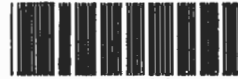


การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมเชิงอุปมานโดยใช้แกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟท
ANALYSIS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED CIRCUITS
USING GaAs MESFET



T121084

นายวรวงศ์ ตั้งศรีรัตน์
MR. WORAPONG TANGSRIRAT

เลขหมู่.....121084
เลขทะเบียน.....
วัน, เดือน, ปี.....12 ส.ค. 2555

b. 1210842
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2540

ISBN 974-622-017-9

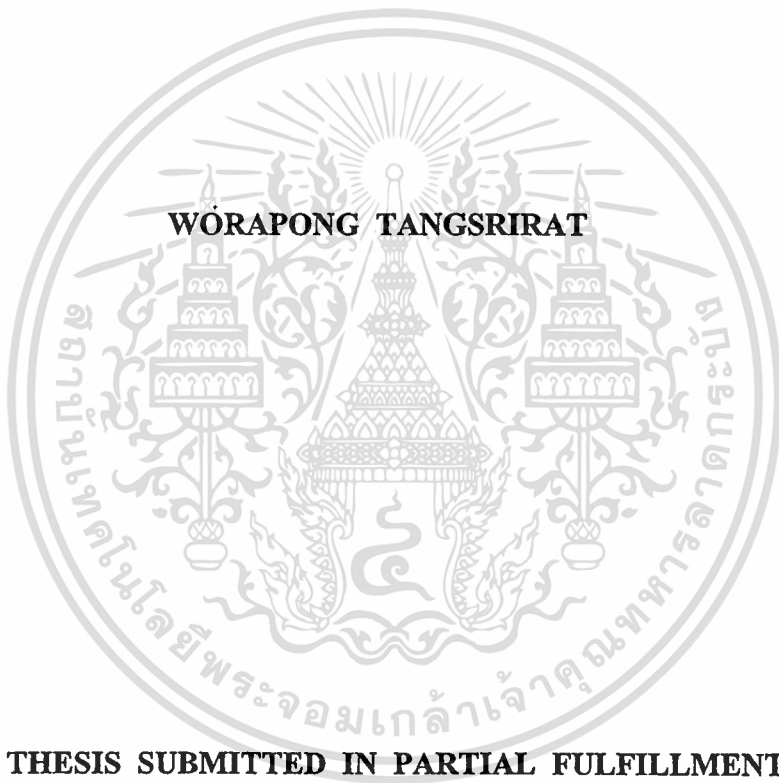
ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALYSIS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

USING GaAs MESFET



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

1997

ISBN 974-622-017-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมเชิงอุปมานโดยใช้
แกเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต

นักศึกษา

นายวรงค์ ตั้งศรีรัตน์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ดร. วันชัย รีวรุจา

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

อิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.

2540

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอแนวทางใหม่ในการออกแบบวงจรรวมเชิงอุปมานโดยใช้แกเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (GaAs MESFET) ซึ่งอุปกรณ์เมสเฟตนี้มีคุณสมบัติที่เหนือกว่าอุปกรณ์ไบโพลาร์และมอสเฟต คือ สามารถประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ได้สูงจนถึงย่าน GHz จึงทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นโดยใช้แกเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต และอาศัยหลักการออกแบบวงจรรวมที่มีการทำงานอยู่ในรูปกระแส มีคุณสมบัติเด่นคือ มีช่วงปฏิบัติการทางความถี่อยู่ในย่านสูงมาก ซึ่งในที่นี้ วงจรที่นำเสนอคือ วงจรขยายค่าความนำ (operational transconductance amplifier, OTA) และวงจรสายพานกระแส (current conveyor) โดยวงจรแรกจะอาศัยคุณสมบัติของวงจรขยายความแตกต่าง (differential amplifier) ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) และวงจรที่สองจะใช้คุณสมบัติของวงจรตามศักดาและตามกระแสต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส เนื่องจากอุปกรณ์ทั้งหมดที่ใช้ในการออกแบบแล้วแต่เป็นอุปกรณ์เมสเฟตทั้งสิ้น ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้ที่จะนำเอาหลักการและแนวทางดังกล่าวไปพัฒนาสร้างขึ้นเป็นวงจรรวมต่อไป เพื่อยืนยันหลักการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์จึงได้ทำการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ผลที่ได้สามารถแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะตลอดจนผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรว่าสอดคล้องเป็นไปตามแนวทางที่นำเสนอ

Thesis Title	Analysis and Design of Analog Integrated Circuits Using GaAs MESFET
Student	Mr. Worapong Tangsrirat
Thesis Advisor	Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn
Thesis Co-advisor	Asst. Prof. Dr. Vanchai Riewruja
Level of Study	Master of Engineering in Electrical Engineering
Department	Electronics , King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Year	1997

ABSTRACT

A new concept of designing of analog integrated circuits using gallium arsenide (GaAs) MESFETs are proposed and analyzed in this thesis. GaAs devices are superior to bipolar and MOS devices in applicable in high frequency particularly in the band of GHz. The new proposed methods are very suitable for designing and implementing current mode analog integrated circuit that have high-frequency response characteristics. GaAs-based operational transconductance amplifier (OTA) circuit and second generation current conveyor (CCII) circuit are proposed in this thesis. The first circuit employs differential amplifier and current mirror as basic circuit building block while the second realization is based on the use of voltage/current follower and current mirror, which is suitable for implementing in integrated circuit form. The PSPICE simulation results confirm that the performance and frequency response of the proposed circuits are in good agreement with the theoretical results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาและผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรจุฑา อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆอย่าง
ทุ่มเท ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมี
ประสิทธิภาพ ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. จเร สุรวัฒน์ปัญญา และอาจารย์เกียรติศักดิ์
คมวัชระ ที่ได้ให้คำแนะนำและแนวทางที่ดียิ่งในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ สุเชียร เกียรติสุนทร ตลอดจนอาจารย์และ
เจ้าหน้าที่ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมทุกท่านที่อำนวยความสะดวก เอื้อเพื่ออุปกรณ์เครื่องมือ
ต่างๆตลอดจนถึงสถานที่ที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ชีรศิลป์ ทุมวิภาค และภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้า
อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือ
ต่างๆที่ใช้ในการทดลอง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และญาติสนิททุกท่าน ที่คอยห่วงใยและให้กำลังใจ
ตลอดจนให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆแก่ผู้เขียนตลอดเวลา

และที่จะลืมเสียมิได้เลย คือ ขอขอบคุณ คุณสาธิต ตั้งชูรัตน์ สำหรับกำลังใจที่ยิ่งใหญ่
และคอยเอาใจใส่ห่วงใยอย่างดียิ่งตลอดการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในท้ายนี้ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติภายใต้โครงการ
ทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัย ที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำ
วิทยานิพนธ์นี้

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่	
1 บทนำ.....	1
กล่าวนำ.....	1
วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
2 ความเป็นมาและทฤษฎีการทำงานของ GaAs MESFET.....	4
กล่าวนำ.....	4
เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่าง GaAs MESFET กับซิลิกอนทรานซิสเตอร์.....	5
1 ข้อดีของ GaAs MESFET เมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนทรานซิสเตอร์.....	6
2 ข้อเสียของ GaAs MESFET เมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนทรานซิสเตอร์.....	6
โครงสร้างและคุณสมบัติการทำงานของ GaAs MESFET.....	7
1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์สของ GaAs MESFET.....	8
2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์สของ GaAs MESFET.....	10
3 คุณสมบัติการทำงานของ GaAs MESFET.....	11
บทสรุป.....	18
3 กลุ่มวงจรย่อย.....	20
กล่าวนำ.....	20
วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ GaAs MESFETs.....	20
1 วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน.....	21

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
2	24
3	29
4	33
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....33	
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....37	
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันตามคําค่าและวงจรมอดูเลชันตามกระแส.....39	
1	39
2	41
3	43
บทสรุป.....43	
4	45
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....45	
บทนำ.....45	
หลักการพื้นฐานของวงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....45	
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....47	
คุณสมบัติของวงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....50	
ผลการเลี่ยนแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....54	
1	54
2	54
3	55
4	58
5	58
การประยุกต์ใช้งาน.....60	
บทสรุป.....64	
5	65
วงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....65	
บทนำ.....65	
หลักการพื้นฐานของวงจรมอดูเลชันแบบการทํางานของวงจรมอดูเลชันโดยใช้ GaAs MESFETs.....65	

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
หลักการดำเนินงานของวงจรรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs.....	66
ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	71
การประยุกต์ใช้งาน.....	71
บทสรุป.....	74
6 บทสรุปส่งท้าย.....	75
บทส่งท้าย.....	75
ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย.....	75
แนวทางในการนำวงจรสายพานกระแสไปวิจัยและพัฒนาต่อ.....	76
แนวทางในการนำวงจรรขยายค่าความนำไปวิจัยและพัฒนาต่อ.....	76
บรรณานุกรม.....	77
ภาคผนวก.....	80
ภาคผนวก ก แสดงวงจรมมูลและแบบจำลองของ GaAs MESFET.....	81
ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงและไฟสลับ ของกรุปวงจรสะท้อนกระแส.....	84
ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันการส่งผ่าน (transfer function) ของ วงจรรขยายความแตกต่าง วงจรตามคัสคา และ วงจรตามกระแส.....	107
ภาคผนวก ง แสดงการวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรสายพานกระแส.....	117
ภาคผนวก จ แสดงการวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรรขยายค่าความนำ.....	134
ภาคผนวก ฉ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์ บทความวิจัยในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17 เรื่อง การศึกษาคูณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสความถี่สูง โดยใช้ GaAs MESFETs.....	140
ประวัติผู้เขียน.....	147

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1	แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างแกเลียมอาร์เซไนด์กับซิลิกอน.....5
2	แสดงรายละเอียดพารามิเตอร์ของ GaAs MESFET ของโปรแกรม PSPICE.....82
3	แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองของ GaAs MESFET เมื่อ $W = 1 \mu\text{m}$, $L = 1 \mu\text{m}$83



VII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

1	แสดงภาพตัดขวางของ โครงสร้างของ GaAs MESFET.....	7
2	แสดงคุณลักษณะทางไฟฟ้าของรอยสัมผัสโอห์มิกที่มี คุณสมบัติในการเรกติไฟร์.....	8
3	แสดงชอทที่ไดโอดที่ต่อโดยใช้ GaAs MESFET.....	9
4	แสดงคำจำกัดความต่างๆในโครงสร้างของ GaAs MESFET	10
5	แสดงโครงสร้างพื้นฐานของ GaAs MESFET	11
6	แสดงสัญลักษณ์ของ GaAs MESFET	13
7	แสดงโครงสร้างและคุณสมบัติระหว่าง I_{DS} กับ V_{GS} ของ GaAs MESFET ชนิดเอ็นแบบดีเพทชันและแบบเอ็นฮานเมนท์.....	13
8	แสดงคุณสมบัติระหว่าง I_{DS} กับ V_{DS} ของ GaAs MESFET.....	15
9	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน.....	22
10	แสดงคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสในวงจรรูปที่ 9.....	23
11	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด.....	23
12	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ	25
13	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบ.....	27
14	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก.....	29
15	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบบวก.....	31
16	แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแส.....	33
17	แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ.....	35
18	แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก.....	35
19	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ.....	36
20	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก.....	36
21	แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน.....	38
22	แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโหลด.....	38
23	แสดงวงจรตามศักราชโดยใช้ GaAs MESFETs	41

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

24	แสดงวงจรตามกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs.....	42
25	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามศักดา.....	44
26	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามกระแส.....	44
27	แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส.....	45
28	แสดงวงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs.....	47
29	แสดงวงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs เป็นหลัก.....	48
30	แสดงวงจรสายพานกระแสแบบลบบ.....	49
31	แสดงผลการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนของศักดา V_x/V_y	55
32	แสดงผลการเขียนแบบหาค่ากระแสที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z.....	56
33	แสดงผลการเขียนแบบหาค่าความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z.....	57
34	แสดงผลการเขียนแบบหาค่าความนำของวงจร $G_m (i_x/v_y)$	59
35	แสดงผลการเขียนแบบหาค่าอัตราส่วนของ i_z/i_x	59
36	แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads ที่ใช้วงจรสายพานกระแส.....	60
37	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 36.....	63
38	แสดงวงจร GaAs ทรานคอนดักเตอร์พื้นฐาน.....	66
39	แสดงวงจรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs และสัญลักษณ์.....	67
40	แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงระหว่าง I_{out} กับ V_{in}	70
41	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายค่าความนำ.....	70
42	แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads โดยใช้วงจรมูลค่าความนำ.....	73
43	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 42.....	73
44	แสดงวงจรสมมูลของ GaAs MESFET ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	81
45	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานและวงจรสมมูล.....	84
46	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคดและวงจรสมมูล.....	88
47	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบบและวงจรสมมูล.....	91
48	แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบบและวงจรสมมูล.....	95

IX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
49 แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกลและวงจรสมมูล.....	99
50 แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคแบบบวกลและวงจรสมมูล.....	103
51 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐานและวงจรสมมูล.....	108
52 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโหลคและวงจรสมมูล.....	112
53 แสดงวงจรตามศักดาและวงจรสมมูล.....	113
54 แสดงวงจรตามกระแสและวงจรสมมูล.....	115
55 แสดงวงจรสมมูลในการคำนวณหาค่า V_x/V_y ของวงจรรูปที่ 28.....	117
56 แสดงวงจรสมมูลสำหรับหาความต้านทานที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z.....	119
57 แสดงวงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 28.....	122
58 แสดงส่วนวงจรที่ใช้ในการคำนวณหาช่วงศักดาปฏิบัติงาน.....	131
59 แสดงวงจรทรานคอนดัคเตอร์แบบพื้นฐาน.....	134
60 แสดงวงจรในส่วนที่วิเคราะห์หาการส่งผ่านกระแส i_{d1} กับ i_{d10} (i_{d12}).....	137
61 แสดงวงจรในส่วนที่วิเคราะห์หาการส่งผ่านกระแส i_{d10} (i_{d12}) กับ i_{d13}	139

บทที่ 1

บทนำ

กล่าวนำ

ปัจจุบันในการออกแบบกลุ่มวงจรพื้นฐานของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์เชิงอุปมานโดยใช้ อุปกรณ์จำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) หรืออุปกรณ์จำพวกมอสเฟต (MOSFET) นั้น ได้มีการวิจัยและพัฒนาไปสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit, IC) กันมากขึ้นตามลำดับ แต่ก็เป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่าสมรรถนะของวงจรที่ได้มีขีดจำกัดในเรื่องย่านความถี่ในการปฏิบัติงาน ทำให้แนวทางการวิจัยและพัฒนาจึงได้เริ่มหันเหมาใช้เทคโนโลยีเมสเฟตแกลเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide Metal Semiconductor Field-Effect Transistor) หรือ GaAs MESFET นำมาออกแบบสร้างวงจรรวม เนื่องจากว่าแต่เดิมนั้นอุปกรณ์จำพวก GaAs MESFET เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันอยู่ในวงจรประมวลสัญญาณความถี่สูง ดังนั้นหากนำ GaAs MESFET มาออกแบบวงจรแล้วจึงทำให้สมรรถนะของวงจรที่ได้มีคุณสมบัติเด่นในเรื่องช่วงปฏิบัติการทางความถี่สูงมาก และจะสูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์หรือมอสเฟตแบบเดิม ซึ่งจุดนี้เองจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

การทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมเชิงอุปมานโดยใช้แกลเลียมอาร์เซไนด์” นี้มีจุดประสงค์หลักอยู่ด้วยกัน 3 ประการดังนี้คือ

1. เป็นการศึกษา วิเคราะห์ และวิจัยถึงคุณสมบัติตลอดจนสมรรถนะของวงจรรวมเชิงอุปมานที่ออกแบบขึ้นโดยใช้อุปกรณ์จำพวก GaAs MESFET ทั้งสิ้น
2. เป็นการศึกษาเพื่อนำวงจรพื้นฐานและหลักการของวงจรรวมดังกล่าวที่ออกแบบขึ้นไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางยิ่งขึ้น
3. พยายามออกแบบวงจรรวมให้มีขนาดเล็ก และจำนวนอุปกรณ์ในวงจรให้มีจำนวนน้อยที่สุด เพื่อทำให้เกิดความเหมาะสมที่จะนำเอาหลักการและแนวทางดังกล่าวไปสร้างขึ้นเป็นวงจรรวมที่มีขีดความสามารถและประสิทธิภาพในการทำงานสูง รวมทั้งยังเป็นผลให้ต้นทุนในการผลิตวงจรต่ำอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการเสนอแนวความคิดและหลักการที่แตกต่างไปจากหลักการเดิมที่เคยมีผู้ออกแบบเสนอไว้แล้ว คือ กลุ่มวงจรที่ออกแบบขึ้นจะเลือกออกแบบจากอุปกรณ์จำพวกเมสเฟททั้งหมดแทนอุปกรณ์จำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟทแบบเดิม ซึ่งสามารถพบเห็นโดยทั่วไปจากบทความในวารสารต่างๆ และจากการค้นคว้าติดตามผลงานวิจัยยังพบว่าผู้ออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์จำพวกเมสเฟทน้อยมาก

รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 5 ภาค โดยในแต่ละบทจะมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์ และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงความเป็นมาของ GaAs MESFET คุณสมบัติของแกลเลียมอาร์เซไนด์ เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างแกลเลียมอาร์เซไนด์เทคโนโลยีกับซิลิกอนเทคโนโลยี ตลอดจนทฤษฎีการทำงานของเมสเฟท

บทที่ 3 จะเป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรร้อยที่ประกอบด้วยวงจรสท้อนกระแส (current mirror) วงจรขยายความแตกต่าง (differential amplifier) วงจรตามศักดา (voltage follower) และวงจรตามกระแส (current follower) โดยใช้อุปกรณ์จำพวกเมสเฟท

บทที่ 4 จะเป็นการกล่าวถึงการออกแบบวงจรสายพานกระแส (current conveyor) แบบใช้อุปกรณ์จำพวกเมสเฟทโดยอาศัยหลักการของวงจรมหาความแตกต่างและวงจรสท้อนกระแส พร้อมทั้งผลการวิเคราะห์คำนวณหาค่าความต้านทานจุดออกที่พอร์ตต่างๆ ศักดาอินพุทออฟเซต (input offset voltage) ของวงจรในทางทฤษฎี และยืนยันค่าที่คำนวณได้ด้วยผลที่ได้จากการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis from Microsim)

บทที่ 5 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและสมรรถนะของวงจรมหาความนำ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) โดยใช้อุปกรณ์จำพวกเมสเฟท พร้อมทั้งผลการวิเคราะห์คำนวณหาความต้านทานจุดออก ค่าความนำ (transconductance, G_m) ตลอดจนผลตอบสนองทาง

ความถี่ (frequency response) ของวงจรในทางทฤษฎี พร้อมทั้งยืนยันสมรรถนะของวงจรได้ด้วยผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 เป็นบทสรุปส่งท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และเสนอแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ส่วนในช่วงสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์สมการต่างๆ ของแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก แสดงรายละเอียดของวงจรสมมูลและแบบจำลองของอุปกรณ์เมสเฟททรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ข จะเป็นการวิเคราะห์ผลตอบสนองทั้งสัญญาณไฟตรง และสัญญาณไฟสลับของกลุ่มวงจรสะท้อนกระแส

ภาคผนวก ค จะเป็นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันการส่งผ่าน (transfer function) ของกลุ่มวงจรขยายความแตกต่าง วงจรตามศักดา และวงจรตามกระแส

ภาคผนวก ง จะเป็นการวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรสายพานกระแสโดยใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์

ภาคผนวก จ จะเป็นการวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรขยายค่าความนำโดยใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ฉ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์บทความวิจัยในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17 เรื่องการศึกษาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสความถี่สูงโดยใช้ GaAs MESFETs

บทที่ 2

ความเป็นมาและทฤษฎีการทำงานของ GaAs MESFET

กล่าวนำ

เดิมการออกแบบวงจรรวมโดยใช้ซิลิกอนทรานซิสเตอร์เทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งนำตัวจำพวกไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor, BJT) หรือจำพวกมอสเฟต (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET) นั้นได้รับความนิยมแพร่หลายเป็นอย่างมากจนถึงในปัจจุบัน แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะของวงจรรวมที่ได้จากเทคโนโลยีดังกล่าวยังมีข้อจำกัดในเรื่องความถี่ปฏิบัติงานซึ่งโดยทั่วไปจะอยู่ในย่านต่ำกว่ากิกะเฮิร์ต (gigahert, GHz) ทำให้มีผู้ริเริ่มนำเอาเทคโนโลยีของแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (Gallium Arsenide Metal Semiconductor Field Effect Transistor, GaAs MESFET) มาใช้ในการออกแบบวงจรรวมเพื่อปรับปรุงให้สมรรถนะเรื่องความถี่ของวงจรสูงขึ้นจนสามารถใช้งานได้จนถึงย่าน GHz เนื่องจากคุณสมบัติของแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟตมีข้อได้เปรียบกว่าซิลิกอนทรานซิสเตอร์เทคโนโลยีในหลายๆประการดังจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป จึงมีการวิจัยและพัฒนากันอย่างต่อเนื่องมาเป็นลำดับ

จากบทความวิจัยสิ่งตีพิมพ์ที่เคยรายงานไว้พบว่า ในยุคแรกๆนั้นจะเป็นการออกแบบและสร้างวงจร MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) โดย E.W. Mehal และ R.W.Wacker [1] ที่บริษัท Texas Instruments ในราวปี ค.ศ.1968 จากนั้น W.Jutzi [2] ก็ได้เสนอวงจรรขยายสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 2 GHz โดยใช้ GaAs MESFET ในปี ค.ศ.1969 จากจุดเริ่มต้นนี้เองทำให้มีการวิจัยและพัฒนากันอย่างจริงจังต่อเนื่องกันมาเป็นลำดับ หลังจากนั้นต่อมาบริษัท Plessey Research โดย R.S.Pengelly และ D. Maki ได้เสนอวงจรรขยายสัญญาณในย่านความถี่ X-band โดยใช้ GaAs MESFET ร่วมกับ lumped matching element บรรจุอยู่ในวงจรชิปเดียวกัน [3] อย่างไรก็ตามในยุคแรกๆ นั้นลักษณะของวงจรที่สร้างขึ้นยังคงเป็นลักษณะของอุปกรณ์ดีสครีต (discrete device) อยู่จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1987 บริษัท STL Technology สามารถพัฒนานำเอา GaAs MESFET มาสร้างและผลิตเป็นวงจรรวมบรรจุอยู่ในชิปเดียวกันได้ [4] จึงทำให้เทคโนโลยีของ GaAs MESFET ในการออกแบบวงจรรวมได้รับความสนใจพัฒนามากยิ่งขึ้นจนถึงปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างแกลเลียมอาร์เซไนด์กับซิลิกอน [4]-[5]

ตารางที่ 1 แสดงตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆระหว่างแกลเลียมอาร์เซไนด์กับซิลิกอน เพื่อเป็นเหตุผลประกอบการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างแกลเลียมอาร์เซไนด์กับซิลิกอน

ตารางที่ 1

แสดงตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างแกลเลียมอาร์เซไนด์กับซิลิกอน (ที่อุณหภูมิ 300 °K)

คุณสมบัติ	GaAs	Si	หน่วย
ค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน Electron mobility	4,000-9,000	500-1,200	$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
ค่าความคล่องตัวของโฮล Hole mobility	400	600	$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
ความเร็วอิ่มตัวของอิเล็กตรอน Electron saturation velocity	1.4×10^7	6.5×10^6	$\text{cm} \cdot \text{s}^{-1}$
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก Dielectric constant	12.6	12	---
ค่าพิคความต้านทานอินทรินซิก Intrinsic resistivity	10^9	10^6	$\Omega \cdot \text{cm}$
แถบพลังงาน Band gap energy	1.43	1.12	eV
ค่าความนำความร้อน Thermal conductivity	0.46	1.45	$\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$

1. ข้อดีของแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟทเมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนทรานซิสเตอร์

1. เนื่องจากผลความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (electron mobility) และความเร็วอิ่มตัวของอิเล็กตรอน (electron saturation velocity) ในแกลเลียมอาร์เซไนด์ที่มีค่ามากกว่าซิลิกอนทำให้ความเร็วในการเคลื่อนที่ของพาหะอิเล็กตรอนของแกลเลียมอาร์เซไนด์จึงสูงกว่าเมื่อเทียบกับซิลิกอน ดังนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ทำมาจากเทคโนโลยีแกลเลียมอาร์เซไนด์จึงสามารถใช้งานความถี่สูงในย่านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ ซึ่งเป็นย่านที่สูงกว่าย่านความถี่ในการใช้งานโดยทั่วไปของซิลิกอนทรานซิสเตอร์เทคโนโลยี

2. เนื่องจากผลความเร็วอิ่มตัวของอิเล็กตรอนในแกลเลียมอาร์เซไนด์มีค่าสูงกว่า เมื่อเทียบกับซิลิกอน จึงทำให้อุปกรณ์จำพวกแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟทกินไฟน้อยกว่า

3. เนื่องจากการใช้งานของอุปกรณ์เมสเฟทใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ เป็นผลให้การรบกวนทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นต่ำลงไปด้วย

4. แถบพลังงาน (band gap energy) ในแกลเลียมอาร์เซไนด์ (1.43 eV) มีค่ามากกว่าแถบพลังงานในซิลิกอน (1.12 eV) ดังนั้นจึงทำให้อุปกรณ์เมสเฟทมี radiation-tolerant สูงกว่าในอุปกรณ์จำพวกซิลิกอนทรานซิสเตอร์

5. เนื่องจากอุปกรณ์เมสเฟทนั้นฐานรอง (substrate) ทำมาจาก semi-insulating GaAs จึงทำให้ลดผลของการสะสมความจุไฟฟ้าแฝงในวงจร เนื่องจากค่าพิคัดความต้านทานในเนื้อสาร (bulk resistivity) ของ semi-insulating GaAs ซึ่งทั่วไปมีค่าประมาณ $10^8 \Omega \cdot \text{cm}$ ในขณะที่ค่าความต้านทานในเนื้อสารของซิลิกอนจะมีค่าประมาณ $100 \Omega \cdot \text{cm}$

2. ข้อเสียของแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟทเมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนทรานซิสเตอร์

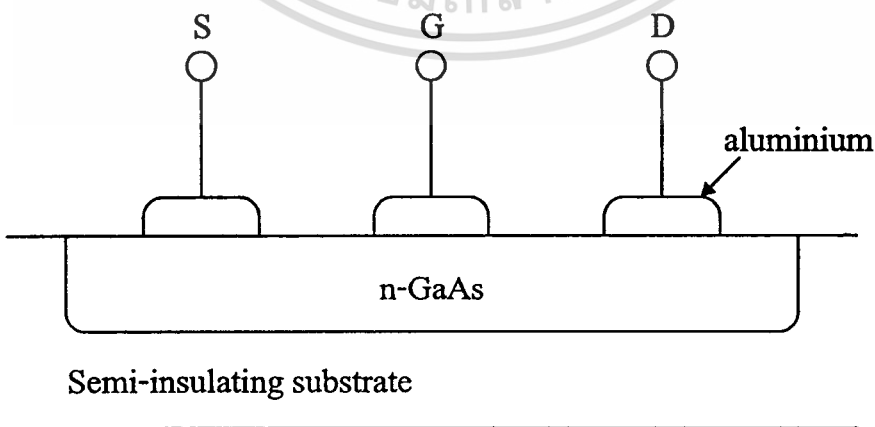
1. ความคล่องตัวของโฮล (hole mobility) ของแกลเลียมอาร์เซไนด์มีค่าต่ำกว่า เมื่อเทียบกับซิลิกอน ซึ่งทำให้อุปกรณ์เมสเฟทโดยทั่วไปจึงมิใช่แค่ชนิดเอ็น (n-GaAs channel MESFET)

2. ราคาและค่าใช้จ่ายในการผลิตอุปกรณ์เมสเฟทสูงกว่าอุปกรณ์ซิลิกอนทรานซิสเตอร์
3. อุปกรณ์เมสเฟทมีความบอบบางมาก โอกาสเสียหายจึงเกิดขึ้นได้ง่ายกว่าอุปกรณ์ซิลิกอนทรานซิสเตอร์

โครงสร้างและคุณสมบัติการทำงานของ GaAs MESFET

เมสเฟท (MESFET) เป็นชื่อของทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่งที่มีการทำงานโดยอาศัยผลของสนามไฟฟ้า (Field-Effect Transistor, FET) ซึ่งมีโครงสร้างของอุปกรณ์เป็นลักษณะของรอยต่อระหว่างขั้วโลหะตัวนำกับสารกึ่งตัวนำ (Metal-Semiconductor Schottky barrier junction) ทำให้อุปกรณ์จำพวกนี้เรียกว่า “Metal-Semiconductor FET, MESFET” โดยมีฐานรองทำมาจากซิลิกอนหรือแกลเลียมอาร์เซไนด์ และมีช่องนำกระแสของอุปกรณ์ทั้งที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (n-type) หรือชนิดพี (p-type) ดังแสดงในรูปที่ 1 แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากผลของค่าความคล่องตัวของโฮลของแกลเลียมอาร์เซไนด์ที่มีค่าต่ำกว่าในซิลิกอน ดังนั้นในแง่ของราคาและต้นทุนการผลิตจึงทำให้อุปกรณ์เมสเฟทชนิดพี (p-channel GaAs MESFET) ไม่นิยมผลิตมาใช้งาน โดยทั่วไปจึงพบเห็นแต่เฉพาะอุปกรณ์เมสเฟทชนิดเอ็น (n-channel GaAs MESFET) เท่านั้น

รูปที่ 1



แสดงภาพตัดขวางของโครงสร้างของ GaAs Metal-Semiconductor Field-Effect

Transistor (GaAs MESFET); S (Source); G (Gate); D (Drain)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. คุณสมบัติทางไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์สของ GaAs MESFET

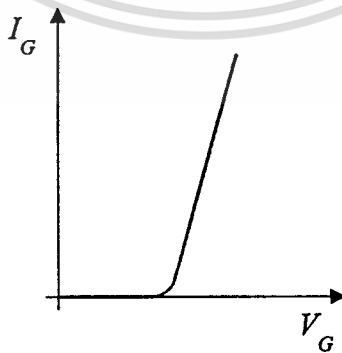
จากรูปที่ 1 จะเห็นว่าโครงสร้างบริเวณขาเกตของ GaAs MESFET เป็นรอยสัมผัสระหว่างโลหะเช่นอะลูมิเนียมกับผลึกสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นสามารถที่จะมีคุณสมบัติในการเรกติไฟร์ (rectifying) ได้ ซึ่งคุณลักษณะของรอยสัมผัสโอห์มิกแบบนี้เรียกว่า“ชอททกีไดโอด (Schottky diode)” เมื่อคุณสมบัติของกระแสที่ไหลผ่านรอยสัมผัส I_G ขึ้นอยู่กับศักดาที่ป้อนให้กับรอยสัมผัส V_G บริเวณขาเกตดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ดังนี้ [4]

$$I_G = A * T^2 S. \exp\left(\frac{qV_{bi}}{kT}\right). \exp\left(\frac{qV_G}{nkT}\right) \quad (2.3.1)$$

โดยที่ A^* คือค่าคงที่ของริชาร์ดสัน (Richardson constant) มีค่าเท่ากับ 8.8 A.cm.K^{-1} ที่อุณหภูมิ 300°K T คืออุณหภูมิสัมบูรณ์บริเวณรอยสัมผัส S คือพื้นที่ของรอยสัมผัส k คือค่าคงที่ของโบลซ์แมน (Boltzmann constant) และ n คือค่าคงที่เฉพาะสำหรับไดโอดต่างๆ ไปจะมีค่าประมาณ 1.1-1.2 จากสมการที่ (2.3.1) กระแส I_G มีค่าโดยประมาณดังนี้

$$I_G \cong I_S \left[\exp\left(\frac{qV_G}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (2.3.2)$$

รูปที่ 2



แสดงคุณลักษณะทางไฟฟ้าของรอยสัมผัสโอห์มิกที่มีคุณสมบัติในการเรกติไฟร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_s คือกระแสย้อนกลับอิ่มตัว (reverse saturation current) ซึ่งบอกถึงขนาดของกระแสรั่วซึมที่ขาเกตขณะถูกไบอัสกลับ (V_G มีค่าเป็นลบ) V_{bi} คือศักดาภายใน (built in voltage) ของไดโอดซึ่งขึ้นกับชนิดของสารกึ่งตัวนำที่นำมาสร้างเป็นไดโอด V_G คือศักดาไบอัสที่ป้อนให้กับรอยสัมผัสโอห์มิกระหว่างโลหะกับสารกึ่งตัวนำชนิดอื่น ถ้า V_G เป็นศักดาไบอัสตรงมีค่าถึง V_{bi} แล้วค่าความต้านทานตรงรอยสัมผัสจะลดต่ำลงอย่างรวดเร็วจนทำให้เกิดสภาวะของการนำกระแสขึ้น ในทางกลับกันถ้า V_G เป็นศักดาไบอัสกลับแล้วค่าความต้านทานตรงรอยสัมผัสในสภาวะนี้ถือว่าสูงมากจึงไม่เกิดการนำกระแสขึ้นจะมีเพียงกระแสรั่วซึมซึ่งมีค่าน้อยมาก (ทั่วไปมีค่าอยู่ในหน่วยของพิโคแอมแปร์ขึ้นอยู่กับพื้นที่ของรอยสัมผัส) เกิดขึ้นเท่านั้น เมื่อค่าของศักดาภายใน V_{bi} ของชอทกัไดโอดที่เกิดขึ้นจากแกลเลียมอาร์เซไนด์ชนิดเอ็นมีค่าประมาณ โดยทั่วไปประมาณ 0.7-0.8 V. ส่วนค่าของศักดาภายใน V_{bi} ของชอทกัไดโอดที่เกิดขึ้นจากซิลิกอนนั้นจะมีค่าประมาณ 0.4-0.6 V. จากความสัมพันธ์ของกระแสกับศักดาไบอัสระหว่างเกตกับชอร์สของเมสเฟตซึ่งเป็นคุณสมบัติของชอทกัไดโอดดังนั้นในบางครั้งการออกแบบวงจรรวมจึงสามารถนำเมสเฟตมาต่อใช้งานเป็นชอทกัไดโอดได้โดยต่อขาเกรนกับขาชอร์สรวมกันดังแสดงในรูปที่ 3

รูปที่ 3



แสดงชอทกัไดโอดที่ต่อโดยใช้ GaAs MESFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

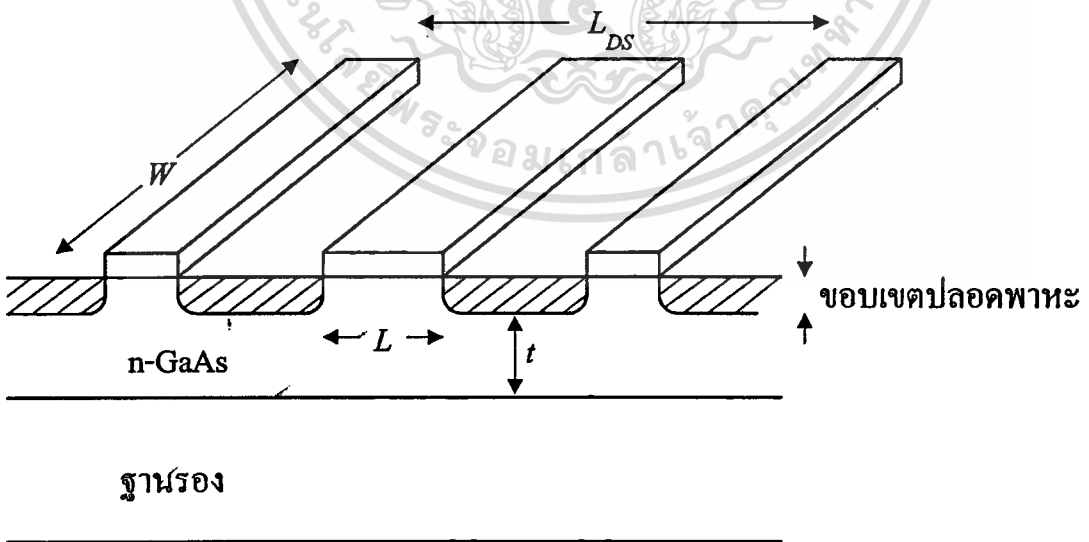
2. คุณลักษณะทางไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์สของ GaAs MESFET

เมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติระหว่างเดรนกับซอร์สของเมสเฟตแล้ว จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลจากขาเดรนผ่านช่องนำกระแสไปขาซอร์ส I_{DS} นั้น เป็นสัดส่วนโดยตรงกับศักดาไบอัสตรงที่ป้อนระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS} นั่นคือ

$$I_{DS} = \frac{V_{DS}}{R_{DS}} \quad (2.3.3)$$

โดยที่ R_{DS} คือค่าความต้านทานรวมทั้งหมดระหว่างขาเดรนกับซอร์สมีค่าเท่ากับ $2 \cdot (r_c + r_{channel})$ r_c คือค่าความต้านทานของหน้าสัมผัส (contact resistance) และ $r_{channel}$ คือค่าความต้านทานของช่องนำกระแสซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{L_{DS}}{q \cdot N_d \cdot \mu_n \cdot W \cdot t}$ เมื่อ L_{DS} คือระยะห่างระหว่างเดรนกับซอร์ส N_d คือความหนาแน่นของพาหะ (carrier density) μ_n คือความคล่องตัวของอิเล็กตรอน t คือความหนาของช่องนำกระแสและ W คือความกว้างขาคเกต ซึ่งรายละเอียดต่างๆแสดงได้ดังรูปที่ 4

รูปที่ 4



แสดงคำจำกัดความต่างๆในโครงสร้างของ GaAs MESFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

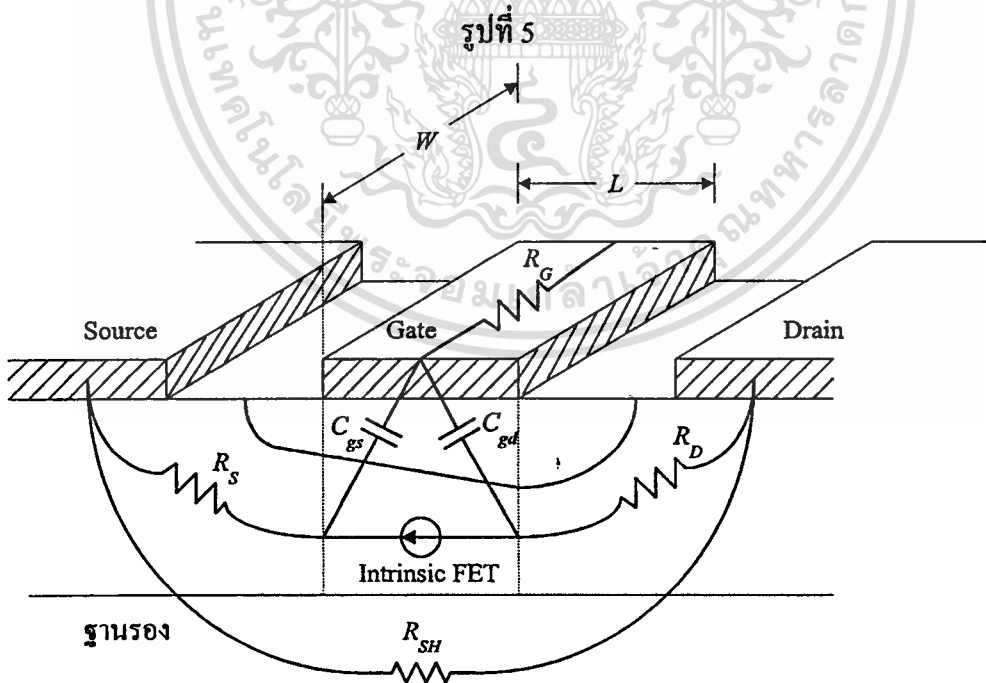
3. คุณสมบัติการทำงานของ GaAs MESFET

หลักการดำเนินงานพื้นฐานของเมสเฟตสามารถอธิบายโดยอาศัยรูปที่ 5 ซึ่งแสดงโครงสร้างของ GaAs MESFET และจากกฎของโอห์มจะได้ว่าความหนาแน่นของกระแสระหว่างรอยสัมผัสโอห์มิก (ohmic contact) ซอร์สกับเดรน J มีค่าเท่ากับ

$$J = q \cdot N_d \cdot v = q \cdot \mu_n \cdot N_d \cdot E \quad (2.3.4)$$

กรณีเมสเฟตชนิดเอ็นแล้ว v คือความเร็วดริฟท์ (drift velocity) มีค่าเท่ากับ $\mu_n E$ μ_n คือค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนและ E คือสนามไฟฟ้า ถ้า GaAs MESFET มีความหนาของชั้นแอคทีฟ (active layer) เท่ากับ t' และมีความกว้างของขาคาทเท่ากับ W แล้ว จะได้ปริมาณกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านความต้านทานของช่องนำกระแสระหว่างรอยสัมผัสโอห์มิกเดรนกับซอร์สจะเท่ากับ

$$I_{DS} = J \cdot W \cdot t' = q \cdot N_d \cdot v \cdot W \cdot t' \quad (2.3.5)$$



แสดงโครงสร้างพื้นฐานของ GaAs MESFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่ากระแสที่ไหลจากขาเดรนไปซอร์สขึ้นกับ W และ t' โดยที่ความหนาของชั้นอิพิแทกเซียล t' ขึ้นอยู่กับพาหะชอกที่บริเวณใต้ขาคทที่ถูกสร้างโดยคุณสมบัติของรอยสัมผัสโอห์มิกระหว่างเดรนกับซอร์สซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยศักดาไบอัสกลับ (reverse bias) ที่ขาคท หมายถึงว่าให้ศักดาเข้าที่เกทเป็นลบเมื่อเทียบกับซอร์ส (V_{GS} มีค่าเป็นลบ) แล้วทำให้ความหนาของช่องนำกระแส (conduction channel) เปลี่ยนไปเป็น t ดังนั้นกระแสที่ไหลจากเดรนไปซอร์ส I_{DS} จึงเท่ากับ

$$I_{DS} = q \cdot N_d \cdot v \cdot W \cdot t \quad (2.3.6)$$

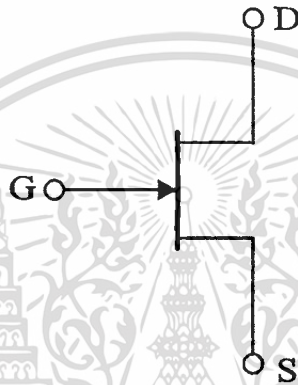
นั่นคือในการไบอัสเมสเฟทนี้จะต่อศักดาบวกเข้าที่ขาเดรน ขณะที่ขาซอร์สจะต่ออยู่กับศักดาที่ต่ำกว่าขาเดรนหรือศักดาที่เป็นลบ ในกรณีนี้ที่ศักดาไบอัสกลับที่ขาคทเป็นศูนย์ความหนาของช่องนำกระแสจะกว้างสุดทำให้กระแส I_{DS} ไหลได้สูงสุด ซึ่งจะเรียกกระแสเดรนขณะนี้ว่า “กระแสเดรนอิ่มตัว (saturation drain-to-source current, I_{DSs})” เมื่อป้อนศักดาไบอัสกลับที่ขาคทเป็นลบมากขึ้น (V_{GS} มีค่าเป็นลบมากขึ้น) ช่องนำกระแสของอุปกรณ์จะแคบลงกระแสที่ไหลจากเดรนไปซอร์สก็ไหลได้น้อยลงเช่นกันยิ่งปรับให้ V_{GS} ยิ่งเป็นลบมากขึ้นกระแส I_{DS} ก็จะลดลงมาก และค่าศักดา V_{GS} ที่ทำให้กระแส I_{DS} มีค่าเป็นศูนย์เรียกว่า “ศักดาขีดเริ่ม (threshold voltage, V_T)” ดังนั้นจะเห็นว่า GaAs MESFET เป็นอุปกรณ์แบบสามขั้วที่สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สได้ด้วยศักดาไบอัสกลับระหว่างขาคทกับขาซอร์ส

ความสัมพันธ์ของกระแส I_{DS} ที่ถูกควบคุมโดยศักดา V_{GS} และ V_{DS} นั้นสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของเมสเฟทออกเป็น 2 ลักษณะตามลักษณะของการนำกระแสของเมสเฟท ขณะที่ศักดาไบอัสเกทเป็นศูนย์ (zero gate bias, $V_{GS} = 0$) ซึ่งคุณสมบัติในการเริ่มนำกระแสของเมสเฟทดังกล่าวนี้จะขึ้นอยู่กับลักษณะการโด๊ป (doping) และบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ใต้ขาคทของเมสเฟทขณะที่ศักดาไบอัสเกทเป็นศูนย์ กรณีขอบเขตความหนาในการโด๊ปที่เกิดขึ้นมีความหนาน้อยกว่าขอบเขตปลอดพาหะที่เกิดขึ้นขณะศักดาไบอัสเกทเป็นศูนย์แล้ว จึงทำให้ไม่เกิดช่องนำกระแสขึ้นในขณะที่ศักดาไบอัสที่เกทมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับศูนย์ นั่นคือจะไม่มีการไหลจากเดรนไปซอร์ส ($I_{DS} = 0$) ดังนั้นในเมสเฟทลักษณะนี้เมื่อต้องการให้นำกระแสจึงจำเป็นต้องมีการให้ไบอัสด้วยศักดาเป็นบวกที่ขาคท ($V_{GS} > 0$) เพื่อลดความหนาของขอบเขตปลอดพาหะให้แคบลงเพื่อทำให้เกิดช่องนำกระแสขึ้นมีกระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้นั่นเอง และจะเรียกเมสเฟทแบบนี้ว่า “เอ็นฮานซ์โหมดโหมดแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟท (Enhancement-mode GaAs MESFET, E-MESFET)” ในทางกลับกันกรณีที่มีความหนาในการโด๊ปมีขอบเขตหนากว่าขอบเขตปลอดพาหะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

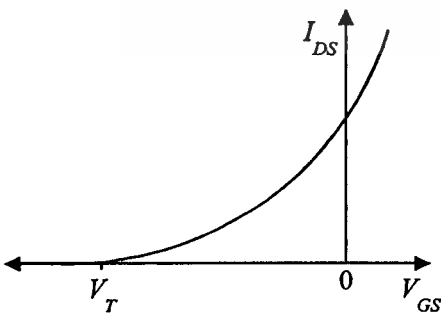
เกิดขึ้นขณะ $V_{GS} = 0$ แล้วจึงทำให้เกิดช่องนำกระแสขึ้น ดังนั้นในการควบคุมการนำกระแสของเมสเฟตลักษณะนี้ศักดาไบอัสที่เกตจึงมีศักดาเป็นลบ ($V_{GS} < 0$) และจะเรียกเมสเฟตแบบนี้ว่า “ดีเพลทชัน โหมดแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (Depletion-mode GaAs MESFET, D-MESFET)” ซึ่งสัญลักษณ์และคุณสมบัติระหว่างกระแส I_{DS} กับศักดา V_{GS} ของอุปกรณ์เมสเฟตทั้งสองแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6 และรูปที่ 7 ตามลำดับ

รูปที่ 6

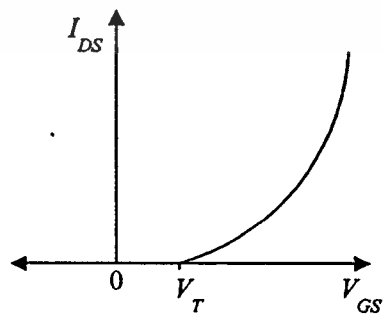


แสดงสัญลักษณ์ของ GaAs MESFET

รูปที่ 7



(ก)



(ข)

แสดงโครงสร้างและคุณสมบัติระหว่าง I_{DS} กับ V_{GS} ของ

GaAs MESFET ชนิดเอ็น (ก) แบบดีเพลทชัน (ข) แบบเอ็นฮานเมนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน I_{DS} กับค่าศักดาเกต-ซอร์ส V_{GS} และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเมสเฟทสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.3.7) ในปี ค.ศ.1980 W.R. Curtice ได้นำสมการนี้ไปปรับปรุงและสร้างเป็นโมเดลบรรจุลงในเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้ในการเลียนแบบการทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทชนิดเอ็นซึ่งเป็นรูปแบบของ Level 1 ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป โดยสมการที่จะกล่าวต่อไปนี้ทั้งหมดจะยึดถือทิศทางศักดาและการไหลของกระแสตามรูปแบบการไบอัสของอุปกรณ์เมสเฟทชนิดเอ็นทั้งสิ้นดังนี้ [5],[6]

$$I_{DS} = \beta \cdot [2(V_{GS} - V_T) - V_{DS}] \cdot V_{DS} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

$$\cong 2\beta \cdot \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], \quad 1 \gg \lambda \cdot V_{DS} \quad (2.3.7)$$

จากสมการข้างต้นตัวแปร β , λ แทนถึงค่าคงที่ที่มีค่าขึ้นอยู่กับคุณสมบัติภายในของเมสเฟทเอง โดยที่ β คือ transconductance parameter มีค่าเป็นสัดส่วนขึ้นอยู่กับ $\mu_n W/L$ ซึ่งจะเห็นว่าค่าของ β มีค่าเป็นสัดส่วนผกผันกับความยาวขาคเกต L ของเมสเฟท ทำให้เทคโนโลยีในการผลิต GaAs MESFET จึงพยายามทำให้ความยาวขาคเกตสั้นสุดเท่าที่เทคโนโลยีในการผลิตสามารถจะทำได้โดยทั่วไปจะมีความยาวประมาณ $1 \mu\text{m}$ ส่วนตัวแปร λ นั้นจะเป็นค่าคงที่บ่งชี้ถึงขนาดของกระแสรั่วซึมในช่วงอิมิตัว ซึ่งวัดได้จากค่าความนำระหว่างเดรนกับซอร์สของเมสเฟท [7]

ในการจัดไบอัสการทำงานให้กับเมสเฟทนั้น สามารถแบ่งการพิจารณาการทำงานออกได้เป็น 3 ขอบเขต (region) ด้วยกันทั้งนี้ขึ้นอยู่กับทางเลือกพิจารณาจากค่าของ $(V_{GS} - V_T)$ ดังต่อไปนี้

1. ช่วงที่เมสเฟทไม่ทำงาน (Cutoff region) กล่าวคือ เนื่องจากศักดาไฟฟ้าที่เกตกับซอร์ส V_{GS} ไม่สามารถเอาชนะค่าของศักดาขีดเริ่ม V_T ได้หรือ V_{GS} มีค่าน้อยกว่า V_T นั้นเอง จึงไม่สามารถทำให้เกิดมีกระแสเดรน I_{DS} ไหลได้ ดังนั้น

$$I_{DS} = 0, \quad (V_{GS} - V_T) > 0 \quad (2.3.8)$$

2. เมสเฟทมีการทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear region) กล่าวคือ เนื่องจากช่วงนี้จะไบอัสให้ค่าของศักดาไฟฟ้าที่เดรนกับซอร์ส V_{DS} มีค่าน้อย ๆ กว่าค่าของ $(V_{GS} - V_T)$ มาก ดังนั้นพจน์ $(V_{DS})^2/2$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (2.3.7) จึงสามารถตัดทิ้งได้ (เพราะมีค่าน้อยมาก) ผลก็คือจะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของ I_{DS} กับ V_{DS} ผกผันเป็นเชิงเส้นซึ่งจากลักษณะความเป็นเชิงเส้นดังกล่าวนี้ ทำให้ค่าความชัน (slope) ที่เกิดขึ้นมีลักษณะเป็นค่าความต้านทานซึ่งขึ้นอยู่กับค่าศักดาไฟฟ้าของ V_{GS} ซึ่งเรียกลักษณะความต้านทานดังกล่าวนี้ว่า “Voltage Control Resistance หรือ VCR” ดังสมการที่ (2.3.10) ดังนั้นในการออกแบบให้เมสเฟทที่มีการทำงานเป็นตัวต้านทานแบบแอคทีฟ (active resistors load) หรือสวิตช์ (switch) ซึ่งค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นต้องการให้มีค่าต่ำจึงมักเลือกการไบอัสเมสเฟทในช่วงนี้ ดังนั้นจากสมการที่ (2.3.7) ถ้าไบอัสให้ $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$ จะประมาณสมการได้เป็น

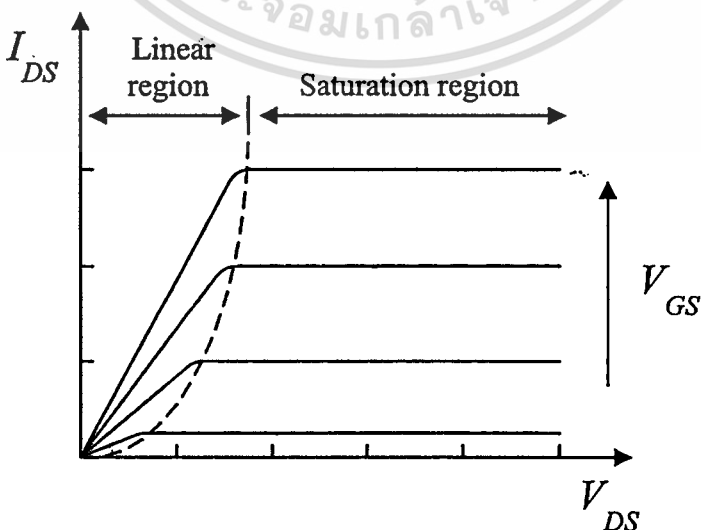
$$I_{DS} = 2\beta(V_{GS} - V_T)V_{DS} \quad (2.3.9)$$

ดังนั้น

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{1}{2\beta(V_{GS} - V_T)} \quad (2.3.10)$$

จากสมการที่ (2.3.10) จะเห็นได้ว่าถ้าต้องการให้ค่าของ R_{DS} มีค่าต่ำ ๆ กระทำได้โดยเพิ่มค่าศักดาไฟฟ้าของ V_{GS} มาก ๆ และกำหนดให้อัตราส่วนของ W/L มีค่ามากด้วยเช่นกัน (ขณะที่ค่าศักดา V_{DS} มีค่าน้อย ๆ แต่มากกว่าศูนย์)

รูปที่ 8



แสดงคุณสมบัติระหว่าง I_{DS} กับ V_{DS} ของ GaAs MESFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เมสเฟทมีการทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation region) กล่าวคือ เนื่องจากช่วงนี้จะไบอัสให้ค่าของศักดาไฟฟ้าที่เดรนกับซอร์ส V_{DS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $(V_{GS} - V_T)$ ทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า พินท์ออฟแชลแนล (channel to pinch-off) หรือศักดาอิ่มตัว (saturation voltage) สำหรับอุปกรณ์เมสเฟทค่าศักดาอิ่มตัวดังกล่าวมีค่าเป็นดังสมการที่ (2.3.11) และสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 8

$$V_{DS(SAT)} = V_{GS} - V_T \quad (2.3.11)$$

จากสมการที่ (2.3.11) กล่าวได้ว่า

$$V_{DS(SAT)} = V_{DG(SAT)} + V_{GS} = V_{GS} - V_T \quad (2.3.12)$$

ดังนั้นพบอีกว่า

$$V_{DG(SAT)} = -V_T \quad (2.3.13)$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการที่ (2.3.11) ลงในสมการที่ (2.3.7) แล้วจะได้ค่าของกระแสเดรน I_{DS} ดังนี้

$$I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}), \quad 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (2.3.14)$$

$$\cong \beta(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.3.15)$$

จากสมการที่ (2.3.15) พบว่าค่าของกระแสเดรน I_{DS} ที่เกิดขึ้นนั้นเป็นกระแสอิ่มตัว (saturation current) มีค่าคงที่ที่ไม่ขึ้นกับศักดา V_{DS} แต่จะขึ้นกับเฉพาะค่าของ $(V_{GS} - V_T)^2$ ซึ่งจะเห็นว่าสมการดังกล่าวมีคุณลักษณะเป็นค่ากำลังสอง ดังนั้นจึงเรียกคุณสมบัติในการทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทในลักษณะนี้ว่า “กฎของสมการกำลังสอง (Square-Law Characteristic of a MESFET Transistor in Saturation)” และอาศัยคุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทในลักษณะดังกล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงจัดไบอัสให้อุปกรณ์เมสเฟททำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัวนี้

จากความสัมพันธ์ของ I_{DS} กับ V_{DS} และ V_{GS} ในสมการที่ (2.3.7) สามารถหาค่าอัตราขยายความนำของเมสเฟททรานซิสเตอร์ในช่วงอิมิตัวได้ดังนี้คือค่าความนำระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส (output conductance, g_d) ของอุปกรณ์เมสเฟทมีค่าเท่ากับ

$$g_d = \left. \frac{\partial(I_{DS})}{\partial(V_{DS})} \right|_{V_{GS} = const.} = \frac{\lambda I_{DS}}{(1 + \lambda V_{DS})} \quad (2.3.16)$$

ค่าอัตราขยายความนำ (transconductance, g_m) ของสัญญาณขนาดเล็กในอุปกรณ์เมสเฟทมีค่าเท่ากับ

$$g_m = \left. \frac{\partial(I_{DS})}{\partial(V_{GS})} \right|_{V_{DS} = const.} = \frac{2I_{DS}}{(V_{GS} - V_T)} \quad (2.3.17)$$

ซึ่งทั้ง g_m และ g_d ทั้งสองค่านี้เป็นตัวแปรสำคัญที่จะต้องกำหนดลงไปในวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบ “hybrid-pi” ของเมสเฟทในการวิเคราะห์วงจรกรณีสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal analysis) โดยที่อัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง g_m กับ g_d (g_m/g_d) ในวงจรเชิงอุปมานทั่ว ๆ ไปนั้นมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 15-25 เท่า

ในการวิเคราะห์การทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับศักดาที่เกตกับซอร์ส เพื่อคำนวณเปรียบเทียบหรืออธิบายปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในวงจรที่ออกแบบขึ้นนั้นอาจจะใช้วิธีการวิเคราะห์และคำนวณด้วยมือโดยแทนเมสเฟททรานซิสเตอร์ด้วยวงจรสมมูลทางไฟฟ้า (equivalent circuit) กรณีสัญญาณขนาดเล็กแบบ “hybrid-pi” [ภาคผนวก ก] แต่อย่างไรก็ตามในปัจจุบันนิยมใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปวิเคราะห์โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรแทนการคำนวณด้วยมือซึ่งเป็นเรื่องที่ค่อนข้างยุ่งยากไม่สะดวกนักทั้งยังเสียเวลาในการคำนวณอีกด้วย โดยโปรแกรมที่นิยมใช้แพร่หลายที่สุดแบบหนึ่งในปัจจุบันนี้ก็คือ SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [8]

โปรแกรม SPICE รุ่นมาตรฐานเดิมนั้นจะไม่ได้กำหนดแบบจำลองของเมสเฟทไว้ แต่อย่างไรก็ตามสามารถนำแบบจำลองของเจเฟท (JFET) [9],[10],[11] ซึ่งมีสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับศักดาที่เกตกับซอร์สเช่นเดียวกับเมสเฟทมาประยุกต์แทนได้โดยจัดค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

พารามิเตอร์ของแบบจำลองให้เหมาะสมหรือในปัจจุบันมีหลายบริษัทที่ผลิตโปรแกรม SPICE ออกมาอย่างแพร่หลาย ยกตัวอย่างเช่น PSPICE จากบริษัท Microsim และ HSPICE จากบริษัท Meta software เป็นต้น ซึ่งโปรแกรม SPICE เหล่านี้ได้กำหนดแบบจำลองของอุปกรณ์เมสเฟทรวมอยู่ด้วย และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้โปรแกรม PSPICE ของบริษัท Microsim [12] เลียนแบบการทำงานของวงจรเพื่อใช้คำนวณเปรียบเทียบและอธิบายผลหรือปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในวงจรที่ทำการออกแบบ โดยที่การทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทใน PSPICE นี้ได้แบ่งรูปแบบการทำงานออกเป็น 3 รูปแบบ ดังนี้คือ Level 1 : เป็นรูปแบบที่ใช้เลียนแบบการทำงานของเมสเฟททรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของ W.R. Curtice [13] เรียกโมเดลในรูปแบบนี้ว่า “Curtice model” Level 2 : เป็นรูปแบบที่เป็นไปตามข้อกำหนดของ H. Statz และคณะ [14] บางครั้งจะเรียกโมเดลในรูปแบบนี้ว่า “Raytheon model” หรือ “Statz model” และ Level 3 : เป็น โมเดลที่ออกแบบขึ้นจากการสังเกตพฤติกรรม หรือได้จากกึ่งระหว่างประสมการณ์กับการทดลอง หรือจากหลายๆประสมการณ์ต่างๆ ของพารามิเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของ A.J.McCamant และคณะ [15] หรือบางครั้งจะเรียกโมเดลในรูปแบบนี้ว่า “TriQuint model”

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบวงจรโดยเลือกใช้อุปกรณ์เมสเฟทชนิดเอ็นแบบดีเพทชันทั้งหมดและการใช้ SPICE เลียนแบบการทำงานของอุปกรณ์เมสเฟทจะใช้ใน Level 3 เพื่อที่จะได้เปรียบเทียบกับสมการซึ่งมีรูปแบบที่เข้าใจได้ง่ายทั้งยังเหมาะสมที่จะสามารถวิเคราะห์หรือคำนวณด้วยมือได้ ซึ่งรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองของเมสเฟทในโปรแกรม PSPICE กำหนดได้ดังแสดงในตารางที่ 2 [ภาคผนวก ก] และในปัจจุบันมีหลายบริษัทผู้ผลิตที่ได้ออกแบบและสร้างวงจรรวมโดยใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์เทคโนโลยี รายละเอียดของพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดลงในแบบจำลองของเมสเฟททรานซิสเตอร์สำหรับโปรแกรม SPICE ซึ่งเป็นข้อมูลที่ได้จากเทคโนโลยีในการผลิตของบริษัทผู้ผลิตนั้นได้แสดงไว้ในตารางที่ ก1.2 [ภาคผนวก ก]

บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาของแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟททรานซิสเตอร์ซึ่งถูกสร้างและประดิษฐ์เป็นครั้งแรกโดย J.A.Turner [18] ในปี ค.ศ.1967 หลังจากนั้นได้มีการค้นคว้าวิจัยและมีวิวัฒนาการมาเรื่อยๆ จนในราวปี ค.ศ.1968 ผู้ซึ่งสร้างและเริ่มใช้งานเมสเฟทอย่างจริงจังเป็นครั้งแรกโดย E.W. Mehal และ R.W. Wacker ทำให้ในปัจจุบันเมสเฟทจึงเริ่มเข้ามามีบทบาทแทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซิลิกอนทรานซิสเตอร์เป็นอย่างมากในปัจจุบัน แต่อย่างไรก็ตามเทคโนโลยีแบบซิลิกอนทรานซิสเตอร์ในปัจจุบันยังคงได้รับความนิยมอยู่มาก ดังนั้นจึงได้แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างเมสเฟทกับซิลิกอนทรานซิสเตอร์ เพื่อจุดประสงค์ในการที่จะเลือกใช้อุปกรณ์ดังกล่าวในงานแตกต่างกันซึ่งในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเจาะจงศึกษาการออกแบบวงจรโดยใช้เมสเฟทเป็นสำคัญ ดังนั้นจึงมีการเน้นถึงการอธิบายทฤษฎีการทำงาน ช่วงการทำงาน สมการการทำงาน และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของอุปกรณ์เมสเฟท ตลอดจนผลของความถี่ที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์เมสเฟทเพื่อที่จะสามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์อ้างอิงถึงผลหรือปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับวงจรที่ทำการออกแบบดังกล่าว



บทที่ 3

กลุ่มวงจรย่อย

กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของแกลเลียมอาร์เซไนด์ถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในวงจรประมวลสัญญาณในย่านความถี่สูงๆ รวมทั้งวงจรความเร็วสูงทั่วไป ซึ่ง GaAs MESFET (Metal Semiconductor FET) สามารถนำมารองรับการทำงานลักษณะดังกล่าวได้เป็นอย่างดีแทนที่ซิลิกอนทรานซิสเตอร์เทคโนโลยีแบบเดิมที่มีข้อจำกัดในเรื่องของความถี่ในการใช้งาน ดังนั้นในบทนี้จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรย่อยๆ ที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟททั้งสิ้น โดยที่วงจรมัลติเพล็กซ์ที่ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบไปด้วยกลุ่มวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ทำหน้าที่ต่างๆ กัน ภายในวงจรมัลติเพล็กซ์กลุ่มวงจรมัลติเพล็กซ์นี้จะเรียกว่า “วงจรย่อย” ซึ่งวงจรย่อยจะเป็นลักษณะของกลุ่มวงจรที่มีรูปแบบของวงจรที่แน่นอน

วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ GaAs MESFETs

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรย่อยที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือมีค่าความต้านทานจุดเข้าของสัญญาณต่ำ และมีค่าความต้านทานตรงจุดออกของสัญญาณสูง จากคุณสมบัตินี้ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ เป็นอย่างมาก เช่น ภาคขยายกำลังในเครื่องขยายเสียง ภาคขยายสัญญาณส่วนหน้าของเครื่องมือวัด ใช้เป็นโหลดของวงจรมัลติเพล็กซ์ขนาดเล็กในวงจรรวม และใช้เป็นวงจรส่งผ่านกระแส เป็นต้น

โดยทั่วไปวงจรสะท้อนกระแสแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ 1) วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก (positive current mirror) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ดึงกระแสที่ไม่ขึ้นกับโหลด ซึ่งเรียกกระแสในทิศทางลักษณะนี้ว่า กระแสซิงค์ (current sink) และ 2) วงจรสะท้อนกระแสแบบลบ (negative current mirror) ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสที่ไม่ขึ้นกับโหลด จะเรียกทิศทางของกระแสลักษณะนี้ว่า กระแสซอร์ส (current source) โดยลักษณะการทำงานที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองแบบดังกล่าวจะเป็นลักษณะวงจรแบบตามคัทตา (voltage follower)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน

วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานดังรูปที่ 9 ประกอบด้วยคู่ของอุปกรณ์เมสเฟท M_1 และ M_2 ที่มีขาเกตและขาซอร์สต่อกันแบบคู่ไขว้ (crosscouple) [19] เมื่อจัดไบอัสให้อุปกรณ์เมสเฟท M_1 และ M_2 ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัวแล้ว จะได้อิมพีแดนซ์ด้านจุดเข้า (input impedance) ของวงจรที่จุด 1, Z_{in1} ดังนี้ [ภาคผนวก ข.1.1]

$$Z_{in1} = \left[\frac{g_{m2} + s(C_1 + C_3)}{g_{m1} + s(C_1 + C_2)} \right] Z_{L2} + \left[\frac{1}{g_{m1} + s(C_1 + C_2)} \right] \quad (3.2.1)$$

และเช่นเดียวกันอิมพีแดนซ์ด้านจุดเข้าของวงจรที่จุด 2, Z_{in2} จะมีค่าเท่ากับเท่ากับ

$$Z_{in2} = \left[\frac{g_{m1} + s(C_1 + C_2)}{g_{m2} + s(C_1 + C_3)} \right] Z_{L1} + \left[\frac{1}{g_{m2} + s(C_1 + C_3)} \right] \quad (3.2.2)$$

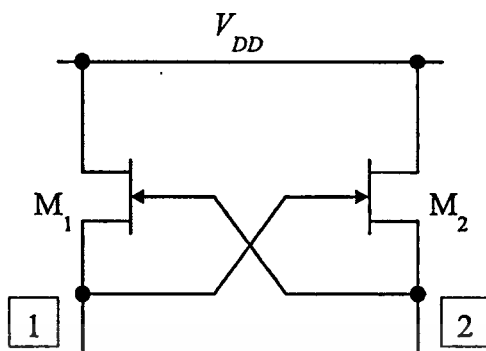
โดยที่ $C_1 = C_{gs1} + C_{gs2}$, $C_2 = C_{gd2}$, $C_3 = C_{gd1}$ เมื่อ g_{m1} คือค่าความนำของเมสเฟท M_1 และ C_{gs1} , C_{gd1} คือค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาเดรนของเมสเฟท M_1 ตามลำดับ และ Z_{L1} , Z_{L2} เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (load impedance) ที่ต่อทางด้านจุด 1 และจุด 2 ของวงจรตามลำดับ โดยทั่วไปแล้ว $Z_{L1} \gg 1/g_{m1}$ และ $Z_{L2} \gg 1/g_{m2}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.2.1) และ (3.2.2) ความต้านทานที่จุดเข้าแต่ละพอร์ทจึงมีค่าประมาณ

$$r_{in1} = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \cdot Z_{L2} \quad (3.2.3)$$

และ

$$r_{in2} = \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \cdot Z_{L1} \quad (3.2.4)$$

รูปที่ 9



แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน

คุณลักษณะของกระแสในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานนี้ สามารถพิจารณาได้โดยอาศัยสมการกระแสเดรนของเมสเฟตเมื่อถูกไบอัสให้ทำงานในช่วงอิมิตัวสมการที่ (2.3.15) จะได้

$$I_{DS1} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 \quad (3.2.5)$$

นั่นคือ

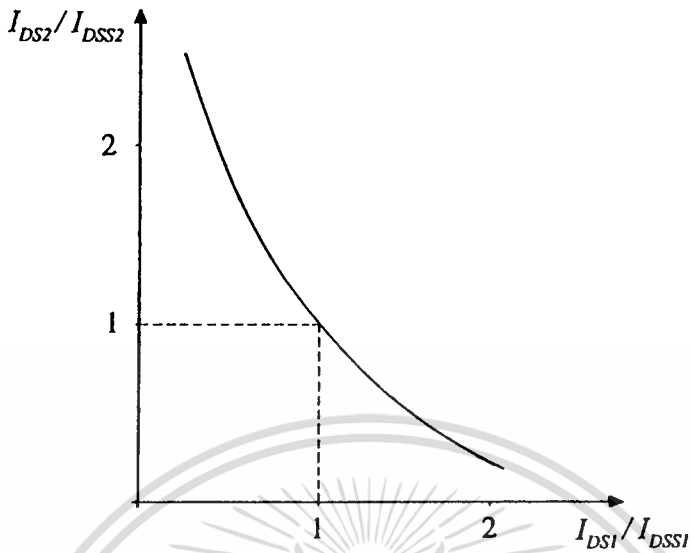
$$I_{DS2} = I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \quad (3.2.6)$$

จากรูปที่ 9 เมื่อเมสเฟตทั้งสองตัวในวงจรมีคุณสมบัติสมพ้องกัน (match) และต่อกันแบบคู่ไขว้แล้วจึงได้ค่า β เท่ากันและ V_T มีค่าเท่ากัน และ $V_{GS1} = -V_{GS2}$ ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสทั้งสองดังนี้ [ภาคผนวก ข1.1]

$$\frac{I_{DS2}}{I_{DSS2}} = \left(\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}} \right) + 4 \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}}} \right] \quad (3.2.7)$$

โดยที่ I_{DSS} คือกระแสเดรนอิมิตัว (หรือกระแสเดรนที่ $V_{GS} = 0$) มีค่าเท่ากับ $\beta(V_T)^2$ และจากสมการที่ (3.2.5) ข้างต้น แสดงให้เห็นว่าคุณลักษณะของกระแสเป็นสมการไม่เชิงเส้นและกลับทิศทางดังแสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ระหว่าง I_{DS2}/I_{DSS2} กับ I_{DS1}/I_{DSS1} ในรูปที่ 10

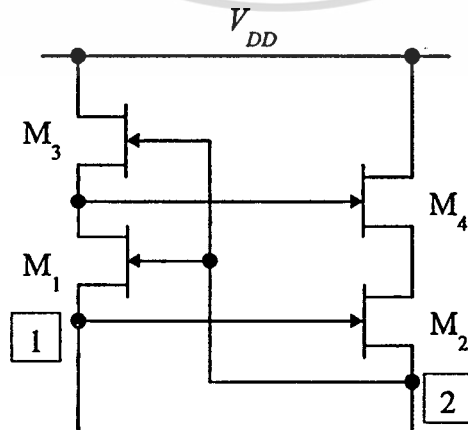
รูปที่ 10



แสดงคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสในวงจรรูปที่ 9

กรณีวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานที่ใช้ลักษณะการต่อวงจรแบบคาสโคด (cascode current mirror) ดังแสดงในรูปที่ 11 ซึ่งประกอบด้วยวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน M_1, M_2 และคาสโคดทรานซิสเตอร์ M_3, M_4 จากวงจรจะเห็นว่าศักดาไบอัส V_{DG} ของ M_1 มีค่าเท่ากับ $-V_{GS}$ ของ M_3 ($V_{DG1} = -V_{GS3}$) และ $V_{DS2} = -(V_{GS3} + V_{GS4})$ ดังนั้นถ้าเลือก $W_3 \gg W_1$ และ $W_4 \gg W_2$ แล้วจะทำให้เมสเฟท M_1, M_2 ถูกไบอัสให้ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว

รูปที่ 11



แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อวงจรในลักษณะคาสโคดทำให้ความต้านทานจุดออกที่พิจารณาเข้าไปยังจุด 2 ของวงจรมีค่าสูงมากขึ้น ซึ่งเท่ากับ [ภาคผนวก ข1.2]

$$r_{out} = \frac{g_{m1}g_{m3}g_{m4}}{g_{m1}g_{m3}g_{d2}g_{d4} + g_{m2}g_{m4}g_{d1}g_{d3} + g_{m3}g_{m4}g_{d1}g_{d2}} \quad (3.2.8)$$

ค่าความต้านทานจุดเข้าที่พิจารณาเข้าไปยังจุด 1 ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{(g_{m3} + g_{d1} + g_{d3})}{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})} \cong \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.2.9)$$

2. วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ

วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบดังแสดงในรูปที่ 12 นั้น ถูกเสนอเป็นครั้งแรกโดย C.Toumazou และคณะ [19],[20] รายละเอียดของวงจรประกอบด้วยวงจรพื้นฐานในรูปที่ 9 สองชุดต่อร่วมกันเพื่อทำหน้าที่สะท้อนกระแสสองครั้งเพื่อให้ทิศทางระหว่างกระแสจุดเข้ากับกระแสจุดออกมีทิศทางเดียวกัน (noninverting) จากเงื่อนไขการไบอัสให้อุปกรณ์เมสเฟททำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งจะได้คุณสมบัติของกระแสเดรนเป็นฟังก์ชันของศักดาไบอัสเกต-ซอร์ส, V_{GS} ดังนี้

$$I_{DS} = W \cdot f(V_{GS}) \quad (3.2.10)$$

โดยที่ $f(.)$ แทนฟังก์ชันไม่เชิงเส้นซึ่งขึ้นอยู่กับศักดาเดรน-ซอร์ส, V_{DS} ดังนั้นกระแสจุดเข้าของวงจร I_{in} หรือกระแสเดรนของเมสเฟท M_1 , I_{DS1} ที่เกิดจากการไบอัสด้วยศักดาเกต-ซอร์ส, V_{GS1} จึงเป็นไปตามสมการที่ (3.2.10) คือ

$$I_{in} = I_{DS1} = W_1 \cdot f(V_{GS1}) \quad (3.2.11)$$

ศักดาเกต-ซอร์สของ M_1 จะกลับทิศทางป้อนให้กับเกต-ซอร์สของ M_2 ทำให้เกิดกระแสเดรน I_{DS2} ขึ้นซึ่งเท่ากับกระแสเดรน I_{DS3} ของ M_3 นั่นคือศักดาเกต-ซอร์สของ M_2 และ M_3 ต่างเท่ากับ $-V_{GS1}$ สุดท้ายศักดาเกต-ซอร์สของ M_3 นี้จะกลับทิศทางและป้อนให้กับ M_4 ดังนั้นกระแสจุดออกเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปเซประยะขนดานการค้ำ

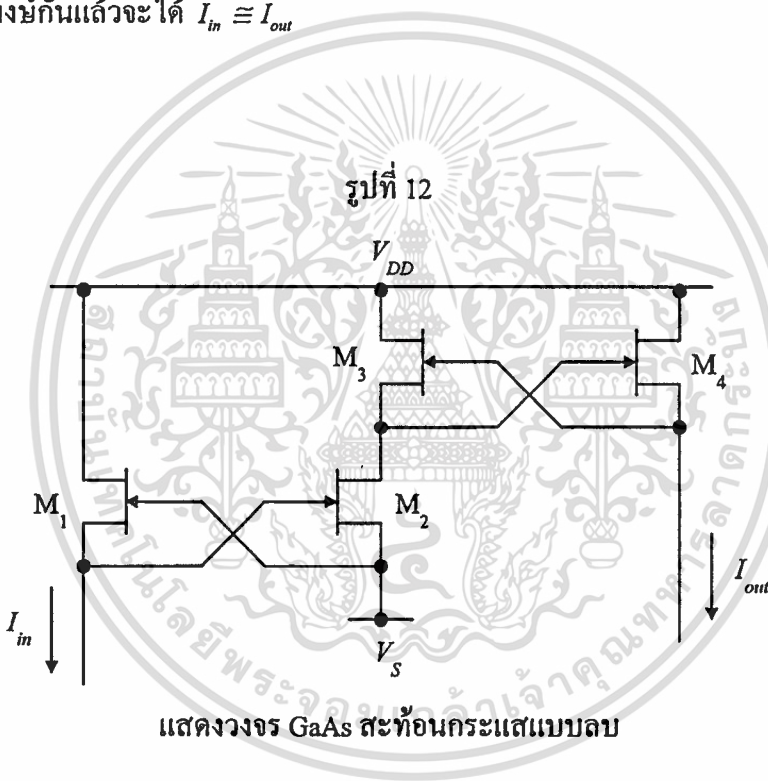
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DS4} = W_4 \cdot f(V_{GS1}) = \left(\frac{W_4}{W_1}\right) \cdot I_{DS1}$$

หรือ

$$I_{out} = \left(\frac{W_4}{W_1}\right) I_{in} \quad (3.2.12)$$

นั่นคือสมการที่ (3.2.12) แสดงให้เห็นว่าวงจรรูปที่ 12 มีลักษณะการทำงานเชิงเส้นด้วยอัตราขยายกระแสเท่ากับ W_4/W_1 และไม่กลับทิศทาง นอกจากนี้ยังพบอีกว่าถ้าเลือกให้เมสเฟททุกตัวในวงจรมีคุณสมบัติสมพงษ์กันแล้วจะได้ $I_{in} \cong I_{out}$



ดังนั้นสามารถแสดงอัตราขยายกระแสระหว่างกระแส خروج I_{out} และกระแสเข้า I_{in} กรณีสัญญาณขนาดเล็กได้ดังนี้ [ภาคผนวก ข2.1]

$$A_i = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{(g_{m2} - sC_{gd2})(g_{m4} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs1}g_{m3} + C_{gs2}g_{m3} + C_C g_{m1}) + g_{m1}g_{m3}} \quad (3.2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $C_A = C_{gs3} + C_{gs4}$, $C_B = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gd2}$ และ $C_C = C_{gd2} + C_{gd4} + C_{gs3} + C_{gs4}$ โดยที่ g_{m1} คือค่าอัตราขยายความนำของสัญญาณขนาดเล็กในเมสเฟท M_1 และ g_{d1} คือค่าความนำระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของเมสเฟท M_1 ดังนั้นจากสมการที่ (3.2.13) จะได้ค่าความถี่โพล (pole frequency) ซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรจะอยู่ที่

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m3}}{C_B C_C}} \quad (3.2.14)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_{m1} = 2.01 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 2.60 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs3} = C_{gs4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ และ $C_{gd2} = C_{gd4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ จะได้ค่าความถี่โพล p_1 เท่ากับ 1.67 GHz สำหรับค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.2.15)$$

กำหนดให้ $g_{m1} = 2.01 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{in} ของวงจรประมาณ 500Ω ซึ่งถือว่าได้ว่ามีค่าต่ำ ส่วนค่าความต้านทานจุดออกของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{1}{g_{d4}} \quad (3.2.16)$$

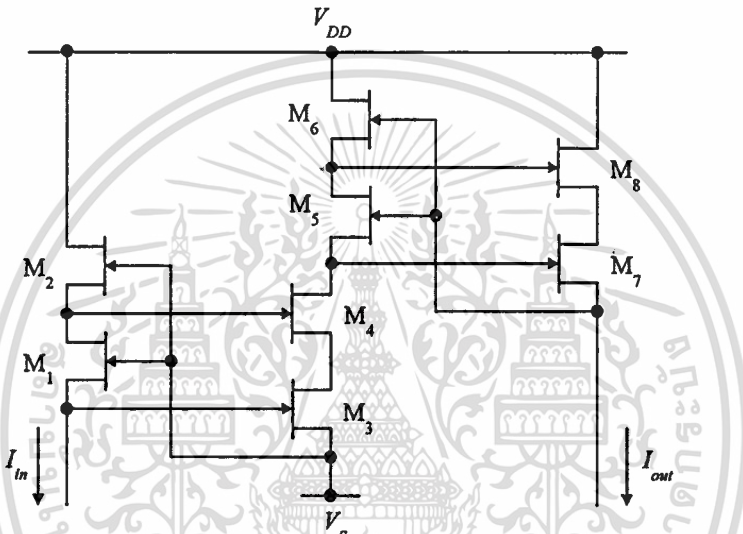
กำหนดให้ $g_{d4} = 7.00 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{out} ของวงจรประมาณ $15 \text{ k}\Omega$ ซึ่งถือว่า มีค่าสูง โดยที่ค่าความต้านทาน r_{out} นี้สามารถปรับปรุงให้มีค่าสูงยิ่งขึ้นได้โดยใช้ลักษณะการต่อวงจรแบบคาสโคด (cascode current mirror) แต่ในขณะที่เดียวกันช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานทางด้านจุดออกจะมีช่วงที่แคบลง เนื่องจากเมสเฟททรานซิสเตอร์ต้องการศักดาตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สที่มีค่าสูงกว่า ($V_{GS} - V_T$) เพื่อให้เมสเฟทจะยังคงทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว

ถ้าประมาณว่าอุปกรณ์เมสเฟททุกตัวมีค่า $g_{m1} = g_m$ และ $g_{d1} = g_d$ ดังนั้นค่าความผิดพลาด (error) ในการส่งผ่านกระแสจากจุดเข้าไปยังจุดออกจะมีค่าประมาณ [ภาคผนวก ข2.1]

$$\text{ค่าผิดพลาด} \cong 3 \left(\frac{g_d}{g_m} \right) \quad (3.2.17)$$

ตัวอย่างเช่นถ้าในวงจรมีค่า $g_m = 2.01 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_d = 7.00 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสประมาณ 10 %

รูปที่ 13



แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบ

กรณีวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ใช้ลักษณะการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (cascode current mirror) ดังแสดงในรูปที่ 13 ประกอบด้วยวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด สองวงจรต่อสะท้อนกระแสสองครั้งเพื่อให้กระแส I_{in} กับ I_{out} มีทิศทางเดียวกัน และทำให้ผลของความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากขึ้น ซึ่งมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข2.2]

$$r_{out} = \frac{g_{m5}}{g_{d5}g_{d7}} \quad (3.2.18)$$

เช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_{m5} = 2.60 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{d5} = 1.06 \times 10^{-6} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_{d7} = 7.00 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่า r_{out} ของวงจรประมาณ 350 k Ω ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับความต้านทานจุดเข้าของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.2.19)$$

กำหนดให้ $g_{m1} = 2.01 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{in} ของวงจรประมาณ 500Ω สำหรับอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสจุดออก I_{out} และกระแสจุดเข้า I_{in} กรณีสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข2.2]

$$A_i = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{(g_{m3} - sC_{gd3})[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7})]}{s^2(C_1C_5) + s(C_1g_{m5} + C_5g_{m1}) + g_{m1}g_{m5}} \quad (3.2.20)$$

โดยที่ $C_1 = C_{gs1} + C_{gd1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd3}$ และ $C_5 = C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gs7} + C_{gd7}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.2.20) จะได้ค่าความถี่โพล (pole frequency) ซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรอยู่ที่

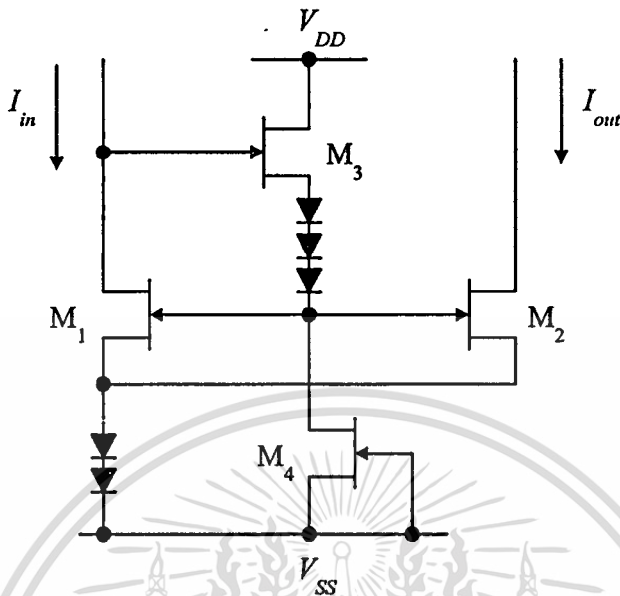
$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m5}}{C_1C_5}} \quad (3.2.21)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_{m1} = 2.01 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m5} = 2.60 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs3} = C_{gs5} = C_{gs7} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$, $C_{gd1} = C_{gd3} = C_{gd7} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ และ $C_{gs2} = C_{gd4} = 9.42 \times 10^{-14} \text{ F}$ จะได้ค่าความถี่โพล p_1 เท่ากับ 313 MHz สำหรับค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสมีค่าประมาณ

$$\text{ค่าผิดพลาด} \cong 5 \left(\frac{g_d}{g_m} \right) \quad (3.2.22)$$

ตัวอย่างเช่นถ้าในวงจรมีค่า $g_m = 2.10 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_d = 7.00 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสประมาณ 17%

รูปที่ 14



แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก

3 วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก

วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกดังรูปที่ 14 ถูกเสนอเป็นครั้งแรกโดย N. Scheinberg [21] โดยที่เมสเฟท M_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรซอร์สตาม (source follower) จากวงจรจะเห็นว่าเกตและซอร์สของ M_2 ต่อโดยตรงกับเกตและซอร์สของ M_1 (นั่นคือ $V_{GS1} = V_{GS2}$) ดังนั้นถ้าความกว้างขาเกต (gate width, W) ของ M_1 กับ M_2 เท่ากันแล้ว กระแสจุดออก I_{DS2} จะสะท้อนกระแสมาจากจุดเข้า I_{DS1} หรือนั่นคือ $I_{in} \cong I_{out}$ ในขณะที่เมสเฟท M_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรดึงกระแสคงที่ (current sink)

ดังนั้นอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสจุดออก I_{out} และกระแสจุดเข้า I_{in} กรณีสัญญาณขนาดเล็กสามารถหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ข3.1]

$$A_i = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{(g_{m2} + sC_{gd2})(g_{m3} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_A g_{m1} + C_{gd3} g_{m3}) + g_{m1} g_{m3}} \quad (3.2.23)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs3} + C_{gd1}$, $C_B = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd4}$ และ $C_C = C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd3}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.2.23) จะได้ค่าความถี่โพลซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรอยู่ที่ประมาณ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m3}}{C_B C_C}} \quad (3.2.24)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 5.57 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs3} = C_{gs4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ และ $C_{gd1} = C_{gd2} = C_{gd3} = C_{gd4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ จะได้ค่าความถี่โพล p_1 เท่ากับ 6.39 GHz

สำหรับค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรจะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข3.1]

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.2.25)$$

กำหนดให้ $g_{m1} = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{in} ของวงจรประมาณ 480 Ω ซึ่งถือว่าได้ว่ามีค่าต่ำ ส่วนค่าความต้านทานจุดออกของวงจรในรูปที่ 14 มีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{1}{g_{d2}} \quad (3.2.26)$$

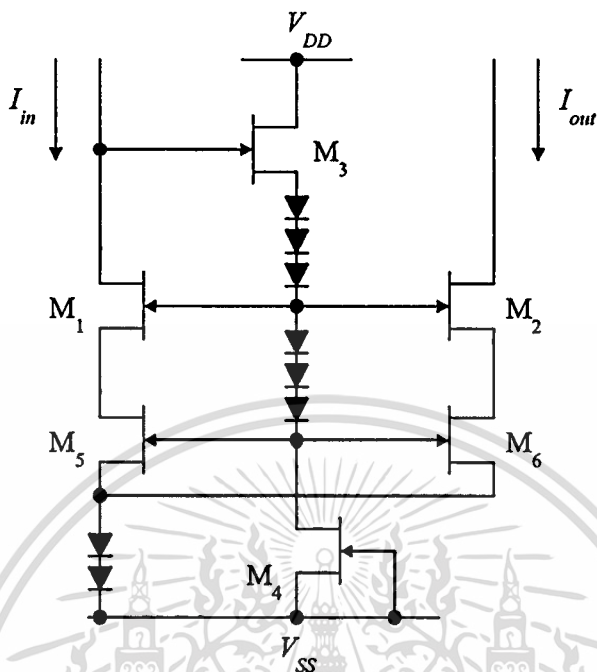
กำหนดให้ $g_{d2} = 6.90 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{out} ของวงจรประมาณ 15 k Ω ซึ่งถือว่า มีค่าสูง สำหรับค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากจุดเข้าไปยังจุดออกของวงจรมีค่าประมาณ

$$\text{ค่าผิดพลาด} \equiv \left(\frac{g_d}{g_m} \right) \quad (3.2.27)$$

ตัวอย่างเช่นถ้าในวงจรมีค่า $g_m = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_d = 6.90 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสประมาณ 3 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 15



แสดงวงจร GaAs สะท้อนกระแสโคดแบบบวก

ถ้าต้องการผลของความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากยิ่งขึ้น สามารถทำได้โดยใช้ลักษณะการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบโคด (cascode current mirror) ดังแสดงในรูปที่ 15 ซึ่งมีค่าความต้านทานจุดออกสำหรับสัญญาณขนาดเล็กเท่ากับ [ภาคผนวก ข3.2]

$$r_{out} = \frac{g_{m3}}{g_{d2}g_{d3}} \quad (3.2.28)$$

เช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_{m3} = 5.57 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{d2} = 6.90 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_{d3} = 1.85 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่า r_{out} ของวงจรประมาณ $440 \text{ k}\Omega$ ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากขึ้น

สำหรับค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m5}} \quad (3.2.29)$$

เช่นถ้ากำหนดให้ $g_{m5} = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_{in} ของวงจรประมาณ 480Ω สำหรับอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสจุดออก I_{out} และกระแสจุดเข้า I_{in} กรณีสัญญาณขนาดเล็กสามารถหาได้ดังนี้

$$A_i = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{(g_{m3} + sC_C) [g_{m6} - s(C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gd6})]}{s^2(C_A C_B + C_C C_D) + s[C_C g_{m5} + (C_B - C_D)g_{m3} + C_A g_{d1}] + g_{m3}g_{m5}} \quad (3.2.30)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs3} + C_{gd1}$, $C_B = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd4}$ และ $C_C = C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd3}$ และ $C_D = C_{gs1} + C_{gd1} + C_{gs3} + C_{gd5}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.2.30) จะได้ค่าความถี่โพลซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรอยู่ที่ประมาณ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m5}}{(C_A C_B + C_C C_D)}} \quad (3.2.31)$$

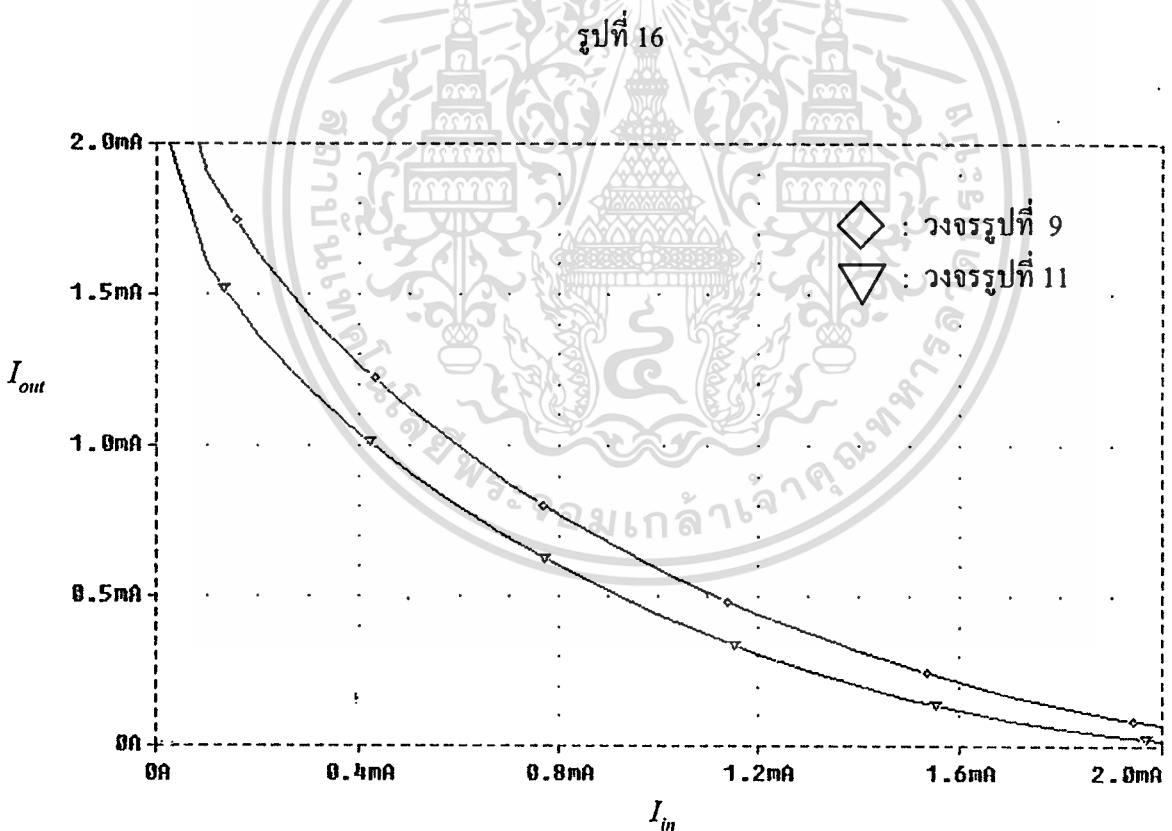
ตัวอย่างเช่นถ้าในวงจรมีค่า $g_{m3} = 5.57 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m5} = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs3} = C_{gs4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ และ $C_{gd1} = C_{gd2} = C_{gd3} = C_{gd4} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ จะได้ค่าความถี่โพล p_1 เท่ากับ 4.89 GHz สำหรับค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจรจะมีค่าประมาณ

$$\text{ค่าผิดพลาด} \cong 2 \left(\frac{g_d}{g_m} \right) \quad (3.2.32)$$

ถ้ากำหนด $g_m = 2.07 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_d = 6.90 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าผิดพลาดประมาณ 6%

4. ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

ผลการทำงานของกลุ่มวงจร GaAs สะท้อนกระแส ในที่นี้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรเพื่อยืนยันว่าสอดคล้องเป็นไปตามที่ได้คาดการณ์ไว้ โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของอุปกรณ์เมสเฟตที่ใช้ได้ทดสอบและคำนวณโดยใช้วิธีตามที่ได้เสนอขึ้นในเอกสารอ้างอิงที่ [4], [9], [10] และ [16] ดังรายละเอียดในภาคผนวก ก ในรูปที่ 16 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรงระหว่างกระแสจุดออก I_{out} กับกระแสจุดเข้า I_{in} ของวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานรูปที่ 9 และแบบคาสโคดในรูปที่ 11 เมื่อกำหนดให้ $W_1 = W_2 = 16 \mu\text{m}$ และ $W_3 = W_4 = 160 \mu\text{m}$ และเลือกใช้ $V_{DD} = +5 \text{ V}$, $V_{SS} = -5 \text{ V}$ ซึ่งจะเห็นว่าคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสในวงจรจะเป็นลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นและกลับทิศทางการ



แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแส

ผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบในรูปที่ 12 และวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบในรูปที่ 13 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถึงสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 17 โดยกำหนดความกว้างขาเกทของอุปกรณ์เมสเฟทในวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบรูปที่ 12 ให้มีค่าดังนี้ $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = 16 \mu\text{m}$ ส่วนความกว้างขาเกทของอุปกรณ์เมสเฟทในวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบในรูปที่ 13 กำหนดให้มีค่าดังนี้ $W_1 = W_2 = W_5 = W_7 = 16 \mu\text{m}$, $W_3 = W_4 = W_6 = W_8 = 160 \mu\text{m}$ และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{DD} และ V_{SS} มีค่าเท่ากับ +5 V และ -5 V ตามลำดับ จากผลการเลียนแบบจะเห็นว่ากระแสจุดเข้าของวงจร I_{in} สามารถสะท้อนส่งผ่านไปเป็นกระแสจุดออก I_{out} ได้อย่างแม่นยำและทั้งยังมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงปฏิบัติการสูง

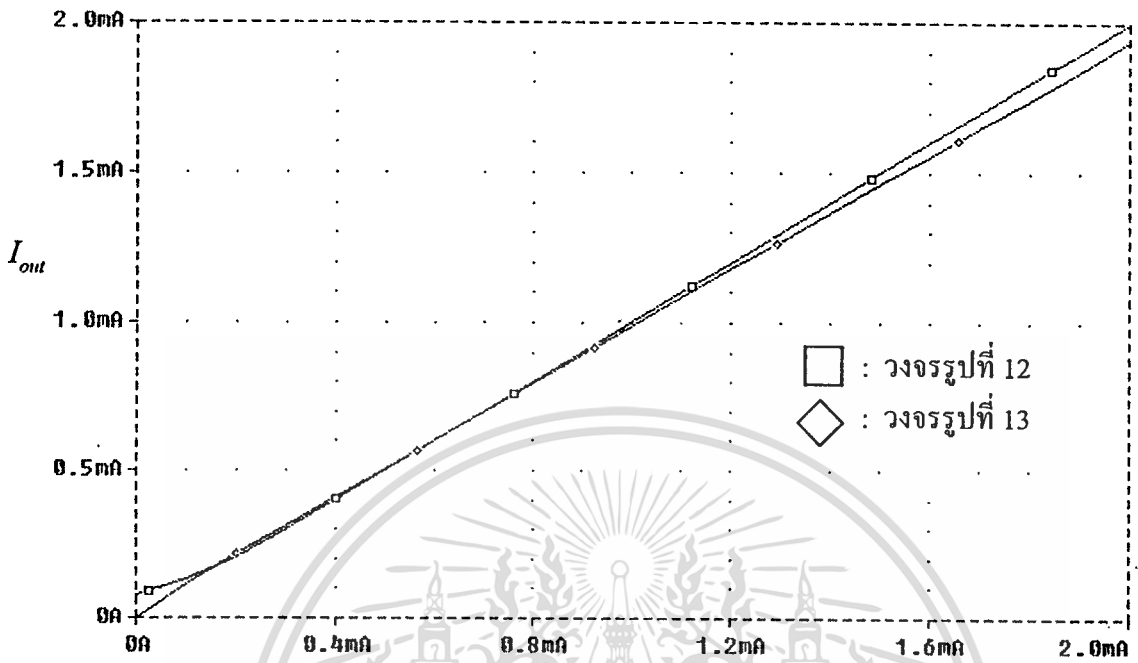
สำหรับผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกในรูปที่ 14 และวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบบวกในรูปที่ 15 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 18 โดยกำหนดความกว้างขาเกทของอุปกรณ์เมสเฟททุกตัวในวงจรถึงสองให้มีค่าเท่ากับ $16 \mu\text{m}$ และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{DD} และ V_{SS} มีค่าเท่ากับ +5 V และ -5 V ตามลำดับ จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถึงสองจะเห็นว่ากระแสจุดเข้าของวงจร I_{in} สามารถสะท้อนส่งผ่านไปเป็นกระแสจุดออก I_{out} ได้อย่างแม่นยำและทั้งยังมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงปฏิบัติการสูง

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบในรูปที่ 12 และวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบลบในรูปที่ 13 ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงในรูปที่ 19 ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแสจุดออก i_{out} กับกระแสจุดเข้า i_{in} จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถึงสองด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าตำแหน่งความถี่โพลของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบในรูปที่ 12 และแบบคาสโคดรูปที่ 13 อยู่ที่ประมาณ 2 GHz และ 300 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ได้จากการแก้แอมพลิจูดจากสมการที่ (3.2.14) และ (3.2.21) ตามลำดับ

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแสจุดออก i_{out} กับกระแสจุดเข้า i_{in} ของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกในรูปที่ 14 และวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบบวกในรูปที่ 15 จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถึงสองด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงได้ดังรูปที่ 20 พบว่าตำแหน่งความถี่โพลของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกในรูปที่ 14 และแบบคาสโคดในรูปที่ 15 จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 6 GHz และ 5 GHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ได้จากการแก้แอมพลิจูดจากสมการที่ (3.2.24) และ (3.2.31) ตามลำดับ

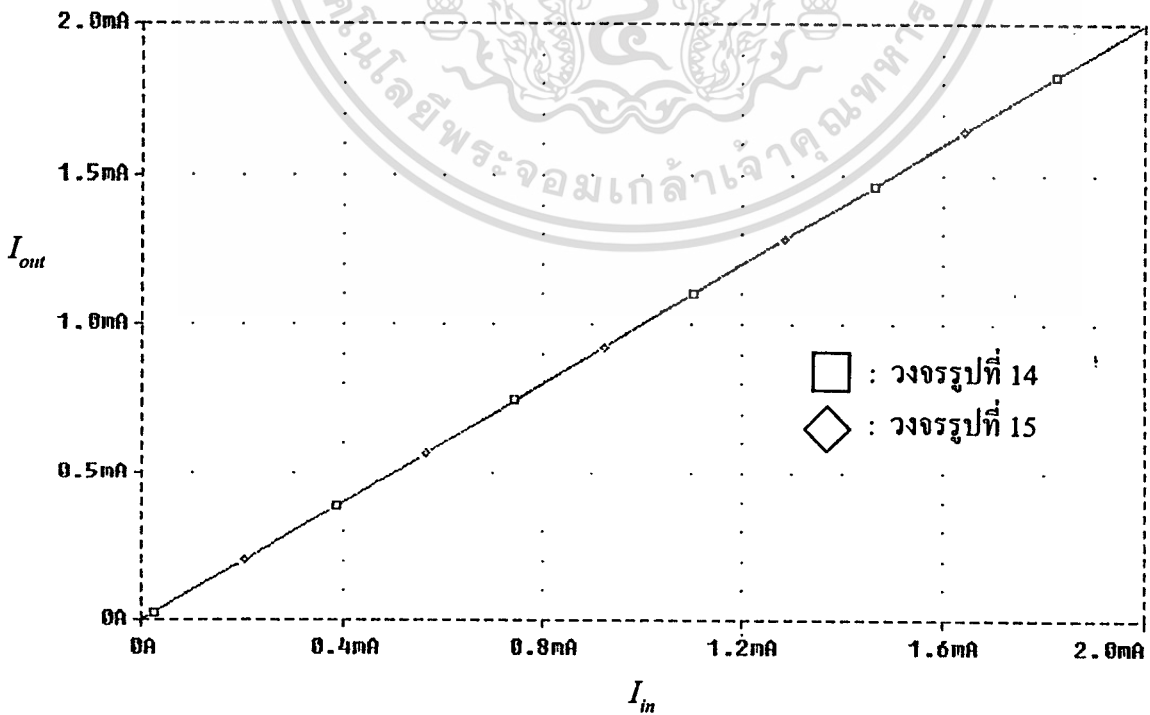
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 17



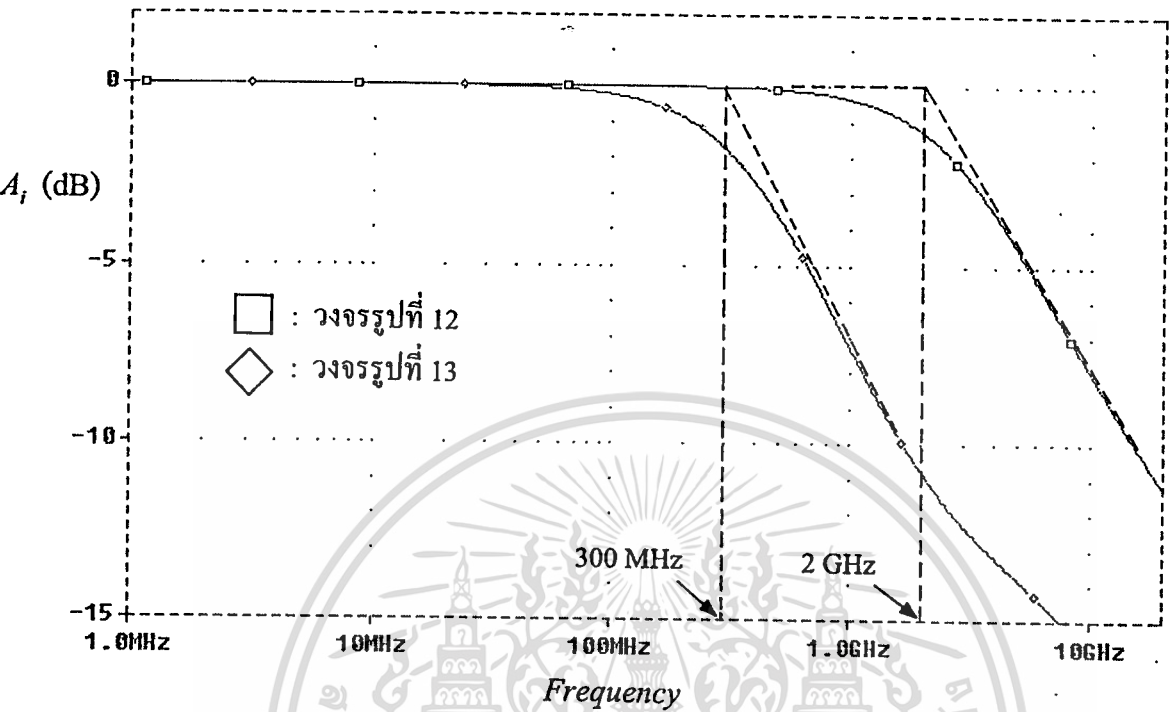
แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ

รูปที่ 18



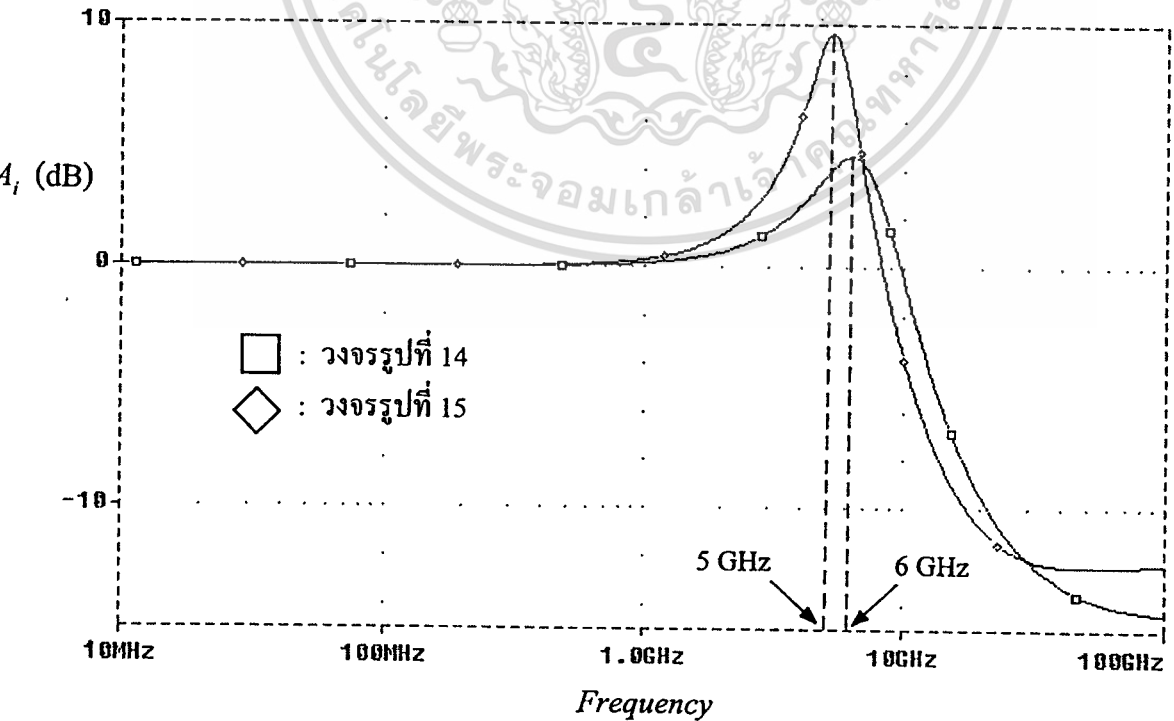
แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก

รูปที่ 19



แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่าย GaAs สะท้อนกระแสแบบลบบ

รูปที่ 20



แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่าย GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายความแตกต่างโดยใช้ GaAs MESFETs

วงจรรขยายความแตกต่าง (differential amplifier) เป็นวงจรพื้นฐานวงจรหนึ่งที่มีคุณสมบัติในการขยายผลต่างของสองสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจร ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานเช่น วงจรตามคัสคาและตามกระแส วงจรเปลี่ยนคัสคาเป็นกระแส และวงจรส่วนหน้าของออปแอมป์ เป็นต้น วงจรรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐานแสดงในรูปที่ 21 โดยที่ V_1 และ V_2 เป็นสัญญาณจุดเข้าที่ป้อนให้กับอุปกรณ์เมสเฟท M_1 , M_2 ดังนั้นเมื่ออุปกรณ์เมสเฟท M_1 , M_2 มีคุณสมบัติสมพ้องกัน กระแสผลต่างจุดออก (differential output current, I_{OUT}) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค1.1]

$$I_{OUT} = I_{DS1} - I_{DS2} = V_{id} \left(\sqrt{KI_{SS}} \right) \left(\sqrt{1 - K \frac{V_{id}^2}{4I_{SS}}} \right) \quad (3.3.1)$$

โดยที่ V_{id} คือผลต่างของสัญญาณจุดเข้า (differential input voltage, $V_1 - V_2$) และ $K = 2I_{DSS}/(V_p)^2$

สำหรับช่วงของคัสคาผลต่างจุดเข้าที่ทำให้กระแส I_{OUT} ยังคงเป็นเชิงเส้นอยู่ จะมีค่าเท่ากับ

$$-V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \leq V_{id} \leq V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (3.3.2)$$

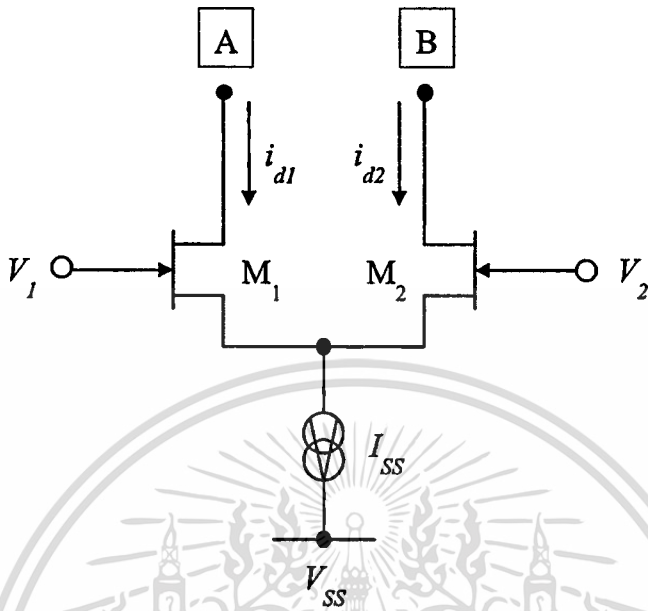
กรณีสัญญาณขนาดเล็กจะ ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก i_{d1} และ i_{d2} ต่อผลของสัญญาณจุดเข้า ($V_1 - V_2$) เท่ากับ

$$i_{d1} = \frac{g_m}{2} (V_1 - V_2) \quad (3.3.3)$$

$$i_{d2} = -\frac{g_m}{2} (V_1 - V_2) \quad (3.3.4)$$

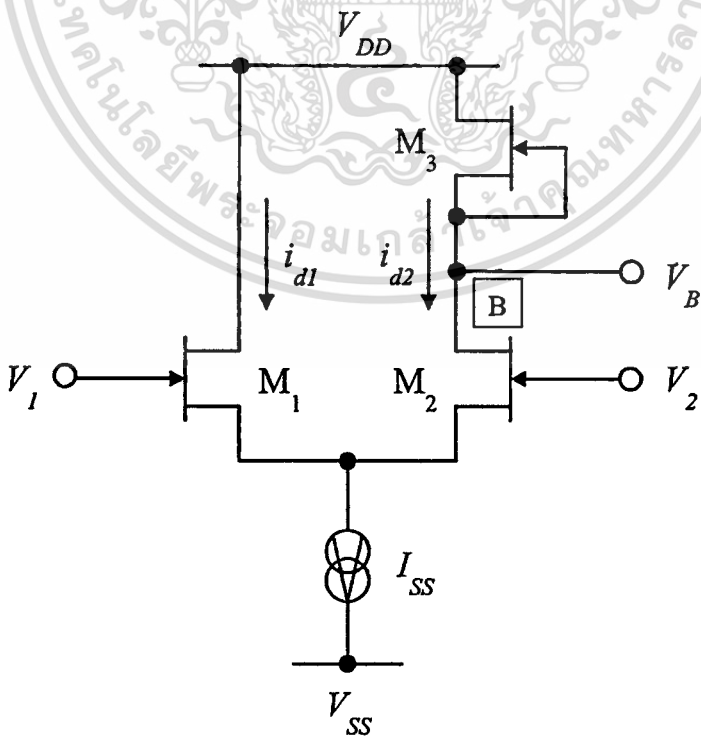
เมื่อ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ คือค่าความนำของเมสเฟท M_1 และ M_2 กรณีสัญญาณขนาดเล็ก

รูปที่ 21



แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน

รูปที่ 22



แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 21 เมื่อต่อเมสเฟท M_3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรักษากระแสคงที่ (current source) เข้าที่จุด B ดังแสดงในรูปที่ 22 แล้วจะได้วงจรขยายความแตกต่างแบบใช้แอกทีฟโหลด (active load) ดังนั้นเมื่อป้อนสัญญาณจุดเข้า V_1 และ V_2 จะทำให้เกิดกระแส i_{d1} และ i_{d2} ขึ้นตามสมการที่ (3.3.3) และ (3.3.4) ถ้าให้จุด B เป็นจุดออกของสัญญาณในรูปของศักดาจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างศักดาจุดออก V_B และผลต่างของศักดาจุดเข้า $V_{id} = V_1 - V_2$ โดยใช้วงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์เมสเฟทจะได้ดังนี้ [ภาคผนวก ค1.3]

$$\frac{v_B}{(v_1 - v_2)} = \frac{(g_{m2} + g_{d2})(g_{m1} + sC_{gs1})}{[g_{m1} + g_{m2} + s(C_{gs1} + C_{gs2})] \cdot [g_{d2} + g_{d3} + s(C_{gd2} + C_{gd3})]} \quad (3.3.5)$$

โดยที่ g_{mi} คือค่าความนำของเมสเฟท M_i และ g_{di} , C_{gsi} และ C_{gdi} คือค่าความนำระหว่างขาเกรนกับขาซอร์ส ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกรนกับขาซอร์ส และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกรนกับขาเกรนของเมสเฟท M_i ตามลำดับ

วงจรตามศักดาและวงจรตามกระแส

วงจรตามศักดาและวงจรตามกระแสเป็นวงจรพื้นฐานที่พัฒนามาจากวงจรขยายความแตกต่างโดยอาศัยหลักการป้อนกลับของสัญญาณจุดออกกลับมายังจุดเข้าของวงจรขยายความแตกต่างที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ซึ่งเป็นผลให้อัตราขยายรวมของวงจรทั้งหมดประมาณเท่ากับหนึ่งด้วย

1. วงจรตามศักดา

วงจรตามศักดาแสดงในรูปที่ 23 ซึ่งจะประกอบไปด้วยวงจรขยายความแตกต่าง ตัวรักษากระแสคงที่ $I/2$ และ M_3 ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับแบบลบ การทำงานของวงจรรอขยายได้ดังนี้ เมื่อป้อนสัญญาณจุดเข้า V_{in} สัญญาณ V_{in} นี้จะถูกส่งผ่านไปยังจุดออก V_2 ซึ่งศักดา V_2 จะมีค่าเท่ากับ V_{in} เนื่องจากว่ากระแสเกรนของเมสเฟท M_1 และ M_2 นั้นถูกควบคุมให้มีค่าเท่ากันด้วยตัวรักษากระแสคงที่ $I/2$ เป็นผลให้ศักดาระหว่างขาเกรนและซอร์ส (V_{GS}) ของ M_1 , M_2 มีค่าเท่ากันด้วย

เอกลำานเป็นเอกลำานที่สงวนไวสำหรับกาใช้งานเพื่อกาการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาเตเห็นาไปเซบระเษช่นด้านกาการค้าไม่ว่ากรณใดๆทั้งสิ้น อีกรั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกลำานทุกกรั้งที่มีการนำาไปใช้

ดังนั้นศักดา V_{in} จึงถูกส่งผ่านไปยังจุดออก V_2 อย่างแม่นยำ ส่วนเมสเฟท M_3 จะทำหน้าที่ป้อนกลับแบบลบที่มีอัตรากรป้อนกลับเท่ากับหนึ่ง และยังเป็นตัวส่งผ่านกระแสเพื่อจ่ายให้กับความต้านทาน R ซึ่งอัตราขยายสัญญาณของวงจรกรณีสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค2]

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{s^2(C_{gs}C_B) + s(C_1g_m) + g_mg_{m3}}{s^2[C_{gs}C_B + 2C_{gs3}C_1] + s\left[C_1g_m + \frac{2(C_B + g_{m3}C_{gs3}R)}{R}\right] + \left[g_mg_{m3} + \frac{2g_d(1 + g_{m3}R)}{R}\right]} \quad (3.4.1)$$

โดยที่ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $g_d = g_{d1} = g_{d2}$, $C_{gs} = C_{gs1} = C_{gs2}$ และ $C_1 = C_{gd2} + C_{gs3}$, $C_B = C_{gd2} + C_{gs3} + C_{gd3}$ เมื่อ g_{mi} คือค่าความนำของเมสเฟท M_i และ g_{di} , C_{gsi} , C_{gdi} คือค่าความนำระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาเดรนของเมสเฟท M_i ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (3.4.1) จะได้ค่าความถี่โพลซึ่งเป็นขั้วความถี่ที่สามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรจะอยู่ที่

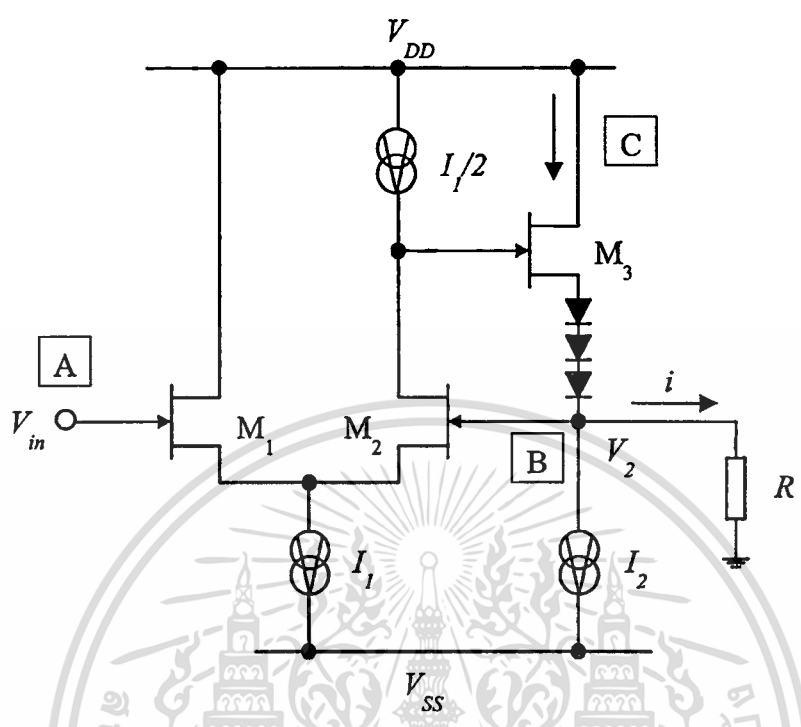
$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_mg_{m3} + 2g_d\left(\frac{1 + g_{m3}R}{R}\right)}{(C_{gs}C_B + 2C_1C_{gs3})}} \quad (3.4.2)$$

ถ้าเลือกค่า $g_{m3}R \gg 1$ ดังนั้นค่าความถี่โพลของวงจร มีค่าประมาณ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_mg_{m3}}{(C_{gs}C_B + 2C_1C_{gs3})}} \quad (3.4.3)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_m = g_{m1} = g_{m2} = 6.52 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 1.31 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs} = C_{gs1} = C_{gs2} = 1.56 \times 10^{-14} \text{ F}$, $C_{gd1} = C_{gd2} = 1.56 \times 10^{-14} \text{ F}$ และ $C_{gs3} = C_{gd3} = 6.28 \times 10^{-15} \text{ F}$ ดังนั้นถ้ากำหนด $R = 100 \text{ k}\Omega$ แล้ว จะได้ค่าความถี่โพล p_1 อยู่ที่ประมาณ 5.5 GHz

รูปที่ 23



แสดงวงจรตามคักคาโดยใช้ GaAs MESFETs

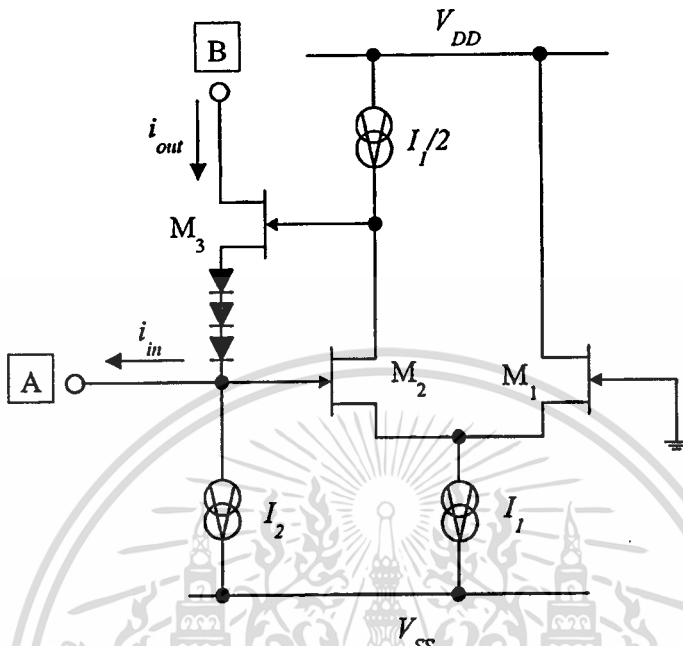
2. วงจรตามกระแส

ลักษณะของวงจรตามกระแสจะมีรูปแบบที่คล้ายกับวงจรตามคักคา โดยให้ส่วนสัญญาณจุดเข้าของวงจรตามคักคาเป็นคักคาคิน และป้อนกระแสเข้าทางด้านจุดออกแทนคักแสดงในรูปที่ 24 จากรูปที่ 24 กระแสจุดเข้า I_{in} ที่ป้อนเข้ามายังจุด A จะถูกส่งผ่านไปยังจุด B โดยเมสเฟท M_3 ซึ่งจะทำหน้าที่เสมือนกับวงจรเกทร่วม (Common Gate) จึงทำให้ความต้านทานจุดเข้าที่พิจารณาจากจุด A เข้าไปจะมีค่าต่ำมาก ซึ่งมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค3]

$$R_{in} = \left[\frac{2(g_d + sC_B)}{(g_m - 2sC_1)(g_{m3} + sC_1) + 2(g_{m3} + sC_C)(g_d + sC_B)} \right] \quad (3.4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 24



แสดงวงจรตามกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_{in} และ i_{out} สามารถหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ค3]

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2(2C_1C_{gd3}) + s(2C_{gs3}g_{m3} - C_{gd3}g_m) + g_m g_{m3}}{s^2(2C_B C_C) + s(2C_{gs3}g_{m3} + C_1 g_m) + g_m g_{m3}} \quad (3.4.5)$$

โดยที่ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $C_1 = C_{gd2} + C_{gs3}$, $C_B = C_{gd2} + C_{gs3} + C_{gd3}$ และ $C_C = (C_{gs2}/2) + C_{gd2} + C_{gs3}$
 ดังนั้นจากสมการที่ (3.4.5) จะได้ค่าความถี่โพลของวงจรจะอยู่ที่

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m g_{m3}}{2C_B C_C}} \quad (3.4.6)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในวงจรมีค่า $g_m = g_{m1} = g_{m2} = 1.85 \times 10^3 \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 9.68 \times 10^4 \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = 1.26 \times 10^{-14} \text{ F}$, $C_{gd1} = C_{gd2} = 1.26 \times 10^{-14} \text{ F}$ และ $C_{gs3} = C_{gd3} = 7.21 \times 10^{-15} \text{ F}$ จะได้ค่าความถี่โพล p_1 อยู่ที่ประมาณ 5.67 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ่ายโดยใช้โปรแกรม PSPICE

ผลการทำงานของวงจรถ่ายตามคักดาในรูปที่ 23 และวงจรถ่ายตามกระแสในรูปที่ 24 จะใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรถ่าย โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของอุปกรณ์เมสเฟทที่ใช้ได้ทดสอบและคำนวณโดยใช้วิธีตามที่ได้เสนอขึ้นในเอกสารอ้างอิงที่ [4], [9], [10] และ [16] ดังรายละเอียดในภาคผนวก ก โดยกำหนดให้ $W_1 = W_2 = 32 \mu\text{m}$, $W_3 = 16 \mu\text{m}$ และเลือกใช้ $V_{DD} = +5 \text{ V}$, $V_{SS} = -5 \text{ V}$ ส่วนตัวตั้งกระแสคัก I_1 และ I_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.4 mA และ 1 mA ตามลำดับ ในรูปที่ 25 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างคักดาจูดออก V_2 กับคักดาจูดเข้า V_1 ของวงจรถ่ายตามคักดาเมื่อความต้านทาน R แปรไป 3 ค่าคือ 1 k Ω , 10 k Ω และ 100 k Ω พบว่ากรณีความต้านทาน R มีค่าสูงมากขึ้น ช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดของวงจรถ่ายจะเข้าใกล้ประมาณ 5 GHz ซึ่งจะเห็นว่าค่าที่สอดคล้องใกล้เคียงกับตำแหน่งความถี่โพลที่ได้จากการคาดการณเอาไว้ในสมการที่ (3.4.3) สำหรับอัตราขยายกระแสของวงจรถ่ายตามกระแสแสดงในรูปที่ 26 ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแสจูดออก i_{out} กับกระแสจูดเข้า i_{in} และจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ่ายด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าตำแหน่งความถี่โพลของวงจรถ่ายอยู่ที่ประมาณ 6 GHz ซึ่งจะเห็นว่ามีผลที่ใกล้เคียงกับที่ได้คาดการณเอาไว้ในสมการที่ (3.4.6)

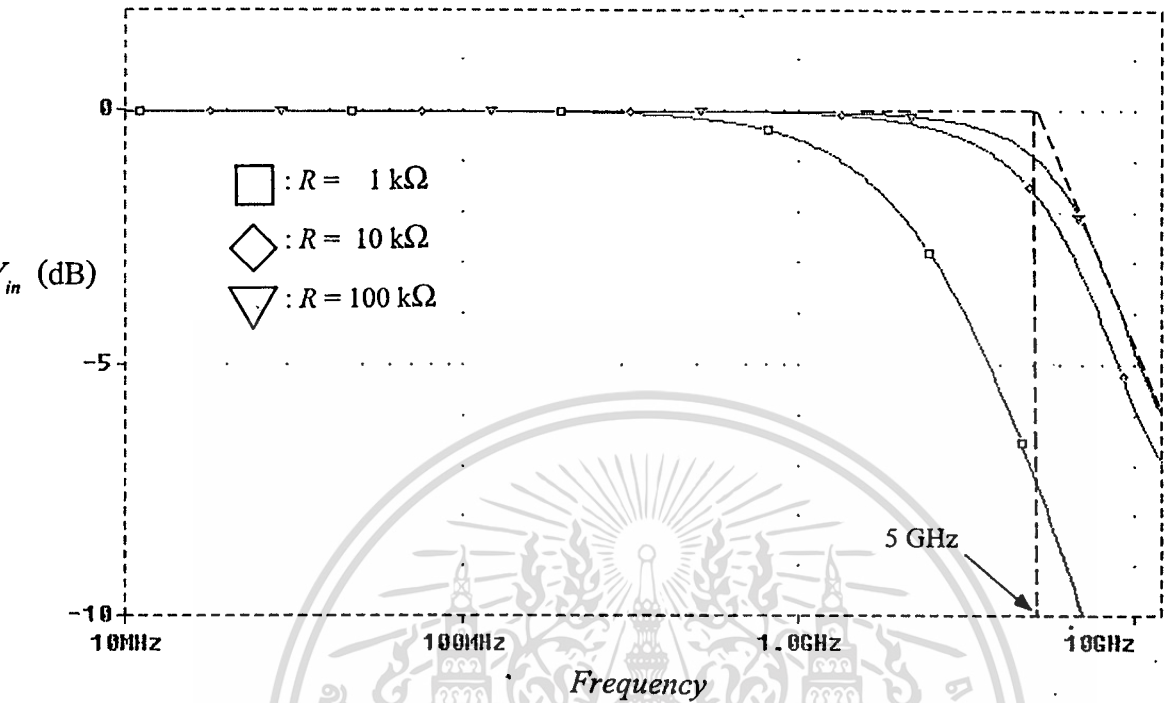
บทสรุป

วงจรถ่ายกระแสแบบใช้ GaAs MESFETs นี้ มีสมรรถนะของวงจรถ่ายที่เป็นคุณสมบัติเด่นก็คือ วงจรถ่ายสามารถใช้งานในช่วงความถี่ได้สูง GHz นั่นคือผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายที่สูงขึ้น ทั้งยังมีความเป็นเชิงเส้นของกระแส ดังนั้นจากหลักการที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจึงเป็นแนวความคิดเบื้องต้นในการพัฒนาออกแบบวงจรถ่ายรวม เพื่อให้วงจรถ่ายที่ได้มีขีดความสามารถในการทำงานในช่วงความถี่ที่สูงยิ่งขึ้น และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรถ่ายสื่อสารความเร็วสูงย่านความถี่ไมโครเวฟอีกด้วยซึ่งเป็นผลให้ขอบข่ายการใช้งานของวงจรถ่ายกว้างขวางยิ่งขึ้น

กลุ่มวงจรถ่ายที่ได้กล่าวถึงในบทนี้เป็นวงจรถ่ายพื้นฐานที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรถ่ายรวมแบบอุปมานทั้งชนิดสัญญาณต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ในการออกแบบวงจรถ่ายรวมเชิงอุปมานในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้คุณสมบัติของวงจรถ่ายเหล่านี้เป็นพื้นฐานในการพัฒนางจรถ่ายซึ่งวงจรถ่ายรวมเชิงอุปมานที่ได้พัฒนาขึ้นจะมีความแม่นยำ และเที่ยงตรงสูงดังจะได้อีกกล่าวถึงในบทต่อไป

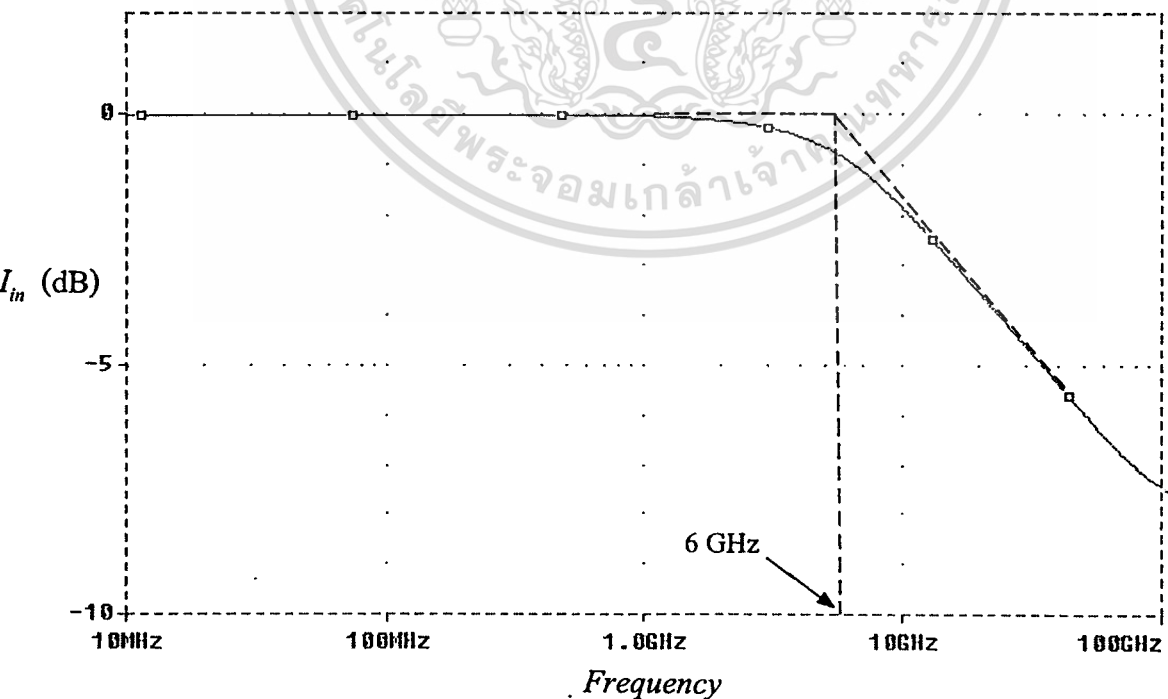
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 25



แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามคัตตา

รูปที่ 26



แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามกระแส

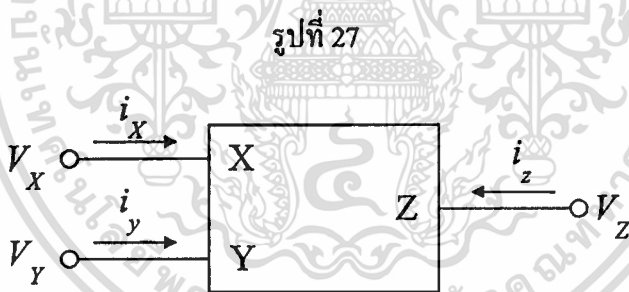
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs

กล่าวนำ

วงจรสายพานกระแสได้ถูกเสนอและพัฒนาขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย A. Sedra และ K.C. Smith [22] วงจรสายพานกระแสจัดอยู่ในกลุ่มวงจรที่ทำงานในรูปกระแสที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นอุปกรณ์แบบ 3 พอร์ตดังแสดงในรูปที่ 27 และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นอนุพลแอคทีฟ (active element) ในการออกแบบวงจรรวมต่างๆ ได้อย่างมากมาย อาทิเช่น ไซเรเตอร์ วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์ทั่วไป ฟิลเตอร์ วงจรจำกัดกระแส และ ออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสายพานกระแสแบบใหม่ที่ได้พัฒนาขึ้น โดยจะเป็นวงจรที่เลือกออกแบบโดยใช้ GaAs MESFET เป็นหลัก



แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส

หลักการพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสแบ่งออกได้เป็น 2 รุ่นคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นแรก (First Generation Current Conveyor , CCI) ซึ่งเป็นวงจรสายพานกระแสที่ถูกพัฒนาขึ้นเป็นครั้งแรกโดย A. Sedra และ K.C. Smith และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second-Generation Current Conveyor, CCII) ซึ่งเป็นวงจรที่ปรับปรุงมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นแรก [23] โดยคุณสมบัติ

ของวงจรสายพานกระแสทั้งสองรุ่นสามารถเขียนอธิบายเป็นสมการได้ดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ V_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ i_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (4.2.1)$$

และ

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ V_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ i_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (4.2.2)$$

โดยที่สมการที่ (4.2.1) เป็นคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นแรก และสมการที่ (4.2.2) จะเป็นคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งความสัมพันธ์ของทิศทางกระแสไหลของกระแส i_Z กับกระแส i_X ถ้ามีเครื่องหมายเป็นบวกจะแสดงถึงว่าทิศทางกระแสไหลของกระแส i_Z กับกระแส i_X มีทิศทางเดียวกันและเรียกวจรสายพานกระแสรุ่นนี้ว่าวงจรสายพานกระแสแบบบวก ถ้ามีเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่ากระแส i_Z กับกระแส i_X มีทิศทางกระแสตรงกันข้ามกัน และเรียกวจรสายพานกระแสรุ่นนี้ว่าวงจรสายพานกระแสแบบลบ ดังนั้นจากสมการที่ (4.2.2) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะมีสมการเป็น

$$i_Y = 0 \quad (4.2.3)$$

$$V_X = V_Y \quad (4.2.4)$$

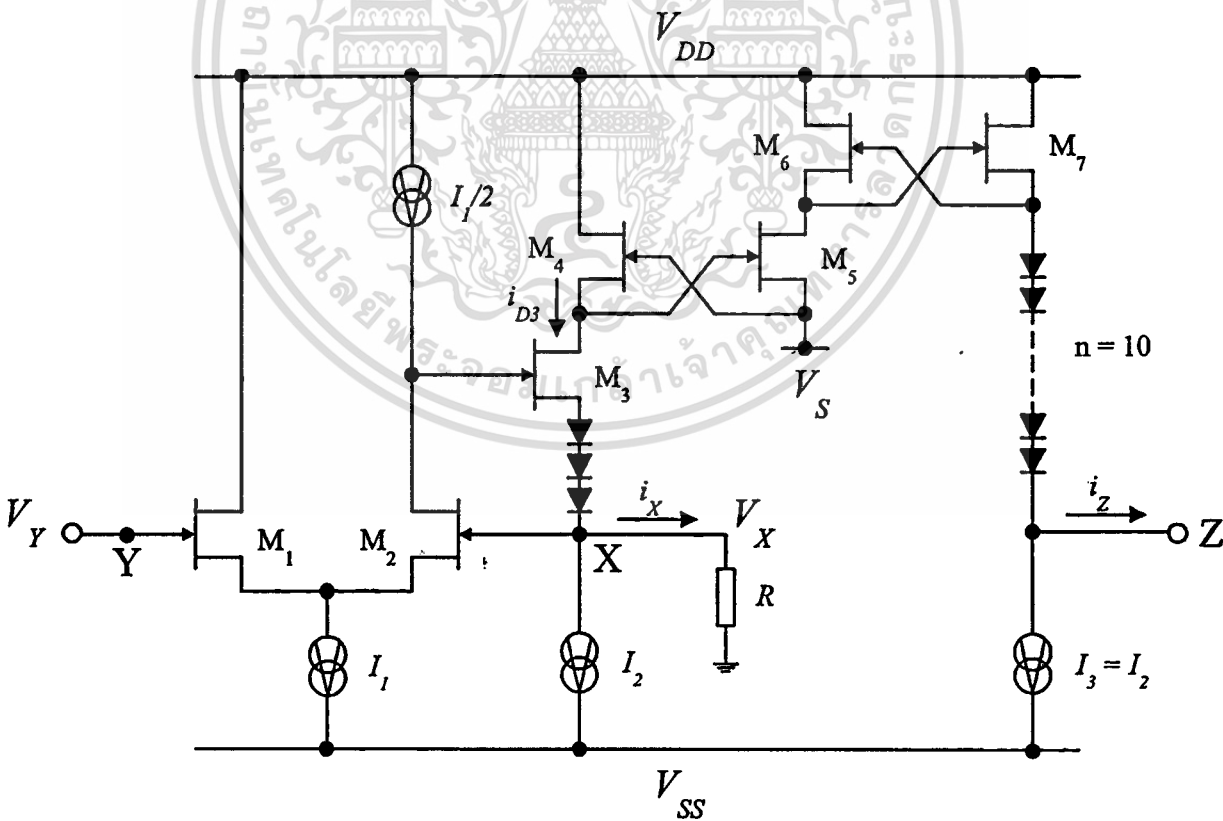
$$i_Z = \pm i_X \quad (4.2.5)$$

วงจรสายพานกระแสรุ่นแรกจะมีการนำมาประยุกต์ใช้งานน้อยมาก เนื่องจากกระแส i_Y จะแปรตามกระแส i_X ทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบวงจรสำหรับประยุกต์ใช้งาน ส่วนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองกระแส i_Y จะมีค่าเป็นศูนย์ หรือ ก็คือความต้านทานจุดเข้าที่พิจารณาเข้าไปยังพอร์ต Y จะมีค่าเป็นอนันต์ทำให้การประยุกต์ใช้งานของวงจรมีความคล่องตัวสูง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นเฉพาะแต่การออกแบบวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในวงจรถอดรหัสฟังก์ชันเท่านั้น และเพื่อความสะดวกในการอธิบายจึงขอเรียกวจรสายพานกระแสรุ่นที่สองว่าวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs

วงจรสายพานกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้มีการพัฒนางจรขึ้นตั้งแต่ปี ค.ศ. 1968 เป็นต้นมา [22][23][24] และมีการพัฒนาการออกแบบวงจรดังกล่าวเรื่อยมาเป็นลำดับจนเป็นเทคโนโลยีแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน [25][26] จนกระทั่งเมื่อไม่กี่ปีมานี้ เทคโนโลยีแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟททรานซิสเตอร์ได้เริ่มเข้ามามีบทบาทขึ้นเป็นอย่างมากในปัจจุบันเนื่องจากเป็นเทคโนโลยีที่ใช้งานในย่านความถี่สูง ซึ่งทำให้วงจรรวมที่ได้มีสมรรถนะสูงขึ้น และมีความเป็นไปได้ในการพัฒนาออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีแบบเมสเฟททรานซิสเตอร์บนแผ่นวงจรรวมเดียวกันได้ ดังนั้นเพื่อเป็นการรองรับเทคโนโลยีของวงจรรวมแบบนี้ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอหลักการใหม่ของวงจรสายพานกระแสโดยใช้เทคโนโลยีวงจรรวมแบบใช้ GaAs MESFET เพื่อเป็นแนวทางที่จะนำเอาหลักการดังกล่าวไปออกแบบพัฒนาลงบนวงจรรวมขนาดใหญ่ต่อไป

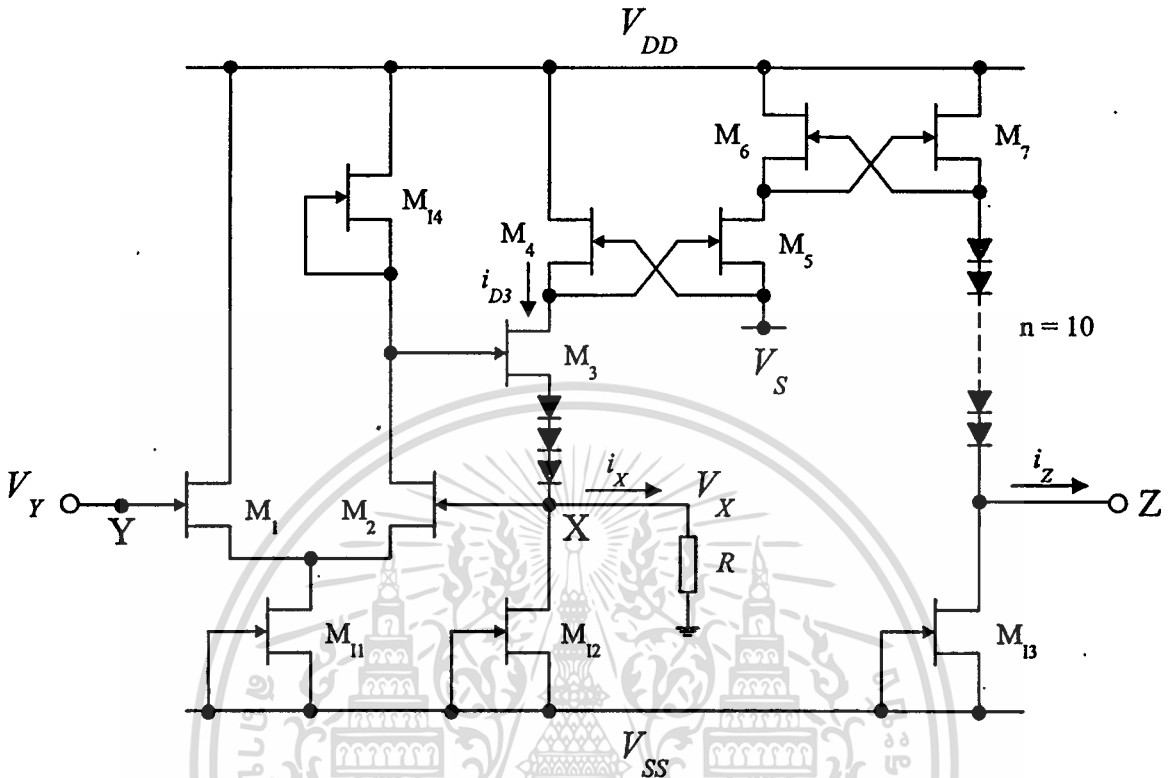
รูปที่ 28



แสดงวงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 29



แสดงวงจรสายพานกระแสแบบใช้ GaAs MESFETs เป็นหลัก

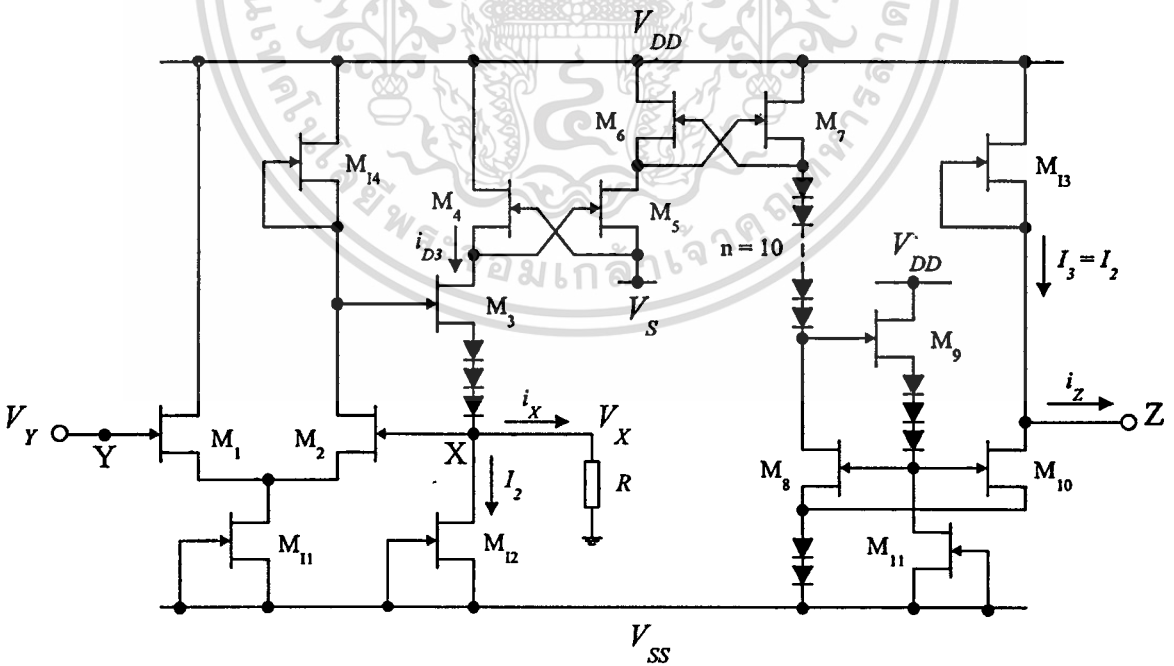
วงจรสายพานกระแสโดยใช้ GaAs MESFETs แสดงในรูปที่ 28 จะเห็นว่าลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรตามสัปดาห์ที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 23 โดยการป้อนศักดา V_m เข้าที่จุด A ศักดา V_m จะถูกส่งผ่านไปยังจุด B และถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแส i โดยความต้านทาน R ซึ่งมีค่าเท่ากับ V_m/R กระแส i นี้จะถูกส่งผ่านไปยังจุด C ต่อไป โดยที่ส่วนเพิ่มเติมจากวงจรตามสัปดาห์ก็คือ ส่วนของวงจรสะท้อนกระแส $M_4 - M_7$ และตัวดึงกระแสคงที่ I_3 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ ถ้าให้เมสเฟตทุกตัวในวงจรมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการและทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัวแล้ว วงจรสะท้อนกระแส $M_4 - M_7$ มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง และตัวจ่ายกระแสคงที่ $I_3/2$ จะกำหนดให้กระแสเดรนของเมสเฟต M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากัน เป็นผลให้ศักดาตกคร่อมระหว่างเกทกับซอร์สมีค่าเท่ากันด้วย หรือ $V_{GS1} = V_{GS2}$ ดังนั้นเมื่อป้อนศักดา V_Y เข้าที่จุด Y ศักดา V_Y นี้จะถูกส่งผ่านไปยังจุด X อย่างแม่นยำ หรือนั่นคือ $V_X = V_Y$ สำหรับเมสเฟต M_3 นั้นต่อในลักษณะของวงจรเกทร่วมซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสจากขาซอร์สมายังขาเดรน และยังทำให้ความต้านทานจุดเข้าที่จุด X มีค่าต่ำ ถ้า $V_Y > 0$ และ R คือความต้านทานที่ต่อระหว่างพอร์ท X กับศักดาอินจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้กระแส i_x ที่ไหลผ่านความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ $i_x = V_y/R$ และกระแสเดรน i_{D3} ของเมสเฟท M_3 จะมีค่าเท่ากับ $I_2 + i_x$ กระแส i_{D3} นี้จะถูกวางจรสะท้อนกระแส $M_4 - M_7$ ส่งผ่านไปยังพอร์ท Z โดยมีตัวดึงกระแสคงที่ I_3 ดึงกระแส I_2 ออกจากพอร์ท Z ซึ่งจะได้ว่ากระแสจุดออก i_z มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสระหว่าง $I_2 + i_x$ และ I_3 โดยจะมีค่าเท่ากับ i_x จะเห็นได้ว่ากระแส i_z จะมีทิศทางเดียวกับกระแส i_x หรือ $i_z = i_x$ ดังนั้นวงจรในรูปที่ 28 จึงเรียกว่าวงจรสายพานกระแสแบบบวกโดยวงจรสายพานกระแสแบบบวกแบบที่เลือกออกแบบโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟททั้งหมดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 29 ซึ่งทำได้โดยการจัดให้เมสเฟท $M_{11} - M_{14}$ มาทำหน้าที่รักษากระแสคงที่แทน $I_1 - I_4$ ตามลำดับ

สำหรับวงจรสายพานกระแสแบบลบจะแสดงในรูปที่ 30 โดยมีวงจรสะท้อนกระแส $M_8 - M_{11}$ เป็นตัวส่งผ่านกระแส $I_2 + i_x$ ไปยังพอร์ท Z โดยมีตัวจ่ายกระแสคงที่ I_3 ชดเชยกระแส I_2 เป็นผลให้กระแส i_z มีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_x หรือนั่นคือ $i_z = -i_x$

รูปที่ 30



แสดงวงจรสายพานกระแสแบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรสายพานกระแสในหัวข้อนี้จะใช้วงจรสมมูลสำหรับ สัญญาณขนาดเล็กแทนเพื่อพิจารณาถึงค่าของอัตราส่วนของคิกคา V_X/V_Y ความต้านทานจุดเข้าที่ พอร์ต X และ Z ค่าความนำ (Transconductance, G_m) อัตราส่วนของกระแส i_z/i_x และคิกคา ออฟเซตจุดเข้า (Input Offset Voltage, V_{OS}) ซึ่งในที่นี้จะยึดวงจรสายพานกระแสแบบบวกในรูป ที่ 28 เป็นหลัก

จากวงจรรูปที่ 28 ตัวคิงกระแสคิงที่ I_2 จะมีความต้านทานที่จุดออกสูงมาก ดังนั้นจึง สามารถตัดผลของสัญญาณขนาดเล็กที่มีต่อตัวคิงกระแสคิงที่ I_2 ออกไปได้ ผลตอบสนองทาง สัญญาณไฟตรงระหว่างคิกคา V_X และ V_Y สามารถหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง]

$$V_X = \frac{g_{m1}g_{m3}(g_{m2} + g_{d2})}{(g_{m1} + g_{d1}) \left[g_{m2}g_{m3} + g_{d2} \left(\frac{1}{R} + g_{m3} + g_{d3} \right) \right]} V_Y \quad (4.4.1)$$

เมื่อ g_{m1} และ g_{d1} คือค่าความนำและค่าความนำเดรนของเมสเฟท M_1 จากสมการที่ (4.4.1) จะเห็น ว่าคิกคา V_X จะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับ V_Y ได้ ก็ต่อเมื่อค่าขนาดของ $g_{m1} \gg g_{d1}$ ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = 6.52 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{d1} = g_{d2} = 2.61 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 1.31 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_{d3} = 4.37 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ $V_X = 0.96V_Y$

สำหรับความต้านทานจุดออกที่พิจารณาจากพอร์ต X สามารถหาได้โดยการป้อนคิกคา V_X เข้าที่พอร์ต X แล้วพิจารณาค่าของกระแส I_X ที่ไหลเข้าไปยังพอร์ต X ซึ่งความต้านทานจุดออกที่ หาได้มีค่าเท่ากับ

$$r_X = \frac{V_X}{I_X} = \frac{g_{d2}(g_{m4} + g_{d3} + g_{d4})}{(g_{m4} + g_{d4}) [g_{m2}g_{m3} + g_{d2}(g_{m3} + g_{d3})]} \quad (4.4.2)$$

ถ้ากำหนดให้ $g_{m2} = 6.52 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{d2} = 2.61 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = g_{m4} = 1.31 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$ และ $g_{d3} = g_{d4} = 4.37 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_X เท่ากับ 30Ω ซึ่งถือได้ว่ามีค่าที่ต่ำมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนความต้านทานจุดออกที่พิจารณาจากพอร์ท Z สามารถประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส $M_4 - M_7$ ขนานกับความต้านทานจุดออกของตัวดึงกระแสคงที่ I_3 ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$r_z \cong \frac{1}{g_{d7} + g_{d3}} \quad (4.4.3)$$

เมื่อ g_{d3} คือค่าความนำเดรนของตัวดึงกระแสคงที่ I_3 ตัวอย่างเช่นถ้า $g_{d7} = 4.37 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$ จะได้ค่าความต้านทาน r_z ของวงจรประมาณ $23 \text{ k}\Omega$ ซึ่งถือว่ามีค่าสูง และความต้านทาน r_z นี้ยังสามารถที่จะปรับปรุงให้มีค่าสูงเพิ่มขึ้นได้ โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคเดแทนวงจรสะท้อนกระแส $M_4 - M_8$ ซึ่งเป็นแบบพื้นฐาน แต่ในขณะที่เดียวกันช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานที่พอร์ท Z จะมีช่วงแคบลงเมื่อเทียบกับการใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เนื่องจากเมสเฟตต้องการสัปดาห์คร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส V_{DS} ที่มีค่าสูงกว่า ($V_{GS} > V_T$) เพื่อที่ยังคงทำให้เมสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว

สำหรับผลตอบสองทางความถี่สูงของวงจรสายพานกระแส ในที่นี้จะวิเคราะห์ในรูปของค่าความนำระหว่างกระแส i_x และ v_y ซึ่งจะหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง1]

$$\frac{i_x}{v_y} = \frac{1}{R_x} \left[\frac{s^2 C(C_2 + C_3) + s(C_2 g_m + C g_d) + g_m g_{m3}}{s^2 (C C_2 + C C_3 + 2 C_2 C_3) + s \left[C_2 g_m + 2 C_3 g_{m3} + 2 \left(\frac{C_2 + C_3}{R_x} \right) \right] + \left[g_m g_{m3} + 2 g_d \left(\frac{1 + g_{m3} R_x}{R_x} \right) \right]} \right] \quad (4.4.4)$$

ได้ความถี่โพล p_1 เท่ากับ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m g_{m3} + 2 g_d \left(\frac{1 + g_{m3} R_x}{R_x} \right)}{[C(C_2 + C_3) + 2 C_2 C_3]}} \quad (4.4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $C = C_{gs1} = C_{gs2}$, $C_2 = C_{gd2} + C_{gs3}$, $C_3 = C_{gd3}$ เมื่อ C_{gs1} , C_{gd1} คือค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาเดรนของเมสเฟท M_1 ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = 6.52 \times 10^{-4} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m3} = 1.31 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gd2} = 1.60 \times 10^{-14} \text{ F}$ และ $C_{gs3} = C_{gd3} = 6.30 \times 10^{-15} \text{ F}$ ดังนั้นเมื่อ $R_X = 100 \text{ k}\Omega$ แล้ว จะได้ความถี่โพล p_1 เท่ากับ 5 GHz ซึ่งค่าความถี่นี้ไม่ใช่ตัวที่จะจำกัดสมรรถนะทางความถี่ของวงจรสายพานกระแส ส่วนผลตอบสนองทางความถี่ที่พอร์ท Z สามารถหาได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง1]

$$\frac{i_z}{i_x} = \left[\frac{(g_{m5} - sC_{gd5})(g_{m7} + sC_{gs6} + sC_{gs7})}{s^2(C_A C_B) + s(C_A g_{m6} + C_B g_{m4} + C_{gd5} g_{m5}) + g_{m4} g_{m6}} \right] \quad (4.4.6)$$

ได้ความถี่โพล p_2 เท่ากับ

$$p_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m4} g_{m6}}{C_A C_B}} \quad (4.4.7)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs4} + C_{gs5} + C_{gd5}$ และ $C_B = C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gs7} + C_{gd7}$ กำหนดให้ $g_{m4} = 1.31 \times 10^{-3} \text{ A.V}^{-1}$, $g_{m6} = 3.67 \times 10^{-5} \text{ A.V}^{-1}$, $C_{gs4} = C_{gs5} = C_{gs6} = C_{gs7} = 6.30 \times 10^{-15} \text{ F}$, $C_{gd5} = C_{gd7} = 6.30 \times 10^{-15} \text{ F}$ จะได้ความถี่โพล p_2 เท่ากับ 1.6 GHz ซึ่งจะเห็นว่าค่าความถี่นี้ต่ำกว่าค่าความถี่โพล p_1 ดังนั้นค่าความถี่นี้จึงเป็นตัวจำกัดสมรรถนะทางความถี่ของวงจรสายพานกระแส

สำหรับค่าของศักดาออฟเซต V_{OS} เมื่อป้อนศักดาจุดเข้า V_T ที่ทำให้ศักดา V_X มีค่าเท่ากับศูนย์ สามารถหาได้โดยใช้การวิเคราะห์ห้วงจรกรณีสัญญาณขนาดใหญ่ ได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง2]

$$V_{OS} = (V_{T1} - V_{T2}) - \frac{(\beta_1 - \beta_2)}{(\beta_1 + \beta_2)} \left(\frac{I_{D1} + I_{D2}}{\beta_1 + \beta_2} \right)^{1/2} \quad (4.4.8)$$

โดยที่ V_T , β_i และ I_{di} คือศักดาขีดเริ่ม (threshold voltage) ค่าพารามิเตอร์ความนำ และกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_i ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (4.4.6) จะเห็นว่าสามารถที่จะทำการลดค่าศักดาออฟเซต V_{OS} ได้มีอยู่สองประการ คือ ประการแรกจะต้องควบคุมเทคโนโลยีในการผลิตเพื่อ

ให้โครงสร้างภายในของเมสเฟทมีค่าของศักดาขีดเริ่ม V_T และค่าพารามิเตอร์ความนำ β ใน M_1 และ M_2 มีความสมพียงกันมากที่สุด ประการที่สองคือการลดค่ากระแส $I_1 = I_{D1} + I_{D2}$

การพิจารณาช่วงของศักดาปฏิบัติงาน V_Y ที่เป็นศักดาจุดเข้าที่พอร์ท Y โดยกำหนดให้ $V_{Y(max)}$ และ $V_{Y(min)}$ แทนถึงค่าของศักดาปฏิบัติงานสูงสุดและต่ำสุดที่เกิดขึ้น ดังนั้นช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรถหาได้โดยใช้การวิเคราะห์ห้วงจรกรณีสัญญาณขนาดใหญ่ซึ่งจะได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง3]

$$\text{ช่วงศักดาปฏิบัติงาน} = V_{Y(max)} - V_{Y(min)} = V_{DD} - V_{SS} - \left[\left(\frac{I_1}{\beta} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (4.4.9)$$

จากสมการที่ (4.4.9) จะแสดงถึงช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรถหา ซึ่งสามารถทำให้ช่วงปฏิบัติงานกว้างขึ้นได้โดยการลดค่าของตัวดึงกระแสที่ I_1 หรือโดยการควบคุมขบวนการผลิตเพื่อให้โครงสร้างภายในของเมสเฟทให้มีค่าพารามิเตอร์ของความนำ β สูง ๆ แต่ทั่วไปในทางปฏิบัติแล้วมักเลือกออกแบบให้ตัวดึงกระแสที่ I_1 มีค่าน้อยๆ จะสะดวกกว่า ทั้งยังเป็นผลให้ค่าของศักดาออฟเซต V_{OS} นั้นมีค่าลดลงพร้อมกันไปด้วย

สำหรับการพิจารณาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรถหาได้โดยใช้การวิเคราะห์ห้วงจรกรณีสัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง4]

$$i_{D3} = \begin{cases} 0 & ; i_x = -I_2 \\ I_2 + i_x & ; i_x > -I_2 \end{cases} \quad (4.4.10)$$

ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

จากการออกแบบวงจรตามหลักการที่ได้นำเสนอมาแล้วนั้น เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันว่าสมรรถนะของวงจรที่ได้ทำการออกแบบขึ้นสามารถทำงานตามหลักการและมีคุณสมบัติของวงจรที่เสนอเป็นไปตามที่คาดหมายเอาไว้ ในที่นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและยืนยันการทำงานของวงจรโดยการนำวงจรสายพานกระแสแบบบวกรูปที่ 29 ที่ได้ออกแบบมาทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ค่ารายละเอียดพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์เมสเฟทจะกำหนดตามที่ได้เสนอขึ้นในภาคผนวก ก โดยกำหนดให้ $W_1 = W_2 = 32 \mu\text{m}$, $W_3 - W_{10} = 16 \mu\text{m}$ และเลือกใช้ $V_{DD} = +10 \text{ V}$, $V_{SS} = -10 \text{ V}$ ส่วนตัวรีกษากระแสที่ M_{11} , M_{12} , M_{13} และ M_{14} กำหนดให้มีความกว้างของขาเกตเท่ากับ $8 \mu\text{m}$, $16 \mu\text{m}$, $16 \mu\text{m}$ และ $4 \mu\text{m}$ ตามลำดับ

1. ผลการเขียนแบบหาอัตราส่วนของศักดา V_x/V_y

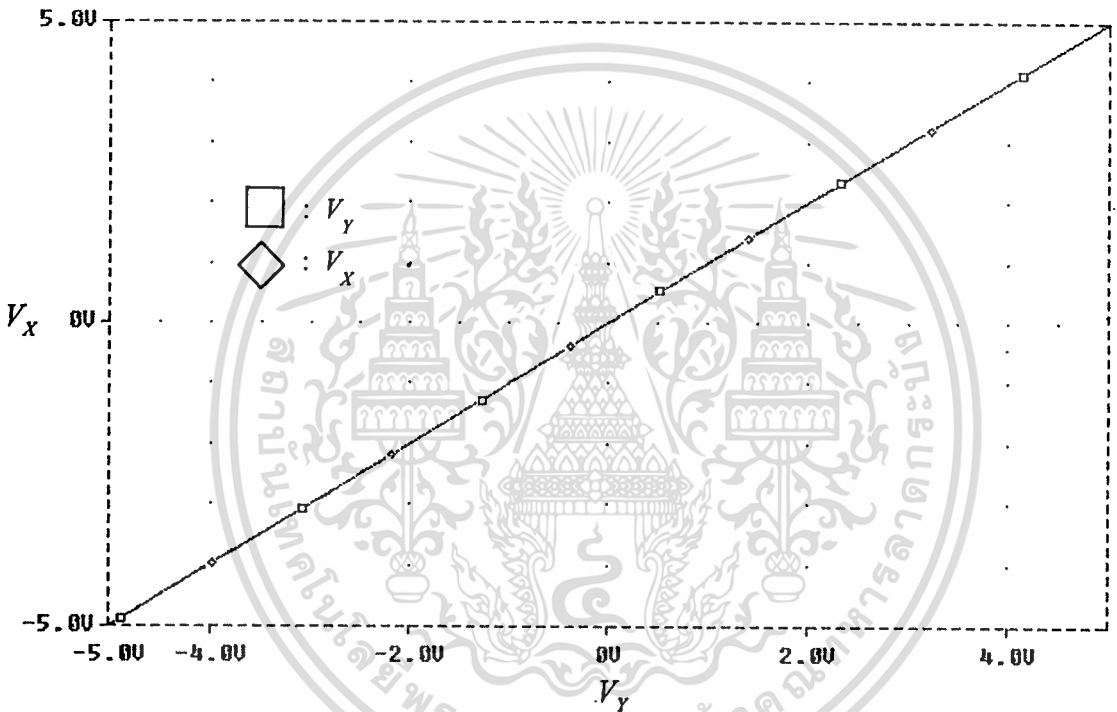
การเขียนแบบหาอัตราส่วนของศักดา V_x/V_y กระทำได้โดยการป้อนศักดาที่แปรค่าตั้งแต่ -5 V จนถึง $+5 \text{ V}$ เข้าไปที่พอร์ท Y แล้วทำการหาค่าศักดาที่พอร์ท X ซึ่งจะได้ผลการเขียนแบบดังแสดงในรูปที่ 31 ที่มีค่าของศักดาที่พอร์ท X มีค่าเท่ากับศักดาที่พอร์ท Y หรือมีค่าของอัตราส่วนศักดา V_x/V_y เท่ากับหนึ่ง สอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีที่ได้คาดหมายเอาไว้ในสมการที่ (4.4.1)

2. ผลการเขียนแบบหาค่ากระแสที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z

การเขียนแบบหาค่ากระแสที่พอร์ท X และพอร์ท Z กระทำได้โดยที่พอร์ท Z จะต่อความต้านทาน $R_z = 2 \text{ k}\Omega$ ไว้เสมอ และที่พอร์ท X จะเริ่มต้นด้วยการต่อความต้านทาน $R_x = 1 \text{ k}\Omega$ ไว้ จากนั้นทำการวิเคราะห์โดยการป้อนศักดา V_{in} เข้าไปที่พอร์ท Y ตั้งแต่ค่าลบค่าหนึ่งจนถึงค่าบวกค่าหนึ่ง โดยที่ไม่ทำให้กระแส I_x ที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าค่าของตัวดึงกระแสที่ I_2 เนื่องจากช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรถูกจำกัดไว้ด้วยค่าของตัวดึงกระแสที่ I_2 วงจรจะมีการเปลี่ยนศักดาที่พอร์ท Y เป็นกระแสที่พอร์ท X และกระแสที่พอร์ท Z ที่มีค่าและทิศทางเดียวกัน หลังจากนั้นทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปรค่า R_x เป็น $5\text{ k}\Omega$ และ $10\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ แล้วทำการวิเคราะห์เช่นเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้นพบว่าวงจรสามารถเปลี่ยนศักดาที่พอร์ท Y เป็นกระแสที่พอร์ท X และกระแสที่พอร์ท Z ที่มีค่าและทิศทางเดียวกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรมีความเป็นเชิงเส้นและมีความเที่ยงตรงตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงของค่าศักดาและกระแสปฏิบัติงานของวงจรเป็นไปตามที่ได้คาดหมายเอาไว้ดังแสดงได้ในผลการเขียนแบบในรูปที่ 32

รูปที่ 31



แสดงผลการเขียนแบบหาอัตราส่วนของศักดา V_X/V_Y

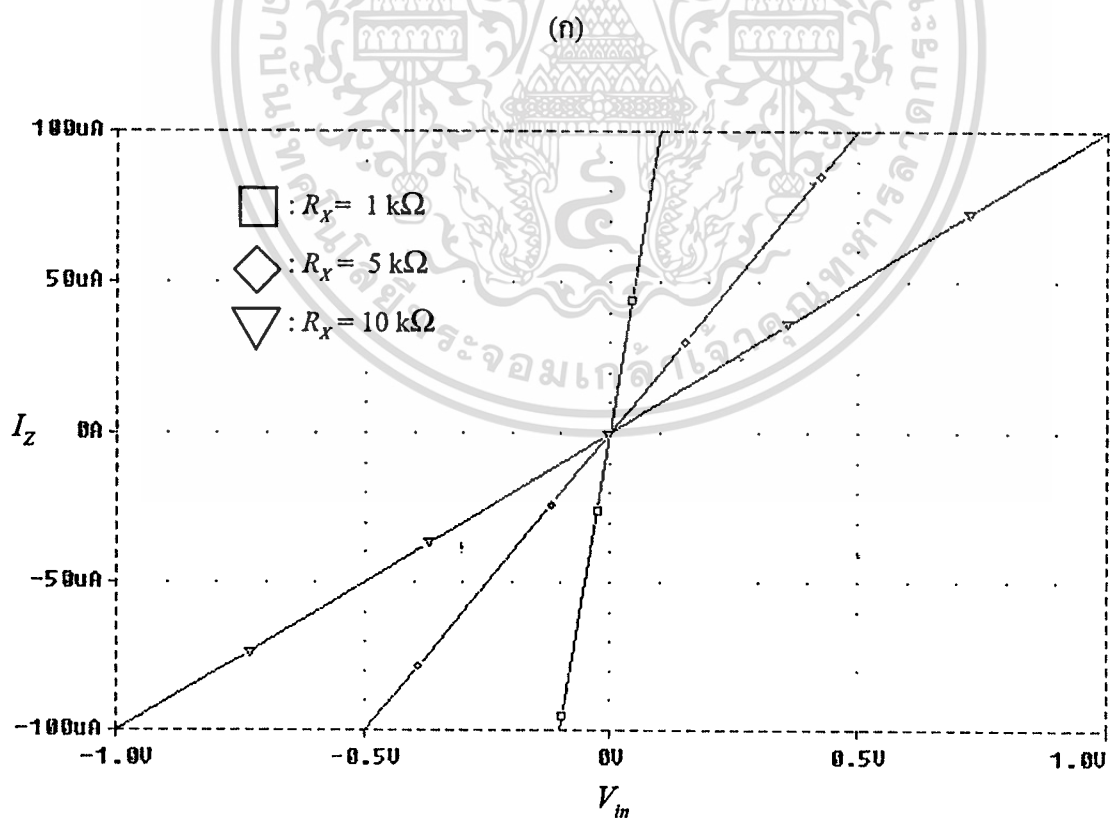
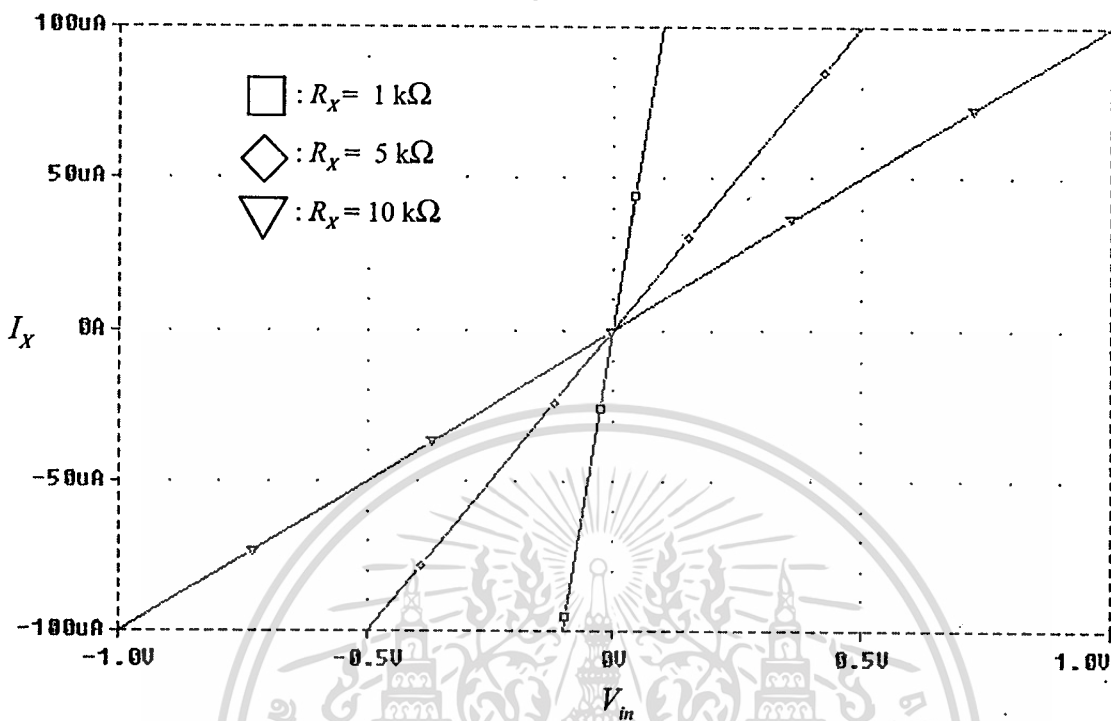
3. ผลการเขียนแบบหาความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z

การเขียนแบบหาความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X กระทำได้โดยการกำหนดให้ศักดา V_{DD} , V_{SS} และศักดาที่พอร์ท Y ต่อเข้ากับศักดาดินทั้งหมด ซึ่งเป็นการวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก จากนั้นทำการป้อนศักดาที่แปรค่าตั้งแต่ -5 V จนถึง $+5\text{ V}$ เข้าไปที่พอร์ท X แล้วทำการหาค่ากระแสที่ไหลเข้าพอร์ท X ซึ่งจะได้อัตราส่วนของศักดาที่พอร์ท X กับกระแสที่ไหลเข้าพอร์ท X ดังผลการเขียนแบบในรูปที่ 33(ก) ที่มีค่าความต้านทานที่พอร์ท X ประมาณ $30\ \Omega$ สอดคล้องกับ

คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีที่ได้คาดหมายเอาไว้ในสมการที่ (4.4.2) ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 32

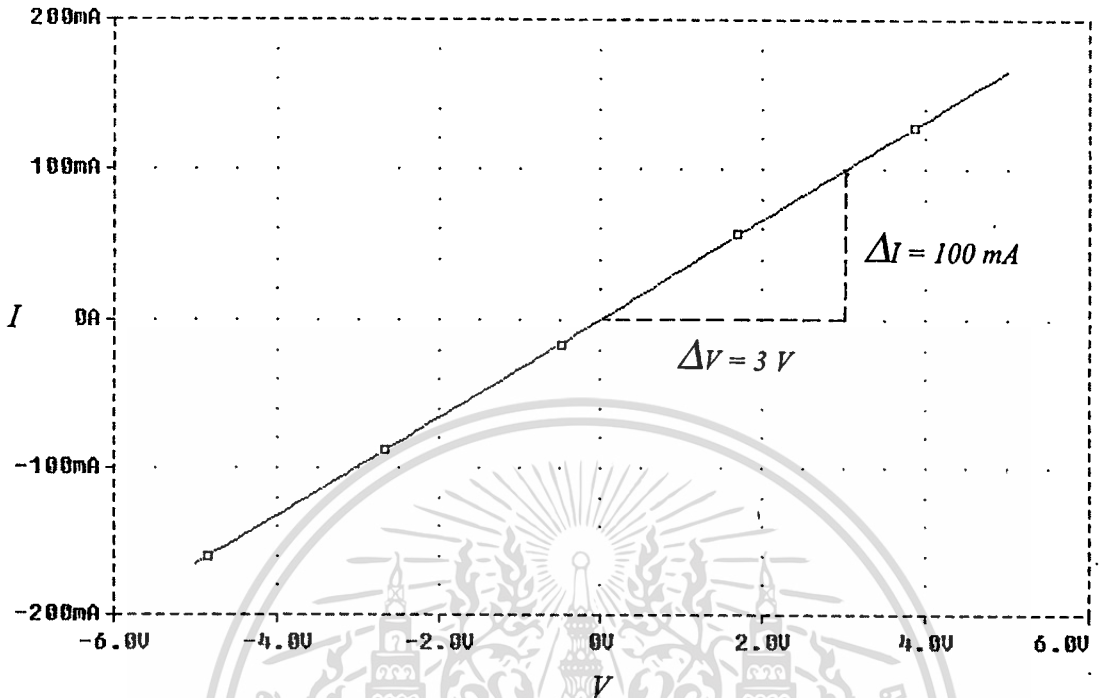


(ข)

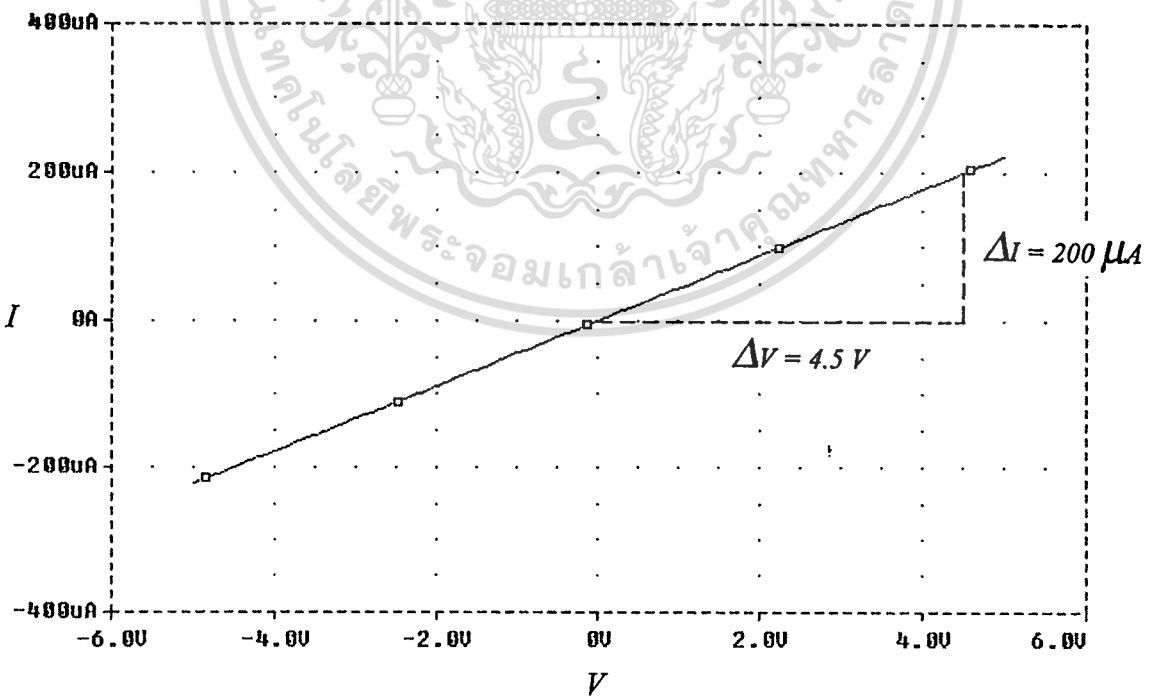
แสดงผลการเขียนแบบหาค่ากระแส (ก) ที่พอร์ท X (ข) ที่พอร์ท Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 33



(ก)



(ข)

แสดงผลการเขียนแบบหาความต้านทานจุดออก

เอกสารนี้ (ก) ที่พอร์ท X เมื่อ $r_x = \Delta V / \Delta I \cong 30 \Omega$ และ (ข) ที่พอร์ท Z เมื่อ $r_z = \Delta V / \Delta I \cong 20 \text{ k}\Omega$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการเขียนแบบหาความต้านทานจุดออกที่พอร์ท Z จะสามารถกระทำได้เช่นเดียวกันกับการเขียนแบบหาความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X โดยการป้อนศักดาเข้าไปที่พอร์ท Z แทนแล้วทำการหาค่ากระแสที่ไหลเข้าพอร์ท Z ซึ่งจะได้อัตราส่วนระหว่างศักดา V_Z กับกระแส I_Z ดังผลการเขียนแบบในรูปที่ 33(ข) ที่มีค่าความต้านทานที่พอร์ท Z ประมาณ 20 k Ω สอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีที่ได้คาดหมายเอาไว้ในสมการที่ (4.4.3)

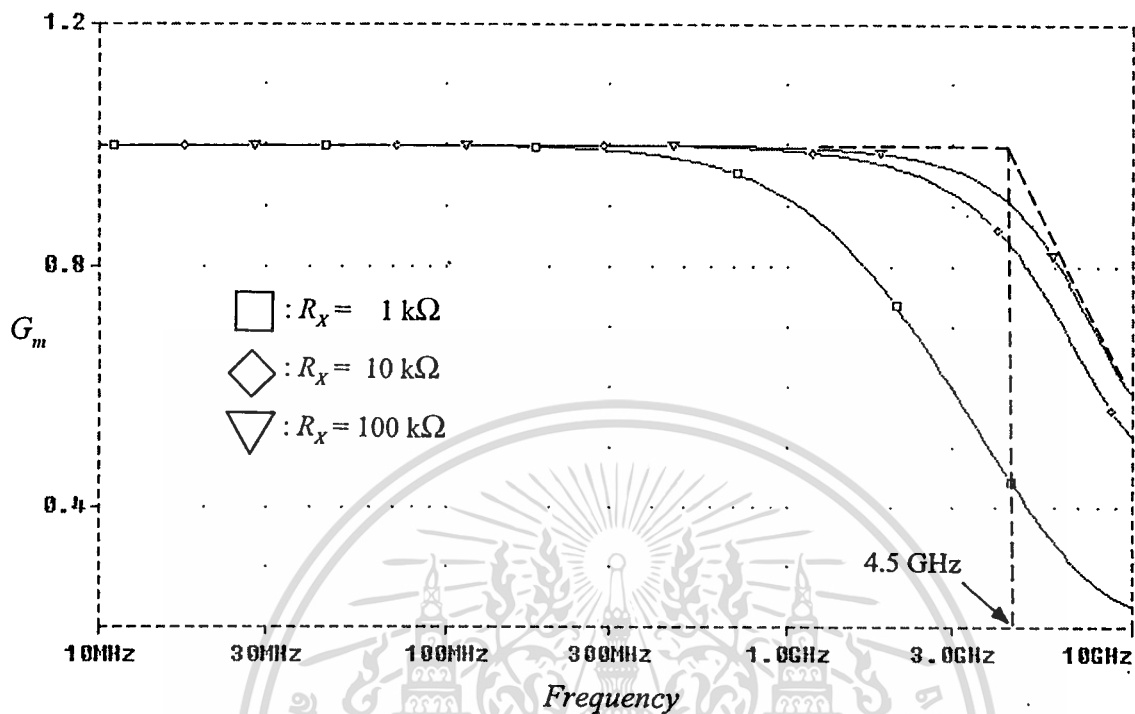
4. ผลการเขียนแบบหาค่าความนำของวงจร $G_m (i_x/V_y)$

การเขียนแบบหาค่าความนำของวงจรกระทำได้โดยการกำหนดให้ศักดา V_{DD} และ V_{SS} ต่อเข้ากับศักดาดินซึ่งเป็นการวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก จากนั้นทำการป้อนศักดาที่มีขนาดของสัญญาณคงที่เท่ากับ 1 หน่วย (ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเป็น 1 V) เมื่อมีความถี่ของสัญญาณแปรค่าไปเข้าที่พอร์ท Y โดยที่ความต้านทาน R_x ที่พอร์ท X แปรค่าไปเป็น 1 k Ω , 10 k Ω และ 100 k Ω ตามลำดับ ซึ่งจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรระหว่างกระแสที่พอร์ท X กับศักดาที่พอร์ท Y ดังผลการเขียนแบบในรูปที่ 34 จะเห็นว่าเมื่อความต้านทาน R_x ที่แปรค่าไปสูงขึ้นผลตอบสนองทางความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 4.5 GHz ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีที่คาดหมายเอาไว้ในสมการที่ (4.4.5)

5. ผลการเขียนแบบหาอัตราส่วนของกระแส i_z/i_x

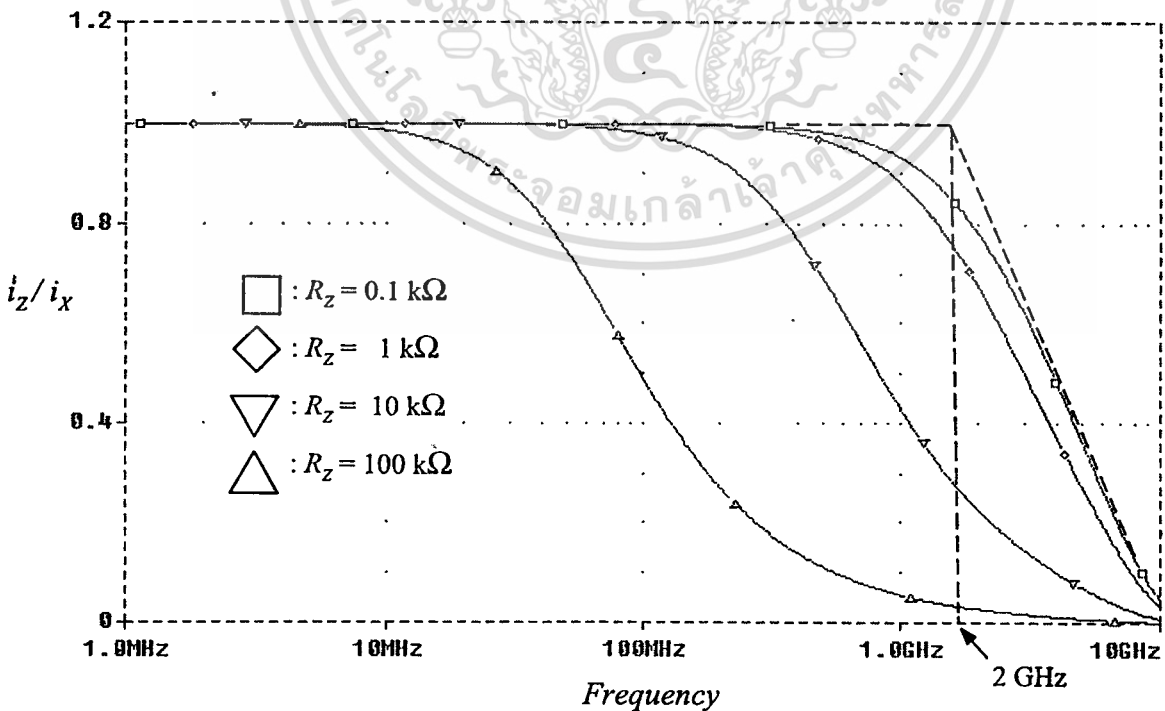
การเขียนแบบหาอัตราส่วนของกระแส i_z/i_x กระทำได้โดยการกำหนดให้ศักดา V_{DD} และ V_{SS} และศักดาที่พอร์ท Y ต่อเข้ากับศักดาดินทั้งหมด จากนั้นทำการป้อนกระแสที่มีขนาดของสัญญาณคงที่เท่ากับ 1 หน่วย (ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเป็น 1 A) เมื่อมีความถี่ของสัญญาณแปรค่าไปเข้าที่พอร์ท X โดยที่ความต้านทาน R_z ที่พอร์ท Z แปรค่าไปเป็น 0.1 k Ω , 1 k Ω , 10 k Ω และ 100 k Ω ตามลำดับ ซึ่งจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรระหว่างกระแสที่พอร์ท X กับกระแสที่พอร์ท Z ดังผลการเขียนแบบในรูปที่ 35 จะเห็นว่าเมื่อความต้านทาน R_z แปรค่าลดลงช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดจะเข้าใกล้ความถี่โพลที่ประมาณ 2. GHz ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีที่คาดหมายเอาไว้ในสมการที่ (4.4.7)

รูปที่ 34



แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าความนำของวงจร $G_m (i_x/v_y)$

รูปที่ 35



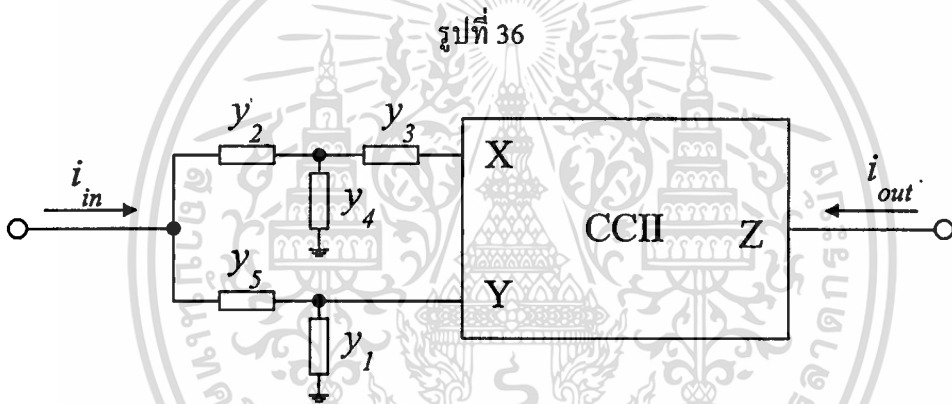
แสดงผลการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของ i_z/i_x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ใช้งาน

ในการนำเอาวงจรสายพานกระแสแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน ปัจจุบันได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็น อนุกรมแอคทีฟในการออกแบบวงจรรวมลักษณะต่างๆ อย่างมากมาย อาทิเช่น วงจรแปลงความต้านทานค่าลบ [24] , วงจรออสซิลเลเตอร์ [27] และวงจรฟิลเตอร์ [28] เป็นต้น ดังนั้นเพื่อเป็นการยืนยันหลักการของวงจรที่ได้นำเสนอมาข้างต้นว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ ซึ่งในหัวข้อนี้จะแสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads ที่มีการทำงานในรูปของกระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแสหนึ่งตัวต่อทำงานร่วมกับอุปกรณ์ RC พาสซีฟ 5 ตัว [28],[29] วงจรดังกล่าวแสดงในรูปที่ 36



แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads ที่ใช้วงจรสายพานกระแส

พิจารณาวงจรฟิลเตอร์ในรูปที่ 36 จะได้ฟังก์ชันการส่งผ่านกระแส (current transfer function) ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{y_3(y_1y_2 - y_4y_5)}{y_1y_2(y_3 + y_4) + y_1y_5(y_2 + y_3 + y_4) + y_2y_4y_5} \quad (4.6.1)$$

จากสมการที่ (4.6.1) ถ้ากำหนดให้ $y_1 = 1/R_1$, $y_2 = \infty$ (ลัดวงจร), $y_3 = 1/R_3$, $y_4 = sC_4$ และ $y_5 = sC_5$, แล้ว ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรจะเป็นแบบ low-pass filter ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[\frac{1}{R_1 R_3 C_4 C_5} \right] \left[\frac{1}{s^2 + s \left(\frac{C_4 + C_5}{R_1 C_4 C_5} \right) + \left(\frac{1}{R_1 R_3 C_4 C_5} \right)} \right] \quad (4.6.2)$$

ซึ่งจะได้ความถี่เชิงมุม โพล (pole frequency) เท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_3 C_4 C_5}} \quad (4.6.3)$$

และ

$$\frac{\omega_p}{Q} = \left[\frac{C_4 + C_5}{R_1 C_4 C_5} \right] \quad (4.6.4)$$

เมื่อพิจารณาเสถียรภาพทางความถี่ของวงจรโดยพิจารณาจากค่าความไว (sensitivity) ของความถี่ ω_p ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์ในวงจรพบว่าค่าที่ต่ำ ซึ่งบอกลถึงความมีเสถียรภาพทางความถี่ที่ดี วงจรหนึ่งดังนี้

$$S_{R_1}^{\omega_p} = S_{R_3}^{\omega_p} = S_{C_4}^{\omega_p} = S_{C_5}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (4.6.5)$$

$$-S_{R_1}^Q = S_{R_3}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.6.6)$$

$$S_{C_4}^Q = -S_{C_5}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{C_4 - C_5}{C_4 + C_5} \right] \quad (4.6.7)$$

และจากสมการที่ (4.6.1) เมื่อกำหนดให้ $y_1 = sC_1$, $y_2 = \infty$, $y_3 = sC_3$, $y_4 = 1/R_4$ และ $y_5 = 1/R_5$ แล้ว ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรจะเป็นแบบ high-pass filter ดังนี้คือ

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[\frac{C_1 C_3}{R_4 R_5} \right] \left[\frac{s^2 \left(\frac{1}{R_4 R_5 C_1 C_3} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_4 + R_5}{R_4 R_5 C_3} \right) + \left(\frac{1}{R_4 R_5 C_1 C_3} \right)} \right] \quad (4.6.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้
$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_4 R_5 C_1 C_3}} \quad (4.6.9)$$

และ
$$\frac{\omega_p}{Q} = \left[\frac{R_4 + R_5}{R_4 R_5 C_3} \right] \quad (4.6.10)$$

เมื่อพิจารณาเสถียรภาพทางความถี่ของวงจร โดยพิจารณาจากค่าความไว (sensitivity) ของความถี่ ω_p ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์ในวงจรพบว่า มีค่าที่ต่ำ ดังนี้คือ

$$S_{R_4}^{\omega_p} = S_{R_5}^{\omega_p} = S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_3}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (4.6.11)$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_3}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.6.12)$$

$$S_{R_4}^Q = -S_{R_5}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{R_5 - R_4}{R_4 + R_5} \right] \quad (4.6.13)$$

เช่นเดียวกันจากสมการที่ (4.6.1) ถ้ากำหนดให้ $y_1 = 1/R_1$, $y_2 = sC_2$, $y_3 = 1/R_3$, $y_4 = sC_4$ และ $y_5 = \infty$ แล้ว ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรจะเป็นแบบ band-pass filter ดังนี้คือ

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[\frac{R_1 C_4}{R_3 C_2 + C_4} \right] \cdot \left[\frac{s \left(\frac{C_2 + C_4}{R_1 C_2 C_4} \right)}{s^2 + s \left(\frac{C_2 + C_4}{R_1 C_2 C_4} \right) + \left(\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_4} \right)} \right] \quad (4.6.14)$$

จะได้
$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad (4.6.15)$$

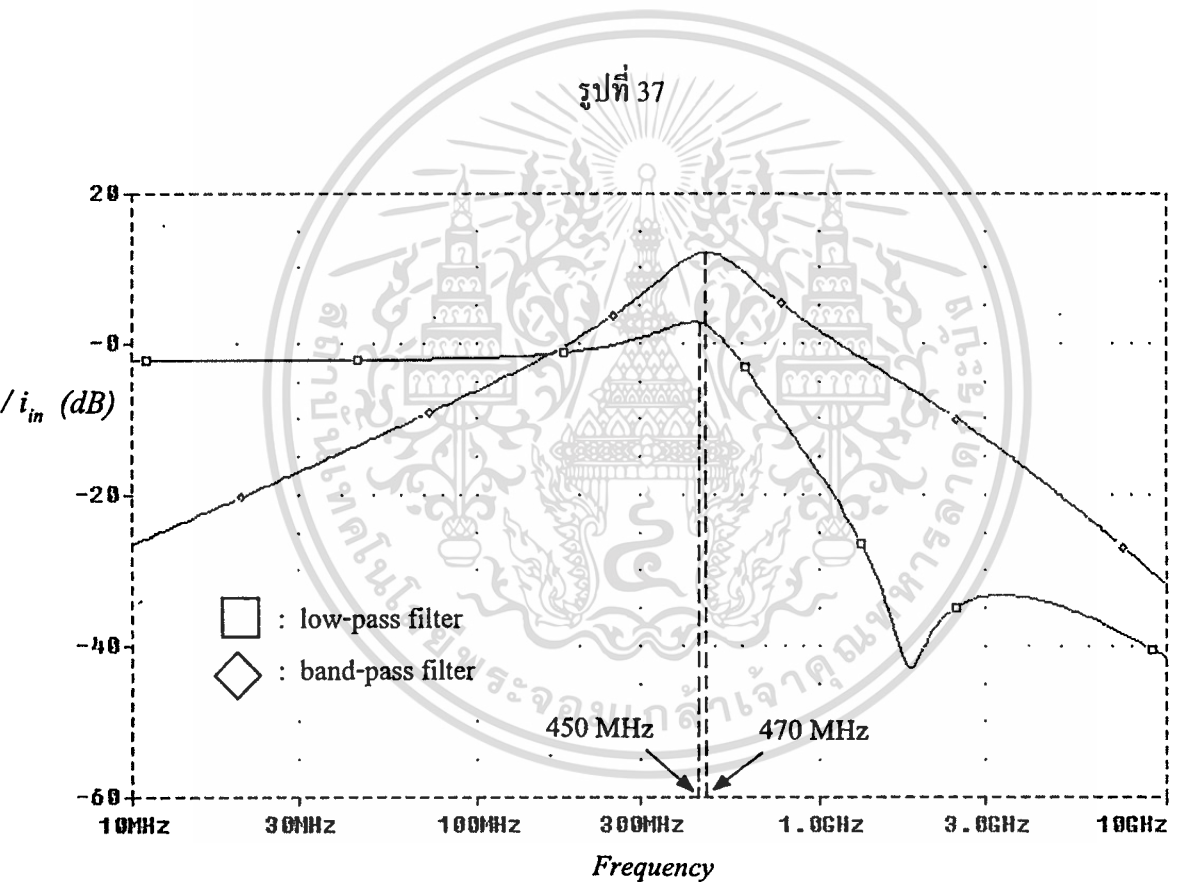
และ
$$\frac{\omega_p}{Q} = \left[\frac{C_2 + C_4}{R_1 C_2 C_4} \right] \quad (4.6.16)$$

พิจารณาค่าความไว (sensitivity) ของความถี่ ω_p ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์ในวงจรพบว่า
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_1}^{\omega_p} = S_{R_3}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = S_{C_4}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (4.6.17)$$

$$S_{R_1}^{\omega} = -S_{R_3}^{\omega} = -\frac{1}{2} \quad (4.6.18)$$

$$S_{C_2}^{\omega} = -S_{C_4}^{\omega} = \frac{1}{2} \left[\frac{C_4 - C_2}{C_2 + C_4} \right] \quad (4.6.19)$$



ทั้งนี้เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันการทำงานของวงจรว่าสามารถทำงานตามหลักการ และมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามที่คาดหมายเอาไว้ จึงได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ด้วยการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยยึดเอาแบบจำลองและวงจรสายพานกระแสที่ได้เสนอขึ้นดังรูปที่ 29 ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นหลัก ซึ่งจัดวงจรในรูปที่ 36 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นลักษณะของวงจร low-pass filter ที่มีค่า $C_4 = C_5 = 0.2 \text{ pF}$ และ $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 0.5 \text{ k}\Omega$ และ วงจร band-pass filter ที่มีค่า $C_2 = C_4 = 0.2 \text{ pF}$ และ $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 0.5 \text{ k}\Omega$ ดังผลการเขียนแบบในรูปที่ 37 ที่พบว่าความถี่โพลมีค่าเท่ากับ 450 MHz และ 470 MHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าตรงกับที่ได้กำหนดเอาไว้จากสมการที่ (4.6.3) และ (4.6.15)

บทสรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึงวงจรสายพานกระแสแนวใหม่ โดยการออกแบบวงจรได้เลือกใช้ อุปกรณ์เมสเฟทเป็นหลัก ซึ่งจุดประสงค์หลักในการเลือกออกแบบวงจร โดยใช้อุปกรณ์ดังกล่าวก็คือ ต้องการที่จะพัฒนาสมรรถนะของวงจรให้มีช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานสูงขึ้น ทำให้เกิดความหลากหลายในการพัฒนาวงจรและระบบ โดยสมรรถนะของวงจรตามหลักการที่ออกแบบขึ้นรวมทั้งตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานนั้น สามารถที่จะยืนยันได้ว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามที่ได้กำหนดเอาไว้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ดังนั้นจึงแสดงให้เห็นว่าหลักการและแนวทางของวงจรดังกล่าวที่เสนอขึ้นมีความเป็นไปได้ในการที่จะนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม

บทที่ 5

วงจรรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs

กล่าวนำ

วงจรรขยายค่าความนำหรือวงจรถ้าหน้าที่ทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาเป็นกระแสแบบปรับค่าความนำของวงจรถ้าหน้าได้ เป็นวงจรถ้าหน้าหนึ่งที่มีความสำคัญมากในงานด้านการประมวลสัญญาณในลักษณะของโหมคกระแส เช่น วงจรรออสซิลเลเตอร์, วงจรแอกทิฟฟิลเตอร์ เป็นต้น ซึ่งส่วนใหญ่วงจรรขยายค่าความนำดังกล่าวจะออกแบบพัฒนามาจากไบโพลาร์เทคโนโลยีหรือมอสเทคโนโลยี แต่ในบทนี้จะเสนอกุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรรขยายค่าความนำที่ออกแบบโดยใช้แกลเลียมอาร์เซไนด์เทคโนโลยีเป็นหลัก วงจรถ้าหน้าประกอบด้วยวงจรถ้าหน้าคอนดักเตอร์พื้นฐานต่อร่วมกับวงจรถ้าหน้ากระแสซึ่งค่าความนำของวงจรถ้าหน้าสามารถปรับได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่คูคิฟเฟอเรนเชียลของวงจรถ้าหน้าคอนดักเตอร์ และเนื่องจากวงจรถ้าหน้าดังกล่าวถูกออกแบบให้มีการทำงานในรูปของกระแสโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟตซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานในย่านความถี่สูง ดังนั้นจึงทำให้สมรรถนะของวงจรถ้าหน้าที่ได้มีประสิทธิภาพที่ดีวงจรถ้าหน้าหนึ่ง และมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการปฏิบัติงาน ตลอดจนมีผลตอบสนองทางความถี่สูงมาก

หลักการพื้นฐานของวงจรถ้าหน้าคอนดักเตอร์โดยใช้ GaAs MESFETs

วงจรถ้าหน้าคอนดักเตอร์เป็นวงจรถ้าหน้าที่เปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสดังแสดงในรูปที่ 38 เมื่อเมสเฟต M_1 และ M_2 มีคุณสมบัติสมพจน์กันแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาจุดเข้าและกระแสผลต่างจุดออกระหว่างกระแสเดรนของ M_1 , M_2 จะอยู่ในรูปของค่าความนำของวงจรถ้าหน้า ดังนี้

$$I_{out} = \Delta I_D = I_{D2} - I_{D1} = G_m V_{in} \quad (5.2.1)$$

หรือ

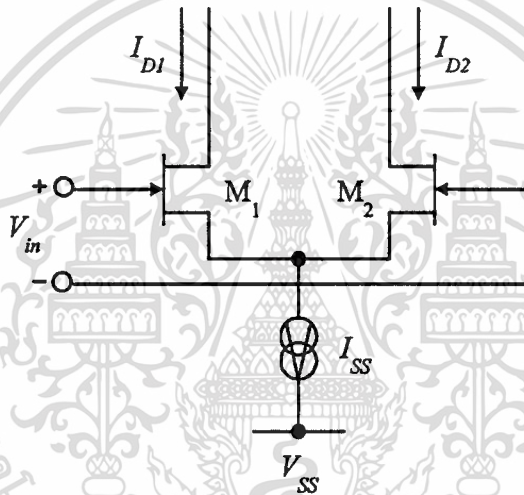
$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} \quad (5.2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_m คือ ศักย์ผลต่างจุดเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ $V_1 - V_2$, I_{out} คือ ผลต่างของกระแสจุดออก และ G_m คือ ค่าความนำของวงจร โดยมีกระแสไบอัส I_{SS} เป็นผลรวมของกระแสเดรนของเมสเฟต M_1 กับ M_2 นั่นคือ

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \quad (5.2.3)$$

รูปที่ 38

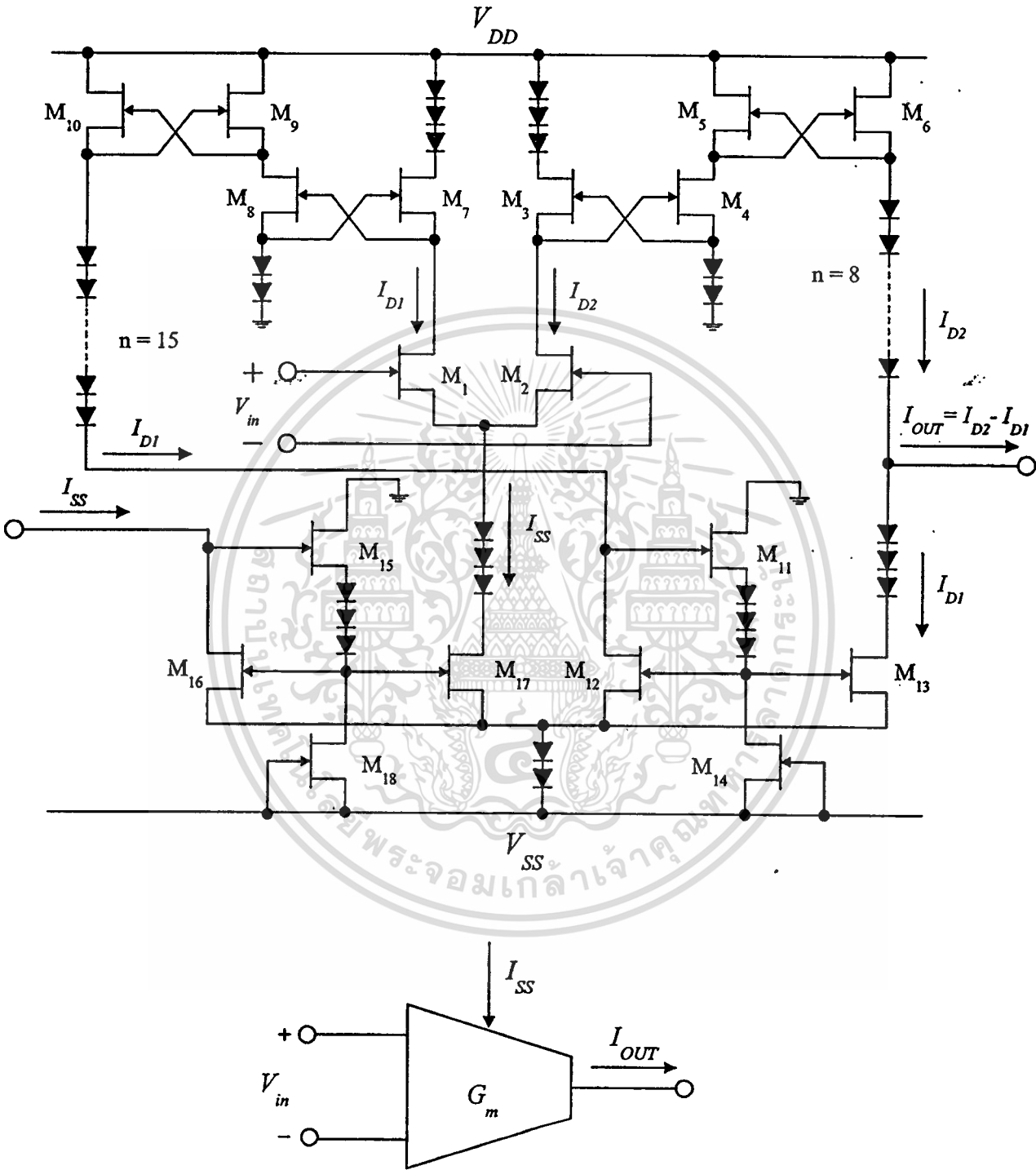


แสดงวงจร GaAs ทรานคอนดักเตอร์พื้นฐาน

หลักการทำงานของวงจรรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs

วงจรรขยายค่าความนำโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟตและสัญลักษณ์แสดงได้ดังรูปที่ 39 ประกอบด้วยวงจรส่วนหน้าที่เป็นวงจรถานคอนดักเตอร์พื้นฐาน M_1, M_2 วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ M_3-M_6 , M_7-M_{10} และแบบบวก $M_{11}-M_{14}$ [30] ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง เพื่อทำหน้าที่รักษากระแสเดรนของ M_1 (I_{D1}) ให้เท่ากับกระแสเดรนของ M_{13} (I_{D13}) และกระแสเดรนของ M_2 (I_{D2}) ให้เท่ากับกระแสเดรนของ M_6 (I_{D6}) ตามลำดับ ดังนั้นจึงทำให้กระแสที่จุดออกของวงจร I_{out} มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{D1} กับ I_{D2} เป็นไปตามสมการที่ 5.2.1 โดยมีวงจรถ่ายกระแสแบบบวก $M_{15}-M_{18}$ ทำหน้าที่ปรับค่ากระแสไบอัส I_{SS} และไดโอดในวงจรถ่ายหน้าที่จะปรับระดับสัญญาณไบอัสไฟตรงเพื่อไบอัสให้เมสเฟตทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว ซึ่งไดโอดดังกล่าวจะอาศัยไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 39



แสดงวงจรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs และสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างที่เป็นรอยสัมผัสชอทก็ได้อโคบริเวณเกทของเมสเฟทซึ่งทำได้โดยการลัดวงจรที่ขาเดรนกับขาซอร์สดังแสดงได้ในรูปที่ 3 ในบทที่ 2 ดังนั้นเมื่อเมสเฟททุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัวแล้วความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับศักดาเกท-ซอร์สของเมสเฟทจะมีคุณสมบัติเป็นไปตามกฎกำลังสองดังนี้ [20]

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right]^2 \quad (5.3.1)$$

โดยที่ I_{DSS} คือ กระแสเดรนอิ่มตัวของเมสเฟทที่ $V_{GS} = 0$ และ V_T คือ ศักดาขีดเริ่ม (threshold voltage) ดังนั้นจากสมการที่ (5.2.1) และสมการที่ (5.3.1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{out} กับศักดาผลต่าง V_{in} ของวงจรถัดนี้ [ภาคผนวก จ1.1]

$$I_{out} = \left[\left(\sqrt{KI_{SS}} \right) \left(\sqrt{1 - \frac{KV_{in}^2}{4I_{SS}}} \right) \right] V_{in} \quad (5.3.2)$$

โดยที่ $K = 2I_{DSS}/(V_p)^2$ ดังนั้นค่าความนำรวมของวงจรถัดนี้ G_m มีค่าเท่ากับ

$$G_m = \left. \frac{\partial(I_{out})}{\partial(V_{in})} \right|_{V_{in}=0} = \sqrt{KI_{SS}} \quad (5.3.3)$$

ช่วงศักดาปฏิบัติงานสูงสุดของวงจรถัดนี้ $V_{in(max)}$ เท่ากับ

$$|V_{in(max)}| \leq V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (5.3.4)$$

จากสมการที่ (5.3.3) และ (5.3.4) จะเห็นว่าสมรรถนะของวงจรถัดนี้ขึ้นกับกระแสไบอัส I_{SS} ดังนั้นจึงสามารถควบคุมค่าความนำตลอดจนช่วงศักดาในการปฏิบัติงานของวงจรถัดนี้ได้อย่างสะดวกด้วยการปรับค่าของกระแส I_{SS} ตัวอย่างเช่น ถ้าอุปกรณ์เมสเฟทมีคุณสมบัติประจำตัวดังนี้ $V_T = -1 \text{ V}$, $I_{DSS} = 1.6 \text{ mA}$ เมื่อกระแสไบอัส I_{SS} ปรับให้แปรค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 0.2, 0.4, 0.6 mA ตามลำดับ

จะได้ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร $V_{in(max)}$ มีค่าเท่ากับ ± 0.50 V , ± 0.71 V และ ± 0.87 V ตามลำดับ

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ในการปฏิบัติงานของวงจรขยายค่าความนำ ในที่นี้จะวิเคราะห์ในรูปของค่าความนำระหว่างกระแสจุดออก i_{out} และศักดาจุดเข้า v_{in} ซึ่งจะได้ฟังก์ชันการส่งผ่าน (transfer function) ของวงจรดังนี้ [ภาคผนวก จ1.2]

$$G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{g_m}{2} \right) \cdot \left[\frac{g_{m4}(g_{m6} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs3}g_{m5} + C_{gs4}g_{m5} + C_C g_{m3}) + g_{m3}g_{m5}} \right] \quad (5.3.5)$$

เมื่อ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $g_{m3} = g_{m7}$, $g_{m4} = g_{m8}$, $g_{m5} = g_{m9}$, $g_{m6} = g_{m10}$ และ $C_A = C_{gs5} + C_{gs6}$, $C_B = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd4}$, $C_C = C_{gd4} + C_{gd6} + C_{gs5} + C_{gs6}$ โดยที่ g_{mi} คือค่าความนำของเมสเฟท M_i และ C_{gsi} , C_{gdi} คือค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคู่กับขาซอร์ส ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคู่กับขาเดรนของเมสเฟท M_i ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (5.3.5) จะได้ค่าความถี่โพลซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรประมาณ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m5}}{C_B C_C}} \quad (5.3.6)$$

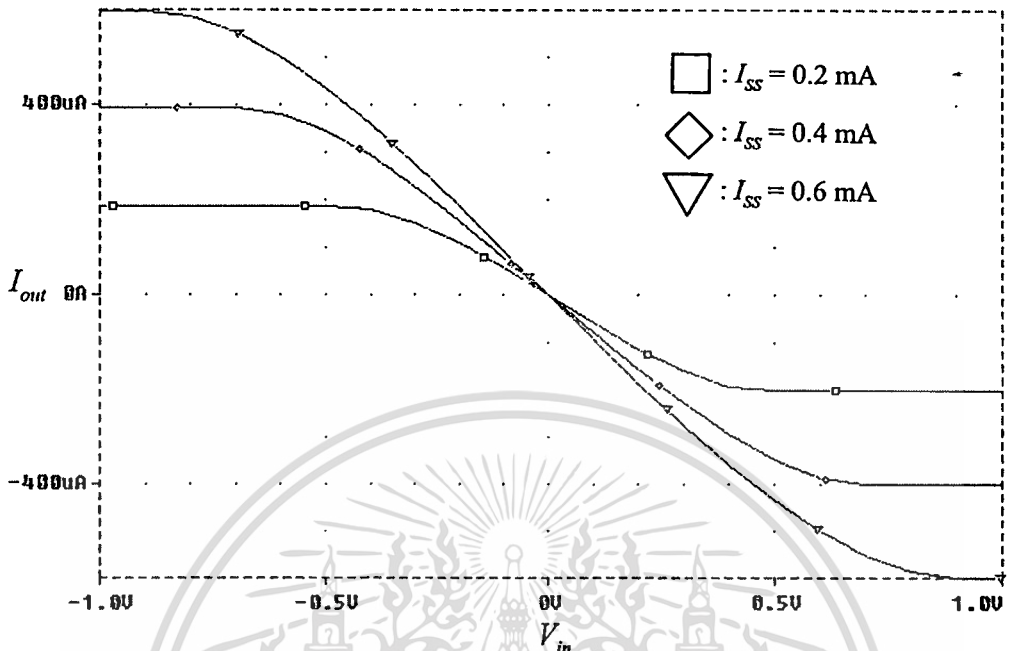
ตัวอย่างเช่นที่ $I_{SS} = 0.6$ mA ได้ค่า $g_{m3} = 9.26 \times 10^{-4}$ A/V , $g_{m5} = 1.38 \times 10^{-4}$ A/V และ $C_{gs1} = C_{gd1} = 6.30 \times 10^{-15}$ F ดังนั้นความถี่โพล p_1 มีค่าเท่ากับ 2.61 GHz

สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรจะเท่ากับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส $M_3 - M_6$ ขนานกับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส $M_{11} - M_{14}$ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$r_{out} = \frac{1}{g_{d6} + g_{d13}} \quad (5.3.7)$$

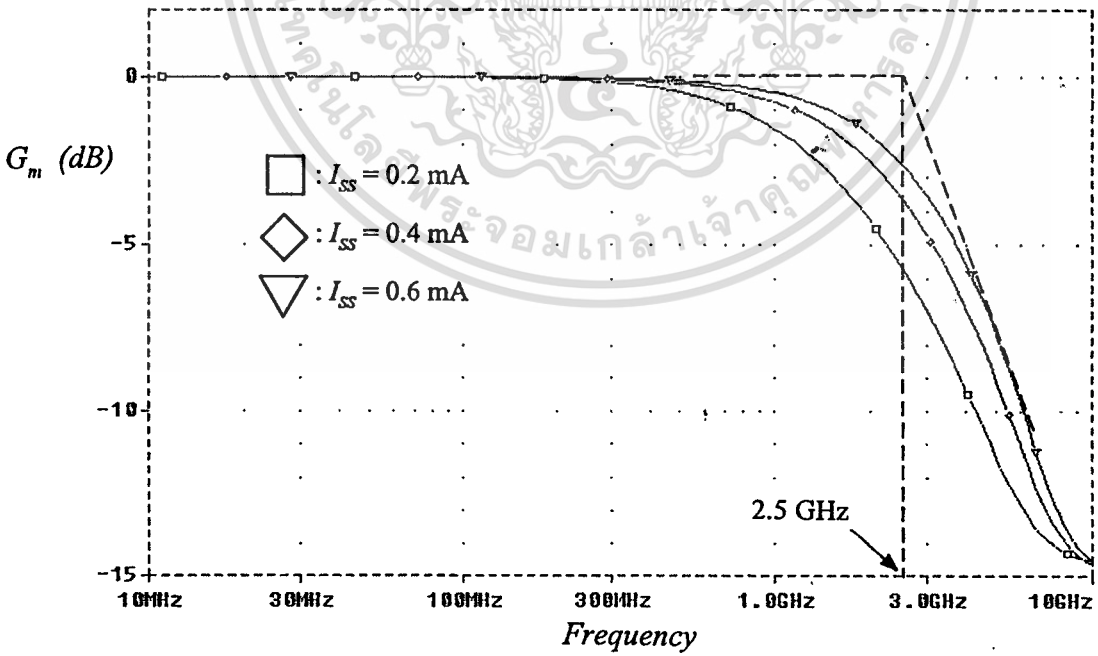
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 40



แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงระหว่าง I_{out} กับ V_{in}

รูปที่ 41



แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการเลียนแบบการทำงาน
ของวงจร โดยแบบจำลองของอุปกรณ์เมสเฟทจะใช้ค่าพารามิเตอร์ตามเทคโนโลยี STL P1
PROCESS[4], [16] ดังรายละเอียดตามที่เสนอในภาคผนวก ก เมื่อความกว้างขาคทของอุปกรณ์
เมสเฟททุกตัวที่ใช้ในวงจรกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $16 \mu\text{m}$ และ $V_{DD} = +7.5 \text{ V}$, $V_{SS} = -7.5 \text{ V}$ กระแส
ไบอัส I_{SS} ปรับให้มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 0.2 , 0.4 , 0.6 mA ตามลำดับ สักคาผลต่างที่ป้อนให้กับ
วงจรแปรค่าอยู่ในช่วง -1 V ถึง +1 V ผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงระหว่างสักคาจุดเข้า V_{in} กับ
กระแสจุดออก I_{out} ของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 40 จากผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจร
ด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าที่กระแส $I_{SS} = 0.2 \text{ mA}$ สักคาปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร $V_{in(max)}$ มีค่า
อยู่ในช่วงประมาณ $\pm 0.5 \text{ V}$ ที่กระแส $I_{SS} = 0.4 \text{ mA}$ ช่วงของสักคาปฏิบัติงานสูงสุด $V_{in(max)}$ มีค่า
ประมาณ $\pm 0.65 \text{ V}$ และที่กระแส $I_{SS} = 0.6 \text{ mA}$ พบว่าสักคาปฏิบัติงานสูงสุด $V_{in(max)}$ มีค่าอยู่ในช่วง
ประมาณ $\pm 0.8 \text{ V}$ ซึ่งจะเห็นว่าปรากฏผลสอดคล้องกับที่ได้คาดการณ์เอาไว้จากสมการที่ (5.3.4)

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วย
โปรแกรม PSPICE เมื่อกระแส I_{SS} แปรค่าเป็น 0.2 , 0.4 และ 0.6 mA แสดงได้ดังรูปที่ 41 ซึ่งจะ
ตำแหน่งความถี่โพลของวงจรประมาณ 1.4 GHz, 2 GHz และ 2.5 GHz ตามลำดับ จะเห็นว่าผลตอบ
สนองทางความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ปรากฏผลที่
ใกล้เคียงกับผลจากการคาดการณ์เอาไว้จากสมการที่ (5.3.6)

การประยุกต์ใช้งาน

ในการนำเอาวงจรขยายค่าความนำแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน โดย
ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงการนำเอาวงจรขยายค่าความนำค่อเป็นวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads [31], [32]
ดังแสดงในรูปที่ 42 ซึ่งการหาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจร (voltage transfer function) สามารถ
กระทำได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้
ที่ v_4 ;

$$sC_1 v_4 = g_{m1} v_1 - g_{m4} v_o \quad (5.5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ v_o ;

$$(g_{m3} + sC_2)v_o = g_{m2}v_2 + g_{m3}v_4 + sC_2v_3 \quad (5.5.2)$$

แทนค่า v_4 จากสมการที่ (5.5.1) ลงในสมการที่ (5.5.2) ได้เป็น

$$v_o = \frac{s^2v_3 + s\left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)v_2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_2}\right)v_1}{s^2 + s\left(\frac{g_{m3}}{C_2}\right) + \left(\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}\right)} \quad (5.5.3)$$

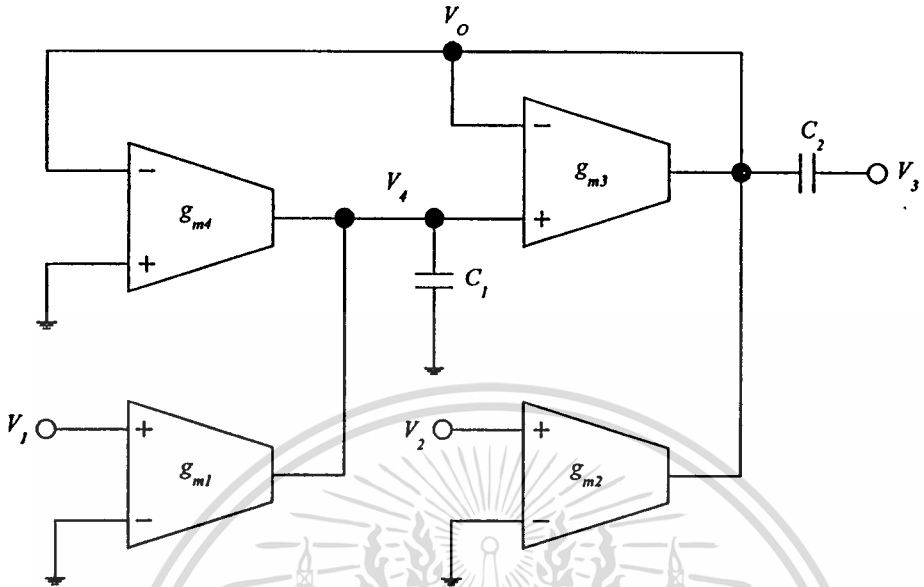
ซึ่งจะได้ความถี่เชิงมุม โพล เท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (5.5.4)$$

และ
$$\frac{\omega_p}{Q} = \left(\frac{g_{m3}}{C_2}\right) \quad (5.5.5)$$

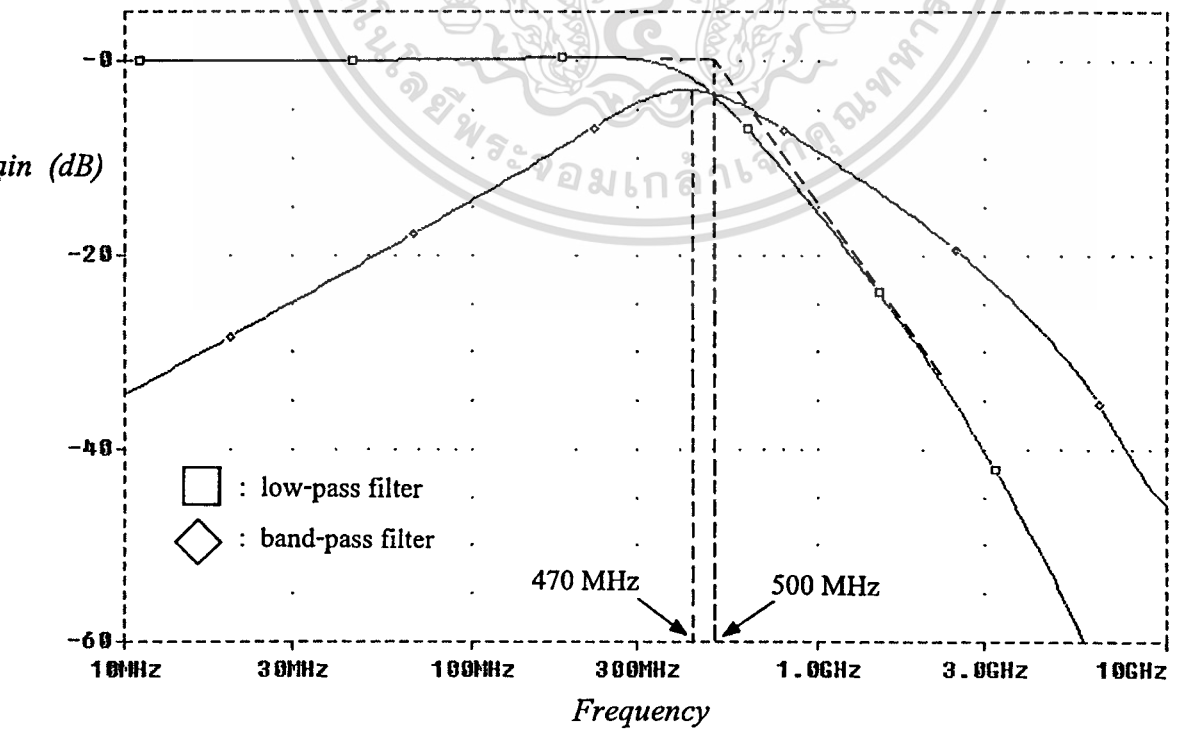
ตัวอย่าง เช่น กำหนดกระแสไบอัส I_{SS} ของวงจรมีค่าความนำทุกตัวเท่ากับ 0.4 mA วงจรจะมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = 0.8 \text{ mA/V}$ ดังนั้นถ้าเลือก $C_1 = C_2 = 0.2 \text{ pF}$ แล้ว ความถี่เชิงมุม โพล ω_p ของวงจรมีค่าประมาณ 600 MHz และในที่นี้เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันการทำงานของวงจรถ้าสามารถทำงานตามหลักการและมีคุณสมบัติของวงจรถูกต้องตามที่คาดหมายเอาไว้ จึงได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรถ้าการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ้าด้วยโปรแกรม PSPICE โดยแบบจำลองและวงจรมีค่าความนำที่ได้เสนอขึ้นดังรูปที่ 39 เป็นหลัก โดยจัดวงจรในรูปที่ 42 เป็นลักษณะของวงจรมีแบบ low-pass เมื่อกำหนดให้ $v_2 = v_3 = 0$, $v_1 = v_{in}$ และ band-pass filter เมื่อกำหนดให้ $v_1 = v_3 = 0$, $v_2 = v_{in}$ โดยกำหนดให้กระแสไบอัส I_{SS} ของวงจรมีค่าความนำทุกตัวมีค่าเท่ากับ 0.4 mA และ $C_1 = C_2 = 0.2 \text{ pF}$ ผลการวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 43 ซึ่งพบว่าความถี่ โพลมีค่าเท่ากับ 500 MHz และ 470 MHz ตามลำดับ จะเห็นว่ามีค่าใกล้เคียงกับที่ได้คาดการณ์เอาไว้ จากสมการที่ (5.5.4)

รูปที่ 42



แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads โดยใช้วงจรขยายค่าความนำ

รูปที่ 43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสำนักพิมพ์ที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสำนักพิมพ์

บทสรุป

วงจรมอบค่าความนำที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีเสมือนอาร์เซไนต์เทคโนโลยีที่นำเสนอมาข้างต้น นอกจากวงจรถ่ายที่ได้จะมีประสิทธิภาพที่ดี มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการปฏิบัติงานสูงแล้ว ยังมีขอบเขตในการใช้ประยุกต์งานกว้างขวางอีกด้วย เนื่องจากสมรรถนะของวงจรมอบค่าความนำสามารถควบคุมปรับค่าความนำของวงจรมอบค่าความนำได้ง่ายและสะดวก ทั้งยังมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงมากอีกด้วย ซึ่งสามารถยืนยันได้จากผลวิเคราะห์การทำงานของวงจรมอบค่าความนำในทางทฤษฎีกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรมอบค่าความนำด้วยโปรแกรม PSPICE ตลอดจนตัวอย่างของการนำเอาวงจรมอบค่าความนำไปประยุกต์ใช้งานที่ปรากฏผลใกล้เคียงสอดคล้องกันเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ



บทที่ 6

บทสรุปส่งท้าย

บทส่งท้าย

การออกแบบวงจรรวมเชิงอุปมานแบบใช้อุปกรณ์เมสเฟทที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น ซึ่งอุปกรณ์เมสเฟทนี้มีคุณสมบัติที่เหนือกว่าอุปกรณ์แบบไบโพลาร์และแบบมอสเฟทคือช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานของอุปกรณ์อยู่ในย่านสูงมาก โดยการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการของวงจรรวมและการทำงานของวงจรเชิงอุปมานในรูปของกระแส จึงทำให้สมรรถนะของวงจรรวมที่ออกแบบขึ้นมีประสิทธิภาพที่ตัววงจรหนึ่ง มีความเที่ยงตรง ตลอดจนผลตอบแทนของความถี่ของวงจรสูงมาก สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง วงจรแรกจะเป็นวงจรสายพานกระแสที่อาศัยคุณสมบัติของวงจรตามศักดาและตามกระแสต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ส่วนอีกวงจรจะเป็นวงจรขยายค่าความนำโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนศักดาเป็นกระแสพื้นฐานต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งในที่นี้วงจรทั้งหมดที่ได้นำเสนอขึ้นเป็นวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นโดยอุปกรณ์ทั้งหมดที่ใช้ในการออกแบบจะเลือกใช้อุปกรณ์เมสเฟทเป็นหลัก เพื่อรองรับเทคโนโลยีของวงจรรวมขนาดใหญ่มาก (VLSI) ที่สามารถรวมเอาวงจรทั้งหมดเข้าไว้บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้ที่จะนำเอาหลักการและแนวทางดังกล่าวไปพัฒนาสร้างขึ้นเป็นวงจรรวมต่อไป

ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านซิลิกอนทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรเชิงอุปมานได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว รวมไปถึงการพัฒนาขนาดของแผ่นวงจรรวมที่มีขนาดเล็กลง แม้ว่าเทคโนโลยีวงจรรวมเชิงอุปมานแบบใช้ซิลิกอนทรานซิสเตอร์จะมีการพัฒนารุดหน้าไปรวดเร็วอย่างไรก็ตาม แต่เนื่องจากคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำซิลิกอนจึงทำให้ขีดความสามารถทางความถี่ของวงจรถูกจำกัดอยู่แนวทางในการวิจัยและพัฒนาจึงเริ่มมีการเปลี่ยนแปลงและปรับปรุงรูปแบบของวงจร ซึ่งจากเดิมเป็นแบบซิลิกอนทรานซิสเตอร์มาเป็นการใช้เทคโนโลยีแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมสเฟททรานซิสเตอร์แทนในบางวงจรที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หรือมอสทรานซิสเตอร์อาจแทนที่ด้วยเมสเฟททรานซิสเตอร์ได้โดยตรง แต่ในบางวงจรก็ไม่สามารถที่จะแทนได้อันเนื่องมาจากข้อจำกัดของเมสเฟททรานซิสเตอร์ที่มีชนิดเอ็นเพียงอย่างเดียว ดังนั้นในการเปลี่ยนแปลงวงจรที่ใช้เทคโนโลยีแบบซีดีคอนทรานซิสเตอร์เป็นหลักมาเป็นการใช้เทคโนโลยีแบบเมสเฟททรานซิสเตอร์จึงเป็นแนวทางที่น่าสนใจอย่างยิ่งในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยต่อไป สำหรับในหัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อของวงจรรวมเชิงอุปมานแบบใช้เทคโนโลยีเมสเฟททรานซิสเตอร์ในซีดีที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้

แนวทางในการนำวงจรสายพานกระแสไปวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรสายพานกระแสแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้นนั้น ถึงแม้ว่าจะมีการวิเคราะห์ถึงปัญหาและสาเหตุต่างๆที่วงจรทำงานผิดไปจากที่คาดเอาไว้ ทำให้สามารถที่จะควบคุมตัวแปรต่างๆให้อยู่ในระดับที่ต้องการได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรสายพานกระแสแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์นี้ยังมีข้อที่จะต้องปรับปรุงอีกคือ อัตราขยายกระแสของวงจรระหว่างพอร์ท X กับพอร์ท Z จะยังคงมีค่าที่คงที่ไม่สามารถที่จะแปรค่าได้ด้วยศักดาหรือกระแส ซึ่งในส่วนนี้เองจึงเป็นแนวทางที่จะทำการวิจัยและพัฒนาให้วงจรสายพานกระแสแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

แนวทางในการนำวงจรขยายค่าความนำไปวิจัยและพัฒนาต่อ

ในส่วนของวงจรขยายค่าความนำแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้น เนื่องจากวงจรขยายค่าความนำมีจุดออกของวงจรเป็นสัญญาณกระแสซึ่งต้องการความต้านทานจุดออกของสัญญาณมีค่าสูงมาก แต่เนื่องจากคุณสมบัติความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของเมสเฟททรานซิสเตอร์จะมีค่าที่น้อยกว่าค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสเฟททรานซิสเตอร์ ดังนั้นจึงทำให้ความต้านทานจุดออกของสัญญาณมีค่าที่สูงไม่มากนักเมื่อเทียบกับแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นสมรรถนะของวงจรที่ด้อยกว่าการใช้มอสทรานซิสเตอร์ ถ้าต้องการให้ความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากขึ้น สามารถกระทำได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดแต่ก็จะเกิดปัญหาในเรื่องของช่วงปฏิบัติการของวงจรที่แคบลง ซึ่งในส่วนนี้เองจึงเป็นแนวทางที่จะทำการวิจัยและพัฒนาให้วงจรขยายค่าความนำแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] E.W.Mehal, R.W.Wacker, "GaAs Integrated Microwave Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-16, pp.451-454, July 1968
- [2] W.Jutzi, "A MESFET Distributed Amplifier with 2 GHz Bandwidth", Proceeding of the IEEE, 57, pp.1195-1196, 1969
- [3] R.S.Pengelly, D.Maki, "An X-band Monolithic Amplifier", Microwave & RF, pp.314-342, March 1987
- [4] S.J. Harrold, "An introduction to GaAs IC Design", Prentice-Hall International, 1997
- [5] R.Goval, "High-Frequency Analog Integrated Circuit Design", John Wiley & Sons, 1995
- [6] M.S. Shur, "Analytical Model of GaAs MESFETs", IEEE Trans. Electron Devices , ED-25, PP. 612-618, June 1978
- [7] C. Camacho-Penalosa, C.S. Aitchison, "Modelling frequency dependence of out- put impedance of a microwave MESFET at low frequencies", Electron. Lett., 21, pp.528-529, 1985
- [8] Nagel, L., "SPICE2 : A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits", Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, CA, Memo ERL-M592, 1976
- [9] C. Toumazou, F.J. Lidgely, and D.G. Haigh, eds., " Analogue IC Design the Current-Mode Approach", Peter Peregrinus, London, April 1990.
- [10] C. Toumazou, and D.G. Haigh, " Design of GaAs Operational Amplifier for Analog Sampled Data Applications", IEEE Trans. Circuit Systems, CAS-37 (7), pp.922-981, July 1990
- [11] White,W.A. and M.R. Namordi, "GaAs MESFET model adds life to SPICE", Microwaves RF, MTT-28, September 1984
- [12] PSPICE , Microsim Corp., 20 Fairbanks, Irvine, CA 92718, USA., January 1993
- [13] W.R. Curtice,"A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits", IEEE Trans. MTT, MTT-29 (5), pp.448-456, 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] H. Statz, P. Newman, I.W. Smith, R.A. Pucel, and H.A. Haus, "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE", IEEE Trans. on Electron Devices, ED-34, pp.160-169, Feb. 1987
- [15] A.J. McCamant, G.D. McCormack, and D.H. Smith, "An Improved GaAs MESFET Model for SPICE", IEEE Trans. MTT, June 1990
- [16] C. Toumazou, and D.G. Haigh, "Design of a high-gain, single-stage operational amplifier for GaAs switched-capacitor filters", Electron Lett., 23, pp.752-754, 1987
- [17] "16G020 programmable single-gate GaAs D-MESFET array", GaAs IC Data and Designers Guide, Newbury Park, Gigabit Logic Inc., 1988
- [18] R.S. Pengelly, "Microwave Field Effect Transistors Theory, Design and Applications", second edition, John Wiley & Sons Inc., pp.13-14, 1986
- [19] C. Toumazou, and D.G. Haigh, "High frequency gallium arsenide current mirror", Electron Lett., vol.26, no.21, pp.1802-1803, October 1990
- [20] C. Toumazou, and D.G. Haigh, "Design and application of GaAs MESFET current mirror circuits", IEE proceeding, vol. 137, pp.101-108, April 1990
- [21] N. Scheinberg, "A High-Speed GaAs Operational Amplifier", IEEE J. Solid-State Circuit, SC-22(4), pp.522-527, Aug. 1987
- [22] K.C. Smith and A. Sedra, "The Current Conveyor : a new circuit building block", Proc. IEEE, vol.56, pp.1368-1369, 1968
- [23] A. Sedra and K.C. Smith, "A Second Generation Current Conveyor and its applications", IEEE Trans., vol. CT-17, pp.132-154, 1970
- [24] W. Surakampornorn and P. Thitimajshima, "Integrable Electronically tunable Current Conveyor", IEE Proc., Pt.G, vol. 135, pp.71-77, 1988
- [25] W. Surakampornorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan, "Accurate CMOS-based Current Conveyor", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 40, no.4, pp.699-702, August 1991
- [26] W. Surakampornorn, V. Riewruja and F. Cheevasuvit, "Integrable CMOS-base Realization of Current Conveyor", Int. J. Electronics, vol. 71, no.5, pp.793-798, 1991
- [27] C.P. Chong and K.C. Smith, "Sinusoidal Oscillator Employing Current Conveyor", Int. J. Electronics, vol. 62, no.4, pp.515-520, 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [28] S.I.Liu and H.W.Tsao, "New Configuration for Single CCII biquads", *Int. J. Electronics*, vol. 70 , no.3, pp.609-622, 1991
- [29] S.I.Liu , H.W.Tsao and J.Wu , "Cascadable Current-Mode Single CCII biquads", *Electron Lett.*, vol.26, no.24, pp.2005-2006, November 1990
- [30] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, วัลลภ สุระกำพลธร, จเร สุรวัดน์ปัญญา และวันชัย รุ่งรุจา, "การศึกษาคุณสมบัติวงจรสะท้อนกระแสความถี่สูงโดยใช้ GaAs MESFETs", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ หน้า 487-491 พ.ศ. 2537
- [31] J.Ramirez-Angulo , M.Robinson and E.Sanchez-Sinencio , "Current-Mode Continuous-Time Filters : Two Design Approaches", *IEEE Trans. Circuit Systems*, vol. 39, no.6 , pp.337-341, June 1992
- [32] E.Sanchez-Sinencio , R.L.Geiger and H.Nevarez-Lozano , "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA Filter Structures", *IEEE Trans. Circuit Systems*, vol. 35, no.8 , pp.936-945, August 1988
- [33] P.R.Gray and R.G.Meyer , "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", second edition, John Wiley & Sons Inc., pp.705-709, 1984

ภาคผนวก



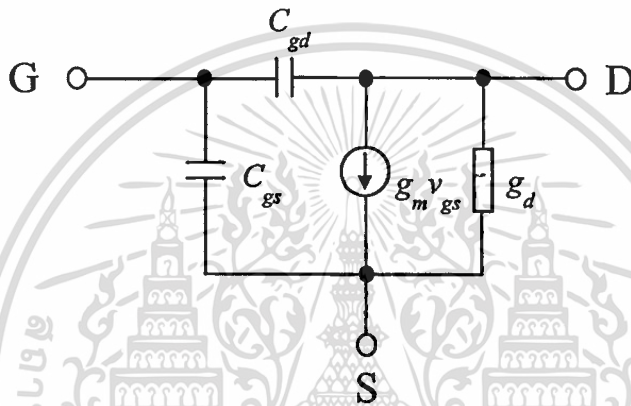
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

วงจรสมมูลและแบบจำลองของ GaAs MESFET

วงจรสมมูลของเมสเฟตที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 44

รูปที่ 44



แสดงวงจรสมมูลของ GaAs MESFET ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

สำหรับแบบจำลองของเมสเฟตที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเลือกใช้แบบจำลองของ GaAs MESFET ชนิดเอ็นทีมีอยู่ในแฟ้มข้อมูลในโปรแกรม PSPICE ซึ่งมีรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 2 โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในแบบจำลองจะกำหนดใช้ตามที่เสนอขึ้นในเอกสารอ้างอิงที่ [4], [9], [10] และ [16] ซึ่งมีรายละเอียดดังแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 2

แสดงรายละเอียดพารามิเตอร์ของ GaAs MESFET ของโปรแกรม PSPICE [22]

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	หน่วย	ค่าที่ตั้งไว้
V_T	VTO (threshold voltage)	V	-2.5
β	BETA (transconductance parameter)	$A \cdot V^{-2}$	0.1
α	ALPHA (saturation voltage parameter)	V^{-1}	2
λ	LAMBDA (channel-length modulation parameter)	V^{-1}	0
R_D	RD (drain ohmic resistance)	Ω	0
R_S	RS (source ohmic resistance)	Ω	0
C_{GS}	CGS (zero-bias gate-source junction capacitance)	F	0
C_{GD}	CGD (zero-bias gate-drain junction capacitance)	F	0
V_{BI}	VBI (gate junction potential)	V	1
I_S	IS (gate SBD saturation current)	A	1E-14
m	FC (coefficient for forward-bias depletion capacitance formula)	--	0.5

ตารางที่ 3

แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองของ GaAs MESFET เมื่อ $W = 1 \mu\text{m}$, $L = 1 \mu\text{m}$

พารามิเตอร์	STL Technology Ltd. [16]	หน่วย
VTO	-1.0	V
BETA (β)	67E-6	A.V ⁻²
LAMBDA (λ)	0.06 (d.c.)	V ⁻¹
	0.30 (a.c.)	V ⁻¹
RS	2920	Ω
RD	2920	Ω
IS	0.075E-15	A
PB	0.79	V
FC	0.9	--
CGS	0.039E-15	F
CGD	0.039E-15	F

ตัวอย่างเช่น

* n-channel GaAs MESFET

.MODEL B1 GASFET(

+ VTO=-1 BETA=67E-6 LAMBDA=0.3 IS=0.075E-15

+ RS=2920 RD=2920 CGS=0.039E-15 CGD=0.039E-15

+ FC=0.9) [GATE WIDTH]

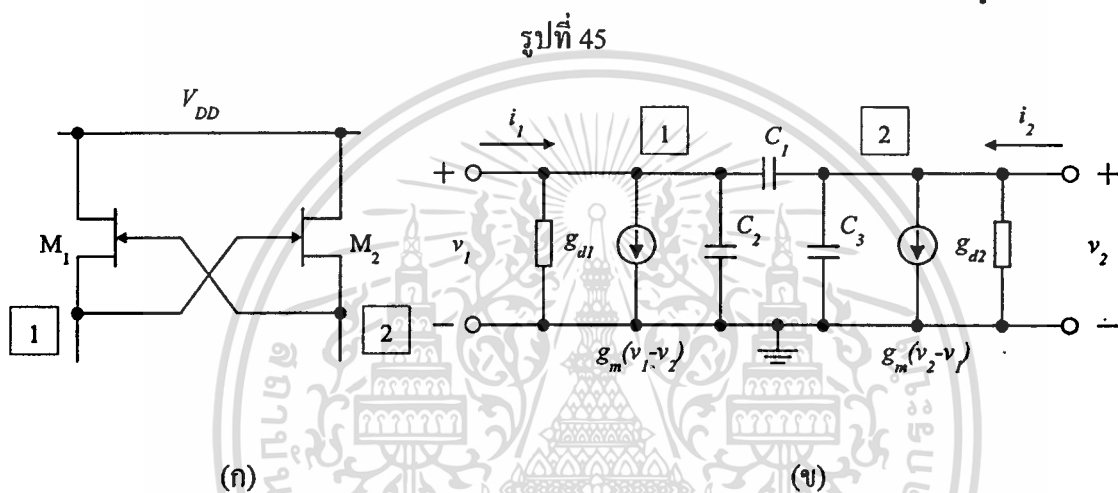
*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ข1.1 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน

วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน และวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็ก ดังรูปที่ 45



แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐาน (ข) วงจรสมมูล

เมื่อ $C_1 = C_{gs1} + C_{gs2}$, $C_2 = C_{gd2}$ และ $C_3 = C_{gd1}$ จะได้ความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสที่จุดต่าง ๆ ดังนี้

ที่จุด 1 ;

$$i_1 = (g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2)v_1 - (g_{m1} + sC_1 + sC_2)v_2 \quad (ข1.1)$$

และที่จุด 2 ;

$$i_2 = -(g_{m2} + sC_2)v_1 + (g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3)v_2 \quad (ข1.2)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข1.1) และ (ข1.2) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดเข้ากับกระแสจุดออก ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{v_2=0} = - \left(\frac{g_{m2} + sC_1}{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2} \right) \quad (ข1.3)$$

จากสมการที่ (ข1.2) สามารถเขียนให้อยู่ในรูป *ABCD parameters* จะได้เป็น

$$v_1 = \left(\frac{g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3}{g_{m2} + sC_1} \right) \cdot v_2 - \left(\frac{1}{g_{m2} + sC_1} \right) \cdot i_2 \quad (ข1.4)$$

จากสมการที่ (ข1.3) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_1 = - \left(\frac{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2}{g_{m2} + sC_1} \right) \cdot i_2 \quad (ข1.5)$$

นำสมการที่ (ข1.4) หาค่า Z_{in1} ด้วยสมการที่ (ข1.5) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์จุดเข้าของวงจรที่จุด 1 ดังนี้

$$Z_{in1} = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3}{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2} \right) \cdot Z_{L2} + \left(\frac{1}{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2} \right) \quad (ข1.6)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.3) ลงในสมการที่ (ข1.4) จะได้

$$v_2 = \left[\frac{g_{m2} + sC_1}{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_3} \right] \cdot v_1 - \left[\frac{(g_{m2} + sC_1)}{(g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3)(g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2)} \right] \cdot i_1 \quad (ข1.7)$$

จากสมการที่ (ข1.5) เขียนใหม่เป็น

$$i_2 = - \left(\frac{g_{m2} + sC_1}{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2} \right) \cdot i_1 \quad (ข1.8)$$

นำสมการที่ (ข1.7) หารด้วยสมการที่ (ข1.8) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์จุดเข้าของวงจรถูกที่จุด 2 ดังนี้

$$Z_{in2} = \frac{v_2}{i_2} = \left(\frac{g_{m1} + g_{d1} + sC_1 + sC_2}{g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3} \right) Z_{L1} + \left(\frac{1}{g_{m2} + g_{d2} + sC_1 + sC_3} \right) \quad (\text{ข1.9})$$

โดยที่ Z_{L1} , Z_{L2} คือ โหลดอิมพีแดนซ์ที่มาต่อทางจุดเข้าของวงจรถูกที่จุด 1 และ 2 ตามลำดับ

การหาคูณลักษณะของกระแสในวงจรถูก GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานสามารถพิจารณาได้จากกระแสของเมสเฟท เมื่อถูกไบอัสให้ทำงานในช่วงอิมิตัวสมการที่ (2.3.15) ดังนี้

$$I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{ข1.10})$$

เมื่อ I_{DSS} คือ กระแสเดรนอิมิตัวขณะศักดาไบอัส $V_{GS} = 0$ มีค่าเท่ากับ $\beta(V_T)^2$ ดังนั้นจากสมการที่ (ข1.10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right]^2 \quad (\text{ข1.11})$$

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} = 1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \quad (\text{ข1.12})$$

ดังนั้น

$$V_{GS} = V_T \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \right] \quad (\text{ข1.13})$$

เขียนสมการที่ (ข1.11) ในเทอม V_{GS} ของเมสเฟท M_1 , M_2 ดังนี้

$$V_{GS1} = V_T \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}}} \right] \quad (\text{ข1.14})$$

$$V_{GS2} = V_T \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS2}}{I_{DSS2}}} \right] \quad (\text{ข1.15})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเมสเฟทในวงจรต่อกันแบบคู่วิขั้วแล้วจึงทำให้

$$V_{GS1} = -V_{GS2} \quad (ข1.16)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.14) และ (ข1.15) ลงในสมการที่ (ข1.16) จะได้

$$V_T \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}}} \right] = -V_T \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS2}}{I_{DSS2}}} \right]$$

$$\frac{I_{DS2}}{I_{DSS2}} = \left[2 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}}} \right]^2$$

เพราะฉะนั้น

$$\frac{I_{DS2}}{I_{DSS2}} = \frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}} + 4 \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DS1}}{I_{DSS1}}} \right] \quad (ข1.17)$$

ข1.2 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด

วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด และวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็ก แสดงได้ในรูปที่ 46 ในการหาความต้านทานจุดเข้าและจุดออกของวงจร อาศัยวงจรสมมูลในรูปที่ 46 (ข) จะได้ความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสของวงจรสมมูลในแต่ละจุดดังนี้
ที่จุด 1 ;

$$i_1 = (g_{m1} + g_{d1})v_1 - g_{m1}v_2 - g_{d1}v_3 \quad (ข1.18)$$

ที่จุด 2 ;

$$i_2 = -g_{m2}v_1 + (g_{m2} + g_{d2})v_2 - g_{d2}v_4 \quad (ข1.19)$$

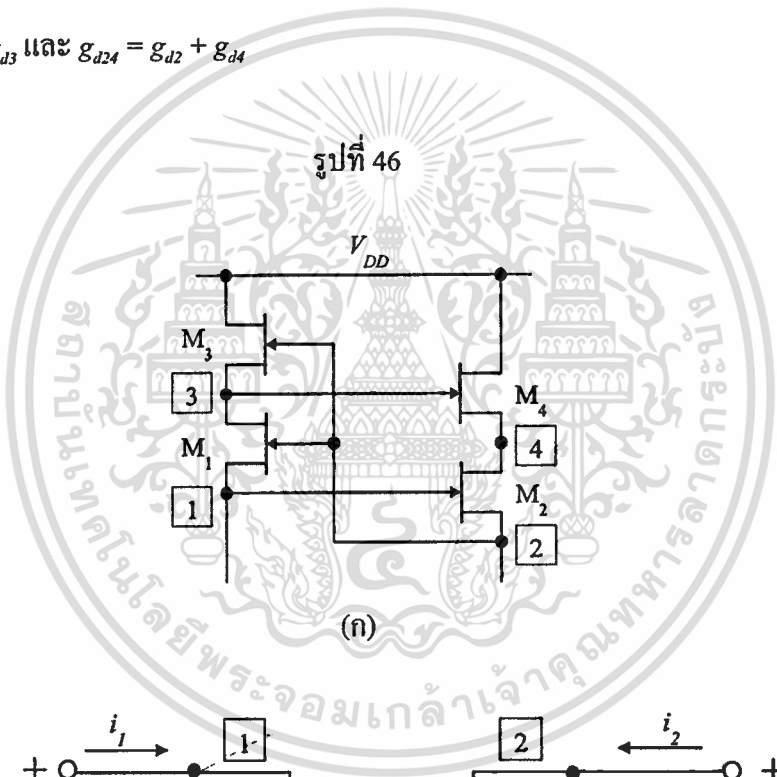
ที่จุด 3 ;

$$(g_{m3} + g_{d13})v_3 = (g_{m1} + g_{d1})v_1 + (g_{m3} - g_{m1})v_2 \quad (\text{ข1.20})$$

ที่จุด 4 ;

$$(g_{m4} + g_{d24})v_4 = -g_{m2}v_1 + (g_{m2} + g_{d2})v_2 + g_{m4}v_3 \quad (\text{ข1.21})$$

เมื่อ $g_{d13} = g_{d1} + g_{d3}$ และ $g_{d24} = g_{d2} + g_{d4}$



แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสพื้นฐานแบบคาสโคด (ข) วงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (ข1.20) ลงในสมการที่ (ข1.18) จะได้

$$i_1 = \frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})}{(g_{m3} + g_{d13})} v_1 - g_{m1} v_2 \quad (\text{ข1.22})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.20) ลงในสมการที่ (ข1.21) จะได้

$$v_4 = \frac{[g_{m4}(g_{m1} + g_{d1}) - g_{m2}(g_{m3} + g_{d13})]v_1 + (g_{m2} + g_{d2})(g_{m3} + g_{d13})v_2}{(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d24})} \quad (\text{ข1.23})$$

แทนค่า v_4 ลงในสมการที่ (ข1.19) จะได้

$$v_1 = \frac{(g_{m2} + g_{d2})(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d4})}{g_{m2}(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d24}) + g_{m4}g_{d2}(g_{m1} + g_{d1}) - g_{m2}g_{d2}(g_{m3} + g_{d13})} v_2 - \frac{(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d4})}{g_{m2}(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d24}) + g_{m4}g_{d2}(g_{m1} + g_{d1}) - g_{m2}g_{d2}(g_{m3} + g_{d13})} i_2$$

หรือ
$$v_1 = Av_2 - Bi_2 \quad (\text{ข1.24})$$

โดยที่

$$A = \frac{(g_{m2} + g_{d2})(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d4})}{g_{m2}(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d24}) + g_{m4}g_{d2}(g_{m1} + g_{d1}) - g_{m2}g_{d2}(g_{m3} + g_{d13})}$$

$$B = \frac{(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d4})}{g_{m2}(g_{m3} + g_{d13})(g_{m4} + g_{d24}) + g_{m4}g_{d2}(g_{m1} + g_{d1}) - g_{m2}g_{d2}(g_{m3} + g_{d13})}$$

แทนค่า v_1 จากสมการที่ (ข1.24) ลงในสมการที่ (ข1.22) จะได้

$$i_1 = \left[\frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})}{(g_{m3} + g_{d13})} A - g_{m1} \right] v_2 - \left[\frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})}{(g_{m3} + g_{d13})} B \right] i_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$i_1 = Cv_2 - Di_2 \quad (ข1.25)$$

โดยที่
$$C = \left[\frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})}{(g_{m3} + g_{d13})} A - g_{m1} \right]$$

และ
$$D = \left[\frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})}{(g_{m3} + g_{d13})} B \right]$$

ดังนั้นจาก *ABCD parameters* ในสมการที่ (ข1.24) และ (ข1.25) จะได้

$$r_{in} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{(g_{m3} + g_{d13})}{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})} \equiv \frac{1}{g_{m1}} \quad (ข1.26)$$

$$r_{out} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{D}{C} = \frac{(g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3})(g_{m4} + g_{d2} + g_{d4})}{g_{m1}g_{m3}g_{d2}g_{d4} + g_{m2}g_{m4}g_{d1}g_{d3} + g_{m3}g_{m4}g_{d1}g_{d2}} \quad (ข1.27)$$

ข2.1 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ

วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ และวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็ก ดังแสดงในรูปที่ 47 กำหนดให้เมสเฟททุกตัวในวงจรมีความสมพียงกันทุกประการแล้ว กำหนดให้ $C_1 = C_{gd2}$, $C_2 = C_{gs3} + C_{gs4}$ และ $G_1 = g_{d1} + sC_{gs1} + sC_{gs2}$, $G_2 = g_{d2} + g_{d3} + sC_{gd4}$, $G_3 = g_{d4} + sC_{gd3}$ แล้วจะได้ผลรวมของกระแสที่จุดต่างๆในวงจรดังนี้

ที่จุด 1 ;

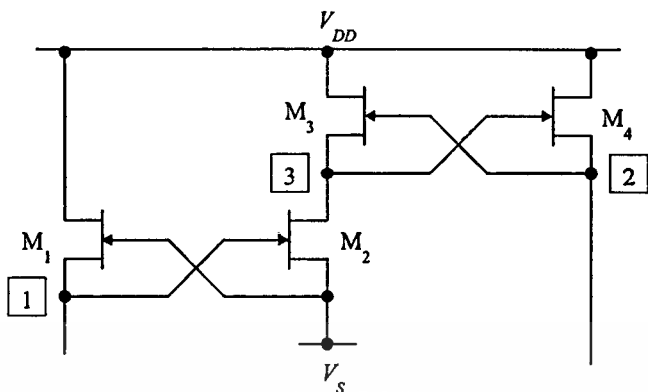
$$i_1 = (g_{m1} + G_1 + sC_1)v_1 - sC_1v_3 \quad (ข2.1)$$

ที่จุด 2 ;

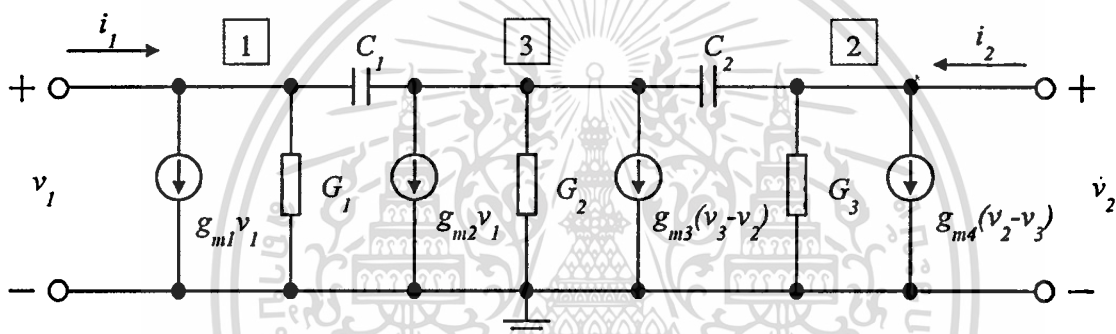
$$i_2 = (g_{m4} + G_3 + sC_2)v_2 - (g_{m4} + sC_2)v_3 \quad (ข2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 47



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ (ข) วงจรสมมูล

ที่จุด 3 ;

$$v_3 = -\frac{(g_{m2} - sC_1)}{(g_{m3} + G_2 + sC_1 + sC_2)} v_1 + \frac{(g_{m3} + sC_2)}{(g_{m3} + G_2 + sC_1 + sC_2)} v_2 \tag{ข2.3}$$

แทนค่า v_3 จากสมการที่ (ข2.3) ลงในสมการที่ (ข2.2) จะได้

$$v_1 = \frac{(g_{m3} + sC_2)(g_{m4} + sC_2) - (g_{m4} + G_3 + sC_2)[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} - sC_1)(g_{m4} + sC_2)} v_2 + \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} - sC_1)(g_{m4} + sC_2)} i_2 \tag{ข2.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$v_1 = Av_2 - Bi_2 \quad (ข2.5)$$

โดยที่

$$A = \frac{(g_{m3} + sC_2)(g_{m4} + sC_2) - (g_{m4} + G_3 + sC_2)[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} - sC_1)(g_{m4} + sC_2)}$$

และ
$$B = -\frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} - sC_1)(g_{m4} + sC_2)}$$

แทนค่า v_2 จากสมการที่ (ข2.3) ลงในสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]i_1 = (g_{m1} + G_1 + sC_1)[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]v_1 - sC_1(g_{m3} + sC_2)v_2 \quad (ข2.6)$$

เมื่อกำหนดให้ $G = (g_{m1} + G_1 + sC_1)[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]$ ดังนั้นจากสมการที่ (ข2.6) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]i_1 = Gv_1 - sC_1(g_{m3} + sC_2)v_2 \quad (ข2.7)$$

แทนค่า v_1 จากสมการที่ (ข2.5) ลงในสมการที่ (ข2.7) จะได้

$$i_1 = \frac{GA - sC_1(g_{m3} + sC_2)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}v_2 - \frac{GB}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}i_2$$

หรือ
$$i_1 = Cv_2 - Di_2 \quad (ข2.8)$$

โดยที่
$$C = \frac{GA - sC_1(g_{m3} + sC_2)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]} \quad \text{และ} \quad D = \frac{GB}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจาก *ABCD parameters* สมการที่ (ข2.5) และ (ข2.8) สามารถหาค่าความต้านทานจุดเข้า (input resistance, r_{in}) ของวงจรได้ดังนี้

$$r_{in} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{A}{C} \equiv \frac{1}{(g_{m1} + g_{d1})} \quad (\text{ข2.9})$$

และจากสมการที่ (ข2.8) เมื่อ $i_1 = 0$ จะได้ค่าของความต้านทานจุดออก (output resistance, r_{out}) ของวงจรดังนี้

$$r_{out} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = \frac{D}{C} \equiv \frac{(g_{m3} + g_{d2} + g_{d3})}{g_{m3}g_{d4} + (g_{m4} + g_{d4})(g_{d2} + g_{d3})} \quad (\text{ข2.10})$$

และจากสมการที่ (ข2.8) เมื่อ $v_2 = 0$ จะได้ค่าอัตราขยายกระแส (current gain, A_i) ของวงจรดังนี้

$$A_i = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} = -\frac{1}{D} = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{(g_{m2} - sC_{gd2})(g_{m4} + sC_A)}{(g_{m1} + g_{d1} + sC_B)(g_{m3} + g_{d2} + g_{d3} + sC_C) + sC_{gd2}(g_{m2} - sC_{gd2})} \quad (\text{ข2.11})$$

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{(g_{m2} - sC_{gd2})(g_{m4} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs1}g_{m3} + C_{gs2}g_{m3} + C_C g_{m1}) + g_{m1}g_{m3}} \quad (\text{ข2.12})$$

เมื่อ $C_A = C_{gs3} + C_{gs4}$, $C_B = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gd2}$ และ $C_C = C_{gd2} + C_{gd4} + C_{gs3} + C_{gs4}$ เมื่อประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = \dots = g_m$ และ $g_{d1} = g_{d2} = \dots = g_d$ แล้ว ดังนั้นสมการที่ (ข2.11) จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m^2}{g_m^2 + 3g_m g_d + 2g_d^2} = 1 - \frac{3\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 3\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \quad (\text{ข2.13})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าผิดพลาด (error) ระหว่างกระแส i_m กับ i_{out} มีค่าเท่ากับ

$$\text{ค่าผิดพลาด} = \frac{3\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 3\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \cong 3\left(\frac{g_d}{g_m}\right) \quad (\text{ข2.14})$$

ข2.2 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสภาคสโตนแบบลบ

วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบที่ใช้ลักษณะการต่อวงจรแบบคาสโคด และวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็กแสดงได้ดังรูปที่ 48 ความสัมพันธ์ของผลรวมกระแสที่จุดต่าง ๆ ในวงจรดังนี้

ที่จุด 1 ;

$$\left[g_{m1} + g_{d1} + s(C_{gs1} + C_{gs3} + C_{gd3}) \right] v_1 = i_1 + g_{d1} v_3 + sC_{gd3} v_4 \quad (\text{ข2.15})$$

ที่จุด 2 ;

$$\left[g_{m7} + g_{d7} + s(C_{gs5} + C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gd6} + C_{gs7}) \right] v_2 = i_2 + \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right] v_5 + s(C_{gd5} + C_{gs6}) v_6 + g_{d7} v_7 \quad (\text{ข2.16})$$

ที่จุด 3 ;

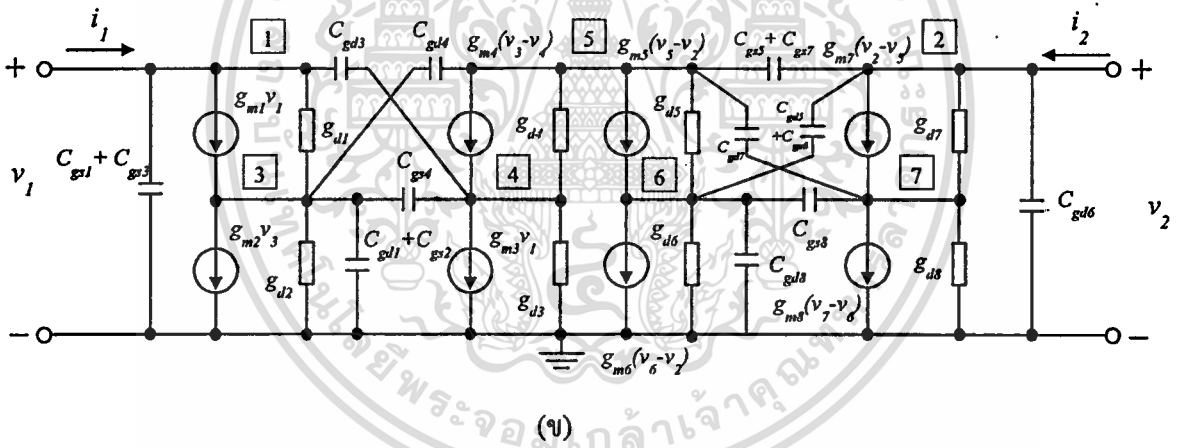
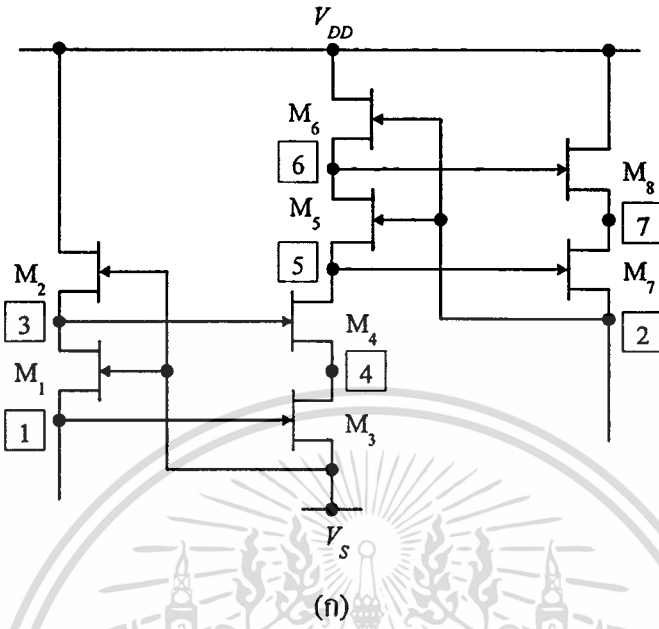
$$\left[g_{m2} + g_{d1} + g_{d2} + s(C_{gd1} + C_{gs2} + C_{gs4} + C_{gd4}) \right] v_3 = (g_{m1} + g_{d1}) v_1 + sC_{gs4} v_4 + sC_{gd4} v_5 \quad (\text{ข2.17})$$

ที่จุด 4 ;

$$\left[g_{m4} + g_{d3} + g_{d4} + s(C_{gd3} + C_{gs4}) \right] v_4 = -(g_{m3} - sC_{gd3}) v_1 + (g_{m4} + sC_{gs4}) v_3 + g_{d4} v_5 \quad (\text{ข2.18})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 48



แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสภาคสโคตแบบลบ (ข) วงจรสมมูล

ที่จุด 5 ;

$$\begin{aligned}
 [g_{m5} + g_{d4} + g_{d5} + s(C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gs7} + C_{gd7})]v_5 &= [g_{m5} + s(C_{gs5} + C_{gs7})]v_2 \\
 - (g_{m4} - sC_{gd4})v_3 &+ (g_{m4} + g_{d4})v_4 + g_{d5}v_6 + sC_{gd7}v_7 \quad (ข2.19)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด 6 ;

$$\begin{aligned} & \left[g_{m6} + g_{d5} + g_{d6} + s(C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gs8} + C_{gd8}) \right] v_6 = \\ & \left[g_{m6} - g_{m5} + s(C_{gd5} + C_{gs6}) \right] v_2 + (g_{m5} + g_{d5}) v_5 + sC_{gs8} v_7 \end{aligned} \quad (ข2.20)$$

ที่จุด 7 ;

$$\begin{aligned} & \left[g_{m8} + g_{d7} + g_{d8} + s(C_{gs8} + C_{gd7}) \right] v_7 = \\ & (g_{m7} + g_{d7}) v_2 - (g_{m7} - sC_{gd7}) v_5 + (g_{m8} + sC_{gs8}) v_6 \end{aligned} \quad (ข2.21)$$

แทนสมการที่ (ข2.17) และ (ข2.18) ลงในสมการที่ (ข2.15) จะได้

$$i_1 = \left[g_{m1} + g_{d1} + s(C_{gs1} + C_{gs3} + C_{gd3}) \right] v_1 \quad (ข2.22)$$

แทนค่า v_6 และ v_7 จากสมการที่ (ข2.20) และ (ข2.21) ลงในสมการที่ (ข2.16) จะได้

$$i_2 = (g_{m7} + g_{d7} + sC_7) v_2 - \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right] v_5 \quad (ข2.23)$$

โดยที่ $C_7 = C_{gs5} + C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gd6} + C_{gs7}$ จากนั้นเมื่อแทนค่า v_3 , v_4 และ v_6 จากสมการที่ (ข2.17), (ข2.18) และ (ข2.20) ลงในสมการที่ (ข2.19) จะได้

$$(g_{d5} + sC_5) v_5 = -(g_{m3} - sC_{gd3}) v_1 + \left[g_{m5} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right] v_2 \quad (ข2.24)$$

โดยที่ $C_5 = C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gs7} + C_{gd7}$ เมื่อแทนค่า v_5 จากสมการที่ (ข2.24) ลงในสมการที่ (ข2.23) จะได้

$$v_1 = - \left\{ \frac{\left[g_{d5} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right] \cdot \left[g_{d7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]}{\left(g_{m3} - sC_{gd3} \right) \cdot \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]} \right\} v_2$$

$$+ \left\{ \frac{g_{m5} + g_{d5} + sC_5}{\left(g_{m3} - sC_{gd3} \right) \cdot \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]} \right\} i_2$$

หรือ
$$v_1 = Av_2 - Bi_2 \quad (ข2.25)$$

โดยที่
$$A = \left\{ \frac{\left[g_{d5} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right] \cdot \left[g_{d7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]}{\left(g_{m3} - sC_{gd3} \right) \cdot \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]} \right\}$$

และ
$$B = \left\{ \frac{g_{m5} + g_{d5} + sC_5}{\left(g_{m3} - sC_{gd3} \right) \cdot \left[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7}) \right]} \right\}$$

แทนค่า v_1 จากสมการที่ (ข2.25) ลงในสมการที่ (ข2.22)

$$i_1 = (g_{m1} + g_{d1} + sC_1)(Av_2 - Bi_2)$$

หรือ
$$i_1 = Cv_2 - Di_2 \quad (ข2.26)$$

โดยที่
$$C = (g_{m1} + g_{d1} + sC_1)A \quad \text{และ} \quad D = (g_{m1} + g_{d1} + sC_1)B$$

เมื่อ $C_1 = C_{gs1} + C_{gd1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd3}$ ดังนั้นจาก *ABCD parameters* ในสมการที่ (ข2.25) และ (ข2.26) จะได้

$$r_{in} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{1}{(g_{m1} + g_{d1})} \quad (ข2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{out} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{D}{C} = \frac{(g_{m5} + g_{d5})}{g_{d5}g_{d7}} \quad (\text{ข2.28})$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{v_2=0} = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{1}{D} = \frac{(g_{m3} - sC_{gd3})[g_{m7} + s(C_{gs5} + C_{gs7})]}{s^2(C_1C_5) + s(C_1g_{m5} + C_5g_{m1}) + g_{m1}g_{m5}} \quad (\text{ข2.29})$$

ถ้าประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = \dots = g_m$ และ $g_{d1} = g_{d2} = \dots = g_d$ ดังนั้นค่าผิดพลาดในการส่งผ่านมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_2}{i_1} = \left[\frac{g_m^3 + 5g_m^2g_d + 6g_mg_d^2}{g_m^3 + 8g_m^2g_d + 16g_mg_d^2} \right] = \left[1 - \frac{5\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 6\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 8\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 16\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \right] \quad (\text{ข2.30})$$

ดังนั้น

$$\text{ค่าผิดพลาด} = \left[1 - \frac{5\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 6\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 8\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 16\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \right] \cong 5\left(\frac{g_d}{g_m}\right) \quad (\text{ข2.31})$$

ข3.1 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก

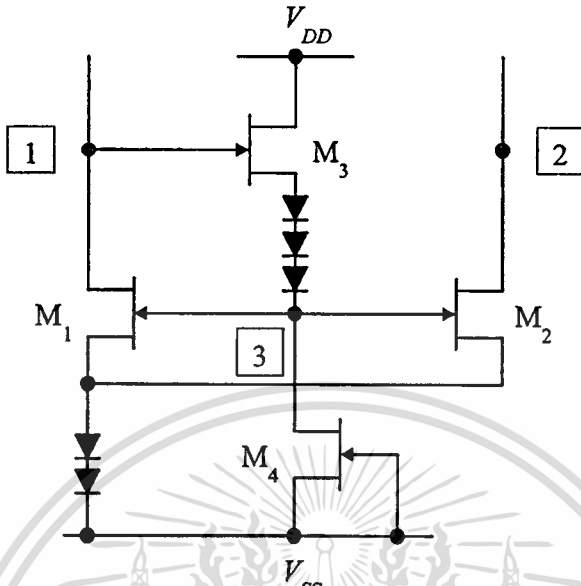
วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกและวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็ก ดังรูปที่ 49 กำหนดให้ $G_1 = g_{d1} + sC_{gd3}$, $G_2 = g_{d3} + g_{d4} + s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gd4})$, $C_1 = C_{gd1} + C_{gs3}$ และ $C_2 = C_{gd2}$ สามารถหาความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสของวงจรสมมูลในแต่ละจุดได้ดังนี้

ที่จุด 1 ;

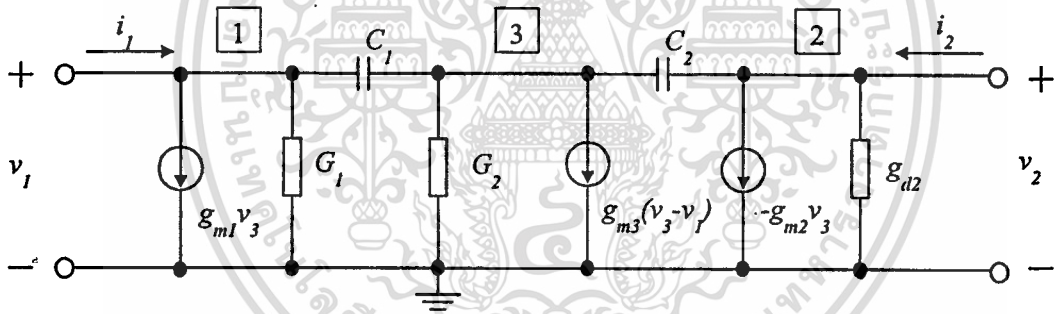
$$i_1 = (G_1 + sC_1)v_1 + (g_{m1} - sC_1)v_3 \quad (\text{ข3.1})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 49



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวก (ข) วงจรสมมูล

ที่จุด 2 ;

$$i_2 = (g_{d2} + sC_2)v_2 - (g_{m2} + sC_2)v_3 \tag{ข3.2}$$

ที่จุด 3 ;

$$v_3 = \frac{(g_{m3} + sC_1)}{(g_{m3} + G_2 + sC_1 + sC_2)}v_1 + \frac{sC_2}{(g_{m3} + G_2 + sC_1 + sC_2)}v_2 \tag{ข3.3}$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า v_3 จากสมการที่ (ข3.3) ลงในสมการที่ (ข3.2) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_1 = \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)](g_{d2} + sC_2) - sC_2(g_{m2} + sC_2)}{(g_{m2} + sC_2)(g_{m3} + sC_1)} v_2 - \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} + sC_2)(g_{m3} + sC_1)} i_2 \quad (ข3.4)$$

หรือ $v_1 = Av_2 - Bi_2$ (ข3.5)

โดยที่ $A = \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)](g_{d2} + sC_2) - sC_2(g_{m2} + sC_2)}{(g_{m2} + sC_2)(g_{m3} + sC_1)}$

และ $B = \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}{(g_{m2} + sC_2)(g_{m3} + sC_1)}$

แทนค่า v_3 จากสมการที่ (ข3.3) ลงในสมการที่ (ข3.1) จะได้

$$i_1 = \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)](G_1 + sC_1) + (g_{m1} - sC_1)(g_{m3} + sC_1)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]} v_1 + \frac{sC_2(g_{m1} - sC_1)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]} v_2 \quad (ข3.6)$$

กำหนดให้ $i_1 = G_A v_1 + G_B v_2$ (ข3.7)

โดยที่

$$G_A = \frac{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)](G_1 + sC_1) + (g_{m1} - sC_1)(g_{m3} + sC_1)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}$$

และ $G_B = \frac{sC_2(g_{m1} - sC_1)}{[g_{m3} + G_2 + s(C_1 + C_2)]}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า v_1 จากสมการที่ (ข3.5) ลงใน (ข3.7) ;

$$i_1 = (AG_A + G_B)v_2 - (BG_A)i_2$$

หรือ
$$i_1 = Cv_2 - Di_2 \quad (\text{ข3.8})$$

โดยที่
$$C = AG_A + G_B \quad \text{และ} \quad D = BG_A$$

ดังนั้นจาก *ABCD parameters* สมการที่ (ข3.5) และ (ข3.8) สามารถหาค่าความต้านทานจุดเข้าของวงจรได้ดังนี้

$$r_{in} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4})}{g_{m3}(g_{m1} + g_{d1}) + g_{d1}(g_{d3} + g_{d4})} \equiv \frac{1}{g_{m1}} \quad (\text{ข3.9})$$

และจากสมการที่ (ข3.8) เมื่อ $i_1 = 0$ จะหาค่าความต้านทานจุดออกของวงจรดังนี้

$$r_{out} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = \frac{D}{C} = \frac{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4})}{g_{d2}(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4})} \equiv \frac{1}{g_{d2}} \quad (\text{ข3.10})$$

และจากสมการที่ (ข3.8) เมื่อ $v_2 = 0$ จะหาค่าอัตราขยายกระแส (current gain, A_i) ของวงจรดังนี้

$$A_i = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} = -\frac{1}{D} = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

$$= \frac{(g_{m2} + sC_{gd2})(g_{m3} + sC_A)}{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_B)(g_{d1} + sC_C) + (g_{m1} - sC_A)(g_{m3} + sC_A)} \quad (\text{ข3.11})$$

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{(g_{m2} + sC_{gd2})(g_{m3} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_A g_{m1} + C_{gd3} g_{m3}) + g_{m1} g_{m3}} \quad (\text{ข3.12})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $C_A = C_{gs3} + C_{gd1}$, $C_B = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd4}$ และ $C_C = C_{gs3} + C_{gd1} + C_{gd3}$ ถ้าประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = \dots = g_m$ และ $g_{d1} = g_{d2} = \dots = g_d$ ดังนั้นสมการที่ (ข3.11) จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m^2}{g_m^2 + g_m g_d + 2g_d^2} = 1 - \frac{\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \quad (\text{ข3.13})$$

ดังนั้นค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$\text{ค่าผิดพลาด} = \frac{\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \cong \frac{g_d}{g_m} \quad (\text{ข3.14})$$

ข3.2 การหาสมรรถนะของวงจร GaAs สะท้อนกระแสคาสโคดแบบบวก

วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบบวกที่ใช้ลักษณะการต่อวงจรแบบคาสโคด และวงจรสมมูลกรณีสัญญาณขนาดเล็กแสดงได้ในรูปที่ 50 จากวงจรสมมูลในรูปที่ 50 (ข) เมื่อ $G_1 = g_{d3} + g_{d4} + s(C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gs6})$ จะได้ความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสของวงจรสมมูลแต่ละจุดดังนี้ที่จุด 1 ;

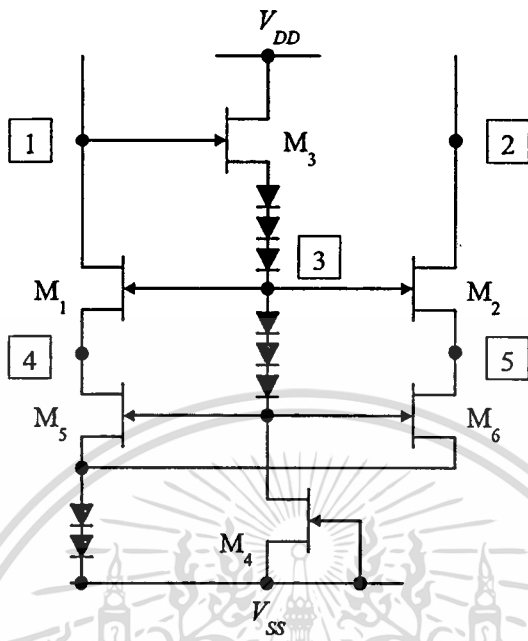
$$\left[g_{d1} + s(C_{gd1} + C_{gs3} + C_{gd3})\right]v_1 = i_1 - \left[g_{m1} - s(C_{gd1} + C_{gs3})\right]v_3 + (g_{m1} + g_{d1})v_4 \quad (\text{ข3.15})$$

ที่จุด 2 ;

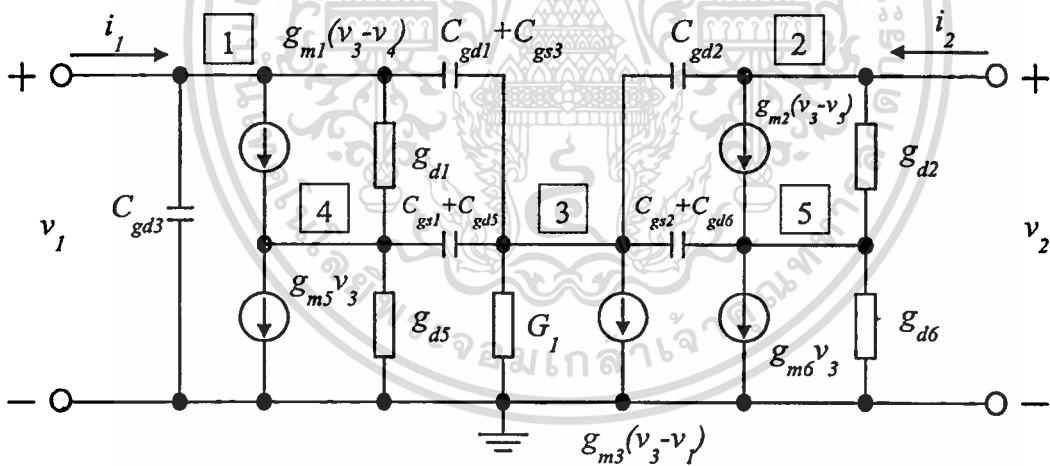
$$(g_{d2} + sC_{gd2})v_2 = i_2 - (g_{m2} - sC_{gd2})v_3 + (g_{m2} + g_{d2})v_5 \quad (\text{ข3.16})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 50



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจร GaAs สะท้อนกระแสแคสโคดแบบบวก (ข) วงจรสมมูล

ที่จุด 3 ;

$$(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A)v_3 = [g_{m3} + s(C_{gd1} + C_{gs3})]v_1 + sC_{gd2}v_2$$

$$+ s(C_{gs1} + C_{gd5})v_4 + s(C_{gs2} + C_{gd6})v_5 \quad (ข3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $C_A = C_{gs1} + C_{gd1} + C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gs3} + C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gd6}$ และที่จุด 4 ;

$$\left[g_{m1} + g_{d1} + g_{d5} + s(C_{gs1} + C_{gd5}) \right] v_4 = g_{d1} v_1 - \left[g_{m5} - g_{m1} - s(C_{gs1} + C_{gd5}) \right] v_3 \quad (ข3.18)$$

ที่จุด 5 ;

$$\left[g_{m2} + g_{d2} + g_{d6} + s(C_{gs2} + C_{gd6}) \right] v_5 = g_{d2} v_2 - \left[g_{m6} - g_{m2} - s(C_{gs2} + C_{gd6}) \right] v_3 \quad (ข3.19)$$

เมื่อแทนค่า v_5 จากสมการที่ (ข3.19) ลงในสมการที่ (ข3.16) จะได้

$$\left(g_{d2} + sC_{gd2} \right) v_2 = i_2 - \left[g_{m6} - s(C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gd6}) \right] v_3 \quad (ข3.20)$$

เมื่อแทนค่า v_3 จากสมการที่ (ข3.17) ลงในสมการที่ (ข3.20) จะได้

$$v_1 = - \frac{\left(g_{d2} + sC_{gd2} \right) \cdot \left(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A \right)}{\left[g_{m3} + s(C_{gd1} + C_{gs3}) \right] \cdot \left[g_{m6} - s(C_{gd2} + C_{gs2} + C_{gd6}) \right]} v_2$$

$$+ \frac{\left(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A \right)}{\left[g_{m3} + s(C_{gd1} + C_{gs3}) \right] \cdot \left[g_{m6} - s(C_{gd2} + C_{gs2} + C_{gd6}) \right]} i_2$$

หรือ
$$v_1 = Av_2 - Bi_2 \quad (ข3.21)$$

โดยที่
$$A = - \frac{\left(g_{d2} + sC_{gd2} \right) \cdot \left(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A \right)}{\left[g_{m3} + s(C_{gd1} + C_{gs3}) \right] \cdot \left[g_{m6} - s(C_{gd2} + C_{gs2} + C_{gd6}) \right]}$$

และ
$$B = - \frac{\left(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A \right)}{\left[g_{m3} + s(C_{gd1} + C_{gs3}) \right] \cdot \left[g_{m6} - s(C_{gd2} + C_{gs2} + C_{gd6}) \right]}$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.17), (ข3.18) และ (ข3.19) ลงในสมการที่ (ข3.15) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_1 = \left\{ (g_{d1} + sC_B) + \frac{(g_{m3} + sC_C)(g_{m5} + sC_D)}{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A)} \right\} (Av_2 - Bi_2)$$

หรือ
$$i_1 = Cv_2 - Di_2 \quad (ข3.21)$$

โดยที่
$$C = \left\{ (g_{d1} + sC_B) + \frac{(g_{m3} + sC_C)(g_{m5} + sC_D)}{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A)} \right\} A$$

และ
$$D = \left\{ (g_{d1} + sC_B) + \frac{(g_{m3} + sC_C)(g_{m5} + sC_D)}{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + sC_A)} \right\} B$$

เมื่อ $C_B = C_{gd1} + C_{gs3} + C_{gd3}$, $C_C = C_{gd1} + C_{gs3}$ และ $C_D = C_{gs1} + C_{gd1} + C_{gs3} + C_{gd5}$ ดังนั้นจาก *ABCD parameters* ในสมการที่ (ข3.20) และ (ข3.21) จะได้

$$r_{in} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4})}{g_{m3}g_{m5} + g_{d1}(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4})} \equiv \frac{1}{g_{m5}} \quad (ข3.22)$$

$$r_{out} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{D}{C} = \frac{g_{m3}}{g_{d2}g_{d3}} \quad (ข3.23)$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{v_2=0} = -\frac{1}{D}$$

$$= \frac{(g_{m3} + sC_C)[g_{m6} - s(C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gd6})]}{s^2(C_A C_B + C_C C_D) + s[C_C g_{m5} + (C_B - C_D)g_{m3} + C_A g_{d1}] + g_{m3}g_{m5}} \quad (ข3.24)$$

ถ้าประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = \dots = g_m$ และ $g_{d1} = g_{d2} = \dots = g_d$ ดังนั้นค่าผิดพลาดในการส่งผ่านมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_2}{i_1} = \left[\frac{g_m^4 + 2g_m^3g_d + g_m^2g_d^2 + 2g_mg_d^3}{g_m^4 + 4g_m^3g_d + 4g_m^2g_d^2} \right] = \left[1 - \frac{2\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + \left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 4\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 4\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \right] \quad (ท3.25)$$

ดังนั้น

$$\text{ค่าผิดพลาด} = \left[1 - \frac{2\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + \left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2}{1 + 4\left(\frac{g_d}{g_m}\right) + 4\left(\frac{g_d}{g_m}\right)^2} \right] \cong 2\left(\frac{g_d}{g_m}\right) \quad (ท3.26)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

ค1 วงจรขยายความแตกต่างพื้นฐานค1.1 การหาสมรรถนะของวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐานกรณีสัญญาณขนาดใหญ่

วงจรขยายความแตกต่างพื้นฐาน โดยใช้ GaAs MESFETs แสดงได้ดังรูปที่ 51 เมื่ออุปกรณ์เมสเฟต M_1, M_2 มีความสมพียงกัน การหาคุณสมบัติของวงจรกรณีสัญญาณขนาดใหญ่สามารถหาได้โดยพิจารณากระแสเดรนของเมสเฟต M_1, M_2 ขณะถูกไบอัสให้ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งเท่ากับ

$$I_{DS1} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 \quad (ค1.1)$$

$$I_{DS2} = I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \quad (ค1.2)$$

ดังนั้น กระแสผลต่างจุดออก เท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= I_{DS1} - I_{DS2} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 - I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \\ &= (V_{GS1} - V_{GS2})(V_{GS1} + V_{GS2} - 2V_T) \left[\frac{I_{DSS}}{V_T^2} \right] \end{aligned}$$

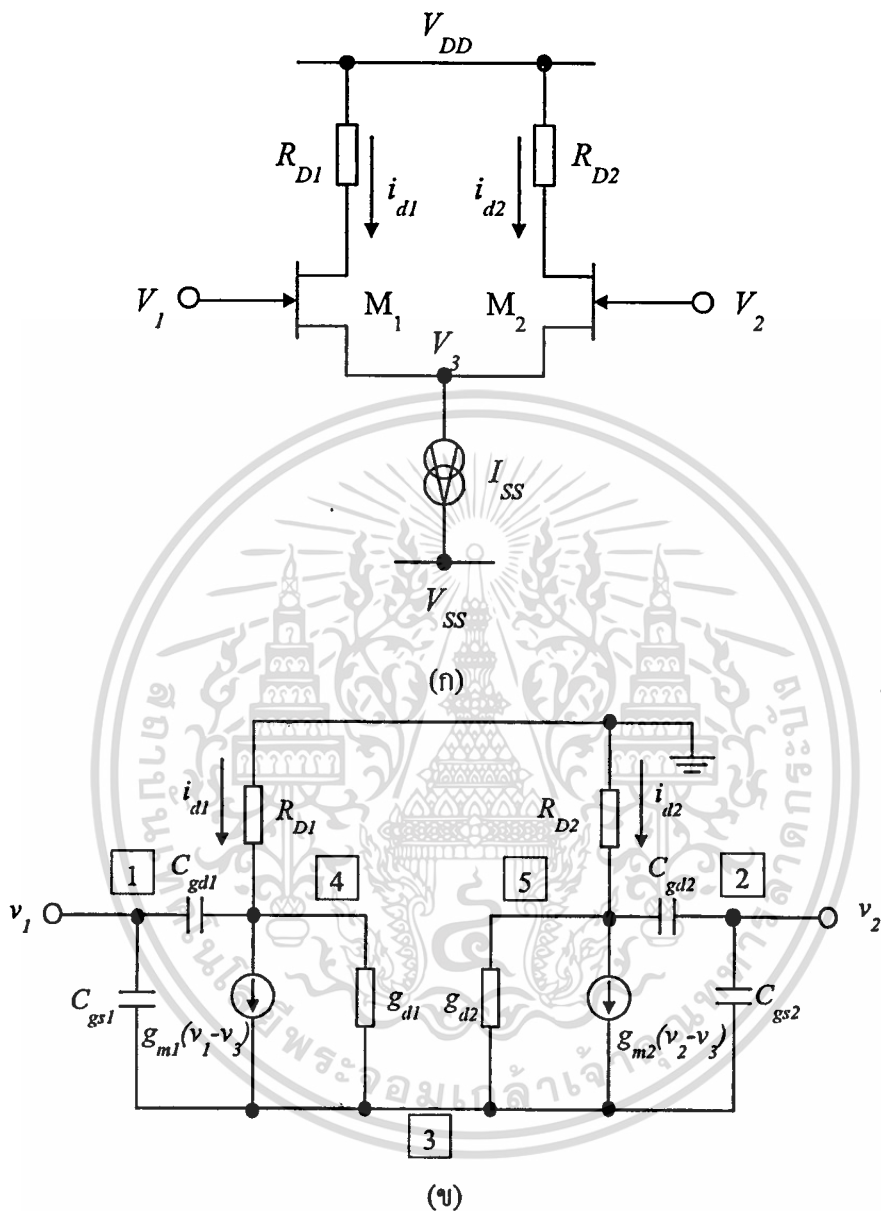
ดังนั้น
$$I_{OUT} = V_{id} (V_{cm} - V_T) \left[\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right] \quad (ค1.3)$$

โดยที่ $I_{DSS} = I_{DSS1} = I_{DSS2}$, V_{id} คือศักคผลต่างจุดเข้า (differential input voltage) มีค่าเท่ากับ $V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2}$ และ V_{cm} คือศักคจุดเข้าแบบโหมคร่วม (common-mode input voltage) มีค่าเท่ากับ

$$(V_{GS1} + V_{GS2})/2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 51



แสดง (ก) วงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน (ข) วงจรสมมูล

เมื่อกระแสไบอัส มีค่าเท่ากับ

$$I_{SS} = I_{DS1} + I_{DS2} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 + I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{SS} = (V_{cm} - V_T)^2 \left[\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right] + V_{id} \left[\frac{I_{DSS}}{2V_T^2} \right]$$

ดังนั้นจะได้

$$V_{cm} = V_T + \sqrt{\left(\frac{I_{SS} \cdot V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{id}}{2} \right)^2} \quad (ค1.4)$$

แทนค่า V_{cm} จากสมการที่ (ค1.4) ลงในสมการที่ (ค1.3) จะได้

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= V_{id} \left(\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right) \left[\sqrt{\left(\frac{I_{SS} V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{id}^2}{4} \right)} + V_T - V_T \right] \\ &= V_{id} \left(\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right) \sqrt{\left(\frac{I_{SS} V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{id}^2}{4} \right)} \end{aligned}$$

เมื่อกำหนดให้ $K = 2I_{DSS}/(V_T)^2$ ดังนั้นจะได้กระแสผลต่างจุดออก เท่ากับ

$$I_{OUT} = V_{id} \left(\sqrt{KI_{SS}} \right) \left(\sqrt{1 - K \frac{V_{id}^2}{4I_{SS}}} \right) \quad (ค1.5)$$

และขอบเขตของศักดาผลต่างจุดเข้าที่ทำให้กระแส I_{OUT} ยังคงเป็นเชิงเส้น ต้องอยู่ในเงื่อนไขที่ว่า

$$\frac{KV_{id}^2}{4I_{SS}} \leq 1$$

$$V_{id} \leq \pm \sqrt{\frac{4I_{SS}}{K}} = \pm V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}}$$

หรือ
$$\left| \frac{V_{id}}{V_T} \right| = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (ค1.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค1.2 การหาสมรรถนะของวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐานกรณีสัญญาณขนาดเล็ก

การหาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก สามารถหาได้โดยอาศัย วงจรสมมูลดังรูปที่ 51 (ข) เมื่ออุปกรณ์เมสเฟท M_1, M_2 มีความสมพียงกันและกำหนดให้ $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs}$, $C_{gd1} = C_{gd2} = C_{gd}$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $g_{d1} = g_{d2} = g_d$ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ในวงจรสามารถหาได้ดังนี้

ที่จุด 3 ;

$$2(g_m + g_d + sC_{gs})v_3 = (g_m + sC_{gs})(v_1 + v_2) + g_d(v_4 + v_5) \quad (ค1.7)$$

ที่จุด 4 ;

$$i_{d1} = (g_m - sC_{gd})v_1 - (g_m + g_d)v_3 + (g_d + sC_{gd})v_4 \quad (ค1.8)$$

เนื่องจาก $v_4 = -i_{d1}R_{D1}$ ดังนั้นสมการที่ (ค1.8) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(\frac{1}{R_{D1}} + g_d + sC_{gd}\right)v_4 = -(g_m - sC_{gd})v_1 + (g_m + g_d)v_3 \quad (ค1.9)$$

ที่จุด 5 ;

$$i_{d2} = (g_m - sC_{gd})v_2 - (g_m + g_d)v_3 + (g_d + sC_{gd})v_5 \quad (ค1.10)$$

เนื่องจาก $v_5 = -i_{d2}R_{D2}$ ดังนั้นสมการที่ (ค1.10) ได้เป็น

$$\left(\frac{1}{R_{D2}} + g_d + sC_{gd}\right)v_5 = -(g_m - sC_{gd})v_2 + (g_m + g_d)v_3 \quad (ค1.11)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.9) และ (ค1.11) ลงในสมการที่ (ค1.7) จะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2 \left[(g_m + g_d + sC_{gs}) \left(\frac{1}{R_D} + g_d + sC_{gd} \right) - g_d (g_m + g_d) \right] v_3 =$$

$$\left[(g_m + sC_{gs}) \left(\frac{1}{R_D} + g_d + sC_{gd} \right) - g_d (g_m - sC_{gd}) \right] (v_1 + v_2) \quad (ค1.12)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.12) ลงในสมการที่ (ค1.8) จะได้

$$i_{d1} \equiv \frac{g_m}{2 \left[1 + (g_d + sC_{gd}) R_{D1} \right]} (v_1 - v_2) \quad (ค1.13)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.12) ลงในสมการที่ (ค1.10) จะได้

$$i_{d2} \equiv - \frac{g_m}{2 \left[1 + (g_d + sC_{gd}) R_{D2} \right]} (v_1 - v_2) \quad (ค1.14)$$

ค1.3 การหาสมรรถนะของวงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโหลด

ในรูปที่ 52 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโหลดและวงจรสมมูล เมื่อกำหนดให้อุปกรณ์เมสเฟท M_1 และ M_2 มีความสมพียงกัน ลำดับขั้นตอนในการหาฟังก์ชันส่งผ่านสามารถกระทำได้ดังนี้

ที่จุด 3 ;

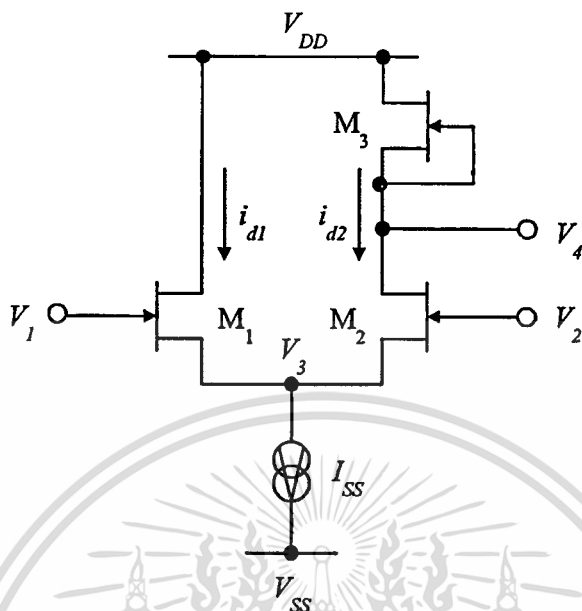
$$\left[g_{m1} + g_{m2} + s(C_{gs1} + C_{gs2}) \right] v_3 = (g_{m1} + sC_{gs1}) v_1 + (g_{m2} + sC_{gs2}) v_2 + g_{d2} v_4 \quad (ค1.15)$$

ที่จุด 4 ;

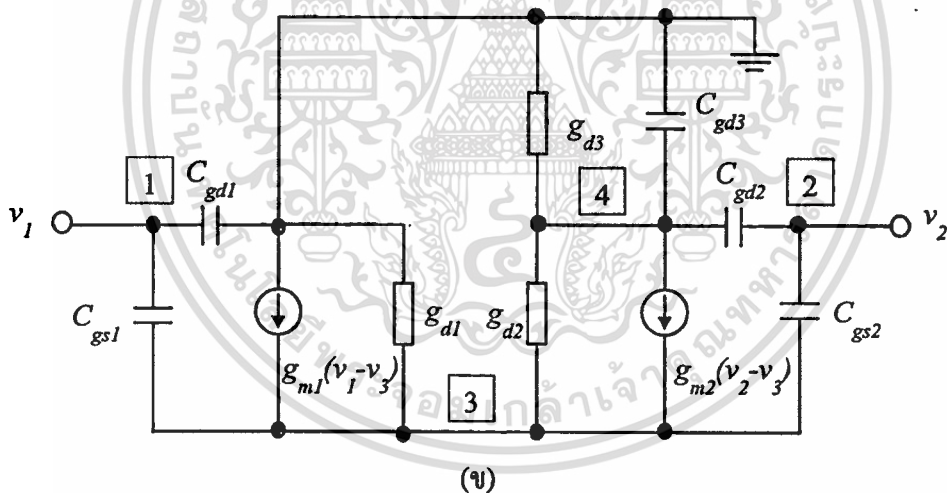
$$\left[g_{d2} + g_{d3} + s(C_{gd2} + C_{gd3}) \right] v_4 + (g_{m2} - sC_{gd2}) v_2 = (g_{m2} + g_{d2}) v_3 \quad (ค1.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 52



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจรขยายความแตกต่างแบบแอกทีฟโวลต์ (ข) วงจรสมมูล

แทนค่า v_3 จากสมการที่ (ค1.15) ลงในสมการ (ค1.16) จะได้

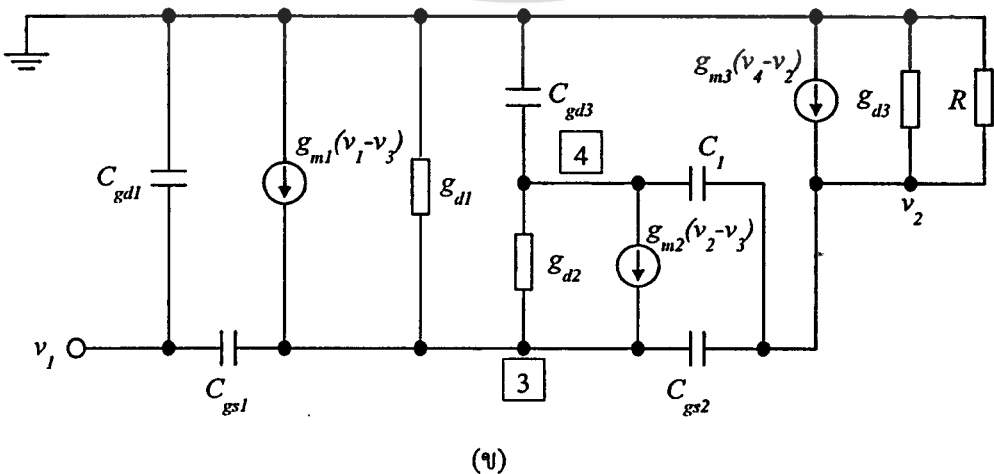
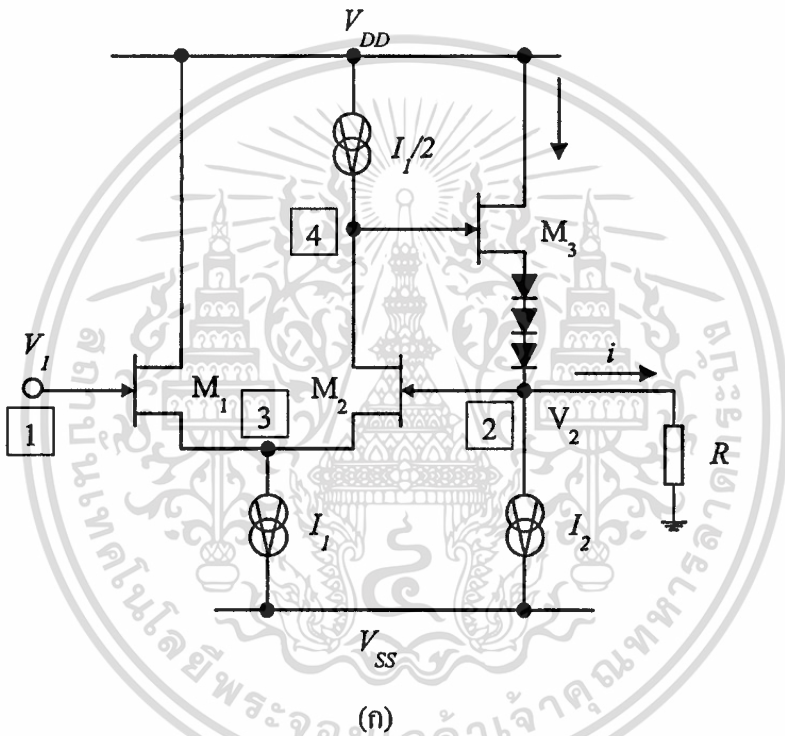
$$\frac{v_4}{(v_1 - v_2)} = \frac{(g_{m2} + g_{d2})(g_{m1} + sC_{gs1})}{[g_{m1} + g_{m2} + s(C_{gs1} + C_{gs2})][g_{d2} + g_{d3} + s(C_{gd2} + C_{gd3})]} \quad (ค1.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข2 วงจรตามคักคา

วงจรตามคักคาและวงจรสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ 53 เมื่ออุปกรณ์เมสเฟท M_1 และ M_2 มีความสมพงษ์กันทุกประการ เมื่อ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, $g_{d1} = g_{d2} = g_d$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs}$, $C_{gd1} = C_{gd2} = C_{gd}$ และกำหนดให้ $C_1 = C_{gd2} + C_{gs3}$ ดังนั้นลำดับขั้นในการหาฟังก์ชันส่งผ่านกระทำได้ดังนี้

รูปที่ 53



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด 3 ;

$$v_3 = \left(\frac{v_1 + v_2}{2} \right) + \frac{g_d}{2(g_m + sC_{gs})} v_4 \quad (ค2.1)$$

ที่จุด 4 ;

$$(g_d + sC_{gd2} + sC_{gs3} + sC_{gd3})v_4 = -(g_m - sC_1)v_2 + g_m v_3 \quad (ค2.2)$$

ที่จุด 2 ;

$$\left(\frac{1}{R} + g_{m3} + sC_{gs} + sC_1 \right) v_2 = sC_{gs} v_3 + (g_{m3} + sC_1) v_4 \quad (ค2.3)$$

แทนค่าสมการที่ (ค2.1) ลงในสมการที่ (ค2.2) จะได้

$$(g_d + sC_{gd2} + sC_{gs3} + sC_{gd3})v_4 = \frac{g_m}{2} v_1 - \left(\frac{g_m}{2} - sC_1 \right) v_2 \quad (ค2.4)$$

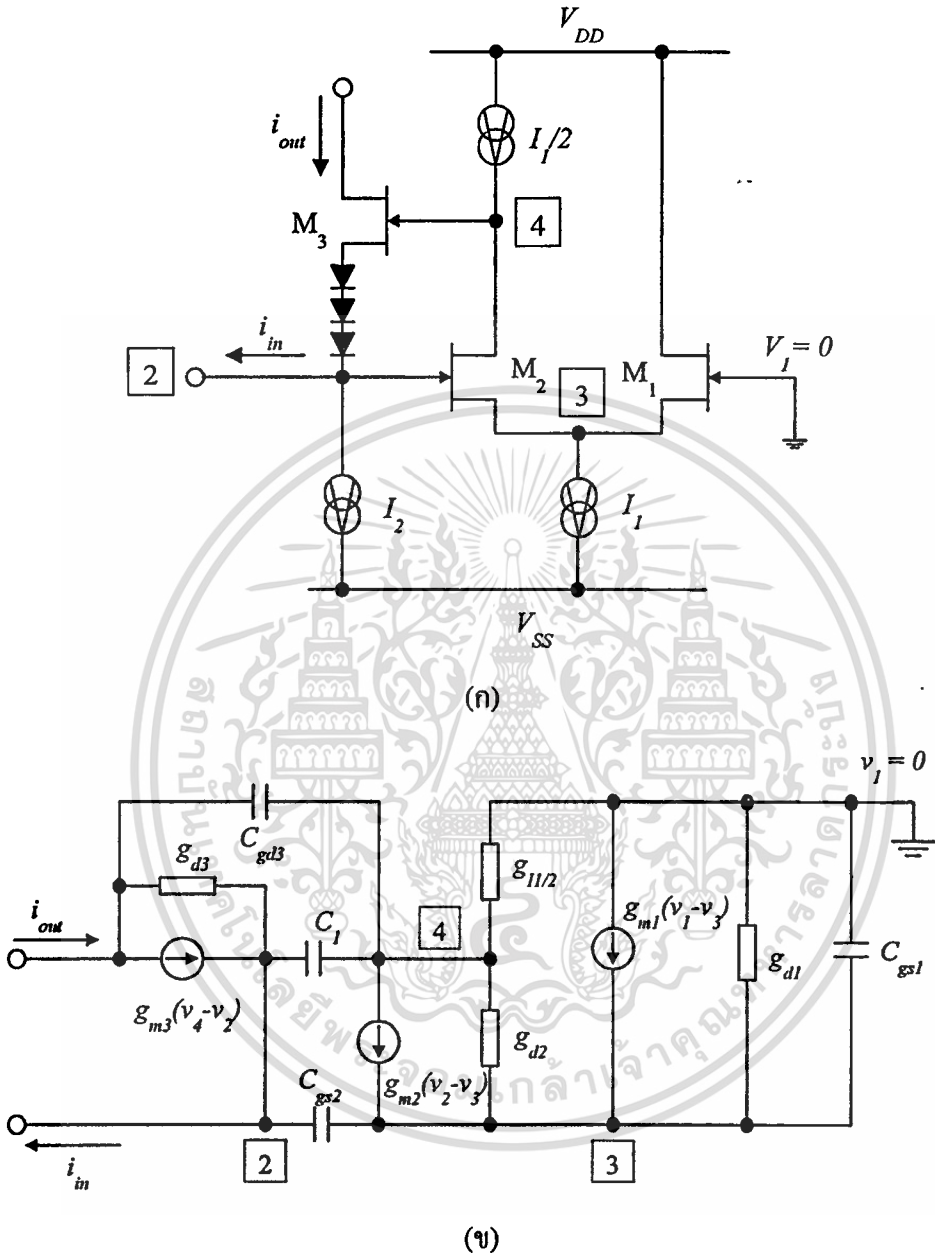
แทนค่าสมการที่ (ค2.1) และ (ค2.4) ลงในสมการที่ (ค2.3) จะได้

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{s^2(C_{gs}C_B) + s(C_1g_m) + g_mg_{m3}}{s^2[C_{gs}C_B + 2C_{gs3}C_1] + s \left[C_1g_m + \frac{2(C_B + g_{m3}C_{gs3}R)}{R} \right] + \left[g_mg_{m3} + \frac{2g_d(1 + g_{m3}R)}{R} \right]} \quad (ค2.5)$$

โดยที่ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, $g_{d1} = g_{d2} = g_d$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs}$ และ $C_1 = C_{gd2} + C_{gs3}$, $C_B = C_{gd2} + C_{gs3} + C_{gd3}$, $C_C = (C_{gd}/2) + C_{gd2} + C_{gs3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 54



แสดง (ก) วงจรตามกระแส (ข) วงจรสมมูล

ก3 วงจรตามกระแส

วงจรตามกระแสและวงจรสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ ก3.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่ารูปแบบของวงจรจะเหมือนกันกับวงจรในรูปที่ ก2.1 ดังนั้นลำดับขั้นในการหาฟังก์ชันส่งผ่านจะสามารถกระทำได้ในหลักการเดียวกันโดยกระแสจุดออก i_{out} หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{out} = -g_{m3}v_2 + (g_{m3} - sC_{gd3})v_4 \quad (ค3.1)$$

ที่จุด 2 ;

$$i_{in} + (g_{m3} + sC_{gs} + sC_1)v_2 = sC_{gs}v_3 + (g_{m3} + sC_1)v_4 \quad (ค3.2)$$

แทนค่า v_3, v_4 จากสมการที่ (ค2.1) และ (ค2.2) เมื่อให้ศักดา $v_1 = 0$ ในภาคผนวก (ค2) ลงในสมการที่ (ค3.2) จะได้

$$i_{in} = - \left[\frac{(g_m - 2sC_1)(g_{m3} + sC_1) + 2(g_{m3} + sC_C)(g_d + sC_B)}{2(g_d + sC_B)} \right] v_2 \quad (ค3.3)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค3.3) จะได้ความต้านทานทานจุดเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{v_2}{i_{in}} = \left[\frac{2(g_d + sC_B)}{(g_m - 2sC_1)(g_{m3} + sC_1) + 2(g_{m3} + sC_C)(g_d + sC_B)} \right] \quad (ค3.4)$$

แทนค่า v_4 จากสมการที่ (ค2.2) เมื่อ $v_1 = 0$ ในภาคผนวก (ค2) และ v_2 จากสมการที่ (ค3.3) ลงในสมการที่ (ค3.1) จะได้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{(g_m - 2sC_1)(g_{m3} - sC_{gd3}) + 2g_{m3}(g_d + sC_B)}{(g_m - 2sC_1)(g_{m3} + sC_1) + 2(g_{m3} + sC_C)(g_d + sC_B)}$$

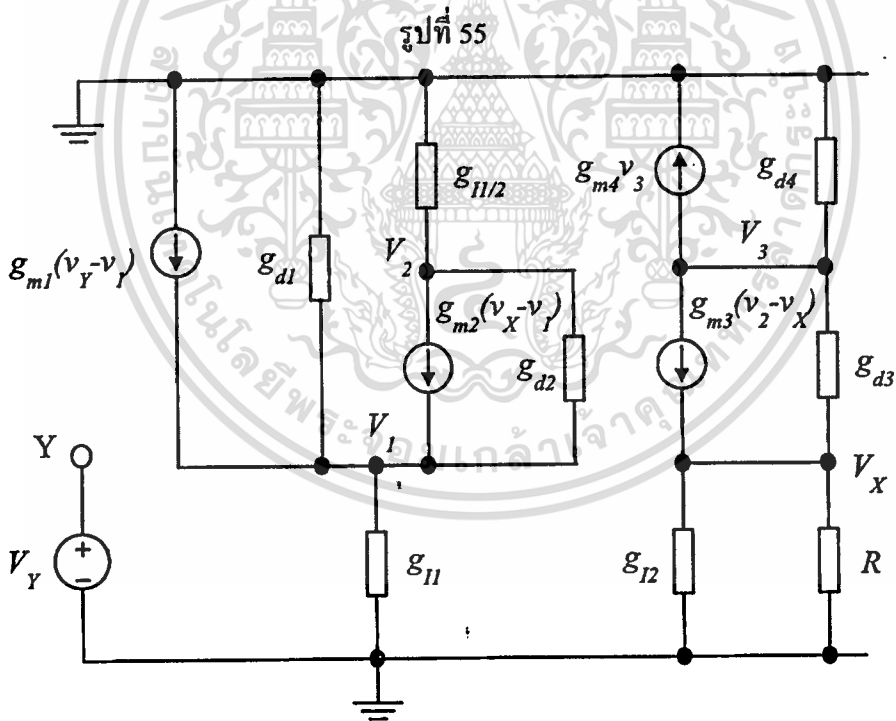
ดังนั้น

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2(2C_1C_{gd3}) + s(2C_{gs3}g_{m3} - C_{gd3}g_m) + g_m g_{m3}}{s^2(2C_B C_C) + s(2C_{gs3}g_{m3} + C_1 g_m) + g_m g_{m3}} \quad (ค3.5)$$

ภาคผนวก ง

ง1 การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรสายพานกระแสง1.1 การวิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนของศักดา V_X/V_Y

ในการคำนวณหาค่าอัตราส่วนของศักดา V_X/V_Y จะใช้การคำนวณแบบการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคำนวณหาค่าดังกล่าว ซึ่งกระทำได้โดยการแทนวงจรสมมูลของเมสเฟท และตัวคิ่งกระแสคงตัวลงในวงจรรูปที่ 28 ในบทที่ 4 ดังนั้นก็จะได้วงจรสมมูลเพื่อใช้ในการคำนวณหาค่า V_X/V_Y ดังแสดงในรูปที่ ง1.1



แสดงวงจรสมมูลในการคำนวณหาค่า V_X/V_Y ของวงจรรูปที่ 28

จากวงจรสมมูลในการหาค่าอัตราส่วนของศักดา V_X/V_Y ในรูปที่ 55 ดังนั้นผลรวมของกระแสในแต่ละจุดสามารถหาได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด V_1 ;

$$(g_{m1} + g_{m2} + g_{d1} + g_{d2})V_1 = g_{m1}V_y + g_{m2}V_x + g_{d2}V_2 \quad (ง1.1.1)$$

ที่จุด V_2 ;

$$g_{d2}V_2 = (g_{m2} + g_{d2})V_1 - g_{m2}V_x \quad (ง1.1.2)$$

ที่จุด V_3 ;

$$(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})V_3 = -g_{m3}V_2 + (g_{m3} + g_{d3})V_x \quad (ง1.1.3)$$

ที่จุด V_x ;

$$\left(\frac{1}{R} + g_{m3} + g_{d3}\right)V_x = g_{m3}V_2 + g_{d3}V_3 \quad (ง1.1.4)$$

แทนค่า V_1 และ V_2 จากสมการที่ (ง1.1.1) และ (ง1.1.2) ลงในสมการที่ (ง1.1.3)

$$V_3 = \left[\frac{g_{m2}g_{m3} + g_{d2}(g_{m3} + g_{d3})}{g_{d2}(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})} \right] V_x - \left[\frac{g_{m1}g_{m3}(g_{m2} + g_{d2})}{g_{d2}(g_{m1} + g_{d1})(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})} \right] V_y \quad (ง1.1.5)$$

แทนค่า V_1 , V_2 และ V_3 จากสมการที่ (ง1.1.1) (ง1.1.2) และ (ง1.1.5) ลงในสมการที่ (ง1.1.4)

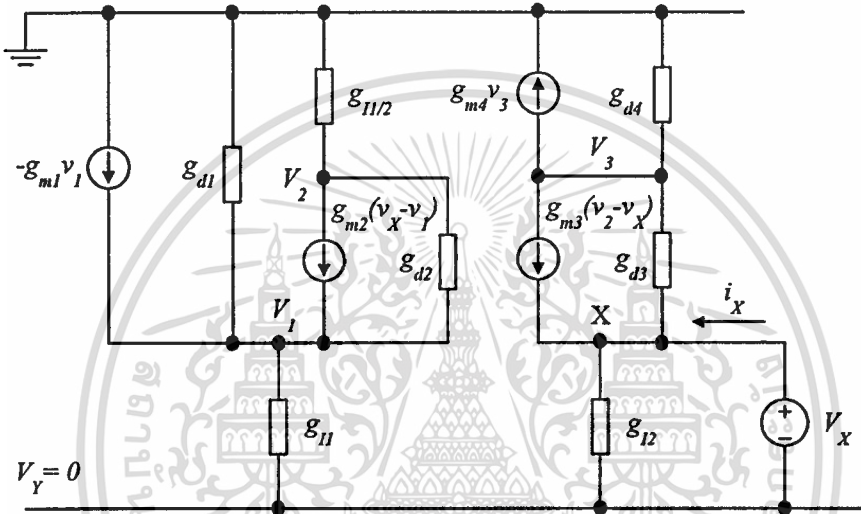
$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{g_{m1}g_{m3}(g_{m2} + g_{d2})}{(g_{m1} + g_{d1}) \left[g_{m2}g_{m3} + g_{d2} \left(\frac{1}{R} + g_{m3} + g_{d3} \right) \right]} \quad (ง1.1.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

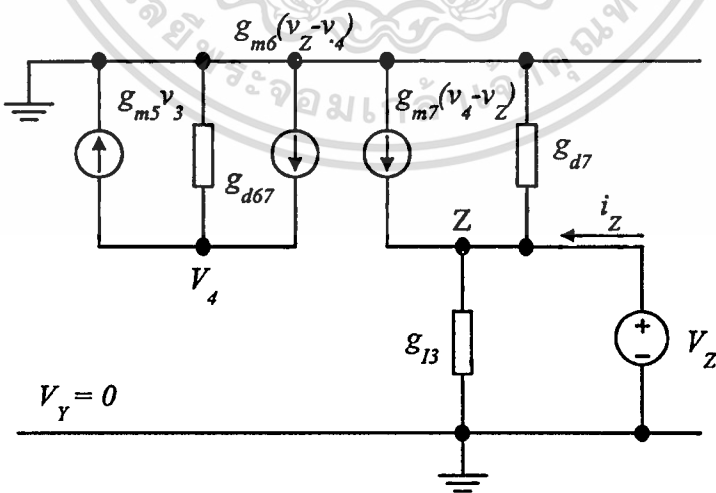
ง1.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X และที่พอร์ท Z

สำหรับความต้านทานจุดออกที่พอร์ท X และพอร์ท Z สามารถหาได้โดยการให้ศักดา $v_y = 0$ ของวงจรในรูปที่ 28 ซึ่งเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 56 เมื่อศักดา v_x คือศักดาที่ป้อนเข้าไปในวงจร และกระแส i_x คือกระแสที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายศักดา v_x

รูปที่ 56



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจรสมมูลสำหรับหาความต้านทานที่พอร์ท X

(ข) วงจรสมมูลสำหรับหาความต้านทานที่พอร์ท Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด v_1 ;

$$(g_{m1} + g_{m2} + g_{d1} + g_{d2})v_1 = g_{m2}v_x + g_{d2}v_2 \quad (ง1.2.1)$$

ที่จุด v_2 ;

$$g_{d2}v_2 = (g_{m2} + g_{d2})v_1 - g_{m2}v_x \quad (ง1.2.2)$$

ที่จุด v_3 ;

$$(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})v_3 = -g_{m3}v_2 + (g_{m3} + g_{d3})v_x \quad (ง1.2.3)$$

ที่จุด v_x ;

$$i_x = (g_{m3} + g_{d3})v_x - g_{m3}v_2 - g_{d3}v_3 \quad (ง1.2.4)$$

แทนค่า v_1 และ v_2 จากสมการที่ (ง1.2.1) และ (ง1.2.2) ลงในสมการที่ (ง1.2.3)

$$v_3 = \left[\frac{g_{m2}g_{m3} + g_{d2}(g_{m3} + g_{d3})}{g_{d2}(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})} \right] v_x \quad (ง1.2.5)$$

แทนค่า v_1 , v_2 และ v_3 จากสมการที่ (ง1.2.1) (ง1.2.2) และ (ง1.2.5) ลงในสมการที่ (ง1.2.4)

$$r_x = \frac{v_x}{i_x} = \frac{g_{d2}(g_{m4} + g_{d4} + g_{d3})}{(g_{m4} + g_{d4})[g_{m2}g_{m3} + g_{d2}(g_{m3} + g_{d3})]} \quad (ง1.2.6)$$

สำหรับความต้านทานจุดออกที่พอร์ท Z สามารถหาได้จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 56 (ข)

โดยให้ศักดา v_y และ v_x เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะหาได้ความต้านทานจุดออกได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด v_4 ;

$$g_{m5}v_3 + (g_{d5} + g_{d6})v_4 = g_{m6}(v_Z - v_4) \quad (ง1.2.7)$$

ที่จุด v_Z ;

$$i_z + g_{m7}(v_4 - v_Z) = (g_{d7} + g_{l3})v_Z \quad (ง1.2.8)$$

เมื่อให้ $v_x = 0$ แล้วจากสมการที่ (ง1.2.5) จะได้ศักดา $v_3 \cong 0$ ดังนั้นจากสมการที่ (ง1.2.7) จะได้

$$v_Z \cong v_4 \quad (ง1.2.9)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ง1.2.9) ลงใน (ง1.2.8) จะได้

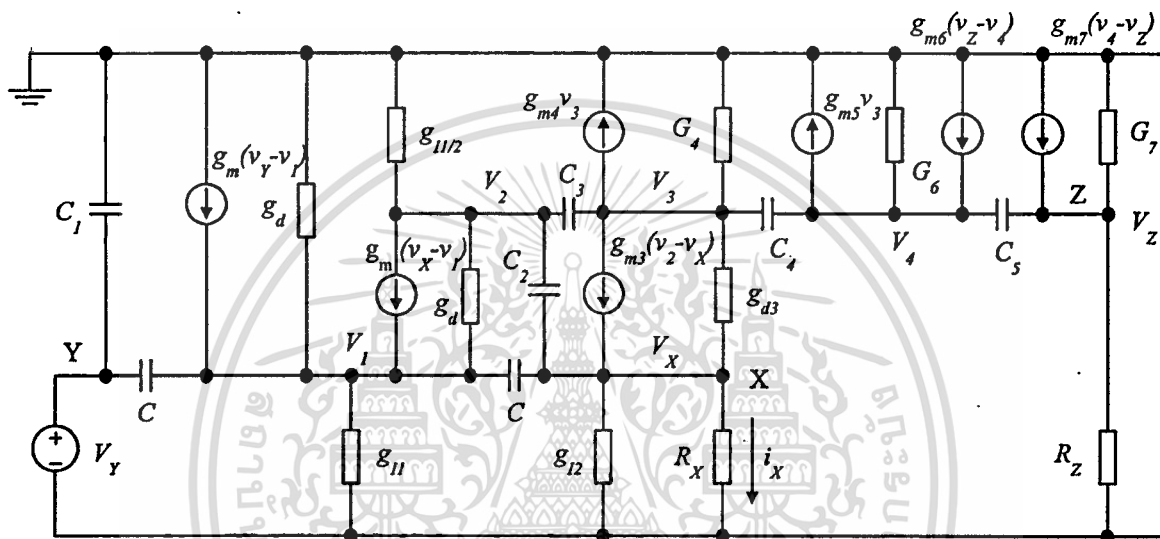
$$r_Z = \frac{v_Z}{i_z} = \frac{1}{g_{d7} + g_{l3}} \quad (ง1.2.13)$$

ง1.3 การวิเคราะห์หาค่าความนำของวงจร G_m

เพื่อที่จะคำนวณหาค่าความนำ G_m ของวงจร ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของกระแส i_x กับ ศักดา v_y และผลตอบสนองต่อความถี่ซึ่งถูกจำกัดด้วยค่าของความจุไฟฟ้าแฝง (stray capacitances) ที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตกับซอร์ส C_{gs} และเกตกับเดรน C_{gd} ของเมสเฟตตัวใด ๆ ดังนั้นในการวิเคราะห์ค่าความนำของวงจรสามารถทำได้โดยอาศัยวงจรสมมูลดังรูปที่ 55 โดยที่ภายในวงจรสมมูลจะเพิ่มเติมส่วนของค่าของความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตกับซอร์สและระหว่างขาเกตกับเดรนเข้าไป แล้วป้อนศักดาสัญญาณเข้าไปเป็น v_y เข้ายังพอร์ท Y เป็นผลทำให้เกิดค่ากระแส i_x ไหลผ่านความต้านทาน R_x ที่ต่ออยู่ระหว่างพอร์ท X กับศักดาอินพุตที่เกิดขึ้น ก็สามารถหาค่าอัตราส่วนของกระแส i_x กับค่าของศักดา v_y ได้จากวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 57

จากวงจรสมมูลในการหาค่าอัตราส่วนของ i_X/v_Y ในรูปที่ 57 เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, $g_{d1} = g_{d2} = g_d$, $C_{gs1} = C_{gs2} = C$, $C_{gd1} = C_{gd2} = C_1$ และ $C_2 = C_{gd2} + C_{gs3}$, $C_3 = C_{gd3}$, $C_4 = C_{gd5}$, $C_5 = C_{gs6} + C_{gs7}$, $G_4 = g_{d4} + sC_{gs4} + sC_{gs5}$, $G_6 = g_{d5} + g_{d6} + sC_{gd7}$, $G_7 = g_{d7} + sC_{gd6}$ ดังนั้นผลรวมของกระแสในแต่ละจุดสามารถหาได้ดังนี้

รูปที่ 57



แสดงวงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 28

ที่จุด v_1 ;

$$2(g_m + sC)v_1 = (g_m + sC)(v_X + v_Y) + g_d v_2 \quad (1.3.1)$$

ที่จุด v_2 ;

$$(g_d + sC_2 + sC_3)v_2 = -(g_m - sC_2)v_X + g_m v_1 + sC_3 v_3 \quad (1.3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด v_3 ;

$$(G_4 + g_{m4} + sC_3 + sC_4)v_3 = g_{m3}v_X - (g_{m3} - sC_3)v_2 + sC_4v_4 \quad (ง1.3.3)$$

ที่จุด v_X ;

$$i_X + (g_{m3} + sC + sC_2)v_X = sCv_1 + (g_{m3} + sC_2)v_2 + g_{d3}v_3 \quad (ง1.3.4)$$

ที่จุด v_4 ;

$$(g_{m6} + sC_4 + sC_5)v_4 = -(G_6 + g_{m5} - sC_4)v_3 + (g_{m6} + sC_5)v_Z \quad (ง1.3.5)$$

ที่จุด v_Z ;

$$\left(\frac{1}{R_Z} + G_7 + g_{m7} + sC_5 \right) v_Z = (g_{m7} + sC_5)v_4 \quad (ง1.3.6)$$

แทนค่าจากสมการที่ (ง1.3.5) และ (ง1.3.6) ลงในสมการที่ (ง1.3.3) จะได้

$$(g_{m4} + g_{m5} + sC_A)v_3 = g_{m3}v_X - (g_{m3} - sC_3)v_2 \quad (ง1.3.7)$$

โดยที่ $C_A = C_{gd3} + C_{g_{m4}} + C_{g_{m5}} + C_{gd5}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า v_1 จากสมการที่ (ง1.3.1) และ v_3 จากสมการที่ (ง1.3.7) ลงในสมการที่ (ง1.3.2) จะได้

$$G_2v_2 = G_Yv_Y - G_Xv_X \quad (ง1.3.8)$$

โดยที่ $G_2 = [(g_d + sC_2 + sC_3)(g_{m4} + g_{m5} + sC_A) + sC_3(g_{m3} - sC_3)]$

$$G_Y = \frac{g_m}{2}(g_{m4} + g_{m5} + sC_A)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$G_X = \left[\left(\frac{g_m}{2} - sC_2 \right) (g_{m4} + g_{m5} + sC_A) + sC_3 g_{m3} \right]$$

แทนค่า v_Y จากสมการที่ (ง1.3.1) และ v_2 จากสมการที่ (ง1.3.8) ลงในสมการที่ (ง1.3.4) จะได้

$$\frac{v_X}{v_Y} = \frac{\left(g_{m3} + sC_2 \right) G_Y + \left(\frac{sC}{2} \right) G_2}{\left(g_{m3} + sC_2 \right) G_X + \left(\frac{1}{R_X} + g_{m3} + \frac{sC}{2} + sC_2 \right) G_2} \quad (\text{ง1.3.9})$$

เนื่องจาก $v_X = i_X R_X$ ดังนั้นสมการที่ (ง1.3.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_X}{v_Y} = \frac{1}{R_X} \frac{g_m (g_{m3} + sC_2) + sC [g_d + s(C_2 + C_3)]}{\left(g_m - 2sC_2 \right) (g_{m3} + sC_2) + [g_d + s(C_2 + C_3)] \cdot \left[2 \left(\frac{1}{R_X} + g_{m3} \right) + s(C + 2C_2) \right]} \quad (\text{ง1.3.10})$$

$$\frac{i_X}{v_Y} = \frac{1}{R_X} \frac{s^2 C (C_2 + C_3) + s (C_2 g_m + C g_d) + g_m g_{m3}}{s^2 (CC_2 + CC_3 + 2C_2 C_3) + s \left[C_2 g_m + 2C_3 g_{m3} + 2 \left(\frac{C_2 + C_3}{R_X} \right) \right] + \left[g_m g_{m3} + 2g_d \left(\frac{1 + g_{m3} R_X}{R_X} \right) \right]} \quad (\text{ง1.3.11})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง1.4 การวิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนของกระแส i_z/i_x

ในการวิเคราะห์หาค่าของอัตราส่วนของกระแส i_z/i_x และผลของการตอบสนองต่อค่าความถี่ซึ่งถูกจำกัดเนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตกับซอร์ส C_{gs} และระหว่างขาเกตกับเดรน C_{gd} ของเมสเฟตตัวใดๆ จะใช้หลักการและการคำนวณเช่นเดียวกันกับในหัวข้อ ง1.3 ดังนั้นเพื่อที่จะคำนวณหาค่าดังกล่าวสามารถกระทำได้โดยอาศัยวงจรสมมูลเดียวกันกับรูปที่ 57 เมื่อให้ศักดา $v_y = 0$ แล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก i_z และกระแสจุดเข้า i_x หาได้จากที่จุด v_3 ;

$$i_x \cong -(g_{m4} + G_4 + sC_4)v_3 + sC_4v_4$$

$$v_3 = \frac{-i_x + sC_4v_4}{(g_{m4} + sC_4)} \quad (ง1.4.1)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs4} + C_{gs5} + C_4 = C_{gs4} + C_{gs5} + C_{gd5}$ และที่จุด v_4 ;

$$(g_{m6} + sC_4 + sC_5 + sC_{gd7})v_4 = -(g_{m5} - sC_4)v_3 + (g_{m6} + sC_5)v_z$$

$$(g_{m6} + sC_B)v_4 = -(g_{m5} - sC_4)v_3 + (g_{m6} + sC_5)v_z \quad (ง1.4.2)$$

เมื่อ $C_B = C_4 + C_5 + C_{gd7} = C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gs7} + C_{gd7}$ และที่จุด v_z ;

$$i_z + (g_{m7} + sC_5 + sC_{gd6})v_z = (g_{m7} + sC_5)v_4 \quad (ง1.4.3)$$

เมื่อแทนค่า v_3 จากสมการที่ (ง1.4.1) ลงในสมการที่ (ง1.4.2) จะได้

$$v_4 = \frac{(g_{m5} - sC_4)}{A} i_x + \frac{(g_{m4} + sC_A)(g_{m6} + sC_5)}{A} v_z \quad (ง1.4.4)$$

โดยที่ $A = (g_{m4} + sC_A)(g_{m6} + sC_B) + sC_4(g_{m5} - sC_4)$ ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ (ง1.4.4) ลงในสมการที่ (ง1.4.3) จะได้อัตราส่วนระหว่างกระแสจุดออก i_z และกระแสจุดเข้า i_x ดังนี้คือ โยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_Z}{i_X} = \frac{1}{R_Z} \left[\frac{(g_{m5} - sC_4)(g_{m7} + sC_5)}{\frac{A}{R_Z} + A(g_{m7} + sC_5 + sC_{gd6})} \right] \quad (ง1.4.5)$$

$$\frac{i_Z}{i_X} = \left[\frac{(g_{m5} - sC_4)(g_{m7} + sC_5)}{(g_{m4} + sC_A)(g_{m6} + sC_B) + sC_4(g_{m5} - sC_4)} \right] \quad (ง1.4.6)$$

ดังนั้น

$$\frac{i_Z}{i_X} = \left[\frac{(g_{m5} - sC_{gd5})(g_{m7} + sC_{gs6} + sC_{gs7})}{s^2(C_A C_B) + s(C_A g_{m6} + C_B g_{m4} + C_{gd5} g_{m5}) + g_{m4} g_{m6}} \right] \quad (ง1.4.7)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs4} + C_{gs5} + C_{gd5}$ และ $C_B = C_{gd5} + C_{gs6} + C_{gs7} + C_{gd7}$

ง2 การวิเคราะห์หาคัดคาออฟเซต (Input Offset Voltage, V_{OS})

คัดคาออฟเซตจะหาได้จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 28 ถ้าเมสเฟท M_1 และ M_2 สมพวงกันได้มากที่สุดแล้วผลคือ $V_{GS1} = V_{GS2}$ หรืออาจกล่าวได้ว่ามีค่าของระดับศักดาที่พอร์ท Y มีค่าเท่ากับระดับศักดาที่พอร์ท X เนื่องจากว่า $\Delta V = V_{GS1} - V_{GS2}$ มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ในความเป็นจริงแล้วจะเกิดครณีของ M_1 และ M_2 ซึ่งต่อกันอยู่ในรูปคู่ความแตกต่างไม่สมพวงกันขึ้นเป็นผลให้เกิดค่าของ ΔV ซึ่งเรียกว่าเป็นค่าของศักดาอินพุทออฟเซตดังการพิจารณาต่อไปนี้

พิจารณาจากส่วนของอินพุทที่ M_1 และ M_2 ซึ่งต่อกันอยู่ในรูปของคู่ความแตกต่างจะได้

$$V_{in} = V_Y = V_{GS1} - V_{GS2} + V_X \quad (ง2.1)$$

กำหนดให้

$$\Delta V = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (ง2.2)$$

จากคุณสมบัติของกระแสครนของเมสเฟททรานซิสเตอร์ขณะทำงานในช่วงอิมิตัวคังสมการที่

(2.3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าครณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \beta(V_{GS} - V_T)^2 \quad , \quad 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS}$$

หรือ

$$V_{GS} = \left(\frac{I_D}{\beta} \right)^{1/2} + V_T \quad (จ2.3)$$

แทนค่าสมการที่ (จ2.3) ลงในสมการที่ (จ2.2) ได้

$$\Delta V = V_{T1} - V_{T2} + \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1} \right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2} \right)^{1/2} \quad (จ2.4)$$

ถ้ากำหนดให้ $\Delta V_T = V_{T1} - V_{T2}$ ทำให้สมการที่ (จ2.4) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\Delta V = \Delta V_T + \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1} \right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2} \right)^{1/2} \quad (จ2.5)$$

ถ้านิยามค่าความแตกต่าง (differential) และค่าเฉลี่ย (average) ของ β และตัวดึงกระแสคงที่ I , เป็นค่าดังต่อไปนี้ [33]

$$\beta = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} \quad (จ2.6)$$

$$\Delta\beta = \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} \quad (จ2.7)$$

$$I_1 = I_{D1} + I_{D2} \quad (จ2.8)$$

$$\Delta I_1 = I_{D1} - I_{D2} \quad (จ2.9)$$

จากสมการที่ (จ2.6) และ (จ2.7) จะได้ค่าของ

$$\beta_1 = \frac{2\beta + \Delta\beta}{2} \quad (จ2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_2 = \frac{2\beta - \Delta\beta}{2} \quad (ง2.11)$$

และจากสมการที่ (ง2.8) และ (ง2.9) จะได้ว่าของ

$$I_{D1} = \frac{I_1 + \Delta I_1}{2} \quad (ง2.12)$$

$$I_{D2} = \frac{I_1 - \Delta I_1}{2} \quad (ง2.13)$$

แทนสมการที่ (ง2.10) และ (ง2.11) ลงในสมการที่ (ง2.5) ได้

$$\begin{aligned} \Delta V &= \Delta V_T + \left(\frac{2I_{D1}}{2\beta + \Delta\beta} \right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{2\beta - \Delta\beta} \right)^{1/2} \\ &= \Delta V_T + \left[\frac{I_{D1}}{\beta \cdot \left(1 + \frac{\Delta\beta}{2\beta} \right)} \right]^{1/2} - \left[\frac{I_{D2}}{\beta \cdot \left(1 - \frac{\Delta\beta}{2\beta} \right)} \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (ง2.14)$$

จากสมการที่ (ง2.14) สามารถกระจายเทอมที่อยู่ภายในเลขยกกำลัง $1/2$ โดยการพิจารณาจาก

$$(1+X)^{1/2} = 1 + \frac{X}{2} - \frac{X^2}{8} + \frac{X^3}{16} - \dots \quad \text{โดยที่} \quad -1 < X \leq 1$$

ซึ่งเป็นอนุกรมเทเลอร์ (taylor series) ดังนั้น โดยการประมาณทางคณิตศาสตร์จะได้

$$(1+X)^{1/2} \cong 1 + \frac{X}{2}$$

$$\left(1 + \frac{\Delta\beta}{2\beta} \right)^{1/2} \cong 1 + \frac{\Delta\beta}{4\beta} = \frac{4\beta + \Delta\beta}{4\beta} \quad (ง2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(1 - \frac{\Delta\beta}{2\beta}\right)^{1/2} \cong \frac{4\beta - \Delta\beta}{4\beta} \quad (ง2.16)$$

แทนสมการที่ (ง2.15) และ (ง2.16) ลงในสมการที่ (ง2.14) จะได้

$$\Delta V = \Delta V_T + 4\sqrt{\beta} \cdot \left[\frac{4\beta\sqrt{I_{D1}} - \Delta\beta\sqrt{I_{D1}} - 4\beta\sqrt{I_{D2}} - \Delta\beta\sqrt{I_{D2}}}{16\beta^2 - (\Delta\beta)^2} \right] \quad (ง2.17)$$

โดยทั่วไป $\Delta\beta$ มีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าของ $(\Delta\beta)^2$ จึงประมาณค่าเท่ากับศูนย์และจากสมการที่ (ง2.17) จะได้

$$\Delta V = \Delta V_T + \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}}) - \frac{\Delta\beta}{4\beta\sqrt{\beta}} (\sqrt{I_{D1}} + \sqrt{I_{D2}}) \quad (ง2.18)$$

แทนสมการที่ (ง2.12) และ (ง2.13) ลงในสมการที่ (ง2.18) จะได้

$$\Delta V = \Delta V_T + \frac{1}{\sqrt{\beta}} \left[\sqrt{\frac{I_1 + \Delta I_1}{2}} - \sqrt{\frac{I_1 - \Delta I_1}{2}} \right] - \frac{\Delta\beta}{4\beta\sqrt{\beta}} \left[\sqrt{\frac{I_1 + \Delta I_1}{2}} + \sqrt{\frac{I_1 - \Delta I_1}{2}} \right] \quad (ง2.19)$$

จากสมการที่ (ง2.19) สามารถกระจายเทอมที่อยู่ภายในเลขยกกำลัง 1/2 ได้เป็น

$$\left[\sqrt{\frac{I_1 + \Delta I_1}{2}} - \sqrt{\frac{I_1 - \Delta I_1}{2}} \right] = \frac{\Delta I_1}{\sqrt{2I_1}} \quad (ง2.20)$$

$$\left[\sqrt{\frac{I_1 + \Delta I_1}{2}} + \sqrt{\frac{I_1 - \Delta I_1}{2}} \right] = \sqrt{\frac{I_1}{2}} \cdot \left[2 - \frac{\Delta I_1^2}{4I_1^2} \right] \quad (ง2.21)$$

แทนสมการที่ (ง2.12) และ (ง2.21) ในสมการที่ (ง2.19) ได้

$$\Delta V = \Delta V_T + \frac{1}{\sqrt{\beta}} \left(\frac{\Delta I_1}{\sqrt{2I_1}} \right) - \frac{\Delta\beta}{4\beta\sqrt{\beta}} \left(\frac{\sqrt{I_1}}{\sqrt{2}} \right) \left(2 - \frac{\Delta I_1^2}{4I_1^2} \right) \quad (ง2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่าของศักดาออฟเซต V_{os} สามารถหาได้จากค่าของสมการที่ (ง2.22) ขณะที่มิคค่าของ $\Delta I_1 = 0$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{os} &= \Delta V_T - \frac{(\Delta\beta)(\sqrt{I_1})}{(2\sqrt{2})(\beta\sqrt{\beta})} = \Delta V_T - \left(\frac{\Delta\beta}{2\beta}\right)\left(\frac{I_1}{2\beta}\right)^{1/2} \\ &= (V_{T1} - V_{T2}) - \frac{(\beta_1 - \beta_2)}{(\beta_1 + \beta_2)}\left(\frac{I_{D1} + I_{D2}}{\beta_1 + \beta_2}\right)^{1/2} \end{aligned} \quad (ง2.23)$$

ง3 การวิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงาน

จากรูปที่ 28 ในบทที่ 4 เมสเฟททรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ต่อกันแบบคู่ผลต่าง ซึ่งมีตัวรักษากระแสคงที่ $I_1/2$ ทำหน้าที่ควบคุมกระแสเดรนของ M_1 , M_2 ให้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นผลรวมของกระแสทั้งสองนี้จึงมีค่าเท่ากับตัวดึงกระแสคงที่ I_1 ความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{I_1}{2} \quad (ง3.1)$$

$$i_{D1} + i_{D2} = I_1 \quad (ง3.2)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{Y(max)}$ และ $V_{Y(min)}$ เป็นค่าของศักดาปฏิบัติงานสูงสุดและต่ำสุดที่เกิดขึ้นที่ขาเกตของ M_1 ที่ยังคงทำให้เมสเฟท M_1 และ M_2 สามารถทำงานอยู่ในช่วงอิมตัวได้ ดังนั้นค่าของ $V_{Y(max)}$ จะหาได้จากสมการศักดาดังนี้

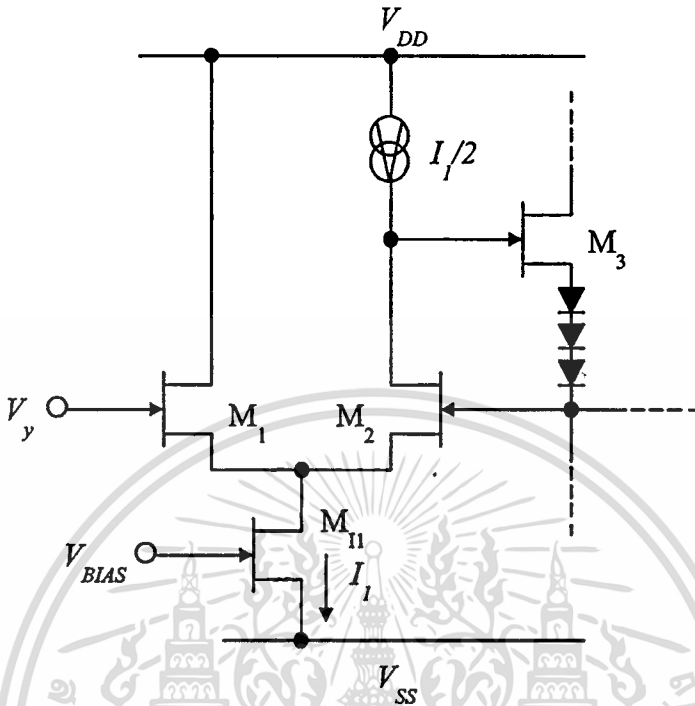
$$V_{DD} = V_{DS1} - V_{GS1} + V_{Y(max)} \quad (ง3.3)$$

เมื่อเงื่อนไขของศักดา V_{DS} ที่ไบอัสให้เมสเฟททำงานอยู่ในช่วงอิมตัว มีค่าเท่ากับ

$$V_{DS1} = V_{GS1} - V_{T1} \quad (ง3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 58



แสดงแสดงส่วนวงจรที่ใช้ในการคำนวณหาช่วงคักคาปฏิบัติงาน

ดังนั้นเมื่อแทนค่า V_{DS1} จากสมการที่ (ง3.4) ลงในสมการที่ (ง3.3) จะได้เป็น

$$V_{Y(max)} = V_{DD} + V_{T1} \tag{ง3.5}$$

สำหรับการหาค่า $V_{Y(min)}$ คักคาจะสวิงอยู่ในช่วงของค่า V_{SS} โดยผ่านตัวคักคากระแสคักคาที่ I_I ดังนั้นในการวิเคราะห์หาค่า $V_{Y(min)}$ จึงกำหนดตัวคักคากระแสคักคาที่ I_I โดยสร้างจากการควบคุมคักคาไบอัสระหว่างขาเกตกับซอร์สของเมสเฟท M_{11} ดังแสดงในรูปที่ 58 ดังนั้นจากรูปที่ 58 สามารถเขียนสมการในการหา $V_{Y(min)}$ ได้เป็น

$$V_{Y(min)} - V_{SS} = V_{GS1} + V_{DS11} \tag{ง3.6}$$

เมื่อแทนค่า V_{DS11} ตามเงื่อนไขในการไบอัสเมสเฟท M_{11} ให้ทำงานในช่วงอิมตัว จากสมการที่ (ง3.4) ลงในสมการที่ (ง3.6) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{Y(\min)} = V_{SS} + V_{GS1} + V_{GS11} - V_{T1} \quad (ง3.7)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ง3.5) และ (ง3.7) จะได้ช่วงของศักดาปฏิบัติงานมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{Y(\max)} - V_{Y(\min)} &= (V_{DD} + V_{T1}) - (V_{SS} + V_{GS1} + V_{GS11} - V_{T1}) \\ &= (V_{DD} - V_{SS}) - (V_{GS1} + V_{GS11}) + (V_{T1} + V_{T1}) \end{aligned} \quad (ง3.8)$$

และจากสมการที่ (2.3.15) เป็นสมการกระแสเดรนของเมสเฟตที่ทำงานในช่วงอิมตัว สามารถเขียนแสดงค่าของ V_{GS} ให้อยู่ในเทอมของกระแสเดรนได้เป็น

$$V_{GS} = \left(\frac{i_D}{\beta} \right)^{1/2} + V_T \quad (ง3.9)$$

เมื่อแทนค่าของ V_{GS} สำหรับเมสเฟตตัวใดๆจากสมการที่ (ง3.9) ลงในสมการที่ (ง3.8) ให้อยู่ในเทอมของกระแสเดรนจะกลายเป็น

$$V_{Y(\max)} - V_{Y(\min)} = (V_{DD} - V_{SS}) - \left(\sqrt{\frac{i_{D1}}{\beta_1}} + \sqrt{\frac{i_{D11}}{\beta_{11}}} \right) \quad (ง3.10)$$

จากการทำงานของวงจรถบว่า $i_{D1} = I_1/2$ และ $i_{D11} = I_1$ ถ้ากำหนดให้ $\beta_{11} = \beta_1 = \beta$ ทำให้สมการที่ (ง3.10) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{Y(\max)} - V_{Y(\min)} &= V_{DD} - V_{SS} - \left[\left(\frac{I_1}{\beta} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right] \\ &= V_{DD} - V_{SS} - \left[\left(\frac{I_1 L}{\mu_n W} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right] \end{aligned} \quad (ง3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๙4 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน

เมื่อพิจารณาที่พอร์ท X พบว่าถ้าสมมติให้ i เป็นกระแสที่เกิดขึ้นมีทิศทางการไหลเข้าพอร์ท X ซึ่งเมื่อใดค่าของกระแส i นี้มีค่าเท่ากับค่าของแหล่งดึงกระแสคงที่ I_2 (ซึ่งมีทิศทางการไหลจากพอร์ท X ไปยัง V_{ss}) เป็นผลให้ไม่มีกระแสไหลเกิดขึ้นปรากฏที่ขาเดรนของ M_3 หรือ $i_{D3} = 0$ แต่ถ้ากระแส i ที่มีทิศทางการไหลเข้าไปยังพอร์ท X มีค่าน้อยกว่าค่าของแหล่งดึงกระแสคงที่ I_2 หรือทิศทางการไหลออกจากพอร์ท X มีค่ามากกว่าศูนย์ขึ้นไปแล้ว จะทำให้มีค่าของกระแส i_{D3} เกิดขึ้นเพื่อส่งผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแส M_4 - M_7 ทำหน้าที่สะท้อนกระแสไปเป็นกระแส i_z ที่เกิดขึ้นที่พอร์ท Z ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าของกระแส i_{D3} จะมีค่าขึ้นอยู่กับช่วงของกระแสปฏิบัติงาน i ที่เกิดขึ้นที่มีทิศทางการไหลเข้าหรือไหลออกจากพอร์ท X มีค่าดังต่อไปนี้

$$i_{D3} = I_2 + i \quad (๙4.1)$$

ดังนั้น $i_{D3} = 0$ ถ้า $i = -I_2$ (๙4.2)

และ $i_{D3} > 0$ ถ้า $i > -I_2$ (๙4.3)

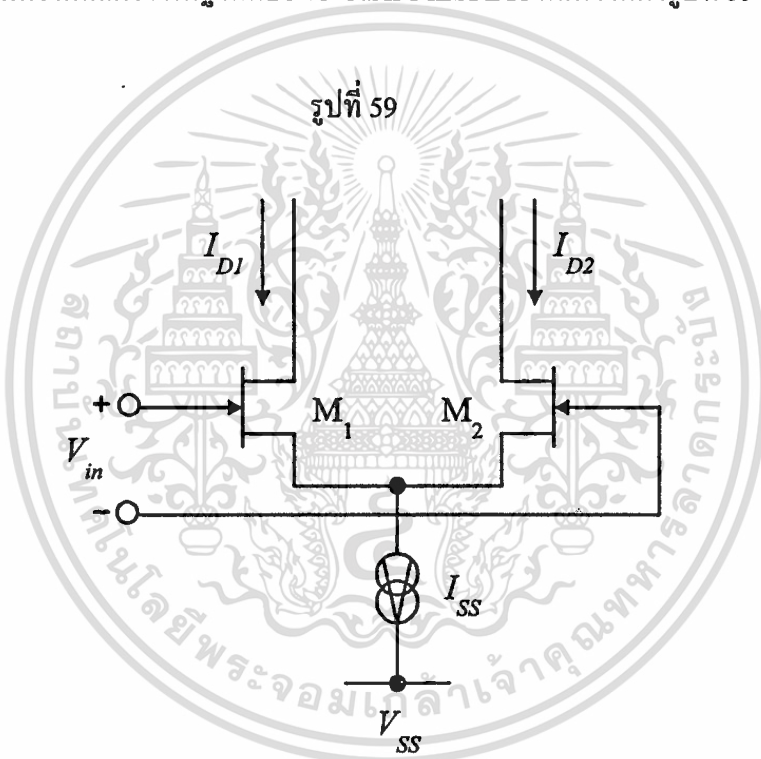
ดังนั้นจากสมการที่ (๙4.2) และ (๙4.3) สรุปความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$i_{D3} = \begin{cases} 0 & ; i = -I_2 \\ I_2 + i & ; i > -I_2 \end{cases} \quad (๙4.4)$$

ภาคผนวก จ

จ1 การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรขยายค่าความนำจ1.1 วงจรทรานคอนดักเตอร์พื้นฐาน

วงจรทรานคอนดักเตอร์พื้นฐานแบบใช้ GaAs MESFETs แสดงได้ดังรูปที่ 59



แสดงวงจรทรานคอนดักเตอร์แบบพื้นฐาน

เมื่อเมสเฟต M_1 , M_2 มีความสมพียงกัน พิจารณากระแสเดรนของเมสเฟต M_1 , M_2 ขณะถูกไบอัสให้ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งเท่ากับ

$$I_{DS1} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 \quad (จ1.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DS2} = I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \quad (จ1.2)$$

ดังนั้น กระแสผลต่างจุดออก เท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= I_{DS1} - I_{DS2} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 - I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \\ &= (V_{GS1} - V_{GS2})(V_{GS1} + V_{GS2} - 2V_T) \left[\frac{I_{DSS}}{V_T^2} \right] \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

$$I_{OUT} = \left[\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right] (V_{cm} - V_T) V_{in} \quad (จ1.3)$$

โดยที่ $I_{DSS} = I_{DSS1} = I_{DSS2}$, V_{in} คือศักดาจุดเข้าแบบผลต่าง (differential input voltage) มีค่าเท่ากับ $V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2}$ และ V_{cm} คือศักดาจุดเข้าแบบโหมคร่วม (common-mode input voltage) มีค่าเท่ากับ $(V_{GS1} + V_{GS2})/2$

$$\begin{aligned} I_{SS} &= I_{DS1} + I_{DS2} = I_{DSS1} \left[1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right]^2 + I_{DSS2} \left[1 - \frac{V_{GS2}}{V_T} \right]^2 \\ &= \left[\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right] (V_{cm} - V_T)^2 + \left[\frac{I_{DSS}}{2V_T^2} \right] V_{in}^2 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

$$V_{cm} = V_T + \sqrt{\left(\frac{I_{SS} V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2} \quad (จ1.4)$$

แทนค่า V_{cm} จากสมการที่ (จ1.4) ลงในสมการที่ (จ1.3)

$$I_{OUT} = \left(\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right) \left[\sqrt{\left(\frac{I_{SS} V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{in}^2}{4} \right)} + V_T - V_T \right] V_{in}$$

$$= \left(\frac{2I_{DSS}}{V_T^2} \right) \left[\sqrt{\left(\frac{I_{SS} V_T^2}{2I_{DSS}} \right) - \left(\frac{V_{in}^2}{4} \right)} \right] V_{in}$$

เมื่อกำหนดให้ $K = 2I_{DSS}/(V_T)^2$ ดังนั้นจะได้กระแสผลต่างจุดออก เท่ากับ

$$I_{OUT} = V_{in} (\sqrt{KI_{SS}}) \left(\sqrt{1 - K \frac{V_{in}^2}{4I_{SS}}} \right) \quad (จ1.5)$$

และขอบเขตของศักดาผลต่างจุดเข้าที่ทำให้กระแส I_{OUT} ยังคงเป็นเชิงเส้น ต้องอยู่ในเงื่อนไขที่ว่า

$$\frac{KV_{in}^2}{4I_{SS}} \leq 1$$

$$V_{in} \leq \pm \sqrt{\frac{4I_{SS}}{K}} = \pm V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}}$$

หรือ

$$\left| \frac{V_{in}}{V_T} \right| = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (จ1.6)$$

จ1.2 การวิเคราะห์ค่าความนำของวงจร G_m

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความนำของวงจร ในที่นี้จะวิเคราะห์ในรูปของผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแสจุดออก i_{out} กับศักดาจุดเข้า v_{in} ซึ่งถูกจำกัดด้วยค่าของความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส C_{gs} และระหว่างขาเกตกับขาเดรน C_{gd} ของเมสเฟตตัวใด ๆ ดังนั้นอาศัยสมการที่ (ค1.13) และ (ค1.14) ในภาคผนวก ค จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนของ M_1 และ M_2 กับศักดาจุดเข้าของวงจรวงจรดังรูปที่ 39 ในบทที่ 5 มีค่าเท่ากับ

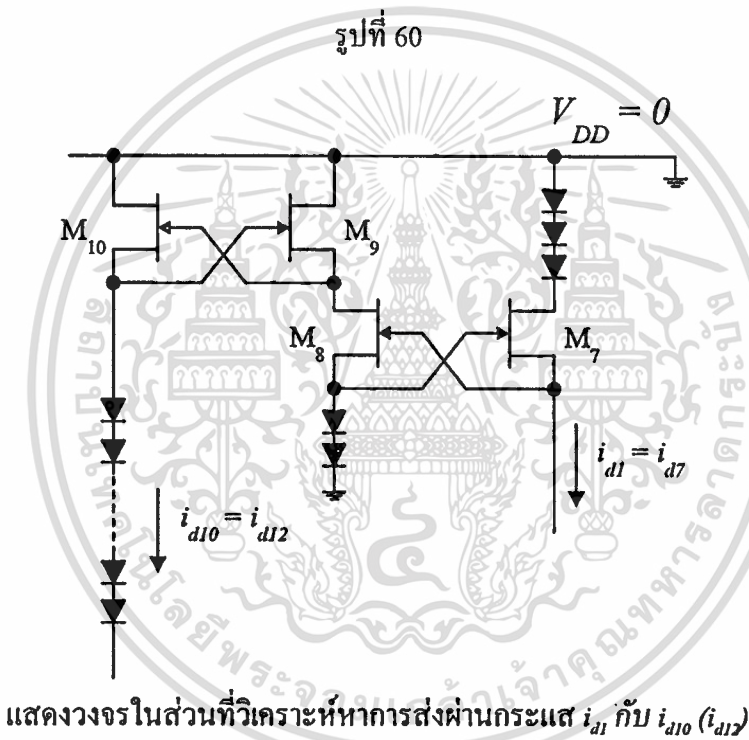
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{d1} = i_{d7} \cong \frac{g_m}{2} v_{in} \quad (จ1.2.1)$$

และ

$$i_{d2} = i_{d3} \cong \frac{g_m}{2} v_{in} \quad (จ1.2.2)$$

โดยที่ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ และผลตอบสนองต่อสัญญาณไฟสลับในการส่งผ่านกระแส i_{d1} ไปยัง i_{d12} จะพิจารณาส่วนของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ $M_7 - M_{10}$ ดังรูปที่ จ1.2 เมื่อ $i_{d1} = i_{d7}$ และ $i_{d10} = i_{d12}$



จากรูปที่ 60 จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรมาแล้ว ในภาคผนวก ข2 ดังนั้นอาศัยวิธีการเช่นเดียวกันจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแส i_{d1} กับ i_{d12} ดังนี้

$$i_{d12} = i_{d10} = \left[\frac{(g_{m8} - sC_{gd8})(g_{m10} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs7}g_{m9} + C_{gs8}g_{m9} + C_C g_{m7}) + g_{m7}g_{m9}} \right] i_{d1} \quad (จ1.2.3)$$

เมื่อ $C_A = C_{gs9} + C_{gs10}$, $C_B = C_{gs7} + C_{gs8} + C_{gs3}$ และ $C_C = C_{gd8} + C_{gs9} + C_{gs10} + C_{gd10}$ และจากหลักการเช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาวงจรสะท้อนกระแส $M_3 - M_6$ เมื่อ $i_{d2} = i_{d3}$ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านกระแส i_{d2} ไปยัง i_{d6} เท่ากับ

$$i_{d6} = \left[\frac{(g_{m4} - sC_{gd4})(g_{m6} + sC'_A)}{s^2(C'_B C'_C) + s(C_{gs3}g_{m5} + C_{gs4}g_{m5} + C'_C g_{m3}) + g_{m3}g_{m5}} \right] i_{d2} \quad (จ1.2.4)$$

เมื่อ $C'_A = C_{gs5} + C_{gs6}$, $C'_B = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd4}$ และ $C'_C = C_{gd4} + C_{gs5} + C_{gs6} + C_{gd6}$ ซึ่งจากเงื่อนไขในการไปอัสพบว่า $g_{m3} = g_{m7}$, $g_{m4} = g_{m8}$, $g_{m5} = g_{m9}$, $g_{m6} = g_{m10}$, $C_{gs3} = C_{gs7}$, $C_{gd3} = C_{gd7}$, $C_{gs4} = C_{gs8}$, $C_{gd4} = C_{gd8}$, $C_{gs5} = C_{gs9}$, $C_{gd5} = C_{gd9}$ และ $C_{gs6} = C_{gs10}$, $C_{gd6} = C_{gd10}$ ดังนั้นจะได้ $C_A = C'_A$, $C_B = C'_B$ และ $C_C = C'_C$

สำหรับผลตอบสนองต่อสัญญาณไฟสลับในการส่งผ่านกระแสจาก i_{d10} (หรือ i_{d12}) ไปยัง i_{d13} จะพิจารณาส่วนของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ $M_{12} - M_{14}$ ดังรูปที่ 61 เมื่อ $i_{d10} = i_{d12}$ จากรูปที่ 61 จะเห็นว่าเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรมาแล้วในภาคผนวก 3 ดังนั้นอาศัยวิธีการเช่นเดียวกันจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างกระแส i_{d10} กับ i_{d13} ดังนี้

$$i_{d13} = \left[\frac{(g_{m13} + sC_{gd13})(g_{m11} + sC_D)}{s^2(C_E C_F) + s(C_D g_{m12} + C_{gd11} g_{m11}) + g_{m11} g_{m12}} \right] i_{d10} \quad (จ1.2.5)$$

เมื่อ $C_D = C_{gs11} + C_{gd12}$, $C_E = C_{gs12} + C_{gs13} + C_{gs11} + C_{gd12} + C_{gd13} + C_{gd14}$ และ $C_F = C_{gs11} + C_{gd12} + C_{gd11}$ และที่จุดออกของวงจรจะได้กระแสจุดออกเท่ากับ

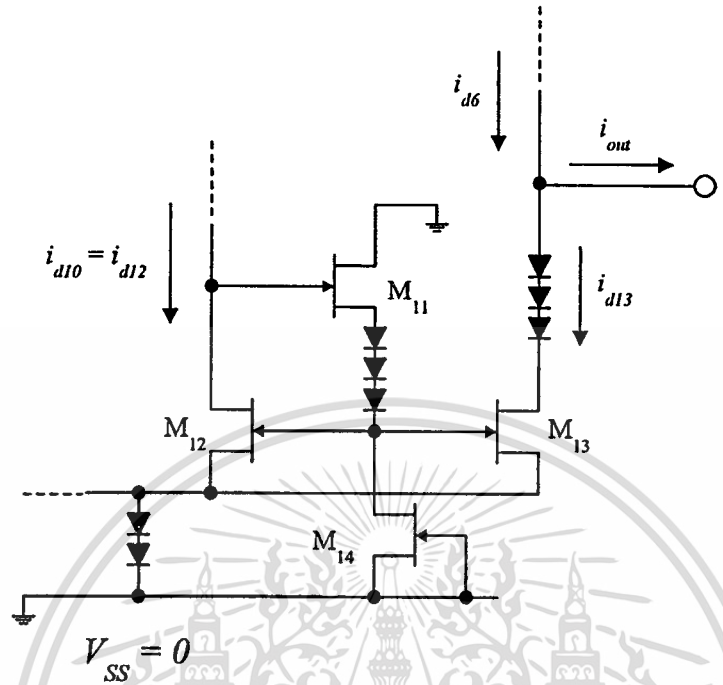
$$i_{out} = i_{d6} - i_{d13} \quad (จ1.2.6)$$

แทนค่าสมการที่ (จ1.2.1), (จ1.2.2), (จ1.2.3), (จ1.2.4) และ (จ1.2.5) ลงในสมการที่ (จ1.2.6)

$$i_{out} = \left[\frac{g_m g_{m4} (g_{m6} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs3} g_{m5} + C_{gs4} g_{m5} + C_C g_{m3}) + g_{m3} g_{m5}} \right] \left(\frac{v_{in}}{2} \right) \quad (จ1.2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 61



แสดงวงจรในส่วนที่วิเคราะห์หากการส่งผ่านกระแส i_{d10} (i_{d12}) กับ i_{d13}

ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปของค่าความนำ มีค่าเท่ากับ

$$G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{g_m g_{m4}}{2} \right) \cdot \left[\frac{(g_{m6} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs3} g_{m5} + C_{gs4} g_{m5} + C_C g_{m3}) + g_{m3} g_{m5}} \right]$$

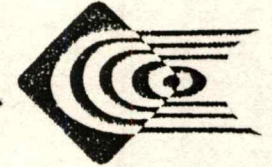
(จ1.2.8)

ภาคผนวก ฉ

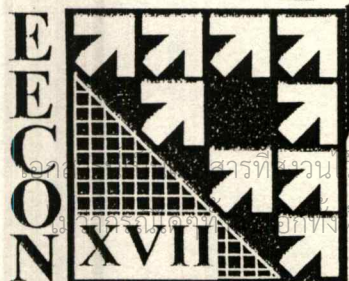
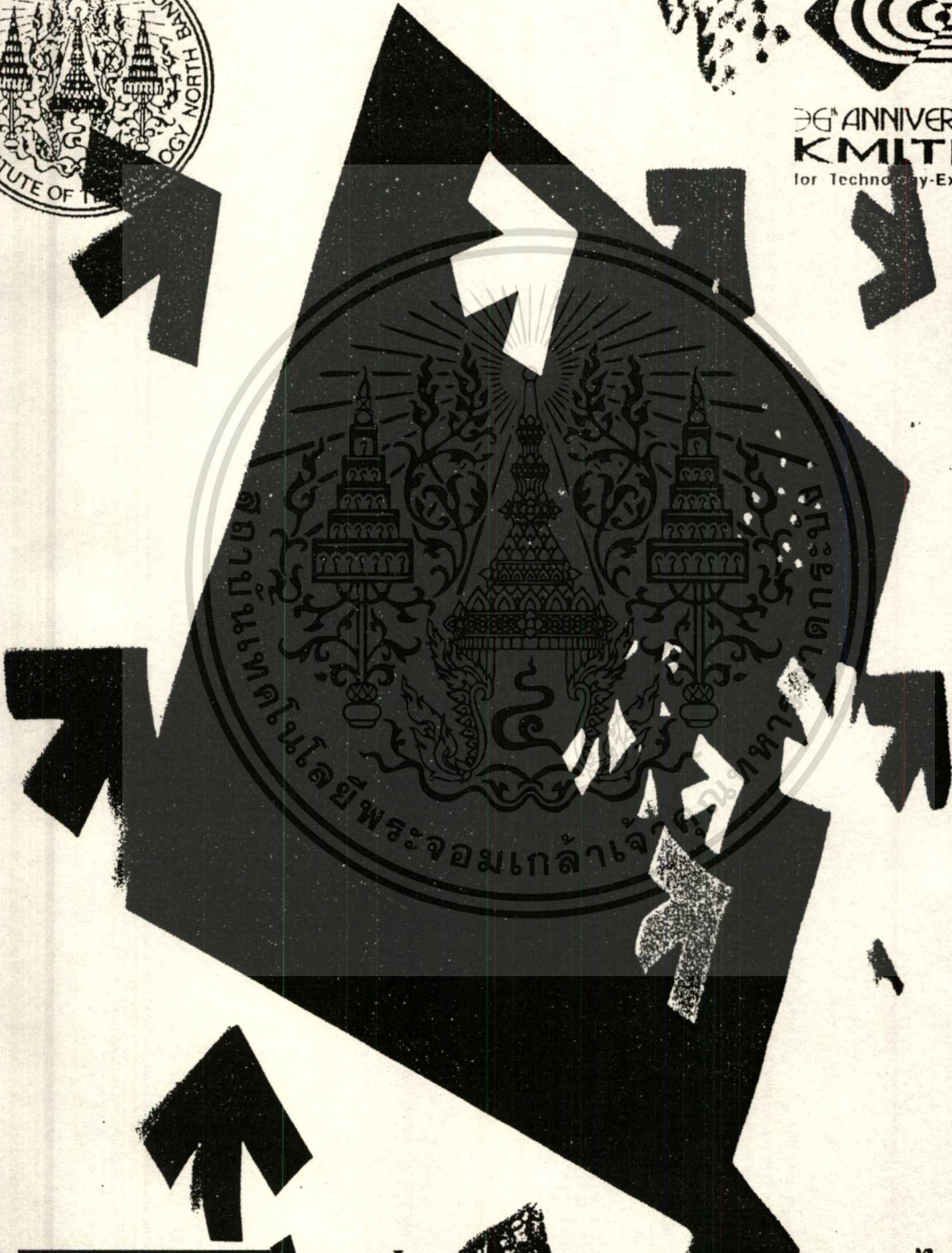
ผลงานวิจัยเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



60th ANNIVERSARY
KMITNB
for Technology-Excellence



การประชุมวิชาการเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ครั้งที่ ๑๓๖ - ๑๓๗ ธันวาคม ๒๕๓๗

ศูนย์บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

**การศึกษาคุณสมบัติของวงจรถ่ายโอนกระแสความถี่สูง
โดยใช้ GaAs MESFETs**
**On the study of the characteristic of high frequency
current mirror circuit using GaAs MESFETs**

วรมงคล ตั้งศรีรัตน์*
รศ.ดร. จเร สุวิทย์ปัญญา**

ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร**
ดร. วันชัย วิวัจจา**

* นักศึกษาปริญญาโท และผู้ช่วยวิจัย
** อาจารย์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ. บทความนี้เป็นการศึกษาพื้นฐานของวงจรถ่ายโอนกระแสสมรรถนะสูง โดยใช้ GaAs MESFETs (Gallium Arsenide MESFETs) ซึ่งจะช่วยให้วงจรที่มีคุณสมบัติที่สำคัญในด้านความเป็นเชิงเส้นของกระแส และผลตอบสนองของความถี่สูง วงจรสูง นอกจากนี้ยังได้เสนอการประยุกต์ใช้งานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรถ่ายโอนความเร็วสูงทั่ว ๆ ไป และการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่สูง

Abstract. This paper presents a simple, high performance current mirror circuit for implementing in gallium arsenide technology. The circuit possesses the important advantages of good current linearity and good high frequency response performance. Applications in a general high speed circuit and high frequency communication circuit are also discussed.

1. บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของแกลเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide, GaAs) ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในวงจรที่ประสิทธิภาพสูงในย่านความถี่สูง ๆ รวมทั้งวงจรถ่ายโอนความเร็วสูงทั่วไป ซึ่ง GaAs MESFET (Metal Semiconductor FET) สามารถนำมาปรับการทำงานลักษณะดังกล่าวได้เป็นอย่างดีแทนที่เทคโนโลยีแบบซิลิคอน หรือแบบไบโพลาร์เดิมที่มีข้อจำกัดในเรื่องของความเร็วใช้งาน

โดยทั่วไปวงจรถ่ายโอนกระแสแบ่งออกเป็นสองชนิด คือ 1) วงจรถ่ายโอนกระแสแบบขั้วกร ซึ่งเป็วงจรดึงกระแสจากโหลด หรือเป็นกระแสซิงค์ (current sink) และ 2) วงจรถ่ายโอนกระแสแบบขั้วกร ซึ่งเป็นวงจรจ่ายกระแสให้กับโหลด หรือเป็นกระแสซอร์ส (current source) โดยลักษณะการทำงานของวงจรถ่ายโอนกระแส เป็นลักษณะวงจรแบบตาม

ศึกษา กล่าวคือ ศึกษาเอาที่ทุกของวงจรเป็นไปตามศึกษาหน้าที่ที่ป้อนให้กับวงจร นั่นเอง

ดังนั้นจุดประสงค์ของบทความนี้ จึงเป็นการศึกษาและนำเสนอคุณสมบัติสมรรถนะของวงจรถ่ายโอนกระแส โดยใช้ GaAs MESFET ชนิดเอ็นทีที่สามารถใช้งานในย่านความถี่ได้ถึง GHz เมื่อปรับปรุงให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นของกระแสดีขึ้น และผลตอบสนองของความถี่สูงขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ขอขยายการใช้งานของวงจรถ่ายโอนความเร็วสูงยิ่งขึ้นอีกด้วย ทำยสุดได้เสนอการนำเอาวงจรถ่ายโอนไปประยุกต์ใช้งานในวงจรถ่ายโอนความเร็วสูงย่านความถี่ไมโครเวฟ ทั้งนี้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรมีบทความนี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE รุ่น 2.06 ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ่ายโอนเพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้ว่าสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่เสนอ

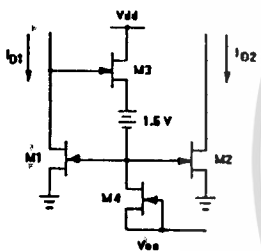
จากสมการ (4) และ (5) จะได้อิมพีแดนซ์ทางนอร์มัลที่ 1 เท่ากับ

$$Z_{11} = [1/g_m + 2g_o/g_m^2]/[1 + g_o/g_m + 2g_o^2/g_m^2] \approx 1/(g_m + g_o) \approx 1/g_o \quad (6ก)$$

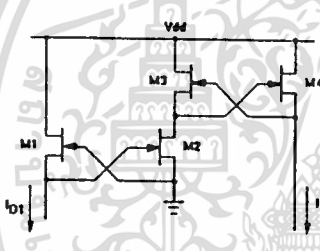
และอิมพีแดนซ์ทางนอร์มัลที่ 2, Z_{12} เป็น

$$Z_{12} = [1/g_m + 2g_o/g_m^2]/[g_o/g_m + 2g_o^2/g_m^2] \approx 1/g_o \quad (6ข)$$

รูป 3(ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแส GaAs แบบลบ ซึ่งประกอบด้วยตัววงจรในรูป 1(ก) สองชุดต่อสะท้อนกระแสสองครั้ง เพื่อให้ทิศทางระหว่างกระแสอินพุต กับกระแสเอาต์พุตมีทิศทางเดียวกัน จากวงจรจะเห็นว่า MESFET M_1 และ M_2 ต่อกันแบบบูโรว์ ดังนั้น $V_{gs1} = -V_{gs2}$ และเนื่องจากกระแสเดรนของ M_2 กับ M_3 เป็นกระแสตัวเดียวกัน ทำให้ $V_{ds2} = V_{ds3}$ หรือ $V_{gs1} = -V_{ds3}$ ท้ายสุดแรงดันเกต-ซอร์สของ M_3 จะกลับทิศทางและป้อนให้กับ M_4 ดังนั้นจะได้ $V_{gs3} = -V_{gs4}$ หรือ $V_{ds1} = V_{gs4}$ ซึ่งทำให้ MESFET M_3 กับ M_4 ถูกไบอัสด้วยแรงดันที่เกต-ซอร์สเท่ากัน เกิดกระแสเดรนไหลเท่ากันมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นมีทิศทางเดียวกัน



(ก)



(ข)

รูป 3 : วงจรสะท้อนกระแส GaAs
ก) แบบบวก ข) แบบลบ

เมื่อ MESFET ทั้งสองมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว จะได้ ABCD พารามิเตอร์ ดังนี้

$$V_1 = [-1/g_m + 2g_o/g_m^2 + 4g_o^2/g_m^3] \cdot V_2 + [1/g_m + 2g_o/g_m^2] \cdot I_2 \quad (7)$$

$$I_1 = -(g_o + g_m)[1/g_m + 2g_o/g_m^2 + 4g_o^2/g_m^3] \cdot V_2 + (g_o + g_m)[1/g_m + 2g_o/g_m^2] \cdot I_2 \quad (8)$$

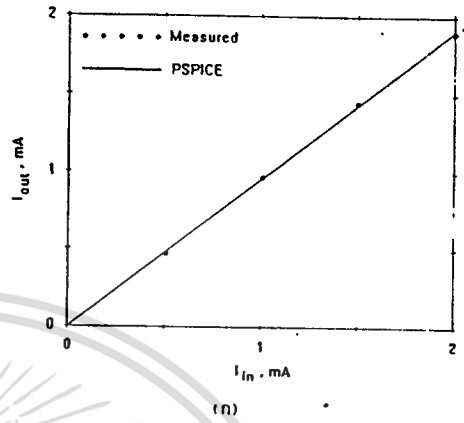
เช่นเดียวกับจากสมการ (7) และ (8) จะได้อิมพีแดนซ์ทางนอร์มัลที่ 1 และนอร์มัลที่ 2 มีค่าประมาณ

$$Z_{11} = 1/(g_m + g_o) \approx 1/g_o \quad (9ก)$$

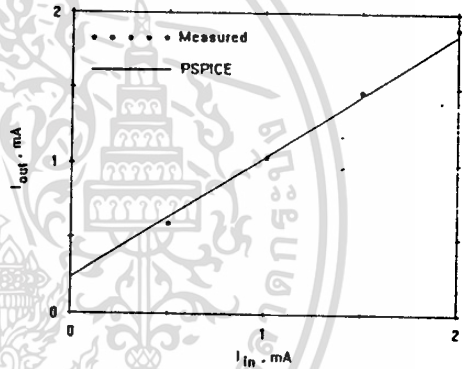
$$Z_{12} \approx 1/g_o \quad (9ข)$$

จากค่าของอิมพีแดนซ์ทางนอร์มัลที่ 1 และนอร์มัลที่ 2 ของวงจรทั้งสอง

ที่ได้ในสมการ (6) และ (9) นั้นมีค่าโดยประมาณแล้วเท่ากันหมด นั่นคือ การถ่ายโอนอิมพีแดนซ์ของวงจรจากนอร์มัลที่ด้านหนึ่ง ไปยังนอร์มัลที่อีกด้านหนึ่งมีค่าไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นผลของอิมพีแดนซ์ที่มีต่อกระแสอินพุตที่สะท้อนไปยังกระแสเอาต์พุตจึงถือว่าน้อยมาก



(ก)



(ข)

รูป 4 : ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{in} กับ I_{out} ของวงจร
ก) แบบบวก รูป 3(ก) ข) แบบลบ รูป 3(ข)

ส่วนการวิเคราะห์อัตราส่วนความสัมพันธ์ ระหว่างกระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของวงจรมัน ในบทความนี้ได้ต่อวงจรสะท้อนกระแส GaAs ทั้งสองแบบโดยใช้ GaAs MESFET ชนิดเอ็น เบอร์ 2SK571 ของบริษัท NEC แล้วบันทึกผลความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต I_{in} กับกระแสเอาต์พุต I_{out} ดังผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 4 นอกจากนี้ยังได้ใช้โปรแกรม PSPICE รุ่น 2.08 ของบริษัท MicroSim จำกัด [5] จำลองการทำงานของวงจร เพื่อยืนยันว่าใกล้เคียงกับสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่เสนอ ซึ่งในที่นี้ค่าโมเดลพารามิเตอร์ของ GaAs MESFET จะใช้ข้อมูลประจำตัว GaAs MESFET ของเบอร์ 2SK571 ดังรายละเอียดต่อไปนี้ BETA = 0.025 A/V², LAMBDA = 0.05 V⁻¹, VTO = -1.5 V, RD = RS = 1 Ohm, CGS = 0.5x10⁻¹² F, CGD = 1x10⁻¹⁶ F, IS = 7.5x10⁻¹⁷ A

จากผลการทดลองในรูปที่ 4 จะเห็นว่า เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นซึ่งสามารถยืนยันคุณสมบัติของวงจรถ่ายโอนกระแสทั้งสอง ได้ด้วยผลที่ได้จากการทดลอง กับผลที่ได้จากโปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกันมากโดยที่อัตราส่วนระหว่างกระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

สำหรับวงจรรูป 3(ก) :

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{1 + (g_o/g_m) + 2(g_o/g_m)^2}$$

สำหรับวงจรรูป 3(ข) :

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{1 + 3(g_o/g_m) + 2(g_o/g_m)^2}$$

4. ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายโอนกระแส

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายโอนกระแส GaAs ทั้งสองวงจรมีค่าสามารถหาได้โดยการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถ่ายโอนกระแสที่ความถี่ต่ำโดยพิจารณาจากค่าความจุขั้วในระหว่างเกต-ซอร์ส C_{gs} ดังนั้นจากสมการ (5) และ (8) จะได้เป็น

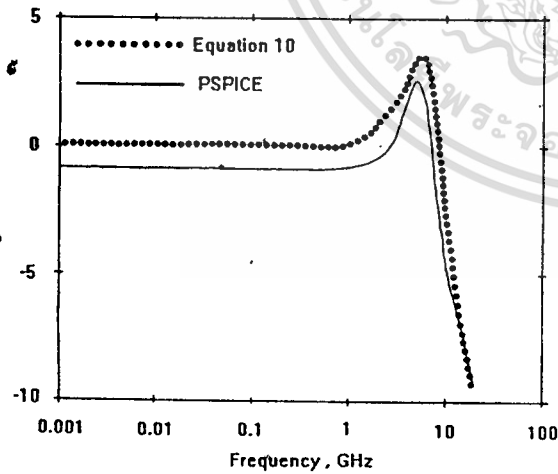
สำหรับวงจรรูป 3(ก) :

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1 + (sC_{gs}/g_m)}{1 + (sC_{gs}/g_m) + 2(sC_{gs}/g_m)^2} \tag{10}$$

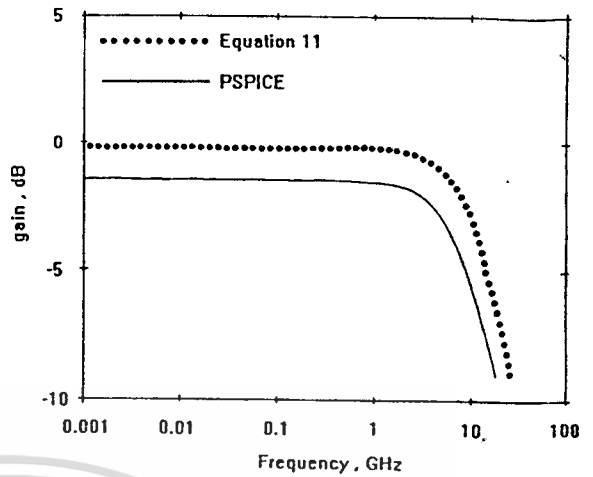
สำหรับวงจรรูป 3(ข) :

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{1 + 2(sC_{gs}/g_m)} \tag{11}$$

เมื่อนำสมการ (10) กับ (11) มาพล็อตความสัมพันธ์ของผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายโอนกระแสเทียบกับผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 5



(ก)



(ข)

รูป 5 : ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายโอนกระแส ก) แบบจากรูป 3(ก) ข) แบบจากรูป 3(ข)

จากสมการที่ (10) ของวงจรถ่ายโอนกระแสแบบจากรูป 3(ก) จะเห็นว่า เป็นรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งประกอบด้วยตัวประกอบสองเทอม คือ ตัวประกอบอันดับหนึ่ง $1 + (sC_{gs}/g_m)$ กับ เทอมของตัวประกอบอันดับสอง $1 + (sC_{gs}/g_m) + 2(sC_{gs}/g_m)^2$ ดังนั้นเมื่อรวมผลตอบสนองความถี่ของทั้งสองตัวประกอบเทอมเข้าด้วยกันแล้ว ทำให้ได้ตำแหน่งความถี่คutoff ของวงจรมีค่าประมาณ

$$f_{cutoff} = g_m/4 \sqrt{C_{gs}}$$

เช่นเดียวกับเมื่อนำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (11) ของวงจรถ่ายโอนกระแสแบบจากรูป 3(ข) จะเห็นว่า เป็นรูปแบบของสมการของวงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำที่ความถี่คutoff อยู่ที่

$$f_{cutoff} = g_m/4 \sqrt{C_{gs}}$$

ซึ่งความถี่คutoff ของวงจรถ่ายโอนทั้งสองมีค่าเท่ากันและขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ภายในตัว FET ดังนั้นเมื่อแทนพารามิเตอร์ g_m และ C_{gs} แล้ว จะได้ค่าตำแหน่งความถี่คutoff ของวงจรถ่ายโอนทั้งสองมีค่าประมาณ 4 GHz ซึ่งให้ผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSPICE

5. การประยุกต์ใช้งาน

ตัวอินทิเกรตการนำวงจรถ่ายโอนกระแส GaAs ประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ่ายโอนคอปเปอร์ ซึ่ง เป็นวงจรถ่ายโอนส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญในวงจรการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสทั่ว ๆ ไป เช่น วงจร OTA (Operational Transconductance Amplifier) วงจรกำเนิดสัญญาณ (oscillator) หรือในลักษณะของงานสื่อสารความถี่สูงทั่ว ๆ ไป เป็นต้น

รูปที่ 6(ก) แสดงวงจร GaAs ทรานคอนคัตเตอร์โดยใช้วงจรสลับ-
 ทอนกระแสแบบลบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและกลับเฟส ซึ่งมีอินพุต (V_{in}) ป้อน
 ให้กับขาเกต-ซอร์สของ M_1 กับ M_2 โดยตรง เมื่อความกว้างขาคาเทของ
 M_3 กับ M_4 เท่ากันแล้ว V_{gs} จะเท่ากับ V_{in} และ MESFET M_3 ต่อคู่
 ไขว้กับ M_2 ทำให้ V_{gs} เท่ากับ $-V_{in}$ เมื่อเลือกความกว้างขาคาเทของ
 M_2 กับ M_3 เท่ากัน ($W_2 = W_3$) ดังนั้น กระแสเอาต์พุต I_o จึงเป็นผล
 ต่างระหว่างกระแส I_{D2} กับ I_{D4} จะได้

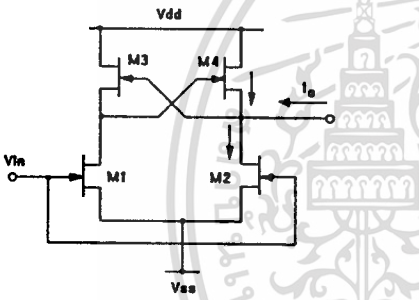
$$I_o = I_{D2} - I_{D4} = G_m \cdot V_{in}$$

เมื่อ MESFETs ทุกตัวมีค่า K , V_T , W เท่ากัน และจากสมการ (5) จะ
 ได้ค่าความนำของวงจรเท่ากับ

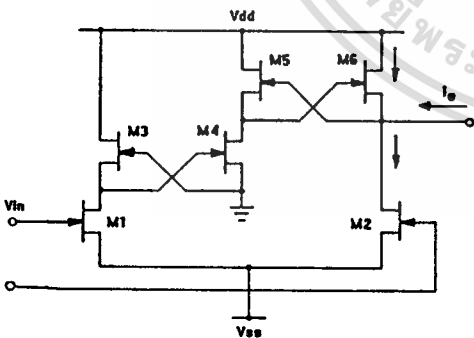
$$G_m = -2 \cdot K \cdot W \cdot V_T$$

เช่นเดียวกับวงจร GaAs ทรานคอนคัตเตอร์ในรูป 6(ข) ซึ่งเป็นวงจร
 ทรานคอนคัตเตอร์โดยใช้วงจรสลับ-ทอนกระแสแบบลบที่เป็นเชิงเส้นและไม่
 กลับเฟสจะมีค่าความนำของวงจรเท่ากับ

$$G_m = 2 \cdot K \cdot W \cdot V_T$$



(ก)



(ข)

รูป 6 : วงจรทรานคอนคัตเตอร์ความถี่สูง

- ก) โดยใช้วงจรสลับ-ทอนกระแสแบบลบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและกลับเฟส
- ข) โดยใช้วงจรสลับ-ทอนกระแสแบบลบที่เป็นเชิงเส้นและไม่กลับเฟส

6. สรุปผล

วงจรสลับ-ทอนกระแสแบบลบที่ใช้ GaAs MESFETs นี้ มีสมรรถนะ
 ของวงจรที่เป็นคุณสมบัติเด่น ก็คือวงจรมีสามารถใช้งานในช่วงความถี่ที่สูง
 GHz นั่นคือผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่สูงขึ้น ทั้งยังมีความเป็นเชิง
 เส้นของกระแส ดังนั้นจากหลักการที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจึงเป็นแนวความ
 คิดเบื้องต้นในการพัฒนาออกแบบวงจรรวม เพื่อให้วงจรได้มีขีดความ
 สามารถในการทำงานในช่วงความถี่ที่สูงยิ่งขึ้น และสามารถนำไปประยุกต์
 ใช้งาน ในการออกแบบวงจรสื่อสารความเร็วสูงย่านความถี่ไมโครเวฟอีก
 ด้วยซึ่งเป็นผลให้ขอบข่ายการใช้งานของวงจรรวมขยายกว้างขวางยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.Toumazou and D.G.Haigh, "Analog design technique for high speed GaAs operational amplifiers", Proceeding of 1988 IEEE ISCAS, Helsinki, June 1988
- [2] W.R.Curtice, "A MESFET model for use in the design of GaAs Integrated circuits", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, pp 448-456, May 1980
- [3] C.Toumazou, F.J.Lidgey and D.G.Haigh, "Analogue IC design : current mode approach", Peter Peregrinus, 1990
- [4] N.Scheinberg, "High-speed GaAs operational amplifier", IEEE J. Solidstate circuits, vol. SC-22, pp 522-527, August 1987
- [5] MicroSim Corporation, "PSPICE", May 1986

ประวัติผู้เขียน

นายวรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ เกิดเมื่อวันที่ 7 ตุลาคม พ.ศ. 2511 ที่จังหวัดอุทัยธานี สำเร็จการศึกษาปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2533 และได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ปีการศึกษา 2535 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการยอมรับนอกจากงานวิทยานิพนธ์ ได้แก่

- การศึกษาคุณสมบัติของวงจรถ่ายโอนกระแสความถี่สูงโดยใช้ GaAs MESFETs
- วงจรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs
- วงจรค่าความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแสโดยใช้ OTA
- A CMOS Charge-Pumping Circuit

ประสบการณ์การทำงาน ปี พ.ศ. 2533-2535 เคยเป็นวิศวกรประจำบริษัทไฟฟ้าฟิลิปปส์ประเทศไทย จำกัด ปี พ.ศ. 2533 จนถึงปัจจุบัน เป็นอาจารย์พิเศษคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม ปี พ.ศ. 2534 จนถึงปัจจุบัน เป็นอาจารย์พิเศษคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ปัจจุบันรับราชการในตำแหน่งอาจารย์ระดับ 3 ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง