

วงจรรขยายแบบซีมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้น  
ในหน่วยเดซิเบลโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล

LINEAR-IN-DB CURRENT MODE CMOS VARIABLE GAIN AMPLIFIER  
USING PSEUDO-EXPONENTIAL FUNCTION

ธีรวัฒน์ อารทธานศิริ  
TEERAWAT ARTHANSIRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของกรณีศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2520-6

วงจรรขยายแบบซีมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้น  
ในหน่วยเดซิเบลโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล

LINEAR – IN – DB CURRENT MODE CMOS VARIABLE GAIN AMPLIFIER  
USING PSEUDO – EXPONENTIAL FUNCTION

ธีรวัฒน์ อางหาญศิริ

TEERAWAT ARTHANSIRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2520-6

**LINEAR – IN – DB CURRENT MODE CMOS VARIABLE GAIN AMPLIFIER  
USING PSEUDO – EXPONENTIAL FUNCTION**

**TEERAWAT ARTHANSIRI**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2520-6**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรขยายแบบซิมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส เชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล
นักศึกษา	นายธีรวัฒน์ อัจหาญศิริ
รหัสนักศึกษา	45060802
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วรากร เกษมสุวรรณ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	ดร. กิตติพล ชิตสกุล

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรรขยายแบบซิมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล และการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์จำนวนทั้งหมดสี่ชุด วงจรรคูณกระแสที่นำเสนอใช้หลักการฟังก์ชันกำลังสองกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่ทำงานในย่านอิมิตัว วงจรที่นำเสนอใช้เทคโนโลยีซิมอสขนาดเท่ากับ 0.5 ไมโครเมตร ภายได้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 1$  โวลต์ การออกแบบจะจำลองการทำงานวงจรถูกนำเสนอด้วยโปรแกรม H-Spice โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ระดับ 49 วงจรมีช่วงการสวิงของกระแสเอาต์พุตเท่ากับ 30 เดซิเบล ที่ความผิดพลาดไม่เกิน 0.5 เดซิเบล วงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 1.1 มิลลิวัตต์ วงจรถูกทำการเลย์เอาต์ด้วยโปรแกรม L-Edit

<b>Thesis Title</b>	Linear – in – dB Current Mode CMOS Variable Gain Amplifier Using Pseudo – Exponential Function
<b>Student</b>	Mr. Teerawat Arthansiri
<b>Student ID.</b>	45060802
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	MicroElectronics Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Varakorn Kasemsuwan
<b>Thesis Join Advisor</b>	Dr. Kittipon Chitsakun

### ABSTRACT

This thesis presents a linear – in – dB current mode CMOS variable gain amplifier using pseudo – exponential function and its application for current mode automatic gain control. The proposed current mode variable gain amplifier consists of four sets of current mode multiplier which is also developed in this study. The proposed four quadrant current mode multipliers is based on the quadratic function of NMOS transistor that operates in the saturation mode. The current mode variable gain amplifier was designed based on a 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS technology. It operates under the supply voltage of  $\pm 1$  volt. The performance of the circuit is evaluated using HSPICE. The circuit has shown its 30 dB output control range with an error of less than 0.5 dB. The total power consumption is 1.1 mW. To investigate its fabrication feasibility, the circuit was layouted using L-EDIT. The post simulation investigation has confirmed well the circuit's performance.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ร.ศ. ดร. วรากร เกษมสุวรรณ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ ดร. กิตติพล ชิตสกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ผู้วิจัยรู้สึกทราบบนซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณสำนักหอสมุดกลาง ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ และเจ้าหน้าที่ สำหรับแหล่งข้อมูลในการทำวิจัย

ขอขอบพระคุณเพื่อน ๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่าง ๆ และช่วยตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดต่าง ๆ จนสำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และยังให้กำลังใจต่อผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ครอบครัว สำหรับกำลังใจ และความสนับสนุนที่มีให้มาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธีรวัฒน์ อัจหาญศิริ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.3.1 แนวความคิดในการออกแบบวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....	2
1.3.2 แนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิง เส้นในหน่วยเดซิเบล.....	3
1.3.3 แนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติใน โหมดกระแส.....	5
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 โครงสร้างของวงจรขยายกระแส.....	7
2.3 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้น.....	9
2.4 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสรูปแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล.....	13
2.5 บทสรุป.....	21
บทที่ 3 วงจรขยายแบบซีมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส (Current Mode CMOS Variable Gain Amplifier).....	22
3.1 บทนำ.....	22
3.2 คุณสมบัติทั่วไปของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....	22

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 วงจรควบคุมกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	23
3.3.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรควบคุมกระแสสี่ควอดแรนท์.....	23
3.3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร.....	28
3.3.3 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรควบคุมกระแสสี่ควอดแรนท์.....	30
3.4 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	34
3.4.1 หลักการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยใช้ฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์....	34
3.4.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมด กระแส.....	37
3.4.3 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส.....	39
3.4.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของระบบ.....	42
3.5 ผลการจำลองการทำงาน.....	46
3.5.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรควบคุมกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	46
3.5.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำ เสนอ.....	50
3.6 บทสรุป.....	53
<b>บทที่ 4 วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติใน โหมดกระแส (Current Mode Automatic Gain Control).....</b>	<b>55</b>
4.1 บทนำ.....	55
4.2 หลักการและโครงสร้างของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	55
4.2.1 หลักการของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	57
4.2.2 โครงสร้างของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	63
4.3 วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติใน โหมดกระแสที่นำเสนอ.....	67
4.3.1 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส.....	67
4.3.2 วงจรตามกระแส.....	68
4.3.3 วงจรตรวจจับกระแสสูงสุด.....	70
4.3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์.....	72
4.4 การออกแบบและผลการจำลองการทำงาน.....	73

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4.1 ผลการจำลองวงจรภายในของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ ในโหมดกระแส.....	75
4.4.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติใน โหมดกระแส.....	82
4.5 บทสรุป.....	85
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	87
บรรณานุกรม.....	89
ภาคผนวก.....	91
ภาคผนวก ก. วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคเดตต์พุดสวิงกว้าง.....	92
ภาคผนวก ข. วิเคราะห์ผลกระทบสนามไฟฟ้าภายในเซนแนลต่อความคล่องตัวของ พาหะของวงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....	96
ภาคผนวก ค. วิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอส ทรานซิสเตอร์ภายในวงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่ไม่เท่ากัน.....	101
ภาคผนวก ง. ผลการจำลองการทำงานของวงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ จากการเลย์เอาต์ (Layout).....	106
ภาคผนวก จ. ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout).....	112
ภาคผนวก ฉ. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	117
ประวัติผู้เขียน.....	140

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอ.....	47
3.2 ประสิทธิภาพของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอ.....	50
3.3 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	51
3.4 ประสิทธิภาพของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	53
4.1 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรตามกระแส.....	75
4.2 ประสิทธิภาพของวงจรตามกระแส.....	77
4.3 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด.....	77
4.4 ประสิทธิภาพของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด.....	80
4.5 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	80
4.6 ประสิทธิภาพของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	81
4.7 ประสิทธิภาพของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส.....	85

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	คุณลักษณะทางอุดมคติของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....2
1.2	คุณลักษณะของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้น..... 3
1.3	คุณลักษณะของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล..... 4
1.4	คุณลักษณะของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส..... 5
2.1	โครงสร้างทางอุดมคติของวงจรขยายกระแส.....8
2.2	โครงสร้างทางปฏิบัติของวงจรขยายกระแส..... 8
2.3	โครงสร้างของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้น [2].....10
2.4	วงจรวกกระแสและลบกระแส (Summation and Subtraction Circuits, S & S).....11
2.5	วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน ( $i \rightarrow v$ )..... 11
2.6	วงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่าง.....12
2.7	วงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่างแบบทรานส์ลิเนียร์รูป..... 13
2.8	วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแส [5].....14
2.9	วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบลดขนาดของวงจร [5].....15
2.10	วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบปรับค่าคงที่ [6].....17
2.11	วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสแบบสองเอาต์พุต..... 18
2.12	วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบสองเอาต์พุต..... 19
2.13	วงจรกำลังสองกระแส.....20
3.1	(ก) โครงสร้างของวงจรคูณกระแส.....23
	(ข) คุณสมบัติทางดีซีของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....23
3.2	วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอโดย [8].....24
3.3	วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอโดย [9].....25
3.4	วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น.....25
3.5	วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....27
3.6	ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์.....28
3.7	วงจรถลบกระแส (Subtractor) .....32

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 กราฟเปรียบเทียบการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยวิธีการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังต่างๆ.....	35
3.9 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียและแบนวิธของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังต่างๆของวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส.....	36
3.10 โครงสร้างวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่นำเสนอ.....	38
3.11 ภาคเอาต์พุตของวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล.....	40
3.12 สัญญาณรบกวนทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์.....	42
3.13 วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน.....	43
3.14 วงจรลบกระแสและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน.....	43
3.15 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน.....	44
3.16 คุณสมบัติทางดีซีของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	47
3.17 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	48
3.18 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	49
3.19 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	49
3.20 ผลการจำลองการทวีความถี่ 2 เท่าของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ.....	50
3.21 ผลการจำลองการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลของวงจรถวายที่นำเสนอ.....	51
3.22 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส.....	52
3.23 สัญญาณรบกวนทางอินพุตของวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	52
3.24 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถวายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	53
4.1 คุณลักษณะการส่งผ่านของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติทางอ้อมคคิ.....	57
4.2 ระบบเชิงเส้นทางเดซิเบลของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	57
4.3 ผลตอบสนองความถี่ของระบบของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	61
4.4 ระบบไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	61
4.5 โครงสร้างของระบบของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.4.....	62
4.6 โครงสร้างของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	64
4.7 รูปแบบจำลองภายในระบบของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	65
4.8 โครงสร้างของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	67
4.9 วงจรตามกระแสที่นำเสนอ.....	69

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 วงจรตรวจจับกระแสสูงสุดที่นำเสนอ.....	71
4.11 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ.....	72
4.12 คุณสมบัติทางคิซีของวงจรตามกระแสที่นำเสนอ.....	75
4.13 การสวิงของกระแสเอาต์พุตของวงจรตามกระแสที่ความถี่ 1 MHz.....	76
4.14 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสที่นำเสนอ.....	76
4.15 คุณสมบัติทางคิซีของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ.....	78
4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นที่ความถี่ 1 MHz.....	78
4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดที่ผ่านวงจรกรองความถี่.....	79
4.18 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอ.....	81
4.19 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอ.....	81
4.20 ผลตอบสนองของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สัญญาณ อินพุตเปลี่ยนค่าจาก 10 ไมโครแอมป์เป็น 1 ไมโครแอมป์ความถี่ 1 MHz .....	83
4.21 ผลตอบสนองของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สัญญาณ อินพุตเปลี่ยนค่าจาก 10 ไมโครแอมป์เป็น 20 ไมโครแอมป์ ความถี่ 1 MHz .....	83
4.22 ค่าความผิดพลาดของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	84
4.23 การตอบสนองของระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส.....	84
4.24 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ.....	85

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีระบบสื่อสารข้อมูลมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง นอกจากการเพิ่มความเร็วในการส่งและรับข้อมูลแล้ว ข้อมูลที่ได้ควรมีความถูกต้องแม่นยำ โดยปกติแล้ว ภาครับในระบบสื่อสารข้อมูลจำเป็นต้องมีภาคขยายสัญญาณที่คอยรักษาระดับของสัญญาณให้คงที่ เพื่อให้เหมาะสมต่อการประมวลผลสัญญาณข้อมูล จากเหตุผลดังกล่าวจึงมีการใช้วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control, AGC) ในระบบสื่อสารข้อมูล วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีคุณสมบัติ คือ วงจรสามารถปรับอัตราขยายตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณสัญญาณอินพุต เพื่อให้ได้ระดับสัญญาณเอาต์พุตที่คงที่ตลอดเวลา ในการออกแบบวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ จำเป็นต้องมีวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายได้ (Variable Gain Amplifier, VGA) โดยวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายนี้มีหน้าที่ปรับระดับสัญญาณเอาต์พุตโดยขึ้นกับสัญญาณควบคุมซึ่งจะกล่าวต่อไปในภายหลัง ในปัจจุบันวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล (Linear - in - dB Variable Gain Amplifier) ได้รับความนิยมอย่างมาก เนื่องจากวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลมีคุณสมบัติโดดเด่นในเรื่องช่วงการสวิงของสัญญาณเอาต์พุตที่กว้าง และช่วงเวลาในการตอบสนอง (Settling Time) ที่ค่อนข้างคงที่ ในงานวิจัยนี้ การออกแบบวงจรทุกวงจรจะเน้นการออกแบบการทำงานในโหมดกระแสเนื่องจากวงจรมีประสิทธิภาพสามารถทำงานได้ภายใต้แรงดันไฟเลี้ยงที่ลดลงได้ดี

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

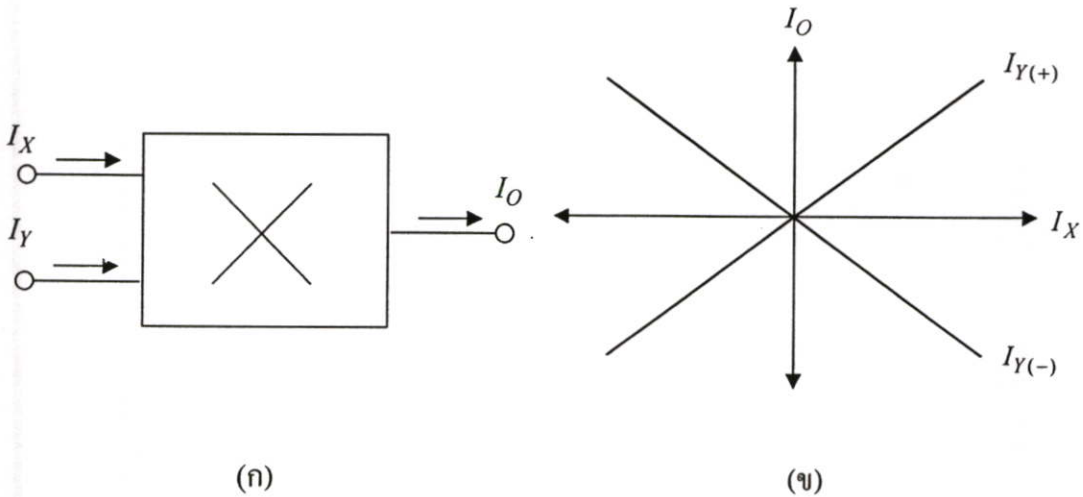
- ศึกษา และพัฒนาทักษะความรู้ ความเข้าใจในการออกแบบวงจรรวม
- นำเสนอหลักการ และแนวความคิดในการออกแบบวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์
- นำเสนอหลักการ และแนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล
- นำเสนอหลักการ และแนวความคิดในการนำวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

### 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การวิจัยนี้ประกอบด้วย 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่หนึ่ง เป็นการวิเคราะห์ และออกแบบวงจรคุณ กระแสสี่ควอดแรนท์ ที่มีช่วงการปฏิบัติงานกว้าง และมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี ส่วนที่สอง เป็นการ นำวงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์มาออกแบบเป็นวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายได้ในโหมดกระแส เชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล ส่วนที่สาม เป็นการนำวงจรรขยายดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานใน วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติใน โหมดกระแส โดยมีแนวความคิดในการทำวิจัยดังนี้

#### 1.3.1 แนวความคิดในการออกแบบวงจรรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์

วัตถุประสงค์หลักในการออกแบบวงจรรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์คือ การนำวงจรรดังกล่าว ไปใช้สร้างวงจรรขยายที่สามารถปรับอัตราขยายในโหมดกระแส แนวทางการออกแบบวงจรรก็คือ วงจรรที่ออกแบบต้องมีช่วงการปฏิบัติงานกว้าง มีความเป็นเชิงเส้น กำลังงานสูญเสียต่ำ และสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง รูปที่ 1.1 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรรคุณกระแส ขณะที่ รูปที่ 1.1 (ข) แสดงคุณลักษณะการส่งผ่านทางคิซีในอุดมคติ จากรูปพบว่าวงจรรคุณกระแสแบบอุดมคติ มีช่วงปฏิบัติงานกว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง และมีความสมมาตรของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสี่ควอด แรนท์



รูปที่ 1.1 คุณลักษณะอุดมคติทางคิซีของวงจรรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์

จากแนวความคิดดังกล่าวสามารถสรุปคุณลักษณะที่สำคัญของวงจรรคุณกระแสสี่ควอด แรนท์ได้ดังนี้

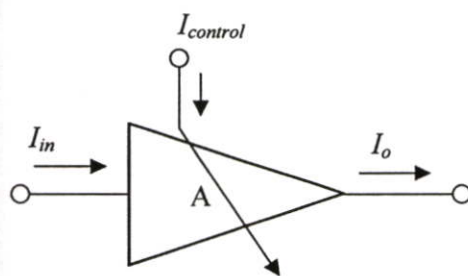
- มีช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตกว้าง
- มีความเป็นเชิงเส้นสูง และ มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำ

- มีความสมมาตรสัญญาณเอาต์พุตทั้งสี่ควอดแรนท์
- สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง
- มีกำลังงานสูญเสียต่ำ

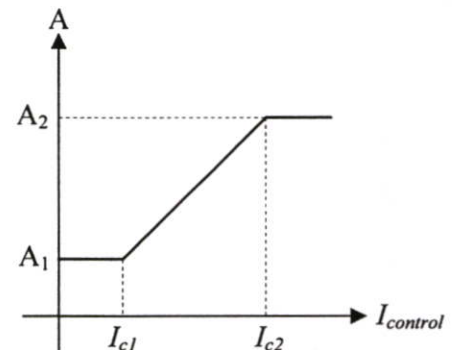
### 1.3.2 แนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล

วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้น ที่มีการใช้งานมากในปัจจุบันได้แก่ วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล (Linear - in - dB Current Mode Variable Gain Amplifier) วงจรขยายดังกล่าวมีอัตราขยายสูง และมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงระหว่างสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตเป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลโดยอัตราขยายจะอยู่ในรูปฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

การสร้างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลสามารถสร้างได้โดยใช้วงจรขยายซิมอสและออกแบบให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกต และซอร์ส ( $V_{GS}$ ) มีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Subthreshold Region) วงจรขยายรูปแบบนี้ไม่เป็นที่นิยมเนื่องจาก อัตราขยายของวงจรมีค่าต่ำ และช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตแคบ นอกจากนั้นแบนวิดท์ (Bandwidth) ของวงจรมีค่าต่ำ วิถีการที่ดีกว่าคือการใช้เทคนิคการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล เทคนิคดังกล่าวได้แก่การประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยวิธีการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansion) วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายด้วยเทคนิคนี้มีอัตราขยายที่แปรผันตามจำนวนพจน์ของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ ความผิดพลาดจากการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลจะขึ้นโดยตรงกับจำนวนพจน์ของการกระจายฟังก์ชัน



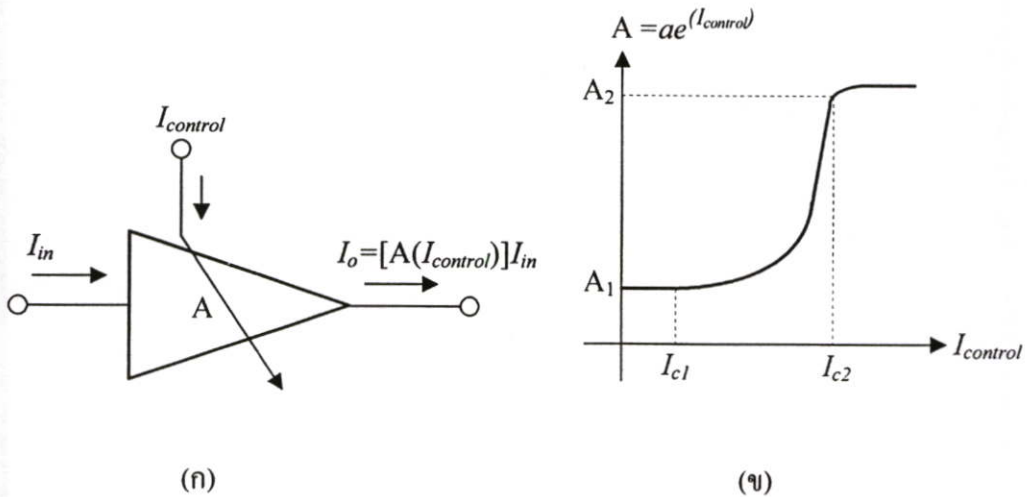
(ก)



(ข)

รูปที่ 1.2 คุณลักษณะวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้น

รูปที่ 1.2 แสดงคุณลักษณะวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคระแสแบบเชิงเส้น (Linear Current Mode Variable Gain Amplifier) จากรูปพบว่าอัตราขยายของวงจร ( $A$ ) มีลักษณะเป็นเชิงเส้นในช่วงกระแสควบคุมระหว่าง  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  โดยอัตราขยายในย่านปฏิบัติงานดังกล่าวมีค่าในช่วงตั้งแต่  $A_1$  ถึง  $A_2$  สังเกตว่า ถ้ากระแสควบคุมไม่อยู่ในช่วงดังกล่าว วงจรรขยายจะไม่สามารถปฏิบัติงานได้



รูปที่ 1.3 คุณลักษณะวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล

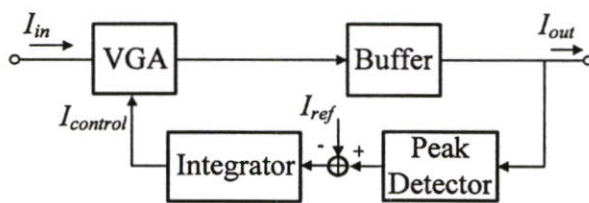
รูปที่ 1.3 แสดงคุณลักษณะวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล กระแสควบคุมอัตราขยายของวงจร ( $I_{control}$ ) ถูกสร้างเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล จากรูปที่ 1.3 (ก) โดย (ข) แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตกับกระแสอินพุต จากรูป จะเห็นว่าย่านปฏิบัติงานที่เป็นเอ็กซ์โปเนนเชียลอยู่ในช่วงที่กระแสควบคุมมีค่าอยู่ระหว่าง  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  โดยอัตราขยายในช่วงกระแสควบคุมดังกล่าวมีค่าตั้งแต่  $A_1$  ไปจนถึง  $A_2$  วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคระแสรูปแบบนี้จะมีอัตราขยายสูง เนื่องจากอัตราขยายเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล นอกจากนั้นความไวของการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายต่อกระแสควบคุมก็มีค่าสูงด้วย ทำให้การตอบสนองของวงจรเป็นไปได้เร็วกว่าแบบฟังก์ชันอัตราขยายเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม สังเกตว่า ถ้ากระแสควบคุมไม่อยู่ในช่วงการทำงานดังกล่าว วงจรรขยายจะไม่สามารถปฏิบัติงานได้เช่นกัน

จากแนวความคิดดังกล่าว สามารถสรุปคุณลักษณะที่สำคัญของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลได้ดังนี้

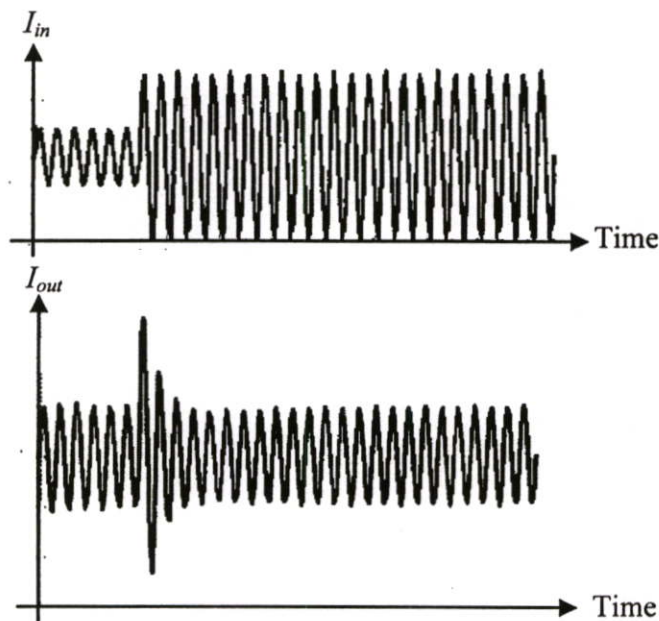
- มีอัตราขยายกระแสสูง
- มีความไวของการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายต่อกระแสควบคุมสูง
- สามารถควบคุมความชันของอัตราขยายด้วยกระแสควบคุม

### 1.3.3 แนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส

วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส (Current Mode Automatic Gain Control) เป็นวงจรขยายกระแสที่มีการนำมาใช้งานในปัจจุบันโดยเฉพาะในงานระบบสื่อสารและระบบประมวลผลข้อมูล วงจรดังกล่าวจะนำวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล มาต่อเป็นระบบป้อนกลับกระแสแบบลบ ดังแสดงในรูปที่ 1.4 (ก) จากรูป วงจรตรวจจับค่าสูงสุด (Peak Detector) มีหน้าที่ตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณกระแสเอาต์พุต และนำมาหักล้างกับกระแสอ้างอิง (Reference Current) กระแสที่เหลือจะป้อนเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ซึ่งสร้างกระแสป้อนกลับควบคุมให้กับวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล



(ก)



(ข)

รูปที่ 1.4 คุณลักษณะวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส

รูปที่ 1.4 (ข) แสดงให้เห็นว่าเมื่อกระแสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง วงจรขยายแบบควบคุม อัตราขยายอัตโนมัติจะควบคุมกระแสเอาต์พุตให้คงที่ ย่านการควบคุมของวงจรขึ้นอยู่กับช่วงการทำงานของกระแสควบคุมในวงจขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล การตอบสนองของกระแสเอาต์พุตขึ้นกับขนาดของสัญญาณอินพุตดังจะได้อธิบายต่อไป สังเกตว่า ถ้าเวลาตอบสนองช้า วงจรขยายก็จะไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของสัญญาณอินพุตที่เข้ามาได้ เพื่อให้ได้เวลาตอบสนองที่ดีขึ้นจึงมีการนำวงจขยายที่ปรับอัตราขยายกระแสเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลมาใช้งาน เนื่องจากการตอบสนองของระบบที่มีอัตราขยายเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต ส่งผลให้เวลาการตอบสนองของระบบของวงจขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีการเปลี่ยนแปลงน้อย

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.5 ไมโครเมตร วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 1$  โวลต์ โดยช่วงการสวิงของสัญญาณกระแสอินพุตมีค่าอยู่ในช่วง  $\pm 14$  ไมโครแอมป์ (ที่กระแสควบคุมสูงสุดเท่ากับ 6 ไมโครแอมป์) วงจรมีช่วงการควบคุมอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 30 เดซิเบล โดยมีค่าผิดพลาดในช่วงปฏิบัติงานดังกล่าวไม่เกิน 0.5 เดซิเบล หลังจากนั้นก็นำวงจขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสการออกแบบจะทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรและจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม H-Spice โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ระดับ 49 และทำการเลย์เอาต์ (Layout) ด้วยโปรแกรม L-Edit เพื่อวิเคราะห์ผลและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและจากการเลย์เอาต์ (Layout)

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

### 2.1 บทนำ

วงจรมีการใช้งานมากในโหมดกระแส เช่น วงจรรขยายกระแส (Current Amplifier) มีการใช้งานมากในการออกแบบวงจรรวมอนาล็อก วงจรสำคัญที่ทำงานในโหมดกระแสอื่นๆ ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) ซึ่งมีการใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสในวงจรรวมเกือบทุกวงจร และ วงจรรขยายคอมมอนเกต (Common-gate) ทำหน้าที่เป็นวงจรมัฟเฟอร์โหมดกระแส วงจรรขยายกระแสมีคุณสมบัติเด่น ได้แก่ ผลตอบสนองความถี่สูง แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ สิ้นเปลืองกำลังงานน้อย และมีความเพี้ยนของสัญญาณน้อย โดยทั่วไปอัตราขยายกระแสของวงจรรขยายกระแสสามารถปรับค่าได้โดยการปรับขนาดของทรานซิสเตอร์หรือ อุปกรณ์ที่ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์ เช่น ตัวต้านทาน เป็นต้น

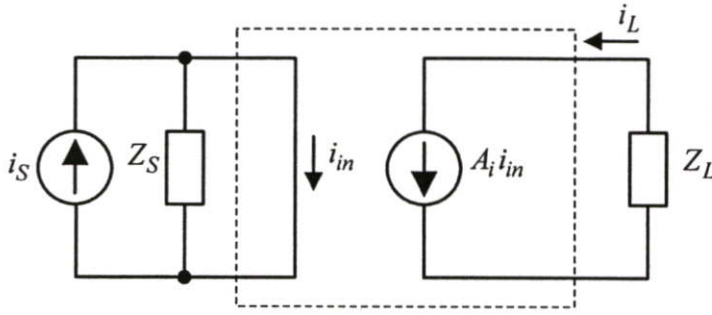
วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเป็นวงจรรขยายกระแสที่สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ รูปแบบการปรับอัตราขยายกระแสมีหลายรูปแบบดังเช่น การใช้ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ วิธีนี้เป็นรูปแบบที่ยืดหยุ่น โดยสามารถปรับอัตราขยายได้กว้าง อย่างไรก็ตามวิธีดังกล่าวมีความเป็นเชิงเส้นไม่ดีนัก และมีความแม่นยำน้อย รูปแบบที่ดี คือ การปรับอัตราขยายด้วยวิธีการปรับค่าแรงดันไบอัสหรือวิธีการปรับค่ากระแสไบอัส วิธีการปรับอัตราขยายกระแสดังกล่าวมีความละเอียดมากและมีความเป็นเชิงเส้นสูง เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรขยายกระแส วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้น และวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสรูปแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล (Linear – in – dB Current Mode Variable Gain Amplifier)

### 2.2 โครงสร้างของวงจรรขยายกระแส

โครงสร้างวงจรรขยายกระแสในทางอุดมคติแตกต่างจากวงจรรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier) [1] กล่าวคือ วงจรรขยายกระแส (อุดมคติ) มีความต้านทานอินพุตเท่ากับศูนย์และมีความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับอนันต์ (Infinity) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นว่าอัตราขยายกระแสของวงจรมุ่งขึ้นอยู่กับความต้านทานของแหล่งจ่าย ( $Z_s$ ) และความต้านทานของโหลด ( $Z_L$ ) ที่นำมาต่อ อัตราขยายกระแสของวงจรรขยายกระแสในอุดมคติสามารถหาได้ดังนี้

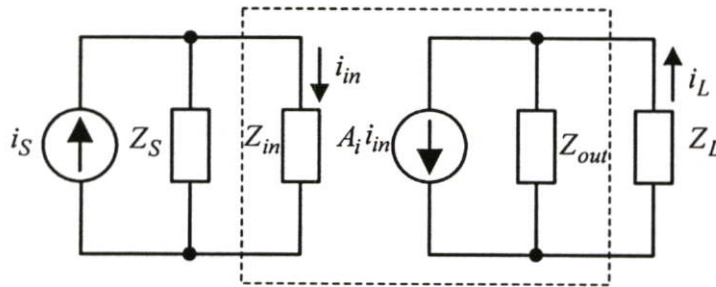
$$\frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_{in}} = A_i \quad (2.1)$$

โดยที่  $A_i$  คือ อัตราขยายกระแสของวงจรถายกระแส  
 $i_L$  คือ กระแสเอาต์พุตของวงจรถายกระแส  
 $i_S$  คือ กระแสอินพุตของวงจรถายกระแส



รูปที่ 2.1 โครงสร้างทางอุดมคติของวงจรถายกระแส

ในทางปฏิบัติ ความต้านทานอินพุตของวงจรถายกระแสมีค่ามากกว่าศูนย์และความต้านทานเอาต์พุตของวงจรถายกระแสมีค่าน้อยกว่าค่าอนันต์ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ดังนั้น อัตราขยายกระแสของวงจรถายกระแสจะขึ้นอยู่กับความต้านทานของกระแสอินพุตและความต้านทานของโหลดด้วย อัตราขยายกระแสของวงจรถายกระแสในทางปฏิบัติแสดงดังในสมการที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างทางปฏิบัติของวงจรถายกระแส

$$\frac{i_L}{i_S} = A_i \cdot Z_x \cdot Z_y \quad (2.2)$$

โดยที่  $Z_x$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านอินพุตมีค่าเท่ากับ  $\frac{Z_S}{Z_S + Z_{in}}$

$Z_y$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ  $\frac{Z_{out}}{Z_{out} + Z_L}$

จากสมการที่ 2.2 พบว่าเมื่อความต้านทานอินพุตมีค่าสูงขึ้นอัตราขยายกระแสของ วงจรขยายกระแสจะลดลง และเมื่อความต้านทานเอาต์พุตมีค่าต่ำลงอัตราขยายกระแสของ วงจรขยายกระแสจะลดลงเช่นเดียวกัน เพราะฉะนั้นในการออกแบบวงจรขยายกระแสต้อง ออกแบบให้ความต้านทานอินพุตมีค่าต่ำและความต้านทานเอาต์พุตมีค่าสูงเพื่อให้วงจรขยาย กระแสใกล้เคียงความเป็นอุดมคติมากที่สุด

### 2.3 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสแบบเชิงเส้น

วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายใน โหมคกระแสแตกต่างจากวงจรขยายกระแสทั่วไป วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสสามารถปรับอัตราขยายกระแสให้เหมาะสมกับความ ต้องการได้ ข้อโคคเด่นของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสคือสามารถนำไปใช้งาน ที่มีช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตกว้างและ มีแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ

หลักการของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสแสดงในรูปที่ 2.3 [2] วงจร ดังกล่าวเป็นวงจรขยายกระแสที่ปรับอัตราขยายแบบเชิงเส้น วงจรประกอบด้วยวงจรขยายกระแส จำนวน 2 วงจรซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  กับวงจรบวกกระแสและวงจรถลบ กระแส (Summation and Subtraction Circuits, S & S) ซึ่งทำหน้าที่สร้างกระแสผลรวมระหว่าง กระแสอินพุตและกระแสควบคุม ( $I_C + I_{in}$ ) และ กระแสผลต่างระหว่างกระแสอินพุตและ กระแสควบคุม ( $I_C - I_{in}$ ) วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันแบบเชิงเส้น (Linear Current to Voltage Converter) ทำหน้าที่แปลงกระแสให้เป็นแรงดันจำนวน 2 ชุด คือ แรงดันที่มีค่าเท่ากับ  $R(I_C + I_{in})$  และ  $R(I_C - I_{in})$  โดยที่  $R$  คือ ความต้านทานภายในวงจรแปลงกระแสเป็น แรงดัน แรงดันดังกล่าวถูกป้อนให้กับมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ตามลำดับ มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานในย่านอิ่มตัว (saturation region) โดยมีความสัมพันธ์ ระหว่างกระแสและแรงดันเป็นฟังก์ชันกำลังสอง กระแสเอาต์พุตของวงจรเป็นผลต่างของกระแส  $M_1$  และ  $M_2$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{M1} - I_{M2} = 4KR(I_C R - V_T)I_{in} \quad (2.3)$$

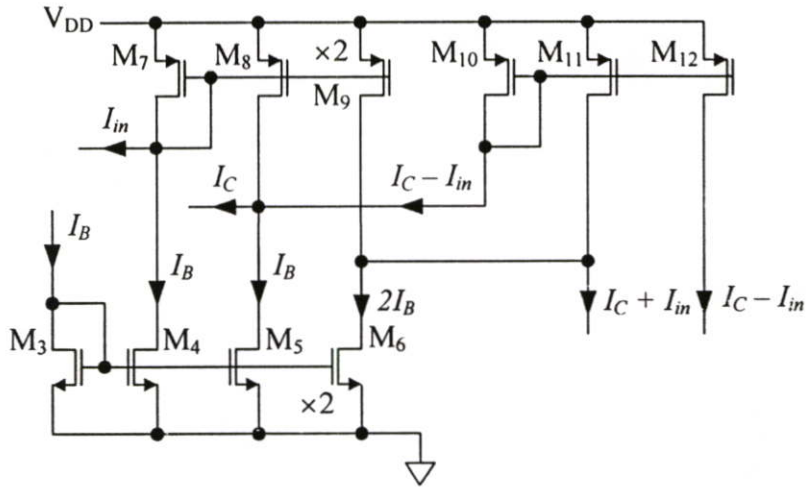
โดยที่  $K$  คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{ox} W/2L$

$\mu_n$  คือ สภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron Mobility)

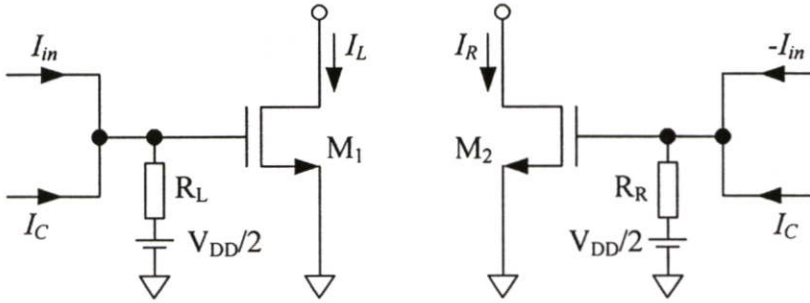
$C_{ox}$  คือ ความจุไฟฟ้าต่อหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide Capacitance)

$V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)





รูปที่ 2.4 วงจรบวกกระแสและลบกระแส (Summation and Subtraction Circuits, S & S)



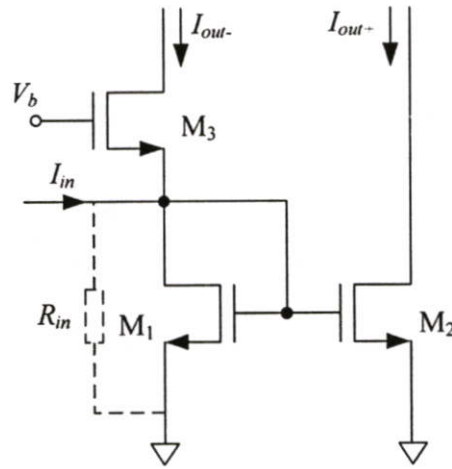
รูปที่ 2.5 วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน ( $i \rightarrow v$ )

จากที่กล่าวไว้แล้วว่าวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์แทนตัวต้านทานมีข้อเสีย เนื่องจากค่าความต้านทานมีค่าไม่แน่นอน วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการออกแบบวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสโดยใช้การประยุกต์วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันแบบพื้นฐาน [3] ให้อยู่ในรูปวงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่าง [4] ดังในรูปที่ 2.6

ในรูปที่ 2.6 วงจรประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ 3 ตัวที่มีขนาดเท่ากันหมด กระแสเอาต์พุตของวงจรอยู่ในรูปกระแสผลต่างและมีค่าเท่ากับกระแสอินพุต ความต้านทานทางด้านอินพุตของมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \sqrt{\frac{1}{16KI_b}} \tag{2.5}$$

- โดยที่  $K$  คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{ox} W/2L$   
 $R_{in}$  คือ ความต้านทานอินพุตของวงจร  
 $I_b$  คือ กระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์ ( $M_3$ )



รูปที่ 2.6 วงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่าง

กระแสเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.6 มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{out+} - I_{out-} = I_{M2} - I_{M3} = I_{in} \quad (2.6)$$

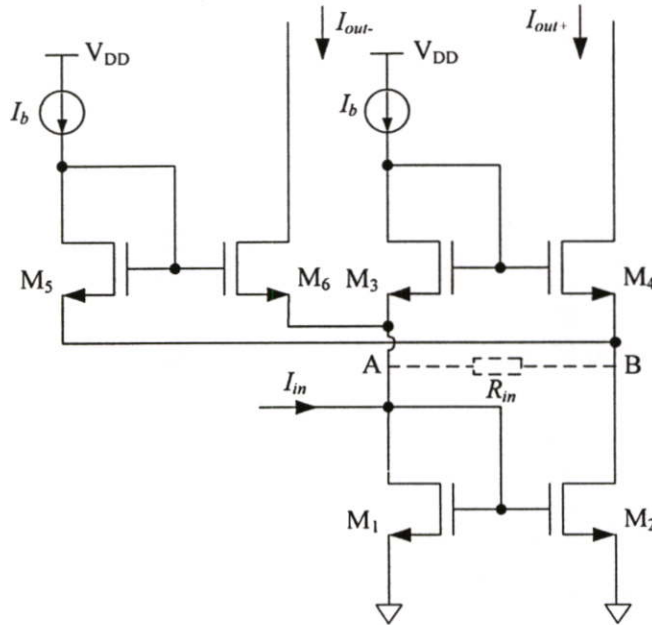
- โดยที่  $I_{M2}$  คือ กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ ( $M_2$ )  
 $I_{M3}$  คือ กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ ( $M_3$ )

จากวงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่างประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาดเท่ากันทุกตัว ดังนั้นแรงดันไบอัส ( $V_b$ ) จึงมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ของมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัว จากสมการที่ 2.5 ความต้านทานทางด้านอินพุตของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  โดยกระแสไบอัสจะขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัส ( $V_b$ ) และแรงดันไบอัสมีค่าต่ำสุดเท่ากับ  $2V_T$  ข้อเสียของวงจรดังกล่าว คือแรงดันที่โหนดเอาต์พุตทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งเป็นผลทำให้กระแสเอาต์พุตผลต่างไม่เท่ากับกระแสอินพุต วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการต่อมอสทรานซิสเตอร์ดังในรูปที่ 2.7

ในรูปที่ 2.7 เป็นวงจรแปลงกระแสเป็นผลต่างกระแสโดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ถูกต่อเป็นวงจรสะท้อนกระแสและมอสทรานซิสเตอร์ ( $M_3 - M_6$ ) ต่อในลักษณะทรานส์ลิเนียร์ลูป (Translinear loop) การต่อในลักษณะนี้แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  รวมกับ  $M_5$  จะมีค่าเท่ากับ  $M_4$  รวมกับ  $M_6$  การเปลี่ยนแปลง

แรงดันที่โหนด A และ B จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่อินพุต ซึ่งส่งผลทำให้กระแสเอาต์พุตผลต่างมีค่าเท่ากับกระแสอินพุต จากการวิเคราะห์กระแสที่ไหลผ่านโหนด A และ B จะได้กระแสเอาต์พุตผลต่างของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{out+} - I_{out-} = I_{M4} - I_{M6} = I_{in} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.7 วงจรแปลงกระแสเป็นกระแสผลต่างแบบทรานส์ลิเนียร์รูป

ฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลเป็นฟังก์ชันที่ได้มีการนำมาใช้ในวงจรขยายที่ปรับอัตราขยาย เนื่องจากมีอัตราขยายสูง และออกแบบได้ง่าย การนำมอสทรานซิสเตอร์มาสร้างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลสามารถใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านวีกอินเวอร์ชัน (Weak inversion operation range) แต่วิธีดังกล่าวไม่เป็นที่นิยม เนื่องจากวงจรมีช่วงการสวิงสัญญาณเอาต์พุตต่ำ และมีการตอบสนองความถี่สูงไม่ดี วิธีที่ดีกว่า คือ การประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล เพราะสามารถใช้ฟังก์ชันกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัวได้ โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

## 2.4 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสรูปแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล

วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสรูปแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลเป็นวงจรที่มีย่านการควบคุมอัตราขยายกว้างและมีอัตราขยายสูง การออกแบบวงจรสามารถใช้ฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลได้ โดยมีวิธีการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลดังนี้

การประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยใช้วิธีการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansion Method) มีสมการดังนี้

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \cong 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3!} + \dots \quad (2.8)$$

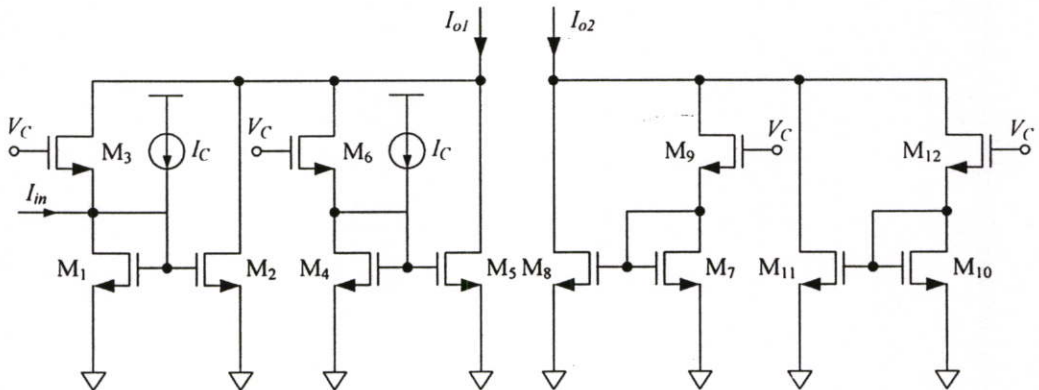
กรณีที่  $x \ll 1$  เราสามารถประมาณสมการที่ 2.8 ได้ดังนี้

$$e^x \cong 1 + x + \frac{x^2}{2} \quad (2.9)$$

สมการที่ 2.9 คือ สมการการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยใช้การกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสอง วิธีนี้ได้มีการนำมาใช้ในวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายโหมดกระแส [5] ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยวงจรมีการนำเสนอหลักการดังต่อไปนี้ จากสมการที่ 2.9 ทำการคูณค่าคงที่และจัดรูปใหม่ดังนี้

$$2b^2 \cdot e^{\frac{a}{b}x} \cong b^2 + (b + ax)^2 \quad (2.10)$$

โดยที่  $a$  และ  $b$  เป็นค่าคงที่ และ  $|(a/b)x|$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง



รูปที่ 2.8 วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแส [5]

รูปที่ 2.8 คือ วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแส (Current mode Pseudo – Exponential Function) วงจรประกอบด้วยวงจรสร้างฟังก์ชันกำลังสองกระแสจำนวน 4 วงจร โดยที่มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรทำงานในย่านอิ่มตัว กระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{o1} - I_{o2} = \left[ G + \frac{(I_C + I_{in})^2}{4G} \right] + \left( G + \frac{I_C^2}{4G} \right) - G - G \quad (2.11)$$

โดยที่  $G$  คือ  $\frac{K}{2}(V_C - 2V_T)^2$

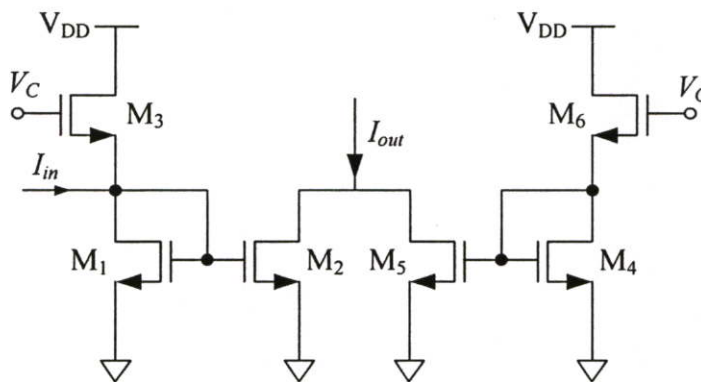
จากสมการที่ 2.11 ทำการจัดกระแสเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) ได้ดังนี้

$$I_{out} \cong \frac{I_C^2}{4G} + \frac{(I_C + I_{in})^2}{4G} \quad (2.12)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรสามารถแสดงในรูปการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลได้ ดังนี้

$$I_{out} \cong \frac{I_C^2}{2G} e^{\frac{I_{in}}{I_C}} \quad (2.13)$$

วงจรในรูปที่ 2.8 สามารถลดขนาดของวงจรได้ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบลดขนาดของวงจร [5]

จากวงจรในรูปที่ 2.9 พบว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_2$  และ  $M_5$  มีค่าดังนี้

$$I_{M2} = K \left[ \left( \frac{V_C}{2} - V_T \right) + \frac{I_{in}}{2K(V_C - 2V_T)} \right]^2 \quad (2.14)$$

$$I_{M5} = K \left( \frac{V_C}{2} - V_T \right)^2 \quad (2.15)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.9 มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{M2} + I_{M5} = K \left[ \frac{(V_C - 2V_T)^2}{2} + \left( \frac{I_{in}}{2K(V_C - 2V_T)} \right) + \frac{I_{in}}{2K} \right] \quad (2.16)$$

กระแสเอาต์พุตในรูปการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} \cong 2K \left( \frac{V_C}{2} - V_T \right)^2 \cdot e^{\frac{I_{in}}{K(V_C - 2V_T)^2}} \quad (2.17)$$

สมการกระแสเอาต์พุตในสมการที่ 2.17 มีข้อจำกัด คือ เนื่องจากวงจรใช้หลักการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังที่สองดังนั้นช่วงการประมาณของเอ็กซ์โปเนนเชียลถูกจำกัดไว้ที่ 11 dB ภายได้ความผิดพลาดเท่ากับ  $\pm 0.5$  dB วิธีการเพิ่มช่วงการประมาณแบบหนึ่ง คือ การปรับค่าคงที่ในฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล [6] ดังแสดงในสมการที่ 2.18

$$e^{ax} \cong k + ax + \frac{(ax)^2}{2} \quad (2.18)$$

สมการที่ 2.18 เมื่อ  $|x| \leq 1/a$  และ  $k$  มีค่าเท่ากับหนึ่ง ช่วงการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลถูกจำกัดไว้เพียง 11 dB ภายได้ความผิดพลาดเท่ากับ 0.5 dB อย่างไรก็ตามช่วงการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลเพิ่มเป็น 15 dB เมื่อ  $k$  มีค่าเท่ากับ 0.95 จากสมการที่ 2.18 ทำการจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$e^{ax} \cong \left( \frac{1}{2} \right) \left[ (2k - 1) + (1 + ax)^2 \right] \quad (2.19)$$

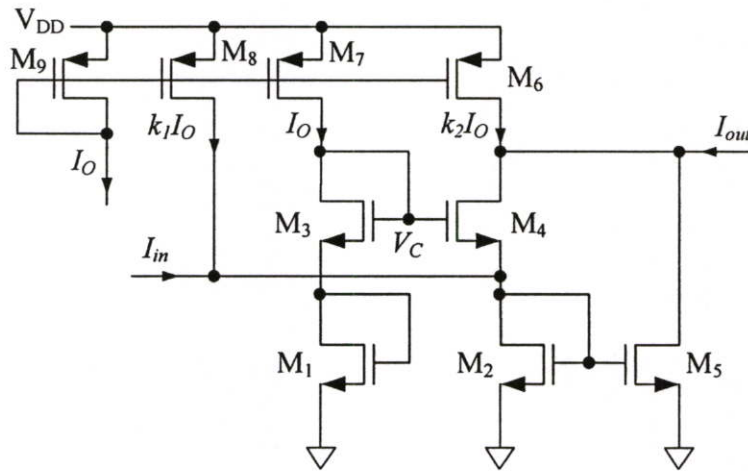
สมการที่ 2.19 คือ สมการการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลกำลังสองแบบปรับค่าคงที่  $k$  จากรูปที่ 2.10 แทนค่าคงที่  $k$  ด้วย  $k_1$  และ  $k_2$  โดยมีสมการดังนี้

$$k = \frac{1}{2} + \frac{4(2-k_2)}{k_1^2} \quad (2.20)$$

รูปที่ 2.10 คือ วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลแบบปรับค่าคงที่ กระแสเอาต์พุตของวงจร ( $I_{out}$ ) ประกอบด้วยกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  และ  $M_5$  ลบด้วยกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  โดยที่  $k_1$  และ  $k_2$  สามารถปรับได้โดยการปรับขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ โดยกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = 2I_O + \frac{(I_{in} + k_1 I_O)^2}{8I_O} - k_2 I_O \quad (2.21)$$

โดยที่  $I_O$  คือ  $\frac{K}{4}(V_C - 2V_T)^2$



รูปที่ 2.10 วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบปรับค่าคงที่ [6]

สมการที่ 2.21 สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{k_1^2 I_O}{8} \left[ \frac{8(2-k_2)}{k_1^2} + \left( 1 + \frac{I_{in}}{k_1 I_O} \right)^2 \right] \quad (2.22)$$

โดยที่  $k_1$  คือ  $\sqrt{8(2-k_2)}$

จากสมการที่ 2.22 กระแสเอาต์พุตของวงจรในรูปฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} \cong \frac{k_1^2 I_O}{8} e^{\left(\frac{I_{in}}{k_1 I_O}\right)} \quad (2.23)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรในสมการที่ 2.23 อยู่ในรูปการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยที่  $a$  ในสมการที่ 2.26 มีค่าเท่ากับ  $1/(k_1 I_O)$  และกระแสเอาต์พุตของวงจรจะเป็นไปตามสมการ 2.23 ก็ต่อเมื่อ  $|I_{in}| \leq k_1 I_O$

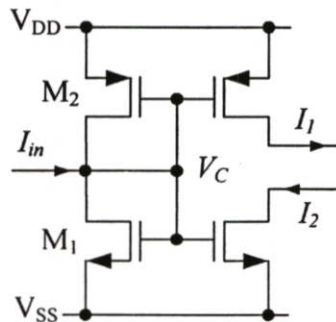
การเพิ่มช่วงการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วยวิธีการปรับค่าคงที่เป็นวิธีการเพิ่มที่ดี นอกจากวิธีดังกล่าวแล้วยังมีวิธีการเพิ่มช่วงการประมาณอีก เช่น การยกกำลังสองของฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล วิธีดังกล่าวเป็นช่วงการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลเพิ่มขึ้นหนึ่งเท่าตัว โดยมีหลักการดังนี้

รูปที่ 2.11 คือ วงจรฟังก์ชันกำลังสองของกระแส กระแสเอาต์พุต  $I_1$  และ  $I_2$  มีสมการดังนี้

$$I_1 = K \left( \frac{B}{2} - \frac{I_{in}}{2KB} \right)^2 \quad (2.24)$$

$$I_2 = K \left( \frac{B}{2} + \frac{I_{in}}{2KB} \right)^2 \quad (2.25)$$

โดยที่  $B$  คือ  $V_{DD} - V_{SS} - |V_{Tp}| - V_{Tn}$

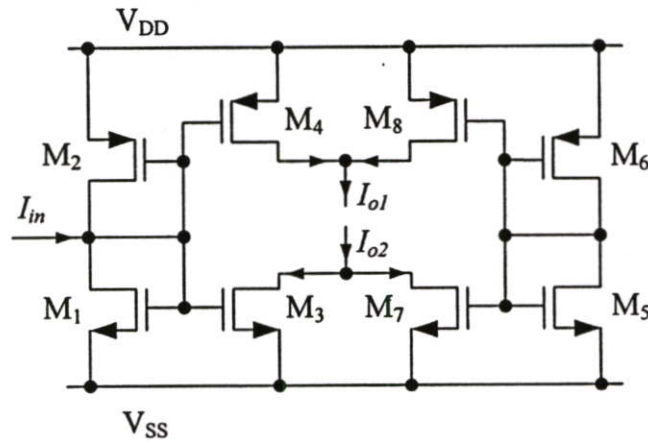


รูปที่ 2.11 วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสแบบสองเอาต์พุต

วงจรในรูปที่ 2.11 ประกอบด้วยกระแสเอาต์พุตจำนวน 2 ชุด กระแสเอาต์พุตแต่ละชุดเป็นฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุต โดยเป็นฟังก์ชันผลบวกกำลังสองและผลต่างกำลังสองของกระแสอินพุตดังในสมการที่ 2.24 และ 2.25 เมื่อนำวงจรดังกล่าวมาต่อดังรูปที่ 2.12 จะได้วงจรฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลแบบสัญญาณเอาต์พุตสองชุด โดยมีกระแสเอาต์พุต  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  เท่ากับ

$$I_{o1} = K \left( \frac{B}{2} - \frac{I_{in}}{2KB} \right)^2 + K \left( \frac{B}{2} \right)^2 \cong K \left[ 2 \left( \frac{B}{2} \right)^2 \right] \cdot e^{-\frac{I_{in}}{KB^2}} \quad (2.26)$$

$$I_{o2} = K \left( \frac{B}{2} + \frac{I_{in}}{2KB} \right)^2 + K \left( \frac{B}{2} \right)^2 \cong K \left[ 2 \left( \frac{B}{2} \right)^2 \right] \cdot e^{\frac{I_{in}}{KB^2}} \quad (2.27)$$

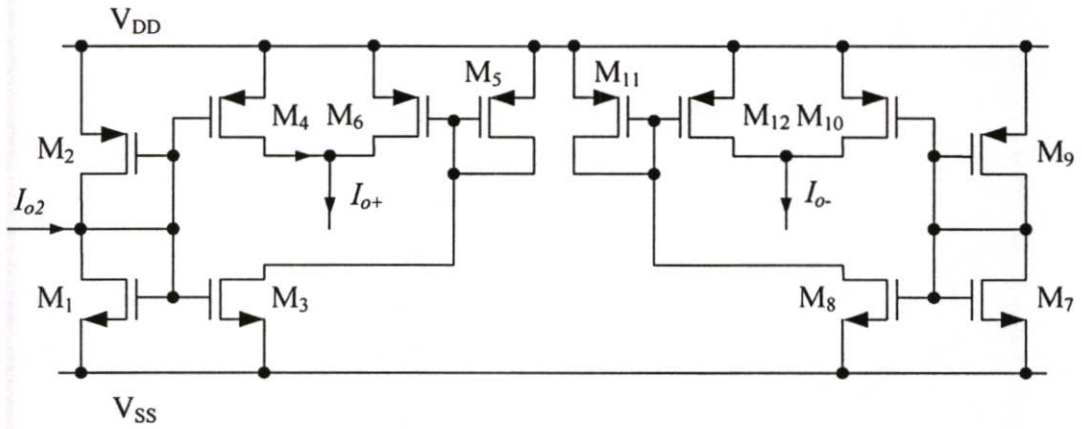


รูปที่ 2.12 วงจรประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโหมดกระแสแบบสองเอาต์พุต

สมการที่ 2.36 และ 2.37 เป็นฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลที่มีกำลังเป็นลบและเป็นบวกตามลำดับ กระแสเอาต์พุตของสมการที่ 2.36 และ 2.37 สามารถเพิ่มช่วงการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลเป็น 2 เท่าได้โดยใช้วิธีการยกกำลังสอง วงจรในรูปที่ 2.13 เป็นวงจรกำลังสองกระแสอินพุตที่ประยุกต์จากวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสในรูปที่ 2.11 โดยกระแสเอาต์พุต  $I_{o+}$  และ  $I_{o-}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{o+} = K \left[ \left( \frac{B}{2} + \frac{I_{o2}}{2KB} \right)^2 + \left( \frac{B}{2} - \frac{I_{o2}}{2KB} \right)^2 \right] \quad (2.28)$$

$$I_{o-} = K \left[ \left( \frac{B}{2} \right)^2 + \left( \frac{B}{2} \right)^2 \right] \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.13 วงจรกำลังสองกระแส

ผลต่างกระแส ( $I_{o+}$ ) และ ( $I_{o-}$ ) ในสมการที่ 2.28 และ 2.29 จะอยู่ในรูปกำลังสองของกระแสอินพุต โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{o+} - I_{o-} = \frac{1}{2KB^2} I_{o2}^2 \quad (2.30)$$

นำสมการฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล (2.27) แทนค่าลงในสมการที่ 2.30 จะได้กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} \cong \frac{K}{2} \left( \frac{B}{2} \right)^2 \cdot e^{\frac{2I_m}{KB^2}} \quad (2.31)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรในสมการที่ 2.31 อยู่ในรูปการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลกำลังสอง กระแสเอาต์พุตมีช่วงการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลที่เป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลประมาณ 2 เท่าของกระแส ( $I_{o2}$ ) ในสมการที่ 2.27 โดยช่วงประมาณดังกล่าวมีค่าประมาณ 22 dB ภายได้ค่าผิดพลาดเท่ากับ 0.5 dB สังเกตว่าความถูกต้องของการประมาณขึ้นอยู่กับจำนวนพจน์หรือกำลังของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ในการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล รวมถึงค่าคงที่ต่างๆ ที่ใช้ในการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วย

## 2.5 บทสรุป

บทที่ 2 เป็นการสรุปวงจรรายที่ปรับอัตราขยายในโหมครระแส โดยกล่าวถึง โครงสร้างวงจรรายกระแสแบบพื้นฐานในทางอุดมคติและในทางปฏิบัติรวมถึงวงจรรายที่ปรับอัตราขยายในโหมครระแสรูปแบบต่างๆ เราสามารถแบ่งวงจรรายที่ปรับอัตราขยายออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ แบบแรกเป็นวงจรรายที่ปรับอัตราขยายเป็นเชิงเส้น โดยมีการควบคุมอัตราขยายอยู่ 3 รูปแบบคือ การใช้ความต้านทาน กระแส และแรงดัน แบบความต้านทานออกแบบได้ง่าย แต่แบบกระแสและแรงดันมีความถูกต้องและมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า วงจรรายที่ปรับอัตราขยายในโหมครระแสแบบเชิงเส้นมีข้อโดดเด่นที่มีโครงสร้างง่ายต่อการออกแบบให้มีช่วงควบคุมอัตราขยายสูง และเหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการปรับอัตราขยายกระแสเป็นเชิงเส้น ส่วนอีกรูปแบบเป็นวงจรรายที่ปรับอัตราขยายในโหมครระแสรูปแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล วงจรรายรูปแบบนี้มีช่วงควบคุมอัตราขยายสูงแต่สิ้นเปลืองกำลังงานน้อย โดยส่วนใหญ่จะใช้วิธีการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วยฟังก์ชันการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ เนื่องจากเป็นวิธีที่สามารถใช้ฟังก์ชันกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัวได้ วิธีดังกล่าวมีช่วงการปรับอัตราขยายเพิ่มขึ้นตามจำนวนพจน์หรือกำลังของการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ รวมถึงกำลังของการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วย

### บทที่ 3

## วงจรรขยายแบบซีมอสที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส (Current Mode CMOS Variable Gain Amplifier)

### 3.1 บทนำ

วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายได้ (Variable Gain Amplifier) เป็นวงจรถือสำคัญมากวงจรรหนึ่ง โดยที่อัตราขยายของวงจรรสามารถปรับค่าได้ คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรร คือ วงจรรมีช่วงควบคุมสัญญาณเอาต์พุตกว้าง ปัจจุบันนี้ การนำฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลมาใช้ควบคุมอัตราขยายเป็นที่ยอมรับ เพราะการควบคุมดังกล่าวให้อัตราขยายที่มีค่าสูง

การสร้างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยวิธีการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ เนื่องจากวิธีดังกล่าวสามารถใช้ฟังก์ชันกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัวได้ วงจรรคูณกระแสที่ใช้แต่เฉพาะมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นจะเป็นวงจรรสำคัญเพื่อใช้สร้างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลดังกล่าว ดังจะได้กล่าวต่อไป

### 3.2 คุณสมบัติทั่วไปของวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท

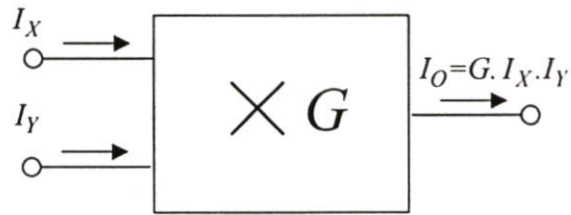
วงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท คือ วงจรรที่กระทำฟังก์ชันการคูณของสัญญาณกระแสอินพุตจำนวน 2 สัญญาณโดยสามารถกระทำการคูณได้ทั้งสี่ควอดแรนท วงจรรดังกล่าวเป็นวงจรรที่มีความสำคัญในการประมวลผลสัญญาณอนาลอก ตัวอย่างเช่น วงจรรมอดูเลเตอร์ (Modulators) วงจรรเลื่อนความถี่ (Frequency-shifters) วงจรรคอนโวลูชัน (Convolution) เป็นต้น

รูปที่ 3.1 ก) แสดงโครงสร้างของวงจรรคูณกระแส และรูปที่ 3.1 ข) แสดงคุณสมบัติทางดีซี (DC Transfer Characteristic) ของวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท สังเกตได้ว่ากระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสอินพุตกับอัตราขยายของวงจรรคูณ (Gain of multiplier) ดังแสดงในสมการที่ 3.1

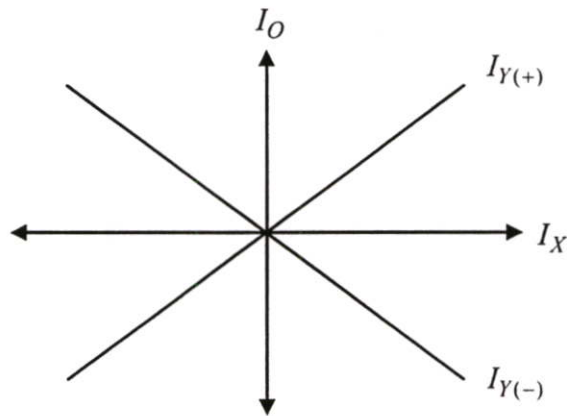
$$I_O = G \cdot I_X \cdot I_Y \quad (3.1)$$

โดยที่  $G$  คือ อัตราขยายของวงจรรคูณกระแส

$I_X$  และ  $I_Y$  คือ สัญญาณกระแสอินพุตของวงจรรคูณกระแส



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 (ก) โครงสร้างของวงจรถคูณกระแส  
(ข) คุณสมบัติทางคิซีของวงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์

คุณสมบัติที่คิซีของวงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์สามารถสรุปได้ดังนี้

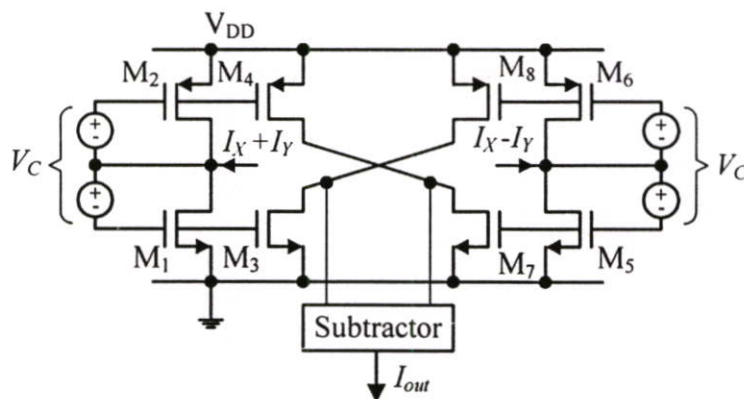
- ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตกว้าง
- ความเป็นเชิงเส้นสูง
- สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง
- ความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำ
- กำลังงานสูญเสียต่ำ

### 3.3 วงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ

#### 3.3.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์

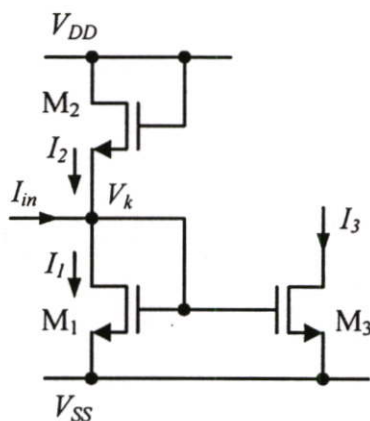
วงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ โดย [8-9] แสดงดังรูปที่ 3.2 และ 3.3 ประกอบด้วยวงจรถ่วงฟังก์ชันกำลังสองกระแส (Quadratic Cell) จำนวน 2 ชุดต่อในลักษณะไขว้กัน วงจรใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นร่วมกับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี จากรูปที่ 3.2 วงจรถ่วงฟังก์ชัน





รูปที่ 3.3 วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอโดย [9]

ในการออกแบบวงจรทั้งสอง ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $K$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดเอ็นและชนิดพีต้องมีค่าเท่ากัน ซึ่งเป็นเรื่องที่เป็นไปได้ยากในกระบวนการสร้างมอสทรานซิสเตอร์จริง จากเหตุผลดังกล่าวจึงได้ทำการแก้ไขวงจรโดยพยายามออกแบบให้วงจรมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นเป็นหลัก วิธีการนี้สามารถลดปัญหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ไม่เท่ากันในวงจร นอกจากนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นมีความคล่องตัวของพาหะสูงกว่ามอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี จึงส่งผลให้แบนวิดท์ (Band Width) ของวงจรถูกสร้างขึ้นมีค่าสูงขึ้นและขนาดของวงจรถูกลดลงอีกด้วย



รูปที่ 3.4 วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น

รูปที่ 3.4 เป็นวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสที่นำเสนอ วงจรประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่ทำงานในย่านอิ่มตัว มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ต่อในลักษณะไดโอด (Diode Connected) และมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  กับ  $M_3$  ต่อเป็นวงจรสะท้อน

กระแส โดยการแก้สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิ่มตัว และกำหนดให้ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีขนาดเท่ากันหมด จะได้ว่า

$$I_1 = I_3 = \frac{1}{4Ka^2} (Ka^2 + I_{in})^2 \quad (3.4)$$

$$I_2 = \frac{1}{4Ka^2} (Ka^2 - I_{in})^2 \quad (3.5)$$

โดยที่  $a$  และ  $K$  มีค่า  $(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)$  และ  $(\mu_n C_{ox} W/2L)$  ตามลำดับ จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 กระแสภายในวงจรเป็นฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุต

รูปที่ 3.5 เป็นวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ วงจรประกอบด้วยวงจรฟังก์ชันกำลังสองจำนวน 4 ชุด กระแสอินพุตของวงจรคูณกระแสเป็นผลบวกและผลต่างของกระแส  $I_X$  และ  $I_Y$  โดยการใช้ความสัมพันธ์ฟังก์ชันกำลังสองระหว่างกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตในสมการที่ 3.4 กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_{3a}, M_{3b}, M_{3c}$  และ  $M_{3d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{3a} = \frac{1}{4Ka^2} [Ka^2 + (I_X + I_Y)]^2 \quad (3.6)$$

$$I_{3b} = \frac{1}{4Ka^2} [Ka^2 - (I_X + I_Y)]^2 \quad (3.7)$$

$$I_{3c} = \frac{1}{4Ka^2} [Ka^2 + (I_X - I_Y)]^2 \quad (3.8)$$

$$I_{3d} = \frac{1}{4Ka^2} [Ka^2 - (I_X - I_Y)]^2 \quad (3.9)$$

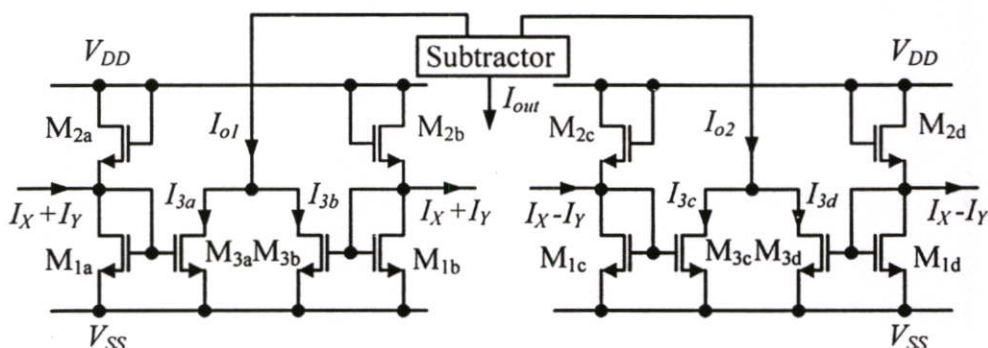
กระแส  $I_{o1}$  คือผลรวมของกระแส  $I_{3a}$  และ  $I_{3b}$  ขณะที่กระแส  $I_{o2}$  คือผลรวมของกระแส  $I_{3c}$  และ  $I_{3d}$  โดยมีสมการกระแสดังนี้

$$I_{o1} = \frac{1}{2Ka^2} [K^2 a^4 + (I_X + I_Y)^2] \quad (3.10)$$

$$I_{o2} = \frac{1}{2Ka^2} [K^2 a^4 + (I_X - I_Y)^2] \quad (3.11)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจร ( $I_{out}$ ) เป็นผลต่างกระแสระหว่างกระแส  $I_{o1}$  กับ  $I_{o2}$  โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{o1} - I_{o2} = \frac{2}{Ka^2} I_X I_Y \quad (3.12)$$



รูปที่ 3.5 วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ

กระแสเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) ในสมการที่ 3.12 มีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสอินพุต  $I_X$  และ  $I_Y$  กับอัตราขยายของวงจรถคูณ โดยอัตราขยายของวงจรถคูณแปรผกผันกับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $K$ ) และแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรลบด้วยแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage,  $V_T$ ) ซึ่งผ่านทางตัวแปร  $a$  ดังนั้นการปรับอัตราขยายของการคูณสามารถปรับด้วยค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์และแหล่งจ่ายแรงดันวงจร

การปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถปรับด้วยการปรับขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ การลดขนาดของมอสทรานซิสเตอร์จะทำให้อัตราขยายวงจรถคูณสูงขึ้นและวงจรสิ้นเปลืองกำลังงานน้อยลง แต่กระแสขณะสถานะสงบ (Quiescent Current) จะลดลงเป็นผลทำให้ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตน้อยลงตามไปด้วย ในทางตรงกันข้ามการเพิ่มขนาดของมอสทรานซิสเตอร์จะทำให้ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตเพิ่มขึ้นแต่วงจรจะสิ้นเปลืองกำลังงานเพิ่มขึ้นด้วย

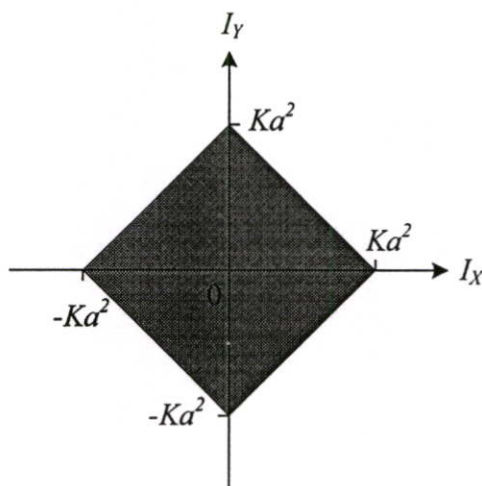
นอกจากการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์แล้ว การปรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรสามารถปรับอัตราขยายการคูณได้ โดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรมีค่าต่ำสุดเท่ากับสองเท่าของแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{DD} + |V_{SS}| > 2V_T$ )

การหาช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตในวงจร คือ การหากระแสอินพุตสูงสุด ( $I_X + I_Y$ ) และ ( $I_X - I_Y$ ) ที่ทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}$ ,  $M_{2a}$ ,  $M_{1b}$ ,  $M_{2b}$ ,  $M_{1c}$ ,  $M_{2c}$ ,  $M_{1d}$  หรือ  $M_{2d}$  ตัวใดตัวหนึ่งทำงานในย่านคัทออฟ (Cut-off Region) โดยกระแสที่ถูกสะท้อนจากวงจรสะท้อนกระแส ( $I_{3a}$ ,  $I_{3b}$ ,  $I_{3c}$  หรือ  $I_{3d}$ ) ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตในวงจรมีค่าเท่ากับ

$$|I_X + I_Y| \leq Ka^2 \quad (3.13)$$

$$|I_X - I_Y| \leq Ka^2 \quad (3.14)$$

สมการที่ 3.13 และ 3.14 แสดงช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์

ในรูปที่ 3.6 ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ บริเวณที่  $I_X$  และ  $I_Y$  มีเครื่องหมายเดียวกันหรือมีเครื่องหมายต่างกันต้องมีค่ารวมกันไม่เกิน  $Ka^2$

### 3.3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

การวิเคราะห์วงจรในหัวข้อ 3.3.1 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ในวงจรทุกตัวทำงานในย่านอิ่มตัวและมีความเป็นอุดมคติโดยมีลักษณะของสมการกระแสและแรงดันเป็นฟังก์ชันกำลังสอง นอกจากนั้นการวิเคราะห์ที่ผ่านมาสมมติให้ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์เท่ากันทุกตัว ในทางปฏิบัติ มอสทรานซิสเตอร์ไม่ได้มีคุณสมบัติกำลังสองแต่มีผลอันเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติได้แก่ การลดลงของความคล่องตัวของพาหะต่อสนามไฟฟ้าภายในแชนแนล (Mobility Degradation) นอกจากนั้นขนาดของทรานซิสเตอร์ในกระบวนการผลิตจริงอาจมีขนาดไม่เท่ากัน ส่งผลให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้เราจะทำการวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติดังกล่าวโดยจะแยกวิเคราะห์ผลของความคล่องตัวของพาหะต่อสนามไฟฟ้าภายในแชนแนลและความผิดพลาดเนื่องจากค่าทรานสคอนดักแตนซ์ไม่เท่ากัน

- ผลกระทบของสนามไฟฟ้าภายในแกนแนลต่อความคล่องตัวของพาหะ

คุณลักษณะกระแสและแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อคำนึงถึงการลดลงของความคล่องตัวของพาหะอันเนื่องจากสนามไฟฟ้าในแนวลิ่ง (Vertical Mobility Degradation) สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$I_D = \frac{K(V_{GS} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \quad (3.15)$$

โดยที่  $\theta$  คือ ตัวแปรการลดลงของความคล่องตัวของพาหะ (Mobility Degradation Parameter) มีค่าประมาณ  $0.001-0.1 \text{ V}^{-1}$

ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะเราจะใช้สมการที่ 3.15 แทนที่สมการกำลังสองในอุดมคติของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ กระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าดังนี้ (ภาคผนวก ข.)

$$I_{out} = \frac{(I_X + I_{z1} + I_{z2})(I_Y + I_{z1} - I_{z2})(2 + \theta a)}{K a^2 (1 + 2\theta a)} \quad (3.16)$$

$$\text{โดยที่ } I_{z1} \text{ คือ } \frac{\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2 a^4)}{2(K^2 a^3(4 + \theta a) - 3\theta(I_X + I_Y)^2)}$$

$$I_{z2} \text{ คือ } \frac{\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2 a^4)}{2(K^2 a^3(4 + \theta a) - 3\theta(I_X - I_Y)^2)}$$

สมการที่ 3.16 ไม่คิดผลของเทอม  $\theta$  ที่มีกำลังสูง เนื่องจาก  $\theta$  มีค่าน้อยมาก จากสมการจะเห็นว่าผลของการลดลงของความคล่องตัวของพาหะอันเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายในแกนแนลจะทำให้กระแสเอาต์พุตของวงจรลดลง เราสามารถเพิ่มขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ให้ใหญ่ขึ้น เพื่อให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์  $K$  มีค่าสูงและลดผลกระทบจากการลดลงของความคล่องตัวของพาหะ นอกจากนั้นการลดขนาดแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเพื่อลดค่าตัวแปร  $a$  ก็จะสามารถลดผลกระทบของสนามไฟฟ้าต่อการเคลื่อนที่ของพาหะได้เช่นกัน

- การวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ไม่เท่ากัน

การวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากค่าทรานสคอนดักแตนซ์ไม่เท่ากันสามารถทำได้โดยสมมติให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแส (Quadratic Cells) ของ  $M_a$  และ  $M_b$  ในรูปที่ 3.4 มีค่าเท่ากับ  $K + \Delta K/2$  และ  $K - \Delta K/2$  ตามลำดับ [10] ค่าผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตจากสมการที่ 3.12 มีค่าเท่ากับ (ภาคผนวก ก.)

$$\Delta I_{out} = \Delta K \left( \frac{I_X I_Y}{(Ka)^2} + (Ka)^2 (I_{k2} - I_{k1}) \right) \quad (3.17)$$

โดยที่  $I_{k1}$  คือ 
$$\frac{(I_X - I_Y)^2 + (Ka^2)^2}{(\Delta K(I_X - I_Y))^2 - (2K^2 a^2)^2}$$

$I_{k2}$  คือ 
$$\frac{(I_X + I_Y)^2 + (Ka^2)^2}{(\Delta K(I_X + I_Y))^2 - (2K^2 a^2)^2}$$

สมการที่ 3.17 ไม่คิดผลของเทอม  $\Delta K$  ที่มีกำลังสูง เนื่องจากโดยปกติแล้ว  $\Delta K$  มีค่าน้อยมาก จากสมการจะเห็นว่าค่าผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต ( $\Delta I_{out}$ ) เพิ่มขึ้นเมื่อกระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรถดลง นอกจากนี้การลดค่าผิดพลาดเนื่องจากค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ไม่เท่ากันสามารถทำได้โดยการเพิ่มกระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการเพิ่มขนาดของมอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์  $K$  มีค่าสูง

### 3.3.3 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์

การหาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ (Transfer Function) เป็นการหาคุณลักษณะทางกระแสสลับของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ จากรูปที่ 3.5 วงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ประกอบด้วยวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสที่สมมาตรกันจำนวน 4 ชุด เนื่องจากความสมมาตรกันของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์จึงสามารถคำนวณฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์โดยใช้วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสเพียงชุดเดียว ในแต่ละชุดวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นจำนวน 3 ตัวซึ่งมีขนาดเท่ากัน โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Equivalent Circuit) จะได้ความต้านทานอินพุตของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ (Quadratic Circuit), ( $Z_{i(Q)}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{i(Quad)} = \left( 2g_m + s \left( 3C_{gs} + g_m \left( \frac{r_o}{2 + sr_o C_{gd}} \parallel Z_{L(Quad)} \right) C_{gd} \right) \right)^{-1} \quad (3.18)$$

โดยที่  $Z_{L(Quad)}$  คือ ความต้านทานของโหลดวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสและ  $r_o$  คือ ความต้านทานเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์ เนื่องจาก  $Z_{L(Quad)}$  เป็นความต้านทานอินพุตของวงจรลบกระแสซึ่งมีค่าน้อย ดังนั้นจะได้ว่า  $r_o \gg Z_{L(Quad)}$  และความต้านทานอินพุตในสมการ (3.18) แสดงได้มีค่าดังนี้

$$Z_{i(Quad)} \cong \left( 2g_m + s \left( 3C_{gs} + g_m \left( \frac{Z_{L(Quad)} C_{gd}}{1 + sC_{gd} Z_{L(Quad)}} \right) \right) \right)^{-1} \quad (3.19)$$

ในลักษณะเดียวกันความต้านทานเอาต์พุตของวงจรกำลังสองกระแส ( $Z_{o(Quad)}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{o(Quad)} \cong \frac{r_o}{2} \quad (3.20)$$

สมการที่ 3.19 และ 3.20 ทิศผลของความต้านทานของแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุต ( $Z_S$ ) และความต้านทานของโหลด ( $Z_{L(Quad)}$ ) ตามลำดับ สัมประสิทธิ์การถ่ายโอนทางด้านอินพุตและเอาต์พุต (โดยใช้สมการที่ 2.2) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{x(Quad)} = \frac{Z_S}{Z_S + Z_{i(Quad)}} \cong \frac{s^2 + sZ_{L(Quad)}C_{gd} + \frac{2}{3} \left( \frac{g_m}{Z_{L(Quad)}C_{gs}C_{gd}} \right)}{s^2 + s \left( Z_{L(Quad)}C_{gd} + \frac{1}{Z_S C_{gs}} \right) + \frac{2g_m Z_S + 3Z_{L(Quad)}C_{gd}}{3Z_S Z_{L(Quad)}C_{gs}C_{gd}}} \quad (3.21)$$

$$Z_{y(Quad)} = \frac{Z_{o(Quad)}}{Z_{o(Quad)} + Z_{L(Quad)}} \cong \frac{r_o}{r_o + 2Z_{L(Quad)}} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ 3.21 และ 3.22 สามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสได้ดังนี้

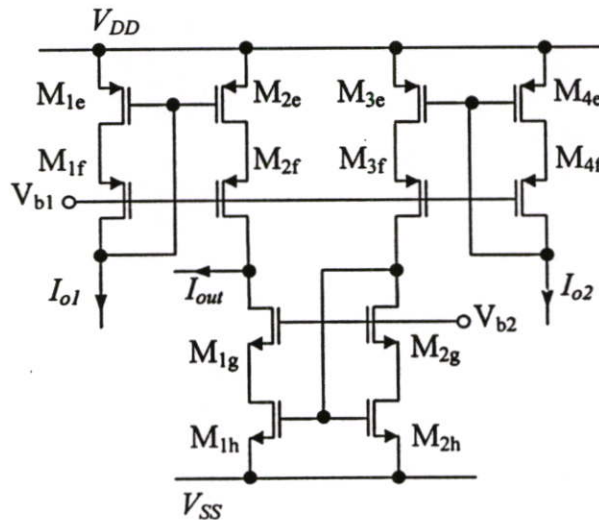
$$A_{(Quad)} = A_i Z_{x(Quad)} Z_{y(Quad)} = g_m Z_{i(Quad)} Z_{x(Quad)} Z_{y(Quad)}$$

$$\cong \frac{\frac{g_m r_o}{3C_{gs}} \left( s + \frac{1}{Z_{L(Quad)} C_{gd}} \right)}{\left( r_o + 2Z_{L(Quad)} \right) \left( s^2 + s \left( Z_{L(Quad)} C_{gd} + \frac{1}{Z_S C_{gs}} \right) + \frac{2g_m Z_S + 3Z_{L(Quad)} C_{gd}}{3Z_S Z_{L(Quad)} C_{gs} C_{gd}} \right)} \quad (3.23)$$

เนื่องจากความต้านทานอินพุตของแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุต ( $Z_S$ ) มีค่าสูงและ  $r_o \gg Z_{L(Quad)}$  ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสมีค่าประมาณเท่ากับ

$$A_{(Quad)} \cong \frac{\frac{g_m}{3C_{gs}} \left( s + \frac{1}{Z_{L(Quad)} C_{gd}} \right)}{\left( s^2 + \frac{s}{Z_S C_{gs}} + \frac{2}{3} \left( \frac{g_m}{Z_{L(Quad)} C_{gs} C_{gd}} \right) \right)} \quad (3.24)$$

เนื่องจากวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ประกอบด้วยวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสที่ต่อเข้ากับวงจรลบกระแส (Subtractor Circuit) ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์จะต้องรวมฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรลบกระแสด้วย



รูปที่ 3.7 วงจรลบกระแส (Subtractor)

ในรูปที่ 3.7 วงจรประกอบด้วยสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ชุด คือ  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  สัญญาณอินพุตจะไหลเข้าวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror) ซึ่งมีความต้านทานเอาต์พุตสูงทำให้ลดค่าผิดพลาดจากการสะท้อนกระแสได้ นอกจากนั้นการสร้างวงจรลบกระแสจากวงจรสะท้อนกระแสรูปแบบนี้จะมีข้อดีกว่าวงจรสะท้อนกระแสเพียงหนึ่งวงจรเนื่องจากความ

ด้านทานอินพุตทั้งสองด้านของวงจรมีค่าเท่ากันด้วยซึ่งทำให้วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีความสมมาตรกัน กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ในวงจร  $M_{1e-4e}$ ,  $M_{1f-4f}$ ,  $M_{1g-2g}$  และ  $M_{1h-2h}$  มีขนาดเท่ากันตามลำดับ สำหรับการพิจารณาฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรลบกระแสจะพิจารณาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแส  $I_{o1}$  เนื่องจากโพลหลัก (Dominant Pole) ของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์เกิดขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสทำให้สามารถละเลยผลของโพลที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแสได้

ความต้านทานอินพุตของวงจรลบกระแส ( $Z_{i(Sub)}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{i(Sub)} \cong \frac{\frac{1}{4g_{mf}r_{of}C_{gse}^2C_{gsf}}(s + 2g_{mf}^2r_{of}C_{gse})}{s^2 + s\left(\frac{1}{2r_{of}C_{gse}} + \frac{1}{g_{mf}C_{gsf}}\right) + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}} \quad (3.25)$$

จากสมการที่ 3.25 ความต้านทานอินพุตของวงจรลบกระแสขณะความถี่ต่ำจะมีค่าประมาณ  $g_{me}^{-1}$  สำหรับความต้านทานเอาต์พุตของวงจรลบกระแส ในรูปที่ 3.7 ( $Z_{o(Sub)}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{o(Sub)} \cong \frac{\frac{r_{of}r_{og}}{r_{of}+r_{og}}(s + g_{mf})(s + g_{mg})}{s^2 + \frac{r_{og}}{r_{of}+r_{og}}s\left(\frac{g_{mf}r_{of}}{r_{oh}C_{gsf}} + \frac{g_{mg}}{C_{gsg}}\right) + \frac{g_{mf}r_{of}+g_{mg}r_{og}}{(r_{of}+r_{og})r_{oh}C_{gsf}C_{gsg}}} \quad (3.26)$$

สมการที่ 3.25 และ 3.26 คิผลของความต้านทานเอาต์พุตของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแส ( $Z_{o(Quad)}$ ) และความต้านทานโหลดของวงจรลบกระแส ( $Z_{L(Sub)}$ ) เนื่องจาก  $g_{mf} \ll 1$  และ  $Z_{L(Sub)} \ll r_{of}, r_{og}$  สัมประสิทธิ์การถ่ายโอนทางด้านอินพุตและเอาต์พุต (โดยใช้สมการที่ 2.2) มีค่าเท่ากับ

$$Z_x(Sub) = \frac{Z_{o(Quad)}}{Z_{o(Quad)} + Z_{i(Sub)}} \cong \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{g_{mf}C_{gsf}}\right) + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}}{s^2 + s\left(\frac{1}{2g_{mf}r_{of}r_{of}C_{gse}^2C_{gsf}}\right) + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}} \quad (3.27)$$

$$Z_y(Sub) = \frac{Z_{o(Sub)}}{Z_{o(Sub)} + Z_{L(Sub)}} \cong \frac{s^2 + (g_{mf} + g_{mg}) + g_{mf}g_{mg}}{s^2 + s\left(\frac{Z_{L(Sub)}g_{mf}}{r_{oh}C_{gsf}} + \frac{Z_{L(Sub)}g_{mg}}{r_{of}C_{gsg}}\right) + \frac{Z_{L(Sub)}}{r_{oh}C_{gsf}C_{gsg}}\left(\frac{g_{mf}}{r_{og}} + \frac{g_{mg}}{r_{of}}\right)} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ 3.27 และ 3.28 เราสามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถบกระแสได้ดังนี้

$$A_{(Sub)} = A_i Z_{x(Sub)} Z_{y(Sub)} = g_{me} Z_{i(Sub)} Z_{x(Sub)} Z_{y(Sub)}$$

$$A_{(Sub)} \cong \frac{\frac{g_{me}}{4g_{mf}r_{of}C_{gse}^2C_{gsf}}(s + 2g_{mf}r_{of}C_{gse})(s^2 + (g_{mf} + g_{mg}) + g_{mf}g_{mg})}{\left(s^2 + s\left(\frac{Z_{L(Sub)}g_{mf}}{r_{oh}C_{gsf}} + \frac{Z_{L(Sub)}g_{mg}}{r_{of}C_{gsg}}\right) + \frac{Z_{L(Sub)}}{r_{oh}C_{gsf}C_{gsg}}\left(\frac{g_{mf}}{r_{og}} + \frac{g_{mg}}{r_{of}}\right)\right)}\left(s^2 + \frac{s}{2g_{mf}r_{of}C_{gse}^2C_{gsf}} + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}\right)}$$

(3.29)

ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถบกระแส ( $A_M$ ) สามารถหาได้โดยนำสมการที่ 3.24 และ 3.29 มาคูณกัน โดยแทนความต้านทานเอาต์พุตของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแส ( $Z_{L(Quad)}$ ) ด้วยความต้านทานอินพุตของวงจรถบกระแส ( $Z_{i(Sub)}$ )

$$A_M \cong \frac{\frac{g_m g_{me}}{24g_{mf}^2r_{of}^2C_{gs}C_{gd}C_{gse}^2C_{gsf}^2}(s + 2g_{mf}r_{of}C_{gse})(s^2 + (g_{mf} + g_{mg}) + g_{mf}g_{mg})}{\left(s^2 + s\left(\frac{Z_{L(Sub)}g_{mf}}{r_{oh}C_{gsf}} + \frac{Z_{L(Sub)}g_{mg}}{r_{of}C_{gsg}}\right) + \frac{Z_{L(Sub)}}{r_{oh}C_{gsf}C_{gsg}}\left(\frac{g_{mf}}{r_{og}} + \frac{g_{mg}}{r_{of}}\right)\right)}\left(s^2 + \frac{s}{2g_{mf}r_{of}C_{gse}^2C_{gsf}} + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}\right)}$$

$$\frac{\left(s^2 + \frac{s}{g_{mf}C_{gsf}} + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}\right)}{\left(s^3 + \frac{g_m}{6g_{mf}r_{of}C_{gs}C_{gd}C_{gse}^2C_{gsf}}\left(s^2 + \frac{s}{g_{mf}C_{gsf}} + \frac{g_{me}g_{mf}}{2C_{gse}C_{gsf}}\right)\right)}$$

(3.30)

จากสมการที่ 3.30 ความต้านทานโหลดของวงจรถบกระแส ( $Z_{L(Sub)}$ ) มีผลต่อฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจร โดยที่ความถี่ต่ำ ถ้า  $Z_{L(Sub)}$  มีค่ามากจะทำให้อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลง

### 3.4 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ

#### 3.4.1 หลักการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยใช้ฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์

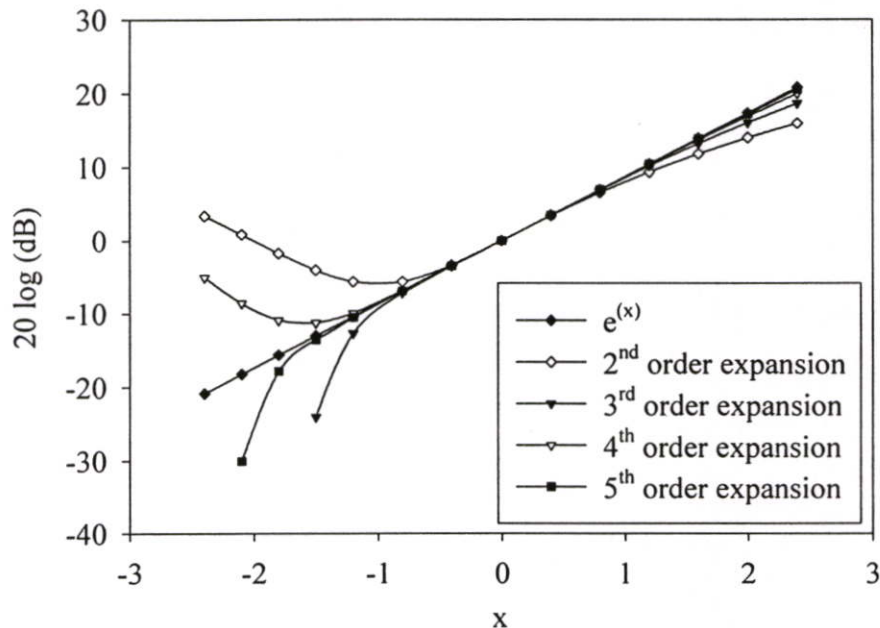
จากบทที่ 2 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลสามารถสร้างขึ้นจากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลที่ใช้วิธีการประมาณฟังก์ชันโดยใช้การกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ได้ ฟังก์ชันนี้สามารถใช้คุณสมบัติกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ นอกจากนั้นความถูกต้องในการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลสามารถปรับได้ด้วยการปรับจำนวนพจน์ในการกระจายหรือกำลังของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ โดยมีวิธีการกระจายดังนี้

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots + \frac{x^n}{n!} + \dots \quad (3.31)$$

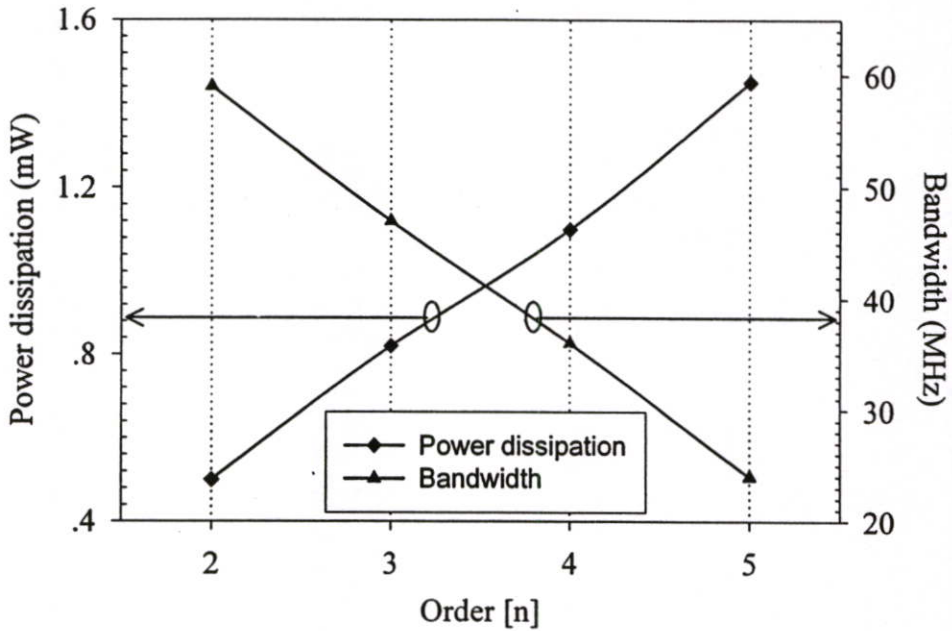
จากสมการที่ 3.31 จะเห็นได้ว่ากำลังของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์มีค่าสูงขึ้นไปก็ จะส่งผลให้การประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลมีค่าถูกต้องยิ่งขึ้น รูปที่ 3.8 แสดงถึงกราฟ ฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลและกราฟการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังต่างๆ

จากรูปที่ 3.8 พบว่าการประมาณฟังก์ชัน โดยการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลัง สอง กำลังสามและกำลังสี่มีช่วงที่เป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล (ภายใต้ความผิดพลาดน้อยกว่า 0.5 dB) ประมาณ 11 dB, 20 dB และ 28 dB ตามลำดับ โดยช่วงที่เป็นเชิงเส้นของการกระจายฟังก์ชัน อนุกรมเทย์เลอร์กำลังห้ามีช่วงที่เป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลประมาณ 36 dB ซึ่งมีค่าสูง อย่างไรก็ตาม จากการออกแบบวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายใน โหมดกระแสเพื่อเปรียบเทียบกำลังงาน สูญเสียของวงจรและแบนวิดธ์ของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.9 ค่ากำลังของการกระจายฟังก์ชัน อนุกรมเทย์เลอร์ที่เหมาะสมมีค่าอยู่ระหว่าง 3 และ 4 เนื่องจากการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่มีช่วงประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลกว้างกว่าถึงเกือบ 50 เปอร์เซ็นต์และมีการ สิ้นเปลืองกำลังงานเพิ่มขึ้นเพียง 35 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ จึงเป็นค่าที่เหมาะสมโดยมีสมการดังนี้

$$e^x \cong 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} \quad (3.32)$$



รูปที่ 3.8 กราฟเปรียบเทียบการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยวิธีการกระจายฟังก์ชัน อนุกรมเทย์เลอร์กำลังต่างๆ



รูปที่ 3.9 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียและแบนวิธของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังต่างๆของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

แทน  $x$  ด้วย  $(2I_C/I_O)$  ลงในสมการที่ 3.32 จะได้สมการดังนี้

$$e^{\left(\frac{2I_C}{I_O}\right)} \cong 1 + \frac{2I_C}{I_O} + \frac{2I_C^2}{I_O^2} + \frac{4I_C^3}{3I_O^3} + \frac{2I_C^4}{3I_O^4} \quad (3.33)$$

โดยที่  $I_C$  คือ กระแสควบคุมของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสและ  $I_O$  คือ กระแสไบอัสของทรานซิสเตอร์ในวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์

สมการที่ 3.33 คือ สมการการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลของกระแสควบคุม สมการประกอบด้วยผลบวกของกระแสควบคุมหารด้วยกระแสไบอัส ( $I_C/I_O$ ) ที่ยกกำลังตั้งแต่ ศูนย์ถึงสี่ การปรับกระแสควบคุมจะทำให้กำลังของฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลเปลี่ยนไป เพราะฉะนั้นกระแสควบคุมสามารถควบคุมอัตราขยายของวงจรขยายกระแสได้ โดยวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลมีสมการดังนี้

$$I_{out} \cong I_{in} \cdot e^{\left(\frac{2I_C}{I_O}\right)} \quad (3.34)$$

จากสมการที่ 3.34 อัตราขยายของวงจรเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล

โดยการแทนสมการที่ 3.33 ลงในสมการที่ 3.34 จะได้สมการดังนี้

$$I_{out} \cong I_{in} + \frac{2I_{in}I_C}{I_O} + \frac{2I_{in}I_C^2}{I_O^2} + \frac{4I_{in}I_C^3}{3I_O^3} + \frac{2I_{in}I_C^4}{3I_O^4} \quad (3.35)$$

สมการที่ 3.35 คือ สมการวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล โดยให้การกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ สมการประกอบด้วยผลบวกของผลคูณของกระแสอินพุตกับกระแสควบคุมที่มีกำลังตั้งแต่ศูนย์ถึงสี่ ด้วยหลักการดังกล่าวเราสามารถประยุกต์ใช้วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอในวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายโหมดกระแสได้

### 3.4.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจะนำวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์จำนวน 4 ชุดมาต่อร่วมกันและนำกระแสเอาต์พุตของวงจรรคูณกระแสแต่ละชุดมารวมกับกระแสอินพุตดังรูปที่ 3.10 โดยมีสมการดังนี้

$$I_{out} = I_{in} + 4I_1 + 8I_2 + \frac{32}{3}I_3 + \frac{32}{3}I_4 \quad (3.36)$$

โดยที่  $I_{1-4}$  คือ กระแสเอาต์พุตของวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์แต่ละชุด จากสมการที่ 3.12 กำหนดให้ผลคูณกระแสอินพุตของวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ คือ ผลคูณระหว่างกระแสอินพุตของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสและกระแสควบคุม โดยกำหนดให้กระแสไบอัส ( $I_O$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ภายในวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีค่าเท่ากับ

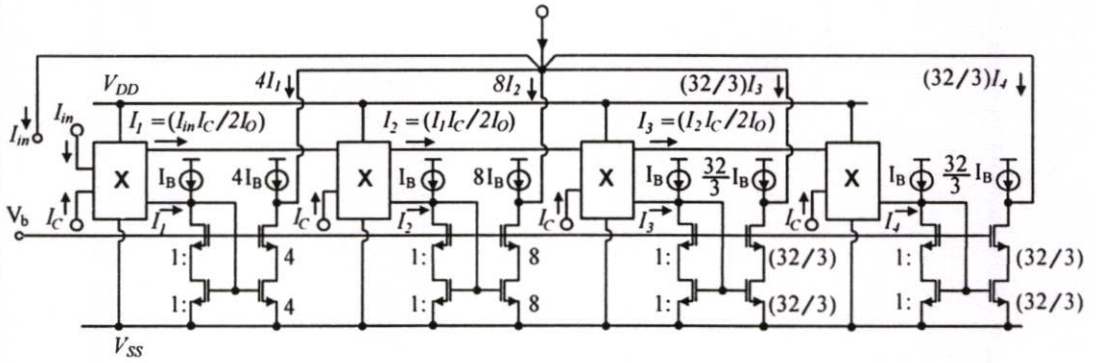
$$I_O = K\left(\frac{a}{2}\right)^2 \quad (3.37)$$

แทน  $I_{1-4}$  ด้วยสมการ 3.12 และ ใช้สมการที่ 3.37 จะได้กระแสเอาต์พุตของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลดังนี้

$$I_{out} = I_{in} + \frac{2I_{in}I_C}{I_O} + \frac{2I_{in}I_C^2}{I_O^2} + \frac{4I_{in}I_C^3}{3I_O^3} + \frac{2I_{in}I_C^4}{3I_O^4} \quad (3.38)$$

$$I_{om} = I_{in} + 4I_1 + 8I_2 + (32/3)I_3 + (32/3)I_4$$

$$= I_{in} + (2I_{in}I_C)/I_O + (2I_{in}I_C^2)/I_O^2 + (4I_{in}I_C^3)/3I_O^3 + (2I_{in}I_C^4)/3I_O^4$$



รูปที่ 3.10 โครงสร้างวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่  
นำเสนอ

วงจรในรูปที่ 3.10 ประกอบด้วยวงจรคูณกระแสสี่ตัวที่ควอดแรนท์จำนวนทั้งหมดสี่ชุด โดย  
กระแสอินพุตของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสจะไหลเข้าวงจรคูณกระแสชุดที่  
หนึ่ง กระแสเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสในชุดที่หนึ่งจะเป็นกระแสอินพุตของวงจรคูณกระแส  
ในชุดที่สอง กระแสเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสชุดที่สองเป็นกระแสอินพุตของวงจรคูณกระแส  
ชุดที่สาม และกระแสเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสชุดที่สามเป็นกระแสอินพุตของวงจรคูณกระแส  
ชุดที่สี่ กระแสเอาต์พุตของวงจรจะเป็นผลรวมของกระแสเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสแต่ละชุด  
รวมกับกระแสอินพุต

การพิจารณากระแสอินพุตสูงสุดของวงจรจะต้องพิจารณากระแสควม ( $I_C$ ) รวมเข้า  
กับกระแสอินพุต ( $I_{in}$ ) ด้วย เพราะฉะนั้นจะต้องพิจารณาค่ากระแสควมสูงสุดก่อน จาก  
สมการที่ 3.34 ค่าสูงสุดของการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ที่ค่าความผิดพลาด 0.5 dB  
มีค่าดังนี้

$$8.68 \cdot x - 0.5 \cong 20 \log \left( 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} \right) \quad (3.39)$$

จากสมการที่ 3.39  $x \cong 2.02$  เพราะฉะนั้น  $I_C$  มีค่าเท่ากับ

$$I_C = 1.01 I_O \quad (3.40)$$

แทนกระแสไบอัส ( $I_O$ ) จากสมการที่ 3.37 ลงในสมการที่ 3.40 จะได้กระแสควมมี  
ค่าเท่ากับ

$$I_C = 1.01K\left(\frac{a}{2}\right)^2 \quad (3.41)$$

สมการที่ 3.41 คือ ค่าสูงสุดของกระแสควมคุม กระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมีค่าเท่ากับ กระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมุมกระแสสี่ควอดแรนท์ จากสมการที่ 3.13 และ 3.14 กระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมุมกระแสสี่ควอดแรนท์คือผลบวกหรือผลลบของกระแสอินพุต เพราะฉะนั้นกระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมุมที่ปรับอัตราขยายใน โหมดกระแสแบบเชิงเส้นใน หน่วยเดซิเบลสามารถหาได้ดังนี้

$$|I_{in} \pm I_C| = Ka^2 \quad (3.42)$$

แทนกระแสควมคุม ( $I_C$ ) ในสมการที่ 3.41 ลงในสมการที่ 3.42 จะได้กระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$I_{in} \cong 3K\left(\frac{a}{2}\right)^2 \quad (3.43)$$

สมการที่ 3.43 คือ กระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณสามเท่าของกระแสควมคุมสูงสุดและสามเท่าของกระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ภายในวงจรมุมกระแสสี่ควอดแรนท์

### 3.4.3 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรมุมที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

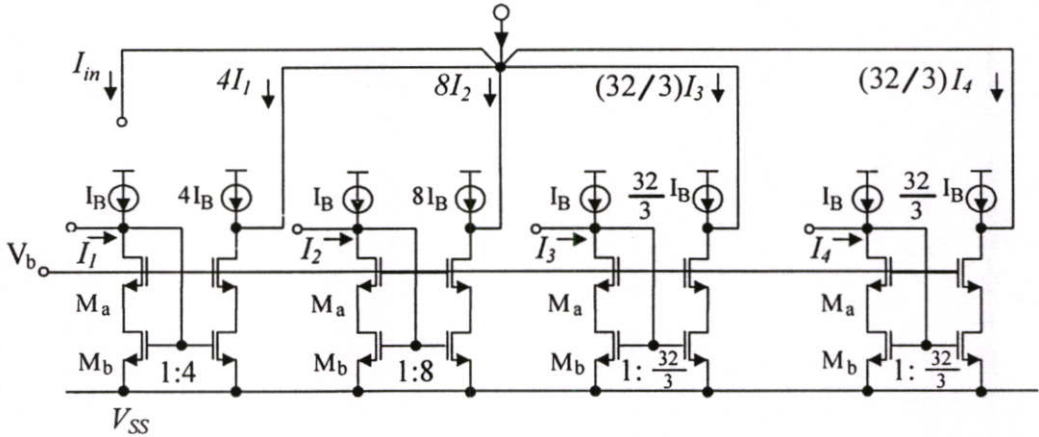
การพิจารณาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรมุมที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจะใช้รูปที่ 3.11 การพิจารณาฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรมุมที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสมีหลักการดังนี้

จากรูปที่ 3.11 ความต้านทานอินพุตของวงจรมุมที่ปรับอัตราขยายแบบคาสโคด ( $Z_{i(C)}$ ) ทั้งสี่ขั้วมีค่าเท่ากัน โดยมีค่าเท่ากับ

$$Z_{i(C)} \cong \frac{(s + 2g_{mb}^2 r_{ob} C_{gsa})}{(4g_{mb} r_{ob} C_{gsa}^2 C_{gsb}) \left( s^2 + s \left( \frac{1}{g_{mb} C_{gsb}} \right) + \frac{g_{ma} g_{mb}}{2C_{gsa} C_{gsb}} \right)} \quad (3.44)$$

$$I_{out} = I_{in} + 4I_1 + 8I_2 + (32/3)I_3 + (32/3)I_4$$

$$= I_{in} + (2I_{in}C)/I_0 + (2I_{in}C^2)/I_0^2 + (4I_{in}C^3)/3I_0^3 + (2I_{in}C^4)/3I_0^4$$



รูปที่ 3.11 ภาคเอาต์พุตของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วย เดซิเบล

จากสมการที่ 3.44 ความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ  $g_{ma}^{-1}$  ซึ่งมีค่าค่อนข้างต่ำ ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายได้ ( $Z_{o(C)}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{o(C)} \approx \frac{Z_{oa}}{4} \parallel \frac{Z_{oa}}{8} \parallel \frac{3Z_{oa}}{32} \parallel \frac{3Z_{oa}}{32} = \frac{3Z_{oa}}{100} = \frac{3r_{oa}r_{ob}(sC_{gsa} + g_{ma})}{100(1 + sC_{gsa}r_{ob})} \quad (3.45)$$

โดยที่  $Z_{oa}$  คือ ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดแต่ละชุดและมีค่าเท่ากับ  $\frac{r_{oa}r_{ob}(sC_{gsa} + g_{ma})}{1 + sC_{gsa}r_{ob}}$

จากสมการที่ 3.45 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ  $3g_{ma}r_{oa}r_{ob}/100$  ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง จากสมการที่ 3.44 และ 3.45 เมื่อคิดผลของความต้านทานเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสสี่กิ่งออกแรนซ์  $Z_{o(Sub)}$  ในสมการที่ 3.26 และผลของความต้านทานโหลดของวงจร  $Z_L$  ตามลำดับ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านอินพุตและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดมีค่าเท่ากับ

$$Z_{x(C)} = \frac{Z_{o(S)}}{Z_{o(S)} + Z_{i(C)}} \cong \frac{s^4 + \frac{s^3}{g_{mb}C_{gsb}} + \frac{s^2}{g_{mb}C_{gsb}} \left( \frac{g_{mf}}{C_{gsf}} + \frac{g_{mg}}{C_{gsq}} \right) + \frac{s \cdot g_{mf}g_{mg}}{g_{mb}C_{gsb}C_{gsf}C_{gsq}} + \frac{g_{ma}g_{mb}g_{mf}g_{mg}}{2C_{gsa}C_{gsb}C_{gsf}C_{gsq}}}{s^4 + \frac{s^3 \cdot K_1}{r_{of} \parallel r_{og}} + s^2 \left( \frac{K_1g_{mg}}{C_{gsq}r_{of}} + \frac{K_1g_{mf}}{C_{gsf}r_{oh}} \right) + \frac{s \cdot K_1}{C_{gsf}C_{gsq}} \left( \frac{g_{mf}}{r_{og}r_{oh}} + \frac{g_{mg}}{r_{oe}r_{of}} \right) + \frac{g_{ma}g_{mb}g_{mf}g_{mg}}{2C_{gsa}C_{gsb}C_{gsf}C_{gsq}}} \quad (3.46)$$

โดยที่  $K_1$  มีค่าเท่ากับ  $(4g_{mb}r_{ob}C_{gsa}^2C_{gsb})^{-1}$

$$Z_{y(C)} = \frac{Z_{o(C)}}{Z_{o(C)} + Z_L} \cong \frac{3}{100} \left( \frac{r_{oa}}{r_{oa} + Z_L} \right) \frac{s + \frac{g_{ma}}{C_{gsa}}}{s + \frac{g_{ma}r_{oa}}{r_{oa}C_{gsa} + Z_L C_{gsa}}} \quad (3.47)$$

จากสัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านอินพุตและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านทางด้านเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดในสมการที่ 3.46 และ 3.47 ตามลำดับ ทำให้ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดแต่ละชุดมีค่าดังต่อไปนี้

$$\text{ชุดที่ 1} \quad A_{C(1)} = 4g_{ma}Z_{i(C)}Z_{x(C)}Z_{y(C)} \quad (3.48)$$

$$\text{ชุดที่ 2} \quad A_{C(2)} = 8g_{ma}Z_{i(C)}Z_{x(C)}Z_{y(C)} \quad (3.49)$$

$$\text{ชุดที่ 3} \quad A_{C(3)} = \frac{32}{3}g_{ma}Z_{i(C)}Z_{x(C)}Z_{y(C)} \quad (3.50)$$

$$\text{ชุดที่ 4} \quad A_{C(4)} = \frac{32}{3}g_{ma}Z_{i(C)}Z_{x(C)}Z_{y(C)} \quad (3.51)$$

ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส ( $A_{VGA}$ ) มีค่าเท่ากับผลรวมของฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ ( $A_M$ ) ในสมการที่ 3.30 กับฟังก์ชันการส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด ( $A_{C(n)}$ ) ในแต่ละชุด โดยมีสมการดังนี้

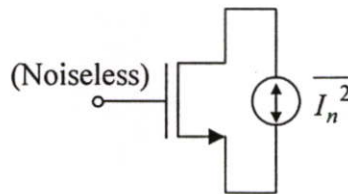
$$A_{VGA} = e^{\left( \frac{2I_C}{I_0} \right)} \cong 1 + A_M A_{C(1)} + A_M^2 A_{C(2)} + A_M^3 A_{C(3)} + A_M^4 A_{C(4)} \quad (3.52)$$

สมการที่ 3.52 สามารถจัดรูปได้ดังนี้

$$A_{VGA} = \sum_{n=1}^4 \{A_M^n A_{C(n)}\} + 1 \quad (3.53)$$

### 3.4.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจร

ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนเราจะใช้รูปที่ 3.12 ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนของมอสทรานซิสเตอร์ โดยจะนำไปวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจร การพิจารณาสัญญาณรบกวนของมอสทรานซิสเตอร์จะพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิเท่านั้น (Thermal Noise) เนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบ "1/f noise" มีค่าน้อยที่ความถี่สูง [11]



รูปที่ 3.12 สัญญาณรบกวนทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 3.12 สัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal noise) ที่เอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์  $\overline{I_n^2}$  มีค่าดังนี้

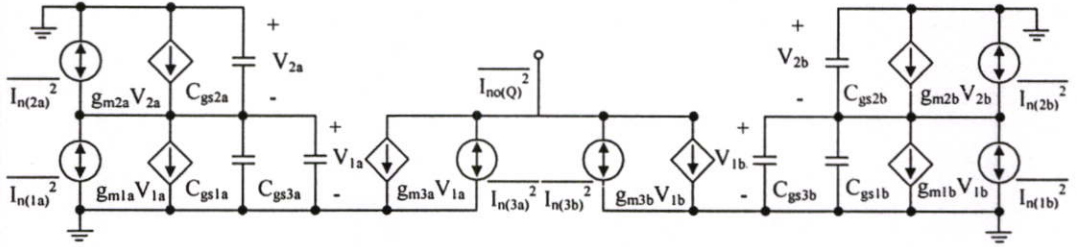
$$\overline{I_n^2} = 4kT \frac{2g_m}{3} \quad (3.54)$$

การพิจารณาสัญญาณรบกวนของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายโหมดกระแสจะแบ่งออกเป็นสัญญาณรบกวนของวงจรคู่กระแสสี่ควอดแรนท์และวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด การวิเคราะห์จะไม่พิจารณาผลของ  $r_o$  และ  $C_{gd}$  เพราะ  $r_o$  มีค่าค่อนข้างสูงในขณะที่  $C_{gd}$  มีค่าค่อนข้างต่ำ โดยมีวิธีการพิจารณาดังนี้

จากรูปที่ 3.13 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสมีขนาดเท่ากันทุกตัว และวงจรมีลักษณะสมมาตรกัน ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเอาต์พุตในรูปที่ 3.13 จะมีค่าเป็น 2 เท่าของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{no(Q)}^2} = \frac{\overline{I_{n(1a)}^2} + \overline{I_{n(2a)}^2}}{s^2(3C_{gs1a}^2)} + 2\overline{I_{n(3a)}^2} \quad (3.55)$$

$$1 + \frac{2g_{m1a}^2}{s^2(3C_{gs1a}^2)}$$

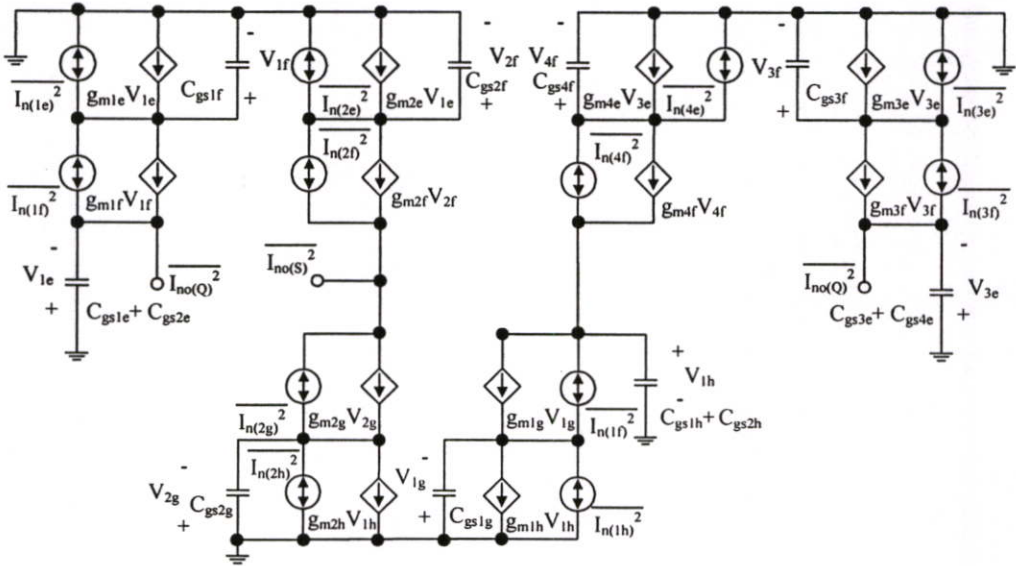


รูปที่ 3.13 วงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแสและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

เนื่องจากวงจรคูณกระแสสี่ขั้วออกแรนที่ประกอบด้วยวงจรลบกระแส 2 วงจรที่มีลักษณะเหมือนกันแต่มีกระแสเอาต์พุตไหลสวนทางกัน ดังนั้นสามารถพิจารณาเพียงวงจรเดียวดังแสดงในรูปที่ 3.14

กำหนดให้  $g_{mf-4f}$  มีค่าเท่ากันและ  $g_{mg-4g}$  มีค่าเท่ากัน สัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรลบกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{no(S)}^2} = 2 \left( \frac{s^2 C_{gsf}^2 \overline{I_{n(f)}^2}}{g_{mf}^2} + 2\overline{I_{n(e)}^2} + \overline{I_{n(f)}^2} \right) + \frac{s^2 C_{gsg}^2 \overline{I_{n(g)}^2}}{g_{mg}^2} + \overline{I_{n(g)}^2} + 2\overline{I_{n(h)}^2} \quad (3.56)$$

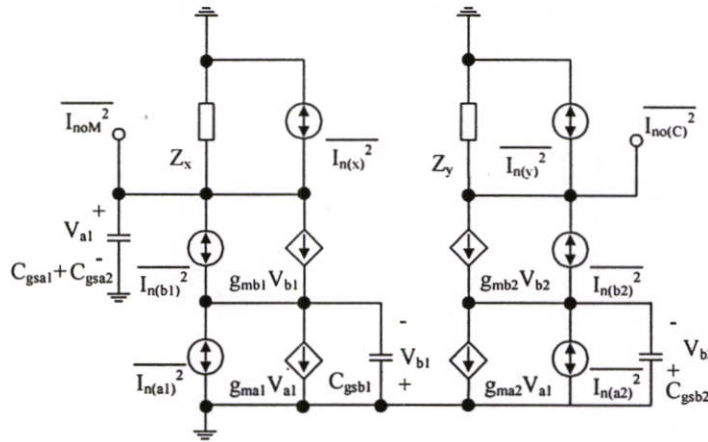


รูปที่ 3.14 วงจรลบกระแสและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

ดังนั้นสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{noM}^2} = 2\overline{I_{no(Q)}^2} + 2\left(\frac{s^2 C_{gsf}^2 \overline{I_{n(f)}^2}}{g_{mf}^2} + 2\overline{I_{n(e)}^2} + \overline{I_{n(f)}^2}\right) + \frac{s^2 C_{gsg}^2 \overline{I_{n(g)}^2}}{g_{mg}^2} + \overline{I_{n(g)}^2} + 2\overline{I_{n(h)}^2} \quad (3.57)$$

สัญญาณรบกวนของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดมีหลักการพิจารณาเหมือนโดยอาศัยวงจรเสมือนดังในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดในรูปที่ 3.15 มีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{no(C)}^2} = \frac{g_{ma2}^2 (\overline{I_{noM}^2} + \overline{I_{n(x)}^2} + \overline{I_{n(a1)}^2})}{g_{ma1}^2 + Z_x^{-2}} + \frac{g_{ma2}^2 s^2 C_{gsa1}^2 \overline{I_{n(b1)}^2}}{g_{mb1}^2 (g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \overline{I_{n(a2)}^2} + \overline{I_{n(b2)}^2} + \overline{I_{n(y)}^2} \quad (3.58)$$

การพิจารณาสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายโหมดกระแสจะต้องนำสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์จำนวนทั้งหมด 4 วงจรรวมกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดทั้งหมด 4 วงจร (ดังในรูปที่ 3.10) ดังนั้นสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{no(C1)}^2} = \frac{4g_{ma1}^2 (\overline{I_{noM}^2} + \overline{I_{n(x)}^2} + \overline{I_{n(a1)}^2})}{g_{ma1}^2 + Z_x^{-2}} + \frac{4g_{ma1}^2 s^2 C_{gsa1}^2 \overline{I_{n(b1)}^2}}{g_{mb1}^2 (g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \overline{I_{n(a2)}^2} + \overline{I_{n(b2)}^2} + \overline{I_{n(y)}^2} \quad (3.59)$$

$$\overline{I_{noM2}^2} = 2 \left( \frac{\overline{I_{n(1a)}^2} + \overline{I_{n(2a)}^2} + \overline{I_{noM}^2}}{1 + \frac{s^2 (3C_{gs1a}^2)}{2g_{m1a}^2}} + 2\overline{I_{n(3a)}^2} \right) + \overline{I_{no(S)}^2} \quad (3.60)$$

$$\overline{I_{no(C2)}^2} = \frac{8g_{ma1}^2 (\overline{I_{noM2}^2} + \overline{I_{n(x)}^2} + \overline{I_{n(a1)}^2})}{g_{ma1}^2 + Z_x^{-2}} + \frac{8g_{ma1}^2 s^2 C_{gsa1}^2 \overline{I_{n(b1)}^2}}{g_{mb1}^2 (g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \overline{I_{n(a2)}^2} + \overline{I_{n(b2)}^2} + \overline{I_{n(y)}^2} \quad (3.61)$$

$$\overline{I_{noM3}^2} = 2 \left( \frac{\overline{I_{n(1a)}^2} + \overline{I_{n(2a)}^2} + \overline{I_{noM2}^2}}{1 + \frac{s^2 (3C_{gs1a}^2)}{2g_{m1a}^2}} + 2\overline{I_{n(3a)}^2} \right) + \overline{I_{no(S)}^2} \quad (3.62)$$

$$\overline{I_{no(C3)}^2} = \frac{32g_{ma1}^2 (\overline{I_{noM3}^2} + \overline{I_{n(x)}^2} + \overline{I_{n(a1)}^2})}{3(g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \frac{32g_{ma1}^2 s^2 C_{gsa1}^2 \overline{I_{n(b1)}^2}}{3g_{mb1}^2 (g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \overline{I_{n(a2)}^2} + \overline{I_{n(b2)}^2} + \overline{I_{n(y)}^2} \quad (3.63)$$

$$\overline{I_{noM4}^2} = 2 \left( \frac{\overline{I_{n(1a)}^2} + \overline{I_{n(2a)}^2} + \overline{I_{noM3}^2}}{1 + \frac{s^2 (3C_{gs1a}^2)}{2g_{m1a}^2}} + 2\overline{I_{n(3a)}^2} \right) + \overline{I_{no(S)}^2} \quad (3.64)$$

$$\overline{I_{no(C4)}^2} = \frac{32g_{ma1}^2 (\overline{I_{noM4}^2} + \overline{I_{n(x)}^2} + \overline{I_{n(a1)}^2})}{3(g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \frac{32g_{ma1}^2 s^2 C_{gsa1}^2 \overline{I_{n(b1)}^2}}{3g_{mb1}^2 (g_{ma1}^2 + Z_x^{-2})} + \overline{I_{n(a2)}^2} + \overline{I_{n(b2)}^2} + \overline{I_{n(y)}^2} \quad (3.64)$$

$$\overline{I_{no(out)}^2} = \overline{I_{no(C1)}^2} + \overline{I_{no(C2)}^2} + \overline{I_{no(C3)}^2} + \overline{I_{no(C4)}^2} \quad (3.65)$$

แทนสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์ (3.54) ลงในสมการที่ 3.65 ดังนั้นสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรโดยไม่คิดผลของค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{no(out)}^2} \cong \frac{32g_{ma2}^2kT}{g_{ma1}^2} (9g_{m1a} + 8g_{me} + 4g_{mh} + 4g_{mf} + 2g_{mg} + g_{ma1}) + 32kT(g_{ma2} + g_{mb2}) \quad (3.66)$$

สัญญาณรบกวนกระแสอินพุตของวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส (Input Current Noise,  $\overline{I_{n(in)}^2}$ ) สามารถหาได้โดยนำสัญญาณรบกวนเอาต์พุตในสมการที่ 3.66 ไปหารด้วยฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจร โดยมีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_{n(in)}^2} = \frac{3(2g_{m1a}^2 + s^2 3C_{gs1a}^2) \cdot \overline{I_{no(out)}^2}}{100g_{m1a}^2} \quad (3.67)$$

### 3.5 ผลการจำลองการทำงาน

การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถ่ายที่นำเสนอ จะใช้โปรแกรม H-Spice ในการทดสอบประสิทธิภาพ การออกแบบจะใช้เทคโนโลยีแบบซิมอส 0.5 ไมโครเมตรภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  เท่ากับ  $\pm 1$  โวลต์ การทดสอบประสิทธิภาพจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ และวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

#### 3.5.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ

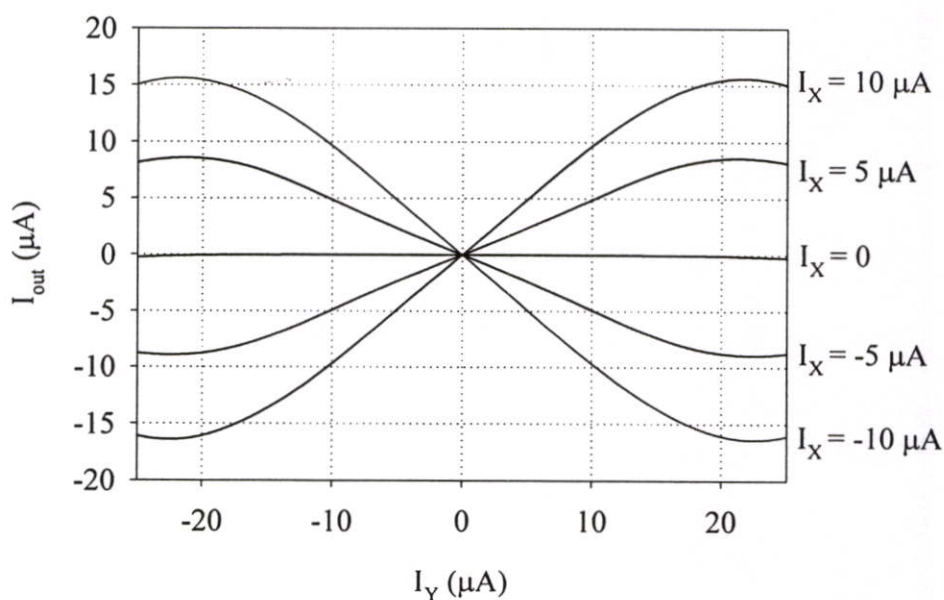
การจำลองการทำงานของวงจรถ่ายกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ เนื่องจากกระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรมีผลต่อกำลังงานสูญเสียของวงจร นอกจากนั้นกระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์จะแปรผกผันกับอัตราขยายของวงจรถ่ายด้วย ดังนั้นกำหนดให้กระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์ขณะสภาวะสงบ (Quiescent Currents) มีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากการออกแบบแสดงในตารางที่ 3.1 โดยมีค่าทรานสคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของวงจรฟังก์ชันกำลังสองกระแส ( $K$ ) มีค่าเท่ากับ  $38 \mu A/V^2$

รูปที่ 3.16 แสดงคุณสมบัติทางคิซีของวงจรถ่ายกระแสสี่ควอดแรนท์ จะได้ช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุต  $I_X + I_Y$  และ  $I_X - I_Y$  มีค่าสูงสุดประมาณ 20 ไมโครแอมป์หรือ 4 เท่าของกระแสไบอัสของมอสทรานซิสเตอร์ในสภาวะสงบ วงจรถ่ายกระแสสี่ควอดแรนท์มีความไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linearity) 0.17 เปอร์เซ็นต์ ที่สัญญาณอินพุต  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่าเท่ากับ 10 ไมโครแอมป์ตามลำดับ ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสร่วมของวงจรถ่ายกระแสสี่ควอดแรนท์ (Total Harmonic Distortion) มีค่าเท่ากับ -48.5 dB เมื่อสัญญาณอินพุต  $I_X$  มีค่าเท่ากับ  $10 \mu A_{pp}$  ที่ความถี่ 1 MHz และ  $I_Y$  เป็นสัญญาณคิซีมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ และความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสร่วมมีค่าเท่าเดิม เมื่อสลับสัญญาณอินพุตระหว่าง  $I_X$  และ  $I_Y$  ดังแสดงในรูปที่ 3.17 (ก) และ (ข) ตามลำดับ รูปที่ 3.18 และ 3.19 แสดงผลตอบสนองความถี่และทางเฟสของวงจร เมื่อ

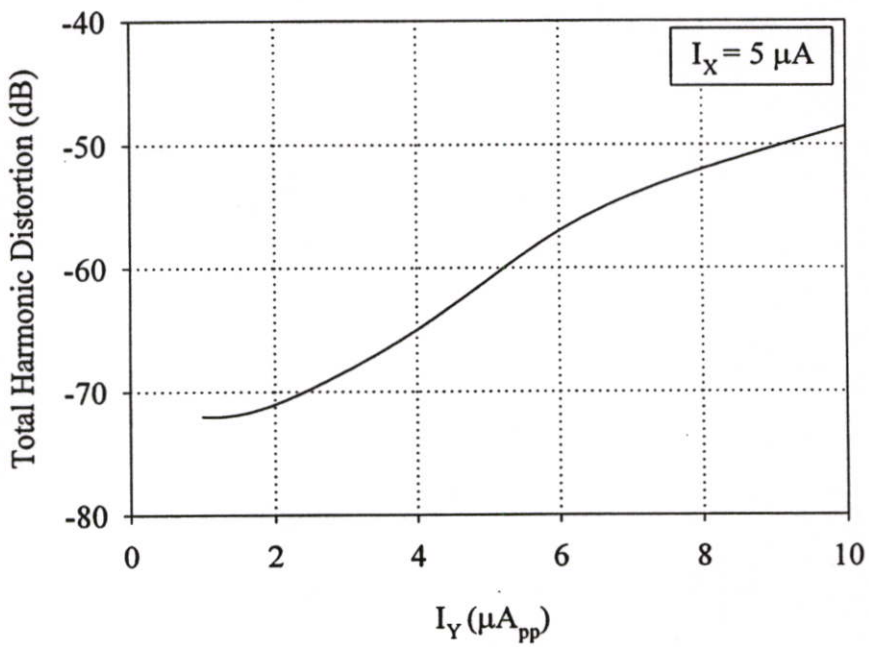
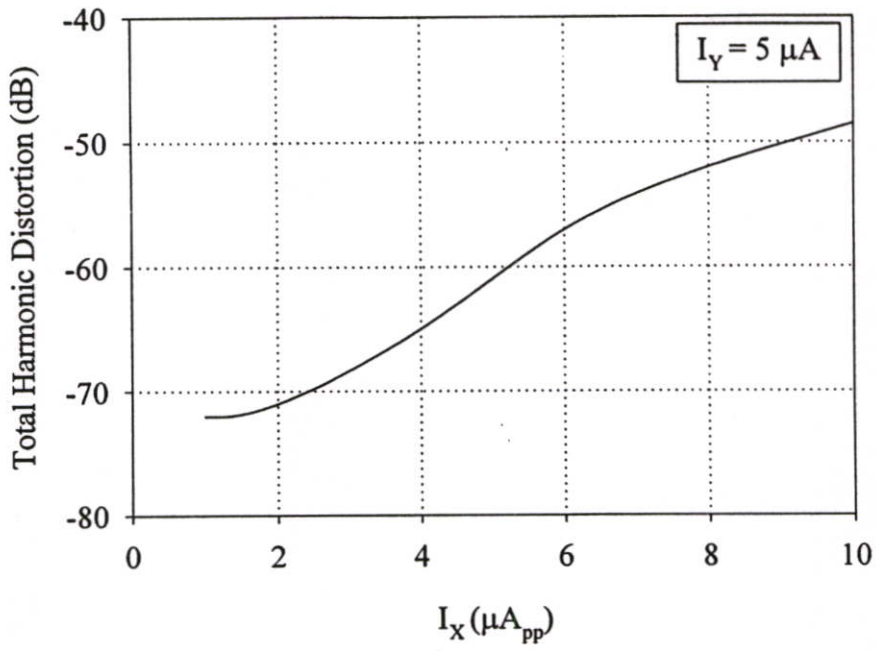
สัญญาณอินพุต  $I_X$  เป็นสัญญาณกระแสสลับ และ  $I_Y$  เป็นสัญญาณดิซีที่มีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ จากรูปพบว่าวงจรมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 250 MHz และเฟสที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่งมีค่าเท่ากับ -93 องศา รูปที่ 3.20 แสดงการจำลองการทวีความถี่ 2 เท่าของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ (Frequency Doublers) เมื่อสัญญาณอินพุต  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า 5 ไมโครแอมป์ ที่ความถี่ 1 MHz จากการจำลองการทำงานวงจรภายใต้กระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ในสภาวะสงบเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ มีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 120 ไมโครวัตต์ จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอ สามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอ

มอสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน ( $W/L$ )
$M_{1a-4a}, M_{1b-4b}, M_{1c-4c}, M_{1d-4d}$	1.3/2
$M_{1e-4e}$	5/1
$M_{1f-4f}$	5.5/0.5
$M_{1g-4g}$	1.7/0.5
$M_{1h-4h}$	1.5/1

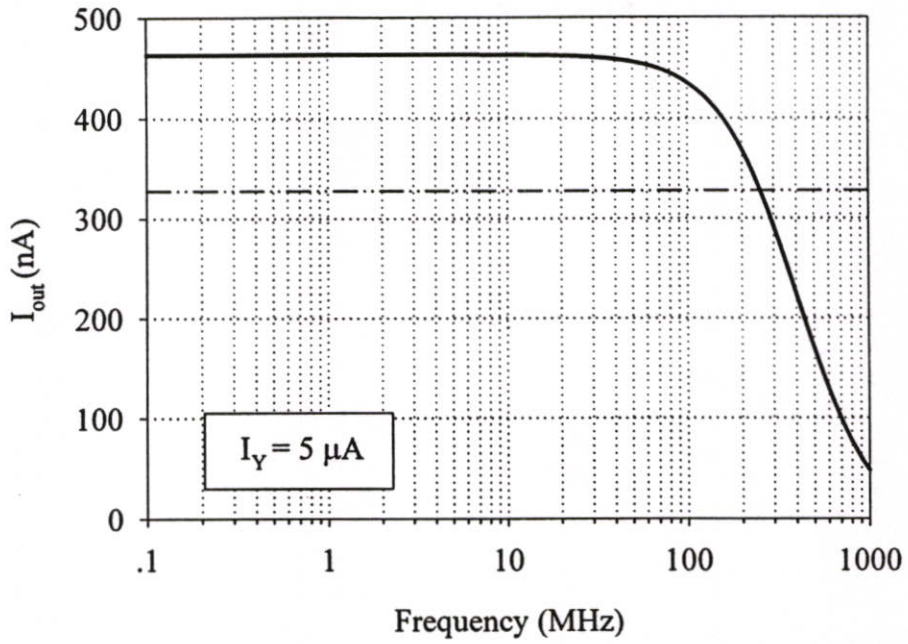


รูปที่ 3.16 คุณสมบัติทางดิซีของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนอ

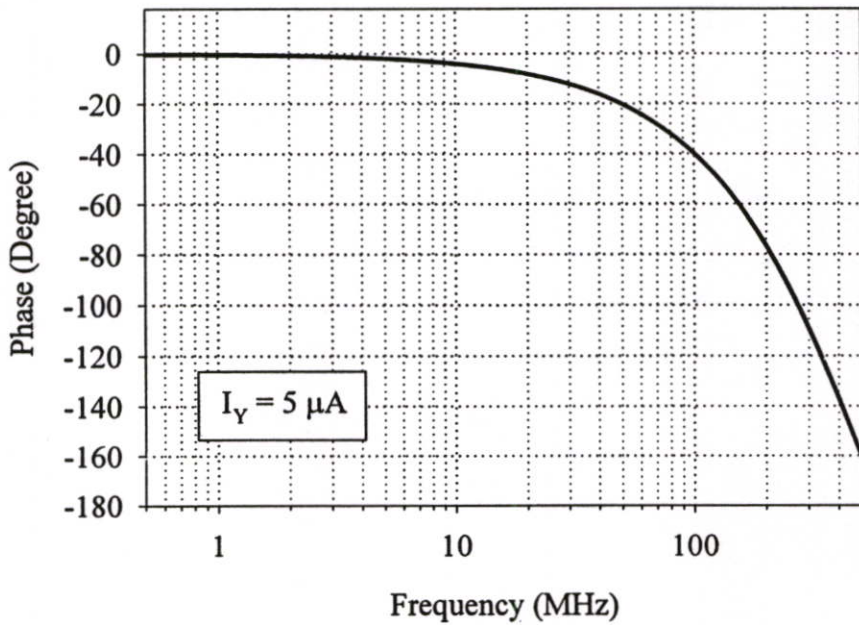


(ง)

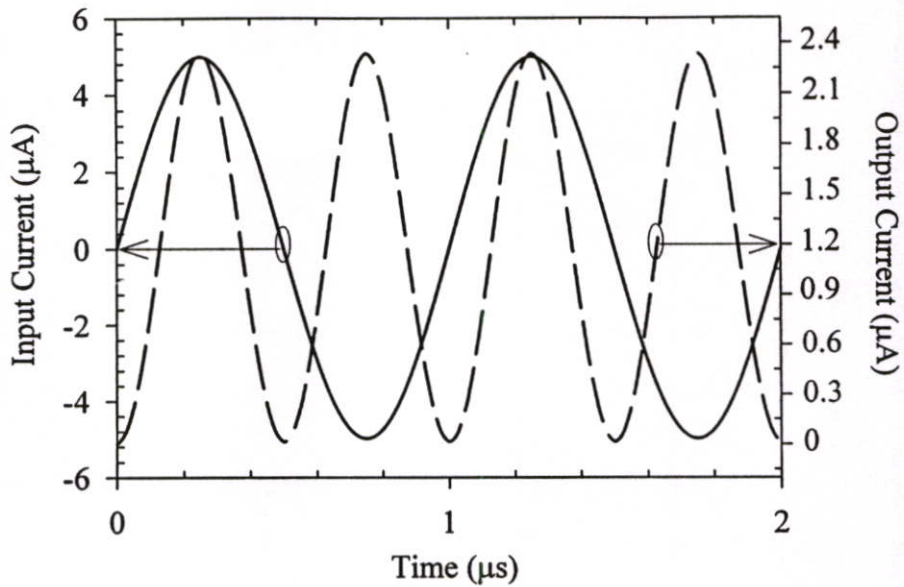
รูปที่ 3.17 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.18 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรคูณกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.19 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรคูณกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.20 ผลการจำลองการทวีความถี่ 2 เท่าของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอน

ตารางที่ 3.2 ประสิทธิภาพของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอน

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
กระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์	5 ไมโครแอมป์
กระแสอินพุตสวิง	$\pm 20$ ไมโครแอมป์, ( $I_x + I_y$ )
ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร	0.17 เปอร์เซ็นต์ @ 10 $\mu\text{A}$
ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม	-48.5 dB @ 5 $\mu\text{A}$ , 1MHz
ความถี่คัทออฟ	250 เมกกะเฮิร์ต
กำลังงานสูญเสีย	120 ไมโครวัตต์

### 3.5.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอน

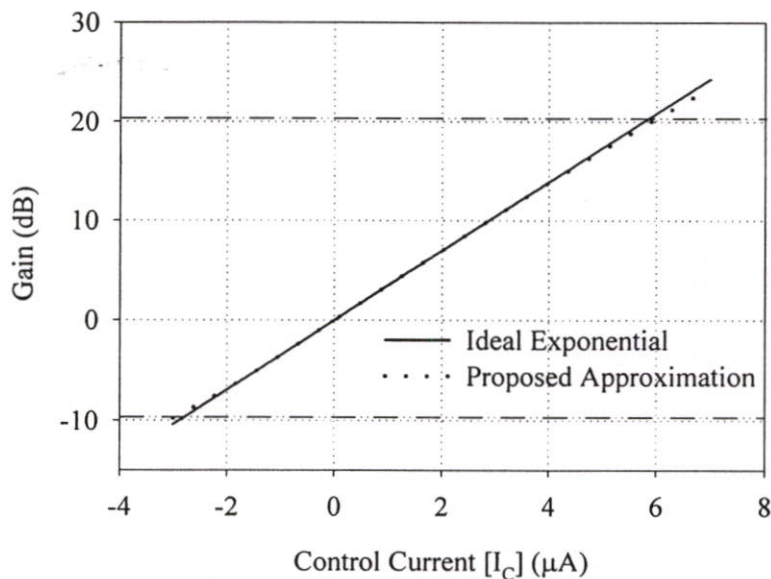
การจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอน กำหนดให้กระแสไบอัสวงจรมคูณกระแสสี่ควอดแรนท์เท่ากันทั้งหมดและมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรมคูณกระแสสี่ควอดแรนท์แสดงในตารางที่ 3.1 และขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด [3.11] ที่ได้จากการออกแบบแสดงในตารางที่ 3.3

รูปที่ 3.21 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลทางอุดมคติกับผลการจำลองการทำงานของวงจรประมาณฟังก์ชันด้วยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ของวงจรที่

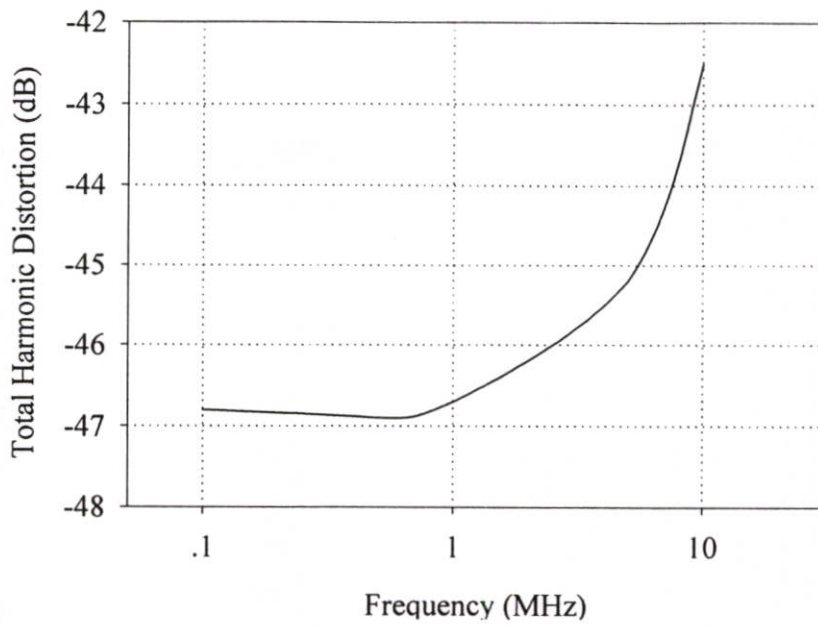
นำเสนอ วงจรมีช่วงควบคุมสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 30 dB ที่ค่าผิดพลาดน้อยกว่า 0.5 dB โดยมีย่านการควบคุมอัตราขยาย ( $I_C$ ) อยู่ในช่วง -2.8 ไมโครแอมป์ ถึง 6 ไมโครแอมป์ รูปที่ 3.22 แสดงความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสักรวมของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเมื่อสัญญาณอินพุตและสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ และ 6 ไมโครแอมป์ตามลำดับ วงจรมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสักรวมเท่ากับ -42.5 dB รูปที่ 3.23 แสดงสัญญาณรบกวนกระแสอินพุตของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส เมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ 6 ไมโครแอมป์ รูปที่ 3.24 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรมีสัญญาณควบคุมค่าต่างๆ จากรูปพบว่า วงจรมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 80 MHz และ 36 MHz เมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ -2.8 ไมโครแอมป์ และ 6 ไมโครแอมป์ ตามลำดับ จากในรูปที่ 3.24 พบว่าผลตอบสนองความถี่เมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ -2.8 ไมโครแอมป์จะเกิดโอเวอร์ชูตขึ้นเนื่องจากวงจรมีโพลเชิงซ้อนเคลื่อนที่เข้าใกล้แกนจินตภาพ ( $j\omega$ ) ในระนาบความถี่เชิงซ้อน จากการจำลองการทำงานวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 1.1 มิลลิวัตต์ จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ สามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.3 ขนาดมอดสทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

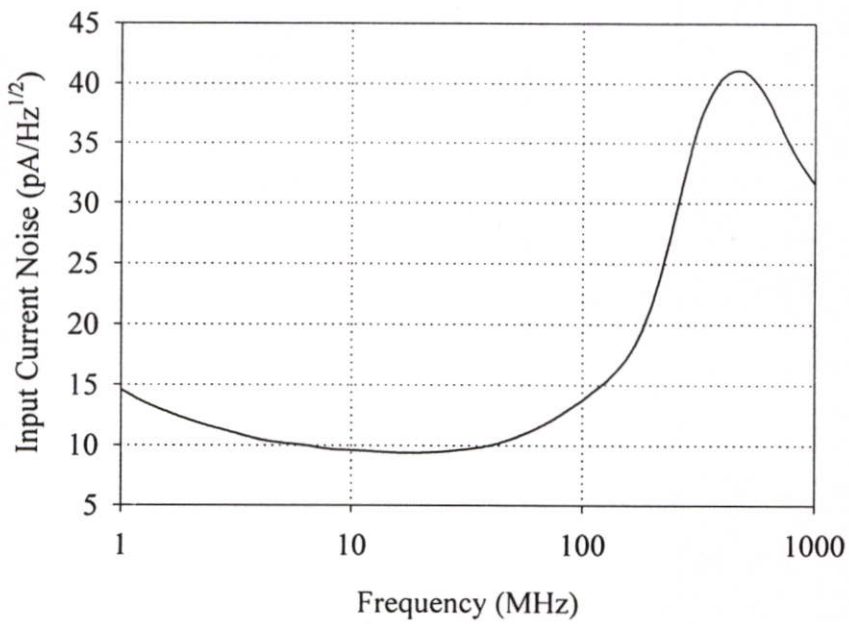
มอดสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน ( $W/L$ )
$M_a$	2.3/1.3
$M_b$	2.3/0.5



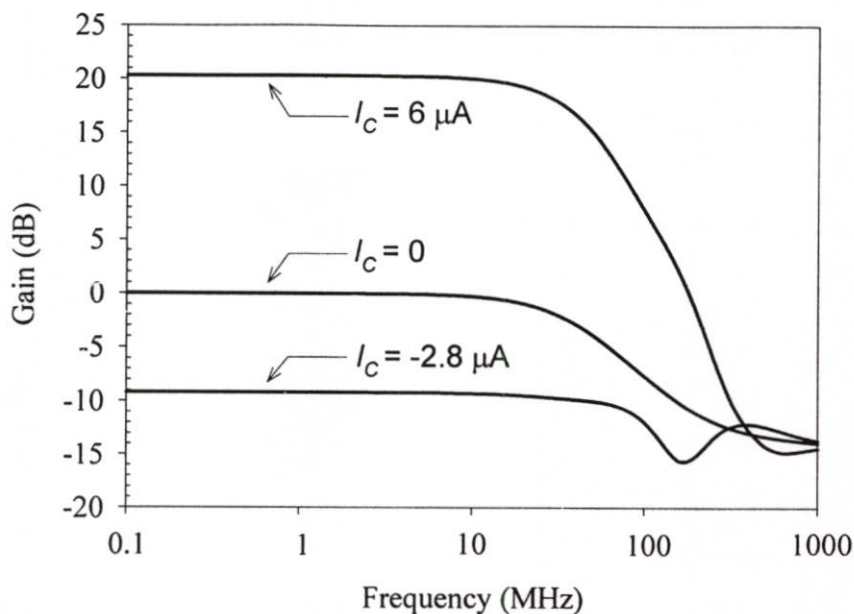
รูปที่ 3.21 ผลการจำลองการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลของวงจรมีนำเสนอ



รูปที่ 3.22 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมของวงจรถายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส



รูปที่ 3.23 สัญญาณรบกวนทางอินพุตของวงจรถายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 3.24 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ

ตารางที่ 3.4 ประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
กระแสไบอัสวงจรรวมกระแสที่ควอดแรนท์	5 ไมโครแอมป์
กระแสอินพุตสวิง	$\pm 14$ ไมโครแอมป์ @ $I_C = 6 \mu\text{A}$
ช่วงควบคุมสัญญาณเอาต์พุต	30 dB @ $\pm 0.5$ dB
ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสร่วม	-42.5 dB @ $I_C = 6 \mu\text{A}$ , 10MHz
สัญญาณรบกวนอินพุต	9.6 pA/Hz <sup>1/2</sup> @ $I_C = 6 \mu\text{A}$ , 10MHz
ความถี่คัทออฟ	36 เมกกะเฮิร์ต @ $I_C = 6 \mu\text{A}$
กำลังงานสูญเสีย	1.1 มิลลิวัตต์

### 3.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่อาศัยหลักการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยวิธีการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์ กำลังสี่ วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาในเรื่องอัตราขยายต่ำได้ เนื่องจากอัตราขยายมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นอัตราขยายที่ได้จึงมีค่าสูง นอกจากนั้นช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตกว้าง เพราะวงจรรถูกออกแบบให้ทำงาน

ในโหมคกระแส วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรคุณ  
กระแสสี่ควอดแรนท์จำนวน 4 วงจรที่ออกแบบโดยใช้โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น  
เป็นหลัก เพื่อลดปัญหาเรื่องความไม่เท่ากันของทรานสคอนคักแดนซ์ในมอสทรานซิสเตอร์ชนิด  
เอ็นและชนิดพี ทำให้วงจรที่ได้มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำและความถี่คัทออฟสูงขึ้น  
วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมคกระแสที่นำเสนอมีช่วงการควบคุมอัตราขยายเท่ากับ 30 dB  
ที่กำลังงานสูญเสียเท่ากับ 1.1 มิลลิวัตต์

## บทที่ 4

# วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส (Current Mode Automatic Gain Control)

### 4.1 บทนำ

วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) เป็นวงจรที่ถูกใช้ในงานที่ต้องรักษาระดับสัญญาณให้คงที่เพื่อให้สัญญาณที่เอาต์พุตมีขนาดคงที่ วงจรดังกล่าวมีการใช้ในภาครับสัญญาณ ในระบบสื่อสาร โทรคมนาคมต่างๆ เช่น ระบบสื่อสารทางวิทยุ โทรทัศน์ และโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อปรับอัตราขยายตามความแรงของสัญญาณที่ต่างกันอันเนื่องจากระยะทาง และตำแหน่งที่แตกต่างกัน [12-14] นอกจากนี้ยังถูกนำไปใช้ในงานที่ต้องการรักษาข้อมูลให้ถูกต้อง ดังเช่น ระบบอ่านข้อมูลในดิสก์ไดรฟ์ (Data Read Channel Disk Drive System) [15] โดยปกติ คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติคือ ช่วงการปฏิบัติงานที่ควรมีค่ามาก ทั้งนี้เพื่อให้ระบบสามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดแตกต่างกันอย่างมากโดยที่ระดับของสัญญาณเอาต์พุตคงที่ นอกจากนั้นเวลาการตอบสนองของระบบควรมีค่าน้อยและมีการเปลี่ยนแปลงน้อยเมื่อระดับของสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง คุณสมบัติที่กล่าวมาเป็นคุณสมบัติที่โดดเด่นในวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล โดยวิธีหนึ่งคือการใช้ฟังก์ชันอัตราขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายที่นำเสนอก่อนหน้านี้

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง หลักการและ โครงสร้างของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ การนำวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสมาประยุกต์ใช้กับวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส และในส่วนสุดท้ายจะเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่นำเสนอ

### 4.2 หลักการและโครงสร้างของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ถูกนำไปใช้ในงานที่ต้องการควบคุมระดับสัญญาณเอาต์พุตให้คงที่หรือมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงที่ยอมรับได้ โดยสามารถปรับระดับสัญญาณเอาต์พุตตามต้องการได้ เมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงวงจรจะปรับระดับสัญญาณเอาต์พุตให้อยู่ในช่วงที่ตั้งค่าไว้และจะรักษาระดับสัญญาณเอาต์พุตให้คงที่ โดยปกติแล้วถ้าระดับสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วงการปฏิบัติงาน วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะทำงานและสามารถปรับระดับสัญญาณเอาต์พุตตาม

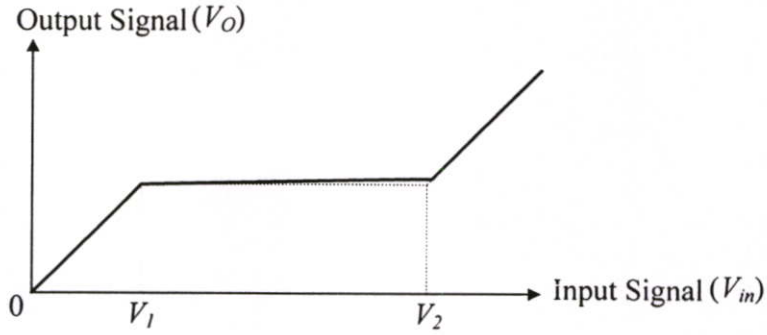
ที่ตั้งค่าไว้ แต่ถ้าระดับสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยหรือมากเกินไปหรือไม่อยู่ในช่วงการปฏิบัติงานของวงจร วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะไม่สามารถปรับระดับสัญญาณเอาต์พุตตามที่ตั้งค่าไว้ได้ สถานะวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีดังนี้ [16]

- Attack คือ สถานะที่วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติทำการลดอัตราขยายลงเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าสูง
- Decay คือ สถานะที่วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติทำการเพิ่มอัตราขยายขึ้นเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าน้อย
- Stable คือ สถานะที่อัตราขยายของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเริ่มอยู่ในช่วงที่ตั้งค่าไว้
- Hold คือ สถานะที่ระดับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีค่าคงที่

ในสถานะต่างๆ ของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะแปรเปลี่ยนตามระดับของสัญญาณอินพุตขณะนั้น โดยที่ในสถานะ Attack และ Decay นั้นระบบจะปรับอัตราขยายให้มีอัตราขยายถูกต้องโดยมีค่าอยู่ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) ที่สถานะนี้วงจรจะมีค่าคงตัวทางเวลาของระบบ (Time Constant) ขึ้นอยู่กับระบบที่ได้ออกแบบไว้และระดับของสัญญาณอินพุต โดยปกติแล้วสถานะ Attack จะมีค่าคงตัวทางเวลาน้อยกว่าสถานะ Decay

ในสถานะ Hold ระบบจะคงอัตราขยายของวงจรไว้จนกระทั่งสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนระดับไป

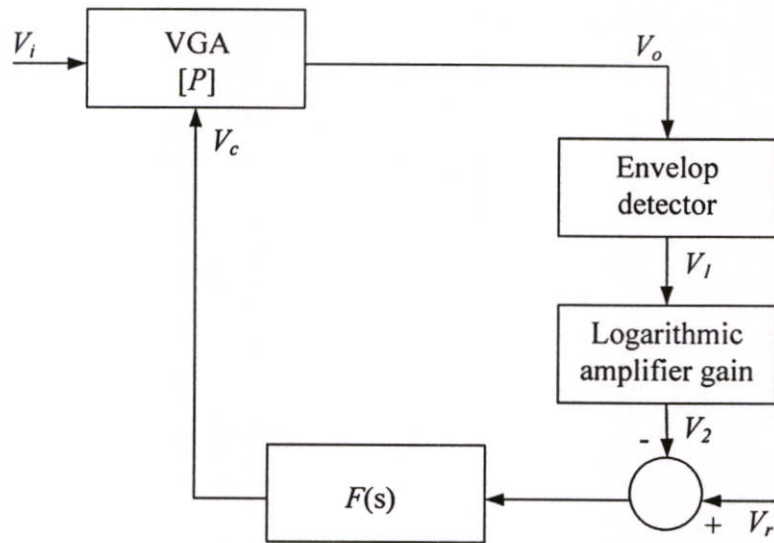
ระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นระบบปิด (Closed Loop System) โดยที่มีการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ซึ่งโดยทั่วไปจะอยู่ในรูปแบบระบบการควบคุม (Control System) ระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะไม่เป็นเชิงเส้นและมีอันดับสูง (High Order System) ระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติสามารถอธิบายได้โดยใช้ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบ ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติแสดงดังในรูปที่ 4.1 [17] จากรูปเห็นได้ว่าระดับสัญญาณอินพุตมีค่าน้อย วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติไม่สามารถควบคุมระดับสัญญาณเอาต์พุตได้และสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุต เมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าถึง  $V_1$  วงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติสามารถควบคุมระดับสัญญาณเอาต์พุตให้คงที่ได้จนกระทั่งสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ  $V_2$  และที่ตำแหน่งนี้ระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะเริ่มไม่สามารถควบคุมระดับสัญญาณเอาต์พุตได้อีกครั้ง ถ้าเพิ่มระดับสัญญาณอินพุตขึ้นอีกระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 4.1 คุณลักษณะการส่งผ่านของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติทางอ้อม

#### 4.2.1 หลักการของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ในการพิจารณาวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะพิจารณาอยู่ในรูปของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear System) โดยทั่วไปแล้ววงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติสามารถแสดงเป็นรูปแบบจำลอง (Model) ได้สองแบบ [17] รูปแบบจำลองแบบแรกเป็นรูปแบบจำลองของระบบเชิงเส้นทางเดซิเบลของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Linear in Decibel AGC System) แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ระบบเชิงเส้นทางเดซิเบลของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

จากรูปที่ 4.2 ระบบเชิงเส้นทางเดซิเบลของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ มีอัตราขยายของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยาย (Variable Gain Amplifier) คือ  $P$  และมีค่าเท่ากับ

$$P = K_1 e^{+aV_c} \quad (4.1)$$

$$V_o = V_i K_1 e^{aV_c} = V_i P \quad (4.2)$$

- โดยที่  $V_o$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยาย  
 $V_i$  คือ สัญญาณอินพุตของวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยาย  
 $V_c$  คือ สัญญาณควบคุมฟังก์ชันอัตราขยายเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล  
 $K_1$  คือ ค่าคงที่ของอัตราขยาย  
 $a$  คือ ค่าคงที่ของฟังก์ชันอัตราขยายเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล

สัญญาณเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับเข้าสู่วงจรตรวจจับระดับสูงสุดของสัญญาณ (Envelop detector) และผ่านเข้าสู่วงจรถ่ายแบบล็อกการิทึม (Logarithmic amplifier gain) โดยมีสมการเอาต์พุตดังนี้

$$V_2 = \ln(V_1) = \ln(K_2 V_o) \quad (4.3)$$

โดยที่  $V_2$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายแบบล็อกการิทึมและ  $K_2$  คือ อัตราขยายของวงจรตรวจจับระดับสูงสุดของสัญญาณ

สมมติให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับระดับสูงสุดของสัญญาณเป็นบวกเสมอ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายแบบล็อกการิทึมจะเป็นจำนวนจริงบวกหรือลบ และสัญญาณควบคุมจะมีค่าเท่ากับ

$$V_c = F(s)(V_r - V_2) = F(s)[V_r - \ln(K_2 V_o)] \quad (4.4)$$

โดยที่  $F(s)$  คือ ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถ่าย (Filter)

จากสมการที่ 4.1 และ 4.2 วงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายมีฟังก์ชันการส่งผ่านอยู่ในรูปเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นจากสมการที่ 4.2 สามารถเขียนอยู่ในรูปล็อกการิทึมได้ดังนี้

$$\ln(V_o) = aV_c + \ln(V_i K_1) \quad (4.5)$$

ดังนั้นสัญญาณควบคุมมีสมการดังนี้

$$aV_c = \ln(V_o) - \ln(V_i K_1) \quad (4.6)$$

แทนสัญญาณควบคุมในสมการที่ 4.4 ลงในสมการที่ 4.6 จะได้

$$(1 + aF(s)) \ln(V_o) = \ln(V_i) + aF(s)V_r + \ln(K_1) - aF(s) \ln(K_2) \quad (4.7)$$

ถ้าออกแบบให้  $K_1$  และ  $K_2$  มีค่าเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นสมการ (4.7) จะมีค่าเท่ากับ

$$(1 + aF(s)) \ln(V_o) = \ln(V_i) + aF(s)V_r \quad (4.8)$$

เนื่องจากว่า

$$\ln V_o \cong 2.3 \log V_o \quad (4.9)$$

ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  ในรูปเดซิเบลจะมีค่าเท่ากับ

$$\ln(V_o) = \frac{2.3}{20} V_{o(dB)} = 0.115 V_{o(dB)} \quad \text{dB} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ 4.8 ถ้าให้ความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตอยู่ในรูปเดซิเบล สมการผลตอบแทนของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{o(dB)} = \frac{V_{i(dB)}}{1 + aF(s)} + \frac{8.7aF(s)V_r}{1 + aF(s)} \quad (4.11)$$

สมการที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตของระบบของวงจรรายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล จากความสัมพันธ์นี้พบว่าระบบจะขึ้นอยู่กับค่าคงที่  $a$  และ ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรรอง  $F(s)$  โดยปกติแล้ว  $F(s)$  จะเป็นวงจรรองความถี่ต่ำ เสถียรภาพของลูป (Loop Stability) จะขึ้นอยู่กับอันดับของวงจรรองและลูปเกน (Loop Gain) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว (Steady-State error) ผลตอบแทนของระบบที่สภาวะคงตัวจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_{o(dB)}}{\Delta V_{i(dB)}} = (1 + aF(0))^{-1} \quad (4.12)$$

โดยที่  $F(0)$  คือ อัตราขยายสัญญาณดีซีของวงจรรอง (DC Gain)

จากสมการที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวมีการเปลี่ยนแปลงน้อยเนื่องจากลูปเกน (Loop Gain) ของวงจรรองมีค่ามาก

ถ้าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเป็นฟังก์ชันการส่งผ่านอันดับหนึ่ง ซึ่งมีสมการดังนี้

$$F(s) = \frac{K}{\frac{s}{B} + 1} \quad (4.13)$$

โดยที่  $K$  คือ อัตราขยายสัญญาณดีซีของวงจรรอง (DC Gain) และ  $B$  คือ แบนวิคท์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

สัญญาณเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวมีการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ

$$\Delta V_{o(dB)} = \frac{\Delta V_{i(dB)}}{(1 + aK)} \quad (4.14)$$

จากผลตอบสนองของระบบในสมการที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตของระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในหน่วยเดซิเบลมีค่าเท่ากับ

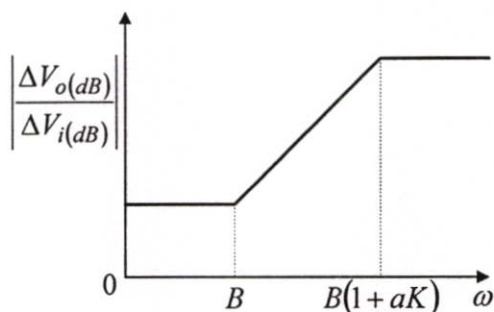
$$V_{o(dB)} = \frac{V_{i(dB)}}{1 + aK} + \frac{8.7aKV_r}{1 + aK} \quad (4.15)$$

จากสมการที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตของระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีค่าประมาณ  $8.7V_r$  เนื่องจากลูปเกน (Loop Gain) ของระบบมีค่าค่อนข้างมาก นอกจากนั้นขนาดของสัญญาณเอาต์พุตในทางเดซิเบลจะแปรผันกับสัญญาณอ้างอิง ( $V_r$ ) ด้วย

ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบสำหรับฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรรองความถี่ต่ำอันดับหนึ่งในสมการที่ 4.13 มีค่าเท่ากับ

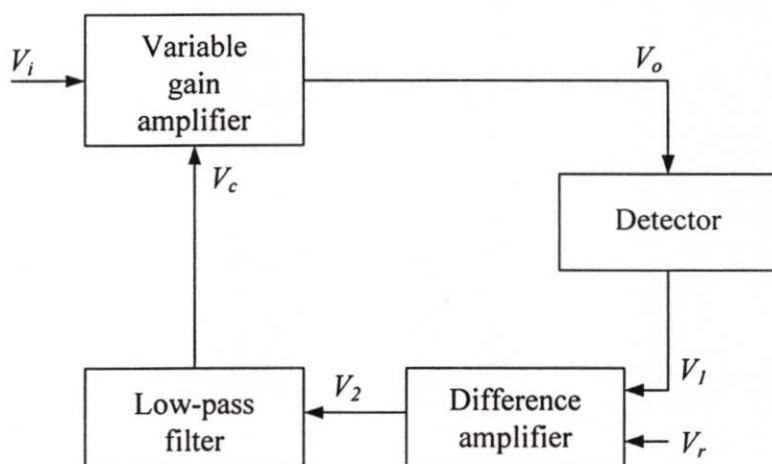
$$\Delta V_{o(dB)} = \frac{\Delta V_{i(dB)}}{(1 + aK)} \frac{\left(\frac{s}{B} + 1\right)}{\left(\frac{s}{B(1 + aK)} + 1\right)} \quad (4.16)$$

จากสมการที่ 4.16 พบว่าระบบจะเสถียรภาพตลอดเมื่อ  $aK > 0$  เนื่องจากโพลของระบบจะอยู่ที่ฝั่งซ้ายของระนาบ (Left Half-Plane) โดยผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบแสดงดังในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองความถี่ของระบบของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

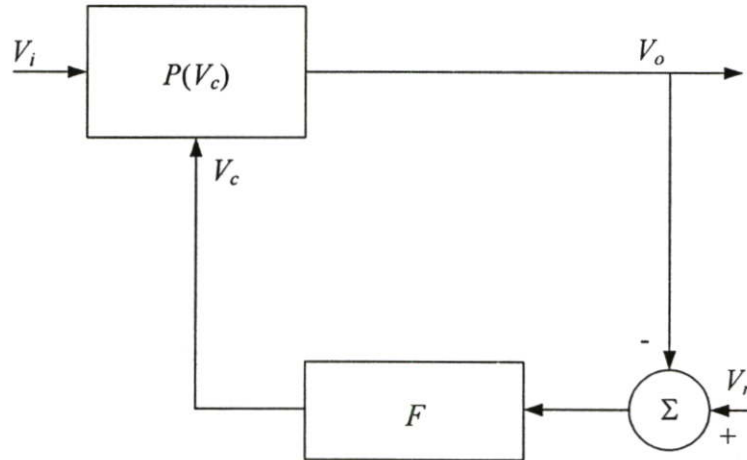
จากผลตอบสนองความถี่ของระบบของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.3 พบว่าลักษณะของผลตอบสนองความถี่ของระบบเป็นแบบวงจรรองความถี่สูงผ่าน โดยมีความถี่คัทออฟที่  $B(1+aK)$



รูปที่ 4.4 ระบบไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

รูปแบบจำลองแบบที่สองของระบบของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นรูปแบบจำลองที่ไม่มีวงจรถ่ายแบบล็อกการิทึมในรูป แต่ระบบยังคงมีฟังก์ชันอัตราขยายของวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นระบบดังกล่าวจะเป็นระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น ในการวิเคราะห์ระบบเราจะสมมติว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตมีการ

เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยจากจุดทำงานปกติของระบบ [17] จากรูปที่ 4.4 ระบบของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพียงสองอุปกรณ์ คือ วงจรถายที่ปรับอัตราขยายและวงจรถวจับระดับสูงสุด ในการวิเคราะห์ระบบนี้กำหนดให้อัตราขยายของวงจรถวจับระดับสูงสุดและวงจรถายผลต่างสัญญาณมีค่าเท่ากับหนึ่ง ทำให้เราสามารถลดโครงสร้างได้ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของระบบของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.4

จากรูปที่ 4.5  $V_o$  และ  $V_i$  คือสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตตามลำดับ และ  $F$  คือฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรถองความถี่ต่ำผ่านรวมกับวงจรถายผลต่างสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  มีค่าเท่ากับ  $PV_i$  โดยที่  $P$  คือ อัตราขยายของวงจรถายที่ปรับอัตราขยายได้ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับแรงดันควบคุม  $V_c$  เราสามารถหาแรงดันควบคุมได้ดังนี้

$$V_c = (V_r - V_o)F \quad (4.17)$$

การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตสามารถหาได้โดยการหาอนุพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุต โดยมีค่าเท่ากับ

$$\frac{dV_o}{dV_i} = \frac{d}{dV_i}(PV_i) = P + V_i \frac{dP}{dV_i} \quad (4.18)$$

จากสมการที่ 4.18 การหาอนุพันธ์ของอัตราขยายของวงจรถายที่ปรับอัตราขยายเทียบกับสัญญาณอินพุต มีค่าเท่ากับ

$$\frac{dP}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} \frac{dV_c}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} \frac{dV_c}{dV_o} \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{dP}{dV_c} (-F) \frac{dV_o}{dV_i} \quad (4.19)$$

จากสมการอนุพันธ์ในสมการที่ 4.18 และ 4.19 สามารถจัดรูปสมการอนุพันธ์ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{dV_o}{dV_i} \left( 1 + FV_i \frac{dP}{dV_c} \right) = P \quad (4.20)$$

สมการอนุพันธ์ของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.5 มีค่าเท่ากับ

$$\frac{dV_o/V_o}{dV_i/V_i} = \left( 1 + FV_i \frac{dP}{dV_c} \right)^{-1} \quad (4.21)$$

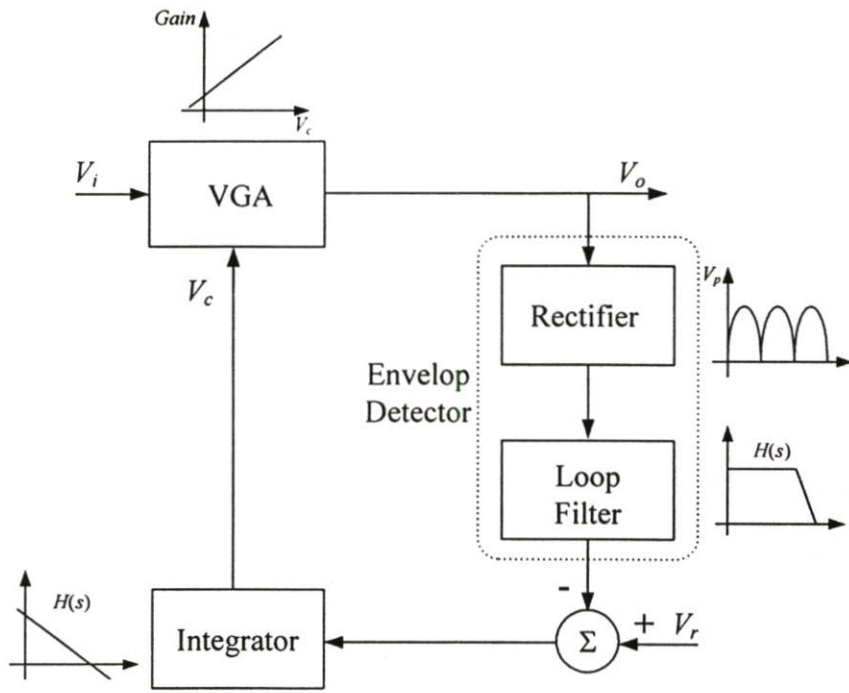
รูปเกนของระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจากสมการที่ 4.21 ในรูปที่ 4.5 มีค่าเท่ากับ

$$L = F(s)V_i \frac{dP}{dV_c} \quad (4.22)$$

จากสมการที่ 4.22 รูปเกนของระบบเป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตทำให้ได้ความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นตำแหน่งของโพลในระบบจะขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต อย่างไรก็ตามลักษณะของรูปเกนยังขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายด้วย

#### 4.2.2 โครงสร้างของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติประกอบด้วย วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยาย (Variable Gain Amplifier) วงจรตรวจจับระดับสูงสุด (Envelope Detector) และวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

รูปที่ 4.6 วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยาย (VGA) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตโดยที่อัตราขยายจะถูกควบคุมโดยการป้อนกลับของสัญญาณควบคุม ลักษณะของฟังก์ชันอัตราขยายของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายมีอยู่หลายแบบ ดังเช่น ฟังก์ชันอัตราขยายแบบเชิงเส้น ฟังก์ชันอัตราขยายแบบโพลีโนเมียล และฟังก์ชันอัตราขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายที่มีฟังก์ชันอัตราขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลกับสัญญาณควบคุมเป็นรูปแบบที่มีช่วงการควบคุมอัตราเป็นเชิงเส้นในทางเดซิเบลส่งผลให้ช่วงการปฏิบัติงานของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นเชิงเส้นในทางเดซิเบลด้วย โดยเราสามารถหาช่วงปฏิบัติงานของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติได้ดังนี้

$$\text{Output Range} = \text{VGA}_{(\text{output max})(\text{dB})} - \text{VGA}_{(\text{output min})(\text{dB})} \quad (\text{dB}) \quad (4.23)$$

จากสมการที่ 4.23 พบว่าช่วงปฏิบัติงานของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่ใช้วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายชนิดฟังก์ชันอัตราขยายเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลมีค่าสูงเพราะว่าลักษณะการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายจะเป็นเชิงเส้นทางเดซิเบล ในการวิเคราะห์วงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.5 เป็นการวิเคราะห์โครงสร้างของระบบอันดับหนึ่ง (First Order System) ซึ่งเป็นระบบที่มีความซับซ้อนน้อย แต่ในทางปฏิบัติโครงสร้างของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติส่วนใหญ่จะเป็นระบบอันดับสองขึ้นไปดังแสดงในรูป



จากรูปที่ 4.7 โดยใช้สมการที่ 4.17 – 4.20 ความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{P}{1 + F(s)A(s)\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c}} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ 4.24 ได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c} = \frac{V_i \Delta P(V_c)}{\Delta V_c} = aV_o \quad (4.27)$$

แทนฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรมิติเกรเตอร์และวงจรถวายระดับสูงสุดของโครงสร้างวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.7 ลงในสมการที่ 4.27 ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{P \cdot s(s + p_d)}{s^2 + s \cdot p_d + f \cdot A_d \cdot p_d \cdot aV_o} \quad (4.28)$$

อัตราส่วนการลดทอน (Damping Ratio) ของระบบมีค่าเท่ากับ

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{p_d}{f \cdot A_d \cdot aV_o}} \quad (4.29)$$

โดยปกติอัตราส่วนการลดทอนจะถูกออกแบบให้มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ถ้าอัตราส่วนการลดทอนมีค่าน้อยเกินไป ระบบอาจจะไม่เสถียร และถ้ามีค่ามากเกินไปอาจทำให้ระบบมีการตอบสนองช้า ทำให้ระบบตอบสนองไม่ทันต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต ค่าคงตัวทางเวลาของระบบในรูปที่ 4.7 มีค่าเท่ากับ

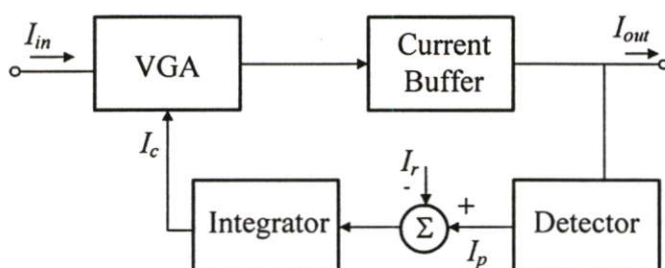
$$\tau = \frac{1}{\zeta \omega_n} = \frac{2}{p_d} \quad (4.30)$$

จากสมการที่ 4.30 พบว่าเวลาการตอบสนองของระบบจะขึ้นอยู่กับโพลของวงจรถวายระดับสัญญาณสูงสุด เพราะฉะนั้นเราสามารถกำหนดเวลาการตอบสนองของระบบของ

วงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.7 ได้ด้วยการกำหนดโพลของวงจรถ่ายจับระดับสัญญาณสูงสุด โดยถ้าโพลมีค่ามากกว่าระบบจะมีเวลาการตอบสนองน้อย

### 4.3 วงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่นำเสนอ

จากหลักการและโครงสร้างของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่กล่าวในหัวข้อ 4.2 พบว่าวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่ใช้ฟังก์ชันอัตราขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลมีข้อดีหลายอย่าง อาทิเช่น ช่วงการปฏิบัติงานกว้าง และสามารถกำหนดค่าเวลาการตอบสนองของระบบได้ หัวข้อนี้เป็นการประยุกต์ใช้วงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่นำเสนอกับวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในรูปที่ 4.6 โดยวงจรจะทำงานในโหมดกระแสซึ่งมีโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 โครงสร้างของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่นำเสนอ

จากโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 4.8 วงจรประกอบด้วย วงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอในบทที่ 3 วงจรตามกระแส (Current Buffer) วงจรถ่ายจับระดับกระแสสูงสุด (Current Mode Detector) และวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส (Current Mode Integrator) โดยมีรายละเอียดของแต่ละวงจรถ่ายดังนี้

#### 4.3.1 วงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส

สำหรับวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสทำหน้าที่ขยายหรือลดทอนขนาดสัญญาณอินพุตให้มีค่าตามระดับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ โดยอัตราขยายของวงจรถ่ายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสอยู่ในรูปแบบฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยมีสมการเอาต์พุตของวงจรถ่ายดังนี้

$$I_{out} \cong I_{in} e^{\frac{2I_c}{I_o}} = I_{in} \left( 1 + \frac{2I_c}{I_o} + \frac{2I_c^2}{I_o^2} + \frac{4I_c^3}{3I_o^3} + \frac{2I_c^4}{3I_o^4} \right) \quad (4.31)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสในสมการที่ 4.31 เป็นฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วยการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ มีช่วงการประมาณที่ถูกต้องทางด้านเอาต์พุตตั้งแต่ 18 dB จนถึง -11 dB (ภายใต้ค่าผิดพลาด 0.5 dB) ดังนั้นช่วงปฏิบัติงาน (Output Range) ของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติมีค่าเท่ากับ

$$\text{Output Range} = \text{VGA}_{(\text{output max})(\text{dB})} - \text{VGA}_{(\text{output min})(\text{dB})} \cong 18 + 11 = 29\text{dB} \quad (4.32)$$

จากสมการที่ 4.31 และ 4.32 พบว่าช่วงปฏิบัติงานของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่อัตราขยายสูงสุด สัญญาณควบคุมของวงจร ( $I_C$ ) มีค่าประมาณ 1.01 เท่าของกระแสไบอัส ( $I_O$ ) และที่อัตราขยายต่ำสุดสัญญาณควบคุมของวงจร ( $I_C$ ) มีค่าประมาณ 0.6 เท่าของกระแสไบอัส ( $I_O$ ) โดยสัญญาณอินพุตของวงจร ( $I_{in}$ ) รวมกับสัญญาณควบคุมของวงจร ( $I_C$ ) ต้องไม่เกินสี่เท่าของกระแสไบอัส ( $I_O$ ) (3.42) เมื่อกำหนดสัญญาณเอาต์พุตคงที่ ช่วงการสวิงของกระแสอินพุตในวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสมีค่าเท่ากับ

$$I_{in(\text{min})} \cong \frac{I_{out}}{10^{(18/20)}} \cong 0.125 \cdot I_{out} \quad (4.33)$$

$$I_{in(\text{max})} \cong \frac{I_{out}}{10^{(-11/20)}} \cong 3.5 \cdot I_{out} \quad (4.34)$$

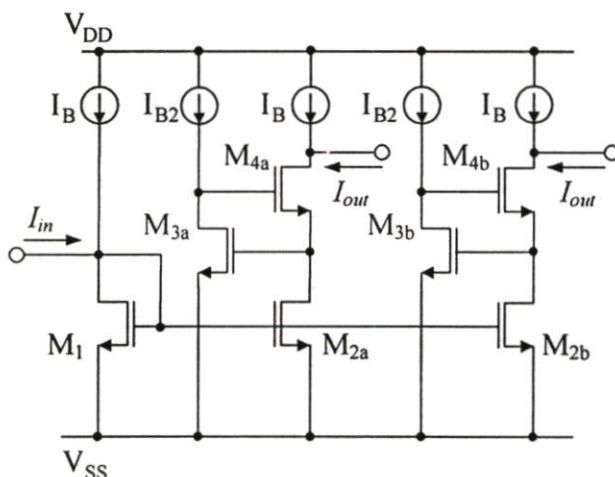
จากสมการ 4.33 และ 4.34 ช่วงการสวิงของกระแสอินพุตในวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสถูกกำหนดด้วยสัญญาณเอาต์พุตของวงจร โดยที่สัญญาณอินพุตต่ำสุดและสูงสุดของวงจรจะต้องไม่เกินสัญญาณอินพุตสูงสุดของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสในสมการที่ 3.42

#### 4.3.2 วงจรตามกระแส

วงจรตามกระแสทำหน้าที่รักษาระดับสัญญาณกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส และช่วยเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของวงจรเพื่อลดผลกระทบต่อความผิดพลาดของสัญญาณกระแสเอาต์พุตจากการต่อวงจรร่วมกับวงจรอื่นๆ โดยทั่วไปอัตราขยายของวงจรตามกระแสจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ในการออกแบบความต้านทานเอาต์พุตของวงจรควรมีค่าสูง ในทางปฏิบัติเราสามารถใช้งานวงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแสได้ ปัญหาของวงจรสะท้อนกระแสคือ กระแสเอาต์พุตของวงจรจะกลับเฟสกับกระแสอินพุต ดังนั้นกระแสเอาต์พุตต้องถูกกลับเฟสอีกครั้งโดยจะถูกกลับเฟสที่วงจรตรวจจับ

กระแสสูงสุด และปัญหาอีกเรื่องคือ ความต้านทานเอาต์พุตไม่สูงนัก ดังนั้นการนำวงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคดมาใช้เพื่อแก้ปัญหาคือความต้านทานเอาต์พุตสามารถทำให้วงจรตามกระแสมีผลกระทบจากการต่อร่วมกับวงจรอื่นลดลง

สำหรับวงจรตามกระแสที่นำเสนอใช้นั้นจะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบเรกกูเลตแคสโคด (Regulated Cascode Current Mirror) [18] ดังแสดงในรูปที่ 4.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบเรกกูเลตแคสโคดจะมีการป้อนกลับสัญญาณที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{2a-b}$ ,  $M_{3a-b}$  และ  $M_{4a-b}$  เพื่อให้ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 4.9 วงจรตามกระแสที่นำเสนอ

วงจรในรูปที่ 4.9 ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบเรกกูเลตแคสโคดสองชุด ชุด a และ ชุด b โดยวงจรทั้งสองชุดมีลักษณะเหมือนกัน สัญญาณเอาต์พุตถูกต่อกับโหลดของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ และต่อเข้ากับวงจรตรวจจับระดับกระแสสูงสุดตามลำดับ กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_{2a-b}$  จะถูกสะท้อนกระแสโดยที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่งและจะถูกป้อนกลับด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_{3a-b}$  และ  $M_{4a-b}$  ทำให้แรงดันคร่อมมอสทรานซิสเตอร์  $M_{2a-b}$  ถูกทำให้คงที่โดยมีค่าเท่ากับ

$$V_{DS(2a-b)} = V_{GS(3a-b)} = \sqrt{\frac{I_{B2}}{K(3a-b)}} + V_T \quad (4.35)$$

โดยที่  $K$  คือ  $\mu_n C_{ox} W/2L$

เนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบเรกจูเลตคาสโคดมีการป้อนกลับสัญญาณที่เอาต์พุต ซึ่งเป็นผลทำให้ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าสูงขึ้น โดยมีค่าเท่ากับ

$$R_{out} = g_{m(3a-b)}g_{m(4a-b)}r_{o(2a-b)}r_{o(4a-b)}(r_{o(3a-b)}\parallel r_{o(B_2)}) \quad (4.36)$$

จากสมการที่ 4.36 พบว่าเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีการสวิงมากเกินไปอาจทำให้ความต้านทานเอาต์พุตลดลง เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_{2a-b}$  จะทำงานในย่านเชิงเส้น (Linear region) ดังนั้นจะต้องจำกัดแรงดันเอาต์พุตสวิงเพื่อป้องกันไม่ให้ความต้านทานเอาต์พุตลดลงโดยมีค่าเท่ากับ

$$V_{out(min)} = V_{GS(2a-b)} - V_T + \sqrt{\frac{\Psi}{2 + \Psi} \cdot \frac{I_{out}}{K(2a-b)}} \quad (4.37)$$

โดยที่  $\Psi$  คือ  $\frac{g_{m(4a-b)}r_{o(4a-b)}}{g_{m(3a-b)}(r_{o(3a-b)}\parallel r_{o(B_2)})}$

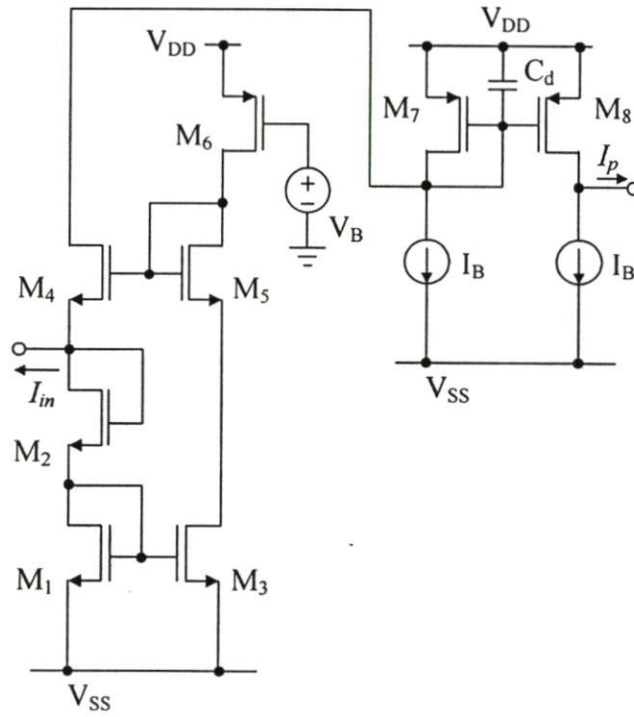
#### 4.3.3 วงจรตรวจจับกระแสสูงสุด

วงจรตรวจจับกระแสสูงสุดทำหน้าที่หาค่าสูงสุดของสัญญาณป้อนกลับของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส สำหรับวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดใช้วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier) ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) เพื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 4.10 [19]

จากวงจรในรูปที่ 4.10 ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1-6}$  ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นและมอสทรานซิสเตอร์  $M_7$  และ  $M_8$  ต่อกับ  $C_d$  ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งเพื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณป้อนกลับ วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นมีความต้านทานอินพุตต่ำเนื่องจากวงจรมีการต่อแบบป้อนกลับสัญญาณที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{1-5}$  โดยที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{1-5}$  ทำงานในย่านอิ่มตัว เมื่อกระแสอินพุตไหลเข้าวงจร มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  จะทำงาน ทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  หยุดทำงาน และเมื่อกระแสอินพุตไหลออกจากวงจร มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  จะหยุดทำงาน ทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  ทำงานในลักษณะวงจรขยายแบบคอมมอนเกตซึ่งจะทำให้ส่งกระแสผ่านไปที่  $M_7$  ได้ มอสทรานซิสเตอร์  $M_7$  และ  $M_8$  จะต่อเป็นวงจรสะท้อนกระแสร่วมกับ  $C_d$  ทำให้อัตราที่ได้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งหรือวงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต

ความต้านทานอินพุตของวงจรจ็อบกระแสสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} \cong (g_{m1} + g_{m3}g_{m4}(r_{o3} \parallel r_{o6}) + g_{m4}(1 + g_{m1}g_{m2}))^{-1} \quad (4.38)$$



รูปที่ 4.10 วงจรจ็อบกระแสสูงสุดที่นำเสนอ

ความต้านทานอินพุตของวงจรจ็อบกระแสสูงสุดสามารถลดลงได้โดยการเพิ่มความต้านทานระหว่างขาเกตและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  และ  $M_6$  สำหรับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจ็อบกระแสสูงสุดมีสมการดังนี้

$$I_p = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} I_{in} dt \quad (4.39)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจ็อบกระแสสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$I_p = \frac{I_{in}}{1 + S(C_d/g_{m7})} \quad (4.40)$$

โดยที่  $I_{in}$  อยู่ในช่วง  $0 \rightarrow \pi$

ค่าคงตัวทางเวลาของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดมีเท่ากับ

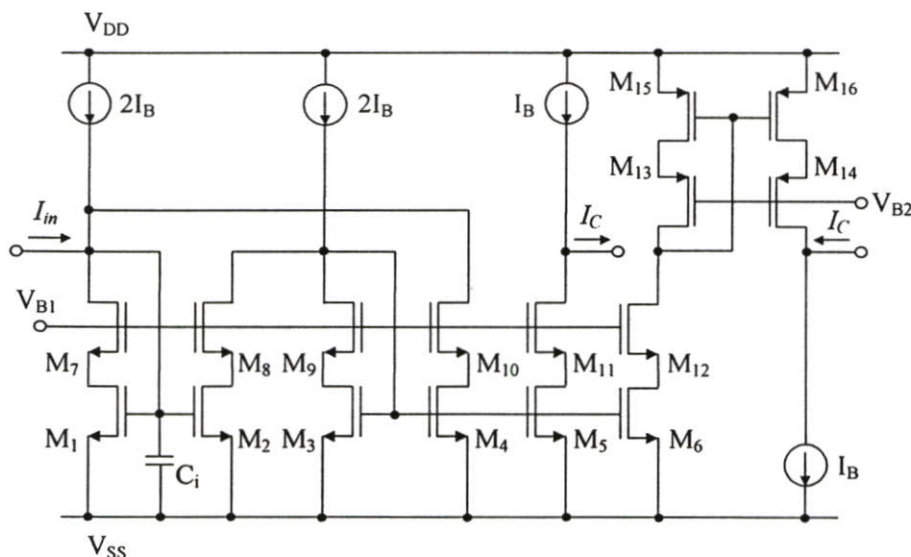
$$T, \tau_d = \frac{C_d}{g_{m7}} \quad (4.41)$$

ที่สภาวะคงตัวสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดจะมีเท่ากับ

$$I_p = \frac{I_{in(max)}}{\pi} \quad (4.42)$$

#### 4.3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์

วงจรอินทิเกรเตอร์ทำหน้าที่ขยายสัญญาณป้อนกลับเพื่อไปควบคุมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดจะถูกชดเชยให้มีค่าเท่ากับสัญญาณอ้างอิงส่งผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady State) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะมีค่าตามที่ถูกต้องค่าไว้ วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสแบบพื้นฐานสามารถออกแบบได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสที่มีคาปาซิเตอร์ ( $C_i$ ) คร่อมระหว่างขาเกตและขาซอร์ส วงจรอินทิเกรเตอร์รูปแบบนี้มีข้อดี คือ วงจรสามารถออกแบบง่าย มีขนาดเล็ก และสิ้นเปลืองกำลังงานน้อย สำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้ คือ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) ดังแสดงในรูปที่ 4.11 [20]



รูปที่ 4.11 วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

จากวงจรในรูปที่ 4.11 ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจำนวนสองชุด ความต้านทานเอาต์พุตของวงรมีค่าสูง เนื่องจากวงจรต่อในลักษณะคาสโคด วงจรถูกออกแบบ

ให้ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1-6}$  ,  $M_{7-12}$  ,  $M_{13,14}$  และ  $M_{15,16}$  มีค่าเท่ากัน วงจรอินทิเกรเตอร์อาศัยการป้อนกลับสัญญาณแบบบวก (Positive Feedback) เพื่อชดเชยสัญญาณที่สูญเสียไปทำให้ได้วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นสัญญาณควบคุม  $I_C$  ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรมีค่าดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} \cong \frac{1}{s(C_i/g_{m1})} \quad (4.43)$$

สำหรับค่าคงตัวทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\tau_i = \frac{C_i}{g_{m1}} \quad (4.44)$$

#### 4.4 การออกแบบระบบและผลการจำลองการทำงาน

ในการออกแบบและการจำลองการทำงานของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาดเท่ากับ 0.5 ไมโครเมตร ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 1$  โวลต์ และใช้โปรแกรม H-SPICE สำหรับการออกแบบวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสมีข้อกำหนดดังนี้

- ค่า Q ของระบบมีค่าเท่ากับ 0.7
- ค่าคงตัวทางเวลา  $\tau$  ของระบบมีค่าเท่ากับ 10  $\mu$ s
- สัญญาณเอาต์พุตของวงจรในสภาวะคงตัวมีค่าเท่ากับ 10  $\mu$ A

จากข้อกำหนดดังกล่าว ค่า Q ของระบบมีค่า 0.7 เนื่องจากฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในสมการที่ 4.45 เป็นระบบอันดับที่สอง ค่า Q ดังกล่าวเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับระบบอันดับสอง โดยค่าคงตัวทางเวลา ( $\tau$ ) ที่ได้มีความสัมพันธ์วงจรตรวจจับกระแสสูงสุดตามสมการที่ 4.41 การออกแบบระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโดยมีความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตที่สภาวะคงตัว (Steady State) ดังนี้

$$\frac{\Delta I_{out}}{\Delta I_{in}} = \frac{K_v \cdot s(s + p_d)}{s^2 + s \cdot p_d + \omega_i \cdot A_d \cdot p_d \cdot a I_{out}} \quad (4.45)$$

- โดยที่  $p_d$  คือ โพลของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด ( $rad/s$ )  
 $\omega_i$  คือ ความถี่เชิงมุมที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่งของวงจรอินทิเกรเตอร์ ( $rad/s$ )  
 $a$  คือ ค่าคงที่ของฟังก์ชันอัตราขยายเอ็กซ์โปเนนเชียล  
 $A_d$  คือ อัตราขยายของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด  
 $K_v$  คือ อัตราขยายของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส (VGA)

จากสมการที่ 4.45 สามารถหาค่า Q (Quality factor) ได้ดังนี้

$$Q = \frac{1}{2\zeta} = \sqrt{\frac{aI_{out}A_d\omega_i}{p_d}} \quad (4.46)$$

จากค่า Q ในสมการที่ 4.46 ทำการหาค่าตัวแปรแต่ละตัวเท่ากับ

-  $aI_{out}$

$$aI_{out} = \frac{2I_{out}}{I_O} = \frac{2 \cdot 10\mu}{5\mu} = 4 \quad (4.47)$$

-  $A_d$

$$A_d = \frac{1}{\pi} \cong 0.318 \quad (4.48)$$

-  $p_d$

$$p_d = \frac{2}{\tau} = \frac{2}{10\mu s} = 200krad/s \quad (4.49)$$

-  $\omega_i$

$$\omega_i = \frac{Q^2 p_d}{aI_{out}A_d} = \frac{0.7^2 \cdot 200krad/s}{4 \cdot 0.318} = 77krad/s \quad (4.50)$$

สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรภายในระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะใช้ตัวแปรที่ออกแบบเป็นหลัก ในส่วนของผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลได้แสดงอยู่ในบทที่ 3 แล้ว ส่วนของวงจรตามกระแส วงจรตรวจจับกระแสสูงสุด และวงจรอินทิเกรเตอร์จะกล่าวในหัวข้อถัดไป

#### 4.4.1 ผลการจำลองการทำงานวงจรภายในของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยาย อัตโนมัติโหมดกระแส

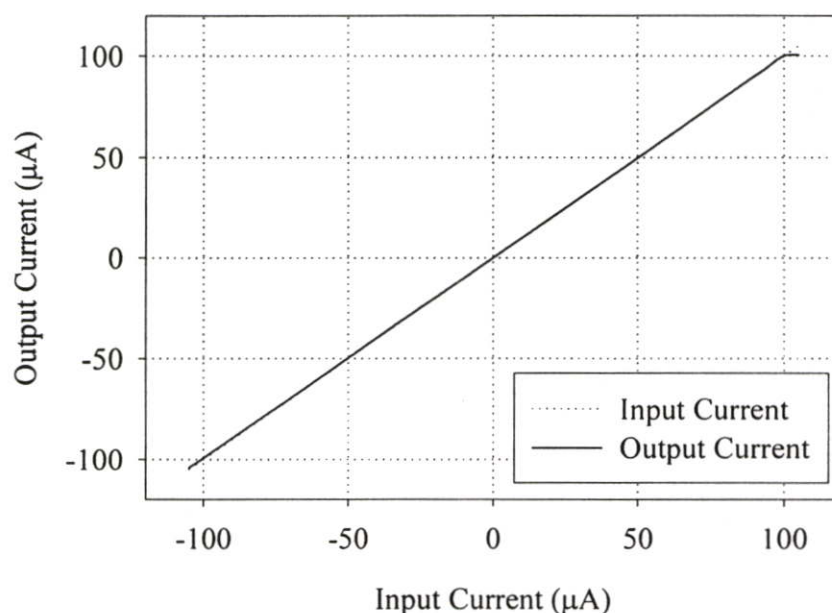
- วงจรตามกระแส

การจำลองการทำงานของวงจรตามกระแสในรูปที่ 4.9 กำหนดให้กระแสไบอัส  $I_B$  มีค่าเท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ และ  $I_{B2}$  มีค่าเท่ากับ 4 ไมโครแอมป์ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากการออกแบบแสดงในตารางที่ 4.1

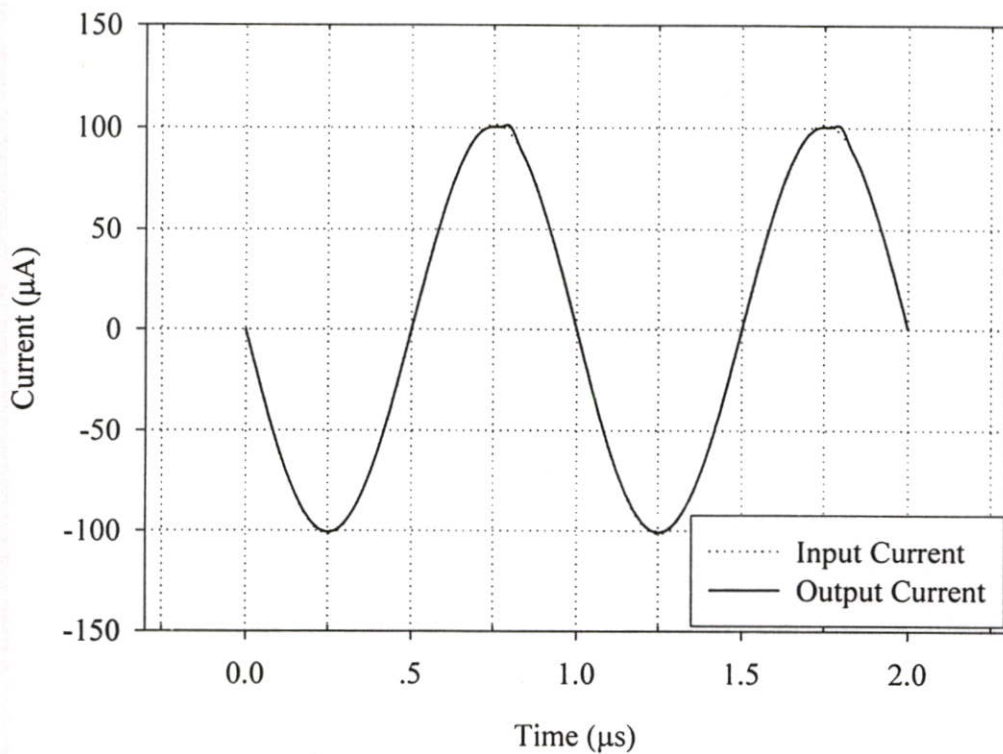
จากผลการจำลองการทำงานของวงจรตามกระแสโดยต่อความต้านทานโหลด 1 กิโลโอห์มสามารถสรุปประสิทธิภาพได้ดังนี้ รูปที่ 4.12 แสดงคุณสมบัติทางดีซีของวงจรตามกระแส วงจรมีช่วงปฏิบัติงานเท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ รูปที่ 4.13 แสดงการสวิงของกระแสเอาต์พุตที่ความถี่ 1 MHz โดยวงจรมีความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมเท่ากับ -43.8 dB รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแส พบว่าวงจรมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 370 MHz จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรตามกระแสสามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรตามกระแส

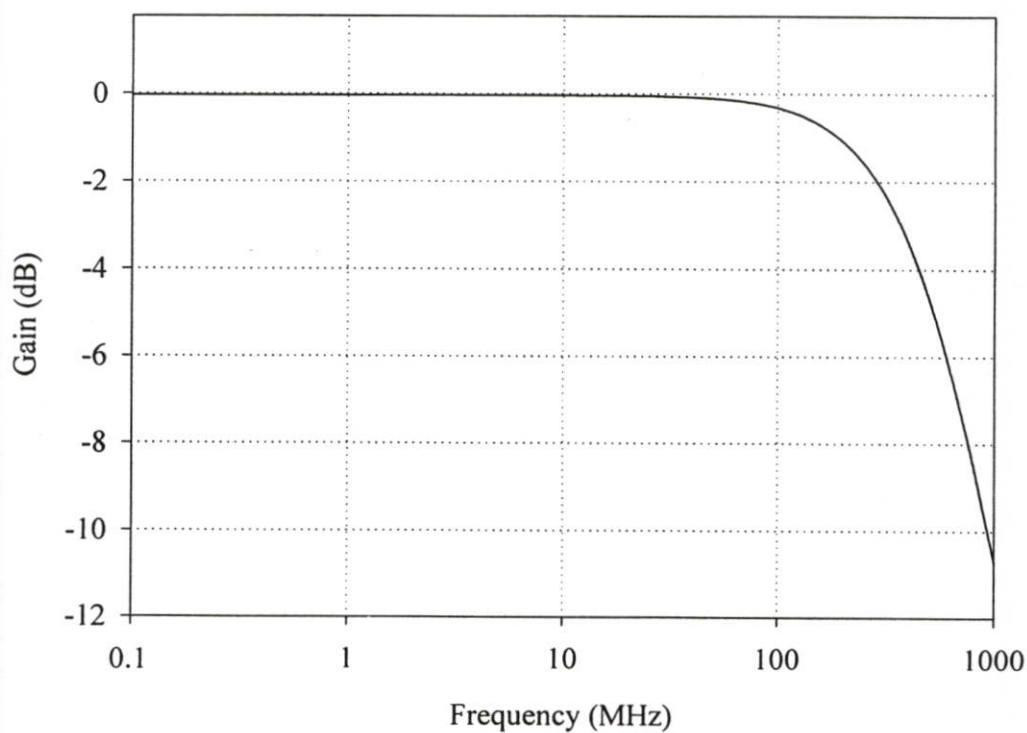
มอสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน ( $W/L$ )
$M_{1}, M_{2a}, M_{2b}$	19.5/1.5
$M_{3a}, M_{3b}$	1/1
$M_{4a}, M_{4b6}$	27/0.5



รูปที่ 4.12 คุณสมบัติทางดีซีของวงจรตามกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.13 การสวิงของกระแสเอาต์พุตของวงจรตามกระแสที่ความถี่ 1 MHz



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสที่นำเสนอ

ตารางที่ 4.2 ประสิทธิภาพของวงจรตามกระแส

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
แหล่งจ่ายกระแส	100 ไมโครแอมป์
ความต้านทานโหลด	1 กิโลโอห์ม
เอาต์พุตสวิง	$\pm 100$ ไมโครแอมป์
ความถี่คัทออฟ	370 MHz
ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม	-43.7 dB @ 100 $\mu$ A, 1MHz
กำลังงานสูญเสีย	0.6 มิลลิวัตต์

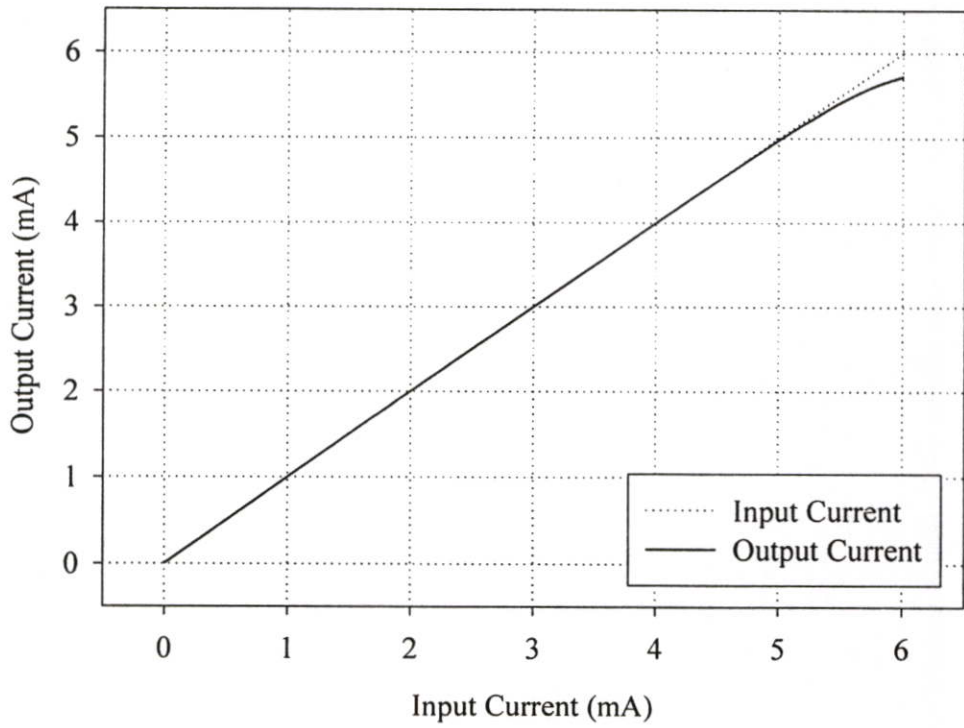
## - วงจรตรวจจับกระแสสูงสุด

การจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดในรูปที่ 4.10 กำหนดให้กระแสไบอัส  $I_B$  มีค่าเท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ และแรงดันไบอัส  $V_B$  มีค่าเท่ากับ 0.3 โวลต์ สำหรับขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากการออกแบบแสดงในตารางที่ 4.3 โดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_7$  มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากับ 1.2 mA/V จากสมการที่ 4.41 และ 4.49 เราสามารถหาคาปาซิเตอร์  $C_d$  ได้ดังนี้

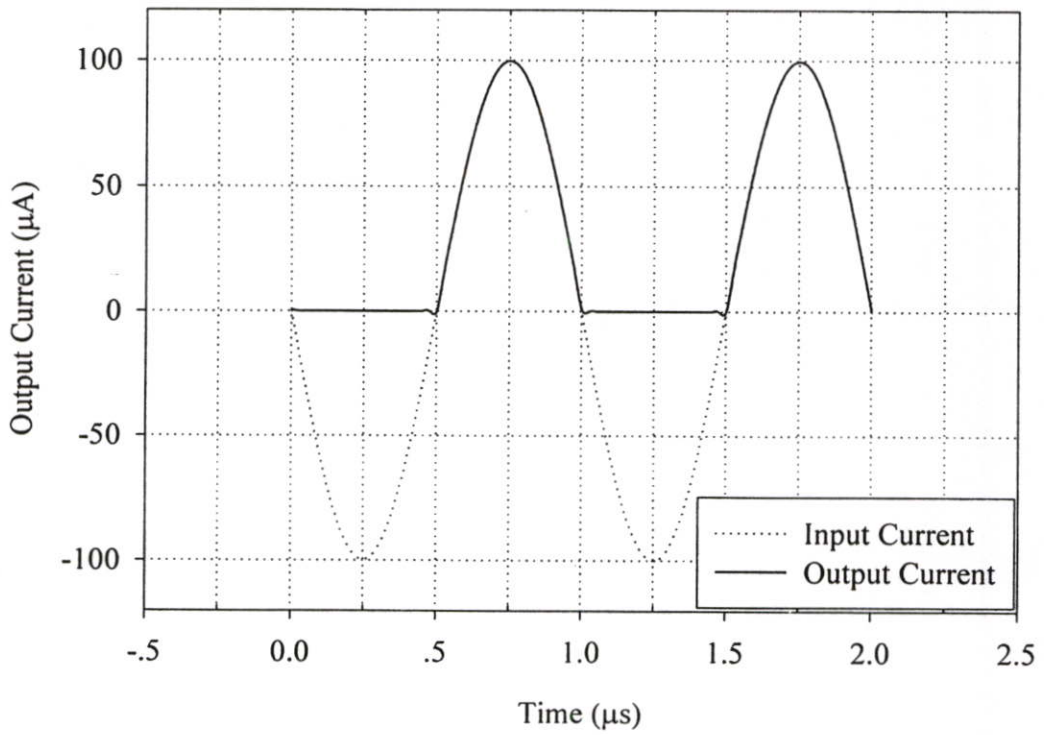
$$C_d = g_{m7} \cdot \tau_d = \frac{g_{m7}}{p_d} = \frac{1.2 \text{ mA/V}}{200 \text{ krad/s}} = 6 \text{ nF} \quad (4.51)$$

ตารางที่ 4.3 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด

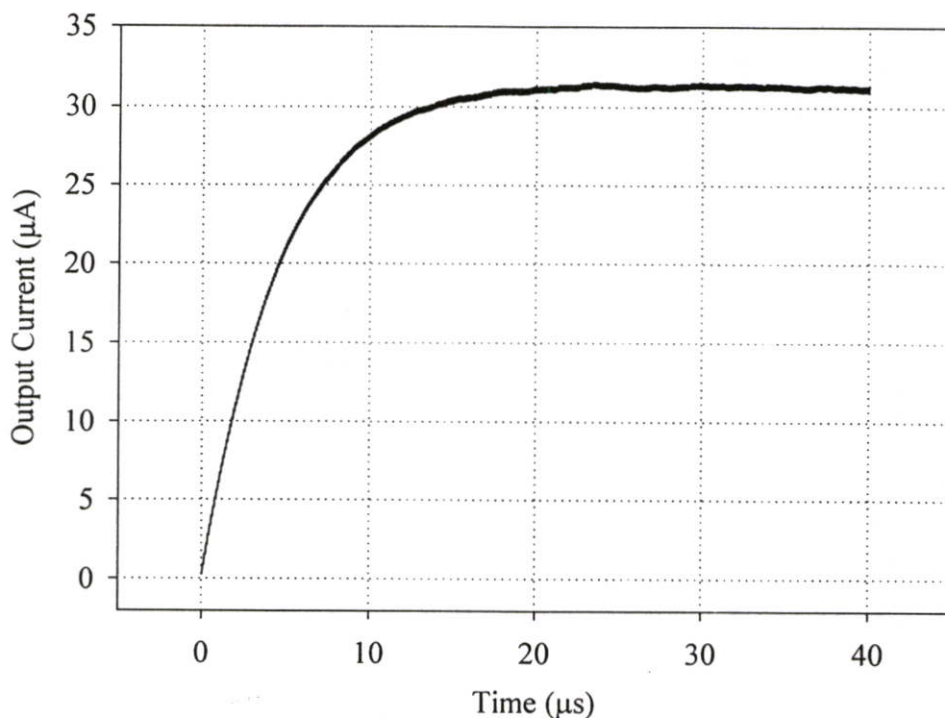
มอสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน ( $W/L$ )
$M_1, M_3$	6/3
$M_2, M_4$	0.5/0.5
$M_5$	0.5/17
$M_6$	3.2/0.7
$M_7, M_8$	700/1



รูปที่ 4.15 คุณสมบัติทางคิขิของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบแบบครึ่งคลื่นที่ความถี่ 1 MHz



รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดที่ผ่านวงจรรองความถี่

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดสามารถสรุปประสิทธิภาพได้ดังนี้ รูปที่ 4.15 แสดงคุณสมบัติทางคิซีของวงจรเรียงกระแส วงจรมีช่วงปฏิบัติงานสูงถึง 6 มิลลิแอมป์ โดยมีค่าความผิดพลาด 4 เปอร์เซ็นต์ ข้อจำกัดของช่วงปฏิบัติงานกระแสอินพุตเนื่องจากถ้ากระแสอินพุตมีค่ามากจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  ทำงานในย่านลิเนียร์หรือหยุดการทำงาน ในกรณีนี้การป้อนกลับแบบลบจะไม่สามารถทำงานได้ต่อไป รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณอินพุตขนาด 100 ไมโครแอมป์ ที่ความถี่ 1 MHz ผ่านการเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น จากรูปช่วงสัญญาณตัดผ่านศูนย์วงจรมีความผิดเพี้ยนต่ำ โดยเกิดเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  และ  $M_4$  ทำงานทั้งสองตัว กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  จะไหลเข้ามอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลขึ้น รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 100 ไมโครแอมป์ จากรูปพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 31.5 ไมโครแอมป์ โดยวงจรมีค่าคงตัวทางเวลาประมาณ 5  $\mu$ s จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดสามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุดดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ประสิทธิภาพของวงจรตรวจจับกระแสสูงสุด

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
ช่วงการปฏิบัติงาน	6 mA @ 4%
ค่าเฉลี่ยสัญญาณเอาต์พุต	$I_{out}/\pi$
ค่าคงตัวทางเวลา	5 $\mu$ s
กำลังงานสูญเสีย	0.45 มิลลิวัตต์

- วงจรอินทิเกรเตอร์

การจำลองการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 4.11 กำหนดให้กระแสไบอัส  $I_B$  มีค่าเท่ากับ 10 ไมโครแอมป์ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากการออกแบบแสดงในตารางที่ 4.5 โดยมีมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากับ  $55 \mu\text{A/V}$  จากสมการที่ 4.44 และ 4.50 เราสามารถหาคาปาซิเตอร์  $C_i$  ได้ดังนี้

$$C_i = g_{m1} \cdot \tau_i = \frac{g_{m1}}{\omega_i} = \frac{55 \mu\text{A/V}}{77 \text{krad/s}} \cong 0.7 \text{nF} \quad (4.52)$$

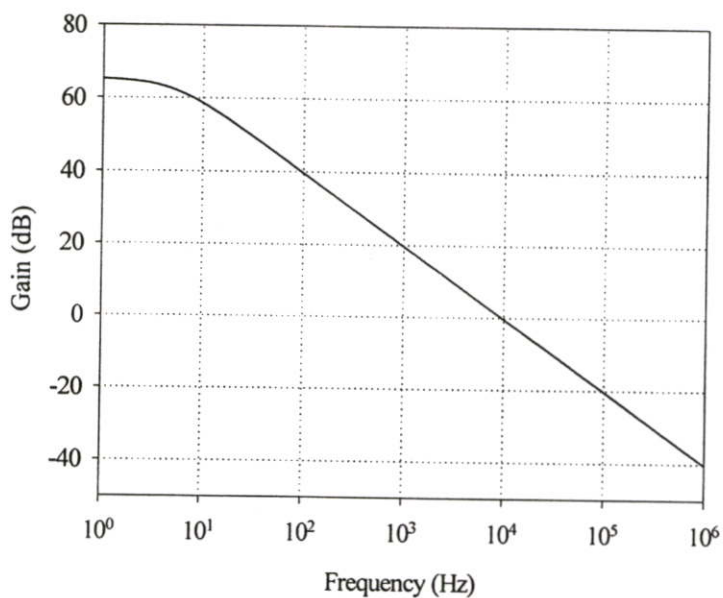
ตารางที่ 4.5 ขนาดมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรอินทิเกรเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน ( $W/L$ )
$M_{1-6}$	4/3
$M_{7-12}$	5.5/0.7
$M_{13,14}$	15.5/0.7
$M_{15-16}$	15/3

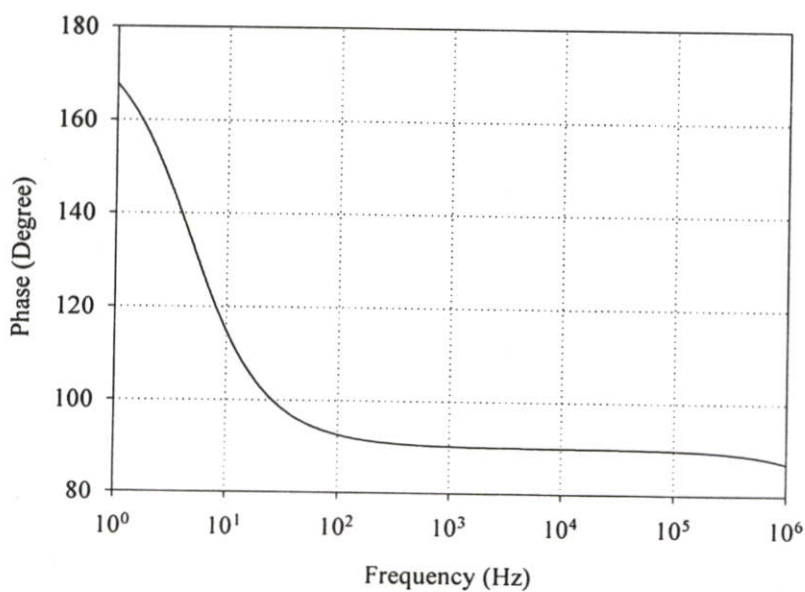
จากผลการจำลองการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์สามารถสรุปประสิทธิภาพได้ดังนี้ รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรมีอัตราขยายดีซีเท่ากับ 65 เดซิเบล โดยมีความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 0 เดซิเบลเท่ากับ 9.6 kHz รูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรมีช่วงเฟสเรียบตั้งแต่ความถี่ 100 Hz ถึง 1 MHz โดยมีความถี่ที่เฟสเท่ากับ 90 องศา คือ 9.6 kHz จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์สามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรอินทิเกรเตอร์ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 ประสิทธิภาพของวงจรอินทิเกรเตอร์

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
อัตราขยายคิซี	65 dB
ความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง	9.6 kHz
กำลังงานสูญเสีย	140 ไมโครวัตต์



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอ

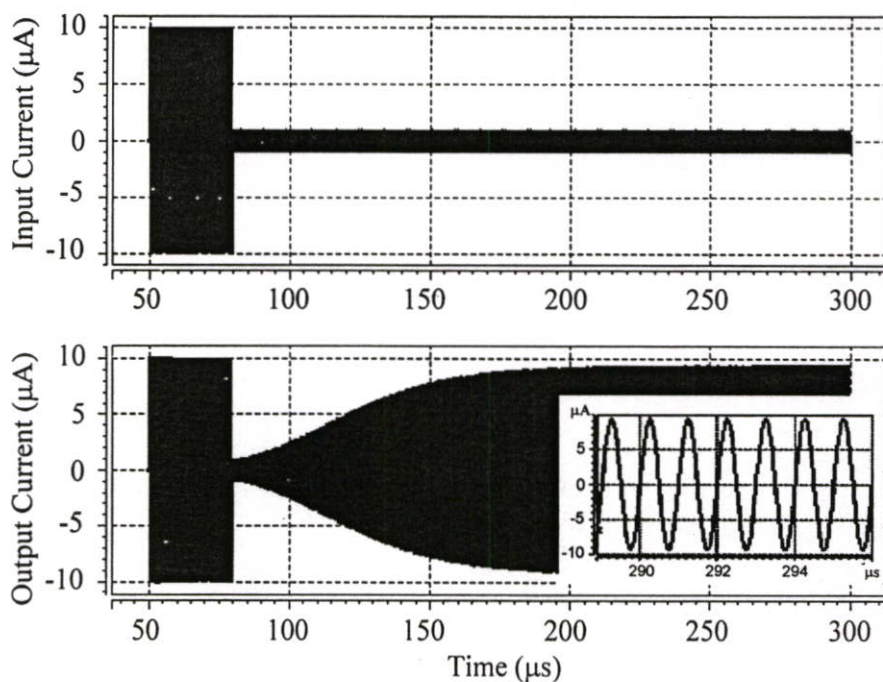


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอ

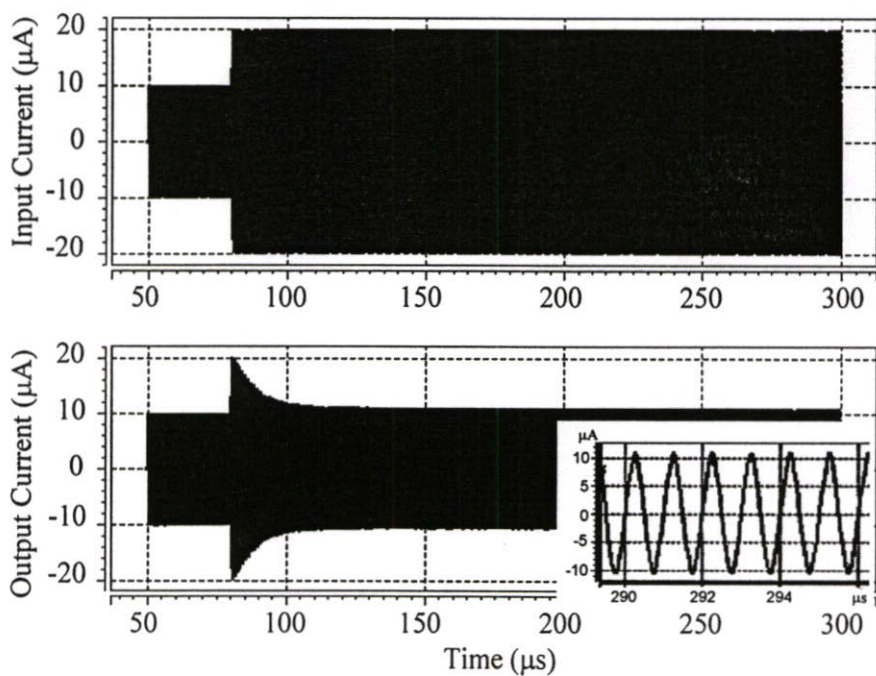
#### 4.4.2 ผลการจำลองการทำงานวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส

การจำลองการทำงานของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสตามโครงสร้างในรูปที่ 4.6 กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 10 ไมโครแอมป์ โดยสัญญาณอ้างอิง ( $I_r$ ) มีค่าเท่ากับ 3.1 ไมโครแอมป์ วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 1$  โวลต์ และวงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 3 มิลลิวัตต์

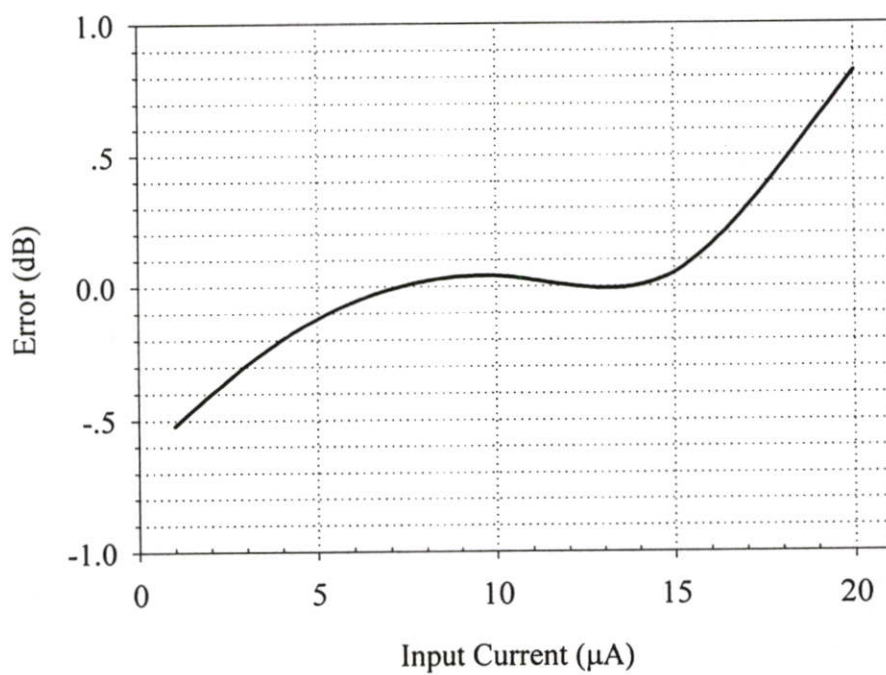
รูปที่ 4.20 และ 4.21 แสดงผลตอบสนองของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 1 MHz ขนาดสัญญาณอินพุตเท่ากับ 1 ไมโครแอมป์ และ 20 ไมโครแอมป์ ตามลำดับ จากรูปที่ 4.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขณะสภาวะคงตัวมีค่าเท่ากับ 9.4 ไมโครแอมป์ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 19.5 dB วงจรมีค่าความผิดพลาด 0.5 dB โดยมีช่วง Decay time เท่ากับ 120  $\mu$ s และรูปที่ 4.21 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขณะสภาวะคงตัวมีค่าเท่ากับ 11 ไมโครแอมป์ อัตราลดทอนของวงจรเท่ากับ -5.2 dB วงจรมีค่าความผิดพลาด 0.8 dB เนื่องจากวงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสมีช่วงการสวิงของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 14 ไมโครแอมป์ (สัญญาณควบคุมสูงสุด) โดยวงจรมีช่วง Attack time เท่ากับ 35  $\mu$ s รูปที่ 4.22 แสดงค่าความผิดพลาดของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส พบว่าที่ค่าความผิดพลาด 0.5 dB วงจรมีช่วงปฏิบัติงานตั้งแต่ 1 ไมโครแอมป์ ถึง 18 ไมโครแอมป์ รูปที่ 4.23 แสดงการตอบสนองของระบบของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส การตอบสนองของระบบมีค่าเวลาคงตัวของวงจรที่สัญญาณอินพุตเท่ากับ 1 ไมโครแอมป์, 4 ไมโครแอมป์ และ 15 ไมโครแอมป์ มีค่า 30  $\mu$ s, 14  $\mu$ s และ 9  $\mu$ s ตามลำดับ รูปที่ 4.24 แสดงความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของวงจรที่ความถี่ 100 kHz และ 1 MHz มีค่าต่ำกว่า -40 dB เมื่อสัญญาณอินพุตน้อยกว่า 15 ไมโครแอมป์ ส่วนที่ความถี่ 10 MHz จะมีค่าสัญญาณอินพุตน้อยกว่า 12.5 ไมโครแอมป์ จากผลของการจำลองการทำงานของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสสามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสดังตารางที่ 4.7



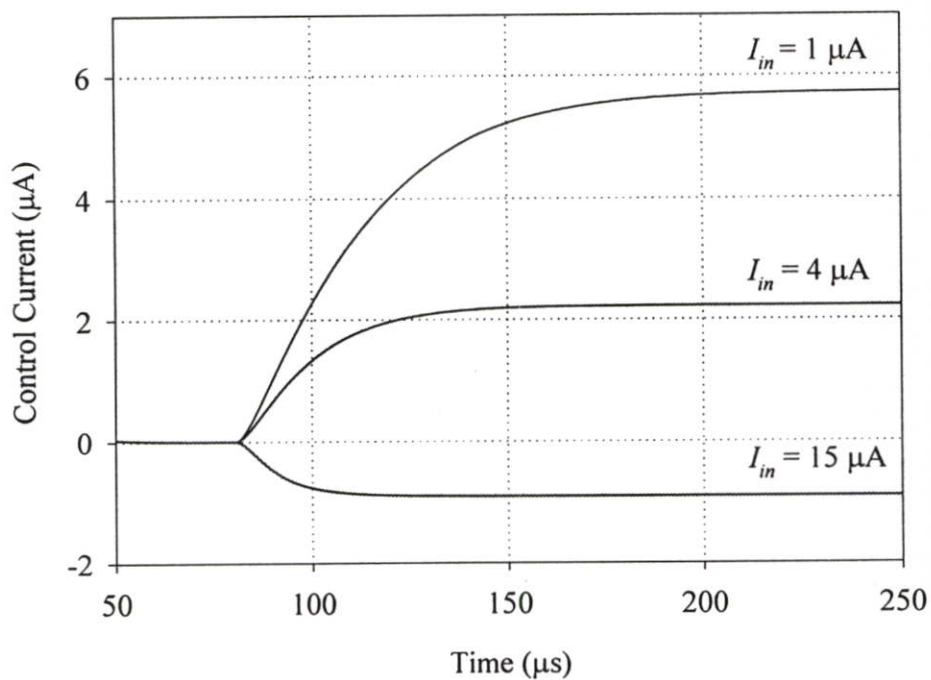
รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงค่าจาก 10 ไมโครแอมป์ เป็น -10 ไมโครแอมป์ ความถี่ 1 MHz



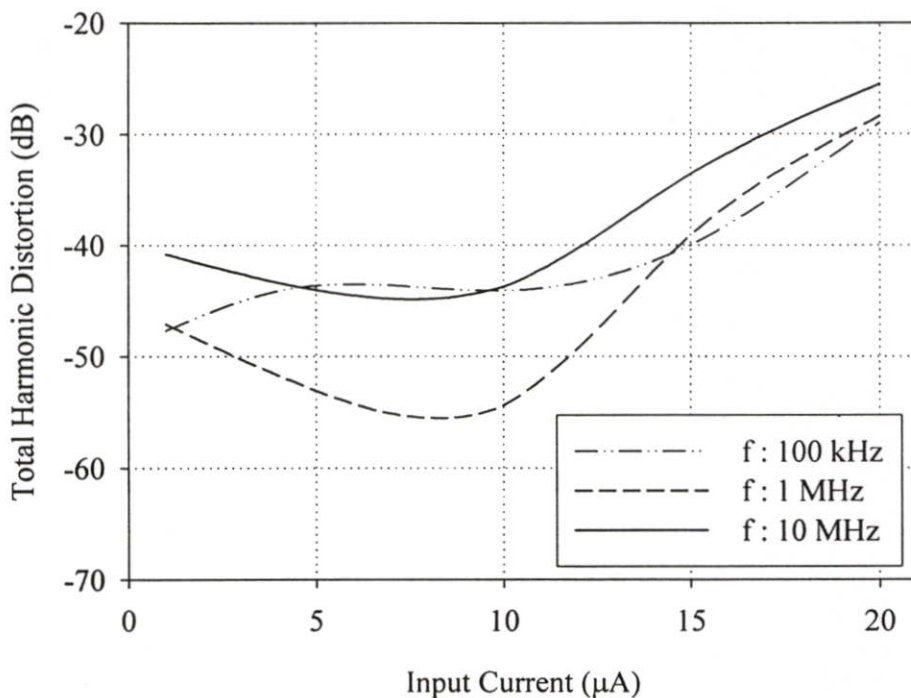
รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองของวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงค่าจาก 10 ไมโครแอมป์ เป็น 20 ไมโครแอมป์ ความถี่ 1 MHz



รูปที่ 4.22 ค่าความผิดพลาดของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.23 การตอบสนองของระบบของวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส



รูปที่ 4.24 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร้รวมของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ตารางที่ 4.7 ประสิทธิภาพของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
สัญญาณเอาต์พุต	10 $\mu$ A
ช่วงปฏิบัติงาน	1 $\mu$ A – 18 $\mu$ A , 25 dB @ $\pm 0.5$ dB
เวลาการตอบสนองของระบบ	36 $\mu$ s – 120 $\mu$ s
ความถี่คัทออฟ	20 MHz
ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร้รวม	-40 dB @ 10 MHz , < -12.5 $\mu$ A
กำลังงานสูญเสีย	3 มิลลิวัตต์

#### 4.5 บทสรุป

วงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) มีความจำเป็นอย่างมากในปัจจุบัน โดยเฉพาะงานที่ต้องการควบคุมระดับความแรงของสัญญาณให้คงที่ตลอดคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรถายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติได้แก่ ช่วงปฏิบัติงาน (Output Range) และเวลาการตอบสนองของระบบ (Response Time) โดยวงจรถายแบบควบคุม

อัตราขยายอัตโนมัติที่ติควรมีช่วงปฏิบัติงานกว้าง เวลาการตอบสนองต่ำและเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณอินพุตน้อย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส (Current Mode Automatic Gain Control) โดยวงจรดังกล่าวถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานที่ต้องการการสวิงของสัญญาณอินพุตกว้าง และใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ วงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่นำเสนอมีฟังก์ชันอัตราขยายเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยใช้วิธีการประมาณด้วยวิธีการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ เป็นผลให้ช่วงปฏิบัติงานของวงจรกว้าง เนื่องจากวงจรมีอัตราขยายเป็นแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล นอกจากนั้นอัตราขยายของวงจรที่เป็นแบบเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลมีผลทำให้เวลาการตอบสนองของระบบต่ำ และเวลาการตอบสนองมีการเปลี่ยนแปลงน้อยเมื่อนำขนาดของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนไป เพราะรูปเกนของระบบของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะขึ้นอยู่กับสัญญาณเอาต์พุตแทน จากการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถวายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสพบว่าวงจรที่นำเสนอมีช่วงการปฏิบัติงานกว้าง และมีเวลาการตอบสนองของระบบเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณอินพุตน้อย

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบลที่มีย่านควบคุมอัตราขยายกว้าง และได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส วงจรที่นำเสนอทั้งสองทำงานภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 1$  โวลต์ โดยมีกำลังงานสูญเสียต่ำ

การทำงานของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนออาศัยหลักการกระจายฟังก์ชันอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่เพื่อประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล วงจรประกอบด้วยวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์จำนวนสี่วงจร วงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นเป็นหลักและโครงสร้างของวงจรมีลักษณะสมมาตรทำให้วงจรสามารถแก้ปัญหาคอมมิวเตชันของกระแสเอาต์พุตอันเนื่องจากความไม่เท่ากันของทรานคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์และความไม่สมมาตรของวงจร นอกจากนี้วงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอมีช่วงการสวิงของกระแสอินพุตกว้างทำให้วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสมีช่วงการสวิงของกระแสอินพุตกว้างตามไปด้วย และเนื่องจากภาคเอาต์พุตของวงจรต่อลักษณะคาสโคดดังนั้นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรจึงมีค่าสูง วงจรที่นำเสนอทำงานในโหมดกระแสดังนั้นแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรจึงมีค่าต่ำ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอพบว่า วงจรที่นำเสนอมีการสวิงของกระแสเอาต์พุตอยู่ในช่วง 30 เดซิเบล ที่ค่าผิดพลาด 0.5 เดซิเบล โดยมีย่านกระแสควบคุมเท่ากับ -2.8 ไมโครแอมป์ ถึง 6 ไมโครแอมป์ แบนวิดท์ (Bandwidth) ในการทำงานของวงจรรกว้าง และความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำ วงจรมีกำลังงานสูญเสียต่ำ จากประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอพบว่า วงจรที่นำเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสได้ และยังสามารถนำไปใช้กับวงจรรขยายกระแสในระบบควบคุมและระบบประมวลผลสัญญาณอนาล็อกได้ โดยการนำวงจรไปใช้งานที่ความถี่สูงควรต้องร่วมกับวงจรรบัฟเฟอร์โหมดกระแสเพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ความถี่สูง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแส วงจรที่นำเสนอมีฟังก์ชันอัตราขยายเป็นเชิงเส้นในหน่วยเดซิเบล เนื่องจากอัตราขยายของวงจรขึ้นอยู่กับวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสโดยที่อัตราขยายเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส วงจรรบัฟเฟอร์โหมดกระแส วงจรตรวจจับกระแสสูงสุด วงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส วงจรมีช่วงปฏิบัติการกว้างและมีเวลา

การตอบสนองของระบบต่ำ นอกจากนั้นเวลาการตอบสนองของระบบมีการเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณอินพุตน้อย เพราะรูปเกนของระบบของวงจรถยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติจะขึ้นอยู่กับสัญญาณเอาต์พุตแทนทำให้รูปเกนมีค่าสูงและค่อนข้างคงที่ จากการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่นำเสนอพบว่าวงจรมีช่วงปฏิบัติงานกว้าง ค่าคงตัวทางเวลาของระบบต่ำ และมีเวลาการตอบสนองของระบบเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณอินพุตน้อย

จากที่กล่าวมาแล้วพบว่าวงจรถยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส และวงจรถยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่นำเสนอมีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงจึงสามารถนำไปใช้ในงานได้หลายอย่าง เช่น ระบบสื่อสารข้อมูล ระบบควบคุมสัญญาณ รวมถึงระบบประมวลผลสัญญาณทางอนาลอก ดังนั้นวงจรที่นำเสนอทั้งสองจึงเป็นวงจรที่น่าสนใจ และน่าศึกษาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรให้ดียิ่งขึ้น

## บรรณานุกรม

- [1] Kimmo Koli and Kari Halonen, **CMOS current amplifiers speed versus nonlinearity.** Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [2] Z. Wang, **“Two CMOS large current-gain cells with linearly variable gain and constant bandwidth,”** IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Vol. 39, pp. 1021-1024, December 1992.
- [3] K. Bult and H. Wallinga, **“A class of analog CMOS circuits based on the square-law characteristic of an MOS transistor in saturation,”** IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-22, June 1987.
- [4] Remco J. Wiegerink, **“A CMOS wideband linear current attenuator with electronically variable gain,”** IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol.2, pp. 962-965, May 1993.
- [5] Cheng-Chieh Chang and Shen-Iuan Liu, **“Current-mode pseudo-exponential circuit with tunable input range,”** Electronics Letters, Vol. 36, pp. 1335-1336, August 2000.
- [6] Quoc-Hoang Duong, Trung-Kien Nguyen and Sang-Gug Lee, **“dB-linear V-I converter with tunable input and output range,”** IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol.1, pp. 201-204, December 2003.
- [7] Cheng-Chieh Chang and Shen-Iuan Liu, **“Pseudo-exponential function for MOSFETs in saturation,”** IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Vol. 47, pp 1318-1321, November 2000.
- [8] A. Ravindran, K. Ramarao, E. Vidal and M. Ismail, **“Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier,”** Electronics Letters, Vol. 37, pp. 1428-1429, November 2001.
- [9] O. Oliaei and P. Loumeau, **“Four-quadrant class AB CMOS current multiplier,”** Elect. Let., Vol. 32, pp. 2327-2329, December 1996.
- [10] Shen-Iuan Liu and Yuh-Shyan Hwang, **“CMOS four-quadrant multiplier using bias feedback techniques,”** IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 29, pp. 750-752, June 1994.
- [11] Behzad Razavi, **Design of analog CMOS integrated circuits.** Singapore: McGraw-Hill, 2001.

- [12] Po-Chiun Huang, Chen-Yi Huang, and Chornng-Kuang Wang, "**A 155-MHz BiCMOS automatic gain control amplifier,**" IEEE Transactions on Circuits and Systems II., Vol. 46, pp. 643-647, May 1999.
- [13] Reinhard Reimann and Hans-Martin Rein, "**A-single chip bipolar AGC amplifier with large dynamic range for optical-fiber receivers operating up to 3Gbit/s,**" IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 24, pp. 1744-1748, December 1989.
- [14] Chien-Chih Lin, Muh-Tain Shieu and Chornng-Kuang Wang, "**A dual-loop automatic gain control for infrared communication system,**" IEEE Asia-Pacific Conference on ASIC, pp. 125-128, August 2002.
- [15] Kirby Lam, Larry Buchholz, Jenn-Gang Chern, Richard Contreras, Geert De Veirman, Stan Dendinger, Greg Gorman, Rodney Masumoto, Paul Okada, Tomoaki Shimanuki and Shunsaku Ueda, "**A 24 MBIT/S 1,7 read channel combo for disk-drive applications,**" IEEE CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE, pp. 10.1.1-10.1.4, May 1993.
- [16] Jaime Ramirez-Barajas, Graciano Dieck-Assad and Rogelio Soto, "**A fuzzy logic based AGC algorithm for a radio communication system,**" IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Vol. 2, pp. 977-980, May 2000.
- [17] Jack R. Smith, **Modern communication circuits.** 2<sup>nd</sup> ed. : McGraw-Hill, 1998.
- [18] Eduard Sackinger and Walter Guggenbuhl, "**A high-swing, high-impedance MOS cascode circuit,**" IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 25, pp. 289-297, February 1990.
- [19] Surachet Khucharoensin and Varakorn Kasemsuwan, "**A high performance CMOS current-mode precision full-wave rectifier (PFWR),**" IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, pp. I-41 – I-44, May 2003.
- [20] Nobuo Fujii, "**High frequency low voltage current mode analog integrable filters,**" Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp. 47-52, September 1998.
- [21] Z. Wang, "**Analytical determination of output resistance and DC matching errors in MOS current mirrors,**" IEE Proceeding G Circuits, Devices and Systems, Vol. 137, pp. 397-404, October 1990.
- [22] David A. Johns and Ken Martin, **Analog integrated circuit design.** United States of America : John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [23] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer, **Analysis and design of analog integrated circuits.** United States of America : John Wiley & Sons, Inc., 2001.

## ภาคผนวก

**ภาคผนวก ก.**

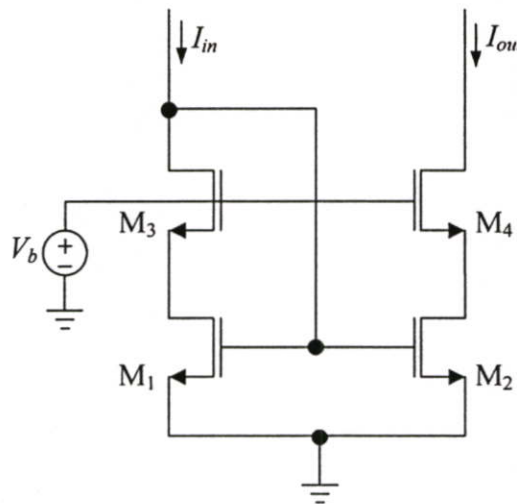
**วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดเอาต์พุตสวิงกว้าง (High Swing Cascode Current Mirror)**

วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคเดาต์พุตสวิงกว้างเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคเดาต์ที่ได้รับความนิยมเพราะวงจรมีการสวิงของแรงดันเอาต์พุตกว้าง [18], [21-22] ช่วงการปฏิบัติงานของวงจรสะท้อนกระแสถูกกำหนดด้วยแรงดันไบอัส ( $V_b$ ) มอสมทรานซิสเตอร์ที่อินพุตของวงจรต่อแบบคาสโคและทำงานในย่านอิมิตัว วงจรแสดงดังในรูปที่ ก.1 สมมติให้อัตราส่วนของ  $M_1$  ต่อ  $M_2$  และ  $M_3$  ต่อ  $M_4$  มีค่าดังนี้

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{W_2}{L_2} \quad (\text{ก.1})$$

$$\frac{W_3}{L_3} = \frac{W_4}{L_4} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$ , และ  $W_4$  คือ ความกว้างมอสมทรานซิสเตอร์ และ  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ , และ  $L_4$  คือ ความยาวมอสมทรานซิสเตอร์ของ  $M_1$  ถึง  $M_4$  ตามลำดับ



รูปที่ ก.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคเดาต์พุตสวิงกว้าง

จากรูปที่ ก.1 เมื่อไม่คำนึงถึงผลของฐานรอง (Body Effect) แรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนและซอร์ส มีค่าดังนี้

$$V_{GS1} = V_{T1} + \sqrt{\frac{2L_1 I_{in}}{k' W_1}} \quad (\text{ก.3})$$

$$V_{GS3} = V_{T3} + \sqrt{\frac{2L_3 I_{in}}{k' W_3}} \quad (\text{ก.4})$$

$$V_{DS1} = V_b - V_{GS3} = V_b - V_{T3} - \sqrt{\frac{2L_3 I_{in}}{k' W_3}} \quad (\text{ก.5})$$

$$V_{DS3} = V_{GS1} - V_{DS1} = V_{T1} + V_{T3} - V_b + \sqrt{\frac{2I_{in}}{k'}} \left( \sqrt{\frac{L_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{L_3}{W_3}} \right) \quad (\text{ก.6})$$

โดยที่  $k'$  คือ  $\mu_n C_{ox}$

$\mu_n$  คือ สภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron Mobility) ( $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{sec}$ )

$C_{ox}$  คือ ความจุไฟฟ้าต่อหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide Capacitance) ( $\text{F}/\text{cm}^2$ )

$V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (Volt)

กรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัว ( $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ) จะได้ช่วงแรงดันไบอัสต่ำสุดและสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\sqrt{\frac{2I_{in}}{k'}} \left( \sqrt{\frac{L_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{L_3}{W_3}} \right) + V_{T3} \leq V_b \leq V_{T1} + V_{T3} + \sqrt{\frac{2L_1 I_{in}}{k' W_1}} \quad (\text{ก.7})$$

จากสมการที่ ก.5 กระแสอินพุตสูงสุดในรูปของแรงดันไบอัสมีค่าเท่ากับ

$$I_{in(max)} = \frac{k' W_1}{2 L_1} (V_b - V_{T3})^2 \left( \frac{\sqrt{(W_3 L_1)/(W_1 L_3)}}{1 + \sqrt{(W_3 L_1)/(W_1 L_3)}} \right)^2 \quad (\text{ก.8})$$

จากสมการที่ ก.6 กระแสอินพุตต่ำสุดในรูปของแรงดันไบอัสมีค่าเท่ากับ

$$I_{in(min)} = \frac{k' W_1}{2 L_1} (V_b - V_{T1} - V_{T3})^2 \quad (\text{ก.9})$$

จากสมการที่ ก.9 เมื่อ  $I_{in(min)} = 0$  จะได้  $V_b \leq V_{T1} + V_{T3}$  โดยแทนลงสมการที่ ก.8 จะได้ความสัมพันธ์ของความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ต่อ  $M_3$  มีค่าดังนี้

$$\frac{W_1}{L_1} \left( \frac{\sqrt{(W_3 L_1)/(W_1 L_3)}}{1 + \sqrt{(W_3 L_1)/(W_1 L_3)}} \right)^2 \geq \frac{2I_{in(max)}}{V_{T1}^2 k'} \quad (\text{ก.10})$$

แรงดันเอาต์พุตต่ำสุดของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดเอาต์พุตสวิงกว้างมีค่าเท่ากับ

$$V_{out(min)} = V_b - V_{T3} = V_{T1} \quad (\text{ก.11})$$

ความต้านทานเอาต์พุตสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดเอาต์พุตสวิงกว้างมีค่าดังนี้

$$r_{out} \cong g_{m4} r_{o2} r_{o4} \quad (\text{ก.12})$$

**ภาคผนวก ข.**

**วิเคราะห์ผลกระทบของสนามไฟฟ้าภายในแขนแนลต่อความคล่องตัวของพาหะของ  
วงจรรkundกระแสวิกวดแรนท**

ในส่วนนี้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบของสนามไฟฟ้าภายในแซนแนลต่อความคล่องตัวของพาหะของมอสทรานซิสเตอร์ที่ประกอบเป็นวงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์ การวิเคราะห์ดังกล่าวจะพิจารณาเฉพาะผลกระทบจากสนามไฟฟ้าในแนวดิ่งเท่านั้น สนามไฟฟ้าในแนวดิ่งจากแรงดันที่เกิดมีผลต่อความเร็วของพาหะภายในแซนแนล ผลกระทบดังกล่าวทำให้ความคล่องตัวของพาหะลดลง สมการการลดลงของความคล่องตัวของพาหะเนื่องจากสนามไฟฟ้าในแนวดิ่ง (Mobility Degradation) แสดงดังนี้ [23]

$$\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \quad (\text{ข.1})$$

เมื่อ  $\mu$  คือ ความคล่องตัวของพาหะที่สนามไฟฟ้าในแนวดิ่งเท่ากับศูนย์ และ  $\theta$  แปรผกผันกับความหนาของฉนวนชั้น  $\mu$  โดยมีค่าประมาณ  $0.001 - 0.1 \text{ V}^{-1}$

เมื่อคิดผลของการลดลงของความคล่องตัวของพาหะจะได้สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัวมีค่าเท่ากับ

$$I_D = \frac{K(V_{GS} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \quad (\text{ข.2})$$

โดยที่  $K$  คือ  $\mu C_{ox}W/2L$

$V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (Volt)

ในการวิเคราะห์วงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์ในรูปที่ ข.1 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิ่มตัว เนื่องจากวงจรรูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีลักษณะที่สมมาตรกัน ดังนั้นกระแสของ  $M_{1a}$  จะเท่ากับกระแสของ  $M_{2b}$  และกระแสของ  $M_{1b}$  จะเท่ากับ กระแสของ  $M_{2a}$  ในทำนองเดียวกันกระแสของ  $M_{1c}$  จะเท่ากับกระแสของ  $M_{2d}$  และกระแสของ  $M_{1d}$  จะเท่ากับ กระแสของ  $M_{2c}$  โดยสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}, M_{1b}, M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = K(V_a - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ข.3})$$

$$I_{1b} = K(V_{DD} - V_a - V_T)^2 \quad (\text{ข.4})$$

$$I_{1c} = K(V_b - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ข.5})$$

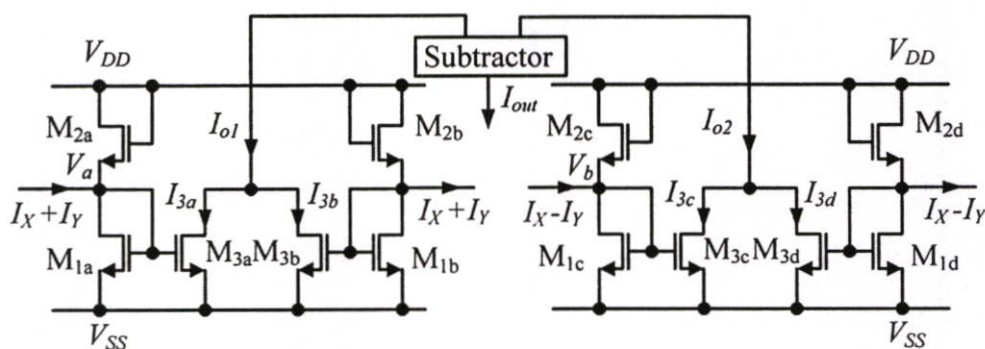
$$I_{1d} = K(V_{DD} - V_b - V_T)^2 \quad (\text{ข.6})$$

ในรูปที่ ข.1 กระแสอินพุต ( $I_X + I_Y$ ) มีค่าเท่ากับ  $I_{1a} - I_{1b}$  และกระแสอินพุต ( $I_X - I_Y$ ) มีค่าเท่ากับ  $I_{1c} - I_{1d}$  โดยการแก้สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์แรงดันที่โหนดอินพุต  $V_a$  และ  $V_b$  มีค่าเท่ากับ

$$V_a = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{2} + \frac{I_X + I_Y}{2Ka} \quad (\text{ข.7})$$

$$V_b = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{2} + \frac{I_X - I_Y}{2Ka} \quad (\text{ข.8})$$

โดยที่  $a$  คือ  $V_{DD} - V_{SS} - 2V_T$



รูปที่ ข.1 วงจรคูมกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ

ในการวิเคราะห์การลดลงของความคล่องตัวของพาหะของวงจรรูมกระแสสี่ควอดแรนท์ในรูปที่ ข.1 จะแทนสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยสมการที่ (ข.2) ดังนั้นจะได้ สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}$ ,  $M_{1b}$ ,  $M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = \frac{K(V_a + \Delta V_a - V_{SS} - V_T)^2}{1 + \theta(V_a + \Delta V_a - V_{SS} - V_T)} \quad (\text{ข.9})$$

$$I_{1b} = \frac{K(V_{DD} - V_T - V_a - \Delta V_a)^2}{1 + \theta(V_{DD} - V_T - V_a - \Delta V_a)} \quad (\text{ข.10})$$

$$I_{1c} = \frac{K(V_b + \Delta V_b - V_{SS} - V_T)^2}{1 + \theta(V_b + \Delta V_b - V_{SS} - V_T)} \quad (\text{ข.11})$$

$$I_{1d} = \frac{K(V_{DD} - V_T - V_b - \Delta V_b)^2}{1 + \theta(V_{DD} - V_T - V_a - \Delta V_b)} \quad (\text{ข.12})$$

จากสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ (ข.9)–(ข.12) แรงดัน  $\Delta V_a$  และ  $\Delta V_b$  มีค่าเท่ากับ

$$\Delta V_a = \frac{(V_{SS} + V_T - V_a)^3 + (V_{DD} - V_T - V_a)^3}{\theta(V_{DD} + V_{SS})^2 - 6V_a\theta(V_{DD} + V_{SS} - V_a) + 2(V_{DD} - V_{SS} + \theta(V_{DD} - V_T)(V_{SS} + V_T))} \quad (\text{ข.13})$$

$$\Delta V_b = \frac{(V_{SS} + V_T - V_b)^3 + (V_{DD} - V_T - V_b)^3}{\theta(V_{DD} + V_{SS})^2 - 6V_b\theta(V_{DD} + V_{SS} - V_b) + 2(V_{DD} - V_{SS} + \theta(V_{DD} - V_T)(V_{SS} + V_T))} \quad (\text{ข.14})$$

จากสมการที่ (ข.13) และ (ข.14) คือ แรงดันผิดพลาดที่โหนดอินพุตเกิดจากผลของการลดลงของความคล่องตัวพาหะของวงจร จากสมการแรงดันที่โหนดอินพุตของวงจร (ข.7) , (ข.8) , (ข.13) และ (ข.14) แทนลงในสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจร (ข.9)–(ข.12) สมกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}, M_{1b}, M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = \frac{K \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X + I_Y}{2Ka} + \frac{2\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X + I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)^2}{1 + \theta \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X + I_Y}{2Ka} + \frac{2\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X + I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)} \quad (\text{ข.15})$$

$$I_{1b} = \frac{K \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X + I_Y}{2Ka} - \frac{2\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X + I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)^2}{1 + \theta \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X + I_Y}{2Ka} - \frac{2\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X + I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)} \quad (\text{ข.16})$$

$$I_{1c} = \frac{K \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X - I_Y}{2Ka} + \frac{2\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X - I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)^2}{1 + \theta \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X - I_Y}{2Ka} + \frac{2\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X - I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)} \quad (\text{ข.17})$$

$$I_{1d} = \frac{K \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X - I_Y}{2Ka} - \frac{2\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X - I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)^2}{1 + \theta \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X - I_Y}{2Ka} - \frac{2\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{Ka(3\theta(I_X - I_Y)^2 + K^2a^3(4 - \theta a))} \right)} \quad (\text{ข.18})$$

จากรูปที่ ข.1 วงจรสะท้อนกระแสภายในวงจรคูมกระแสสี่ขดลวดแรนที่มีขนาดเท่ากันหมด ดังนั้นสมการกระแสเอาต์พุตสามารถหาได้ดังนี้

$$I_{out} = I_{1a} + I_{1b} - I_{1c} - I_{1d} \quad (\text{ข.19})$$

จากสมการที่ (ข.19) เมื่อไม่คิดผลของเทอม  $\theta$  ที่มีค่าสูง กระแสเอาต์พุตของวงจรคูมกระแสสี่ขดลวดแรนที่มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = \frac{(I_X + I_{z1} + I_{z2})(I_Y + I_{z1} - I_{z2})(2 + \theta a)}{Ka^2(1 + 2\theta a)} \quad (\text{ข.20})$$

โดยที่  $I_{z1}$  คือ  $\frac{\theta(I_X + I_Y)((I_X + I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{2(K^2a^3(4 + \theta a) - 3\theta(I_X + I_Y)^2)}$

$I_{z2}$  คือ  $\frac{\theta(I_X - I_Y)((I_X - I_Y)^2 + 3K^2a^4)}{2(K^2a^3(4 + \theta a) - 3\theta(I_X - I_Y)^2)}$

### ภาคผนวก ค.

วิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ภายใน  
วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนต์ที่ไม่เท่ากัน

ในส่วนนี้ทำการวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีค่าไม่เท่ากัน การวิเคราะห์ดังกล่าวเกิดขึ้นจากความผิดพลาดในกระบวนการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ การพิจารณาความผิดพลาดจากทรานสคอนดักแตนซ์ไม่เท่ากันจะพิจารณาเฉพาะมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรมิกซ์กึ่งขั้วกำลังสองกระแส (Quadratic Cells) กำหนดให้ทรานสคอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ  $K + \Delta K/2$  และ  $K - \Delta K/2$  สมการกระแสมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัวมีค่าเท่ากับ

$$I_D = \left( K \pm \frac{\Delta K}{2} \right) (V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่  $K$  คือ  $\mu C_{ox} W/2L$

$V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (Volt)

ในการวิเคราะห์วงจรมคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ในรูปที่ ก.1 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิ่มตัว เนื่องจากวงจรมคูณกระแสสี่ควอดแรนท์มีลักษณะที่สมมาตรกัน ดังนั้นกระแสของ  $M_{1a}$  จะเท่ากับกระแสของ  $M_{2b}$  และกระแสของ  $M_{1b}$  จะเท่ากับ กระแสของ  $M_{2a}$  ในทำนองเดียวกันกระแสของ  $M_{1c}$  จะเท่ากับกระแสของ  $M_{2d}$  และกระแสของ  $M_{1d}$  จะเท่ากับ กระแสของ  $M_{2c}$  โดยสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}, M_{1b}, M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = K (V_a - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ก.2})$$

$$I_{1b} = K (V_{DD} - V_a - V_T)^2 \quad (\text{ก.3})$$

$$I_{1c} = K (V_b - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ก.4})$$

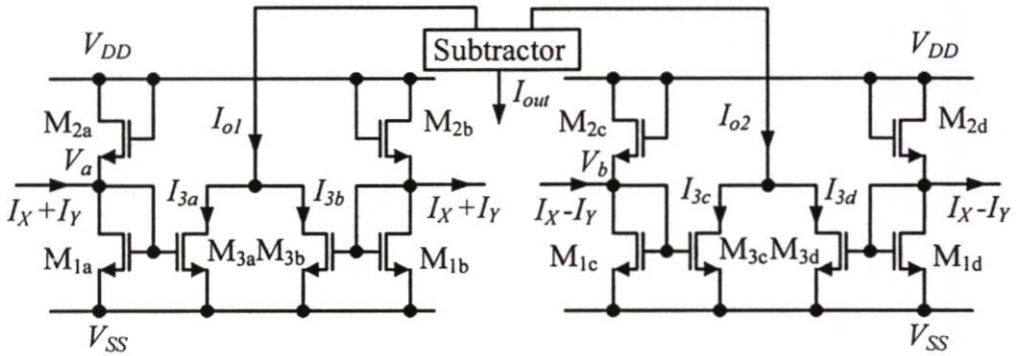
$$I_{1d} = K (V_{DD} - V_b - V_T)^2 \quad (\text{ก.5})$$

ในรูปที่ ก.1 กระแสอินพุต ( $I_X + I_Y$ ) มีค่าเท่ากับ  $I_{1a} - I_{1b}$  และกระแสอินพุต ( $I_X - I_Y$ ) มีค่าเท่ากับ  $I_{1c} - I_{1d}$  โดยการแก้สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์แรงดันที่โหนดอินพุต  $V_a$  และ  $V_b$  มีค่าเท่ากับ

$$V_a = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{2} + \frac{I_X + I_Y}{2Ka} \quad (\text{ก.6})$$

$$V_b = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{2} + \frac{I_X - I_Y}{2Ka} \quad (\text{ค.7})$$

โดยที่  $a$  คือ  $V_{DD} - V_{SS} - 2V_T$



รูปที่ ค.1 วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ

ในการวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากทรานสคอนคัคเตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ในรูปที่ ค.1 จะแทนสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยสมการที่ (ค.1) สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}, M_{1b}, M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = \left( K + \frac{\Delta K}{2} \right) (V_a + \Delta V_a - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ค.8})$$

$$I_{1b} = \left( K - \frac{\Delta K}{2} \right) (V_{DD} - V_T - V_a - \Delta V_a)^2 \quad (\text{ค.9})$$

$$I_{1c} = \left( K + \frac{\Delta K}{2} \right) (V_b + \Delta V_b - V_{SS} - V_T)^2 \quad (\text{ค.10})$$

$$I_{1d} = \left( K - \frac{\Delta K}{2} \right) (V_{DD} - V_T - V_b - \Delta V_b)^2 \quad (\text{ค.11})$$

จากสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ (ค.8)–(ค.11) แรงดัน  $\Delta V_a$  และ  $\Delta V_b$  มีค่าเท่ากับ

$$\Delta V_a = \frac{\Delta K \left( (V_{SS} + V_T - V_a)^2 + (V_{DD} - V_T - V_a)^2 \right)}{2 \left( (\Delta K - 2K)(V_{DD} - V_T) + (\Delta K + 2K)(V_{SS} - V_T) - 2KV_a \right)} \quad (\text{ค.12})$$

$$\Delta V_b = \frac{\Delta K \left( (V_{SS} + V_T - V_b)^2 + (V_{DD} - V_T - V_b)^2 \right)}{2 \left( (\Delta K - 2K)(V_{DD} - V_T) + (\Delta K + 2K)(V_{SS} - V_T) - 2KV_b \right)} \quad (\text{ค.13})$$

จากสมการที่ (ค.12) และ (ค.13) คือ แรงดันผิดพลาดที่โหนดอินพุตเกิดจากความผิดพลาดเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรมิเท่ากัน จากสมการแรงดันที่โหนดอินพุตของวงจรถ (ค.6) , (ค.7) , (ค.12) และ (ค.13) แทนลงในสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรถ (ค.8) – (ค.11) สมกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{1a}, M_{1b}, M_{1c}$  และ  $M_{1d}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{1a} = \left( K + \frac{\Delta K}{2} \right) \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X + I_Y}{2Ka} - \frac{\Delta K \left( (I_X + I_Y)^2 + K^2 a^4 \right)}{4Ka \left( \Delta K (I_X + I_Y) + 2K^2 a^2 \right)} \right)^2 \quad (\text{ค.14})$$

$$I_{1b} = \left( K - \frac{\Delta K}{2} \right) \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X + I_Y}{2Ka} + \frac{\Delta K \left( (I_X + I_Y)^2 + K^2 a^4 \right)}{4Ka \left( \Delta K (I_X + I_Y) - 2K^2 a^2 \right)} \right)^2 \quad (\text{ค.15})$$

$$I_{1c} = \left( K + \frac{\Delta K}{2} \right) \left( \frac{a}{2} + \frac{I_X - I_Y}{2Ka} - \frac{\Delta K \left( (I_X - I_Y)^2 + K^2 a^4 \right)}{4Ka \left( \Delta K (I_X - I_Y) + 2K^2 a^2 \right)} \right)^2 \quad (\text{ค.16})$$

$$I_{1d} = \left( K - \frac{\Delta K}{2} \right) \left( \frac{a}{2} - \frac{I_X - I_Y}{2Ka} + \frac{\Delta K \left( (I_X - I_Y)^2 + K^2 a^4 \right)}{4Ka \left( \Delta K (I_X - I_Y) - 2K^2 a^2 \right)} \right)^2 \quad (\text{ค.17})$$

จากรูปที่ ค.1 วงจรถที่อินพุตกระแสภายในวงจรถกระแสสี่ควอดแรนท์ที่มีขนาดเท่ากันหมด ดังนั้นสมการกระแสเอาต์พุตสามารถหาได้ดังนี้

$$I_{out} = I_{1a} + I_{1b} - I_{1c} - I_{1d} \quad (\text{ค.18})$$

จากสมการที่ (ค.18) เมื่อไม่คิดผลของเทอม  $\Delta K$  ที่มีค่ากำลังสูง ค่าผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรถกระแสสี่ควอดแรนท์ไม่เท่ากัน มีค่าเท่ากับ

$$\Delta I_{out} = \Delta K \left( \frac{I_X I_Y}{(Ka)^2} + (Ka)^2 (I_{k2} - I_{k1}) \right) \quad (\text{ค.19})$$

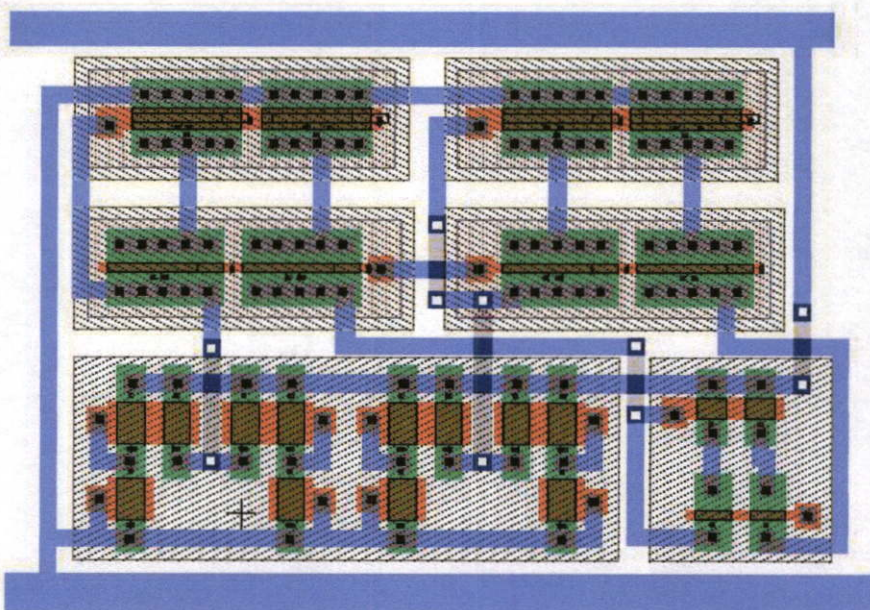
โดยที่  $I_{k1}$  คือ  $\frac{(I_X - I_Y)^2 + (Ka^2)^2}{(\Delta K(I_X - I_Y))^2 - (2K^2 a^2)^2}$

$I_{k2}$  คือ  $\frac{(I_X + I_Y)^2 + (Ka^2)^2}{(\Delta K(I_X + I_Y))^2 - (2K^2 a^2)^2}$

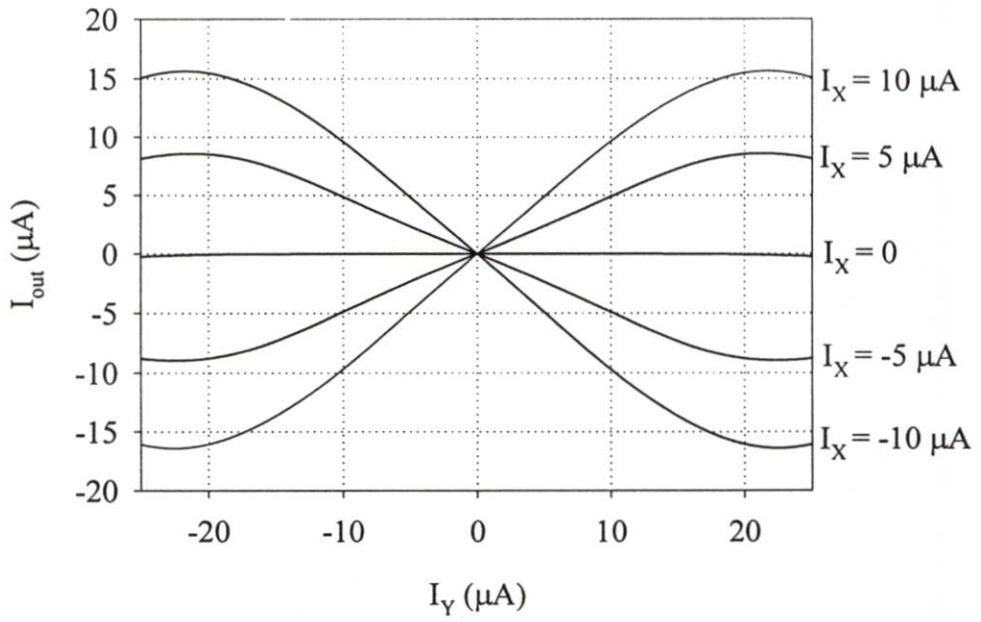
**ภาคผนวก ง.**

**ผลการจำลองการทำงานของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอ  
จากการเลย์เอาต์ (Layout)**

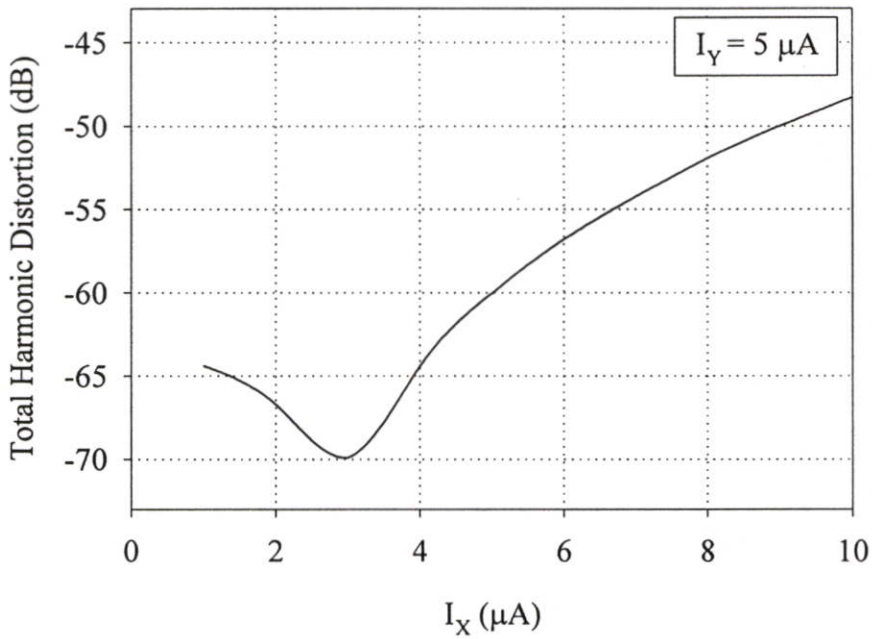
การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout) จะใช้เทคโนโลยีซีมอสแบบทรานซิชนิกเอ็นขนาด 0.5 ไมโครเมตร โดยไม่คิดผลของทรานรอก (Body effect) ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 1$  โวลต์ และใช้ความต้านทานโหลด 1 กิโลโอห์ม การทดสอบจะรวมผลของตัวเก็บประจุแฝง รูปที่ ๓.1 แสดงการเลย์เอาต์วงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม L-EDIT รูปที่ ๓.2 แสดงช่วงปฏิบัติงานของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ วงจรมีช่วงการสวิงสูงสุดของสัญญาณอินพุต  $I_X + I_Y$  และ  $I_X - I_Y$  ประมาณ 20 ไมโครแอมป์ วงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์มีความไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linearity) 0.17 เปอร์เซ็นต์ ที่สัญญาณอินพุต  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่าเท่ากับ 10 ไมโครแอมป์ รูปที่ ๓.3 (ก) และ (ข) แสดงความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ (Total Harmonic Distortion) เมื่อสัญญาณอินพุต  $I_X$  มีค่าเท่ากับ  $10 \mu A_{pp}$  ที่ความถี่ 1 MHz และ  $I_Y$  เป็นสัญญาณดิซีมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมของวงจรมีค่าเท่ากับ -48.3 dB และความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมมีค่าเท่าเดิมเมื่อสลับสัญญาณอินพุตระหว่าง  $I_X$  และ  $I_Y$  รูปที่ ๓.4 และ ๓.5 แสดงผลตอบสนองความถี่และทางเฟสของวงจรมือสัญญาณอินพุต  $I_X$  เป็นสัญญาณเอซึ และ  $I_Y$  เป็นสัญญาณดิซีมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์ จากรูปพบว่าวงจรมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 295 MHz รูปที่ ๓.6 แสดงการจำลองการทวีความถี่ 2 เท่าของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ (Frequency Doublers) เมื่อสัญญาณอินพุต  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า 5 ไมโครแอมป์ ที่ความถี่ 1 MHz จากการจำลองการทำงานวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 1$  โวลต์ วงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 120 ไมโครวัตต์ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์จากการเลย์เอาต์สามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอได้ดังตารางที่ ๓.1



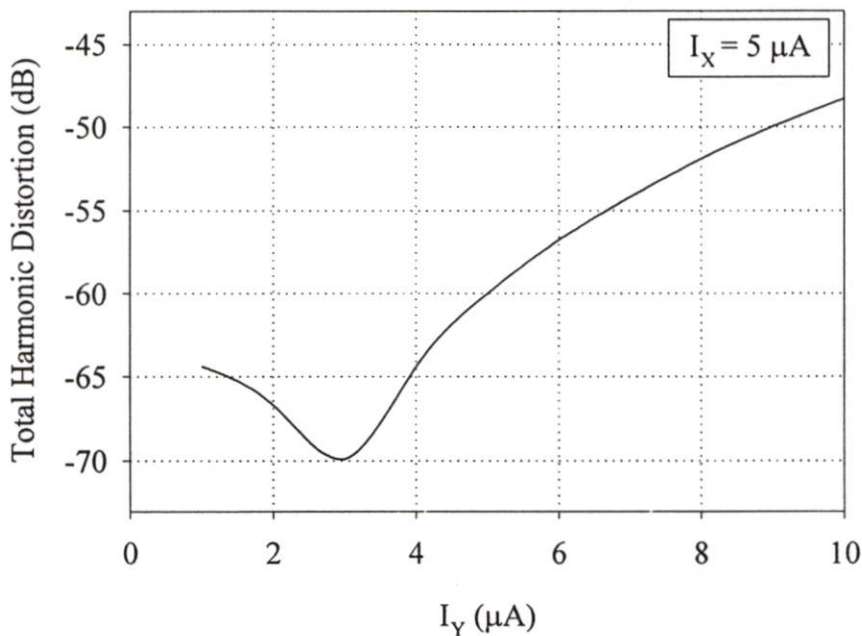
รูปที่ ๓.1 วงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ ง.2 คุณสมบัติทางดีซีของวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)

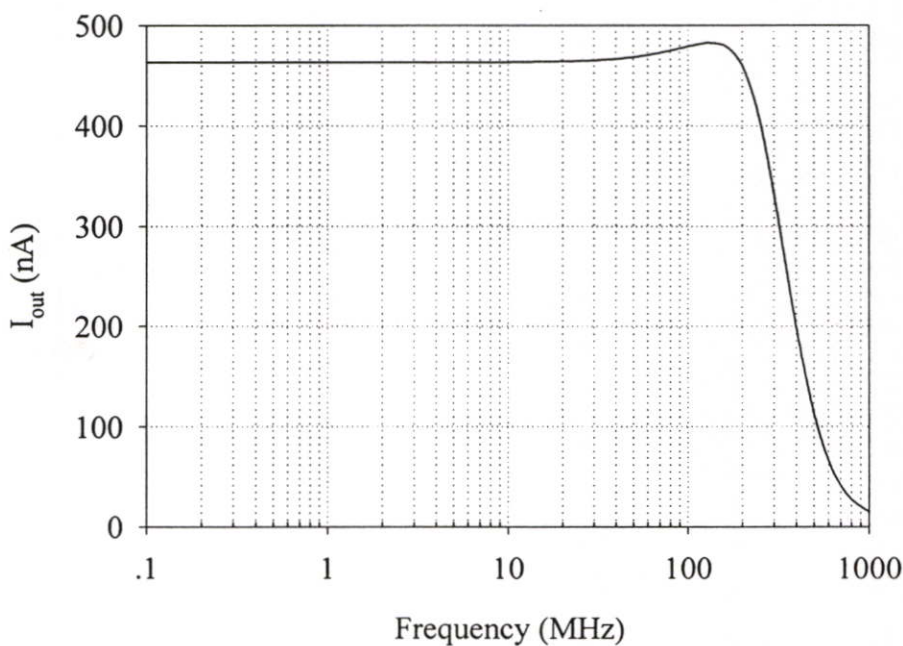


(ก)

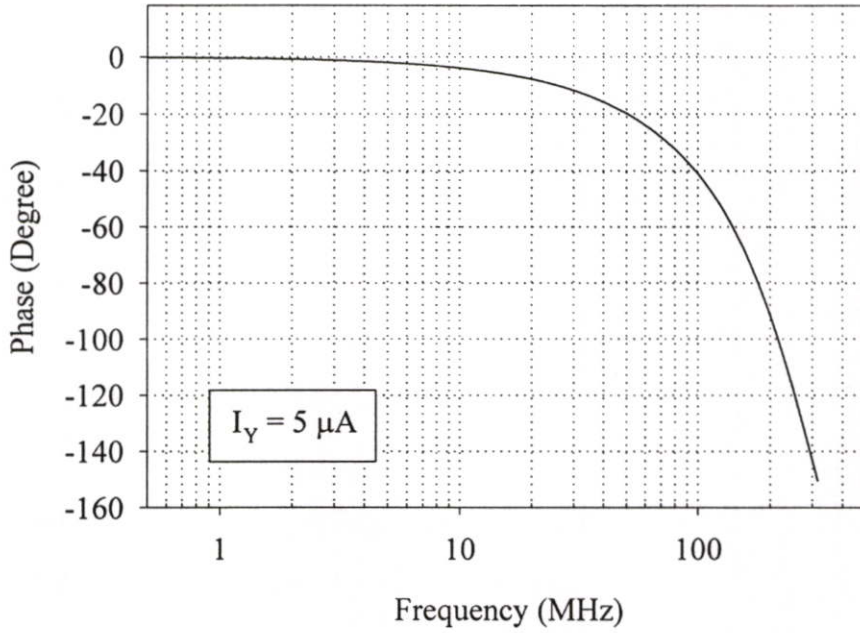


(ข)

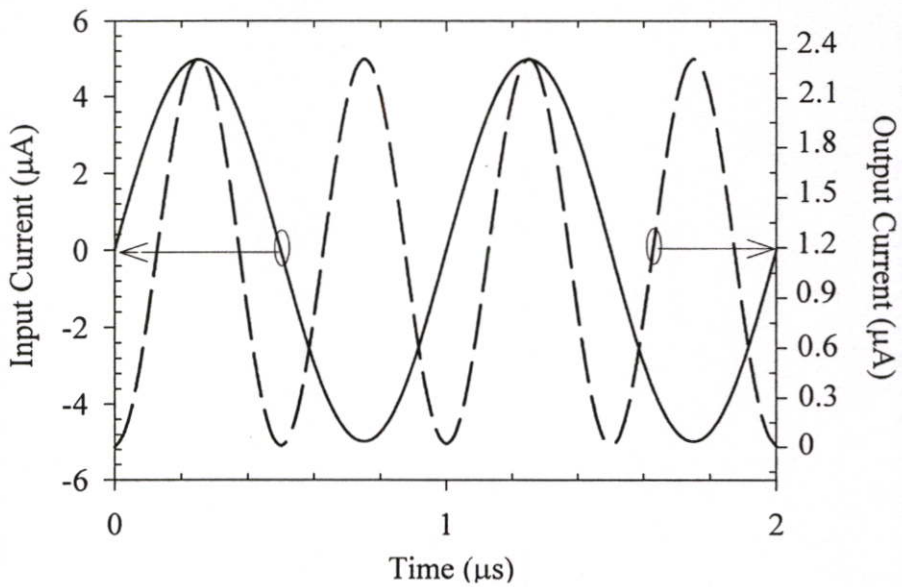
- รูปที่ ๓.๓ (ก) ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร้รวมของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนองจากการเลย์เอาต์ (Layout) เมื่อ  $I_V = 5 \mu\text{A}$   
 (ข) ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร้รวมของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนองจากการเลย์เอาต์ (Layout) เมื่อ  $I_X = 5 \mu\text{A}$



รูปที่ ๓.๔ ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนองจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ ง.5 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรคูลมกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ ง.6 ผลการจำลองการทวีความถี่ 2 เท่าของวงจรคูลมกระแสที่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)

ตารางที่ ง.1 ประสิทธิภาพของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)

พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
กระแสไบอัสมอสทรานซิสเตอร์	5 ไมโครแอมป์
กระแสอินพุตสวิตจิง	$\pm 20$ ไมโครแอมป์, ( $I_x + I_y$ )
ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถูก	0.17 เปอร์เซ็นต์ @ 10 $\mu$ A
ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม	-48.3 dB @ 5 $\mu$ A, 1MHz
ความถี่คัทออฟ	295 เมกกะเฮิร์ต
กำลังงานสูญเสีย	120 ไมโครวัตต์

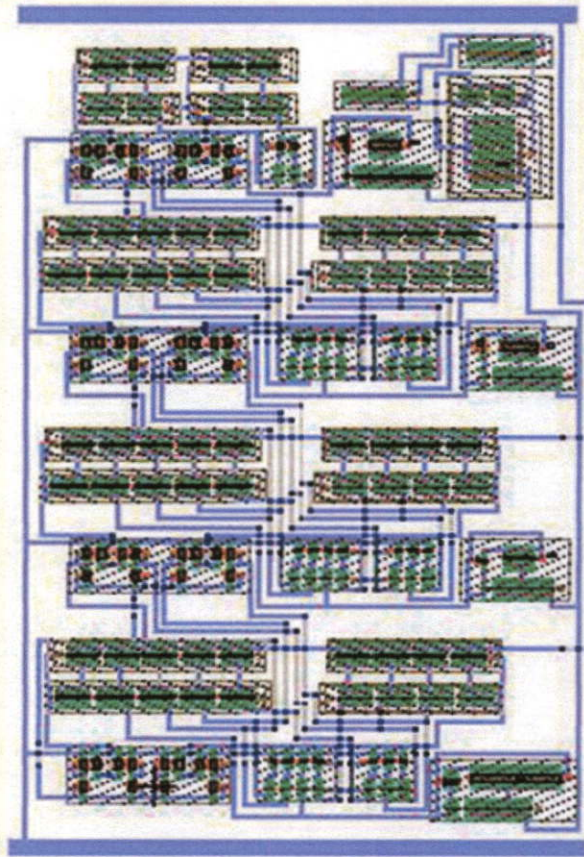
**ภาคผนวก จ.**

**ผลการจำลองการทำงานของวงจรมายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอ  
จากการเลย์เอาต์ (Layout)**

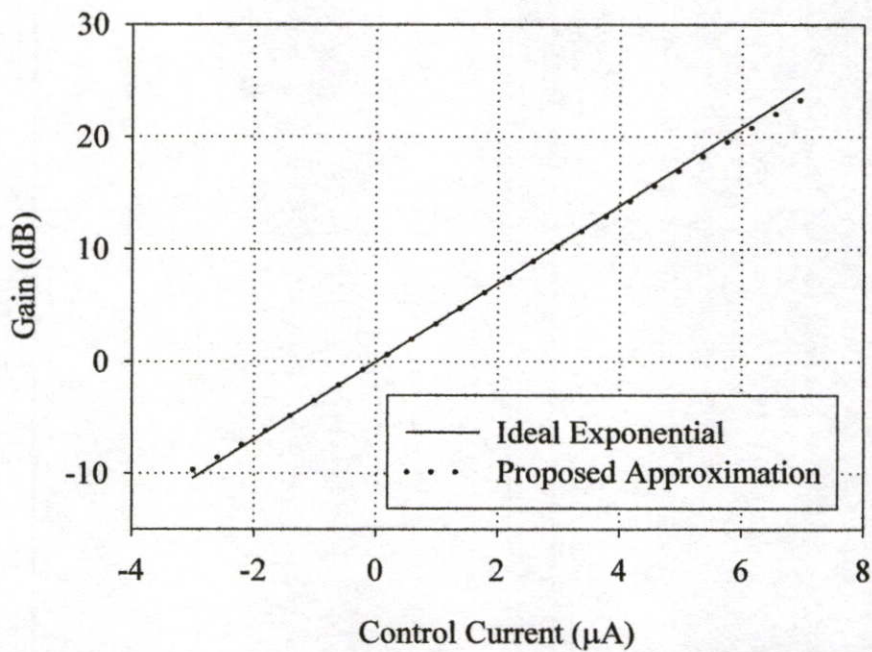
การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout) จะใช้เทคโนโลยีซีมอสแบบฐานรอนชนิดเอ็นขนาด 0.5 ไมโครเมตร โดยไม่คิดผลของฐานรอน (Body effect) ภายได้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 1$  โวลต์ และใช้ความต้านทานโหลด 1 กิโลโอห์ม การทดสอบจะรวมผลของตัวเก็บประจุแฝง รูปที่ จ.1 แสดงการเลย์เอาต์วงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอด้วยโปรแกรม L-EDIT รูปที่ จ.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลทางอุดมคติกับผลการจำลองการทำงานของวงจรประมาณฟังก์ชันด้วยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ของวงจรถิ่นนำเสนอ วงจรมีช่วงการสวิงสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 29.5 dB ที่ค่าผิดพลาดน้อยกว่า 0.5 dB โดยมี่านการควบคุมอัตราขยาย ( $I_C$ ) อยู่ในช่วง -2.8 ไมโครแอมป์ถึง 6 ไมโครแอมป์ รูปที่ จ.3 แสดงความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส เมื่อสัญญาณอินพุตและสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ 5 ไมโครแอมป์และ 6 ไมโครแอมป์ตามลำดับ วงจรมีความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมเท่ากับ -44.1 dB ที่ความถี่ 10 MHz รูปที่ จ.4 แสดงสัญญาณรบกวนกระแสอินพุตของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแส เมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ 6 ไมโครแอมป์ รูปที่ จ.5 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรถิ่นนำเสนอที่สัญญาณควบคุมค่าต่างๆ จากรูปพบว่าวงจรมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 63 MHz และ 33 MHz เมื่อสัญญาณควบคุมมีค่าเท่ากับ -2.8 ไมโครแอมป์และ 6 ไมโครแอมป์ ตามลำดับ จากการจำลองการทำงานการเลย์เอาต์ของวงจรรภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 1$  โวลต์ วงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 1.1 มิลลิวัตต์ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสจากการเลย์เอาต์สามารถสรุปประสิทธิภาพของวงจรรดังตารางที่ จ.1

ตารางที่ จ.1 ประสิทธิภาพของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)

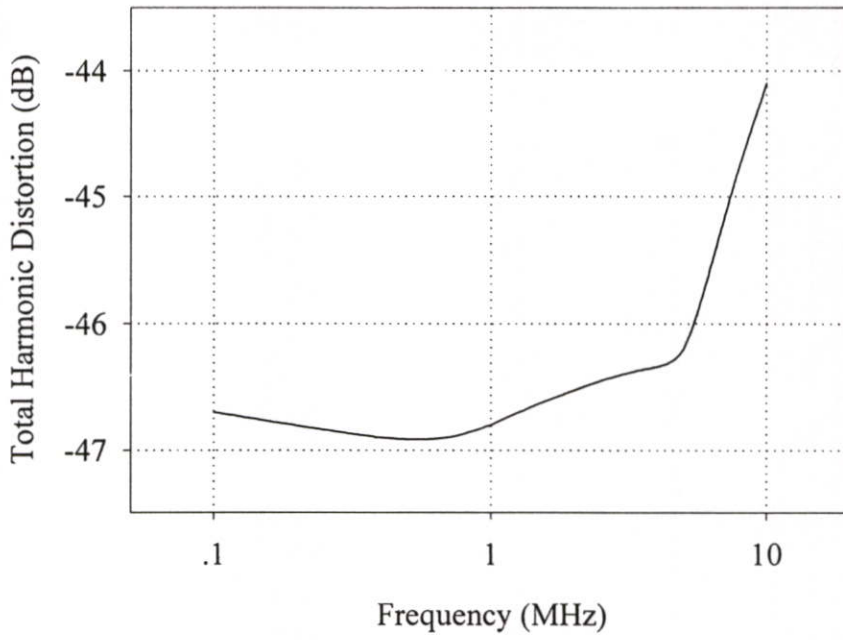
พารามิเตอร์	ผลการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1$ โวลต์
กระแสไบอัสวงจรรคูณกระแสที่ควอดแรนต์	5 ไมโครแอมป์
กระแสอินพุตสวิง	$\pm 14$ ไมโครแอมป์ @ $I_C = 6 \mu A$
ช่วงการสวิงสัญญาณเอาต์พุต	29.5 dB @ $\pm 0.5$ dB
ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวม	-44.1 dB @ $I_C = 6 \mu A, 10\text{MHz}$
สัญญาณรบกวนอินพุต	9.6 pA/Hz <sup>1/2</sup> @ $I_C = 6 \mu A, 10\text{MHz}$
ความถี่คัทออฟ	33 เมกกะเฮิร์ต @ $I_C = 6 \mu A$
กำลังงานสูญเสีย	1.1 มิลลิวัตต์



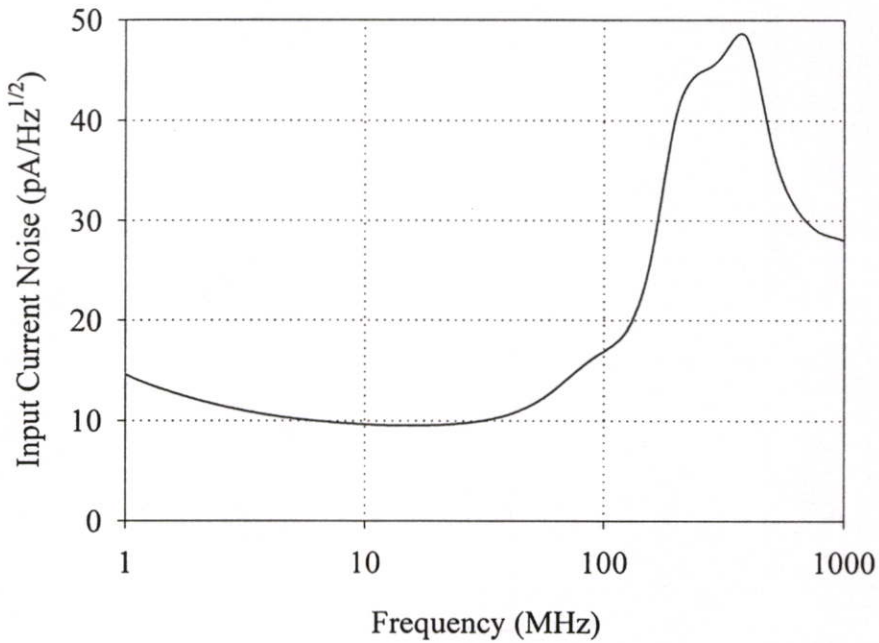
รูปที่ จ.1 วงจรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนองจากการเลย์เอาต์ (Layout)



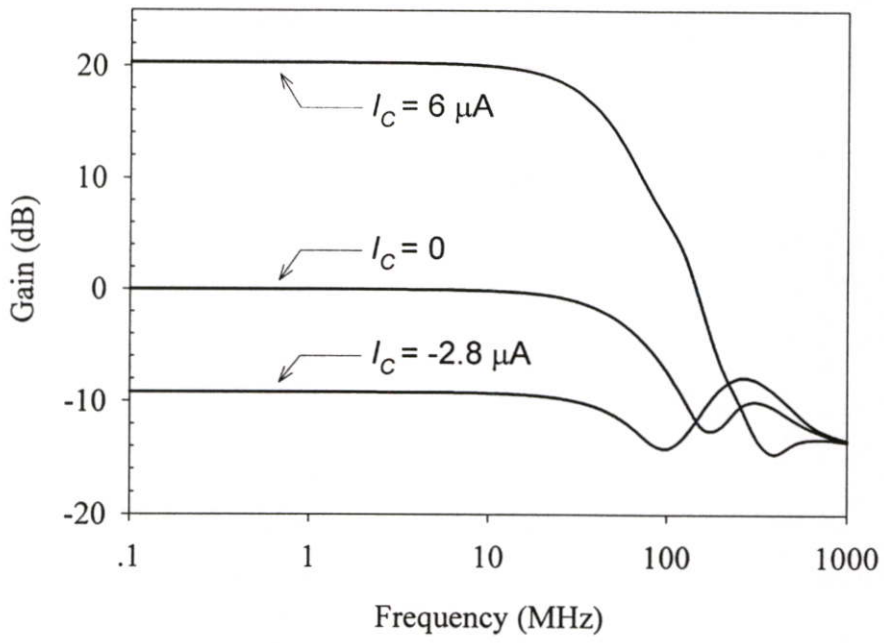
รูปที่ จ.2 การประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลของวงจรที่นำเสนองจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ จ.3 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ จ.4 สัญญาณรบกวนกระแสอินพุตของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)



รูปที่ จ.5 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรขยายที่ปรับอัตราขยายในโหมดกระแสที่นำเสนอจากการเลย์เอาต์ (Layout)

ภาคผนวก ฉ.  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารภายในประเทศและต่างประเทศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 4 บทความ ดังต่อไปนี้

- ชีรวัฒน์ อางหาญศิริ และ วรากร เกษมสุวรรณ, “วงจรถคูณกระแสสี่ควอดแรนท์แบบความถี่สูงโดยใช้แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 1.5$  V,” การประชุมทางวิชาการมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 43 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน, 2548.
- Teerawat Arthansiri and Varakorn Kasemsuwan, “A  $\pm 1.5$  V High Frequency Four Quadrant Current Multiplier,” International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2005), pp 1016-1019, 2005.
- Teerawat Arthansiri, Varakorn Kasemsuwan, Saner Sa-ad, Apirak Suadet, Wacharapol Pongpalit and H. K. Ahn, “CMOS Current-Mode Pseudo Exponential-Control Variable-Gain Amplifier using 4<sup>th</sup> Order Taylor’s Series Expansion,” International Technical Conference on Circuits/System, Computers and Communications (ITC-CSCC 2005), pp.1027-1028, 2005.
- Teerawat Arthansiri and Varakorn Kasemsuwan, “Current-Mode Pseudo Exponential-Control Variable-Gain Amplifier using 4<sup>th</sup> Order Taylor’s Series Approximation,” Electronics Letters, pp.379-380, 2006.



# เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ ๔๓ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

*The Proceedings of 43<sup>rd</sup> Kasetsart University Annual Conference*

เล่มที่ 2  
สาขา วิศวกรรมศาสตร์  
(Subject: Engineering)  
สาขา สถาปัตยกรรมศาสตร์  
(Subject: Architecture)

๑-๕ กุมภาพันธ์ ๒๕๔๘

ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน



“เกษตรศาสตร์”

เพื่อสังคมแห่งความรู้และการแข่งขันในเวทีโลก

“Agricultural Science for Knowledge Based Societies and World Competitiveness”





## วงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์แบบความถี่สูงโดยใช้แหล่งจ่ายไฟ $\pm 1.5$ โวลต์

### A $\pm 1.5$ V High Frequency Four Quadrant Current Multiplier

ธีรวัดน์ อางหาญศิริ<sup>1</sup>

Teerawat Arthansiri

วรากร เกษมสุวรรณ<sup>1</sup>

Varakorn Kasemsuwan

#### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่ใช้หลักการสมการกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานย่านอิมิตัว โดยวงจรประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นต้อเป็นวงจรฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุตจำนวนทั้งหมดสี่ชุด วงจรใช้แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 1.5$  โวลต์ภายใต้กระแสทำงานในภาวะสงบมีค่าเท่ากับ 25 ไมโครแอมป์ วงจรมีช่วงการทำงานอินพุตประมาณ  $\pm 30$  ไมโครแอมป์ ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่กระแสอินพุตเท่ากับกระแสทำงานในภาวะสงบมีค่าน้อยกว่า 1.5 เปอร์เซ็นต์ ความถี่คัทออฟของวงจรมีค่า 400 เมกกะเฮิรตซ์ ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของวงจรที่ความถี่ 1 เมกกะเฮิรตซ์มีค่าน้อยกว่า 0.15 เปอร์เซ็นต์ วงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 0.45 มิลลิวัตต์

#### ABSTRACT

This paper presents a four quadrant current multiplier based on the square-law characteristic of MOS transistor operating in the saturation region. The multiplier consists of four input current squaring circuit current mirror using only NMOS. The circuit operates using the supply voltages of  $\pm 1.5$  V and under the quiescent current of 25  $\mu$ A. The operating input current range is found to be  $\pm 30$   $\mu$ A with nonlinearity less than 1.5 %. The cut-off frequency is 400 MHz with a total harmonic distortion less than 0.15 % (at 1 MHz). The power consumption is 0.45 mW.

Keywords.

Multiplier, nonlinearity, harmonic distortion

K. Varakorn : kkvarako@kmitl.ac.th

<sup>1</sup>ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



### คำนำ

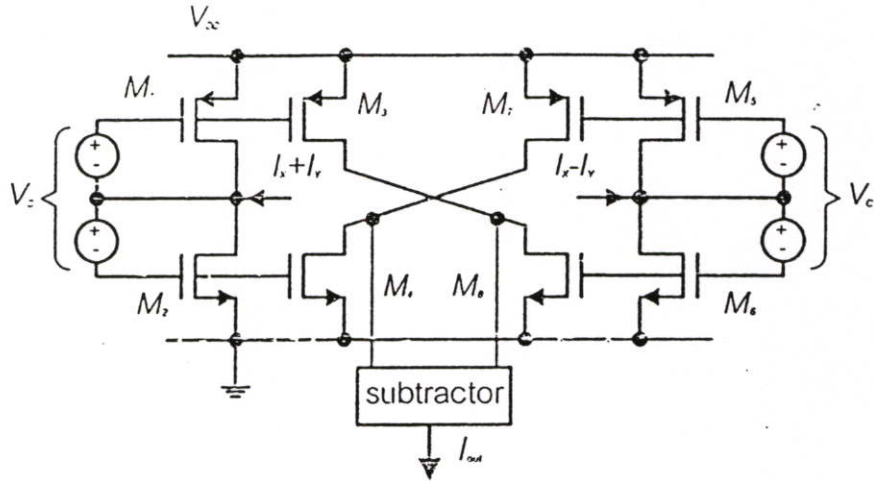
วงจรรูปร่างเป็นวงจรรสำคัญที่ใช้ในงานประมวลผลทางด้านวงจรรแอนะล็อกอย่างมาก เช่น วงจรรมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์ (Modulator and Demodulator) วงจรรเลื่อนความถี่ (Frequency-shifter) และวงจรรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic gain control) เป็นต้น การนำวงจรรไปใช้งานในวงจรรต่างๆ ต้องคำนึงถึงลักษณะงานดังเช่น ย่านความถี่ที่ใช้ งาน ขนาดแหล่งจ่ายไฟวงจรร ระดับสัญญาณอินพุต ความผิดเพี้ยนจากการคูณสัญญาณ เป็นต้น จากที่กล่าวมาจึงมีการพัฒนางวงจรรอย่างต่อเนื่องเพื่อตอบสนองความต้องการนำวงจรรไปใช้งานในวงจรรแอนะล็อกต่างๆ

วงจรรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่ใช้หลักของสมการกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัว โดยต้องการฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุต มีการพัฒนารูปแบบวงจรรที่ใช้หลักการดังกล่าว เช่น [1 - 6] โดย [1 - 2] นำเสนองวงจรรคูณกระแสแบบซีมอสที่ถูกไบอัสแบบคลาสเอบี วงจรรประกอบด้วยวงจรรสะท้อนกระแสแบบซีมอส (CMOS current mirror) ต่อไขว้กัน 2 ชุดดังในรูปที่ 1 และใช้วงจรรสายพานกระแส (Current conveyor) เป็นวงจรรไบอัส ทำให้วงจรรที่ได้มีอินพุตอิมิตีแดนซ์ต่ำ อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบวงจรรจำเป็นต้องมีที่มอส และเอ็นมอส ที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ และขนาดของค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ที่เท่ากัน ซึ่งเป็นไปได้ยาก นอกจากนั้นความถี่คัทออฟ ( $f_{3dB}$ ) ของวงจรรที่ได้มีค่าไม่สูงนัก [3] นำเสนองวงจรรคูณกระแสแบบเอ็นมอสที่ไบอัสด้วยกระแสคงที่ วงจรรประกอบด้วยวงจรรสะท้อนกระแสทั้งหมด 4 ชุด วงจรรคูณที่ได้เหมาะสมที่สร้างเป็นวงจรรวมเนื่องจากวงจรรไม่ซับซ้อน ข้อเสียของวงจรรคือ วงจรรไม่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ( $f_{3dB} = 50$  MHz) [4] นำเสนองวงจรรคูณกระแสแบบเอ็นมอสที่กระแสเอาต์พุตไม่ขึ้นอยู่กัพารามิเตอร์ภายในตัวของมอส นอกจากนั้นวงจรรที่ได้มีข้อดีคือ ความต้านทานอินพุตมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับกระแสอินพุตที่เปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตาม วงจรรต้องใช้แหล่งจ่ายไฟสูงถึง 5 โวลต์ และผลตอบสนองความถี่ของวงจรรไม่คอยดีนัก ( $f_{3dB} = 22.4$  MHz) นอกจากนั้นการสิ้นเปลืองกำลังงานของวงจรรมีค่าค่อนข้างมาก (0.8 mW) [5] นำเสนองวงจรรคูณกระแสแบบซีมอสที่สร้างจากวงจรรกำลังสองของกระแส (squarer current circuit) จำนวน 2 ชุด โดยอาศัยหลักการวงจรรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส (V-I converter) วงจรรคูณที่ได้สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำได้ (1.5 V) อย่างไรก็ตาม วงจรรมีความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ค่อนข้างสูง (THD 0.9 %) นอกจากนั้นวงจรรไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ( $f_{3dB} = 5.5$  MHz) [6] นำเสนองวงจรรคูณกระแสแบบซีมอสที่ใช้วงจรรสะท้อนกระแสทั้งหมด 4 ชุด ดังในรูปที่ 2 วงจรรที่ได้คล้ายคลึงกับวงจรรที่นำเสนอโดย [1] ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น วงจรรต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและพีที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์และขนาดของแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) ที่เท่ากัน แม้ว่า [6] ได้พัฒนาวงจรรโดยใช้วงจรรสะท้อนกระแสแบบแซคคิงเจอร์ (Sackinger current mirror) เพื่อให้วงจรรสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น วงจรรดังกล่าวยังคงมีทรานซิสเตอร์ชนิดพีอยู่ ทำให้วงจรรไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีเท่าที่ควร

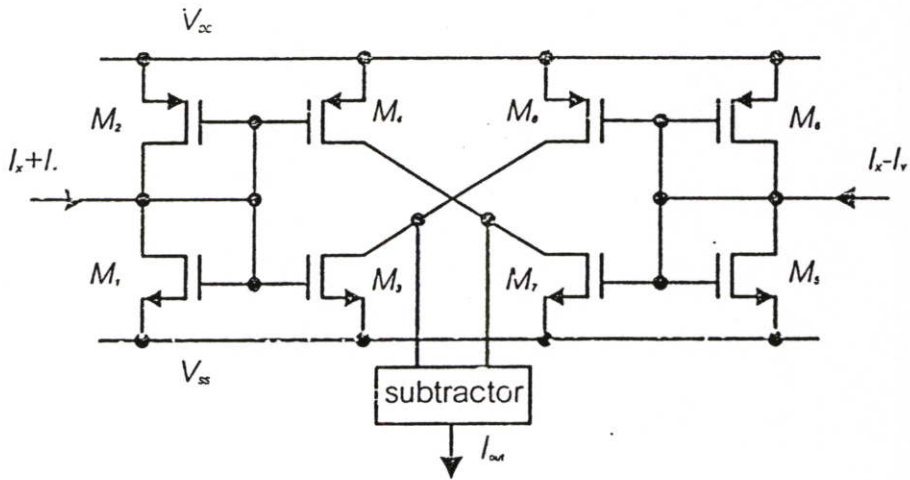
วงจรรคูณที่นำเสนอในงานวิจัยนี้เป็นวงจรรคูณกระแสแบบสี่ควอดแรนท์ที่ใช้เอ็นมอสเท่านั้น การทำงานของวงจรรจะใช้เอ็นมอสทำงานในย่านอิมิตัวทุกตัว วงจรรจะใช้แหล่งจ่ายไฟขนาด  $\pm 1.5$  โวลต์ วงจรรที่ได้สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ( $f_{3dB} = 400$  MHz) ด้วยเหตุผลอันเนื่องมาจาก วงจรรในงานวิจัยนี้ใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นเท่านั้น นอกจากนั้นเนื่องจากวงจรรต่อกันในลักษณะที่สมมาตร จึงทำให้วงจรรที่นำเสนอนี้มีความผิดเพี้ยนของวงจรรน้อย

วงจรที่นำเสนอละหลักการทํางาน

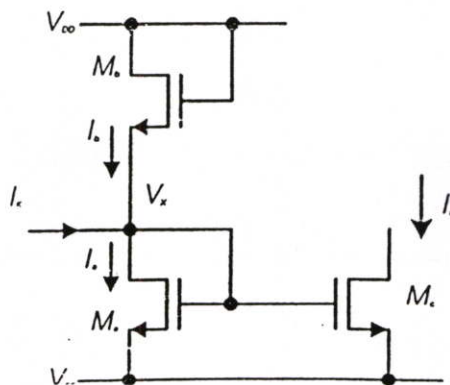
วงจรคุณกระแสที่นำเสนอนี้ถูกออกแบบขึ้นโดยให้เอนมอสทุกตัวทํางานในย่านอิ่มตัว ดังนั้นสมการกระแสที่ได้เป็นฟังก์ชันกำลังสองกับแรงดันอินพุต วงจรที่นำเสนอนี้จะอาศัยรูปที่ 3 ในการสร้างกระแสเอาต์พุต ( $I_o$ ) ให้เป็นสมการกำลังสองกับกระแสอินพุต ( $I_x$ )



รูปที่ 1 วงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์ชนิดซีมอสที่ถูกไบอัสวงจรแบบคลาสเอบี [1]



รูปที่ 2 วงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์ชนิดซีมอสแบบวงจรสะท้อนกระแสต่อกับหลังชนกัน [6]



รูปที่ 3 โครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุต

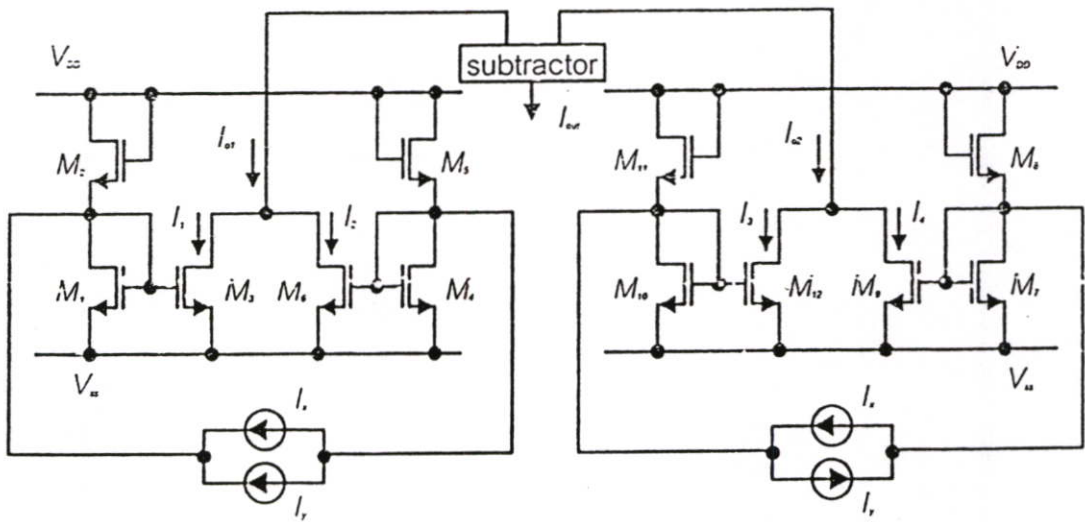
จากรูปที่ 3 วงจรประกอบด้วยเอนมอส 3 ตัว โดยที่  $M_a$  และ  $M_b$  ต่อในลักษณะไดโอด (Diode connected) นอกจากนั้น  $M_a$  และ  $M_c$  ก็ต่อในลักษณะวงจรสะท้อนกระแสด้วย ในการออกแบบขนาดของเอนมอสทุกตัวถูกกำหนดให้มีขนาดเท่ากัน โดยอาศัยการวิเคราะห์ห้วงจรพื้นฐาน เราสามารถหากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_a$ ,  $M_b$  และ  $M_c$  ได้เป็น

$$I_a, I_c = K(b + aI_K)^2 \quad \text{----- (1)}$$

$$I_b = K(b - aI_K)^2 \quad \text{----- (2)}$$

โดยที่  $K$  คือ  $(\mu_n C_{ox} W/L)$   $W$  และ  $L$  คือ ความกว้างและความยาวของแชนแนลในมอสทรานซิสเตอร์ ในขณะที่  $a$  และ  $b$  มีค่าเท่ากับ  $[1/(2K(V_{DD}-2V_{SS}-2V_T))]$  และ  $[(V_{DD}-V_{SS}-2V_T)/2]$  ตามลำดับ

รูปที่ 4 แสดงวงจรคูณกระแสแบบสี่ควอดแรนต์ที่นำเสนองาน วงจรประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นฟังก์ชันกำลังสองของกระแสอินพุต (รูปที่3) จำนวน 4 วงจร โดยวงจรทั้งหมดถูกออกแบบให้เหมือนกันทุกประการ



รูปที่ 4 วงจรคูณกระแสแบบสี่ควอดแรนต์

อินพุตของวงจรชุดแรกคือผลรวมของกระแส  $I_x$  และ  $I_y$  ในขณะที่กระแสอินพุตชุดที่สองคือ ผลต่างของกระแส  $I_x$  และ  $I_y$  โดยอาศัยสมการที่ (1) และ (2) เราสามารถหากระแส  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  และ  $I_4$  ดังต่อไปนี้

$$I_1 = K[b + a(I_x + I_y)]^2 \quad \text{----- (3)}$$



$$I_2 = K[b - a(I_x + I_y)]^2 \quad \text{_____} (4)$$

$$I_3 = K[b + a(I_x - I_y)]^2 \quad \text{_____} (5)$$

$$I_4 = K[b - a(I_x - I_y)]^2 \quad \text{_____} (6)$$

จากวงจรในรูปที่ 4 กระแส  $I_{o1}$  คือผลรวมของกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ในขณะที่  $I_{o2}$  คือผลรวมของกระแส  $I_3$  และ  $I_4$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{o1} = K[2b^2 + 2a^2(I_x + I_y)^2] \quad \text{_____} (7)$$

$$I_{o2} = K[2b^2 + 2a^2(I_x - I_y)^2] \quad \text{_____} (8)$$

กระแสเอาต์พุตของวงจรถูกกระแสสี่ควอดแรนท์ ( $I_{out}$ ) มีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างกระแส  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{o1} - I_{o2} = \frac{I_x I_y}{2Kb^2} \quad \text{_____} (9)$$

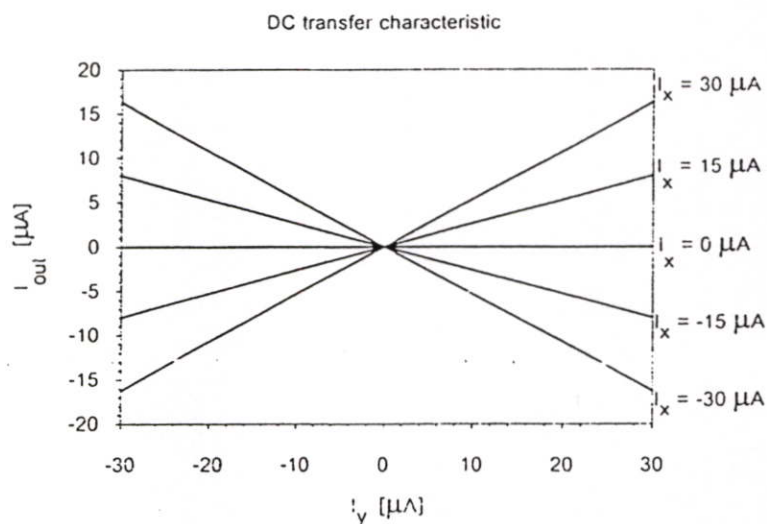
จากสมการที่ 9 กระแสเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) เป็นผลคูณของกระแสอินพุต ( $I_x$  และ  $I_y$ ) โดยมีอัตราขยายขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ ( $K$ ) และขนาดแรงดันไฟเลี้ยงวงจร  $b = [(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)/2]$  จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าอัตราขยาย [ $1/(2Kb^2)$ ] สามารถปรับค่าได้ 2 วิธี วิธีแรกคือ การปรับขนาดของทรานซิสเตอร์ วิธีนี้มีข้อควรระวังในแง่ที่ว่าขนาดของทรานซิสเตอร์มีผลต่อสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน เป็นที่ทราบกันแล้วว่า เมื่อทรานซิสเตอร์มีขนาดเล็ก ( $< 1 \mu\text{m}$ ) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันจะไม่เป็นสมการกำลังสองอีกต่อไป นอกจากนั้นการปรับขนาดของทรานซิสเตอร์ยังมีผลต่อความถี่คัทออฟของวงจรอีกด้วย วิธีที่สอง ในการปรับอัตราขยายคือ การปรับแรงดันของวงจรซึ่งก็มีข้อควรระวัง กล่าวคือเมื่อแรงดันมีค่ามากจะส่งผลให้กำลังงานสูญเสียมีค่ามาก ในขณะเดียวกันถ้าขนาดแรงดันของวงจรมีค่าน้อยเกินไปทรานซิสเตอร์สองตัวที่ต่ออนุกรมกัน อาจไม่ทำงานได้ จากวงจรในรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่า แรงดันไฟเลี้ยงของวงจรต้องมีค่าน้อยสองเท่าของแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{DD} + |V_{SS}| \geq 2V_T$ )

#### ผลการจำลองการทำงาน

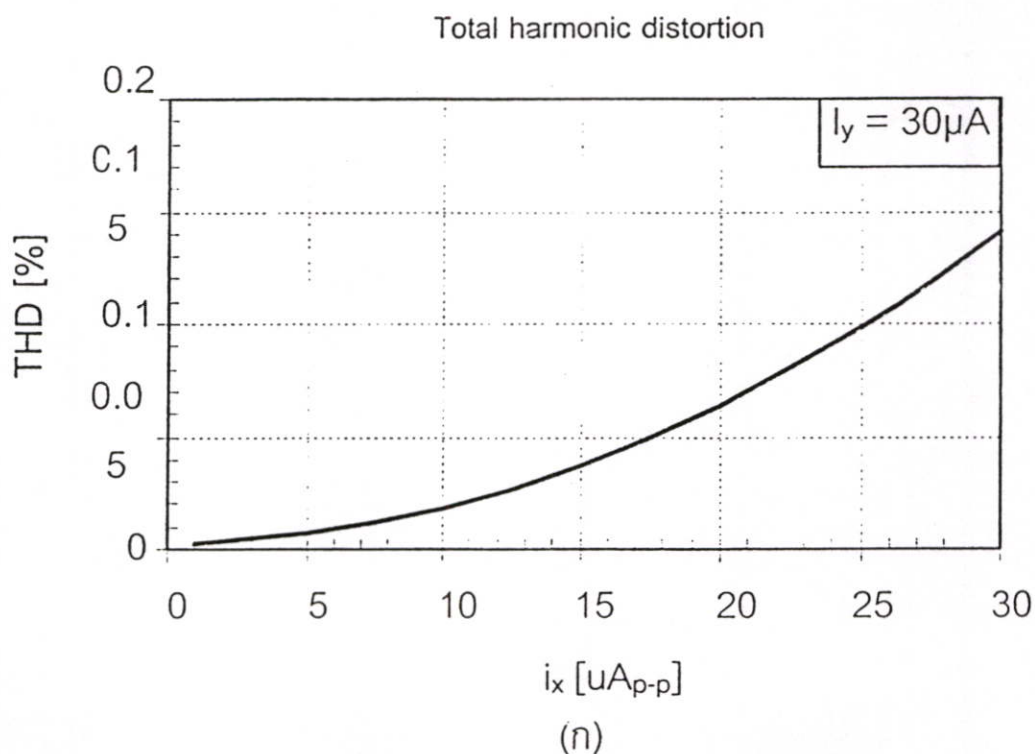
การจำลองการทำงานวงจรถูกกระแสในรูปที่ 4 ใช้โปรแกรม H-Spice level 49 โดยใช้เทคโนโลยี CMOS ขนาด  $0.5 \mu\text{m}$  วงจรใช้แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 1.5 \text{ V}$  โดยมีกระแสสงบนิ่งของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนลทุกตัวเท่ากับ  $25 \mu\text{A}$  ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ ( $K$ ) มีค่าเท่ากันทุกตัว เท่ากับ  $46 \mu\text{A/V}^2$  ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ดังกล่าวสามารถปรับค่าได้โดยการปรับความกว้างของแชนเนล ( $W_n$ ) และความยาวของแชนเนล ( $L_n$ ) โปรดสังเกตุว่า ความยาวของแชนเนลไม่สามารถมีขนาดเล็กมากได้ เพราะจะทำให้

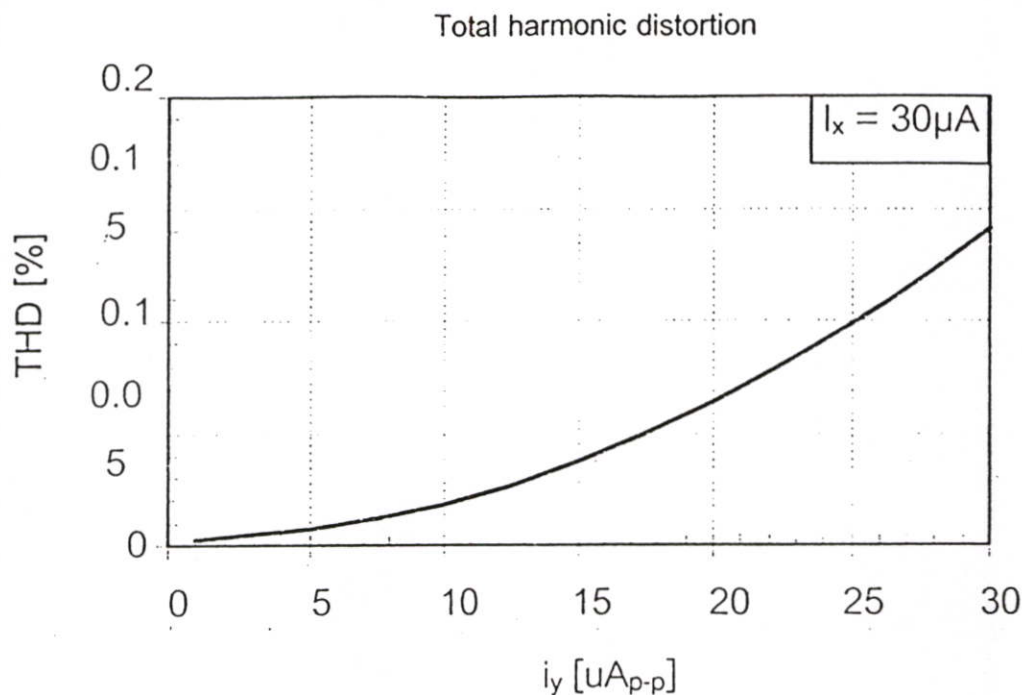


ให้สมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ไม่เป็นฟังก์ชันกำลังสองกับแรงดันระหว่างขาเกตกับชาซอร์ส ในขณะที่ความยาวของแชนแนลไม่ควรมีขนาดใหญ่เกินไป เพราะจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้าแฝงภายในมอสทรานซิสเตอร์มีค่ามาก ส่งผลให้วงจรมีการตอบสนองความถี่ไม่ดี สำหรับงานวิจัยนี้  $W_n$  และ  $L_n$  ถูกออกแบบให้มีค่าเท่ากับ  $1.8 \mu\text{m}$  และ  $3 \mu\text{m}$  ตามลำดับ มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรทำงานในย่านอิมิตัว



รูปที่ 5 คุณลักษณะทางด้านดีซี (DC Transfer characteristics) วงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์





(ข)

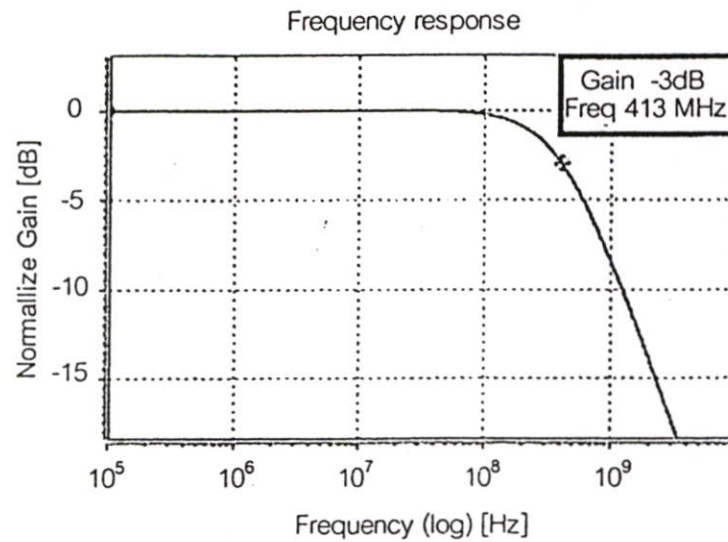
รูปที่ 6 (ก) ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของวงจรถูกกระแสที่  $i_y = 30 \mu\text{A}$

(ข) ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของวงจรถูกกระแสที่  $i_x = 30 \mu\text{A}$

รูปที่ 5 แสดงคุณลักษณะทางคิซีของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์ที่มีสัญญาณอินพุตตั้งแต่  $-30 \mu\text{A}$  ถึง  $30 \mu\text{A}$  โดยวงจรถูกกระแสสามารถรับสัญญาณอินพุต ( $i_x + i_y$ ) ได้  $60 \mu\text{A}$  ซึ่งมีค่ามากกว่า 2 เท่าของกระแส สบหนึ่ง ข้อจำกัดสำหรับช่วงการรับสัญญาณอินพุตจะขึ้นกับมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งต้องทำงานในย่านอิมิตัว กล่าวคือ ถ้ากระแสอินพุตมีค่ามากเกินไป มอสทรานซิสเตอร์ ( $M_3, M_6, M_9, M_{12}$ ) จะทำงานในย่านไดรโอด จากการทดลองพบว่าค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถูกกระแส (nonlinearity) มีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.1 % 0.36 % และ 1.5 % เมื่อกระแสอินพุต ( $i_x + i_y$ ) มีค่าเท่ากับ 0.5 เท่า 1 เท่า และ 2 เท่าของกระแสสบหนึ่งตามลำดับ

รูปที่ 6 (ก), (ข) แสดงความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก (Total harmonic distortion, THD) ของวงจรถูกกระแส ในรูป 6 (ก)  $i_x$  เป็นสัญญาณไซน์ (sinusoidal) ขนาดตั้งแต่  $1 \mu\text{A}$  ถึง  $30 \mu\text{A}$  ( $f = 1 \text{ MHz}$ ) และ  $i_y$  เป็นสัญญาณกระแสตรงขนาด  $30 \mu\text{A}$  ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าน้อยกว่า 0.15% ในรูป 6 (ข)  $i_x$  เป็นสัญญาณกระแสตรงขนาด  $30 \mu\text{A}$  และ  $i_y$  เป็นสัญญาณไซน์ (sinusoidal) ขนาดตั้งแต่  $1 \mu\text{A}$  ถึง  $30 \mu\text{A}$  ( $f = 1 \text{ MHz}$ ) ในทำนองเดียวกันความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าน้อยกว่า 0.15 % ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกในวงจรถูกกระแสที่เพิ่มขึ้นเมื่อกระแสอินพุตเพิ่มขึ้นเป็นผลมาจากกระแสในวงจรถูกกระแสที่ไม่เท่ากัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อกระแสอินพุตมีค่ามาก

รูปที่ 7 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์  $i_x$  เป็นสัญญาณกระแสสลับ และ  $i_y$  เป็นสัญญาณกระแสตรงขนาด  $10 \mu\text{A}$  จากรูปที่ 7 พบว่าวงจรถูกกระแสมีความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) เท่ากับ 413 MHz วงจรมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 0.45 mW ตารางที่ 1 แสดงคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรถูกกระแสที่ควอดแรนท์



รูปที่ 7 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรคูณกระแส

## สรุป

วงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอสามารถรับกระแสอินพุตสูงสุด  $\pm 30 \mu\text{A}$  ภายใต้กระแสลบนิ่งเท่ากับ  $25 \mu\text{A}$  ความไม่เป็นเชิงเส้นที่กระแสอินพุตเท่ากับกระแสลบนิ่งของวงจรมีค่าน้อยกว่า 1.5 % และลดลงเหลือ 0.36 % ที่กระแสอินพุตเท่ากับครึ่งหนึ่งของกระแสลบนิ่ง ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของวงจรมีค่าน้อย (0.15 % ที่กระแสอินพุตเท่ากับ  $30 \mu\text{A}$ ) เนื่องจากวงจรที่นำเสนอมีเฉพาะเอ็นมอสที่มีขนาดเท่ากันหมด ทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ผลตอบสนองความถี่ของวงจร ( $f_{-3dB}$ ) มีค่าเท่ากับ 400 MHz วงจรใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำ ( $\pm 1.5 \text{ V}$ ) จึงสามารถใช้งานกับแบตเตอรี่ที่ทั่วไปได้ และกำลังงานสูญเสียในวงจรมีค่าน้อย (0.45 mW) เหมาะต่อการนำไปใช้กับวงจรแอนะล็อกเพื่อประมวลผลสัญญาณได้

ตารางที่ 1 สรุปคุณสมบัติที่สำคัญในวงจรคูณกระแสสี่ควอดแรนท์

Nonlinearity (DC) $I_x = 25 \mu\text{A}, -25 \mu\text{A} \leq I_y \leq 25 \mu\text{A}$	< 1.5 %
Bandwidth (-3 dB)	400 MHz
%THD, $I_y = 30 \mu\text{A}$ $-30 \mu\text{A} \leq i_x \leq 30 \mu\text{A} (f = 1 \text{ MHz})$	< 0.15 %
%THD, $I_x = 30 \mu\text{A}$ $-30 \mu\text{A} \leq i_y \leq 30 \mu\text{A} (f = 1 \text{ MHz})$	< 0.15 %
Current multiplier gain	$5,900 \text{ A/A}^2$
Maximum input swing	$\pm 30 \mu\text{A}$
Power consumption	0.45 mW



## เอกสารอ้างอิง

- [1] O. Oliaei and P. Loumeau , "Four-quadrant class AB CMOS current multiplier", Electronics letters, Vol.32, pp. 2327-2329, 1996
- [2] O. Oliaei and P. Loumeau , "A CMOS class AB current multiplier", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 245-248, 1997
- [3] Remco J. Wiegink , "A CMOS four-quadrant analog current multiplier", IEEE International Symoisum on Circuits and Systems, pp. 2244-2247, 1991
- [4] Koichi Tanno, Okihiko Ishizuka and Zheng Tang , "Four-quadrant CMOS current-mode multiplier independent of device parameters", IEEE Transactions on Circuits and Systems. II, Vol.47, pp. 473-477, 2000
- [5] C.A. De La Cruz-Blas, A.J Lopez-Martin and A. Carlosena , "1.5 V four-quadrant CMOS current multiplier /divider", Electronics letters, Vol.39, No.5, 6 Mar 2003
- [6] A. Ravindran , K. Ramarao , E. Vidal and M. Ismail , "Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier", Electronics letters, Vol.37, pp. 1428-1429, 2001

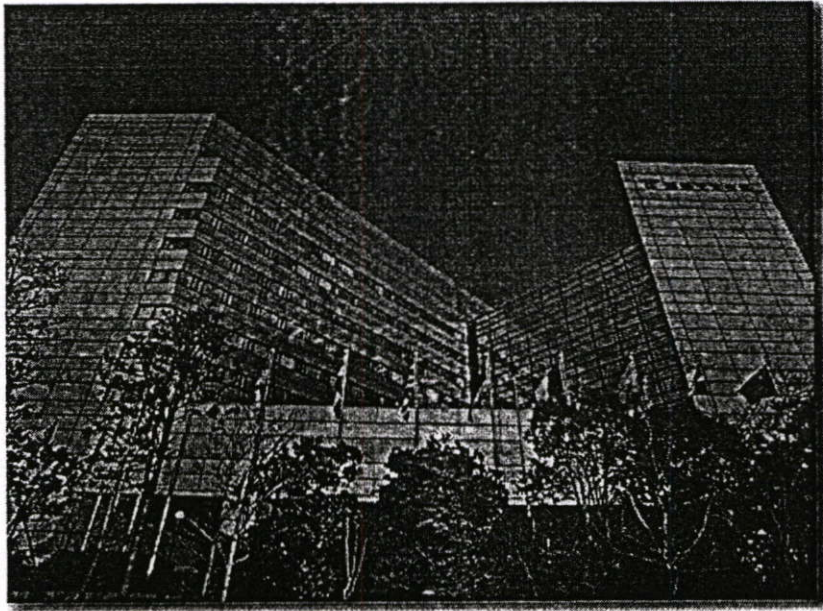
ISCAS

2005 IEEE International Symposium  
on Circuits and Systems

# ISCAS 2005



## Conference-at-a-Glance



International Conference Center Kobe



**IEEE**



**EIC**





Low voltage CMOS current multiplier was proposed by [5]. The circuit consists of two back to back current mirrors as shown in Fig. 2. As seen, the circuit is similar to that proposed by [1]. As mentioned before, the circuit requires both NMOS and PMOS to have the same transconductance parameters which can not be easily obtained from conventional CMOS process. This could pose a serious problem in linearity and harmonic distortion especially for large input signal currents. Although the back to back Sackinger current mirrors are incorporated to increase the bandwidth, the circuit still can not operate at high frequency due to the slow speed of the PMOS.

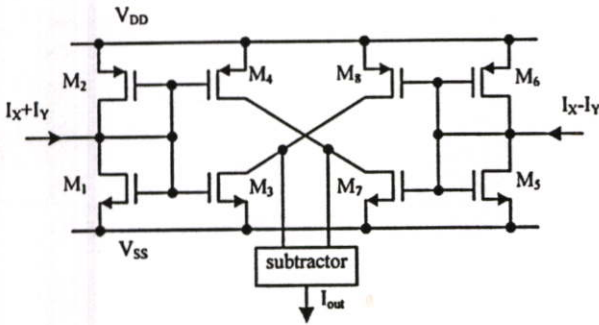


Fig. 2. CMOS four quadrant current multiplier proposed by [5].

In this paper, a four quadrant current multiplier using only NMOS transistors is proposed. All NMOS transistors operate in the saturation region. The circuit is designed to have the symmetrical structure resulting in low harmonic distortion. The proposed circuit operates under the supply voltage of  $\pm 1.5$  V. The circuit can operate at high frequency ( $f_{3dB} = 413$  MHz) mainly due to the fact that only NMOS transistors are employed. The nonlinearity of 0.36% is obtained when input current is the same as the bias current and reduced to 0.1 % when input current is reduced by half.

## II. CIRCUIT DESCRIPTION

In our proposed circuit, only NMOS transistors are employed and all of them are biased to operate in the saturation region. The current multiplier circuit is designed based on the basic cell shown in Fig. 3 where the relationship between the input current,  $I_{in}$ , and the output current,  $I_{out}$ , are quadratic. The quadratic cell consists of  $M_a$  and  $M_b$  connected in the diode connected configuration and  $M_c$  and  $M_d$  connected as basic current mirror. If  $M_a$ ,  $M_b$  and  $M_c$  are of the same dimension, it can be easily shown that the current of each transistor is given by

$$I_a, I_{out} = K(b + aI_{in})^2 \quad (1)$$

$$I_b = K(b - aI_{in})^2 \quad (2)$$

where  $a$ ,  $b$  and  $K$  are  $(1/(2K(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)))$ ,  $(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)/2$  and  $(\mu_n C_{OX} W/2L)$  respectively.

As seen, quadratic cell results in the output current in quadratic relation with the drain currents of transistors.

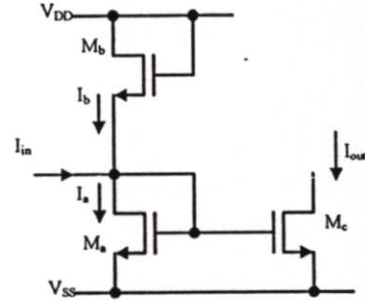


Fig. 3. Quadratic cell.

Fig. 4. shows the proposed four quadrant current multiplier circuit. The circuit consists of four quadratic cells. The input currents of the multiplier are the sum of currents  $I_X$  and  $I_Y$  and the difference of the input currents  $I_X$  and  $I_Y$ . By using quadratic relationship between the input and output currents as derived in (1) and (2), one can find the drain currents of  $M_{3a}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_{3c}$  and  $M_{3d}$  as

$$I_{3a} = K[b + a(I_X + I_Y)]^2 \quad (3)$$

$$I_{3b} = K[b - a(I_X + I_Y)]^2 \quad (4)$$

$$I_{3c} = K[b + a(I_X - I_Y)]^2 \quad (5)$$

$$I_{3d} = K[b - a(I_X - I_Y)]^2 \quad (6)$$

From Fig. 4, because  $I_{O1}$  is the combination of  $I_{3a}$  and  $I_{3b}$  while  $I_{O2}$  is the combination of  $I_{3c}$  and  $I_{3d}$ ,  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  can be shown as

$$I_{O1} = K[2b^2 + 2a^2(I_X + I_Y)^2] \quad (7)$$

$$I_{O2} = K[2b^2 + 2a^2(I_X - I_Y)^2] \quad (8)$$

The output current of the four quadrant current multiplier  $I_{OUT}$  is the difference between  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  and given by

$$I_{OUT} = I_{O1} - I_{O2} = 8Ka^2 I_X I_Y \quad (9)$$

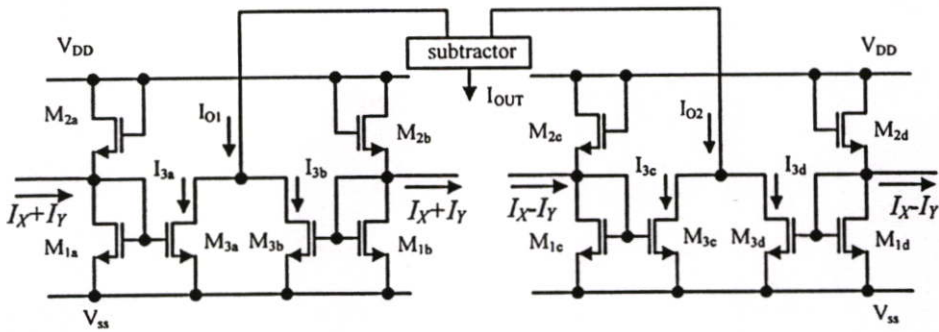


Fig. 4. Four quadrant current multiplier.

As seen, output current  $I_{OUT}$  in (9) is equal to the multiplication of the currents  $I_X$  and  $I_Y$  with the multiplication gain factor determined by the transconductance parameter  $K$  and the supply dependent parameter  $a$ . It is obvious that one can adjust this gain by adjusting the transconductance parameter  $K$  and  $a$ . The parameter  $K$  involves directly with the dimension of the NMOS transistors. Reducing the transconductance parameter  $K$  or the dimension of transistors results in a higher gain and lower power dissipation while the speed of the circuit is improved due to less parasitic capacitance associated with the transistors. However, reducing parameter  $K$  needs some discussions. Smaller parameter  $K$  results in smaller quiescent current and this could lower the operating input current range. In addition, it is well known that several second effects take place in small dimension MOSFET leading to non quadratic relation between the drain current and the gate to source voltage of the transistor. A large value of parameter  $K$  brings about larger quiescent current and therefore larger input current operating range. This however increases the total power dissipation of the circuit. It is obvious that the choice of  $K$  requires optimization. The gain can also be adjusted via supply dependent  $a$ . The value of  $a$  directly determines the power dissipation and the operating range of the input current. Noted that the supply voltage of the proposed current multiplier has to be greater than twice the threshold voltage ( $V_{DD} + |V_{SS}| > 2V_T$ ).

### III. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed circuit using a standard 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS process. The circuit uses the supply voltage of  $\pm 1.5$  V and the resulting quiescent current of every transistor is found to be 25  $\mu\text{A}$ . The transconductance parameters of all NMOS transistor are adjusted via channel width,  $W_m$ , and length,  $L_m$ . In this work, the channel width,  $W_m$ , and length,  $L_m$ , of all transistors are 1.8  $\mu\text{m}$  and 3  $\mu\text{m}$  respectively and the corresponding transconductance parameter is equal to 46  $\mu\text{A}/\text{V}^2$ . Fig. 5 shows DC transfer characteristic of current multiplier circuit under input

current ranging from -30  $\mu\text{A}$  to 30  $\mu\text{A}$ . The operating range of the input current is limited by the fact that the transistors  $M_{3a}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_{3c}$  and  $M_{3d}$  could be driven into linear region when input current is too large. It is found that the proposed multiplier circuit has nonlinearity of 0.36% when the input current is the same as the bias current and reduced to only 0.1% when the input current is half of the bias current. Fig. 6 a) and b) show total harmonic distortion (THD) of the proposed current multiplier. The total harmonic distortion is found to be only 0.15% when the input current  $I_X$  is sinusoidal (10  $\mu\text{A}_{\text{p-p}}$  @ 1MHz) while the input current  $I_Y$  is a dc current (30  $\mu\text{A}$ ). Similar result is obtained when  $I_Y$  is sinusoidal and  $I_X$  is constant. This low distortion compared to previous works [1-5] is mainly attributed to the fact that only NMOS of the same dimension are employed in our circuit and, therefore, the requirement of having the same transconductance parameters for both NMOS and PMOS is eliminated. Fig. 7 shows the frequency response of our proposed circuit (solid line) and that by [5] (dash line). In the simulation, the input current  $I_X$  is sinusoidal signal while the current  $I_Y$  is constant and equal to 10  $\mu\text{A}$ . As seen, our proposed circuit shows superior cut-off frequency (413 MHz) compared to that by [5] (125MHz). This is due to the fact that only NMOS are employed in the design. The power dissipation of circuit is 0.45 mW.

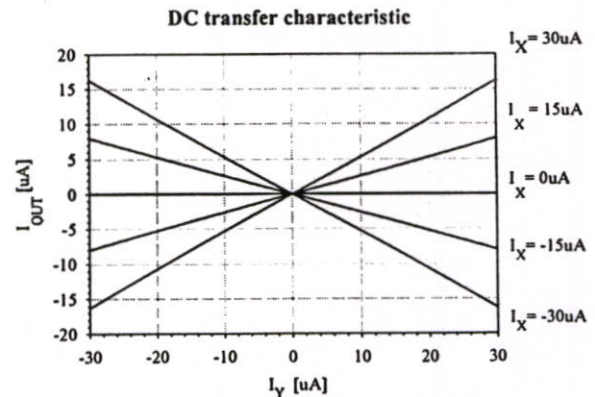


Fig. 5. DC transfer characteristic of four quadrant current multiplier.

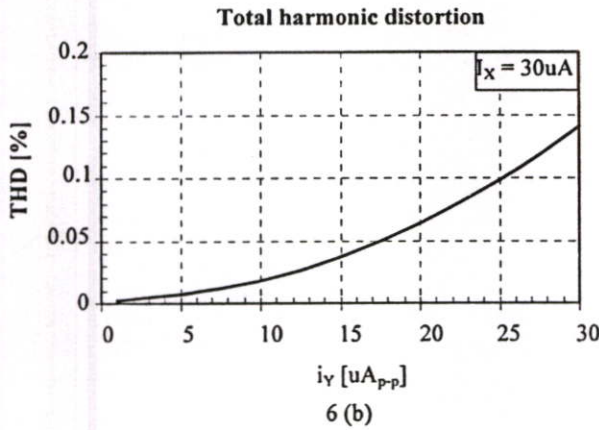
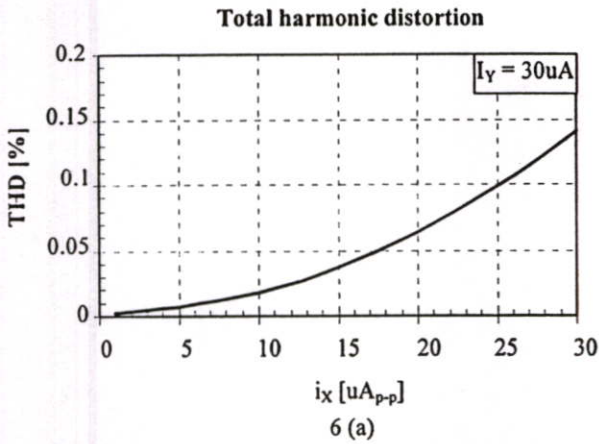
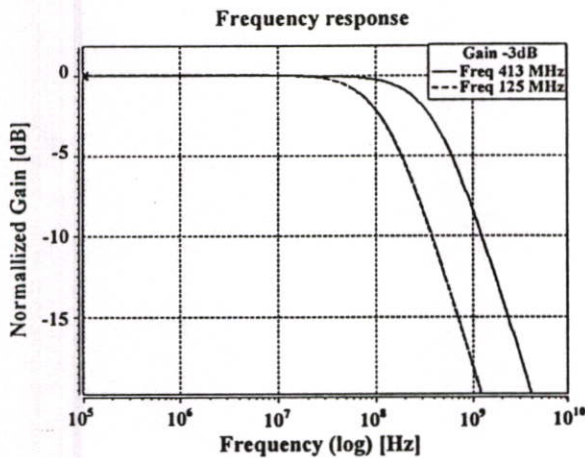


Fig. 6. (a) Total harmonic distortion THD(%) at  $I_y = 30 \mu\text{A}$ .  
 (b) Total harmonic distortion THD(%) at  $I_x = 30 \mu\text{A}$ .



#### IV. CONCLUSIONS

In this paper,  $\pm 1.5\text{V}$  high frequency four quadrant current multiplier is proposed. The current multiplier uses only NMOS transistor and is designed to have symmetrical structure. The nonlinearity of the circuit is 0.36% when the input current is equal to the quiescent current and reduced to only 0.1% with the input current being half of the quiescent current. The total harmonic distortion is quite low due to the fact that only NMOS of the same dimension are employed. The circuit can operate at high frequency ( $f_{-3\text{dB}}=413 \text{ MHz}$ ) and the power dissipation is 0.45 mW.

#### REFERENCES

- [1] O. Oliaei and P. Loumeau, "Four-quadrant class AB CMOS current multiplier", *Electronics letters*, Vol.32, Dec.1996, pp.2327-2329.
- [2] O. Oliaei and P. Loumeau, "A CMOS class AB current multiplier", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Jun 1997, pp. 245-248.
- [3] Remco J. Wiegink, "A CMOS four-quadrant analog current multiplier", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Apr 1991, pp. 2244-2247.
- [4] Koichi Tanno, Okihiko Ishizuka and Zheng Tang, "Four-quadrant CMOS current-mode multiplier independent of device parameters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems. II*, Vol.47, May 2000, pp. 473-477.
- [5] A. Ravindran, K. Ramarao, E. Vidal and M. Ismail, "Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier", *Electronics letters*, Vol.37, Nov 2001, pp. 1428-1429.

# ITC-CSCC 2005 *The 20<sup>th</sup> Commemorative* International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications

## Proceedings Volume 3

Sponsored by

The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEK)

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE), The Engineering Sciences Society, Japan

The Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Association, Thailand

Co-Sponsored by

Ministry of Information and Communication

Samsung Electronics

KTF

SK Telecom

LG Electronics

Institute of Information Technology Assessment

The Korean Federation of Science and Technology Societies

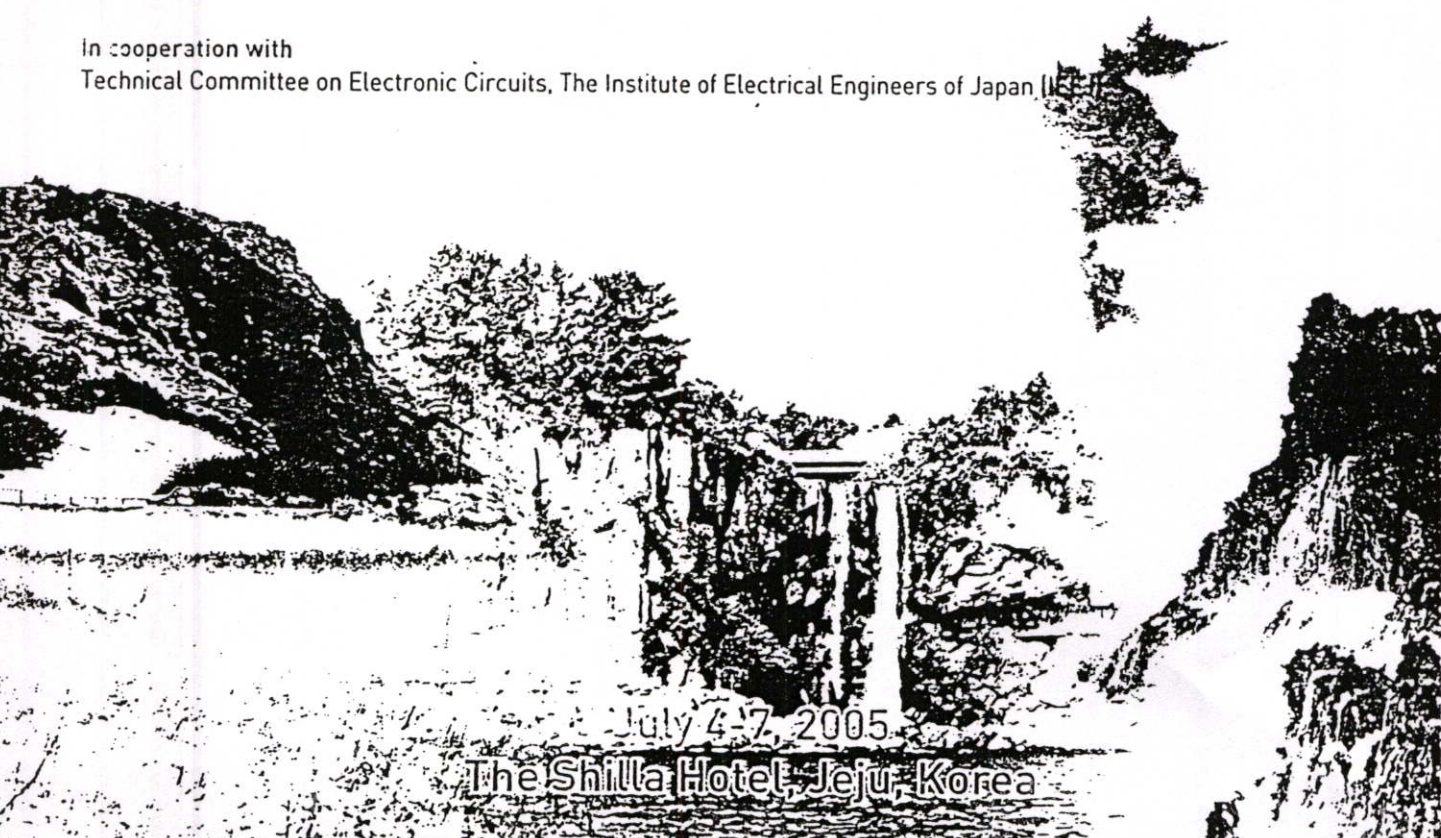
Korea Research Foundation

 Korea National Tourism Organization

Jeju Provincial Government

In cooperation with

Technical Committee on Electronic Circuits, The Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ)



July 4-7, 2005  
The Shilla Hotel, Jeju, Korea

# CMOS Current-Mode Pseudo Exponential-Control Variable-Gain Amplifier using 4<sup>th</sup> Order Taylor's Series Expansion

Teerawat Arthansiri<sup>1</sup>, Varakorn Kasemsuwan<sup>2</sup>, Saner Sa-ad<sup>1</sup>, Apirak Suadet<sup>1</sup>, Wacharapol Pongpalit<sup>1</sup> and H. K. Ahn<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Department of Electronics Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)  
Tel: +66-2-326-4222 Ext.102, Fax: +66-2-739-2398  
E-mail: kkvarako@kmitl.ac.th

<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering, Konkuk University  
1 Hwayang-Dong, Gwangjin-Gu, Seoul 143-701, Korea

**Abstract:** This paper presents CMOS current mode pseudo exponential control variable gain amplifier. The circuit is designed based on the 4<sup>th</sup> order Taylor's series expansion. NMOS-only four quadrant current mode multiplier is employed to implement variable gain control. The circuit operates under the supply voltage of  $\pm 1.5$  V. The maximum input current range is found to be 8  $\mu$ A and the corresponding cutoff frequency is 28 MHz. The output control range is 29 dB. The total power consumption is 2.7mW.

## 1. Introduction

Exponential function circuit is one among basic building blocks for many mixed signal VLSI circuits. Variable gain amplifier (VGA), which has exponential gain characteristic with respect to the control current or voltage, is used in the automatic gain control (AGC) to achieve constant settling time [1-2]. As a result, the time required to adjust the gain in response to an input amplitude change remain constant independent of the input amplitude level. Achieving a constant gain settling time permits the AGC loop's bandwidth to be maximized for fast signal acquisition while maintaining stability over all operation conditions. The exponential function can be found in the bipolar transistor. However, bipolar transistor is not compatible with digital CMOS technology while the BiCMOS technology may not be a cost effective solution. Several approaches [3-6] have been proposed to implement 'pseudo-exponential' generator using MOS transistor operating in the saturation region. [3] proposed new approximation by adjusting the coefficients of the exponential approximation. The circuit achieves wide output control range. The circuit however requires the alternate operation between two circuits which make them prone to the distortion during the transition. In addition, the bandwidth is quite low. [4-6] use the 2<sup>nd</sup> order Taylor series expansion. Although their circuits have advantage in low power consumption, the output control ranges are quite narrow (<15 dB).

This paper presents pseudo exponential variable gain amplifier using 4<sup>th</sup> order Taylor's series expansion. The circuit is implemented based on the proposed four quadrant current mode multiplier. The proposed current mode multiplier uses only NMOS transistors and therefore can operate at high frequency. The circuit operates under the supply voltage  $\pm 1.5$  V. The circuit has gain control range of 29 dB. The power consumption is found to be 2.7mW.

## 2. Circuit Description

### 2.1 Current-Mode Multiplier

The proposed current mode multiplier consists of four quadratic cells as shown in Fig. 1. The input currents of the multiplier are the sum of currents  $I_X$  and  $I_Y$  and the difference of the input currents  $I_X$  and  $I_Y$ . By using the quadratic relationship between the  $I_{3a,b}$  and  $I_X + I_Y$  and the quadratic relationship between  $I_{3c,d}$  and  $I_X - I_Y$ , one can find the current of  $M_{3a,3b,3c,3d}$  as

$$I_{3a} = K[b + a(I_X + I_Y)]^2 \quad (1)$$

$$I_{3b} = K[b - a(I_X + I_Y)]^2 \quad (2)$$

$$I_{3c} = K[b + a(I_X - I_Y)]^2 \quad (3)$$

$$I_{3d} = K[b - a(I_X - I_Y)]^2 \quad (4)$$

where  $a$ ,  $b$  and  $K$  are  $(1/(2K(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)))$ ,  $(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)/2$  and  $(\mu_n C_{OX} W/2L)$  respectively.

The output current of the current mode multiplier  $I_{O3}$  is the difference between  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  and given by

$$I_{O3} = I_{O1} - I_{O2} = I_X I_Y / 2I_O \quad (5)$$

where  $I_O$  is  $Kb^2$ .

### 2.2 Current-Mode Variable Gain Amplifier

To implement the pseudo exponential function, we propose to use Taylor series expansion to the 4<sup>th</sup> order as shown in Eq. (6). The implementation of the variable gain amplifier in Eq. (6) is carried out by connecting four sets of our proposed NMOS-only four quadrant current mode multipliers with all the input currents shown in Fig. 2. As seen from Fig. 2, the output current of the variable gain amplifier,  $I_{OUT}$ , is obtained by adding every output current components from four set of the current mode multipliers and the input current of variable gain amplifier itself.

$$I_{out} = I_m \times e^{2I_c/I_O} \\ \cong I_m + \frac{(2I_m I_c)}{I_O} + \frac{(2I_m I_c^2)}{I_O^2} + \frac{(4I_m I_c^3)}{3I_O^3} + \frac{(2I_m I_c^4)}{3I_O^4} \quad (6)$$

## 3. Simulation and Experimental Results

To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed circuit using a standard 0.5  $\mu$ m CMOS process. The circuit uses the supply voltage of  $\pm 1.5$  V and the resulting quiescent current of every transistor

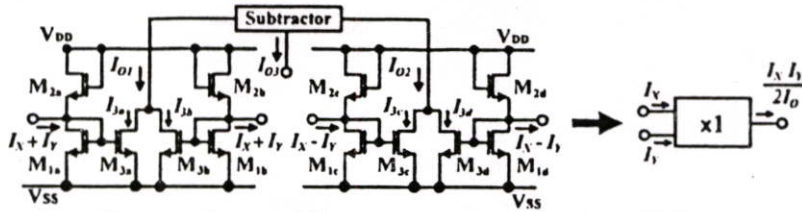


Figure 1. Proposed four quadrant current mode multiplier.

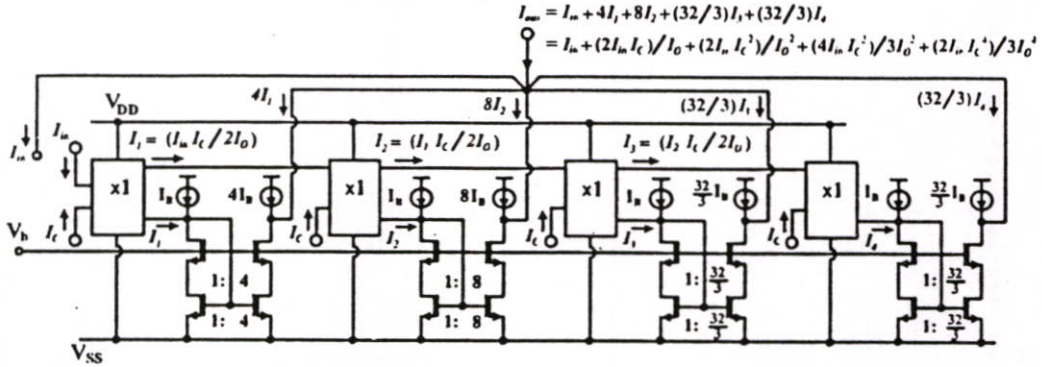


Figure 2. Proposed current mode variable gain amplifier.

is found to be 8  $\mu$ A. Fig. 3 shows the result comparison between the ideal exponential function (triangle line) with our proposed circuit (dot line) with the control current in the range of -4.7  $\mu$ A to 9  $\mu$ A. The operating range is found to be as high as 29 dB with maximum error of 0.5 dB. Fig. 4 shows the frequency response of the variable gain amplifier for different control currents (-4.7  $\mu$ A, 0  $\mu$ A and 9  $\mu$ A). The bandwidth of the circuit is found to be 27.8 MHz. The total harmonic distortion of the variable gain amplifier (at maximum gain) is found to be 0.4%. It is noted that the

maximum magnitudes of the input currents depend strongly on the bias current ( $I_0$ ) of our multiplier circuit (Fig.1). In this simulation, we set the bias current of the multiplier to be 8  $\mu$ A. The power dissipation is found to be 2.7 mW.

4. Conclusions

A CMOS current mode pseudo exponential control variable gain amplifier is proposed. The 4<sup>th</sup> order Taylor's series expansion is employed. The performance of the variable gain amplifier is verified using HSPICE under a typical 0.5um CMOS technology. The simulation result shows the output control range of 29 dB with the maximum error of 0.5 dB. At the maximum gain, the harmonic distortion is found to be 0.4%.

References

- [1] John M. Khoury, "On the Design of Constant Settling Time AGC Circuits," *IEEE Trans. Circuits Sys. II*, Vol. 45, No. 3, pp. 283-294, 1998.
- [2] Eugenio J. Tacconi and Carlos F. Christiansen, "A Wide Range and High Speed Automatic Gain Control," *Particle Accelerator Conference*, Vol. 3, pp. 2139-2141, 1993.
- [3] Khaled M. Abdelfattah and Ahmed M. Soliman, "Variable Gain Amplifiers Based on a New Approximation Method to Realize the Exponential Function," *IEEE Trans. Circuits Sys. I*, Vol. 49, pp. 1348-1354, 2002.
- [4] Cheng-Chieh Chang and Shen-Iuan Liu, "Current-mode pseudo-exponential circuit with tunable input range," *Electrons. Lett.*, Vol. 36, No. 16, pp. 1335-1336, 2000.
- [5] C.-C. Chang, M.-L. Lin and S.-I. Liu, "CMOS current-mode exponential-control variable-gain amplifier," *Electrons. Lett.*, Vol. 37, No. 14, pp. 868-869, 2001.
- [6] Cheng-Chieh Chang and Shen-Iuan Liu, "Pseudo-Exponential Function for MOSFETs in Saturation," *IEEE Trans. Circuits Sys. II*, Vol. 47, No. 11, pp. 1318-1321, 2000.

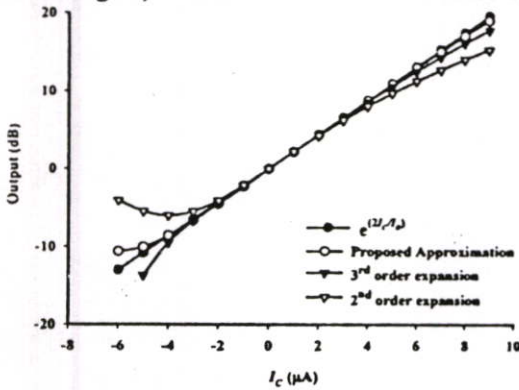


Fig. 3 Result comparisons

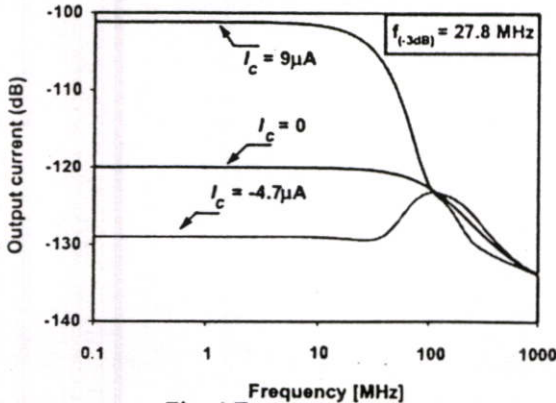
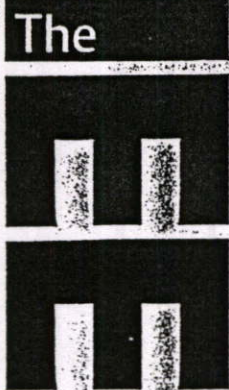


Fig. 4 Frequency response



# Electronics Letters

Volume 42 Number 7 30th March 2006  
ISSN 0013-5194

Engineering the future



# Current-mode pseudo-exponential-control variable-gain amplifier using fourth-order Taylor's series approximation

T. Arthansiri and V. Kasemsuwan

A new current-mode pseudo exponential-control variable-gain amplifier (VGA) using CMOS technology is proposed. The technique is based on the fourth-order Taylor's series approximation. The VGA exhibits a linear-dB controllable output range of 30 dB with maximum error less than 0.5 dB.

**Introduction:** The variable-gain amplifier (VGA) is one among many essential blocks in mixed signal processing. One common use of a VGA is to maximise the dynamic range of the data converter. To achieve a constant settling time, the exponential gain characteristic of the VGA is required [1, 2]. Achieving a constant gain settling time permits the AGC loop's bandwidth to be maximised for fast signal acquisition while maintaining stability over all operation conditions. Traditionally, the exponential characteristic can be found in the bipolar transistor. However, the bipolar transistor is not compatible with digital CMOS technology while the BiCMOS technology may not be a cost-effective solution. MOS transistors in weak inversion exhibit exponential I-V characteristic but are limited to low frequency applications and small input range compared to transistors in saturation. Several approaches [3-5] have been proposed to implement a 'pseudo-exponential' generator using a MOS transistor in the saturation region. In [3-5] the second-order Taylor series approximation is used to implement a 'pseudo-exponential' generator using a MOS transistor operating in the saturation region. Although their circuits have the advantage of low power consumption, output control ranges are quite narrow (<15 dB). In this Letter we present a pseudo-exponential variable-gain amplifier using fourth-order Taylor's series approximation. The circuit exhibits wide output control range.

**Circuit implementation:** The proposed VGA is developed based on the fourth-order Taylor's series approximation which is shown as

$$I_{out} = I_{in} \times e^{2I_C/I_O} \cong I_{in}(2I_{in}I_C)/I_O + (2I_{in}I_C^2)/I_O^2 + (4I_{in}I_C^3)/3I_O^3 + (2I_{in}I_C^4)/3I_O^4 \quad (1)$$

where  $I_{out}$  and  $I_{in}$  are the output and input currents of the VGA while  $I_C$  and  $I_O$  are the gain control current and bias current of the four quadrant multiplier used to implement (1), respectively. The multiplier consists of four quadratic cells as shown in Fig. 1 [6]. Input currents of the multiplier are the sum of the input current ( $I_X + I_Y$ ) and difference of the input current ( $I_X - I_Y$ ). Using the quadratic relationship between  $I_{3a,d}$  and  $I_X - I_Y$ , one can find drain currents of  $M_{3a}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_{3c}$  and  $M_{3d}$  as  $I_{3a} = K\{b + a(I_X + I_Y)^2\}$ ,  $I_{3b} = K\{b - a(I_X + I_Y)^2\}$ ,  $I_{3c} = K\{b + a(I_X - I_Y)^2\}$ ,  $I_{3d} = K\{b - a(I_X - I_Y)^2\}$  where  $a$ ,  $b$  and  $K$  are  $1/(2K(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T))$ ,  $(V_{DD} - V_{SS} - 2V_T)/2$  and  $(\mu_n C_{OX} W/2L)$ , respectively.

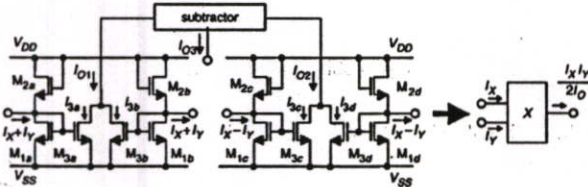


Fig. 1 Four quadrant current-mode multiplier

The output current of the four quadrant current multiplier ( $I_{O3}$ ) is the difference between  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  and is shown as

$$I_{O3} = I_{O1} - I_{O2} = I_X I_Y / 2I_O \quad (2)$$

where  $I_O$  is the bias current of the multiplier given by  $1/16Ka^2$ . The implementation of the fourth-order Taylor's series approximation in (1) is shown in Fig. 2. The circuit consists of four cascaded current multipliers and four sets of low voltage cascaded current mirrors with appropriate current gains. The exponential control output current can be achieved by summing all the currents as shown in Fig. 2.

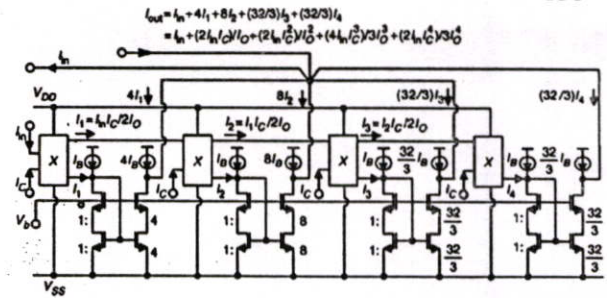


Fig. 2 Proposed current-mode variable-gain amplifier

**Simulation results:** To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed VGA using a standard 0.5 μm CMOS process. The circuit uses the supply voltage of ±1 V. The bias current of the multiplier is set to be 5 μA and the power dissipation is 1.1 mW. Fig. 3 shows the comparison between an ideal exponential function with the simulation results for the second-, third- and fourth-order approximations from our proposed circuit. The output control range for the fourth-order approximation is found to be as high as 30 dB with maximum error less than 0.5 dB for various control currents in the range of -2.8 to 6 μA. Fig. 4 shows the frequency response of the VGA for different control currents. The bandwidth of the circuit is 36 and 80 MHz when the control current is 6 and -2.8 μA, respectively. It is noted that the bandwidth and control range of the circuit can be increased by increasing the bias current of the multiplier circuit. For example, when the bias current of the multiplier circuit is increased to 15 μA, the bandwidth of the circuit is 120 MHz (at minimum gain) while the control current range can be from -8.5 to 17 μA with maximum error less than 0.5 dB.

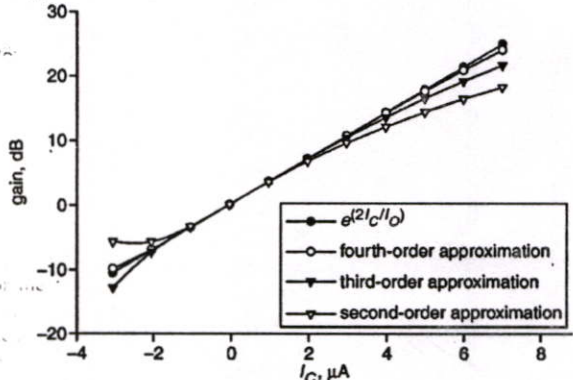


Fig. 3 Comparison results of exponential function and second-, third- and fourth-order approximations

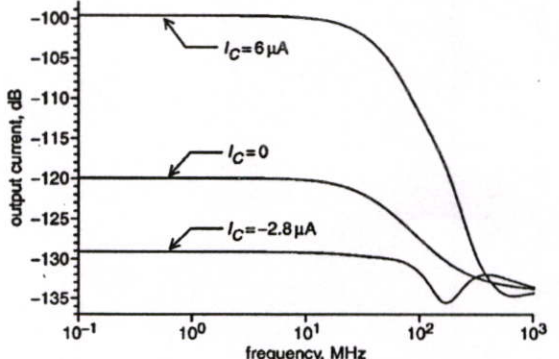


Fig. 4 Frequency response

**Conclusion:** A new exponential-control variable-gain amplifier using CMOS technology is proposed. The technique employs current-mode multipliers and current mirrors with appropriate gain to implement the fourth-order Taylor's series approximation. The VGA exhibits wide output dynamic range.

© IEE 2006

9 January 2006

Electronics Letters online no: 20060083

doi: 10.1049/el:20060083

T. Arthansiri and V. Kasemsuwan (*Department of Electronics, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Chalongkrung Rd., Bangkok 10520, Thailand*)

E-mail: kkvarako@kmutl.ac.th

#### References

- 1 Khoury, J.M.: 'On the design of constant settling time AGC circuits', *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 1998, 3, (45), pp. 283–294
- 2 Tacconi, E.J., and Christiansen, C.F.: 'A wide range and high speed automatic gain control'. Particle Accelerator Conf., 1993, pp. 2139–2141
- 3 Chang, C.C., and Liu, S.I.: 'Current-mode pseudo-exponential circuit with tunable input range', *Electron. Lett.*, 2000, 36, (16), pp. 1335–1336
- 4 Chang, C.C., Lin, M.L., and Liu, S.I.: 'CMOS current-mode exponential-control variable-gain amplifier', *Electron Lett.*, 2001, 37, (14), pp. 868–869
- 5 Chang, C.C., and Liu, S.I.: 'Pseudo-exponential function for MOSFETs in saturation', *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 2000, 47, (11), pp. 1318–1321
- 6 Arthansiri, T., Kasemsuwan, V., and Ahn, H.K.: 'A  $\pm 1.5$  V high frequency four quadrant current multiplier'. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 2005, pp. 1016–1019

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล

นาย ธีรวัฒน์ อางหาญศิริ

วัน เดือน ปีเกิด

18 เมษายน 2521

ประวัติการศึกษา

ปี 2542

ป.ว.ส. สาขาไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปี 2545

ว.ศ.บ. สาขาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร