคผนวก.....	52
ก.	การวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่าน (transfer function) ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	53
ข.	การวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้น ที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวกและลบ.....	55
ค.	แสดงผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้เสนอในการประชุมวิชาการ ระดับนานาชาติ ISIC'99 ณ ประเทศสิงคโปร์.....	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

ประวัติผู้เขียน.....	หน้า
.....	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.3.1 ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่งและ อัตราสลับจะเป็นฟังก์ชันของค่ากระแสควมคุม $I_B$ เมื่อกำหนดค่าเก็บประจุ $C_{NET} = 10\text{pF}$ .....	20



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.2.1	วงจรโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน.....4
2.2.2	วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันตรรกยะโดยใช้วงจรโพลีโนเมียลแบบส่งผ่าน.....4
2.2.3	วงจรโพลีโนเมียลที่มีลักษณะแบบจุดขับ.....5
2.2.4	วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันตรรกยะโดยใช้วงจรโพลีโนเมียลแบบจุดขับ.....6
2.3.1	การประมาณค่าฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง.....7
2.3.2	ตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง.....8
2.3.3	ตัวอย่างของวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วง ที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น.....9
2.3.4	ตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง โดยใช้วงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงจากรูปที่ 2.3.3
2.3.4(ก)	ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการสังเคราะห์.....10
2.3.4(ข)	หลักการของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันในรูป (ก).....10
3.2.1	บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของวงจรขยายความนำ.....13
3.2.2	วงจรสมมูลของวงจรขยายความนำสำหรับสัญญาณจุดเข้าที่มีขนาดเล็ก.....14
3.2.3	วงจรรวมพื้นฐานแบบหนึ่งของวงจรขยายความนำ ซึ่งให้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.2.2.....15
3.2.4	สัญลักษณ์ของวงจรรวมพื้นฐานของวงจรขยายความนำดังแสดงในรูปที่ 3.2.3.....18
3.3.1	วงจรสมมูลของวงจรขยายความนำสำหรับสัญญาณจุดเข้าที่มีขนาดเล็ก จากรูปที่ 3.2.2 ในรูปแบบของความนำ.....19
3.3.2	วงจรแบบวงปิดของวงจรขยายความนำ.....22
3.3.3	วงจรสมมูลของวงจรขยายความนำต่อสัญญาณสลับขนาดเล็ก.....23
4.2.1	หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส.....28
4.2.2	หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแส.....29
4.2.3(ก)	วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวก หรือเรียกย่อ ๆ ว่า $PL_p$ .....31
4.2.3(ข)	คุณสมบัติของวงจร.....31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2.4(ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นลบ หรือเรียกย่อ ๆ ว่า $PL_n$ .....	33
4.2.4(ข) คุณสมบัติของวงจร.....	33
4.2.5 หลักการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น	
4.2.5(ก) เมื่อ $V_2 > V_1$ จะได้ $V_1$ เป็น limit-point และ $V_2$ เป็น break-point.....	34
4.2.5(ข) เมื่อ $V_1 > V_2$ จะได้ $V_2$ เป็น limit-point และ $V_1$ เป็น break-point.....	34
4.2.6 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้นหรือเรียกย่อ ๆ ว่า $PL$ .....	35
4.3.1 ส่วนส่งผ่านกระแสของวงจรด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก.....	40
4.4.1 เส้นคุณสมบัติของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้ วงจรมายขยายความนำที่ได้พัฒนาขึ้นซึ่งเป็นผลมาจาก การเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE	
4.4.1(ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง $PL_p(0.5,1,1)$ .....	42
4.4.1(ข) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง $PL_n(0.5,1,)$ .....	42
4.4.2 เส้นคุณสมบัติของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรมายขยายความนำ ที่ได้พัฒนาขึ้นซึ่งเป็นผลการทดลองจากการต่อวงจรบนแผ่นทดลอง	
4.4.2(ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง $PL_p(0.5,1,1)$ .....	43
4.4.2(ข) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง $PL_n(0.5,1,-1)$ .....	43
4.5.1 บล็อกไดอะแกรมการต่อวงจรเชิงเส้นแบบช่วง $PL_p$ และ $PL_n$ เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ.....	44
4.5.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟuzzyเซตรูปสี่เหลี่ยมคางหมู.....	44
4.5.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟuzzyเซตรูปสามเหลี่ยม.....	45
4.5.4 ผลการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE	
4.5.4(ก) สำหรับวงจร $PL_p(0.5,1,1)$ และ $PL_n(1.5,2,-1)$ ในรูปที่ 4.5.2.....	46
4.5.4(ข) สำหรับวงจร $PL_p(0.5,1,1)$ และ $PL_n(1,1.5,-1)$ ในรูปที่ 4.5.3.....	46
4.5.5 ผลการทดลองจากการต่อวงจรบนแผ่นทดลอง	
4.5.5(ก) สำหรับวงจร $PL_p(0.5,1,1)$ และ $PL_n(1.5,2,-1)$ ในรูปที่ 4.5.2.....	47
4.5.5(ข) สำหรับวงจร $PL_p(0.5,1,1)$ และ $PL_n(1,1.5,-1)$ ในรูปที่ 4.5.3.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

โดยทั่วไปการสังเคราะห์วงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบอนาล็อกที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นจะสามารถนำไปใช้ในงานต่าง ๆ อย่างมาก เช่น การวัดคุมทางอุตสาหกรรม การสื่อสาร และการควบคุมขบวนการ เป็นต้น ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน เช่น negative-resistance oscillator [1] วงจรทวีคูณความถี่ (frequency doubler) และวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบความเร็วสูง (high-speed A/D converter) [2,3] เป็นต้น ฟังก์ชันของวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจะมีฟังก์ชันที่แน่นอนสำหรับแต่ละวงจร ทำให้การเปลี่ยนแปลงฟังก์ชันของวงจรกระทำได้ยากหรือไม่สามารถทำได้ จึงได้มีการพัฒนาทางด้านวงจรเพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ต้องการ โดยเฉพาะฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิจัยและพัฒนารอกแบบวงจรเชิงเส้นแบบช่วง โดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ (operational transconductance amplifier: OTA) ที่มีช่วงปฏิบัติการในย่านกว้าง เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการสังเคราะห์ฟังก์ชันใด ๆ สามารถทำได้ โดยการนำเอาวงจรที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่กำหนดให้มีจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้น และค่าความชันในแต่ละช่วงตามที่ได้ออกแบบไว้หลาย ๆ จุดมาต่อร่วมกัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ ในส่วนของวงจรจะเปลี่ยนเพียงแค่ค่าความชันและจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นเท่านั้น เพื่อให้การใช้งานมีความยุ่งยากน้อยที่สุดและสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

### 1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทและภาคผนวก 3 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำและวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีของฟังก์ชันตรรกยะ (rational function) และความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง (piecewise linear) และข้อดีและข้อเสียของหลัก

การทั้งสอง เอกสารทั้งสองที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการและวงจรรวมพื้นฐานของวงจรขยายความนำ รวมทั้งสมรรถนะของวงจรขยายความนำด้วย

บทที่ 4 เป็นการเสนอวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น โดยจะกล่าวถึงหลักการออกแบบ สมรรถนะของวงจรและการประยุกต์ใช้งานของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น พร้อมทั้งยืนยันผลการทำงานที่ได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

บทที่ 5 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายจะเป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้และเสนอแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ส่วนในช่วงท้ายของวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นภาคผนวก โดยจะแบ่งเป็นทั้งหมด 3 ภาค ดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก. จะเป็นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

ภาคผนวก ข. จะเป็นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวกและลบ

ภาคผนวก ค. แสดงผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้เสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ ISIC'99 ณ ประเทศสิงคโปร์

## บทที่ 2

# การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.1 บทนำ

วิธีการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นทางด้านวงจรจะแบ่งเป็น 3 วิธีใหญ่ ๆ คือ วิธีแรกจะอาศัยคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำพวกสารกึ่งตัวนำ เช่น ทัลเนลไดโอด (tunnel diode), FET หรือ UJT [4,5] ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่สังเคราะห์ได้ด้วยวิธีนี้ จะเป็นฟังก์ชันที่มีความผิดพลาดค่อนข้างสูง ช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกจำกัด และมีความยุ่งยากในการออกแบบวงจร เนื่องจากคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์จะมีรูปแบบที่แน่นอน และอุปกรณ์ที่ใช้งานแต่ละตัวไม่สมพงษ์กันหรือไม่สามารถที่จะหาอุปกรณ์ที่มีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามที่ต้องการได้ วิธีที่สองคือการประมาณค่าด้วยฟังก์ชันตรรกยะ [6,7] และวิธีการที่สาม คือการประมาณค่าด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง [8,9] วิธีที่สองและสามจะเป็นวิธีที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นได้อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

### 2.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีฟังก์ชันตรรกยะ

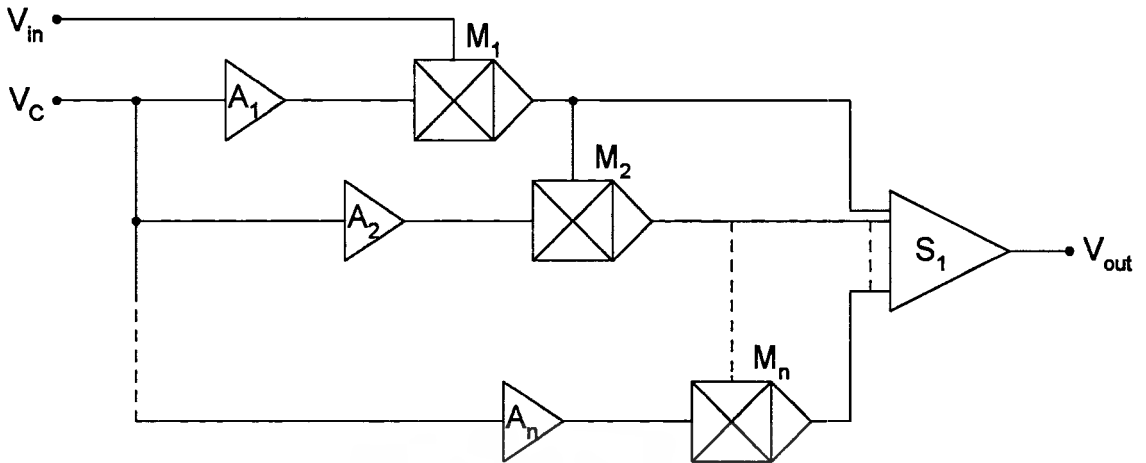
ในทางคณิตศาสตร์ฟังก์ชันต่อเนื่องใด ๆ สามารถที่จะหาได้จากอัตราส่วนของสองโพลิโนเมียล (polynomial) ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$w = \frac{p(z)}{q(z)} \quad (2.2.1)$$

โดยที่  $p(z)$  และ  $q(z)$  เป็นโพลิโนเมียลใด ๆ และสมการที่ (2.2.1) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ  $q(z)$  จะต้องมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ ซึ่งสมการที่ (2.2.1) จะเรียกว่า ฟังก์ชันตรรกยะ

การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ ด้วยฟังก์ชันตรรกยะในด้านการออกแบบวงจรที่สะดวกที่สุด โดยการออกแบบให้วงจรมีคุณสมบัติเป็นโพลิโนเมียลชั้น 2 วงจร จากนั้นจึงนำเอาสัญญาณจุดออกของวงจรทั้งสองมาผ่านวงจรหารในกรณีที่วงจรโพลิโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน (transfer characteristic) [10] หรือใช้หลักการของวงจรขยายแบบลบของอินเวอร์ติ่งแอมพลิฟายเออร์ [8] ในกรณีที่วงจรโพลิโนเมียลที่มีลักษณะแบบจุดขับ (driving point) [10] การออกแบบวงจรที่มีคุณสมบัติเป็น โพลิโนเมียลจะใช้วงจรคูณและวงจรรวมสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.2.1 โดยที่  $M_i$  คือวงจรคูณ  $A_i$  คือวงจรขยายสัญญาณ  $S_i$  คือวงจรรวมสัญญาณ  $V_{in}$  เป็นสัญญาณจุดเข้า และ  $V_c$  เป็นศักดาควบคุม สำหรับรูปที่ 2.2.1 จะเป็นวงจรโพลิโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



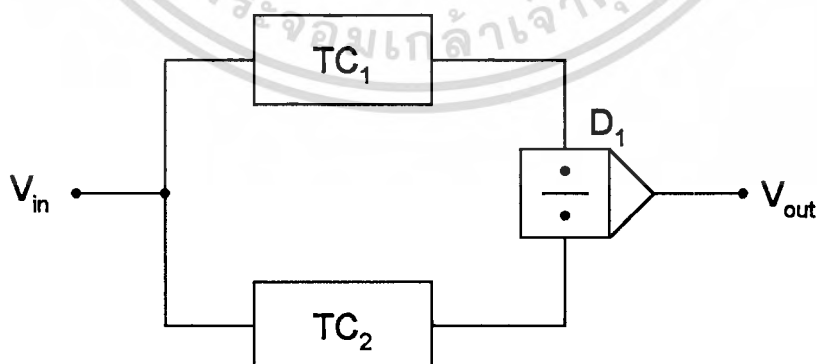
รูปที่ 2.2.1 วงจรโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน

เนื่องจากค่าจุดเข้าและผลที่ได้คือค่าจุดออกอยู่คนละจุดกันและสมการโพลีโนเมียลของวงจรในรูปที่ 2.2.1 จะเขียนได้ดังนี้

$$V_{out} = V_C \sum_{i=1}^n A_i V_{in}^i \quad (2.2.2)$$

โดยที่  $n$  คือ จำนวนวงจรคูณและวงจรราย

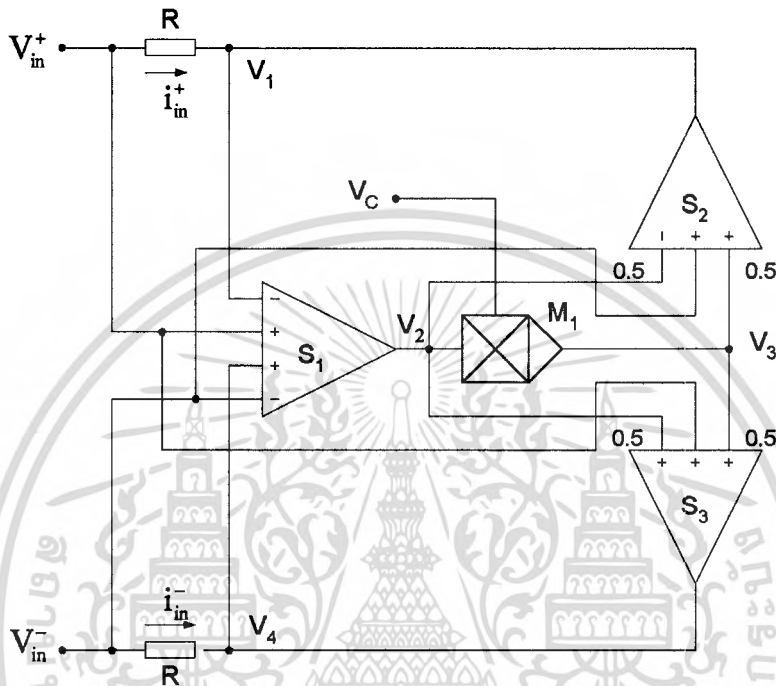
ในรูปที่ 2.2.2 แสดงถึงหลักการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยฟังก์ชันตรรกยะที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน โดยที่  $TC_1$  และ  $TC_2$  คือวงจรโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน และ  $D_1$  คือวงจรรหาร ซึ่งจะได้ออกค่า  $V_{out}$  เป็นฟังก์ชันตรรกยะ



รูปที่ 2.2.2 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันตรรกยะโดยใช้วงจรโพลีโนเมียลแบบส่งผ่าน

สำหรับกรณีของวงจรโพลีโนเมียลที่มีลักษณะแบบจุดขับจะมีความยุ่งยากในการออกแบบวงจรมากกว่าวงจรโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่าน โครงสร้างของวงจรโพลีโนเมียลที่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่นับผูกมัดเห็นใจใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะแบบจุกซ์บ แสดงในรูปที่ 2.2.3 โดยที่  $R$  คือค่าความต้านทานใด ๆ  $V_{in}^+$  และ  $V_{in}^-$  คือศักดาจุดเข้า  $i_{in}^+$  และ  $i_{in}^-$  คือกระแสจุดเข้า  $S_1$  คือวงจรรวมสัญญาณที่พัฒนาขึ้นจากออปแอมป์ และสำหรับตัวเลข 0.5 กำกับไว้ที่ขาของ  $S_2$  และ  $S_3$  คืออัตราขยายของสัญญาณจุดนั้นจะมีค่าเท่ากับ 0.5 สำหรับขา อื่น ๆ ที่ไม่ได้กำกับเลขไว้จะมีอัตราขยายเท่ากับ 1



รูปที่ 2.2.3 วงจรโพลีโนเมียลที่มีลักษณะแบบจุกซ์บ

และ  $M_1$  คือวงจรมอดูเลเตอร์ กำหนดให้ศักดาจุดเข้า  $V_{in} = V_{in}^+ - V_{in}^-$  จากรูปที่ 2.2.3 จะได้ ศักดา  $V_1$  และ  $V_4$  ดังนี้

$$\text{ที่จุด } V_1 \quad V_1 = V_{in}^- + \frac{V_C}{2} (i_{in}^+ - i_{in}^-) R - \frac{(i_{in}^+ - i_{in}^-) R}{2} \quad (2.2.3)$$

$$\text{ที่จุด } V_4 \quad V_4 = V_{in}^+ + \frac{V_C}{2} (i_{in}^+ - i_{in}^-) R - \frac{(i_{in}^+ - i_{in}^-) R}{2} \quad (2.2.4)$$

และเนื่องจาก  $i_{in}^+ R = V_{in}^+ - V_1$  และ  $i_{in}^- R = V_{in}^- - V_4$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.2.3) และ (2.2.4) จะได้ว่า

$$i_{in}^+ R = V_{in}^+ - \frac{V_C}{2} (i_{in}^+ - i_{in}^-) R + \frac{(i_{in}^+ - i_{in}^-) R}{2} \quad (2.2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$i_{in}^- R = -V_{in} + \frac{V_c}{2} (i_{in}^+ - i_{in}^-) R - \frac{(i_{in}^+ - i_{in}^-) R}{2} \quad (2.2.6)$$

กำหนดให้  $i_{in}^+ = -i_{in}^-$  แทนค่าลงในสมการที่ (2.2.5) หรือ (2.2.6) จะได้ว่า

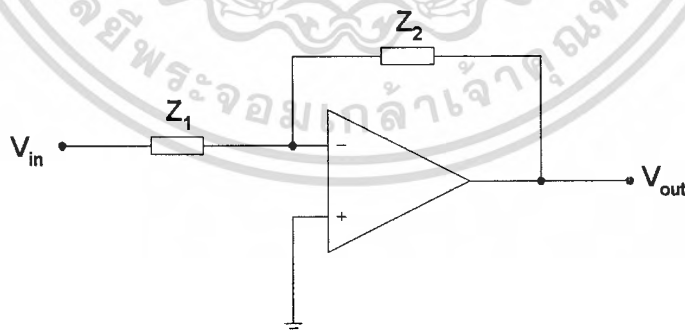
$$V_{in} = R V_c i_{in}^+ \quad (2.2.7)$$

จากรูปที่ 2.2.3 ถ้าแทนวงจรคูณด้วย  $M_1$  ด้วยวงจร โพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติแบบส่งผ่านในรูปที่ 2.2.1 จะสามารถเขียนสมการที่ (2.2.7) ได้ใหม่ดังนี้

$$V_{in} = R V_c i_{in}^+ \sum_{i=1}^n A_i V_{in}^i \quad (2.2.8)$$

โดยที่  $n$  คือ จำนวนวงจรคูณและวงจรถยาย

จากสมการที่ (2.2.8) จะได้ว่าวงจรโพลีโนเมียลที่มีลักษณะแบบจุดขับจะมีสมการที่เหมือนกับสมการของความต้านทาน ดังนั้นวงจรในรูปที่ 2.2.3 จะสามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าวงจรสังเคราะห์ความต้านทานแบบ โพลีโนเมียล สำหรับการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยฟังก์ชันตรรกยะจะสามารถกระทำได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2.4



รูปที่ 2.2.4 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันตรรกยะโดยใช้วงจรโพลีโนเมียลแบบจุดขับ

โดยที่  $Z_1$  และ  $Z_2$  คือวงจรโพลีโนเมียลแบบจุดขับ ในทำนองเดียวกันการสังเคราะห์ความต้านทานไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ฟังก์ชันตรรกยะแบบจุดขับก็สามารถกระทำได้เช่นกัน โดยการแทนวงจรคูณ  $M_1$  ในรูปที่ 2.2.3 ด้วยวงจรในรูปที่ 2.2.4

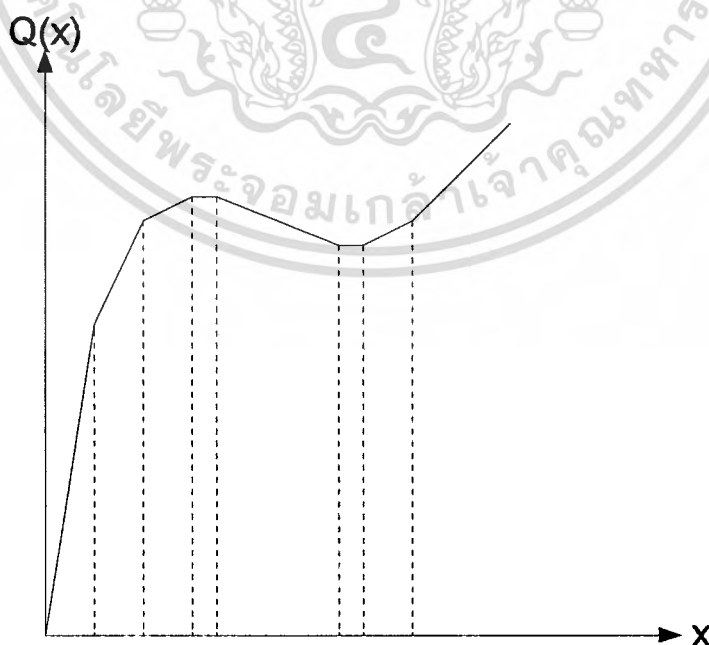
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น โดยฟังก์ชันตรรกยะที่ได้กล่าวผ่านมาแล้วนั้นจะมีวิธีการที่ยุ่งยากมาก และวงจรมีขนาดใหญ่ไม่ว่าจะเป็นการออกแบบโดยใช้การออกแบบวงจรแบบดิสครีท (discrete) หรือโดยใช้หลักการของวงจรรวม โดยเฉพาะในทางปฏิบัติฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์โดยมากจะอยู่ในรูปของเส้นกราฟ ในการแปลงเส้นกราฟออกมาเป็นสมการจะมีความลำบากและยุ่งยากมาก ดังนั้นวิธีการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้หลักการประมาณค่าด้วยฟังก์ชันตรรกยะจึงไม่เป็นที่นิยมกัน

### 2.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง

การประมาณค่าของฟังก์ชันใด ๆ ด้วยวิธีของความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง จะใช้เส้นกราฟของฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์เป็นหลัก [11] โดยจะแบ่งฟังก์ชันรูปแบบใด ๆ ที่ต้องการออกเป็นช่วง ๆ และในแต่ละช่วงจะสามารถแทนได้ด้วยเส้นตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.3.1 ซึ่งเส้นตรงที่เป็นช่วง ๆ นี้จะเรียกว่าความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง ดังนั้นในการสังเคราะห์ฟังก์ชันใด ๆ จึงสามารถทำได้โดยการนำเอาวงจรที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่กำหนดให้มีจุดเริ่มของความเป็นเชิงเส้น และค่าความชันในแต่ละช่วงตามที่ได้ออกแบบไว้หลายชุด ๆ มาต่อรวมกัน ซึ่งสามารถที่จะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

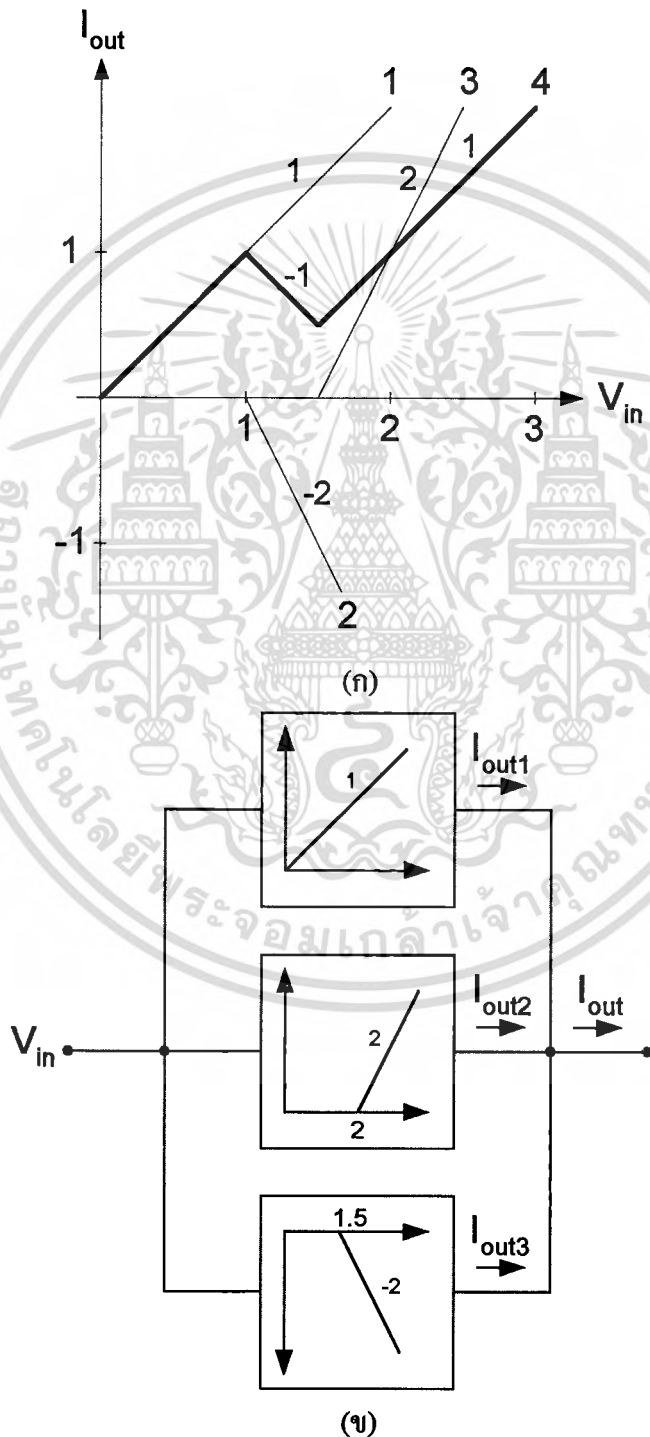
$$Q(x) = \sum_{n=1}^m a_n x + b_n \quad (2.3.1)$$



รูปที่ 2.3.1 การประมาณค่าฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง

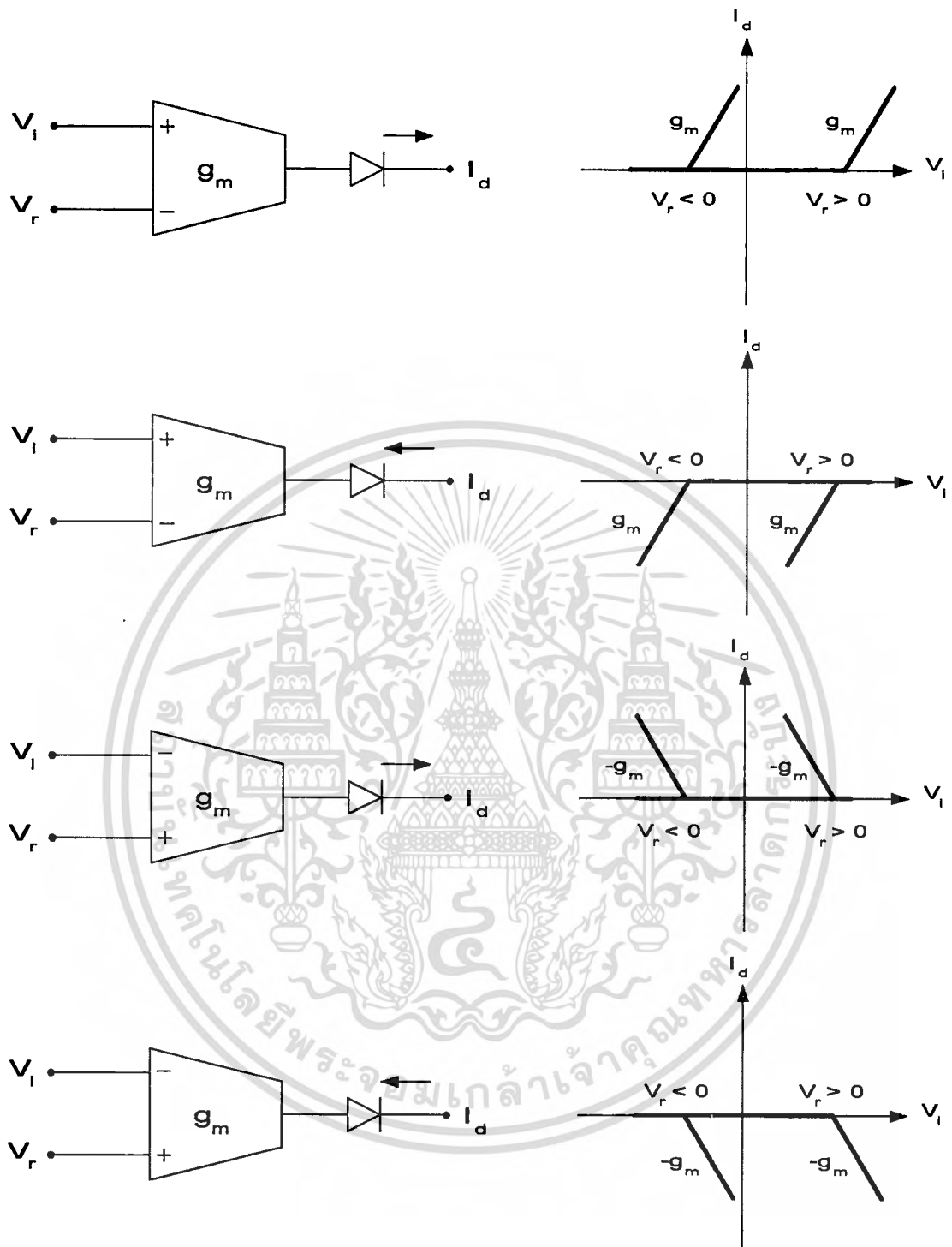
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $Q(x)$  เป็นฟังก์ชันใด ๆ ที่ต้องการสังเคราะห์  $a_n$  คือค่าคงที่ใด ๆ หรือค่าความชันของเส้นตรงในช่วงที่  $n$  และ  $b_n$  คือค่าคงที่ใด ๆ ส่วน  $m$  คือจำนวนช่วงทั้งหมด ในรูปที่ 2.3.2 เป็นตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง ซึ่งจะเห็นได้ว่าเส้นกราฟที่ 4 ในรูปที่ 2.3.2 (ก) จะถูกประมาณค่าออกมาเป็นเส้นตรงทั้งหมด 3 ช่วง และในรูปที่ 2.3.2 (ข) จะเป็นหลักการของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันในรูปที่ 2.3.2 (ก)



รูปที่ 2.3.2 ตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง

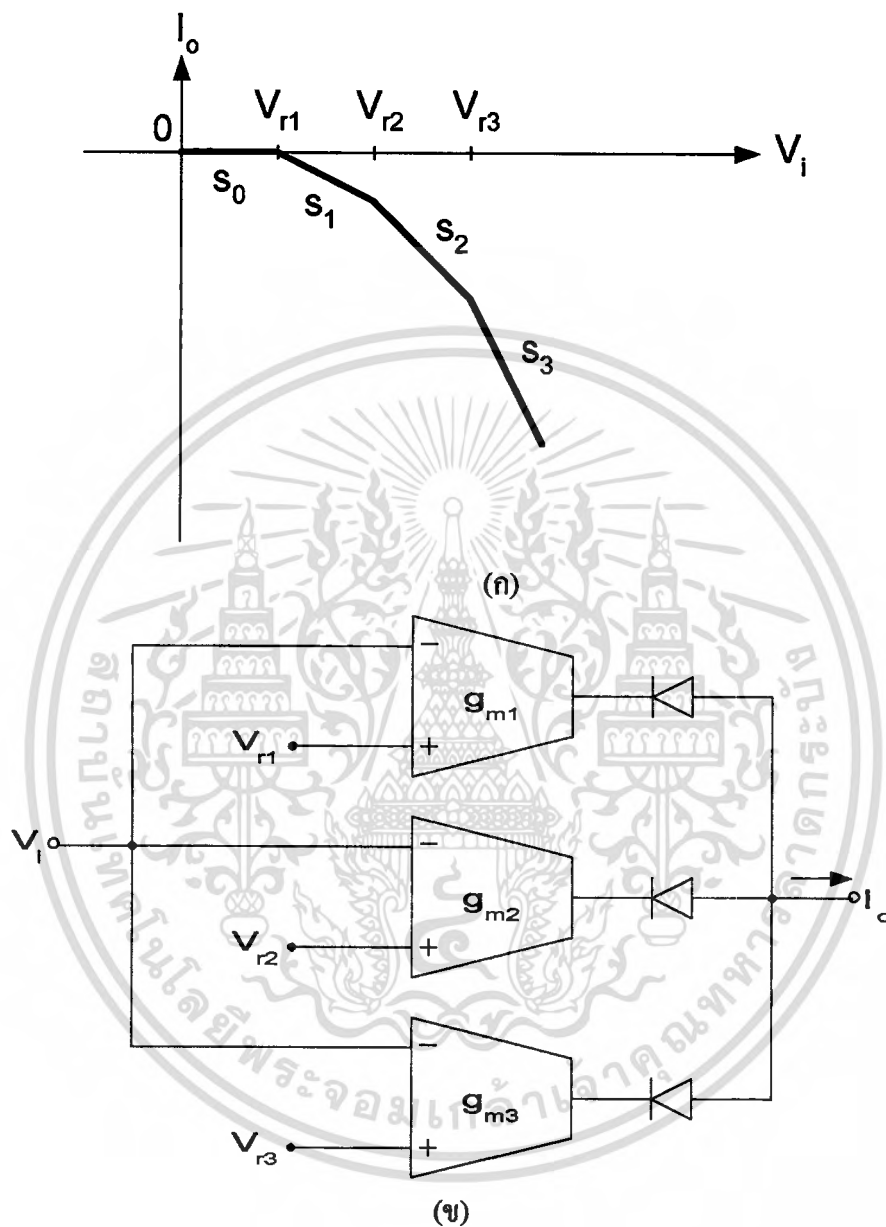
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.3 ตัวอย่างของวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 2.3.3 เป็นการแสดงตัวอย่างของวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น [12] โดยใช้วงจรมหาความนำหรือโอทีเอต่อร่วมกับไดโอดในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 2.3.4 โดยในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3.4 (ก) เส้นกราฟจะถูกประมาณค่าออกมาเป็นเส้นตรงทั้งหมด 4 ช่วง และในรูปที่ 2.3.4 (ข) จะเป็นหลักการของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันในรูปที่ 2.3.4 (ก)



รูปที่ 2.3.4 ตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงจากรูปที่ 2.3.3  
 (ก) ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการสังเคราะห์  
 (ข) หลักการของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันในรูป (ก)

จากรูปที่ 2.3.4 เมื่อ  $V_i$  เป็นศักดาที่จุดเข้า  $V_{r1}$ ,  $V_{r2}$  และ  $V_{r3}$  เป็นจุดสิ้นสุดของความ เป็นเชิงเส้นในแต่ละช่วง และ  $I_o$  เป็นกระแสที่จุดออก เมื่อความชันของเส้นกราฟในแต่ละช่วงมีค่า ดังต่อไปนี้

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{array}{lll}
 s_0 = 0 & I_o = 0 & \text{เมื่อ } V_i < V_{r1} \\
 s_1 = -g_{m1} & I_o = -g_{m1} V_i & \text{เมื่อ } V_{r1} < V_i < V_{r2} \\
 s_2 = -(g_{m1} + g_{m2}) & I_o = -(g_{m1} + g_{m2}) V_i & \text{เมื่อ } V_{r2} < V_i < V_{r3} \\
 s_3 = -(g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}) & I_o = -(g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}) V_i & \text{เมื่อ } V_{r3} < V_i
 \end{array}$$

การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้การประมาณค่าด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงจะมีความสะดวกในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมาก เนื่องจากโดยทั่วไปฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์จะอยู่ในรูปของเส้นกราฟ ดังนั้นการประมาณค่าโดยใช้ความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงจึงเป็นวิธีการที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายและเป็นวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

รูปแบบของวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงมีมากมายหลายแบบด้วยกัน ยกตัวอย่างเช่น วงจรที่อาศัยศักดาตกคร่อมไดโอดเป็นหลัก [9,12] แต่เนื่องจากไดโอดต้องการศักดาตกคร่อมระหว่างขั้วประมาณ 0.6 V ทำให้ไม่สามารถใช้ได้กับสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าหรือใกล้เคียงกับศักดาตกคร่อมไดโอดได้ และยังมีคามผิดเพี้ยนสูงเมื่อสัญญาณมีขนาดที่ใกล้เคียงกับศักดาไดโอด ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาทางด้านวงจรขึ้นเพื่อลดผลของศักดาตกคร่อมไดโอด วงจรในช่วงแรกที่มีการพัฒนาขึ้นคือวงจรจำกัดศักดา โดยใช้ไดโอดเป็นตัวป้อนกลับในวงจรขยายแบบใช้ออปแอมป์ [13] การใช้งานออปแอมป์ในวงจรจำกัดศักดานี้ จะเป็นผลทำให้สมรรถนะทางความถี่สูงถูกจำกัดโดยตัวออปแอมป์และไม่เหมาะสมที่จะนำมาพัฒนาเป็นวงจรรวม เนื่องจากออปแอมป์เป็นวงจรมหาศาลที่ต้องใช้เนื้อที่ของแผ่นสารกึ่งตัวนำมากทำให้ไม่เป็นการประหยัด และมีช่วงปฏิบัติการในย่านแคบ ตลอดจนความไม่เป็นไปตามอุดมคติของออปแอมป์เป็นผลทำให้คุณสมบัติของวงจรไม่เป็นไปตามที่คาดไว้ ในปี ค.ศ. 1978 ได้มีการเสนองจรที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้หลักการออกแบบวงจรรวมขึ้น [14] โดยการทำงานของวงจรจะอาศัยคุณสมบัติช่วงอิมิต์ของวงจรเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสใกล้จะอิมิต์ เป็นผลให้คุณสมบัติของวงจรมีความผิดเพี้ยนไม่เป็นไปตามที่ต้องการ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาทางด้านวงจรขึ้นโดยให้ชื่อว่า วงจรจำกัดกระแส (current limiter) [15] โดยการออกแบบวงจรจะใช้หลักการของวงจรรวมและการทำงานของวงจรจะอยู่ในรูปกระแส คุณสมบัติของวงจรสามารถกำหนดช่วงความเป็นเชิงเส้นได้อย่างแม่นยำและมีความเป็นเชิงเส้นสูงตลอดจนผลตอบสนองทางความถี่จะมีค่าสูง แต่วงจรจำกัดกระแสดังกล่าวมีข้อจำกัดในการใช้งานเนื่องจากวงจรจะมีอัตราขยายกระแสที่คงที่ที่ค่าหนึ่ง และยังไม่สามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันแบบไม่ต่อเนื่องได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนองจรความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงแบบใหม่โดยใช่วงจรขยายความนำ โดยวงจรขยายความนำจะมีคุณสมบัติโดยทั่วไปคือ ให้สัญญาณจุดออกเป็นกระแส มีความต้านทานจุดเข้าที่สูง และสามารถที่จะควบคุมอัตราการขยายกระแสได้ด้วยกระแสควบคุมภายนอก จากคุณสมบัติของวงจรขยายความนำดังกล่าวสามารถที่จะนำมาพัฒนาวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่สามารถกำหนดช่วงความเป็นเชิงเส้นได้อย่างเที่ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรง สามารถปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้มีความสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันใด ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิสูง เนื่องจากสามารถลดผลกระทบของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าขยายความนำของวงจขยายความนำได้ ตลอดจนผลตอบแทนทางความถี่จะมีค่าสูง โดยรูปแบบของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นนี้จะขอลำถึงในบทที่ 4

## 2.4 บทสรุป

ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วิธีประมาณค่าด้วยฟังก์ชันตรรกยะจะมีความยุ่งยากในการออกแบบวงจรเป็นอย่างมาก เนื่องจากฟังก์ชันที่เปลี่ยนไปจะต้องทำการออกแบบวงจรโพลีโนเมียลใหม่ทั้งหมด ในขณะที่วิธีการประมาณค่าฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ ในส่วนของวงจรจะเปลี่ยนเพียงค่าความชันและจุดเริ่มของความเป็นเชิงเส้นเท่านั้น ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกกว่าและยังเป็นวิธีที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย



## บทที่ 3

# หลักการและสมรรถนะของวงจรถยายความนำ

### 3.1 บทนำ

วงจรถยายความนำหรือโอทีเอเป็นวงจรถ่ายสำเร็จที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกันเช่น LM13600, CA3080 และ CA3082 เป็นต้น ดังนั้นจึงสามารถหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก โดยวงจรถยายความนำจะทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาที่จุดเข้าให้เป็นกระแสที่จุดออกหรือที่เรียกว่า “แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกรวมด้วยศักดา” (voltage-controlled current source: VCCS) สำหรับคุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรถยายความนำจะมีความต้านทานจุดเข้าและจุดออกที่สูง อีกทั้งยังสามารถที่จะควบคุมค่าความนำ (transconductance gain:  $g_m$ ) ได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก จากคุณสมบัติของวงจรถยายความนำดังกล่าวสามารถที่จะนำมาพัฒนาเป็นวงจรถ่ายเชิงเส้นแบบช่วงได้อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

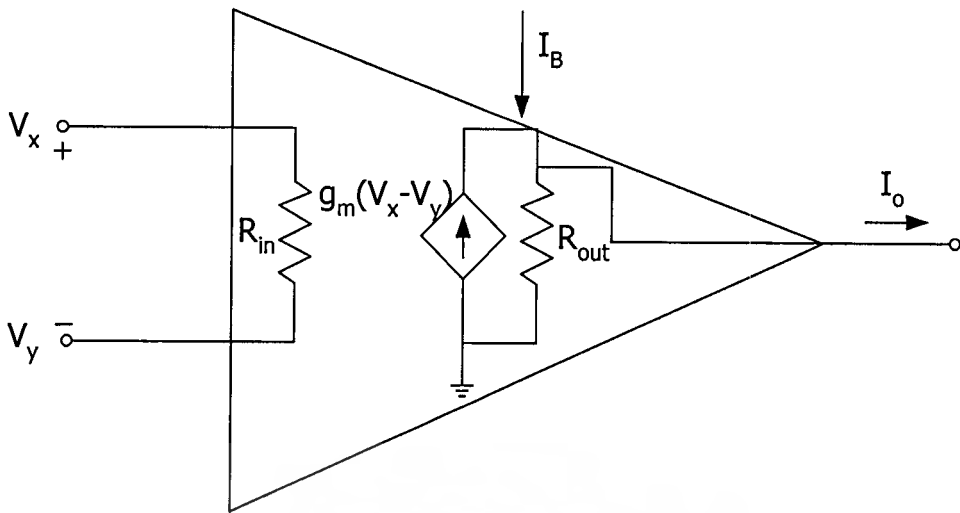
### 3.2 หลักการและวงจรรวมพื้นฐานของวงจรถยายความนำ



รูปที่ 3.2.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของวงจรถยายความนำ

จากรูปที่ 3.2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของวงจรถยายความนำ [16] เนื่องจากจุดเข้าของวงจรถยายความนำมีโครงสร้างเป็นวงจรถยายความแตกต่าง ถ้าสัญญาณความแตกต่างที่จุดเข้าของวงจรถยายความนำมีค่าน้อยกว่า 50 mV [17] จะได้วงจรสมมูลย์ของวงจรถยายความนำแสดงดังในรูปที่ 3.2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำสำหรับสัญญาณจุดเข้าที่มีขนาดเล็ก

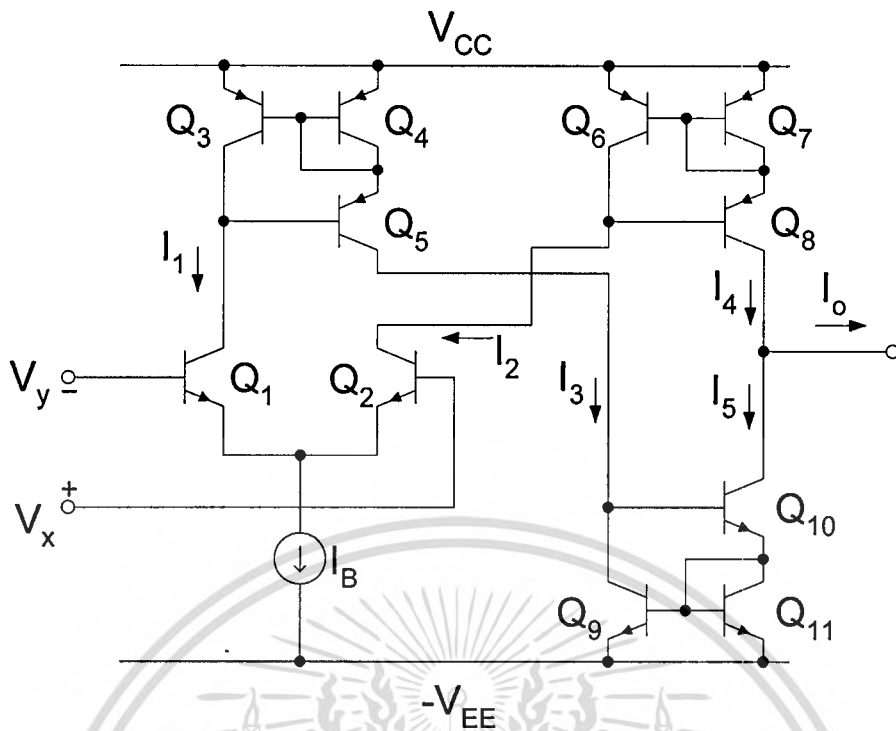
จากรูปที่ 3.2.2 กระแส  $I_B$  คือกระแสควบคุมจากภายนอก (bias current) โดยใช้ควมคุมค่าความนำ  $g_m$  ของวงจรขยายความนำดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.2.1)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ ค่าศักดาที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ (thermal voltage) [12] ซึ่งจะได้กล่าวถึงเพิ่มเติมในเนื้อหาต่อไป

โครงสร้างพื้นฐานเบื้องต้นของวงจรขยายความนำดังแสดงในรูปที่ 3.2.3 จะประกอบไปด้วยวงจรขยายความแตกต่าง  $Q_1$  และ  $Q_2$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง 3 วงจร ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_3$ - $Q_5$ ,  $Q_6$ - $Q_8$  และ  $Q_9$ - $Q_{11}$  สำหรับการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 3.2.3 นี้จะกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพงษ์กันทุกประการ ค่าอัตราการขยายกระแส ( $h_{fe}$ ) มีค่าสูงมาก ๆ หรือค่า  $\beta \gg 1$  เพื่อให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสของคอลเลกเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า  $V_x$  เท่ากับที่จุดเข้า  $V_y$  หรือ  $V_x - V_y = 0$  กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หรือกระแส  $I_1$  จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_2$  หรือกระแส  $I_2$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $I_B/2$  นั้นเอง ในขณะเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_3$ - $Q_5$  และ  $Q_6$ - $Q_8$  จะทำการสะท้อนกระแส ทำให้กระแส  $I_1$  เท่ากับกระแส  $I_3$  และกระแส  $I_2$  เท่ากับกระแส  $I_4$  ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_9$ - $Q_{11}$  จะทำให้กระแส  $I_3$  เท่ากับกระแส  $I_5$  ดังนั้นในกรณีที่  $V_x - V_y = 0$  จะหาค่ากระแสที่จุดออก  $I_o$  ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.3 วงจรรวมพื้นฐานแบบหนึ่งของวงจรถยายความนำซึ่งให้วงจรมูลยุดังแสดงในรูปที่

3.2.2

$$I_o = I_4 - I_5 = I_2 - I_1 = 0 \quad (3.2.2)$$

แต่ถ้าป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า  $V_x$  มากกว่าที่จุดเข้า  $V_y$  หรือ  $V_x > V_y$  สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่เท่ากันเพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) และศักย์ไฟฟ้าระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) มีความสัมพันธ์กันดังสมการต่อไปนี้

$$I_C = I_S \exp \frac{qV_{BE}}{kT} \quad (3.2.3)$$

เมื่อ  $I_S$  คือ ค่ากระแสย้อนกลับอิมิตัว

$k$  คือ ค่าคงที่ของโบลทซ์มาน (Boltzman constant) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

$q$  คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19}$  คูลอมบ์

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยของสเคลวิน (K)

และ  $kT/q$  นี้มีค่าเทียบเท่าเป็นค่าศักย์ไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์

$V_T$  มีค่าประมาณ 26 mV ที่ 300K ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีพื้นที่รอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อเบส-อีมิเตอร์เท่ากัน จะได้ว่าค่ากระแสย้อนกลับอิมิตัว  $I_s$  จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผลต่างของศักดา  $V_x$  และ  $V_y$  กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ดังต่อไปนี้

$$(V_x - V_y) = \left( \frac{kT}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \quad (3.2.4)$$

เมื่อ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  หรือกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ตามลำดับ ถ้าค่าผลต่างของศักดา  $V_x$  และ  $V_y$  มีค่าเล็กน้อย ๆ ประมาณเป็นมิลลิโวลต์ (mV) แล้ว จะได้  $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_B/2$  หรืออัตราส่วน  $I_{C2}/I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้ 1 จากอนุกรมของเทเลอร์ (Taylor's series expansion) ซึ่งมีรูปแบบดังต่อไปนี้

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0)}{2!}x^2 + \frac{f'''(0)}{3!}x^3 + \dots \quad (3.2.5)$$

จากสมการที่ (3.2.5) ถ้ากำหนดให้  $f(x) = e^x$  จะได้ว่า

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (3.2.6)$$

ถ้ากำหนดค่าให้

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (3.2.7)$$

แทนค่าจากสมการที่ (3.2.7) ลงในสมการที่ (3.2.6) จะได้ว่า

$$e^x = e^{\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (3.2.8)$$

จากสมการที่ (3.2.8) ถ้าประมาณค่าของอนุกรมเทเลอร์เพียงแค่ 2 เทอมแรกจะได้ว่า

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong 1 + x \quad (3.2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$x \cong \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (3.2.10)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.2.7) กับ (3.2.10) จะได้ว่า

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (3.2.11)$$

จากสมการที่ (3.2.4) และ (3.2.11) จะประมาณได้ว่า

$$(V_x - V_y) \cong \frac{kT}{qI_{C1}} (I_{C2} - I_{C1}) = \frac{kT}{qI_B/2} (I_{C2} - I_{C1}) \quad (3.2.12)$$

จากสมการที่ (3.2.2) จะได้ว่า

$$(V_x - V_y) = \frac{2kT}{qI_B} (I_2 - I_1) = \frac{2kT}{qI_B} I_o \quad (3.2.13)$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_B}{2 \left( \frac{kT}{q} \right)} (V_x - V_y) \quad (3.2.14)$$

หรือ

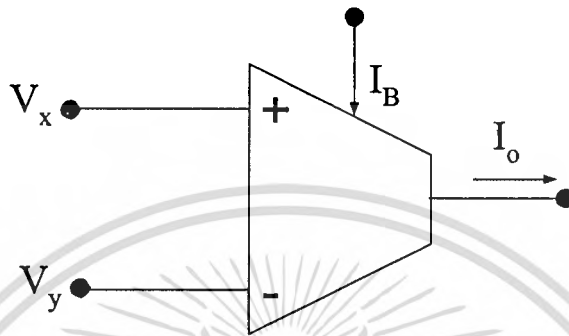
$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} (V_x - V_y) \quad (3.2.15)$$

จากสมการที่ (3.2.1) จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรถายความนำ  $I_o$  มีค่าดังนี้

$$I_o = g_m (V_x - V_y) \quad (3.2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสรุปได้ว่า สามารถปรับเปลี่ยนค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยการปรับค่ากระแสควบคุม  $I_B$  ถ้าสัญญาณที่จุดเข้าของวงจรขยายความนำมีค่าน้อยพอควรแล้ว  $I_{C2}/I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่จุดเข้าและกระแสที่จุดออกของวงจรขยายความนำดังแสดงในสมการที่ (3.2.16) กล่าวคือ วงจรขยายความนำจะทำงานได้ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่จุดเข้าและกระแสที่จุดออกเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 3.2.4 สัญลักษณ์ของวงจรรวมพื้นฐานของวงจรขยายความนำดังแสดงในรูปที่ 3.2.3

### 3.3 สมรรถนะของวงจรขยายความนำ

#### 3.3.1 ความนำจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็ของวงจรขยายความนำ

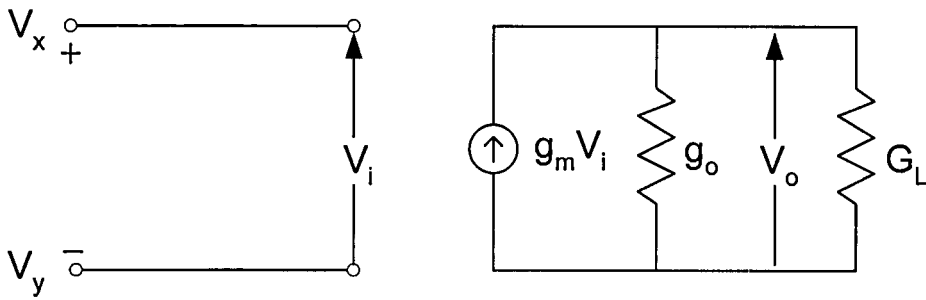
จากวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยศักดา ดังนั้นคุณสมบัติที่สำคัญของแหล่งจ่ายกระแสตามอุดมคติที่ต้องคำนึงถึง นั่นก็คือ ความต้านทานหรือความนำต่อสัญญาณขนาดเล็ที่จุดออก จากรูปที่ 3.2.2 สามารถแสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำสำหรับสัญญาณจุดเข้าที่มีขนาดเล็กได้อีกรูปแบบหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.3.1 โดยศักดาที่จุดออก  $v_o$  จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$v_o = \left( \frac{g_m}{g_o + G_L} \right) v_i \quad (3.3.1)$$

เมื่อ  $G_L = \frac{1}{R_L}$  เป็นค่าความนำของโหลด

ดังนั้นจะได้อัตราขยายศักดา  $A_v$  มีค่าดังต่อไปนี้

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left( \frac{g_m}{g_o + G_L} \right) \quad (3.3.2)$$



รูปที่ 3.3.1 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำสำหรับสัญญาณจุดเข้าที่มีขนาดเล็ก จากรูปที่ 3.2.2 ในรูปแบบของความนำ

จากรูปที่ 3.2.3 และรูปที่ 3.3.1 ภายใต้เงื่อนไขที่กระแสจุดออกของวงจรขยายความนำมีค่าน้อยมาก ๆ จะได้ว่า  $I_4 = I_5 = I_B/2$  และความนำต่อสัญญาณขนาดเล็กที่จุดออก  $g_o$  จะพิจารณาจากผลรวมของค่าความนำจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson  $Q_6-Q_8$  และ  $Q_9-Q_{11}$  หรือค่าความนำของขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_8$  และของทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$  ตามลำดับ [11] โดยจะมีค่าดังนี้

$$g_o = g_{o8} + g_{o10} = \frac{2I_4}{\beta V_A} + \frac{2I_5}{\beta V_A} \quad (3.3.3)$$

หรือ

$$g_o = \frac{2\left(\frac{I_B}{2}\right)}{\beta V_A} + \frac{2\left(\frac{I_B}{2}\right)}{\beta V_A} = \frac{I_B}{\beta V_A} + \frac{I_B}{\beta V_A} = \frac{2I_B}{\beta V_A} \quad (3.3.4)$$

เมื่อ  $V_A$  คือค่าศักดาจุดเริ่ม (Early Voltage)

$\beta$  คืออัตราขยายของทรานซิสเตอร์

จากสมการ (3.3.2) จะได้อัตราขยายศักดามีค่าสูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้  $A_{v(max)}$  เมื่อพิจารณาภายใต้เงื่อนไขวงจรวงเปิด และค่าความนำของโหลดมีค่าเป็นศูนย์หรือความต้านทานของโหลดมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งจะได้ว่า

$$A_{v(max)} = \frac{g_m}{g_o} \quad (3.3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.3.4) ลงในสมการที่ (3.3.5) จะได้ว่า

$$A_{v(\max)} = \frac{\beta V_A g_m}{2I_B} \quad (3.3.6)$$

หรือแทนค่าของ  $g_m$  จากสมการที่ (3.2.1) ลงในสมการที่ (3.3.6) จะได้ว่า

$$A_{v(\max)} = \frac{\beta V_A}{4V_T} \quad (3.3.7)$$

ในการพิจารณาอัตราขยายสัปดาห์ค่าสูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และถ้าค่าของสัปดาห์ค่าจุดเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นและชนิดพีเอ็นพีทุก ๆ ตัวในวงจร  $V_A$  มีค่าเท่ากับ 100V (MIN), อัตราขยายของทรานซิสเตอร์  $\beta$  มีค่าเท่ากับ 50 (MIN) [18] และสัปดาห์ค่าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์  $V_T$  มีค่าเท่ากับ 26mV ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยายสัปดาห์ค่าสูงสุด  $A_{v(\max)}$  มีค่าเท่ากับ 50,000 หรือประมาณ 94 dB ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรขยายความนำเป็นวงจรที่มีอัตราขยายสัปดาห์ค่าแบบวงจรเปิดมีค่าที่สูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายสัปดาห์ค่าที่ถูกควบคุมด้วยสัปดาห์ค่าที่มีโครงสร้างเป็นออปแอมป์

### 3.3.2 การควบคุมค่าความนำของวงจรขยายความนำ

วงจรขยายความนำจะเป็นวงจรที่มีความไวต่อสัญญาณขนาดเล็กมาก ๆ และวงจรขยายความนำสามารถควบคุมค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก  $I_B$  ดังแสดงในสมการที่ 3.2.1 ในการนำวงจรขยายความนำไปใช้งานจำพวกไมโครโพรเซสเซอร์ ค่าความนำ  $g_m$  สามารถกำหนดให้มีค่าได้ต่ำถึง 1  $\mu\text{A}$  [18] และจากคุณสมบัติของวงจรขยายความนำสามารถกำหนดค่าความนำ  $g_m$  ได้สูงถึง 2 mA ดังนั้นช่วงของการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำ  $g_m$  สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ถึง 4 เท่ากำลังของสิบ (decade)

ตารางที่ 3.3.1 ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง และอัตราสัปดาห์ค่าจะเป็นฟังก์ชันของค่ากระแสควบคุม  $I_B$  เมื่อกำหนดค่าเก็บประจุ  $C_{\text{NET}} = 10\text{pF}$

$I_B$	$f_U$ (MHz)	SR (V/ $\mu\text{s}$ )
1 $\mu\text{A}$	0.318	0.1
10 $\mu\text{A}$	3.18	1.0
100 $\mu\text{A}$	31.8	10
1 mA	318.0	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจัยที่สำคัญของการทำงานของวงจรมีความนำในระดับไมโครเพาเวอร์ คือ ช่วงของแบนด์วิดท์ (bandwidth) และความเร็ว ซึ่งทั้งสองปัจจัยนี้จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับกระแสควบคุม  $I_B$  ดังแสดงในตารางที่ 3.3.1 ซึ่งเป็นตารางที่แสดงค่าของความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง (gain-bandwidth product: GBW) หรือ  $f_U$  และอัตราสลูว์ (slewing rate: SR) เมื่อกระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าต่าง ๆ โดยการกำหนดค่าเก็บประจุ  $C_{NET}$  ในสมการที่ (3.3.13) มีค่าเท่ากับ 10pF ตัวอย่างเช่น ถ้ากระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าเท่ากับ 1  $\mu$ A จะได้ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง  $f_U$  มีค่าเท่ากับ 0.318kHz และอัตราสลูว์ SR มีค่าเท่ากับ 0.1V/ $\mu$ s

นอกจากนั้นอัตราสลูว์ต่อสัญญาณจุดเข้าของวงจรมีความนำยังขึ้นอยู่กับอัตราขยายแบบวงเปิดด้วย โดยค่าอัตราขยายแบบวงเปิดจะมีค่าลดลงถ้ากระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าน้อยลง ถึงแม้ว่าค่าของความต้านทานโหลด  $R_L$  จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นก็ตาม ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.3.9) ซึ่งการเพิ่มค่าของความต้านทานโหลดก็ไม่ได้มีผลทำให้ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่งเพิ่มมากขึ้นเช่นเดียวกัน จากตารางที่ 3.3.1 แสดงให้ทราบว่าถึงแม้วงจรมีความนำในระดับไมโครเพาเวอร์จะมีความถี่ที่ช้ามาก ๆ เมื่อกระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นจนอยู่ในช่วงมิลลิแอมแปร์ หรือช่วงของแบนด์วิดท์และอัตราสลูว์จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อกระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นจนกระแสควบคุม  $I_B$  มีค่าเท่ากับ 1mA แต่ถ้ากระแสควบคุม  $I_B$  มีค่ามากเกินไปแล้วผลจากค่าความเก็บประจุในส่วนอื่นของวงจรและผลกระทบอื่น ๆ จะเริ่มมีผลต่อความเป็นเชิงเส้นของการเพิ่มขึ้นของช่วงของแบนด์วิดท์และอัตราสลูว์

จากรูปที่ 3.3.2 เป็นการแสดงการต่อวงจรมีความนำในลักษณะของวงจรแบบวงปิด โดยความต้านทานในส่วนของการป้อนกลับ  $R_F$  จะถูกพิจารณาให้เป็นส่วนหนึ่งของความต้านทานรวมทั้งส่วนของโหลด  $R_{NET}$  ซึ่งจะได้ความต้านทานรวมทั้งส่วนของโหลด  $R_{NET}$  มีค่าดังนี้

$$R_{NET} \cong [R_L \parallel R_F] \quad (3.3.8)$$

ดังนั้นจะได้ค่าอัตราขยายแบบวงปิดมีค่าดังนี้

$$A_{VOL}(0) = g_m R_{NET} = \frac{I_B}{2V_T} R_{NET} \quad (3.3.9)$$

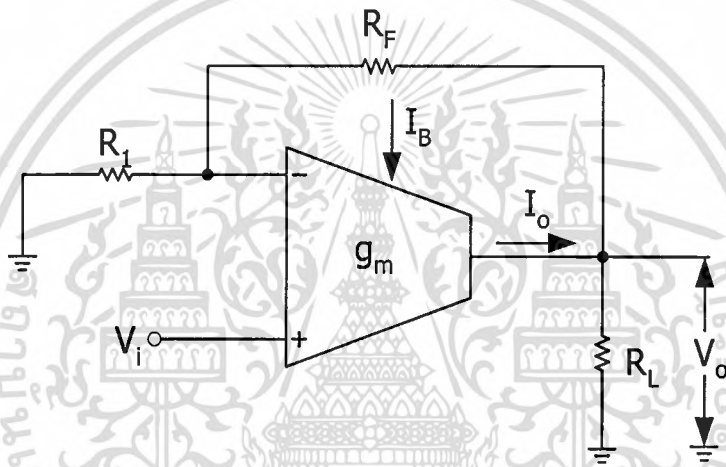
และจะได้ค่าอัตราขยายแบบวงปิดมีค่าดังนี้

$$A_{VCL}(0) = 1 + \left( \frac{R_F}{R_I} \right) \quad (3.3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $A_{VOL}(0) > A_{VCL}(0)$

ถ้ากลับไปพิจารณาวงจรรวมพื้นฐานของวงจรขยายความนำในรูปที่ 3.2.3 อีกครั้ง ถ้ามองเข้าไปในวงจรจากจุดเข้าจะพบว่า มีเพียงจุดเดียวเท่านั้นในวงจรที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง จุดนั้นก็คือจุดออกของวงจร ณ บริเวณรอยต่อของขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_8$  และของทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$  โดยที่จุดต่ออื่นภายในวงจรจะเป็นจุดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ถ้ามีการไบอัสไปข้างหน้าระหว่างขาเบสและอีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ระหว่างจุดต่อเหล่านี้กับสัปดาห์ดิน ดังนั้นค่าความต้านทานรวมทั้งส่วนของโหลด  $R_{NET}$  และค่าเก็บประจุรวมทั้งส่วนของโหลด  $C_{NET}$  ณ จุดออกจะถูกนำมาพิจารณาผลต่อตอบสนองทางความถี่ของระบบแบบวงจรเปิด



รูปที่ 3.3.2 วงจรแบบวงปิดของวงจรขยายความนำ

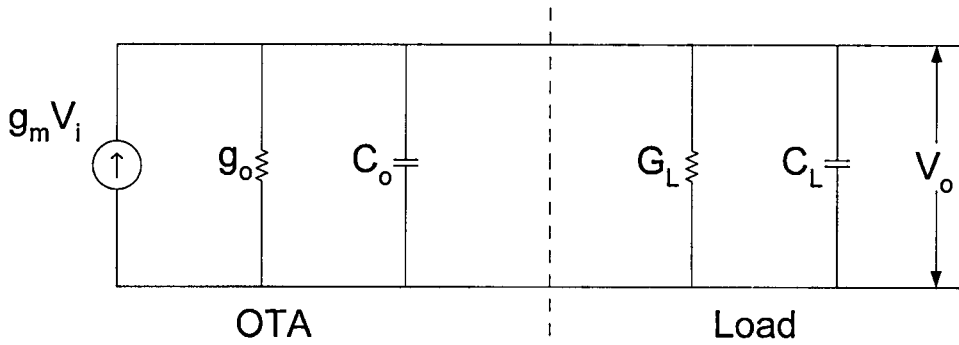
ในการพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบแบบวงจรเปิด จะใช้วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำต่อสัญญาณสลับขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ 3.3.3 โดยค่าความนำจุดออก  $g_o$  จะเป็นผลรวมจากค่าความนำคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_8$  และของทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$  ส่วนค่าเก็บประจุรวมทั้งหมดของโหลดที่มองเข้าไปในวงจรขยายความนำที่จุดออก  $C_o$  จะเป็นผลมาจาก

$$C_o = C_{CB8} + C_{CB10} \quad (3.3.11)$$

ส่วนโหลดที่ต่อกับจุดออกของวงจรขยายความนำจะถูกพิจารณาอยู่ในเทอมของความนำจุดเข้า  $G_L$  และค่าเก็บประจุจุดเข้า  $C_L$  โดยได้กำหนดให้

$$g_{NET} = g_o + G_L \quad (3.3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3.3 วงจรสมมูลของวงจรขยายความนำต่อสัญญาณสลับขนาดเล็ก

$$C_{NET} = C_o + C_L \quad (3.3.13)$$

และ

$$Y_{NET} = g_{NET} + j\omega C_{NET} \quad (3.3.14)$$

จะได้ค่าอัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าดังนี้

$$A_{VOL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m}{Y_{NET}} = \frac{g_m}{g_{NET} + j\omega C_{NET}} \quad (3.3.15)$$

จากสมการที่ (3.3.15) เมื่อความถี่  $\omega$  มีค่าเท่ากับ 0 จะได้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าดังนี้

$$A_{VOL}(0) = \frac{g_m}{g_{NET}} \quad (3.3.16)$$

ถ้ากำหนดให้

$$\omega_1 = \frac{g_{NET}}{C_{NET}} \quad (3.3.17)$$

และ

$$f_1 = \frac{g_{NET}}{2\pi C_{NET}} \quad (3.3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ค่าอัตราขยายแบบวงเปิด มีค่าดังนี้

$$A_{VOL}(f) = \frac{A_{VOL}(0)}{1 + j(\omega/\omega_1)} = \frac{A_{VOL}(0)}{1 + j(f/f_1)} \quad (3.3.19)$$

แบนด์วิดท์ของอัตราขยายแบบวงเปิด จะพิจารณาได้จาก

$$BW_{OL} = f_1 = \frac{g_{NET}}{2\pi C_{NET}} \quad (3.3.20)$$

โดยทั่วไปแล้ว  $G_L \gg g_0$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.3.12) จะได้ว่า

$$BW_{OL} \cong \frac{G_L}{2\pi C_{NET}} \cong \frac{1}{2\pi R_L C_{NET}} \quad (3.3.21)$$

ถ้า  $f \gg f_0$  หรือ  $f \gg BW_{OL}$  จะได้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าดังนี้

$$A_{VOL}(f) = \frac{A_{VOL}(0)}{j(f/f_1)} = \frac{A_{VOL}(0)f_1}{jf} \quad (3.3.22)$$

จากความสัมพันธ์ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง  $f_U$  ซึ่งพิจารณาจาก

$$f_U = A_{VOL}(0)f_1 = A_{VOL}(0)BW_{OL} \quad (3.3.23)$$

จากสมการที่ (3.3.16) และ (3.3.20) จะได้ความสัมพันธ์ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง  $f_U$  มีค่าดังนี้

$$f_U = GBW = \frac{g_m}{g_{NET}} * \frac{g_{NET}}{2\pi C_{NET}} = \frac{g_m}{2\pi C_{NET}} \quad (3.3.24)$$

ซึ่งค่าของความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง  $f_U$  ดังสมการที่ (3.3.24) นี้จะมีรูปแบบเช่นเดียวกับค่าที่พิจารณาจากแหล่งจ่ายศักดาที่ถูกควบคุมด้วยศักดาที่มีโครงสร้างเป็นออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงปิดมีค่าเท่ากับหนึ่งจะมีค่าเท่ากับความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่งเช่นเดียวกัน ดังนั้นจะได้ว่า

$$f_U = A_{vCL}(0)BW_{CL} \quad (3.3.25)$$

จากสมการที่ (3.3.24) และ (3.3.25) จะได้แบนด์วิดท์ของอัตราขยายแบบวงปิด มีค่าดังนี้

$$BW_{CL} = \frac{f_U}{A_{vCL}(0)} = \frac{g_m}{2\pi C_{NET} A_{vCL}(0)} \quad (3.3.26)$$

แทนค่าจากสมการที่ (3.2.1) ลงในสมการที่ (3.3.26) จะได้

$$BW_{CL} = \frac{I_B}{4V_T \pi C_{NET} A_{vCL}(0)} \quad (3.3.27)$$

จากสมการที่ (3.3.27) จะได้ว่าแบนด์วิดท์ของอัตราขยายแบบวงปิด  $BW_{CL}$  นั้นสามารถควบคุมค่าได้ด้วยกระแสควบคุม  $I_B$  จากคุณสมบัติดังกล่าวมีผลทำให้วงจรขยายความนำเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ ได้ดี ดังเช่น นำไปสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำที่สามารถควบคุมความถี่ตัด (cutoff frequency) ได้ด้วยกระแสควบคุม  $I_B$  [18]

เมื่อวงจรขยายความนำทำงานภายใต้เงื่อนไขของวงปิด สัญญาณความแตกต่างของค่าศักดาที่จุดเข้าจะมีค่าเท่ากับศักดาที่จุดออกหารด้วยอัตราขยายแบบวงเปิด ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้โดยทั่วไปแล้วมักจะมีค่าน้อยมากคือมีค่าอยู่ในหน่วยมิลลิโวลต์ ดังนั้นวงจรขยายความนำเมื่อทำงานภายใต้เงื่อนไขของวงปิด จะต้องมีสัญญาณความแตกต่างของค่าศักดาที่จุดเข้าเป็นสัญญาณขนาดเล็ก วงจรขยายความนำจึงจะการทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น และเมื่อวงจรขยายความนำทำงานภายใต้เงื่อนไขของวงเปิด จะได้อัตราขยายแบบวงเปิดมีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นจึงมีผลทำให้เกิดข้อจำกัดในการใช้งานวงจรขยายความนำขึ้นเนื่องจากสัญญาณความแตกต่างของค่าศักดาที่จุดเข้าจะต้องมีค่าไม่เกิน 50mV ถ้าสัญญาณความแตกต่างของค่าศักดาที่จุดเข้ามีค่ามากกว่านี้จะมีผลทำให้วงจรขยายความนำมีการทำงานอยู่ในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้นและจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่จุดออก

### 3.4 บทสรุป

วงจรรขยายความนำจะทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาที่จุดเข้าให้เป็นกระแสที่จุดออกหรือที่เรียกว่า “แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยศักดา” และสามารถที่จะควบคุมค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก  $I_B$  ดังนั้นกระแสจุดออกของวงจรรขยายความนำ  $I_o$  จะแปรผันตรงกับ  $I_B$  จากคุณสมบัติของวงจรรขยายความนำดังกล่าวสามารถที่จะนำมาพัฒนาเป็นวงจรรเชิงเส้นแบบช่วงได้ อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป แต่อย่างไรก็ตามปัญหาที่ต้องระมัดระวังในการนำวงจรรขยายความนำไปใช้งานในสถานะที่มีการแปรปรวนของอุณหภูมิสูง คือ อิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม  $V_T$  และข้อจำกัดในการใช้งานของสัญญาณความแตกต่างที่จุดเข้าของวงจรรขยายความนำจะต้องมีค่าน้อยกว่าประมาณ 50 mV



## บทที่ 4

### วงจรเชิงเส้นแบบช่วง

### เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น

#### 4.1 บทนำ

ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมีประสิทธิภาพและมีความแม่นยำสูงจะใช้วิธีการประมาณค่าความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ โดยวงจรขยายความนำที่ใช้จะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ สำหรับคุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรขยายความนำจะให้สัญญาณจุดออกเป็นกระแส มีความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกสูง และสามารถที่จะควบคุมอัตราขยายกระแสได้ด้วยกระแสควบคุมภายนอก นอกจากนี้วงจรขยายความนำยังเป็นวงจรที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM13600, CA3080 และ CA3280 เป็นต้น ทำให้สามารถที่จะหาซื้อได้ง่าย ราคาถูก จากคุณสมบัติของวงจรขยายความนำดังกล่าวสามารถที่จะนำมาพัฒนาวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่สามารถกำหนดช่วงความเป็นเชิงเส้นได้อย่างเที่ยงตรง สามารถปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้มีความสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันใด ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิสูง เนื่องจากได้ออกแบบวงจรให้สามารถลดผลกระทบของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าความนำของวงจรขยายความนำได้ ตลอดจนผลตอบสนองทางความถี่จะมีค่าสูง

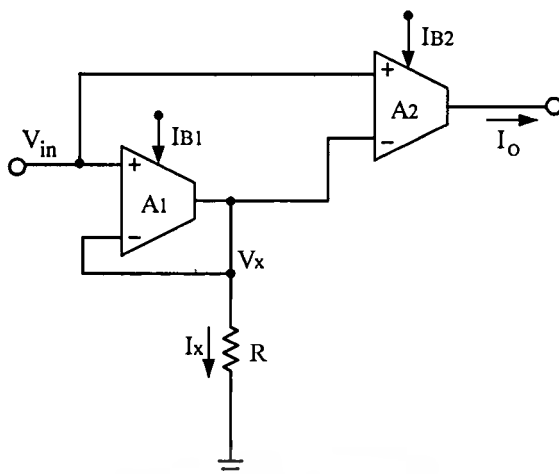
#### 4.2 รายละเอียดของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น

##### 4.2.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ในรูปที่ 4.2.1 เป็นการแสดงหลักการเบื้องต้นของวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายความนำ  $A_1$  และ  $A_2$  [19] โดยมีกระแส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  เป็นกระแสควบคุมจากภายนอกของวงจรขยายความนำ  $A_1$  และ  $A_2$  ตามลำดับ เมื่อป้อนศักดา  $V_{in} > 0$  เข้าที่จุดเข้าขา (+) ของวงจรขยายความนำ  $A_1$  ศักดา  $V_{in}$  จะถูกส่งผ่านไปยังจุดเข้าขา (-) ของวงจรขยายความนำ  $A_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_x$  แล้วศักดา  $V_x$  จะเปลี่ยนเป็นกระแส  $I_x$  ดังสมการต่อไปนี้

$$I_x = \frac{V_x}{R} \quad (4.2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส

หรือ

$$I_x = g_{m1}(V_{in} - V_x) \quad (4.2.2)$$

จากสมการที่ (4.2.1) และ (4.2.2) จะได้

$$V_x = \frac{Rg_{m1}}{(1 + Rg_{m1})} V_{in} \quad (4.2.3)$$

และในขณะเดียวกันจุดเข้าของวงจรขยายความนำ  $A_2$  ต่ออยู่กับศักดา  $V_{in}$  และศักดา  $V_x$  ที่จุดเข้าขา (+) และ (-) ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้เกิดกระแส  $I_o$  ที่จุดออก ดังสมการต่อไปนี้

$$I_o = g_{m2}(V_{in} - V_x) \quad (4.2.4)$$

เมื่อแทนค่าศักดา  $V_x$  จากสมการที่ (4.2.3) ลงในสมการที่ (4.2.4) จะได้ว่า

$$I_o = \frac{g_{m2}}{(1 + Rg_{m1})} V_{in} \quad (4.2.5)$$

จากสมการที่ (4.2.5) ถ้าออกแบบให้  $Rg_{m1} \gg 1$  จะได้กระแส  $I_o$  ประมาณค่าได้ดังนี้

$$I_o = \frac{g_{m2}}{Rg_{m1}} V_{in} \quad (4.2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.2.1) จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรขยายความนำ  $A_2$  หรือกระแส  $I_o$  ดังนี้

$$I_o = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R} \quad (4.2.7)$$

หรือ

$$I_o = A_G \frac{V_{in}}{R} \quad (4.2.8)$$

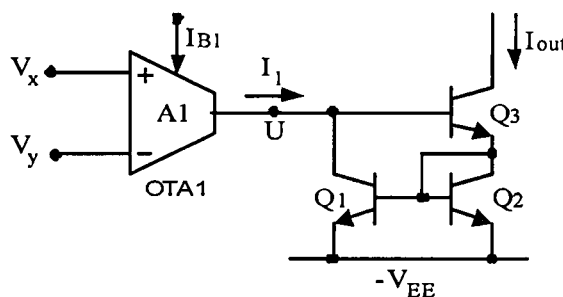
เมื่อ  $A_G$  คืออัตราขยายกระแสระหว่างกระแส  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$

จากสมการที่ (4.2.8) จะเห็นได้ว่าค่ากระแส  $I_o$  จะขึ้นอยู่กับกระแส  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$  ทำให้สามารถลดผลกระทบของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าความนำ  $g_{m2}$  และ  $g_{m1}$  ได้ ดังนั้นวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นมาจึงเป็นวงจรที่เสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิสูงและนอกจากนั้นอัตราขยายของกระแสควบคุม  $A_G$  สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

#### 4.2.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรจำกัดกระแส

หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.2.2 โดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  และ  $Q_3$  ต่อร่วมกันเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวทที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง จากวงจรขยายความนำ  $A_1$  และสมการที่ (3.2.9) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_1$  กับศักดาจุดเข้า  $(V_x - V_y)$  ดังนี้

$$I_1 = g_{m1} (V_x - V_y) \quad (4.2.9)$$



รูปที่ 4.2.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการและมีค่าอัตราขยายกระแส  $\beta \gg 1$  เพื่อลดผลกระทบของกระแสเบส จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_1$  กับ  $I_{out}$  ดังนี้

$$I_1 = \begin{cases} 0 & ; V_x < V_y \\ I_{out} & ; V_x > V_y \end{cases} \quad (4.2.10)$$

แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.2.2 จะมีข้อจำกัดในการทำงานอยู่ 2 ประการคือ ประการแรกเนื่องจากสัญญาณจุดเข้าของวงจรขยายความนำต้องมีขนาดค่าน้อยกว่าประมาณ 50mV [17] ซึ่งจะทำให้ช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกจำกัด และประการที่สองอิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม  $V_T$  จะมีผลทำให้วงจรไม่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาทางด้านวงจรขึ้นเพื่อแก้ไขข้อจำกัดในการทำงานดังกล่าว ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2.3 และ 4.2.4

#### 4.2.3 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องตันที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวก

หลักการของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องตันที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวกหรือเรียกย่อ ๆ ว่า PL<sub>p</sub> แสดงในรูปที่ 4.2.3(ก) ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_2$  และ  $A_3$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ( $Q_4 - Q_6$ ) ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยวงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_2$  จะทำหน้าที่เป็นความต้านทานที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และความต้านทาน  $R_p$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนศักดา  $V_{in}$  และ  $V_p$  ให้เป็นกระแส  $I_d$  เมื่อศักดา  $V_d$  เป็นศักดาที่คกคร่อมวงจรขยายความนำ  $A_2$  ซึ่งใช้เป็นสัญญาณจุดเข้าของวงจรขยายความนำ  $A_3$  ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  จะสามารถหาศักดา  $V_d$  และกระแส  $I_d$  ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_p}{R_p g_m + 1} \quad (4.2.11)$$

และ

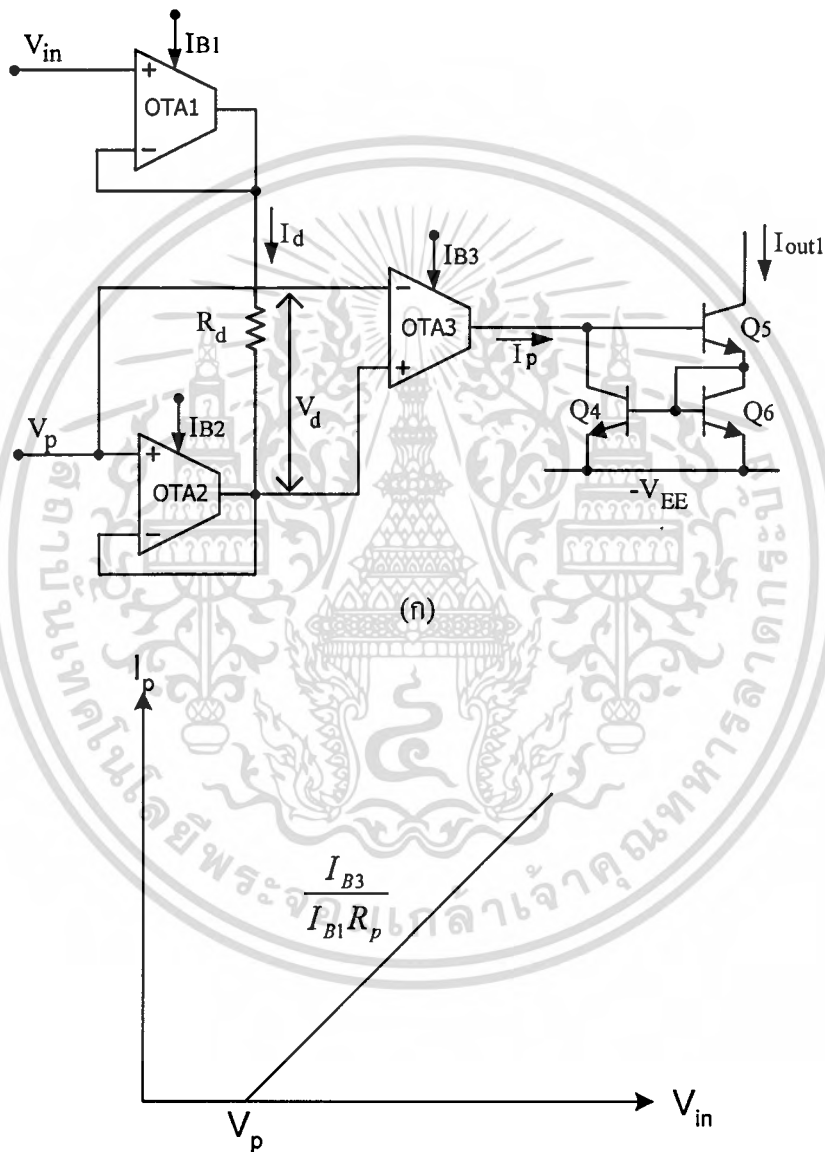
$$I_d = \frac{g_m (V_{in} - V_p)}{R_p g_m + 1} \quad (4.2.12)$$

จากสมการที่ (4.2.12) ถ้ากำหนดให้  $R_p g_m \gg 1$  จะประมาณค่าศักดา ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_p}{R_p g_m} \quad (4.2.13)$$

สำหรับวงจรมหาความนำ  $A_3$  จะหากระแสที่จุดออก  $I_p$  ได้ดังนี้

$$I_p = g_{m3} V_d \quad (4.2.14)$$



(ข)

รูปที่ 4.2.3 (ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวกหรือเรียกย่อ ๆ ว่า  $PL_p$

(ข) คุณสมบัติของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าศักดา  $V_d$  จากสมการที่ (4.2.13) ลงในสมการที่ (4.2.14) จะได้

$$I_p = (V_{in} - V_p) \frac{g_{m3}}{R_p g_m} \quad (4.2.15)$$

จากสมการที่ (3.2.1) จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรขยายความนำ  $A_3$  หรือ  $I_p$  ดังนี้

$$I_p = (V_{in} - V_p) \frac{I_{B3}}{R_p I_B} \quad (4.2.16)$$

จากสมการที่ (4.2.16) จะเห็นได้ว่าเป็นผลคูณของอุนหภูมิที่มีผลต่อค่าความนำ  $g_{m3}$  และ  $g_m$  ดังนั้นวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นมาจึงเป็นวงจรที่เสถียรภาพทางด้านอุนหภูมิสูงเช่นเดียวกับหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 4.2.1 และจากหลักการเบื้องต้นของวงจรขยายความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแสในหัวข้อ 4.2.2 จะได้กระแส  $I_{out1}$  ดังนี้

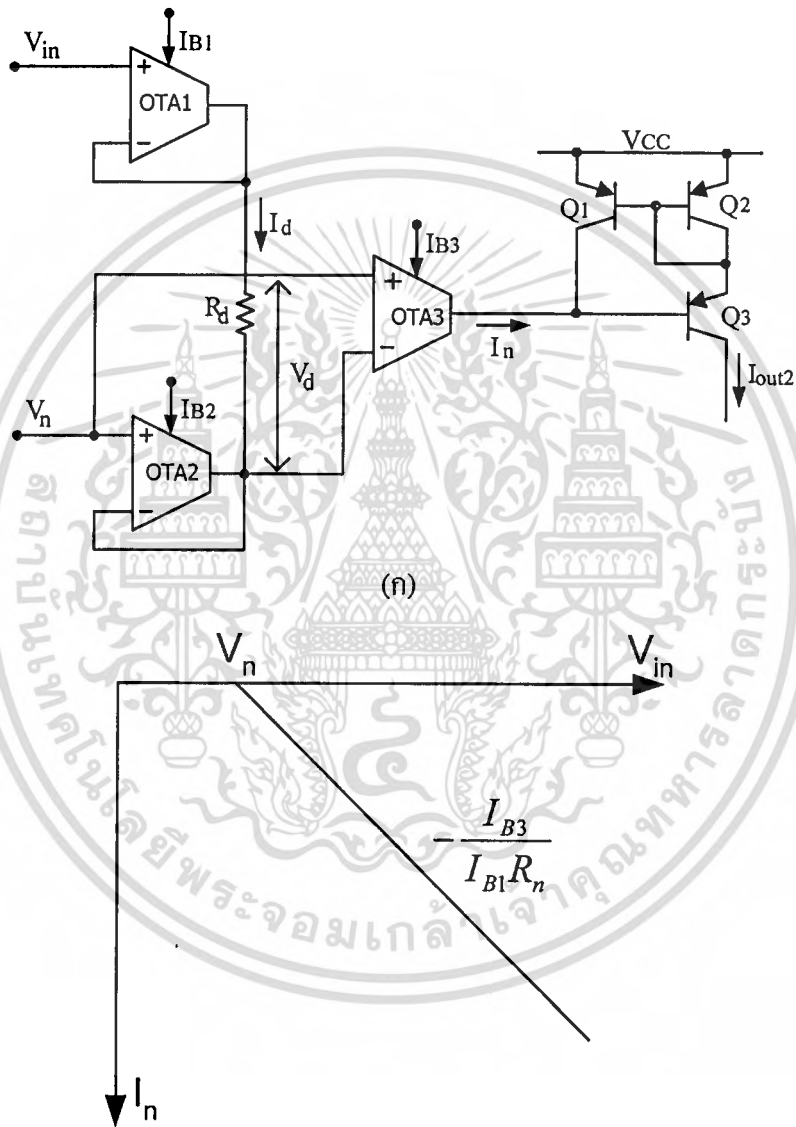
$$I_{out1} = I_p = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_p \\ (V_{in} - V_p) \frac{I_{B3}}{R_p I_B} & ; V_{in} > V_p \end{cases} \quad (4.2.17)$$

จากรูปที่ 4.2.3 (ข) แสดงคุณสมบัติของวงจรที่ให้กระแสจุดออกมีค่าเป็นบวกและอัตราส่วนระหว่างกระแสควบคุมหรือค่าความชันของเส้นคุณสมบัติสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ ซึ่งจัดได้ว่าเป็นวิธีการปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

#### 4.2.4 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นลบ

ในทำนองเดียวกันสำหรับกระแสจุดออกของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่มีค่าเป็นลบหรือเรียกย่อ ๆ ว่า  $PL_n$  ซึ่งมีหลักการแสดงดังในรูปที่ 4.2.4(ก) ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_2$  และ  $A_3$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ( $Q_1 - Q_3$ ) ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยที่จุดเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบจะยอมให้กระแสที่มีค่าเป็นลบเท่านั้นสามารถไหลผ่านในวงจรสะท้อนกระแสได้ ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$I_{out2} = I_n = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_n \\ (V_{in} - V_n) \left[ -\frac{I_{B3}}{R_p I_B} \right] & ; V_{in} > V_n \end{cases} \quad (4.2.18)$$



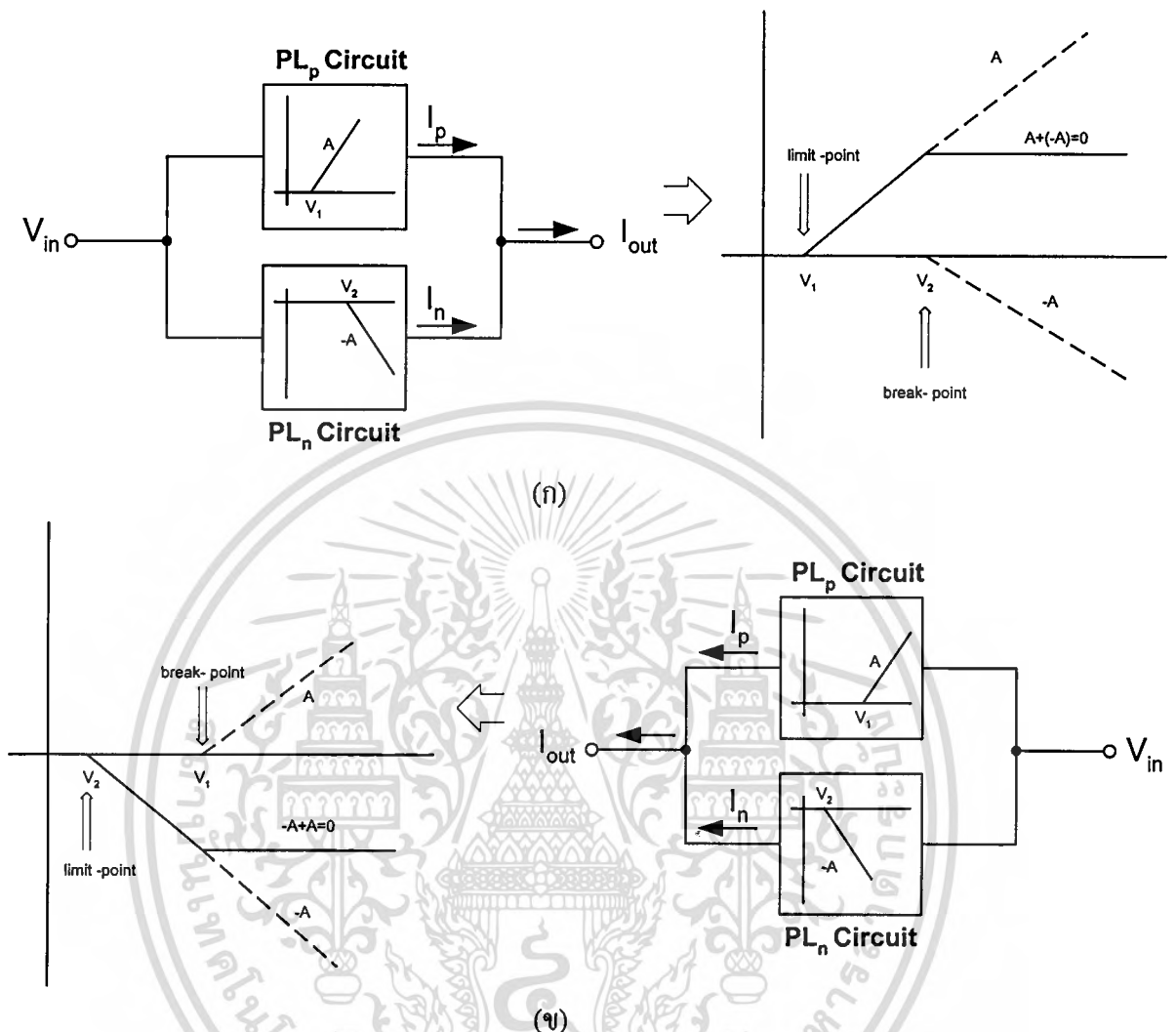
รูปที่ 4.2.4 (ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื้องต้นที่ให้กระแสจออกเป็นลบหรือเรียกย่อ ๆ ว่า

$PL_n$

(ข) คุณสมบัติของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น



รูปที่ 4.2.5 หลักการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้น

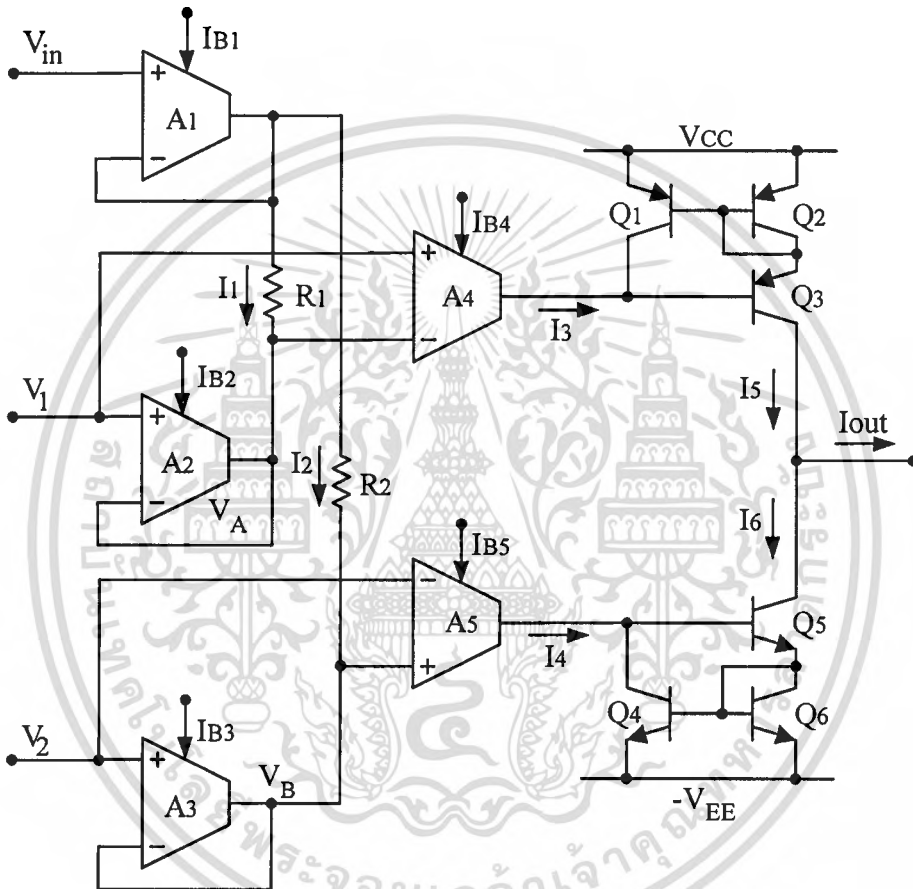
(ก) เมื่อ  $V_2 > V_1$  จะได้  $V_1$  เป็น limit-point และ  $V_2$  เป็น break-point

(ข) เมื่อ  $V_1 > V_2$  จะได้  $V_2$  เป็น limit-point และ  $V_1$  เป็น break-point

ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วง สามารถทำได้โดยการนำเอาวงจรที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่กำหนดจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นและค่าความชันในแต่ละช่วงตามที่ได้ออกแบบไว้ 2 ชุด (วงจร  $PL_p$  และ  $PL_n$ ) มาต่อร่วมกันดังแสดงในรูปที่ 4.2.5 โดยในรูปที่ 4.2.5(ก) เป็นการกำหนดให้จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นของวงจร  $PL_n$  หรือค่า  $V_2$  ให้มีค่ามากกว่าจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นของวงจร  $PL_p$  หรือค่า  $V_1$  ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่สังเคราะห์ได้จากกรณีนี้จะมีค่า  $V_1$  เป็นจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้น (limit-point) และค่า  $V_2$  เป็นจุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้น (break-point) ในทางตรงกันข้ามถ้ากำหนดให้จุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นของวงจร  $PL_p$  หรือค่า  $V_1$  ให้มีค่ามากกว่าจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นของวงจร  $PL_n$  หรือค่า  $V_2$  ดังแสดงในรูปที่ 4.2.5(ข) โดยฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่สังเคราะห์ได้จะมีค่า  $V_2$  เป็นจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้น และค่า  $V_1$  เป็นจุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้น โดยค่า  $V_1$  และค่า  $V_2$  ในรูปที่ 4.2.5 ดังกล่าวเป็นค่าศักดาที่สามารถเลือกกำหนดค่าได้ เพื่อปรับเปลี่ยนจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นของฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการสังเคราะห์ มีผลทำให้เกิดความยืดหยุ่นในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ



รูปที่ 4.2.6 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้นหรือเรียกย่อ ๆ ว่า PL

วงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำที่ได้พัฒนาขึ้นหรือเรียกย่อ ๆ ว่า PL ดังแสดงในรูปที่ 4.2.6 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำ  $A_1 - A_5$ , วงจรสะท้อนกระแสแบบลบ  $Q_1 - Q_3$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก  $Q_4 - Q_6$  ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการ จากวงจรในรูปที่ 4.2.6 จะได้ว่าวงจรขยายความนำ  $A_1, A_2$  และความต้านทาน  $R_1$  และวงจรขยายความนำ  $A_1, A_3$  และความต้านทาน  $R_2$  จะทำหน้าที่แปลงค่าความแตกต่างของศักดาที่จุดเข้า  $V_{in}$  กับศักดา  $V_1$  หรือ  $(V_{in} - V_1)$  และแปลงค่าความแตกต่างของศักดาที่จุดเข้า  $V_{in}$  กับศักดา  $V_2$  หรือ  $(V_{in} - V_2)$  ให้เป็นกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R_1$  และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทาน  $R_2$  ตามลำดับ ในการออกแบบวงจรถ้ากำหนดให้  $g_{m2}R_1 \gg 2$ ,  $g_{m3}R_2 \gg 2$  และ  $g_{m2} = g_{m3} = g_{m1}/2$  จะมีผลทำให้วงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_2$  และ  $A_3$  มีการทำงานเป็น วงจรตามคิกคา (voltage follower) ที่มีความต้านทานที่จุดเข้าสูงสำหรับคิกคาที่จุดเข้าทั้งหมดของ วงจรที่ป้อนค่าจากภายนอก  $V_{in}$ ,  $V_1$  และ  $V_2$  [20] เมื่อคิกคา  $V_A$  และ  $V_B$  มีค่าดังต่อไปนี้

$$V_A = \frac{(V_{in} - V_1)}{g_{m2}R_1 + 2} + V_1 \quad (4.2.19)$$

และ

$$V_B = \frac{(V_{in} - V_2)}{g_{m3}R_2 + 2} + V_2 \quad (4.2.20)$$

และวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ  $Q_1 - Q_3$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก  $Q_4 - Q_6$  ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่งจะยอมให้กระแสไหลผ่านได้เพียงทิศทางเดียวเท่านั้น ดังนั้นวงจรขยายความนำ  $A_4$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ  $Q_1 - Q_3$  และวงจรขยายความนำ  $A_5$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก  $Q_4 - Q_6$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแส [9] โดยจะได้ค่ากระแส  $I_3$  และ  $I_4$  ดังต่อไปนี้

$$I_3 = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_1 \\ (V_{in} - V_1) \left[ -\frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} \right] & ; V_{in} > V_1 \end{cases} \quad (4.2.21)$$

และ

$$I_4 = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_2 \\ (V_{in} - V_2) \frac{I_{B5}}{R_2 I_{B3}} & ; V_{in} > V_2 \end{cases} \quad (4.2.22)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสควบคุมของวงจรขยายความนำแทนด้วย  $G_i$  ซึ่งเป็นค่าความชันของกระแส  $I_3$  และ  $I_4$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $I_{B4}/R_1 I_{B2}$  และ  $I_{B5}/R_2 I_{B3}$  ตามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับ และกำหนดให้  $g_{m2} = g_{m3}$ ,  $g_{m4} = g_{m5}$  และ  $R_1 = R_2$  ในกรณีที่  $V_2 > V_1$  จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้น  $I_{out}$  เป็นฟังก์ชันของศักดา  $V_1$ ,  $V_2$  และค่าความชัน  $G_i$  ดังต่อไปนี้

$$I_{out}(V_1, V_2, G_i) = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_1 \\ (V_{in} - V_1) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & ; V_1 < V_{in} < V_2 \\ (V_2 - V_1) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & ; V_{in} > V_2 \end{cases} \quad (4.2.23)$$

แต่ถ้าในกรณีที่  $V_1 > V_2$  จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้น  $I_{out}$  เป็นฟังก์ชันของศักดา  $V_2$ ,  $V_1$  และค่าความชัน  $G_i$  ดังต่อไปนี้

$$I_{out}(V_2, V_1, G_i) = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_2 \\ (V_{in} - V_2) \left[ -\frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} \right] & ; V_2 < V_{in} < V_1 \\ (V_1 - V_2) \left[ -\frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} \right] & ; V_{in} > V_1 \end{cases} \quad (4.2.24)$$

ในเนื้อหาส่วนต่อไปจะขอแทนค่ากระแสที่จุดของออกวงจร  $I_{out}(V_1, V_2, G_i)$  และ  $I_{out}(V_2, V_1, G_i)$  ดังแสดงในสมการที่ (4.2.23) และ (4.2.24) ด้วย  $PL_p(V_1, V_2, G_i)$  และ  $PL_n(V_2, V_1, G_i)$  ตามลำดับ

### 4.3 สมรรถนะของวงจร

ความผิดพลาดไปจากฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการสังเคราะห์ของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้พัฒนาขึ้นมานั้น จะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์กันของทรานซิสเตอร์ในวงจร ค่าอัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ที่มีค่าไม่สูงมากนัก และค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นในขาเบสของ

ทรานซิสเตอร์ ผลที่ทำให้เกิดความผิดพลาดไปจะสามารถแยกได้ดังนี้คือ ความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส และที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแส

#### 4.3.1 ความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส

ในรูปที่ 4.2.6 ความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_2$  และความต้านทาน  $R_1$  และวงจรขยายความนำ  $A_1$ ,  $A_3$  และความต้านทาน  $R_2$  จะทำหน้าที่แปลงค่าความแตกต่างของศักดาที่จุดเข้า  $V_{in}$  กับศักดา  $V_1$  หรือ  $(V_{in} - V_1)$  และแปลงค่าความแตกต่างของศักดาที่จุดเข้า  $V_{in}$  กับศักดา  $V_2$  หรือ  $(V_{in} - V_2)$  ให้เป็นกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ตามลำดับสามารถพิจารณาได้จากวงจรในรูปที่ 4.2.1 เป็นหลัก

จากสมการที่ (4.2.3) และสมการที่ (4.2.7) สามารถหาค่าความคลาดเคลื่อน (error) วงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแสของศักดา  $V_{in}$  ไปยัง  $V_x$  และกระแส  $I_x$  ไปยัง  $I_o$  ได้ในเทอมของ  $\epsilon_a$  เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_x = (1 - \epsilon_a) V_{in} \quad (4.3.1)$$

และ

$$I_o = (1 - \epsilon_a) \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R} \quad (4.3.2)$$

โดยที่ค่าผิดพลาดของการเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส  $\epsilon_a$  มีค่าดังนี้

$$\epsilon_a = \frac{1}{Rg_{m1} + 1} \quad (4.3.3)$$

หรือ

$$\epsilon_a = \frac{1}{R \frac{I_{B1}}{2V_T} + 1} \quad (4.3.4)$$

จากสมการที่ (4.3.4) ถ้ากำหนดให้  $V_T = 26\text{mV}$ ,  $I_{B1} = 2\text{mA}$  และ  $R = 10\text{k}\Omega$  จะได้ค่าผิดพลาดของการเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส  $\epsilon_a$  ประมาณ 0.0026 หรือประมาณ 0.26% ของกระแสที่จุดออก  $I_o$  ซึ่งค่าผิดพลาดนี้จะลดลงถ้ากำหนดให้  $Rg_{m1} \gg 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.2 ความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส

ความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ  $Q_1 - Q_3$  และด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก  $Q_4 - Q_6$  ในรูปที่ 4.2.6 สามารถพิจารณาได้จากวงจรในรูปที่ 4.2.3(ก) เป็นหลัก ซึ่งเป็นการพิจารณาความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ดังวงจรที่แสดงในรูปที่ 4.3.1 เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการ จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} -I_{E2} &= I_{C3} + I_{B3} + I_{B1} = I_{C3} \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \\ &= I_{C3} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \end{aligned} \quad (4.3.5)$$

$$I_{C2} = -I_{E2} \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) = I_{C3} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) \quad (4.3.6)$$

$$I_{C3} = \frac{I_{C2}}{\left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right)} \quad (4.3.7)$$

และ

$$I_{C1} = I_{in} - \frac{I_{C2}}{2} \quad (4.3.8)$$

เนื่องจาก  $I_{C1} = I_{C3}$  ดังนั้นจากสมการที่ (4.3.7) และ (4.3.8) จะได้ว่า

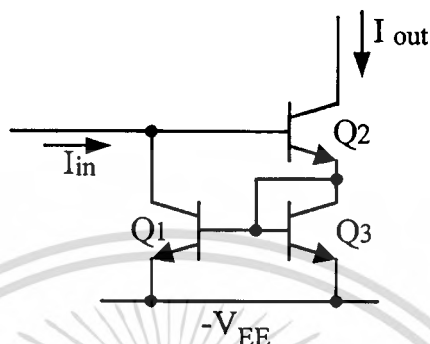
$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} \left[ 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \quad (4.3.9)$$

ดังนั้นจะได้อัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรสะท้อนกระแสจากรูปที่ 4.3.1 มีค่าดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \quad (4.3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.3.10) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_{out}$  จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแส  $I_{in}$  ถ้าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์  $\beta$  มีค่าสูงมาก ๆ เช่น ถ้าอัตราขยายกระแส  $\beta$  เท่ากับ 50 จะได้อัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรสะท้อนกระแสมีค่าเท่ากับ 0.99923 หรือจะเกิดความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสโดยค่ากระแส  $I_{out}$  จะมีค่าน้อยกว่ากระแส  $I_{in}$  ประมาณ 0.077% ของกระแส  $I_{in}$



รูปที่ 4.3.1 ส่วนส่งผ่านกระแสของวงจรด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก

#### 4.3.3 เสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิของวงจร

ในการวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity) ของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ [21] ซึ่งเป็นการจัดการเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติบางอย่างที่จะมีผลต่อส่วนประกอบส่วนใดส่วนหนึ่ง หรือหลาย ๆ ส่วนในวงจรนั้น ๆ ซึ่งวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรจะมีค่าความไวของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิต่ำที่สุด เพื่อรักษาเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิของวงจร โดยสมการความไวของวงจรสามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_x^Y = \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} = \frac{\partial Y/Y}{\partial X/X} \quad (4.3.11)$$

จากสมการที่ (4.3.11) หมายความว่า ความไวของตัวแปร  $Y$  เมื่อเทียบกับตัวแปร  $X$  ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปแบบของเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $Y$  ต่อเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $X$  ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่า  $Y$  จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ  $X$  ที่เปลี่ยนแปลงไป

ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิซึ่งเป็นตัวบอกระสิทธิภาพของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นได้ว่าเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิกน้อยเพียงใด สามารถพิจารณาได้จากวงจรในรูปที่ 4.2.1 เป็นหลักโดยพิจารณาจากความไวของกระแสที่จุดออกเทียบกับอุณหภูมิ จะมีสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_T^{I_o} = \frac{T}{I_o} \frac{\partial I_o}{\partial T} \quad (4.3.12)$$

จากสมการที่ (4.3.12) สามารถหาค่าความไวของกระแส  $I_o$  เทียบกับอุณหภูมิ  $T$  ของสมการที่ (4.3.2) ได้ดังนี้

$$S_T^{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R} \quad (4.3.13)$$

หรือสามารถเขียนอยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสที่จุดออกของวงจรได้ดังนี้

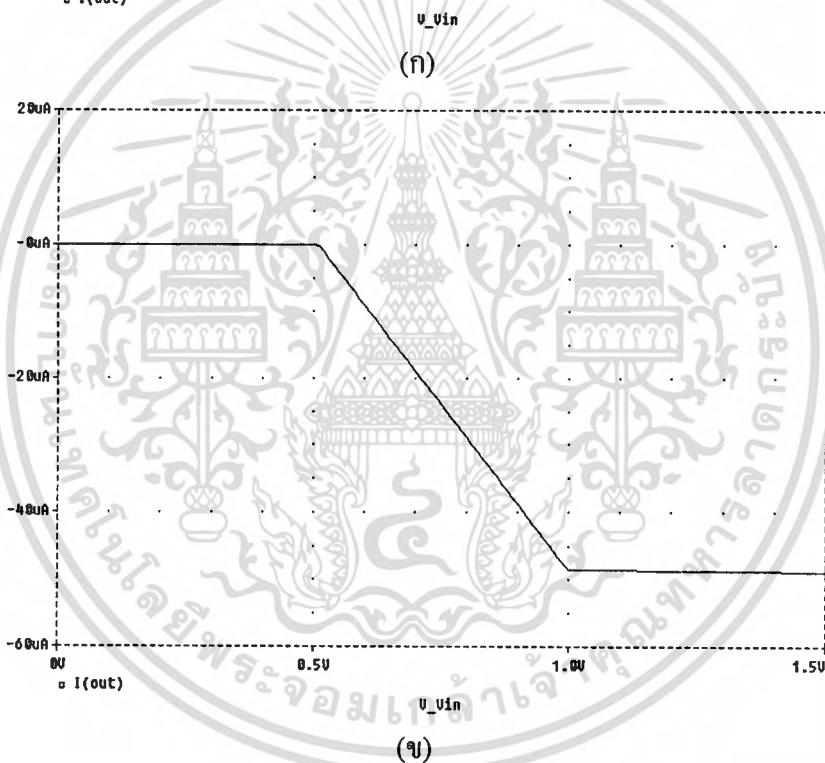
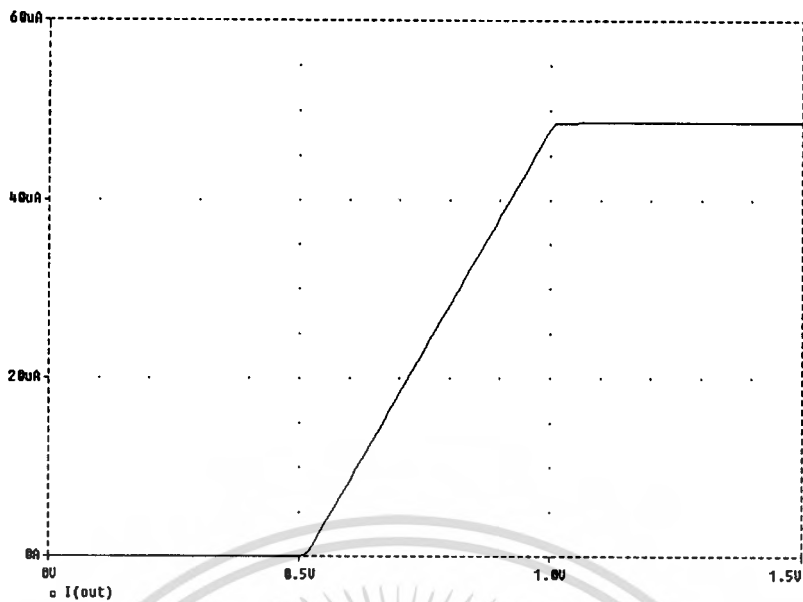
$$\frac{\delta I_o}{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R} \frac{\Delta T}{T} * 100\% \quad (4.3.14)$$

เมื่อ  $T$  คือ อุณหภูมิแวดล้อม และ  $\Delta T$  คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป ถ้า  $V_T = 26\text{mV}$ ,  $I_{B1} = 2\text{mA}$ ,  $R = 10\text{k}\Omega$ ,  $T = 300\text{K}$  และ  $\Delta T = 10\text{K}$  จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสที่จุดออก  $I_o$  มีค่าประมาณ 0.017%

จากสมการที่ (4.3.14) ค่าความไวของกระแส  $I_o$  เทียบกับอุณหภูมิ  $T$  จะมีค่าลดลง ถ้าเพิ่มค่า  $I_{B1}R$  หรือ  $g_{m1}R$  เพราะค่าความนำของวงจรขยายความนำ  $g_{m1}$  จะมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นกับกระแสควบคุม  $I_{B1}$  ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.2.1)

#### 4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

ผลการเลียนแบบการทำงานจะแสดงถึงคุณสมบัติของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอทีที่ได้พัฒนาขึ้นเพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น โดยในการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE จะใช้วงจรขยายความนำที่มีวงจรรวมพื้นฐานหรือโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเบอร์ 2N2905 และชนิดเอ็นพีเอ็นเบอร์ 2N3904 ค่ากระแสควบคุมของวงจรขยายความนำ  $I_{B1}$  และ  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = I_{B5}$  กำหนดค่าให้เท่ากับ 2mA และ 1mA ตามลำดับ ความต้านทาน  $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$  และ  $V_{cc} = -V_{EE} = 10\text{V}$  ซึ่งจะได้ผลการเลียนแบบการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.4.1(ก) และ (ข) ซึ่งเป็นเส้นคุณสมบัติ (transfer characteristic) ของวงจร  $PL_p(0.5, 1, 10^{-4})$  และ  $PL_n(0.5, 1, -10^{-4})$  ตามลำดับ



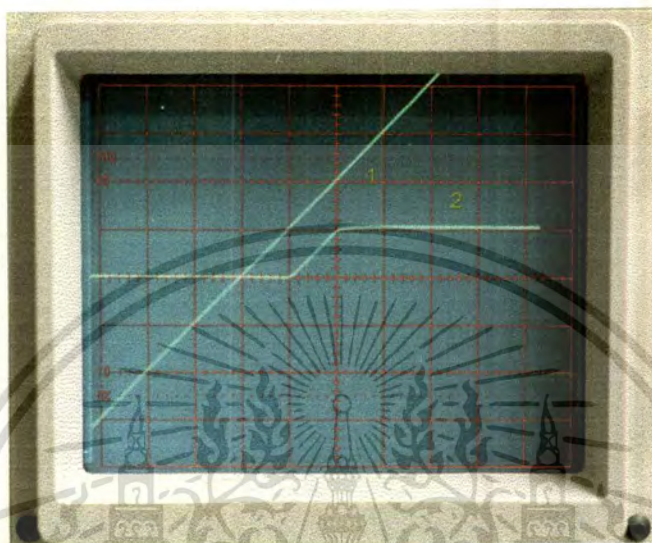
รูปที่ 4.4.1 เส้นคุณสมบัติของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำที่ได้พัฒนาขึ้นซึ่งเป็นผลมาจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

(ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5, 1, 1)$

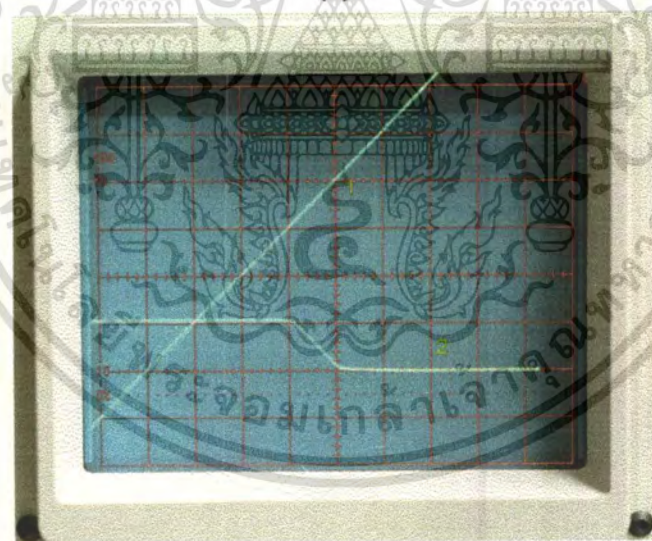
(ข) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_n(0.5, 1, -1)$

ผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 4.4.2 เป็นผลที่ได้จากการต่อวงจรขึ้นบนแผ่นทดลองด้วยไอซีวงจขยายความนำเบอร์ LM13600 และทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี และชนิดเอ็นพีเอ็นเบอร์ 2N2905 และเบอร์ 2N3904 ตามลำดับ โดยกำหนดค่ากระแสควบคุมของวงจขยายความนำ  $I_{B1}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = I_{B5}$  ให้เท่ากับ 2mA และ 1mA ตามลำดับ ความต้านทาน  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$  และ  $V_{\infty} = -V_{EE} = 10V$  โดยกำหนดค่าความต้านทานโหลด  $R_L = 10k\Omega$  ต่อที่จุดออกของวงจรแล้ววัดค่าศักดาที่ตกคร่อม โดยในรูปที่ 4.4.2 (ก) และ (ข) จะแสดงเส้นคุณสมบัติของวงจร  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(0.5,1,-1)$  ตามลำดับ



(ก)



(ข)

**รูปที่ 4.4.2** เส้นคุณสมบัติของวงจรเชิงเส้นแบบช่วง โดยใช้วงจรขยายความนำที่ได้พัฒนาขึ้นซึ่งเป็น

ผลการทดลองจากการต่อวงจรบนแผ่นทดลอง

(No.1 trace input: vertical scale: 0.5V/div, horizontal scale: 0.5V/div)

(No.2 trace output: vertical scale: 0.5V/div, horizontal scale: 0.5V/div)

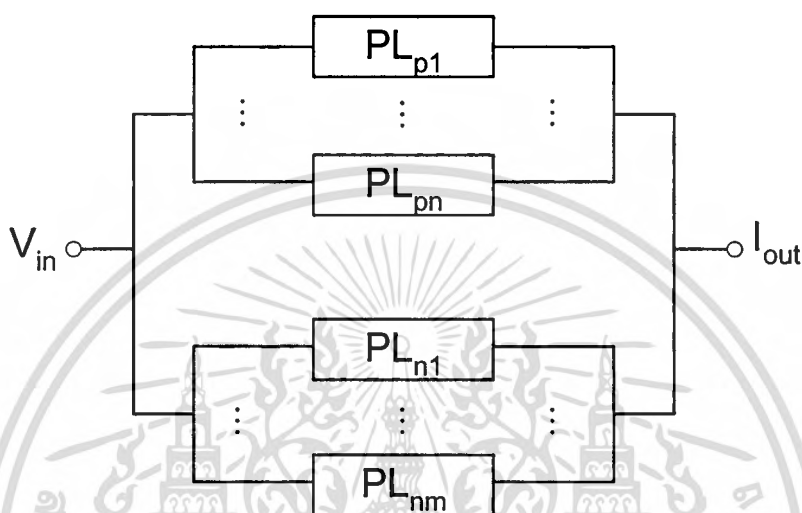
(ก) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5,1,1)$

(ข) วงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_n(0.5,1,-1)$

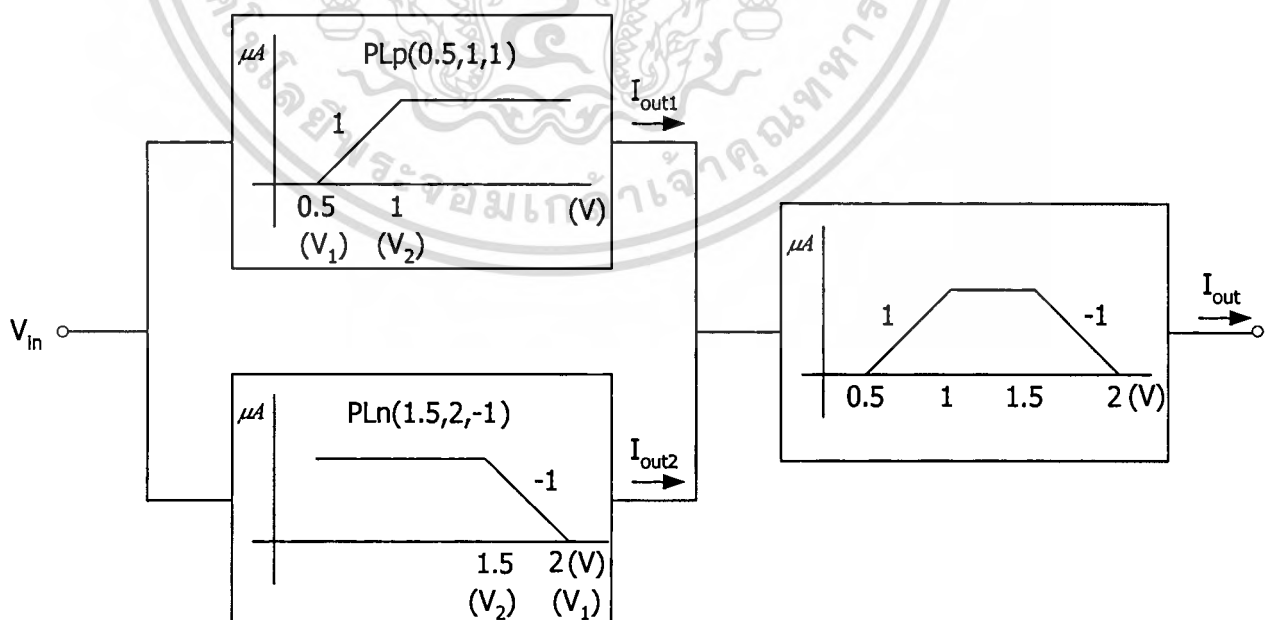
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.5 การประยุกต์ใช้งาน

ตัวอย่างในการประยุกต์ใช้งานสำหรับวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำที่ได้พัฒนาขึ้นเพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ สามารถทำได้โดยการนำเอาวงจรเชิงเส้นแบบช่วงหลาย ๆ วงจรมาต่อร่วมกันดังรูปที่ 4.5.1 เมื่อ  $n$  และ  $m$  คือจำนวนของวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p$  และ  $PL_n$  ตามลำดับ



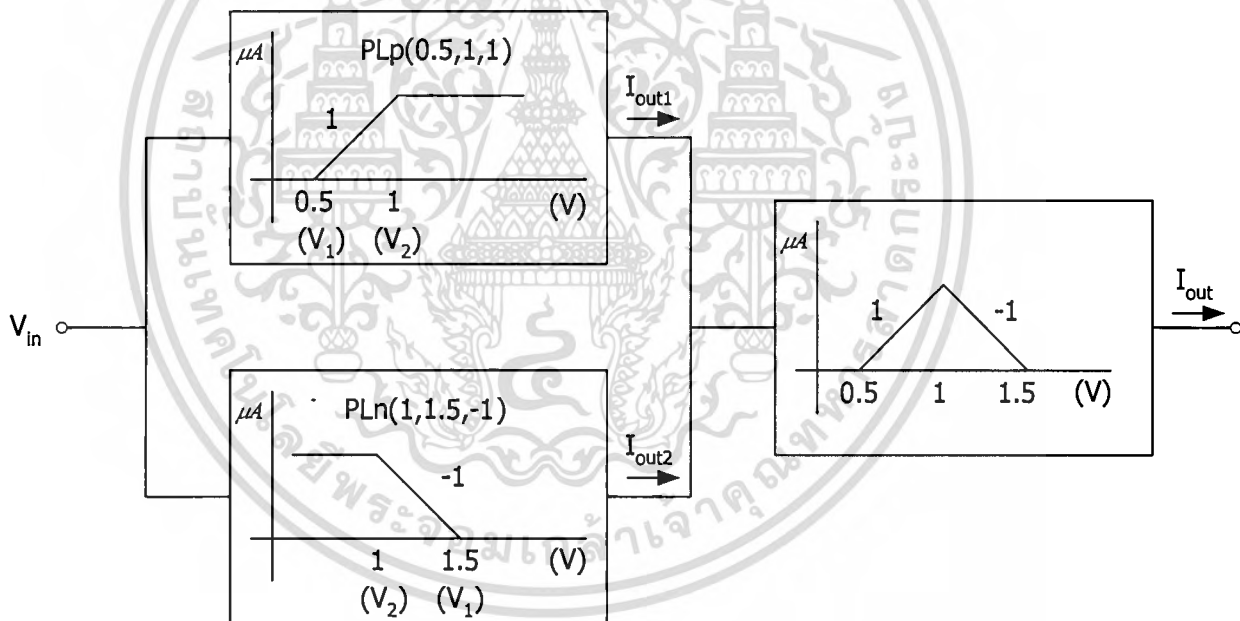
รูปที่ 4.5.1 บล็อกไดโอดอะแกรมการต่อวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p$  และ  $PL_n$  เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ



รูปที่ 4.5.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟuzzyเซตรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

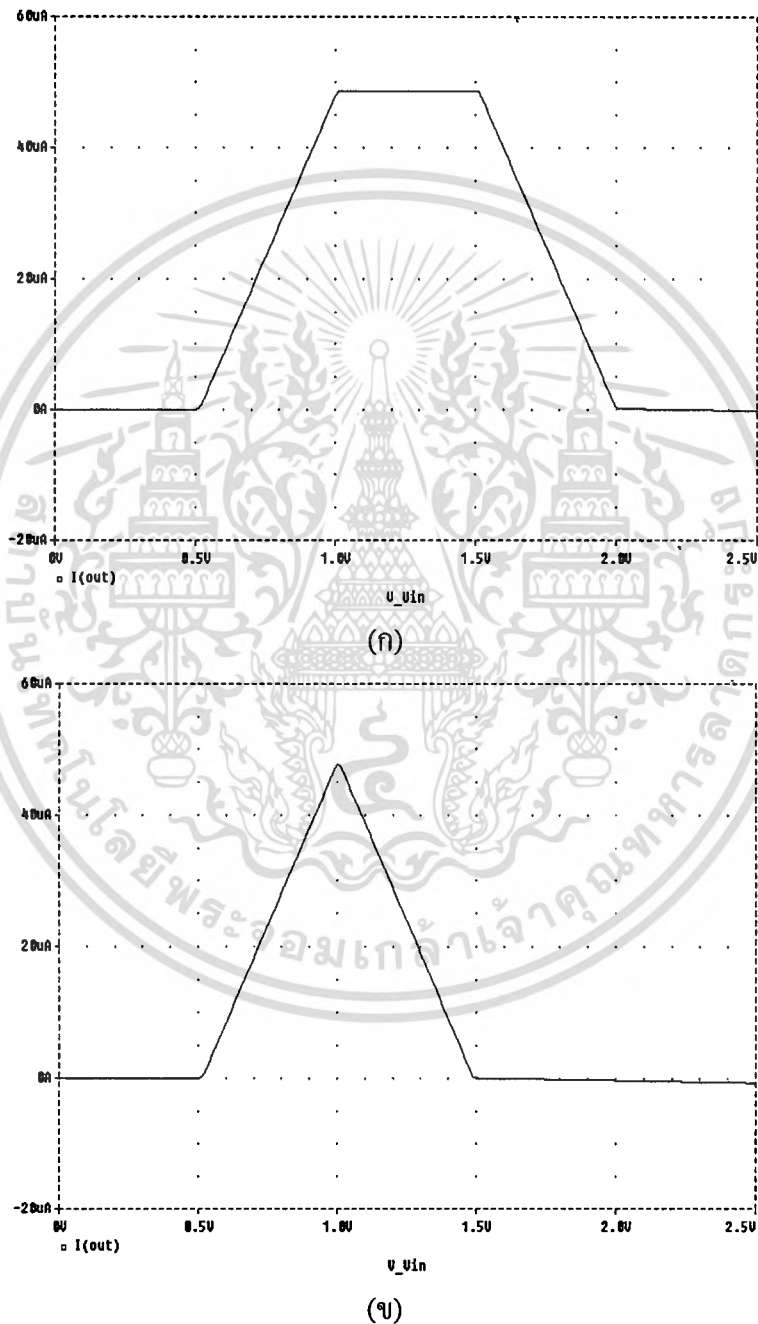
จากรูปที่ 4.5.2 เป็นการสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซตรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งประกอบด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1.5,2,-1)$  อย่างละ 1 วงจร โดยในวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5,1,1)$  ได้กำหนดให้จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_1 = 0.5V$  จุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_2 = 1V$  และค่าความชัน  $G_i = 1$  ส่วนในวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_n(1.5,2,-1)$  ได้กำหนดให้จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_2 = 1.5V$  จุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_1 = 2V$  และค่าความชัน  $G_i = -1$  ส่วนในรูปที่ 4.5.3 เป็นการสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซตรูปสามเหลี่ยม ซึ่งประกอบด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1,1.5,-1)$  อย่างละ 1 วงจรเช่นเดียวกัน โดยในวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_p(0.5,1,1)$  ได้กำหนดให้จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_1 = 0.5V$  จุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_2 = 1V$  และค่าความชัน  $G_i = 1$  ส่วนในวงจรเชิงเส้นแบบช่วง  $PL_n(1,1.5,-1)$  ได้กำหนดให้จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_2 = 1V$  จุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นหรือ  $V_1 = 1.5V$  และค่าความชัน  $G_i = -1$



รูปที่ 4.5.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซตรูปสามเหลี่ยม

จากรูปที่ 4.5.2 และรูปที่ 4.5.3 มีผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 4.5.4 และรูปที่ 4.5.5 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อต้องการปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ ในส่วนของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงจะเปลี่ยนเพียงแต่ความชันของเส้นคุณสมบัติ จุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้น และจุดสิ้นสุดของความเป็นเชิงเส้นเท่านั้น ดังนั้นจึงมีความสะดวกอย่างมากในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5.4 กับรูปที่ 4.5.5 จะได้ว่าค่าศักดาที่ตกคร่อมค่าความต้านทานโหลด  $R_L = 10k\Omega$  ที่จุดออกของวงจรซึ่งเป็นผลจากการทดลองมีค่าแตกต่างไปจากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE  $\pm 0.07\%$  และ  $\pm 0.05\%$  สำหรับการสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซี่เซตรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยมตามลำดับ โดยความผิดพลาดดังกล่าวอาจเกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติทางด้านกายภาพของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

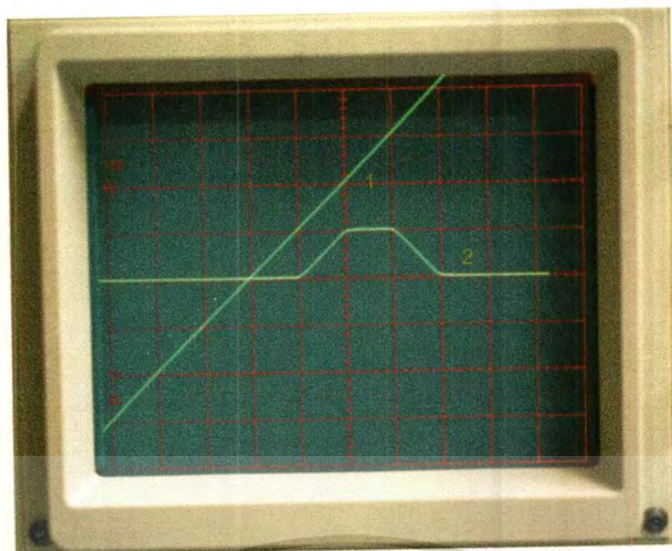


รูปที่ 4.5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

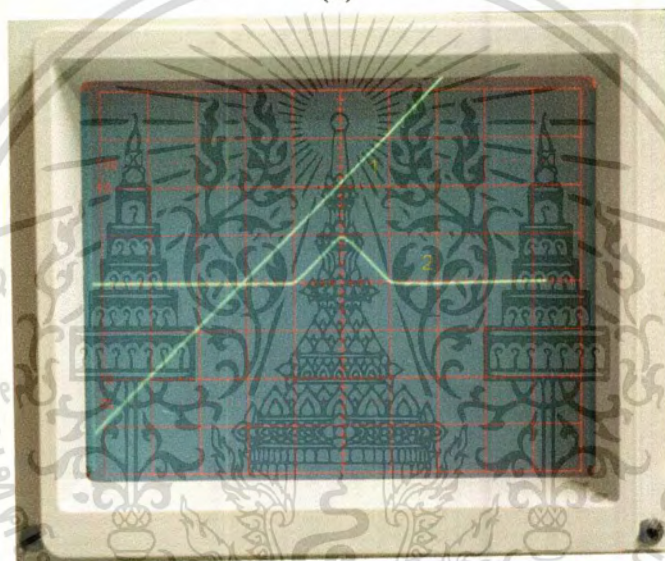
(ก) สำหรับวงจร  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1.5,2,-1)$  ในรูปที่ 4.5.2

(ข) สำหรับวงจร  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1,1.5,-1)$  ในรูปที่ 4.5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกริใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญัตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

#### รูปที่ 4.5.4 ผลการทดลองจากการต่อวงจรบนแผ่นทดลอง

(No.1 trace input : vertical scale: 0.5V/div, horizontal scale: 0.5V/div)

(No.2 trace output : vertical scale: 0.5V/div, horizontal scale: 0.5V/div)

(ก) สำหรับวงจร  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1.5,2,-1)$  ในรูปที่ 4.5.2

(ข) สำหรับวงจร  $PL_p(0.5,1,1)$  และ  $PL_n(1,1.5,-1)$  ในรูปที่ 4.5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 บทสรุป

วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรใหม่ที่ได้พัฒนาขึ้นโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นและมีความสามารถในการปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์เพียงแค่เปลี่ยนค่าความชันของเส้นคุณสมบัติและจุดเริ่มต้นความเป็นเชิงเส้นเท่านั้นซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เป็นวิธีการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่มีประสิทธิภาพ สมรรถนะของวงจรจะมีความเที่ยงตรงและแม่นยำสูงโดยสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองต่อวงจรบนแผ่นทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# บทสรุปและวิจารณ์

### 5.1 บทสรุปและวิจารณ์

ในการนำเสนอหลักการและวิธีการออกแบบวงจรเชิงเส้นแบบช่วง โดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ ที่มีช่วงปฏิบัติการในย่านกว้าง เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบปรับเปลี่ยนฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการทำวิจัยและพัฒนาขึ้น การสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วง สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรบนแผ่นทดลอง โดยการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการของวงจรรวมและการทำงานของวงจรอยู่ในรูปกระแส โดยการสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ สามารถทำได้โดยการนำเอาวงจรที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นแบบช่วงที่กำหนดให้มีจุดเริ่มต้นของความเป็นเชิงเส้น และค่าความชันในแต่ละช่วงตามที่ได้ออกแบบไว้หลาย ๆ ชุดมาต่อร่วมกัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงฟังก์ชันที่ต้องการสังเคราะห์ ในส่วนของวงจรจะเปลี่ยนเพียงแค่ว่าความชันและจุดเริ่มของความเป็นเชิงเส้นเท่านั้น เพื่อให้การใช้งานมีความยุ่งยากน้อยที่สุดและสามารถที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นใด ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้วงจรเชิงเส้นแบบช่วงยังเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิสูง เนื่องจากได้ออกแบบวงจรให้สามารถลดผลกระทบของอุณหภูมิรอบข้างที่มีผลต่อค่าความนำของวงจรขยายความนำได้ ตลอดจนผลตอบสนองทางความถี่จะมีค่าสูง

### 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะประกอบด้วยวงจรย่อยหลัก 2 วงจร คือวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส และวงจรจำกัดกระแส วงจรเชิงเส้นแบบช่วงที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้อุปกรณ์ที่เป็นเทคโนโลยีประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว ไม่สามารถนำหลักการที่นำเสนอไปใช้กับอุปกรณ์ที่เป็นเทคโนโลยีประเภทมอสทรานซิสเตอร์ หรืออุปกรณ์อื่น ๆ ที่มีการทำงานเหมือนกันได้ เพราะโครงสร้างและสมการภายในของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และมอสทรานซิสเตอร์นั้นแตกต่างกัน ซึ่งถ้าจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นมอสทรานซิสเตอร์มาออกแบบวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรขยายความนำ ต้องใช้หลักการอื่นที่แตกต่างไปจากที่นำเสนอเอาไว้ การออกแบบวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรเชิงเส้นแบบช่วงจึงเป็นเพียงวิธีการหนึ่งในการออกแบบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเป็นแนวทางจะทำการวิจัยและพัฒนาสืบต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Strauss, L. **Wave generation and shaping**. : McGraw-hill. 1970
- [2] Van De Plassche R. J., Van Der Grift E.J. “A hig-speed 7 bit A/D converter.” IEEE J., vol. SC-14, 1979. pp. 938-943
- [3] nuntahirunrat K., Surakamponorn W. and Riewruja V. “One-bit algorithmic A/D based on nonlinear circuits.” Proc.RESTECs’ 96 KMITL., 1996. pp E81-E87
- [4] Takagi H., Kano G. “Complementary JFET negative resistance devices.” IEEE J., vol. SC-10, 1975. pp. 509-515
- [5] Genin R., P. Brazel “The generation of negative resistance by three –pole circuits” Int.J Electronics., vol. 42, 1977. pp. 589-600
- [6] Norbert R. Malik, G.L. Jackson and Young Soo Kim, “Theory and applications of resistor, linear controlled resistor, linear controlled conductor networks.” IEEE Trans., vol. CAS-23, 1976. pp. 222-228
- [7] Jose L. Huertas, Jose I. Acha and A. GAGO, “Design of general voltage or current controlled resistive elements and their applications to the synthesis of nonlinear networks.” IEEE Trans., vol. CAS-27, 1980. pp. 92-103
- [8] Chua L.O., Desier C.A., Kuh E.S. **linear and nonlinear circuits**. : McGraw-hill. 1987
- [9] Chua L.O., Wong S. “Synthesis of piecewise linear networks.” IEEE Trans.,Circuit&Syst.,vol.2, 1978. pp. 102-108
- [10] Gobind Daryanani. **Principles of active network synthesis and design**. : John Wiley & Sons. 1976
- [11] วันชัย ธีร์รุจา. “การออกแบบและสังเคราะห์วงจรถอดออกฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2535
- [12] Edgar S., Jaime R., Bernabe L. and Angel R. “Operational Transconductance Amplifier-Based Nonlinear Function Syntheses.” IEEE J., vol. 24, no. 6, 1989. pp. 1576-1586
- [13] Tietze U. and Schenk Ch. **Advanced electronic circuits**. New York : Springer, 1978.
- [14] Pookaiyayaudom S. and Surawatpunya C. “Integrable circuit principle for synthesizing voltage-controlled nonlinear inpedances.” Proc. IEEE vol. 66, no. 10, 1978. pp. 1280-1281

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Riewruja V., Surakamponorn W. and Surawatpunya C. "Integrable voltage-controlled and current-controlled nonlinear resistances" IEE Proceedings., vol. 137, Pt. G, no. 4, 1990. pp. 238-246
- [16] ปราโมทย์ วาดเขียน. "การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2531
- [17] Silva-Martinez J., Sanchez-Sinencio E. "Analogue OTA Multiple without Input Voltage Swing Restrictions And Temperature Compensated." Electronics Letters., vol. 22, no. 11., 1986. pp. 599-600
- [18] Charles F. Wojslaw, Evangelos A. Moustakas Operational Amplifier : the devices and their application New York : John Wiley, 1986
- [19] Surakamponorn W., Riewruja V., Kumwachara K., Surawatpunya C. and Anuntahirunrat K. "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications" IEEE Trans.,Inst.&Meas.,vol.48, 1999. pp. 1270-1277
- [20] Surakamponorn W., Riewruja V., Surawatpunya C. and Yodladda S. "Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifiers" Int. J. Electronics., vol. 71, no. 3, 1991. pp. 511-515
- [21] เฉลิมกัณฑ์ ฟองสมุทร. "การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรมายโอทีเอ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542

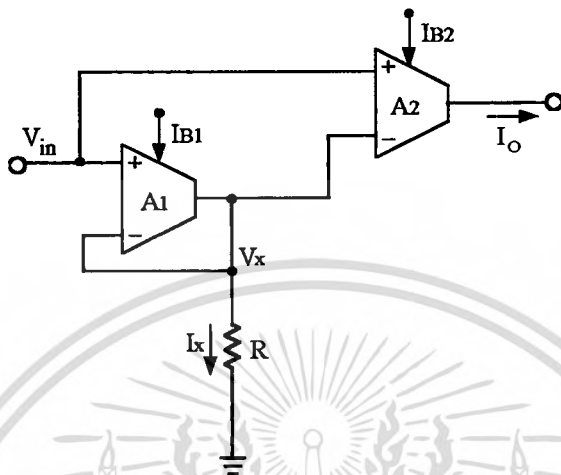


## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส



รูปที่ ก.1 วงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแส

จากรูปที่ ก.1 เมื่อป้อนศักดา  $V_{in} > 0$  แล้วจะได้ศักดา  $V_x$  ดังต่อไปนี้

$$V_x = RI_x \quad (ก.1)$$

จัดรูปสมการที่ (ก.1) ใหม่จะได้

$$I_x = \frac{V_x}{R} \quad (ก.2)$$

ที่วงจรขยายความนำ  $A_1$  จะได้กระแสจุดออก  $I_x$  ดังสมการต่อไปนี้

$$I_x = g_{m1}(V_{in} - V_x) \quad (ก.3)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) ในสมการที่ (ก.3) จะได้

$$V_x = \frac{Rg_{m1}}{(1 + Rg_{m1})} V_{in} \quad (ก.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่วงจรมหาความนำ  $A_2$  จะได้กระแส  $I_o$  ที่จุดออก ดังสมการต่อไปนี้

$$I_o = g_{m2}(V_{in} - V_x) \quad (ก.5)$$

แทนสมการที่ (ก.4) ในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$I_o = \frac{g_{m2}}{(1 + Rg_{m1})} V_{in} \quad (ก.6)$$

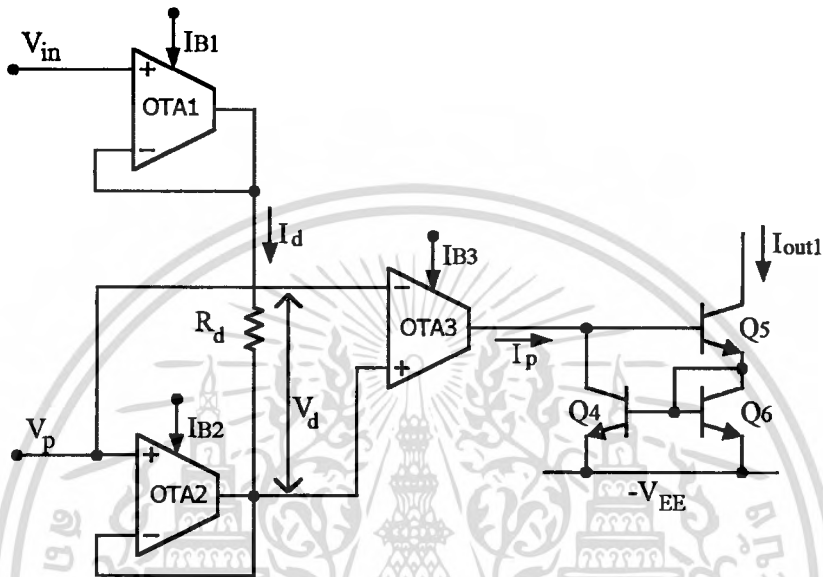
จากสมการที่ (ก.6) ถ้าออกแบบให้  $Rg_{m1} \gg 1$  จะได้กระแส  $I_o$  ประมาณค่าได้ดังนี้

$$I_o = \frac{g_{m2}}{Rg_{m1}} V_{in} \quad (ก.7)$$


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข

1. การวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวก



รูปที่ ข.1 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นบวกหรือเรียกย่อ ๆ ว่า  $PL_p$

จากรูปที่ ข.1 ค่าศักดา  $V_d$  เป็นศักดาที่ตกคร่อมวงจรขยายความนำ  $A_2$  ซึ่งใช้เป็นสัญญาณจุดเข้าของวงจรขยายความนำ  $A_3$  ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  จะสามารถหาค่า  $V_d$  และกระแส  $I_d$  ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_p}{R_p g_m + 1} \quad (\text{ข.1})$$

และ

$$I_d = \frac{g_m (V_{in} - V_p)}{R_p g_m + 1} \quad (\text{ข.2})$$

จากสมการที่ (ข.1) ถ้ากำหนดให้  $R_p g_m \gg 1$  จะประมาณค่าศักดา ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_p}{R_p g_m} \quad (ข.3)$$

สำหรับวงจรมหาความนำ  $A_3$  จะหากระแสที่จุดออก  $I_p$  ได้ดังนี้

$$I_p = g_{m3} V_d \quad (ข.4)$$

แทนค่าศักดา  $V_d$  จากสมการที่ (ข.3) ลงในสมการที่ (ข.4) จะได้

$$I_p = (V_{in} - V_p) \frac{g_{m3}}{R_p g_m} \quad (ข.5)$$

จากสมการที่ (3.2.1) จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรมหาความนำ  $A_3$  หรือ  $I_p$  ดังนี้

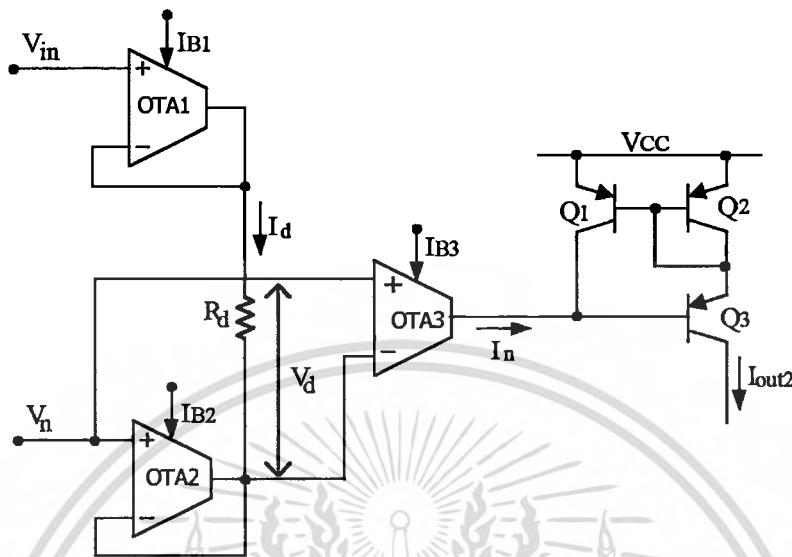
$$I_p = (V_{in} - V_p) \frac{I_{B3}}{R_p I_B} \quad (ข.6)$$

จากหลักการเบื้องต้นของวงจรมหาความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูกระแสในภาคผนวก ก จะได้กระแส  $I_{out1}$  ดังนี้

$$I_{out1} = I_p = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_p \\ (V_{in} - V_p) \frac{I_{B3}}{R_p I_B} & ; V_{in} > V_p \end{cases} \quad (ข.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นลบ



รูปที่ ข.2 วงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องต้นที่ให้กระแสจุดออกเป็นลบหรือเรียกย่อ ๆ ว่า  $PL_n$

ในการทำงานเดียวกันสำหรับกระแสจุดออกของวงจรเชิงเส้นแบบช่วงแบบเบื่องต้นที่มีค่าเป็นลบหรือเรียกย่อ ๆ ว่า  $PL_n$  ดังแสดงในรูปที่ ข.2 ค่าศักดา  $V_d$  เป็นศักดาที่ตกคร่อมวงจรรขยายความนำ  $A_2$  ซึ่งใช้เป็นสัญญาณจุดเข้าของวงจรรขยายความนำ  $A_3$  ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  จะสามารถหาศักดา  $V_d$  และกระแส  $I_d$  ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_n}{R_p g_m + 1} \quad (\text{ข.8})$$

และ

$$I_d = \frac{g_m (V_{in} - V_n)}{R_p g_m + 1} \quad (\text{ข.9})$$

จากสมการที่ (ข.8) ถ้ากำหนดให้  $R_p g_m \gg 1$  จะประมาณค่าศักดา ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{V_{in} - V_n}{R_p g_m} \quad (\text{ข.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรมหาความนำ  $A_3$  จะหากระแสที่จุดออก  $I_n$  ได้ดังนี้

$$-I_n = g_{m3} V_d \quad (\text{ข.11})$$

แทนค่าศักดา  $V_d$  จากสมการที่ (ข.3) ลงในสมการที่ (ข.4) จะได้

$$-I_n = (V_{in} - V_n) \frac{g_{m3}}{R_p g_m} \quad (\text{ข.12})$$

จากสมการที่ (3.2.1) จะได้กระแสที่จุดออกของวงจรมหาความนำ  $A_3$  หรือ  $I_n$  ดังนี้

$$I_n = (V_{in} - V_n) \left[ -\frac{I_{B3}}{R_p I_B} \right] \quad (\text{ข.13})$$

จากหลักการเบื้องต้นของวงจรมหาความนำที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมหาความนำในภาคผนวก ก จะได้กระแส  $I_{out1}$  ดังนี้

$$I_{out2} = I_n = \begin{cases} 0 & ; V_{in} < V_n \\ (V_{in} - V_n) \left[ -\frac{I_{B3}}{R_p I_B} \right] & ; V_{in} > V_n \end{cases} \quad (\text{ข.14})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้เสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ ISIC'99  
8<sup>th</sup> International Symposium on Integrated Circuits, Devices & Systems 8-10 December 1999 ณ  
ประเทศสิงคโปร์ ดังนี้

- [1] Amphawan Chaikla, Vanchai Riewruja, Wanlop Surakamponorn and Prasit  
Julsereewong “OTA-based piecewise-linear circuit for nonlinear function  
syntheses” Proceeding ISIC'99, 1999, pp.16-18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ISIC-99

8th International Symposium on  
Integrated Circuits, Devices & Systems

8-10 September 1999  
Grand Hyatt, Singapore

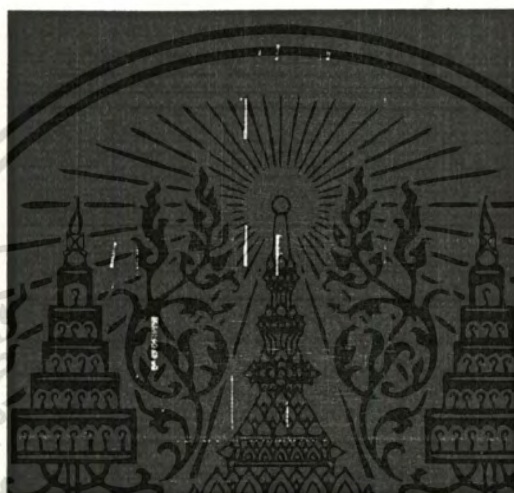


**IEEE**

*Networking  
the World™*

*IEEE Singapore Section*

## PROCEEDINGS



Organised by:  
**Nanyang Technological University**  
**School of Electrical and Electronic Engineering**



And  
**IEEE Singapore Section**

Sponsored by:  
Cadence Design Systems



Supported by:  
IEEE Singapore Centre



*IEEE Singapore Centre*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# OTA-based piecewise-linear circuit for nonlinear function syntheses

Amphawan Chaikla, Vanchai Riewruja,  
Wanlop Surakamponorn and Prasit Julsereewong

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

**Abstract :** An operational transconductance amplifier (OTA) based wide-tunable-range piecewise-linear circuit, where the break-point, the limit-point and slope can be electronically varied, is proposed in this article. The proposed circuit can be employed to synthesize accurately a large class of non-linear circuit. Simulation results showing the accuracy and linearity of the circuits are also included.

## 1. INTRODUCTION

In general, a circuit element that possesses a nonlinear characteristic may find application as a basic active element in the implementation of a negative-resistance oscillator [1], a frequency doubler, a high-speed A/D converter [2,3]. One fundamental approach that can usually be employed to realize nonlinear circuit is through the use of an inherently nonlinear characteristic of semiconductor devices such as the tunnel diode, FET or UJT [4,5]. However, the dynamic range achieved by this technique is limited to a small size, since the component characteristic are dependent on the device parameters. Alternatively, an approach based on a piecewise-linear approximation, where precision piecewise-linear networks are combined and proportioned to produce a desired function, has been shown to give a dependable nonlinear circuit [6,7]. These approaches are based on the use of operational amplifiers (op-amps), transistors and diodes as circuit building blocks. However, the high frequency performances achieved by these approaches are limited by the narrow bandwidth of an op-amp. Recently, there has been a great deal of interest in the OTA. This is due to the fact that OTAs are low-cost devices and their transconductance gain  $g_m$  can be linearly controlled over more than four decades by means of an external bias current. In this article, a piecewise-linear circuit realized using OTAs is presented. Although emphasis is placed on the OTA-based circuit, the proposed realization scheme is also suitable for implementation in monolithic integrated form.

## 2. CIRCUIT DESCRIPTION

The proposed circuit (abbreviated as *PL*) is shown in figure 1. It is desirable that OTAs with closely matched characteristics are used for the OTAs  $A_1$ - $A_3$  and  $A_4$ - $A_5$ . From the circuit, the OTAs  $A_1$ ,  $A_2$  and the resistance  $R_1$  and the OTAs  $A_1$ ,  $A_3$  and the resistance  $R_2$  function as a differential voltage-to-current converter converting a differential input voltage  $(V_{in} - V_1)$  and  $(V_{in} - V_2)$  into

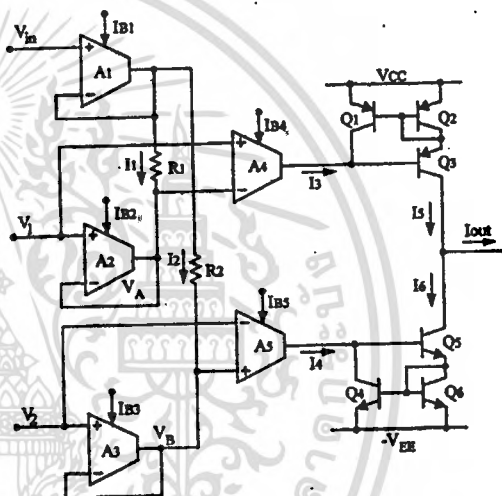


Fig. 1. The propose circuit

the currents  $I_1$  and  $I_2$  flowing through the resistors  $R_1$  and  $R_2$ , respectively. Then the voltage  $V_A$  and  $V_B$  can be written as

$$V_A = \frac{(V_{in} - V_1)}{g_{m2}R_1 + 2} + V_1 \quad (1a)$$

and

$$V_B = \frac{(V_{in} - V_2)}{g_{m3}R_2 + 2} + V_2 \quad (1b)$$

where  $g_{mi} = I_{Bi} / V_T$  is the transconductance gain of the OTA  $A_i$  and  $V_T$  is the thermal voltage. If we design such that  $g_{m2}R_1 \gg 2$ ,  $g_{m3}R_2 \gg 2$  and  $g_{m2} = g_{m3} = g_{m1}/2$ . The OTAs  $A_1$ ,  $A_2$  and  $A_3$  will act as high

impedance voltage followers [8] for the inputs  $V_{in}$ ,  $V_1$  and  $V_2$ . The unity gain current mirrors  $Q_1$ - $Q_3$  and  $Q_4$ - $Q_6$  allow only one direction current flowing through them. Therefore, the OTA  $A_4$ , the current mirror  $Q_1$ - $Q_3$  and the OTA  $A_5$ , the current mirror  $Q_4$ - $Q_6$  function as limiting circuit. Then the current  $I_3$  and  $I_4$  can be given by

$$I_3 = \begin{cases} 0 & \text{for } V_{in} < V_1 \\ (V_1 - V_{in}) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & \text{for } V_{in} > V_1 \end{cases} \quad (2a)$$

and

$$I_4 = \begin{cases} 0 & \text{for } V_{in} < V_2 \\ (V_{in} - V_2) \frac{I_{B5}}{R_2 I_{B3}} & \text{for } V_{in} > V_2 \end{cases} \quad (2b)$$

Eq. 2(a) and 2(b) show that the temperature dependence of the transconductance gain of the OTAs  $A_2$ - $A_5$  are compensated. The slope of the current  $I_3$  and  $I_4$  is determined by the value of the bias current ratio,  $G_1$ ,  $I_{B4}/I_{B2}$  and  $I_{B5}/I_{B3}$ , respectively. If  $V_2 > V_1$ ,  $g_{m3} = g_{m2}$ ,  $g_{m5} = g_{m4}$  and  $R_1 = R_2$  the output current  $I_{out}$ , which is a function of the voltage  $V_1$ ,  $V_2$  and the slope  $G_1$ , can be expressed as

$$I_{out}(V_1, V_2, G_1) = \begin{cases} 0 & \text{for } V_{in} < V_1 \\ (V_{in} - V_1) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & \text{for } V_1 < V_{in} < V_2 \\ (V_2 - V_1) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & \text{for } V_{in} > V_2 \end{cases} \quad (3)$$

For the case of  $V_1 > V_2$ , the output current  $I_{out}$  is equal to

$$I_{out}(V_1, V_2, G_1) = \begin{cases} 0 & \text{for } V_{in} < V_2 \\ -(V_{in} - V_2) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & \text{for } V_2 < V_{in} < V_1 \\ -(V_1 - V_2) \frac{I_{B4}}{R_1 I_{B2}} & \text{for } V_{in} > V_1 \end{cases} \quad (4)$$

Where  $V_1$  and  $V_2$  are the voltages to control the breakpoint and the limit-point of the proposed circuit, respectively. It can be noted that the current gain of the circuit can be electronically adjusted by the bias

currents  $I_{B4}$  and  $I_{B5}$ . Further, we will name the proposed circuit for the output current of Eq. 3 and 4  $PL_P(V_1, V_2, G_1)$  and  $PL_N(V_2, V_1, G_1)$ , respectively.

### 3. SIMULATION RESULTS AND APPLICATION EXAMPLES

The performance of circuit was studied by the use of the PSPICE analogue simulation program. The simulation was carried out using bipolar transistor parameter of 2N2905 and 2N3904 for PNP and NPN transistors, respectively. The bias current of the OTAs  $I_{B1}$  and  $I_{B2}=I_{B3}=I_{B4}=I_{B5}$  are set to 2mA and 1mA, respectively,  $R_1=R_2=10k\Omega$  and  $V_{CC}=-V_{EE}=10V$ . The simulation results of the transfer characteristic are shown in Figure 2(a) and 2(b) for  $PL_P(0.5, 1, 1)$  and  $PL_N(0.5, 1, -1)$ , respectively. Figure 3 shows the parallel connection of  $PL_P$  and  $PL_N$  for synthesis of nonlinear functions. Figure 4(a) and 4(b) show the synthesis examples of the trapezoidal and triangular fuzzy membership function. In this case can be easily synthesized from parallel connections of two proposed circuits.

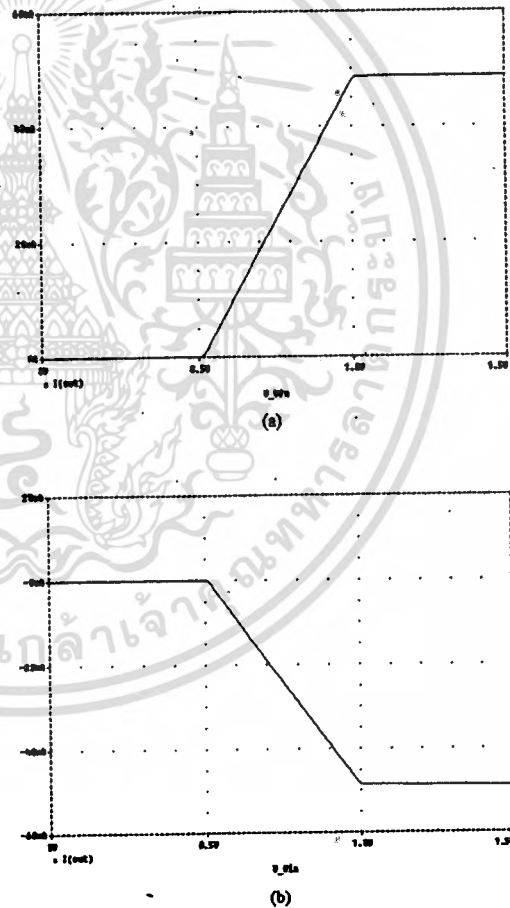


Fig. 2. The transfer characteristic  
(a) for  $PL_P(0.5, 1, 1)$   
(b) for  $PL_N(0.5, 1, -1)$

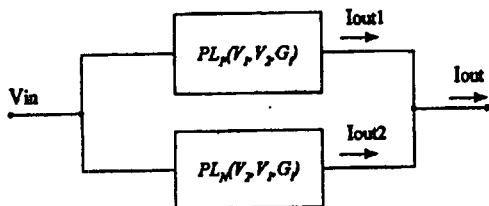


Fig. 3. Block diagram of synthesis example

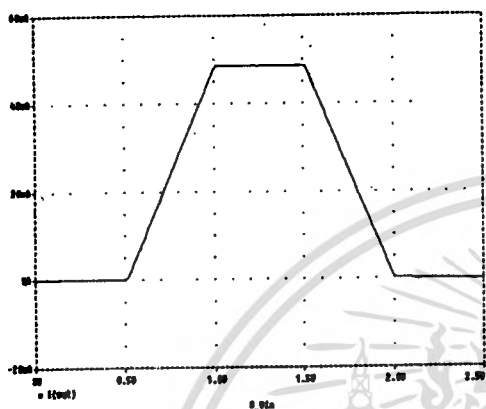
results confirm that the circuit performance is highly accurate and linear.

#### ACKNOWLEDGMENT

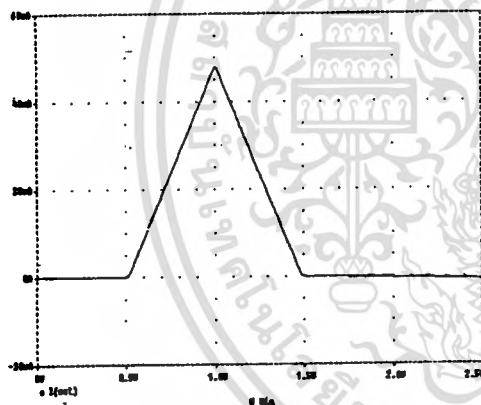
The authors would like to express sincere gratitude to the National Science Technology Development Agency (NASTDA), Thailand, for the financial support of this work.

#### REFERENCES

- [1] L. Strauss, 'Wave generation and shaping,' McGraw-hill, 1970.
- [2] R. J. Van De Plasche and E. J. Van Der Grift, 'A high-speed 7 bit A/D converter,' IEEE J., Vol. SC-14, pp.938-943, 1979.
- [3] K. Anantakhrusart, W. Surakamponorn and V. Riewruja, 'One-bit algorithmic A/D based on nonlinear circuits,' Proc. RESTECS'96 KMITL, pp. E81-E87, 1996.
- [4] H. Takagi and G. Kano, 'Complementary JFET negative resistance devices,' IEEE J., Vol. SC-10, pp. 509-515, 1975.
- [5] R. Genia and P. Brezel, 'The generation of negative resistance by three-pole circuits,' Int. J. Electron., Vol. 42, pp. 589-600, 1977.
- [6] L. O. Chua, C. A. Desoer and E. S. Kuh, 'Linear and nonlinear circuits,' McGraw-Hill, 1987.
- [7] L. O. Chua, 'Synthesis of new nonlinear network elements,' Proc. IEEE, Vol. 56, pp. 1325-1340, 1968.
- [8] W. Surakamponorn, V. Riewruja, C. Surawapunya and S. Yodladda, 'Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifiers,' Int. J. Electronics, Vol. 71, No. 3, pp. 511-515, 1991.



(a)



(b)

Fig. 4. Simulation results

- (a) for  $PL_n(2.5, 1, 1)$  and  $PL_n(1.5, 2, -1)$   
 (b) for  $PL_n(0.5, 1, 1)$  and  $PL_n(1, 1.5, -1)$

#### 4. CONCLUSION

An OTA-based piecewise-linear circuit has been introduced in this article. The proposed circuit was employed as circuit building blocks to form a non-linear circuit. The temperature dependence of the OTA transconductance gain has been reduced. The simulation

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวอัมพวัน ใจกล้า เกิดเมื่อวันที่ 8 ธันวาคม พ.ศ. 2519 จังหวัดพะเยา และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 และในปีการศึกษา 2541 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน เริ่มทำงานตั้งแต่ปี 2541 จนถึงปัจจุบัน ในตำแหน่งอาจารย์ ระดับ 3 สังกัดภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้