

วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้  
วงจรรขยายเกตร่วมและเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรม

A FULLY-DIFFERENTIAL CMOS LOW-NOISE FRONT-END AMPLIFIER USING  
COMMON-GATE AND NOISE-CANCELING TECHNIQUE



๘๕๗  
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2554

KMITL-2011-EN-M-040-136

วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้  
วงจรรขยายเกตร่วมและเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุภูมิ

A FULLY-DIFFERENTIAL CMOS LOW-NOISE FRONT-END AMPLIFIER USING  
COMMON-GATE AND NOISE -CANCELING TECHNIQUE



T120109



พุทธิชัย ฉิมพลีกุล  
PUTTACHAI CHIMPLEEKUL

กท.  
๗๘๓๙๗  
๒๕๕๔

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 120109  
วัน, เดือน, ปี 3 ก.พ. 2555

ซี ๕๗

b. 12374325  
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2554

KMITL-2011-EN-M-040-136

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A FULLY-DIFFERENTIAL CMOS LOW NOISE FRONT-END AMPLIFIER USING  
COMMON-GATE AND NOISE-CANCELING TECHNIQUE



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONIC ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2011

KMITL-2011-EN-M-040-136  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2011

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้วงจรรขยายเกตร่วมและเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุหภูมิ
นักศึกษา	นายพุทธชัย ฉิมพลีกุล
รหัสประจำตัว	51060408
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2554
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วรากร เกษมสุวรรณ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอวงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำจำนวนสามวงจรร วงจรรทั้งสามถูกออกแบบด้วยวงจรรขยายเกตร่วมและเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุหภูมิ วงจรรแรกที่น่าสนใจเป็นวงจรรขยายผลต่างภาคแรกที่ได้พัฒนาให้วงจรรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทั้งสองด้านได้อย่างสมบูรณ์ในขณะที่วงจรรมีการกำจัดสัญญาณรบกวนโหมตรงร่วมที่ดี วงจรรที่สองเป็นการปรับปรุงวงจรรแรกให้วงจรรมีอัตราขยายสูงขึ้นโดยการทำให้วงจรรมีค่าความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุตสูง ในขณะที่เดียวกันวงจรรยังคงสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทั้งสองด้านได้อย่างสมบูรณ์และมีการกำจัดสัญญาณรบกวนโหมตรงร่วมที่ดี วงจรรที่สามที่น่าสนใจเป็นวงจรรที่ได้รับการพัฒนาต่อจากวงจรรที่สองเพื่อให้วงจรรมีสัญญาณรบกวนต่ำและอัตราขยายสูงขึ้นโดยใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ วงจรรขยายที่น่าสนใจทั้งหมดถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร การทำงานของวงจรรถูกจำลองด้วยโปรแกรม HSPICE โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานส์ซิสเตอร์ระดับ 49 และวงจรรได้ถูกเลย์เอาต์ (Layout) ด้วยโปรแกรม L-Edit ผลจำลองการทำงานของวงจรรแสดงให้เห็นว่าวงจรรมีอัตราขยายเท่ากับ 31.6 เดซิเบล แบนด์วิดธ์มีค่าเท่ากับ 1.4 กิกะเฮิร์ต ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 2.94 เดซิเบล และกำลังงานสูญเสียมีค่าเท่ากับ 19 มิลลิวัตต์

Thesis Title	A Fully-Differential CMOS Low Noise Front-End Amplifier using Common-Gate and Noise-Canceling Technique
Student	Mr. Puttachai Chimpleekul
Student ID.	51060408
Degree	Master of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2011
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Varakorn Kasemsuwan

## ABSTRACT

This thesis proposes a design of three fully differential low-noise CMOS front-end amplifiers. All circuits are designed based on a common-gate (CG) amplifier and thermal noise-canceling technique. The first amplifier presents a technique to improve noise-canceling characteristic so that thermal noises of the input transistors are fully suppressed at both differential ends. The second amplifier is improved from the first amplifier so that the gain of circuit is enhanced, while the thermal noises of the input transistors are still fully suppressed. The third amplifier uses  $g_m$ -boosting technique to improve noise and gain performance of the second amplifier. The circuit is designed based on a 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The performance of all proposed circuits is verified using HSPICE (BSIM parameters). The simulation results show the gain of 31.6 dB and the bandwidth of 1.4 GHz. The noise figure is 2.94 dB, while the power dissipation is 19 mW. The layout of the third amplifier is carried out by L-Edit and post simulation is provided.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้และทุกความสำเร็จของงานวิจัยจะไม่สามารถสำเร็จได้อย่างดีถ้าขาดคำชี้แนะและคำแนะนำจาก รศ.ดร. วรากร เกษมสุวรรณ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของข้าพเจ้า ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความเมตตาและช่วยเหลือจากอาจารย์ ท่านยังเป็นแบบอย่างในการทำงานวิจัย ข้อคิดอันลึกซึ้งและการอธิบายให้ข้าพเจ้า ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบพระคุณ ดร. กลิน วิเชียรชม และคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ให้คำชี้แนะความรู้ คำแนะนำ แรงกระตุ้นและผลักดันกับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณวิทยาลัยร่วมด้านเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลและการประยุกต์ใช้งาน สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (DSTAR) และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัย King Mongkut's Integrated Circuit Lab (KMICL) ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือตลอดจนข้อมูล และหนังสือต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาเอก ได้แก่ นายธวัชชัย ทองเหลี่ยม นายอภิรักษ์ เสือเดช และนางสาวสกาวัฒน์ วังทพันธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาและเสียสละเวลาอันมีค่าให้ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณนายกิตติ มุ่งไพบูลย์ และนางสาวมุกดา จันทขโบล ที่คอยสนับสนุน และเป็นแรงผลักดันชีวิตข้าพเจ้าตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ นายบุญศักดิ์ นิมพลีกุล นางสุวรรณา นิมพลีกุล ซึ่งเป็นบิดาและมารดาของข้าพเจ้าที่ทำให้ข้าพเจ้าประสบความสำเร็จได้ในวันนี้

พุทธชัย นิมพลีกุล

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VII
สารบัญรูป .....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	3
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย .....	3
1.4 ขอบเขตงานวิจัย .....	4
1.5 ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย .....	4
บทที่ 2 ระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	5
2.1 ส่วนประกอบของระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	5
2.1.1 ส่วนบันทึกข้อมูล .....	5
2.1.2 ส่วนอ่าน/เขียนข้อมูล .....	7
2.1.3 ส่วนกลไก .....	11
2.1.4 ส่วนอิเล็กทรอนิกส์ .....	12
2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	13
2.2.1 การเขียนข้อมูล .....	13
2.2.2 การอ่านข้อมูล .....	14
2.3 วงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	14
2.3.1 ทบทวนวงจขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	14
2.3.2 คุณลักษณะของวงจขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ .....	18
บทที่ 3 สัญญาณรบกวนและเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุหภูมิ .....	20
3.1 กล่าวนำ .....	20
3.2 สัญญาณรบกวน .....	20
3.2.1 สัญญาณรบกวนของมอสเฟต (MOSFET Noise) .....	21
3.2.2 สัญญาณรบกวนของตัวต้านทาน (Resistor Noise) .....	24
3.2.3 สัญญาณรบกวนของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ (Capacitor and Inductor Noise) .....	25

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน (Noise Analysis).....	25
3.2.5 สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต (Output Noise).....	26
3.2.6 สัญญาณรบกวนอ้างอิงที่อินพุต (Input Referred Noise) .....	27
3.2.7 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure).....	29
3.3 สัญญาณรบกวนของวงจรรขยายเกตร่วม .....	30
3.4 เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal Noise Canceling Technique).....	34
3.4.1 เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของวงจรรขยายเกตร่วมภาคแรก.....	34
3.4.2 ทบทวนวงจรรขยายเกตร่วมภาคแรกที่ใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิง อุณหภูมิที่มีผู้ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ .....	35
บทที่ 4 วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซิมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช่วงจรรขยายเกตร่วม.....	39
4.1 วงจรรขยายเกตร่วมภาคแรก .....	39
4.2 วงจรรขยายภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 1 .....	40
4.2.1 การทำงานของวงจรภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 1 .....	40
4.2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 1 .....	41
4.2.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 1 .....	42
4.2.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 1 .....	43
4.3 วงจรรขยายภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 2 .....	47
4.3.1 การทำงานของวงจรภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 2 .....	48
4.3.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 2 .....	49
4.3.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 2 .....	50
4.3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 2 .....	51
4.4 วงจรรขยายภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 3 .....	54
4.4.1 การทำงานของวงจรภาคแรกที่น่าเสนองจรที่ 3 .....	57
4.4.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 3 .....	58
4.4.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 3 .....	59
4.4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่น่าเสนองจรที่ 3 .....	60
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	65
5.1 บทสรุปผลการวิจัย .....	65
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางพัฒนา .....	66
เอกสารอ้างอิง .....	67

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก.....	73
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 1.....	74
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 2.....	78
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 3.....	83
ภาคผนวก ง. การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 1.....	88
ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 2.....	100
ภาคผนวก ฉ. การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 3.....	112
ภาคผนวก ช. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	132
ประวัติผู้เขียน.....	163

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เทคโนโลยีของหัวอ่านข้อมูล.....	9
2.2 สรุปรูปแบบของวงจรถยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	15
2.3 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรถยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	18
4.1 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 1.....	44
4.2 คุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 3.24 เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 4.1.....	47
4.3 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 2.....	51
4.4 คุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4.1 เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 4.9.....	54
4.5 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 3.....	60
4.6 คุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4.9 เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 4.19.....	62



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	1
1.2 จุดติดตั้งของวงจรถยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	2
2.1 (ก) ภายในของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ (ข) ด้านหลังของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	5
2.2 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	6
2.3 รูปแบบเซอร์โว .....	6
2.4 การจัดเก็บข้อมูลที่ถูกบันทึกของระบบแผ่นบันทึกข้อมูล .....	7
2.5 (ก) หัวอ่าน/ที่ติดตั้งบนสไลเดอร์ (ข) HGA ที่ต่ออยู่กับแขนฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	7
2.6 (ก) หัวอ่านและหัวเขียนข้อมูล (ข) แบบจำลองหัวอ่านและหัวเขียนข้อมูล .....	8
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้ากับค่าความต้านทานของหัวอ่าน .....	8
2.8 สัญญาณที่ได้จากหัวอ่านชนิด CPP-GMR ที่ความต้านทาน 88 โอห์ม .....	9
2.9 แนวโน้มการเจริญเติบโตของความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ .....	10
2.10 มอเตอร์สปินเดิลและอุปกรณ์ยึดแผ่นข้อมูลให้ติดแน่น .....	11
2.11 โครงสร้างจำลองของตัวเคลื่อนไหวหัวอ่าน/เขียนข้อมูล .....	11
2.12 โครงสร้างของตัวเคลื่อนไหวหัวอ่าน/เขียนข้อมูล .....	12
2.13 ส่วนอิเล็กทรอนิกส์ .....	13
2.14 แบบจำลองการเขียนข้อมูล .....	14
2.15 แบบจำลองการอ่านข้อมูล .....	14
2.16 รูปแบบของวงจรถยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟแบบไบอัสหัวอ่านด้วยกระแส และมีการ ตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบแรงดัน (Current Biasing Voltage Sensing) .....	15
2.17 วงจรถยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing ที่ใช้เทคโนโลยีการสร้างแบบไบโพลาร์ .....	16
2.18 วงจรถยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing .....	17
2.19 วงจรถยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing ที่ใช้เทคโนโลยีการสร้างแบบซีมอส .....	18
3.1 สัญญาณอินพุตต่ำสุดที่วงจรถยายภาคแรกสามารถรับได้ .....	20
3.2 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน .....	20
3.3 สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนสีขาว (White Spectrum) .....	21
3.4 สัญญาณรบกวนของมอสเฟต .....	22
3.5 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบของมอสเฟต .....	23
3.6 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนของมอสเฟต .....	24
3.7 ตัวต้านทานและสัญญาณรบกวนในรูปแบบของแรงดัน .....	24
3.8 (ก) ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติ (ข) ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ที่มีความต้านทานแฝง .....	25
3.9 การแปลงสัญญาณรบกวนที่อยู่ในรูปแรงดันให้อยู่ในรูปกระแส .....	26

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต .....	26
3.11 (ก) สัญญาณรบกวนเอาต์พุตจากอุปกรณ์ต่าง (ข) สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต .....	27
3.12 สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต $\overline{v_{i,jn}^2}$ และ $\overline{i_{i,jn}^2}$ .....	28
3.13 (ก) วงจรกับความต้านทานของแหล่งจ่าย (ข) สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต $\overline{v_{i,jn}^2}$ และ $\overline{i_{i,jn}^2}$ .....	28
3.14 การคำนวณของตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน .....	29
3.15 วงจรขยายเกตรวมที่ใช้ในวงจรขยายภาคแรก.....	30
3.16 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก $R_S$ .....	31
3.17 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก $M_2$ .....	32
3.18 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก $M_1$ .....	32
3.19 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก $R_D$ .....	33
3.20 หลักการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ .....	35
3.21 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียว .....	35
3.22 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตด้านเดียว เอาต์พุตผลต่าง.....	36
3.23 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตผลต่างเสมือน .....	37
3.24 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตผลต่าง .....	37
4.1 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 1.....	40
4.2 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 1 .....	41
4.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.1.....	42
4.4 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.1.....	43
4.5 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.1 .....	44
4.6 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.1.....	45
4.7(ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที (ข) แผนภาพดวงตา ของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที.....	45
4.8 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที (ข) แผนภาพดวงตา ของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที.....	46
4.9 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 2.....	47
4.10 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 2.....	48
4.11 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.9 .....	49
4.12 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.9 .....	50
4.13 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.9 .....	51
4.14 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.9.....	52
4.15(ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที (ข) แผนภาพดวงตา ของวงจรในรูปที่ 4.9 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที.....	53

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที (ข) แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.9 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที.....	53
4.17 (ก) วงจรขยายเกตร่วมแบบพื้นฐาน (ข) เทคนิคการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์.....	54
4.18 วงจรขยายเกตร่วมแบบผลต่างที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์.....	56
4.19 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 3 .....	57
4.20 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรที่ 3 .....	57
4.21 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.19 .....	58
4.22 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.19 .....	59
4.23 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.19 .....	61
4.24 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.19.....	61
4.25 แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.19 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.8 กิกะบิตต่อวินาที.....	62
4.26 เลย์เอาต์ของวงจรในรูปที่ 4.19 .....	63
4.27 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26.....	63
4.28 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26.....	64
4.29 แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.26 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.8 กิกะบิตต่อวินาที.....	64

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

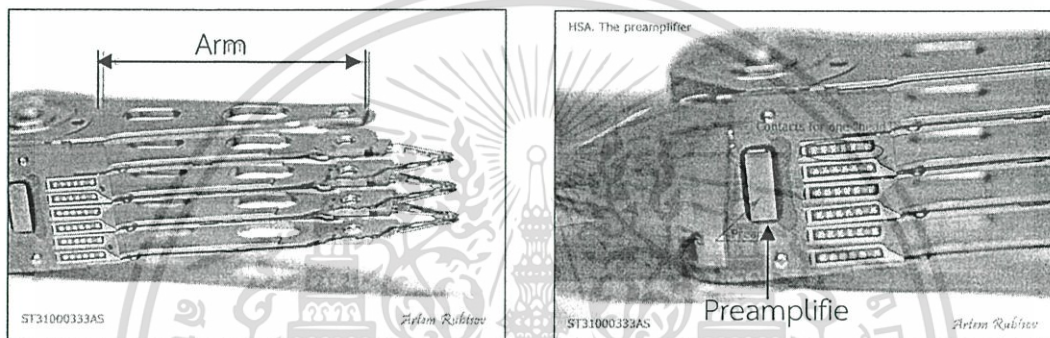
ในปัจจุบันเราจะเห็นได้ว่าข้อมูลข่าวสารและสื่อบันเทิงต่างๆ มีคุณภาพดีขึ้นเป็นเหตุให้ข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้ต้องการอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลที่สามารถจัดเก็บข้อมูลดังกล่าวเพิ่มมากขึ้น ปัจจัยข้างต้นทำให้เกิดการพัฒนาอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์อย่างต่อเนื่อง และหลากหลายชนิดเพื่อทำหน้าที่จัดเก็บข้อมูล ตัวอย่างนวัตกรรมและเทคโนโลยีการจัดเก็บข้อมูลสมัยใหม่ ได้แก่ หน่วยความจำแบบดีวีดี (DVD Blue-Ray) และหน่วยความจำแบบโซลิดสเตท (Solid State Memory) เป็นต้น ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (ดูรูปที่ 1) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นที่ยอมรับและได้รับความนิยมนื่องจากความสามารถในการจัดเก็บบันทึกข้อมูลขนาดใหญ่ มีความน่าเชื่อถือ อายุการใช้งาน และมีความเร็วในการทำงานสูงในขณะที่ราคาถูกกว่าอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลชนิดอื่นๆ ที่มีขนาดความจุเท่ากัน ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันถูกนำไปประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เกือบทุกชนิดที่ต้องการหน่วยความจำที่มีขนาดใหญ่ ตัวอย่างเช่น การใช้งานเป็นหน่วยเก็บข้อมูลและคำสั่งในเครื่องคอมพิวเตอร์ทั้งชนิดตั้งโต๊ะ (desktop) และชนิดพกพา (notebook) นอกจากนั้นแล้ว ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ยังถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในเครื่องเล่น MP3 โทรศัพท์แบบพกพา (Mobile Phone) กล้องถ่ายภาพเคลื่อนไหว (video camcorder) และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ อีกมากมาย



รูปที่ 1.1 ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีการจัดเก็บข้อมูลขนาดใหญ่ทำให้การถ่ายโอนข้อมูลระหว่างฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์กับผู้ใช้ต้องใช้เวลาานาน เพื่อที่จะลดเวลาการถ่ายโอนข้อมูลขนาดใหญ่ต้องทำให้การทำงานของระบบการถ่ายโอนข้อมูลมีความเร็วสูงขึ้น การถ่ายโอนข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้นประกอบด้วย การเขียนข้อมูลลงบนแผ่นบันทึกข้อมูล (การเขียน) และการอ่านข้อมูลจากแผ่นบันทึกข้อมูล (การอ่าน) ในการอ่านข้อมูลจากแผ่นบันทึกข้อมูลนั้นมีวงจรหนึ่งซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากหัวอ่านข้อมูล โดยผ่านสายนำสัญญาณ (Interconnect) เพื่อให้มีขนาดใหญพอที่จะนำไปประมวลต่อในภาคถัดไป วงจรนี้เรียกว่าวงจรขยายภาคแรก (Preamplifier) สัญญาณข้อมูลที่ยังขยายภาคแรกได้รับมีขนาดเล็กมาก (ประมาณ  $3.5 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ ) เป็นเหตุให้วงจรขยายภาคแรกต้องถูกติดตั้งไว้บนแขนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (ดูรูปที่ 1.2) เพื่อให้วงจรขยายภาคแรกได้สัญญาณข้อมูลที่ถูกต้องที่สุด และมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรมีน้อยที่สุด



รูปที่ 1.2 แสดงจุดติดตั้งของวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [2]

เป็นที่ทราบกันดีว่าการออกแบบวงจรขยายภาคแรกเป็นงานที่ซับซ้อน เนื่องจากการออกแบบวงจรต้องคำนึงถึงคุณสมบัติต่างๆ จำนวนมาก เช่น ความสมพียงระหว่างสายนำสัญญาณกับวงจรขยายภาคแรก (Input Impedance Matchaing) สัญญาณรบกวน (Noise) แบนด์วิดธ์ (Bandwidth) ความเร็วในการส่งข้อมูล (Data Rate) อัตราขยาย (Gain) ความเป็นเชิงเส้นของวงจร (linearity) และการสูญเสียกำลังไฟฟ้า (Power Dissipation) เพราะถ้าหากเกิดความผิดพลาดประการใดกับวงจรขยายภาคแรกแล้วจะส่งผลกระทบต่อข้อมูลที่ถูกขยายด้วย นอกจากนี้ขนาดของวงจรต้องมีขนาดเล็กเพื่อให้วงจรขยายสามารถถูกติดตั้งบนแขน (Arm) ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ได้

เพื่อที่จะให้การอ่านข้อมูลจากแผ่นบันทึกข้อมูลมีความเร็วสูง วงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มักถูกสร้างโดยใช้เทคโนโลยีกระบวนการสร้างซิลิคอนเจอร์มาเนียม (Silicon-Germanium, SiGe) และไบโคมอส (Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor, BiCMOS) ซึ่งมีราคาสูง ดังนั้นเพื่อลดต้นทุนการผลิต งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวงจรขยายภาคแรกแบบซีมอส (CMOS) ซึ่งมีราคาถูกกว่าเนื่องจากกระบวนการสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่ยังคงให้วงจรขยายภาคแรกมีประสิทธิภาพการทำงานเป็นไปตามเป้าหมาย

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาและพัฒนาวงจรรขยายภาคแรกแบบซิมอส (CMOS) ให้สามารถใช้งานได้กับหัวอ่านแบบ CPP-GMR (Current Perpendicular to Plane Giant Magneto Resistive) สำหรับวงจรถูด่านข้อมูล (Read channel circuitry) ของระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง (Perpendicular recording) เพื่อลดต้นทุนการผลิต นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรรขยายภาคแรกที่มุ่งหวังมีคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้

วงจรรขยายภาคแรกที่พัฒนาขึ้นต้องมีความต้านทานเสมือนอินพุตสมพงษ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณเพื่อให้การส่งผ่านสัญญาณจากหัวอ่านมายังวงจรรขยายภาคแรกเป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้วงจรรขยายภาคแรกต้องมีความสามารถในการขยายสัญญาณข้อมูลของเซอร์โวซึ่งมีองค์ประกอบความถี่ที่ค่อนข้างต่ำ และในขณะเดียวกันก็ต้องสามารถทำงานได้ดีกับข้อมูลความถี่ที่มีค่าสูงมากเพื่อให้ทันต่ออัตราการส่งถ่ายข้อมูล (Data Rate) นอกจากนี้วงจรรขยายภาคแรกต้องมีสัญญาณรบกวนต่ำ และใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ

## 1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย

เพื่อให้วงจรรขยายภาคแรกที่น่าเสนอมีความต้านทานเสมือนที่อินพุตมีความสมพงษ์ (Matching) กับความต้านทานของแหล่งจ่ายในช่วงความถี่กว้าง (Wideband) มีสัญญาณรบกวนต่ำ มีอัตราขยายสูง มีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้น (Linearity) มีเสถียรภาพ (Stability) และมีการสูญเสียพลังงานต่ำ ผู้วิจัยจึงได้นำทฤษฎีและแนวคิดที่เหมาะสมกับการออกแบบวงจรรขยายภาคแรก ประกอบด้วย วงจรรขยายเกตร่วม (Common gate) เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal noise Canceling Technique) และเทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ -boosting)

ในกลุ่มงานวิจัยของวงจรรขยายภาคแรกที่ผ่านมา วงจรรขยายซอร์สร่วมถูกนำมาใช้เนื่องจากวงจรรขยายซอร์สร่วมมีอัตราขยายสูงและสัญญาณรบกวนต่ำ อย่างไรก็ตามวงจรรขยายซอร์สร่วมมีข้อเสียในเรื่องของการสมพงษ์ความต้านทานเสมือนอินพุตของวงจรรกับแหล่งจ่าย การตอบสนองความถี่สูง และเสถียรภาพ การแก้ปัญหาคือความไม่สมพงษ์ของความต้านทานเสมือนที่อินพุตกับแหล่งจ่ายสามารถทำได้โดยเพิ่มวงจรรสมพงษ์ความต้านทานที่อินพุต อย่างไรก็ตามการเพิ่มวงจรรสมพงษ์ความต้านทานมีขีดจำกัดในเรื่องของการตอบสนองทางความถี่ที่ได้ไม่กว้าง (Wideband matching) นอกจากนี้การที่วงจรมีวงจรรสมพงษ์ความต้านทานอินพุตส่งผลให้วงจรมีสัญญาณรบกวนสูงขึ้นและวงจรมีขนาดใหญ่ จากข้อเสียของวงจรรขยายซอร์สร่วมและแนวโน้มในอนาคตที่วงจรรขยายภาคแรกต้องสามารถตอบสนองต่ออัตราการถ่ายโอนข้อมูลที่มีความเร็วสูงขึ้น จึงทำให้วงจรรขยายเกตร่วมได้รับความสนใจเนื่องจากวงจรรขยายเกตร่วมมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรขยายซอร์สร่วม ได้แก่ วงจรรขยายภาคเกตร่วมสามารถออกแบบให้มีความต้านทานทางด้านอินพุตของวงจรรสมพงษ์กับแหล่งจ่ายได้ง่าย วงจรรขยายเกตร่วมมีแบนด์วิดท์กว้างและมีเสถียรภาพเนื่องจากไม่มีผลของผลกระทบมิลเลอร์ (Miller Effect) นอกจากนี้วงจรรขยายเกตร่วมมีความเป็นเชิงเส้นของวงจรรดี อย่างไรก็ตามวงจรรขยายเกตร่วมมีสัญญาณรบกวนที่ค่อนข้างสูง ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้นำเอาเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิมาใช้เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยาย

เกตร่วมซึ่งทำให้วงจรขยายภาคแรกมีสัญญาณรบกวนต่ำ นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ใช้เทคนิคและเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ และอัตราขยายสูง

#### 1.4 ขอบเขตงานวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายผลต่างภาคแรกแบบเกตร่วมที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุภูมิและอัตราขยายสูงโดยใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ วงจรที่นำเสนอถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่มีความยาวช่องทางเดินกระแส (Channel Length) 0.18 ไมโครเมตร มีแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) เท่ากับ 0.43 โวลต์ และแรงดันไฟเลี้ยง เท่ากับ 1.5 โวลต์ วงจรที่นำเสนอมีความสมพียงระหว่างสายนำสัญญาณกับค่าความต้านทานอินพุตของวงจร (Input Impedance Matching) เท่ากับ 50 โอห์ม ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) มีค่าเท่ากับ 2.94 เดซิเบล อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ 31.6 เดซิเบล แบนด์วิดธ์มีค่าเท่ากับ 2 กิกะเฮิรต และ กำลังงานสูญเสียของวงจรมีค่าเท่ากับ 19 มิลลิวัตต์ การจำลองการทำงานของวงจรใช้โปรแกรม HSPICE และใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ระดับ 49 นอกจากนั้นสวดสาย (Layout) ของวงจรถูกออกแบบด้วยโปรแกรม L-Edit พร้อมทั้งผลการจำลองการทำงาน (Post Simulation)

#### 1.5 ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย

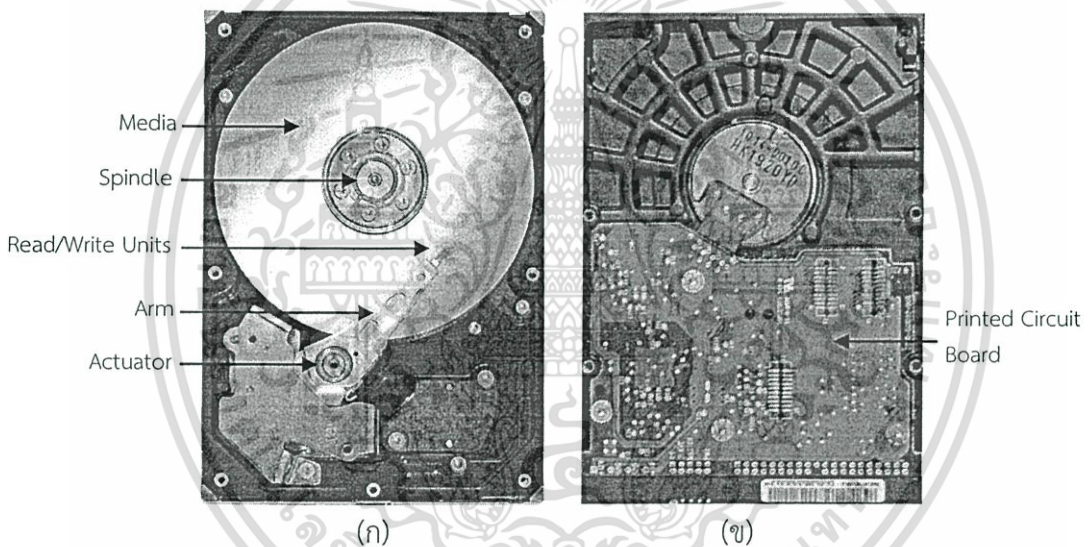
- วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ
- บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา
  - บทที่ 2 กล่าวถึงระบบ การทำงาน และวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดีสก์ไดรฟ์
  - บทที่ 3 กล่าวถึงสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ต่างๆ วิธีการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุภูมิ และการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรรขยายเกตร่วม
  - บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรขยายที่นำเสนอและผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร
  - บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และ วงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

บทนี้จะกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆ ในระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ การทำงานและวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ในส่วนขององค์ประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ผู้เขียนจะกล่าวถึงอุปกรณ์และส่วนประกอบที่สำคัญ (Main parts) ได้แก่ ส่วนบันทึกข้อมูล ส่วนอ่าน/เขียนข้อมูล ส่วนกลไก และส่วนอิเล็กทรอนิกส์ ในส่วนของการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ผู้เขียนจะกล่าวถึง พื้นฐานการเขียนและการอ่านข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ และสุดท้ายเป็นการกล่าวถึงวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้

### 2.1 ส่วนประกอบของระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์



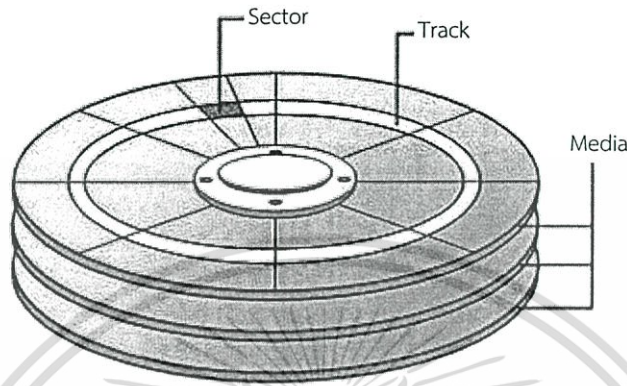
รูปที่ 2.1 (ก) ภายในของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [3] (ข) ด้านหลังของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [4]

รูปที่ 2.1 (ก) แสดงส่วนประกอบต่างๆ ของระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์โดยสังเขป รูปที่ 2.1 (ข) แสดงให้เห็นส่วนของแผ่นบันทึกข้อมูล (Media) ส่วนอ่าน/เขียนข้อมูล (Read/Write Units) และส่วนกลไก (Mechanics) ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมการเคลื่อนไหว (Actuator) และมอเตอร์สปินเดิล (Spindle) แขนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Arm) รูป 2.1 (ข) แสดงส่วนของแผงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Printed Circuit Board) เราสามารถแยกอธิบายส่วนประกอบต่างๆ โดยมีละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

#### 2.1.1 ส่วนบันทึกข้อมูล

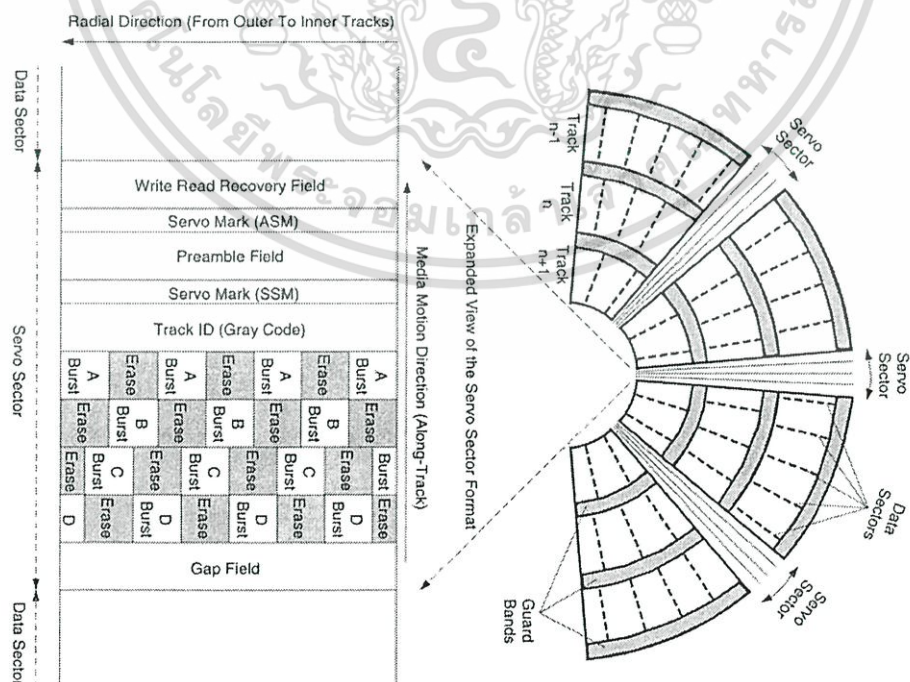
การบันทึกข้อมูลในระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้น ข้อมูลจะถูกเปลี่ยนสภาพให้อยู่ในรูปของสนามแม่เหล็ก (Magnetization) เป็นที่ทราบกันว่าทิศทางของสนามแม่เหล็กมีสองทิศทางที่แน่นอน คือ ทิศเหนือ (N) และทิศใต้ (S) ส่งผลให้เกิดการบันทึกข้อมูลแบบดิจิตอลลงในแผ่นบันทึกข้อมูล เนื่องจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลในระบบดิจิทัลมีสองสถานะคือ บิต 0 และ 1 เช่นกัน การที่ข้อมูลสามารถจัดเก็บให้อยู่ในรูปแม่เหล็กได้เป็นเพราะแผ่นบันทึกข้อมูลมีคุณสมบัติความเป็นแม่เหล็ก ซึ่งเกิดจากสารแม่เหล็กที่เคลือบอยู่บนผิวทั้งสองด้าน ข้อมูลจะถูกจัดเก็บตามเส้นรอบวงที่เรียกว่า “แทร็ก (Track)” แแทร็กยังสามารถแบ่งย่อยเป็น “เซกเตอร์ (Sector)” โดยที่แต่ละเซกเตอร์เก็บข้อมูลได้ 512 ไบต์ [5-8] ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [8]

เซกเตอร์บนแผ่นบันทึกข้อมูลมี 2 แบบ คือ ดาต้าเซกเตอร์ (Data Sector) และเซอร์โวเซกเตอร์ (Servo Sector) ข้อมูลที่ทำการบันทึกจะถูกจัดเก็บไว้ในส่วนของดาต้าเซกเตอร์ ในส่วนของเซอร์โวเซกเตอร์มีไว้เพื่อบ่งบอกตำแหน่งที่อยู่ของหัวบันทึกข้อมูลว่าอยู่ตำแหน่งใดของแผ่นบันทึกข้อมูล รูปแบบเซอร์โว (Servo pattern) ถูกบันทึกลงบนแผ่นบันทึกข้อมูลอย่างถาวร โดยมีรูปแบบเป็นช่วงๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.3 [9]



รูปที่ 2.3 รูปแบบเซอร์โว [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

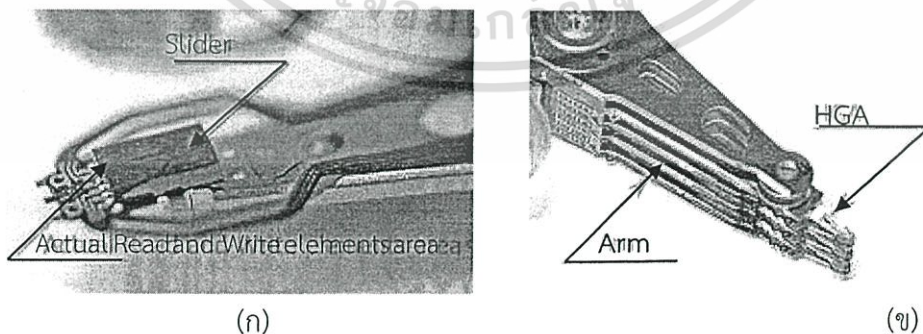
เราสามารถแบ่งการบันทึกข้อมูลลงบนแผ่นบันทึกข้อมูลให้เป็น 2 แบบ คือ การบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง (Perpendicular Recording) และการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอน (Longitudinal Recording) ปัจจุบันนี้การบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้งได้ถูกนำมาใช้งานแทนการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอนเนื่องจากความหนาแน่นของบิตข้อมูลในการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้งมีมากกว่าแบบแนวนอน รูปที่ 2.4 ก) แสดงให้เห็นลักษณะการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอนที่เคยได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก จากรูปเราจะเห็นได้ว่าการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอนนั้นมีการเรียงตัวของบิตข้อมูล ในแนวขนานกับแผ่นดิสก์โดยที่ขั้วแม่เหล็กของบิตข้อมูลจะมีทิศทางตามกันหรือตรงกันข้ามกันทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลที่ถูกบันทึก รูปที่ 2.4 ข) แสดงให้เห็นการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง ในกรณีนี้เราจะเห็นได้ว่าเส้นแม่เหล็กของบิตข้อมูลจะถูกจัดวางเรียงกันอยู่ในแนวตั้งฉากกับพื้นผิวของแผ่นดิสก์โดยที่ขั้วแม่เหล็กของบิตข้อมูลอยู่ในทิศทางขึ้นหรือขั้วลงซึ่งก็ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่กำลังถูกจัดเก็บอยู่ เนื่องจากความหนาแน่นของบิตข้อมูลในการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้งมีมากกว่าแบบแนวนอน ส่งผลให้ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้งมีความจุมากขึ้นในปัจจุบัน



รูปที่ 2.4 การจัดเก็บข้อมูลของระบบแผ่นบันทึกข้อมูล (ก) แบบแนวนอน และ (ข) แบบแนวตั้ง

### 2.1.2 ส่วนอ่าน/เขียนข้อมูล

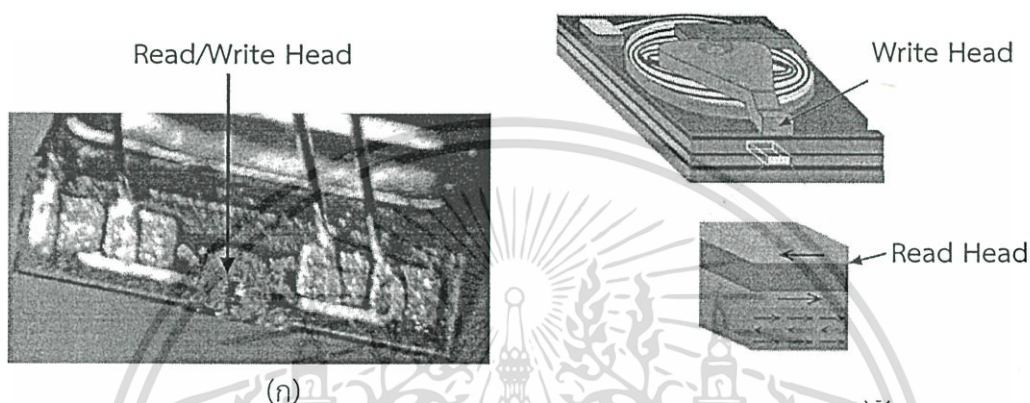
หัวข้อนี้จะกล่าวถึงส่วนอ่าน/เขียนข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์อันประกอบด้วย หัวอ่าน/เขียนข้อมูล (Read/Write Heads) หัวอ่าน/เขียนถูกติดตั้งกับสไลเดอร์ (Slider) (ดูรูปที่ 2.5 ก) ซึ่งถูกยึดติดกับ HGA (Heads Gimbal Assembly, HGA) (ดูรูปที่ 2.5 ข) ซึ่งต่ออยู่กับแขนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 (ก) หัวอ่าน/ที่ติดตั้งบนสไลเดอร์ (ข) HGA ที่ต่ออยู่กับแขนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [2]

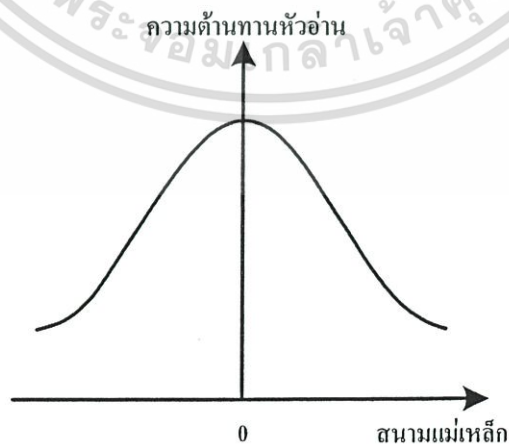
ในการอ่านข้อมูล หัวอ่าน (Read Head) (ดูรูปที่ 2.6) จะทำการเปลี่ยนข้อมูลที่ถูกบันทึกบนแผ่นบันทึกข้อมูลซึ่งอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กให้กลับมาอยู่ในรูปของสัญญาณข้อมูลแรงดันไฟฟ้า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกว่า สัญญาณอ่านกลับ (Read Back Signal) โดยสัญญาณอ่านกลับนี้จะถูกส่งผ่านไปยังสายตัวนำ (Interconnect) สู่วจรขยายภาคแรก (Preamplifier) เพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น โดยปกติแล้วสัญญาณอ่านกลับที่ได้นี้มีขนาดเล็กมาก ถ้าสัญญาณถูกป้อนไปยังช่องอ่านสัญญาณ (Read Channel) โดยตรงจะทำให้สัญญาณอ่านกลับลดทอนลงจนไม่สามารถทำให้วงจรในช่องอ่านสัญญาณทำงานได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นวงจรขยายภาคแรกจึงถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มอัตราส่วนระหว่างสัญญาณอ่านกลับต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio) ให้มีค่าสูงขึ้น ก่อนที่จะมีการประมวลผลต่อในภาคถัดไป



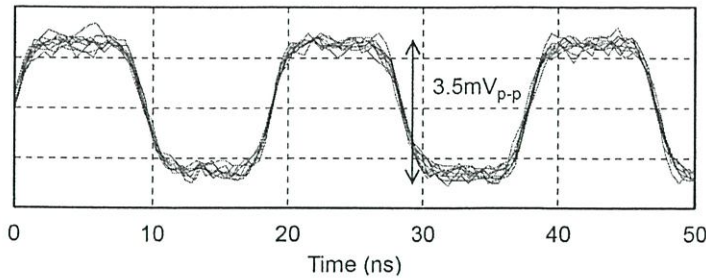
รูปที่ 2.6 (ก) หัวอ่านและหัวเขียนข้อมูล (ข) แบบจำลองหัวอ่านและหัวเขียนข้อมูล

หัวอ่านข้อมูลในปัจจุบันมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคล้ายคลึงกับตัวต้านทาน โดยที่ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงตามปริมาณและทิศทางของสภาพความเป็นแม่เหล็กบนแผ่นบันทึกข้อมูล รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กกับค่าความต้านทานของหัวอ่าน จากรูปเมื่อสนามแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลง ค่าความต้านทานของหัวอ่านจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไป รูปที่ 2.8 แสดงตัวอย่างสัญญาณอ่านกลับที่ได้จากหัวอ่านชนิด CPP-GMR ซึ่งมีขนาดค่อนข้างเล็กมาก [10]



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้ากับค่าความต้านทานของหัวอ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 สัญญาณที่ได้จากหัวอ่านชนิด CPP-GMR ที่ความต้านทาน 88 โอห์ม [10]

ตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นวิวัฒนาการ (และแนวโน้ม) ของการพัฒนาเทคโนโลยีหัวอ่านข้อมูลที่ใช้สำหรับอ่านข้อมูลบนแผ่นบันทึกข้อมูล เราจะเห็นว่าหัวอ่านข้อมูลที่ถูกพัฒนาขึ้น (ในแต่ละยุคสมัย) มีความสามารถในการอ่านข้อมูลที่มีความหนาแน่นสูงมากได้ตามแนวโน้มการเจริญเติบโตของความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Areal Density Trend)

ตารางที่ 2.1 เทคโนโลยีของหัวอ่านข้อมูล [11]

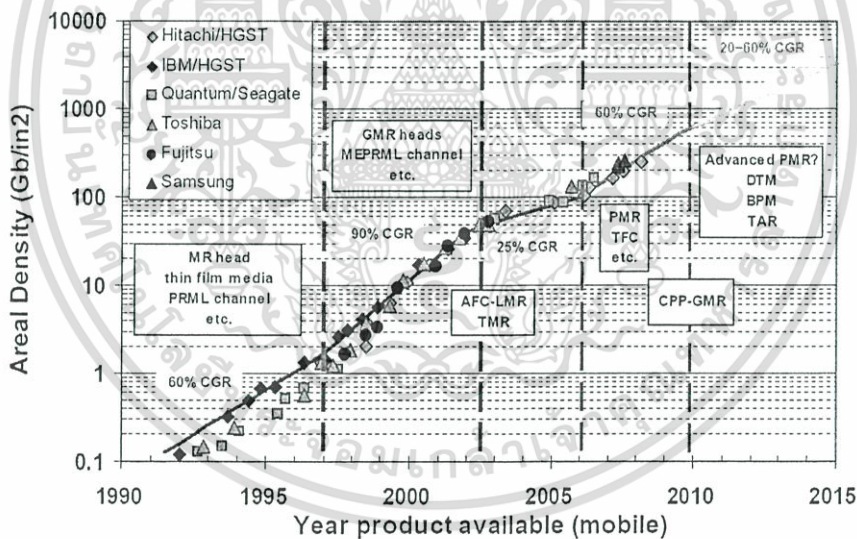
Year	Areal Density	Sensor Technology	Structure	MR Effect	Current Geometry
1979	10 Mb/in <sup>2</sup> (LMR)	Thin-film Inductive		N/A	N/A
1991	100 Mb/in <sup>2</sup> (LMR)	MR Sensor		Anisotropic MR	CIP (Current in Plane) Lead
1997	2 Gb/in <sup>2</sup> (ILMR)	Spin Valve		Giant MR	Bottom Shield
2006	100 Gb/in <sup>2</sup> (PMR)	Tunnel Valve		Tunneling MR	CPP (Current Perpendicular to the Plane) Shield
2011	1 Tb/in <sup>2</sup> (PMR)	CPP GMR		Giant MR	Shield

ชนิดของหัวอ่านที่เป็นที่ยอมรับมาก ณ เวลาที่เขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือหัวอ่านแบบที่ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามสนามแม่เหล็กอันเป็นผลจากปรากฏการณ์ทะลุผ่าน (Tunneling magnetoresistance, TMR) [12-14] หัวอ่านชนิดนี้อาศัยหลักการที่สนามแม่เหล็กมีส่วนในการกำหนดโอกาส (Probability) ที่อิเล็กตรอนจะสามารถทะลุผ่าน (Tunnel) ชั้นฉนวนที่อยู่ระหว่างชั้นสารแม่เหล็กซึ่งทำให้ค่าความต้านทานของหัวอ่านมีการเปลี่ยนแปลง หัวอ่านแบบ TMR นี้มีข้อเด่นมากในเรื่องของความต้านทานที่มีค่าเปลี่ยนแปลงมาก ( $\Delta R$ ) ลักษณะเช่นนี้ทำให้สัญญาณข้อมูลที่อ่านได้มีขนาดใหญ่ อย่างไรก็ตามหัวอ่านแบบ TMR มีข้อเสีย ในเรื่องของค่าความต้านทานภายในซึ่งมีค่าสูงมาก (อันเป็นผลมาจากชั้นฉนวนภายในหัวอ่านแบบ TMR เอง) ค่าความต้านทานของหัวอ่านแบบ TMR มีแนวโน้มที่แยกลงไปอีกเนื่องจากค่าความต้านทานของ TMR มีค่าสูงขึ้นอย่างมากเมื่อหัวอ่านมีขนาดเล็กส่งผลให้เวลาคงตัว (Time constant) มีค่ามากและความที่ค้ำต่อของหัวอ่านมีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่สุด ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้หัวอ่านแบบ TMR มีอนาคตที่ไม่ค่อยสดใส และคาดว่าหัวอ่านชนิดนี้จะสามารถใช้งานได้เมื่อความหนาแน่นของข้อมูล (Areal density) มีค่าประมาณ  $300 \text{ Gbit/in}^2$

เป็นที่คาดการณ์ว่าในปี 2011 ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะมีความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (Areal Density) ในการบันทึกข้อมูลไม่น้อยกว่า  $1 \text{ Tb/in}^2$  ดังแสดงในรูปที่ 2.9 และหัวอ่านข้อมูลที่ใช้อ่านข้อมูลที่มีความหนาแน่นสูงเช่นนั้นคือหัวอ่านข้อมูลแบบ CPP-GMR [10, 14-17] หัวอ่านข้อมูลแบบ CPP-GMR นี้ได้ถูกพัฒนาจากหัวอ่านข้อมูลแบบ GMR โดยความแตกต่างของหัวอ่านข้อมูลทั้งสองคือทิศทางของกระแส (Current Geometry) กล่าวคือ ถ้าทิศทางของกระแสของกระแสไปอ่านข้อมูลมีทิศทางในแนวขนานกับแผ่นบันทึกข้อมูล (Current In Plane, CIP) หัวอ่านข้อมูลดังกล่าวจะเป็นที่รู้จักกันว่าเป็นหัวอ่านข้อมูลแบบ CIP-GMR ในขณะเดียวกันถ้าทิศทางของกระแสไปอ่านข้อมูลมีทิศทางในแนวตั้งฉากกับแผ่นบันทึกข้อมูล (Current Perpendicular to the Plane, CPP) หัวอ่านข้อมูลดังกล่าวจะถูกเรียกว่า CPP-GMR เป็นที่ทราบกันว่าหัวอ่านข้อมูลแบบลักษณะการไหลของกระแสแบบ CPP มีข้อได้เปรียบในแง่ที่ว่าขนาดของหัวอ่านข้อมูลที่ได้มีขนาดเล็ก สอดคล้องกับการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้งซึ่งมีขนาดของบิตข้อมูลที่เล็กมากเช่นกัน นอกจากนี้ค่าความต้านทานของหัวอ่านข้อมูลมีค่าไม่สูงมาก ส่งผลให้ค่าเวลาคงตัว (Time constant) มีค่าน้อย และความที่ค้ำของหัวอ่านข้อมูลมีค่ามาก



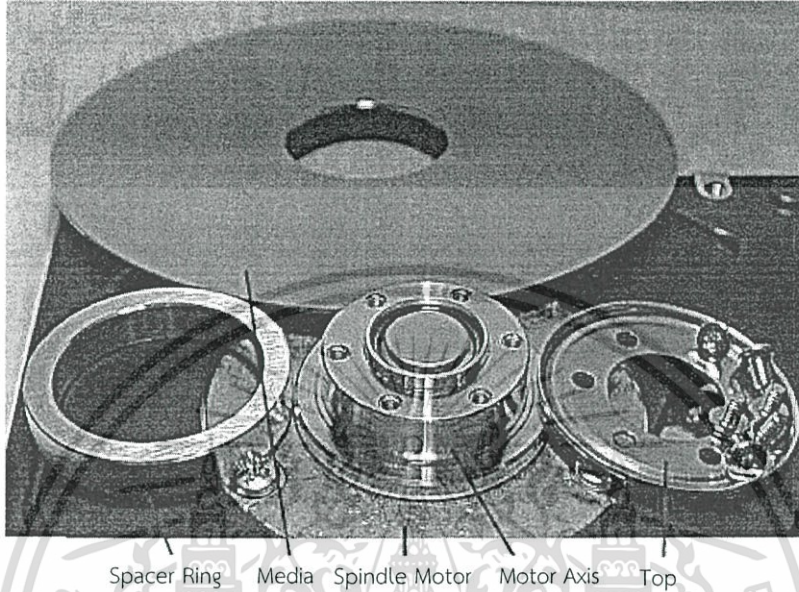
รูปที่ 2.9 แนวโน้มการเจริญเติบโตของความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [11]

ในการเขียนข้อมูล สัญญาณข้อมูลที่ต้องการบันทึกลงบนแผ่นบันทึกข้อมูลจะถูกเข้ารหัสต่างๆ เพื่อไม่ให้เกิดความผิดเพี้ยนของข้อมูล จากนั้นสัญญาณข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสแล้วจะถูกส่งไปยังวงจรขับเคลื่อน (Write drive) เพื่อเพิ่มกำลังสัญญาณข้อมูลให้มีค่ามากขึ้นและสัญญาณข้อมูลจะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปกระแส (Write current) กระแสข้อมูลจะถูกส่งผ่านสายตัวนำไปยังหัวเขียน (Write Head) (ดูรูปที่ 2.6) หัวเขียนจะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในรูปของกระแส ให้อยู่ในรูปของฟลักซ์แม่เหล็ก เพื่อเหนี่ยวนำให้แผ่นบันทึกข้อมูลเกิดสภาพความเป็นแม่เหล็กบนแผ่นบันทึกข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 ส่วนกลไก

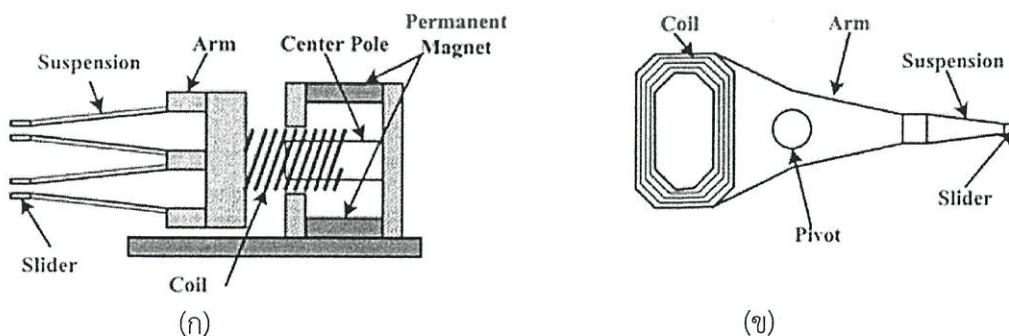
ส่วนกลไกประกอบด้วยสองส่วนที่สำคัญ คือ ส่วนมอเตอร์สปินเดิล (Spindle Motor) และตัวควบคุมการเคลื่อนไหว (Actuator) การทำงานของส่วนกลไกนี้จะถูกควบคุมการทำงานโดยส่วนอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้การทำงานของส่วนกลไกมีความสอดคล้องกับการทำงานของส่วนอื่น



รูปที่ 2.10 มอเตอร์สปินเดิลและอุปกรณ์ยึดแผ่นข้อมูลให้ติดแน่น [18]

มอเตอร์สปินเดิลจะทำหน้าที่หมุนแผ่นบันทึกข้อมูล (Media) โดยมีความเร็วคงที่ แผ่นบันทึกข้อมูลจะถูกวางบนแกนของมอเตอร์สปินเดิล (Motor Axis) โดยตรงโดยมีอุปกรณ์ยึดติด (Spacer Ring, Top Cap) ดังรูปที่ 2.10 ในปัจจุบันมอเตอร์สปินเดิลมีอัตราเร็วในการหมุนเท่ากับ 7,200 รอบต่อวินาทีสำหรับผู้ใช้งานทั่วไปและ 10,000 รอบต่อวินาทีสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่ต้องการความเร็วสูงเช่น ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในระบบเครือข่าย

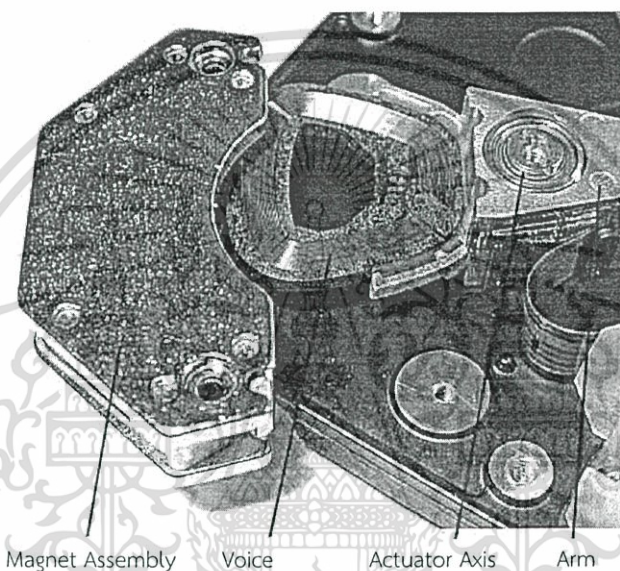
ตัวควบคุมการเคลื่อนไหวประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ แม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet) แขนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Arm) ขดลวด (Coil) และแกนควบคุมการเคลื่อนไหว (Pivot) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 โดยรูปที่ 2.11 (ก) แสดงภาพจำลองด้านข้างและ (ข) แสดงภาพจำลองด้านบน



รูปที่ 2.11 โครงสร้างจำลองของตัวเคลื่อนไหวหัวอ่าน/เขียนข้อมูล [19]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมการเคลื่อนไหวจะทำหน้าที่ควบคุมการเคลื่อนที่ของแขนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ไปยังตำแหน่งที่หัวอ่าน/เขียนต้องการดังแสดงในรูปที่ 2.12 การทำงานของตัวควบคุมการเคลื่อนไหวสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขดลวดถูกวางขนานไว้ตรงกลางระหว่างแม่เหล็กถาวรสองชิ้นที่ไม่สามารถเคลื่อนที่ได้ (Magnet Assembly) เมื่อมีการจ่ายกระแสไฟฟ้า (Current) ให้กับขดลวดจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) (ตามกฎของฟาราเดย์ Faraday's Law) ฟลักซ์แม่เหล็กจะทำให้เกิดแรงที่ทำให้ขดลวด (Voice Coil) ซึ่งถูกพันรอบแกนของแขนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เคลื่อนไหวได้ เมื่อขดลวดเคลื่อนไหวก็จะส่งผลให้แขน (Arm) ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เคลื่อนไหวตามไปด้วย แขนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะหมุนรอบแกนควบคุมการเคลื่อนไหว (Actuator Axis) เพื่อที่จะควบคุมการวางตำแหน่งของหัวอ่าน/เขียนไปยังบริเวณต่างๆ ในแนวรัศมีบนจานบันทึก



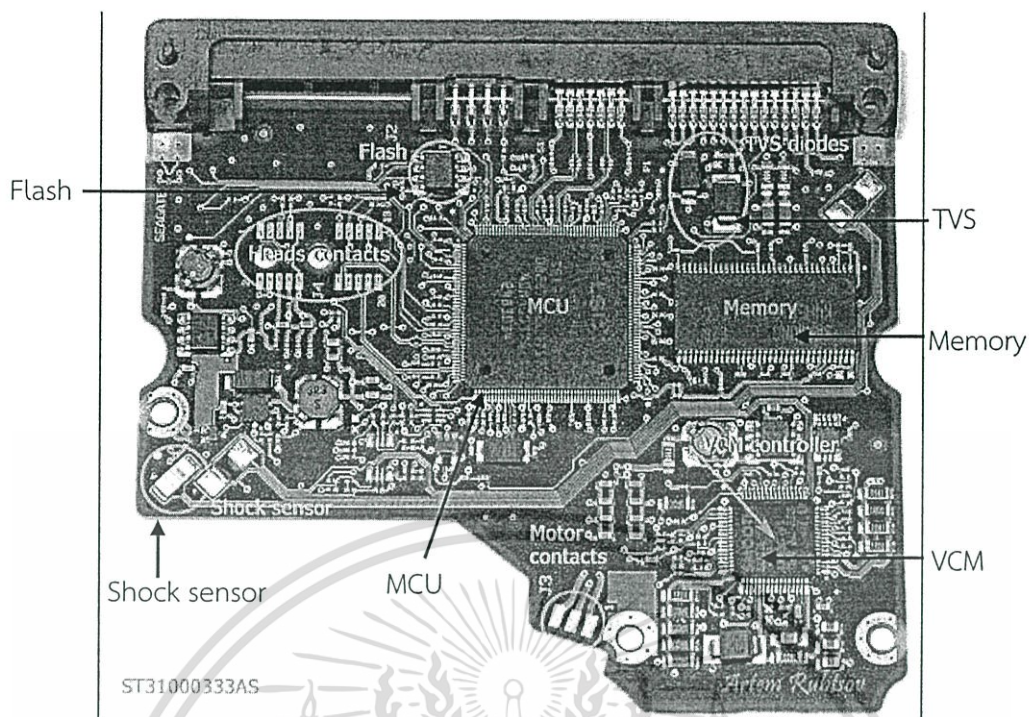
รูปที่ 2.12 โครงสร้างของตัวเคลื่อนไหวหัวอ่าน/เขียนข้อมูล [20]

#### 2.1.4 ส่วนอิเล็กทรอนิกส์

ส่วนอิเล็กทรอนิกส์ประกอบด้วย ชิป (Chip) ต่างๆ ได้แก่ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Micro Controller Unit: MCU) หน่วยความจำ (RAM) ส่วนควบคุมการหมุนของมอเตอร์สำหรับแผ่นบันทึกข้อมูล (Voice Coil Motor Controller: VCM) ตัวตรวจจับการสะเทือน (Shock Sensor) ตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า (Transient Voltage Suppression diode: TVS diode) ที่ถูกติดตั้งบนแผงวงจร (Printed Circuit Board: PCB) ดังแสดงในรูปที่ 2.13

ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันใช้ชิปไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นหน่วยประมวลผลกลาง (Central Processor Unit, CPU) ซึ่งทำหน้าที่คำนวณค่าทุกอย่างรวมถึงส่วนของช่องอ่าน/เขียน (Read/Write channel) อีกด้วย หน้าที่ที่สำคัญอื่นๆ ได้แก่ การแปลงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากหัวอ่านข้อมูลซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล และทำการเปลี่ยนสัญญาณข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณข้อมูลอนาล็อกก่อนจะส่งไปยังหัวเขียนข้อมูล นอกจากนี้หน่วยประมวลผลกลางยังทำหน้าที่ติดต่อสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอกอีกด้วย เช่น ชิปหน่วยความจำ (Memory chip) ซึ่งทำหน้าที่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ส่วนอิเล็กทรอนิกส์

หน่วยความจำสำรองของหน่วยประมวลผลกลางในระหว่างการทำงาน ชิพแฟลช (Flash Chip) ซึ่งทำหน้าที่เป็นหน่วยความจำที่เก็บซอฟต์แวร์สำหรับเริ่มต้นการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Firmware) ซึ่งเป็นหน่วยความจำไม่ลบเลือน ชิพควบคุมการเคลื่อนไหว (Voice Coil Motor Controller: VCM) ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการหมุนของมอเตอร์สปินเดิล และการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน ตัวตรวจจับการสะเทือน (Shock Sensor) ซึ่งทำหน้าที่ตรวจจับการสั่นสะเทือนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ กล่าวคือ ถ้ามีการสั่นสะเทือนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ตัวตรวจจับการสะเทือนจะส่งสัญญาณไปยังชิพควบคุมการเคลื่อนไหว ในทันทีเพื่อสั่งให้หัวอ่าน/เขียนหยุดการทำงานและสั่งให้มอเตอร์สปินเดิลหมุนช้าลงและหยุดหมุน ตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า (Transient Voltage Suppression diode: TVS diode) ทำหน้าที่ป้องกันแผงวงจร (Printed Circuit Board: PCB) ไม่ให้เสียหายเมื่อเกิดการลัดวงจร (Short circuit) จากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงภายนอกที่กระเพื่อมขึ้นลง

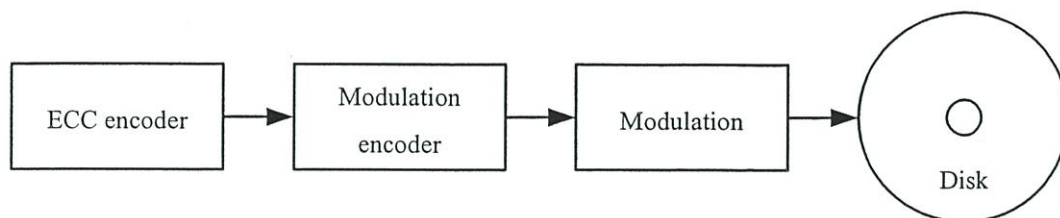
## 2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของกระบวนการอ่านและเขียนข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เพื่อให้เข้าใจการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มากยิ่งขึ้น

### 2.2.1 การเขียนข้อมูล

การเขียนข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถจำลองเป็นแผนภาพดังรูปที่ 2.14 ข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัสโดยวงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (Error-Correction Code Encoder, ECC) จากนั้นข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วจะถูกทำการเข้ารหัสอีกครั้งด้วยวงจรเข้ารหัสสมอดูเลชัน (Modulation Encoder) เพื่อทำหน้าที่ปรับปรุงคุณสมบัติของข้อมูลให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ข้อมูลที่ได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

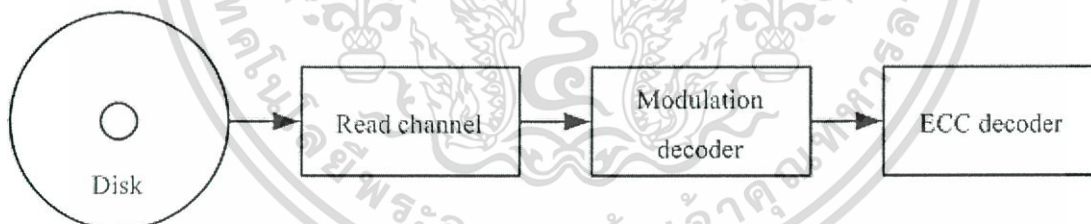
จากวงจรเข้ารหัสมอดูเลชันจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลชัน (Modulation) เพื่อแปลงข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียน (Write Current Waveform) จากนั้น รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียนจะถูกป้อนไปยังหัวเขียน เพื่อทำการเขียนข้อมูลลงบนแผ่นบันทึกข้อมูล [5-7]



รูปที่ 2.14 แบบจำลองการเขียนข้อมูล

### 2.2.2 การอ่านข้อมูล

การอ่านข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถจำลองเป็นแผนภาพดังรูปที่ 2.15 หัวอ่านจะทำการอ่านข้อมูลจากแผ่นบันทึกข้อมูล เมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่มาถึงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก จะได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เรียกว่า สัญญาณอ่านกลับ (Read-back) จากนั้นสัญญาณอ่านกลับจะถูกส่งไปทำการประมวลผลในช่องสัญญาณ (Read Channel) ซึ่งประกอบด้วยวงจรต่างๆ มากมาย เช่น วงจรกรองผ่านต่ำ (Low-pass filter, LPF) วงจรซิกตัวอย่าง (Sample) อีควอลไลเซอร์ (Equalizer) เป็นต้น โดยข้อมูลเอาต์พุตที่ได้จะถูกทำการถอดรหัสด้วยวงจรถอดรหัสมอดูเลชัน (Modulation decoder) และวงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (ECC decoder) เพื่อหาค่าประมาณของบิตข่าวสารที่ต้องการจะนำมาใช้งาน [5-7]



รูปที่ 2.15 แบบจำลองการอ่านข้อมูล

## 2.3 วงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

### 2.3.1 ทบทวนวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

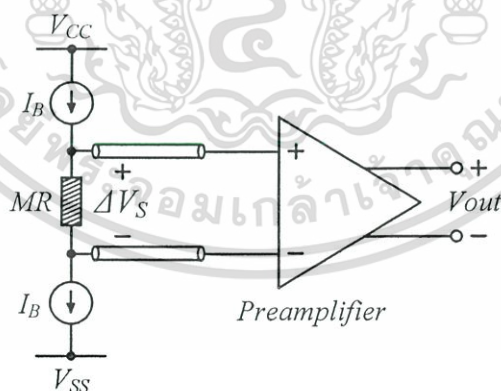
จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยจำนวนมากที่ได้ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อให้วงจขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง [21-52] เราพบว่าวงจขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 แบบ โดยแบ่งตามลักษณะของการไบอัสหัวอ่านข้อมูล (Magneto-Resistance, MR) และการตรวจจับสัญญาณข้อมูลของหัวอ่าน ได้แก่ 1) วงจขยายภาคแรกที่มีการไบอัสหัวอ่านด้วยแรงดัน (Voltage Biasing) และมีการตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบแรงดัน (Voltage Sensing) 2) วงจขยายภาคแรกที่มีการไบอัสหัวอ่านด้วยกระแส (Current Sensing) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Biasing) และมีการตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบแรงดัน 3) วงจรขยายภาคแรกที่มีการไบอัสหัวอ่านด้วยกระแสและมีการตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบกระแส (Current Sensing) 4) วงจรขยายภาคแรกที่มีการไบอัสหัวอ่านด้วยแรงดันและมีการตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบกระแส เราสามารถสรุปรูปแบบของวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ได้ดังตารางที่ 2.2 นอกจากนั้นแล้ววงจรขยายภาคแรกอาจอยู่ในลักษณะแบบอินพุตเดี่ยว (Single input) อินพุตผลต่างเสมือน (pseudo-differential input) และอินพุตผลต่าง (Differential input) อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรถ่ายที่มีอินพุตผลต่างมีข้อได้เปรียบหลายประการทำให้วงจรถ่ายภาคแรกส่วนใหญ่ในปัจจุบันมักถูกออกแบบให้มีอินพุตแบบผลต่าง

ตารางที่ 2.2 สรุปรูปแบบของวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

การไบอัสหัวอ่านข้อมูล	การตรวจจับสัญญาณข้อมูลของหัวอ่าน
แรงดัน	แรงดัน
กระแส	แรงดัน
กระแส	กระแส
แรงดัน	กระแส

รูปแบบของวงจรขยายภาคแรกทั้ง 4 แบบในตารางที่ 2.2 ทำให้เกิดงานวิจัยต่างๆ มากมาย รูปแบบของวงจรขยายภาคแรกที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากและได้มีการวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนถูกนำไปใช้งานอย่างจริงจังได้แก่ วงจรขยายแบบ Current Biasing Voltage Sensing เนื่องจากวงจรมีข้อดี ข้อเสียที่ค่อนข้างสูง สัญญาณรบกวนต่ำและสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง [22]

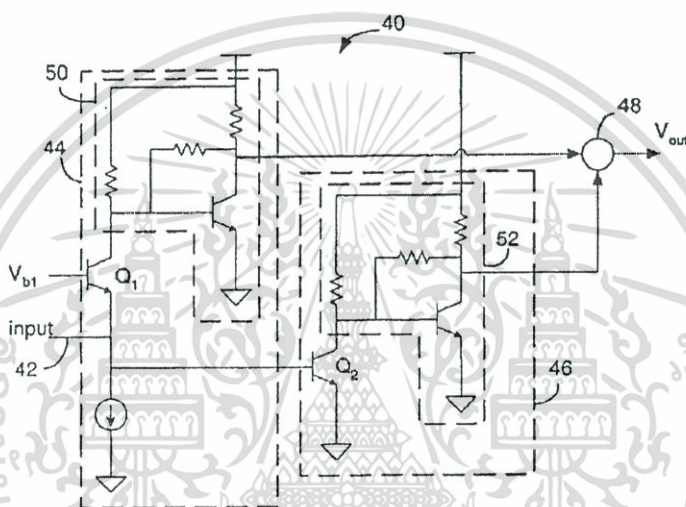


รูปที่ 2.16 รูปแบบของวงจรขยายภาคแรกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แบบไบอัสหัวอ่านด้วยกระแส และมีการตรวจจับสัญญาณข้อมูลแบบแรงดัน (Current Biasing Voltage Sensing)

รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างของวงจรขยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing จากรูปเราสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ หัวอ่านข้อมูลถูกไบอัสด้วยกระแสคงที่  $I_B$  เพื่อให้หัวอ่านข้อมูลทำงาน ดังนั้นแล้วในสภาวะที่หัวอ่านข้อมูลไม่ได้ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านคงที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมหัวอ่านมีค่าคงที่ เมื่อหัวอ่านข้อมูลอยู่ในสถานะอ่านข้อมูล ค่าความต้านทานของหัวอ่านข้อมูลเกิดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากสนามแม่เหล็กบนแผ่นบันทึกข้อมูล ส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมหัวอ่านเกิดการเปลี่ยนแปลง ( $\Delta V_s$ ) ซึ่งแรงดันที่เปลี่ยนแปลงจะถูกส่งผ่านสายตัวนำไปยังวงจรรขยายภาคแรก (Preamplifier)

ได้มีผู้วิจัยนำเสนอโครงสร้างพื้นฐานแบบวงจรรขยายออร์สตร่วมและวงจรรขยายเกตร่วม (เทคโนโลยีการสร้างแบบซิมอส) และโครงสร้างพื้นฐานแบบวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) และเบสร่วม (Common Base) (เทคโนโลยีการสร้างแบบไบโพลาร์) เนื่องจากวงจรรขยายเกตร่วมและเบสร่วมมีข้อดีหลายประการดังที่กล่าวมาแล้วในข้างต้นทำให้วงจรรขยายเกตร่วมและเบสร่วมได้ถูกนำมาใช้งานและมีการพัฒนางจรอย่างต่อเนื่อง

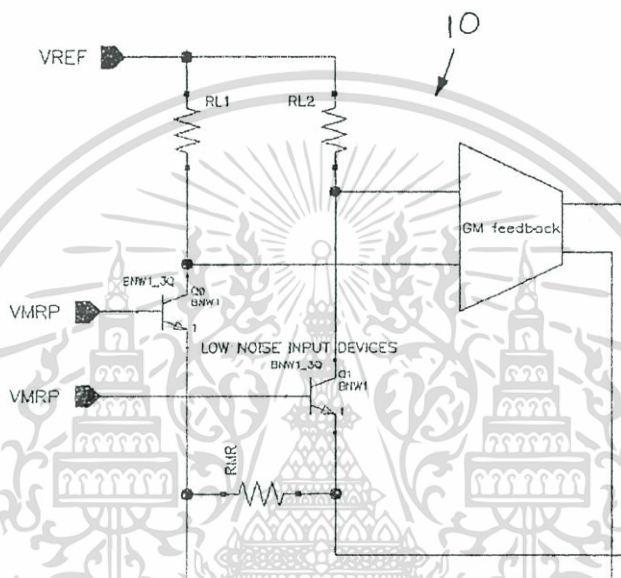


รูปที่ 2.17 วงจรรขยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing ที่ใช้เทคโนโลยีการสร้างแบบไบโพลาร์ [40]

รูปที่ 2.17 เป็นตัวอย่างของวงจรรขยายเบสร่วมภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing วงจรมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณ (input, 42) ที่อ่านได้จากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟถูกป้อนเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q1 และขาเบสของ Q2 เพื่อทำการขยายสัญญาณไปยังขาคอลเลคเตอร์ของ Q1 และ Q2 ตามลำดับ สัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q1 จะถูกขยายอีกครั้งด้วยวงจรรชุดที่ 50 ไปยังโหนด 48 และสัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q2 จะถูกขยายด้วยวงจรรชุดที่ 52 ไปยังโหนด 48 ดังนั้นเมื่อทำการรวมสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายดังกล่าวจะทำให้  $V_{out}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น ส่งผลให้วงจรมีอัตราขยายสูง นอกจากนี้วงจรรขยายที่ได้มีความสมพงษ์ระหว่างความต้านทานอินพุตกับสายนำสัญญาณ อย่างไรก็ตามวงจรรดังกล่าวมีอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียว (Single input and Single output) ทำให้มีข้อด้อยในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนโหมมตร่วม ดังนั้นจึงได้มีผู้เสนอวงจรรขยายแบบอินพุตและเอาต์พุตผลต่างเสมือนดังแสดงในรูปที่ 2.18 การที่วงจรรขยายมีอินพุตและเอาต์พุตแบบผลต่างจะช่วยให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น กล่าวคือ วงจรสามารถลด

ผลที่เกิดจากการผิดเพี้ยนของสัญญาณความถี่ได้ และการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มาจากแรงดันไฟเลี้ยงได้ดี

รูปที่ 2.18 แสดงตัวอย่างของวงจรขยายเบสร่วมภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing วงจรมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณที่อ่านได้จากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (RMR) ถูกป้อนเข้าที่ขาอินพุตของ Q0 และ Q1 เพื่อทำการขยายสัญญาณไปยังขาคอลเลคเตอร์ของ Q0 และ Q1 ตามลำดับ สัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q0 และ Q1 ถูกส่งต่อไปวงจรภาคถัดไปและถูกป้อนเข้าสู่ วงจร GM feedback เพื่อปรับความต้านทานอินพุตของวงจรให้สมพงษ์กับสายนำสัญญาณ จากวงจร เราจะเห็นได้ว่าวงจรเป็นแบบวงจรขยายผลต่างเสมือนทำให้การกำจัดสัญญาณ

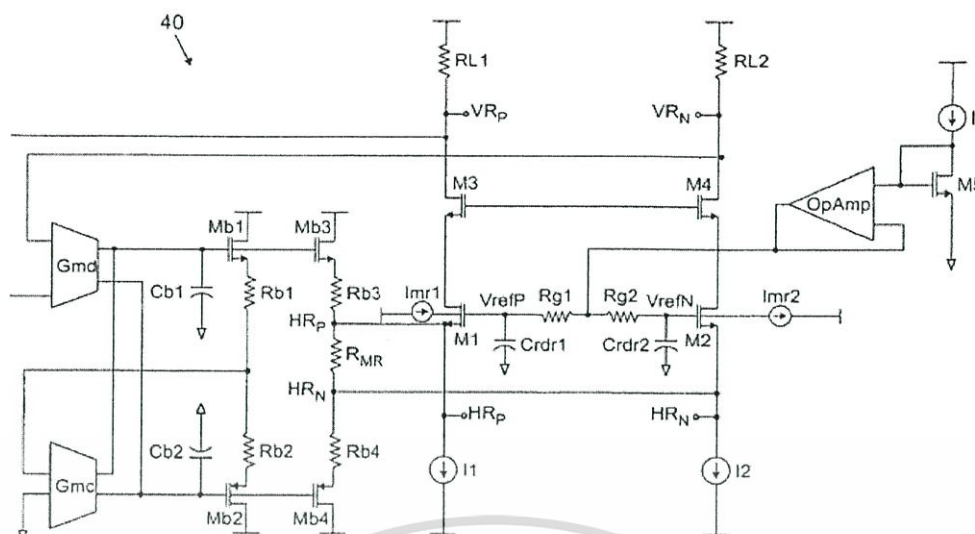


รูปที่ 2.18 วงจรขยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing [41]

รบกวนโหมคร่วมที่ไม่ดีเท่ากับวงจรขยายผลต่างทำให้วงจรขยายผลต่างแบบเสมือนต้องมีส่วนของวงจรกำจัดสัญญาณโหมคร่วมเพิ่มเข้ามาซึ่งอาจจะทำให้วงจรมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นและแบนด์วิดท์ต่ำลง นอกจากนี้อัตราขยายของวงจรมีค่าค่อนข้างต่ำเนื่องจากเป็นวงจรขยายภาคเดียว

วงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันมักถูกสร้างด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์และซิลิคอนเจอร์มาเนียมเพื่อให้วงจรที่ได้มีการตอบสนองความถี่ที่สูงได้ดี ซึ่งส่งผลให้ต้นทุนการผลิตสูง ดังนั้นเพื่อลดต้นทุนการผลิตทำให้มีผู้นำเสนอวงจรขยายภาคแรกที่ใช้กระบวนการสร้างแบบซีมอส ในขณะที่ประสิทธิภาพของวงจรโดยรวมมีค่าใกล้เคียงกัน

รูปที่ 2.19 เป็นตัวอย่างของวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing วงจรที่ได้นี้มีข้อดีคือ วงจรที่ได้มีแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายแรงดันที่ค่อนข้างสูง ในขณะที่วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำทำให้สัญญาณรบกวนเสมือนที่ถูกถ่ายโอนไปยังอินพุต (Input refer noise) มีค่าต่ำด้วย นอกจากนี้การไบอัสหัวอ่านด้วยกระแส (Current Biasing) ได้ถูกออกแบบให้สามารถปรับแต่ง (Tunable) กระแสที่จะไบอัสให้กับหัวอ่านได้ (มอสเฟต Mb3 และ Mb4 ของรูปที่ 2.17) ดังนั้นวงจรในลักษณะนี้เมื่อทำเป็นวงจรรวมแล้วจึงสามารถปรับแต่งกระแสไบอัสให้มีความ



รูปที่ 2.19 วงจรขยายภาคแบบ Current Biasing Voltage Sensing ที่ใช้เทคโนโลยีการสร้างแบบซีมอส [42]

เหมาะสมกับหัวอ่านแต่ละหัวได้โดยง่าย โดยสามารถนำไปใช้กับหัวอ่านข้อมูลชนิดต่างๆ นอกจากนี้ความสามารถในการปรับแต่งดังกล่าวยังช่วยลดผลกระทบของความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต ในการใช้งานวงจรขยายแบบนี้ขั้นตอนการปรับแต่งกระแสไบอัสให้มีความถูกต้องและเหมาะสมกับหัวอ่านด้วยจึงเป็นขั้นตอนสำคัญขั้นตอนหนึ่งก่อนการนำไปใช้งาน

### 2.3.2 คุณสมบัติของวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ในการออกแบบวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จำเป็นต้องทราบถึงคุณลักษณะที่สำคัญของวงจรขยายภาคแรกที่ใช้สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน เพื่อที่จะทำให้ทราบถึงขอบเขตในการออกแบบ ในปัจจุบันอัตราถ่ายโอนข้อมูลภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีความเร็วสูงในระดับกิกะบิตต่อวินาที ดังนั้นคุณลักษณะที่สำคัญในการออกแบบวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์คือ วงจรควมมีแบนด์วิธกว้าง มีอัตราขยายสูง มีสัญญาณรบกวนต่ำ และสามารถทำงานได้ที่ระดับแหล่งจ่ายแรงดันต่ำเพื่อให้การสูญเสียกำลังงานน้อย ตารางที่ 2.3 แสดงข้อกำหนดที่ใช้พิจารณาการออกแบบวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [53]

พารามิเตอร์	ค่า
อัตราขยาย	14-34 เดซิเบล
แบนด์วิธ	> 1.7 กิกะเฮิร์ต
ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน	5.8-6.7 เดซิเบล
กำลังงานสูญเสีย	< 20 มิลลิวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรรขยายภาคแรกแบบ Current Biasing Voltage Sensing โดยใช้เทคโนโลยีการสร้างแบบซีมอสซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นวงจรรขยายเกตร่วมเป็นที่ทราบดีว่าวงจรรขยายเกตร่วมมีแบนด์วิดท์กว้าง ทำงานได้รวดเร็ว และความต้านทานอินพุตของวงจรรขยายภาคแรกสมพงษ์กับสายนำสัญญาณ อย่างไรก็ตามวงจรรขยายเกตร่วมมีปัญหาในเรื่องของสัญญาณรบกวน ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมมาใช้กับวงจรรขยายเกตร่วมเพื่อให้วงจรรขยายมีประสิทธิภาพสูงขึ้นในเรื่องของสัญญาณรบกวน นอกจากนี้วงจรรขยายที่นำเสนอเป็นแบบวงจรรขยายผลต่างซึ่งจะทำให้มีการกำจัดสัญญาณรบกวนโหมดร่วมที่ดีกว่าวงจรรขยายผลต่างเสมือน



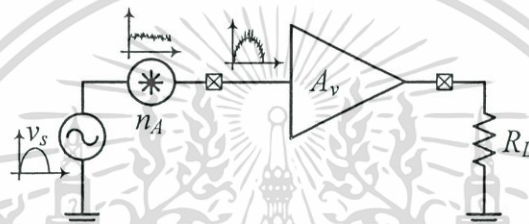
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## สัญญาณรบกวนและ เทคนิคการจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรม

### 3.1 กล่าวนำ

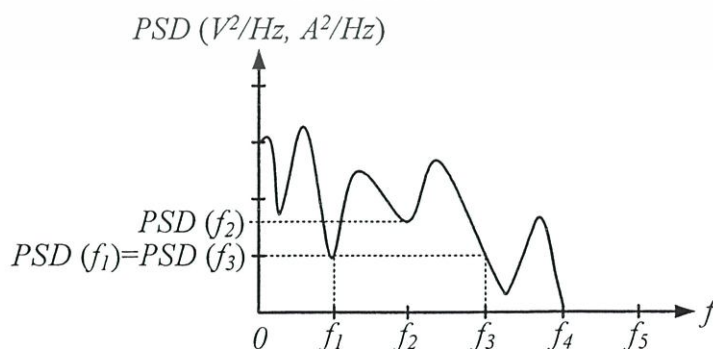
ในการออกวงจรขยายภาคแรก (Preamplifier) สัญญาณรบกวน ( $n_A$ ) เป็นประเด็นที่สำคัญมาก สัญญาณรบกวนเป็นตัวกำหนดขีดจำกัดของขนาดต่ำสุดของสัญญาณข้อมูลที่วงจรรขยายภาคแรกสามารถรับได้ ดังนั้นแล้ววงจรรขยายภาคแรกควรมีสัญญาณรบกวนต่ำ เพื่อที่วงจรรขยายภาคแรกสามารถตอบสนองต่อสัญญาณอินพุต ( $v_s$ ) ที่มีขนาดเล็กได้ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สัญญาณอินพุตต่ำสุดที่วงจรรขยายภาคแรกสามารถรับได้

### 3.2 สัญญาณรบกวน (Noise) [54]

สัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณแบบสุ่ม (Random Signal) กล่าวคือ เป็นสัญญาณที่ไม่สามารถบอกได้ว่าขนาดและเฟสมีค่าเท่าไร ณ เวลาหนึ่งเวลาใด จึงทำให้สัญญาณรบกวนไม่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางเวลาได้ ดังนั้นเราจำเป็นต้องหาตัวแทนหรือรูปแบบของสัญญาณรบกวนเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ ตัวแทนของสัญญาณรบกวนที่นิยมใช้คือ กำลังเฉลี่ย (Average power) ของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถแสดงเป็นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (Power spectral density, PSD) ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

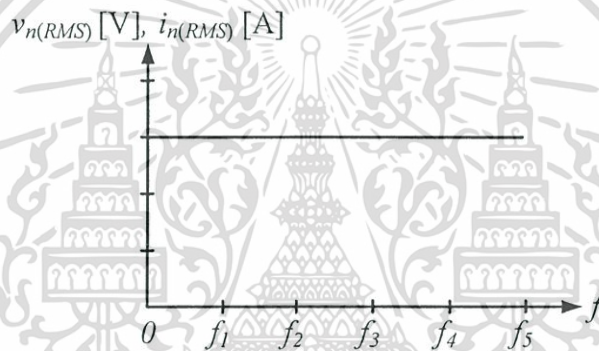
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติแล้วค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนตลอดคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้สัญญาณรบกวนมักถูกวัดในรูปของค่าเฉลี่ยเชิงราก (Root Mean Square, RMS) ถ้ากำหนดให้  $v_n(t)$  และ  $i_n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนแรงดันและกระแสที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลา ค่าเฉลี่ยเชิงรากของสัญญาณรบกวนทั้งสองสามารถนิยามได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$v_{n(RMS)} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_n^2(t) dt} \quad (3.1)$$

$$i_{n(RMS)} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_n^2(t) dt} \quad (3.2)$$

โดยที่  $T$  คือ คาบเวลาของ  $v_n(t)$  และ  $i_n(t)$



รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนสีขาว (White Spectrum)

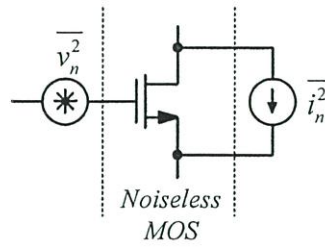
สัญญาณรบกวนสีขาว (White Noise) เป็นสัญญาณรบกวนที่มีค่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนคงที่โดยไม่เปลี่ยนแปลงกับความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.3

เราสามารถหาลำดับงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนรวม ( $PSD_{(Total)}$ ) ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจำนวน  $N$  แหล่ง ที่ไม่เกี่ยวข้องกัน (Uncorrelated Noise) ได้โดยมีค่าเท่ากับ

$$PSD_{(Total)} = PSD_1 + PSD_2 + \dots + PSD_N \quad (3.3)$$

### 3.2.1 สัญญาณรบกวนของมอสเฟต (MOSFET Noise)

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟตเกิดจากสาเหตุสองประการคือ สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal Noise) ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $\overline{i_n^2}$  และสัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker Noise) ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน  $\overline{v_n^2}$  ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 สัญญาณรบกวนของมอสเฟส

สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟสเกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุที่ได้รับพลังงานจากอุณหภูมิภายนอก สัญญาณรบกวนชนิดนี้มักเป็นสาเหตุหลักของสัญญาณรบกวนที่ส่งผลกระทบต่อวงจร โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนของมอสเฟสมักถูกเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสและมีสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนดังสมการที่ (3.4) ในกรณีที่มอสเฟสทำงานในช่วงเชิงเส้น (Triode region) สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เกิดขึ้นของมอสเฟสจะมีลักษณะเหมือนกับตัวต้านทาน โดยมีสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนดังสมการที่ (3.5)

$$\overline{i_n^2} = 4kT\alpha\gamma g_m \Delta f \quad (3.4)$$

$$\overline{i_n^2} = \frac{4kT\Delta f}{r_o} \quad (3.5)$$

โดยที่  $k$  คือ ค่าคงที่ของโบลท์มาน (Boltzmann Constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$

$T$  คือ อุณหภูมิ มีหน่วยเป็นเคลวิน

$g_m$  คือ ค่าความนำกระแสของมอสเฟต (Transconductance)

$\gamma$  คือ ตัวประกอบของสัญญาณรบกวนส่วนเกิน (Excess noise coefficient)

$\alpha$  คือ  $g_{d0}/g_m$

$g_{d0}$  คือ ค่าความนำระหว่างชาเดรนและชาซอร์ส เมื่อ  $V_{DS} = 0 \text{ V}$

$r_o$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างชาเดรนและชาซอร์ส

พารามิเตอร์  $\gamma$  ในสมการที่ (3.4) เป็นพารามิเตอร์ที่มีค่าขึ้นกับความยาวช่องทางเดินกระแส (Channel length) และกระบวนการสร้าง (Process) ของมอสเฟต โดยพารามิเตอร์  $\gamma$  มีค่าประมาณเท่ากับ  $2/3$  ในกรณีที่ความยาวช่องทางเดินกระแสมีค่ามากกว่า 1 ไมโครเมตร และมีค่ามากขึ้นเมื่อความยาวของช่องทางเดินกระแสลดลง โดยมีค่าประมาณตั้งแต่สองถึงห้า ในกรณีที่ความยาวช่องทางเดินกระแสมีค่าน้อยกว่า 1 ไมโครเมตร

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.4) เราจะเห็นว่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมิและไม่เปลี่ยนแปลงกับความถี่ ดังนั้นสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟตจึงมีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาว

สัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker noise) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากประจุพาหะบางส่วนในช่องทางเดินกระแสถูกยึดตัวไว้ (Trapped) และถูกปล่อยตัวออกมา (Released) ในขณะที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในช่องทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนที่ระหว่างชาซอร์สและชาเตรน การเกิดสัญญาณรบกวนกระพริบนี้เกิดจากพันธะที่ไม่สมบูรณ์ บริเวณรอยต่อของชั้นซิลิคอน (Si) และชั้นซิลิคอนไดออกไซด์ใต้ชั้นเกต (Gate oxide) การถูกยึดตัวและปล่อยตัวของประจุพาหะแบบสุ่มทำให้การเคลื่อนที่ของประจุพาหะระหว่างชาซอร์สและชาเตรนเป็นไปอย่างไม่ต่อเนื่องส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนกระพริบในช่องทางเดินกระแส

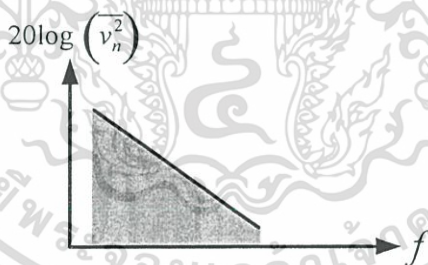
สัญญาณรบกวนกระพริบมักถูกจำลองด้วยแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ออนุกรมกับขาเกตของมอสเฟต ( $\overline{v_n^2}$ ) และมีสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบของมอสเฟตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_n^2} = \frac{K_f}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f} \quad (3.6)$$

โดยที่  $K_f$  คือ ค่าคงที่และมีค่าขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิต

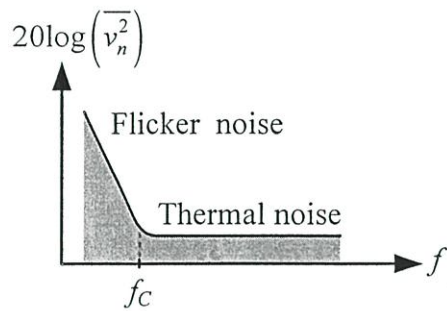
จากสมการที่ (3.6) เราจะสังเกตได้ว่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบของมอสเฟตมีค่าแปรผกผันกับขนาด ( $WL$ ) ตัวเก็บประจุ ( $C_{ox}$ ) และความถี่ ( $f$ ) เราสามารถแสดงสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบดังรูปที่ 3.5

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นสัญญาณรบกวนกระพริบจะมีค่าลดลง จึงทำให้สัญญาณรบกวนกระพริบมักถูกเรียกว่า สัญญาณรบกวนแบบ  $1/f$  (หนึ่งส่วนเอฟ) สัญญาณรบกวนกระพริบของพีเอ็มอส (PMOS) มีค่าน้อยกว่าสัญญาณรบกวนกระพริบในเอ็นเอ็มอส (NMOS) เนื่องจากประจุพาหะโฮลมีโอกาสดูกัก (Trapped) และถูกปล่อย (Released) น้อยกว่าประจุพาหะอิเล็กตรอน



รูปที่ 3.5 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบของมอสเฟต

รูปที่ 3.6 แสดงสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนทั้งสองแบบที่เกิดจากมอสเฟส จากรูปเราจะเห็นว่าเกิดจุดตัดระหว่างสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบและสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ ความถี่ ณ จุดตัดถูกเรียกว่า ความถี่มุม (*Corner frequency,  $f_c$* ) เมื่อความถี่มีค่าต่ำกว่าความถี่มุม สัญญาณรบกวนกระพริบจะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่มีค่าสูงกว่าความถี่มุม สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิจะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนกระพริบ



รูปที่ 3.6 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนของมอสเฟต

เราสามารถหาความถี่มุม  $f_c$  ได้ โดยพิจารณาในรูปที่ 3.6 จากรูปเราสังเกตได้ว่า ที่ความถี่มุม สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิในสมการที่ (3.4) มีค่าเท่ากับสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนกระพริบในสมการที่ (3.6) ดังนั้น ณ ที่ความถี่มุมเราจะได้

$$4kT\alpha\gamma g_m = \frac{K_f}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f_c} \cdot (g_m^2) \quad (3.7)$$

และความถี่มุม  $f_c$  มีค่าเท่ากับ

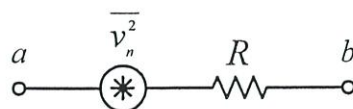
$$f_c = \frac{K_f}{C_{ox}WL} \cdot g_m \frac{1}{4kT\alpha\gamma} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) เราจะเห็นได้ว่าที่ความถี่มุมมีค่าขึ้นกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) มอสเฟตและแปรผกผันกับขนาดของมอสเฟต

### 3.2.2 สัญญาณรบกวนของตัวต้านทาน (Resistor Noise)

สัญญาณรบกวนหลักของตัวต้านทานคือสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal Noise) ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่อย่างสุ่มของอิเล็กตรอนภายในตัวต้านทาน ทำให้เกิดเป็นสัญญาณรบกวนภายในตัวต้านทาน สัญญาณรบกวนของตัวต้านทานถูกจำลองด้วยแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานดังแสดงในรูปที่ 3.7 สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_n^2} = 4kTR \quad (3.9)$$

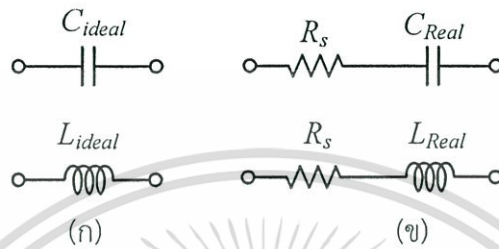


รูปที่ 3.7 ตัวต้านทานและสัญญาณรบกวนในรูปแบบของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 สัญญาณรบกวนของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ (Capacitor and Inductor Noise)

ตัวเก็บประจุ ( $C_{ideal}$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{ideal}$ ) ในอุดมคติไม่มีสัญญาณรบกวน (ดูรูปที่ 3.8 ก) อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงตัวเก็บประจุ ( $C_{Real}$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{Real}$ ) มีความต้านทานแฝง ( $R_s$ ) ซึ่งเกิดจากแผ่นตัวนำและขาของอุปกรณ์ส่งผลให้ทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิด้วยเช่นกัน (ดูรูปที่ 3.8 ข)



รูปที่ 3.8 (ก) ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติ  
(ข) ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่มีความต้านทานแฝง

### 3.2.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน (Noise Analysis)

ถ้าหากเราป้อนสัญญาณรบกวนที่มีสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยเท่ากับ  $S_m(f)$  เข้าสู่ระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงกับเวลา (Linear Time Invariant System, LTI) ที่มีสมการถ่ายโอน (Transfer function) เท่ากับ  $H(f)$  เราพบว่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่ปรากฏที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$S_{out}(f) = |H(f)|^2 S_m(f) \quad (3.10)$$

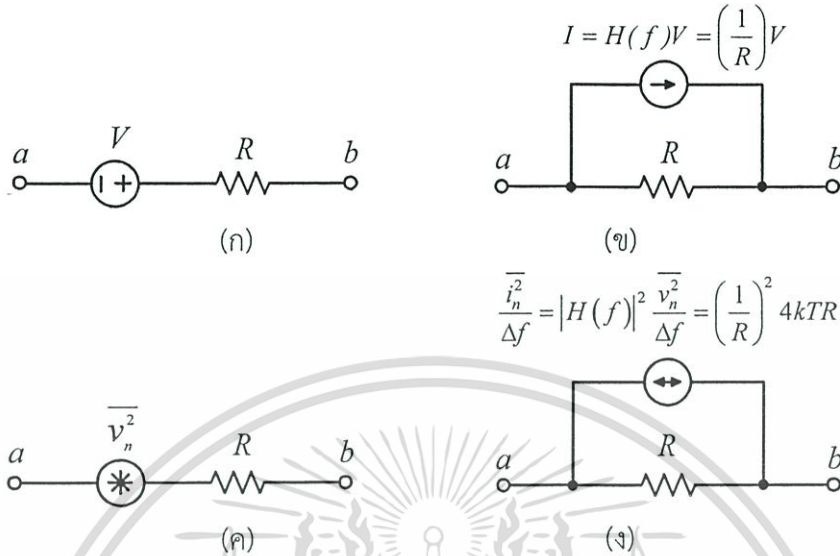
จากสมการที่ 3.10 เราสังเกตเห็นได้ว่า  $S_{out}(f)$  มีค่าเท่ากับผลคูณกำลังสองของสมการถ่ายโอนและ  $S_m(f)$  เพื่อให้เกิดความเข้าใจมากยิ่งขึ้นโดยพิจารณาสัญญาณรบกวนของตัวต้านทานในรูปที่ 3.9 เราสามารถอาศัยทฤษฎีบทนอร์ตัน (Norton Theorem) มาใช้ในการแปลงแรงดัน  $V$  ในรูปที่ 3.9 (ก) ให้อยู่ในรูปของกระแส  $I$  ดังในรูปที่ 3.9 (ข) ได้ โดยที่สมการถ่ายโอน  $H(f)$  มีค่าเท่ากับ  $1/R$  ในทำนองเดียวกันเราสามารถแปลงแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแรงดัน  $\overline{v_n^2}$  ในรูปที่ 3.9 (ค) ให้อยู่ในรูปของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกระแส  $\overline{i_n^2}$  ในรูปที่ 3.9 (ง) โดยอาศัยสมการที่ (3.10) ได้ดังนี้

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = |H(f)|^2 \frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = \left(\frac{1}{R}\right)^2 4kTR = \frac{4kT}{R} \quad (3.11)$$

ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนหลายตัวที่เป็นสัญญาณรบกวนที่ไม่เกี่ยวข้องกัน (Uncorrelated Noise) ป้อนให้กับระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงกับเวลา สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

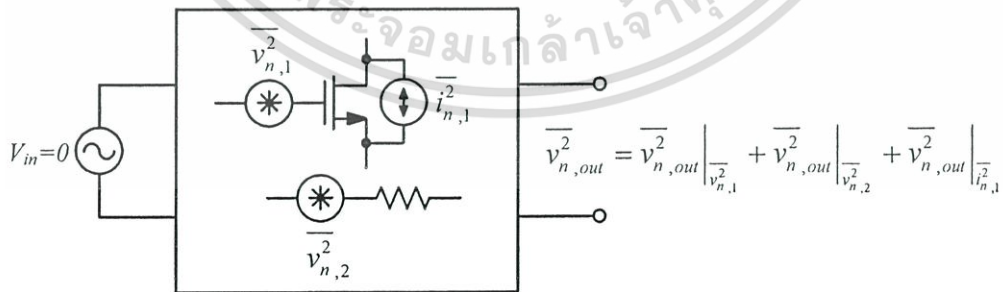
รบกวนที่เอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับผลรวมของสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต เนื่องจากสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่อินพุตแต่ละตัว



รูปที่ 3.9 การแปลงสัญญาณรบกวนที่อยู่ในรูปแรงดันให้อยู่ในรูปกระแส

### 3.2.5 สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต (Output Noise)

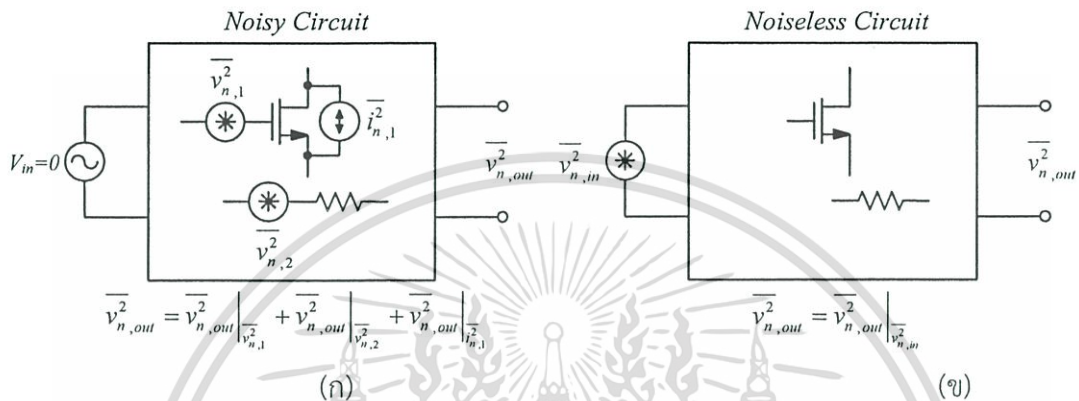
เราสามารถหาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรได้ โดยการพิจารณาสัญญาณรบกวนที่ปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรในขณะที่ไม่มีสัญญาณใดๆ ที่อินพุต การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตสามารถทำได้โดยใช้ทฤษฎีการทับซ้อน (Superposition) หาสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ภายในทีละตัว แล้ววิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนย่อยที่เอาต์พุตเนื่องจากอุปกรณ์นั้นๆ เราพบว่าสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนย่อยที่เกิดจากอุปกรณ์แต่ละตัว ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต

### 3.2.6 สัญญาณรบกวนอ้างอิงที่อินพุต (Input Referred Noise)

จากการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตที่ผ่านมาเป็นการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรใดวงจรหนึ่งแต่เราไม่สามารถนำมาใช้ในเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรที่ต่างกันได้ เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าขึ้นอยู่กับอัตราขยายของวงจรด้วยซึ่งในแต่ละวงจรมีอัตราขยายไม่เท่ากัน ดังนั้นสัญญาณรบกวนอ้างอิงที่อินพุตจึงถูกนำมาใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรที่ต่างกันได้

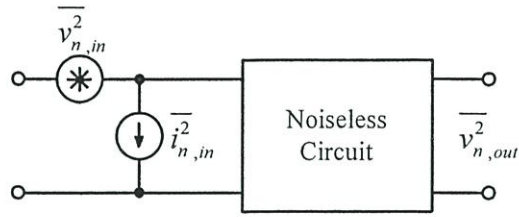


รูปที่ 3.11 (ก) สัญญาณรบกวนเอาต์พุตจากอุปกรณ์ต่าง (ข) สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต

สัญญาณรบกวนอ้างอิงที่อินพุตเป็นสัญญาณรบกวนที่ถูกป้อนให้กับวงจรที่อินพุตแล้วทำให้สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $v_{n,out}^2$  มีค่าเท่ากับสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตที่วัดได้จริง เพื่อให้เข้าใจมากยิ่งขึ้นพิจารณารูปที่ 3.11 (ก) สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $v_{n,out}^2$  คือผลรวมของสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตเนื่องจากสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ในวงจรแต่ละตัว รูปที่ 3.11 (ข) แสดงสัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต  $v_{n,in}^2$  ที่ป้อนให้กับวงจรแล้วทำให้สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ  $v_{n,out}^2$  ที่ได้จากรูปที่ 3.11 (ก)

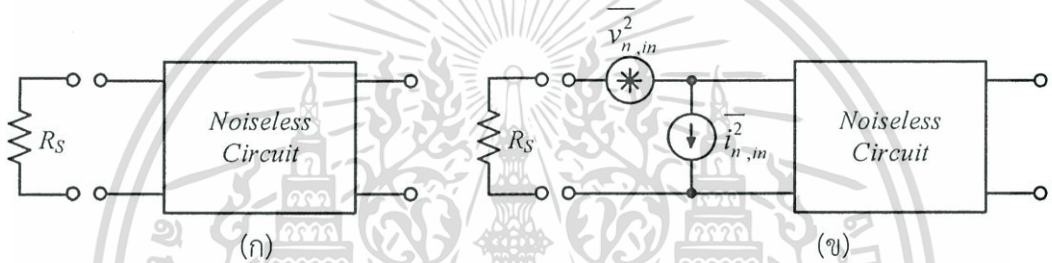
ในความเป็นจริงแล้วสัญญาณแรงดันรบกวนอ้างอิงที่อินพุต  $v_{n,in}^2$  ไม่สามารถทำหน้าที่เป็นตัวแทนของสัญญาณรบกวนของตัวอุปกรณ์ทุกตัวได้ ดังนั้นสัญญาณกระแสรบกวนอ้างอิงอินพุต  $i_{n,in}^2$  ได้ถูกเพิ่มเข้าไปดังแสดงในรูปที่ 3.12 เพื่อให้สัญญาณรบกวนอ้างอิงมีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น สาเหตุที่สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุตจำเป็นต้องมีทั้ง  $v_{n,in}^2$  และ  $i_{n,in}^2$  สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อวงจรได้รับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายในเท่ากับ  $R_S$  ดังรูปที่ 3.13 (ก) เมื่อพิจารณารูปที่ 3.13 (ข) จะเห็นได้ว่า ในกรณีที่  $R_S$  มีค่าสูงมาก (เช่น  $R_S = \infty$ ) จะทำให้สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต  $v_{n,in}^2$  ตกคร่อมที่  $R_S$  ทั้งหมด ส่งผลให้สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $v_{n,out}^2$  ควรจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต  $v_{n,in}^2$  ไม่สามารถทำหน้าที่เป็นตัวแทนของสัญญาณรบกวนทั้งหมดภายในวงจรได้ ดังนั้นในกรณีที่  $R_S$  มีค่าสูงมากสัญญาณรบกวนอ้างอิง  $i_{n,in}^2$  จะทำหน้าที่เป็นตัวแทนของสัญญาณรบกวนทั้งหมดภายในวงจร สามารถพิจารณาได้ดังนี้ เมื่อ  $R_S$  มีค่าสูงมาก สัญญาณรบกวนอ้างอิงกระแส  $i_{n,in}^2$  จะไหลเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต  $\overline{v_{n,in}^2}$  และ  $\overline{i_{n,in}^2}$

วงจรทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $\overline{v_{n,out}^2}$  ในทางตรงกันข้ามกรณีที่  $R_S$  มีค่าน้อยมาก (เช่น  $R_S = 0$ ) สัญญาณรบกวน  $\overline{i_{n,in}^2}$  จะไหลผ่าน  $R_S$  ทั้งหมดแทนที่จะไหลเข้าสู่วงจร ในกรณีนี้สัญญาณรบกวนอ้างอิง  $\overline{v_{n,in}^2}$  จะทำหน้าที่เป็นตัวแทนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ทุกตัวในวงจร



รูปที่ 3.13 (ก) วงจรกับความต้านทานของแหล่งจ่าย

(ข) สัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต  $\overline{v_{n,in}^2}$  และ  $\overline{i_{n,in}^2}$

ในทางปฏิบัติความต้านทานของแหล่งจ่าย  $R_S$  มีค่าจำกัด ดังนั้นสัญญาณรบกวนอ้างอิง  $\overline{i_{n,in}^2}$  และ  $\overline{v_{n,in}^2}$  จึงทำหน้าที่เป็นตัวแทนสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ทุกตัวภายในวงจร

เราสามารถวิเคราะห์หาสัญญาณแรงดันรบกวนอ้างอิงที่อินพุต  $\overline{v_{n,in}^2}$  ได้ดังนี้ เราจะทำให้  $R_S$  ในรูปที่ 3.13 (ข) มีค่าเท่ากับศูนย์ (โดยการต่อลงกราวด์) จากนั้นก็วิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $\overline{v_{n,out}^2}$  ดังนั้น เราจะได้สัญญาณแรงดันรบกวนอ้างอิงอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,in}^2} = \frac{\overline{v_{n,out}^2(R_S=0)}}{H^2(f)_1} = \frac{\overline{v_{n,out}^2(R_S=0)}}{A_v^2} \quad (3.12)$$

โดยที่  $H(f)_1$  คือสมการถ่ายโอนซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราขยายแรงดัน ( $H(f)_1 = A_v = V_{out}/V_{in}$ )

เราสามารถวิเคราะห์หาสัญญาณกระแสรบกวนอ้างอิงที่อินพุต  $\overline{i_{n,in}^2}$  ได้ดังนี้ เราจะทำให้  $R_S$  ในรูปที่ 3.13 (ข) มีค่าเท่ากับอนันต์ (โดยการเปิดวงจรทางด้านอินพุต) จากนั้นก็วิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต  $\overline{v_{n,out}^2}$  ดังนั้น เราจะได้สัญญาณกระแสรบกวนอ้างอิงอินพุตมีค่าเท่ากับ

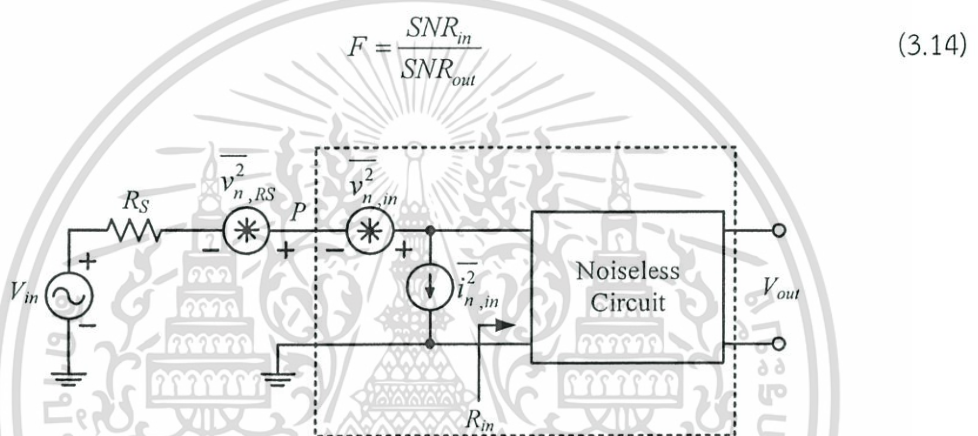
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{i_{n,in}^2} = \frac{\overline{v_{n,out(R_S=\infty)}^2}}{H^2(f)_2} = \frac{\overline{v_{n,out(R_S=\infty)}^2}}{R_m^2} \quad (3.13)$$

โดยที่  $H(f)_2$  คือสมการถ่ายโอนซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ ( $H(f)_2 = R_m = v_{out}/i_{in}$ )

### 3.2.7 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) [55]

ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสองวงจรใดๆ โดยตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนถูกนิยามว่าเป็น อัตราส่วนระหว่างกำลังงานสัญญาณต่อกำลังงานสัญญาณรบกวนที่อินพุต ( $SNR_{in}$ ) กับอัตราส่วนของกำลังงานสัญญาณต่อกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต ( $SNR_{out}$ ) ดังแสดงในสมการที่ (3.14)



รูปที่ 3.14 การคำนวณของตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน

เราสามารถจำลองวงจรใดๆ ได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.14 ซึ่งมีสัญญาณรบกวนแรงดันอ้างอิงที่อินพุต  $\overline{v_{n,in}^2}$  และสัญญาณรบกวนกระแสอ้างอิงที่อินพุต  $\overline{i_{n,in}^2}$  ของวงจร สัญญาณรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $\overline{v_{n,RS}^2}$  ของแหล่งจ่าย  $V_{in}$  จากรูปที่ 3.15 เราสามารถหา  $SNR_{in}$  ที่อินพุต ได้ดังสมการที่ 3.15

นอกจากนั้นเราสามารถหา  $SNR_{out}$  ที่เอาต์พุตได้ดังสมการที่ 3.16 สิ่งสำคัญในสมการที่ (3.16) คือ  $v_{n,in}$  และ  $i_{n,in}R_S$  ต้องบวกกันก่อนถึงยกกำลังสอง เนื่องจาก  $v_{n,in}$  และ  $i_{n,in}R_S$  เป็นสัญญาณรบกวนที่สัมพันธ์กัน (Correlation)

$$SNR_{in} = \frac{\alpha^2 V_{in}^2}{\alpha^2 v_{n,RS}^2} \quad (3.15)$$

$$SNR_{out} = \frac{\alpha^2 A_v^2 V_{in}^2}{\left[ v_{n,RS}^2 + (v_{n,in} + i_{n,in}R_S)^2 \right] \alpha^2 A_v^2} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\alpha$  คืออัตราขยายแรงดันจาก  $V_{in}$  ไปยังโหนด  $P$  และ  $A_v$  คืออัตราขยายแรงดันจากโหนด  $P$  ไปยังเอาต์พุต

เมื่อนำสมการที่ (3.15) และสมการที่ (3.16) แทนลงในสมการที่ (3.14) เราจะได้

$$F = \frac{\overline{v_{n,RS}^2} + \overline{(v_{n,in} + i_{n,in}R_S)^2}}{v_{n,RS}^2} \quad (3.17)$$

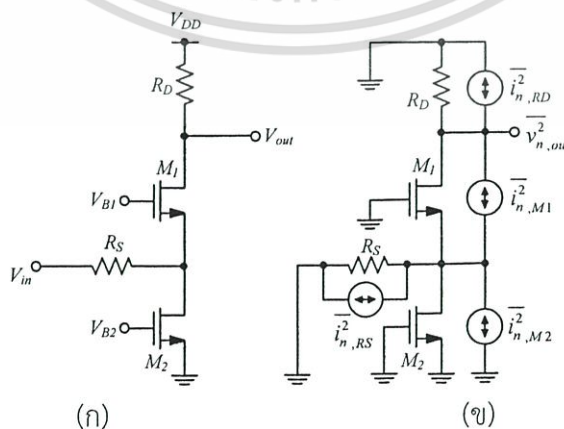
เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.17) จะเห็นว่า ถ้าเรานำอัตราขยายของวงจรคูณทั้งเศษและส่วน (ดูสมการที่ 3.18) เราจะเห็นว่าตัวบ่งบอกตัวสัญญาณรบกวนก็คือ สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตต่อสัญญาณรบกวนของแหล่งจ่ายที่ปรากฏที่เอาต์พุตดังสมการที่ (3.19) นั่นเอง

$$F = \frac{A_v^2 \left[ \overline{v_{n,RS}^2} + \overline{(v_{n,in} + i_{n,in}R_S)^2} \right]}{A_v^2 v_{n,RS}^2} \quad (3.18)$$

$$F = \frac{v_{n,out}^2}{A^2} \frac{1}{4kTR_S} \quad (3.19)$$

### 3.3 สัญญาณรบกวนของวงจรขยายเกตร่วม

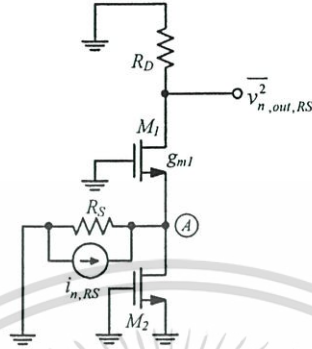
วงจรขยายเกตร่วม (ดูรูปที่ 3.15 (ก)) ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในวงจรขยายภาคแรก [55-80] หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรขยายเกตร่วม เพื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรขยายเกตร่วมให้วงจรมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำ รูปที่ 3.15 (ข) แสดงสัญญาณรบกวนรบกวนเชิงสุ่มที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์แต่ละตัว เราสามารถวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตได้จากผลรวมของสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์แต่ละตัว



รูปที่ 3.15 วงจรขยายเกตร่วมที่ใช้ในวงจรขยายภาคแรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.16 แสดงการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทานของแหล่งจ่าย  $R_S$  โดยพิจารณาให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อพิจารณารูปที่ 3.16 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าดังสมการที่ (3.20)



รูปที่ 3.16 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก  $R_S$

$$v_{n,RS,A} = \frac{i_{n,RS} R_S}{1 + g_{m1} R_S} \quad (3.20)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_1$  ไปยังที่โหนด  $V_{out}$  มีค่าเท่ากับ

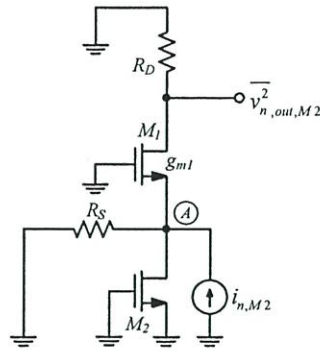
$$v_{n,RS,vout} = \frac{i_{n,RS} R_S}{1 + g_{m1} R_S} g_{m1} R_D \quad (3.21)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากตัวต้านทานของแหล่งจ่าย  $R_S$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,RS,vout}^2} = \frac{4kTR_S}{(1 + g_{m1} R_S)^2} g_{m1}^2 R_D^2 \quad (3.22)$$

รูปที่ 3.17 แสดงการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_2$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยพิจารณาให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์ เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M2}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M2,A} = \frac{i_{n,M2} R_S}{1 + g_{m1} R_S} \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.17 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจาก  $M_2$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_2$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_1$  ไปยังที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

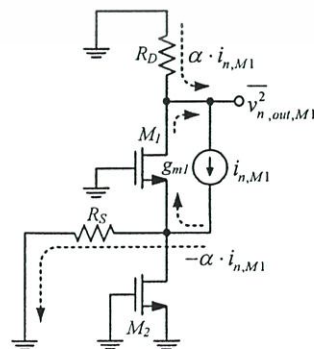
$$v_{n,M2,vout} = \frac{i_{n,M2} R_S}{1 + g_{m1} R_S} g_{m1} R_D \quad (3.24)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากมอสเฟส  $M_2$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M2,vout}^2 = \frac{4kT\gamma g_{do2}}{(1 + g_{m1} R_S)^2} g_{m1}^2 R_D^2 \quad (3.25)$$

รูปที่ 3.18 แสดงการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟส  $M_1$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต จากรูปเราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1,vout} = \frac{i_{n,M1} R_D}{1 + g_{m1} R_S} \quad (3.26)$$



รูปที่ 3.18 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจาก  $M_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_1$  ที่ โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M1,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{do1}}{(1+g_{m1}R_S)^2} R_D^2 \quad (3.27)$$

รูปที่ 3.19 แสดงการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ปรากฏที่ เอาต์พุต โดย มีค่าเท่ากับศูนย์และเมื่อพิจารณารูปที่ 3.19 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RD}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RD,vout} = i_{n,RD} R_D \quad (3.28)$$



รูปที่ 3.19 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจาก  $R_D$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,RD,out}^2} = 4kTR_D \quad (3.29)$$

สเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุตของวงจรขยายเกตร่วมมี ค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,vout}^2} = \overline{v_{n,RS,vout}^2} + \overline{v_{n,M2,vout}^2} + \overline{v_{n,M1,vout}^2} + \overline{v_{n,RD,vout}^2} \quad (3.30)$$

เมื่อแทนค่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของอุปกรณ์แต่ละตัว ดังแสดงในสมการที่ (3.22), (3.25), (3.27) และ (3.29) ลงในสมการที่ (3.30) จะได้

$$\overline{v_{n,vout}^2} = \frac{4kTR_S}{(1+g_{m1}R_S)^2} g_{m1}^2 R_D^2 + \frac{4kT\gamma g_{do2}}{(1+g_{m1}R_S)^2} g_{m1}^2 R_D^2 + \frac{4kT\gamma g_{do1}}{(1+g_{m1}R_S)^2} R_D^2 + 4kTR_D \quad (3.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนโดยใช้สมการที่ (3.19) เราจะได้

$$F = 1 + \frac{\gamma g_{do2}}{R_S} + \frac{\gamma g_{do1}}{R_S g_{m1}^2} + \frac{(1 + g_{m1} R_S)^2}{R_S R_D g_{m1}^2} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) ถ้าวงจรขยายเกิดรวมที่เราออกแบบมีความต้านทานอินพุตของวงจร ความสัมพันธ์กับแหล่งจ่าย ( $R_S = g_{m1}^{-1}$ ) ดังนั้น  $g_{m1} R_S = 1$  และเราสามารถแสดงสมการที่ (3.32) ได้ เป็น

$$F = 1 + \frac{\gamma g_{do2}}{R_S} + \frac{\gamma}{\alpha} + \frac{4R_S}{R_D} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.33) เราสามารถทำให้วงจรขยายเกิดรวมมีสัญญาณรบกวนต่ำได้โดย ออกแบบให้  $\alpha$  และ  $R_D$  มีค่ามาก อย่างไรก็ตาม การปรับค่าดังกล่าวส่งผลต่อความสัมพันธ์ของความต้านทานอินพุตของวงจรกับสายส่ง อัตราขยาย แบนวิดธ์ และแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร การลดสัญญาณรบกวนของวงจรขยายเกิดรวมจึงจำเป็นต้องอาศัยเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวน ดังจะกล่าวต่อไป

### 3.4 เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ [56]

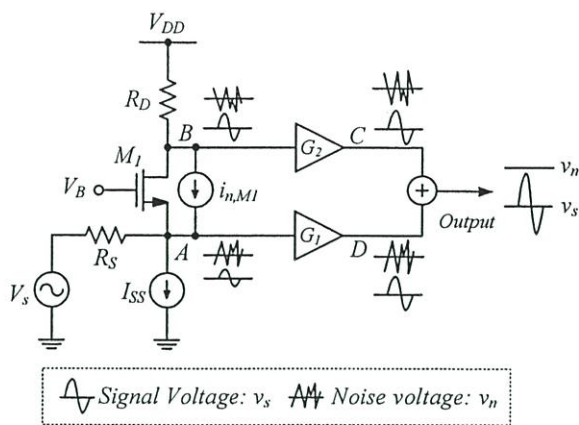
#### (Thermal Noise Canceling Technique)

เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเป็นเทคนิคที่นิยมนำมาใช้กับวงจรขยายภาคแรกที่มีแบนด์วิดธ์กว้าง (Wide-Band Low-Noise Amplifier) เพื่อที่จะให้วงจรขยายภาคแรกมีสัญญาณรบกวนต่ำ นอกจากนั้นแล้ว เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิทำให้วงจรขยายมีความสัมพันธ์ความต้านทานอินพุตอยู่ และอัตราขยายเพิ่มขึ้น ส่งผลให้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวได้ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย [56-81]

#### 3.4.1 เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของวงจรขยายเกิดรวมภาคแรก

หลักการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิแสดงดังรูปที่ 3.20 วิธีการกำจัดสัญญาณรบกวนสามารถอธิบายได้ดังนี้ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_1$  ถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1}$  ซึ่งมีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และ B มีเฟส (Phase) ต่างกัน 180 องศา เมื่อสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกส่งผ่านวงจรขยาย  $G_1$  และ  $G_2$  ที่ถูกออกแบบให้สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด C และโหนด D มีขนาดเท่ากัน ส่งผลให้สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อพิจารณาการขยายสัญญาณของวงจรขยายเกิดรวมที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ สัญญาณอินพุต  $V_s$  ถูกป้อนเข้าที่ขาซอร์สของมอสเฟส  $M_1$  ที่โหนด A สัญญาณ  $V_s$  ถูกขยายออกที่ขาเดรนของ  $M_1$  ที่โหนด B จากรูปเราสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณที่โหนด A และโหนด B มีเฟสเดียวกัน เมื่อสัญญาณที่โหนด A และโหนด B ผ่านวงจรขยาย  $G_1$  และ  $G_2$  ทำให้สัญญาณรวมที่เอาต์พุตมีขนาดใหญ่มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

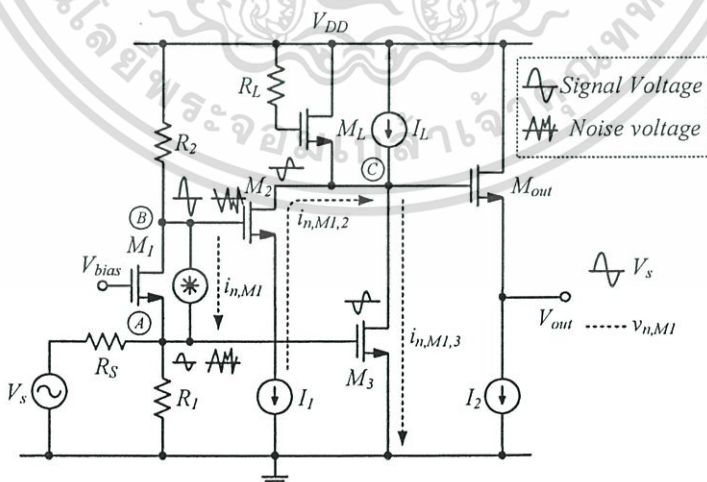


รูปที่ 3.20 หลักการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรม

### 3.4.2 ทบทวนวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่ใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้

จากการศึกษาเราพบว่าวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมมีรูปแบบต่างๆ กัน ดังนี้ คือ วงจรภาคแรกที่มีอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียว (Single input single output), อินพุตด้านเดียวเอาต์พุตผลต่าง (Single input Differential output), อินพุตและเอาต์พุตผลต่างเสมือน (Pseudo Differential input Differential output) และ อินพุตและเอาต์พุตผลต่าง (Differential input Differential output)

รูปที่ 3.21 แสดงตัวอย่างวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมแบบอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียว [57-64] วงจรนี้ได้นำเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนมาใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่เกิดจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  เพื่อให้วงจรมีตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนต่ำ



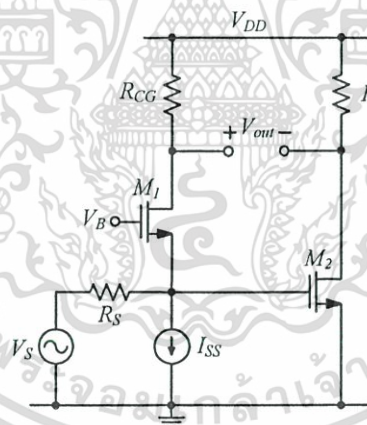
รูปที่ 3.21 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียว [58]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_1$  ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1}$  มีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และ B มีเฟส (Phase) ต่างกัน 180 องศา สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน (เส้นประ)  $i_{n,M1,2}$  และ  $i_{n,M1,3}$  โดย  $M_2$  และ  $M_3$  ตามลำดับ จากรูปเราจะเห็นได้ว่า ทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M1,2}$  และ  $i_{n,M1,3}$  มีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นถ้าเราออกแบบให้  $i_{n,M1,2}$  และ  $i_{n,M1,3}$  มีขนาดเท่ากันที่โหนด C ดังนั้นที่โหนด  $V_{out}$  ก็จะไม่มีการรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_1$

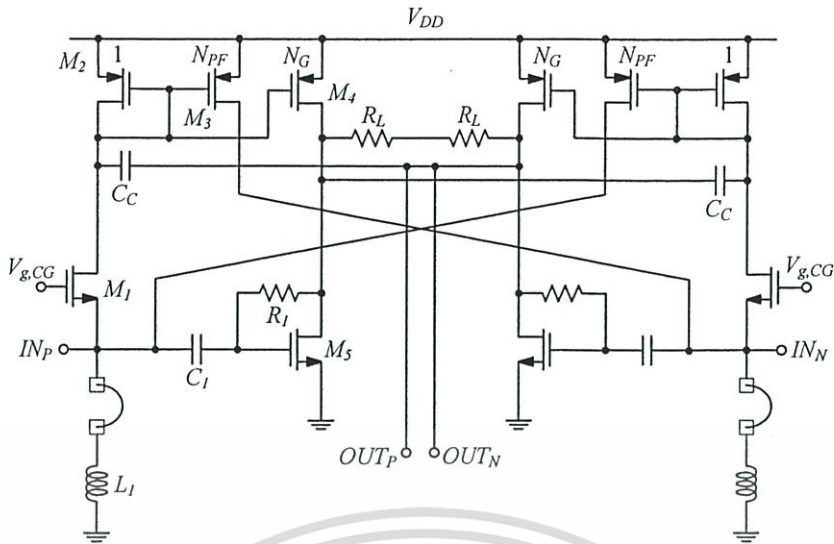
เมื่อพิจารณาการขยายสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่โหนด A จากนั้นสัญญาณอินพุตถูกขยายด้วยมอสเฟส  $M_1$  และ  $M_3$  ไปยังโหนด B และ C ตามลำดับ สัญญาณอินพุตที่โหนด B จะถูกขยายอีกครั้งด้วย  $M_2$  ไปยังโหนด C จากรูปเราจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายที่โหนด C มีเฟสเดียวกันส่งผลให้ขนาดของสัญญาณที่เอาต์พุตใหญ่ขึ้น

วงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตรแบบอินพุตและเอาต์พุตด้านเดียวที่ถูกนำเสนอในหัวข้อในเรื่องของความเป็นเชิงเส้นของวงจร การกำจัดสัญญาณรบกวนที่มาจากระดับไฟเลี้ยง และการกำจัดสัญญาณรบกวนโหนดร่วม ดังนั้นจึงได้มีผู้นำเสนอมวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตรแบบอินพุตด้านเดียวเอาต์พุตผลต่าง [65-68] ดังแสดงในรูปที่ 3.22 เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรขยายที่มีเอาต์พุตแบบผลต่างช่วยให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น กล่าวคือ วงจรสามารถลดผลที่เกิดจากการบิดเบี้ยวของสัญญาณความถี่ได้



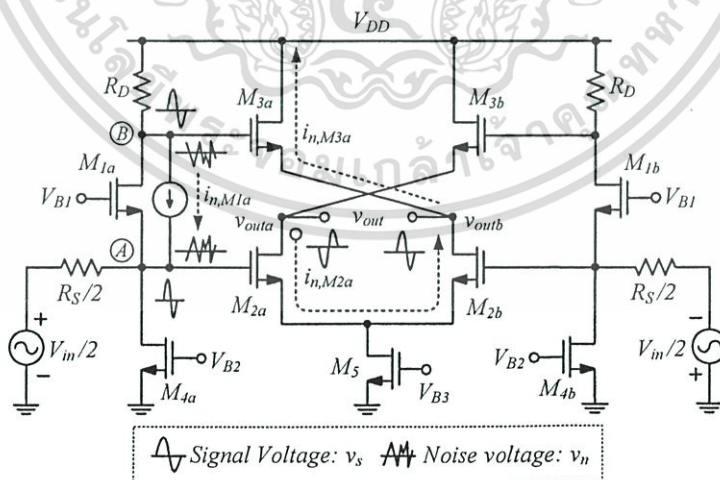
รูปที่ 3.22 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตด้านเดียว เอาต์พุตผลต่าง [65]

การกำจัดสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 3.22 มีลักษณะคล้ายกับวงจรในรูปที่ 3.21 อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 3.22 ยังคงข้อดีในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนโหนดร่วม ดังนั้นจึงได้มีผู้นำเสนอมวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตรแบบอินพุตเอาต์พุตผลต่างเสมือน [69-77] ดังแสดงในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตผลต่างเสมือน [70]

วงจรในรูปที่ 3.23 เป็นวงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนแบบอินพุตและเอาต์พุตผลต่างเสมือนที่นำเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนมาใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่มีเกิดจากอินพุตทรานส์ซิสเตอร์  $M_1$  หลักการกำจัดสัญญาณรบกวนสามารถพิจารณาได้ในทำนองเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.21 อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรมีผลต่างแบบเสมือนมีการกำจัดสัญญาณโหมตร่วมที่ไม่ดีเท่ากับวงจรมีผลต่างทำให้วงจรมีผลต่างแบบเสมือนต้องมีส่วนของวงจรกำจัดสัญญาณโหมตร่วมเพิ่มเข้ามาซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อสัญญาณรบกวนรวมของวงจร ดังนั้นจึงได้มีผู้นำเสนอวงจรมีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตผลต่าง [56, 78-81] ดังแสดงตัวอย่างวงจรในรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 วงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีอินพุตและเอาต์พุตผลต่าง [56]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 3.24 เป็นวงจรขยายที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนแบบอินพุตและเอาต์พุต ผลต่างที่นำเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนมาใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอณูภูมิที่เกิดจาก มอสเฟส  $M_{1a}$  และ  $M_{1b}$  วงจรประกอบด้วย วงจรขยายเกตร่วม ( $M_{1a(b)}$ ) และวงจรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{2a(b)}$ -  $M_{3a(b)}$ ) ซึ่งต่อกันแบบผลต่าง หลักการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวน (เส้นประ) ที่เกิดจาก  $M_{1a}$  ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1a}$  สัญญาณกระแสรบกวนมีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และ B มีเฟส (Phase) ต่างกัน 180 องศา (ดูรูปที่ 3.22) สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน (เส้นประ)  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  โดย  $M_2$  และ  $M_3$  ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าที่โหนด  $v_{outb}$  ทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  มีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นแล้วถ้าเราออกแบบวงจรให้  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  มีขนาดที่เท่ากันจะทำให้ที่โหนด  $v_{outb}$  ไม่มีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก มอสเฟส  $M_{1a}$  แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นว่าที่โหนด  $v_{outa}$  ยังคงมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ปรากฏอยู่และอาจถูกขยายต่ออีกภาคถัดไป

เมื่อพิจารณาการขยายสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่โหนด A จากนั้นสัญญาณอินพุตถูกขยายด้วยมอสเฟส  $M_{1a}$  และ  $M_{2a}$  ไปยังโหนด B และ  $v_{outa}$  ตามลำดับ สัญญาณอินพุตที่โหนด B จะถูกขยายอีกครั้งด้วย  $M_{3a}$  ไปยังโหนด  $v_{outb}$  จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายมายังโหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีเฟสต่างกัน ส่งผลให้ขนาดของสัญญาณอินพุตที่  $v_{out}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น

วงจรขยายเกตร่วมภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอณูภูมิแบบอินพุตและเอาต์พุต ผลต่างที่มีแหล่งจ่ายกระแสไบอัสที่ได้ถูกนำเสนอในรูปที่ 3.24 มีข้อบกพร่องในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอณูภูมิที่ไม่สมบูรณ์ กล่าวคือ สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทางด้านหนึ่งของวงจรขยายผลต่างจะไปปรากฏที่เอาต์พุตอีกด้านหนึ่ง

## วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซิมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ โดยใช้วงจรรขยายเกตร่วม

บทนี้กล่าวถึงวงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซิมอสที่ผู้วิจัยได้ออกแบบจำนวนสามวงจรร วงจรร ทั้งสามถูกออกแบบโดยใช้วงจรรขยายเกตร่วม (Common Gate) และเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal Noise Canceling Technique) วงจรรที่ได้มีแบนด์วิดท์กว้าง มีความสมพงษ์ ความต้านทานเสมือนที่อินพุตกว้าง สัญญาณรบกวนต่ำ และมีอัตราขยายสูง

### 4.1 วงจรรขยายเกตร่วมภาคแรก

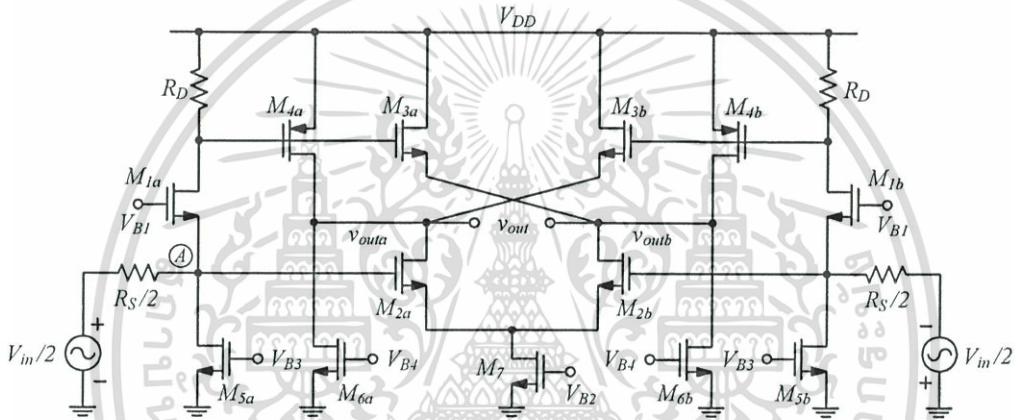
วงจรรขยายเกตร่วมถูกนำไปใช้ในระบบต่างๆ อย่างแพร่หลาย เช่น ระบบฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ ระบบสื่อสารทางแสง วงจรรภาครับ และวงจรรจูน เป็นต้น ปัจจัยที่ทำให้วงจรรขยายภาคแรกใช้วงจรรขยายเกตร่วมเนื่องจากวงจรรขยายเกตร่วมมีข้อดีหลายประการ ได้แก่ วงจรรมีความต้านอินพุตสมพงษ์กับความต้านทานของแหล่งจ่ายในความถี่กว้าง (Wideband input impedance matching) วงจรรมีการตอบสนองต่อความถี่สูงได้ดี วงจรรมีความเป็นเชิงเส้น (linearity) และมีเสถียรภาพ (stability) อย่างไรก็ตามเราพบว่าวงจรรขยายเกตร่วมภาคแรกมีข้อบกพร่องในเรื่องของสัญญาณรบกวน โดยปกติแล้ววงจรรขยายเกตร่วมภาคแรกมีตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมากกว่า 4 dB ซึ่งเป็นค่าที่มากกว่าวงจรรขยายภาคแรกแบบซอร์สร่วมอยู่เล็กน้อย วงจรรขยายซอร์สร่วม (Common Source) เป็นวงจรรขยายอีกวงจรรหนึ่งที่ได้รับค่านิยม แต่วงจรรขยายซอร์สร่วมมีข้อบกพร่องเรื่องการออกแบบให้ความต้านทานทางด้านอินพุตสมพงษ์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย (Input impedance matching) ดังนั้นเพื่อที่จะให้วงจรรขยายภาคแรกแบบซอร์สร่วมมีความสมพงษ์ความต้านทานอินพุตกับแหล่งจ่ายทำให่วงจรรสมพงษ์ความต้านทานที่อินพุต (input impedance matching network) ได้ถูกเพิ่มเข้ามา ส่งผลให้วงจรรดังกล่าวทำให่วงจรรขยายภาคแรกมีความสมพงษ์ความต้านทานอินพุตที่ดี แต่วงจรรมีขนาดใหญ่ สัญญาณรบกวนสูง และกำลังงานสูญเสียของวงจรรเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุผลดังกล่าววิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกเอาวงจรรขยายเกตร่วมมาใช้ในการออกแบบเป็นวงจรรขยายภาคแรกและใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายเกตร่วม

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอวงจรรขยายผลต่างภาคแรกจำนวนสามวงจรร วงจรรแรกที่น่าสนใจเป็นการปรับปรุงวงจรรที่ถูกนำเสนอโดย F. Bruccoleri, *et.al* [55] ดังแสดงในรูปที่ 3.24 ให้วงจรรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายเกตร่วมได้ทั้งโหนดเอาต์พุตทั้งสองได้อย่างสมบูรณ์ วงจรรที่สองที่น่าสนใจเป็นการปรับปรุงวงจรรแรกให้มีอัตราขยายสูงขึ้นโดยการเพิ่มความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุต แต่ยังคงให้วงจรรมีสัญญาณรบกวนต่ำและแบนด์วิดท์กว้าง วงจรรที่สามที่น่าสนใจเป็นวงจรรที่พัฒนาต่อจากวงจรรที่สองให้มีประสิทธิภาพในเรื่องของอัตราขยายดียิ่งขึ้น วงจรรที่สามนี้ได้ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เพื่อเพิ่มอัตราขยายในส่วนของวงจรรขยายเกตร่วมให้มีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้อัตราขยายรวมของวงจรรขยายมีค่ามากขึ้น ในขณะเดียวกันวงจรรที่สามที่น่าสนใจยังคงมี

สัญญาณรบกวนต่ำ และแบนด์วิดท์กว้างซึ่งจะทำให้วงจรขยายภาคแรกที่ได้มีความเหมาะสมกับวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน

## 4.2 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 1

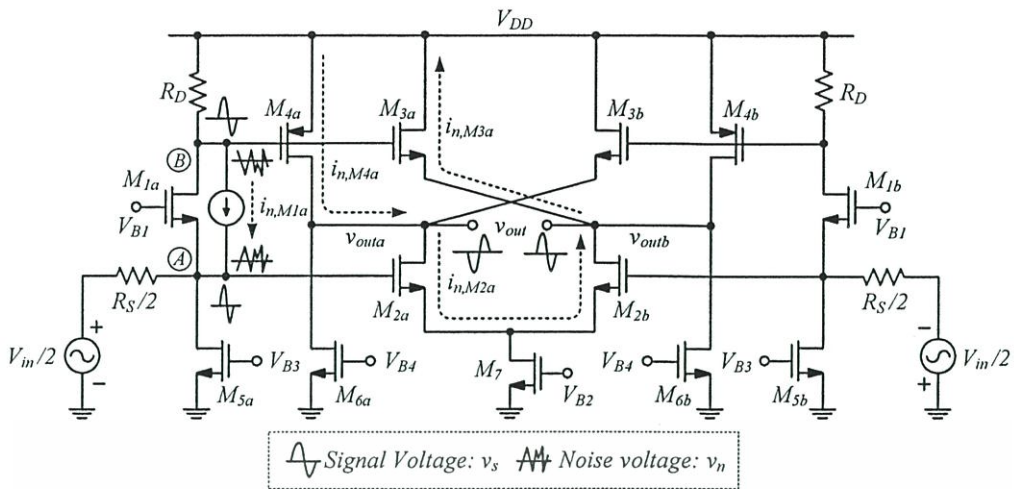
วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์วงจรที่ 1 แสดงดังรูปที่ 4.1 วงจรที่น่าเสนอนี้เป็นวงจรที่ปรับปรุงจากวงจรในรูปที่ 3.24 เป็นที่น่าสังเกตว่าวงจรมีความสมมาตรกันและวงจรใช้แหล่งจ่ายกระแสไบอัส ( $M_7$ ) ส่งผลให้วงจรมีการกำจัดสัญญาณโหมคร่วม เช่น สัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟได้ดี อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 3.24 มีข้อบกพร่องในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่มีไม่สมบูรณ์ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 จากรูปที่ 4.1 มอสเฟส  $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$  ได้ถูกเพิ่มเข้ามาเพื่อให้วงจรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้อย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.1 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 1

### 4.2.1 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 1

รูปที่ 4.2 แสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 และสัญญาณที่โหนดต่างๆ เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1a}$  สัญญาณกระแสรบกวนถูกสมมติให้มีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวน (Noise voltage) ที่โหนด A และ B มีเฟสต่างกัน 180 องศา (ดูรูปที่ 4.2) สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน (เส้นประ)  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  โดย  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ตามลำดับ จากรูปเราจะเห็นว่าที่โหนด  $v_{outa}$  มีทิศทางของสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M4a}$  มีทิศทางเดียวกัน ในขณะที่ทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  มีทิศทางเดียวกันที่โหนด  $v_{outb}$  ดังนั้นแล้วถ้าเราออกแบบให้  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  มีขนาดที่เท่ากันเราจะได้ว่าไม่มีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  เราสามารถพิจารณาว่าสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1b}$  จะถูกกำจัดด้วยในลักษณะเดียวกัน เนื่องจากวงจรมีความสมมาตรกัน



รูปที่ 4.2 การทำงานของวงจรถยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 1

เมื่อพิจารณาการขยายสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณอินพุต (Signal voltage) จะถูกป้อนเข้าที่โหนด A จากนั้นสัญญาณอินพุตถูกขยายด้วยมอสเฟส  $M_{1a}$  และ  $M_{2a}$  ไปยังโหนด B และ  $V_{outa}$  ตามลำดับ สัญญาณอินพุตที่โหนด B จะถูกขยายอีกครั้งด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไปยังโหนด  $v_{outb}$  และ  $V_{outa}$  จากการพิจารณาวงจรที่กล่าวมาเราจะเห็นได้ว่า มอสเฟส  $M_{4a}$  ที่เพิ่มเข้ามาทำให้วงจรถยายที่น่าเสนอมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นด้วย จากรูปสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีเฟสต่างกัน 180 องศา ดังนั้นขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $v_{out}$  จะมีขนาดมากกว่าสัญญาณที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ส่งผลให้ขนาดของสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายมายังเอาต์พุต  $v_{out}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น

#### 4.2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่น่าเสนอวงจรที่ 1

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กเพียงครั้งเดียวของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่ความถี่ต่ำ จากรูปเราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรขยายของวงจรซึ่งมีค่าเท่ากับ (ดูภาคผนวก ก)

$$A_{v1} \cong \left[ g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D \right] R_{out1} \quad (4.1)$$

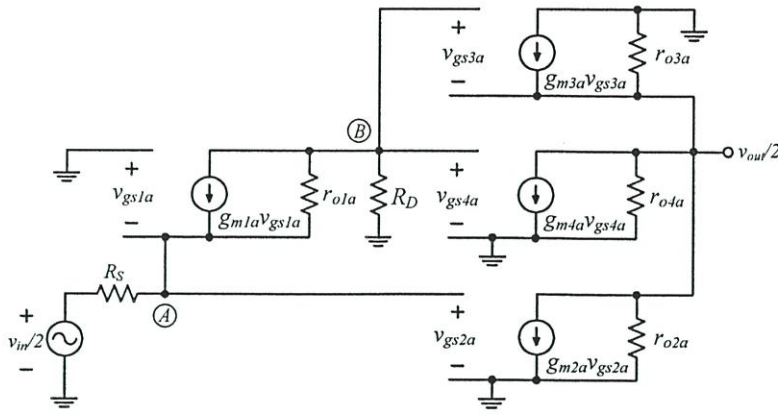
โดยที่  $R_{out1}$  คือค่าความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุตของวงจรและมีค่าเท่ากับ

$$R_{out1} \cong g_{m3a(b)}^{-1} \quad (4.2)$$

ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุต ( $R_{in}$ ) ของวงจรถยายในรูปที่ 4.1 มีค่าเท่ากับ

$$R_{in1} \cong g_{m1a(b)}^{-1} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.1

เมื่อพิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงของวงจรในรูปที่ 4.1 เราสามารถหาอัตราขยายของวงจรได้เท่ากับ

$$A_{v1} \cong \frac{[g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D]R_{out1}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1(A)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1(B)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1(out)}}\right)} \quad (4.4)$$

โดยที่

$$\omega_{p1(A)} \cong \frac{g_{m1a(b)}}{\left[C_{gs1a(b)} + C_{sb1a(b)} + C_{gd5a(b)} + C_{db5a(b)} + C_{gd2a(b)}(1 + g_{m2a(b)}R_{out1}) + C_{gs2a(b)}\right]}$$

$$\omega_{p1(B)} \cong \frac{1}{R_D \left[C_{gd1a(b)} + C_{db1a(b)} + C_{gd3a(b)} + C_{gs4a(b)} + C_{gd4a(b)}(1 + g_{m4a(b)}R_{out1})\right]}$$

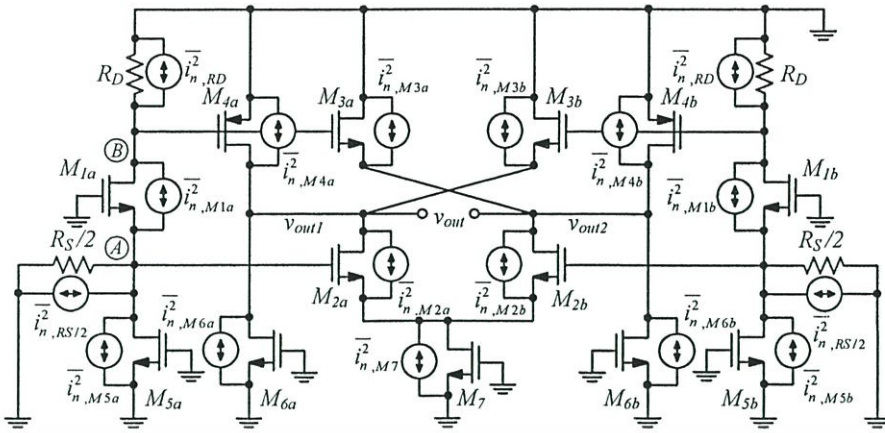
$$\omega_{p1(out)} \cong \frac{1}{R_{out1} \left(C_{gd2a(b)} + C_{db2a(b)} + C_{sb3a(b)} + C_{gd4a(b)} + C_{db4a(b)} + C_{db6a(b)} + C_{gd6a(b)}\right)}$$

เนื่องจาก  $\omega_{p1(out)} \ll \omega_{p1(A)}$ ,  $\omega_{p1(B)}$  วงจรในรูปที่ 4.1 จึงมีโพลหลักเพียงโพลเดียวที่โหนด  $V_{outa(b)}$  ดังนั้นแบนด์วิดธ์ของวงจรที่นำเสนอจึงมีค่าประมาณเท่ากับ  $\omega_{3dB} \cong \omega_{p(out)}$

#### 4.2.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 1

การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนในวงจรในรูปที่ 4.1 สามารถทำได้โดยการพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในวงจรที่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.4 จากนั้นใช้สมการที่ (3.19) เพื่อหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนซึ่งมีค่าดังแสดงได้ในสมการที่ (4.5) (ดูภาคผนวก ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.1

$$\begin{aligned}
 F_1 = 1 + & \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D - g_{m2a(b)} R_S/2 \right]^2 R_{out1}^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m2a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} \\
 & + \frac{\gamma g_{m3a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m4a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m5a(b)} R_S}{2} + \frac{\gamma g_{m6a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} \\
 & + \frac{R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 \eta^2}{R_S A_v^2}
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

โดยที่  $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์สัญญาณรบกวนและ  $\eta$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2) R_{out1}$

จากสมการที่ (4.5) เทอมที่สอง แสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a(b)}$  ในขณะที่เทอมที่ สาม สี่ ห้า หก เจ็ด และแปด แสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a(b)}$ ,  $M_{3a(b)}$ ,  $M_{4a(b)}$ ,  $M_{5a(b)}$ ,  $M_{6a(b)}$  และ  $R_D$  ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าเทอมที่สองซึ่งเป็นตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  สามารถถูกกำจัดได้ถ้าเราออกแบบให้เงื่อนไขต่อไปนี้เป็นจริง

$$(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D = g_{m2a(b)} R_S/2 \quad (4.6)$$

ในทางปฏิบัติกระบวนการสร้างวงจรรวมที่อาจมีความคลาดเคลื่อนสามารถส่งผลกระทบต่อให้สมการข้างต้นไม่เป็นจริง การออกแบบลวดลาย (Layout) ของวงจรให้เหมาะสมสามารถช่วยลดความคลาดเคลื่อนดังกล่าวได้

#### 4.2.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 1

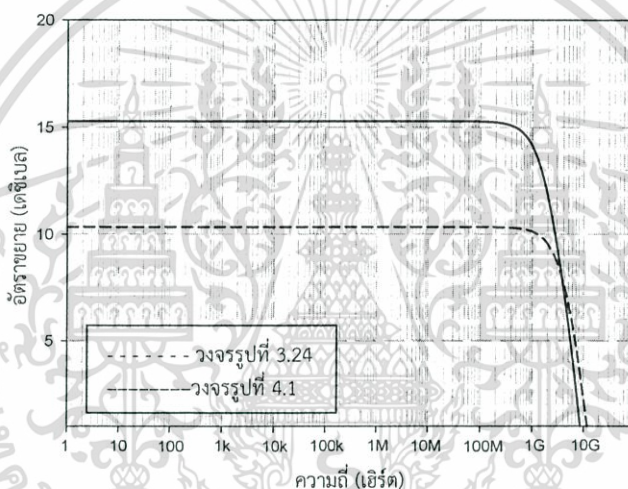
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 โปรแกรม HSPICE ได้ถูกใช้เพื่อจำลองการทำงานของวงจร เทคโนโลยีที่ใช้เป็นแบบซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร และแหล่งจ่ายไฟ 1.5 โวลต์ ความต้านทานเสมือนอินพุตถูกออกแบบให้สัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) เพื่อให้วงจรสามารถถ่ายโอนกำลังงานได้สูงสุด ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอถูกสรุปดังตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนองจรที่ 1

Device	Size (W/L)	Device	Size (W/L)	Device	Size (W/L)
$M_{1a(b)}$	$300\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{4a(b)}$	$220\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{6a(b)}$	$30\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$
$M_{2a(b)}$	$190\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{5a(b)}$	$45\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$	Resistor	
$M_{3a(b)}$	$50\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_7$	$115\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$	$R_D$	$175\Omega$

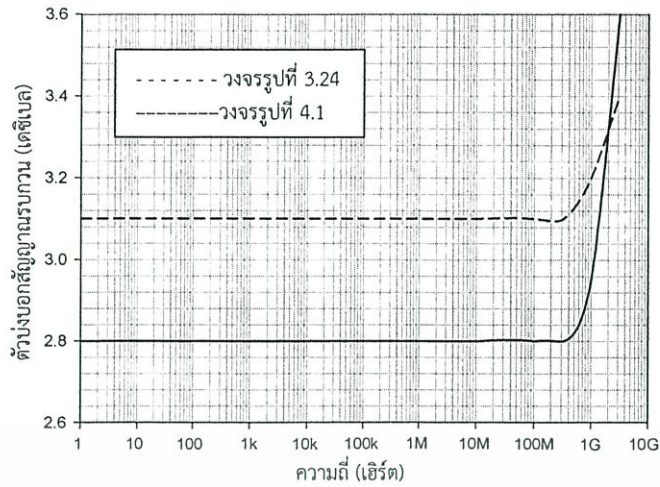
รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนองจรที่ 1 จากรูปเส้นประแสดงผลการจำลองของวงจรก่อนใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$ ) และหลังใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นทึบ) วงจรที่นำเสนอมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 15.3 เดซิเบล (dB) และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1.75 กิกะเฮิร์ต (GHz) จากรูปเราจะเห็นได้ว่าวงจรมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่า



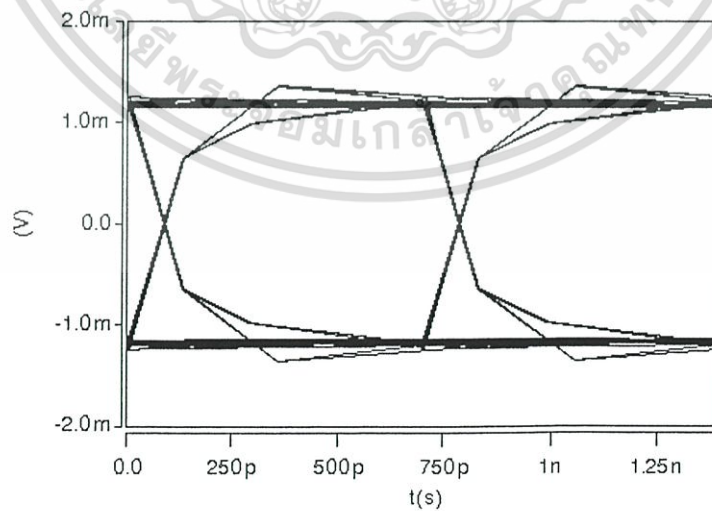
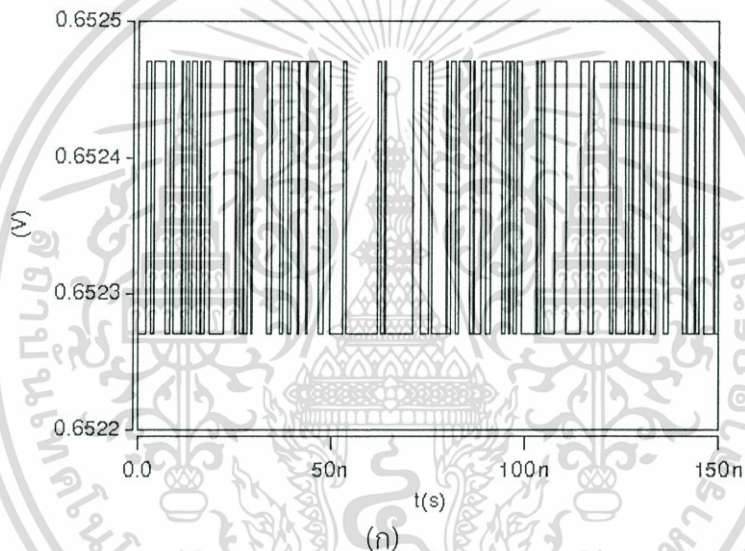
รูปที่ 4.5 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.1

รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนอก่อนใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นประ) และหลังใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นทึบ) จากรูปเราพบว่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 3.1 เดซิเบล และ 2.8 เดซิเบล ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าวงจรมีการกำจัดสัญญาณรบกวนให้ค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่มีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากวงจรมีการลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  ได้อย่างสมบูรณ์

รูปที่ 4.7 (ก) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรถึงเป็นสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) โดยมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที (Gb/s) รูปที่ 4.7 (ข) แสดงแผนภาพดวงตาที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอนิรูปที่ 4.1 ผลจำลองแสดงให้เห็นว่าดวงตามีการเปิดกว้าง 99.26% ในแนวอนและ 90.77% ในแนวตั้ง



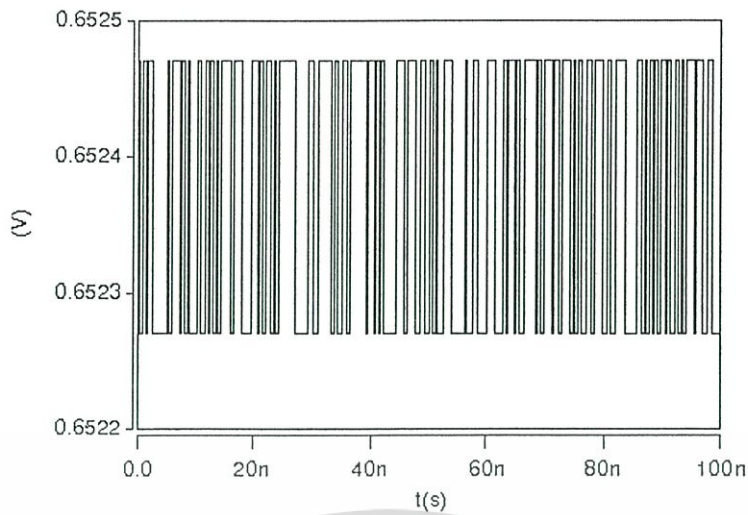
รูปที่ 4.6 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.1



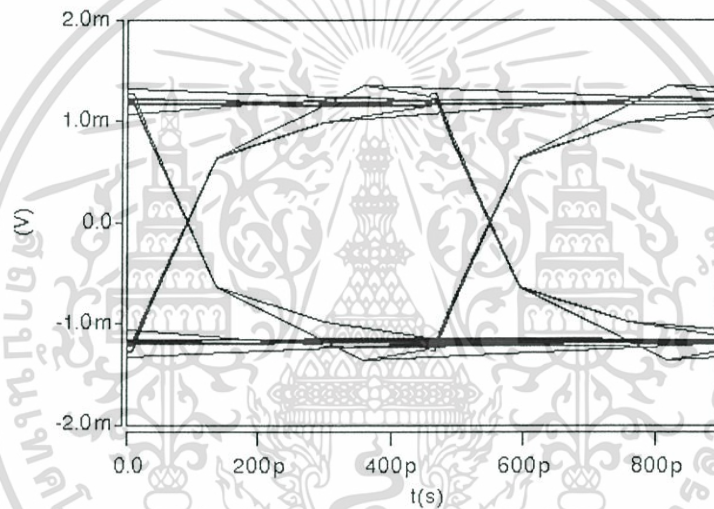
(ข)

รูปที่ 4.7 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที  
(ข) แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.8 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที  
(ข) แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที

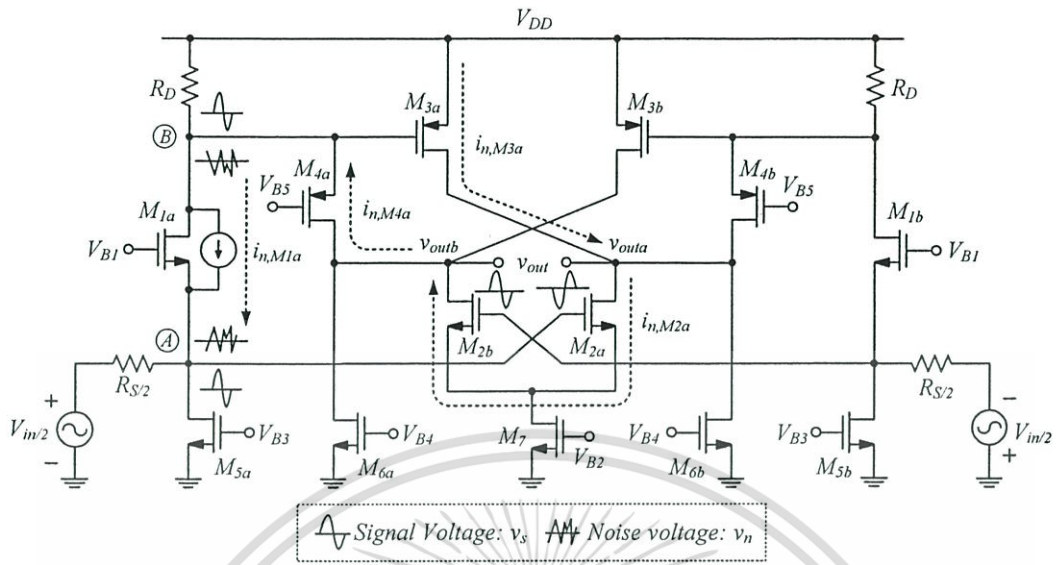
รูปที่ 4.8 (ก) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) โดยมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที รูปที่ 4.8 (ข) แสดงแผนภาพดวงตาที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 ผลจำลองแสดงให้เห็นว่าดวงตามีการเปิดกว้าง 99.06% ในแนวนอนและ 86.01% ในแนวตั้ง

จากผลจำลองการทำงานของวงจร เราสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 3.24 และวงจรในรูปที่ 4.1 ได้ดังตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 4.3.1 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนองจรที่ 2



รูปที่ 4.10 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนองจรที่ 2

รูปที่ 4.10 แสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.9 เมื่อพิจารณาสัญญาณต่างๆ เราพบว่าวงจรมีหลักการทำงานคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 4.1 กล่าวคือ เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1a}$  สัญญาณกระแสรบกวนถูกสมมุติให้มีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวน (Noise voltage) ที่โหนด A และ B มีเฟสต่างกัน 180 องศา (ดูรูปที่ 4.10) สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน (เส้นประ)  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  โดย  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ตามลำดับ จากรูปเราจะเห็นว่าทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  มีทิศทางเดียวกัน ในขณะที่ทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M4a}$  ที่โหนด  $v_{outb}$  มีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นถ้าเราออกแบบวงจรให้  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  มีขนาดที่เท่ากันก็จะส่งผลทำให้ไม่มีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  เราสามารถพิจารณาว่าสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตรที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1b}$  จะถูกกำจัดด้วยเช่นกัน

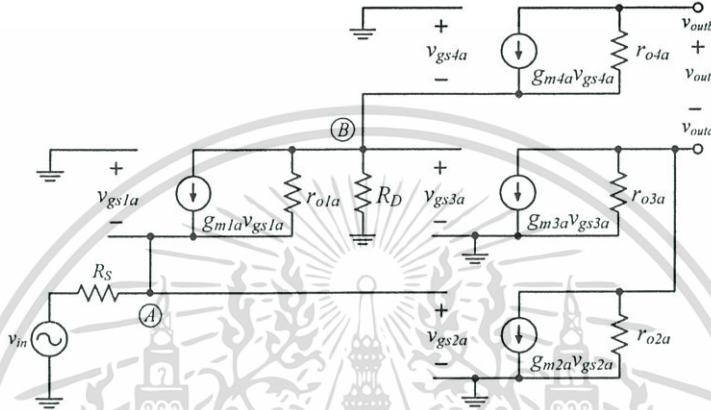
เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่โหนด A และถูกขยายด้วยมอสเฟส  $M_{1a}$  และ  $M_{2a}$  ไปยังโหนด B และ  $v_{outa}$  ตามลำดับ สัญญาณอินพุตที่โหนด B จะถูกขยายอีกครั้งด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไปยังโหนด  $v_{outb}$  และ  $v_{outa}$  จากการพิจารณาวงจรที่กล่าวมาเราจะเห็นว่ามอสเฟส  $M_{4a}$  ที่เพิ่มเข้ามาทำให้วงจรขยายที่นำเสนอมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นด้วย จากรูปเราจะเห็นว่าสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีเฟสต่างกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_{out}$  จะมามีค่ามากกว่าสัญญาณที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ส่งผลให้ขนาดของสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายมายังเอาต์พุต  $v_{out}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น

### 4.3.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่นำเสนองจรที่ 2

รูปที่ 4.11 แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กเพียงครั้งเดียวของวงจรในรูปที่ 4.9 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ (ดูภาคผนวก ข)

$$A_{v2} \cong [g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D] R_{out2} \quad (4.7)$$

โดยที่  $R_{out2}$  คือค่าความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุตของวงจรและ  $R'_D \cong R_D / (1 + g_{m4a(b)} R_D)$



รูปที่ 4.11 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.9

ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตของวงจร ( $R_{in}$ ) และความต้านทานเอาต์พุต ( $R_{out}$ ) ของวงจรขยายในรูปที่ 4.9 แสดงดังสมการที่ (4.8) และ (4.9) ตามลำดับ

$$R_{in2} \cong g_{m1a(b)}^{-1} \quad (4.8)$$

$$R_{out2} \cong r_{o2a(b)} \parallel r_{o3a(b)} \parallel g_{m4a(b)} r_{o4a(b)} R_D \quad (4.9)$$

จากวงจรเสมือนในรูปที่ 4.11 เราสามารถหาอัตราขยายของวงจรโดยรวมผลของตัวเก็บประจุแฝงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$A_{v2} \cong \frac{[g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D] R_{out2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2(A)}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2(B)}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2(out)}}\right)} \quad (4.10)$$

โดยที่

$$\omega_{p2(A)} \cong \frac{g_{m1a(b)}}{\left[ C_{gs1a(b)} + C_{sb1a(b)} + C_{gd5a(b)} + C_{db5a(b)} + C_{gd2a(b)} (1 + g_{m2a(b)} R_{out2}) + C_{gs2a(b)} \right]}$$

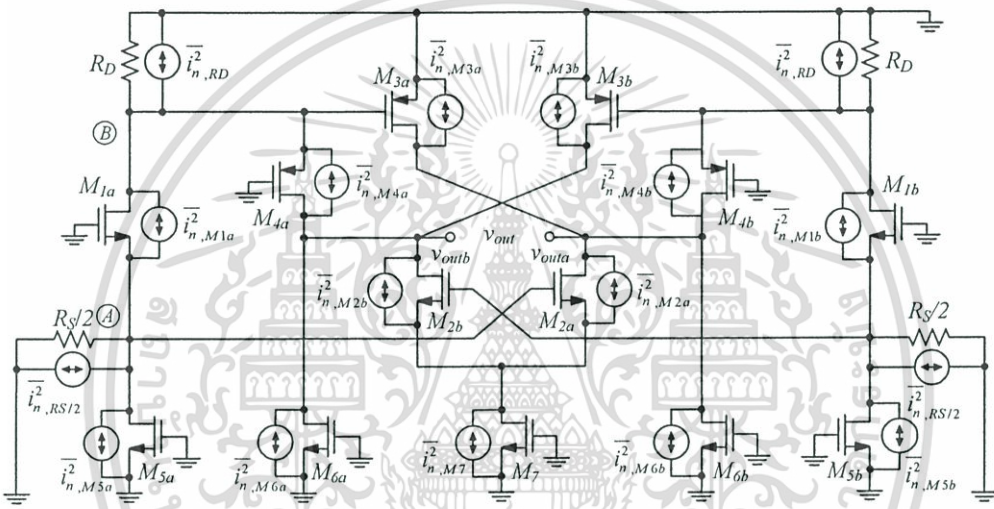
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{p2(B)} \cong \frac{1 + g_{m4a(b)}R_D}{R_D \left[ C_{gd1a(b)} + C_{db1a(b)} + C_{gs3a(b)} + C_{gd3a(b)}(1 + g_{m3a(b)}R_{out2}) + C_{gs4a(b)} + C_{sb4a(b)} \right]}$$

$$\omega_{p2(out)} \cong \frac{1}{R_{out2} \left( C_{gd2a(b)} + C_{db2a(b)} + C_{gd3a(b)} + C_{db3a(b)} + C_{gd4a(b)} + C_{db4a(b)} + C_{db6a(b)} + C_{gd6a(b)} \right)}$$

เนื่องจาก  $\omega_{p2(out)} \ll \omega_{p2(A)}$ ,  $\omega_{p2(B)}$  ทำให้วงจรมีโพลหลักเพียงโพลเดียวที่โหนด  $V_{outa(b)}$  ดังนั้นแล้วแบนด์วิดธ์ของวงจรที่นำเสนอสามารถประมาณเท่ากับ  $\omega_{3dB} \cong \omega_{p2(out)}$

#### 4.3.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 2



รูปที่ 4.12 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.9

การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนในวงจรในรูปที่ 4.9 สามารถทำได้โดย พิจารณา สัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในวงจรที่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.12 จากนั้นใช้ สมการที่ (3.19) เพื่อหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนซึ่งมีค่าเท่ากับ (รายละเอียดของการวิเคราะห์หา ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนถูกแสดงอยู่ในภาคผนวก จ)

$$F_2 = 1 + \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ -g_{m2a(b)} R_S/2 + (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D \right]^2 R_{out2}^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m2a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m3a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m4a(b)} (g_{m3a(b)} R_D - 1)^2 \eta^2}{(1 + g_{m4a(b)} R_D)^2 R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m5a(b)} R_S}{2} + \frac{\gamma g_{m6a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 \eta^2}{(1 + g_{m4a(b)} R_D) R_S A_v^2} \quad (4.11)$$

โดยที่  $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์สัญญาณรบกวนและ  $\eta$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2) R_{out}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.11) เทอมที่สองแสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a(b)}$  ในขณะที่เทอมที่ สาม สี่ ห้า หก เจ็ด และแปด แสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a(b)}$ ,  $M_{3a(b)}$ ,  $M_{4a(b)}$ ,  $M_{5a(b)}$ ,  $M_{6a(b)}$  และ  $R_D$  ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าเราสามารถกำจัดเทอมที่สองซึ่งเป็นตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  ได้ถ้าเราออกแบบวงจรให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังสมการที่ (4.12)

$$(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D = g_{m2a(b)}R_S/2 \quad (4.12)$$

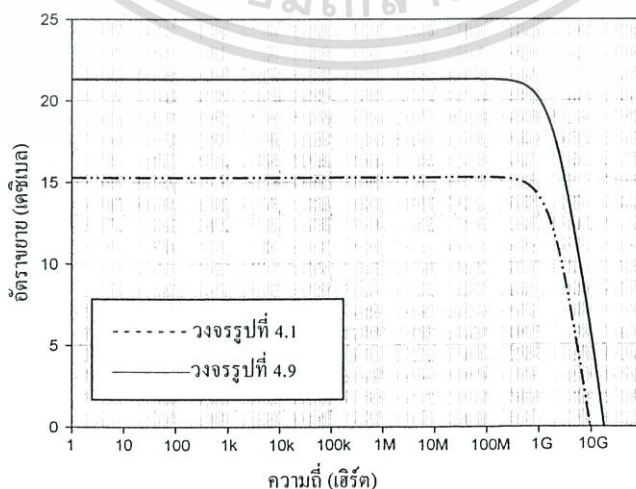
#### 4.3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 2

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 โปรแกรม HSPICE ได้ถูกใช้เพื่อจำลองการทำงานของวงจร เทคโนโลยีที่ใช้เป็นแบบซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร และแหล่งจ่ายไฟ 1.5 โวลต์ความต้านทานเสมือนอินพุตถูกออกแบบให้สัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) เพื่อให้วงจรสามารถถ่ายโอนกำลังงานได้สูงสุด ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอถูกสรุปดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 2

Device	Size (W/L)	Device	Size (W/L)	Device	Size (W/L)
$M_{1a(b)}$	$250\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{4a(b)}$	$8\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{03a(b)}$	$8\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$
$M_{2a(b)}$	$165\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{01a(b)}$	$44.5\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$	Resistor	
$M_{3a(b)}$	$85\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$	$M_{02}$	$300\mu\text{m}/0.9\mu\text{m}$	$R_D$	174Ω

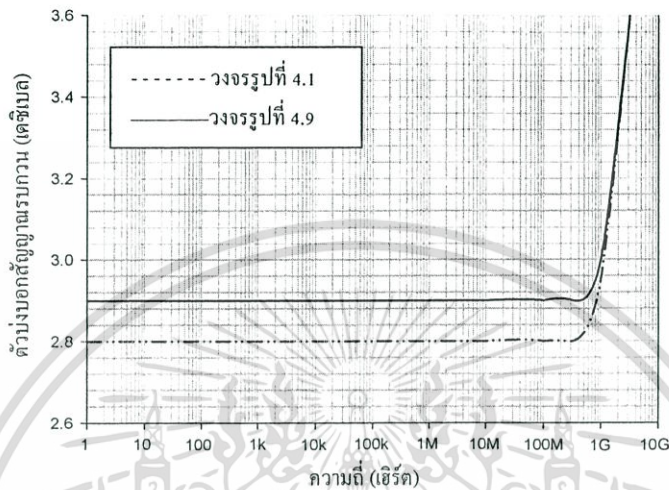
รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ได้นำเสนอ จากรูปเส้นประแสดงผลการจำลองของวงจรก่อนใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$ ) และหลังใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นทึบ) วงจรที่นำเสนอมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 21.3 เดซิเบล (dB) และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1.75 กิกะเฮิร์ต (GHz) จากรูปเราจะเห็นได้ว่าวงจรมีอัตราขยายสูงกว่าเนื่องมาจากการเพิ่มมอสเฟส  $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$



รูปที่ 4.13 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.9

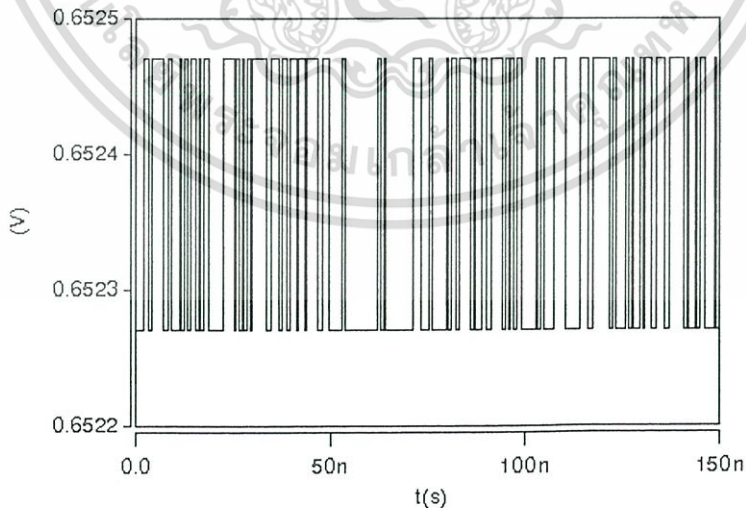
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการวิจัยเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.14 แสดงการเปรียบเทียบตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนอก่อนใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$ ) (เส้นประ) และหลังใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นทึบ) จากรูปเราพบว่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 3.1 เดซิเบล และ 2.9 เดซิเบล ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าวงจรที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนให้ค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่มีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากวงจรสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  ได้อย่างสมบูรณ์

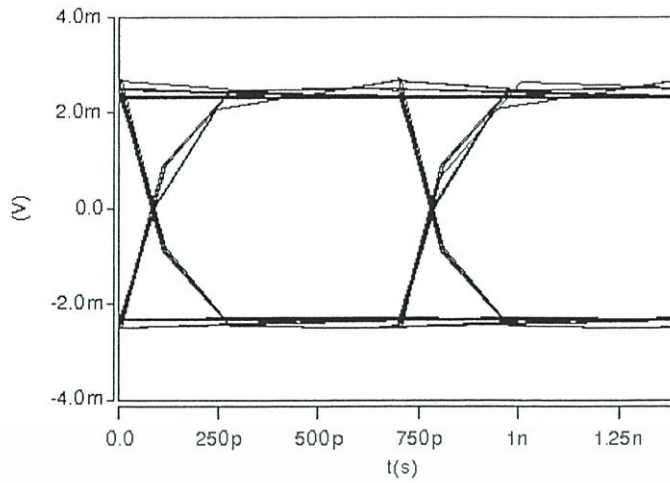


รูปที่ 4.14 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.9

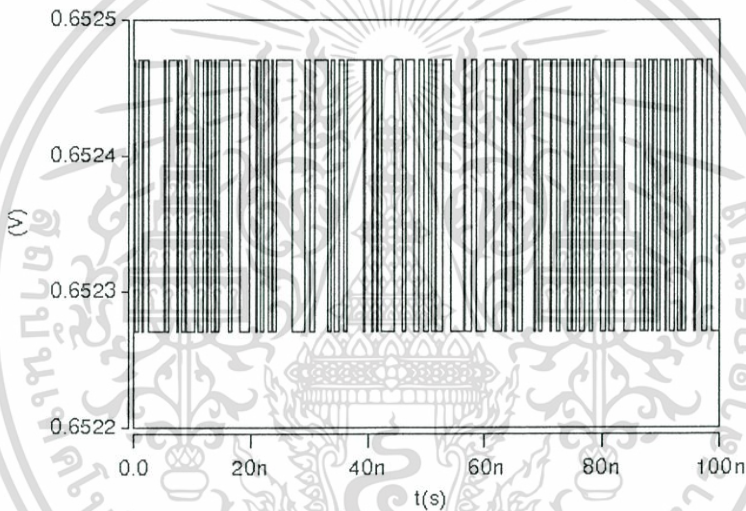
รูปที่ 4.15 (ก) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) โดยมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที (Gb/s) รูปที่ 4.15 (ข) แสดงแผนภาพดวงตาที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 ผลจำลองแสดงให้เห็นว่าดวงตามีการเปิดกว้าง 97.14% ในแนวอนและ 98.40% ในแนวตั้ง



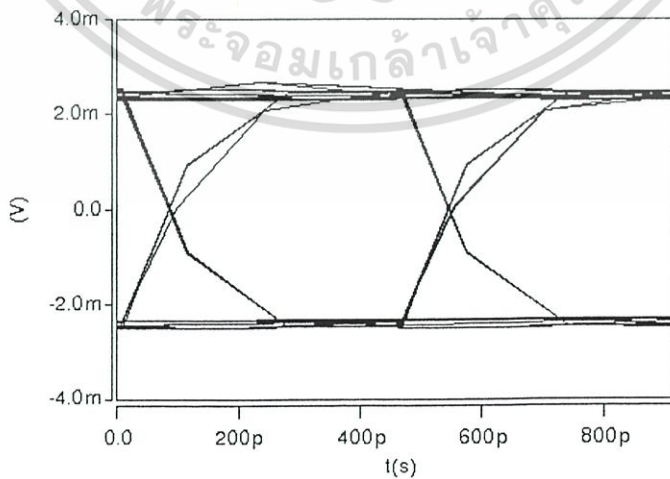
รูปที่ 4.15 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที



รูปที่ 4.15 (ข) แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.9 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 1.4 กิกะบิตต่อวินาที



รูปที่ 4.16 (ก) สัญญาณพัลส์แบบสุ่มที่มีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที



รูปที่ 4.16 (ข) แผนภาพดวงตาของวงจรในรูปที่ 4.1 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.16 (ก) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) โดยมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.1 กิกะบิตต่อวินาที รูปที่ 4.16 (ข) แสดงแผนภาพดวงตาที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 ผลจำลองแสดงให้เห็นว่าดวงตามีการเปิดกว้าง 95.97% ในแวนนอนและ 97.46% ในแนวตั้ง

จากผลจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.9 เราสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4.9 วงจรในรูปที่ 4.1 ได้ดังตารางที่ 4.4

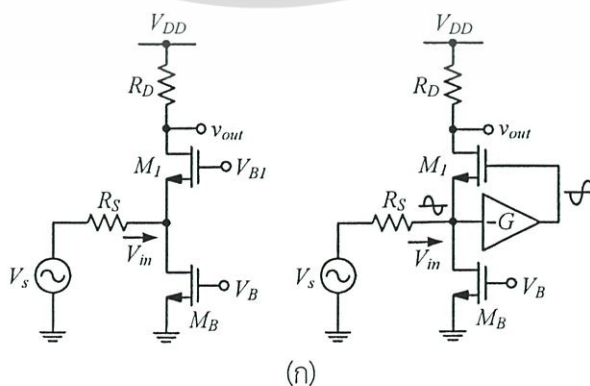
ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4.1 เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 4.9

คุณสมบัติของวงจร	รูปที่ 4.1	รูปที่ 4.9
อัตราขยาย (เดซิเบล)	15.3	20.3
แบนด์วิดท์ (กิกะเฮิร์ต)	1.75	1.75
ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (เดซิเบล)	2.8	2.9
กำลังสูญเสีย (มิลลิวัตต์)	12.3	15

จากตารางที่ 4.4 เราเห็นได้ว่าวงจรที่ผู้วิจัยได้พัฒนาในรูปที่ 4.9 มีอัตราขยายเพิ่มขึ้น ในขณะที่สัญญาณรบกวน แบนด์วิดท์และกำลังสูญเสียของวงจรมีค่าใกล้เคียงกัน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวงจรที่ได้ในรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าวงจรที่ได้มีความเหมาะสมกับวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิस्क ดังนั้นในการนำวงจรในรูปที่ 4.9 ไปใช้งานสามารถทำได้โดยการปลดแหล่งจ่ายแรงดัน  $v_{in}/2$  ทั้งสองด้าน ( $v_{in}/2$  ในรูปที่ 4.9 ถูกนำมาใช้เพื่อวิเคราะห์วงจร) แล้วนำอินพุตทั้งสองด้านของวงจรขยายไปต่อกับหัวอ่านข้อมูลของฮาร์ดดิस्कไดรฟ์

#### 4.4 วงจรขยายภาคแรกที่นำเสนอวงจรที่ 3

เราสามารถพัฒนางจรที่นำเสนอวงจรที่ 2 ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้โดยใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$  - boosting technique) [79-80] เพื่อลดสัญญาณรบกวนและลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายเกตร่วมภาคแรก นอกจากนี้ยังทำให้วงจรกำจัดสัญญาณรบกวนในภาคถัดไปสามารถเพิ่มอัตราขยายได้มากขึ้น



รูปที่ 4.17 (ก) วงจรขยายเกตร่วมแบบพื้นฐาน (ข) เทคนิคการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.17 (ก) แสดงวงจรรขยายเกตร่วมแบบพื้นฐาน ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตของวงจรรขยายเกตร่วม ( $R_m$ ) มีค่าประมาณ  $1/g_{m1}$  ดังนั้นเราสามารถออกแบบให้ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตของวงจรมีความสมพียงกับแหล่งจ่าย ( $R_S$ ) ได้ง่ายโดยออกแบบให้  $1/g_{m1}$  มีค่าเท่ากับ  $R_S$  เมื่อเราวิเคราะห์ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายเกตร่วมซึ่งมีค่าเท่ากับ (เมื่อไม่รวมสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_B$  และ  $R_D$ )

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha g_{m1} R_S} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.13) เราสามารถลดค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนได้โดยเพิ่ม  $g_{m1}$  อย่างไรก็ตามเราจะเห็นว่าค่า  $g_{m1}$  ไม่สามารถปรับเพิ่มขึ้นได้เนื่องจากถูกจำกัดด้วยเงื่อนไขความสมพียงระหว่าง  $R_m$  และ  $R_S$  วิธีการหนึ่งที่เราสามารถแยกความสัมพันธ์ดังกล่าวได้โดยใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์แสดงดังรูปที่ 4.17 (ข)

จากรูปที่ 4.17 (ข) เราจะเห็นว่ามิงจรรขยายกลับเฟต ( $-G$ ) ถูกเพิ่มเข้ามาระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสเฟต  $M_1$  การเพิ่มเข้ามาของวงจรรขยายดังกล่าวทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างขาซอร์สและขาเกตมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสไหลผ่านมอสเฟต  $M_1$  เพิ่มขึ้น ดังนั้นทรานส์คอนดักแตนซ์ประสิทธิผล (effective transconductance,  $G_{m(eff)}$ ) ของมอสเฟต  $M_1$  จึงมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ประสิทธิผลของมอสเฟต  $M_1$  ในรูป 4.17 (ข) มีค่าเท่ากับ  $G_{m(eff)} = (1+G)g_{m1}$

เราสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเสมือนด้านอินพุตและตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรรในรูปที่ 4.17 (ข) มีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{1}{(1+G)g_{m1}} \quad (4.14)$$

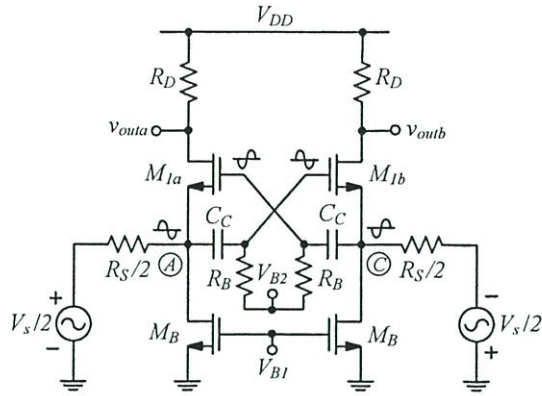
$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha(1+G)^2 g_{m1} R_S} \quad (4.15)$$

จากสมการที่ (4.14) ถ้าเราออกแบบวงจรรขยายให้วงจรรขยายเกตร่วมมีความสมพียงระหว่าง  $R_m$  และ  $R_S$  โดยการกำหนดให้  $1/(1+G)g_{m1}$  เท่ากับ  $R_S$  ดังนั้นตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนในสมการที่ (4.15) จะมีค่าเท่ากับ

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha(1+G)} \quad (4.16)$$

จากสมการที่ (4.16) เราสามารถลดค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนได้โดยการเพิ่มค่าอัตราขยายของวงจรรขยาย  $-G$  อย่างไรก็ตามวงจรรขยายที่สร้างด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ (Active element) มีสัญญาณรบกวน ดังนั้นทางเลือกที่จะทำให้วงจรรขยายกลับเฟตมีสัญญาณต่ำคือใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (Passive element) เช่น ตัวเก็บประจุ ดังแสดงดังรูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 วงจรขยายเกตร่วมแบบผลต่างที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์

รูปที่ 4.18 แสดงวงจรขยายเกตร่วมที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในลักษณะของวงจรขยายผลต่าง การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.18 มีลักษณะการทำงานคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 4.17 (ข) กล่าวคือ สัญญาณอินพุตผลต่าง (มีเฟสต่างกัน 180 องศา) ที่โหนด A และ C ถูกป้อนไปที่ขาเกตของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  (ผ่านทาง  $C_C$ ) ในลักษณะไขว้ ทำให้แรงดัน  $v_{gs(a)}$  ของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  เพิ่มขึ้น ดังนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  มีค่าเท่ากับ  $G_{m(eff)} = (1 + G)g_{m1}$  จากรูปจะเห็นว่าอัตราขยายกลับเฟต  $(-G)$  มีค่าเท่ากับคืออัตราส่วนของตัวเก็บประจุดังนี้

$$G = \frac{C_C}{C_C + C_{gs}} \quad (4.17)$$

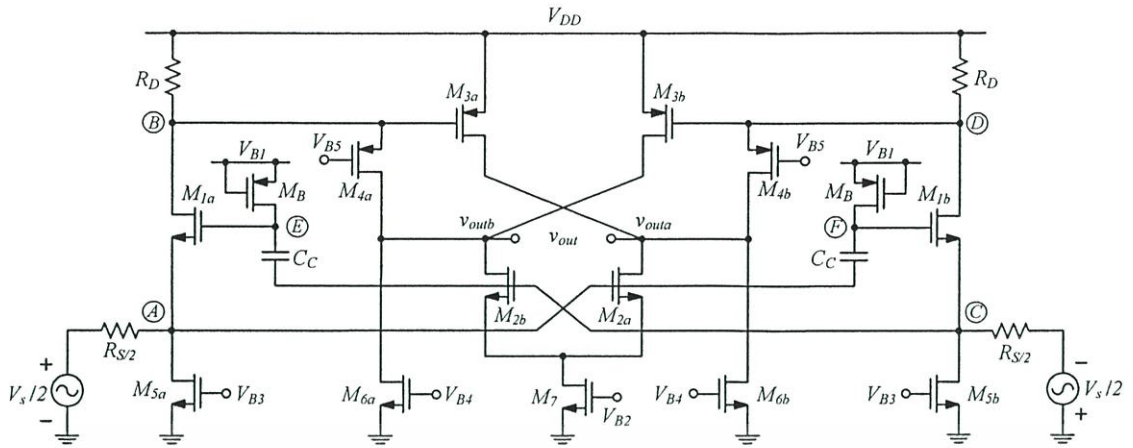
โดยที่  $C_{gs}$  คือ ตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$

จากสมการที่ 4.17 ถ้าเราออกแบบให้  $C_C \gg C_{gs}$  เราพบว่า  $G \cong 1$  ดังนั้นตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่ได้แสดงในสมการที่ (4.16) สามารถประมาณมีค่าเท่ากับ

$$F = 1 + \frac{\gamma}{2\alpha} \quad (4.18)$$

จากหลักการดังกล่าวเราได้ทำการพัฒนางจรในรูปที่ 4.9 ให้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.19

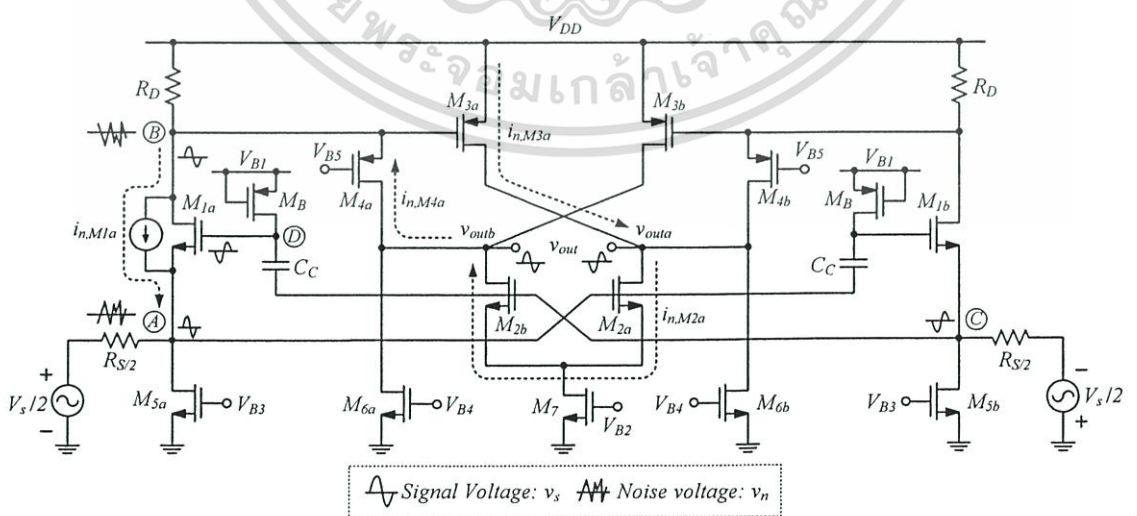
จากรูปวงจรมีความคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 4.9 โดยที่ตัวเก็บประจุ  $C_C$  และมอสเฟต  $M_B$  ได้ถูกต่อเพิ่มเข้ามา เพื่อเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายซอร์สร่วม ความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุตของวงจรที่นำเสนองจรที่ 3 ยังคงมีค่ามากเพื่อให้อัตราขยายในส่วนของวงจรถูกจัดสัญญาณรบกวนมีค่าอัตราขยายสูง นอกจากนี้มอสเฟต  $M_{4a}$  และ  $M_{4b}$  ซึ่งทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนได้ถูกเพิ่มเข้าไปในวงจรเพื่อทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนของ  $M_{1a}$  และ  $M_{1b}$  ให้สมบูรณ์



รูปที่ 4.19 วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 3

#### 4.4.1 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 3

รูปที่ 4.20 แสดงหลักการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.19 วงจรมีหลักการทำงานคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 4.9 กล่าวคือ เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  ซึ่งถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $i_{n,M1a}$  สัญญาณกระแสรบกวนถูกสมมติให้มีทิศทางกระแสไหลออกจากโหนด B ไปยังโหนด A สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวน (Noise voltage) ที่โหนด A และ B มีเฟสต่างกัน 180 องศา (ดูรูปที่ 4.20) สัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และโหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน (เส้นประ)  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  โดย  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ตามลำดับ จากรูปเราจะเห็นได้ว่าทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  มีทิศทางเดียวกัน ในขณะที่ทิศทางสัญญาณกระแสรบกวนของ  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M4a}$  ที่โหนด  $v_{outb}$  มีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นถ้าเราออกแบบวงจรให้  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  และ  $i_{n,M4a}$  มีขนาดที่เท่ากันก็จะส่งผลทำให้ ไม่มีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  เราสามารถพิจารณาว่าสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่เกิดขึ้นจากมอสเฟส  $M_{1b}$  จะถูกกำจัดด้วยเช่นกัน



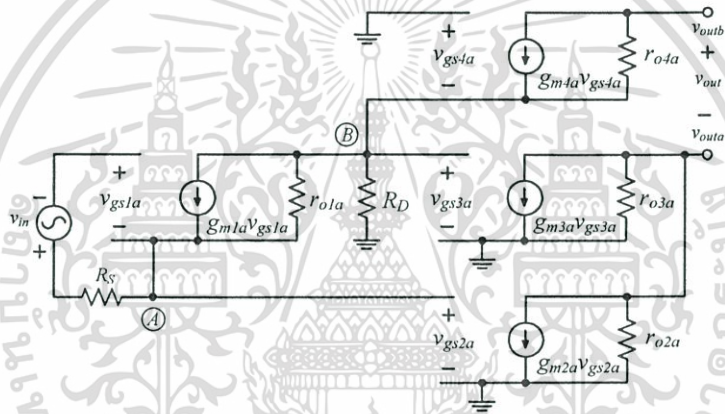
รูปที่ 4.20 การทำงานของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณอินพุต (Signal voltage) จะถูกป้อนเข้าที่ โหนด A และโหนด C จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณที่โหนด C จะถูกส่งผ่านตัวเก็บประจุ  $C_C$  ไปที่ขาเกตของ  $M_{1a}$  ส่งผลให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ  $M_{1a}$  มีค่าเพิ่มขึ้น สัญญาณที่โหนด A ถูกขยายด้วย มอสเฟต  $M_{1a}$  และ  $M_{2a}$  ไปยังโหนด B และ  $v_{outa}$  ตามลำดับ สัญญาณอินพุตที่โหนด B จะถูกขยายอีกครั้งด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไปยังโหนด  $v_{outb}$  และ  $v_{outa}$  ตามลำดับ จากรูปเราจะเห็นว่าสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายมายังที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีเฟสต่างกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_{out}$  จะมีค่ามากกว่าสัญญาณที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ส่งผลให้ขนาดของสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายมายังเอาต์พุต  $v_{out}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น

#### 4.4.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่นำเสนองจรที่ 3

รูปที่ 4.21 แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.19 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรมีค่าดังสมการที่ (4.19) (ดูภาคผนวก ค)



รูปที่ 4.21 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.19

$$A_{v3} \cong \left[ g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right] R_{out3} \quad (4.19)$$

โดยที่  $R_{out3}$  คือค่าความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุตของวงจรและ  $R'_D \cong R_D / (1 + g_{m4a(b)} R_D)$

ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตของวงจร ( $R_{in}$ ) และความต้านทานเอาต์พุต ( $R_{out}$ ) ของวงจรขยายในรูปที่ 4.19 แสดงดังสมการที่ (4.20) และ (4.21) ตามลำดับ

$$R_{in3} \cong \frac{1}{2g_{m1a(b)}} \quad (4.20)$$

$$R_{out3} \cong r_{o2a(b)} \parallel r_{o3a(b)} \parallel g_{m4a(b)} r_{o4a(b)} R_D \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเสมือนในรูปที่ 4.19 เราสามารถหาอัตราขยายของวงจรโดยรวมผลของตัวเก็บประจุแฝงได้โดยมีค่าเท่ากับ

$$A_{v3} \cong \frac{[g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D]R_{out3}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3(A)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3(B)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3(out)}}\right)} \quad (4.22)$$

โดยที่

$$\omega_{p3(A)} \cong \frac{g_{m1a(b)}}{\left[C_{gs1a(b)} + C_{sb1a(b)} + C_{gd5a(b)} + C_{db5a(b)} + C_{gd2a(b)}(1 + g_{m2a(b)}R_{out2}) + C_{gs2a(b)}\right]}$$

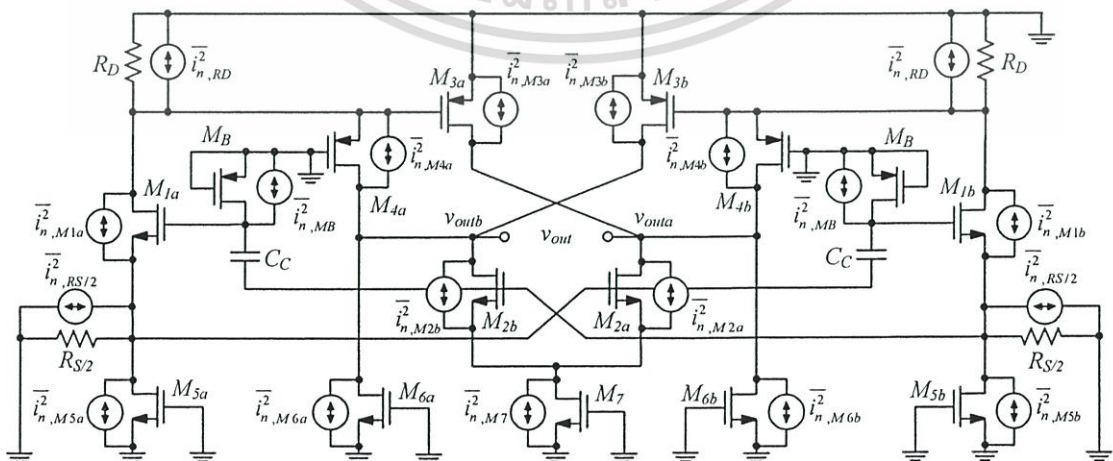
$$\omega_{p3(B)} \cong \frac{1 + g_{m4a(b)}R_D}{R_D \left[C_{gd1a(b)} + C_{db1a(b)} + C_{gs3a(b)} + C_{gd3a(b)}(1 + g_{m3a(b)}R_{out2}) + C_{gs4a(b)} + C_{sb4a(b)}\right]}$$

$$\omega_{p3(out)} \cong \frac{1}{R_{out3} \left(C_{gd2a(b)} + C_{db2a(b)} + C_{gd3a(b)} + C_{db3a(b)} + C_{gd4a(b)} + C_{db4a(b)} + C_{db6a(b)} + C_{gd6a(b)}\right)}$$

เนื่องจาก  $\omega_{p3(out)} \ll \omega_{p3(A)}, \omega_{p3(B)}$  ทำให้วงจรมีโพลหลักเพียงโพลเดียวที่โหนด  $V_{outa(b)}$  ดังนั้นแล้วแบนด์วิดธ์ของวงจรที่นำเสนอสมาสามารถประมาณเท่ากับ  $\omega_{3dB} = \omega_{p3(out)}$

#### 4.4.3 การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนองจรที่ 3

การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนในวงจรในรูปที่ 4.19 สามารถทำได้โดย พิจารณาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในวงจรที่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.22 จากนั้นใช้สมการที่ (3.19) เพื่อหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน รายละเอียดของการวิเคราะห์หาตัวบ่งบอก



รูปที่ 4.22 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้งานในท้องถิ่นเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังกระดานข่าวหรือเว็บไซต์สาธารณะ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนสามารถศึกษาได้ดังภาคผนวก ฉ ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Factor) มีค่าดังแสดงได้ในสมการที่ (4.23)

$$\begin{aligned}
 F_3 = 1 + & \frac{2\gamma g_{m1a(b)}(1-g_{m1a(b)})^2 \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D' - g_{m2a(b)}R_S/2 \right]^2 R_{out3}^2}{R_S A_v^2} \\
 & + \frac{\gamma g_{m2a(b)}\eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m3a(b)}\eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m4a(b)}(g_{m3a(b)}R_D' - 1)^2 \eta^2}{(1+g_{m4a(b)}R_D)^2 R_S A_v^2} \\
 & + \frac{\gamma g_{m5a(b)}R_S}{2} + \frac{\gamma g_{m6a(b)}\eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 \eta^2}{(1+g_{m4a(b)}R_D)R_S A_v^2}
 \end{aligned} \quad (4.23)$$

โดยที่  $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์สัญญาณรบกวนและ  $\eta$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2(1+g_{m1a(b)}R_S)R_{out3}}$

จากสมการที่ (4.23) เทอมที่สองแสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟส  $M_{1a(b)}$  ในขณะที่เทอมที่ สาม สี่ ห้า หก เจ็ด และแปด แสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a(b)}$ ,  $M_{3a(b)}$ ,  $M_{4a(b)}$ ,  $M_{5a(b)}$ ,  $M_{6a(b)}$  และ  $R_D$  ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าเราสามารถกำจัดเทอมที่สองซึ่งเป็นตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  ถ้าเราออกแบบวงจรให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังสมการที่ (4.24)

$$\frac{g_{m2a(b)}R_S}{2} = (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D' \quad (4.24)$$

#### 4.4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 3

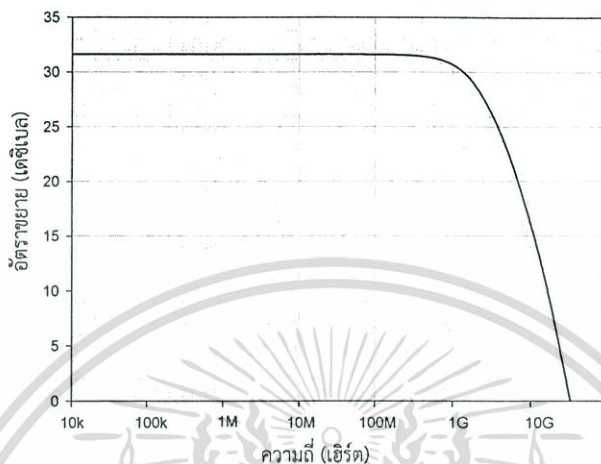
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปแบบที่ 4.19 โปรแกรม HSPICE ได้ถูกใช้เพื่อจำลองการทำงานของวงจร เทคโนโลยีที่ใช้เป็นแบบซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร และแหล่งจ่ายไฟ 2 โวลต์ความต้านทานเสมือนอินพุตถูกออกแบบให้สัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) เพื่อให้วงจรสามารถถ่ายโอนกำลังงานได้สูงสุด ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอสรุปดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 3

Device	(W/L)[um/um]	Device	(W/L)[um/um]
$M_{1a(b)}$	160/0.18	$M_B$	0.18/0.18
$M_{2a(b)}$	18.54/0.18	Resistor	
$M_{3a(b)}$	50/0.18	Device	Value [ $\Omega$ ]
$M_{4a(b)}$	0.18/0.18	$R_D$	175
$M_{5a(b)}$	16.6/0.18	Capacitor	
$M_{6a(b)}$	0.18/0.18	Device	Value [pF]
$M_7$	41/0.18	$C_C$	5

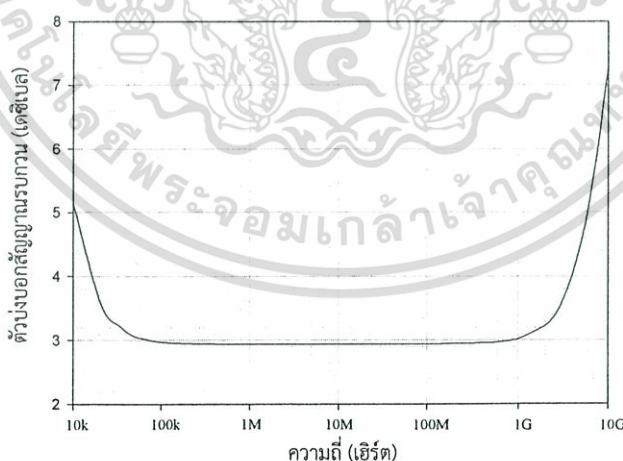
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.23 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอวงจรที่ 3 จากรูปวงจรที่นำเสนอมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 31.6 เดซิเบล (dB) และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 2 กิกะเฮิร์ต (GHz) จากรูปเราจะเห็นได้ว่าวงจรมีอัตราขยายสูงเนื่องจากเราได้เพิ่มอัตราขยายในส่วนของวงจรขยายเกตร่วมโดยใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายเกตร่วม



รูปที่ 4.23 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 4.19

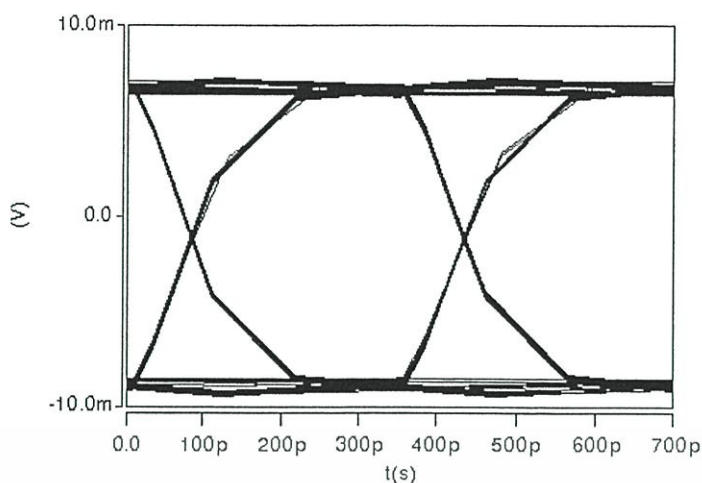
รูปที่ 4.24 แสดงค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งมีช่วงความถี่ที่ใช้งาน 100 kHz – 2 GHz ดังนั้นที่ความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่ดังกล่าวจะไม่ส่งผลกระทบต่อวงจร จากรูปเราพบว่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าค่อนข้างต่ำ (2.9 dB) เนื่องจากวงจรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนของ  $M_{1(a,b)}$  ได้อย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.24 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรในรูปที่ 4.19

รูปที่ 4.25 แสดงแผนภาพดวงตาของวงจรที่นำเสนอ โดยมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.8 กิกะบิตต่อวินาที สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรเป็นสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) มีขนาดเท่ากับ 200  $\mu$ V ผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าดวงตามีการเปิดกว้าง 94.64% ในแบนวอนและ 89.67% ในแนวตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 แผนภาพวงตาของวงจรในรูปที่ 4.19 ที่อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 2.8 กิกะบิตต่อวินาที

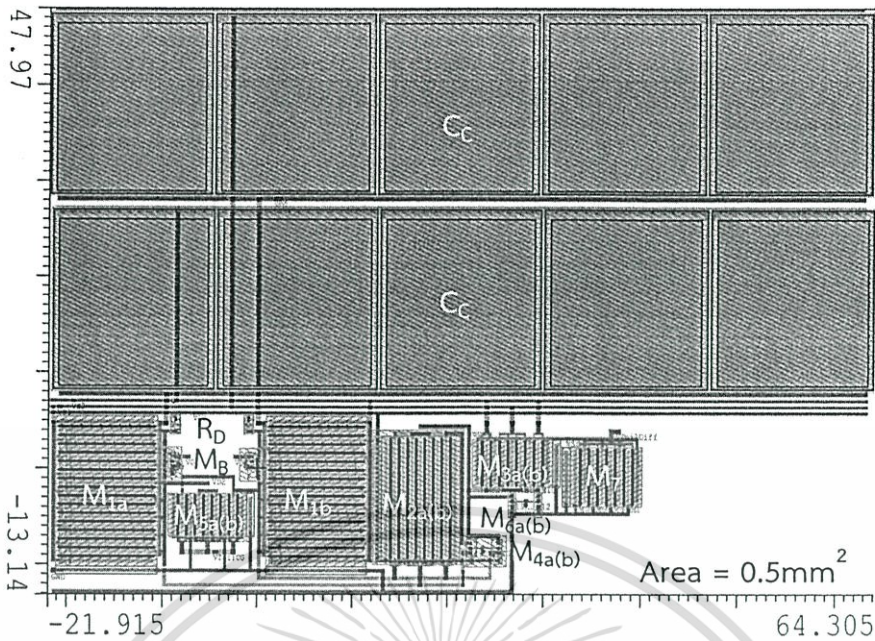
จากผลจำลองการทำงานของวงจรมานำเสนอวงจรถูกที่ 1 (ดูรูปที่ 4.1) วงจรมานำเสนอวงจรถูกที่ 2 (ดูรูปที่ 4.9) และวงจรมานำเสนอวงจรถูกที่ 3 (ดูรูปที่ 4.19) เราสามารถสรุปคุณสมบัติของวงจรมายกภาคแรกทั้งสามวงจรมานำเสนอได้ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 สรุปคุณสมบัติของวงจรมายกภาคแรกที่นำเสนอมานำเสนอทั้งสามวงจร

คุณสมบัติของวงจรมานำเสนอ	วงจรถูกที่ 1	วงจรถูกที่ 2	วงจรถูกที่ 3
อัตราขยาย (เดซิเบล)	15.3	20.3	31.6
แบนด์วิดท์ (กิกะเฮิรต)	1.75	1.75	2
ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (เดซิเบล)	2.8	2.9	2.9
กำลังสูญเสีย (มิลลิวัตต์)	12.3	15	19

จากตารางที่ 4.6 เราจะเห็นว่าวงจรมายกภาคแรกที่นำเสนอมานำเสนอวงจรถูกที่ 3 มีอัตราขยายแรงดันสูงและแบนด์วิดท์กว้างกว่าวงจรมานำเสนอวงจรถูกที่ 1 และวงจรถูกที่ 2 เนื่องจากว่าวงจรมานำเสนอวงจรถูกที่ 3 ได้ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับวงจรมายกภาคแรกจึงทำวงจรมายกภาคแรกที่มีอัตราขยายสูงขึ้นและตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง นอกจากนี้การใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับวงจรมายกภาคแรกยังทำให้มีความยืดหยุ่นในการออกแบบวงจรมานำเสนอในส่วนกำลังสัญญาณรบกวนอีกด้วย

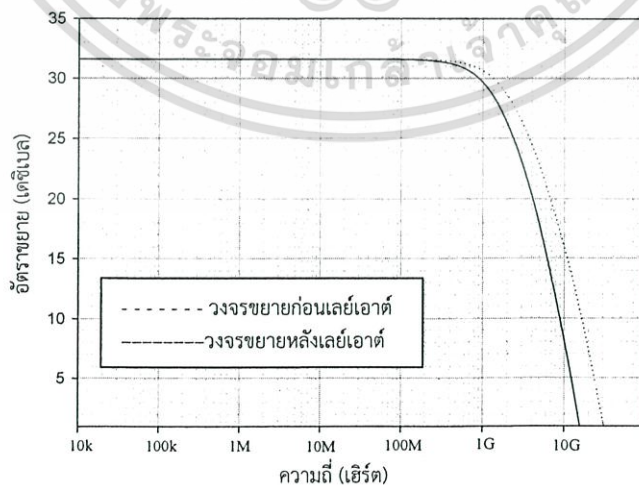
เมื่อพิจารณาค่าคุณสมบัติของวงจรมานำเสนอในรูปที่ 4.19 จะเห็นได้ว่าวงจรมานำเสนอที่มีความเหมาะสมกับวงจรมายกภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ ดังนั้นในการนำวงจรมานำเสนอในรูปที่ 4.19 ไปใช้งานสามารถทำได้โดยการปลดแหล่งจ่ายแรงดัน  $v_{in}/2$  ทั้งสองด้าน ( $v_{in}/2$  ในรูปที่ 4.19 ถูกนำมาใช้เพื่อวิเคราะห์วงจรมานำเสนอ) แล้วนำอินพุตทั้งสองด้านของวงจรมายกภาคแรกไปต่อกับหัวอ่านข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ได้



รูปที่ 4.26 เลย์เอาต์ของวงจรในรูปที่ 4.19

รูปที่ 4.26 แสดงเลย์เอาต์วงจรรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 3 (รูปที่ 4.19) โดยเทคโนโลยีที่ใช้ในการออกแบบเป็นเทคโนโลยีซีมอสที่มีขนาดความยาวเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร จากนั้นได้ทำการจำลองการทำงานเพื่อตรวจสอบการทำงาน (Post Simulation) ของวงจรอีกครั้งหนึ่ง วงจรทำงานภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ 2 โวลต์

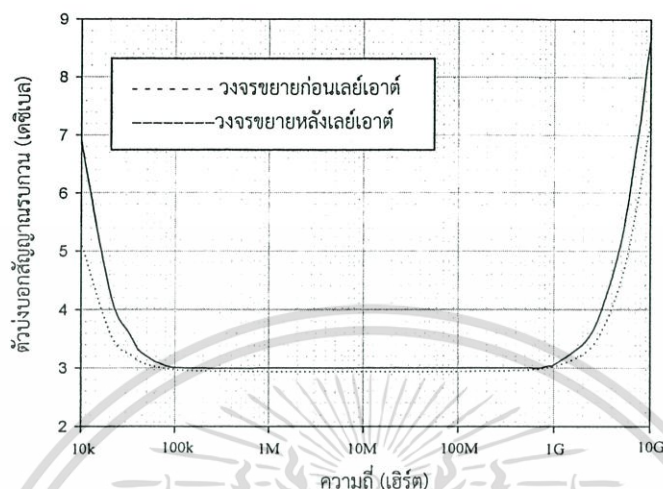
รูปที่ 4.27 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ จากรูปเราพบว่าวงจรมีอัตราขยายแรงดัน 31.6 เดซิเบล และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1.4 กิกะเฮิร์ต ผลการจำลองการทำงานที่ได้จากการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26 มีความแตกต่างจากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.19 เนื่องจากผลกระทบของความต้านทานแฝงและตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นภายในเลย์เอาต์



รูปที่ 4.27 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26

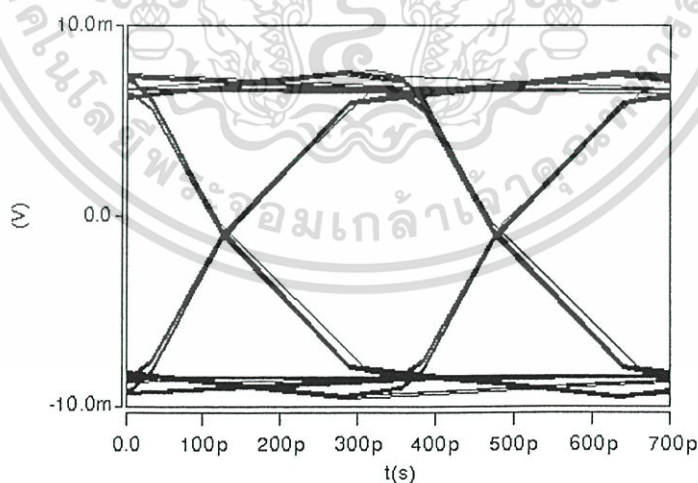
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.28 แสดงตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ จากรูปเราพบว่า ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรมีค่าเท่ากับ 2.94 เดซิเบล ซึ่งมีค่ามากกว่าวงจรในรูปที่ 4.19 สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากผลของความต้านทานแผ่และตัวเก็บประจุแผ่ที่เกิดขึ้นภายในเลย์เอาต์



รูปที่ 4.28 ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรที่ได้จากการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26

รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ทำการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26 โดยป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่เป็นพัลส์แบบสุ่ม (Random Signal) ในลักษณะเดียวกับที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น อัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ 2.8 กิกะบิตต่อวินาที แผนภาพดวงตามีการเปิดกว้างแนวแนวนอนเท่ากับ 94.1 เพอร์เซ็นต์ และแนวตั้งเท่ากับ 88.7 เพอร์เซ็นต์



รูปที่ 4.29 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในรูปของแผนภาพดวงตาของวงจรที่ทำการเลย์เอาต์ในรูปที่ 4.26

## สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

### 5.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรขยายเกตร่วมภาคแรกแบบผลต่างอินพุตและเอาต์พุตที่มีสัญญาณรบกวนต่ำและมีช่วงปฏิบัติการกว้างแบบซีมอสจำนวน 3 วงจร วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอได้ใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal Noise Canceling Technique) เพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำและเทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ -boosting Technique) เพื่อให้วงจรมีอัตราขยายสูง วงจรขยายภาคแรกนี้ถูกออกแบบเพื่อนำมาใช้งานเป็นวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์

วงจรแรก (ดูรูปที่ 4.1) ที่นำเสนอเป็นวงจรที่มีการพัฒนามาจากวงจรขยายภาคแรกที่ได้ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้ (ดูรูปที่ 3.24) สืบเนื่องจากวงจรขยายดังกล่าวมีข้อดีหลายประการ ได้แก่ มีสัญญาณรบกวนต่ำ กำลังงานสูญเสียต่ำ และมีแบนด์วิธกว้าง และยังสังเกตเห็นว่า วงจรใช้แหล่งจ่ายกระแสไบอัส ส่งผลให้วงจรมีการกำจัดสัญญาณโหมตรงร่วมและสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟได้ดี แต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 3.24 มีข้อบกพร่องในเรื่องของการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่ไม่สมบูรณ์ดังที่กล่าวมา เพื่อให้วงจรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้อย่างสมบูรณ์ ผู้วิจัยได้เพิ่มมอสเฟสเข้ามาดังแสดงในรูป 4.1 เพื่อให้วงจรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้อย่างสมบูรณ์ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าวงจรที่น่าเสนอมีค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนน้อยกว่าวงจรขยายที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้ นอกจากนี้ วงจรที่น่าเสนอยังมีอัตราขยายที่สูง และมีแบนด์วิธกว้าง

วงจรที่สอง (ดูรูปที่ 4.9) ที่นำเสนอเป็นวงจรที่ได้พัฒนาต่อมาจากวงจรแรก เนื่องจากวงจรแรกที่น่าเสนอยังมีอัตราขยายที่ไม่เพียงพอต่อการขยายสัญญาณจากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ดังนั้นผู้เขียนจึงได้นำเสนอวงจรขยายแบบที่สอง เพื่อให้วงจรขยายมีอัตราขยายสูงขึ้น ในขณะที่สัญญาณรบกวนและแบนด์วิธของวงจรยังมีคุณสมบัติไม่แตกต่างจากวงจรแรก จากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าวงจรที่สองที่น่าเสนอมีอัตราขยายมากกว่าวงจรแรก ในขณะที่ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน และมีแบนด์วิธเท่ากับวงจรแรก ดังนั้นวงจรที่สองที่น่าเสนอนี้เหมาะที่จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ อย่างไรก็ตามผู้วิจัยต้องการให้ประสิทธิภาพของวงจรในเรื่องของอัตราขยายให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นดังนั้นผู้วิจัยจึงนำเสนอวงจรที่สาม

วงจรที่สาม (ดูรูปที่ 4.19) ที่นำเสนอเป็นวงจรที่ได้พัฒนาต่อมาจากวงจรที่สองเพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพในเรื่องของอัตราขยายให้มีอัตราขยายสูงขึ้นเพื่อเป็นทางเลือกในการนำไปใช้งานที่ตรงกับความต้องการ เช่น หัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานต่ำ ซึ่งจะทำให้สัญญาณข้อมูลที่ได้มีขนาดเล็ก ทำให้ต้องการวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูง และสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรที่สามที่น่าเสนอได้ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เพื่อเพิ่มอัตราขยายในส่วนของวงจรขยายเกตร่วม และใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าวงจรที่สามที่น่าเสนอมีอัตราขยายและแบนด์วิธมากกว่าวงจรที่สอง ในขณะที่ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนและกำลังงานสูญเสียของวงจรมีค่า

ใกล้เคียง ดังนั้นวงจรที่สามที่นำเสนอนี้เหมาะที่จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่มีระดับสัญญาณข้อมูลต่ำ

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ในการออกแบบวงจรขยายภาคแรกสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้น วงจรขยายจะต้องมีคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้ มีความต้านทานอินพุตของวงจรสมพงษ์กับสายตัวนำสัญญาณ มีสัญญาณรบกวนต่ำ มีอัตราขยายที่สูง มีแบนด์วิธกว้าง และสูญเสียกำลังงานต่ำ ดังนั้น ถ้าวจรที่เราออกแบบมีความต้านทานอินพุตไม่สมพงษ์กับสายนำสัญญาณ เราสามารถเพิ่มวงจรสมพงษ์ความต้านทาน (Input Impedance Matching Circuits) เข้าไป แต่การเพิ่มเข้ามาของวงจรถูกกล่าวจะทำให้วงจรที่ได้มีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น นอกจากนั้นยังเพิ่มกำลังงานของวงจรด้วย วงจรที่นำเสนอได้ใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมมีส่งผลให้วงจรที่นำเสนอมีสัญญาณรบกวนต่ำ เราสามารถลดสัญญาณรบกวนได้อีกโดยเพิ่มแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร แต่การเพิ่มค่าแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงจะทำให้วงจรสูญเสียกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น นอกจากนี้การเพิ่มขนาดของมอสเฟตสามารถทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นและสัญญาณรบกวนลดลงในขณะเดียวกัน แต่การเพิ่มขนาดของมอสเฟตจะส่งผลให้แบนด์วิธของวงจรลดลง ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องมีการพิจารณาอย่างเหมาะสมเพื่อให้วงจรที่ได้คุณสมบัติที่ดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] [http://tech2.in.com/media/images/img\\_5548\\_toshiba\\_ce\\_hdd.jpg](http://tech2.in.com/media/images/img_5548_toshiba_ce_hdd.jpg).
- [2] [http://hddscan.com/doc/HDD\\_from\\_inside.html](http://hddscan.com/doc/HDD_from_inside.html).
- [3] <http://www.amitbhawani.com/blog/Images/S/Seagate-Constellation.jpg>.
- [4] <http://knol.google.com/k/-/v7bkyuj9owuq/837vca/hard-drive.png>.
- [5] ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์. การประมวลสัญญาณสำหรับการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล เล่ม 1: พื้นฐานช่องสัญญาณอ่านเขียน. พิมพ์ครั้งที่ 1. ปทุมธานี : ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ. 2550.
- [6] สกาวรัตน์ วังทะพันธ์. “วงจรรขยายผลต่างที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมบนพื้นฐานของวงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์โดยใช้ไฟเลี้ยง 1.2 โวลต์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตร์ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2553.
- [7] S. X. Wang and A.M. Taratorin, Magnetic information storage technology. San Diego: Academic Press, 1999.
- [8] [http://pcplusminus.files.wordpress.com/2010/12/head\\_crash.jpg](http://pcplusminus.files.wordpress.com/2010/12/head_crash.jpg).
- [9] I. Mayergoyz and C. Tse, Spin-Stand Microscopy of Hard Disk Data. Oxford: Elsevier, Inc., 2007.
- [10] H. Katada, et al, “CPP-GMR heads with a current screen layer for high areal density,” Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2008.
- [11] <http://asia.stanford.edu/events/spring08/slides402S/0410-Dasher.pdf>
- [12] S. Mao, et al “Commercial TMR Heads for Hard Disk Drives: Characterization and Extendibility At 300 Gbit/in<sup>2</sup>,” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 42, no. 2, pp. 97–102, Feb 2006.
- [13] P. K. Wong, et al, “Reliability of Tunneling Magnetoresistance Recording Head Lifetime, Failure Mode, and Production Screening,” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 42, no. 2, pp. 97–102, Feb 2006.
- [14] K. B. Klaassen, J. C. Van Peppen and X. Xing, “Simulation of Noise, Signal-to-Noise and Bandwidth of TMR and CIP/CPP GMR Heads,” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 42, no. 2, pp. 108–113, Feb 2006.
- [15] K. Nagasaka, “CPP-GMR Technology for Magnetic Read Heads of Future High-Density Recording Systems,” Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2008.
- [16] M. Takagishi, T. Funayama and Y. Tanaka, “CPP Magnetoresistive Head Including A Pair of Shields and A Sense Current Preamplifier,” United States Patent Application Publication, Oct 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [17] S. Khizroev and D. Litvinov, *Perpendicular Magnetic Recording*. New York, Kluwer Academic PublishersOxford: Elsevier, Inc., 2004.
- [18] [http://www.pcguides.com/ref/hdd/op/z\\_001031spindlemotorparts.jpg](http://www.pcguides.com/ref/hdd/op/z_001031spindlemotorparts.jpg)
- [19] A. L. Mamun, G. Guo and C. Bi, *Hard Disk Drive Mechatronics and Control*. CRC Press, 2007.
- [20] [http://www.pcguides.com/ref/hdd/op/z\\_000874voicecoil.jpg](http://www.pcguides.com/ref/hdd/op/z_000874voicecoil.jpg)
- [21] K. B. Klaassen, "Magnetic Recording Channel Front-Ends," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 27, no. 6, pp. 4503-4508, Nov 1991.
- [22] K. B. Klaassen and J. C. L van Peppen, "Read/Write Amplifier Design Considerations for MR Heads," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 31, no. 2, pp. 1056-1061, Mar 1995.
- [23] K. B. Klaassen and R. G. Hirko, "Write and Read at High Data Rates," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 32, no. 1, pp. 90-96, Jan 1996.
- [24] K. B. Klaassen, R. G. Hirko and J. T. Contreras, "High Speed Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 34, no. 4, pp. 1822-1827, Jul 1998.
- [25] T. W. Pan and A. A. Abidi, "A Wide-Band CMOS Read Amplifier for Magnetic Data Storage Systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 27, no. 6, pp. 863-873, Jun 1992.
- [26] D. P. Swart and T. J. Schmebeck, "An 8-Channel, Head Preamplifier for Combination Magneto-resistive Read Elements and Inductive Write Elements," *IEEE Int. Solid-State Circuits Con*, pp. 218-230, 1993.
- [27] C. Petersen and et.al, "A 3-5.5V CMOS 32Mb/s Fully-Integrated Read Channel for Disk-Drives," *IEEE Int. Custom IC Conf*, pp.10.2.1-10.2.4, 1993.
- [28] M. Leung and et.al, "A 300Mb/s BiCMOS EPR4 Read Channel for Magnetic Hard Disks," *IEEE Int. Solid-State Circuits Con*, pp. 378-467, 1998.
- [29] J. Kuehlwein and R. Harjani, "A 273 MHz Low Noise CMOS MR Preamplifier for Disk Drives," *IEEE ASIC/SOC Con*, pp. 347-351, Sep 1999.
- [30] H. Thapar and et.al, "Hard Disk Drive Read Channels: Technology and Trends," *IEEE CICC*, pp. 309-316, May 1999.
- [31] S. Lam, L. Cheng and D. Young, "A 550Mb/s GMR Read/Write Amplifier using 0.5um 5V CMOS Process," *IEEE Int. Solid-State Circuits Con*, pp. 358-359, 2000.
- [32] S. Altekari and et.al, "A 700Mb/s BiCMOS Read Channel Integrated Circuit," *IEEE Int. Solid-State Circuits Con*, pp. 184-185, 445, 2001.
- [33] H. Veenstra, J. Mulder, L. Le and G. Grillo, "A 1 Gb/s Read/Write-Preamplifier for Hard-Disk-Drive Applications," *IEEE Int. Solid-State Circuits Con*, pp. 188-189, 445, 2001.

- [34] J. D. Leighton, S. Doherty and C. Elliott “Design Considerations for High Data-Rate Pre-Amplifiers for Use in a Disk-Drive,” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 37, no. 2, pp. 627-632, Mar 2001.
- [35] R. Harjani, “A 455-Mb/s MR Preamplifier Design in a 0.8-um CMOS Process,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 36, no. 6, pp. 862-872, Jun 2001.
- [36] Z. Zheng, S. Lam and S. Sutardja, “A  $0.55 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Gigabit Fully-Differential CMOS Preamplifier for MR/GMR Read Application,” IEEE Int. Solid-State Circuits Con, pp. 46-394, 2002.
- [37] J. C. Guo and et.al, “0.13-um Low-k-Cu CMOS Logic-Based Technology for 2.1-Gb High Data Rate Read-Channel,” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 51, no. 5, pp. 757-763, May 2004.
- [38] I. Obeid, Development of a CMOS Preamplifier for Single Ended Magnetoresistive Heads. M.Sc Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, 1998.
- [39] R. M. Mellachervu, Low Voltage Vertical Recording Preamplifier for Hard Disk Drives. M.Sc Thesis, Texas A&M University, Texas, 2004.
- [40] S. Sutardja, “Ultra Broadband Low Noise Amplifier with Matchde Reactive Input Impedance,” United States Patent Application Publication, Oct 2004.
- [41] R. E. Barnett and W. A. valley, “Impedance Matched Low Noise Amplifier,” United States Patent Application Publication, Sep 2005.
- [42] J. A. Gleason, J. D. Leighton and S. M. O’Brien, “Integrated Bias and Offset Recovery Amplifier,” United States Patent Application Publication, Mar 2008.
- [43] I. Ranmuthu, D. H. Choi S. Kiriaki and Y. Han, “Current Bias Voltage Sense Single Ended Preamplifier,” United States Patent Application Publication, Jun 2002.
- [44] M. Hashizume, “Amplifier Apparatus for Use with A Sensor,” United States Patent Application Publication, Apr 2008.
- [45] M. B. Klassen and J. C. Leonardus Van Pepen, “Wideband Readout of Magnetoresistive Heads for Data Storage,” United States Patent Application Publication, Aug 2003.
- [46] T. Takeuchi and M. Hashizume, “Current-Sense Bias Circuit for A Magnetoresistive Head and Method of Sensing A Current ThereThrough,” United States Patent Application Publication, Jul 2007.
- [47] I. Ranmuthu and et.al, “A Design for High Noise Rejection in a Pseudodifferential Preamplifier for Hard Disk Drives,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, no. 6, pp. 911-914, Jun 2000.
- [48] H. W. Klein and M. E. Robinson, “A  $0.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  CMOS Preamplifier for Magneto-Resistive Read Elements,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, no. 12, pp. 1589-1593, 1994.

- [49] W. Liu and T. S. Kalkur, "A High CMRR Current Mode CMOS Preamplifier for Magnetic Recording Systems," IEEE Trans. Circuits and Systems--II, Vol. 46, no. 2, pp. 129-133, Feb 1999.
- [50] P. W. Chung and S. A. Jove, "Voltage-Biasing, Voltage-Sensing Differential Preamplifier for Magnetoresistive Elements," United States Patent Application Publication, Jun 2001.
- [51] T. V. Ngo, "Voltage Bias, Current Sense Preamplifier Using No AC-Coupling Capacitors for A Dual Strip Magnetoresistive Reader," United States Patent Application Publication, May 2001.
- [52] M. H. Ryat, "Current Bias, Current Sense for Magneto-Resistive Preamplifier, Preamplifying Integrated Circuit, and Related Methods," United States Patent Application Publication, Oct 2000.
- [53] LSI Corporation. 2008. PA8840 Preamplifier Reference.
- [54] วรากร เกษมสุวรรณ. การวิเคราะห์วงจรรวมขีโมสแบบแอนะล็อก. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : มีน เซอร์วิส ซัพพลาย. 2552.
- [55] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998.
- [56] F. Bruccoleri, E. A.M. Klumperink, and B. Nauta, "Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation," Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005.
- [57] C. F. Liao and S. I. Liu, "A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB Receivers," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, no. 5, pp. 329-339, Feb 2007.
- [58] M. Gao, Y. Wang, Y. WangWang and D. Guo, "Design of Wideband CMOS LNA with Active Inductor and using Noise-canceling Technique," Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication, pp. 262-265, Aug 2009.
- [59] W. H. Chen, G. Liu, B. Zdravko and A. M. Niknejad, "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 43, no. 5, pp. 1164-1176, May 2008.
- [60] A. Mirvakili and M. Yavari, "A Noise-Canceling CMOS LNA Design for the Upper Band of UWB DS-CDMA Receivers," Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 217-220, May 2009.
- [61] S. Jin, T. Y. Oh, K. T. Hong, H. T. Kim and B. Kim, "Wide-Band CMOS Loop-Through Amplifier for Cable TV Tuner," Proceedings of the 2010 IEEE Radio Frequency Circuits Symposium, pp. 215-218 Jul 2008.
- [62] F. Lu and L. Xia, "A CMOS LNA With Noise Cancellation for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers Using Current-Reuse Configuration," Proceedings of the 4<sup>th</sup> IEEE

- International Conference on Circuits and Systems for Communication, pp. 824-827 May 2008.
- [63] C. W. Kim, H. W. Son and B. S. Kang, "A 2.4 GHz Current-Reused CMOS Balun-Mixer," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, no. 7, pp. 464-466, Jul 2009.
- [64] B. Shi and M. Y. W. Chia, "A CMOS ESD-Protected RF Front-End for UWB," Proceedings of the 36<sup>th</sup> European Solid-State Circuits Conference, pp. 252-255 Sep 2009.
- [65] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, D. M. W. Leenaerts and B. Nauta, "Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 43, no. 6, pp. 1341-1350, Jun 2008.
- [66] H. Wang and Z. Yu, "A 1V 6mW Inductorless Wideband LNA in 0.13um RF CMOS," Proceedings of Solid-State and Integrated-Circuit Technology, pp. 1504-1507, Oct 2008.
- [67] M. Gao, Y. Wang, Y. Wang and D. Guo, "Reciprocal Noise Canceling Low Power UWB LNA," Proceedings of 2009 International SoC Design Conference, pp. 13-16, Nov 2009.
- [68] A. Youssef, A. Ismail and J. Haslett, "A Sub - 2 dB Noise Figure Wideband LNA in 65 nm CMOS for Mobile TV Applications," Proceedings of the Radio and Wireless Symposium, pp. 372-375, Jan 2010.
- [69] S. S. Song, D. G. Im, H. T. Kim and K. Lee, "A Highly Linear Wideband CMOS Low-Noise Amplifier Based on Current Amplification for Digital TV Tuner Applications," IEEE Trans. Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, no. 2, pp. 118-120, Feb 2008.
- [70] J. Ollikainen, M. Kaltiokallio, K. Stadius, V. Saari and J. Ryyanen, "A Wideband Interference Tolerant RF Receiver for Cognitive Radio Sensor Unit," Proceedings of the 28<sup>th</sup> Norchip Conference, pp. 1-4, Nov 2009.
- [71] J. Jussila and P. Sivonen, "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Cancelling LNA in 0.13-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 43, no. 3, pp. 579-587, Mar 2008.
- [72] D. Im, I. Nam, H. T. Kim and K. Lee, "A Wideband CMOS Low Noise Amplifier Employing Noise and IM2 Distortion Cancellation for a Digital TV Tuner," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 44, no. 3, pp. 686-698, Mar 2009.
- [73] A. Amer, E. Hegazi and H. F. Ragai, "A 90-nm Wideband Merged CMOS LNA and Mixer Employing Noise Cancellation," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, no. 2, pp. 323-328, Feb 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [74] I. Nam, D. Im, Y. W. Lim, X. Xu, H. S. Lee and S. H. Seo, "A Low Noise and Highly Linear Wideband CMOS RF Front-End Circuits for Digital TV Tuners," Proceedings of The IEEE 8<sup>th</sup> International Conference, pp. 451-454, Oct 2009.
- [75] Y. Liao, Z. Tang and H. Min, "A CMOS Wide-Band Low-Noise Amplifier With Balun-Based Noise-Canceling Technique," Proceedings of The IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, pp. 91-94, Nov 2007.
- [76] G. H. Zar Fatin, Z. D. Koozehkanani and H. Sjolund, "A Technique for Improving Gain and Noise of Common-Gate Wideband LNAs," Analog Interg. Circ Signal Process, vol. 65, no. 2, pp. 239-244, 2010.
- [77] H. Wang, L. Zhang and Z. Yu, "A Wideband Inductorless LNA With Local Feedback and Noise Canceling for Low-Power Low-Voltage Application," *IEEE Trans. Circuits Syst I, Reg. Papers*, vol. 57, no. 8, pp. 1993-2005, 2010.
- [78] D. Im, I. Nam and K. Lee, "A Low Power Broadband Differential Low Noise Amplifier Employing Noise and IM3 Distortion Cancellation for Mobile Broadcast Receiver," *IEEE Trans. Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 20, no. 10, pp. 566-568, Oct, 2010.
- [79] J. Liu, G. Chen and R. Zhang, "Design of a Noise-canceling Differential CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers," Proceedings of the IEEE 8<sup>th</sup> International Conference on ASIC, pp. 1169-1172, Oct 2009.
- [80] W. Zhuo and et.al., "A Capacitor Cross-Coupled Common-Gate Low-Noise Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, Vol. 52, no. 12, Dec 2005, pp. 875-879.
- [81] L. Cai, Z. Fu and L. Huang, "Design of Common Gate UWB LNA in CMOS," in *8<sup>th</sup> Annual Summer Interdisciplinary Conference, (ASIC-09)*, Oct 2009, pp. 1201-1204.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

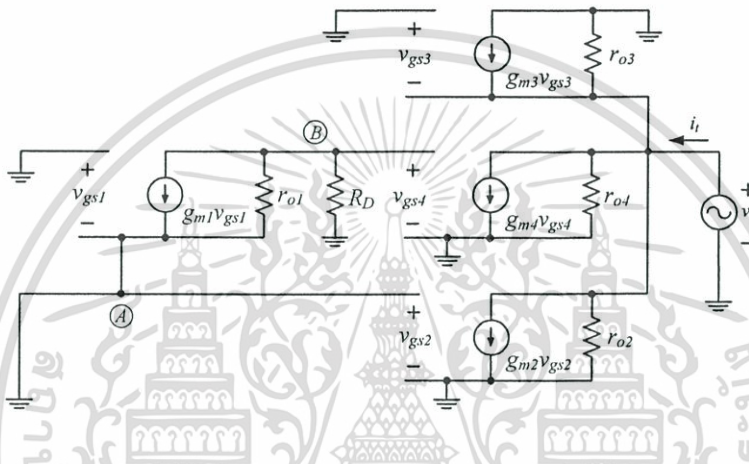


$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_D + r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}} \quad (ก.4)$$

เนื่องจาก  $r_{o1} \gg R_D$  ดังนั้น  $R_{in}$  มีค่าประมาณเท่ากับ

$$R_{in} \cong g_{m1}^{-1} \quad (ก.5)$$

เราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุต ( $R_{out}$ ) ของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอในรูปที่ 4.1 ได้จากวงจรดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.1

จากรูปกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$i_i = \frac{v_i}{r_{o2}} + \frac{v_i}{r_{o4}} + \frac{v_i}{r_{o3} + g_{m3}^{-1}} \quad (ก.6)$$

ดังนั้นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.1 มีค่าเท่ากับ

$$R_{out} = \frac{v_i}{i_i} = r_{o2} \parallel r_{o4} \parallel (r_{o3} \parallel g_{m3}^{-1}) \quad (ก.7)$$

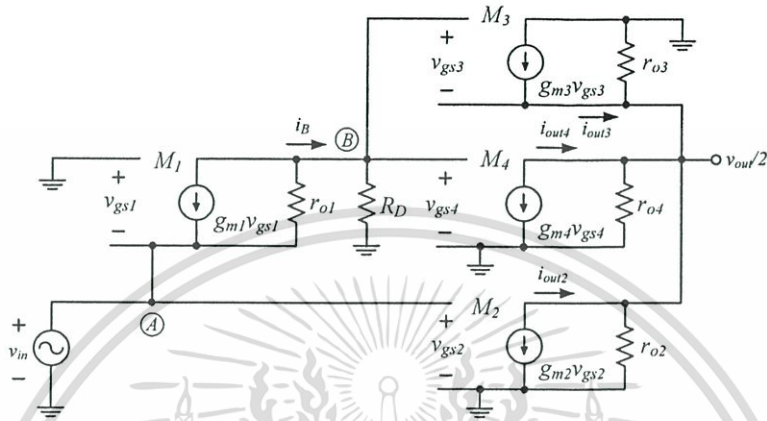
เนื่องจาก  $g_{m3}^{-1} \ll r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel r_{o4}$  ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.1 มีค่าเท่ากับ

$$R_{out} \cong g_{m3}^{-1} \quad (ก.8)$$

วงจรในรูปที่ ก.3 แสดงให้เห็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอในรูปที่ 4.1 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาอัตราขยายสัญญาณได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป  $v_{in} = -v_{gs1}$  ดังนั้นสัญญาณแรงดันที่โหนด A จะถูกขยายด้วย  $M_1$  ไปที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = i_B R_D = \left( \frac{v_{in} - v_B}{r_{o1}} + g_{m1} v_{in} \right) R_D \quad (ก.9)$$



รูปที่ ก.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.1

จัดสมการที่ (ก.9) ใหม่เราจะได้สัญญาณแรงดัน  $v_{in}$  ที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = \frac{\left( \frac{1}{r_{o1}} + g_{m1} \right) r_{o1} R_D v_{in}}{R_D + r_{o1}} \quad (ก.10)$$

เนื่องจาก  $r_{o1} \gg R_D$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด B จึงมีค่าประมาณเท่ากับ

$$v_B \cong g_{m1} R_D v_{in} \quad (ก.11)$$

เนื่องจาก  $v_{gs2} = v_{in}$  ดังนั้นสัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแส  $i_{out2}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out2} = -g_{m2} v_{gs2} = -g_{m2} v_{in} \quad (ก.12)$$

สัญญาณแรงดัน  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแส  $i_{out3}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out3} = g_{m3} v_{gs3} - \frac{v_{out}}{r_{o3}} \quad (ก.13)$$

เนื่องจาก  $v_{gs3} = v_B - v_{out}$  ดังนั้น  $i_{out3}$  มีค่าเท่ากับ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{out3} = g_{m3} (v_B - v_{out}) - \frac{v_{out}}{r_{o3}} \quad (ก.14)$$

สัญญาณแรงดัน  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแส  $i_{out4}$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} i_{out4} &= -g_{m4} v_{gs4} = -g_{m4} v_B \\ &= -g_{m4} g_{m1} R_D v_{in} \end{aligned} \quad (ก.15)$$

แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{out} &= (i_{out2} + i_{out3} + i_{out4}) R_{out} \\ &= \left( -g_{m2} v_{in} - \frac{g_{m3} g_{m1} R_D v_{in}}{1 + R_{out}/r_{o3} + g_{m3} R_{out}} - g_{m4} g_{m1} R_D v_{in} \right) R_{out} \end{aligned} \quad (ก.16)$$

โดยที่  $R_{out}$  คือ ค่าความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุตในสมการที่ (ก.7)

จากสมการที่ (ก.16) เราจะได้อัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = - \left( g_{m2} + \frac{g_{m3} g_{m1} R_D}{1 + R_{out}/r_{o3} + g_{m3} R_{out}} + g_{m4} g_{m1} R_D \right) R_{out} \quad (ก.17)$$

เนื่องจาก  $g_{m3} R_{out} \gg 1$  ดังนั้นอัตราขยายของวงจรในรูปที่ 4.1 มีค่าประมาณเท่ากับ

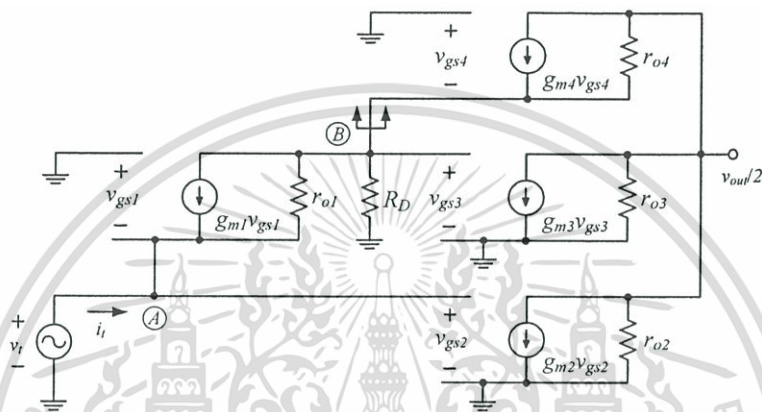
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} \cong - [g_{m2} + (g_{m3} + g_{m4}) g_{m1} R_D] R_{out} \quad (ก.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข.

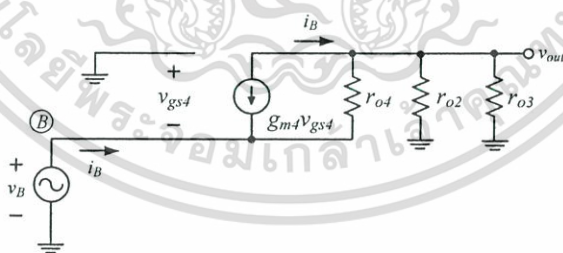
## การวิเคราะห์อัตราขยาย ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนองจรที่ 2

วงจรในรูปที่ ข.1 แสดงให้เห็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนที่อินพุตได้ดังนี้



รูปที่ ข.1 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานอินพุตของวงจรในรูปที่ 4.9

ในการวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนที่อินพุตเราสามารถแยกพิจารณาในส่วนของโหนด B ไปยังเอาต์พุตซึ่งได้แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กในส่วนโหนด B ไปยังเอาต์พุต

เมื่อพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ข.2 กระแสที่ไหลผ่าน  $r_{o2} // r_{o3}$  มีค่าเท่ากับ  $i_B$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{out} = i_B (r_{o2} \parallel r_{o3}) \quad (\text{ข.1})$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด B เราสามารถเขียนสมการผลรวมกระแสที่โหนดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_B + g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_{out} - v_B}{r_{o4}} = 0 \quad (ข.2)$$

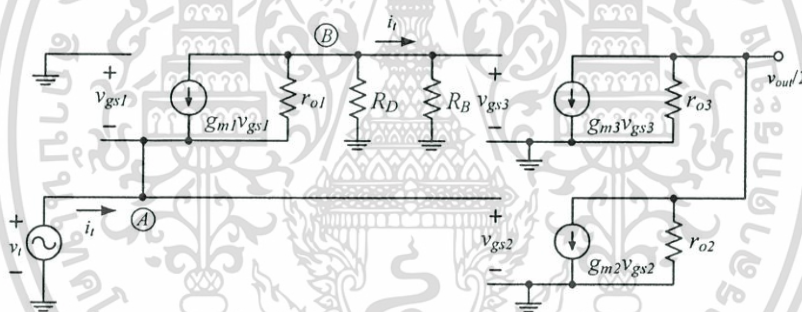
เมื่อแทนสมการที่ (ข.1) ลงในสมการที่ (ข.2) และแทนค่า  $v_{gs4} = -v_B$  เราสามารถเขียนสมการระหว่าง  $v_B$  และ  $i_B$  ได้เป็น

$$i_B - g_{m4}v_B + \frac{i_B(r_{o2} \parallel r_{o3}) - v_B}{r_{o4}} = 0 \quad (ข.3)$$

จากสมการที่ (ข.3) ความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$R_B = \frac{v_B}{i_B} = \frac{(r_{o2} \parallel r_{o3}) + r_{o4}}{1 + g_{m4}r_{o4}} \quad (ข.4)$$

เมื่อเราได้ค่าความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุตแล้ว เราสามารถพิจารณาหาความต้านทานเสมือนที่อินพุตเมื่อพิจารณาดังรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานอินพุตในรูปที่ 4.9

เมื่อพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ข.3 กระแสที่ไหลผ่าน  $R_D \parallel R_B$  มีค่าเท่ากับ  $i_t$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = i_t (R_D \parallel R_B) \quad (ข.5)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด A เราสามารถเขียนสมการผลรวมกระแสที่โหนดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ

$$i_t + g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_B - v_A}{r_{o1}} = 0 \quad (ข.6)$$

เมื่อแทนสมการที่ (ข.5) ลงในสมการที่ (ข.6)  $v_A = v_t$  และแทนค่า  $v_{gs1} = -v_t$  เราสามารถเขียนสมการระหว่าง  $v_t$  และ  $i_t$  ได้เป็น  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_i - g_{m1}v_i + \frac{i_i(R_D \parallel R_B) - v_i}{r_{o1}} = 0 \quad (\text{ข.7})$$

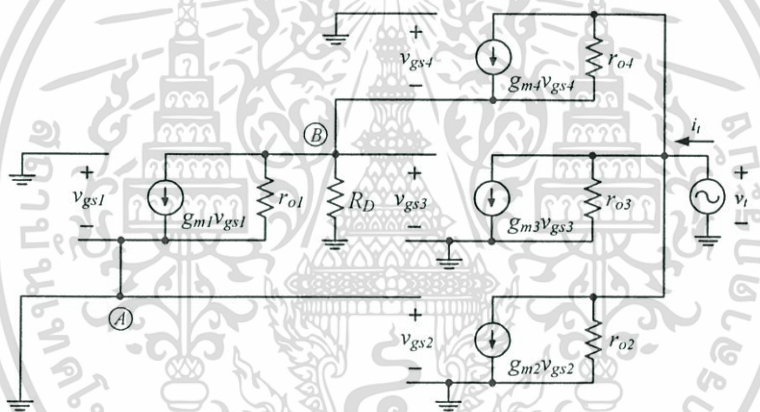
จากสมการที่ (ข.7) ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_D \parallel R_B + r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}} \quad (\text{ข.8})$$

เนื่องจาก  $r_{o1} \gg R_D \parallel R_B$  ดังนั้น  $R_{in}$  มีค่าประมาณเท่ากับ

$$R_{in} \cong g_{m1}^{-1} \quad (\text{ข.9})$$

เราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุต ( $R_{out}$ ) ของวงจรขยายภาคแรก ที่นำเสนอวงจรที่ 2 ในรูปที่ 4.9 ได้จากวงจรรูปที่ ข.4



รูปที่ ข.4 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.9

กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$i_i = \frac{v_i}{r_{o2}} + \frac{v_i}{r_{o3}} + \frac{v_i}{r_{o4} + g_{m4}r_{o4}(R_D \parallel r_{o1}) + R_D \parallel r_{o1}} \quad (\text{ข.10})$$

ดังนั้นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.9 มีค่าเท่ากับ

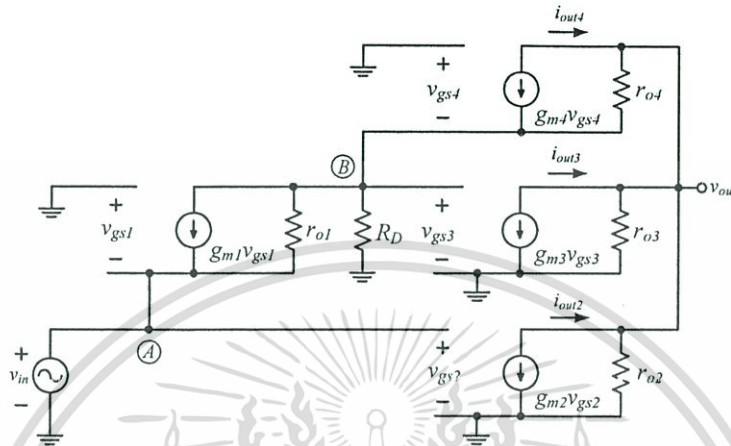
$$R_{out} = \frac{v_i}{i_i} = r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel [r_{o4} + g_{m4}r_{o4}(R_D \parallel r_{o1}) + R_D \parallel r_{o1}] \quad (\text{ข.11})$$

เนื่องจาก  $R_D \ll r_{o1}$  ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{out} \cong r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel g_{m4}r_{o4}R_D \quad (\text{ข.12})$$

วงจรในรูปที่ ข.5 แสดงให้เห็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอในรูปที่ 4.9 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาอัตราขยายสัญญาณได้ดังนี้

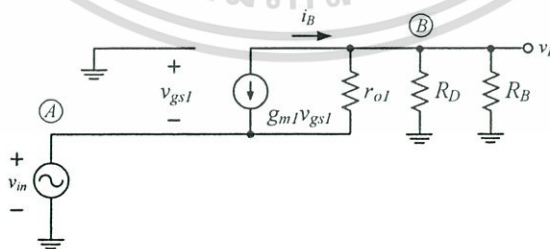


รูปที่ ข.5 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กวงจรในรูปที่ 4.9

ในการวิเคราะห์หาอัตราขยายเราสามารถหาอัตราขยายจากโหนด A ไปยังโหนด B เมื่อพิจารณาจากรูปที่ ข.6 เราจะเห็นว่า  $v_{in} = -v_{gs1}$  ดังนั้นสัญญาณแรงดันที่โหนด A จะถูกขยายด้วย  $M_1$  ไปที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = i_B (R_D \parallel R_B) = \left( \frac{v_{in} - v_B}{r_{o1}} + g_{m1} v_{in} \right) (R_D \parallel R_B) \quad (\text{ข.13})$$

โดยที่  $R_B$  คือค่าความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุต



รูปที่ ข.6 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กวงจรหาอัตราขยายจากโหนด A ไปยังโหนด B

จัดสมการที่ (ข.13) ใหม่เราจะได้สัญญาณแรงดัน  $v_{in}$  ที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_B = \frac{\left(\frac{1}{r_{o1}} + g_{m1}\right) r_{o1} (R_D \parallel R_B) v_{in}}{(R_D \parallel R_B) + r_{o1}} \quad (\text{ข.14})$$

เนื่องจาก  $R_B \gg R_D$  และ  $r_{o1} \gg R_D$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด B จึงมีค่าประมาณเท่ากับ

$$v_B \cong g_{m1} R_D v_{in} \quad (\text{ข.15})$$

เมื่อเราทราบว่าสัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B มีค่าในสมการที่ (ข.15) เราสามารถอัตราขยายของวงจรในรูปที่ ข.5 ได้ดังนี้

เนื่องจาก  $v_{gs2} = v_{in}$  ดังนั้นสัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out2}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out2} = -g_{m2} v_{gs2} = -g_{m2} v_{in} \quad (\text{ข.16})$$

สัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out3}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out3} = -g_{m3} v_{gs3} = -g_{m3} v_B = -g_{m3} g_{m1} R_D v_{in} \quad (\text{ข.17})$$

สัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out4}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out4} = g_{m4} v_{gs4} = -g_{m4} v_B = -g_{m4} g_{m1} R_D v_{in} \quad (\text{ข.18})$$

แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{out} &= (i_{out2} + i_{out3} + i_{out4}) R_{out} \\ &= (-g_{m2} v_{in} - g_{m3} g_{m1} R_D v_{in} - g_{m4} g_{m1} R_D v_{in}) R_{out} \end{aligned} \quad (\text{ข.20})$$

จากสมการที่ (ข.20) เราจะได้อัตราขยายของวงจรในรูปที่ 4.9 มีค่าเท่ากับ

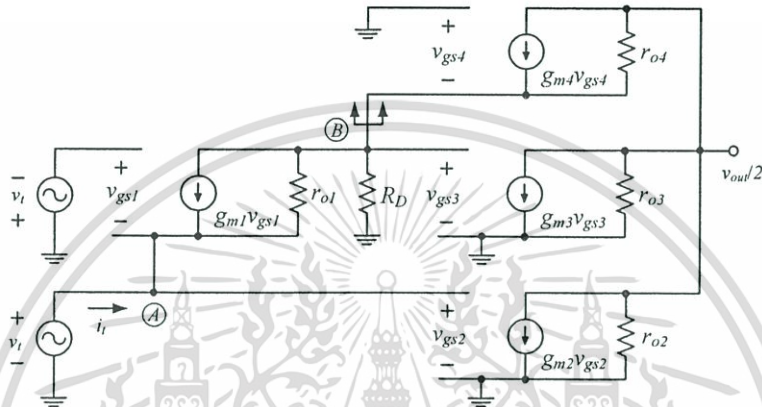
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -[g_{m2} + g_{m1} (g_{m3} + g_{m4}) R_D] R_{out} \quad (\text{ข.21})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค.

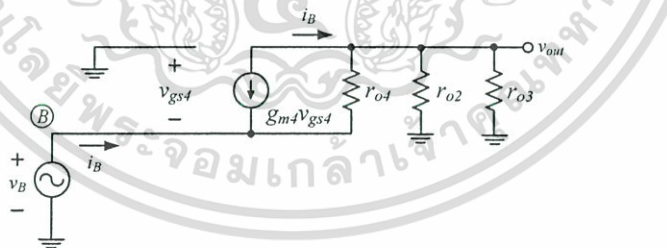
## การวิเคราะห์อัตราขยาย ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนอวงจรที่ 3

วงจรในรูปที่ ค.1 แสดงให้เห็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนอในรูปที่ 4.19 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนที่อินพุตได้ดังนี้



รูปที่ ค.1 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานอินพุตของวงจรในรูปที่ 4.19

ในการวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนที่อินพุตเราสามารถแยกพิจารณาในส่วนของโหนด B ไปยังเอาต์พุตซึ่งได้แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ ค.2



รูปที่ ค.2 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กในส่วนโหนด B ไปยังเอาต์พุต

เมื่อพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ค.2 กระแสที่ไหลผ่าน  $r_{o2} // r_{o3}$  มีค่าเท่ากับ  $i_B$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{out} = i_B (r_{o2} \parallel r_{o3}) \quad (\text{ค.1})$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด B เราสามารถเขียนสมการผลรวมกระแสที่โหนดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_B + g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_{out} - v_B}{r_{o4}} = 0 \quad (ค.2)$$

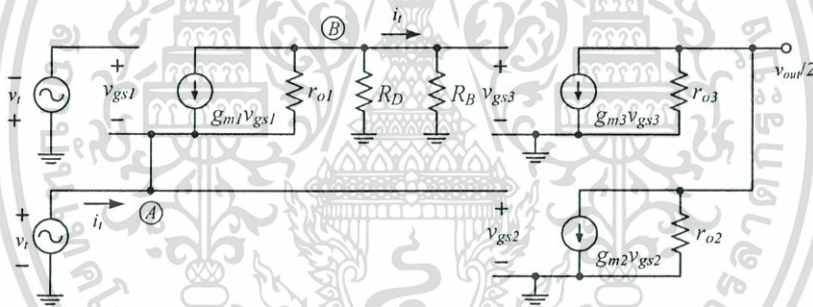
เมื่อแทนสมการที่ (ค.1) ลงในสมการที่ (ค.2) และแทนค่า  $v_{gs4} = -v_B$  เราสามารถเขียนสมการระหว่าง  $v_B$  และ  $i_B$  ได้เป็น

$$i_B - g_{m4}v_B + \frac{i_B(r_{o2} \parallel r_{o3}) - v_B}{r_{o4}} = 0 \quad (ค.3)$$

จากสมการที่ (ค.3) ความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$R_B = \frac{v_B}{i_B} = \frac{(r_{o2} \parallel r_{o3}) + r_{o4}}{1 + g_{m4}r_{o4}} \quad (ค.4)$$

เมื่อเราได้ค่าความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุตแล้ว เราสามารถพิจารณาหาความต้านทานเสมือนที่อินพุตเมื่อพิจารณาดังรูปที่ ค.3



รูปที่ ค.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กกรณีหาความต้านทานอินพุตในรูปที่ 4.19

เมื่อพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ค.3 จากรูปจะเห็นได้ว่า ที่ขาเกตของมอสเฟต  $M_1$  มีแรงดัน  $-v_t$  เนื่องจากวงจรในรูปที่ 4.19 ได้ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ เมื่อพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน  $R_D/R_B$  มีค่าเท่ากับ  $i_t$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = i_t(R_D \parallel R_B) \quad (ค.5)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด A เราสามารถเขียนสมการผลรวมกระแสที่โหนดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ

$$i_t + g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_B - v_A}{r_{o1}} = 0 \quad (ค.6)$$

เมื่อแทนสมการที่ (ค.5) ลงในสมการที่ (ค.6)  $v_A = v_t$  และแทนค่า  $v_{gs1} = -2v_t$  เราสามารถเขียนสมการระหว่าง  $v_t$  และ  $i_t$  ได้เป็น

$$i_t - 2g_{m1}v_t + \frac{i_t(R_D \parallel R_B) - v_t}{r_{o1}} = 0 \quad (\text{ค.7})$$

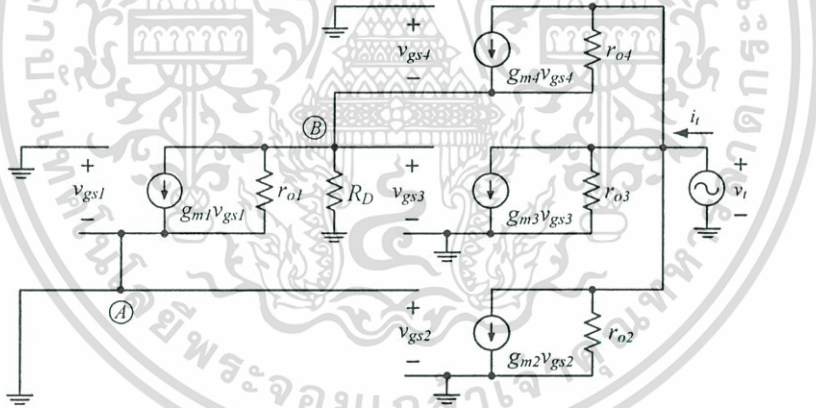
จากสมการที่ (ค.7) ความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_t}{i_t} = \frac{R_D \parallel R_B + r_{o1}}{1 + 2g_{m1}r_{o1}} \quad (\text{ค.8})$$

เนื่องจาก  $r_{o1} \gg R_D \parallel R_B$  ดังนั้น  $R_m$  มีค่าประมาณเท่ากับ

$$R_m \approx \frac{1}{2g_{m1}} \quad (\text{ค.9})$$

เราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานเสมือนทางด้านเอาต์พุต ( $R_{out}$ ) ของวงจรขยายภาคแรก ที่นำเสนอวงจรที่ 2 ในรูปที่ 4.19 ได้จากวงจรดังรูปที่ ค.4



รูปที่ ค.4 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กริหาคความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.19

กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$i_t = \frac{v_t}{r_{o2}} + \frac{v_t}{r_{o3}} + \frac{v_t}{r_{o4} + g_{m4}r_{o4}(R_D \parallel r_{o1}) + R_D \parallel r_{o1}} \quad (\text{ค.10})$$

ดังนั้นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.11 มีค่าเท่ากับ

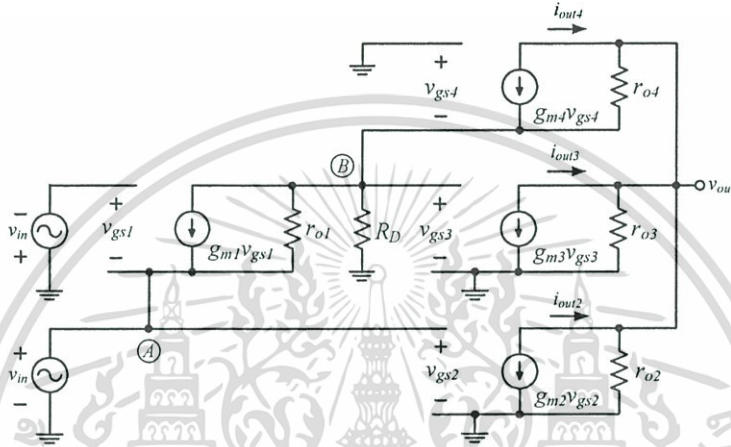
$$R_{out} = \frac{v_t}{i_t} = r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel [r_{o4} + g_{m4}r_{o4}(R_D \parallel r_{o1}) + R_D \parallel r_{o1}] \quad (\text{ค.11})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก  $R_D \ll r_{o1}$  ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

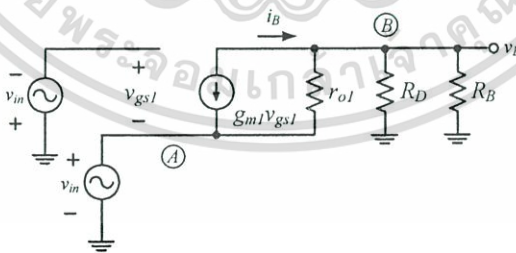
$$R_{out} \cong r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel g_{m4} r_{o4} R_D \quad (\text{ค.12})$$

วงจรในรูปที่ ค.5 แสดงให้เห็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอในรูปที่ 4.19 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาอัตราขยายสัญญาณได้ดังนี้



รูปที่ ค.5 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 4.19

ในการวิเคราะห์หาอัตราขยายเราสามารถหาอัตราขยายจากโหนด A ไปยังโหนด B เมื่อพิจารณาจากรูปที่ ค.6 เราจะเห็นว่า  $2v_{in} = -v_{gs1}$  เนื่องจากวงจรในรูปที่ 4.19 ได้ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ดังนั้นสัญญาณแรงดันที่โหนด A จะถูกขยายด้วย  $M_1$  ไปที่โหนด B มีค่าเท่ากับ



รูปที่ ค.6 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กหาอัตราขยายจากโหนด A ไปยังโหนด B

$$v_B = i_B (R_D \parallel R_B) = \left( \frac{v_{in} - v_B}{r_{o1}} + 2g_{m1}v_{in} \right) (R_D \parallel R_B) \quad (\text{ค.13})$$

โดยที่  $R_B$  คือค่าความต้านทานเสมือนที่มองจากโหนด B ไปที่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดสมการที่ (ค.13) ใหม่เราจะได้สัญญาณแรงดัน  $v_{in}$  ที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_B = \frac{\left(\frac{1}{r_{o1}} + 2g_{m1}\right)r_{o1}(R_D \parallel R_B)v_{in}}{(R_D \parallel R_B) + r_{o1}} \quad (\text{ค.14})$$

เนื่องจาก  $R_B \gg R_D$  และ  $r_{o1} \gg R_D$  ดังนั้นแรงดันที่โหนด B จึงมีค่าประมาณเท่ากับ

$$v_B \cong 2g_{m1}R_D v_{in} \quad (\text{ค.15})$$

เมื่อเราทราบว่าสัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B มีค่าในสมการที่ (ค.15) เราสามารถอัตรายายของวงจรในรูปที่ ข.5 ได้ดังนี้

เนื่องจาก  $v_{gs2} = v_{in}$  ดังนั้นสัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out2}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out2} = -g_{m2}v_{gs2} = -g_{m2}v_{in} \quad (\text{ค.16})$$

สัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out3}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out3} = -g_{m3}v_{gs3} = -g_{m3}v_B = -2g_{m3}g_{m1}R_D v_{in} \quad (\text{ค.17})$$

สัญญาณ  $v_{in}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นกระแส  $i_{out4}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{out4} = g_{m4}v_{gs4} = -g_{m4}v_B = -2g_{m4}g_{m1}R_D v_{in} \quad (\text{ค.18})$$

แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{out} &= (i_{out2} + i_{out3} + i_{out4})R_{out} \\ &= (-g_{m2}v_{in} - 2g_{m3}g_{m1}R_D v_{in} - 2g_{m4}g_{m1}R_D v_{in})R_{out} \end{aligned} \quad (\text{ค.20})$$

จากสมการที่ (ค.20) เราจะได้อัตรายายของวงจรในรูปที่ 4.19 มีค่าเท่ากับ

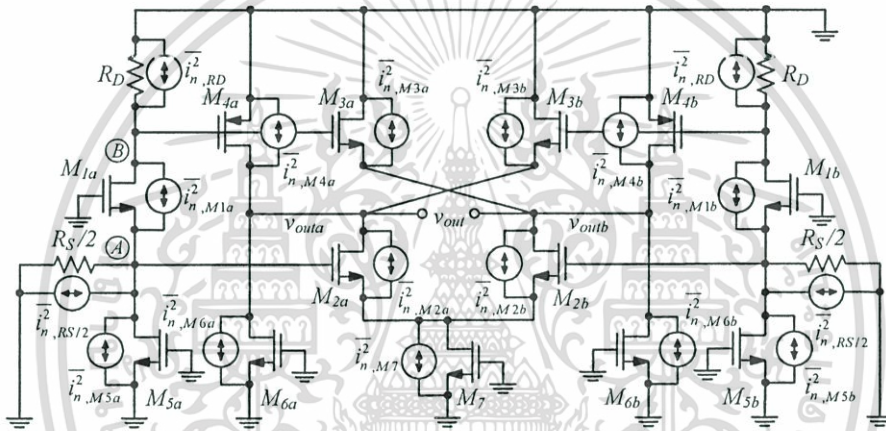
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -[g_{m2} + 2g_{m1}(g_{m3} + g_{m4})R_D]R_{out} \quad (\text{ค.21})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ง.

## การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่นำเสนอวงจรที่ 1

วงจรในรูปที่ ง.1 แสดงสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เกิดจากอุปกรณ์แต่ละตัวของวงจรในรูปที่ 4.1 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์สัญญาณรบกวนได้โดยการพิจารณาสัญญาณรบกวนย่อยที่เอาต์พุตของอุปกรณ์ภายในวงจรทีละตัว สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนย่อย ในการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรแบบผลต่าง จะทำการวิเคราะห์ห้วงจรเพียงด้านเดียว (ด้านซ้ายมือ) เนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นทำให้สัญญาณรบกวนที่คำนวณได้จะเป็นสองเท่าของการวิเคราะห์ห้วงจรด้านเดียว



รูปที่ ง. 1 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.1

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร

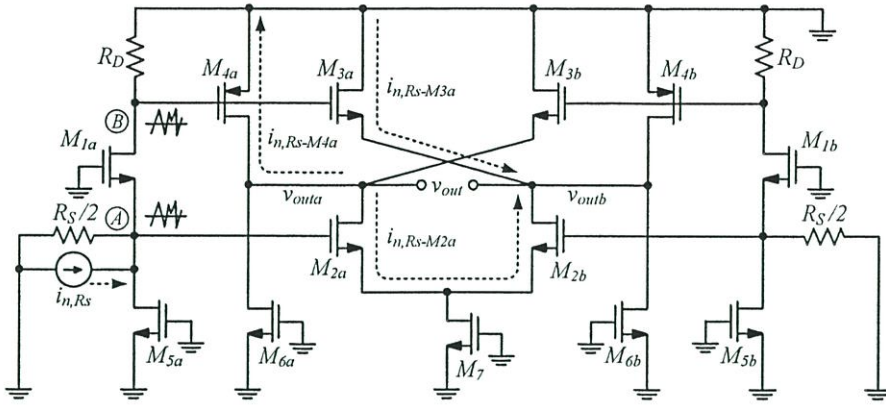
เมื่อพิจารณารูปที่ ง.2 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,A} = \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S/2} \quad (ง.1)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_{1a}$  ไปยังที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,B} = \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S/2} g_{m1a}R_D \quad (ง.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง. 2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $R_S/2$  ของวงจรในรูปที่ 4.1

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  มีค่าดังสมการที่ (ง.3) (ในการวิเคราะห์วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,RS-M2a} = \frac{-g_{m2a}}{2} v_{n,RS,A} \quad (ง.3)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  มีค่าดังสมการที่ (ง.4) และ (ง.5) ตามลำดับ

$$i_{n,RS-M3a} = -g_{m3a} v_{n,RS,B} \quad (ง.4)$$

$$i_{n,RS-M4a} = -g_{m4a} v_{n,RS,B} \quad (ง.5)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (ง.3) และ (ง.5) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าดังสมการที่ (ง.6)

$$v_{n,RS,vouta} = \frac{-i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a} g_{m4a} R_D \right] R_{out} \quad (ง.6)$$

เมื่อ  $R_{out}$  คือความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุต

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ง.3) และ (ง.4) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,voutb} = \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a} g_{m3a} R_D \right] R_{out} \quad (ง.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ง.12) และ (ง.11) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (ง.13) และ (ง.14) ตามลำดับ

$$v_{n,RD,vouta} = -i_{n,RD} R_D g_{m4a} R_{out} \quad (ง.13)$$

$$v_{n,RD,voutb} = i_{n,RD} R_D g_{m3a} R_{out} \quad (ง.14)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ง.13) และ (ง.14) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{n,RD,vout} &= v_{n,RD,vouta} - v_{n,RD,voutb} \\ &= -i_{n,RD} R_D (g_{m3a} + g_{m4a}) R_{out} \end{aligned} \quad (ง.15)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,RD,vout}^2} = 4kTR_D (g_{m3a} + g_{m4a})^2 R_{out}^2 \quad (ง.16)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทาน  $M_{1a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ง.4 จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ถูกสมมติให้มีทิศทางไหลออกจากโหนด B ไหลเข้าสู่โหนด A มีทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และ B ดังสมการที่ (ง.17) และสมการที่ (ง.18) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a,A} = \alpha i_{n,M1a} (R_S/2) \quad (ง.17)$$

$$v_{n,M1a,B} = -\alpha i_{n,M1a} R_D \quad (ง.18)$$

เมื่อ  $\alpha$  คือ การแบ่งกระแสของสัญญาณกระแสรบกวนมีค่าเท่ากับ  $(1+g_{m1a}R_S/2)^{-1}$  ดังนั้นจากสมการที่ (ง.17) และสมการที่ (ง.18) สามารถเขียนใหม่เป็นสมการที่ (ง.19) และสมการที่ (ง.20) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a,A} = \frac{1}{1+g_{m1a}R_S/2} i_{n,M1a} (R_S/2) \quad (ง.19)$$

$$v_{n,M1a,B} = -\frac{1}{1+g_{m1a}R_S/2} i_{n,M1a} R_D \quad (ง.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$v_{n,M1a,vout} = v_{n,M1a,vouta} - v_{n,M1a,voutb}$$

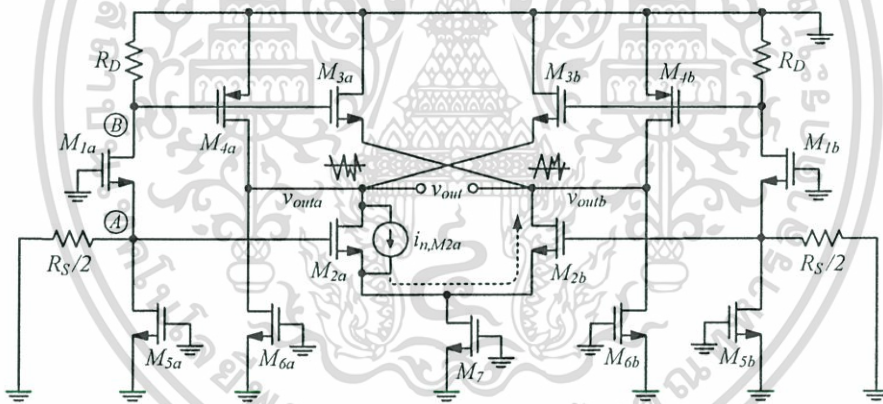
$$= \frac{i_{n,M1a}}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ -\frac{g_{m2a} R_S}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right] R_{out} \quad (จ.26)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M1a,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m1a}}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ -\frac{g_{m2a} R_S}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (จ.27)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๔.5 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ [55]

$$v_{n,M2a,vout} = i_{n,M2a} R_{out} \quad (จ.28)$$



รูปที่ ๔. 5 การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.1

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M2a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m2a} R_{out}^2 \quad (จ.29)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๔.6 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าดังสมการที่ (๔.30)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



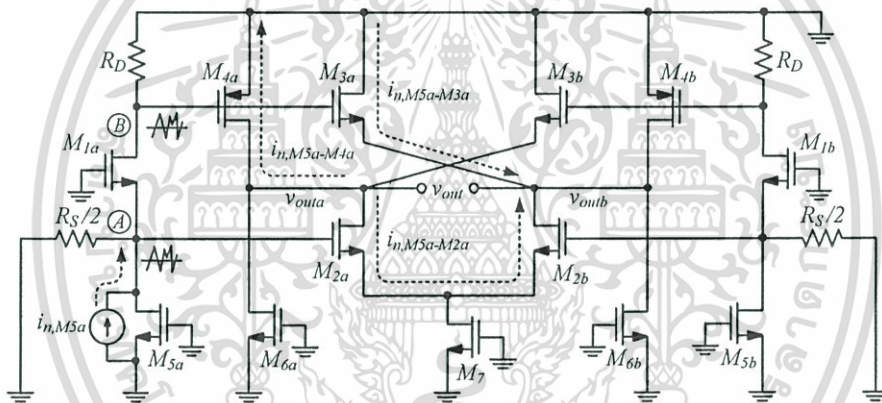
ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{4a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M4a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m4a}R_{out}^2 \quad (ง.33)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{4a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M4a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m4a}R_{out}^2 \quad (ง.33)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร



รูปที่ ง. 8 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{5a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.1

เมื่อพิจารณารูปที่ ง.8 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M5a}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,A} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \quad (ง.34)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_{1a}$  ไปยังที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,B} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} g_{m1a} R_D \quad (ง.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  มีค่าเท่ากับ (ในการวิเคราะห์วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรรขยายซอร์สรวมที่มีตัวต้านทานที่ซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,M5a-M2a} = \frac{-g_{m2a}}{2} v_{n,M5a,A} \quad (จ.36)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.37) และ (จ.38) ตามลำดับ

$$i_{n,M5a-M3a} = (-g_{m3a}) v_{n,M5a,B} \quad (จ.37)$$

$$i_{n,M5a-M4a} = (-g_{m4a}) v_{n,M5a,B} \quad (จ.38)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (จ.36) และ (จ.38) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,vouta} = \frac{-i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a} g_{m4a} R_D \right] R_{out} \quad (จ.39)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.36) และ (จ.37) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,voutb} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a} g_{m3a} R_D \right] R_{out} \quad (จ.40)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.39) และ (จ.40) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{n,M5a,vout} &= v_{n,M5a,vouta} - v_{n,M5a,voutb} \\ &= \frac{-i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right] R_{out} \end{aligned} \quad (จ.41)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอูณหภูมิจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าดังสมการที่ (จ.42)

$$\overline{v_{n,M5a,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m5a} (R_S/2)^2}{(1 + g_{m1a} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (จ.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\begin{aligned}
\overline{v_{n,vout}^2} &= \frac{4kT R_S/2}{(1 + g_{m1a} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 4kT R_D (g_{m3a} + g_{m4a})^2 R_{out}^2 \\
&+ \frac{4kT \gamma g_{m1a}}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D - \frac{g_{m2a} R_S}{2} \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 4kT \gamma g_{m2a} R_{out}^2 + 4kT \gamma g_{m3a} R_{out}^2 + 4kT \gamma g_{m4a} R_{out}^2 \\
&+ \frac{4kT \gamma g_{m5a} (R_S/2)^2}{(1 + g_{m1a} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 4kT \gamma g_{m6a} R_{out}^2
\end{aligned} \tag{ง.46}$$

จากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่ผ่านมาได้ทำการวิเคราะห์เพียงด้านเดียวของวงจร ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งหมดของวงจรจะเป็นสองเท่าของการวิเคราะห์ที่แสดงในสมการที่ (ง.47)

$$\begin{aligned}
\overline{v_{n,vout}^2} &= \frac{4kT R_S}{(1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 8kT R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 R_{out}^2 \\
&+ \frac{8kT \gamma g_{m1a(b)}}{1 + g_{m1a(b)} R_S/2} \left[ -\frac{g_{m2a(b)} R_S}{2} + (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 8kT \gamma g_{m2a(b)} R_{out}^2 + 8kT \gamma g_{m3a(b)} R_{out}^2 + 8kT \gamma g_{m4a(b)} R_{out}^2 \\
&+ \frac{8kT \gamma g_{m5a} (R_S/2)^2}{(1 + g_{m1a} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R_D \right]^2 R_{out}^2 \\
&+ 8kT \gamma g_{m6a} R_{out}^2
\end{aligned} \tag{ง.47}$$

เราสามารถหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) โดยใช้สมการที่ (3.19) และมีค่าดังสมการที่ (ง.48)

$$\begin{aligned}
F &= 1 + \frac{2R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
&+ \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D - g_{m2a(b)} R_S/2 \right]^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
&+ \frac{2\gamma g_{m2a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m3a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
&+ \frac{2\gamma g_{m4a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m5a(b)} R_S}{2} \\
&+ \frac{2\gamma g_{m6a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2}
\end{aligned} \tag{ง.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } A_v = \left[ g_{m1a(b)} R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) + g_{m2a(b)} \right] R_{out} \text{ และ } R_{out} = r_{o2a(b)} \parallel r_{o4a(b)} \parallel g_{m3a(b)}^{-1}$$

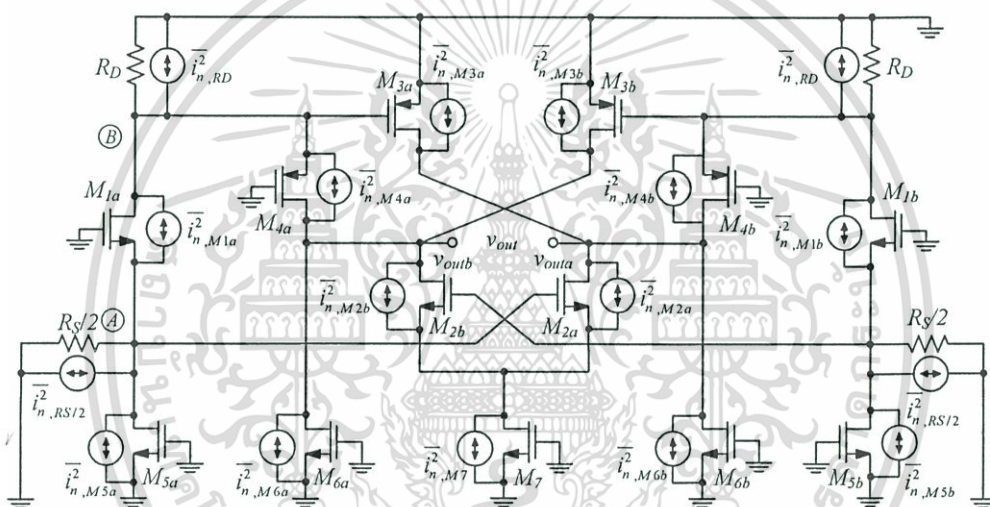


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก จ.

## การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสถียรของวงจรที่ 2

วงจรในรูปที่ จ.1 แสดงสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์แต่ละตัวของวงจรในรูปที่ 4.9 จากรูปเราสามารถวิเคราะห์สัญญาณรบกวนได้โดยการพิจารณาสัญญาณรบกวนย่อยที่เอาต์พุตของอุปกรณ์ภายในวงจรที่ละตัว สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนย่อยดังกล่าว ในการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรแบบผลต่าง จะทำการวิเคราะห์วงจรเพียงด้านเดียว (ด้านซ้ายมือ) เนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นทำให้สัญญาณรบกวนที่คำนวณได้จะเป็นสองเท่าของของการวิเคราะห์วงจรด้านเดียว



รูปที่ จ. 1 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.9

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณารูปที่ จ.2 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,A} = \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \quad (จ.1)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_{1a}$  ไปยังที่โหนด B มีค่าดังสมการที่ (จ.2)



สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.3) และ (จ.4) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,voutb} = \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a} g_{m3a} R'_D \right] R_{out} \quad (จ.7)$$

เมื่อ  $R_{out}$  คือค่าความต้านทานเอาต์พุต

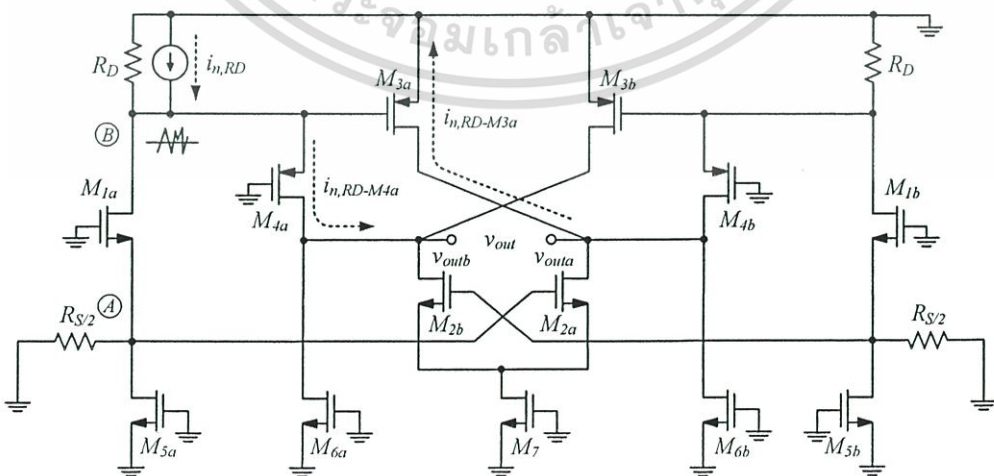
สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.6) และ (จ.7) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{n,RS,vout} &= v_{n,RS,vouta} - v_{n,RS,voutb} \\ &= \frac{-i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R'_D \right] R_{out} \end{aligned} \quad (จ.8)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าดังสมการที่ (จ.9)

$$v_{n,RS,vout}^2 = \frac{4kT R_S/2}{(1 + g_{m1a} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a} (g_{m3a} + g_{m4a}) R'_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (จ.9)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RD}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $B$  มีค่าดังสมการที่ (จ.10)



รูปที่ 4.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $R_D$  ของวงจรในรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{n,RD,B} = i_{n,RD} R'_D \quad (จ.10)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด  $B$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.11) และ (จ.12) ตามลำดับ

$$i_{n,RD-M3a} = (-g_{m3a})v_{n,RD,B} \quad (จ.11)$$

$$i_{n,RD-M4a} = (-g_{m4a})v_{n,RD,B} \quad (จ.12)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.12) และ (จ.11) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.13) และ (จ.14) ตามลำดับ

$$v_{n,RD,vouta} = -i_{n,RD} R'_D g_{m4a} R_{out} \quad (จ.13)$$

$$v_{n,RD,voutb} = i_{n,RD} R'_D g_{m3a} R_{out} \quad (จ.14)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.13) และ (จ.14) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.15)

$$v_{n,RD,vout} = v_{n,RD,vouta} - v_{n,RD,voutb} = -i_{n,RD} R'_D (g_{m3a} + g_{m4a}) R_{out} \quad (จ.15)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าดังสมการที่ (จ.16)

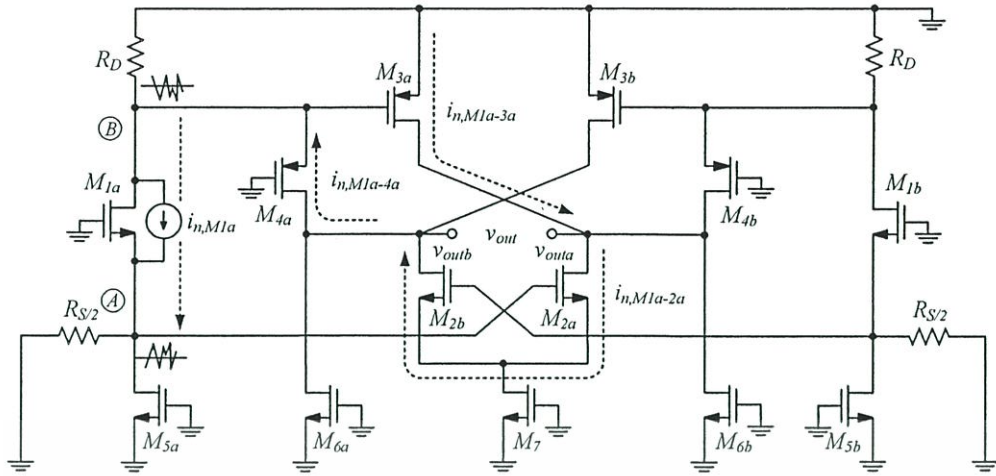
$$\overline{v_{n,RD,vout}^2} = \frac{4kTR_D}{(1 + g_{m4a} R_D)^2} (g_{m3a} + g_{m4a})^2 R_{out}^2 \quad (จ.16)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของตัวต้านทาน  $M_{1a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ จ.4 จะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a}$  ถูกสมมุติให้มีทิศทางไหลออกจากโหนด  $B$  ไหลเข้าสู่โหนด  $A$  มีทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $A$  และ  $B$  ดังสมการที่ (จ.17) และสมการที่ (จ.18) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a,A} = \alpha i_{n,M1a} (R_S/2) \quad (จ.17)$$

$$v_{n,M1a,B} = -\alpha i_{n,M1a} R'_D \quad (จ.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ จ. 4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.9

เมื่อ  $\alpha$  คือ การแบ่งกระแสของสัญญาณกระแสรบกวนมีค่าเท่ากับ  $(1 + g_{m1a} R_S/2)^{-1}$  ดังนั้นจากสมการที่ (จ.17) และสมการที่ (จ.18) สามารถเขียนใหม่เป็นสมการที่ (จ.19) และสมการที่ (จ.20) ตามลำดับ

$$v_{n, M1a, A} = \frac{1}{1 + g_{m1a} R_S/2} i_{n, M1a} (R_S/2) \quad (\text{จ.19})$$

$$v_{n, M1a, B} = -\frac{1}{1 + g_{m1a} R_S/2} i_{n, M1a} R'_D \quad (\text{จ.20})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n, M1a-2a} = \frac{-g_{m2a}}{2} v_{n, M1a, A} \quad (\text{จ.21})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.22) และ (จ.23) ตามลำดับ

$$i_{n, M1a-3a} = -g_{m3a} v_{n, M1a, B} \quad (\text{จ.22})$$

$$i_{n, M1a-4a} = -g_{m4a} v_{n, M1a, B} \quad (\text{จ.23})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{1a}$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (จ.21) และ (จ.23) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.24)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$v_{n,M2a,vout} = i_{n,M2a}R_{out} \quad (จ.28)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

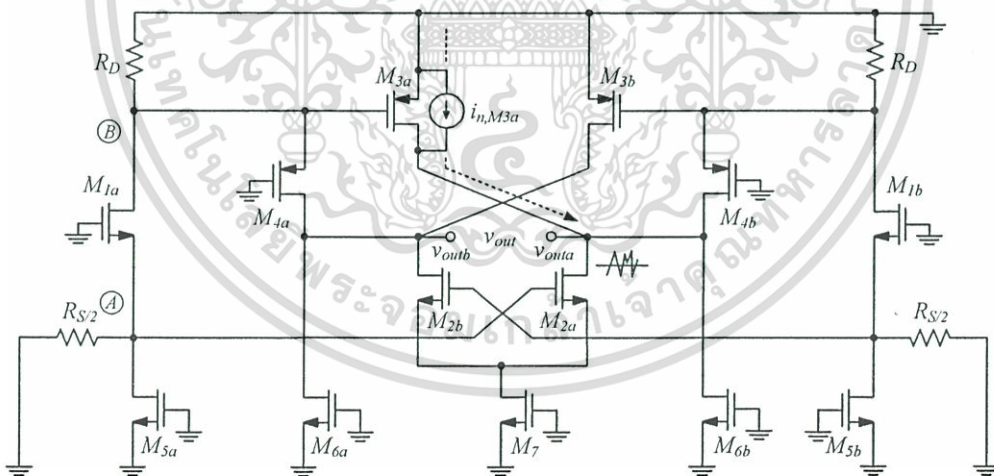
$$\overline{v_{n,M2a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m2a}R_{out}^2 \quad (จ.29)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ จ.6 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M3a,vout} = i_{n,M3a}R_{out} \quad (จ.30)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M3a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m3a}R_{out}^2 \quad (จ.31)$$



รูปที่ จ. 6 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{3a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.9

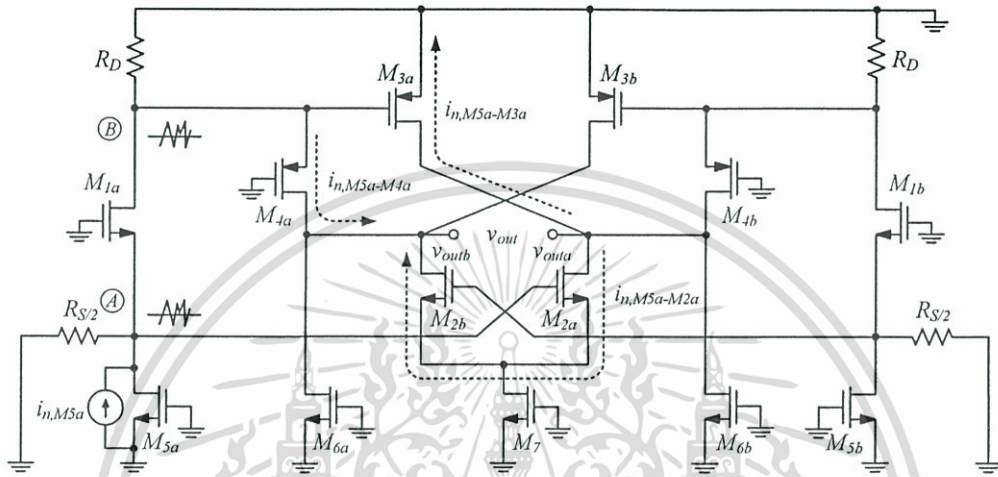
การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{4a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ จ.7 สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{4a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด B และโหนด  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.32) และสมการที่ (จ.33) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\overline{v_{n,M4a,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m4a}}{(1 + g_{m4a}R_D)^2} (g_{m3a}R'_D - 1)^2 R_{out}^2 \quad (จ.37)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร



รูปที่ จ. 8 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{5a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.9

เมื่อพิจารณารูปที่ จ.8 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M5a}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,A} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} \quad (จ.38)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_{1a}$  ไปยังที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,B} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S/2} g_{m1a} R'_D \quad (จ.39)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.40) (ในการวิเคราะห์ห้วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,M5a-M2a} = \left( \frac{-g_{m2a}}{2} \right) v_{n,M5a,A} \quad (จ.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $B$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  และ  $M_{4a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.41) และ (จ.42) ตามลำดับ

$$i_{n,M5a-M3a} = (-g_{m3a})v_{n,M5a,B} \quad (จ.41)$$

$$i_{n,M5a-M4a} = (-g_{m4a})v_{n,M5a,B} \quad (จ.42)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (จ.40) และ (จ.41) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,vouta} = \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a}g_{m4a}R'_D \right] R_{out} \quad (จ.43)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.40) และ (จ.42) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,voutb} = \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S/2} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m1a}g_{m3a}R'_D \right] R_{out} \quad (จ.44)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.43) และ (จ.44) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{n,M5a,vout} &= v_{n,M5a,vouta} - v_{n,M5a,voutb} \\ &= \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S/2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a}(g_{m3a} + g_{m4a})R'_D \right] R_{out} \end{aligned} \quad (จ.45)$$

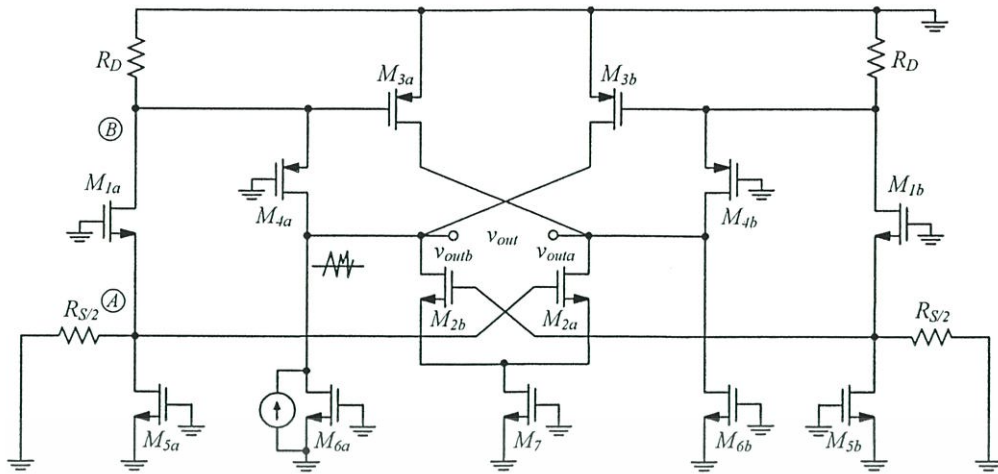
ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M5a,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m5a}(R_S/2)^2}{(1 + g_{m1a}R_S/2)^2} \left[ g_{m2a} + g_{m1a}(g_{m3a} + g_{m4a})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (จ.46)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ จ.9 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M6a,vout} = i_{n,M6a}R_{out} \quad (จ.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ จ. 9 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{6a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.9

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่ โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M6a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m6a} R_{out}^2 \quad (จ.48)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุต ( $\overline{v_{n,vout}^2}$ ) ทั้งหมด ของวงจรในรูปที่ 4.9 มีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,vout}^2} = \overline{v_{n,RS,vout}^2} + \overline{v_{n,RD,vout}^2} + \overline{v_{n,M1a,vout}^2} + \overline{v_{n,M2a,vout}^2} + \overline{v_{n,M3a,vout}^2} + \overline{v_{n,M4a,vout}^2} + \overline{v_{n,M5a,vout}^2} + \overline{v_{n,M6a,vout}^2} \quad (จ.49)$$

เมื่อแทนค่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุตเนื่องจาก อุปกรณ์แต่ละตัว ดังแสดงในสมการที่ (จ.9), (จ.16), (จ.27), (จ.29), (จ.31), (จ.37), (จ.46) และ (จ. 48) ลงในสมการที่ (จ.50) เราจะได้

$$\begin{aligned} \overline{v_{n,vout}^2} &= \frac{4kTR_S/2}{(1+g_{m1a}R_S/2)^2} [g_{m2a} + g_{m1a}(g_{m3a} + g_{m4a})R'_D]^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kTR_D}{(1+g_{m4a}R_D)^2} (g_{m3a} + g_{m4a})^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT\gamma g_{m1a}}{(1+g_{m1a}R_S/2)^2} \left[ \frac{-g_{m2a}R_S}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\ &+ 4kT\gamma g_{m2a}R_{out}^2 + 4kT\gamma g_{m3a}R_{out}^2 + \frac{4kT\gamma g_{m4a}}{(1+g_{m4a}R_D)^2} (g_{m3a}R'_D - 1)^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT\gamma g_{m5a}(R_S/2)^2}{(1+g_{m1a}R_S/2)^2} [g_{m2a} + g_{m1a}(g_{m3a} + g_{m4a})R'_D]^2 R_{out}^2 + 4kT\gamma g_{m6a}R_{out}^2 \end{aligned} \quad (จ.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่ผ่านมาได้ทำการวิเคราะห์เพียงด้านเดียวของวงจร ดังนั้น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งหมดของวงจรจะเป็นสองเท่าของการวิเคราะห์ที่แสดงในสมการที่ (จ.51)

$$\begin{aligned}
 \overline{v_{n,vout}^2} &= \frac{4kTR_S}{(1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 &+ \frac{8kTR_D}{(1 + g_{m4a(b)} R_D)^2} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 R_{out}^2 \\
 &+ \frac{8kT\gamma g_{m1a(b)}}{(1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2} \left[ -\frac{g_{m2a(b)} R_S}{2} + (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 &+ 8kT\gamma g_{m2a(b)} R_{out}^2 + 8kT\gamma g_{m3a(b)} R_{out}^2 + \frac{8kT\gamma g_{m4a(b)}}{(1 + g_{m4a(b)} R_D)^2} (g_{m3a(b)} R'_D - 1)^2 R_{out}^2 \\
 &+ \frac{8kT\gamma g_{m5a(b)} (R_S/2)^2}{(1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2} \left[ g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 &+ 8kT\gamma g_{m6a(b)} R_{out}^2
 \end{aligned} \tag{จ.51}$$

เราสามารถหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) โดยใช้สมการที่ (3.19) และมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 F = 1 + & \frac{2R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{(1 + g_{m4a(b)} R_D) R_S A_v^2} \\
 &+ \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ -g_{m2a(b)} R_S/2 + (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right]^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
 &+ \frac{2\gamma g_{m2a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m3a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
 &+ \frac{2\gamma g_{m4a(b)} (g_{m3a(b)} R'_D - 1)^2 (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{(1 + g_{m4a(b)} R_D)^2 R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m5a(b)} R_S}{2} \\
 &+ \frac{2\gamma g_{m6a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S/2)^2 R_{out}^2}{n \cdot A^2}
 \end{aligned} \tag{จ.52}$$

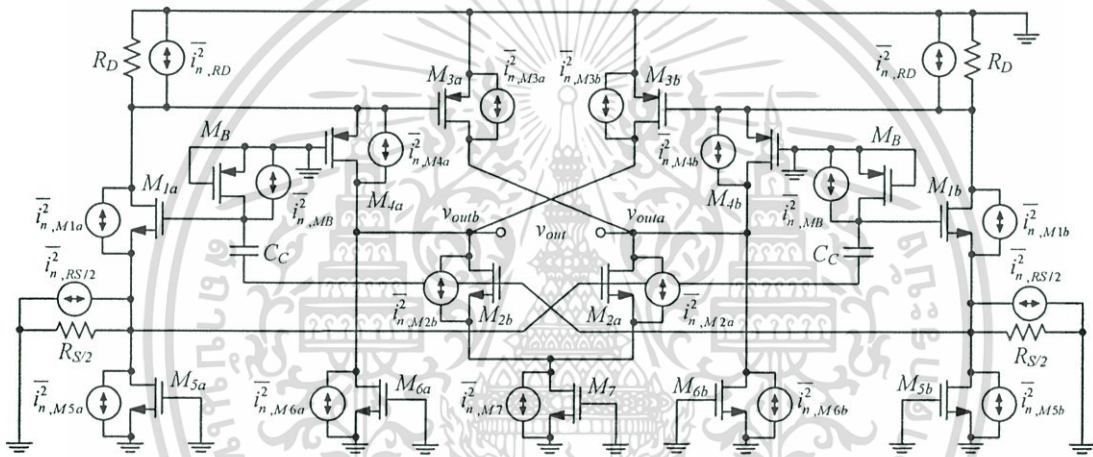
โดยที่  $A_v = \left[ g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R'_D \right] R_{out}$  และ  $R_{out} \cong r_{o2} \parallel r_{o3} \parallel g_{m4} r_{o4} R_D$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ฉ.

## การวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนของวงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอวงจรที่ 3

วงจรในรูปที่ ฉ.1 แสดงสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เกิดจากอุปกรณ์แต่ละตัวของวงจรในรูปที่ 4.19 เราวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต ซึ่งมีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในวงจรแต่ละตัวที่ปรากฏที่เอาต์พุต เพื่อวิเคราะห์หาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน ในการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรแบบผลต่าง เราจะทำการวิเคราะห์ห้วงจรเพียงด้านเดียว (ด้านซ้ายมือ) เนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นทำให้สัญญาณรบกวนที่คำนวณได้จะเป็นสองเท่าของของการวิเคราะห์ห้วงจรด้านเดียว



รูปที่ ฉ. 1 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 4.19

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณารูปที่ ฉ.2 เราจะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,A} = \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (\text{ฉ.1})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด A ถูกขยายด้วย  $M_{1a}$  ไปยังที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,B} = \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1a} R'_D \quad (\text{ฉ.2})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด B ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS-M3a,vouta} = -g_{m3a}R_{out}g_{m1a}R'_D \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (ฉ.7)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{4a}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RS-M4a} = g_{m4a}v_{n,RS,B} \quad (ฉ.8)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด B ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{4a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS-M4a,voutb} = g_{m4a}R_{out}g_{m1a}R'_D \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (ฉ.9)$$

เนื่องจากวงจรใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ทำให้สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด A ถูกส่งผ่านตัวเก็บประจุ  $C_C$  ไปที่โหนด F มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,F} = G \cdot v_{n,RS,A} \quad (ฉ.10)$$

เมื่อ  $G = \frac{C_C}{C_C + c_{gs,M1a(b)}}$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด F ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS-M1b}$  ด้วย  $M_{1b}$  สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS-M1b}$  (ดูเส้นเส้นทึบ-ประ) มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RS-M1b} = -g_{m1b}v_{n,RS,F} \quad (ฉ.11)$$

สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RS-M1b}$  มีทิศทางไหลออกจากโหนด D ไหลเข้าโหนด C ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด D และ C ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศา มีค่าดังสมการที่ (ฉ.12) และ (ฉ.13) ตามลำดับ

$$v_{n,RS,D} = -Gg_{m1b}R'_D \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (ฉ.12)$$

$$v_{n,RS,C} = Gg_{m1b} \frac{R_S}{2} \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (ฉ.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด C ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2b}$  ไหลผ่าน  $M_{2b}$  และ  $M_{2a}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.14) (ในการวิเคราะห์ห้วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,RS-M2b} = \left(\frac{-g_{m2b}}{2}\right)v_{n,RS,C} \quad (\text{ฉ.14})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด C ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ทำให้เกิดสัญญาณกระแสรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.15) และ (ฉ.16) ตามลำดับ

$$v_{n,RS-M2b,vouta} = \frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (\text{ฉ.15})$$

$$v_{n,RS-M2b,voutb} = -\frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (\text{ฉ.16})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด D ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ไหลผ่าน  $M_{3b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RS-M3b} = -g_{m3b} v_{n,RS,D} \quad (\text{ฉ.17})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด D ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS-M3b,voutb} = g_{m3b} R_{out} G \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} R'_D \quad (\text{ฉ.18})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด D ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ไหลผ่าน  $M_{4b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RS-M4b} = g_{m4b} v_{n,RS,D} \quad (\text{ฉ.19})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด D ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{4b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS-M4b,vouta} = g_{m4b} R_{out} G \frac{i_{n,RS} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} R'_D \quad (\text{ฉ.20})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถรวมสัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (ฉ.4) และ (ฉ.7), (ฉ.15) และ (ฉ.20) มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,vouta} = \frac{-i_{n,RS}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m3a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m4b}Gg_{m1b}R'_D \right] R_{out} \quad (ฉ.21)$$

เราสามารถรวมสัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ฉ.5) และ (ฉ.9), (ฉ.16) และ (ฉ.18) มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,voutb} = \frac{i_{n,RS}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m4a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m3b}Gg_{m1b}R'_D \right] R_{out} \quad (ฉ.22)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ฉ.21) และ (ฉ.22) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.23)

$$\begin{aligned} v_{n,RS,vout} &= v_{n,RS,vouta} - v_{n,RS,voutb} \\ &= \frac{-i_{n,RS}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m3a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m4b}Gg_{m1b}R'_D \right. \\ &\quad \left. - \left( \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m4a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m3b}Gg_{m1b}R'_D \right) \right] R_{out} \\ &= \frac{-i_{n,RS}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a})g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} \right. \\ &\quad \left. + Gg_{m1b}R'_D(g_{m3b} + g_{m4b}) \right] R_{out} \quad (ฉ.23) \end{aligned}$$

การออกแบบวงจรขยายผลต่างอุปกรณ์มีความสมมาตรกัน ดังนั้น  $g_{m1a}=g_{m1b}=g_{m1}$ ,  $g_{m2a}=g_{m2b}=g_{m2}$ ,  $g_{m3a}=g_{m3b}=g_{m3}$  และ  $g_{m4a}=g_{m4b}=g_{m4}$  ในการออกแบบวงจรค่า  $G$  มีค่าประมาณเท่ากับหนึ่ง และวงจรมีความต้านทานเสมือนด้านอินพุต ( $1/2g_{m1}$ ) สมพียงกับความต้านทานของแหล่งจ่าย ( $R_S$ ) จะพบว่า  $g_m R_S = 1$  ดังนั้นทำให้ในเทอมที่ 3 ของสมการที่ (ฉ.23) มีค่าน้อยมากดังนั้นจากสมการที่ (ฉ.23) สามารถประมาณมีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RS,vout} = \frac{-i_{n,RS}(R_S/2)}{1+g_{m1}R_S} \left[ \frac{g_{m2}}{2} + 2g_{m1}R'_D(g_{m3} + g_{m4}) \right] R_{out} \quad (ฉ.24)$$

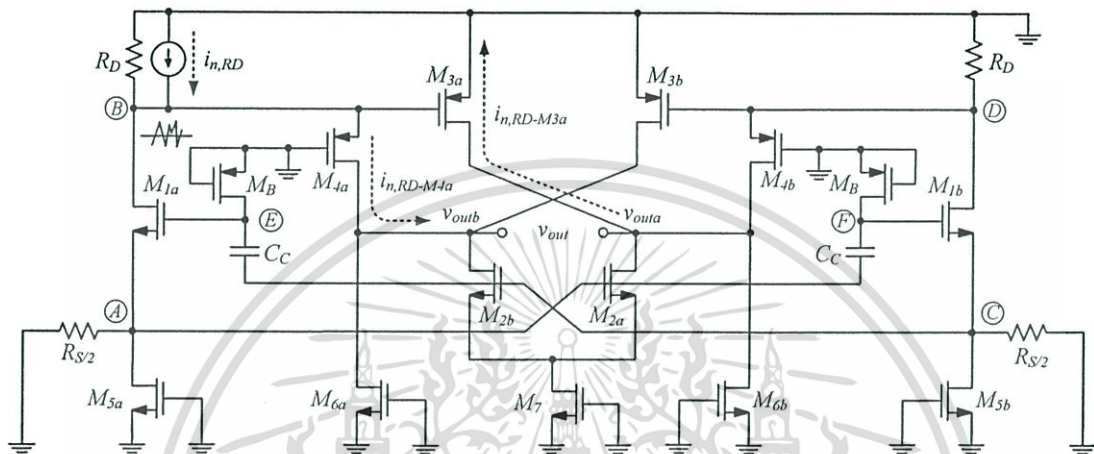
ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_S/2$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,RS,vout}^2} = \frac{4kTR_S/2}{(1+g_{m1}R_S)^2} \left[ \frac{g_{m2}}{2} + 2g_{m1}(g_{m3} + g_{m4})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (ฉ.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๓ จะเห็นว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,RD}$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RD,B} = i_{n,RD} R'_D \quad (๓.26)$$



รูปที่ ๓ การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $R_D$  ของวงจรในรูปที่ 4.19

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RD-M3a} = (-g_{m3a}) v_{n,RD,B} \quad (๓.27)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{4a}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,RD-M4a} = (-g_{m4a}) v_{n,RD,B} \quad (๓.28)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (๓.27) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,RD,vouta} = -i_{n,RD} R'_D g_{m3a} R_{out} \quad (๓.29)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่ไหลผ่านโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (๓.29) ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n, RD, voutb} = i_{n, RD} R'_D g_{m4a} R_{out} \quad (จ.30)$$

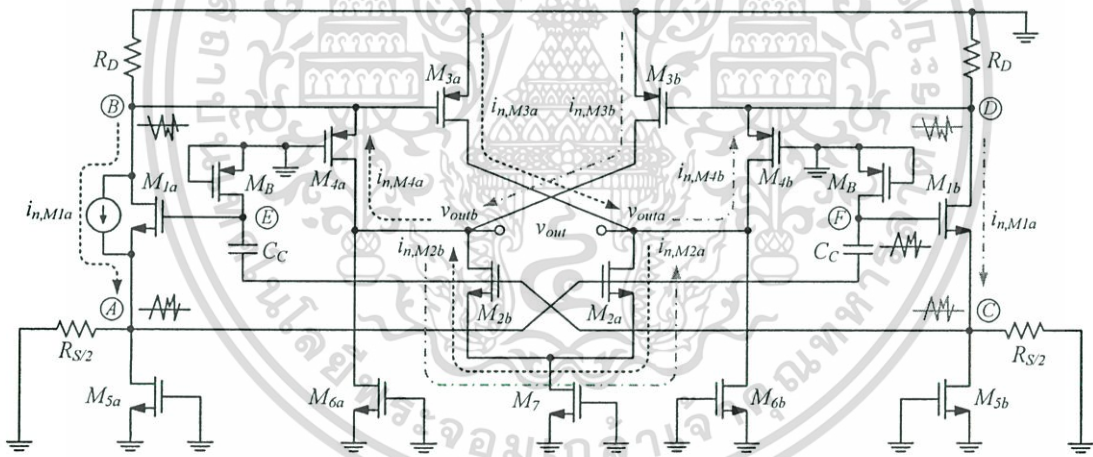
สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (จ.29) และ (จ.30) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n, RD, vout} = v_{n, RD, vouta} - v_{n, RD, voutb} = -i_{n, RD} R'_D (g_{m3a} + g_{m4a}) R_{out} \quad (จ.31)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_D$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n, RD, vout}^2} = \frac{4kTR_D}{(1 + g_{m4a} R_D)^2} (g_{m3a} + g_{m4a})^2 R_{out}^2 \quad (จ.32)$$

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกลัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4 จะเห็นได้



รูปที่ 4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจาก  $M_{1a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.19

ว่าสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n, M1a}$  ถูกสมมติให้มีทิศทางไหลออกจากโหนด B ไหลเข้าสู่โหนด A มีทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด A และ B ดังสมการที่ (จ.33) และสมการที่ (จ.34) ตามลำดับ

$$v_{n, M1a, A} = \alpha i_{n, M1a} (R_S / 2) \quad (จ.33)$$

$$v_{n, M1a, B} = -\alpha i_{n, M1a} R'_D \quad (จ.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\alpha$  คือ การแบ่งกระแสของสัญญาณกระแสรบกวนมีค่าเท่ากับ  $(1 + g_{m1a}R_S)^{-1}$  ดังนั้นจากสมการที่ (ฉ.33) และสมการที่ (ฉ.34) สามารถเขียนใหม่เป็นสมการที่ (ฉ.35) และสมการที่ (ฉ.36) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a,A} = \frac{1}{1 + g_{m1a}R_S} i_{n,M1a} (R_S/2) \quad (\text{ฉ.35})$$

$$v_{n,M1a,B} = -\frac{1}{1 + g_{m1a}R_S} i_{n,M1a} R'_D \quad (\text{ฉ.36})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด A ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M1a-2a} = \left( \frac{-g_{m2a}}{2} \right) v_{n,M1a,A} \quad (\text{ฉ.37})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด A ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ทำให้เกิดสัญญาณกระแสรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.38) และ (ฉ.39) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a-M2a,vouta} = -\frac{g_{m2a} R_{out}}{2} \frac{i_{n,M1a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (\text{ฉ.38})$$

$$v_{n,M1a-M2a,voutb} = \frac{g_{m2a} R_{out}}{2} \frac{i_{n,M1a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (\text{ฉ.39})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M1a-3a} = (-g_{m3a}) v_{n,M1a,B} \quad (\text{ฉ.40})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด B ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1a-M3a,vouta} = g_{m3a} R_{out} R'_D \frac{i_{n,M1a}}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (\text{ฉ.41})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{4a}$  มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{n,M1a-4a} = (-g_{m4a})v_{n,M1a,B} \quad (จ.42)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด  $B$  ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1a-M4a,voutb} = -g_{m4a}R_{out}R'_D \frac{i_{n,M1a}}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (จ.43)$$

เนื่องจากวงจรใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ทำให้สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด  $A$  ถูกส่งผ่านตัวเก็บประจุ  $C_C$  ไปที่โหนด  $F$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1a,F} = G \cdot v_{n,M1a,A} \quad (จ.44)$$

เมื่อ  $G = \frac{C_C}{C_C + c_{gs,M1a(b)}}$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด  $F$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a-M1b}$  ด้วย  $M_{1b}$  สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a-M1b}$  (ดูเส้นเส้นทึบ-ประ) มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M1a-M1b} = -g_{m1b}v_{n,M1a,F} \quad (จ.45)$$

สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M1a-M1b}$  มีทิศทางไหลออกจากโหนด  $D$  ไหลเข้าโหนด  $C$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $D$  และ  $C$  ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศา มีค่าดังสมการที่ (จ.46) และ (จ.47) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a,D} = -Gg_{m1b}R'_D \frac{i_{n,M1a}}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (จ.46)$$

$$v_{n,M1a,C} = Gg_{m1b} \frac{R_S}{2} \frac{i_{n,M1a}}{1 + g_{m1a}R_S} \quad (จ.47)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด  $C$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2b}$  ไหลผ่าน  $M_{2b}$  และ  $M_{2a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.48) (ดูเส้นเส้นทึบ-ประ) (ในการวิเคราะห์วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,M1a-M2b} = \left(\frac{-g_{m2b}}{2}\right)v_{n,M1a,C} \quad (ฉ.48)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด C ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ทำให้เกิดสัญญาณกระแสรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.49) และ (ฉ.50) ตามลำดับ

$$v_{n,M1a-M2b,vouta} = \frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,M1a}}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (ฉ.49)$$

$$v_{n,M1a-M2b,voutb} = -\frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,M1a}}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (ฉ.50)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด D ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ไหลผ่าน  $M_{3b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M1a-M3b} = -g_{m3b}v_{n,M1a,D} \quad (ฉ.51)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด D ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1a-M3b,voutb} = g_{m3b}R_{out}G \frac{i_{n,M1a}}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b}R'_D \quad (ฉ.52)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด D ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ไหลผ่าน  $M_{4b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M1a-M4b} = g_{m4b}v_{n,M1a,D} \quad (ฉ.53)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด D ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{4b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M1a-M4b,vouta} = g_{m4b}R_{out}G \frac{i_{n,M1a}}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b}R'_D \quad (ฉ.54)$$

เราสามารถรวมสัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟต  $M_{1a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (ฉ.38) และ (ฉ.41), (ฉ.49) และ (ฉ.54) มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

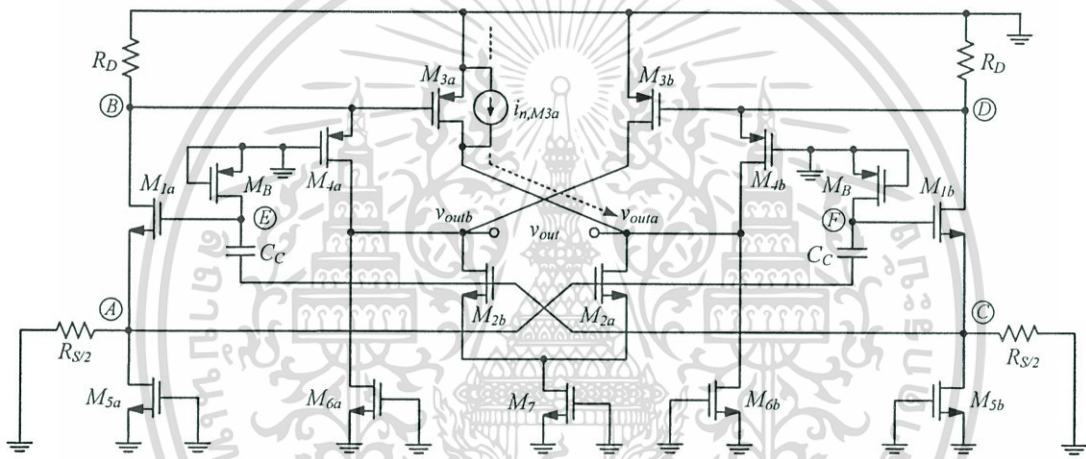


การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๕.5 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ [55]

$$v_{n,M2a,vout} = i_{n,M2a} R_{out} \quad (๕.59)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากมอสเฟส  $M_{2a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M2a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m2a} R_{out}^2 \quad (๕.60)$$



รูปที่ ๕. 6 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{3a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.19

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๕.6 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M3a,vout} = i_{n,M3a} R_{out} \quad (๕.61)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรมเนื่องจากมอสเฟส  $M_{3a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M3a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m3a} R_{out}^2 \quad (๕.62)$$





เป็นวงจรขยายออร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาออร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$v_{n,M5a,B} = \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1a} R'_D \quad (\text{ฉ.71})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ทำให้เกิดสัญญาณกระแสรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (ฉ.4) และ (ฉ.5) ตามลำดับ

$$v_{n,M5a-M2a,vouta} = -\frac{g_{m2a} R_{out}}{2} \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (\text{ฉ.72})$$

$$v_{n,M5a-M2a,voutb} = \frac{g_{m2a} R_{out}}{2} \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (\text{ฉ.73})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ไหลผ่าน  $M_{3a}$  เท่ากับ

$$i_{n,M5a-M3a} = -g_{m3a} v_{n,M5a,B} \quad (\text{ฉ.74})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด B ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a-M3a,vouta} = -g_{m3a} R_{out} g_{m1a} R'_D \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (\text{ฉ.75})$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด B ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ไหลผ่าน  $M_{4a}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M5a-M4a} = g_{m4a} v_{n,M5a,B} \quad (\text{ฉ.76})$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด B ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{4a}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a-M4a,voutb} = g_{m4a} R_{out} g_{m1a} R'_D \frac{i_{n,M5a} (R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (\text{ฉ.77})$$

เนื่องจากวงจรใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ทำให้สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด A ถูกส่งผ่านตัวเก็บประจุ  $C_C$  ไปที่โหนด F มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,F} = G \cdot v_{n,M5a,A} \quad (จ.78)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด F ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M5a-M1b}$  ด้วย  $M_{1b}$  สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M5a-M1b}$  (ดูเส้นเส้นทึบ-ประ) มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M5a-M1b} = -g_{m1b} v_{n,M5a,F} \quad (จ.79)$$

สัญญาณกระแสรบกวน  $i_{n,M5a-M1b}$  มีทิศทางไหลออกจากโหนด D ไหลเข้าโหนด C ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด D และ C ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศา มีค่าดังสมการที่ (จ.12) และ (จ.13) ตามลำดับ

$$v_{n,M5a,D} = -G g_{m1b} R'_D \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (จ.80)$$

$$v_{n,M5a,C} = G g_{m1b} \frac{R_S}{2} \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} \quad (จ.81)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด C ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2b}$  ไหลผ่าน  $M_{2b}$  และ  $M_{2a}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.14) (ในการวิเคราะห์วงจรให้พิจารณาเป็นวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานที่ขาซอร์ส (Common Source with Source Degeneration))

$$i_{n,M5a-M2b} = \left( \frac{-g_{m2b}}{2} \right) v_{n,M5a,C} \quad (จ.82)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด C ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{2a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ทำให้เกิดสัญญาณกระแสรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  มีค่าดังสมการที่ (จ.83) และ (จ.84) ตามลำดับ

$$v_{n,M5a-M2b,vouta} = \frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (จ.83)$$

$$v_{n,M5a-M2b,voutb} = -\frac{g_{m2b}}{2} R_{out} G \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1 + g_{m1a} R_S} g_{m1b} \frac{R_S}{2} \quad (จ.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $D$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ไหลผ่าน  $M_{3b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M5a-M3b} = -g_{m3b}v_{n,M5a,D} \quad (ฉ.85)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $D$  ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{3b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{3b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outb}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a-M3b,voutb} = g_{m3b}R_{out}G \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b}R'_D \quad (ฉ.86)$$

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $D$  ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ไหลผ่าน  $M_{4b}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{n,M5a-M4b} = g_{m4b}v_{n,M5a,D} \quad (ฉ.87)$$

สัญญาณกระแสรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $D$  ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสรบกวนด้วย  $M_{4b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{4b}$  ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a-M4b,vouta} = g_{m4b}R_{out}G \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} g_{m1b}R'_D \quad (ฉ.88)$$

เราสามารถรวมสัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  ในสมการที่ (ฉ. 72) และ (ฉ.75), (ฉ.83) และ (ฉ.88) มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,vouta} = \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \begin{array}{l} \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m3a}g_{m1a}R'_D \\ -\frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m4b}Gg_{m1b}R'_D \end{array} \right] R_{out} \quad (ฉ.89)$$

เราสามารถรวมสัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ฉ. 73) และ (ฉ.77), (ฉ.84) และ (ฉ.86) มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M5a,voutb} = \frac{i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \begin{array}{l} \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m4a}g_{m1a}R'_D \\ -\frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m3b}Gg_{m1b}R'_D \end{array} \right] R_{out} \quad (ฉ.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และโหนด  $v_{outb}$  ในสมการที่ (ฉ.21) และ (ฉ.22) ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

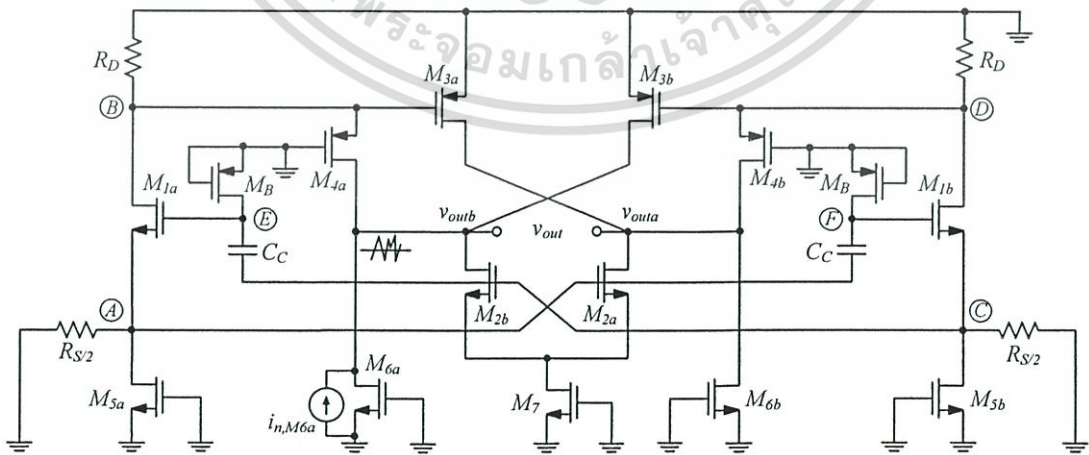
$$\begin{aligned}
 v_{n,M5a,vout} &= v_{n,M5a,vouta} - v_{n,M5a,voutb} \\
 &= \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m3a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m4b}Gg_{m1b}R'_D \right. \\
 &\quad \left. + \frac{g_{m2a}}{2} + g_{m4a}g_{m1a}R'_D - \frac{g_{m2b}}{2}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} + g_{m3b}Gg_{m1b}R'_D \right] R_{out} \\
 v_{n,M5a,vout} &= \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1a}R_S} \left[ g_{m2a} + (g_{m3a} + g_{m4a})g_{m1a}R'_D - g_{m2b}Gg_{m1b}\frac{R_S}{2} \right. \\
 &\quad \left. + Gg_{m1b}R'_D(g_{m3b} + g_{m4b}) \right] R_{out} \quad (ฉ.91)
 \end{aligned}$$

การออกแบบวงจรขยายผลต่างอุปกรณ์มีความสมมาตรกัน  $g_{m1a}=g_{m1b}=g_{m1}$ ,  $g_{m2a}=g_{m2b}=g_{m2}$ ,  $g_{m3a}=g_{m3b}=g_{m3}$  และ  $g_{m4a}=g_{m4b}=g_{m4}$  ในการออกแบบวงจรค่า  $G=1$  และวงจรมีความต้านทานเสมือนด้านอินพุต  $(1/2g_{m1})$  สมพจน์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย ( $R_S$ ) จะพบว่า  $g_{m1}R_S=1$  ดังนั้นจากสมการที่ (ฉ.91) สามารถลดรูปได้เป็น

$$v_{n,M5a,vout} = \frac{-i_{n,M5a}(R_S/2)}{1+g_{m1}R_S} \left[ \frac{g_{m2}}{2} + 2g_{m1}R'_D(g_{m3} + g_{m4}) \right] R_{out} \quad (ฉ.92)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{5a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M5a,vout}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m5a}(R_S/2)}{(1+g_{m1}R_S)^2} \left[ \frac{g_{m2}}{2} + 2g_{m1}(g_{m3} + g_{m4})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \quad (ฉ.93)$$



รูปที่ ฉ. 9 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{6a}$  ของวงจรในรูปที่ 4.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่ปรากฏที่เอาต์พุต โดยให้แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์และแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรถูกตัดวงจร ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสถูกเปิดวงจร เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ ๔.9 สัญญาณแรงดันรบกวนเนื่องจากมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่โหนด  $v_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{n,M6a,vout} = i_{n,M6a} R_{out} \quad (๔.94)$$

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิเนื่องจากมอสเฟส  $M_{6a}$  ที่โหนดเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,M6a,vout}^2} = 4kT\gamma g_{m6a} R_{out}^2 \quad (๔.95)$$

เนื่องจากมอสเฟต  $M_B$  ทำงานในช่วงคัทออฟ (Cut off) ดังนั้นเราสามารถประมาณได้ว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมอสเฟต  $M_B$  มีค่าต่ำมากหรือประมาณศูนย์นั้น

ดังนั้นสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุต ( $\overline{v_{n,vout}^2}$ ) ทั้งหมดของวงจรในรูปที่ 4.19 มีค่าเท่ากับ

$$\overline{v_{n,vout}^2} = \overline{v_{n,RS,vout}^2} + \overline{v_{n,RD,vout}^2} + \overline{v_{n,M1a,vout}^2} + \overline{v_{n,M2a,vout}^2} + \overline{v_{n,M3a,vout}^2} + \overline{v_{n,M4a,vout}^2} + \overline{v_{n,M5a,vout}^2} + \overline{v_{n,M6a,vout}^2} \quad (๔.96)$$

เมื่อแทนค่าสเปกตรัมกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เอาต์พุตเนื่องจากอุปกรณ์แต่ละตัว ดังแสดงในสมการที่ (๔.25) (๔.32) (๔.58) (๔.60) (๔.62) (๔.68) (๔.93) และ (๔.95) ลงในสมการที่ (๔.96) เราจะได้

$$\begin{aligned} \overline{v_{n,vout}^2} &= \frac{4kT R_S/2}{(1+g_{m1}R_S)^2} \left[ g_{m2} + 2g_{m1}(g_{m3}+g_{m4})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT R_D}{(1+g_{m4a}R_D)^2} (g_{m3a}+g_{m4a})^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT\gamma g_{m1a}}{(1+g_{m1a}R_S)^2} \left[ \frac{(g_{m1b}-1)g_{m2a}R_S}{2} + (g_{m3a}+g_{m4a})(1-g_{m1b})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\ &+ 4kT\gamma g_{m2a} R_{out}^2 + 4kT\gamma g_{m3a} R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT\gamma g_{m4a}}{(1+g_{m4a}R_D)^2} (g_{m3a}R'_D - 1)^2 R_{out}^2 \\ &+ \frac{4kT\gamma g_{m5a}(R_S/2)}{(1+g_{m1}R_S)^2} \left[ \frac{g_{m2}}{2} + 2g_{m1}(g_{m3}+g_{m4})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\ &+ 4kT\gamma g_{m6a} R_{out}^2 \end{aligned} \quad (๔.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่ผ่านมาได้ทำการวิเคราะห์เพียงด้านเดียวของวงจร ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งหมดของวงจรจะเป็นสองเท่าของการวิเคราะห์ดังแสดงในสมการที่ (ฉ.98)

$$\begin{aligned}
 \overline{v_{n,vout}^2} = & \frac{4kTR_S}{(1 + g_{m1a(b)}R_S)^2} \left[ g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 & + \frac{8kTR_D}{(1 + g_{m4a(b)}R_D)^2} (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 R_{out}^2 \\
 & + \frac{8kT\gamma g_{m1a(b)}}{(1 + g_{m1a(b)}R_S)^2} \left[ \frac{(g_{m1b} - 1)g_{m2a}R_S}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a})(1 - g_{m1b})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 & + 8kT\gamma g_{m2a(b)}R_{out}^2 + 8kT\gamma g_{m3a(b)}R_{out}^2 \\
 & + \frac{8kT\gamma g_{m4a(b)}}{(1 + g_{m4a(b)}R_D)^2} (g_{m3a(b)}R'_D - 1)^2 R_{out}^2 \\
 & + \frac{4kT\gamma g_{m5a(b)}R_S}{(1 + g_{m1(b)}R_S)^2} \left[ g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D \right]^2 R_{out}^2 \\
 & + 8kT\gamma g_{m6a(b)}R_{out}^2
 \end{aligned} \tag{ฉ.98}$$

เราสามารถหาตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) โดยใช้สมการที่ (3.19) และมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 F = & 1 + \frac{2R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 (1 + g_{m1a(b)}R_S)^2 R_{out}^2}{(1 + g_{m4a(b)}R_D)^2 R_S A_v^2} \\
 & + \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ \frac{(g_{m1b} - 1)g_{m2a}R_S}{2} + (g_{m3a} + g_{m4a})(1 - g_{m1b})R'_D \right]^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
 & + \frac{2\gamma g_{m2a(b)} (1 + g_{m1a(b)}R_S)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m3a(b)} (1 + g_{m1a(b)}R_S)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \\
 & + \frac{2\gamma g_{m4a(b)} (g_{m3a(b)}R'_D - 1)^2 (1 + g_{m1a(b)}R_S)^2 R_{out}^2}{(1 + g_{m4a(b)}R_D)^2 R_S A_v^2} + \gamma g_{m5a(b)} \\
 & + \frac{2\gamma g_{m6a(b)} (1 + g_{m1a(b)}R_S)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2}
 \end{aligned} \tag{ฉ.99}$$

$$\text{เมื่อ } A_v = \left[ g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D \right] R_{out}$$


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ช.  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารภายในประเทศและต่างประเทศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บทความ ดังต่อไปนี้

1. P. Chimpleekul, and V. Kasemsuwan, "A Fully-Differential Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier," 2010 International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI'2010), pp. 208-211, Chaing Mai, Thailand, May 19-21, 2010.
2. P. Chimpleekul, and V. Kasemsuwan, "A High-Gain Fully-Differential Thermal Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier," 2011 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics (PrimeAsia 2011), pp. 90-93, Macau, China, Oct 6-8, 2011.
3. P. Chimpleekul, and V. Kasemsuwan, "A Technique for Improving Noise Performance of Common-Gate Fully-Differential Front-End Amplifier," KCU Engineering, Vol. 38, No. 3, Sep. 2011.
4. พุทธชัย ฉิมพลีกุล และ วรากร เกษมสุวรรณ, "วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรม," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 (EECON 33), pp. 1065-1068, ธันวาคม, 2553
5. พุทธชัย ฉิมพลีกุล และ วรากร เกษมสุวรรณ, "วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีอัตราขยายสูงสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอนุกรม," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 28, ฉบับที่ 3, กันยายน 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**ECTI-CON 2010**

The 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications and Information Technology

Empress Convention Centre  
Chiang Mai, Thailand  
19-21 May 2010

Copyright © 2010 ECTI. All rights reserved.  
IEEE Catalog Number: CFP1006E-CDR  
ISBN: 978-974-672-491-3  
Organized by ...

**ECTI** Association **IEEE** THAILAND SECTION

The poster features a collage of images including a large gear, a traditional Thai temple (Wat Phra Prang), a panda, an elephant, and a swan, all set against a background of technical symbols like plus signs and binary code.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A Fully-Differential Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier

Puttachai Chimpleekul and Varakorn Kasemsuwan  
 School of Electronics, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)  
 Bangkok 10520, THAILAND  
 E-mail: kkvarako@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper presents a fully-differential front-end amplifier. The differential cross coupling with tail current is exploited as noise canceling circuitry to improve the Noise Figure (NF). The proposed front-end amplifier is designed with 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology under the supply voltage of 1.2 V. Simulation results show NF of 2.1 dB. The voltage gain and bandwidth of the amplifier are 19.7 dB and 1.75 GHz respectively. The power dissipation is 8.88 mW.

**Keywords**—low noise, common gate, cross coupled technique, noise cancellation technique, noise canceling, thermal noise.

## I. INTRODUCTION

The technology of data communication systems is progressing very rapidly in high bit rate for both short and medium ranges. This is mainly to reduce transmission time of very large information. In those systems, it is well recognized that the design of front-end amplifiers is the most challenging, because it plays a crucial role in dictating the whole system performance. This design involves careful optimization of a number of trade offs between bandwidth, gain, noise, stability and power dissipation. Front-end amplifiers find various application in the hard-disk drive system [1-2], optical system [3-4], receiver [5-6] and tuner [7-8].

Noise is one among important issues in the design of front-end amplifier, especially under a low voltage environment due to limited signal headroom. Noise represents a lower limit to the size of electrical signal that can be amplified by a circuit without significant deterioration in signal quality. Noise also results in an upper limit to the useful gain of an amplifier, because if the gain is increased without limit, the output stage of the circuit will eventually begin to limit on the amplified noise from the input stages. In the MOSFET, the channel can be treated as resistor. As a result, MOSFET exhibits thermal noise, which is usually a major source of noise in MOS transistor.

Several approaches have been introduced to minimize noise figure [5-9, 12-13]. Their approaches employ a common gate with both positive feedback and negative feedback to enhance gain of the system and to match input impedance with the transmission line. Common gate is employed because common gate achieve wideband input matching and moderate gain over a wide operating frequency range. To minimize noise, noise canceling circuitry is added to the system, where pseudo differential structure is employed [7, 10-13]. Although,

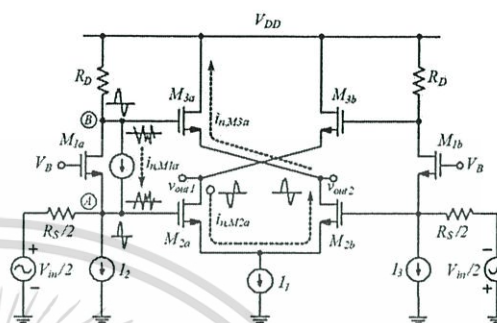


Figure 1. Balanced noise-canceling exploits cross coupling [9].

their results exhibit low noise figure, the system is susceptible to common mode noises.

In this paper, we present a 19.7 dB passband gain and 1.75 GHz bandwidth front-end amplifier. The circuit is developed based on common gate amplifier. The circuit employs differential amplifier with tail current to get rid of noise and to minimize common mode noises. The circuit is realized using a 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology under 1.2 V supply and demonstrate 2.1 dB noise figure. The paper is organized as follows. Section II describes fundamental operation of the proposed amplifier and the noise-canceling technique. Section III shows the results and discussions and finally, section IV presents a conclusion.

## II. NOISE-CANCELING TECHNIQUE USING CROSS COUPLING

### A. Noise-canceling using cross coupling

Fig. 1 illustrates basic fully-differential noise canceling exploits cross coupling [9]. The circuit consists of two common gates ( $M_{1a,b}$ ), and noise canceling circuitry ( $M_{2a,b} - M_{3a,b}$ ) connected in the differential configuration. The circuit demonstrates low noise figure, low power and wide bandwidth. It is noticed that the noise canceling circuitry employs tail current, thus making the front-end amplifier immune to common mode noises.

The operation of the circuit can be explained as follows. The input signal  $V_{in}/2$  (solid line) undergoes a feedforward

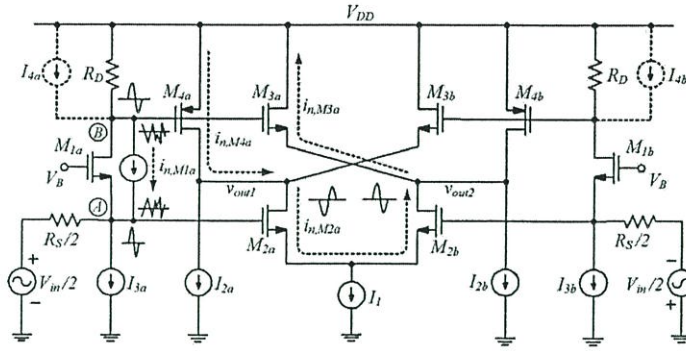


Figure 2. Proposed amplifier.

amplification, i.e., the input signal is first amplified by the common gate ( $M_{1a,b}$ ), and the noise canceling circuitry ( $M_{2a-2b}$  and  $M_{3a-3b}$ ). The differential output signal is then taken between nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$ . Notice that the signals at nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$  are 180 degree out of phase. As a result, the differential output signal  $V_{out}$  is larger than the signal at either node  $v_{out1}$  or  $v_{out2}$  alone. This translates to an increase in the voltage gain of the system.

In term of the channel thermal noise current (dotted signals) of a MOSFET  $M_{1a}$  let's consider the  $i_{n,M1a}$  which flows between the drain and source terminals. This thermal noise current flow out from node B and into node A, resulting in out of phase thermal noise voltages at nodes A and B. These thermal noise voltages are converted to current via  $M_{2a}$  and  $M_{3a}$ . In the design, if  $i_{n,M2a}$  is equal to  $i_{n,M3a}$  the output thermal noise voltage associated with  $M_{1a}$  will be completely eliminated at node  $v_{out2}$ . However, it is noticed that thermal noise voltage at node  $v_{out1}$  still exists and could propagate to the next stage and further to the output of the system.

#### B. Proposed Balanced noise-canceling using cross coupling

Fig. 2 illustrates the proposed amplifier. As seen, the circuit is similar to the amplifier in Fig. 1.  $M_{1b}$  and  $M_{4b}$  which are connected as common source are added at node B. The operation of the circuit can be explained similar to that in Fig. 1, namely, the input signal is first amplified by the common gate ( $M_{1a}$ ) and further amplified by the noise canceling circuitry. However, one can see that common source will contribute additional current to the output, thus enhancing the total gain of the system. In term of the channel thermal noise, noise canceling mechanism as stated previously is still applied. However, one can see that common source produces additional current ( $i_{n,M4a}$ ) at output node  $v_{out1}$ . If  $i_{n,M4a}$  and  $i_{n,M2a}$  are set equal, the thermal noise associated with  $M_{1a}$  will now be completely eliminated at both nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$ .

The noise factor of the proposed amplifier can be analyzed and shown as

$$F = 1 + \frac{2\gamma g_{m2a} R_{out}^2 (1 + g_{m1a} R_S)^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m3a} R_{out}^2 (1 + g_{m1a} R_S)^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m4a} R_{out}^2 (1 + g_{m1a} R_S)^2}{R_S A_v^2} + \frac{2R_D (1 + g_{m1a} R_S)^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m1a} R_{out}^2 [(g_{m4a} + g_{m3a}) R_D - g_{m2a} R_S (1 + g_{m2b} R_{out})]^2}{R_S A_v^2} \quad (1)$$

where  $\gamma$  is process dependent parameter,  $R_{out}$  is  $r_{O2a,b} // r_{O4a,b} // (1/g_{m3a,b})$ .

From (1), the last term represents noise factor as a result of channel thermal noises associated with common gate, while the second, the third, the fourth and the fifth term represents noise associated with  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$ ,  $M_{4a}$  and  $R_D$ , respectively.

One can see that if we set  $(g_{m4a} + g_{m3a}) R_D$  equal to  $g_{m2a} R_S (1 + g_{m2b} R_{out})$ , the thermal noises from  $M_{1a}$  will be completely eliminated. It is instructive to note at this point that, the noise from the noise-canceling circuitry is also added into the system. As a result, its noise contribution to the amplifier has to be addressed. In fact, the noise contribution from noise canceling circuitry is relatively small, compared with the noises from  $M_{1a}$ . This is because noise from noise-canceling circuitry is divided by gain of the common gate, when referred to the input.

The passband gain of the proposed amplifier can be analyzed using small signal analysis and shown as

$$A_v = -[g_{m1a} (r_{o1a} // R_D) (g_{m3a} R_{out} + g_{m4a} R_{out}) + g_{m2a} R_{out}] \quad (2)$$

Since the circuit has one dominant pole (at node  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$ ), one can consider the circuit in Fig. 2 as one pole system and bandwidth ( $\omega_{3dB}$ ) of the proposed circuit can be approximated as

$$\omega_{3dB} \cong (R_{out} C)^{-1} \quad (3)$$

where  $C = C_{gd2a,b} + C_{gd3a,b} + C_{gd4a,b}$

Gain of the circuit in Fig. 2 can be increased by adding two current sources ( $I_{td}$  and  $I_{tb}$ ) as shown in dash in Fig. 2. These current sources allow larger  $R_D$  for the same bias current, resulting in larger gain. We have found that gain of the circuit shows 32 dB increased, when current sources (implemented using simple PMOS transistor) are employed. However, one should be careful with this gain enhancement technique, because input impedance and noise figure of the circuit will be affected and, therefore careful optimization is needed.

### III. RESULTS AND DISCUSSIONS

To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed circuit, using a 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS process with 1.2V supply voltage. In this work, the bias currents are chosen to optimize voltage gain, speed, noise figure, power dissipation and bandwidth of the circuit. In addition, the input impedance is also designed to match with the source impedance ( $50\Omega$ ) to ensure maximum power transfer and minimize any reflection.

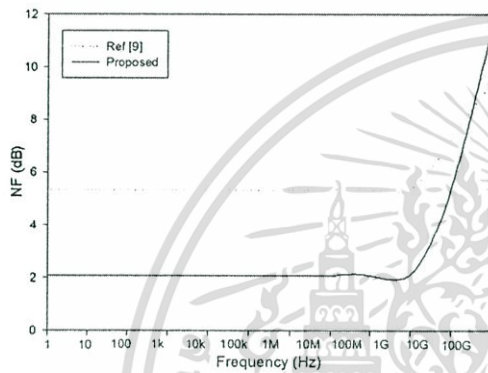


Figure 3. Noise figure.

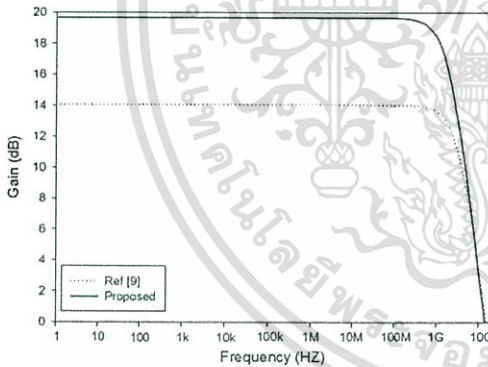


Figure 4. Frequency response.

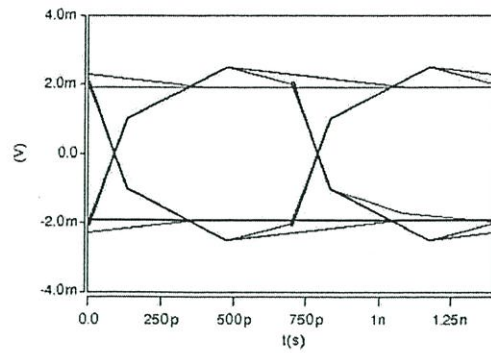


Figure 5. Eye diagram of the Proposed amplifier.

TABLE I  
PERFORMANCE COMPARISON WITH OTHER NOISE-CANCELING TECHNIQUE

Reference	[5]	[6]	[7]	[12]	This work
BW [GHz]	0.8-2.1	1.2-11.9	0.02-0.17	2.1	1.75
Gain	14.5dB	9.7dB	20.5dB	5.2dB	19.7dB
NF	2.6dB	4.5dB	3.3dB	3 dB	2.1dB
Differential	No	No	Yes	Yes	Yes
Technology	0.13 $\mu\text{m}$	0.18 $\mu\text{m}$	0.18 $\mu\text{m}$	0.13 $\mu\text{m}$	0.13 $\mu\text{m}$
Supply	1.5V	1.8V	1.8V	1.2V	1.2V
Power	17.4mW	20mW	18mW	12.6mW	8.8mW

Fig. 3 shows a comparison between noise figures of circuits in Fig. 1 (dot) and Fig. 2 (solid), which read 5.3 dB and 2.1 dB at 1 Hz, respectively. As seen, noise figure of the circuit in Fig. 2 is less than that of the circuit in Fig. 1. This is due to the noise canceling circuitry, which is included into the system.

Fig. 4 shows frequency response of the amplifier in Fig. 1 (dot) and the proposed differential amplifier in Fig. 2 (solid). The passband gain is found to be 19.7 dB, while the bandwidth of the circuit is 1.75 GHz.

Fig. 5 shows eye diagrams of the proposed amplifier at 1.4 Gb/s. The results are obtained by applying the pseudo random input to the amplifier, and subsequently superimpose the output data every 1.37 ns. The simulation shows 98.9% and 98.5% horizontal eye opening and vertical eye opening.

Table I summarizes and compares the performances of this design with other recently published CMOS front-end amplifiers. As seen, the proposed circuit exhibits lowest noise figure (NF), while all other parameters are found to be quite comparable.

### IV. CONCLUSION

In this paper, a differential CMOS front-end amplifier with noise canceling exploiting cross coupling is proposed. Noise canceling circuitry employs differential structure with tail current, making the proposed circuit immune to common mode noises. The simulation results show that the proposed circuit has low noise figure, low power consumption and wide

bandwidth. The proposed front-end amplifier is suitable for a first stage amplifier such as the reading part of hard disk drive systems.

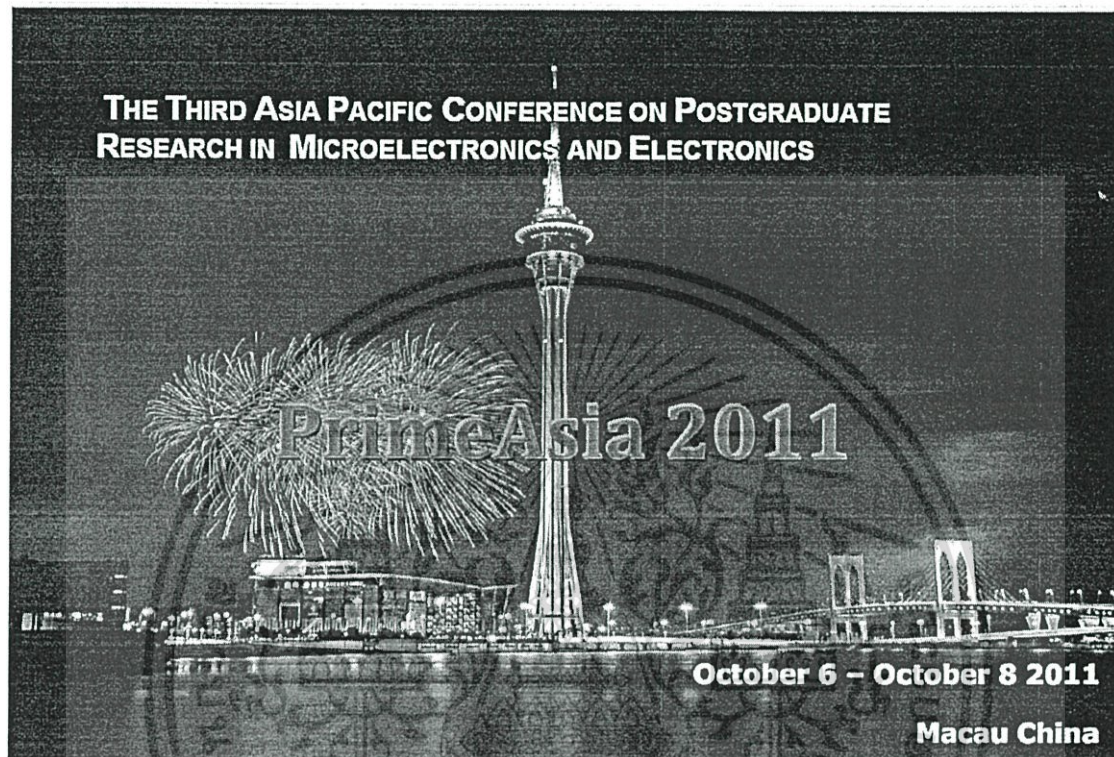
#### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank "College of Data Storage Technology and Applications, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) and National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC), National Science and Technology Development Agency (NSTDA)".

#### REFERENCES

- [1] I. Ranmuthu, et al., "A Design for High Noise Rejection in a Pseudodifferential Preamplifier for Hard Disk Drives," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 6, pp. 911-914, Jun 2000.
- [2] H. W. Klien and M. E. Robinson, "A  $0.8nV/\sqrt{\text{Hz}}$  CMOS preamplifier for magneto resistive read elements," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 1589-1595, Dec 1994.
- [3] S. B. Baker and C. Toumazou, "Low noise CMOS common gate optical preamplifier using active feedback," *Electronics Letters*, Vol. 34, no. 23, pp. 2235-2237, Nov 1998.
- [4] J. Martinez-Castillo, A. Diaz-Sanchez and J. L. Finol, "Characterization of Two opto-electronic Structures for High-Frequency Applications," in *IEEE Int. Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp.377-380, 2004.
- [5] W. H. Chen, G. Liu, B. Zdravko and A. M. Niknejad, "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 5 pp. 1164-1176, May 2008.
- [6] C. F. Liao and S. I. Liu, "A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB Receivers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 2 pp. 329-339, Feb 2007.
- [7] S.S. Song, D.G. Im, H.T. Kim, and K. Lee, "A Highly Linear Wideband CMOS Low-Noise Amplifier Based on Current Amplification for Digital TV Tuner Application," *IEEE. Micro. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 18, no. 2, pp. 118-120, Feb. 2008.
- [8] D. Im, I. Nam, H.T. Kim, and K. Lee, "A Wideband CMOS Low Noise Amplifier Employing Noise and IM2 Distortion Cancellation for a Digital TV Tuner," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 3, pp. 686-698, Mar 2009.
- [9] F. Bruccoleri, E. A.M. Klumperink, and B. Nauta, "Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation," Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005.
- [10] A. Liscidini, M. Brandolini, D. Sanzogni, and R.Castello, "A 0.13 um CMOS Front-End for DCS1800/UMTS/802.11b-g with Multi-band Positive Feedback Low Noise Amplifier," in *2003 Symp. VLSI Circuits Dig.*, Kyoto, Japan, Jun. 2005, pp. 406-409.
- [11] A. Liscidini, M. Brandolini, D. Sanzogni, and R.Castello, "Analysis and Design of Configurable LNAs in Feedback Common-Gate Topologies," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, Vol. 55, no. 8, pp. 733-737, Aug 2008.
- [12] J. Jussila, and P. Sivenon. "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Canceling LNA in 0.13-um CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 3, pp. 579-587, Mar. 2008.
- [13] X. Chen, J.S. Martinez, and S.Hoyos, "A CMOS Differential Noise Cancelling Low Noise Transconductance Amplifier," in *7th Circuits and Systems Workshop, SoC: Design, Application, Integration and Software, (ICAS-08)*, pp. 1-4, Oct 2008.





IEEE Catalog Number: CFP1144H-CDR  
SBN: 978-1-4577-1609-6

Copyright and Reprint Permission: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limit of U.S. copyright law for private use of patrons those articles in this volume that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For other copying, reprint or republication permission, write to IEEE Copyrights Manager, IEEE Operations Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854. All rights reserved. Copyright ©2011 by IEEE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A High-Gain Fully-Differential Thermal Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier

Puttachai Chimpleekul and Varakorn Kasemsuwan  
 School of Electronics Engineering, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)  
 Bangkok 10520, THAILAND  
 E-mail: kkvarako@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper presents a fully-differential CMOS front-end amplifier using  $g_m$ -boosting and noise-canceling techniques. The proposed front-end amplifier is designed based on a 0.18  $\mu\text{m}$  standard CMOS process and 2 V supply. Simulation results show noise figure (NF) of 2.9 dB, while the voltage gain and bandwidth of the amplifier are 31.6 dB and 2 GHz, respectively. The power dissipation is 19 mW.

## I. INTRODUCTION

Nowadays, a wide spread of data communication systems is progressing rapidly especially in high bit rate for both short and medium ranges. The design of front-end amplifier (FA) is known to be the most challenging task, since it involves careful optimization of a number of trade-offs between bandwidth, gain, noise, stability and power dissipation. FA find various application in the hard-disk drive system [1], optical system [2], receiver [3-4] and tuner [5-6].

Noise is one among important issues in the design of FA, especially under a low voltage environment due to limited signal headroom. Noise represents a lower limit to the size of electrical signal that can be amplified by a circuit without significant deterioration in signal quality. Noise also results in an upper limit to the useful gain of an amplifier, because if the gain is increased without limit, the output stage of the circuit will eventually begin to limit on the amplified noise from the input stages. In the MOSFET, the channel can be treated as resistor. As a result, MOSFET exhibits thermal noise, which is usually a major source of noise in MOS transistor.

Recent FA using common-gate (CG) becomes a strong candidate since CG provides a wideband input matching over a wide frequency range. Unfortunately, the transconductance of the CG cannot arbitrarily be chosen but is set by the input impedance matching requirement, preventing improvements of the NF. Several approaches have been introduced to minimize the NF of the CG amplifier by incorporating noise-canceling circuitries into the system. [3-4] proposed a noise canceling broadband CMOS CG FA. The resulting circuits demonstrated low NF. However, single-ended structure makes the circuits sensitive to common-mode (CM) noises, which is

increasingly important especially in mixed-signal applications, where supply voltages could be very noisy. [5] employed noise-canceling technique based on a differential amplifier. Positive feedback was used to eliminate the correlation between the input impedance, and the transconductance of the CG input transistor. Although the transistor noise on one side of the differential pair can be eliminated, the feedback path allows the transistor noise from the other side of the pair to propagate to the output. A pseudo differential structure using noise-canceling circuitries was employed [7-10]. Their designs can successfully suppress noise, this structure is, however, susceptible to the CM noises. [11-13] proposed a fully balanced noise-canceling amplifier. The differential structure with tail current is employed to get rid of the CM noises. Unfortunately, the noise of the input transistor is partially suppressed.

In this paper, we present a 31.6 dB passband gain, 2 GHz bandwidth and 2.9 dB noise figure FA. The circuit is developed based on CG amplifier. The circuit employs differential amplifier with tail current to get rid of noise and to minimize CM noises. The circuit is realized using a 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology under 2 V supply. The paper is organized as follows. Section II explains the concepts of the  $g_m$ -boosting and noise-canceling techniques. Section III describes the operation of the proposed FA. Section IV presents the simulation results and, finally, the conclusion.

## II. GM-BOOSTING AND THERMAL NOISE-CANCELING

### A. GM-Boosting Technique

Fig. 1(a) illustrates a basic CG amplifier. Since the input impedance of the CG is  $R_{in}=1/g_{m1}$ ,  $R_{in}$  can be matched to that of the transmission line ( $R_S$ ) by setting  $1/g_{m1}$  equal to  $R_S$ . The noise factor ( $F$ ) of the CG can be shown as

$$F=1+\gamma/\alpha g_{m1}R_S \quad (1)$$

where  $\gamma$  and  $\alpha$  are bias-dependent noise parameters.

From Eq. (1),  $F$  of CG can be minimized by increasing  $g_{m1}$ . As seen, the noise performance of the CG is limited by

This work is supported by the College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Tech. Ladkrabang, National Electronics and Computer Tech. Center and National Science and Tech. Development Agency.

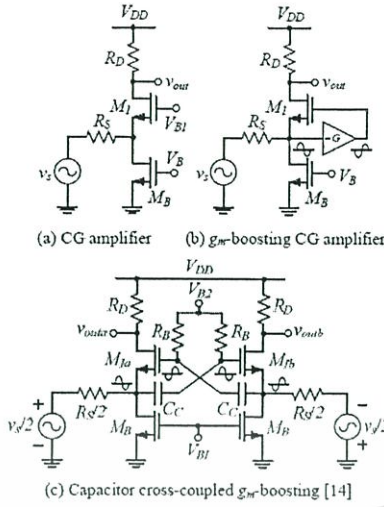


Figure 1. Schematic of CG amplifiers.

the input impedance matching requirement. One approach to decouple the noise performance from the input impedance matching requirement is to use  $g_m$ -boosting technique which its concept is shown in Fig. 1(b). As seen, the amplifier ( $-G$ ) is inserted between the gate and source of  $M_1$ , which causes the gate to source voltage to increase, thus increasing the current conduction. This can be translated to an increase in the effective transconductance ( $G_{m(eff)}$ ). One can easily see that ( $G_{m(eff)}$ ) of the circuit in Fig. 1(b) is  $G_{m(eff)} = (1+G)g_m$ .

One can also derive the input impedance  $R_m$  and  $F$  of the  $g_m$ -boosting CG amplifier in Fig. 1(b) as

$$R_m = 1/(1+G)g_m R_S \quad (2)$$

$$F = 1 + \gamma/\alpha(1+G)^2 g_m R_S \quad (3)$$

From Eq. (2) input impedance matching can be obtained by setting  $(1+G)g_m$  to  $R_S$ , and, consequently,  $F$  becomes

$$F = 1 + \gamma/\alpha(1+G) \quad (4)$$

As seen, the  $F$  can be reduced by increasing  $-G$ . Since an active amplifier introduces additional noise itself, the idea of using the passive elements becomes attractive. Fig. 1(c) illustrates a differential topology, which allows the differential devices to be capacitor cross-coupled. One can see that the inverting gain ( $-G$ ) is given by the capacitor division ratio

$$G = C_C/(C_C + c_{gs}) \quad (5)$$

In case that  $C_C \gg c_{gs}$ ,  $G \approx 1$ , and  $F$  is approximated as

$$F = 1 + \gamma/2\alpha \quad (6)$$

### B. Noise-Canceling cross-coupling

Fig. 2 illustrates basic fully-differential noise-canceling exploits cross coupling [11]. The circuit consists of two CG ( $M_{1a,b}$ ), and noise canceling circuitry ( $M_{2a,b}$ - $M_{3a,b}$ ). The circuit demonstrates low  $NF$ , low power and wide bandwidth. It is noticed that the noise canceling circuitry uses tail current, thus making the FA immune to CM noises.

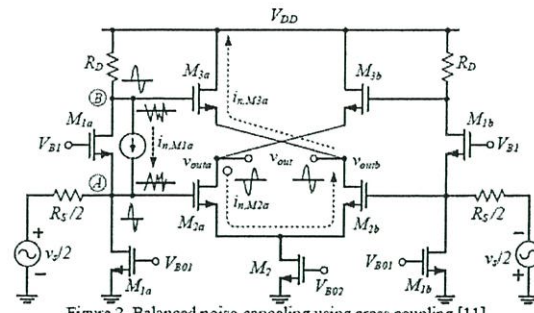


Figure 2. Balanced noise-canceling using cross coupling [11].

The operation of the circuit can be explained as follows. The input signal  $v_s/2$  (solid line) undergoes a feedforward amplification, i.e., the input signal is amplified by the CG ( $M_{1a,b}$ ), and the noise-canceling circuitry ( $M_{2a,b}$  and  $M_{3a,b}$ ). The differential output signal is then taken between nodes  $v_{outa}$  and  $v_{outb}$ . Notice that the signals  $v_{outa}$  and  $v_{outb}$  are 180 degree out of phase. As a result, the differential output signal  $v_{out}$  is larger than the signal at either node  $v_{outa}$  or  $v_{outb}$  alone. This translates to an increase in the voltage gain of the system.

In term of the channel thermal noise current (dotted signals) of  $M_{1a}$ , let us consider  $i_{n,M1a}$ , which flows between the drain and source terminals. This noise current flows out from node B and into node A, resulting in out of phase thermal noise voltages at nodes A and B. These voltages are converted to current via  $M_{2a}$  and  $M_{3a}$ . In the design, if  $i_{n,M2a}$  is equal to  $i_{n,M3a}$  the output thermal noise voltage associated with  $M_{1a}$  will be completely eliminated at node  $v_{outb}$ . However, it is noted that thermal noise voltage at  $v_{outa}$  still exists and could propagate to the next stage and further to the output of the system.

### III. PROPOSED AMPLIFIER

Fig. 3 illustrates the proposed amplifier. As seen, the circuit is similar to Fig. 2. However,  $M_{2a(b)}$ - $M_{4a(b)}$  are incorporated to fully suppress the thermal noise of the input CG transistor and to enhance gain of the amplifier.  $M_{3a(b)}$  in Fig. 3 is connected in the common-source (CS) rather than common-drain (CD) configuration as in Fig. 2, thus increasing the output impedance, and gain of the system. In addition,  $M_{4a(b)}$ , which is connected in the CG configuration, serves two purposes: 1) it is used to increase the output current by converting the amplified voltage signal at node B, and 2) it is used to fully suppress the thermal noise of  $M_{1a(b)}$ .  $C_C$  and  $M_B$  (in the cut off region) form the capacitor cross-coupled and passive resistor  $C_C$  and  $R_B$ , respectively, in Fig. 1(c).

The operation of the circuit can be explained as follows. The input signal is amplified by the CG ( $M_{1a(b)}$ ). The signal is then further amplified by the noise-canceling circuitry ( $M_{2a(b)}$ - $M_{4a(b)}$ ), i.e.,  $M_{2a(b)}$  converts the input voltage to current, while  $M_{3a(b)}$  and  $M_{4a(b)}$  convert the amplified voltage at node B to current such that all these currents are constructively combined at the output. In the design, the bias current, size of  $M_{1a(b)}$  and resistor  $R_D$  are chosen such that the input impedance matching is achieved. It is noted that the choice of  $R_D$  requires some considerations. Unlike Fig. 2,  $R_D$  does not need to be

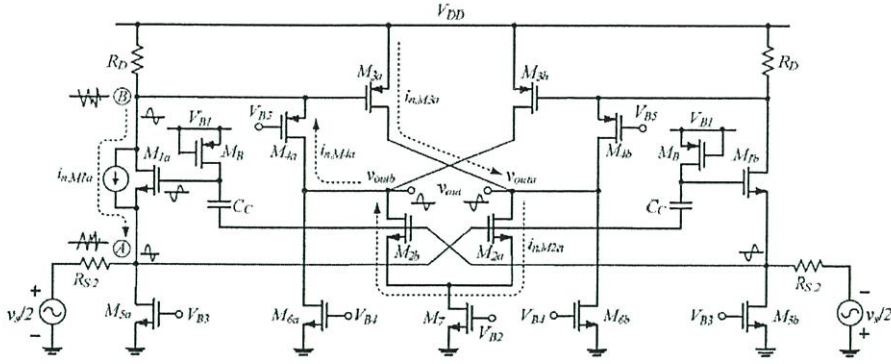


Figure 3. Proposed amplifier.

large to have high gain, since the noise-canceling circuitry ( $M_{2a(b)}-M_{4a(b)}$ ), which acts as a second stage amplifier, helps increasing the overall gain. Moderate size of  $R_D$  relaxes the voltage headroom requirement and improves the output swing. Furthermore, the pole frequency associated with node  $B$  is improved due to reduced miller effect of the gate-drain capacitance of  $M_{3a(b)}$ . However,  $R_D$  should be set large enough, so that the noise of the CG is not too large. In our design,  $R_D$  is chosen to be 175  $\Omega$ .

In term of the channel thermal noise current (dotted signals), let us consider the noise current of  $M_{1a}$  ( $i_{n,M1a}$ ), which flows into node  $A$  but out of node  $B$ . This results in two fully correlated noise voltages at nodes  $A$  and  $B$  with opposite phase. These two thermal noise voltages are further converted to currents  $i_{n,M2a}$ ,  $i_{n,M3a}$  and  $i_{n,M4a}$  by  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$  and  $M_{4a}$ , respectively. If the circuit is designed such that  $i_{n,M2a}$  is equal to  $i_{n,M3a}$  and  $i_{n,M4a}$ , the output thermal noise voltage associated with  $M_{1a}$  at  $v_{outa}$  and  $v_{outb}$  will be eliminated.

The passband gain of the proposed amplifier can be analyzed using small signal analysis and shown as

$$A_v \equiv \frac{[g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D']R_{out}}{(1+s/\omega_{p(A)})(1+s/\omega_{p(B)})(1+s/\omega_{p(out)}} \quad (7)$$

where  $R_{out}$  is  $r_{o2a(b)}\|r_{o3a(b)}\|g_{m4a(b)}r_{o4a(b)}R_D$ ,  $\omega_{p(A)}$ ,  $\omega_{p(B)}$  and  $\omega_{p(out)}$  are poles associated with nodes  $A$ ,  $B$  and output, respectively, and given by  $\omega_{p(A)}=2g_{m1a(b)}\sqrt{[C_C+C_{gs1a(b)}+C_{db1a(b)}+C_{gs2a(b)}+C_{gd2a(b)}(1+g_{m2a(b)}R_{out})+C_{gd5a(b)}+C_{db5a(b)}]}$ ,  $\omega_{p(B)}=(1+g_{m4a(b)}R_D)/R_D[C_{gd1a(b)}(1+g_{m1a(b)}R_D')+C_{db1a(b)}+C_{gs3a(b)}+C_{gs4a(b)}+C_{db4a(b)}+C_{gd3a(b)}(1+g_{m3a(b)}R_{out})]$  and  $\omega_{p(out)}=1/[C_{gd2a(b)}+C_{db2a(b)}+C_{gd3a(b)}+C_{db3a(b)}+C_{gd4a(b)}+C_{db4a(b)}+C_{db6a(b)}+C_{gd6a(b)}]$ .

Since  $\omega_{p(out)} \gg \omega_{p(A)}$ ,  $\omega_{p(B)}$  the circuit has one dominant pole, and the bandwidth can be approximated as  $\omega_{3dB} = \omega_{p(out)}$ .

The noise factor of the proposed amplifier can be analyzed and shown as

$$F = 1 + 2\gamma g_{m1a(b)}\kappa^2 \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D' - g_{m2a(b)}R_S/2 \right]^2 + \gamma g_{m2a(b)}\eta^2 + \gamma g_{m3a(b)}\eta^2 + \gamma g_{m4a(b)}(g_{m3a(b)}R_D' - 1)^2 \delta^2 \eta^2 + R_D'(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 \delta^2 \eta^2 \quad (8)$$

where  $\kappa = (1-g_{m1a(b)})R_{out}'/\sqrt{R_S}A_v$ ,  $\eta = \sqrt{2}(1+g_{m1a(b)}R_S)R_{out}'/\sqrt{R_S}A_v$  and  $\delta = 1/(1+g_{m4a(b)}R_D)$ .

From (8), the second term represents noise factor as a result of channel thermal noises associated with CG ( $M_{1a(b)}$ ), while the third, the fourth, the fifth and the sixth term represents noise associated with  $M_{2a(b)}$ ,  $M_{3a(b)}$ ,  $M_{4a(b)}$  and  $R_D$ , respectively. One can see that if  $(g_{m4a(b)}+g_{m3a(b)})R_D$  is equal to  $g_{m2a(b)}R_S/2$ , the thermal noises from  $M_{1a(b)}$  will be completely eliminated. It is instructive to note that, the noise from the noise-canceling circuitry is also added into the system. As a result, its noise contribution to the amplifier has to be addressed. In fact, the noise contribution from noise canceling circuitry is relatively small, compared with the noises from  $M_{1a(b)}$ . This is because noise from noise-canceling circuitry is divided by gain of the CG, when referred to the input.

#### IV. RESULTS AND DISCUSSIONS

To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed circuit, using a 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS process with 2V supply voltage. The bias currents are chosen to optimize voltage gain, speed,  $NF$ , power dissipation and bandwidth. In addition,  $R_{in}$  is also designed to 50  $\Omega$  to ensure maximum power transfer and minimize any reflection.

Fig. 4 shows frequency response of the amplifier in Fig. 3. The passband gain of the proposed circuit is found to be 31.6 dB, while the bandwidth of the circuit is 2 GHz. Fig. 5 Show  $NF$  of the circuit in Fig. 3, which reads 2.9 dB. Fig. 6 show eye diagrams of the proposed amplifier at 2.8 Gb/s. The results are obtained by applying the pseudo random input to the amplifier, and subsequently superimpose the output data every 0.7 ns. The simulation shows 94.6 % and 89.7% horizontal and vertical eye opening, respectively. Table I summarizes and compares the performances of this design with other recently published CMOS FA. As seen, the proposed circuit exhibits large gain with small  $NF$ , while all other parameters are found to be quite comparable.

#### V. CONCLUSION

This paper uses  $g_m$ -boosting and noise-canceling techniques to improve the performance of the CG fully-differential FA. A noise-canceling circuitry can fully suppress

noise from the input CG transistor. The differential structure with tail current makes the proposed circuit immune to CM noises. The simulation results show low  $NF$ , high gain and wide bandwidth. The proposed FA is suitable for a first stage amplifier such as the reading part of hard disk drive systems.

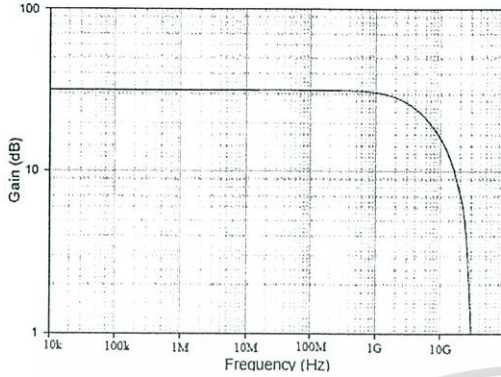


Figure 4. Frequency response.

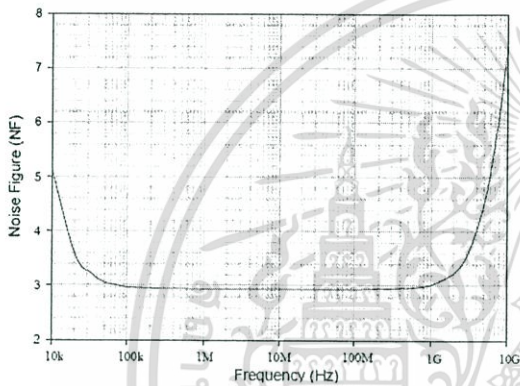


Figure 5. Noise Figure.

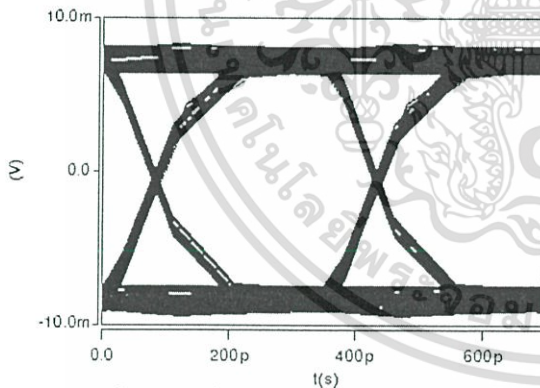


Figure 6. Eye diagram of the proposed amplifier.

TABLE I  
PERFORMANCE COMPARISON WITH OTHER NOISE-CANCELING TECHNIQUE

Reference	[3]	[4]	[5]	[11]	This work
BW [GHz]	0.8-2.1	1.2-11.9	0.02-1.17	9	2
Gain	14.5dB	9.7dB	20.5dB	10dB	31.6dB
$NF$	2.6dB	4.5dB	3.3dB	3 dB	2.9dB
Differential	No	No	Yes	Yes	Yes
Technology	0.13 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m
Supply	1.5V	1.8V	1.8V	2V	2V
Power	17.4mW	20mW	18mW	19mW	19mW

#### REFERENCES

- [1] I. Ranmuthu, et al. "A Design for High Noise Rejection in a Pseudodifferential Preamplifier for Hard Disk Drives," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 6, pp. 911-914, June 2000.
- [2] J. Martinez-Castillo, A. Diaz-Sanchez and J. L. Finol, "Characterization of Two opto-electronic Structures for High-Frequency Applications," in *IEEE Int. Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp.377-380, July 2004.
- [3] W. H. Chen, G. Liu, B. Zdravko and A. M. Niknejad, "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 5 pp. 1164-1176, May 2008.
- [4] C. F. Liao and S. I. Liu, "A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB Receivers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 2 pp. 329-339, Feb. 2007.
- [5] S.S. Song, D.G. Im, H.T. Kim, and K. Lee, "A Highly Linear Wideband CMOS Low-Noise Amplifier Based on Current Amplification for Digital TV Tuner Application," *IEEE Micro. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 118-120, Feb. 2008.
- [6] D. Im, I. Nam, H.T. Kim, and K. Lee, "A Wideband CMOS Low Noise Amplifier Employing Noise and IM2 Distortion Cancellation for a Digital TV Tuner," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 3, pp. 686-698, Mar. 2009.
- [7] J. Jussila, and P. Sivonen, "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Canceling LNA in 0.13- $\mu$ m CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 3, pp. 579-587, Mar. 2008.
- [8] J. Ollikainen, M. Kalliokallio, K. Stadius, V. Saari, and J. Ryyanen, "A Wideband Interference Tolerant RF Receiver for Cognitive Radio Sensor Unit," *NORCHIP, The Nordic Microelectronic Conf.*, vol. 43, no. 3, pp. 579-587, Mar. 2008.
- [9] G. H. Zare Fatin, Z. D. Koozhekanani and H. Sjolund, "A Technique for Improving Gain and Noise Figure of Common-Gate Wideband LNAs," *Analog Integr. Circ Signal Process.*, vol. 63, no.2, May 2010.
- [10] H. Wang, L. Zhang, and Z. Yu, "A Wideband Inductorless LNA With Local Feedback and Noise Canceling for Low-Power Low-Voltage Applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Paper.*, vol. 57, no. 8 pp. 1993-2005, Aug. 2010.
- [11] F. Brucoleri, E. A.M. Klumperink, and B. Nauta, "Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation," Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005.
- [12] J. Liu, G. Chen, and R. Zhang, "Design of a Noise-canceling Differential CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers," *Proceeding of the 5th Annual Summer Interdisciplinary Conference*, pp. 1169-1172, Oct. 2009.
- [13] D. Im, I. Nam and K. Lee, "A Low Power Broadband Differential Low Noise Amplifier Employing Noise and IM3 Distortion Cancellation for Mobile Broadcast Receivers," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 10, pp. 566-568, Oct. 2010.
- [14] W. Zhuo and et al., "A Capacitor Cross-Coupled Common-Gate Low-Noise Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, Vol. 52, no. 12, pp. 875-879, Dec. 2005.

ที่ ศธ.0514.4.1.5/ ๖21



คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยขอนแก่น  
จังหวัดขอนแก่น 40002

23 ต.ย. 2554

เรื่อง แจ้งการตีพิมพ์บทความ

เรียน คุณยุทธชัย ฉิมพลีกุล

ตามที่ท่านได้ส่งบทความวิชาการเรื่อง “A Technique for Improving Noise Performance of Common-Gate Fully-Differential Front-End Amplifier” เพื่อลงตีพิมพ์ในวิศวกรรมสาร มข. นั้น

บัดนี้ กองบรรณาธิการพิจารณาแล้ว เห็นสมควรตีพิมพ์บทความวิชาการของท่านลงในวิศวกรรมสาร มข. ปีที่ 38 ฉบับที่ 3 ประจำเดือนกรกฎาคม - กันยายน 2554 ทั้งนี้ จึงขอแจ้งให้ท่านชำระเงินเพื่อเป็นค่าตีพิมพ์บทความ จำนวน 1,000 บาท (หนึ่งพันบาทถ้วน) โดยโอนเข้าบัญชีเงินรายได้ มหาวิทยาลัยขอนแก่น (คณะวิศวกรรมศาสตร์) เลขที่บัญชี 551-3-02662-6 ธนาคารไทยพาณิชย์ สาขามหาวิทยาลัยขอนแก่น และโปรดส่งหลักฐานการโอนเงินไปที่กองบรรณาธิการวิศวกรรมสาร มข. E-mail: enjournal@kku.ac.th หรือชำระเป็นเงินสดที่เจ้าหน้าที่ประจำวิศวกรรมสาร มข. ตึกเพียรวิจิตร ชั้น 7 ภายในระยะเวลา 2 สัปดาห์ หากพ้นระยะเวลาที่กำหนด จะถือว่าท่านสละสิทธิ์ในการตีพิมพ์บทความ

จึงเรียนมาเพื่อทราบและดำเนินการต่อไป

ขอแสดงความนับถือ

(ศาสตราจารย์ปริญญา จินดาประเสริฐ)

บรรณาธิการ

วิศวกรรมสาร มข.

โทร. 043-362145-6 ต่อ 603 โทรสาร 043-362142

หมายเหตุ : หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติมกรุณาติดต่อ คุณปรัชญาพร ไกรศรีวรรณะ (เจ้าหน้าที่ประจำวิศวกรรมสาร มข.)

ที่อยู่ : วิศวกรรมสาร มข. ตึกเพียรวิจิตร ชั้น 7 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น 40002

E-mail : enjournal@kku.ac.th

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## A Technique for Improving Noise Performance of Common-Gate Fully-Differential Front-End Amplifier

Puttachai Chimpleekul<sup>1)</sup> and Varakorn Kasemsuwan<sup>2)</sup>

### Abstract

This paper presents a technique for improving noise performance of common-gate (CG) fully-differential front-end amplifier. The circuit employs a noise canceling circuitry, which is connected in the differential configuration with tail current. The thermal noises of input CG transistors can be fully suppressed. The proposed amplifier is designed using 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology under 1.5 V supply. Simulation results show noise figure (NF) of 2.8 dB. The voltage gain and bandwidth of the amplifier are 15.3 dB and 1.75 GHz, respectively. The power dissipation is 12.3 mW.

Keywords: low noise, thermal noise, common gate, noise canceling, noise figure.



<sup>1)</sup> Graduate Student, School of Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND, E-mail: puttachai.kmitl@hotmail.com

<sup>2)</sup> Associate Professor, School of Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND, E-mail: kkvarako@kmitl.ac.th

common-mode noises. Unfortunately, the noise of the CG input transistor is partially suppressed.

In this paper, a fully-differential noise-canceling front-end amplifier is presented. The circuit is developed based on a common-gate amplifier. Fully differential structure with tail current is employed to minimize common-mode noises. A technique to fully suppress the CG input transistor noise is proposed. The circuit is designed using a 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology and operates under 1.5 V supply. The circuit demonstrates 15.3 dB passband gain, 2.8 dB noise figure, and 1.75 GHz bandwidth.

The paper is organized as follows. First, a basic balanced noise-canceling amplifier using differential structure with tail current (Brucocoleri et al. 2005) is reviewed, and the problem associated with this structure is addressed. Then, a technique for realizing fully-differential amplifier, which improves the suppression of the CG input transistor noise, is proposed. Next, the noise figure of the proposed amplifier is analyzed and compared with the noise figure of Brucocoleri et al. (2005). Finally, the simulation results, discussions and comparisons with other recent published works are provided.

## 2. Noise-Canceling technique using cross coupling

### 2.1 Noise-canceling using cross coupling

Fig. 1 illustrates a basic balanced noise-canceling amplifier (Brucocoleri et al. 2005). The circuit consists of two common gates ( $M_{1a(b)}$ ), and noise canceling circuitry ( $M_{2a(b)} - M_{3a(b)}$ ) connected in the differential configuration. The input impedance matching is accomplished by setting  $1/g_{m,1a(b)}$  to  $R_S/2$ . It is noted that the noise canceling circuitry employs tail current, thus making the amplifier immune to common-mode noises.

The operation of the circuit can be explained as follows. The input signal  $V_{in}/2$  (solid line) undergoes a feedforward amplification, i.e., the input signal is first amplified by the common gate ( $M_{1a(b)}$ ), and the noise canceling circuitry ( $M_{2a(b)} - M_{3a(b)}$ ). The differential output signal is then taken between nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$ . Notice that the signals at nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$  have opposite phase. As a result, the differential output signal ( $V_{out}$ ) is two times larger than the signal at either node  $v_{out1}$  or  $v_{out2}$  alone. This translates to an increase in the voltage gain of the system.

In term of the channel thermal noise current

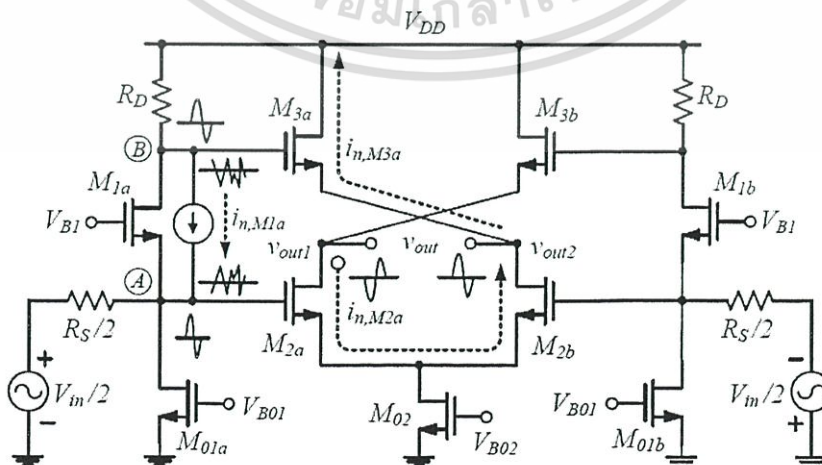


Figure 1. Balanced noise-canceling using cross coupling. (Brucocoleri et al. 2005)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(dotted signals) of a MOSFET  $M_{1a}$ , let's consider the noise current  $i_{n,M1a}$  which flows into node A but out of node B. This results in two fully correlated noise voltages at nodes A and B with opposite phase. These two thermal noise voltages are further converted to currents  $i_{n,M2a}$  and  $i_{n,M3a}$  by  $M_{2a}$  and  $M_{3a}$ , respectively. If  $i_{n,M2a}$  is equal to  $i_{n,M3a}$  the output thermal noise voltage associated with  $M_{1a}$  will be completely eliminated at node  $v_{out2}$ . However, it is noticed that the thermal noise voltage at node  $v_{out1}$  still exists and could propagate to the next stage and further to the output of the system. Similarly, the thermal noise voltage of  $M_{1b}$  still exists at node  $v_{out2}$  as a result of an incomplete noise canceling as previously mentioned.

2.2 Proposed balanced noise-canceling using cross coupling

Fig. 2 illustrates the proposed amplifier, which was first proposed by Chimpleekul P. and Kasemsuwan V. (2010). As seen, the circuit is similar to the amplifier in Fig. 1.  $M_{3a}$  and  $M_{3b}$  which are connected as a common source are added at node B. The operation of the circuit can be explained similar to that in Fig. 1, i.e., the input signal is first amplified by the common gate ( $M_{1a(b)}$ ) and further amplified by

the noise canceling circuitry ( $M_{2a(b)} - M_{3a(b)}$ ). However, it is noticed that the common source contributes additional current to the output, thus enhancing the total gain of the system. In term of the channel thermal noise of  $M_{1a}$ , noise canceling mechanism as stated previously is still applied. However, one can see that the common source produces additional current ( $i_{n,M4a}$ ) at output node  $v_{out1}$ . If  $i_{n,M4a}$  and  $i_{n,M2a}$  are set equal, the thermal noise associated with  $M_{1a}$  will now be completely eliminated at both nodes  $v_{out1}$  and  $v_{out2}$ .

The noise factor of the proposed amplifier can be analyzed and shown as

$$F = 1 + \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)}) R_D - g_{m2a(b)} R_S / 2 \right]^2 R_{out}^2}{R_S A_c^2} + \frac{2\gamma g_{m2a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S / 2)^2 R_{out}^2}{R_S A_c^2} + \frac{2\gamma g_{m3a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S / 2)^2 R_{out}^2}{R_S A_c^2} + \frac{2\gamma g_{m4a(b)} (1 + g_{m1a(b)} R_S / 2)^2 R_{out}^2}{R_S A_c^2} + \frac{2R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 (1 + g_{m1a(b)} R_S / 2)^2 R_{out}^2}{R_S A_c^2} \tag{1}$$

where  $\gamma$  is process dependent parameter and  $R_{out}$  is  $r_{O2a(b)} // r_{O3a(b)} // (1/g_{m3a(b)})$ .

From (1), the second term represents noise factor as a result of channel thermal noise

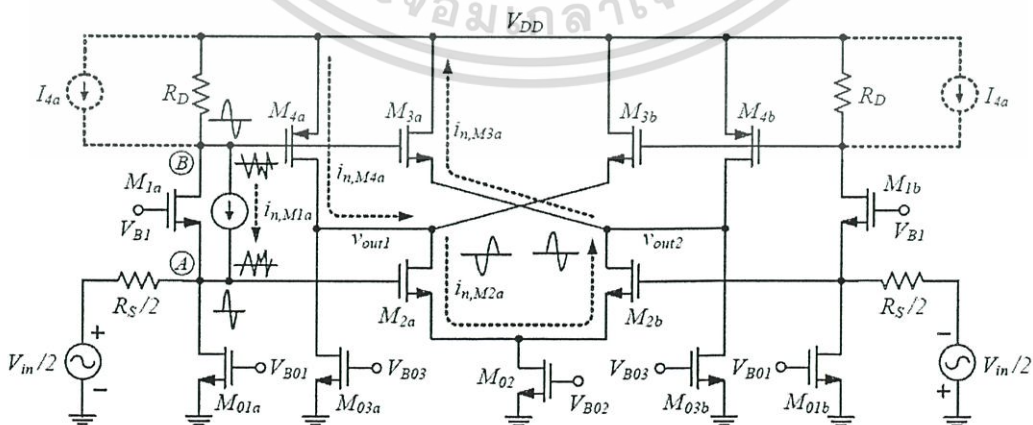


Figure 2. Proposed front-end amplifier.

associated with the common gate  $M_{1a(b)}$ , while the third, fourth, fifth and sixth terms represents noise associated with  $M_{2a(b)}$ ,  $M_{3a(b)}$ ,  $M_{4a(b)}$  and  $R_D$ , respectively.

One can see that if we set  $(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D$  equal to  $g_{m2a(b)}R_S/2$ , the thermal noise from  $M_{1a(b)}$  will be completely eliminated. It is instructive to note at this point that, the noise from the noise-canceling circuitry is also added into the system. As a result, its noise contribution to the amplifier should be addressed. In fact, the noise contribution from the noise canceling circuitry is relatively small, compared with the noise from  $M_{1a}$ . This is because the noise from the noise-canceling circuitry is divided by the gain of the common gate, when referred to the input.

The passband gain of the proposed amplifier can be analyzed using straightforward small signal analysis and shown as

$$A_v \equiv \frac{[g_{m2a(b)} + g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R_D]R_{out}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(A)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(B)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(out)}}\right)} \quad (2)$$

Where  $\omega_{p(A)}$ ,  $\omega_{p(B)}$ ,  $\omega_{p(out)}$  are poles associated with nodes A, B and output, respectively, and given by

$$\omega_{p(A)} \equiv \frac{g_{m1a(b)}}{\left[ C_{gs1a(b)} + C_{sb1a(b)} + C_{gd01a(b)} + C_{db01a(b)} \right] + C_{gd2a(b)}(1 + g_{m2a(b)}R_{out}) + C_{gs2a(b)}}$$

$$\omega_{p(B)} \equiv \frac{1}{R_D \left[ C_{gd1a(b)} + C_{db1a(b)} + C_{gd3a(b)} + C_{gs4a(b)} \right] + C_{gd4a(b)}(1 + g_{m4a(b)}R_{out})}}$$

$$\omega_{p(out)} \equiv \frac{1}{R_{out} \left( C_{gd2a(b)} + C_{db2a(b)} + C_{sb3a(b)} + C_{gd4a(b)} \right) + C_{db4a(b)} + C_{db03a(b)} + C_{gd03a(b)}}$$

Since  $\omega_{p(out)} \ll \omega_{p(A)}$ ,  $\omega_{p(B)}$ , the circuit has one

dominant pole (at node  $v_{out1(2)}$ ) and, therefore, the bandwidth ( $\omega_{3dB}$ ) of the proposed amplifier can be approximated as  $\omega_{3dB} = \omega_{p(out)}$ .

One can increase the gain of the circuit in Fig. 2 by adding two current sources  $I_{ds}$  and  $I_{db}$  (dashed line) in Fig. 2. These current sources allow larger  $R_D$  for the same common-gate bias current, resulting in larger gain. We have found that gain of the circuit can go up to 30 dB, when current sources (implemented using a simple long channel PMOS transistor) are employed. However, one should be careful with this gain enhancement technique, because this also affects the input impedance and noise figure of the system.

### 3. Results and discussion

To verify the circuit performance, HSPICE is used to simulate the proposed circuit, using a 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS process with 1.5V supply voltage. In this work, the bias currents are chosen to optimize voltage gain, speed, noise figure, power dissipation, and bandwidth of the circuit. The transistor dimensions of the proposed circuit are summarized in Table 3.1. In addition, the input impedance is also designed to match with the source impedance ( $50\Omega$ ) to ensure maximum power transfer, and minimize any reflection.

Fig. 3 shows a comparison between noise figures of the circuits in Fig. 1 (dash) and Fig. 2 (solid), which read 3.1 dB and 2.8 dB at 1 Hz, respectively. It is noted that, for a fair comparison, the same CMOS technology and transistor dimensions for both circuits are employed. As seen, the noise figure of the circuit in Fig. 2 is less than that of the circuit in Fig. 1. This is due to the common-source transistor  $M_{4a(b)}$ , which allows full suppression of the CG input transistors.

TABLE 3.1 Device dimensions

Device	Size (W/L) [ $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ]
$M_{1a(b)}$	300/0.18
$M_{2a(b)}$	190/0.18
$M_{3a(b)}$	50/0.18
$M_{4a(b)}$	220/0.18
$M_{01a(b)}$	45/0.9
$M_{02}$	115/0.9
$M_{03a(b)}$	30/0.9
Resistor	
Device	Values [ $\Omega$ ]
$R_D$	175

Fig.4 shows frequency response of the amplifier in Fig. 1 (dash), and the proposed differential amplifier in Fig. 2 (solid). The passband gain of the proposed circuit is found to be 15.3 dB, while the bandwidth of the circuit is 1.75 GHz. Larger gain is obtained since the common-source transistor  $M_{3a(b)}$  contributes additional current to the output.

Fig. 5 shows eye diagrams of the proposed amplifier at 1.4 Gb/s. The results are obtained by applying the pseudo random input to the amplifier, and subsequently superimpose the output data every 1.37 ns. The simulation shows 93.0 % and 98.2% horizontal eye opening and vertical eye opening, respectively. As seen, the eye is wide opening, indicating that the proposed amplifier can operate at high bit rate with small ISI and bit error rate.

Table 3.2 summarizes and compares the performances of our design with other recent published CMOS front-end amplifiers. As seen, the proposed differential circuit demonstrates relatively low noise figure (NF), while all other parameters are

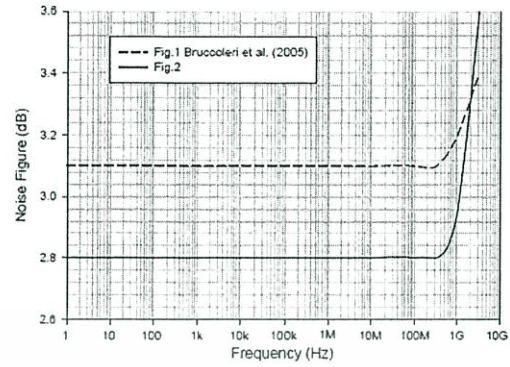


Figure 3. Noise figure.

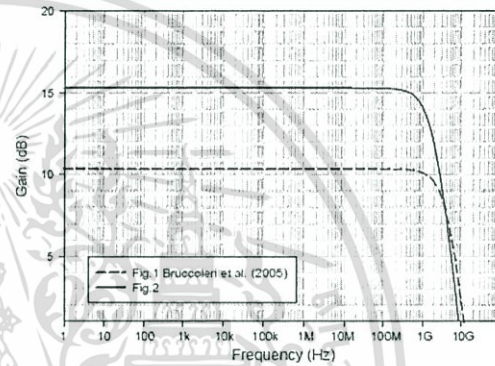


Figure 4. Frequency response.

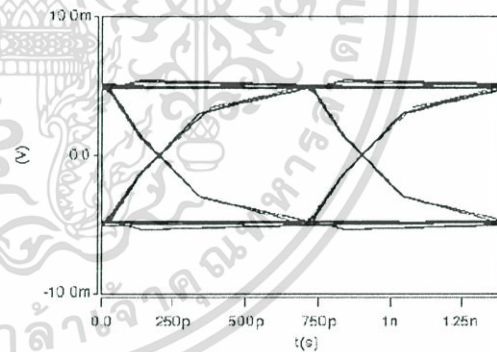


Figure 5. Eye diagram at 1.4 Gb/s.

found to be comparable. It is noted that although the result from Chen et al. (2008) shows smaller noise figure, the single-ended structure was employed in their design, making the system susceptible to common mode noises. In addition, the power dissipation would be high, if their single-ended structure would have to be modified to the differential one.

TABLE 3.2 Performance comparison

Reference	Chen et al.	Liao et al.	Song et al.	Jussila et al.	Liu et al.	Fig.2
BW [GHz]	0.8-2.1	1.2-11.9	0.02-0.17	2.1	2.1-11.2	1.75
Gain [dB]	14.5	9.7	20.5	5.2	28.2	15.3
NF [dB]	2.6	4.5	3.3	3	3.7	2.8
Differential	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes
Technology [ $\mu\text{m}$ ]	0.13	0.18	0.18	0.13	0.18	0.13
Supply[V]	1.5	1.8	1.8	1.2	1.8	1.5
Power [mW]	17.4	20	18	12.6	12.5	12.3

#### 4. Conclusion

In this paper, a differential CMOS front-end amplifier using a technique for improving noise performance of common-gate fully-differential front-end amplifier is presented. The circuit employs a noise canceling circuitry, which can fully eliminate noise from the input common-gate transistor. Noise canceling circuitry has differential structure with tail current, making the proposed circuit immune to common-mode noises. The simulation results show low noise figure, low power consumption and wide bandwidth. The proposed front-end amplifier is suitable for a first stage amplifier such as the reading part of hard disk drive systems.

#### 5. Acknowledgment

This work was supported by College of Data Storage Innovation (DSTAR), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMIL), National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC) and National Science and Technology Development Agency (NSTDA).

#### 6. References

- Brucoleri, F., Klumperink, E. A.M., and Nauta, B. (2004). Wide-band CMOS Low-Noise Amplifier Exploiting Thermal Noise Canceling. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 39, No.2, 275-282.
- Brucoleri, F., Klumperink, E. A.M., and Nauta, B. (2005). Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation. Dordrecht, The Netherlands: Springer.
- Baker, S. B. and Toumazou, C. (1998). Low noise CMOS common gate optical preamplifier using active feedback. *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 23, 2235-2237.
- Chen, W. H., Liu G., Zdravko, B., and Niknejad A. M. (2008). A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 43, No. 5, 1164-1176.
- Chen, X., Martinez, J.S., and Hoyos, S. (2008). A CMOS Differential Noise Canceling Low Noise Transconductance Amplifier. DCAS, The 7<sup>th</sup> Circuits and Systems Workshop, SoC: Design, Application, Integration and Software, 1-4.
- Chimpleekul, P. and Kasemsuwan, V. (2010). A Fully Differential Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier. ECTI-CON, Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology, 237-240.
- Jussila, J., and Sivonen, P. (2008). A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Canceling LNA in 0.13-

- um CMOS. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 43, No. 3, 579-587.
- Klien, H. W. and Robinson, M. E. (1994). A  $0.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  CMOS Preamplifier for Magneto Resistive Read Elements. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 29, 1589-1595.
- Liao, C. F., and Liu, S. I. (2007). A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB Receivers. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 42, No. 2, 329-339.
- Liu, J., Chen, G. and Zhang, R. (2009). Design of a Noise-canceling Differential CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers. *ASIC, The 8<sup>th</sup> Annual Summer Interdisciplinary Conf.*, July, 1169-1172.
- Martinez-Castillo, J., Diaz-Sanchez, A. and Finol, J. L. (2004). Characterization of Two optoelectronic Structures for High-Frequency Applications. *MWSCAS, The 2004 International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Hiroshima, Japan, July 377-380.
- Ollikainen, J., Kallio, M., Stadius, K., Saari, V., and Ryyanen, J. (2009). A Wideband Interference Tolerant RF Receiver for Cognitive Radio Sensor Unit. *NORCHIP, The Nordic Microelectronics Conf.*, Tampere, Finland, November, 1-4.
- Ranmuthu, I. et al.. (2000). A Design for High Noise Rejection in a Pseudo-differential Preamplifier for Hard Disk Drives. *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 6, 911-914.
- S.S. Song, Im, D.G., Kim, H.T., and Lee, K. (2008). A Highly Linear Wideband CMOS Low-Noise Amplifier Based on Current Amplification for Digital TV Tuner Application. *IEEE. Micro. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 18, No. 2, 118-120.
- Wang, H., Zhang, L. and Yu, Z. (2010). A Wideband Inductorless LNA With Local Feedback and Noise Canceling for Low-Power Low-Voltage Application. *IEEE Trans. Circuits Syst I, Reg. Papers*, Vol. 57, No. 8, 1993-2005.
- Zare Fatin, G. H., Koozehkanani, Z. D. and Sjolund, H. (2010) A Technique for Improving Gain and Noise of Common-Gate Wideband LNAs. *Analog Interg. Circ Signal Process*, Vol. 65, No. 2, 239-244.



# การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๓

## 33<sup>rd</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-33)

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- โฟโตนิกส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

**KMITL**  
• <http://www.kmitl.ac.th>

**CMU**  
• <http://www.cmu.ac.th>

**MU**  
• <http://www.mu.ac.th>

**EECON33**

**NOCTEC**

ร่วมจัดโดย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

**ABB** **CSG** SOLUTION

**111 Years Engineering Tradition**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ โดยใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ A Fully-Differential Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier

พุทธชัย จิมพิลกุล และ วรากร เกษมสุวรรณ

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ที่ 2 ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทรศัพท์: 02-326-4222 E-mail: kkvarako@kmitl.ac.th, varakornkasemsuwan@yahoo.com

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ วงจรที่นำเสนอออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.13 ไมโครเมตร วงจรทำงานภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ 1.5 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรมุ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรมีตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน (Noise Figure) เท่ากับ 3.7 เดซิเบล ในขณะที่อัตราขยายแรงดันและแบนวิธมีค่าเท่ากับ 33 เดซิเบล และ 1.45 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ กำลังงานสูญเสียของวงจรมีค่าเท่ากับ 20.5 มิลลิวัตต์

คำสำคัญ: วงจรรขยายเกวร่วม, เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ, สัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ

### Abstract

This paper presents a fully-differential front-end amplifier using noise canceling circuitry to suppress thermal noise. The proposed front-end amplifier is designed using a 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology under the supply voltage of 1.5 V. Simulation results show NF of 3.7 dB while the voltage gain and bandwidth of the amplifier are 33 dB and 1.45 GHz, respectively. The power dissipation is 20.5 mW.

Keywords: common gate, noise cancellation technique, thermal noise.

### 1. คำนำ

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการสื่อสาร ข้อมูลดิจิทัลการถ่ายโอนข้อมูลที่รวดเร็วและมีแนวโน้มว่าจะสูงขึ้นอีกในอนาคตทั้งนี้เพื่อลดเวลาการถ่ายโอนข้อมูลที่มีขนาดใหญ่ขึ้น วงจรรขยายผลต่างภาคแรกซึ่งเป็นส่วนแรกของระบบทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กมากให้มีขนาดใหญ่เพียงพอเพื่อนำไปประมวลผลต่อในภาคถัดไปได้ได้อย่างถูกต้อง ระดับไฟเลี้ยงที่มีผลต่ออย่างค่อนเนื่องในปัจจุบันส่งผลให้สัญญาณรบกวนมีบทบาทต่อการทำงานของวงจรรขยายผลต่างภาคแรกขึ้น วงจรรขยายผลต่างภาคแรกมีสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็กมากโดยอาจมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณ

รบกวนกลายเป็นวงจรที่ค่อนข้างได้รับการพิจารณาอย่างจริงจัง นอกจากสัญญาณรบกวนแล้ว วงจรรขยายผลต่างภาคแรกมีความต้านทานเสมือนทางคานอินพุต ( $R_{in}$ ) ที่สัมพันธ์กับความต้านทานของแหล่งจ่ายและมีอัตราขยายแรงดัน แบนวิธ และกำลังงานสูญเสียที่เหมาะสม ในกลุ่มของวงจรรขยายผลต่างภาคแรก เราพบว่าวงจรรขยายผลต่างภาคแรกที่ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายเนื่องจากวงจรมีอัตราขยายสูงสามารถตอบสนองสัญญาณที่มีความถี่สูงและมีอัตราขยายที่เสถียรสูงให้เห็นถึงการใช้งานของวงจรรขยายเกวร่วมในระบบต่างๆ เช่นระบบอาร์คิเทคเจอร์ [1-2], ระบบสื่อสารทางแสง [3-4], วงจรภาครับ [5-6], และวงจรรุ่น [7-8] เป็นต้น

สิ่งที่ได้กล่าวแล้วข้างต้น สัญญาณรบกวนในวงจรรขยายผลต่างภาคแรกมีความสำคัญมากเนื่องจากสัญญาณดังกล่าวเป็นสัญญาณรบกวนของสัญญาณอินพุตที่เล็กที่สุด เราพบว่าในงานวิจัยที่ผ่านมา [7, 10-12] ได้ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนส่งผลให้วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ อย่างไรก็ตาม การออกแบบวงจรมีลักษณะเป็นวงจรรขยายผลต่างภาคแรก (pseudo differential amplifier) ซึ่งผลให้อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม (common mode gain) มีค่าค่อนข้างสูง ปัญหาของการออกแบบวงจรรขยายผลต่างภาคแรกที่มีแหล่งจ่ายกระแสไบอัส (tail current source) คือ การกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่ไม่สมบูรณ์ กล่าวคือสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทางด้านหนึ่งของวงจรรขยายผลต่างภาคแรกจะปรากฏที่เอาต์พุตอีกด้านหนึ่ง บทความนี้นำเสนอวงจรรขยายผลต่างภาคแรกที่ใช้เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่ปรากฏที่เอาต์พุตทั้งสองด้านได้อย่างสมบูรณ์ ส่งผลให้วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ และในขณะเดียวกันก็สามารถกำจัดสัญญาณโหมคร่วมได้ดี

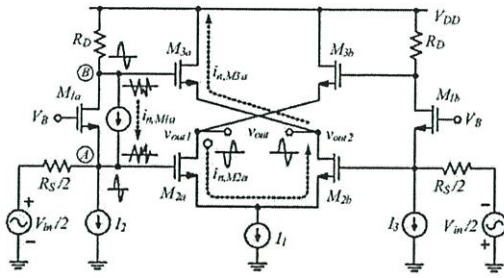
### 2. เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ

#### 2.1 เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนแบบไขว้

รูปที่ 1 แสดงวงจรรขยายผลต่างภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิแบบไขว้ [9] จากรูปวงจรถูกประกอบด้วยวงจรรขยายเกวร่วม ( $M_{in}$ ) และวงจรมีกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{sub} - M_{sb}$ ) วงจรที่ได้มีสัญญาณรบกวนต่ำ กำลังสูญเสียกำลังงานต่ำ และมีแบนวิธกว้าง เราจึงสังเกตเห็นว่า วงจรใช้แหล่งจ่ายกระแสไบอัส ( $I_f$ ) ส่งผลให้วงจรมีการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 วงจรขยายภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนรบกวนเชิงอุณหภูมิโดยใช้เทคนิคการไขว้

กำจัดสัญญาณ โหมดร่วมและสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟได้คืออย่างไรก็ตามวงจรมีข้อบกพร่องสองประการกล่าวคือ 1) วงจรขยายมีอัตราขยายที่ค่อนข้างต่ำและ 2) วงจรไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้อย่างสมบูรณ์ เมื่อพิจารณาจากวงจรในรูปที่ 1 เราสังเกตเห็นว่าอัตราขยายของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราขยายของวงจรขยายเดี่ยว เนื่องจากวงจรมีความต้านทานเสมือนด้านเอาต์พุตค่า  $(\approx 1/g_{m2a})$  อัตราขยายของวงจรจึงมีค่าไม่สูงนัก นอกจากนี้ความต้านทาน  $R_D$  ไม่สามารถมีค่าสูงมากนักเนื่องจากค่าของค่าต้านทานดังกล่าวส่งผลกระทบต่อ  $R_{in}$  และต่อความสัมพันธ์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิที่เกิดจากทรานซิสเตอร์  $M_{1a}$  (เส้นประ) เราสังเกตเห็นได้ว่า แม้ว่าสัญญาณรบกวนจะถูกกำจัดได้ที่ โหนด  $v_{out2}$  สัญญาณรบกวนที่  $v_{out1}$  ไม่ได้ถูกกำจัดแต่อย่างใด และอาจถูกขยายต่อไปอีกก็ได้

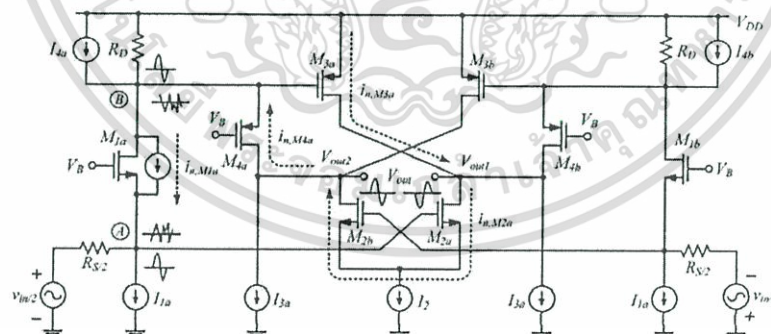
เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณถูกขยายด้วยวงจรขยายเดี่ยว และวงจรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{2a,2b}$  และ  $M_{1a,1b}$ ) ตามลำดับ เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของ  $M_{1a}$  ( $i_{n,M1a}$ ) สัญญาณรบกวนดังกล่าวมีทิศทางไหลระหว่างขั้วกรนและขาเอมิสเซอร์ของ  $M_{1a}$  ส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มีเฟสต่างกัน  $180^\circ$  ที่โหนด A

และ B (ดูสัญญาณเส้นประ) สัญญาณรบกวนที่โหนดทั้งสองถูกแปลงให้เป็นสัญญาณกระแส  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M2b}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$  และ  $M_{2b}$  ตามลำดับ ถ้า  $i_{n,M2a}$  ถูกออกแบบให้มีค่าเท่ากับ  $i_{n,M1a}$  สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  จะไม่ปรากฏที่โหนด  $v_{out2}$  อย่างไรก็ตามเราสังเกตเห็นว่าสัญญาณรบกวนที่โหนด  $v_{out1}$  ยังคงปรากฏอยู่และไม่ได้ถูกกำจัดแต่อย่างใด การกำจัดสัญญาณรบกวนที่โหนด  $v_{out1}$  และโหนด  $v_{out2}$  สามารถทำได้โดยการกำจัดแหล่งจ่ายกระแส I, ส่งผลให้เส้นทางเดินกระแสสัญญาณรบกวน  $i_{n,M2a}$  ถูกตัดขาดดังแสดงในเอกสารอ้างอิง [7, 10-12] วงจรขยายที่ได้เป็นที่รู้จักกันว่าวงจรขยายผลต่างเสมือนซึ่งมีอัตราขยายสัญญาณ โหมดร่วมเท่ากับอัตราขยายโหมดผลต่าง

2.2 วงจรขยายภาคแรกแบบผลต่างที่นำเสนอ

รูปที่ 2 แสดงวงจรขยายภาคแรกที่น่าสนใจ จากรูปวงจรมีความคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 1 อย่างไรก็ตาม  $M_{1a,1b}$  ถูกต่อในลักษณะของวงจรขยายออร์สตรัมส่งผลให้ความต้านทานเสมือนที่เอาต์พุตมีค่าสูง นอกจากนี้  $M_{1a}$  (และ  $M_{1b}$ ) ซึ่งทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนได้ถูกเพิ่มเข้าไปในวงจรเพื่อทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนของ  $M_{1a}$  (และ  $M_{1b}$ ) วงจรมีการทำงานในลักษณะเดียวกับวงจรในรูปที่ 1 กล่าวคือ สัญญาณอินพุตที่โหนด A ถูกขยายด้วยวงจรขยายเดี่ยวและวงจรกำจัดสัญญาณรบกวน อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจากวงจรที่นำเสนอ วงจรกำจัดสัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้ามาได้ช่วยเพิ่มอัตราขยายสัญญาณทำให้วงจรมีอัตราขยายที่สูงกว่าวงจรในรูปที่ 1 เมื่อพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนเราพบว่าถ้าสัญญาณรบกวนกระแสของ  $M_{1a}$  ( $i_{n,M1a}$ ) มีค่าเท่ากับ  $i_{n,M2a}$  สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  จะสามารถถูกกำจัดออกไปได้ทั้งที่โหนด  $v_{out1}$  และที่โหนด  $v_{out2}$  เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก เราพบว่าอัตราขยายแรงดันของวงจรที่น่าสนใจมีค่าเท่ากับ

$$A_v \approx -(g_{m2a} + g_{m1a}g_{m3a}R'_D + g_{m1a}g_{m4a}R'_D)R_{out} \quad (1)$$



รูปที่ 2 วงจรขยายภาคแรกที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่น่าสนใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $R'_D$  และ  $R_{out}$  มีค่า  $R_D/(1/g_{m4a})$  และ  $r_{out2}/r_{out1}/r_{out3}/r_{out4}$  ตามลำดับ  
เมื่อทำการวิเคราะห์วงจร โดยพิจารณาสัญญาณรบกวนของ  
อุปกรณ์ทุกตัว เราพบว่าค่านบอกรบกวนมีค่าเท่ากับ

$$F = 1 + \frac{2\gamma g_{m1a} [(g_{m3a} + g_{m4a}) R'_D - g_{m2a} R_S/2]^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m2a} (1 + g_{m1a} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m3a} (1 + g_{m1a} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{2\gamma g_{m4a} (1 + g_{m3a} R'_D)^2 (1 + g_{m1a} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S (1 + g_{m4a} R_D)^2 A_v^2} + \frac{2R_D (g_{m3a} + g_{m4a})^2 (1 + g_{m1a} R_S/2)^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} \quad (2)$$

โดยที่  $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์สัญญาณรบกวน

จากสมการที่ 2 เทอมที่สองแสดงค่านบอกรบกวนที่เกิดจาก  $M_{in}$  ในขณะที่เทอมที่ สาม สี่ ห้า และหก แสดงค่านบอกรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a,b}$ ,  $M_{3a,b}$ ,  $M_{4a,b}$  และ  $R_D$  ตามลำดับ ในการออกแบบ ถ้าเราทำให้  $(g_{m3a} + g_{m4a}) R'_D = g_{m2a} (R_S/2)$  สัญญาณรบกวนจาก  $M_{in}$  ที่ไปปรากฏที่ โหนด  $v_{out1}$  และ  $v_{out2}$  จะถูกกำจัดได้อย่างสมบูรณ์

วงจรขยายภาคแรกที่น่าสนใจมีโหนดที่มีความต้านทานสูงเพียงโหนดเดียวซึ่งได้แก่ โหนดเอาต์พุต ( $v_{out1}$  และ  $v_{out2}$ ) ดังนั้นแบนวิดธ์ของวงจรสามารถประมาณค่าได้เท่ากับ

$$\omega_{-3dB} \cong (R_{out} C)^{-1} \quad (3)$$

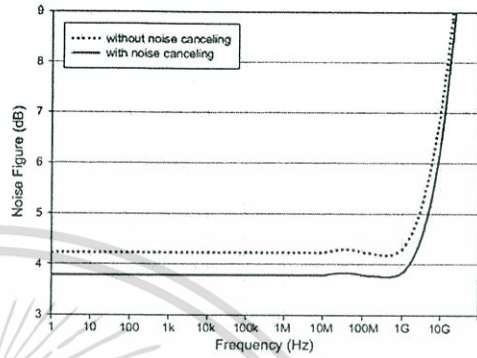
เมื่อ  $C \cong C_{pd2a,b} + C_{db2a,b} + C_{gs2a,b} + C_{db3a,b} + C_{gs3a,b} + C_{db4a,b} + C_{gs4a,b} + C_{db1a,b} + C_{gs1a,b}$

3 ผลการจำลองการทำงาน

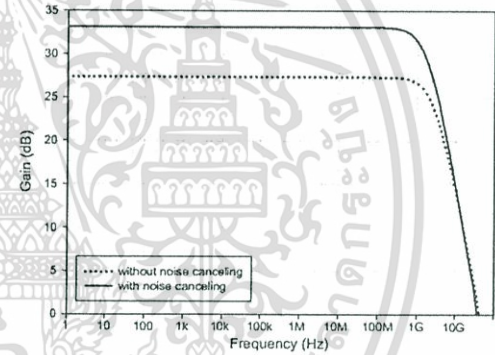
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ โปรแกรม HSPICE ได้ถูกใช้เพื่อจำลองการทำงานของวงจร เทคโนโลยีที่ใช้เป็นแบบซิมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.13 ไมโครเมตร และแหล่งจ่ายไฟขนาด 1.5 โวลต์ ความต้านทานเสมือนทางเข้าทุกขั้วออกแบบให้สัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) เพื่อให้วงจรสามารถถ่ายโอนกำลังงานได้สูงสุด แหล่งจ่ายกระแสทุกตัวในวงจรถูกแทนด้วยทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัว

รูปที่ 3 แสดงการเปรียบเทียบค่านบอกรบกวนรบกวนของวงจรที่นำเสนอก่อนใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน  $M_{in}$  (และ  $M_{in}$ ) (เส้นประ) และหลังใส่วงจรกำจัดสัญญาณรบกวน (เส้นทึบ) จากรูปเราพบว่าค่านบอกรบกวนมีค่าเท่ากับ 4.23 dB และ 3.7 dB

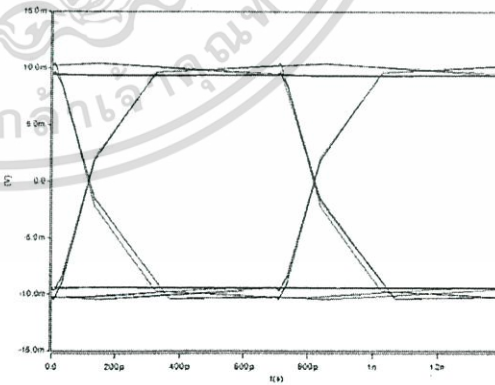
ตามลำดับ เราสังเกตเห็นว่าวงจรที่มีการกำจัดสัญญาณรบกวนให้ค่านบอกรบกวนรบกวนที่มีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้ก็เนื่องจากวงจรสามารถลดผลของสัญญาณที่เกิดจาก  $M_{in}$  ได้อย่างสมบูรณ์



รูปที่ 3 ค่านบอกรบกวนรบกวน



รูปที่ 4 การตอบสนองของทางความถี่



รูปที่ 5 แผนภาพตาจาง (Eye diagram) ของวงจรที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

# วิศวกรรมลาดกระบัง

Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วันที่ 9 สิงหาคม 2554

เลขที่อ้างอิง 1402

เรื่อง การตอบรับบทความ

เรียน คุณพุทธชัย ฉิมพลีกุล วรากร เกษมสุวรรณ

ตามที่ท่านได้ส่งบทความเรื่อง วงจรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีอัตราขยายสูง สัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้การกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (A High-Gain Fully-Differential Thermal Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier) มาให้พิจารณาเพื่อลงตีพิมพ์ในวารสารวิศวกรรมลาดกระบัง บัดนี้ ผู้ทรงคุณวุฒิได้ทำการพิจารณาแล้วเห็นว่า ยอมรับตีพิมพ์ได้ โดยจะตีพิมพ์ในปีที่ 28 ฉบับที่ 3 เดือนกันยายน 2554

จึงเรียนมาเพื่อทราบ

(รศ.ดร.อิสระชัย งามทง)

หัวหน้ากองบรรณาธิการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่มีอัตราขยายสูง สัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้การกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ A High-gain Fully-Differential Thermal Noise-Canceling CMOS Front-End Amplifier

พุทธชัย จิมพลีกุล และ วรากร เกษมสุวรรณ

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรขยายผลต่างภาคแรกแบบซีมอสที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนและเทคนิคการเพิ่มอัตราขยายสัญญาณ วงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร โดยใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 2 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานพบว่าวงจรมีค่านับบอกระดับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 2.94 เดซิเบล มีอัตราขยายแรงดันและแบนวิธค่าเท่ากับ 31.6 เดซิเบล และ 2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ กำลังงานสูญเสียของวงจรมีค่าเท่ากับ 19 มิลลิวัตต์

คำสำคัญ: วงจรรขยายเกตร่วม, เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ, เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์

## Abstract

This paper presents a fully-differential CMOS front-end amplifier using noise canceling and gain enhancement techniques. The proposed front-end amplifier is designed based on a 0.18  $\mu\text{m}$  standard CMOS process and 2 V supply. Simulation results show noise figure (NF) of 2.94 dB, while the voltage gain and bandwidth of the amplifier are 31.6 dB and 2 GHz, respectively. The power dissipation is 19 mW.

Key words: Common gate, noise cancellation technique, gain enhancement technique, thermal noise, front-end amplifier.

## 1. บทนำ

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลมีอัตราการถ่ายโอนข้อมูลที่สูงมาก และมีแนวโน้มจะสูงขึ้นอีกในอนาคต ทั้งนี้ก็เพื่อลดเวลาการถ่ายโอนข้อมูลที่มีขนาดใหญ่ขึ้น วงจรรขยายภาคแรกเป็นส่วนแรกของระบบทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กให้มีขนาดใหญ่เพียงพอเพื่อนำไปประมวลผลต่อไปได้อย่างถูกต้อง ระดับไฟเลี้ยงที่มีค่าลดลงอย่างต่อเนื่องในปัจจุบันส่งผลให้สัญญาณ

รบกวนมีบทบาทต่อการออกแบบวงจรรขยายภาคแรกมาก เนื่องจากขนาดของสัญญาณรบกวนอาจมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตของวงจร นอกจากนี้วงจรรขยายภาคแรกควรมีความต้านทานเสมือนอินพุต ( $R_{in}$ ) สัมพันธ์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย ( $R_s$ ) มีอัตราขยายแรงดันที่พอเพียง มีแบนวิธกว้าง มีเสถียรภาพ และมีกำลังงานสูญเสียต่ำ

วงจรรขยายเกตร่วม (CG) เป็นวงจรหนึ่งที่ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในวงจรรขยายภาคแรกโดยถูกใช้งานใน

ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [1-2], ระบบสื่อสารทางแสง [3], วงจรภาครับ [4-5], และวงจรจูน [6] เป็นต้น อย่างไรก็ตาม เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรขยาย CG มีข้อเสียเรื่องสัญญาณรบกวนที่มีค่าค่อนข้างสูง และอัตราขยายที่ค่อนข้างต่ำ [8]

บทความนี้นำเสนอวงจรขยายภาคแรกแบบวงจรขยาย CG ที่ใช้เทคนิคการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ -boosting) [7-8] และเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ (Thermal noise canceling) [4-6, 9-12] วงจรขยายที่นำเสนอมีสัญญาณรบกวนต่ำ และอัตราขยายสูง นอกจากนี้ยังมีแบนด์วิดท์กว้าง และความต้านทานเสมือนอินพุต  $R_{in}$  สัมพันธ์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย

2. เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ

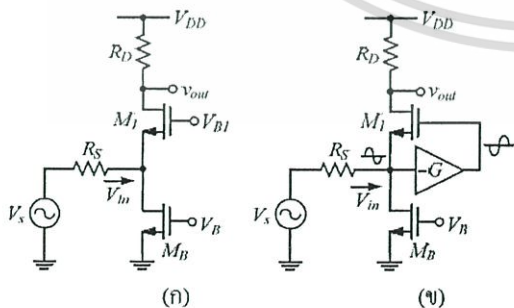
2.1 เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ -boosting)

รูปที่ 1 (ก) แสดงวงจรขยาย CG แบบพื้นฐาน ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า  $R_{in}$  มีค่าประมาณ  $1/g_{m1}$  ดังนั้นเราสามารถออกแบบให้  $R_{in}$  ของวงจรขยาย CG มีความสัมพันธ์กับ  $R_S$  ได้ง่าย โดยออกแบบให้  $1/g_{m1}$  เท่ากับ  $R_S$  เมื่อเราวิเคราะห์ด้วยวงบอกลสัญญาณรบกวน (Noise Factor,  $F$ ) ที่เกิดจากวงจรขยาย CG ซึ่งมีค่าเท่ากับ (ไม่รวมสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_2$  และ  $R_D$ )

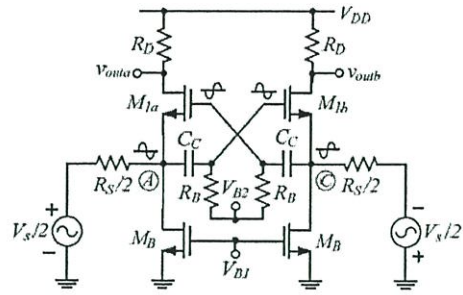
$$F = 1 + \gamma / \alpha g_{m1} R_S \tag{1}$$

โดยที่  $\gamma$  และ  $\alpha$  คือ สัมประสิทธิ์สัญญาณรบกวน,  $g_{m1}$  คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ของ  $M_1$

จากสมการที่ 1 เราสามารถลดค่า  $F$  ได้โดยการเพิ่ม  $g_{m1}$  อย่างไรก็ตามเป็นที่น่าสังเกตว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $R_{in}$  กับ  $R_S$  ทำให้เราไม่สามารถเพิ่ม  $g_{m1}$  ได้โดยอิสระ วิธีการ



รูปที่ 1: (ก) วงจรขยาย CG (ข) เทคนิคการเพิ่มค่า  $g_m$



รูปที่ 2: วงจรขยายเกสร่วมแบบผลต่าง

หนึ่งที่สามารถใช้แยกความสัมพันธ์ดังกล่าวคือ เทคนิคการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ดังแสดงในรูปที่ 1 (ข)

จากรูปที่ 1 (ข) เราจะเห็นว่าวงจรขยายกลับเฟส (-G) ถูกต่อระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสเฟต  $M_1$  การเพิ่มเข้ามาของวงจรขยายดังกล่าวทำให้แรงดันระหว่างขาซอร์สและขาเกต ( $v_{gs}$ ) มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสไหลผ่านมอสเฟต  $M_1$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นทรานส์คอนดักแตนซ์ประสิทธิภาพ (effective transconductance,  $G_{m(eff)}$ ) ของมอสเฟต  $M_1$  จึงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น  $G_{m(eff)}$  เท่าของมอสเฟต  $M_1$  ( $g_{m1}$ ) หรือมีค่าเท่ากับ  $G_{m(eff)} = (1+G)g_{m1}$

เมื่อเราวิเคราะห์หาค่า  $R_{in}$  และ  $F$  ของวงจรในรูปที่ 1 (ข) เราพบว่ามีค่าเท่ากับ

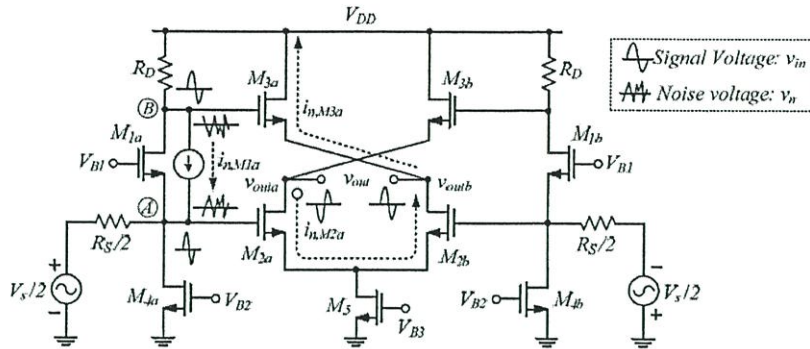
$$R_{in} = 1 / (1 + G) g_{m1} \tag{2}$$

$$F = 1 + \gamma / \alpha (1 + G)^2 g_{m1} R_S \tag{3}$$

จากสมการที่ 2 ถ้า  $R_{in}$  และ  $R_S$  มีความสัมพันธ์กันโดยออกแบบให้  $1 / (1 + G) g_{m1}$  มีค่าเท่ากับ  $R_S$  ดังนั้น  $F$  ในสมการที่ 3 มีค่าเท่ากับ

$$F = 1 + \gamma / \alpha (1 + G) \tag{4}$$

จากสมการที่ 4 เราสามารถลดค่า  $F$  ได้โดยการเพิ่มค่าอัตราขยาย ( $G$ ) อย่างไรก็ตามวงจรขยายที่สร้างจากอุปกรณ์แอคทีฟ (Active element) ก็มีสัญญาณรบกวนเช่นกันซึ่งอาจส่งผลให้  $F$  มีค่าสูงยิ่งขึ้น ทางเลือกหนึ่งก็คือการใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (Passive element) ที่ไม่มีสัญญาณรบกวน (เช่น ตัวเก็บประจุ) มาใช้แทนวงจรขยาย ดังแสดงดังรูปที่ 2 รูปที่ 2 แสดงวงจรขยาย CG ที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในลักษณะของวงจรขยายผลต่าง การทำงานของวงจรในรูปที่ 2 มีความคล้ายคลึงกับวงจรในรูปที่ 1 (ข) กล่าวคือ สัญญาณอินพุตผลต่าง (มีเฟสต่างกัน 180 องศา)



รูปที่ 3: วงจรขยายผลต่างที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ [9]

ที่โหนด A และ C ถูกป้อนไปที่ขาเกตของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  (ผ่านทาง  $C_c$ ) ในลักษณะไขว้ ทำให้แรงดัน  $v_{gsa(b)}$  ของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  มีค่าเท่ากับ  $G_{m(cff)} = (1+G)g_{m1}$  จากรูปจะเห็นได้ว่าอัตราขยายกลับเฟตมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของตัวเก็บประจุดังนี้

$$G = C_c / (C_c + c_{gs}) \quad (5)$$

โดยที่  $c_{gs}$  คือ ตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสเฟต  $M_{1a(b)}$  จากสมการที่ 5 ถ้าเราออกแบบให้  $C_c \gg c_{gs}$  เราพบว่า  $G \cong 1$  ดังนั้น  $F$  ในสมการที่ (4) สามารถประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากับ

$$F \cong 1 + \gamma/2\alpha \quad (6)$$

จากสมการที่ 6 เราพบว่า  $F$  ที่ได้มีค่าน้อยลงเมื่อเทียบกับ  $F$  ในสมการที่ 1 (เมื่อพิจารณาว่า  $1/g_{m1}$  เท่ากับ  $R_{cs}$ )

2.2 เทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ

รูปที่ 3 แสดงวงจรรขยายผลต่างซึ่งได้รับความนิยมมากวงจรรหนึ่ง [9] ที่ใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิ จากรูปวงจรรประกอบด้วยวงจรรขยาย CG ( $M_{1a(b)}$ ) และวงจรรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{2a(b)} - M_{3a(b)}$ )

เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิของ  $M_{1a}$  (เส้นประ) สัญญาณดังกล่าวมีทิศทางไหลระหว่างขาเกตและขาซอร์สส่งผลให้สัญญาณรบกวนที่โหนด A และ B มีเฟตต่างกัน  $180^\circ$  สัญญาณรบกวนที่โหนดทั้งสองถูกแปลงให้เป็นสัญญาณกระแส  $i_{n,M2a}$  และ  $i_{n,M3a}$  ซึ่งไหลผ่าน  $M_{2a}$

และ  $M_{3a}$  ตามลำดับ ถ้า  $i_{n,M2a}$  เท่ากับ  $i_{n,M3a}$  สัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a}$  จะไม่ปรากฏที่โหนด  $v_{outb}$  ใดๆก็ตามเราสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนที่โหนด  $v_{outa}$  ยังคงมีอยู่และไม่ได้ถูกกำจัดแต่อย่างใด

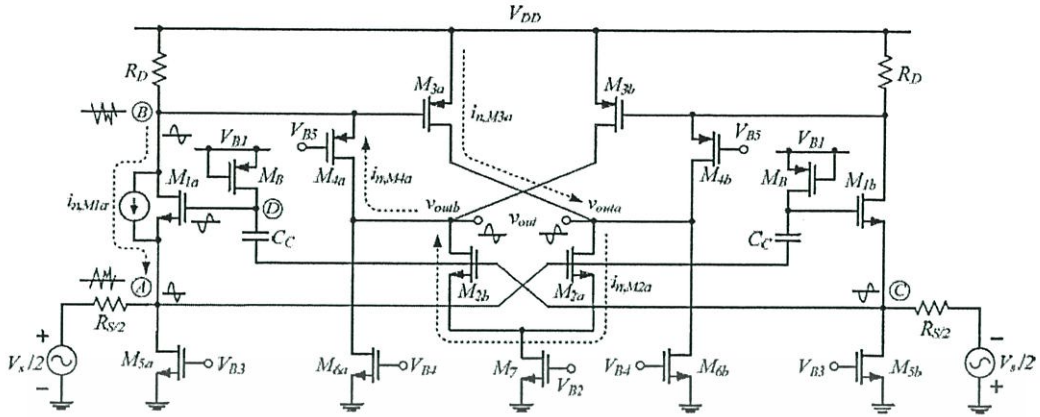
เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุต (เส้นทึบ) สัญญาณถูกขยายด้วยวงจรรขยาย CG และวงจรรกำจัดสัญญาณรบกวน ( $M_{2a(b)} - M_{3a(b)}$ ) วงจรรในรูปที่ 3 มีอัตราขยายไม่สูงมากนักเนื่องจากความต้านทานเสมือนเอาต์พุตมีค่าต่ำ ( $R_{out} \cong 1/g_{m3a(b)}$ )

บทความนี้นำเสนอวงจรรขยาย CG แบบผลต่างที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอุณหภูมิซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่ปรากฏที่เอาต์พุตทั้งสองด้านได้อย่างสมบูรณ์ ส่งผลให้วงจรรมีอัตราขยายสูง และสัญญาณรบกวนต่ำ

3 วงจรรขยายภาคแรกแบบผลต่างที่นำเสนอ

รูปที่ 4 แสดงวงจรรขยายภาคแรกที่นำเสนอ วงจรรคล้ายคลึงกับวงจรรในรูปที่ 3 ใดๆก็ตาม  $M_{3a(b)}$  ถูกถือเป็นวงจรรขยายซอร์สร่วม (CS) ส่งผลให้  $R_{out}$  มีค่าสูง นอกจากนี้  $M_{4a(b)}$  ถูกเพิ่มเข้าไปในวงจรรเพื่อทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนของ  $M_{1a(b)}$  ได้อย่างสมบูรณ์ จากรูปเราสังเกตเห็นว่าถ้า  $i_{n,M4a}$  มีค่าเท่ากับ  $i_{n,M2a}$  สัญญาณรบกวนจาก  $M_{1a}$  จะถูกกำจัดออกไปได้ทั้งที่โหนด  $v_{outa}$  และที่โหนด  $v_{outb}$

นอกจากนี้วงจรรที่นำเสนอใช้เทคนิคการเพิ่มค่า  $g_m$  กล่าวคือ สัญญาณอินพุตที่โหนด A (C) ถูกส่งผ่านตัวเก็บประจุ  $C_c$  ไปที่ขาเกตของ  $M_{1b(a)}$  ส่งผลให้  $g_m$  ของ  $M_{1a(b)}$  มี



รูปที่ 4: วงจรขยายผลต่างภาคแรกที่น่าเสนอ

ค่าเพิ่มขึ้น เมื่อทำการวิเคราะห์วงจร เรพบว่าอัตราขยายมีค่าเท่ากับ

$$A_v \cong \frac{[g_{m2a(b)} + 2g_{m1a(b)}(g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D]R_{out}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(A)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(B)}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p(out)}}\right)} \quad (7)$$

โดยที่  $R_{out} = r_{o2a(b)} || r_{o3a(b)} || r_{o4a(b)} || [g_{m3a(b)}r_{o4a(b)}(R_D || g_{m1a(b)}r_{o1a(b)}R_S)]$ ,  $R'_D \cong R_D / (1 + g_{m4a(b)}R_D)$ ,  $\omega_{p(A)} = 2g_{m1a(b)} / [C_c + c_{gs1a(b)} + c_{db1a(b)} + c_{gs5a(b)} + c_{db5a(b)} + c_{gs2a(b)} + c_{db2a(b)} + (1 + g_{m2a(b)}R_{out}) + c_{gs2a(b)}]$ ,  $\omega_{p(B)} = (1 + g_{m4a(b)}R_D) / R_D [c_{gs1a(b)}(1 + g_{m1a(b)}R'_D) + c_{db1a(b)} + c_{gs3a(b)} + c_{db3a(b)} + (1 + g_{m3a(b)}R_{out}) + c_{gs4a(b)} + c_{db4a(b)}]$  และ  $\omega_{p(out)} = 1 / R_{out} [c_{gs2a(b)} + c_{db2a(b)} + c_{gs3a(b)} + c_{db3a(b)} + c_{gs4a(b)} + c_{db4a(b)} + c_{gs6a(b)} + c_{db6a(b)}]$

เนื่องจาก  $\omega_{p(out)} \ll \omega_{p(A)}, \omega_{p(B)}$  ดังนั้นวงจรมีโพลหลักเพียงโพลเดียวส่งผลให้แบนด์วิดธ์ของวงจรมีค่าประมาณเท่ากับ  $\omega_{3dB} \cong \omega_{p(out)}$

เมื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจร เราพบว่าคัมบังบอกลสัญญาณรบกวน (Noise factor) มีค่าเป็น

$$F = 1 + \frac{2\gamma g_{m1a(b)} \left[ (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})R'_D \right]^2 R_{out}^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m2a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m3a(b)} \eta^2}{R_S A_v^2} + \frac{\gamma g_{m4a(b)} (1 + g_{m3a(b)}R'_D)^2 \eta^2}{R_S (1 + g_{m4a(b)}R_D)^2 A_v^2} + \frac{R_D (g_{m3a(b)} + g_{m4a(b)})^2 \eta^2}{R_S A_v^2} \quad (8)$$

โดยที่  $\eta$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2(1 + g_{m1a(b)}R_S)R_{out}}$

เทอมที่สองในสมการที่ 8 แสดงคัมบังบอกลสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{1a(b)}$  ในขณะที่เทอมที่สามสี่ห้าและหกแสดงคัมบังบอกลสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก  $M_{2a(b)}, M_{3a(b)}, M_{4a(b)}$  และ  $R_D$  ตามลำดับ ถ้าเราออกแบบให้  $(g_{m3a} + g_{m4a})R'_D = g_{m2a}R_S$  สัญญาณรบกวนจาก  $M_{1a(b)}$  ที่โหนด  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  จะถูกกำจัดได้อย่างสมบูรณ์

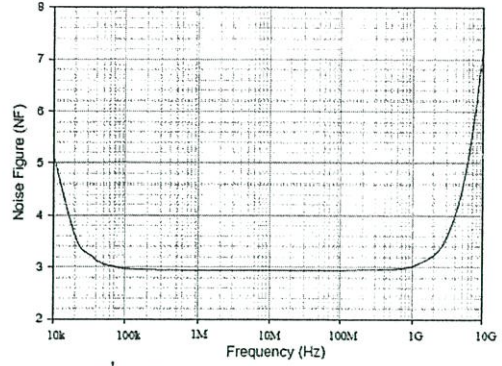
4. ผลจำลองการทำงาน

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่น่าเสนอ เราได้ใช้โปรแกรม HSPICE จำลองการทำงานของวงจร เทคนิโวลยีที่ใช้เป็นเทคนิโวลยีแบบซิมูเลชันที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตร และแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับ 2 โวลต์ ความต้านทานเสมือนทางค่านอินพุตถูกออกแบบให้สัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) เพื่อให้วงจรสามารถถ่ายโอนกำลังงานได้สูงสุด ค่าและขนาดของอุปกรณ์ทุกตัวที่ใช้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ขนาดของอุปกรณ์ในรูปที่ 4

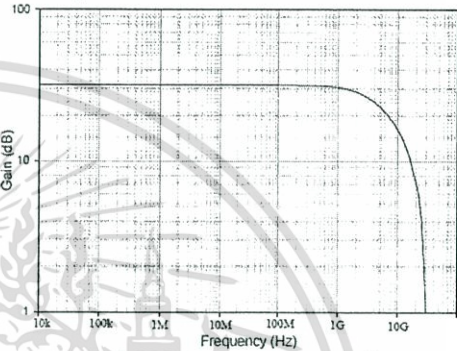
Device	(W/L)[ $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ]	Device	(W/L)[ $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ]
$M_{1a(b)}$	160/0.18	$M_{5a(b)}$	16.6/0.18
$M_{2a(b)}$	18.54/0.18	$M_{6a(b)}$	0.18/0.18
$M_{3a(b)}$	50/0.18	$M_7$	41/0.18
$M_{4a(b)}$	0.18/0.18	$M_B$	0.18/0.18
Resistor		Capacitor	
$R_D$	175 $\Omega$	$C_c$	5 pF

รูปที่ 5 แสดงค่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน( $NF=10\log F$ ) ของวงจรที่นำเสนอในช่วงความถี่ใช้งาน จากรูปเราพบว่าตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวนมีค่าค่อนข้างต่ำ (2.9 เดซิเบล) เนื่องจากวงจรสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนของ  $M_{1,(b)}$  ได้อย่างสมบูรณ์



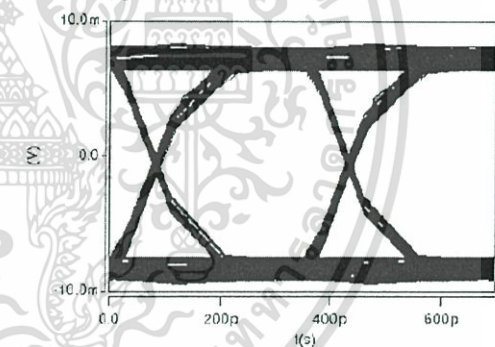
รูปที่ 5: ตัวบ่งบอกสัญญาณรบกวน

รูปที่ 6 แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ได้ นำเสนอ วงจรขยายมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 31.6 เดซิเบล และแบนวิธมีค่าเท่ากับ 2 กิกะเฮิร์ต



รูปที่ 6: การตอบสนองทางความถี่

รูปที่ 7 แสดงแผนภาพดวงตา (Eye diagram) ของวงจรที่นำเสนอเมื่ออินพุตมีขนาดเท่ากับ 200 ไมโครโวลต์ และมีอัตราการส่งถ่ายข้อมูลเท่ากับ 2.8 กิกะบิตต่อวินาที ผลการทำงานแสดงให้เห็นว่าดวงตาคามีการเปิดกว้าง 94.64% ในแวนอนและ 89.67% ในแนวตั้ง



รูปที่ 7: แผนภาพดวงตา (Eye diagram) ของวงจรที่นำเสนอ 2.8 กิกะบิตต่อวินาที

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอกับวงจรที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้ที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนคักแดนซ์และเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตร จากตารางเราสามารถเห็นได้ว่าผลการทำงานที่ได้จากวงจรในบทความที่ [4] มีสัญญาณรบกวนต่ำ เนื่องจากวงจรมีลักษณะเป็นอินพุตด้านเดียว (Single-end) นอกจากนี้เราพบว่าวงจรใน [4] มีกำลังงานสูญเสียที่ค่อนข้างสูงซึ่งนี้ก็เพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพ จากตารางวงจรที่ผู้วิจัยนำเสนอมีอัตราขยายสูงกว่าวงจรที่ใช้เทคนิคเพิ่มค่าทรานส์คอนคักแดนซ์ [7-8] และมีสัญญาณรบกวนต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเทคนิคกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงอสมมาตร [11-12] ในขณะที่กำลังงานสูญเสียและการตอบสนองทางความถี่ของวงจรใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 2 ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอเมื่อเทียบกับวงจรที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้

Reference	Bandwidth [GHz]	Gain [dB]	Noise Figure [dB]	Differential	Technology [ $\mu\text{m}$ ]	Supply [V]	Power [mW]
[4]	0.8-2.1	14.5	2.6	No	0.13	1.5	17.4
[5]	1.2-11.9	9.7	4.5	No	0.18	1.8	20
[6]	0.07-0.9	14.5	3.6	Yes	0.13	1.2	9.6
[7]	6	7.1	3	Yes	0.18	1.8	6.48
[8]	2.8-5.3	16	5.6	Yes	0.18	1.8	7.9
[11]	2.1	10.4	3	Yes	0.13	1.2	12.6
[12]	2-11.2	28.2	3.7	Yes	0.18	1.8	12.5
วงจรที่นำเสนอ	2	31.6	2.94	Yes	0.18	2	19

## 5. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรขยายผลต่างภาคแรกที่ใช้เทคนิคการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และเทคนิคการกำจัดสัญญาณรบกวนเชิงฮาร์มอนิกที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์ที่ภาคอินพุตได้อย่างสมบูรณ์ วงจรขยายที่ได้มีสัญญาณรบกวนต่ำ อัตราขยายแรงดันสูง แบนวิดท์กว้าง และความต้านทานเสมือนทางด้านอินพุตมีความสัมพันธ์กับความต้านทานของสายนำสัญญาณ วงจรขยายภาคแรกที่น่าเสนอมีความเหมาะสมกับวงจรขยายภาคแรกที่ต้องการสัญญาณรบกวนต่ำเช่น วงจรขยายในภาครีซีฟของส่วนอ่านในระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

## 6. กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณวิทยาลัยร่วมด้านเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลและการประยุกต์ใช้งาน สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ และสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ

## 7. เอกสารอ้างอิง

- [1] I. Ranmuthu, *et al.*, "A Design for High Noise Rejection in a Pseudodifferential Preamplifier for Hard Disk Drives," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, no. 6, Jun 2000, pp. 911-914.
- [2] H. W. Klien and M. E. Robinson, "A  $0.8nV/\sqrt{\text{Hz}}$  CMOS Preamplifier for Magneto resistive read," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 29, Dec 1994, pp. 1589-1595.
- [3] J. Martinez-Castillo, A. Diaz-Sanchez and J. L. Finol, "Characterization of Two opto-electronic Structures for High-Frequency Applications," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2004, pp.377-380.
- [4] W. H. Chen, G. Liu, B. Zdravko and A. M. Niknejad, "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 34, no. 5, May 2008, pp. 1164-1176.
- [5] C. F. Liao and S. I. Liu, "A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB Receivers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, no. 2, Feb 2007, pp. 329-339.
- [6] D. Im, I. Nam, H. T. Kim, and K. Lee, "A Wideband CMOS Low Noise Amplifier Employing Noise and IM2 Distortion Cancellation for a Digital TV," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 44, no. 3, Mar 2009, pp. 686-698.
- [7] W. Zhuo and *et al.*, "A Capacitor Cross-Coupled Common-Gate Low-Noise Amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems- II*, Vol. 52, no. 12, Dec 2005, pp. 875-879.
- [8] L. Cai, Z. Fu and L. Huang, "Design of Common Gate UWB LNA in CMOS," *Proceeding of the 8<sup>th</sup> Annual Summer Interdisciplinary Conference*, Oct 2009, pp. 1201-1204.
- [9] F. Bruccoleri, E. A. M. Klumperink and B. Nauta, "Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise," *Dordrecht, The Netherlands: Springer*, 2004, pp. 74-75.
- [10] G. H. Zare Fatini, Z. D. Koozehkanani and H. Sjolund, "A Technique for Improving Gain and Noise Figure of Common-Gate Wideband LNAs," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 63, no.2, May 2010.
- [11] J. Jussila and P. Sivonen, "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Canceling LNA in 0.13- $\mu\text{m}$  CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, no.3, Mar 2008, pp. 579-587.
- [12] J. Liu, G. Chen, and R. Zhang, "Design of a Noise-canceling Differential CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB Receivers," *Proceeding of the 8<sup>th</sup> Annual Summer Interdisciplinary Conference*, October 20-23, 2009, 1169-1172.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นายพุทธชัย ฉิมพลีกุล เกิดเมื่อวันที่ 12 ธันวาคม พ.ศ.2527 ที่จังหวัดชลบุรี สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2548 และในปีเดียวกันได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้