

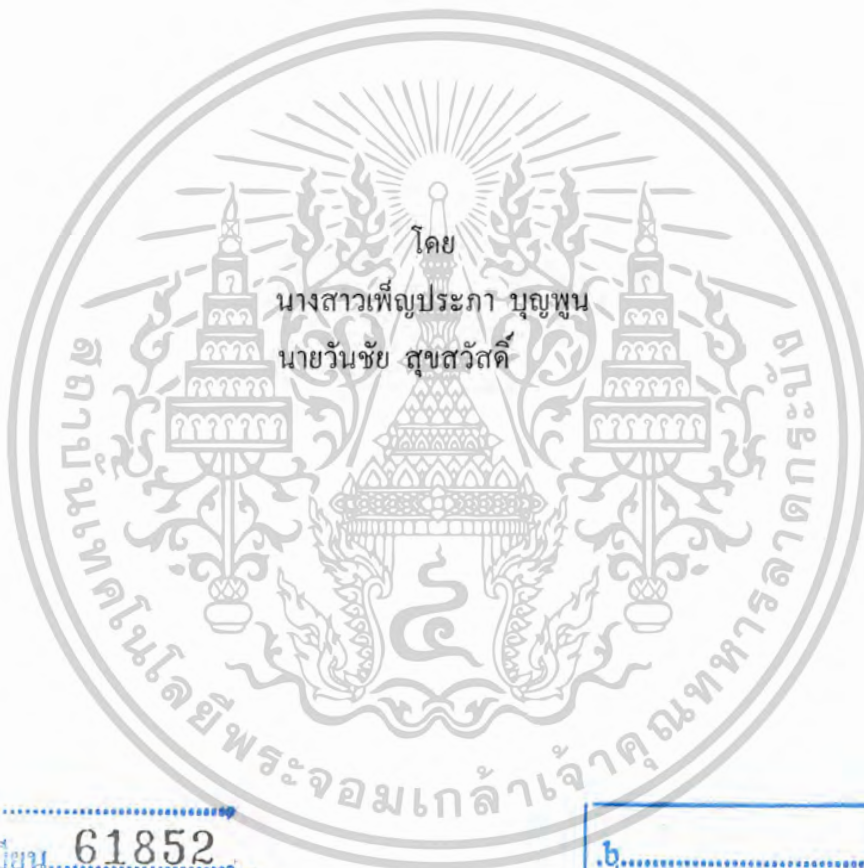
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรวมอินสตรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์

โดยใช้ชอปเปอร์ สเตบิไลเซชันเทคนิค

Integratable Instrumentation Amplifier for Biomedical Signal Processing

Using Chopper Stabilization Technique



โดย
นางสาวเพ็ญประภา บุญพูน
นายวันชัย สุขสวัสดิ์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 61852
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2549

๖.....
๕.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรวมอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์
โดยใช้ชอปเปอร์ สเตบิไลเซชันเทคนิค
Integratable Instrumentation Amplifier for Biomedical Signal Processing
Using Chopper Stabilization Technique



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์
โดยใช้ชอปเปอร์ สเตบิไลเซชันเทคนิค

(Integratable Instrumentation Amplifier for Biomedical Signal Processing Using Chopper
Stabilization Technique)

ผู้จัดทำ

นางสาวเพ็ญประภา บุญพูน

นายวันชัย สุขสวัสดิ์




.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. กุลสิน วิเชียรชม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์เรื่อง

วงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์
สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์
โดยใช้ชอปเปอร์ สเตบิไลเซชันเทคนิค
Integratable Instrumentation Amplifier
for Biomedical Signal Processing
Using Chopper Stabilization Technique

ผู้จัดทำ

นางสาวเพ็ญประภา บุญพูน เลขประจำตัว 44010347
นายวันชัย สุขสวัสดิ์ เลขประจำตัว 44010435

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ดร. กิติน วิเชียรชม)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์
โดยใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค

นางสาวเพ็ญประภา บุญพูน

นายวันชัย สุขสวัสดิ์

ดร. กสิน วิเชียรชม (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ สำหรับการประมวลผลสัญญาณชีวการแพทย์ โดยได้ทำการแบ่งโครงการออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรก คือ วงจรขยาย ในส่วนนี้มีการใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค เพื่อลดระดับสัญญาณรบกวนในย่าน ความถี่ต่ำ และ แรงดันออฟเซต อันเนื่องมาจากตัววงจรรวมเองและการสวิตช์ที่เกิดขึ้นตามจังหวะ สัญญาณนาฬิกา ส่วนที่สอง เป็นการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยใช้คอนทิเนิวัส-ไทม์ ฟิลเตอร์ โครงการนี้ได้มุ่งเน้นที่การศึกษาและการออกแบบวงจรรวมในของทั้งสองส่วน โดยใช้ เทคโนโลยีของ AMI 0.8 ไมครอน จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ด้วยโปรแกรม Hspice จะได้อัตราขยาย 54.4 dB อัตราส่วนการกำจัดสัญญาณคอมมอน โหมด 45 dB สัญญาณรบกวนเสมือนที่อินพุทในช่วงความถี่ต่ำ $24.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ กำลังไฟฟ้าสูญเสีย 1.134 mW และขนาดพื้นที่ชิพ 1.73 mm^2 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Integratable Instrumentation Amplifier for Biomedical Signal Processing

Using Chopper Stabilization Technique

Ms. Penprapha Boonpoon

Mr. Wanchai Suksawat

Dr. Kasin Vichianchom (Advisor)

Academic Year 2004

Abstract

A low-noise CMOS instrumentation amplifier for biomedical signal application is described. It is composed of two parts, a preamplifier and a filter. The preamplifier uses chopper stabilization technique to reduce low-frequency noise and offset. The filter is a band pass continuous-time filter. The offset reduction efficiency of the band pass filter, implemented to reduce residual offset due to circuit and clock feedthrough, has been analyzed and simulated with Hspice. The circuit has been designed using AMI 0.8 micron process parameters. The simulation results show that it has a differential voltage gain of 54.4 dB and a common mode rejection ratio (CMRR) of 45 dB. The equivalent input low-frequency noise is $24.8 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$. The amplifier power consumption is 1.134 mW. Its chip area is 1.73 mm^2 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

Abstract

บทที่ 1 บทนำ

- 1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญานิพนธ์ 1
- 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ 1
- 1.3 เนื้อหาของโครงการ 1

บทที่ 2 ทฤษฎี

- 2.1 สัญญาณชีวการแพทย์ 3
- 2.2 วงจรอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ 5
 - 2.2.1 วงจรขยายผลต่าง 5
 - 2.2.2 สัญญาณแบบคอมมอน โหมด 6
 - 2.2.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขยายผลต่าง 6
- 2.3 เทคนิคการกำจัดแรงดันออฟเซต 9
 - 2.3.1 Auto Zero Technique 9
 - 2.3.2 Chopper Technique 11
- 2.4 วงจรฟีดแบ็ค 16
- 2.5 วงจรพาสซีฟฟีดแบ็ค 19
 - 2.5.1 การออกแบบโดยวิธี Ladder Network 20
 - 2.5.2 การออกแบบโดยวิธีการเปิดตาราง 23
- 2.6 วงจรแอกทีฟฟีดแบ็ค 25
 - 2.6.1 ทรานส์คอนดักเตอร์ 26
 - 2.6.2 การแปลงวงจรด้วยเทคนิคของ Signal Flow Graph 27
- 2.7 วงจรฟีดแบ็คโดยใช้ทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุ 28
 - 2.7.1 Integrators 28
 - 2.7.2 Fully Differential Integrators 29
 - 2.7.3 First-Order Filter 31
 - 2.7.4 Second-Order Filter 33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	
3.1 วงจรขยาย 2 ภาค	36
3.1.1 วงจรขยายผลต่าง	37
3.1.2 วงจรขยายความต้านทาน	39
3.2 Band Pass Filter	44
3.2.1 Fully Differential Second-order G_m -C Filter	44
3.2.2 วงจรภายในของทรานส์คอนดักเตอร์	46
3.2.2.1 แหล่งจ่ายกระแส	47
3.2.2.2 แหล่งจ่ายแรงดัน	48
3.2.2.3 การสร้างตัวต้านทานในวงจรรวม	49
3.2.2.4 วงจรขยายความนำ	50
บทที่ 4 การออกแบบลวดลายวงจร (Layout)	
4.1 การออกแบบลวดลายของอุปกรณ์พื้นฐานในวงจรรวมอินสตรูเมนเตชันแอมพลิฟายเออร์	67
4.1.1 การออกแบบลวดลายของ MOSFET	67
4.1.2 การออกแบบลวดลายของตัวเก็บประจุ	68
4.2 การออกแบบลวดลายวงจรขยาย (Preamplifier)	69
4.3 การออกแบบลวดลายวงจร Second-order Band Pass Filter	71
บทที่ 5 ผลการทดลอง	
5.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรขยาย (Preamplifier)	74
5.2 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย	76
5.3 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ	78
5.4 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter	79
5.5 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย	79
5.6 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสตรูเมนเตชันแอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.6.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	80
5.6.2 แบบไม่ใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	86
5.7 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์	90
5.7.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	90
5.7.2 แบบไม่ใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	93
5.8 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์	95
5.8.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	95
5.8.2 แบบไม่ใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	101
5.9 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์	105
5.9.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	105
5.9.2 แบบไม่ใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	108
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง กิตติกรรมประกาศ บรรณานุกรม ภาคผนวก	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการดำเนินโครงการ	2
รูปที่ 2.1 วงจรขยายผลต่าง	5
รูปที่ 2.2 แสดงการประกอบวงจรบัฟเฟอร์เข้าไปในส่วนหน้าของวงจรขยายผลต่าง	7
รูปที่ 2.3 แสดงการปรับอัตราขยายโดยการเพิ่มความต้านทานเข้าไปอีก 1 ตัว	7
รูปที่ 2.4 วงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์	8
รูปที่ 2.5 รูปแบบของออปแอมป์ที่มีปัญหาแรงดันออฟเซต	9
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะการจับวงจรให้มีอัตราขยายเท่ากับ 1	9
รูปที่ 2.7 แสดงขั้นตอนสุดท้ายของการกำจัดแรงดันออฟเซต	10
รูปที่ 2.8 แสดง Auto Zero Techniques ที่ใช้ในทางปฏิบัติ	10
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะของวงจรขณะ ϕ_1 อยู่ในสภาวะ high	10
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของวงจรขณะ ϕ_2 อยู่ในสภาวะ high	11
รูปที่ 2.11 แสดงขั้นตอนของ Chopper Technique	11
รูปที่ 2.12 แสดงการประยุกต์การทำ Chopper Technique เข้ากับ CMOS Op Amp	12
รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลขณะอยู่ใน ϕ_1	12
รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลขณะอยู่ใน ϕ_2	13
รูปที่ 2.15 แสดงแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้น	14
รูปที่ 2.16 แสดงแรงดันออฟเซตที่เกิดจากแรงดันสไปค์	14
รูปที่ 2.17 Low Pass Filter	17
รูปที่ 2.18 High Pass Filter	17
รูปที่ 2.19 Band Pass Filter	18
รูปที่ 2.20 Band Reject Filter	19
รูปที่ 2.21 รูปแบบของวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์	19
รูปที่ 2.22 General Ladder Network	21
รูปที่ 2.23 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 1	22
รูปที่ 2.24 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 1 โดยมีโหลดเป็นอนันต์	23
รูปที่ 2.25 Normalized Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth	24
รูปที่ 2.26 Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth ที่ทำการ Denormalized แล้ว	25
รูปที่ 2.27 สัญลักษณ์และวงจรมูลของทรานส์คอนดักเตอร์	26
รูปที่ 2.28 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 2	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.29 Signal Flow Graph	27
รูปที่ 2.30 วงจรแอกทีฟฟิเตอร์ที่ได้จากการแปลง	28
รูปที่ 2.31 Integrators ที่เป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ	29
รูปที่ 2.32 A single-ended G_m -C integrator	29
รูปที่ 2.33 Fully differential G_m -C integrators : (a) single capacitor , (b) two capacitors	30
รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general first-order	31
รูปที่ 2.35 A single-ended general first-order G_m -C filter	32
รูปที่ 2.36 A fully differential general first-order G_m -C filter	33
รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general second-order	34
รูปที่ 2.38 A fully differential general second-order G_m -C filter	34
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรขยาย 2 ภาค	36
รูปที่ 3.2 วงจรขยายผลต่าง	37
รูปที่ 3.3 วงจรขยายความต้านทาน	39
รูปที่ 3.4 วงจรขยาย (Preamplifier)	43
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของ Second-order Band Pass Filter	44
รูปที่ 3.6 วงจร Second-order Band Pass Filter โดยใช้วงจร Fully Differential G_m -C Filter	45
รูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ PMOS	47
รูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ NMOS	47
รูปที่ 3.9 แหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้ MOSFET	48
รูปที่ 3.10 การทำงานในย่าน Triode ของ MOSFET	49
รูปที่ 3.11 Differential Transconductance Amplifier	50
รูปที่ 3.12 แหล่งจ่ายกระแสของวงจร Second-order Band Pass Filter	52
รูปที่ 3.13 แหล่งจ่ายแรงดันของวงจร Second-order Band Pass Filter	53
รูปที่ 3.14 วงจรขยายความนำ G_{m0}	54
รูปที่ 3.15 วงจรขยายความนำ G_{m1}	55
รูปที่ 3.16 วงจรขยายความนำ G_{m2}	56
รูปที่ 3.17 วงจรขยายความนำ G_{m3}	57
รูปที่ 3.18 วงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 1	58
รูปที่ 3.19 วงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 2	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.20 วงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ	65
รูปที่ 3.21 วงจร Second-order Band Pass Filter	66
รูปที่ 4.1 ลวดลาย NMOS โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	67
รูปที่ 4.2 ลวดลาย PMOS โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	68
รูปที่ 4.3 ลวดลายตัวเก็บประจุโดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	68
รูปที่ 4.4 วงจรขยาย (Preamplifier)	69
รูปที่ 4.5 ลวดลายของวงจรขยายโดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	70
รูปที่ 4.6 วงจร Second-order Band Pass Filter	71
รูปที่ 4.7 ลวดลายของวงจร Second-order Band Pass Filter โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	72
รูปที่ 4.8 ลวดลายของวงจรรวมอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process	73
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลตอบสนองทางแอมพลิจูดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรขยาย	74
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรขยาย	75
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลตอบสนองทางแอมพลิจูดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย	76
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย	77
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ	78
รูปที่ 5.6 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter	79
รูปที่ 5.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย	79
รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	80
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุท	81
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก	83
รูปที่ 5.12 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านวงจรขยาย	84
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณหลังจากผ่าน วงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง	85
รูปที่ 5.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์เซ็นเซอร์ แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์แบบไม่ใช่ชอปเปอร์ สเตปีไลเซชันเทคนิค	86
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต	87
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต เมื่อเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์	88
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านวงจรขยาย	89
รูปที่ 5.18 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตและสัญญาณนาฬิกา ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์	91
รูปที่ 5.19 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก	91
รูปที่ 5.20 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย	92
รูปที่ 5.21 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง	92
รูปที่ 5.22 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz	93
รูปที่ 5.23 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตเมื่อเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์	93
รูปที่ 5.24 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย	94
รูปที่ 5.25 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์เซ็นเซอร์ แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์แบบไม่ใช่ชอปเปอร์ สเตปีไลเซชันเทคนิค	95
รูปที่ 5.26 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต	96
รูปที่ 5.27 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณนาฬิกา ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์	97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.28 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก	98
รูปที่ 5.29 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านวงจรขยาย	99
รูปที่ 5.30 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณหลังจากผ่าน วงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง	100
รูปที่ 5.31 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์แบบ ไม่ใช่ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค	101
รูปที่ 5.32 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต	102
รูปที่ 5.33 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต เมื่อเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์	103
รูปที่ 5.34 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ หลังจากผ่านวงจรขยาย	104
รูปที่ 5.35 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตและสัญญาณนาฬิกา ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์	106
รูปที่ 5.36 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก	106
รูปที่ 5.37 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย	107
รูปที่ 5.38 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง	107
รูปที่ 5.39 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz	108
รูปที่ 5.40 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตเมื่อเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ ที่ตัวอุปกรณ์	108
รูปที่ 5.41 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย	109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ทางด้านสรีรวิทยา	4
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อแตกต่างระหว่างวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์และ วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์	25
ตารางที่ 3.1 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายผลต่าง	39
ตารางที่ 3.2 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความต้านทาน	42
ตารางที่ 3.3 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร common mode feedback ของวงจรขยายความต้านทาน	42
ตารางที่ 3.4 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในส่วนของ gain boosting ของวงจรขยายความต้านทาน	43
ตารางที่ 3.5 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในแหล่งจ่ายกระแส ของวงจร Second-order Band Pass Filter	61
ตารางที่ 3.6 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในแหล่งจ่ายแรงดัน ของวงจร Second-order Band Pass Filter	61
ตารางที่ 3.7 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m0} ของวงจร Second-order Band Pass Filter	62
ตารางที่ 3.8 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m1} ของวงจร Second-order Band Pass Filter	62
ตารางที่ 3.9 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m2} ของวงจร Second-order Band Pass Filter	62
ตารางที่ 3.10 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m3} ของวงจร Second-order Band Pass Filter	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง (ต่อ)

	หน้า
ตารางที่ 3.11 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 1 ของวงจร Second-order Band Pass Filter	63
ตารางที่ 3.12 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 2 ของวงจร Second-order Band Pass Filter	63
ตารางที่ 3.13 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร Second-order Band Pass Filter	64
ตารางที่ 6.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรขยาย (Preamplifier) ที่ได้	110
ตารางที่ 6.2 แสดงคุณสมบัติของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ได้	111
ตารางที่ 6.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรรวมอินสทรูเมนต์แชน แอมพลิฟายเออร์ที่ได้	111



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันประเทศไทยเราได้นำเข้าเทคโนโลยีและอุปกรณ์เครื่องมือต่างๆ จากต่างประเทศเป็นจำนวนมาก เครื่องมือทางการแพทย์ก็เป็นส่วนหนึ่งที่มีความจำเป็นต้องสั่งซื้อ เพื่อใช้ในการบำบัดรักษาผู้ป่วยตามโรงพยาบาลต่างๆ ภายในประเทศด้วยมูลค่าของเครื่องมือสูงมาก ทำให้ปีหนึ่งๆ ประเทศชาติต้องสูญเสียเงินตราต่างประเทศเป็นจำนวนมากในการนำเข้าเครื่องมือต่างๆ เหล่านี้ ดังนั้น โครงการนี้จึงเกิดขึ้นมาเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาเครื่องมือทางการแพทย์ให้พัฒนาขึ้นไปเรื่อยๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาลักษณะของสัญญาณชีวการแพทย์เพื่อนำไปประมวลผลในวงจรอินสตรูเมนเตชันแอมพลิฟายเออร์
2. ออกแบบและสร้างวงจรรวมอินสตรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ สำหรับการประมวลสัญญาณชีวการแพทย์
3. เป็นการเพิ่มศักยภาพของระบบเครื่องมือทางการแพทย์ ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้สะดวกในสถานที่ต่างๆ
4. เป็นการเสริมสร้างและพัฒนาเทคโนโลยีของเครื่องมือแพทย์ให้เจริญก้าวหน้าต่อไป

1.3 เนื้อหาของโครงการ

เพื่อความเข้าใจในเนื้อหาของโครงการได้ชัดเจน จึงแบ่งเนื้อหาเป็นบทๆ ซึ่งสามารถสรุปเนื้อหาได้ดังนี้

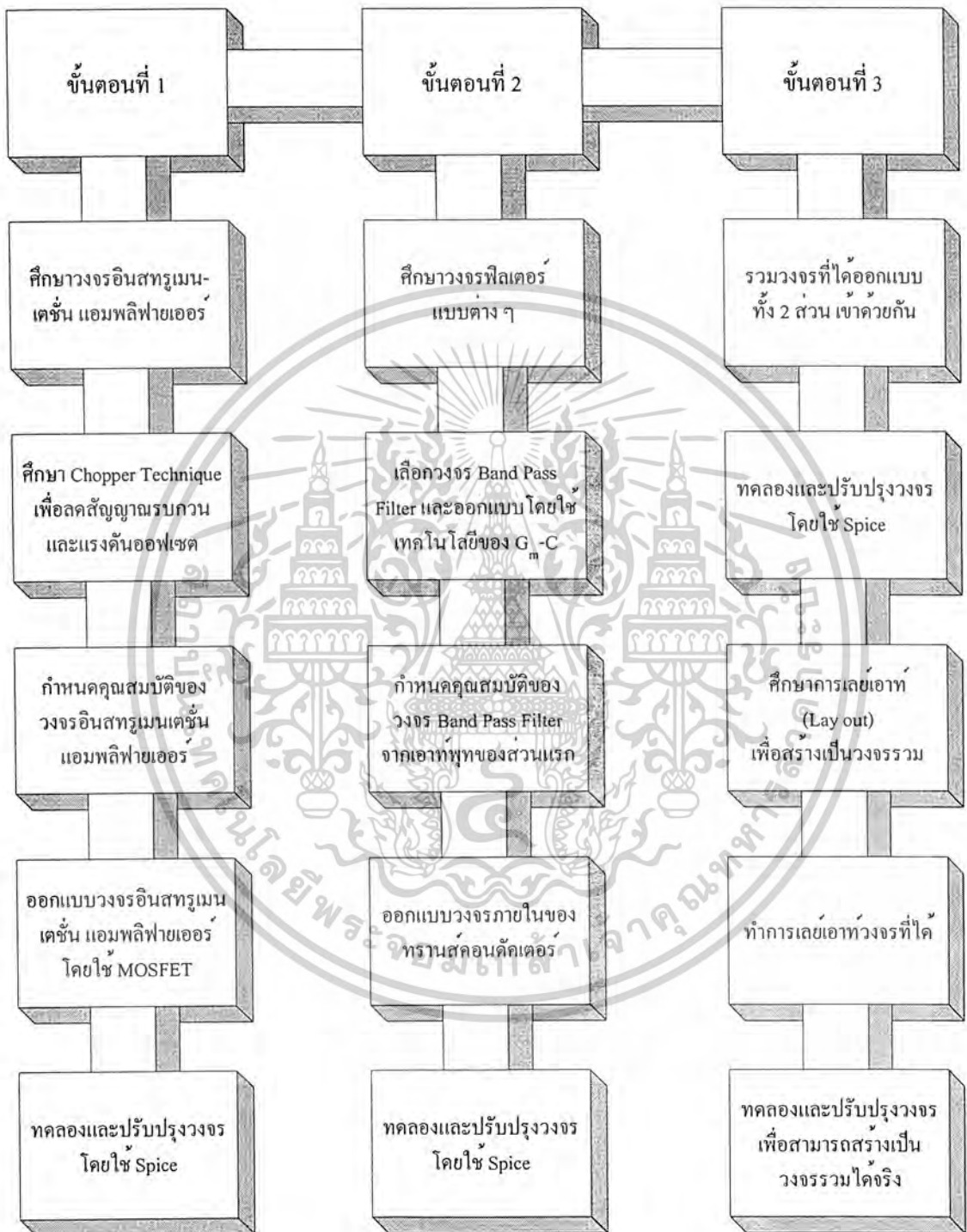
บทที่ 2 กล่าวถึงการศึกษาทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรอินสตรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ และวงจรฟิลเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรอินสตรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ และวงจรฟิลเตอร์ โดยใช้มอสเฟต

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลอง

บทที่ 5 กล่าวถึงสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาวงจรรวมอินสตรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ ให้มีศักยภาพสูงขึ้น

สำหรับโครงการนี้จะแบ่งขั้นตอนการดำเนินงานออกเป็น 3 ขั้นตอน ซึ่งขั้นตอนที่ 1 และขั้นตอนที่ 2 จะดำเนินการไปพร้อมๆ กัน โดยมีรายละเอียดของแต่ละขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการดำเนินโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 สัญญาณชีวการแพทย์ (Biomedical Signal)

ลักษณะที่สำคัญของสัญญาณชีวการแพทย์ คือ สัญญาณจะมีขนาดเล็ก และมีช่วงความถี่ต่ำ ดังนั้น วงจรขยายที่ใช้ในทางชีววิทยาคควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. อัตราขยายสูง

วงจขยายที่ใช้ในทางชีววิทยานั้นต้องการกำลังขยายสูง เพราะสัญญาณที่ต้องการจะวัดมีขนาดเล็กมาก และเนื่องจากสัญญาณที่จะทำการวัดในบางกรณีก็มีช่วงกว้างมาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณอาจจะมีค่าน้อยหรือมากเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ และความถี่ของสัญญาณก็เปลี่ยนไปได้ในช่วงหนึ่งๆ ด้วย ดังนั้น วงจรที่จะนำมาใช้ในการขยายสัญญาณ จึงต้องมีกำลังขยายสูงในทุกๆ ช่วงความถี่

2. ความสามารถในการลดค่าสัญญาณรบกวนสูง

ความสามารถในการลดค่าสัญญาณรบกวนสูง (Common Mode Rejection Ratio) เป็นอัตราส่วนระหว่างอัตราขยายดิฟเฟอเรนเชียลโหมด ต่อ อัตราขยายคอมมอน โหมด

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| \quad (2.1)$$

โดยที่ A_{DM} คือ กำลังขยายของวงจรสำหรับสัญญาณอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด
 A_{CM} คือ กำลังขยายของวงจรสำหรับสัญญาณอินพุตแบบคอมมอนโหมด

3. อินพุตอิมพีแดนซ์สูง

วงจขยายที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงจะสามารถป้องกันไม่ให้สัญญาณเอาต์พุตมีรูปร่างผิดเพี้ยนไป และยังมีส่วนในการเพิ่มค่าความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรได้อีกด้วย

4. อินพุตคาปาซิแตนซ์ต่ำ

อินพุตคาปาซิแตนซ์ของวงจขยายจะทำให้สัญญาณที่ความถี่สูงมีขนาดลดลง

5. มีการตอบสนองความถี่ที่เหมาะสมต่อสัญญาณที่ป้อนเข้าไป

การตอบสนองความถี่ของวงจขยาย อาจหมายถึง ความไวของเครื่องมือที่จะสามารถขยายสัญญาณได้ดีตามความถี่ที่กำหนดไว้ได้ โดยที่สัญญาณเอาต์พุตที่ส่งออกมาจะไม่มีเปลี่ยนแปลง

โดยทั่วไปความถี่ของสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ในทางการแพทย์จะอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ อย่างมากที่สุดก็มีค่าเพียง 10 kHz เท่านั้น ส่วนในช่วงความถี่ต่ำอาจมีค่าต่ำจนถึงระดับแรงดันไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยายเหล่านี้ เป็นลักษณะเฉพาะของวงจรอินสทรูเมนเตชันแอมพลิฟายเออร์ ดังจะได้กล่าวให้ทราบในรายละเอียดต่อไป

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ทางด้านสรีรวิทยา

ค่าพารามิเตอร์	ช่วงความถี่ของสัญญาณ (Hz)
Ballistocardiography	dc - 40
Bladder pressure	dc - 10
Blood flow	dc - 20
Blood pressure , arterial	dc - 50
Blood pressure , venous	dc - 50
Blood pH	dc - 2
Cardiac output	dc - 20
Electrocardiography	0.01 - 250
Electroencephalography	dc - 150
Electrogastrography	dc - 1
Electromyography	dc - 10k
Eye potential	dc - 50
Galvanic skin response	0.01 - 1
Gastric pH	dc - 1
Gastrointestinal pressure	dc - 10
Gastrointestinal forces	dc - 1
Nerve potentials	dc - 10k
Phonocardiography	5 - 2k
Plethysmography	dc - 30
Circulatory	dc - 30
Pneumotachography	dc - 40
Respiratory rate	0.1-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพารามิเตอร์	ช่วงความถี่ของสัญญาณ (Hz)
Tidal volume	0.1 - 10
Temperature of body	dc - 0.1
Blood gases	dc - 2

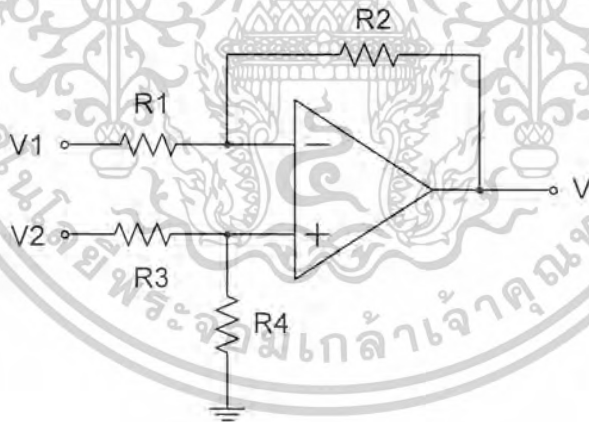
2.2 วงจรอินสตรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ (Instrumentation Amplifier Circuits)

วงจรอินสตรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ ประกอบด้วย ออปแอมป์ และความต้านทานจำนวนหนึ่ง ยังผลให้ได้วงจรขยายที่มีประสิทธิภาพในการวัดค่าสัญญาณที่ต้องการความแม่นยำสูง

วงจรขยายอีกแบบซึ่งจะมีคุณภาพคล้ายคลึงกับอินสตรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ คือ วงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) ซึ่งจากวงจรขยายผลต่าง เราสามารถจะพิจารณาถึงวงจรอินสตรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ได้

2.2.1 วงจรขยายผลต่าง

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายผลต่าง คือ สามารถรับและขยายสัญญาณอินพุตที่มีระดับต่ำ ซึ่งปรากฏอยู่ในระบบที่มีสัญญาณรบกวนสูงกว่าได้



รูปที่ 2.1 วงจรขยายผลต่าง

จากรูป ถ้าสัญญาณอินพุต V_1 และ V_2 มีขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงกันข้าม ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{OUT} = \left[V_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right] - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ $R_2 = R_4$ และ $R_1 = R_3$ จะได้ว่า

$$V_{OUT} = V_2 \left(\frac{R_4}{R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.3)$$

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.4)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าขึ้นอยู่กับผลต่างของสัญญาณอินพุต และ อัตราส่วนความต้านทาน R_2 และ R_1

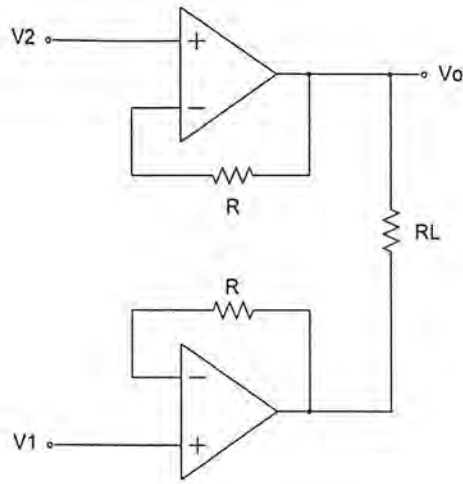
2.2.2 สัญญาณแบบคอมมอนโหมด

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายผลต่างจะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ สัญญาณอินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากัน เราเรียกสัญญาณอินพุตในลักษณะนี้ว่า สัญญาณอินพุตแบบคอมมอนโหมด สัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อ อัตราส่วนของความต้านทานคู่บนและคู่ล่างเท่ากันพอดี ในทางปฏิบัติเราอาจจะปรับความคลาดเคลื่อนของอัตราส่วนนี้ได้ โดยอาศัยการปรับความต้านทานปรับค่าได้ จนกระทั่งสัญญาณเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงศูนย์มากที่สุด ดังนั้น อัตราขยายคอมมอนโหมดก็จะมีค่าใกล้เคียงศูนย์ด้วย คุณสมบัติดังกล่าวนี้ เป็นคุณสมบัติสำคัญของวงจรขยายผลต่าง ซึ่งจะทำให้สามารถเลือกรับสัญญาณระดับต่ำ ซึ่งปรากฏอยู่ในระบบที่มีสัญญาณรบกวนสูงกว่าได้

2.2.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขยายผลต่าง

วงจรขยายผลต่าง จะมีข้อเสียดังต่อไปนี้

1. อินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ สามารถแก้ไขได้ โดยการประกอบวงจรบัฟเฟอร์เข้าไปในส่วนหน้าของวงจรขยายผลต่าง คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรบัฟเฟอร์ คือ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง ซึ่งจะสามารถปรับปรุงให้วงจรขยายผลต่างมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 2.2 แสดงการประกอบวงจรบัฟเฟอร์เข้าไปในส่วนหน้าของวงจรขยายผลต่าง

2. การปรับอัตราขยายทำได้ยาก สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มความต้านทานเข้าไปอีก 1 ตัว

ดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงการปรับอัตราขยายโดยการเพิ่มความต้านทานเข้าไปอีก 1 ตัว

โดยที่ ความต้านทาน aR เป็นความต้านทานปรับค่าได้ ใช้ในการปรับอัตราขยายของวงจร
กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน aR จะเท่ากับ

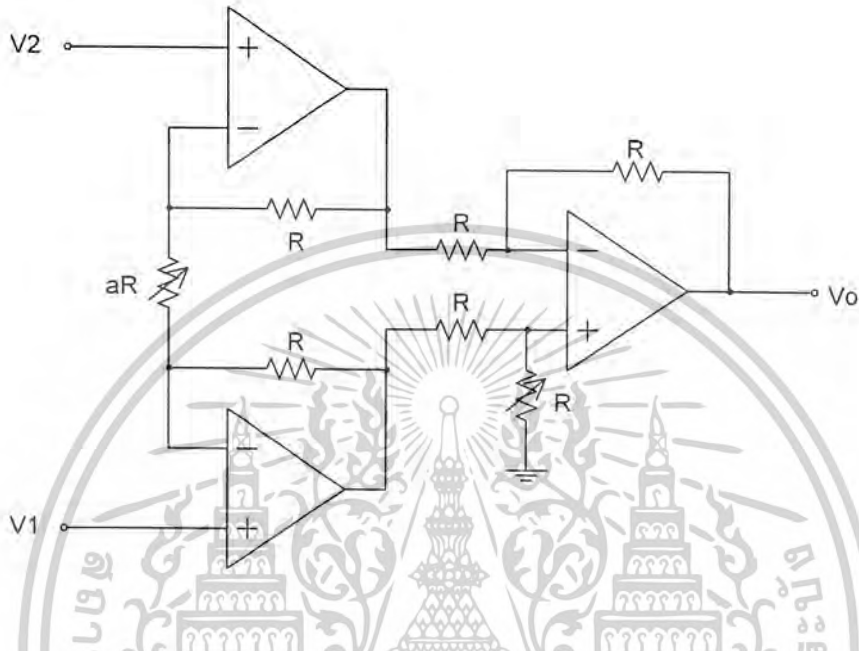
$$I = \frac{V_1 - V_2}{aR} \quad (2.5)$$

$$V_o = I(aR + 2R) \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \left(\frac{V_1 - V_2}{aR} \right) (aR + 2R) \quad (2.7)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{a} \right) (V_1 - V_2) \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.4 วงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์

สรุปคุณสมบัติของวงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์

1. อัตราขยายของวงจรจะถูกกำหนด โดยความต้านทานเพียงตัวเดียว
2. อินพุตอิมพีแดนซ์สูง
3. สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดเท่านั้น

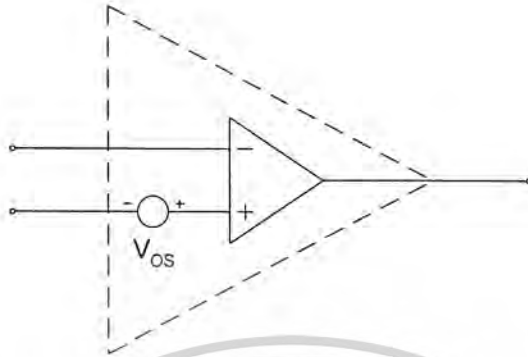
อย่างไรก็ตาม ยังคงมีปัญหาสำคัญอีกประการหนึ่ง คือ สัญญาณรบกวนจากไฟกระแสดับ 50 Hz และแรงดันออฟเซต เพื่อที่จะแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนจากไฟกระแสดับ จึงได้มีแนวความคิดที่จะสร้างวงจรอินสทรูเมนเตชันแอมพลิฟายเออร์ลงบนวงจรรวม (Integrated Circuit) ขึ้นมา แต่วงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วนั้น ไม่เหมาะสมที่จะนำมาสร้างบนวงจรรวม เนื่องจาก วงจรประกอบด้วยความต้านทานเป็นจำนวนมาก เมื่อนำมาสร้างบนวงจรรวม จะทำให้เปลืองพื้นที่เป็นอย่างมาก ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ตัดแปลงวงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์เสียใหม่ เพื่อให้เหมาะสมกับการสร้างบนวงจรรวมต่อไป แม้ว่าการสร้างวงจรอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์บนวงจรรวมจะสามารถแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนจากไฟกระแสดับได้ แต่ยังคงมีปัญหาเรื่องแรงดันออฟเซตอยู่ ซึ่งจะต้องมีเทคนิคในการกำจัด ดังจะได้กล่าวต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

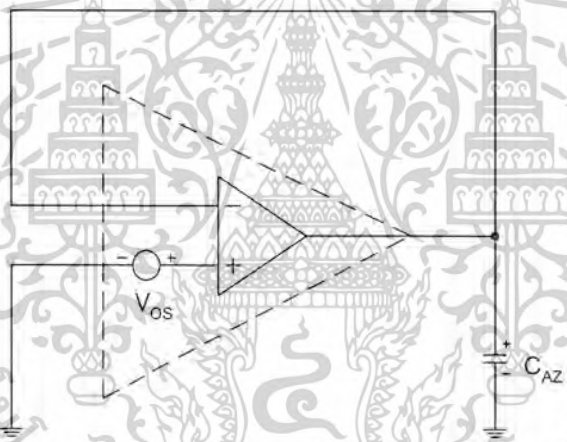
2.3 เทคนิคการกำจัดแรงดันออฟเซต

2.3.1 Auto Zero Technique

ขั้นตอนการกำจัดแรงดันออฟเซต เป็นดังนี้



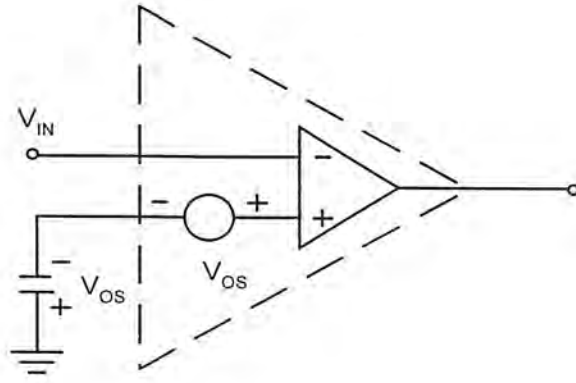
รูปที่ 2.5 รูปแบบของออปแอมป์ที่มีปัญหาแรงดันออฟเซต



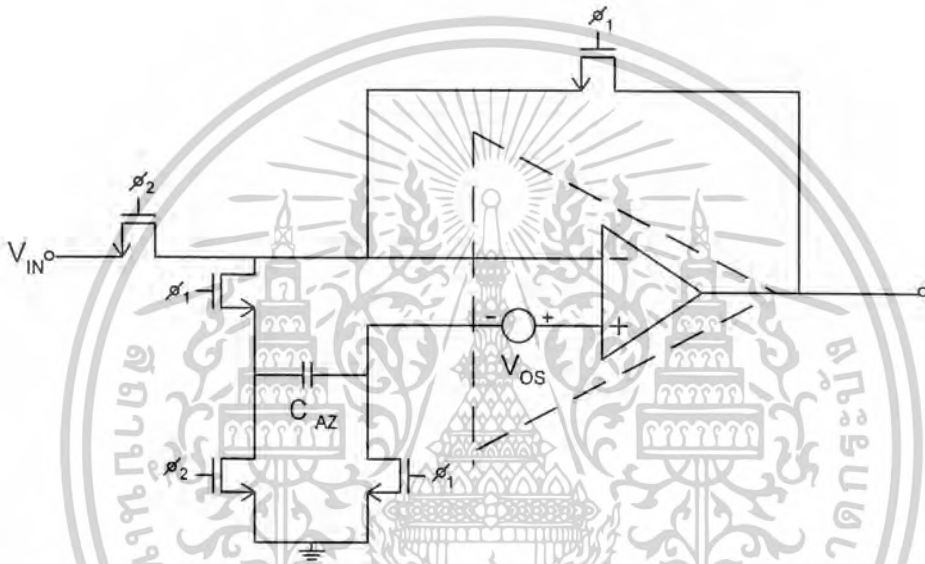
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะการจับวงจรให้มีอัตราขยายเท่ากับ 1

ดังนั้น แรงดันออฟเซตจะถูกสะสมไว้ที่ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต โดยที่ตัวเก็บประจุ C_{AZ} เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการสะสมค่าแรงดันออฟเซต ในขั้นตอนสุดท้ายของการกำจัดแรงดันออฟเซต $V_{C_{AZ}}$ จะถูกนำมาวางในตำแหน่งอนุกรมกับแรงดันออฟเซตทางด้านอินพุตของออปแอมป์ V_{OS} ซึ่งการรวม $V_{C_{AZ}}$ และ V_{OS} ผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์

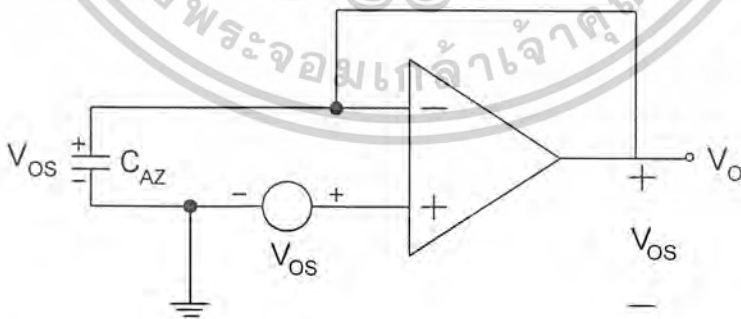
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงขั้นตอนสุดท้ายของการกำจัดแรงดันออฟเซต



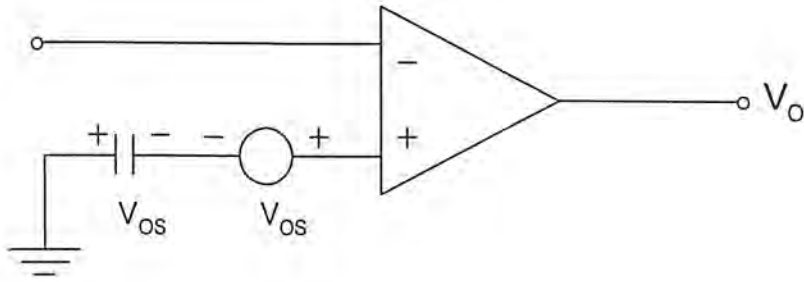
รูปที่ 2.8 แสดง Auto Zero Techniques ที่ใช้ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะของวงจรขณะ that ϕ_1 อยู่ในสภาวะ high

แรงดันออฟเซตจะถูกสะสมไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_{AZ}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

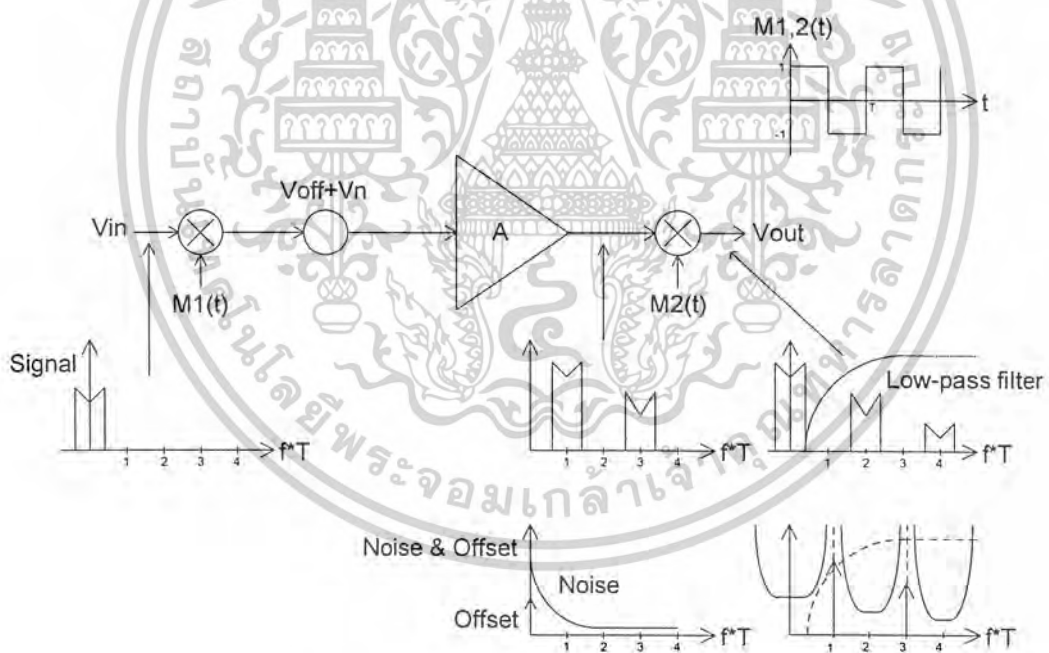


รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของวงจรขณะ ϕ_2 อยู่ในสภาพ high

แรงดันออฟเซตจะถูกกำจัดโดยการรวม V_{OS} และ $V_{C_{AZ}}$ เข้าด้วยกัน

แม้ว่าขั้นตอนดังกล่าว จะสามารถลดผลของแรงดันออฟเซตลงได้ แต่จะส่งผลให้เกิดการเพิ่มขึ้นของ thermal noise และแรงดันออฟเซตที่เกิดจากการฉีดประจุอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ที่ยังคงมีอยู่

2.3.2 Chopper Technique



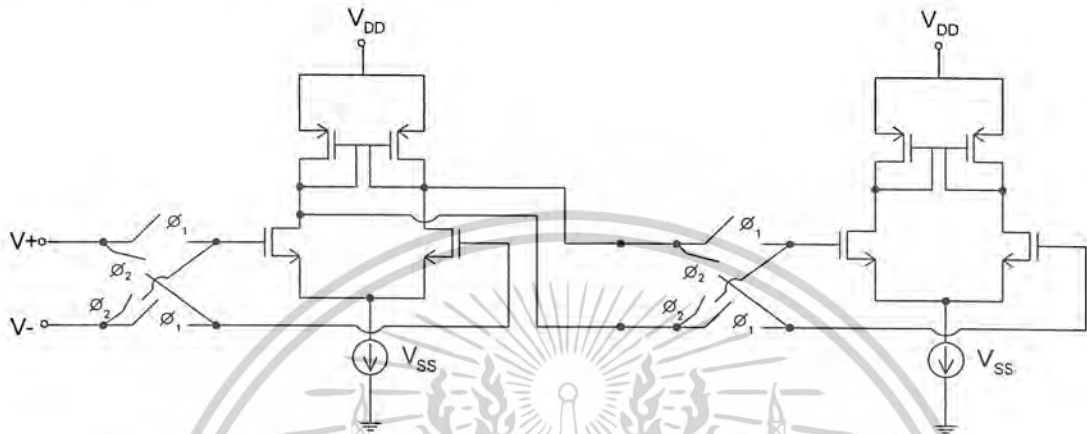
รูปที่ 2.11 แสดงขั้นตอนของ Chopper Technique

ตัวคูณจะถูกกำหนดไว้ที่อินพุตและเอาท์พุทของภาคขยายภาคแรก ซึ่งตัวคูณนี้จะถูกควบคุมโดยคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ +1 และ -1 เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านตัวคูณตัวแรก สัญญาณที่เราต้องการจะถูกมอดูเลตและเลื่อน ไปอยู่ที่ความถี่ฮาร์โมนิกสี่ของคลื่นสี่เหลี่ยม ในขณะที่การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

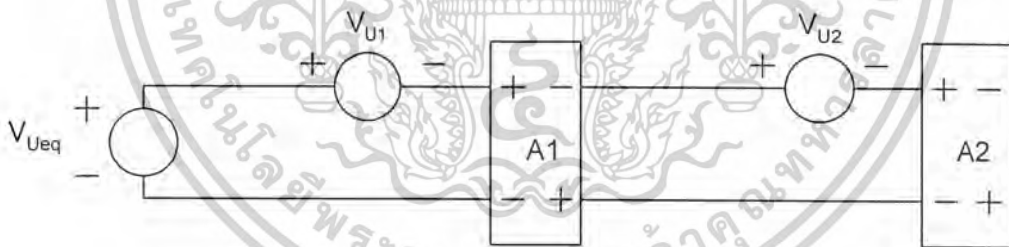
มอดูเลทนี้จะไม่มีผลใดๆ ต่อสัญญาณรบกวน (V_n) เลย ตัวคูณตัวที่สองจะทำการตีมอดูเลทสัญญาณที่เราต้องการกลับไปที่มีความถี่เดิม แต่สัญญาณรบกวนจะถูกมอดูเลทและเลื่อนไปอยู่ที่ความถี่ฮาร์โมนิกสี่

หากความถี่ที่ของการ chop มีค่าสูงกว่าแบนวิธ (bandwidth) ของสัญญาณมากๆ จะทำให้สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่วงแถบความถี่ผ่านลงไปได้มากด้วย



รูปที่ 2.12 แสดงการประยุกต์การทำ Chopper Technique เข้ากับ CMOS Op-Amp

ตัวคูณจะถูกแสดงด้วยสวิตช์ไขว้ 2 ตัว ซึ่งถูกควบคุมโดยสัญญาณนาฬิกาที่ไม่มีการทับซ้อนกัน

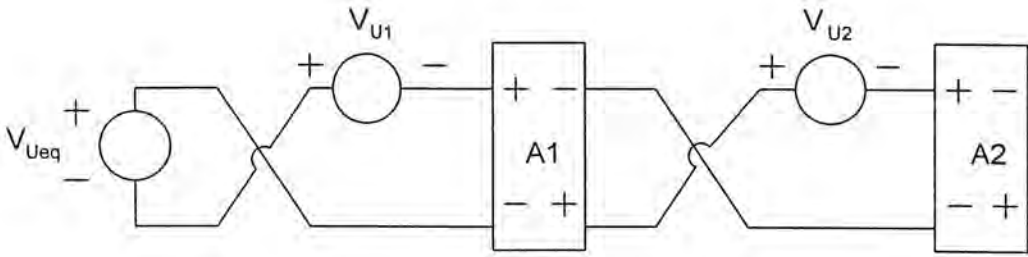


รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลขณะอยู่ใน ϕ_1

เมื่อ ϕ_1 on และ ϕ_2 off สัญญาณรบกวนสมมูลจะมีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณรบกวนที่อินพุทของภาคขยายภาคแรก และ สัญญาณรบกวนที่ภาคขยายภาคที่สองหารด้วยอัตราขยายของภาคขยายภาคแรก

$$V_{Ueq}(\phi_1) = V_{U1} + \frac{V_{U2}}{A_1} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลขณะอยู่ใน ϕ_2

เมื่อ ϕ_1 off และ ϕ_2 on จะได้ว่า

$$V_{Ueq} = -V_{U1} + \frac{V_{U2}}{A_1} \quad (2.10)$$

ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนทั้งหมดตลอดคาบเวลา สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{Ueq}(\text{average}) = \frac{V_{Ueq}(\phi_1) + V_{Ueq}(\phi_2)}{2} = \frac{V_{U2}}{A_1} \quad (2.11)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า ถ้าอัตราขยายของภาคขยายภาคแรกมีค่าสูงมากๆ สัญญาณรบกวนจากภาคขยายภาคที่สอง จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้น สัญญาณรบกวนของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคนี้จะลดค่าลง โดยที่ความถี่ของการ chop ยิ่งมีค่าสูงเท่าใด สัญญาณรบกวนจะถูกลดค่าลงได้มากขึ้นเท่านั้น ข้อดีของการใช้เทคนิคนี้คือ การสวิงของสัญญาณเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า วงจรขยายผลต่างจะมีประสิทธิภาพสูงขึ้น และถ้าในวงจรขยายผลต่างมีการใช้ active load ผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นจะลดลง แต่จะมีข้อเสียคือ วงจรจะซับซ้อนขึ้น และ thermal noise อันเป็นผลมาจากจำนวนสวิตช์ที่เพิ่มเข้ามาในวงจรจะสูงขึ้น

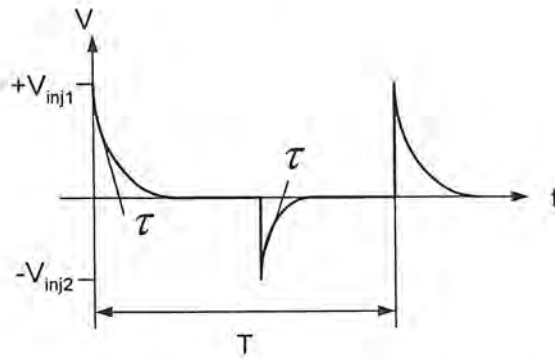
อย่างไรก็ตาม เทคนิคนี้ยังคงไม่สามารถกำจัดแรงดันออฟเซตอันเนื่องมาจากการผิดประจุของสวิตช์ได้ ดังนั้น จึงต้องใช้เทคนิคบางประการเพิ่มเติมเข้ามาเพื่อกำจัดแรงดันออฟเซตดังกล่าว

ถ้าให้สวิตช์แต่ละตัวมีประจุที่เท่ากับ ΔQ ประจุเหล่านี้จะถูกฉีดเข้าไปในอินพุต-

คาปาซิแตนซ์ ทำให้เกิดแรงดันสไปล์มีขนาดเท่ากับ $V_{inj} = \frac{\Delta Q}{C_m}$ ซึ่งจะคายประจุด้วยค่าเวลาองที่

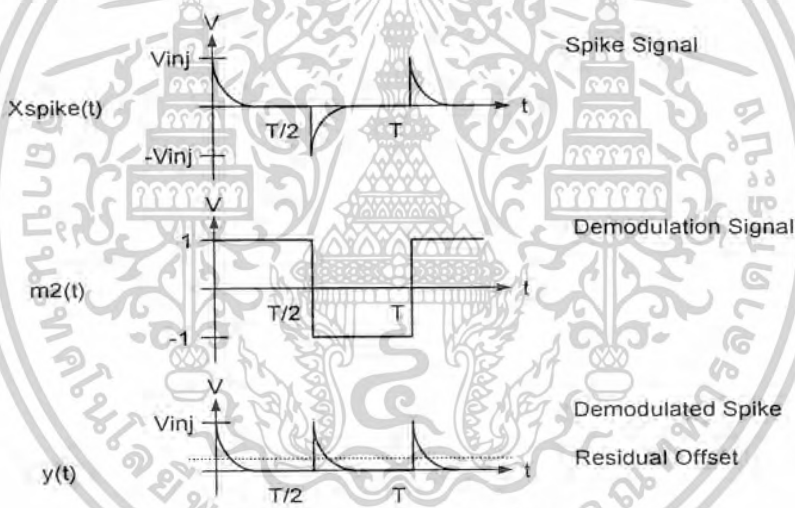
$$\tau = 2R_s \times C_m$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้น

โดยที่ แรงดันสไปค์จะมีคาบเวลา $T = \frac{1}{f_{chop}}$ เมื่อสัญญาณที่จะนำมาคิมอดูเลทมีคาบเวลาเท่ากับ T แรงดันสไปค์เหล่านี้จะถูกเลื่อนไปอยู่ที่ dc ทำให้เกิดแรงดันออฟเซตขึ้น การกำจัดสามารถทำได้โดยการกรองสัญญาณที่ไม่ต้องการเหล่านี้ทิ้งไป



รูปที่ 2.16 แสดงแรงดันออฟเซตที่เกิดจากแรงดันสไปค์

พิจารณาใน time - domain เมื่อสัญญาณนาฬิกาสำหรับการคิมอดูเลทเป็นฟังก์ชันคาบ ดังนั้นเราสามารถแทนได้ด้วยอนุกรมฟูรีเยร์

$$m_2(t) = \sum_{k=1}^{\infty} M_k \cos(k\omega t + \phi_{m_k}), \omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.12)$$

แรงดันสไปค์ก็สามารถพิจารณาได้ในลักษณะเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\chi_{spike}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega t + \phi_{\chi_n}) \quad (2.13)$$

แต่ละองค์ประกอบของ $\chi_{spike}(t)$ จะถูกกำหนดรูปแบบทั้งในเรื่องของขนาดและเฟสโดยวงจรขยายเชิงเส้น ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสามารถแทนได้ด้วยสมการ

$$\chi_f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} X_n A_n \cos(n\omega t + \phi_{\chi_n} + \phi_{a_n}) \quad (2.14)$$

โดยที่ A_n และ ϕ_{a_n} คือ ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขยายที่ $n\omega$ สัญญาณที่ผ่านการตีมอดูเลทแล้วจะเป็นผลผลิตของ $\chi_f(t)$ โดย $m_2(t), y(t) = \chi_f(t) \cdot m_2(t)$ แรงดันออฟเซตจะเป็นค่าเฉลี่ยของ $y(t)$

$$V_{off} = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T [X_n A_n M_k \cos(n\omega t + \phi_{\chi_n} + \phi_{a_n}) \cdot \cos(k\omega t + \phi_{m_k})] dt \quad (2.15)$$

โดยที่ $n \neq k$ จะได้ว่า

$$V_{off} = \sum_{k=1}^{\infty} X_k M_k A_k \frac{1}{2} \cos(\phi_{\chi_k} + \phi_{a_k} - \phi_{m_k}) \quad (2.16)$$

สมการที่ 2.16 แสดงให้เห็นถึงความมีประสิทธิภาพของวงจรขยายในการกำจัดแรงดันออฟเซต ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับขนาดและเฟสที่ฮาร์มอนิกส์ของความถี่สัญญาณนาฬิกา

ตัวกรองที่จะนำมาใช้ต้องมีความสัมพันธ์กับประสิทธิภาพในการกำจัดแรงดันออฟเซตซึ่งอยู่ในเทอม A_k และ ϕ_{ak}

การใช้วงจรขยายที่มี Infinite Bandwidth ที่มีอัตราขยายเท่ากับ A_0 และไม่มีการเลื่อนเฟสสัมประสิทธิ์ A_k ทุกตัวจะมีค่าเท่ากับ A_0 และ $\phi_{ak} = 0$ ดังนั้น สัมประสิทธิ์ของสัญญาณที่จะนำมาตีมอดูเลทจะมีค่าเป็น

$$M_k = \begin{cases} \frac{4}{k\pi}, & k : \text{odd} \\ 0, & k : \text{even} \end{cases}$$

$$\phi_{m_k} = \begin{cases} -\frac{\pi}{2}, & k : \text{odd} \\ 0, & k : \text{even} \end{cases} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่นำมาตีความดูเลทจะมีเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เท่านั้น แรงดันออฟเซตจึงถูกลดขนาดลงที่การกระจายฮาร์โมนิกส์ที่ของ $\chi_{spike}(t)$ ดังนั้น $V_{mj} = V_{mj1} = V_{mj2}$ จะได้ว่า

$$X_k = \begin{cases} \frac{4\tau}{T} V_{mj} \frac{1}{\sqrt{1+(k\omega\tau)^2}}, & k : odd \\ 0, & k : even \end{cases}$$

$$\phi_{\chi_k} = \begin{cases} -\arctan(k\omega\tau), & k : odd \\ 0, & k : even \end{cases} \quad (2.18)$$

แทนค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ลงในสมการที่ 2.16

$$V_{off} = \sum_{k=1, k=odd}^{\infty} \frac{1}{k} \frac{4}{\pi} A_o \frac{4\tau}{T} V_{mj} \frac{1}{\sqrt{1+(k\omega\tau)^2}} \times \frac{1}{2} \cos(-\arctan(k\omega\tau) + \frac{\pi}{2}) \quad (2.19)$$

$$V_{off} = \sum_{k=1, k=odd}^{\infty} \frac{1}{k} \frac{4}{\pi} A_o \frac{2\tau}{T} V_{mj} \frac{1}{\sqrt{1+(k\omega\tau)^2}} \frac{k\omega\tau}{\sqrt{1+(k\omega\tau)^2}} \quad (2.20)$$

ดังนั้น แรงดันออฟเซตทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{off} = A_o \frac{2\tau}{T} V_{mj} \quad (2.21)$$

2.4 วงจรฟิลเตอร์ (Filter Circuits)

ในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ เรื่องของสัญญาณความถี่เป็นสิ่งที่เราต้องพิจารณา ดังนั้น วงจรฟิลเตอร์จึงมีความสำคัญ และเป็นตัวกำหนดคุณภาพของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องนั้นด้วย

วงจรฟิลเตอร์ คือวงจรที่ทำหน้าที่ในการกรองเอาสัญญาณความถี่ที่ต้องการ หรือสกัดกั้นช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป ซึ่งจะขึ้นอยู่กับการออกแบบของวิศวกรตามข้อกำหนดที่ต้องการ

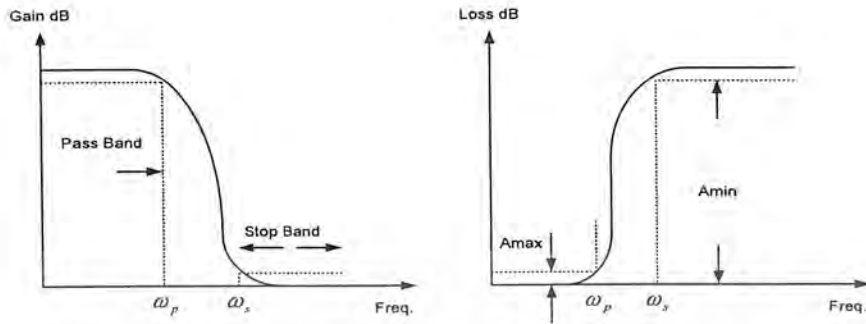
ในอดีตจนถึงปัจจุบัน วงจรฟิลเตอร์ได้รับการออกแบบและพัฒนาเรื่อยมาเริ่มตั้งแต่อุปกรณ์พาสซีฟ (passive component) เช่น R , L และ C เป็นต้น และด้วยข้อจำกัดทางด้านขนาดรูปร่าง ราคา ความถี่ และอื่น ๆ จึงได้รับการพัฒนามาเป็นวงจรฟิลเตอร์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ

(active component) เช่น มอสทรานซิสเตอร์ (Mos Transistor) , ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบพื้นฐานของวงจรฟิลเตอร์ จะมี 4 รูปแบบ คือ

1. วงจรฟิลเตอร์ความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้ดี และจะลดทอนสัญญาณที่มีความถี่สูง ดังรูปที่ 2.17



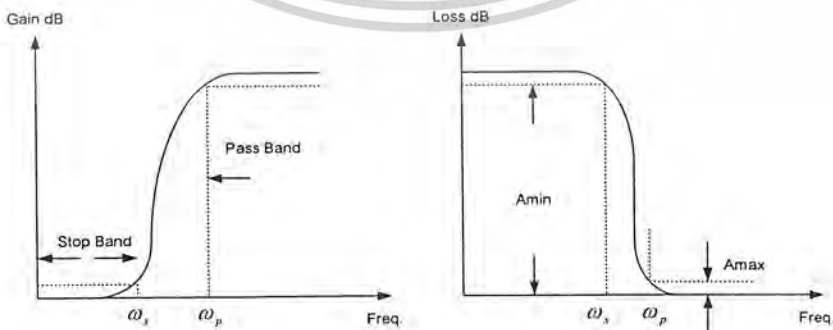
รูปที่ 2.17 Low Pass Filter

LPF จะผ่านความถี่จาก DC จนถึงความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency : ω_c) ซึ่งอยู่ในช่วงแถบผ่าน (Pass band) โดยมีการสูญเสีย (Loss) ไม่เกิน A_{max} dB และลดทอนความถี่ที่สูงกว่าความถี่หยุด (Stop Frequency : ω_s) ซึ่งอยู่ในช่วงแถบหยุด (Stop band) โดยมีการสูญเสียอย่างน้อย A_{min} dB

Second order LPF จะมีรูปสมการดังนี้

$$LPF(Gain) = \frac{K\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} ; K = Gain \quad (2.22)$$

2. วงจรฟิลเตอร์ความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter : HPF) เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่สูงผ่านได้ดี และจะลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 High Pass Filter

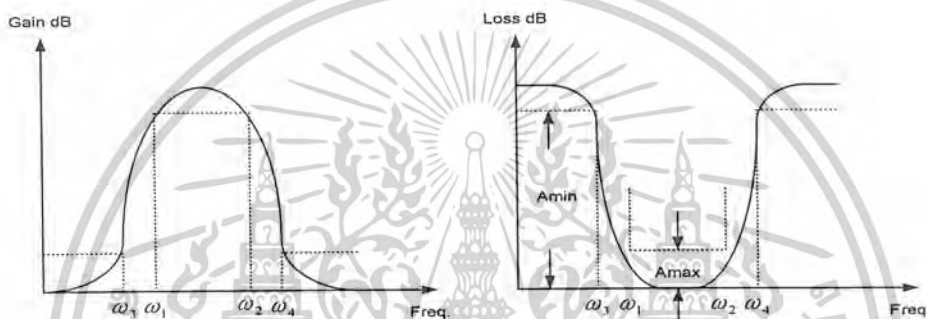
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเอกสารนี้โดยต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HPF จะผ่านสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า ω_c โดยมีการสูญเสียไม่เกิน A_{\max} dB และลดทอนความถี่จาก DC ถึง ω_c โดยมีการสูญเสียอย่างน้อย A_{\min} dB

Second order HPF จะมีรูปสมการดังนี้

$$HPF(\text{Gain}) = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} \quad ; K = \text{Gain} \quad (2.23)$$

3. วงจรฟิลเตอร์แถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF) เป็นวงจรที่ยอมให้เฉพาะช่วงแถบความถี่ผ่านไปได้ และจะลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่าและสูงกว่า ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 Band Pass Filter

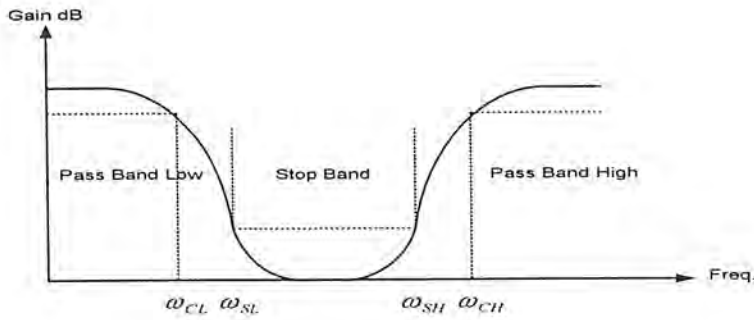
BPF จะผ่านความถี่ระหว่าง $\omega_1 - \omega_2$ โดยมีการสูญเสียไม่เกิน A_{\max} dB และลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่า ω_3 และสูงกว่า ω_4 โดยมีการสูญเสียอย่างน้อย A_{\min} dB

Second order BPF จะมีรูปสมการดังนี้

$$BPF(\text{Gain}) = \frac{K \frac{\omega_c}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} \quad ; K = \text{Gain} \quad (2.24)$$

4. วงจรฟิลเตอร์ก้ำจัดแถบความถี่ (Band Reject Filter : BRF) เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าผ่านไปได้ และจะลดทอนช่วงแถบความถี่ ดังรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 Band Reject Filter

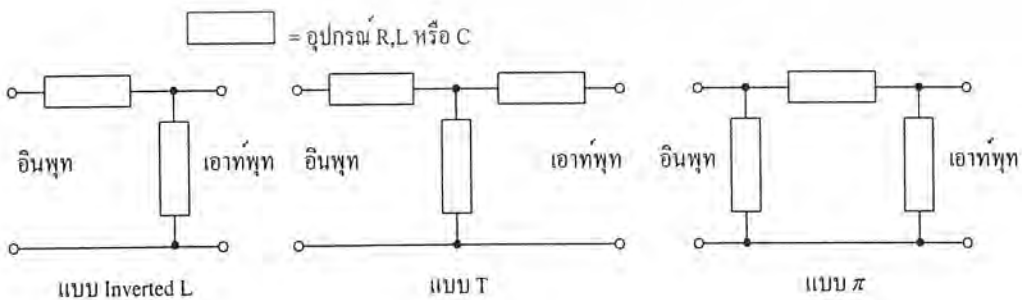
Second order BRF จะมีรูปสมการดังนี้

$$BRF(\text{Gain}) = \frac{K(s^2 + \omega_c^2)}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2}; K = \text{Gain} \quad (2.25)$$

2.5 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive Filter Circuits)

อุปกรณ์รีแอคทีฟ (reactive component) จะมีความต้านทานทางไฟฟ้า (impedance) ที่เปลี่ยนแปลงไปกับความถี่ของสัญญาณอินพุต ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นก็คือ วงจรที่ประกอบขึ้นด้วยอุปกรณ์ดังกล่าวจะยอมให้เพียงบางความถี่หรือบางช่วงของความถี่เท่านั้นที่ผ่านไปได้ ลักษณะเช่นนี้จะเรียกว่าวงจรฟิลเตอร์ และเนื่องจากวงจรดังกล่าวประกอบขึ้นมาจากอุปกรณ์พาสซีฟ จึงมักเรียกว่า วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ ตรงกันข้าม ถ้าหากเป็นวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ จะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ (เช่น ทรานซิสเตอร์, เฟท, ออปแอมป์) ด้วยเสมอ

วงจรฟิลเตอร์ชนิดต่างๆ จะมีรูปแบบการต่อวงจรที่ค่อนข้างจะแน่นอน และแบ่งแยกได้เป็น 3 แบบหลักๆ คือ แบบ L (หรืออาจเป็นแบบ Inverted L), แบบ T และแบบ π ซึ่งแต่ละแบบเหล่านี้สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 รูปแบบของวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ไม่จำเป็นจะต้องพิจารณาเสถียรภาพ เนื่องจากวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์นั้นไม่มีอัตราขยาย แต่มีข้อเสียอยู่ที่ในการใช้งานที่ความถี่ต่ำ ทั้งนี้เพราะ L ที่ใช้จะมีค่าสูง การที่ L มีค่าสูงทำให้ต้องใช้ขดลวดพันกันจำนวนมาก ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนได้มาก เพราะจะมีค่าความต้านทานของขดลวดเข้ามาเกี่ยวข้อง อาจแก้ไขได้โดยการใช้ขดลวดขนาดใหญ่ ซึ่งจะทำให้ L นั้นมีขนาดใหญ่ และราคาแพง แต่อย่างไรก็ตาม ข้อดีของวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์นั้นคือ สามารถใช้งานกับ High Power Level ได้ ในขณะที่วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์นั้นไม่สามารถทำได้

สำหรับหลักการออกแบบเบื้องต้นจะแบ่งออกเป็น 2 วิธี ดังนี้ คือ

2.5.1 การออกแบบโดยวิธี Ladder Network

รูปทั่วไปของ Transfer function ของ Network จะอยู่ในรูปโพลิโนเมียลของ s^n และ order ของ Network คือกำลังที่สูงสุดของตัวแปร s ($s = j\omega$)

$$H(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0} \quad (2.26)$$

หรือ

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.27)$$

เมื่อ $N(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0$

$D(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0$

โดยที่รากของ $N(s)$ เรียกว่า *zero* และรากของ $D(s)$ เรียกว่า *pole*

ใช้วิธีหาร Impedance ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$Z = \frac{D(s) - s^n}{D(s) + s^n} \quad (2.28)$$

จัดรูปแบบสมการใหม่โดยให้เศษเป็นหนึ่ง

$$Z = \frac{1}{\frac{D(s) + s^n}{D(s) - s^n}} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

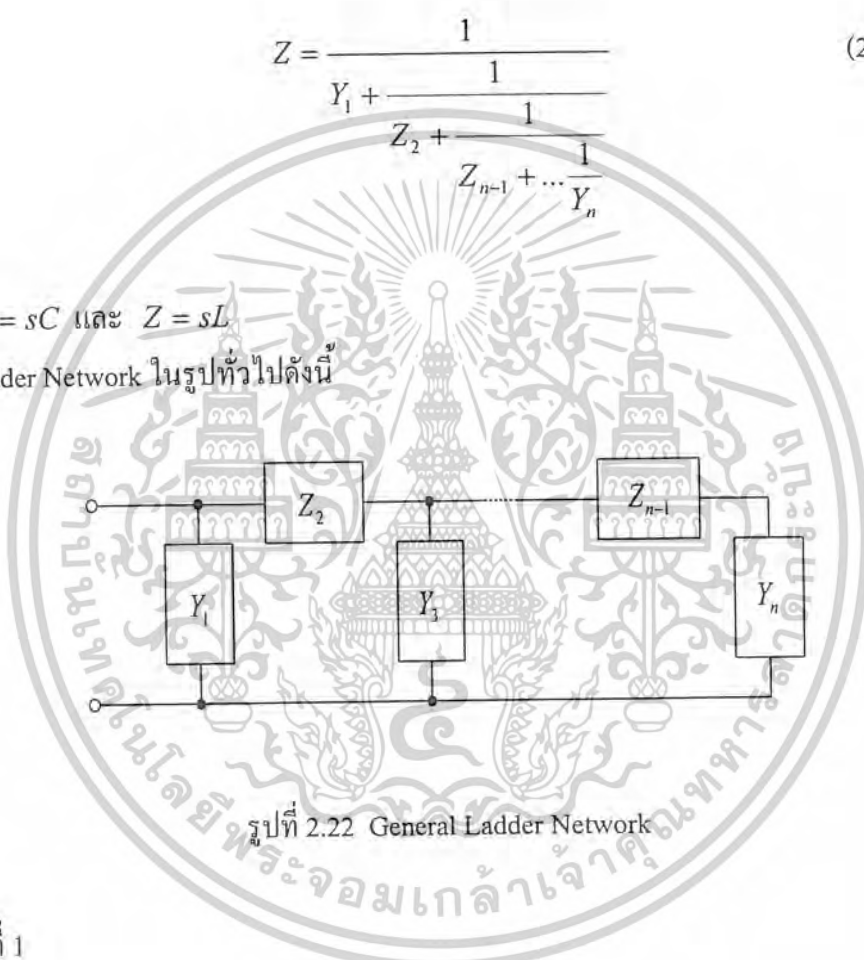
ทำการหารที่ส่วน และกลับเศษที่ได้

$$Z = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{D(s) - s^n}{2s^n}}} \quad (2.30)$$

ทำการหารเช่นนี้ต่อไปจนได้ s เป็นกำลังหนึ่ง และสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการมาตรฐานได้ดังนี้

$$Z = \frac{1}{Y_1 + \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{Z_{n-1} + \dots \frac{1}{Y_n}}} \quad (2.31)$$

โดยที่ $Y = sC$ และ $Z = sL$
จะได้ Ladder Network ในรูปทั่วไปดังนี้



รูปที่ 2.22 General Ladder Network

ตัวอย่างที่ 1

(a)
$$H(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (2.32)$$

(b) แทน $D(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1$ และ $s^n = s^3$ ในสมการที่ 2.28 จะได้

$$Z = \frac{2s^2 + 2s + 1}{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(c) จัดรูปแบบสมการใหม่โดยให้เศษเป็นหนึ่ง

$$Z = \frac{1}{\frac{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1}{2s^2 + 2s + 1}} \quad (2.34)$$

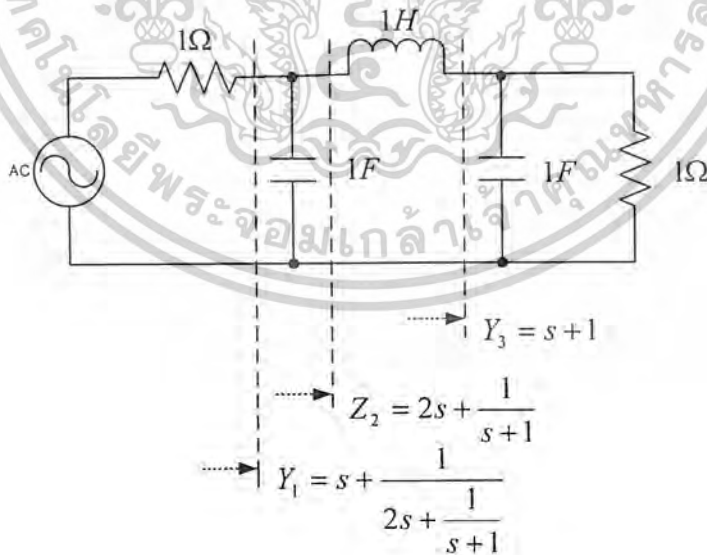
(d) ทำการหารที่ส่วน และกลับเศษที่ได้

$$Z = \frac{1}{s + \frac{1}{\frac{2s^2 + 2s + 1}{s + 1}}} \quad (2.35)$$

(e) ทำการหารเช่นนี้ต่อไปจนได้ s เป็นกำลังหนึ่ง

$$Z = \frac{1}{s + \frac{1}{2s + \frac{1}{s + 1}}} \quad (2.36)$$

จะได้วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่มีรูปแบบเป็น



รูปที่ 2.23 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

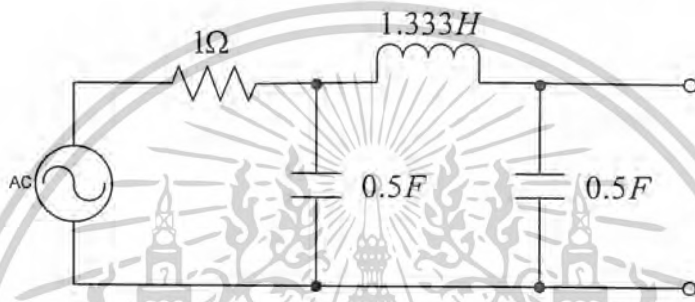
สำหรับตัวอย่างข้างต้น ให้ $R_s = 1 \Omega$ เท่ากับโหลด แต่ถ้าให้ $R_s = 1 \Omega$ และโหลดเท่ากับอนันต์ จะต้องใช้สมการดังนี้

$$Z = \frac{D(s \text{ even})}{D(s \text{ odd})} \quad (2.37)$$

โดยที่ $D(s \text{ even})$ คือ ส่วนที่กำลังคู่ทั้งหมด

$D(s \text{ odd})$ คือ ส่วนที่กำลังคี่ทั้งหมด

ซึ่งจะได้วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่มีรูปแบบเป็น



รูปที่ 2.24 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 1 โดยมีโหลดเป็นอนันต์

2.5.2 การออกแบบโดยวิธีการเปิดตาราง

การออกแบบโดยวิธีการเปิดตาราง มีหลักในการออกแบบดังนี้

1. จากคุณสมบัติที่กำหนดมา ทำการเลือกชนิดของฟิลเตอร์ที่เหมาะสม
2. กำหนด order ที่เหมาะสม
3. ทำการ Denormalization ให้ได้ค่าความถี่ที่ต้องการ

ตัวอย่างที่ 2 การออกแบบ Low Pass Filter แบบ Butterworth โดยกำหนดให้ LPF ที่ต้องการมีค่า $A_{\max} = 0.75 \text{ dB}$, ค่า $A_{\min} = 15 \text{ dB}$, ค่าความถี่คัทออฟ $\omega_c = 1000$ เรเดียน/วินาที และค่าความถี่หยุด $\omega_s = 4000$ เรเดียน/วินาที

คำนวณหาค่าอันดับของ Low Pass Filter จาก

$$n = \frac{\log\left(\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}\right)}{2\log(\omega_s / \omega_c)} \quad (2.38)$$

$$= \frac{\log\left(\frac{10^{(0.1 \times 15)} - 1}{10^{(0.1 \times 0.75)} - 1}\right)}{2\log(4000/1000)}$$

$$= 1.8365$$

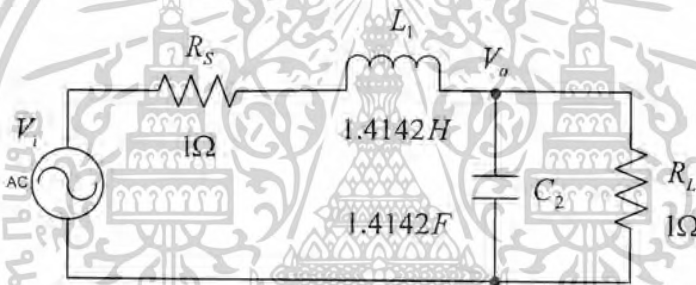
โดยปกติ n ต้องมีค่าเป็นจำนวนเต็ม ดังนั้น จึงเลือกค่า $n=2$

จากนั้นเปิดตาราง Butterworth ที่ $n=2$ ($R_s = 1$) จะได้

$$L_1 = 1.4142 \text{ H}$$

$$C_2 = 1.4142 \text{ F}$$

จะได้ Normalized Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth เป็น



รูปที่ 2.25 Normalized Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth

ทำการ Denormalized โดยใช้ Impedance Scaling Factor (Z) = 100 Ω และ Frequency Scaling Factor (FSF) = $\omega_c = 1000$ โดยคำนวณจาก

$$L' = \frac{L \times Z}{FSF} \quad (2.39)$$

จะได้

$$L'_1 = \frac{1.4142 \times 100}{1000} = 141.42 \text{ mH}$$

และ

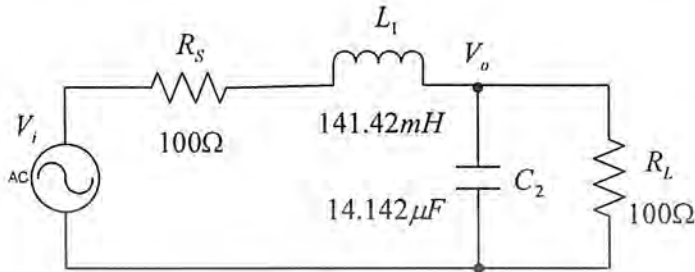
$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$C_2' = \frac{1.4142}{1000 \times 100} = 14.142 \mu\text{F}$$

ดังนั้น จะได้ Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth ที่ทำการ Denormalized แล้วเป็น



รูปที่ 2.26 Second order Low Pass Filter แบบ Butterworth ที่ทำการ Denormalized แล้ว

2.6 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter Circuits)

จากการเปรียบเทียบข้อแตกต่างระหว่างวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์และวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ ในตารางที่ 2.2 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป แต่สำหรับในโครงการนี้ต้องการออกแบบวงจรเพื่อสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit) ดังนั้น วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์จึงมีความเหมาะสมสำหรับการใช้งานมากกว่าเนื่องจากมีขนาดเล็ก ความถูกต้องของวงจรสูงกว่า และการออกแบบง่ายกว่าวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อแตกต่างระหว่างวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์และวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

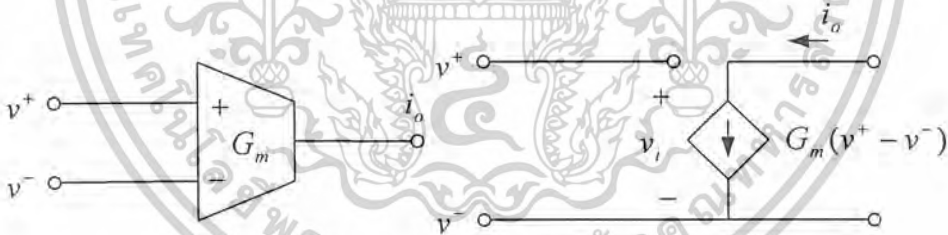
วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์	วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์
- ไม่จำเป็นต้องพิจารณาเสถียรภาพ เนื่องจากไม่มีอัตราขยาย	- ต้องพิจารณาเสถียรภาพ เพราะมีอัตราขยายอาจทำให้ oscillate ได้
- ข้อจำกัดอยู่ที่การใช้งานที่ความถี่ต่ำ ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนได้มาก	- ใช้งานที่ความถี่ต่ำมากๆ ได้
- ใช้งานที่ High Power Level ได้	- ไม่สามารถใช้งานที่ High Power Level ได้
- มีขนาดใหญ่	- มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา
- ความถูกต้องน้อยกว่า	- ความถูกต้องของวงจรสูง
- ราคาค่อนข้างแพง	- ถ้ามีการใช้งานเป็นจำนวนมาก จะสามารถสร้างได้ในราคาที่ถูกลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวาสซีฟฟิลเตอร์	วงจรรแอคทีฟฟิลเตอร์
<ul style="list-style-type: none"> - ออกแบบยากกว่า - มีรูปแบบของฟิลเตอร์ให้เลือกใช้งานได้น้อยกว่า - มีการสูญเสีย 	<ul style="list-style-type: none"> - การออกแบบง่าย ไม่มีปัญหาเรื่อง matching เลย - มีรูปแบบของฟิลเตอร์ให้เลือกใช้งานได้มาก - มีการขยาย

2.6.1 ทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor)

ถึงแม้ว่าในปัจจุบันวงจรรแอคทีฟฟิลเตอร์ส่วนใหญ่จะสร้างจากออปแอมป์ (Op-amp) แต่ออปแอมป์มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างจำกัด และมีความไม่อิสระทางด้านความถี่และอัตราการขยาย ดังนั้น จึงพยายามแก้ไขข้อบกพร่องในการออกแบบวงจรรแอคทีฟฟิลเตอร์ โดยในโครงงานนี้จะเลือกใช้ทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor) ซึ่งทางด้านเอาต์พุตจะเป็นกระแสโดยการควบคุมจากแรงดันอินพุต ทรานส์คอนดักเตอร์โดยทั่วไปจะมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) กว้างกว่าออปแอมป์ และมีค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ในวงจรรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) จะสะดวกต่อการปรับแต่งทางวงจรโดยการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส ทรานส์คอนดักเตอร์จะมีส่วนประกอบในการปรับแต่งน้อยกว่าออปแอมป์ วงจรทางอุดมคติของทรานส์คอนดักเตอร์จะมีลักษณะเป็น Voltage Control Current Source (VCCS) ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลของทรานส์คอนดักเตอร์

ซึ่งกระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็น

$$i_o = G_m v_i \quad (2.41)$$

โดยที่ i_o คือ กระแสเอาต์พุตของทรานส์คอนดักเตอร์

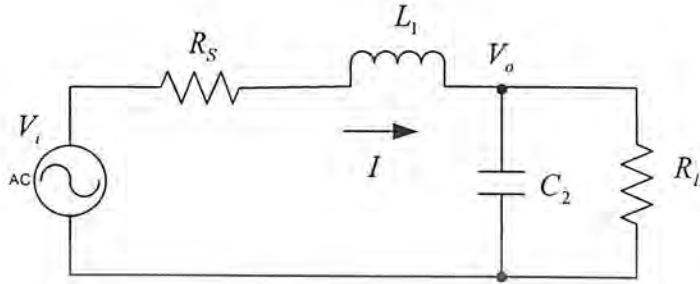
v_i คือ แรงดันอินพุตของทรานส์คอนดักเตอร์ มีค่าเท่ากับ $v^+ - v^-$

G_m คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 การแปลงวงจรด้วยเทคนิคของ Signal Flow Graph (SFG)

จากตัวอย่างที่ 2 เมื่อทำการออกแบบวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์เรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะทำการแปลงเป็นวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ด้วยเทคนิคของ SFG



รูปที่ 2.28 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากตัวอย่างที่ 2

จากวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ได้ให้กำหนดโหนดและกระแสตามจุดแยกต่างๆ แล้วเขียน สมการกระแสและแรงดันได้ดังนี้

$$I = \frac{(V_i - V_o)}{(R_s + sL_1)} \quad (2.42)$$

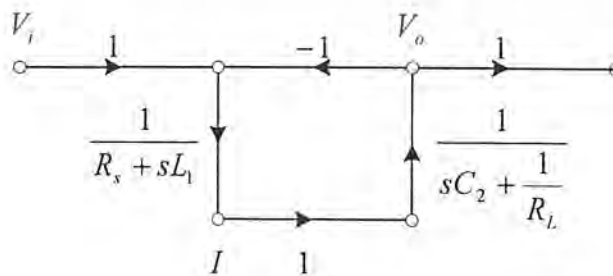
$$V_o = I(C_2 // R_L) \quad (2.43)$$

$$= I \left(\frac{(1/sC_2) \times R_L}{(1/sC_2) + R_L} \right)$$

$$= I \left(\frac{R_L}{1 + sC_2 R_L} \right)$$

$$= I \left(\frac{1}{sC_2 + (1/R_L)} \right)$$

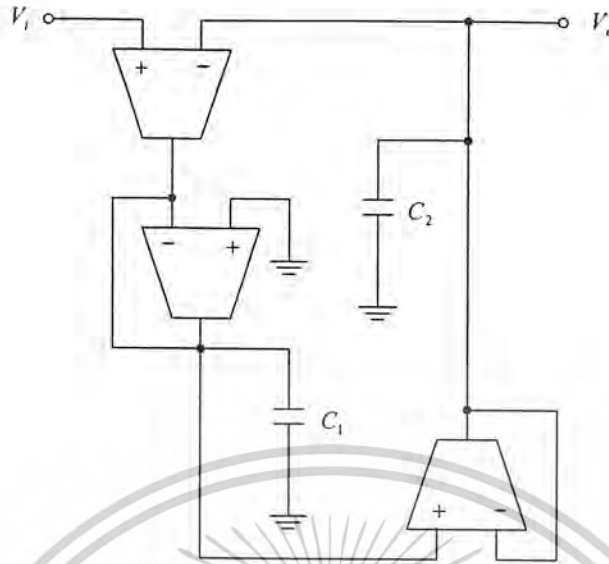
จากนั้น นำสมการกระแสและแรงดันที่ได้มาเขียนเป็น Signal Flow Graph ได้ดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 Signal Flow Graph

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Signal Flow Graph ทำให้ได้วงจรที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ที่ได้จากการแปลง

โดยที่ $C_1 = L'_1$ และ $C_2 = C'_2$

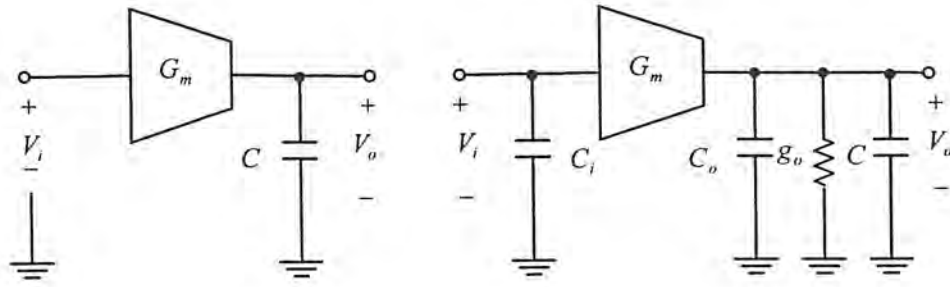
2.7 วงจรฟิลเตอร์โดยใช้ทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุ (G_m -C Filter Circuits)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง Integrator ซึ่งเป็นการใช้งานของทรานส์คอนดักเตอร์โดยนำมาต่อกับตัวเก็บประจุ และวงจร G_m -C Filter

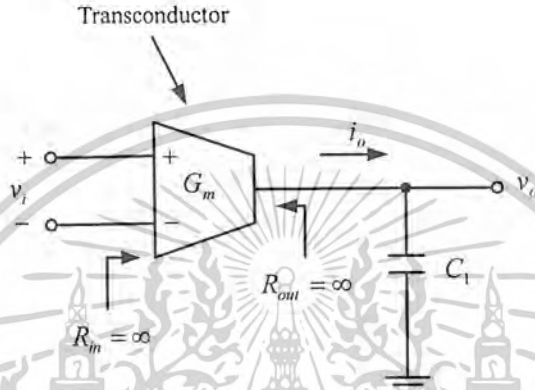
2.7.1 Integrators

Integrators เป็นการใช้งานของทรานส์คอนดักเตอร์เมื่อนำมาต่อกับตัวเก็บประจุ ในรูปที่ 2.31 จะแสดง Integrators ที่เป็นอุดมคติ ทรานส์คอนดักเตอร์มีความซับซ้อนไม่มากนัก คือมีอินพุตเป็นแรงดันและเอาต์พุตเป็นกระแส ทรานส์คอนดักเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติจะเกิดผลของอินพุตและเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ (capacitance) ภายในตัวทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีผลกับความถี่ตัดด้านสูงสุด (Miller Effect Capacitance) คือ C_i, C_o และค่าเอาต์พุตคอนดักแตนซ์ (output conductance : g_o) ซึ่งเป็นส่วนกลับของ R_o มีค่าไม่เป็นศูนย์หรือ R_o มีค่าไม่เป็นอนันต์ ทำให้อัตราการขยายที่อยู่ในรูปแบบไฟตรงไม่เป็นอนันต์ ในวงจรฟิลเตอร์ค่าคาปาซิแตนซ์บริเวณรอยต่อของชั้นต่างๆ ของทรานซิสเตอร์จะไม่มีผลมากนักที่ความถี่ต่ำๆ แต่ถ้าใช้งานที่ความถี่สูงๆ ค่าคาปาซิแตนซ์เหล่านี้จะมีผลต่อการตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ของวงจร ทำให้แบนด์วิดธ์ของวงจรมีค่าต่ำยิ่งค่าคาปาซิแตนซ์มีค่าสูง การตอบสนองของวงจรถึงจะยิ่งต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 Integrators ที่เป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ



รูปที่ 2.32 A single-ended G_m -C integrator

จากวงจรในรูปที่ 2.32 จะได้

$$i_o = G_m v_i \tag{2.41}$$

$$v_o = \frac{1}{C_1} \int i_o dt \tag{2.44}$$

เมื่อทำ Laplace Transform จะได้

$$V_o = \frac{I_o}{sC_1} = \frac{G_m V_i}{sC_1} \equiv \left(\frac{\omega_u}{s} \right) V_i \tag{2.45}$$

$$\omega_u = \frac{G_m}{C_1} \tag{2.46}$$

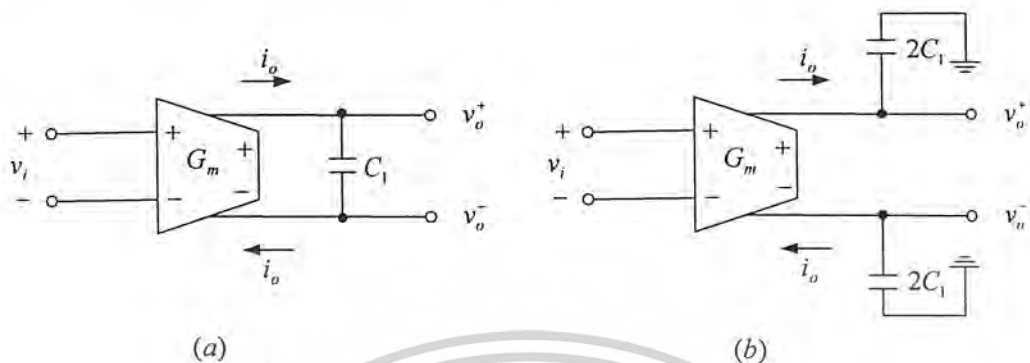
โดยที่ ω_u คือ unity-gain frequency ของ integrator

2.7.2 Fully Differential Integrators

วงจร fully differential มีข้อได้เปรียบเรื่องการกำจัดสัญญาณรบกวน (noise) และคุณสมบัติในการลดทอน ในโครงงานนี้จะใช้วงจร fully differential ทราานส์คอนดักเตอร์แบบ fully

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

differential จะมี 2 เอาต์พุต คือ เอาต์พุตที่เป็นบวก (กระแสไหลออกสำหรับแรงดันอินพุตที่เป็นบวก) และเอาต์พุตที่เป็นลบ (กระแสไหลเข้าสำหรับแรงดันอินพุตที่เป็นบวก) Fully Differential Integrators สามารถพิจารณาเป็นแบบต่างๆ ได้ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 Fully differential G_m -C integrators : (a) single capacitor , (b) two capacitors

จากวงจรรูปที่ 2.33 (A) จะได้

$$i_o = G_m v_i \quad (2.41)$$

$$v_o^+ - v_o^- = \frac{1}{C_1} \int i_o dt \quad (2.47)$$

เมื่อทำ Laplace Transform จะได้

$$V_o = V_o^+ - V_o^- = \frac{I_o}{sC_1} = \frac{G_m V_i}{sC_1} \quad (2.48)$$

จากวงจรรูปที่ 2.33 (B) จะได้

$$i_o = G_m v_i \quad (2.41)$$

$$v_o^+ = \frac{1}{2C_1} \int i_o dt \quad (2.49)$$

$$v_o^- = -\frac{1}{2C_1} \int i_o dt \quad (2.50)$$

เมื่อทำ Laplace Transform จะได้

$$V_o^+ = \frac{I_o}{2sC_1} = \frac{G_m V_i}{2sC_1} \quad (2.51)$$

$$V_o^- = -\frac{I_o}{2sC_1} = -\frac{G_m V_i}{2sC_1} \quad (2.52)$$

จาก $V_o = V_o^+ - V_o^-$

$$\text{จะได้} \quad V_o = \frac{I_o}{sC_1} = \frac{G_m V_i}{sC_1} \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.45 เท่ากับสมการที่ 2.48 และ 2.53 ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าสามารถใช่วงจร fully differential แทนวงจร single-ended ได้

2.7.3 First-Order Filter

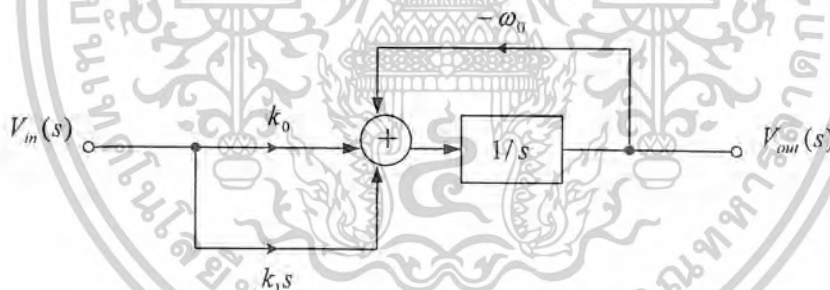
Transfer function สำหรับ general first-order สามารถเขียนได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s + \omega_0} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ 2.54 ทำการจัดรูปแบบใหม่โดยพยายามดึงตัวร่วม $1/s$ ออก จะได้

$$\begin{aligned} (s + \omega_0)V_{out}(s) &= (k_1 s + k_0)V_{in}(s) \\ sV_{out}(s) &= (k_1 s + k_0)V_{in}(s) - \omega_0 V_{out}(s) \\ V_{out}(s) &= \frac{1}{s} [k_0 V_{in}(s) + k_1 s V_{in}(s) - \omega_0 V_{out}(s)] \end{aligned} \quad (2.55)$$

จากสมการที่ 2.55 จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general first-order ดังรูปที่ 2.34



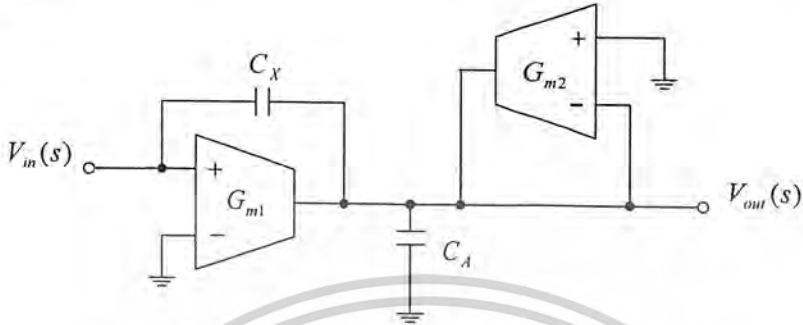
รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general first-order

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.34 ทำการแปลงเป็น G_m -C filter โดยการพิจารณาดังนี้

เนื่องจากอินพุตของทรานส์คอนดักเตอร์เป็นแรงดันและเอาต์พุตของทรานส์คอนดักเตอร์เป็นกระแส และค่าคาปาซิแตนซ์ในโดเมน s จะเป็น $1/sC$ ในเทอมของ $k_1 s$ เป็นเทอมที่คูณกับ $V_{in}(s)$ เอาต์พุตที่ได้จะต้องออกมาเป็นกระแส ($I = k_1 s V_{in}(s)$) ดังนั้น เทอม $k_1 s$ เมื่อแปลงเป็น G_m -C filter จะเปรียบเสมือนเป็นคาปาซิแตนซ์ ซึ่งต่อคร่อมอยู่ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานส์คอนดักเตอร์ เช่นเดียวกับในเทอมของ $1/s$ ซึ่งเป็นเทอมที่คูณกับผลรวมระหว่างเอาต์พุตของเทอม $k_0 V_m(s)$, $k_1 s V_m(s)$ และ $(-\omega_0) V_{out}(s)$ ซึ่งเทอมเหล่านี้จะมีเอาต์พุตเป็นกระแส และเมื่อนำผลรวม (กระแส) มาคูณกับเทอมของ $1/s$ เอาต์พุตที่ได้จะเป็นแรงดัน ดังนั้น เทอมของ $1/s$ เมื่อแปลงเป็น G_m -C filter จะเปรียบเสมือนเป็นคาปาซิเตอร์เช่นกัน วงจร G_m -C filter ที่ได้จะแสดงดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 A single-ended general first-order G_m -C filter

จากรูปที่ 2.35 สามารถเขียนสมการกระแสสำหรับโหนดเอาต์พุต $V_{out}(s)$ ได้เป็น

$$G_{m1}V_m(s) + sC_X[V_m(s) - V_{out}(s)] - sC_A V_{out}(s) - G_{m2}V_{out}(s) = 0 \quad (2.56)$$

จัดสมการใหม่เพื่อหา Transfer function จะได้

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_m(s)} = \frac{sC_X + G_{m1}}{s(C_A + C_X) + G_{m2}} = \frac{\left[s \left(\frac{C_X}{C_A + C_X} \right) + \left(\frac{G_{m1}}{C_A + C_X} \right) \right]}{\left[s + \left(\frac{G_{m2}}{C_A + C_X} \right) \right]} \quad (2.57)$$

จากสมการที่ 2.54 และ 2.57 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

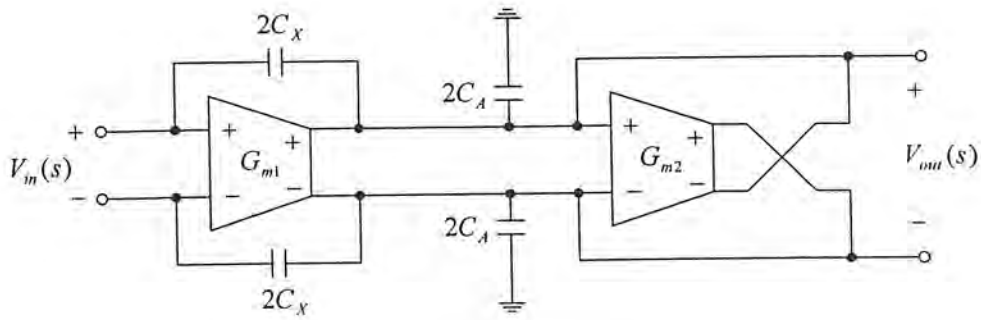
$$C_X = \left(\frac{k_1}{1 - k_1} \right) C_A \quad \text{เมื่อ } 0 \leq k_1 < 1 \quad (2.58)$$

$$G_{m1} = k_0(C_A + C_X) \quad (2.59)$$

$$G_{m2} = \omega_0(C_A + C_X) \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.34 เมื่อใช้วงจร fully differential ดังรูปที่ 2.36 ก็สามารถพิจารณาได้ เช่นเดียวกับวงจร single-ended



รูปที่ 2.36 A fully differential general first-order G_m -C filter

2.7.4 Second-Order Filter

Transfer function สำหรับ general second-order สามารถเขียนได้ดังนี้

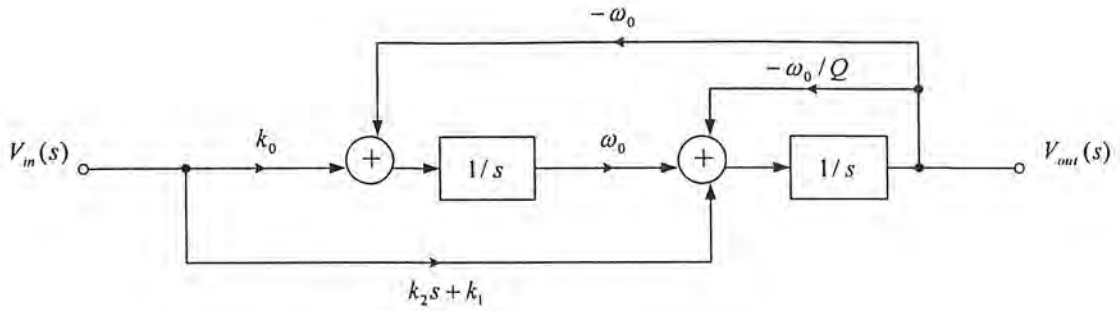
$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.61)$$

จากสมการที่ 2.61 ทำการจัดรูปแบบใหม่โดยพยายามดึงตัวร่วม $1/s$ ออก จะได้

$$\begin{aligned} \left[s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2 \right] V_{out}(s) &= (k_2 s^2 + k_1 s + k_0) V_{in}(s) \\ s^2 V_{out}(s) &= (k_2 s^2 + k_1 s + k_0) V_{in}(s) - \left[\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2 \right] V_{out}(s) \\ V_{out}(s) &= \left(k_2 + \frac{k_1}{s} + \frac{k_0}{s^2} \right) V_{in}(s) - \left(\frac{\omega_0}{Qs} + \frac{\omega_0^2}{s^2} \right) V_{out}(s) \\ &= \frac{1}{s^2} (k_0 V_{in}(s) - \omega_0^2 V_{out}(s)) - \frac{\omega_0}{Qs} V_{out}(s) + \frac{1}{s} (k_2 s + k_1) V_{in}(s) \\ &= \frac{1}{s} \left[\frac{1}{s} \left(\frac{k_0}{\omega_0} V_{in}(s) - \omega_0 V_{out}(s) \right) \omega_0 - \frac{\omega_0}{Q} V_{out}(s) + (k_2 s + k_1) V_{in}(s) \right] \quad (2.62) \end{aligned}$$

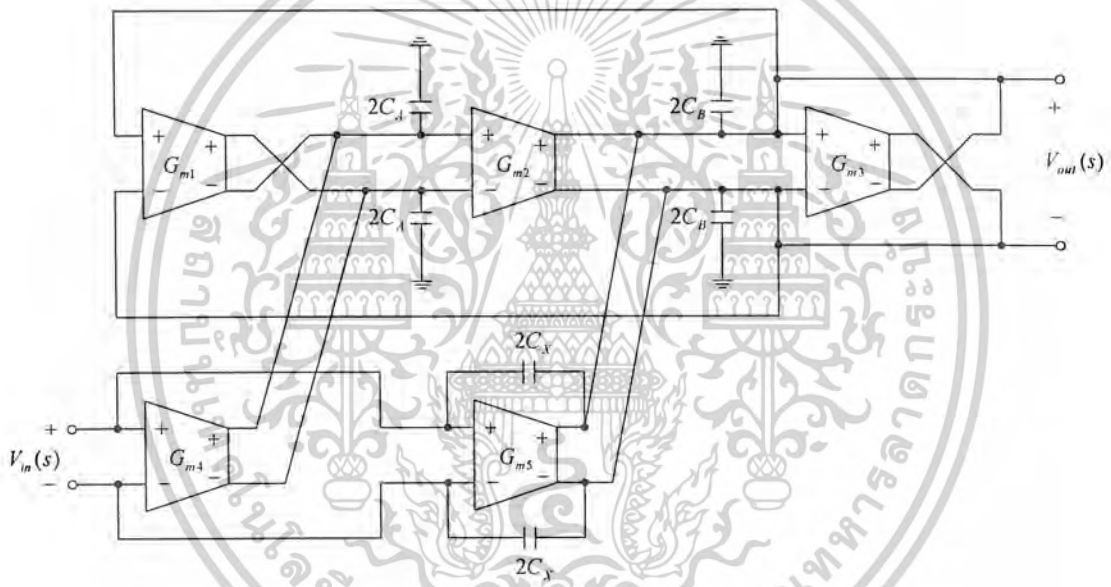
จากสมการที่ 2.62 จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general second-order ดังรูปที่ 2.37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ general second-order

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.37 ทำการแปลงเป็น G_m -C filter โดยการพิจารณาเช่นเดียวกับ first-order วงจร G_m -C filter โดยใช้ fully differential จะแสดงดังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 A fully differential general second-order G_m -C filter

จากรูปที่ 2.38 สามารถหา Transfer function ได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 C_X + sG_{m5} + \left(\frac{G_{m2}G_{m4}}{C_A}\right)}{s^2(C_X + C_B) + sG_{m3} + \left(\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_A}\right)} \quad (2.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = \frac{s^2 \left(\frac{C_X}{C_X + C_B} \right) + s \left(\frac{G_{m5}}{C_X + C_B} \right) + \left(\frac{G_{m2} G_{m4}}{C_A (C_X + C_B)} \right)}{s^2 + s \left(\frac{G_{m3}}{C_X + C_B} \right) + \left(\frac{G_{m1} G_{m2}}{C_A (C_X + C_B)} \right)} \quad (2.64)$$

จากสมการที่ 2.61 และ 2.64 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$k_2 = \frac{C_X}{C_X + C_B} \quad (2.65)$$

$$k_1 = \frac{G_{m5}}{C_X + C_B} \quad (2.66)$$

$$k_0 = \frac{G_{m2} G_{m4}}{C_A (C_X + C_B)} \quad (2.67)$$

$$\omega_0^2 = \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_A (C_X + C_B)} \quad (2.68)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{G_{m3}}{C_X + C_B} \quad (2.69)$$

จากสมการที่ 2.68 และ 2.69 สามารถหาค่า Q ได้เป็น

$$Q = \sqrt{\left(\frac{G_{m1} G_{m2}}{G_{m3}^2} \right) \left(\frac{C_X + C_B}{C_A} \right)} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ 2.65 จะได้

$$C_X = C_B \left(\frac{k_2}{1 - k_2} \right) \quad \text{เมื่อ } 0 \leq k_2 < 1 \quad (2.71)$$

ดังนั้น สามารถหาค่าของ $G_{m1}, G_{m2}, G_{m3}, G_{m4}, G_{m5}$ ได้เป็น

$$G_{m1} = \omega_0 C_A \quad (2.72)$$

$$G_{m2} = \omega_0 (C_B + C_X) \quad (2.73)$$

$$G_{m3} = \frac{\omega_0 (C_B + C_X)}{Q} \quad (2.74)$$

$$G_{m4} = (k_0 C_A) / \omega_0 \quad (2.75)$$

$$G_{m5} = k_1 (C_B + C_X) \quad (2.76)$$

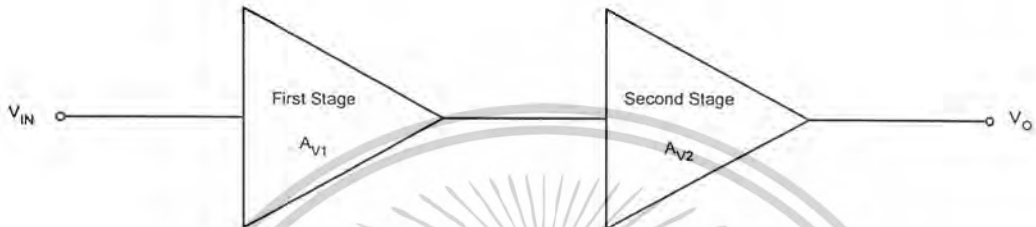
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจร

3.1 วงจรขยาย 2 ภาค

วงจรขยาย 2 ภาค เป็น โครงสร้างของวงจรขยายที่เหมาะสมแก่การนำไปใช้สร้างเป็น แอมพลิฟายเออร์ที่ต้องการอัตราขยายแรงดันแบบรูปเปิดที่สูง เนื่องจากอัตราขยายแรงดันรวมของ ทั้งวงจรจะเท่ากับผลคูณของอัตราขยายแรงดันของภาคขยายภาคแรก และภาคขยายภาคที่สอง



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรขยาย 2 ภาค

ในที่นี้ วงจรขยาย 2 ภาค จะประกอบด้วย วงจรขยายผลต่าง และวงจรขยายความต้านทาน ตามลำดับ

ข้อกำหนดการออกแบบของวงจรขยาย

1. AMI 0.8 micron process technology
2. DC gain $> 40 \text{ dB}$
3. Supply voltage 5 V
4. Power consumption $< 1 \text{ mW}$
5. Input common mode range $1.5 - 3.5 \text{ V}$

ขั้นตอนการออกแบบ

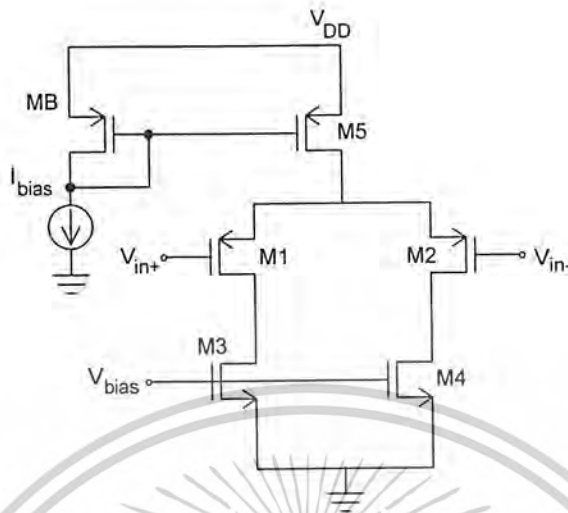
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ

PMOS :	$k_p = 25$	$\frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$	$V_{TP} = -0.848 \text{ V}$	$\lambda_p = 0.01$
NMOS :	$k_N = 40$	$\frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$	$V_{TN} = 0.535 \text{ V}$	$\lambda_N = 0.02$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 วงจรขยายผลต่าง

กำหนดให้ $I_{D5} = 50\mu A$



รูปที่ 3.2 วงจรขยายผลต่าง [4]

1. คำนวณค่า $\left(\frac{W}{L}\right)_3$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_4$ ให้ได้ค่าแรงดันอินพุตพร้อมต่ำสุดที่กำหนด

$$V_{m,\min} = V_{ss} + \sqrt{\frac{I_{D5}}{2K_3}} + V_{t3} - |V_{t1}|$$

$$K_3 = \frac{\frac{I_{D5}}{2}}{(V_{m,\min} - V_{ss} - V_{t3} + |V_{t1}|)^2}$$

$$K_3 = \frac{25\mu}{(1.5 - 0 - 0.535 + 0.848)^2}$$

$$K_3 = \frac{1}{2} k_N \left(\frac{W}{L}\right)_3 = 7.61\mu$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \frac{2K_3}{k_N} = \frac{2 \times 7.61\mu}{40\mu}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 0.38$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. คำนวณค่า $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_2$ ให้ได้อัตราขยายที่กำหนด
กำหนดให้ $g_{m1} = 400 \mu A/V$

$$g_{m1} = \sqrt{2k_p \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}$$

$$400 \mu = \sqrt{2 \times 25 \mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_1 \times 25 \mu}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2 = 128$$

3. คำนวณค่า $\left(\frac{W}{L}\right)_5$ ให้ได้ค่าแรงดันอินพุตร่วมสูงสุดที่กำหนด

$$V_{DS5,sat} = V_{DD} - V_{in,max} - \sqrt{\frac{I_{D5}}{2K_1}} - |V_{tp}|$$

$$V_{DS5,sat} = 5 - 3.5 - \sqrt{\frac{50 \mu}{2 \times \frac{1}{2} \times 25 \mu \times 128}} - 0.848 = 0.527$$

$$I_{D5} = \frac{1}{2} k_p \left(\frac{W}{L}\right)_5 V_{DS5,sat}^2$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 = 14.4$$

4. คำนวณค่า $\left(\frac{W}{L}\right)_B$ จากอัตราส่วนการสะท้อนกระแส

กำหนดให้ $I_{bias} = 10 \mu$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_B = \frac{I_{bias}}{I_{D5}} \left(\frac{W}{L}\right)_5 = 2.88$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

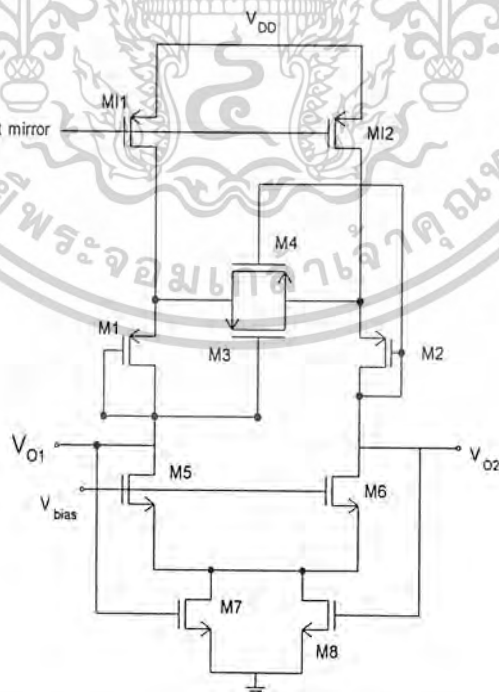
อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบวงจรขยายผลต่าง ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณ ทำให้ต้องทำการปรับอัตราส่วนของ $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET บางตัว เพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดการออกแบบ

ตารางที่ 3.1 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายผลต่าง

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M1	398.5 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
M2	398.5 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
M3	12.5 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
M4	12.5 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
M5	25 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
MB	6.5 $\mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$

3.1.2 วงจรขยายความต้านทาน

วงจรขยายความต้านทานคือวงจรที่มีอินพุตเป็นกระแส และมีเอาต์พุตเป็นแรงดัน



รูปที่ 3.3 วงจรขยายความต้านทาน [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M11, M12 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส

M1, M2 ทำหน้าที่เป็น Differential Pair

M3, M4 ทำงานในย่าน Triode เปรียบเสมือนตัวต้านทาน Source Degeneration

M5 – M8 เป็นชุด Common mode feedback

ในชุด Differential Pair และ ตัวต้านทาน Source Degeneration จากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) โดยอาศัยหลักการครึ่งวงจร (Half Circuit Concept) จะได้ว่า

$$R_m = \frac{V_{out}}{i_{in}} = \frac{2}{g_{m1}} + \frac{R_{o3}}{2}$$

กำหนดให้ $R_m = 50k\Omega$

$$I_{D1} = 10\mu A.$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = 9$$

เมื่อ

$$g_{m1} = \sqrt{2k_p \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2 \times 25\mu \times 9 \times 10\mu} = 67.08\mu$$

$$50k = \frac{2}{67.08\mu} + \frac{R_{o3}}{2}$$

$$R_{o3} = \frac{1}{k_p \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{GS1} - |V_{tp}|)} = 40.371k$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \frac{1}{25\mu \times 40.371k \times 0.298}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 3.33$$

โดยที่

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k_p \left(\frac{W}{L}\right)_1}} + |V_{tp}|$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในชุด Common mode feedback M5 , M6 ทำงานในย่าน Saturation และ M7 , M8 ทำงานในย่าน Triode ดังนั้น

$$R_{o7} // R_{o8} = \frac{1}{k_N \left(\frac{W}{L} \right)_7 (V_{o2} + V_{o1} - 2V_m)}$$

กำหนดให้ $R_{o7} // R_{o8} = 1k\Omega$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_7 = \frac{1}{40\mu \times 1k \times (5 - (2 \times 0.535))}$$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_7 = \left(\frac{W}{L} \right)_8 = 6.36$$

และ กำหนดให้ $V_{bias} = 1.5V$

$$R_{o7} // R_{o8} = \frac{(V_{bias} - V_{GS5})}{2I_D}$$

$$V_{GS5} = 1.5 - (1k \times 20\mu) = 1.48$$

$$V_{GS5} = \sqrt{\frac{2I_{D5}}{k_N \left(\frac{W}{L} \right)_5}} + |V_m|$$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_5 = \frac{2 \times 10\mu}{40\mu (1.48 - 0.535)^2} = 0.56$$

คำนวณค่า $\left(\frac{W}{L} \right)_{M11}$ จากอัตราส่วนการสะท้อนกระแส จะได้ว่า $\left(\frac{W}{L} \right)_{M11} = 3.25$

อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบวงจรขยายความต้านทาน ผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน มีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณ ทำให้ต้องทำการปรับอัตราส่วนของ $\left(\frac{W}{L} \right)$ ของ MOSFET บางตัว เพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความต้านทาน

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
MI1	7.5 μm / 2 μm
MI2	7.5 μm / 2 μm
M1	19.5 μm / 2 μm
M2	19.5 μm / 2 μm
M3	2 μm / 2 μm
M4	2 μm / 2 μm
M5	98.5 μm / 2 μm
M6	98.5 μm / 2 μm
M7	7.5 μm / 2 μm
M8	7.5 μm / 2 μm

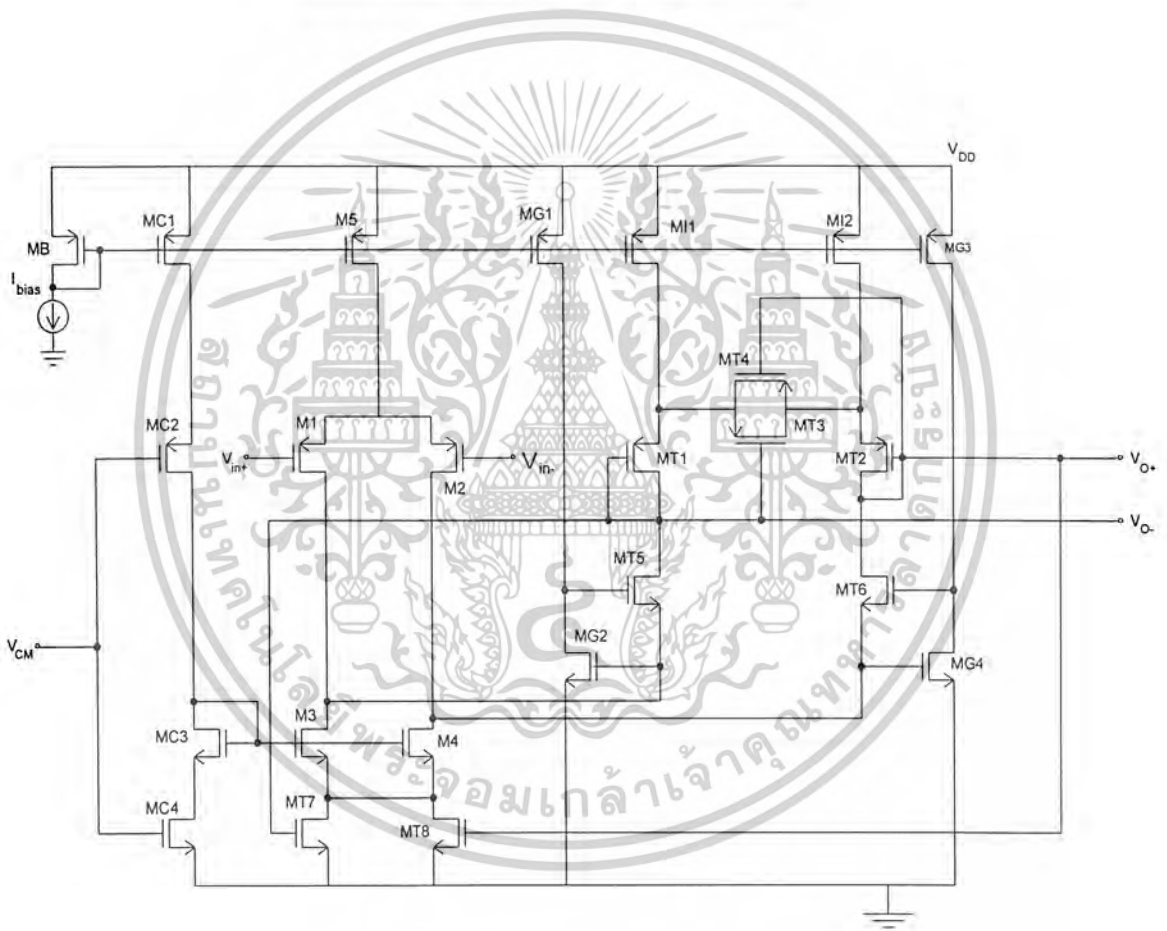
ตารางที่ 3.3 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร common mode feedback ของวงจรขยายความต้านทาน

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
MC1	9.5 μm / 2 μm
MC2	5 μm / 2 μm
MC3	9.5 μm / 2 μm
MC4	5 μm / 2 μm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในส่วนของ gain boosting ของวงจรขยายความต้านทาน

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
MG1	$9.5 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
MG2	$5 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
MG3	$9.5 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$
MG4	$5 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$



รูปที่ 3.4 วงจรขยาย (Preamplifier) [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 Band Pass Filter

สำหรับการออกแบบวงจร Band Pass Filter จะใช้เทคโนโลยีของ G_m -C โดยเริ่มต้นจากการหารูปแบบการต่อของ G_m ก่อน ซึ่งหาได้จากบล็อกไดอะแกรม จากนั้นจึงทำการออกแบบวงจรภายในของ G_m แต่ละตัว

3.2.1 Fully Differential Second-order G_m -C Filter

Transfer function ของ Second-order Bass Pass Filter มีรูปแบบเป็นดังนี้

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_m(s)} = \frac{Gs}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.1)$$

โดยที่ ω_0 คือ ความถี่กลาง (center frequency)

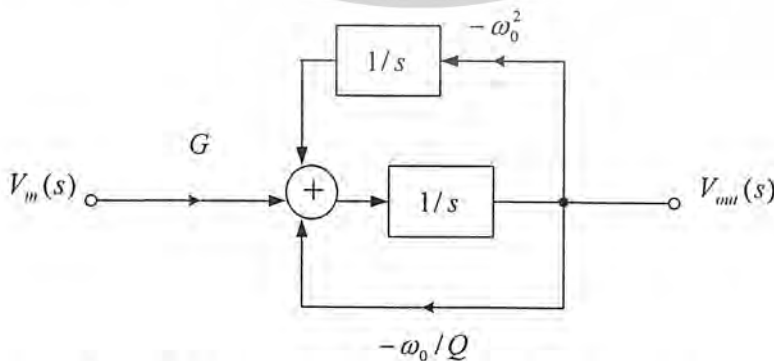
G คือ อัตราการขยายที่ความถี่กลาง

Q คือ Quality Factor ของวงจรฟิลเตอร์

จากสมการที่ 3.1 ทำการจัดรูปแบบใหม่โดยพยายามดึงตัวร่วม $1/s$ ออก จะได้

$$\begin{aligned} \left(s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2\right)V_{out}(s) &= GsV_m(s) \\ s^2V_{out}(s) &= GsV_m(s) - s\frac{\omega_0}{Q}V_{out}(s) - \omega_0^2V_{out}(s) \\ V_{out}(s) &= \frac{1}{s} \left[GV_m(s) - \frac{\omega_0}{Q}V_{out}(s) - \frac{\omega_0^2}{s}V_{out}(s) \right] \end{aligned} \quad (3.2)$$

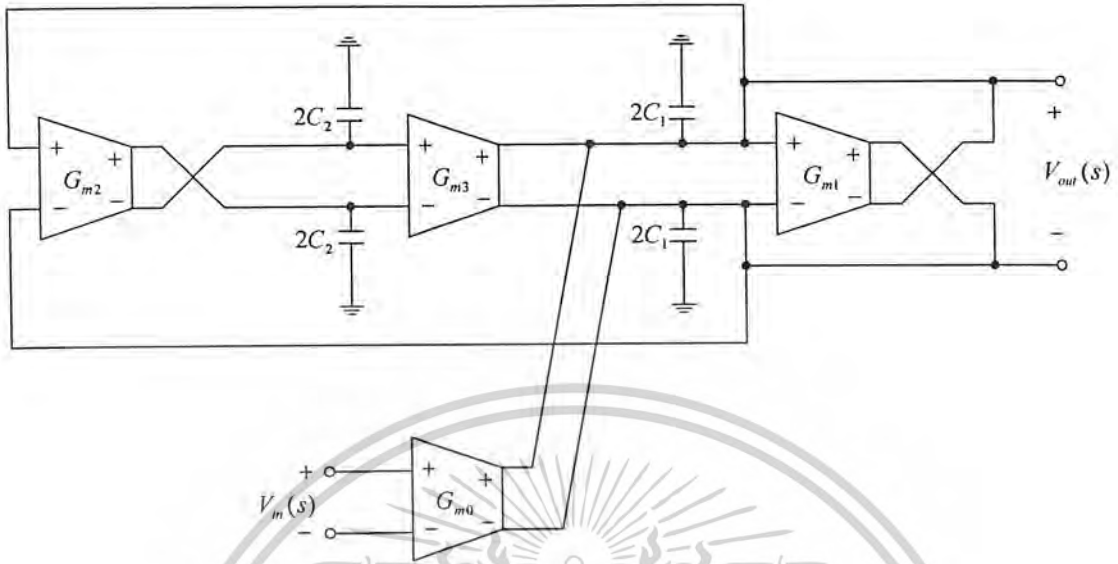
จากสมการที่ 3.2 สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของ Second-order Band Pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5 ทำการแปลงเป็น G_m -C filter



รูปที่ 3.6 วงจร Second-order Band Pass Filter โดยใช้วงจร Fully Differential G_m -C Filter

จากรูปที่ 3.6 สามารถหา Transfer function ได้ดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{G_{m0}}{sC_1} V_m(s) - \left[\frac{G_{m1}}{sC_1} + \frac{G_{m2}G_{m3}}{sC_1sC_2} \right] V_{out}(s)$$

$$s^2 V_{out}(s) = s \frac{G_{m0}}{C_1} V_m(s) - \left[s \frac{G_{m1}}{C_1} + \frac{G_{m2}G_{m3}}{C_1C_2} \right] V_{out}(s)$$

$$\left[s^2 + s \frac{G_{m1}}{C_1} + \frac{G_{m2}G_{m3}}{C_1C_2} \right] V_{out}(s) = s \frac{G_{m0}}{C_1} V_m(s)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_m(s)} = \frac{s \frac{G_{m0}}{C_1}}{s^2 + s \frac{G_{m1}}{C_1} + \frac{G_{m2}G_{m3}}{C_1C_2}} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.1 และ 3.3 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$G = \frac{G_{m0}}{C_1} \quad (3.4)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{G_{m1}}{C_1} \quad (3.5)$$

$$\omega_0^2 = \frac{G_{m2}G_{m3}}{C_1C_2} \quad (3.6)$$

กำหนดให้ $G_{m2} = G_{m3} = G_m$, $C_1 = C_2 = C$ และ $BW = \frac{\omega_0}{Q}$

โดยที่ BW คือ แบนด์วิดธ์ของวงจรฟิลเตอร์

เมื่อแก้สมการที่ 3.4-3.6 จะได้

$$G_{m0} = GC \quad (3.7)$$

$$G_{m1} = C(BW) \quad (3.8)$$

$$G_{m2} = G_{m3} = \omega_0 C \quad (3.9)$$

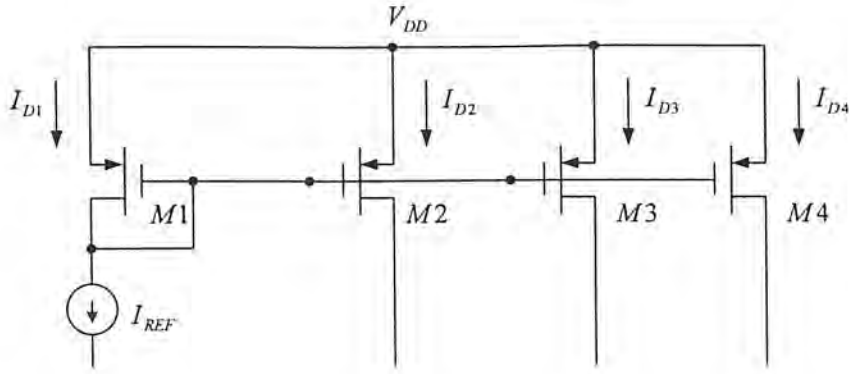
3.2.2 วงจรภายในของทรานส์คอนดักเตอร์

การออกแบบวงจรภายในของทรานส์คอนดักเตอร์จะใช้ MOSFET ซึ่งจะอธิบายการออกแบบแบ่งเป็นส่วนๆ ดังนี้

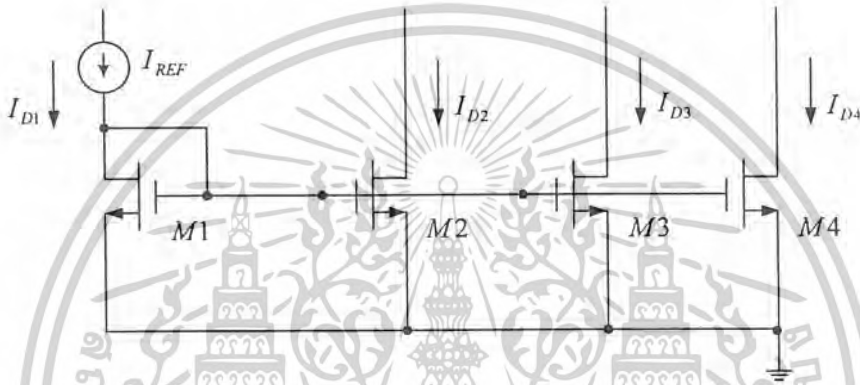
3.2.2.1 แหล่งจ่ายกระแส (Current Source)

ในวงจรรวมนั้นจะมีแหล่งจ่ายกระแสค่าต่างๆ กัน ดังนั้น การที่จะสร้างแหล่งจ่ายกระแสดังกล่าวจะใช้ MOSFET ที่ทำงานในย่านกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) มาต่อกันในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) ดังรูปที่ 3.7 และ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ PMOS



รูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ NMOS

จากวงจรในรูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ PMOS จะได้

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3.10)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ NMOS จะได้

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3.11)$$

สำหรับในโครงงานนี้จะใช้วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) โดยใช้ PMOS จะได้

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (3.12)$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $I_{D1} = I_{REF}$ (3.14)

สามารถคำนวณหาค่า I_{D2} ได้จาก

$$\frac{I_{D2}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \quad (3.15)$$

เมื่อ λ มีค่าน้อยมากๆ จะได้

$$I_{D2} \approx \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF} \quad (3.16)$$

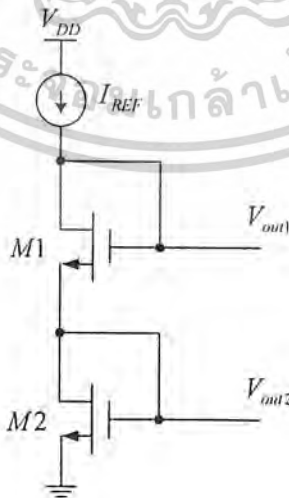
ดังนั้น

$$I_{D3} \approx \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF} \quad (3.17)$$

$$I_{D4} \approx \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF} \quad (3.18)$$

3.2.2.2 แหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source)

ในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันหลายๆ ค่าในวงจรรวมนั้นจะใช้ MOSFET มาต่อกันในลักษณะ Diode Connection ซึ่งเป็นการลดระดับแรงดันไฟตรงด้วยวิธีการแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) แล้วจึงนำค่าแรงดันที่ได้ป้อนเข้าสู่วงจรที่ต้องการค่าแรงดันดังกล่าว แหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้ MOSFET แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 3.9 และจากสมการที่ 3.11 จะได้

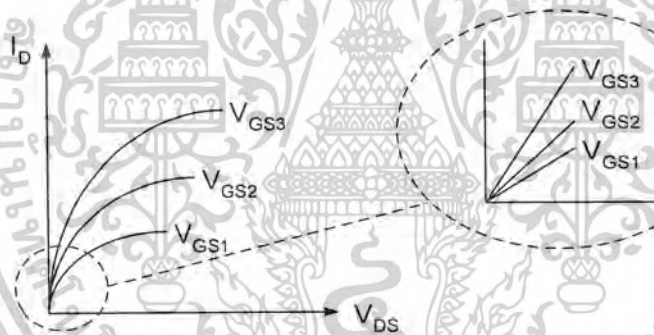
$$V_{out1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{K_1}} + V_{TH1} \quad (3.19)$$

$$V_{out2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{K_1}} + V_{TH1} + \sqrt{\frac{2I_{D2}}{K_2}} + V_{TH2} \quad (3.20)$$

โดยที่ $I_D = I_{D1} = I_{D2} = I_{REF}$ และ $K = K_1 = K_2 = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$

3.2.2.3 การสร้างตัวต้านทานในวงจรรวม

การสร้างตัวต้านทานในวงจรรวมนั้นจะสร้างโดยใช้ MOSFET ให้ทำงานในย่าน Triode ซึ่งค่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าค่อนข้างคงที่เมื่อกระแสเดรน (I_D) หรือแรงดันตกคร่อมขาเดรน และขาซอส (V_{DS}) มีค่าน้อยมากๆ จนทำให้ MOSFET ทำงานในย่าน Triode ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 การทำงานในย่าน Triode ของ MOSFET

กระแสเดรนในขณะที่ MOSFET ทำงานในย่าน Triode คือ

$$I_D = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (3.21)$$

โดยที่ $\mu = \mu_n$ เมื่อใช้ NMOS และ $\mu = \mu_p$ เมื่อใช้ PMOS

ถ้า $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

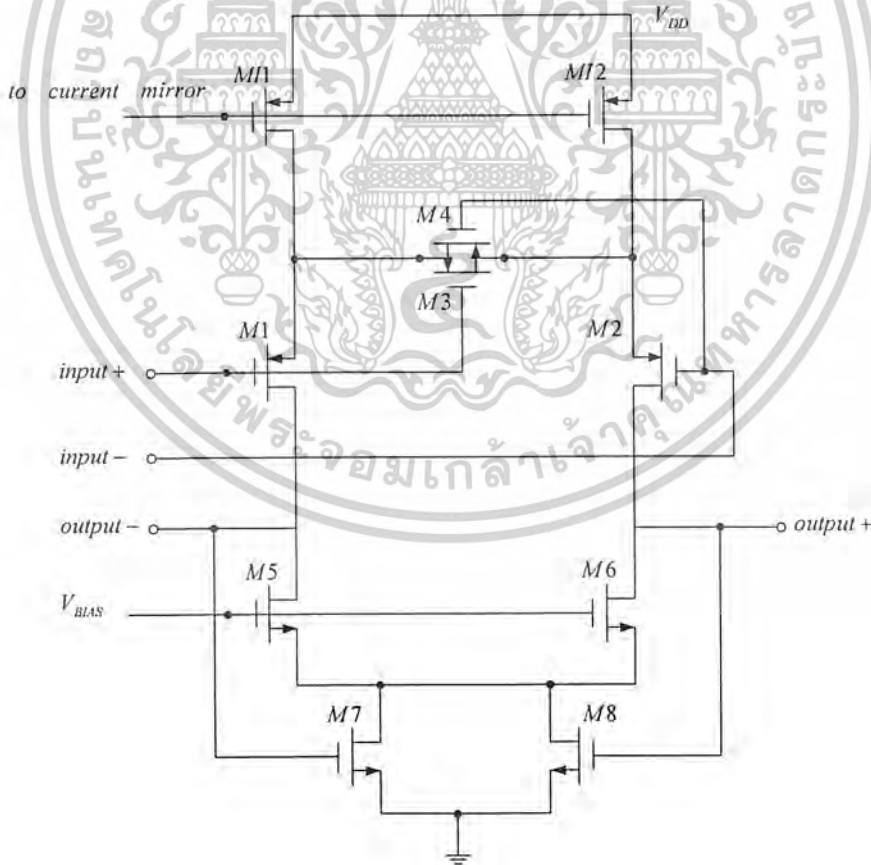
$$I_D = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ 3.22 I_D และ V_{DS} จะให้ความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้น จะได้ค่าความต้านทาน เป็น

$$R_{on} = \frac{1}{\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})} \quad (3.23)$$

3.2.2.4 วงจรขยายความนำ (Transconductance Amplifier)

วงจรขยายความนำ เป็นวงจรที่มีอินพุตเป็นแรงดันและเอาต์พุตเป็นกระแส โดยมีค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง สำหรับวงจรที่จะใช้งานในโครงการนี้คือวงจร Differential Transconductance Amplifier ดังรูปที่ 3.11 เนื่องจากเป็นวงจรที่ให้ค่าความนำต่ำและมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี



รูปที่ 3.11 Differential Transconductance Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.11 M1, M2 ทำหน้าที่เป็น Differential Pair M3, M4 ทำงานในย่าน Triode โดยทำงานเปรียบเสมือนเป็นตัวต้านทาน มีหน้าที่เป็น Source Degeneration M11, M12 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งเกิดจากการสะท้อนกระแสจากวงจร Current Mirror M5, M6, M7 และ M8 ทำหน้าที่เป็น Common Mode Feedback

ในชุด Differential Pair และ Source Degeneration จากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) โดยใช้หลักการครึ่งวงจร (Half Circuit Concept) จะได้

$$G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{\frac{2}{g_{m1}} + \frac{R_{o3}}{2}} \quad (3.24)$$

เมื่อ

$$g_{m1} = \sqrt{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}} \quad (3.25)$$

และ

$$R_{o3} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{GS1} - V_{TH})} \quad (3.26)$$

โดยที่

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} + V_{TH} \quad (3.27)$$

ส่วนวงจร Common Mode Feedback เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ เพื่อให้แรงดันมีค่าเพียงพอในการป้อนเข้าสู่อินพุตภาคถัดไป ซึ่งจะมีผลต่อเสถียรภาพของวงจร โดย M5, M6 ทำงานในย่าน Saturation และ M7, M8 ทำงานในย่าน Triode ดังนั้น จะได้

$$R_{o7} // R_{o8} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{7,8} (V_{out1} + V_{out2} - 2V_{TH})} \quad (3.28)$$

และ

$$R_{o7} // R_{o8} = \frac{(V_{BIAS} - V_{GS5})}{2I_D} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $I_{REF} = 5 \mu A$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_I = \left(\frac{W}{L}\right)_X = 10 = 16 \mu m / 1.6 \mu m$

ต้องการ $I_{D110} = I_{D120} = 25 \mu A$

$$I_{D111} = I_{D121} = 1 \mu A$$

$$I_{D112} = I_{D122} = 5 \mu A$$

$$I_{D113} = I_{D123} = 5 \mu A$$

ดังนั้น จากสมการที่ 3.16 จะได้

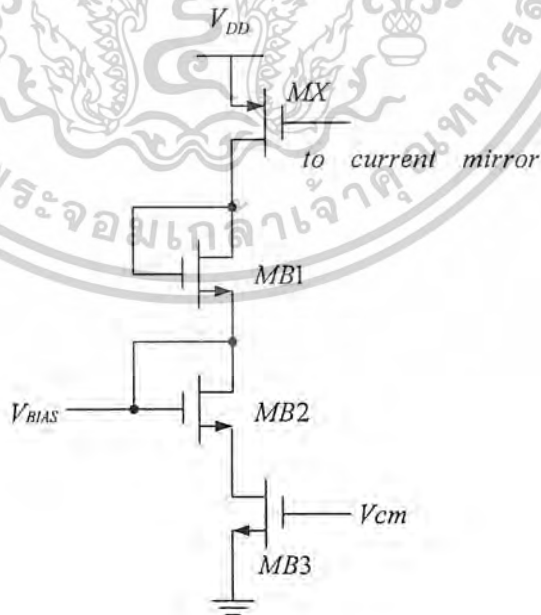
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{I10} = \left(\frac{W}{L}\right)_{I20} = \frac{25 \mu \times 10}{5 \mu} = 50 = 80 \mu m / 1.6 \mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{I11} = \left(\frac{W}{L}\right)_{I21} = \frac{1 \mu \times 10}{5 \mu} = 2 = 3.2 \mu m / 1.6 \mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{I12} = \left(\frac{W}{L}\right)_{I22} = \frac{5 \mu \times 10}{5 \mu} = 10 = 16 \mu m / 1.6 \mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{I13} = \left(\frac{W}{L}\right)_{I23} = \frac{5 \mu \times 10}{5 \mu} = 10 = 16 \mu m / 1.6 \mu m$$

2. แหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 3.13 แหล่งจ่ายแรงดันของวงจร Second-order Band Pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการ $V_{BIAS} = V$

เมื่อ $I_{DB1} = I_{DB2} = I_{REF} = 5 \mu A$

จากสมการที่ 3.20 จะได้

$$1 = \sqrt{\frac{2 \times 5 \mu}{35 \mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_{B1}}} + 0.764 + \sqrt{\frac{2 \times 5 \mu}{35 \mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_{B2}}} + 0.764$$

$$1 - 1.528 = 2 \times \sqrt{\frac{0.2857}{\left(\frac{W}{L}\right)_{B1}}}$$

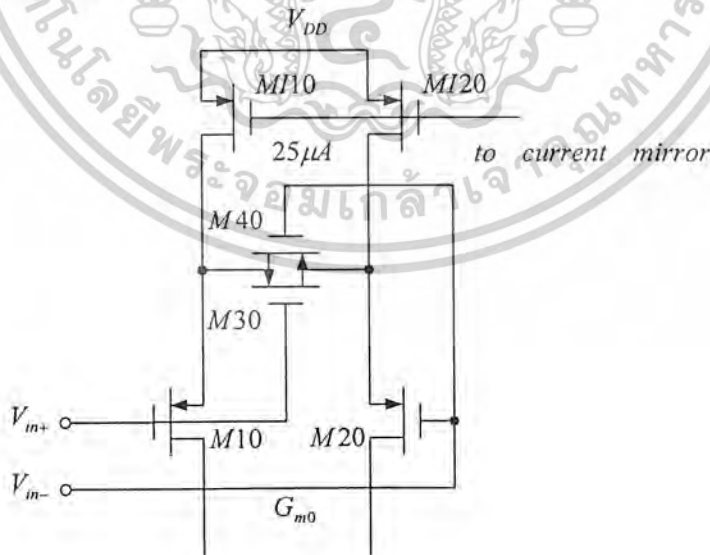
$$(-0.264)^2 = \frac{0.2857}{\left(\frac{W}{L}\right)_{B1}}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{B1} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B2} = \frac{0.2857}{0.0697} = 4.1 = 6.6 \mu m / 1.6 \mu m$$

และ

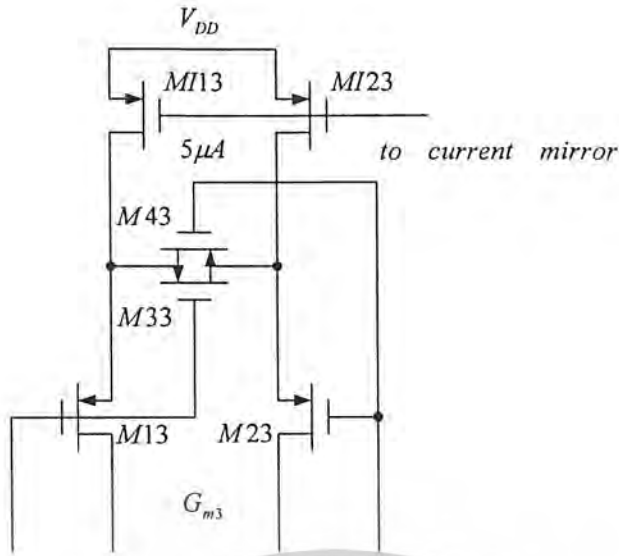
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{B3} = \left(\frac{W}{L}\right)_{72} = \left(\frac{W}{L}\right)_{82}$$

3. วงจรขยายความนำ G_{m0}



รูปที่ 3.14 วงจรขยายความนำ G_{m0}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.17 วงจรขยายความนำ G_{m3}

กำหนดให้ $G_{m2} = 0.25 \mu\text{S}$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_{12} = \left(\frac{W}{L}\right)_{22} = 20 = 32 \mu\text{m} / 1.6 \mu\text{m}$

$G_{m3} = 0.25 \mu\text{S}$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_{13} = \left(\frac{W}{L}\right)_{23} = 20 = 32 \mu\text{m} / 1.6 \mu\text{m}$

จากสมการที่ 3.25 จะได้

$$g_{m12} = g_{m13} = \sqrt{2 \times 25 \mu \times 20 \times 5 \mu} = 70.71 \mu\text{S}$$

จากสมการที่ 3.24 จะได้

$$R_{o32} = 2 \times \left(\frac{1}{0.25 \mu} + \frac{2}{70.71 \mu} \right)$$

$$= 2 \times [(4M) + (0.03M)]$$

$$= 7.94 M\Omega$$

จากสมการที่ 3.27 จะได้

$$V_{GS12} - V_{TH} = \sqrt{\frac{2 \times 5 \mu}{25 \mu \times 20}} = 0.14 \text{ V}$$

ดังนั้น จากสมการที่ 3.26 จะได้

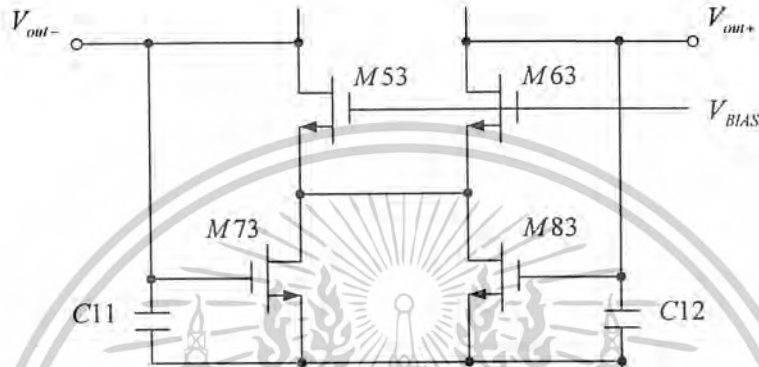
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{32} = \left(\frac{W}{L}\right)_{42} = \frac{0.126 \mu}{25 \mu \times 0.14} = 0.036 = 1 \mu\text{m} / 28 \mu\text{m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{33} = \left(\frac{W}{L}\right)_{43} = \frac{0.126\mu}{25\mu \times 0.14} = 0.036 = 1\mu\text{m} / 28\mu\text{m}$$

6. วงจร Common Mode Feedback

ในวงจร Second-order Band Pass Filter จะใช้วงจร Common Mode Feedback 2 ชุด โดยชุดที่ 1 จะใช้ร่วมกับทรานส์คอนดักเตอร์ G_{m0} , G_{m1} และ G_{m3} ส่วนชุดที่ 2 จะใช้กับทรานส์คอนดักเตอร์ G_{m2}



รูปที่ 3.18 วงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 1

กำหนดให้ $R_{o73} // R_{o83} = 142.75 \Omega$ และ $V_{out1} + V_{out2} = 5 V$

จากสมการที่ 3.28 จะได้

$$142.75 = \frac{1}{70\mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_{73} \times [5 - (2 \times 0.764)]}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{73} = \left(\frac{W}{L}\right)_{83} = \frac{1}{70\mu \times 142.75 \times 3.472}$$

$$= 28.82 = 46.1\mu\text{m} / 1.6\mu\text{m}$$

จากสมการที่ 3.29 จะได้

$$142.75 = \frac{1 - V_{GS53}}{2 \times 31\mu}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{GS53} = 1 - (142.75 \times 62 \mu)$$

$$= 0.991 V$$

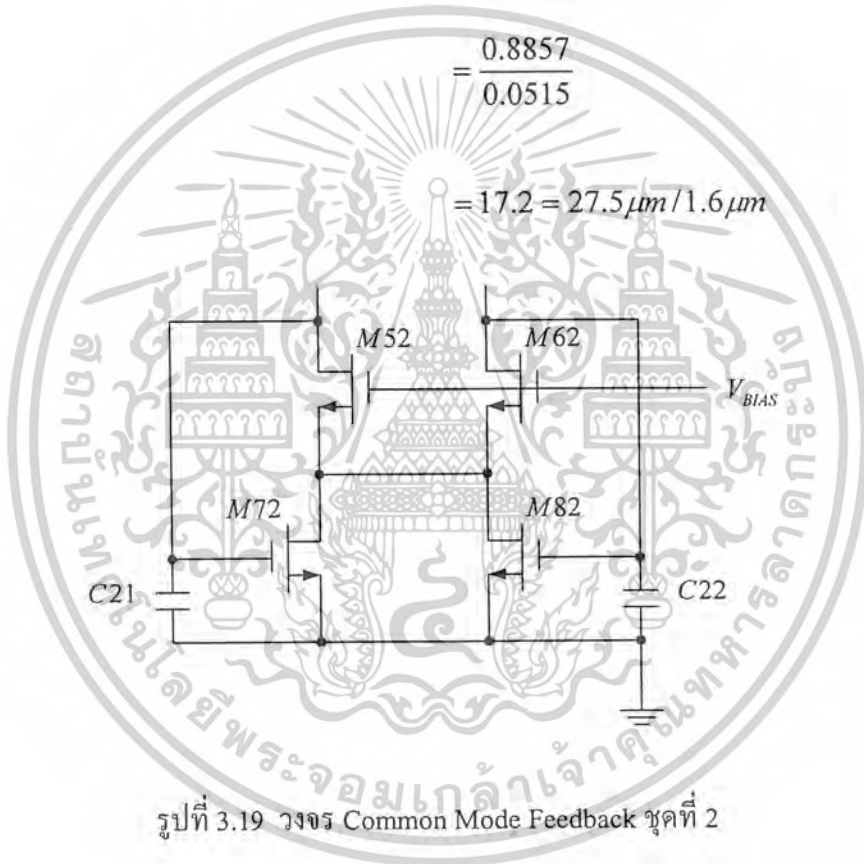
ดังนั้น จากสมการที่ 3.31 จะได้

$$0.991 = \sqrt{\frac{2 \times 31 \mu}{70 \mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_{53}}} + 0.764$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{53} = \left(\frac{W}{L}\right)_{63} = \frac{0.8857}{(0.991 - 0.764)^2}$$

$$= \frac{0.8857}{0.0515}$$

$$= 17.2 = 27.5 \mu m / 1.6 \mu m$$



รูปที่ 3.19 วงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 2

จากหลักการสะท้อนกระแสของ $\left(\frac{W}{L}\right)_{73}$ และ $\left(\frac{W}{L}\right)_{83}$ จะได้

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{72} = \left(\frac{W}{L}\right)_{82} = \frac{5 \mu \times 28.82}{25 \mu}$$

$$= 5.76 = 9.2 \mu m / 1.6 \mu m$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.28 จะได้

$$R_{o72} // R_{o82} = \frac{1}{70\mu \times 5.76 \times [5 - (2 \times 0.764)]}$$

$$= \frac{1}{70\mu \times 5.76 \times 3.472}$$

$$= 7.14 \times 10^{-4} \Omega$$

จากสมการที่ 3.29 จะได้

$$7.14 \times 10^{-4} = \frac{1 - V_{GS52}}{2 \times 5\mu}$$

$$V_{GS52} = 1 - (7.14 \times 10^{-4} \times 10\mu)$$

$$\approx 1V$$

ดังนั้น จากสมการที่ 3.31 จะได้

$$1 = \sqrt{\frac{2 \times 5\mu}{70\mu \times \left(\frac{W}{L}\right)_{32}} + 0.764}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{32} = \left(\frac{W}{L}\right)_{62} = \frac{0.1429}{(1 - 0.764)^2}$$

$$= \frac{0.1429}{0.0557}$$

$$= 2.57 = 4.1\mu\text{m} / 1.6\mu\text{m}$$

อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบวงจรภายในของทรานส์คอนดักเตอร์ ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณ ทำให้ต้องทำการปรับอัตราส่วนของ $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET บางตัว เพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในแหล่งจ่ายกระแสของ

วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
MI	16 μm / 1.6 μm
MX	16 μm / 1.6 μm
MI10	76.4 μm / 1.6 μm
MI20	76.4 μm / 1.6 μm
MI11	3.9 μm / 1.6 μm
MI21	3.9 μm / 1.6 μm
MI12	16 μm / 1.6 μm
MI22	16 μm / 1.6 μm
MI13	16 μm / 1.6 μm
MI23	16 μm / 1.6 μm

ตารางที่ 3.6 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในแหล่งจ่ายแรงดันของ

วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
MB1	6.6 μm / 1.6 μm
MB2	6.6 μm / 1.6 μm
MB3	9.2 μm / 1.6 μm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.7 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m0} ของ
วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M10	160 μm / 1.6 μm
M20	160 μm / 1.6 μm
M30	1 μm / 4 μm
M40	1 μm / 4 μm

ตารางที่ 3.8 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m1} ของ
วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M11	27 μm / 1.6 μm
M21	27 μm / 1.6 μm
M31	1 μm / 50 μm
M41	1 μm / 50 μm

ตารางที่ 3.9 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_{m2} ของ
วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M12	32 μm / 1.6 μm
M22	32 μm / 1.6 μm
M32	1 μm / 8.1 μm
M42	1 μm / 8.1 μm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.10 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจรขยายความนำ G_m ของ

วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M13	32 μm / 1.6 μm
M23	32 μm / 1.6 μm
M33	1 μm / 8.1 μm
M43	1 μm / 8.1 μm

ตารางที่ 3.11 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 1 ของ

วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M53	32 μm / 1.6 μm
M63	32 μm / 1.6 μm
M73	27.4 μm / 1.6 μm
M83	27.4 μm / 1.6 μm

ตารางที่ 3.12 แสดงค่า $\left(\frac{W}{L}\right)$ ของ MOSFET ที่ใช้ในวงจร Common Mode Feedback ชุดที่ 2 ของ

วงจร Second-order Band Pass Filter

MOSFET	$\left(\frac{W}{L}\right)$
M52	6.6 μm / 1.6 μm
M62	6.6 μm / 1.6 μm
M72	9.2 μm / 1.6 μm
M82	9.2 μm / 1.6 μm

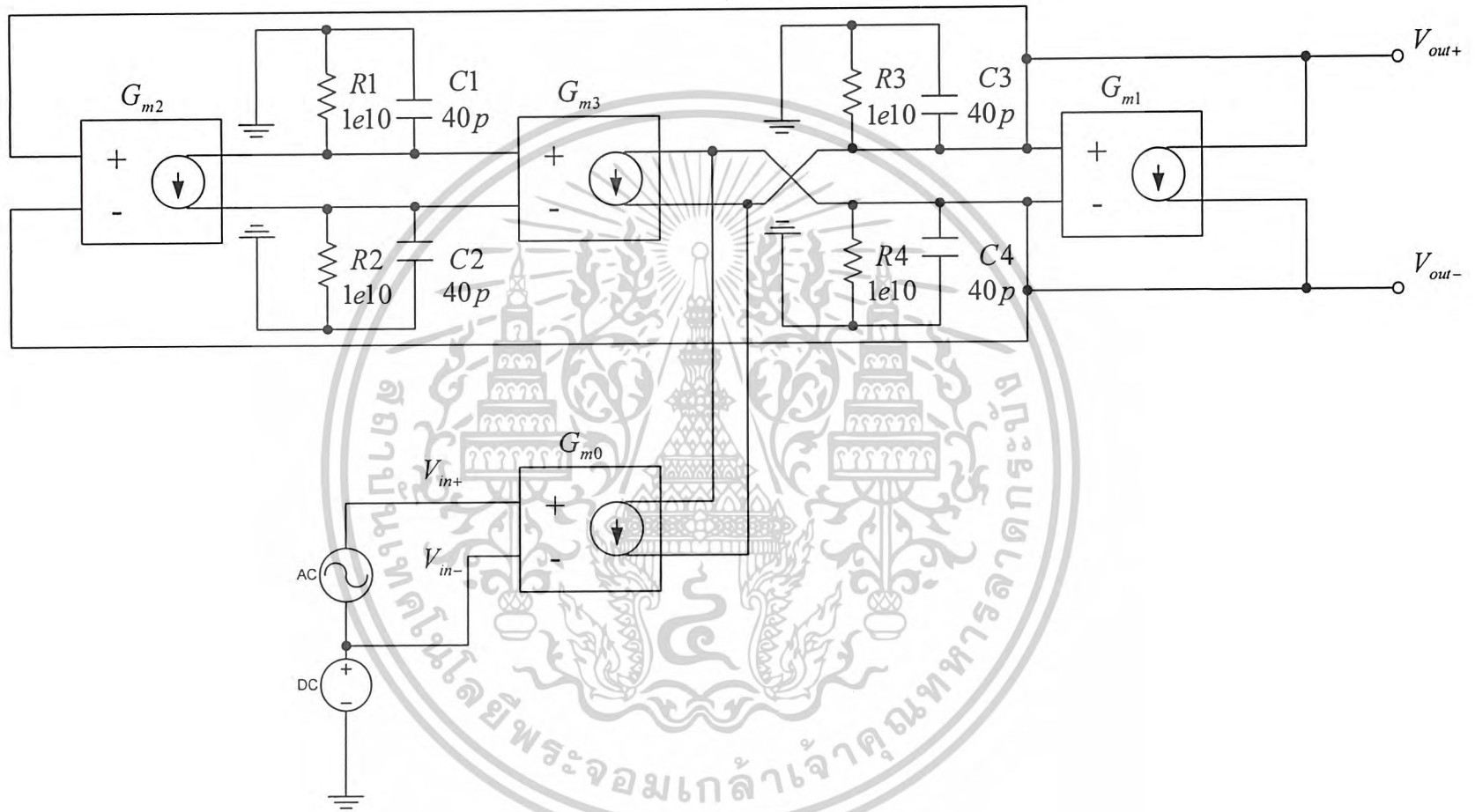
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.13 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร Second-order Band Pass Filter

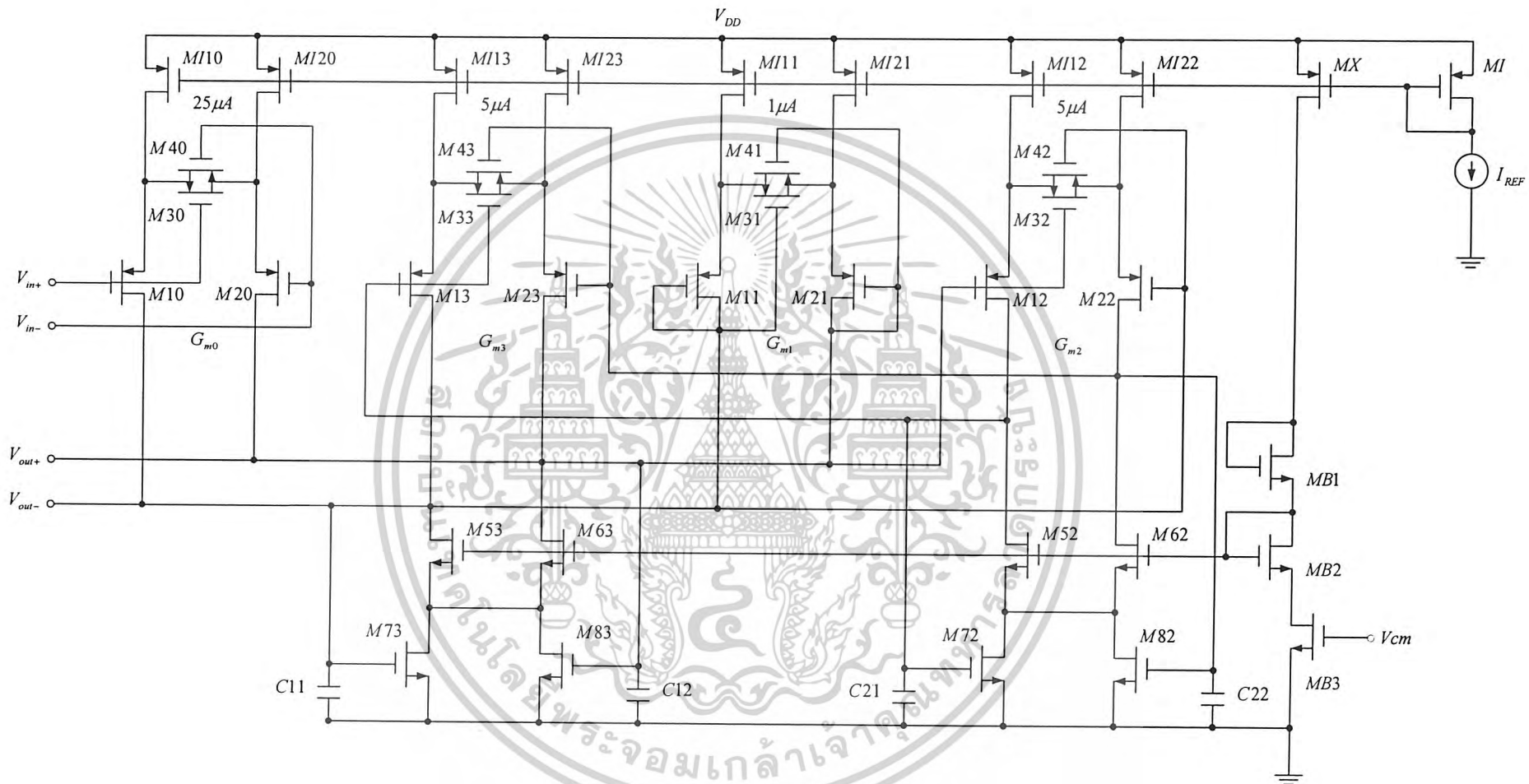
C11	8 pF
C12	8 pF
C21	8 pF
C22	8 pF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 วงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ



รูปที่ 3.21 วงจร Second-order Band Pass Filter คัดแปลงมาจาก [4]

บทที่ 4

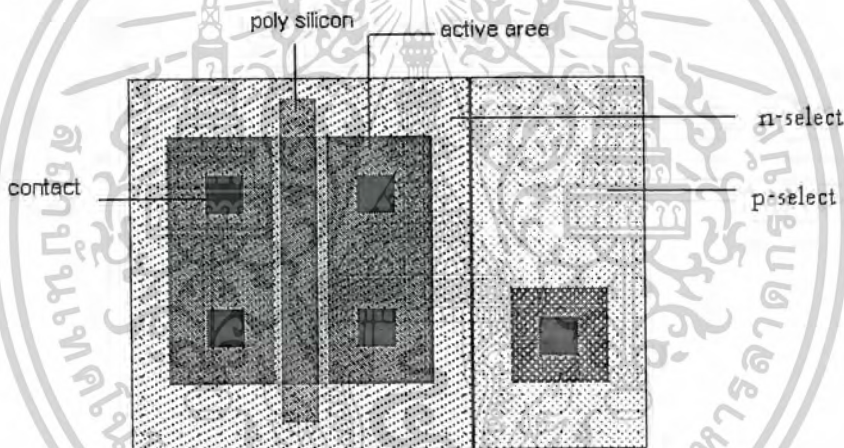
การออกแบบลวดลายวงจร (Layout)

4.1 การออกแบบลวดลายของอุปกรณ์พื้นฐานในวงจรรวมอินTEGRATED เซมิคอนดักเตอร์

ในการออกแบบลวดลายวงจรโดยใช้โปรแกรม L-Edit v8.03 เราจำเป็นต้องยึดถือกฎของการออกแบบ (design rules) เป็นหลัก โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process มีอุปกรณ์ที่สำคัญในการออกแบบวงจรรวมอินTEGRATED เซมิคอนดักเตอร์ ดังนี้

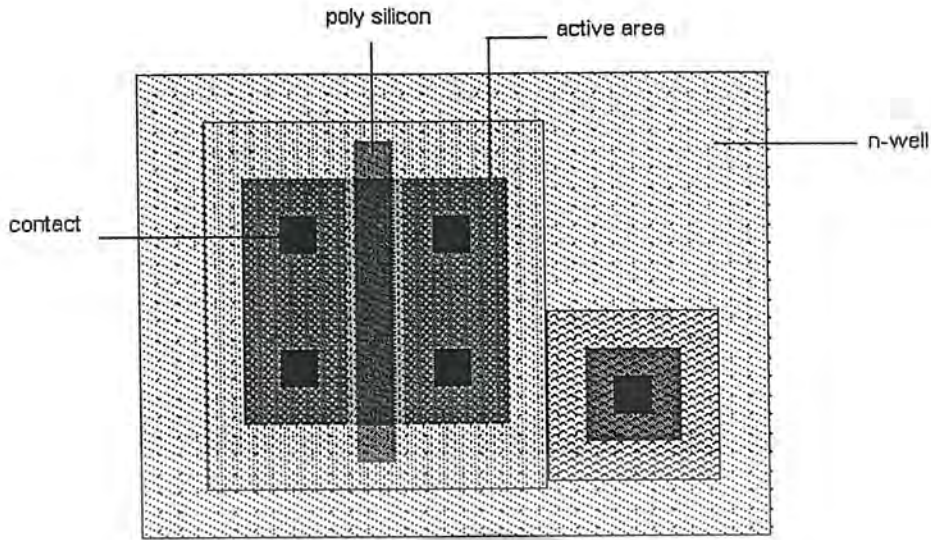
4.1.1 การออกแบบลวดลายของ MOSFET

ลักษณะการเขียนลวดลายของ MOSFET โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process จะมีเทคโนโลยีการสร้างบ่อแยกชนิด N (N-WELL) โดยขนาดของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสต้องมีขนาดไม่ต่ำกว่าที่กำหนดไว้



รูปที่ 4.1 ลวดลาย NMOS โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

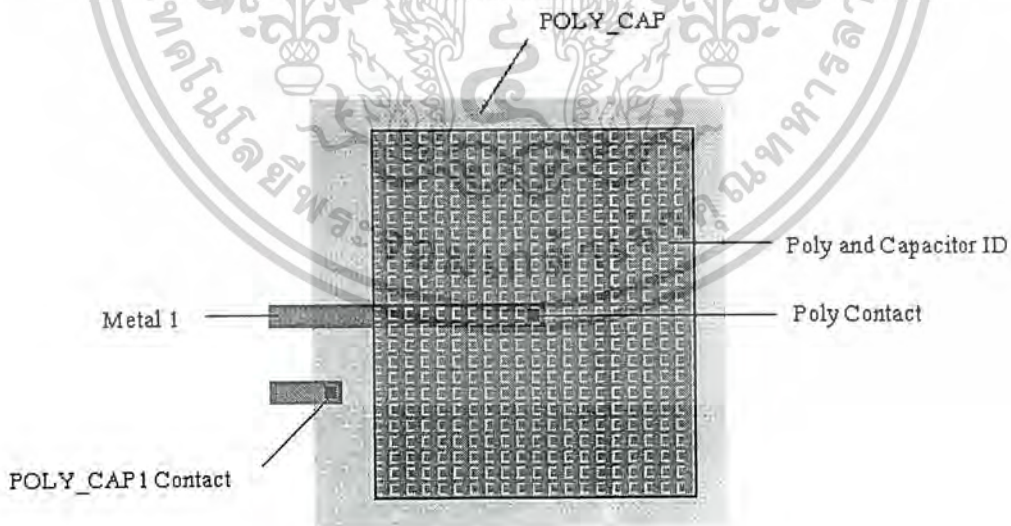
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ลวดลาย PMOS โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

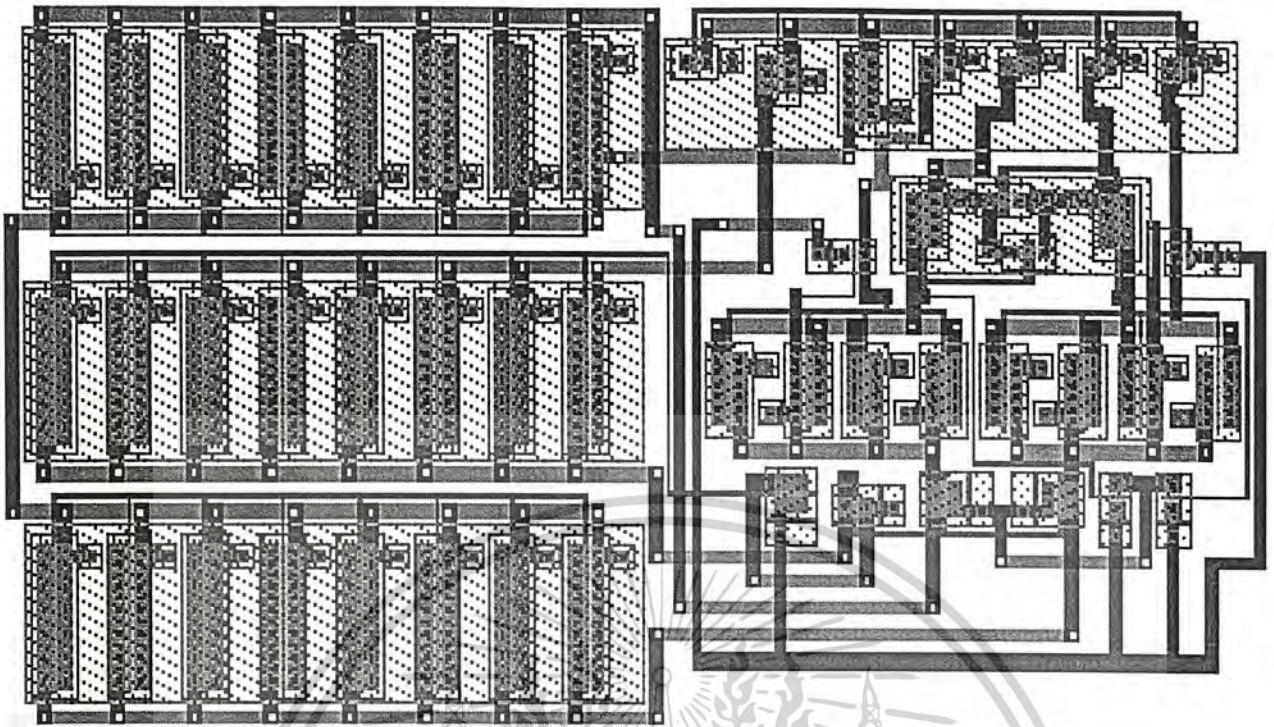
4.1.2 การออกแบบลวดลายของตัวเก็บประจุ

ในการออกแบบลวดลายของตัวเก็บประจุ จะใช้ชั้นของ POLY กับ POLY_CAP วางในลักษณะขนานกัน โดยที่ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุชนิดนี้ จะทำการปรับเปลี่ยนได้ด้วยการกำหนดขนาดความกว้างและความยาวของชั้น POLY ดังแสดงในรูปที่ 4.3



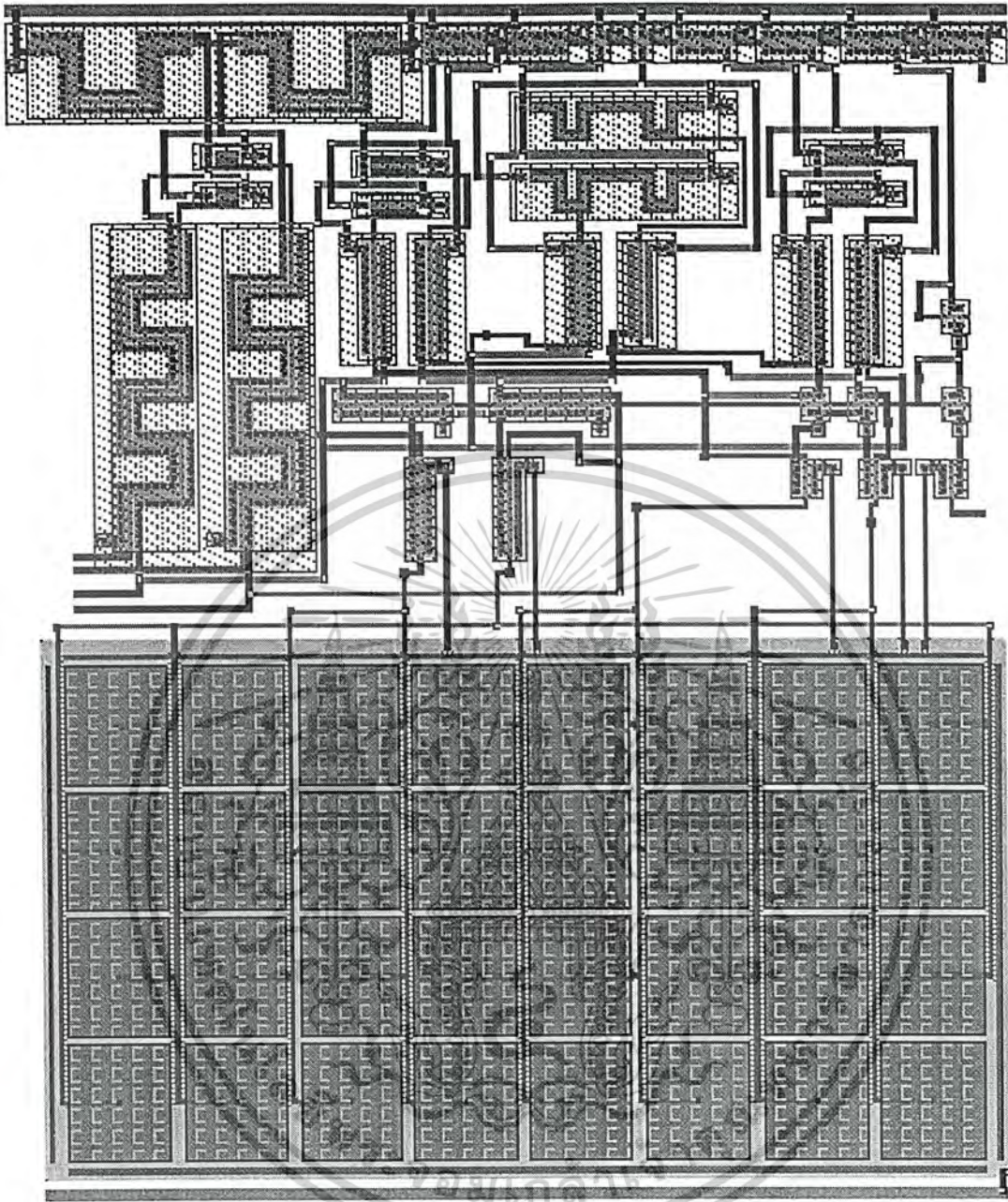
รูปที่ 4.3 ลวดลายตัวเก็บประจุโดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



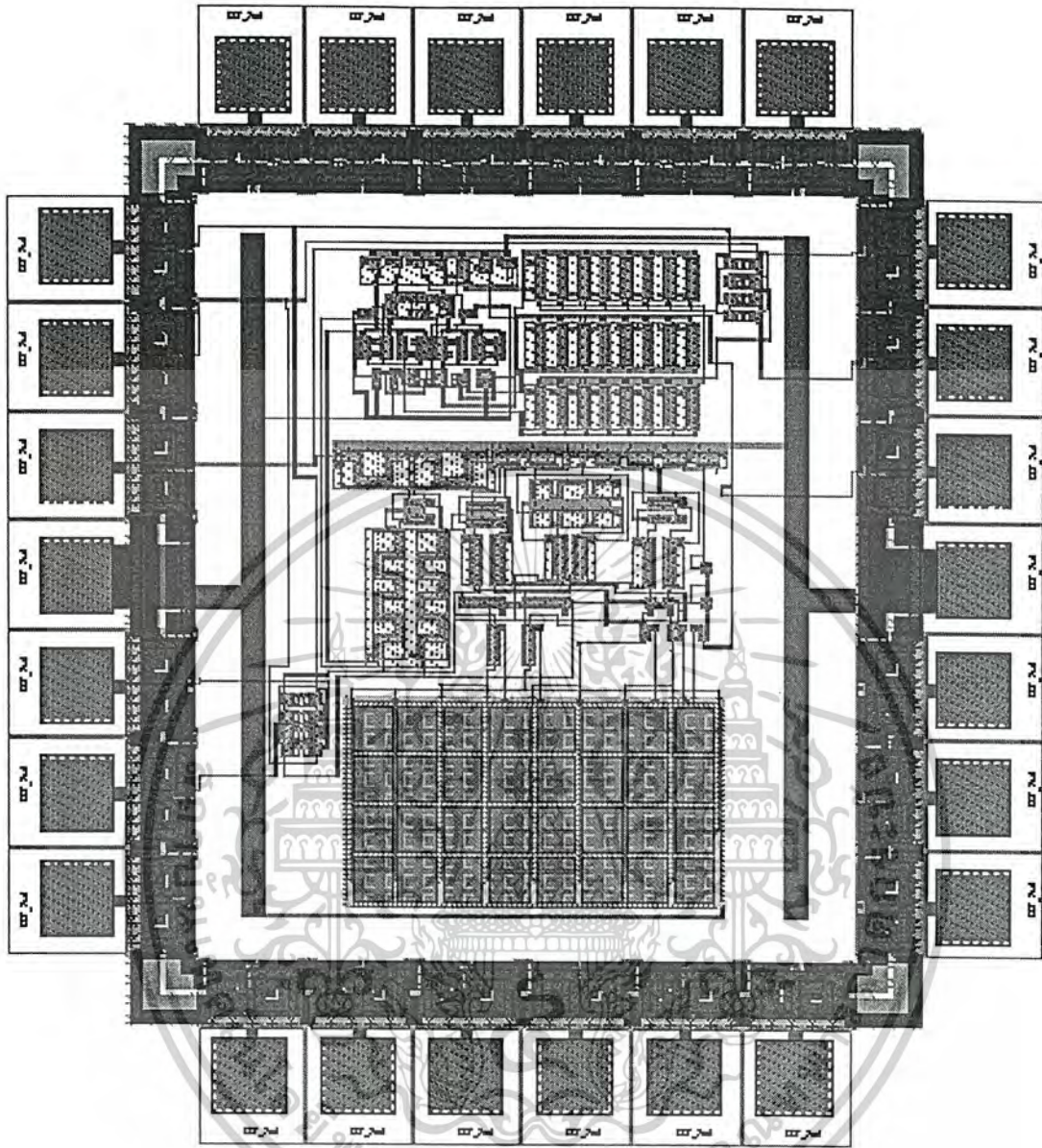
รูปที่ 4.5 ลวดลายของวงจรรขยายโดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ลวดลายของวงจรร Second-order Band Pass Filter โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



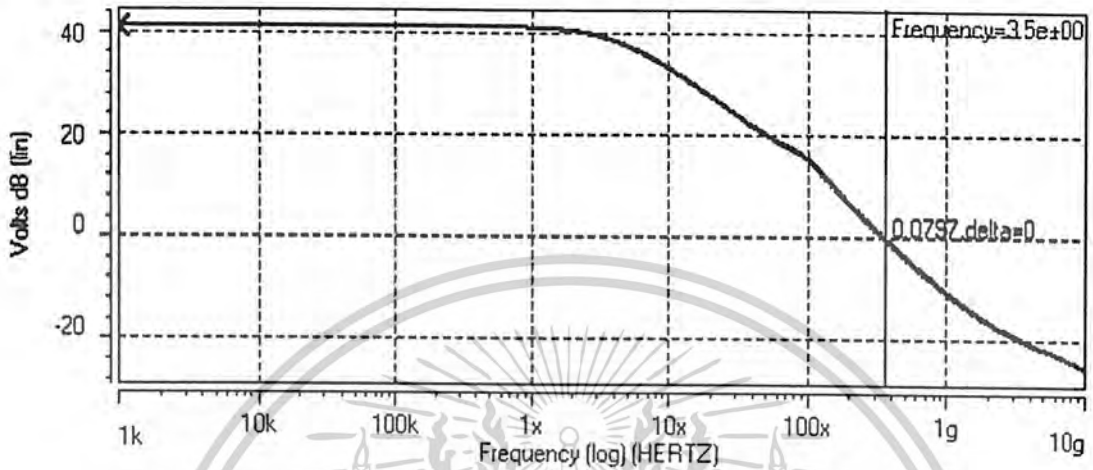
รูปที่ 4.8 ลวดลายของวงจรรวมอินสตรูเมนเตชัน แอมพลีฟายเออร์
โดยใช้เทคโนโลยี AMI 0.8 micron process

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

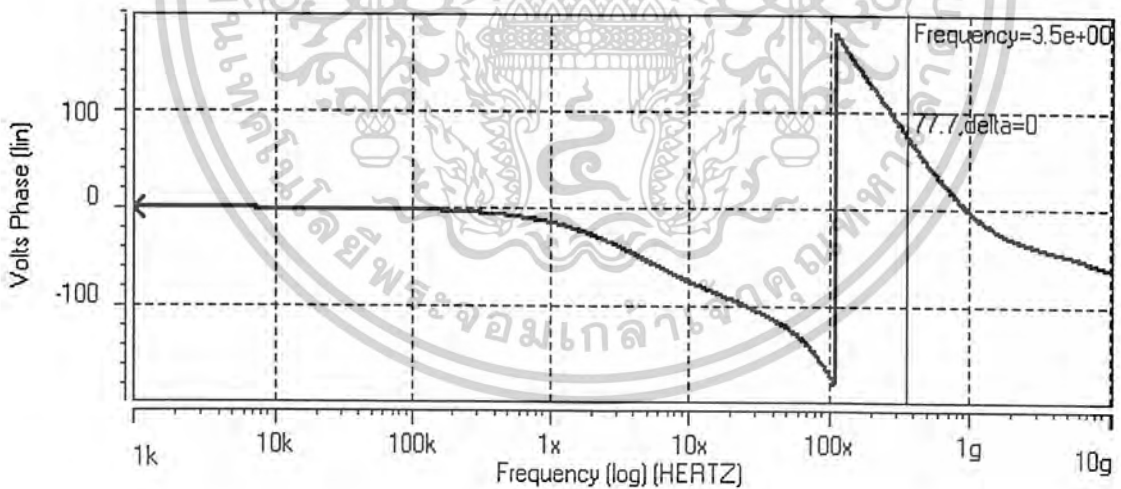
ผลการทดลอง

5.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรมอนิเตอร์ (Preamplifier)



(a) ผลตอบสนองทางแอมพลิจูด

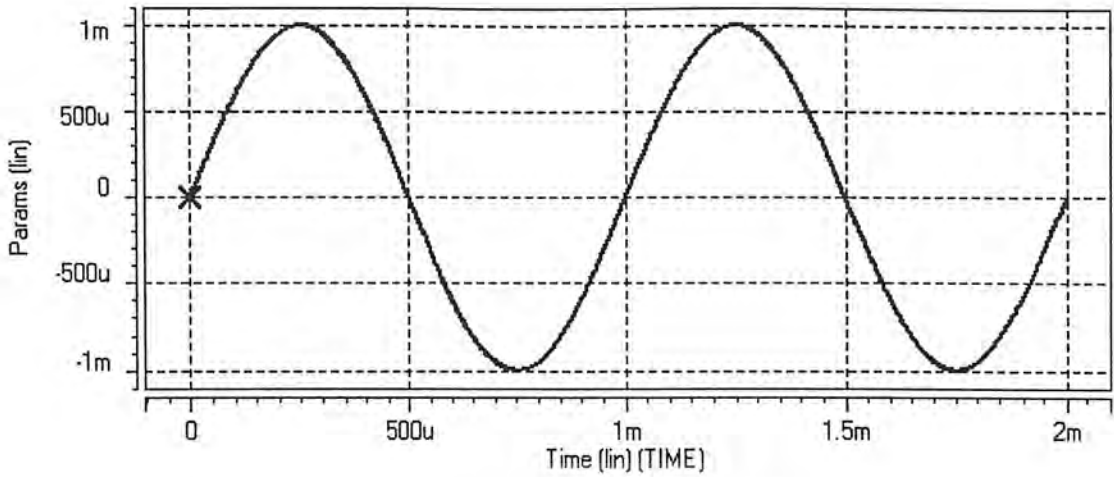
อัตราขยาย = 41.7 dB ความถี่คัทออฟ = 5.29 MHz



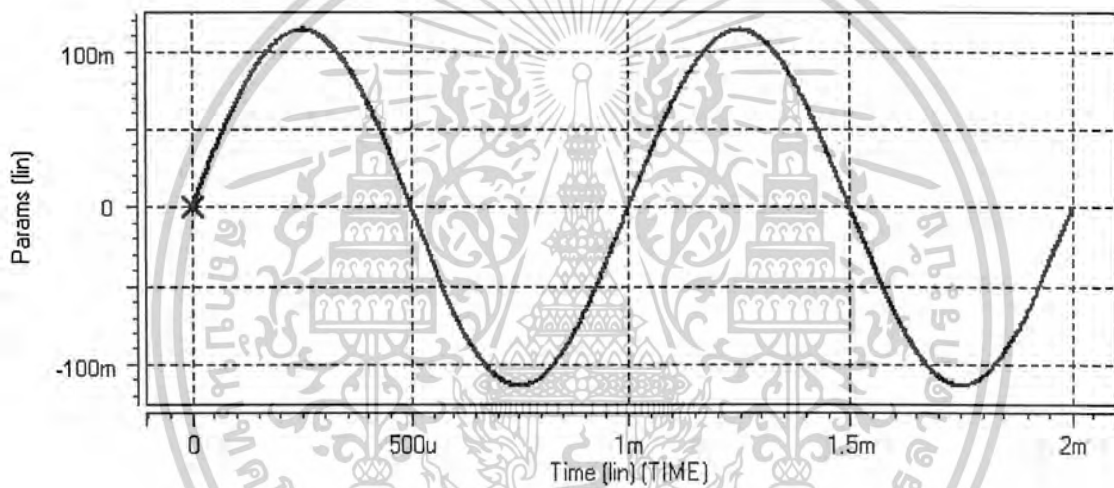
(b) ผลตอบสนองทางเฟส

รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลตอบสนองทางแอมพลิจูดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz

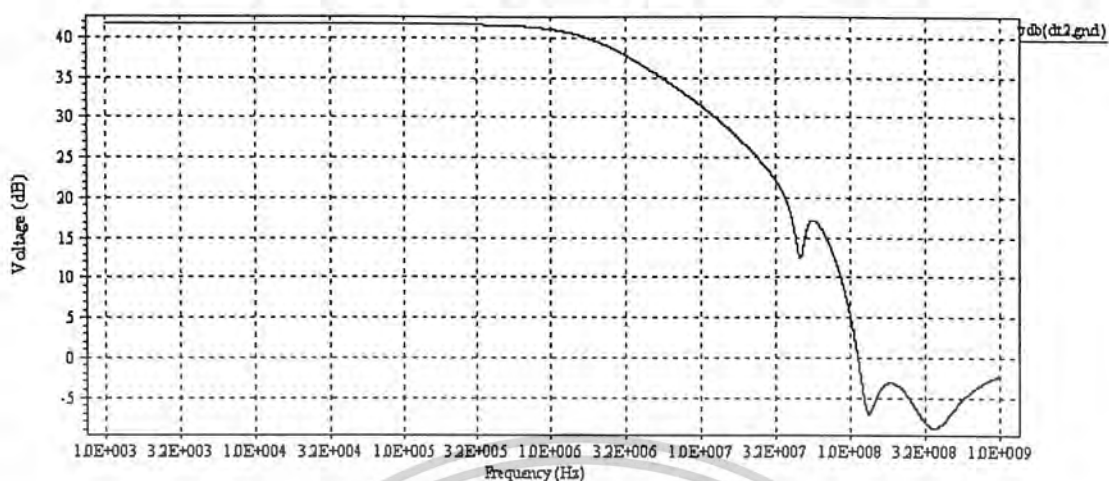


(b) สัญญาณเอาต์พุต

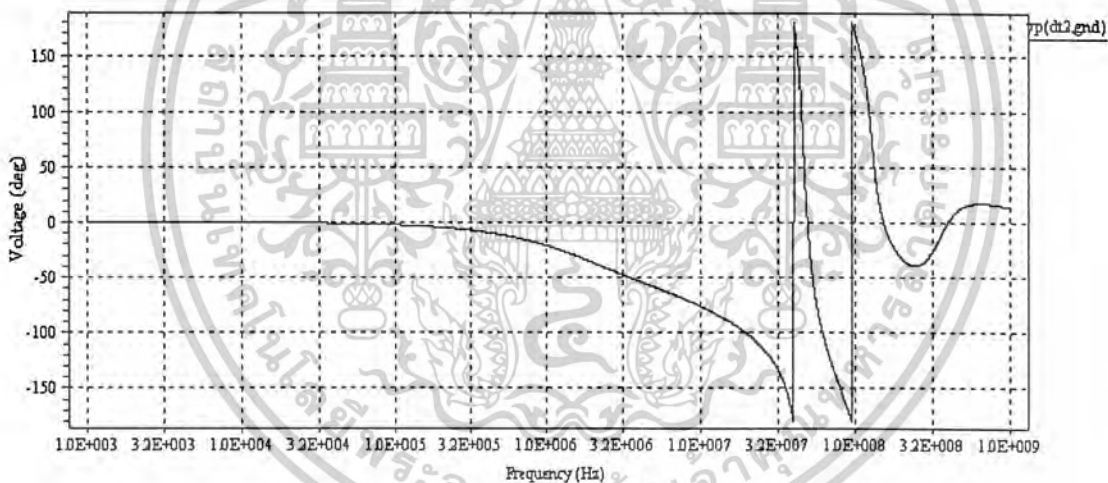
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย



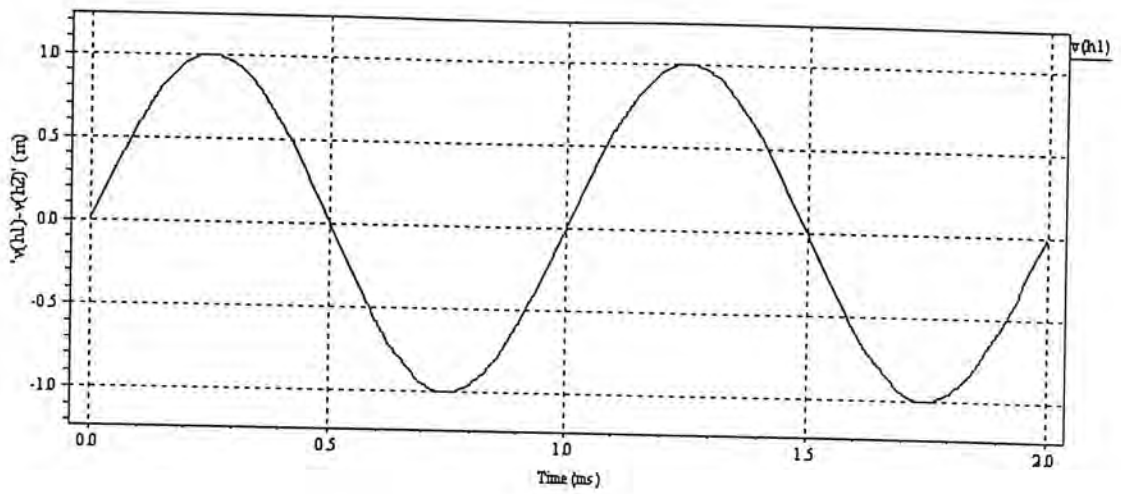
(a) ผลตอบสนองทางแอมพลิจูด
อัตราขยาย = 41.1 dB ความถี่คัทออฟ = 2.53 MHz



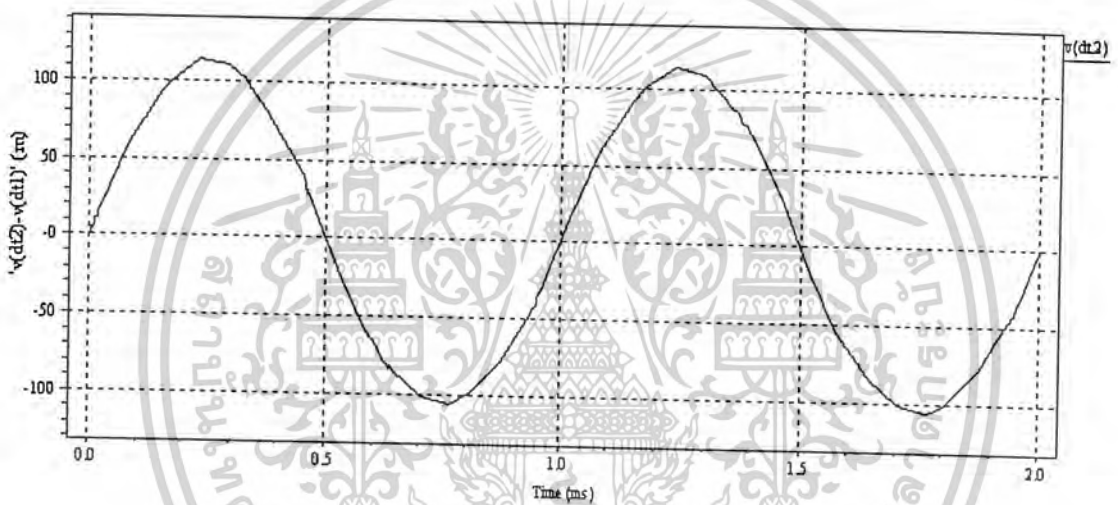
(b) ผลตอบสนองทางเฟส

รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลตอบสนองทางแอมพลิจูดและผลตอบสนองทางเฟสของ
วงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz

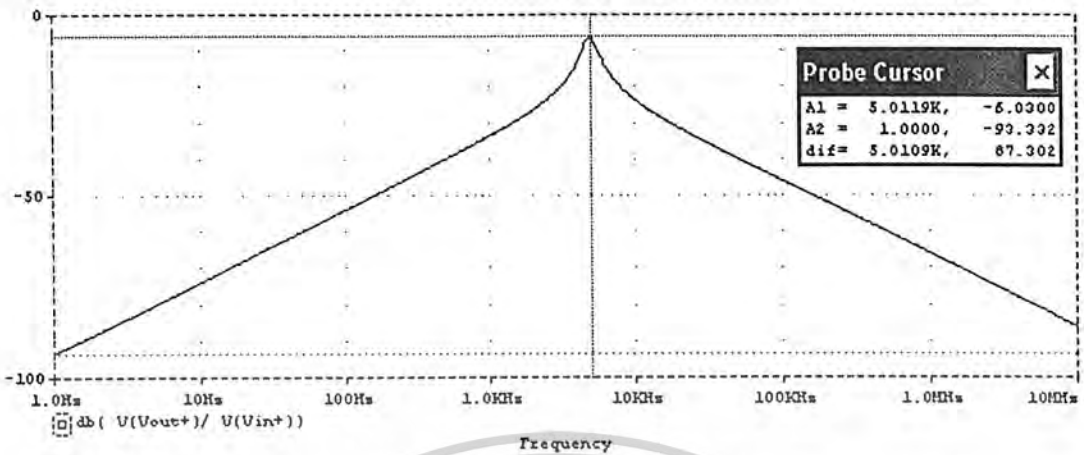


(b) สัญญาณเอาต์พุต

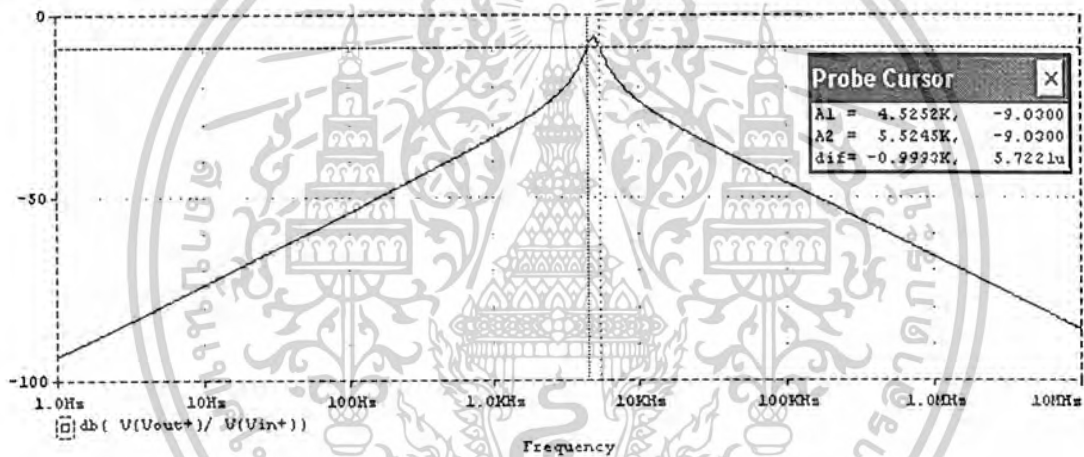
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรขยายที่ได้จากการออกแบบลวดลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ



(a) แสดงค่าความถี่กลาง (Center Frequency)

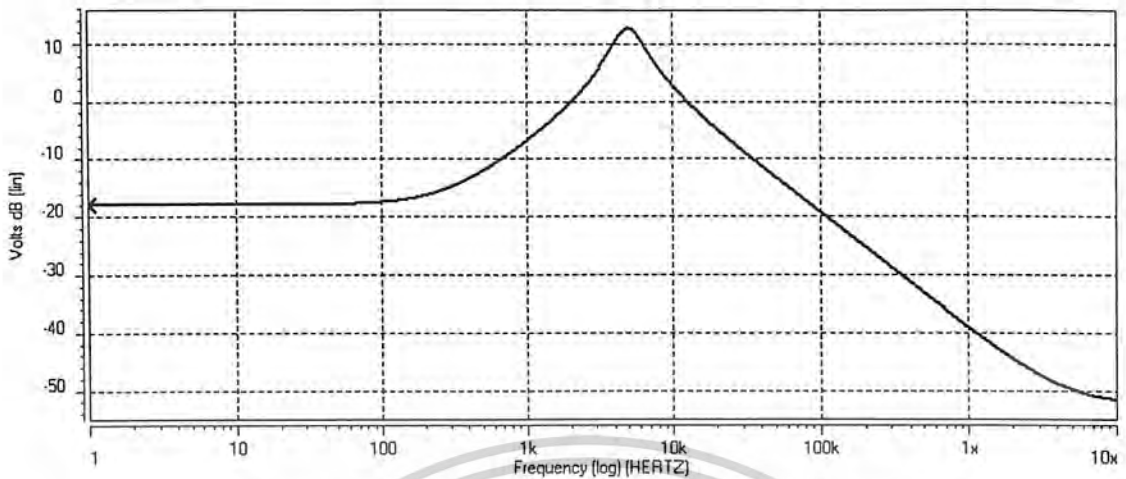


(b) แสดงค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth)

รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้ G_m อุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

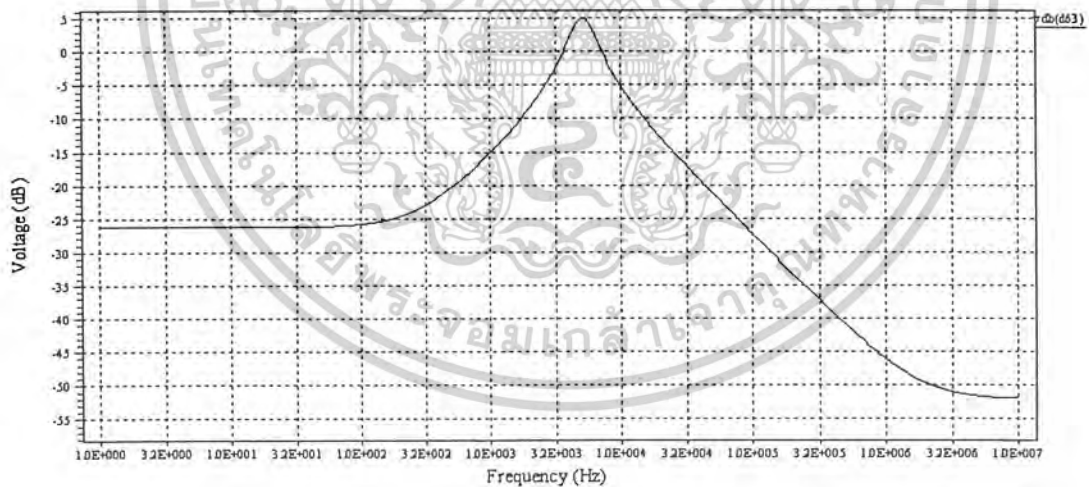
5.4 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter



รูปที่ 5.6 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter

อัตราขยาย = 12.7 dB ความถี่กลาง = 5.01 kHz แบนด์วิดท์ = 2.51 kHz

5.5 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย



รูปที่ 5.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร Second-order Band Pass Filter

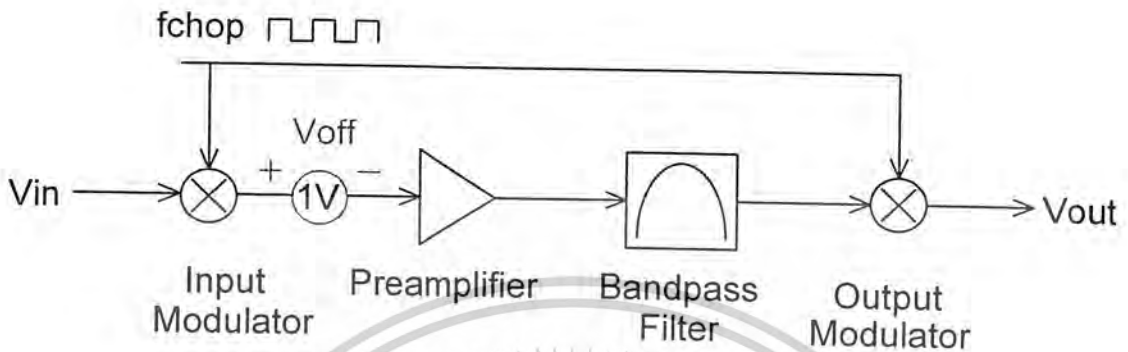
ที่ได้จากการออกแบบลวดลาย

อัตราขยาย = 5.10 dB ความถี่กลาง = 5.13 kHz แบนด์วิดท์ = 2.39 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

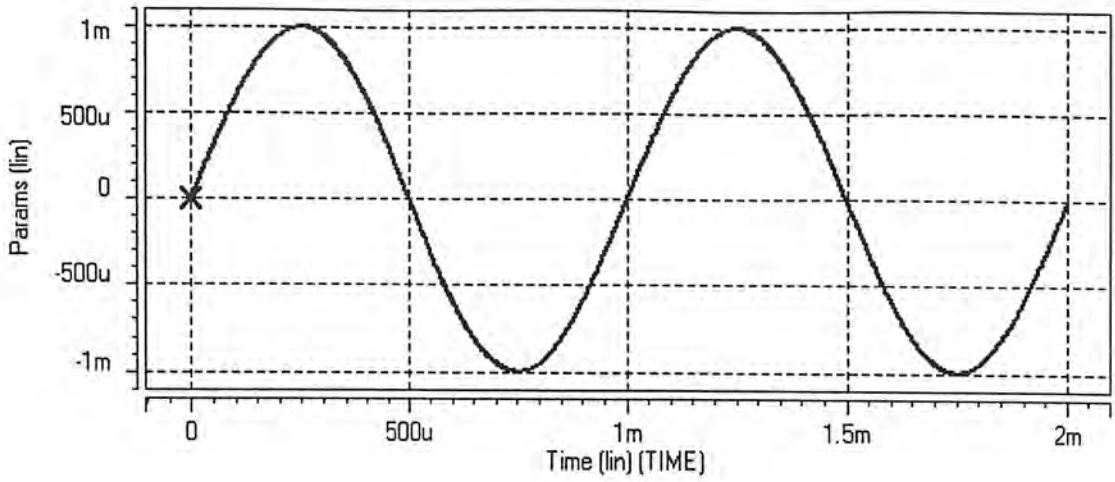
5.6 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์

5.6.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเต็ปโลเซชันเทคนิค

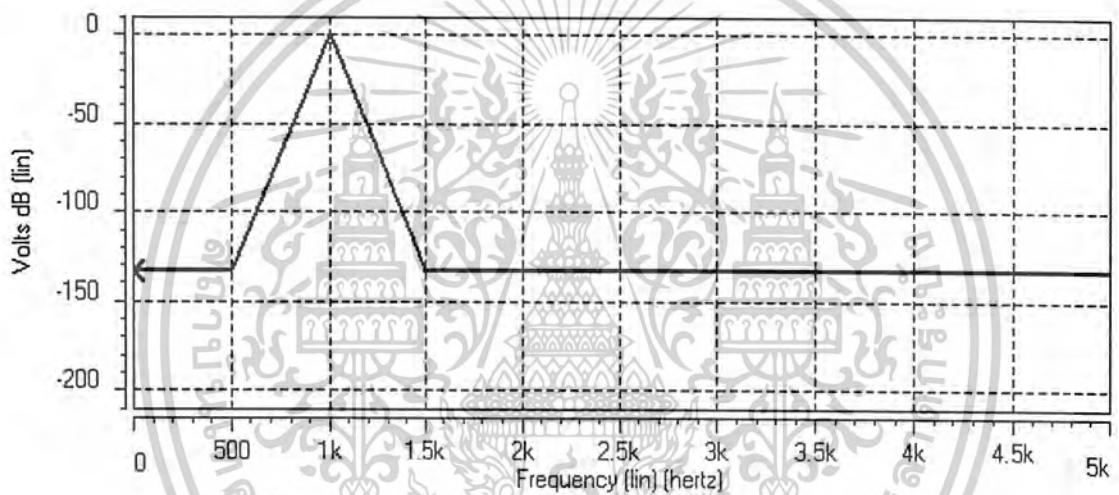


รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์
กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์แบบใช้ชอปเปอร์ สเต็ปโลเซชันเทคนิค

ป้อนสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz ต่อจากนั้นสัญญาณอินพุตจะผ่านการมอดูเลตครั้งแรกกับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 5 kHz สัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตกับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ ทำให้เกิดการกระจายอยู่รอบๆ ฮาร์มอนิกสี่ของสัญญาณนาฬิกา หลังจากนั้นเราจะกำหนดแรงดันออฟเซตเป็นสัญญาณไฟตรงขนาด 1 V โดยป้อนเข้าไปที่อินพุตขาบวกหรือขาลบของวงจรขยายก็ได้ เมื่อเราวัดสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมคก็จะได้ค่าที่เหมือนกันทั้งสองแบบ ซึ่งแรงดันออฟเซตจะรวมกับสัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตครั้งแรกก่อนเข้าวงจรขยาย เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านวงจรขยายแล้วสัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตครั้งที่สอง (เดิมมอดูเลต) กับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ให้กลับไปอยู่ที่ความถี่เดิม (1 kHz) สัญญาณอื่นๆ นอกเหนือจากสัญญาณอินพุตจะถูกวงจร Second-order Band Pass Filter กำจัดทิ้งไป จะได้สัญญาณเอาต์พุตตามที่ต้องการ



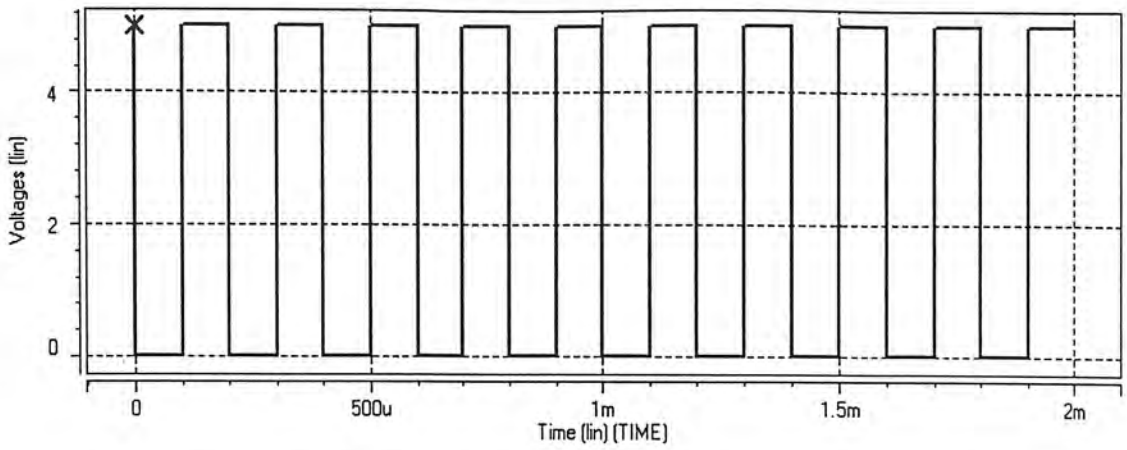
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



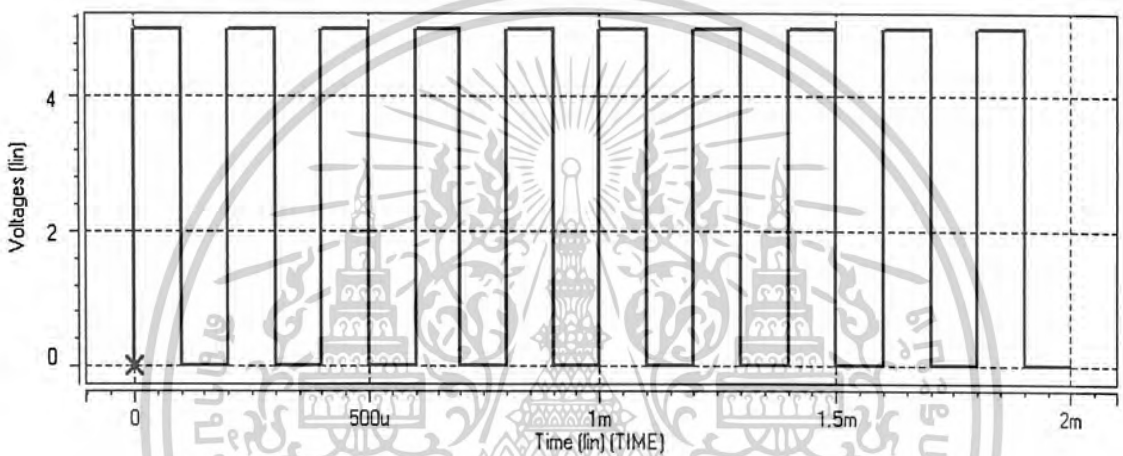
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.9 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต

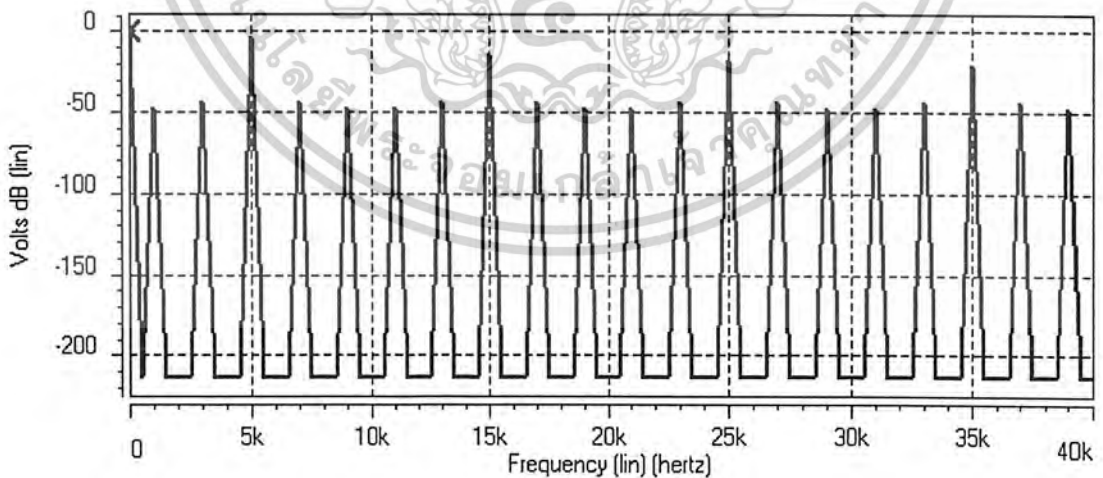
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 1 รูป square ความถี่ 5 kHz



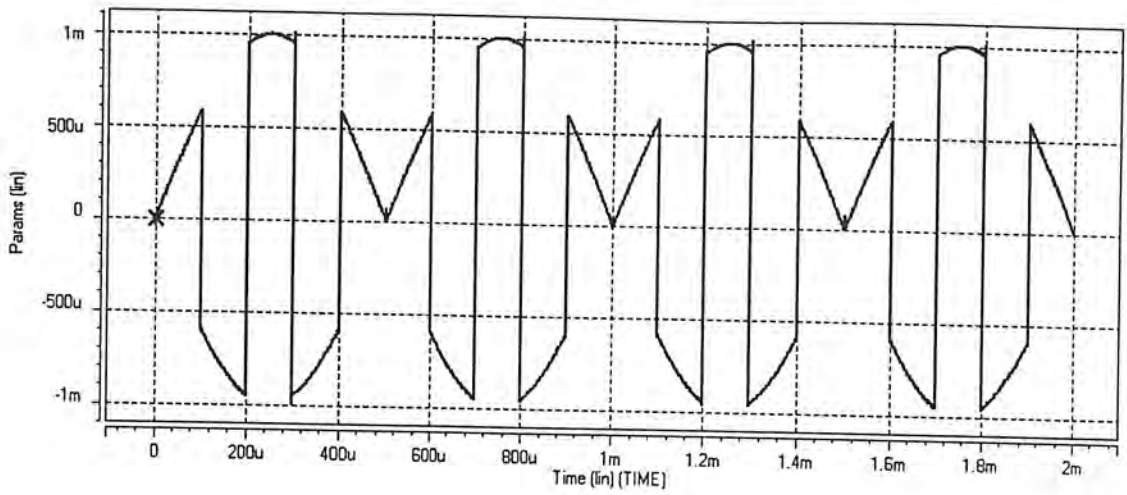
(b) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 2 รูป square ความถี่ 5 kHz



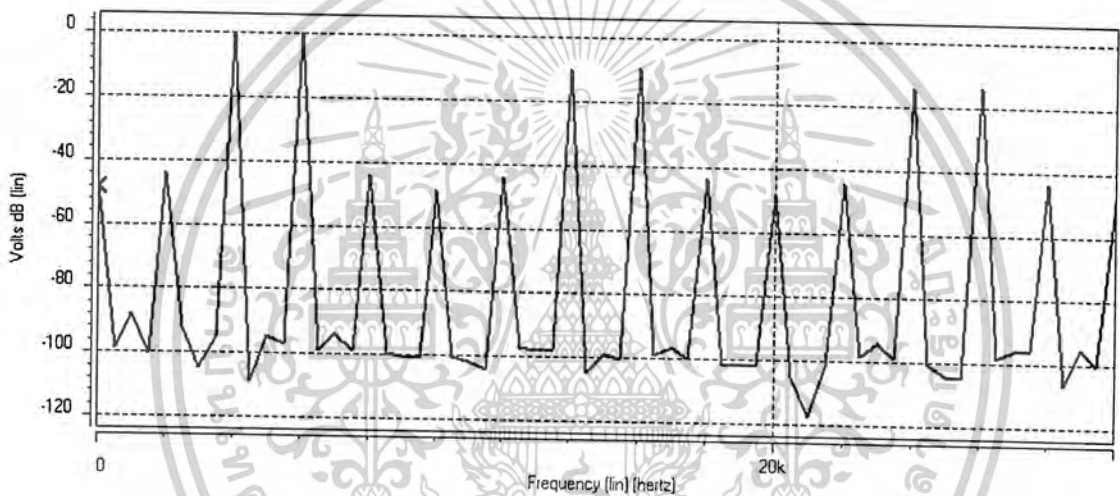
(c) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.10 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา

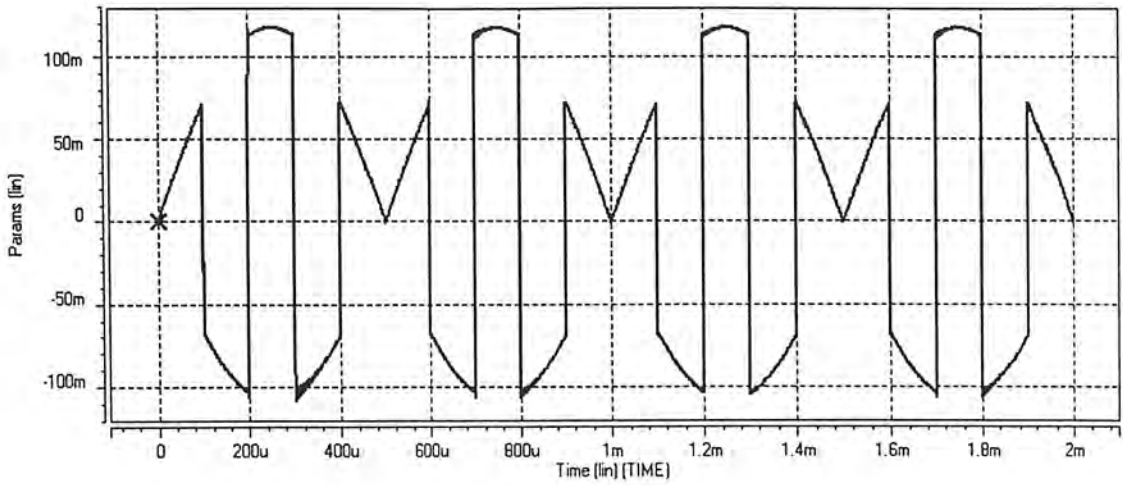


(b) Fourier series ของสัญญาณ

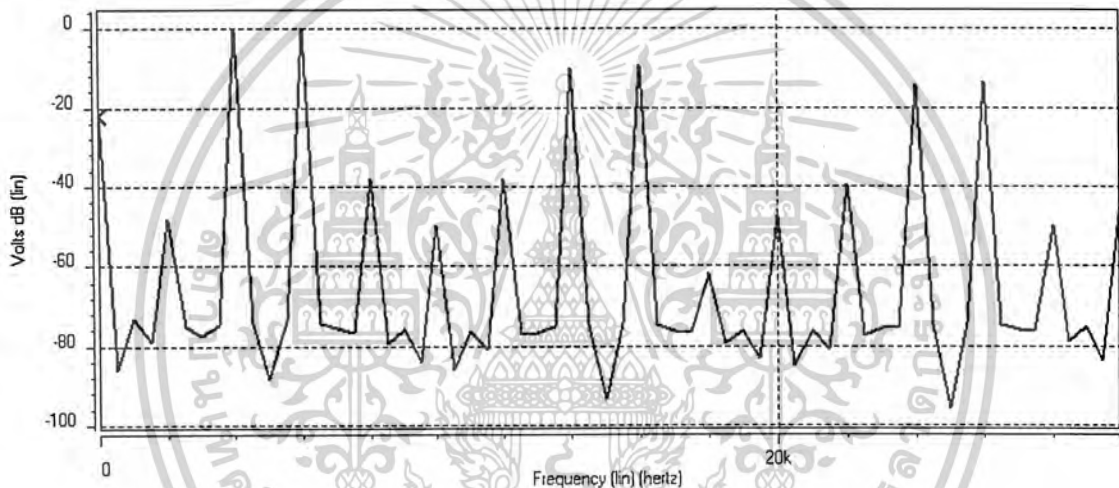
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ
หลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก

สัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตกับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ ทำให้เกิดการกระจายอยู่รอบๆ ฮาร์โมนิกส์สี่ของสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



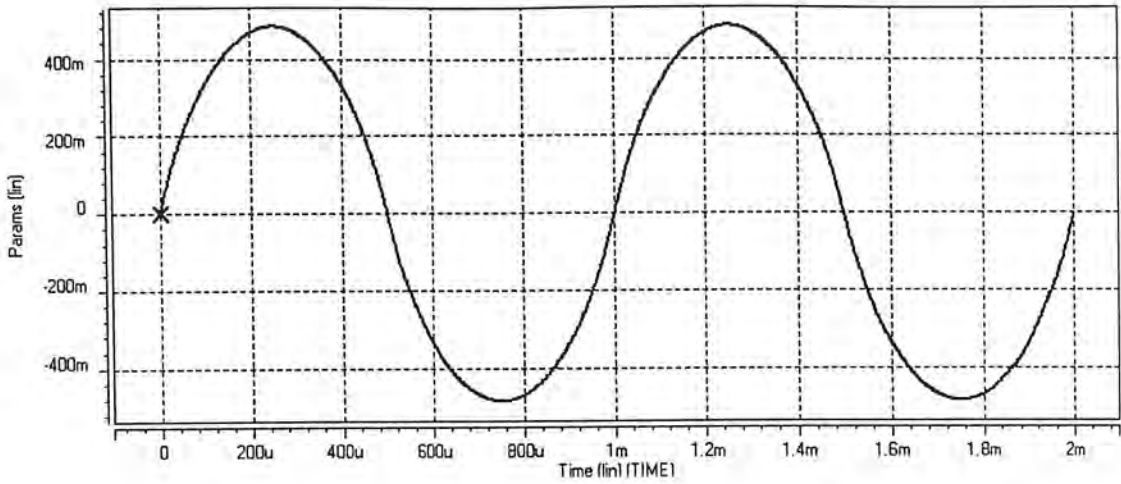
(a) ผลตอบสนองทางเวลา



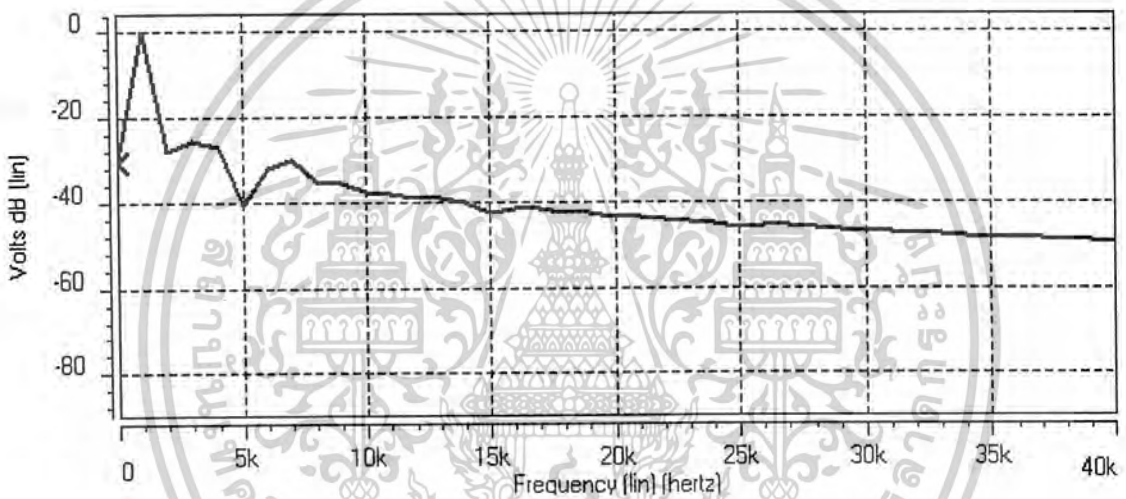
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.12 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ
หลังจากผ่านวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา



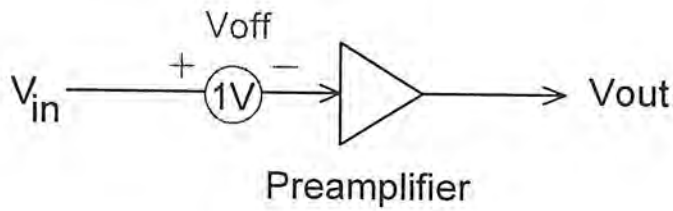
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.13 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณหลังจากผ่านวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง

สัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตครั้งที่สอง (ดีมอดูเลต) กับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ให้กลับไปอยู่ที่ความถี่เดิม (1 kHz) สัญญาณอื่นๆ นอกเหนือจากสัญญาณอินพุตจะถูกวงจร Second-order Band Pass Filter กำจัดทิ้งไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

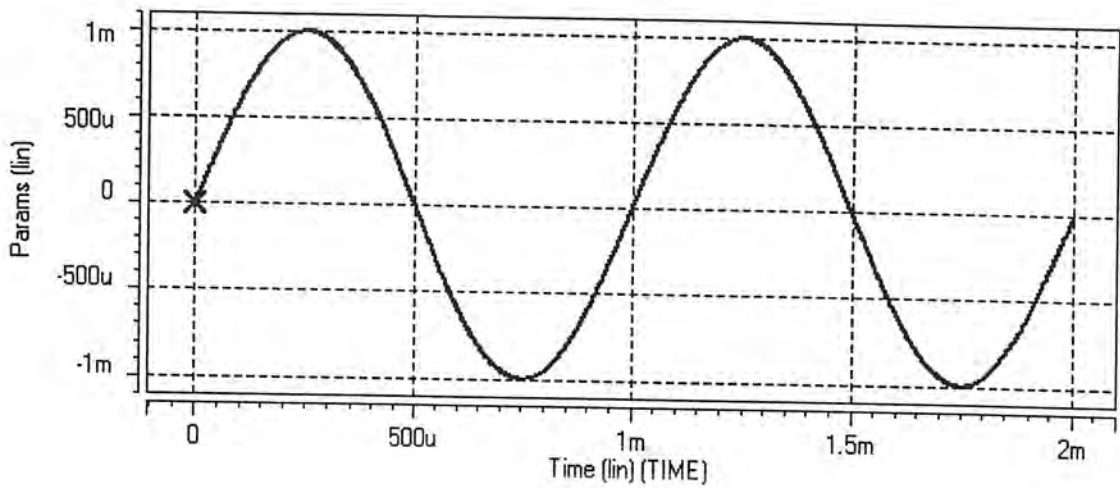
5.6.2 แบบไมโครชิพเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค



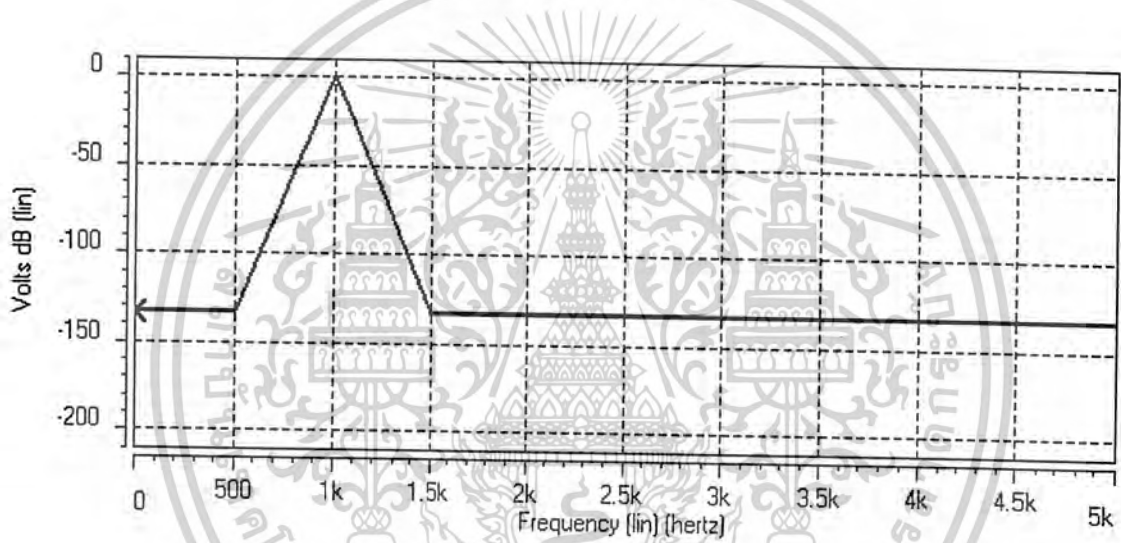
รูปที่ 5.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์
กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์แบบไมโครชิพเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค

ป้อนสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1kHz ต่อจากนั้นเราจะกำหนดแรงดันออฟเซตเป็นสัญญาณไฟตรงขนาด 1 V โดยป้อนเข้าไปที่อินพุตขาบวกหรือขาลบของวงจรขยายก็ได้ เมื่อเราวัดสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดก็จะให้ค่าที่เหมือนกันทั้งสองแบบ ซึ่งแรงดันออฟเซตจะรวมกับสัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตครั้งแรกก่อนเข้าวงจรขยาย หลังจากสัญญาณอินพุตผ่านวงจรขยายแล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดและแรงดันออฟเซตที่สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



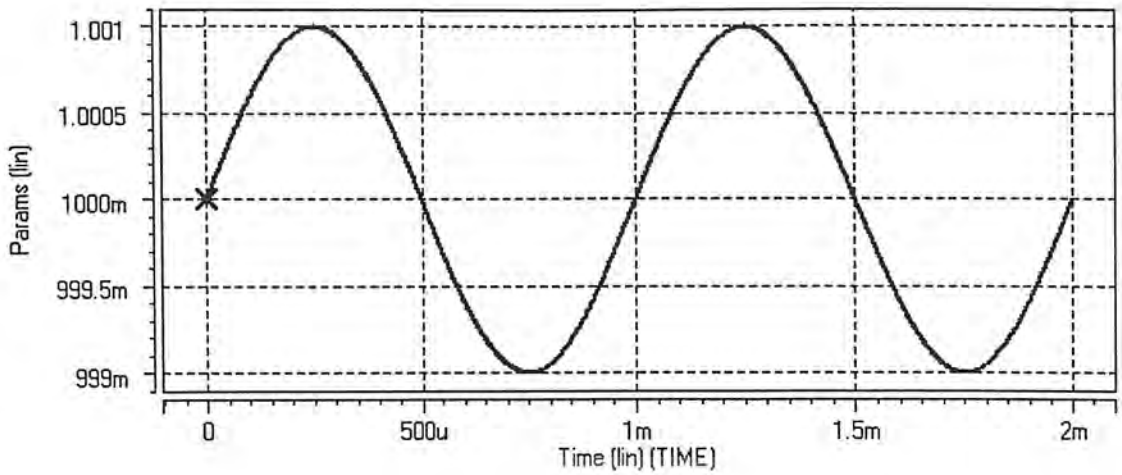
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



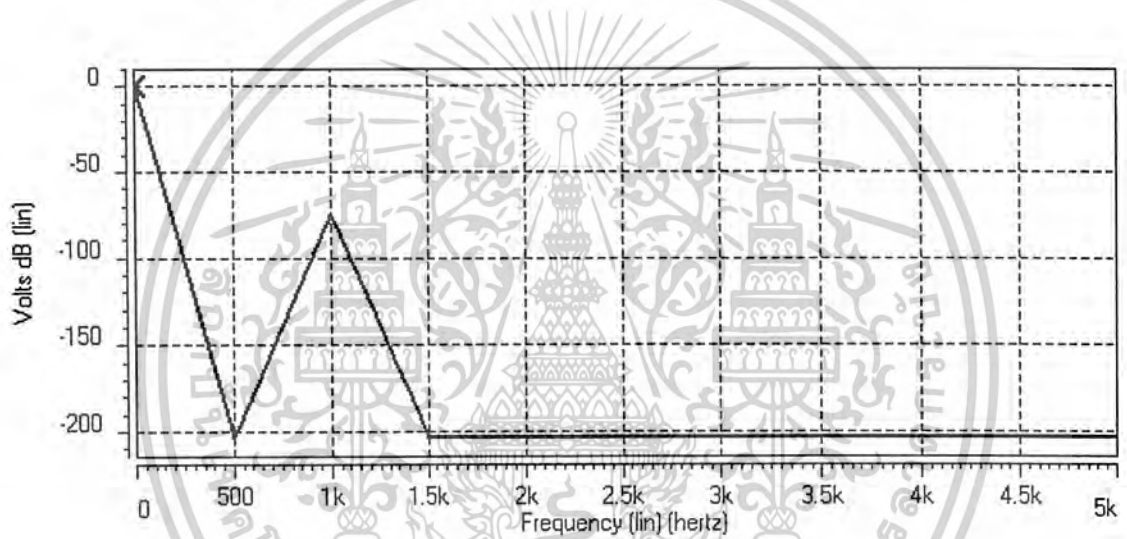
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.15 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



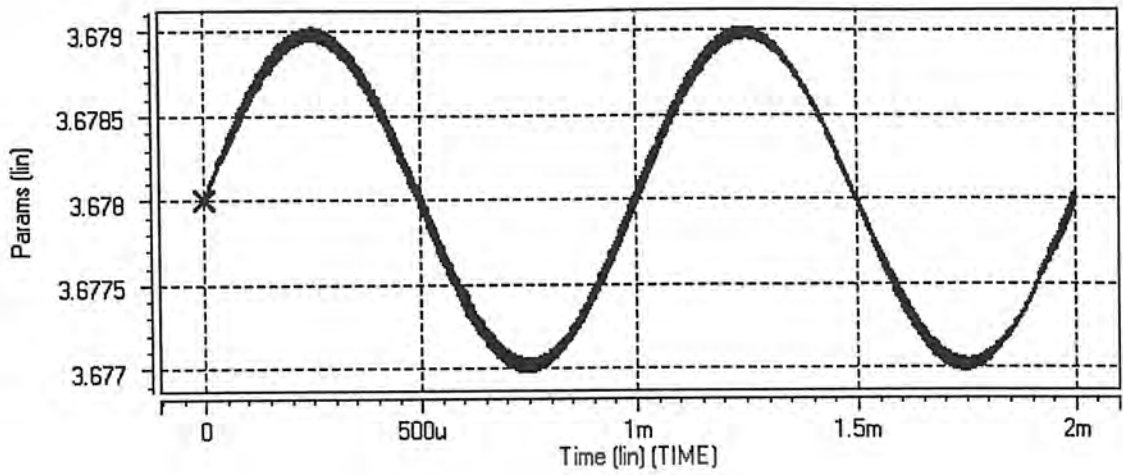
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz รวมกับแรงดันออฟเซต



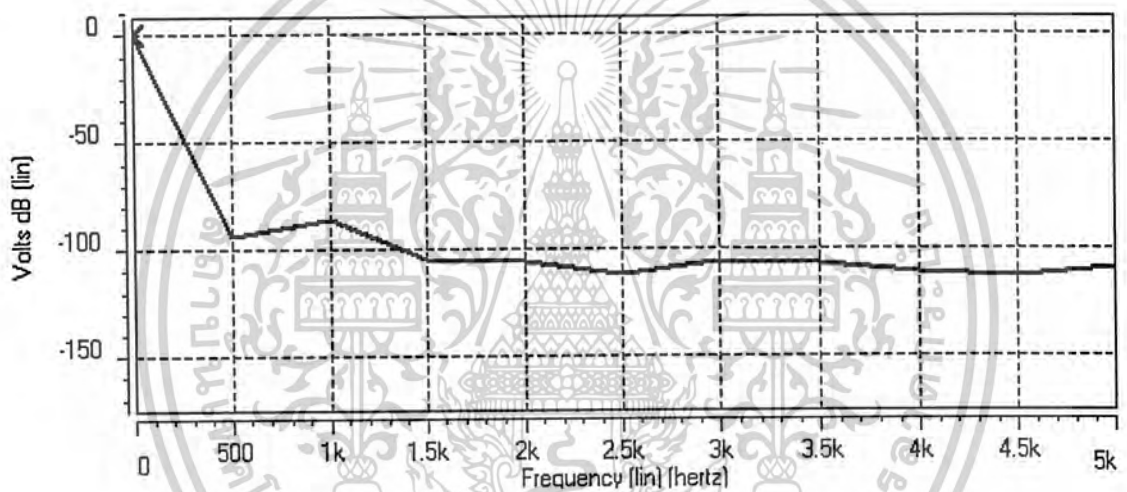
(b) Fourier series ของสัญญาณอินพุตรวมกับแรงดันออฟเซต

รูปที่ 5.16 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต
เมื่อเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา



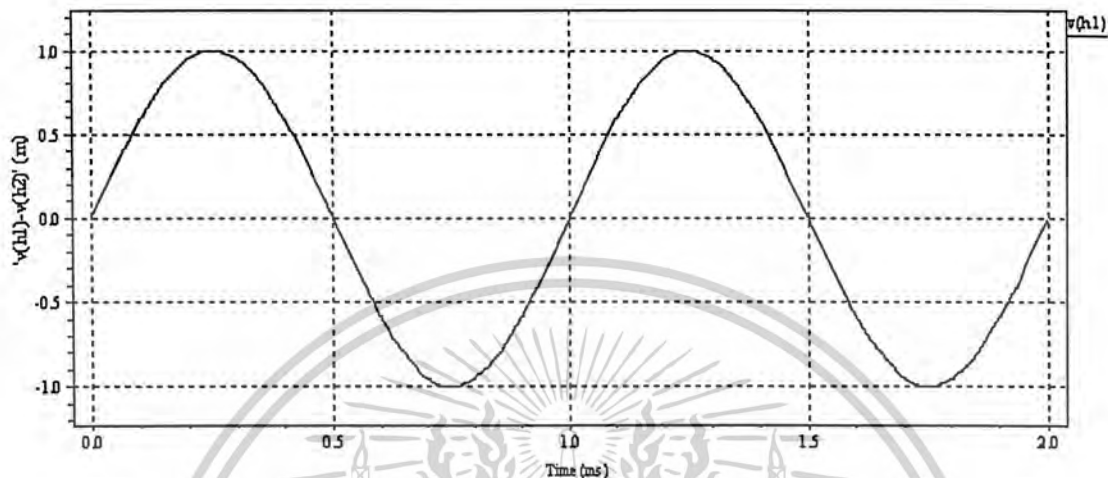
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.17 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ
หลังจากผ่านวงจรขยาย

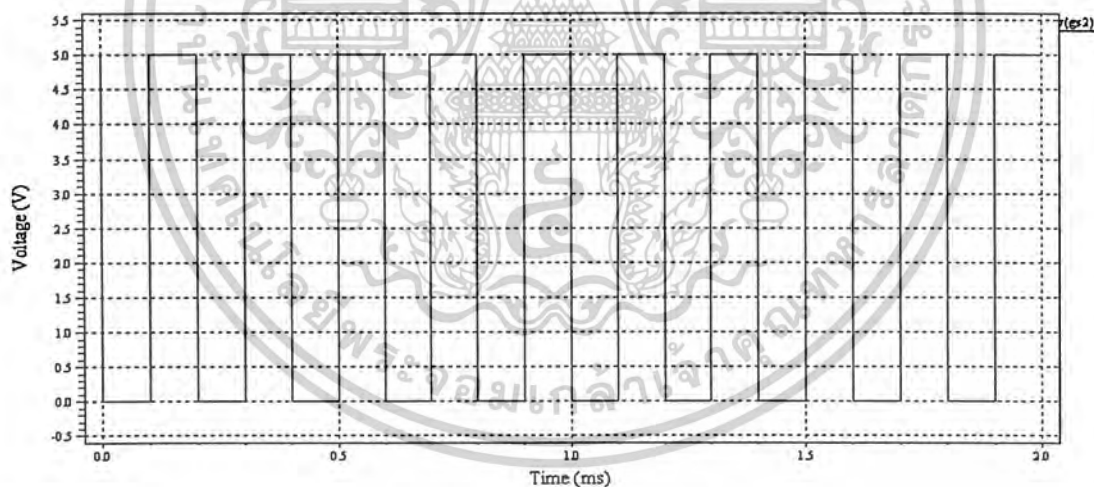
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ที่ได้จากการออกแบบลดตาย กรณีเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์

5.7.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค

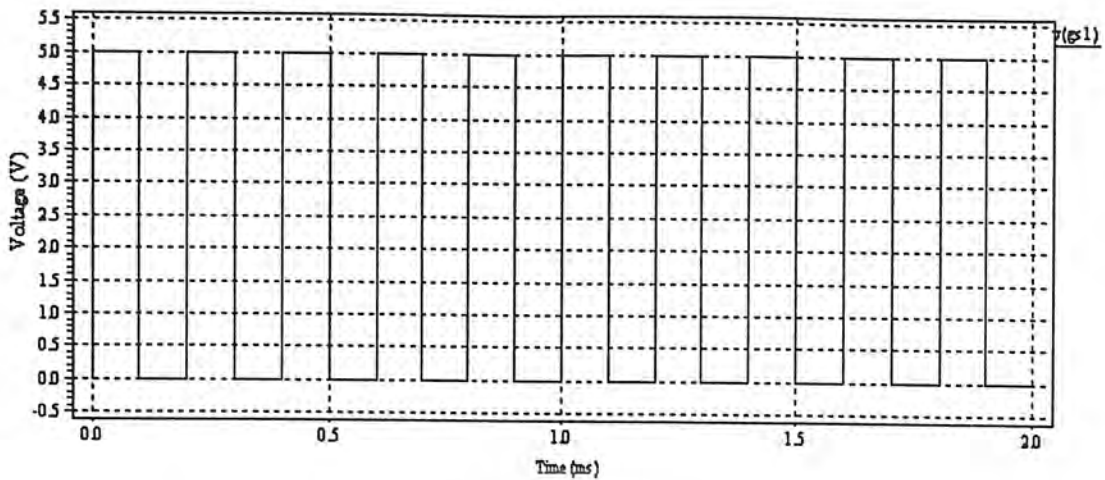


(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



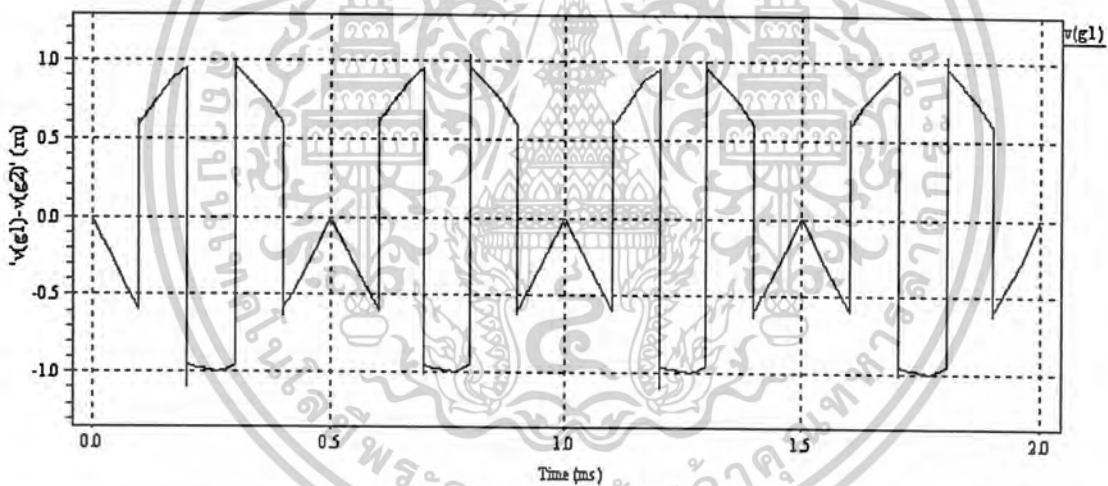
(b) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 1 รูป square ความถี่ 5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



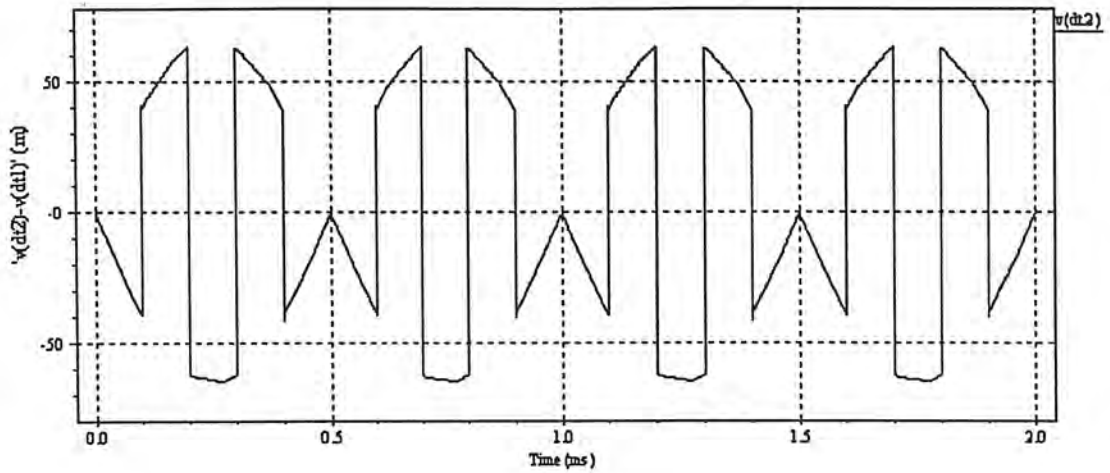
(c) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 2 รูป square ความถี่ 5 kHz

รูปที่ 5.18 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตและสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์

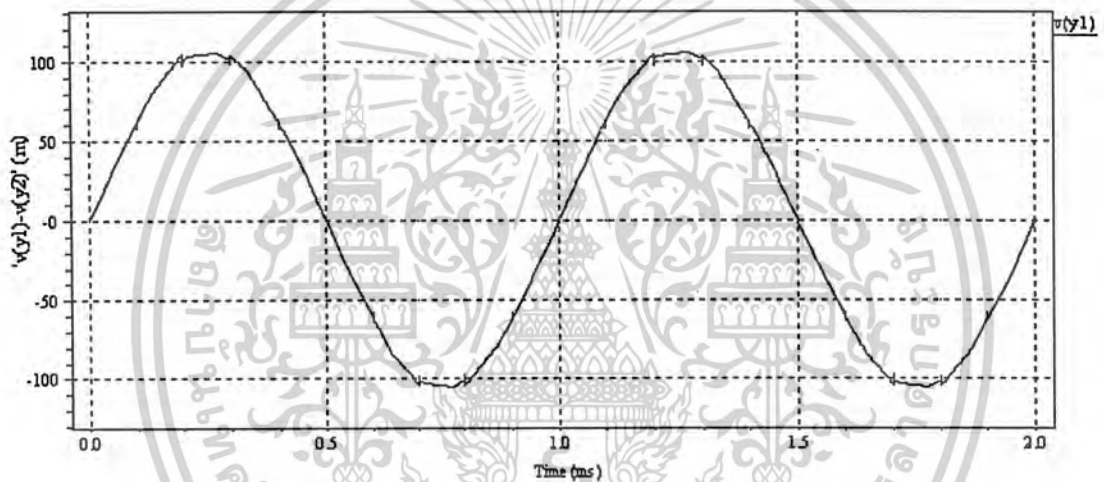


รูปที่ 5.19 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



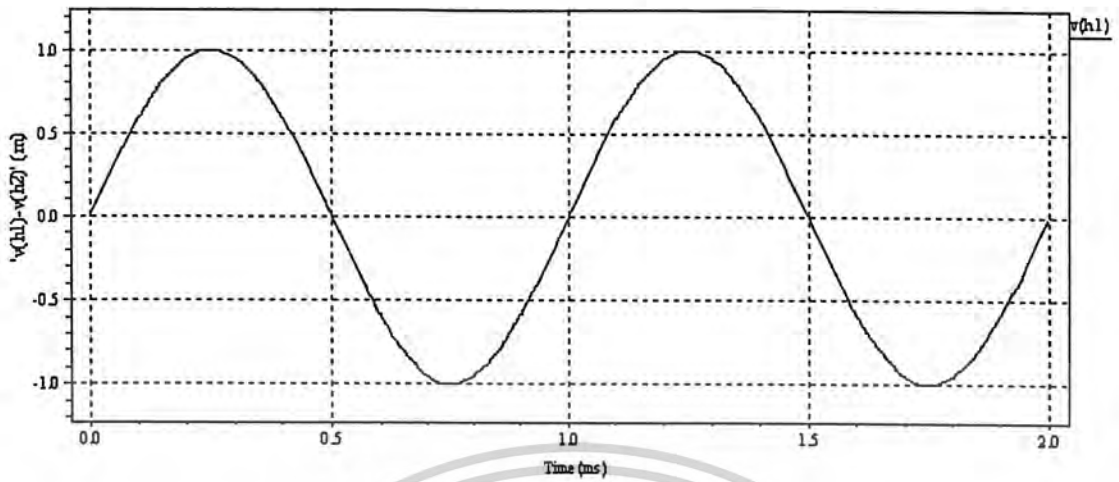
รูปที่ 5.20 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย



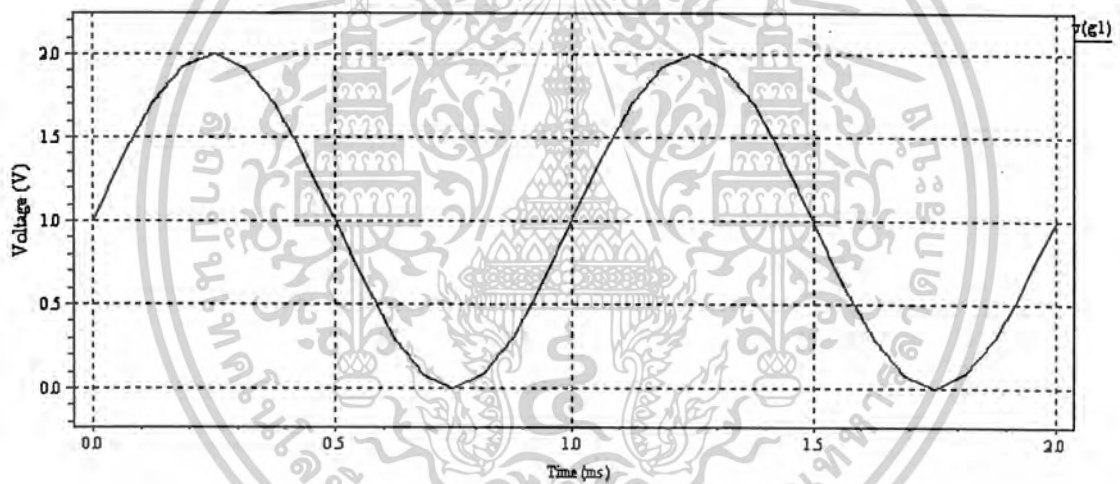
รูปที่ 5.21 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7.2 แบบไมโครคอนโทรลเลอร์ สเตปป์ไลเซอร์ขั้นเทคนิค

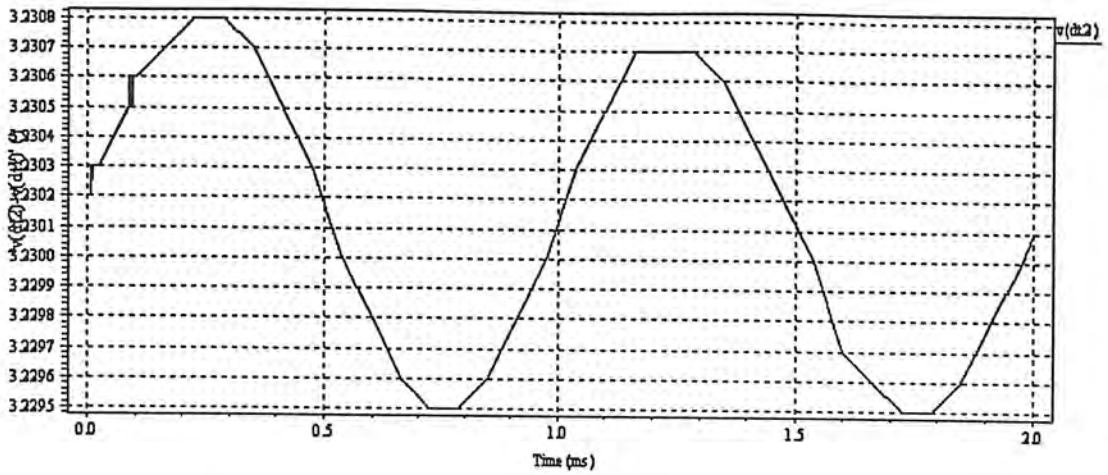


รูปที่ 5.22 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



รูปที่ 5.23 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตเมื่อเกิดแรงดันออฟเซตที่ตัวอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



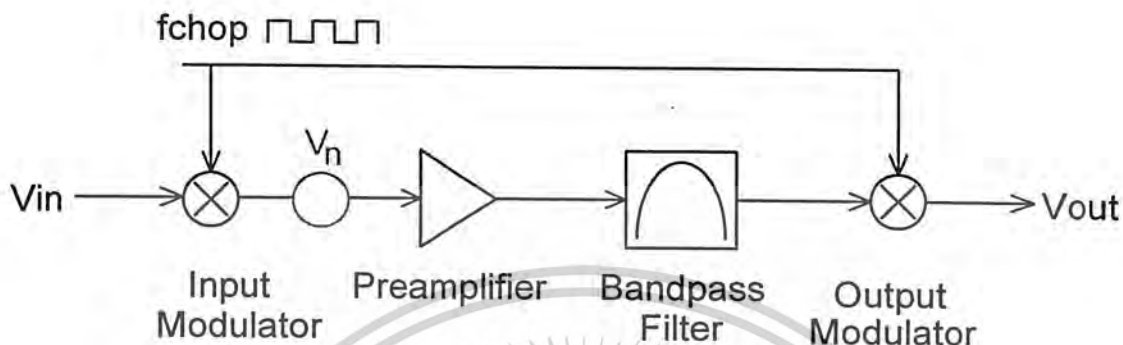
รูปที่ 5.24 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

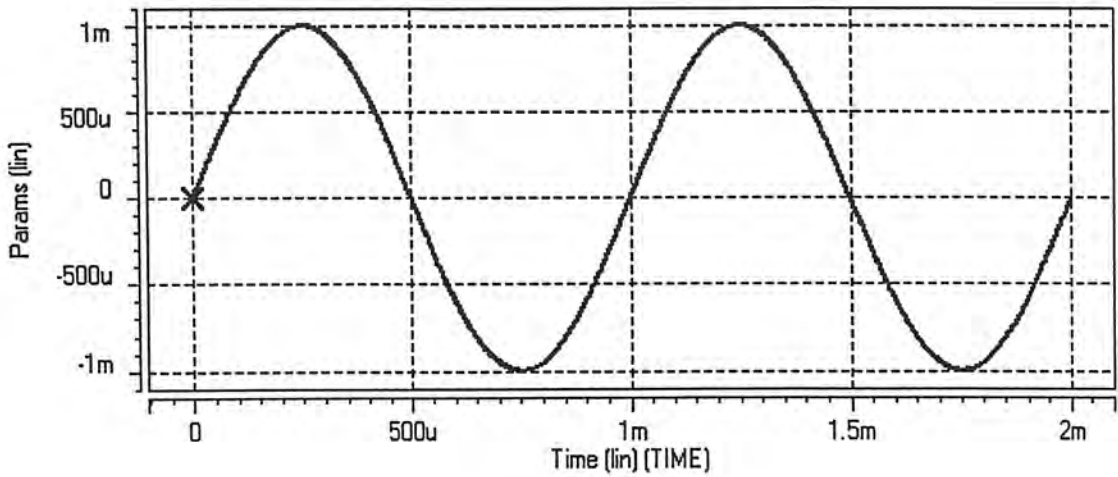
5.8 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์

5.8.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค

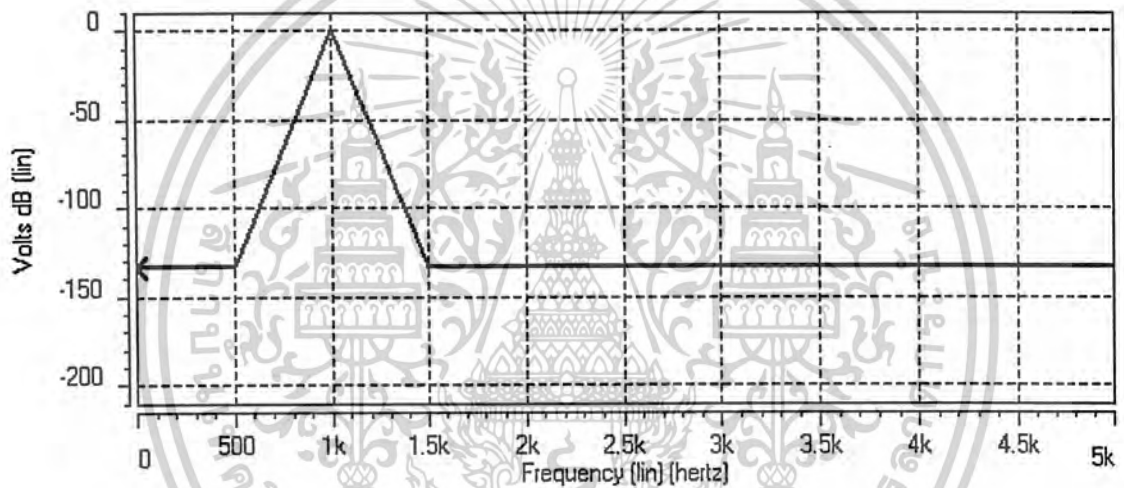


รูปที่ 5.25 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์
กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์แบบใช้ชอปเปอร์
สเตบิลไลเซชันเทคนิค

ป้อนสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1kHz ต่อจากนั้นสัญญาณอินพุตจะผ่านการมอดูเลตครั้งแรกกับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 5 kHz สัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตกับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ ทำให้เกิดการกระจายอยู่รอบๆ ฮาร์โมนิกส์ที่สี่ของสัญญาณนาฬิกา หลังจากนั้นเราจะกำหนดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากสัญญาณรูป sine ที่หลายๆ ความถี่และหลายๆ ขนาดในช่วงความถี่ต่ำรวมกัน โดยป้อนเข้าไปที่อินพุตขาบวกหรือขาลบของวงจรขยายก็ได้ เมื่อเราวัดสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดก็จะได้ค่าที่เหมือนกันทั้งสองแบบ ซึ่งสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำจะรวมกับสัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตครั้งแรกก่อนเข้าวงจรขยาย เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านวงจรขยายแล้วสัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตครั้งที่สอง (ดีมอดูเลต) กับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ให้กลับไปอยู่ที่ความถี่เดิม (1 kHz) สัญญาณอื่นๆ นอกเหนือจากสัญญาณอินพุตจะถูกวงจร Second-order Band Pass Filter กำจัดทิ้งไป จะได้สัญญาณเอาต์พุตตามที่ต้องการ



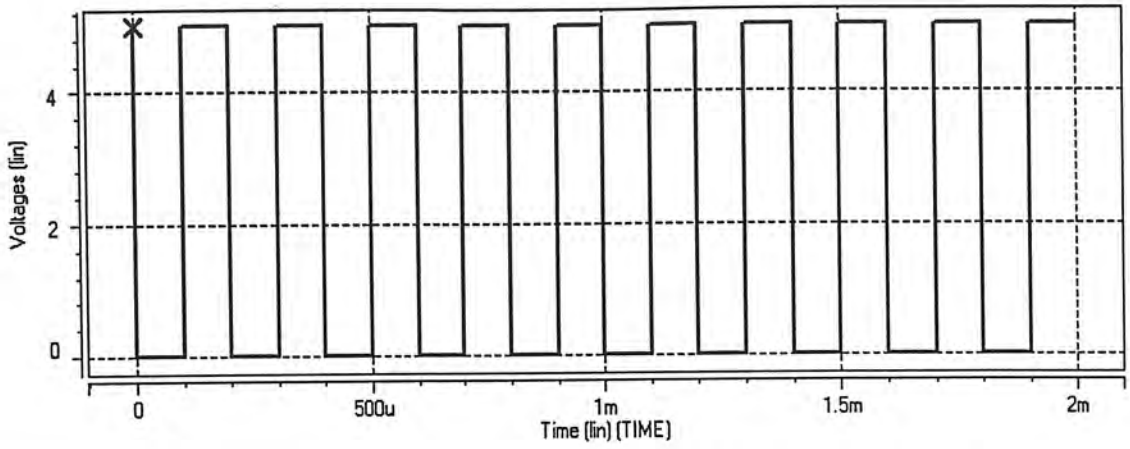
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



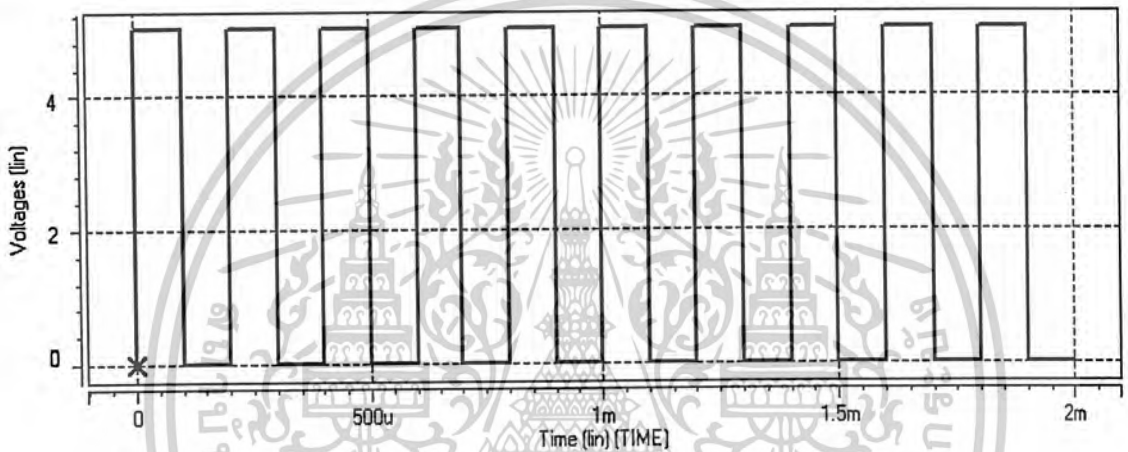
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.26 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต

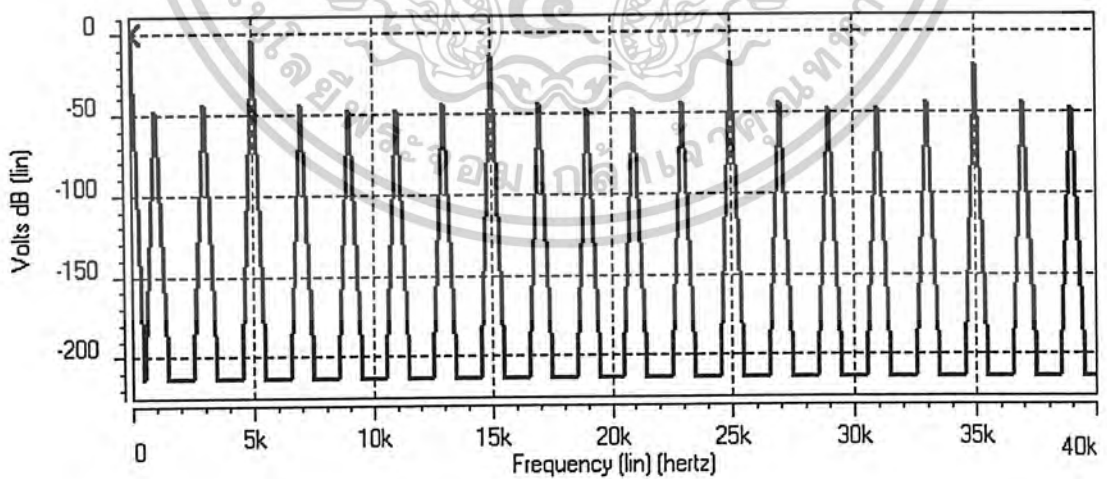
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 1 รูป square ความถี่ 5 kHz



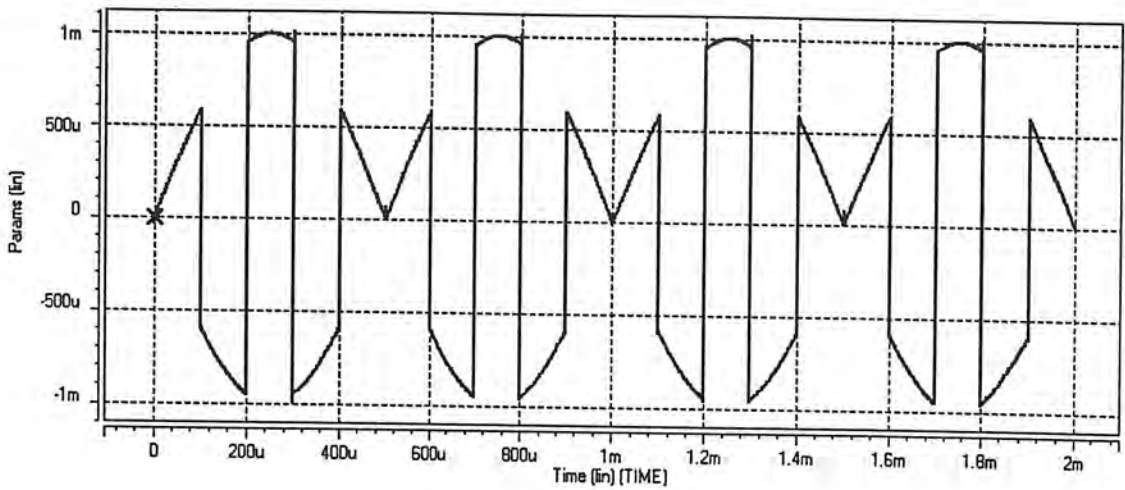
(b) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 2 รูป square ความถี่ 5 kHz



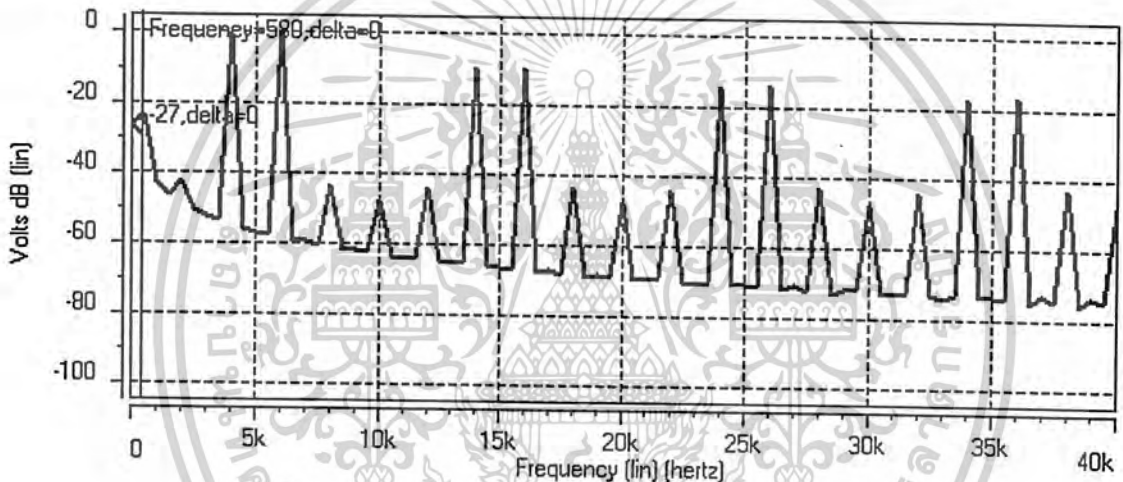
(c) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.27 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา



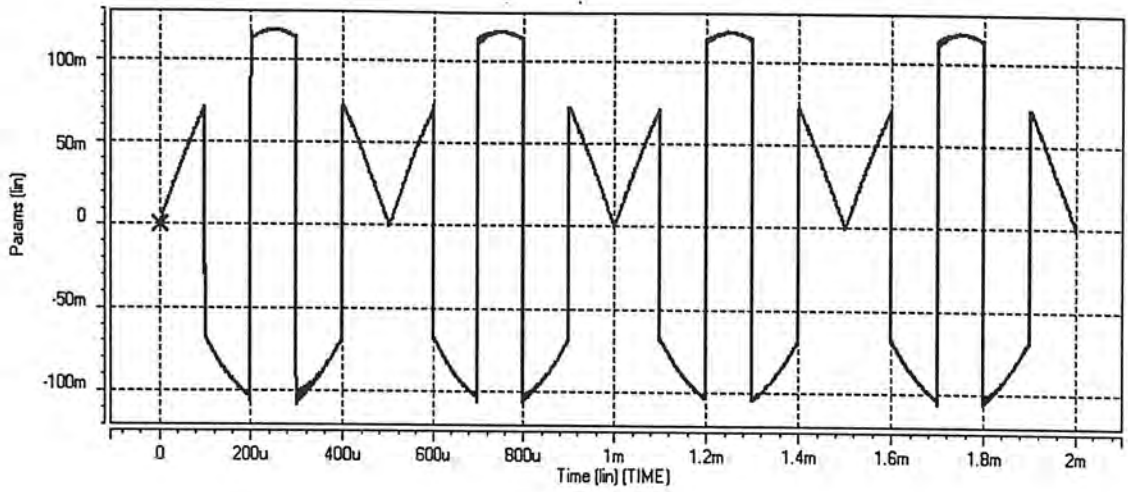
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.28 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ

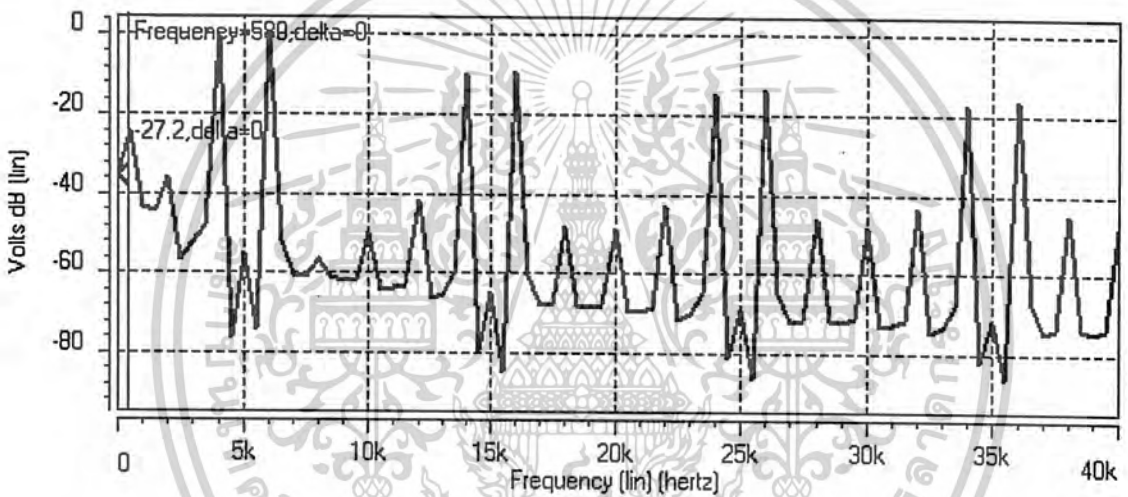
หลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก

สัญญาณอินพุทจะเกิดการมอดูเลตกับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ ทำให้เกิดการกระจายอยู่รอบๆ ฮาร์โมนิกส์สี่ของสัญญาณนาฬิกา โดยที่การมอดูเลตในครั้งแรกนี้ จะไม่ทำให้เกิดผลใดๆ ขึ้นกับสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



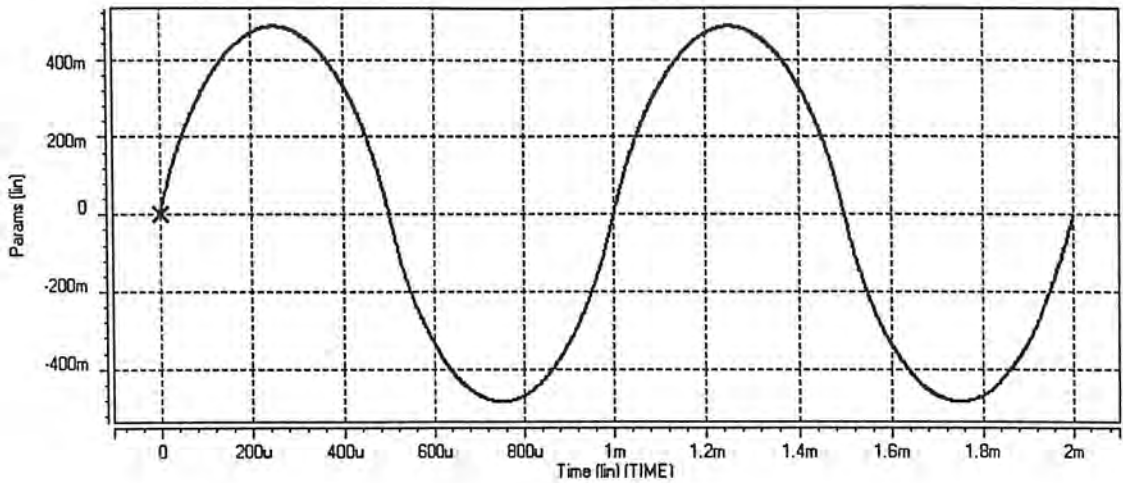
(a) ผลตอบสนองทางเวลา



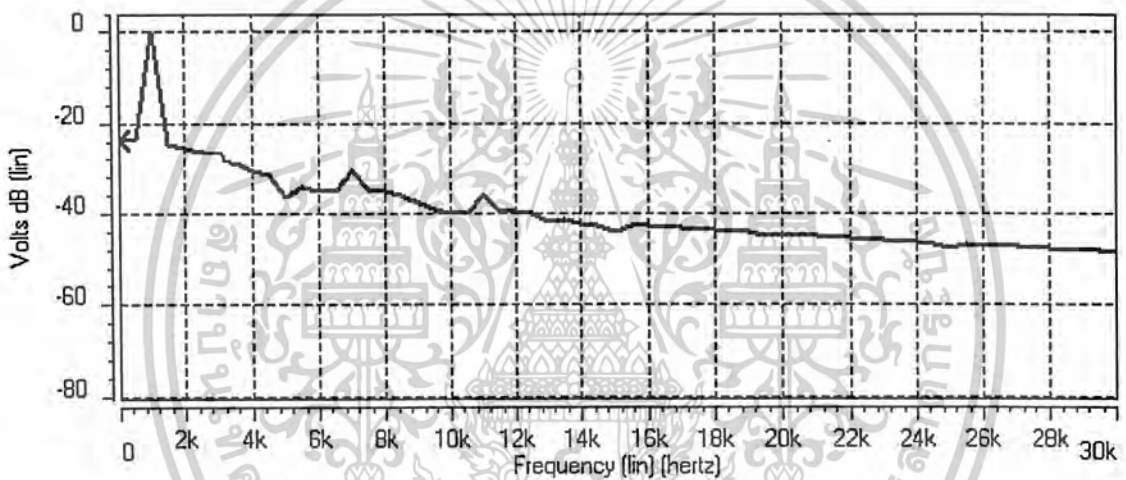
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.29 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ
หลังจากผ่านวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา



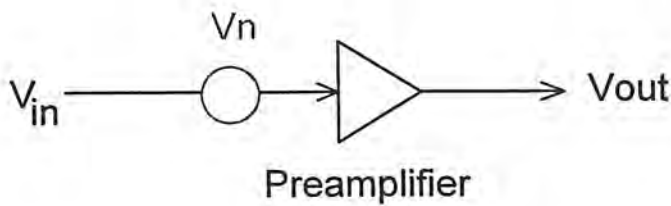
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.30 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณหลังจากผ่านวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง

สัญญาณอินพุตจะเกิดการมอดูเลตครั้งที่สอง (คีมอดูเลต) กับสัญญาณนาฬิกาและถูกเลื่อนความถี่ให้กลับไปอยู่ที่ความถี่เดิม (1 kHz) สัญญาณรบกวนความถี่ต่ำจะเกิดการมอดูเลตเป็นครั้งแรกและถูกเลื่อนความถี่ ทำให้เกิดการกระจายอยู่รอบๆ ฮาร์โมนิกส์คี่ของสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจะถูกวงจร Second-order Band Pass Filter กำจัดทิ้งไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

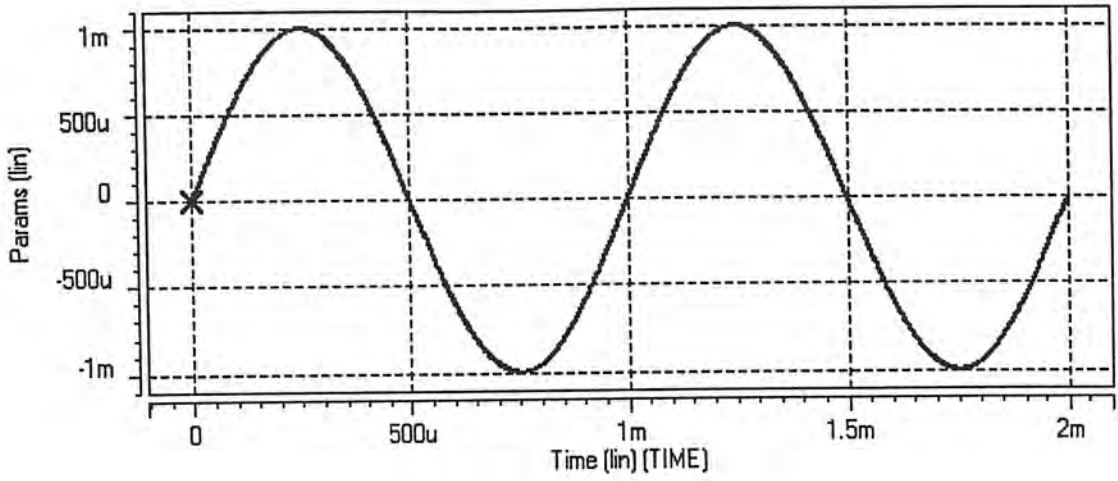
5.8.2 แบบไม่ใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค



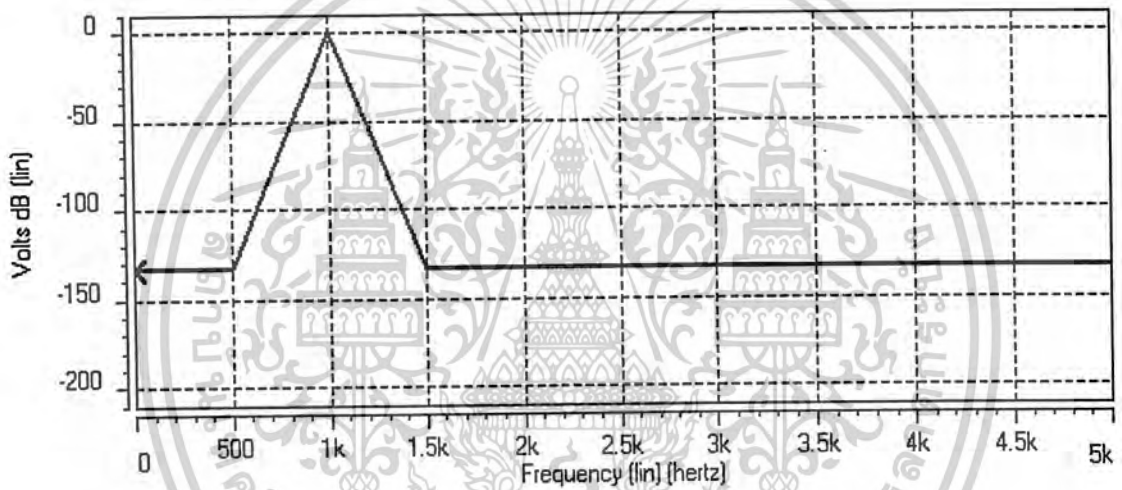
รูปที่ 5.31 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์
กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์แบบไม่ใช้ชอปเปอร์
สเตบิลไลเซชันเทคนิค

ป้อนสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1kHz ต่อจากนั้นเราจะกำหนดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากสัญญาณรูป sine ที่หลายๆ ความถี่และหลายๆ ขนาดในช่วงความถี่ต่ำรวมกัน โดยป้อนเข้าไปที่อินพุตขาบวกหรือขาลบของวงจรรขยายก็ได้ เมื่อเราวัดสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดก็จะให้ค่าที่เหมือนกันทั้งสองแบบ ซึ่งสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำจะรวมกับสัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตครั้งแรกก่อนเข้าวงจรรขยาย หลังจากสัญญาณอินพุตผ่านวงจรรขยายแล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดสูงขึ้นและมีสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำรวมอยู่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



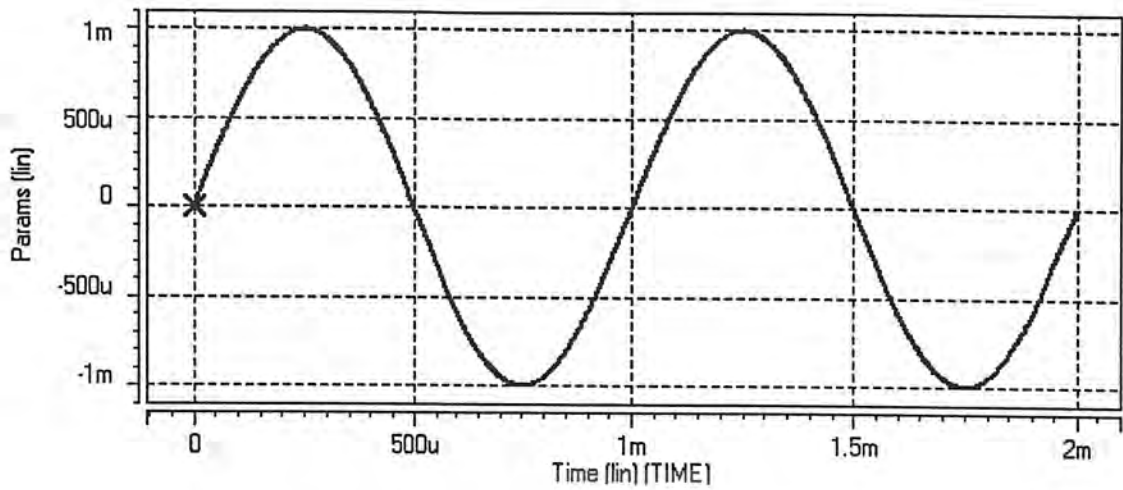
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



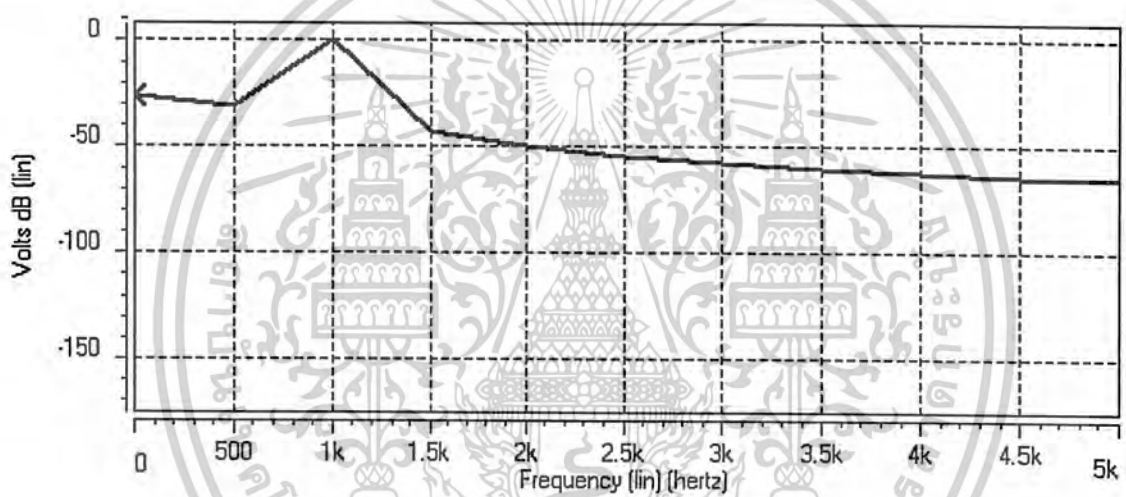
(b) Fourier series ของสัญญาณ

รูปที่ 5.32 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



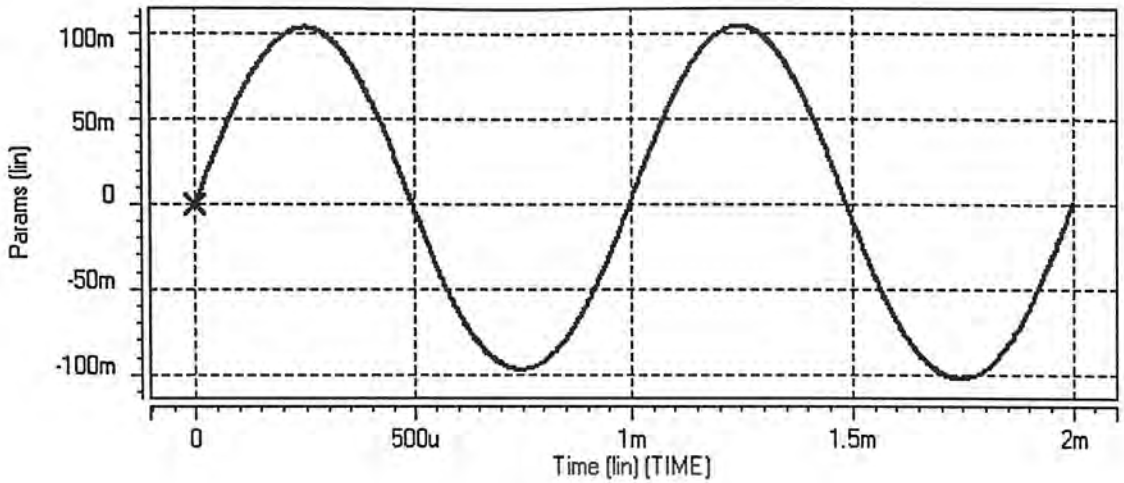
(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz รวมกับสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ



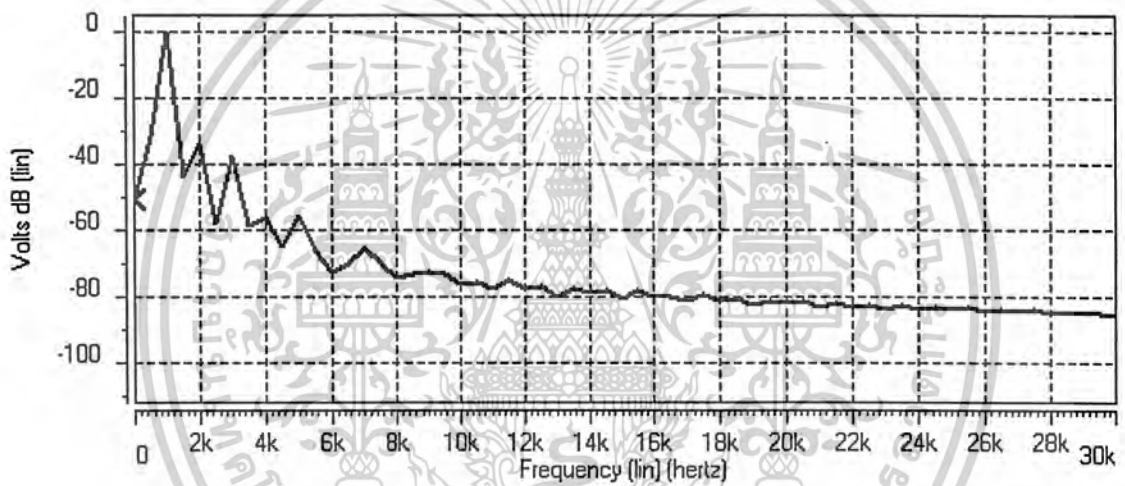
(b) Fourier series ของสัญญาณอินพุตรวมกับสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ

รูปที่ 5.33 กราฟแสดงลักษณะและ Fourier series ของสัญญาณอินพุท
เมื่อเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลตอบสนองทางเวลา



(b) Fourier series ของสัญญาณ

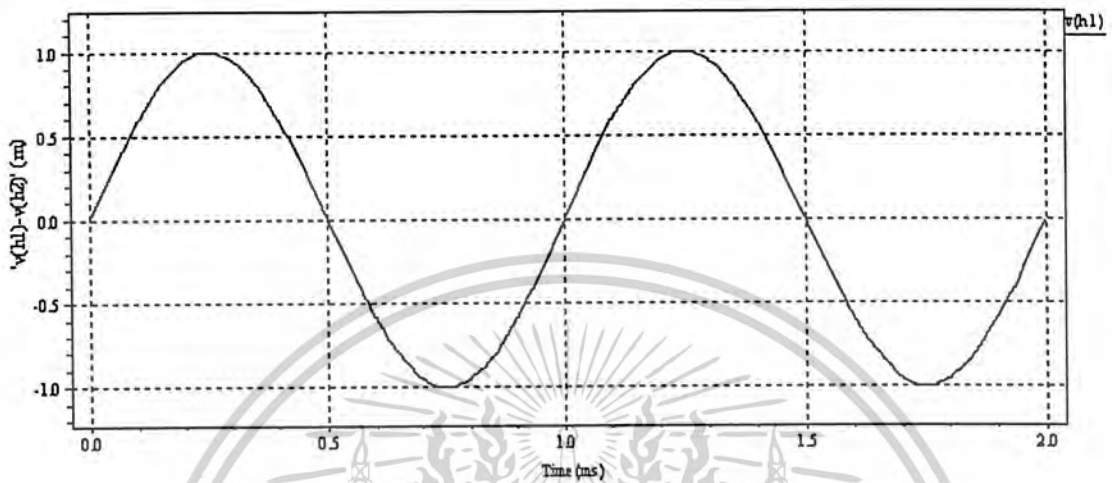
รูปที่ 5.34 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาและ Fourier series ของสัญญาณ
หลังจากผ่านวงจรขยาย

จากรูป จะเห็นได้ว่า สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีองค์ประกอบความถี่อื่นๆ รวมอยู่ด้วย นอกเหนือจากสัญญาณอินพุต ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยายเอง

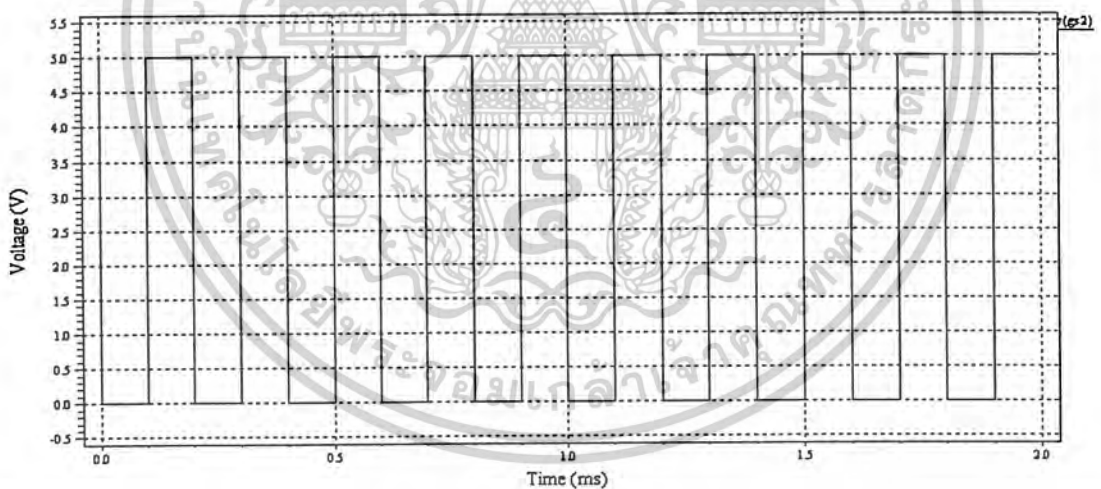
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.9 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรวมอินสทรูเมนต์ชั้น แอมพลิฟายเออร์ที่ได้จากการออกแบบลดความถี่ กรณีเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์

5.9.1 แบบใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซอร์เทคนิค

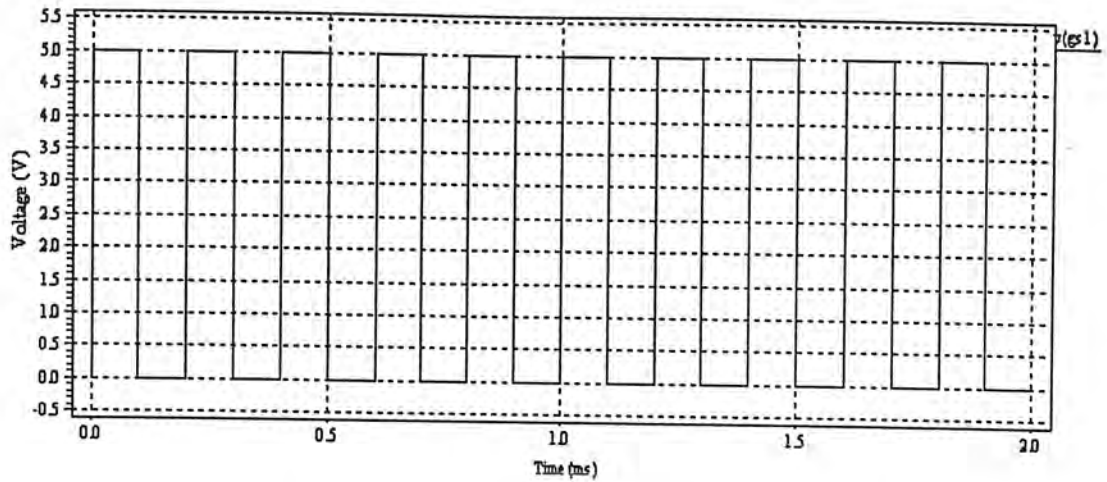


(a) สัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



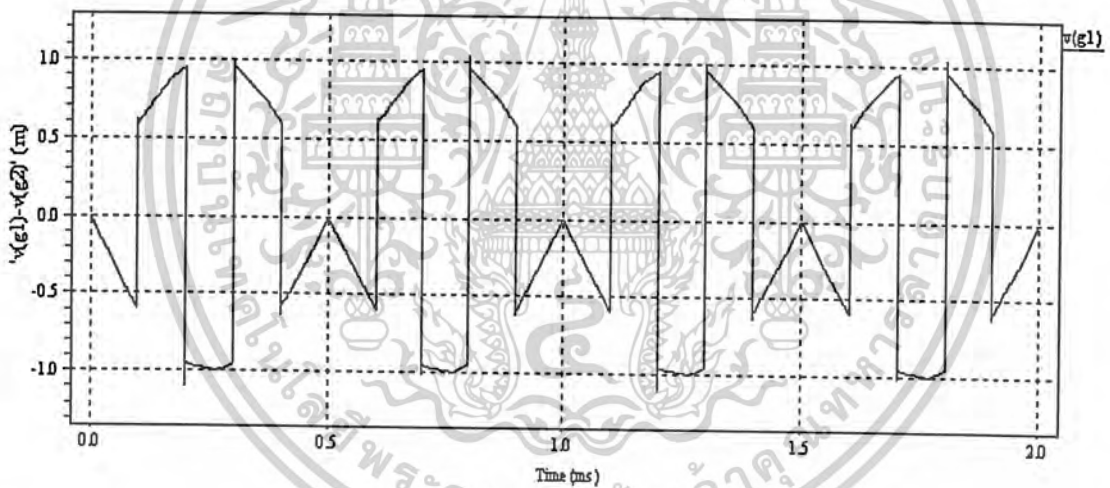
(b) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 1 รูป square ความถี่ 5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



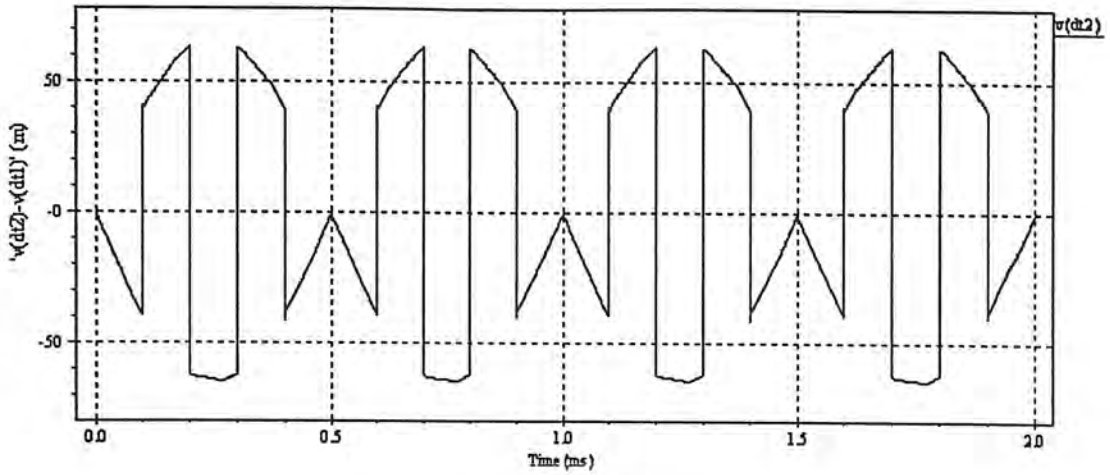
(c) สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ เฟส 2 รูป square ความถี่ 5 kHz

รูปที่ 5.35 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตและสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์

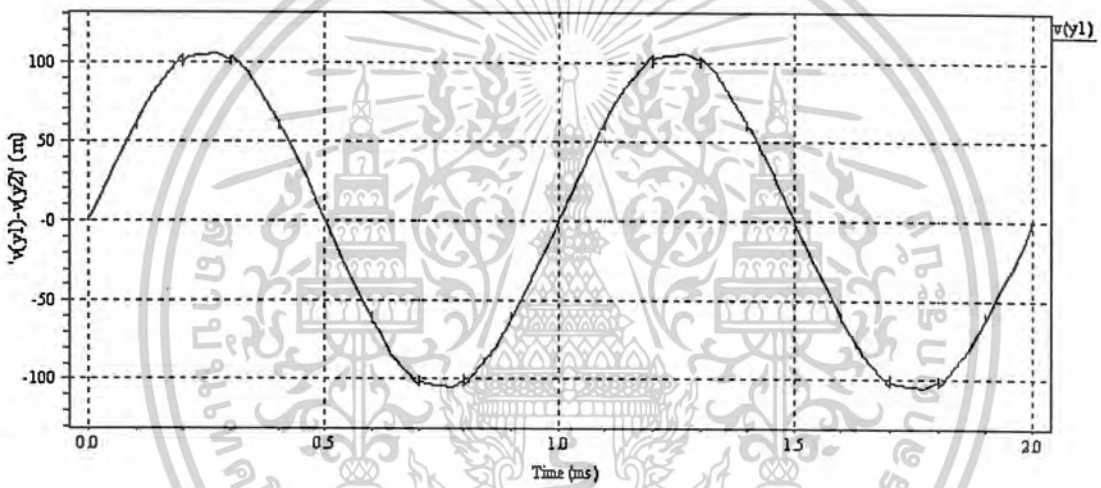


รูปที่ 5.36 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตครั้งแรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



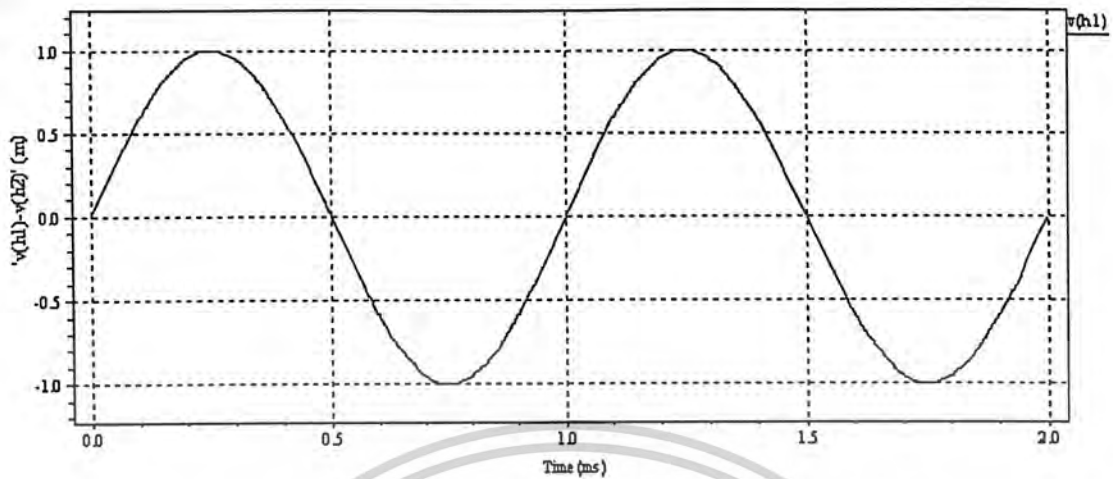
รูปที่ 5.37 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย



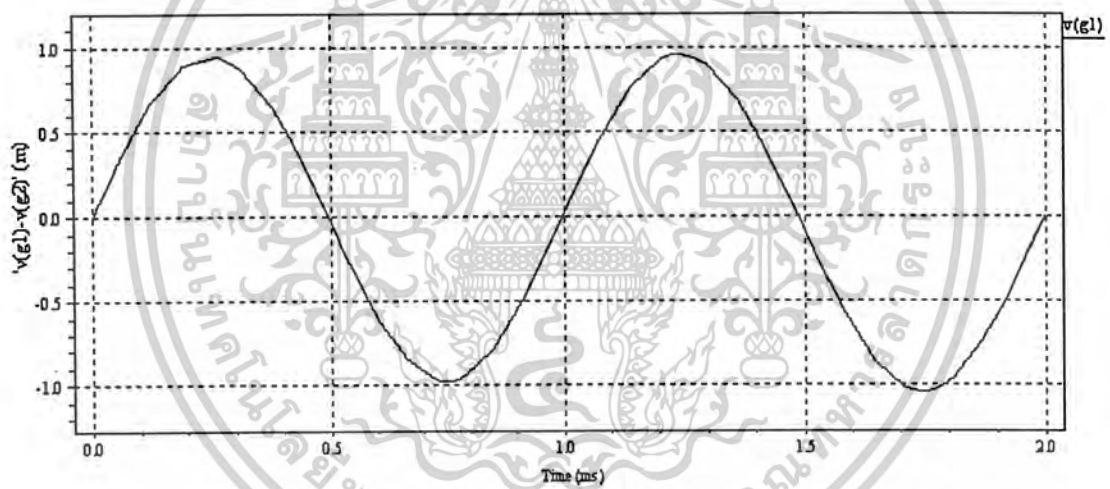
รูปที่ 5.38 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณวงจร Second-order Band Pass Filter และการมอดูเลตครั้งที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.9.2 แบบไม่ใช้ซอฟต์แวร์ สเตปไลเชชันเทคนิค

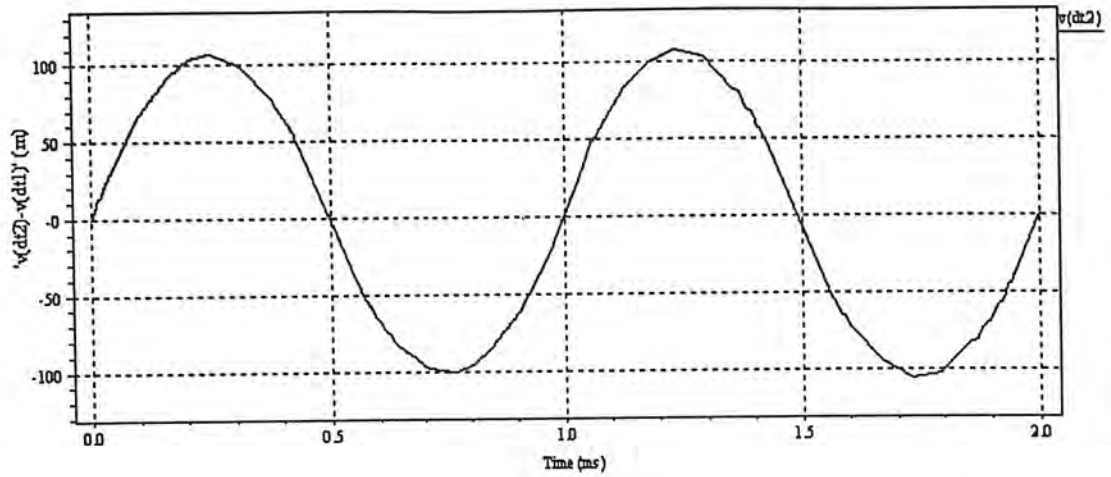


รูปที่ 5.39 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตรูป sine ความถี่ 1 kHz



รูปที่ 5.40 กราฟแสดงลักษณะของสัญญาณอินพุตเมื่อเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ตัวอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.41 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองของวงจรขยาย (Preamplifier) ที่ใช้การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Hspice จะได้คุณสมบัติของวงจรมีดังนี้คือ

ตารางที่ 6.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรขยาย (Preamplifier) ที่ได้

Supply voltage	5 V
Power consumption	0.725 mW
DC gain	41.7 dB
Cut off frequency	5.29 MHz
CMRR	45 dB
Input common mode range	1.5 - 3.5 V
Settling time	7.92 μ s
Slew rate	0.547 V/ μ s
Lay out Area	0.12 mm ²

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ใช้การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Hspice จะได้คุณสมบัติของวงจรมีดังนี้คือ

ตารางที่ 6.2 แสดงคุณสมบัติของวงจร Second-order Band Pass Filter ที่ได้

Supply voltage	5 V
Power consumption	0.409 mW
DC gain	12.7 dB
Center frequency	5.01 kHz
Bandwidth	2.51 kHz
Lay out Area	0.32 mm ²

จากผลการทดลองของวงจรรวมอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ ที่ใช้การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Hspice จะได้คุณสมบัติของวงจรมีดังนี้คือ

ตารางที่ 6.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรรวมอินสทรูเมนเตชัน แอมพลิฟายเออร์ที่ได้

Supply voltage	5 V
Power consumption	1.134 mW
DC gain	54.4 dB
CMRR	45 dB
Equivalent low-frequency input noise PSD	24.8 nV / \sqrt{Hz}
Chip Area	1.73 mm ²

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองเปรียบเทียบของสองกรณี ในแง่ของการพิจารณาแรงดันออฟเซต (DC) ที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยาย โดยกรณีแรก คือ กรณีที่มีการใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค ทำการทดลองเปรียบเทียบกับกรณีที่สอง คือ กรณีที่ไม่มีการใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค จะสังเกตเห็นได้ว่า Fourier series ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากกรณีแรก จะไม่ปรากฏองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรง (แรงดันออฟเซต) ที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยาย ในขณะที่กรณีที่สอง Fourier series ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะปรากฏองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรงให้เห็นอย่างชัดเจน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงข้อดีของชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค ที่สามารถกำจัดแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยายได้เป็นอย่างดี

ในทำนองเดียวกัน ในแง่ของการพิจารณาสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยาย โดยกรณีแรก คือ กรณีที่มีการใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค ทำการทดลองเปรียบเทียบกับกรณีที่สอง คือ กรณีที่ไม่มีการใช้ชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิค จะสังเกตเห็นได้ว่า Fourier series ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากกรณีแรก จะมีเฉพาะองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณอินพุต ในขณะที่กรณีที่สอง Fourier series ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ จะปรากฏองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณอื่น นอกเหนือจากสัญญาณอินพุตที่เราสนใจ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงข้อดีของชอปเปอร์ สเตบิลไลเซชันเทคนิคอีกประการหนึ่งที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดขึ้นที่ตัววงจรขยายได้

อย่างไรก็ตาม จากบล็อกไดอะแกรมของโครงการนี้ จะเห็นได้ว่า การคิมอดูเลตจะเกิดขึ้นหลังจากที่สัญญาณได้ผ่านวงจร Second-order Band Pass Filter เรียบร้อยแล้ว ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมอดูเลตอาจมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นที่ตัวสัญญาณ อาจจะเป็นผลเนื่องมาจากสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ที่ยังคงมีองค์ประกอบของความถี่เหลืออยู่ ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่เรานำสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขยายไปเข้าวงจร Second-order Band Pass Filter ก่อนที่จะทำการคิมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเป็นความถี่เดียวกันกับความถี่กลางของวงจร Second-order Band Pass Filter ดังนั้นจึงทำให้องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณนาฬิกายังคงอยู่ร่วมกับสัญญาณเอาต์พุต ปัญหาลักษณะนี้สามารถแก้ไขได้ โดยการนำสัญญาณเอาต์พุตไปผ่านวงจร Low Pass Filter อีกครั้ง เพื่อทำการกำจัดองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่ต้องการออก โดยวงจร Low Pass Filter จะยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำในช่วงความถี่ที่เราสนใจ (1 kHz) ผ่านเท่านั้น โดยที่องค์ประกอบของสัญญาณความถี่สูงที่เกิดจากสัญญาณนาฬิกา (5 kHz) จะถูกกำจัดทิ้งไป ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะไม่มี ความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำโครงการเล่มนี้ ผู้จัดทำได้รับความรู้และคำแนะนำ ตลอดจนการดูแลเอาใจใส่ ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับโครงการอย่างสม่ำเสมอจาก คร. กสิน วิเชียรชม อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้ด้วย และขอโน้มรับข้อผิดพลาดทั้งหลายที่เกิดขึ้น เพื่อจะแก้ไขในโอกาสต่อไป

.....
(นางสาวเพ็ญประภา บุญพูน)

.....
(นายวันชัย สุขสวัสดิ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Arthur B. Williams & Fred J. Taylor, "Electronic filter design handbook" , *McGRAW-Hill publishing company*, New York, 1998.
- [2] Behzad Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuits" , *International Editions*, 2000.
- [3] David Johns, Ken Martin, "Analog integrated circuit design" , John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [4] Christian Menolfi, Student Member, IEEE and Ouiting Huang, Senior Member, IEEE, "A low-noise CMOS instrumentation amplifier for thermoelectric infrared detectors" , *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.32, No.7, July 1997.
- [5] Mehmet Ali Tan, Rolf Schaumann, "A reduction in the number of active component used in transconductance grounded capacitor filters" , *IEEE Trans. Circuits and Systems*, CH2868-8/90/0000-2276, 1990.
- [6] Gobind Daryanani, "Principles of active network synthesis and design" , John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Spice parameters of AMI 0.8 micron process

```

.MODEL          NMOS NMOS (          LEVEL = 49
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 3.07E-8
+XJ = 3E-7          NCH = 7.5E16          VTH0 = 0.5352824
+K1 = 0.925306          K2 = -0.0732225          K3 = 5.7482434
+K3B = -2.2961519          W0 = 1.547314E-6          NLX = 1E-8
+DVT0W = 0          DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0 = 1.0531055          DVT1 = 0.3046952          DVT2 = -0.1772417
+U0 = 628.2456538          UA = 9.383594E-10          UB = 2.342978E-18
+UC = 8.764764E-12          VSAT = 1.091187E5          A0 = 0.6111099
+AGS = 0.0937304          B0 = 1.995605E-6          B1 = 5E-6
+KETA = -4.659129E-3          A1 = 0          A2 = 1
+RDSW = 3E3          PRWG = -0.0350381          PRWB = -0.0300274
+WR = 1          WINT = 7.035113E-7          LINT = 2.511734E-7
+XL = 0          XW = 0          DWG = -1.266681E-8
+DWB = 2.854489E-8          VOFF = -0.0210732          NFACTOR = 0.5714492
+CIT = 0          CDSC = 0          CDSCD = 0
+CDSCB = 4.887123E-5          ETA0 = -1          ETAB = -0.4489827
+DSUB = 0.9993373          PCLM = 1.2115352          PDIBLC1 = 8.911184E-3
+PDIBLC2 = 2.071019E-3          PDIBLCB = -0.1          DROUT = 0.060159
+PSCBE1 = 2.267693E9          PSCBE2 = 5.233417E-10          PVAG = 0.1385167
+DELTA = 0.01          RSH = 51.9          MOBMOD = 1
+PRT = 0          UTE = -1.5          KT1 = -0.11
+KT1L = 0          KT2 = 0.022          UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18          UC1 = -5.6E-11          AT = 3.3E4
+WL = 0          WLN = 1          WW = 0
+WVN = 1          WWL = 0          LL = 0
+LLN = 1          LW = 0          LWN = 1
+LWL = 0          CAPMOD = 2          XPART = 0.5

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+CGDO = 1.72E-10	CGSO = 1.72E-10	CGBO = 1E-9
+CJ = 2.825808E-4	PB = 0.99	MJ = 0.5422013
+CJSW = 1.449621E-10	PBSW = 0.99	MJSW = 0.1
+CJSWG = 6.4E-11	PBSWG = 0.99	MJSWG = 0.1
+CF = 0)	

*

.MODEL	PMOS	PMOS (LEVEL = 49
+VERSION = 3.1	TNOM = 27	TOX = 3.07E-8	
+XJ = 3E-7	NCH = 2.4E16	VTH0 = -0.8476404	
+K1 = 0.4513608	K2 = 2.379699E-5	K3 = 13.3278347	
+K3B = -2.2238332	W0 = 9.577236E-7	NLX = 1E-6	
+DVT0W = 0	DVT1W = 0	DVT2W = 0	
+DVT0 = 1.5112141	DVT1 = 0.3389583	DVT2 = -0.0299936	
+U0 = 236.8923827	UA = 3.833306E-9	UB = 1.487688E-21	
+UC = -1.08562E-10	VSAT = 1.385939E5	A0 = 0.2016554	
+AGS = 0.3561141	B0 = 6.311868E-6	B1 = 5E-6	
+KETA = 1.699349E-4	A1 = 0	A2 = 0.364	
+RDSW = 2.777976E3	PRWG = 0.0461364	PRWB = -0.2260293	
+WR = 1	WINT = 7.565065E-7	LINT = 8.157117E-8	
+XL = 0	XW = 0	DWG = -2.13917E-8	
+DWB = 3.857544E-8	VOFF = -0.0877184	NFACTOR = 0.2508342	
+CIT = 0	CDSC = 2.924806E-5	CDSCD = 1.497572E-4	
+CDSCB = 1.091488E-4	ETA0 = 0.29103	ETAB = -0.0171639	
+DSUB = 0.2873	PCLM = 1E-10	PDIBLC1 = 4.946638E-4	
+PDIBLC2 = 1.441655E-3	PDIBLCB = -1E-3	DROUT = 9.982759E-4	
+PSCBE1 = 3.52087E9	PSCBE2 = 5.282373E-10	PVAG = 15.0001499	
+DELTA = 0.01	RSH = 74	MOBMOD = 1	
+PRT = 0	UTE = -1.5	KT1 = -0.11	
+KT1L = 0	KT2 = 0.022	UA1 = 4.31E-9	
+UB1 = -7.61E-18	UC1 = -5.6E-11	AT = 3.3E4	
+WL = 0	WLN = 1	WW = 0	
+WWN = 1	WWL = 0	LL = 0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

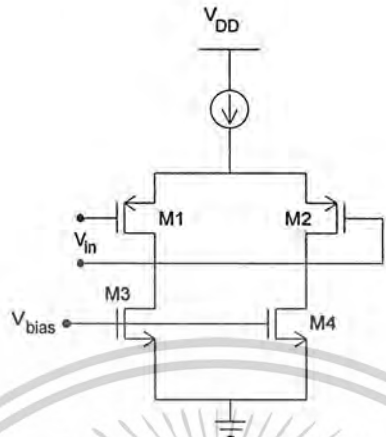
+LLN = 1	LW = 0	LWN = 1
+LWL = 0	CAPMOD = 2	XPART = 0.5
+CGDO = 2.13E-10	CGSO = 2.13E-10	CGBO = 1E-9
+CJ = 3.053661E-4	PB = 0.8	MJ = 0.4444713
+CJSW = 1.688566E-10	PBSW = 0.823478	MJSW = 0.1003165
+CJSWG = 3.9E-11	PBSWG = 0.823478	MJSWG = 0.1003165
+CF = 0)	
*		



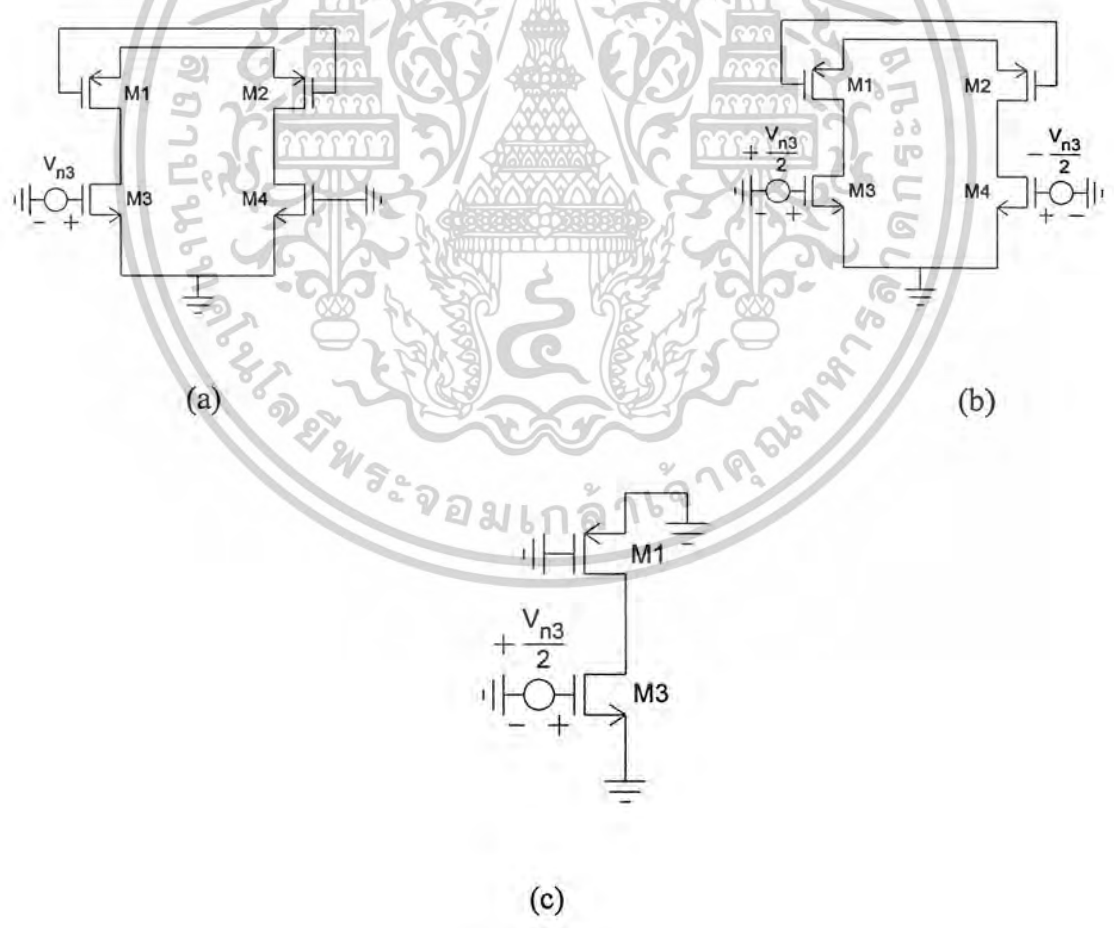
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

1. การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในวงจรขยายผลต่าง



รูปที่ 1 แสดงวงจรถ่ายขยายผลต่าง



รูปที่ 2 แสดงการคำนวณ input-referred noise ในวงจรถ่ายขยายผลต่างที่มีโหลดเป็นแหล่งจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป จะได้ว่า

$$\overline{V_{n,in}^2} = 2\overline{V_{n1}^2} + 2\overline{V_{n3}^2} \quad (1)$$

โดยที่

$$\overline{V_{n1}^2} = \frac{\overline{V_{n1,out}^2}}{A_V^2} \quad (2)$$

จากสมการ

$$\overline{V_{n1,out}^2} = \overline{I_{n,m1}^2} R^2 \quad (3)$$

$$\overline{V_{n1,out}^2} = \left(4kT\gamma_p g_{m1} + \frac{K_p g_{m1}^2}{C_{ox}(WL)_1 f} \right) (r_{o1} // r_{o3})^2 \quad (4)$$

ดังนั้น

$$A_V^2 = g_{m1}^2 (r_{o1} // r_{o3})^2 \quad (5)$$

$$\overline{V_{n1}^2} = \frac{4kT\gamma_p}{g_{m1}} + \frac{K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \quad (6)$$

จากสมการ

$$\overline{V_{n3}^2} = \frac{\overline{V_{n3,out}^2}}{A_V^2} \quad (7)$$

$$\overline{V_{n3,out}^2} = \overline{I_{n,m3}^2} R^2 \quad (8)$$

จะได้ว่า

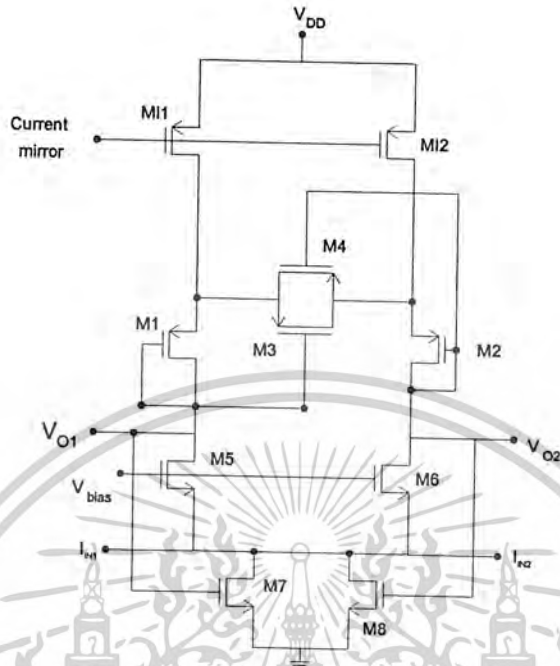
$$\overline{V_{n3,out}^2} = \left(4kT\gamma_n g_{m3} + \frac{K_n g_{m3}^2}{C_{ox}(WL)_3 f} \right) (r_{o1} // r_{o3})^2 \quad (9)$$

$$\overline{V_{n3}^2} = \frac{4kT\gamma_n g_{m3}}{g_{m1}^2} + \frac{K_n}{C_{ox}(WL)_3 f} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)^2 \quad (10)$$

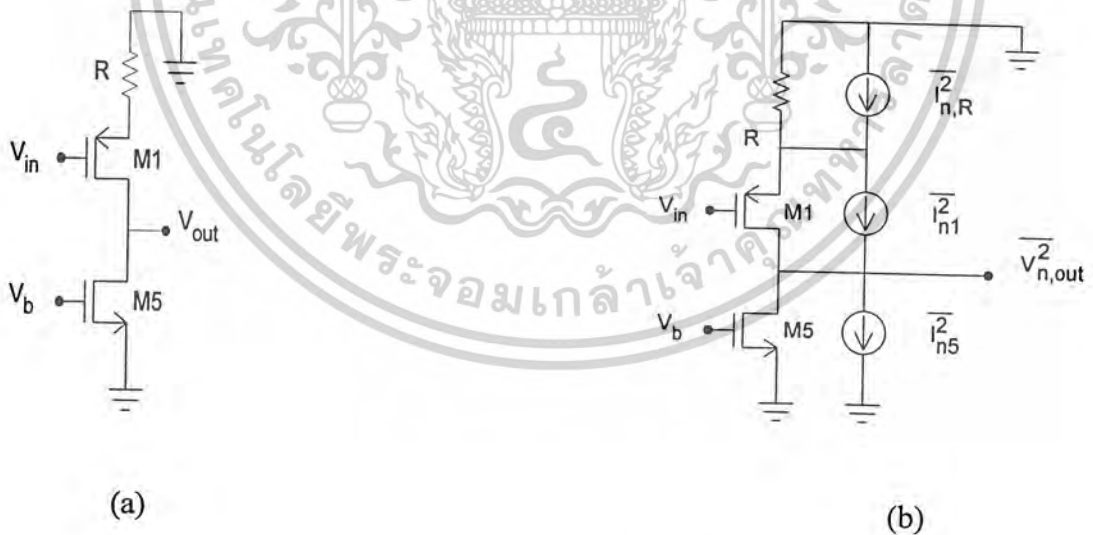
$$\therefore \overline{V_{n,in}^2} = 8kT \left(\frac{\gamma_p}{g_{m1}} + \frac{\gamma_n g_{m3}}{g_{m1}^2} \right) + \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} + \frac{2K_n}{C_{ox}(WL)_3 f} \frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2} \quad (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในวงจรขยายความต้านทาน



รูปที่ 3 แสดงวงจรขยายความต้านทาน



(a)

(b)

รูปที่ 4 แสดงการคำนวณ input-referred noise ในวงจรขยายความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป จะได้ว่า
$$\overline{V_{n,in}^2} = 2\overline{V_{n1}^2} + 2\overline{V_{n5}^2} + 2\overline{V_R^2} \quad (12)$$

โดยที่
$$\overline{V_{n1}^2} = \frac{\overline{V_{n1,out}^2}}{A_V^2} \quad (13)$$

จากสมการ
$$\overline{V_{n1,out}^2} = \overline{I_{n,m1}^2} R_o^2 \quad (14)$$

$$\overline{V_{n1,out}^2} = \left(4kT\gamma_p g_{m1} + \frac{K_p g_{m1}^2}{C_{ox}(WL)_1 f} \right) R_o^2 \quad (15)$$

$$A_V^2 = g_{m1}^2 R_o^2 \quad (16)$$

ดังนั้น
$$\overline{V_{n1}^2} = \frac{4kT\gamma_p}{g_{m1}} + \frac{K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \quad (17)$$

จากสมการ
$$\overline{V_{n5}^2} = \frac{\overline{V_{n5,out}^2}}{A_V^2} \quad (18)$$

$$\overline{V_{n5,out}^2} = \overline{I_{n,m5}^2} R_o^2 \quad (19)$$

จะได้ว่า
$$\overline{V_{n5,out}^2} = \left(4kT\gamma_n g_{m5} + \frac{K_n g_{m5}^2}{C_{ox}(WL)_5 f} \right) R_o^2 \quad (20)$$

$$\overline{V_{n5}^2} = \frac{4kT\gamma_n g_{m5}}{g_{m1}^2} + \frac{K_n}{C_{ox}(WL)_5 f} \left(\frac{g_{m5}^2}{g_{m1}^2} \right) \quad (21)$$

จากสมการ
$$\overline{V_R^2} = \frac{\overline{V_{R,out}^2}}{A_V^2} = \frac{4kTR}{g_{m1}^2 R_o^2} \quad (22)$$

โดยที่
$$R_o^2 = r_{o1}^2 g_{m1}^2 R^2 \quad (23)$$

$$\therefore \overline{V_{n,in}^2} = 8kT \left(\frac{\gamma_p}{g_{m1}} + \frac{\gamma_n g_{m5}}{g_{m1}^2} \right) + \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} + \frac{2K_n}{C_{ox}(WL)_3 f} \frac{g_{m5}^2}{g_{m1}^2} + \frac{8kT}{r_{o1}^2 g_{m1}^4 R} \quad (24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

k	คือ	Boltzmann constant ($1.38 \times 10^{-23} J / K$)
T	คือ	temperature (K)
K_p, K_n	คือ	process-dependent constant ($V^2 F$)
γ_n, γ_p	คือ	body effect coefficient (\sqrt{V})
C_{ox}	คือ	dielectric capacitors (F / cm^2)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้