

วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน

AN ANALOG FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTER CIRCUIT



เอกชัย ม่วงรอดภัย

EKKACHAI MUANGRODPAI

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....41261  
วัน, เดือน, ปี 10 ส.ค. 2545

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-448-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

# **AN ANALOG FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTER CIRCUIT**



**EKKACHAI MUANGRODPAI**

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

**2001**

**ISBN 974-648-448-6**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

เอกสาร **KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG** ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน
นักศึกษา	นายเอกชัย ม่วงรอดภัย
รหัสประจำตัว	42061019
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. เกียรติศักดิ์ กมวิษุทธะ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปแบบกระแส และออกแบบภายใต้หลักการของวงจรรวมของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งการทำงานประกอบไปด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย และวงจรหาร โดยใช้การเขียนแบบด้วยโปรแกรม PSPICE วงจรมีข้อดีคือสามารถแปลงความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นใดๆ มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้าง มีความเที่ยงตรงสูง และสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

Thesis            An Analog Frequency-to-Voltage Converter  
Student           Mr Ekkachai Muangrodpai  
Student ID        42061019  
Degree            Master of Engineering  
Programme        Electrical Engineering  
Year                2001  
Thesis Advisor   Assistant Professor Kiattisak Kumwachara

### ABSTRACT

This thesis is presented the idea to design the frequency-to-voltage converter circuit that operates with current mode. The method can be implemented in bipolar technology monolithic integrated form. The realization is consist of a voltage-to-current converter, an integrator, a Root-Mean-Square (RMS), and translinear divider circuit. The simulation results were demonstrated by Pspice program. The advantages of this circuit are converted any waveform, wide operational frequency range, high accurately conversion

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและคำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆอย่างท้วมเท ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพมาโดยตลอดระยะเวลาการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ เสรี ชื่นอารมณ และคณะอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำมาตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งน้องๆทุกคนที่เป็นกำลังใจ พร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆแก่ผู้เขียนตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณเพื่อนๆ รวมทั้งทีมงานของห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ทุกท่านที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์เครื่องมือและสถานที่ในการทำวิจัย

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	1
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของทรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์.....	4
2.3 หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์.....	5
2.3.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์.....	5
2.3.2 ตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์.....	8
2.3.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์.....	9
2.4 บทสรุป.....	11
บทที่ 3 กลุ่มวงจรย่อย.....	11
3.1 บทนำ.....	11
3.2 วงจรสายพานกระแส.....	11
3.2.1 หลักการวงจรสายพานกระแส.....	13
3.2.1.1 การวิเคราะห์ช่วงแรงดันปฏิบัติการ.....	14
3.2.1.2 การวิเคราะห์ช่วงกระแสปฏิบัติการ.....	15

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.1.3 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ.....	16
3.2.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	18
3.2.3 วงจรหาค่าอนุพันธ์.....	18
3.2.4 วงจรหาค่าอินทิเกรต.....	19
3.2.4.1 ผลตอบสนองความถี่.....	19
3.3 วงจรหาค่าเฉลี่ย.....	20
3.3.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ.....	21
3.4 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย(RMS).....	23
3.4.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ.....	24
3.4.2 การเลือกค่า $C_{AV}$ .....	24
3.5 วงจรหารกระแส.....	26
3.6 บทสรุป.....	27
<b>บทที่ 4 หลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน.....</b>	<b>28</b>
4.1 บทนำ.....	28
4.2 หลักการออกแบบ.....	28
4.3 การสร้างวงจร F / V จากกลุ่มวงจรร้อย.....	30
4.3.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	30
4.3.2 วงจรหาค่าอินทิเกรต.....	34
4.3.2.1 การเลือกค่า $C_{INTE}$ .....	37
4.3.3 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย(RMS).....	42
4.3.4 วงจรหารกระแส.....	46
4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร F / V.....	47
4.5 การเปรียบเทียบ.....	52
4.6 บทสรุป.....	53
<b>บทที่ 5 บทส่งท้ายและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย.....</b>	<b>54</b>

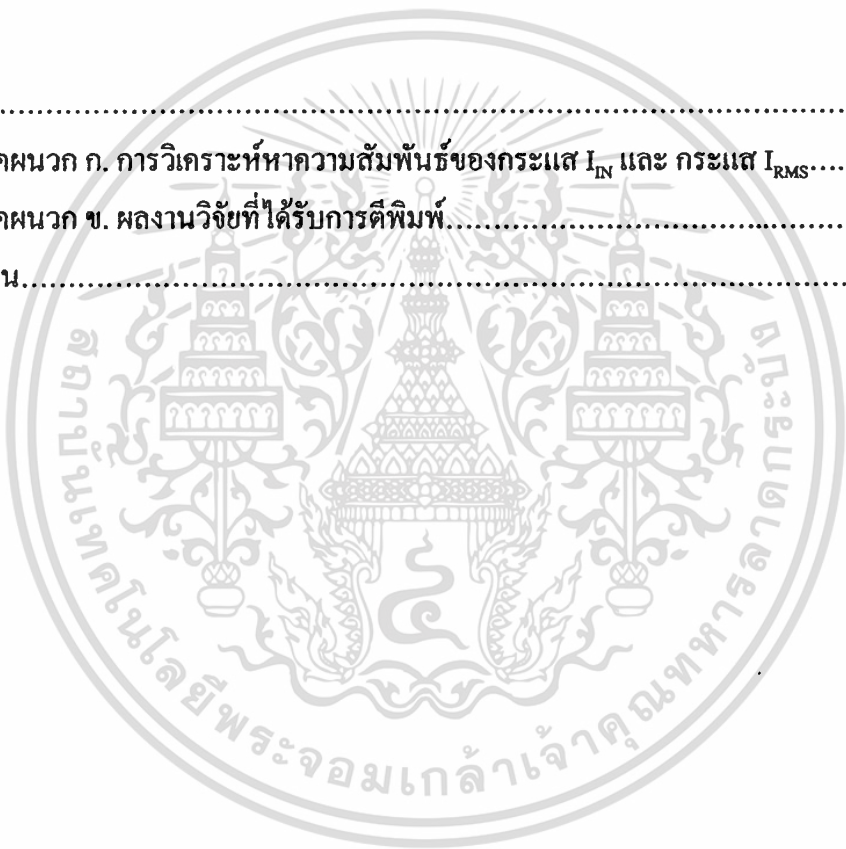
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

V

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.1 บทส่งท้าย.....	54
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย.....	54
เอกสารอ้างอิง.....	56
ภาคผนวก.....	58
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของกระแส $I_{IN}$ และ กระแส $I_{RMS}$ .....	59
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	55
ประวัติผู้เขียน.....	77



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์.....	5
2.2(a) กระแสรอยต่ออิมิตเตอร์และคอลเล็กเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองทรานซิสเตอร์ของ Ebers-Moll	5
2.2(b) แบบจำลองคอมมอนเบสของทรานซิสเตอร์ชนิด npn.....	5
2.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของคอมมอนอิมิตเตอร์ชนิด npn.....	8
2.4(a) แบบจำลองวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของคอมมอนอิมิตเตอร์.....	9
2.4(b) แบบจำลองวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของคอมมอนเบส.....	10
3.1 วงจรสายพานกระแสยุคสอง.....	12
3.2 วงจรสายพานกระแสแบบบวก.....	13
3.3 วงจรสมมูลย์ในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่.....	17
3.4 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	18
3.5 วงจรหาค่าอนุพันธ์.....	18
3.6 วงจรหาค่าอินทิเกรต.....	19
3.7 วงจรหาค่าเฉลี่ย.....	20
3.8 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย(RMS).....	23
3.9 วงจรหารกระแส.....	26
4.1 หลักการเบื้องต้น.....	28
4.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	31
4.3 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์.....	32
4.4 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	32
4.5 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	33
4.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	33
4.7 วงจรหาค่าอินทิเกรต.....	34
4.8 วงจรหาค่าอินทิเกรตทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์.....	35
4.9 วงจรหาค่าอินทิเกรตทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	35
4.10 วงจรหาค่าอินทิเกรตทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	36
4.11 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่าอินทิเกรต.....	36
4.12 ผลตอบสนองความถี่ย่านต่ำเมื่อเลือก $C_{INTE} = 20 \mu F$ .....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ผลตอบสนองความถี่ย่านต่ำเมื่อเลือก $C_{INTE} = 2 \text{ uF}$ .....	38
4.14 ผลตอบสนองความถี่ย่านต่ำเมื่อเลือก $C_{INTE} = 0.2 \text{ uF}$ .....	38
4.15 ผลตอบสนองความถี่ย่านกลางเมื่อเลือก $C_{INTE} = 200 \text{ nF}$ .....	39
4.16 ผลตอบสนองความถี่ย่านกลางเมื่อเลือก $C_{INTE} = 20 \text{ nF}$ .....	40
4.17 ผลตอบสนองความถี่ย่านกลางเมื่อเลือก $C_{INTE} = 2 \text{ nF}$ .....	40
4.18 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือก $C_{INTE} = 2 \text{ nF}$ .....	41
4.19 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือก $C_{INTE} = 0.2 \text{ nF}$ .....	41
4.20 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือก $C_{INTE} = 0.02 \text{ nF}$ .....	42
4.21 วงจรหาค่า RMS.....	42
4.22 วงจรหาค่า RMS ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์.....	43
4.23 วงจรหาค่า RMS ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	44
4.24 วงจรหาค่า RMS ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	44
4.25 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่า RMS.....	45
4.26 ค่ารีปเปิ้ลแฟกเตอร์ต่อความถี่เมื่อใช้ $C_{AV} = 600 \text{ nF}$ .....	45
4.27 วงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนต์.....	46
4.28 วงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนต์.....	47
4.29 วงจรสมบรูณ์ของ $F / V$ .....	48
4.30 แสดงการแปลงความถี่ย่านต่ำเมื่อ $k_f = (2 \cdot 10^{-2})(CF_2/CF_1) \text{ V / Hz}$ .....	49
4.31 แสดงการแปลงความถี่ย่านกลางเมื่อ $k_f = (2 \cdot 10^{-4})(CF_2/CF_1) \text{ V / Hz}$ .....	50
4.32 แสดงการแปลงความถี่ย่านสูงเมื่อ $k_f = (2 \cdot 10^{-6})(CF_2/CF_1) \text{ V / Hz}$ .....	51
4.33 แสดงค่าความผิดพลาดของวงจร และรีปเปิ้ลเปรียบเทียบกับความถี่.....	52

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันคือวงจรที่แปลงความถี่อินพุตให้เป็นค่าแรงดันที่เป็นสัดส่วนต่อกัน มีการนำไปใช้ประโยชน์มากมายเช่น ในระบบควบคุมกำลัง ที่ต้องการควบคุมให้มีค่าความถี่ต่ำมาก ทางด้านเครื่องมือวัดใช้ในมิเตอร์วัดความถี่ ใช้ในหน่วยควบคุมใน VCO (voltage controlled oscillator) ใช้ในเทค โคมิเตอร์ (tachometer) เพื่อวัดความเร็วรอบมอเตอร์หรือในวงจรสวิตช์ซึ่งเป็นต้น คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่ดีคือ มีค่ารีปเปิลน้อย ตอบสนองรวดเร็ว และมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้าง จากการศึกษาวงจรที่มีอยู่ในปัจจุบันพบว่าเป็นการออกแบบร่วมกับออปแอมป์ซึ่งมีการทำงานในรูปแบบแรงดันทำให้มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่ไม่กว้างนักและวงจรมีขนาดใหญ่ ไม่เหมาะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นหากเราสามารถออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันให้มีการทำงานในรูปแบบกระแสโดยอาศัยเทคโนโลยีวงจรรวมของไบโพลาร์ ก็จะได้วงจรที่มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้างขึ้น สามารถนำไปผลิตเป็นวงจรรวมได้ มีผลตอบสนองที่ดี และสามารถแปลงความถี่ได้หลากหลายรูปคลื่นได้

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิจัยและออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน ซึ่งจะใช้หลักการของวงจรรวมไบโพลาร์ โดยมีการทำงานในรูปแบบของกระแสเพื่อให้ได้วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่สามารถปฏิบัติงานได้ที่ความถี่สูง โดยยังมีความเป็นเชิงเส้นสูง และใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำ นอกจากนี้ยังสามารถที่จะแปลงความถี่หลากหลายรูปคลื่นเป็นค่าแรงดันได้

### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในงานวิจัยชิ้นนี้ในเบื้องต้นจะใช้วงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแสเพื่อให้ทุกส่วนของวงจรมีการทำงานในรูปแบบกระแสโดยจะทำการส่งผ่านกระแสสัญญาณที่ได้ออกมา 2 ชุด จากนั้นกระแสสัญญาณชุดที่ 1 จะใช้การหาค่าอนุพันธ์หรือการหาค่าอินทิเกรต เพื่อนำค่าความถี่ที่แฝงอยู่ในรูปคลื่นใดๆให้ปรากฏออกมา ขั้นตอนต่อไปจึงใช้คุณสมบัติของการหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(RMS) เพื่อเปลี่ยนกระแสสัญญาณทั้ง 2 ชุดให้เป็นค่าคงที่ซึ่งแปรผันเป็นสัดส่วนกับความถี่และชนิดของสัญญาณอินพุตใดๆ ท้ายที่สุดจึงนำค่าคงที่ทั้งสองมาหารกันเพื่อตัดผลของแอมพลิจูดไม่ให้มีผลต่อแรงดันที่เข้าคัพูด

#### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทและภาคผนวก โดยแต่ละบทจะมีเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 จะกล่าวถึงโครงสร้าง สัญลักษณ์ ทฤษฎีการทำงานเบื้องต้น การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ วงจรสมมูล และแบบจำลองการทำงาน ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงกลุ่มวงจรย่อยต่างๆที่จะใช้ในการสร้างวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรย่อยที่ประกอบด้วย วงจรสายพานกระแส วงจรหาค่าอนุพันธ์ วงจรหาค่าอินทิเกรต วงจรหาค่าเฉลี่ย วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย (RMS) และวงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนซ์

บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน แสดงผลการเลียนแบบการทำงานและสมรรถนะของกลุ่มวงจรย่อยที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 ซึ่งจะใช้ในการสร้างวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันตามหลักการที่ได้นำเสนอ โดยได้ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นซายน์ สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม อีกทั้งยังได้แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรต่างๆไว้ด้วย โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบการทำงานของวงจร

บทที่ 5 จะเป็นการกล่าวสรุปผลการวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และเสนอแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ภาคผนวก ก. เป็นการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเข้าคัพูดกับกระแสอินพุตของวงจรหาค่า RMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.

ประวัติผู้เขียน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

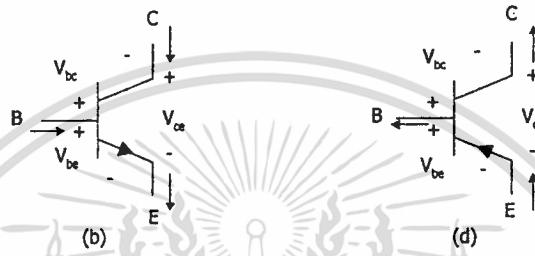
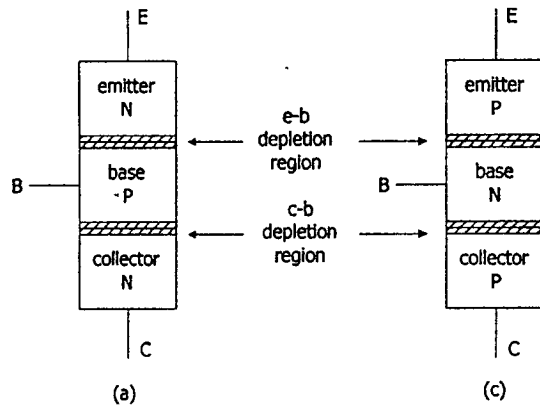
# ทฤษฎีการทำงานของทรานซิสเตอร์

### 2.1 บทนำ

ทรานซิสเตอร์หรือ BJT(Bipolar Junction Transistor) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีอิเล็กตรอนและโฮลเป็นตัวทำให้เกิดกระบวนการนำกระแส เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีความสำคัญมากที่สุดชนิดหนึ่ง ได้ถูกคิดค้นพัฒนาโดยทีมวิจัยของห้องทดลองเบลในปี 1947[1] จากการค้นพบทรานซิสเตอร์ทำให้วงการอิเล็กทรอนิกส์พัฒนาไปเป็นอย่างมาก ในปัจจุบันเราสามารถผลิตไอซีที่บรรจุวงจรที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนมากได้ ซึ่งในการวิเคราะห์การออกแบบวงจรและการเขียนแบบการทำงานของวงจรรวมประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะต้องเข้าใจถึงวงจรสมมูลย์ และแบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ เพื่อเป็นแนวทางที่จะนำผลจากสมการของอุปกรณ์นั้นๆ ไปใช้คำนวณกับวงจรรวมที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากสมรรถนะของวงจรมัน จะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมและความถูกต้องของแบบจำลองที่ใช้แทนตัวอุปกรณ์นั้น ซึ่งจะมีความสำคัญมากสำหรับนักออกแบบวงจรที่จะต้องเข้าใจซึ่คจำกัดการทำงานและข้อการใช้งานแบบจำลองการทำงานของอุปกรณ์ ซึ่งนำไปสู่ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้นและใช้เป็นข้ออ้างอิงกับผลที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรจากการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

### 2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่เกิดจากการทำรอยต่อของสารกึ่งตัวนำชนิด P และชนิด N สองรอยต่อดังรูปที่ 2.1 โดยทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ NPN ซึ่งมีโครงสร้างและสัญลักษณ์ตามรูปที่ 2.1(a) และ (b) ส่วนรูปที่ 2.1 (c) และ (d) คือชนิด PNP

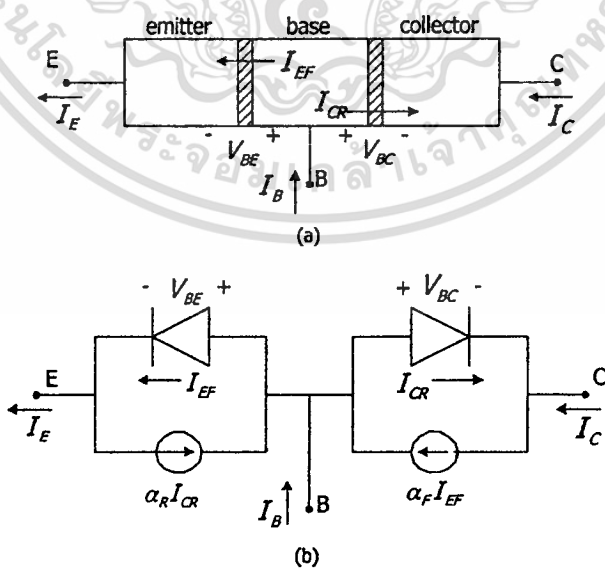


รูปที่ 2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์

2.3 หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์

2.3.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์

ในการวิเคราะห์จะแบ่งเป็นการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) และสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่จะใช้โมเดลของ Ebers-Moll ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 (a) กระแสรอยต่ออิมิตเตอร์ และ คอลเลกเตอร์ ที่ใช้ในแบบจำลองทรานซิสเตอร์ของ Ebers-Moll (b) แบบจำลองคอมมอนเบสของทรานซิสเตอร์ชนิด npn

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากเอกสารอ้างอิง[2] จะได้สมการกระแสดังนี้

$$I_C = I_S \left( e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \quad (2.1)$$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) - I_S \left( e^{qV_{BC}/kT} - 1 \right) \quad (2.2)$$

เมื่อ

$q$  = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ  $1.602 \cdot 10^{-19}$  C

$V_{BE}$  = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขา B กับขา E (V)

$V_{BC}$  = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขา B กับขา C (V)

$I_S$  = ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A) มีค่าประมาณในช่วง  $10^{-17} - 10^{-15}$  A

$k$  = ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

$T$  = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)

$\alpha_F$  = อัตราส่วน  $I_C/I_E$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดแอคทีฟมีค่าประมาณ 0.98 – 0.995

$\alpha_R$  = อัตราส่วน  $I_E/I_C$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดรีเวอร์สมีค่าประมาณ 0.5 – 0.9

สมการทั้งสองจะใช้อธิบายพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีการทำงานใน 4 ย่านดังนี้

(i) ย่านฟอร์เวิร์ดแอคทีฟ (forward-active mode) ช่วงนี้จะให้ฟอร์เวิร์ดไบอัสแก่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ และรีเวอร์สไบอัสแก่รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) เมื่อพิจารณาแรงดันรีเวอร์สไบอัส  $V_{BC}$  ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่า  $kT/q$  แล้ว ดังนั้นเทอม  $\exp(qV_{BC}/kT)$  จะมีค่าน้อยกว่า  $-1$  มากสามารถตัดทิ้งไปได้ จึงได้เป็นสมการ

$$I_C = I_S \left( e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \quad (2.3)$$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right) - I_S \quad (2.4)$$

แล้วโดยทั่วไปในย่านแอคทีฟค่า  $V_{BE}$  จะมีค่าสูงกว่า  $kT/q$  ดังนั้นเทอม  $\exp(qV_{BE}/kT) \gg 1$  จึงสามารถตัด  $-1$  ออกไปได้ และค่า  $I_S$  มีค่าน้อยมากก็สามารถตัดออกไปได้ ดังนั้นจากสมการ (2.3) และ (2.4) จึงเหลือเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_C \approx I_S (e^{qV_{BE}/kT}) \quad (2.5)$$

$$I_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} (e^{qV_{BE}/kT}) \quad (2.6)$$

สมการที่ (2.5) และ (2.6) เป็นสมการที่ใช้โดยทั่วไป

(ii) ข่านรีเวอร์สแอคทีฟ (reverse-active mode) คือป้อนรีเวอร์สไบอัสให้รอยต่อ เบส-อิมิตเตอร์ และ ฟอรวอร์สไบอัสให้รอยต่อ เบส-คอลเลกเตอร์ เมื่อพิจารณา  $|V_{BE}| \ll -kT/q$ ,  $|V_{BC}| \gg kT/q$  และตัดค่าของ  $I_S$  ออกไป จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้

$$I_C \approx -\frac{I_S}{\alpha_R} (e^{qV_{BC}/kT}) \quad (2.7)$$

$$I_E \approx -I_S (e^{qV_{BC}/kT}) \quad (2.8)$$

(iii) ข่านอิมิตัว (saturation mode) คือป้อนฟอรวอร์สไบอัสให้ทั้งสองรอยต่อ เมื่อพิจารณา  $|V_{BE}| \gg kT/q$  และ  $|V_{BC}| \gg kT/q$  ไม่กิดผลของ  $I_S$  จะได้

$$I_C \approx I_S (e^{qV_{BE}/kT}) - \frac{I_S}{\alpha_R} (e^{qV_{BC}/kT}) \quad (2.9)$$

$$I_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} (e^{qV_{BE}/kT}) - I_S (e^{qV_{BC}/kT}) \quad (2.10)$$

(iv) ข่านคัตออฟ (cutoff mode) คือป้อนรีเวอร์สไบอัสให้ทั้งสองรอยต่อ เมื่อพิจารณา  $|V_{BE}| \ll -kT/q$  และ  $|V_{BC}| \ll -kT/q$  จะได้

$$I_C \approx -I_S (1 - 1/\alpha_R) \quad (2.11)$$

$$I_E \approx -I_S (1/\alpha_F - 1) \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

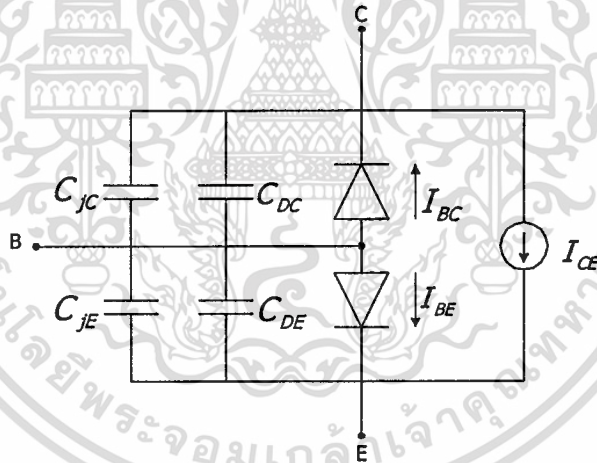
จากสมการที่ (2.5) ความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  การทำงานของแบบจำลองจะ  
ให้ค่ากระแส  $I_C$  คงที่เทียบกับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทาง  
ปฏิบัติ เมื่อค่ากระแส  $I_C$  เพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้น  
เนื่องมาจากผลของ Base-Width Modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการที่(2.13)

$$I_C = I_S e^{qV_{BE}/KT} \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (2.13)$$

เมื่อ  $V_A$  คือค่าแรงดันเกินจุด (Early Voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130  
โวลต์

### 2.3.1 ตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่ามีความค่าตัวเก็บประจุเกิดขึ้นภายในทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถหาค่าได้  
ดังนี้



รูปที่ 2.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของคอมมอนอีมิเตอร์ชนิด npn

$$C_{jE}(V_{BE}) = \frac{C_{jE}(0)}{(1 - V_{BE} / \Phi_E)^{m_E}} \quad (2.14)$$

$$C_{jC}(V_{BC}) = \frac{C_{jC}(0)}{(1 - V_{BC} / \Phi_C)^{m_C}} \quad (2.15)$$

เมื่อ

$C_{jE}$  และ  $C_{jC}$  คือค่าความเก็บประจุที่เกิดจากเขตปลอดพาหะระหว่างรอยต่อ เบส-อีมีตเตอร์ และรอยต่อ เบส-คอลเลกเตอร์ ตามลำดับ

$C_{jE}(0)$  และ  $C_{jC}(0)$  คือค่าความเก็บประจุที่รอยต่อขณะยังไม่มีกรไบอัส

$\Phi_E$  และ  $\Phi_C$  คือความต่างศักย์ที่รอยต่อ (junction barrier potentials) เบส-อีมีตเตอร์ และ เบส-คอลเลกเตอร์ ตามลำดับ

$m_E$  และ  $m_C$  คือค่า gradient factor ของรอยต่อ เบส-อีมีตเตอร์ และ เบส-คอลเลกเตอร์ ตามลำดับ

นอกจากนี้ยังมีค่าความเก็บประจุที่เกิดจากการแพร่ของประจุผ่านรอยต่อคือ  $C_{DE}$  และ  $C_{DC}$  ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$C_{DE}(V_{BE}) = \tau_F \frac{qI_S}{KT} e^{qV_{BE}/KT} \quad (2.16)$$

$$C_{DC}(V_{BC}) = \tau_R \frac{qI_S}{KT} e^{qV_{BC}/KT} \quad (2.17)$$

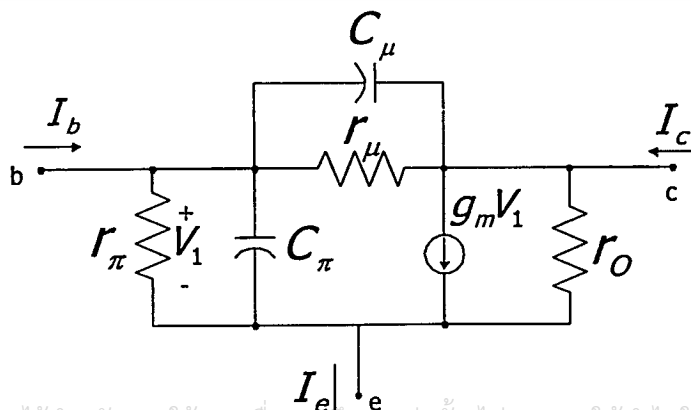
เมื่อ

$\tau_F$  คือเวลาการส่งผ่านประจุขณะฟอร์เวอส์จากอีมีตเตอร์ไปคอลเลกเตอร์

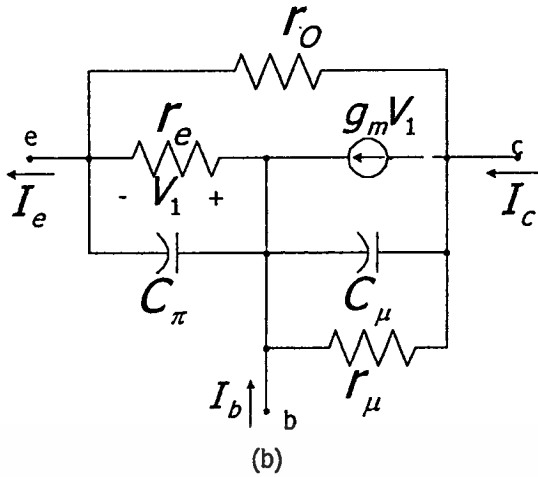
$\tau_R$  คือเวลาการส่งผ่านประจุขณะฟอร์เวอส์จากคอลเลกเตอร์ไปอีมีตเตอร์

### 2.3.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์

เป็นวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์ที่ตอบสนองต่อสัญญาณเอซีช่วยให้สามารถวิเคราะห์และคำนวณวงจรทรานซิสเตอร์ได้สะดวก ซึ่งประกอบไปด้วยตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ (a) องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 (a) แบบจำลองวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของคอมมอนอีมีตเตอร์ (b) แบบจำลองวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของคอมมอนเบส

ค่าต่างๆสามารถหาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{be}} = \frac{qI_C}{KT} = \frac{I_C}{V_T} \tag{2.18}$$

$g_m$  คือค่าคอนดักแตนซ์ถ่ายโอน(transconductance)

$$g_\pi = \frac{dI_b}{dV_{be}} = \frac{d(I_C / \beta)}{dV_{be}} = \frac{dI_C}{\beta dV_{be}} = \frac{g_m}{\beta} \tag{2.19}$$

$$r_\pi = \frac{1}{g_\pi} = \frac{\beta}{g_m} \tag{2.20}$$

$r_\pi$  คือค่าความต้านทานขาเบสต่อสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal base resistance)

$$\frac{1}{r_o} = g_o = \frac{dI_C}{dV_{ce}} = \frac{I_C}{V_A} \tag{2.21}$$

$r_o$  คือความต้านทานเอาต์พุตต่อสัญญาณขนาดเล็ก(small-signal output resistance)

$V_A$  คือค่าแรงดันเกินจุด(Early Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{r_\mu} = g_\mu = \frac{dI_b}{dV_{ce}} = \frac{d(I_c / \beta)}{dV_{ce}} = \frac{dI_c}{\beta dV_{be}} = \frac{1}{\beta r_o} \quad (2.22)$$

โดยทั่วไปแล้ว  $r_\mu$  จะมีค่าสูงมากดังนั้นในแบบจำลองทรานซิสเตอร์จึงสามารถตัดออกไปได้

$$C_\pi = g_m \tau_F + C_{jE}(V_{BE}) \quad (2.23)$$

$$C_\mu = C_{jC}(V_{BC}) \quad (2.24)$$

โดยปกติ  $C_\pi$  จะมีค่ามากกว่า  $C_\mu$  มาก [2]

## 2.4 บทสรุป

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สำคัญมากชนิดหนึ่ง แม้จะมีการค้นพบมานานแต่ก็ยังเป็นที่ยอมรับใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งในการออกแบบวงจรรวมหรือวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ จากที่นำเสนอมาในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้าง สัญลักษณ์ การทำงานพื้นฐานของวงจรมูลย และแบบจำลองการทำงานที่ใช้ในการคำนวณวงจรทรานซิสเตอร์ที่สำคัญ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังกล่าวมาเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรและวิเคราะห์ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการเขียนแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปต่อไป

# บทที่ 3

## กลุ่มวงจรย่อย

### 3.1 บทนำ

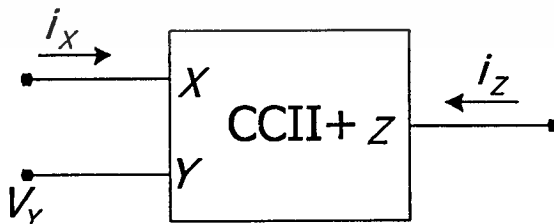
ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงวงจรร้อยต่างๆที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแส และการนำวงจรสายพานกระแสไปประยุกต์เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรหาค่าอนุพันธ์ และวงจรหาค่าอินทิเกรต จากนั้นจะกล่าวถึงวงจรหาค่าเฉลี่ย วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย และวงจรรหาร ซึ่งวงจรเหล่านี้จะเป็นส่วนประกอบในวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่จะนำเสนอในบทต่อไป

### 3.2 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสยุคสอง(CCII) คือเน็ตเวอร์คที่มี 3 พอร์ต โดยมีนิยามไว้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

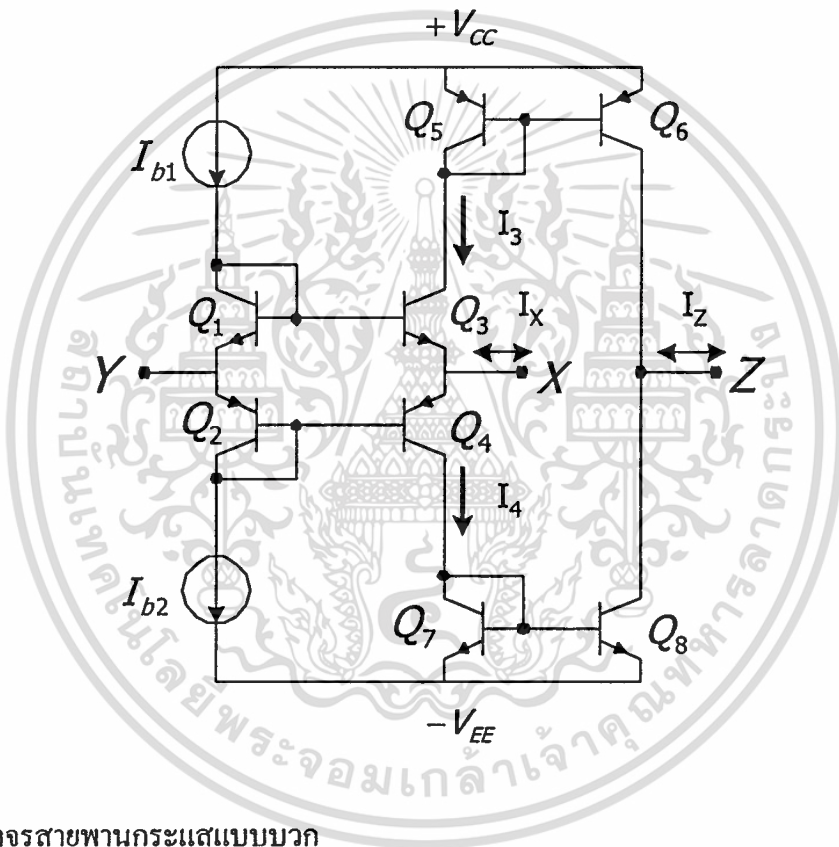
เครื่องหมายบวกและลบหมายถึงวงจรสายพานกระแสแบบบวกและแบบลบ ในรูปที่ 3.1 เป็นบล็อกของวงจรสายพานกระแสที่ใช้กันทั่วไป



รูปที่ 3.1 วงจรสายพานกระแสยุคสอง

### 3.2.1 หลักการวงจรสายพานกระแส

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วงจรสายพานกระแสยุคสองที่สร้างขึ้นจากหลักของวงจรคลาส AB มานำเสนอโดยแสดงในรูปที่ 3.2 เนื่องจากทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ต่อเป็นวงจรคลาส AB โดยมีแหล่งจ่ายกระแส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  ไบอัสให้เกิดเป็น  $V_{BE1}$  และ  $V_{BE2}$  ซึ่งเป็นแรงดันไบอัสให้แก่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ดังนั้นเมื่อมีแรงดันป้อนเข้ามาที่พอร์ต Y จะส่งผลให้เกิดเป็นแรงดันที่มีค่าเท่ากันเกิดขึ้นที่พอร์ต X และหากเราต่อความต้านทานหรืออุปกรณ์พาสซีฟต่างๆก็จะเกิด



รูปที่ 3.2 วงจรสายพานกระแสแบบบวก

กระแส  $I_x$  ขึ้นที่พอร์ต X ซึ่งจะถูกระบายออกผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_5, Q_6, Q_7$  และ  $Q_8$  ซึ่งต่อเป็นวงจรระบายกระแสให้เกิดเป็นกระแสที่พอร์ต Z ซึ่งมีค่าและทิศทางเดียวกับกระแส  $I_x$  ซึ่งนี่คือคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสแบบบวก

โดยที่อินพุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y หรือ  $R_y$  [6] จะมีค่าประมาณ

$$R_y = 323 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$C_Y = 0.54 pF \quad (3.3)$$

$C_Y$  คือค่าความเก็บประจุแฝงที่อินพุตพอร์ต Y

และเข้าที่พุดติมิพีแคนซ์ที่พอร์ต X [7] จะมีค่าประมาณ

$$R_X = \frac{V_T}{2 I_b} \quad (3.4)$$

ซึ่งจะเห็นว่าอินพุตติมิพีแคนซ์ของวงจรถูกพอร์ต Y มีค่าสูงมากเหมาะสำหรับสัญญาณแรงดันอินพุต และเข้าที่พุดติมิพีแคนซ์ที่พอร์ต X ก็มีค่าค่อนข้างต่ำเหมาะสมสำหรับสัญญาณอินพุตกระแส

### 3.2.1.1 การวิเคราะห์ช่วงแรงดันปฏิบัติกร

พิจารณาวงจรรูปที่ 3.2 เมื่อป้อนแรงดันอินพุต  $V_{IN}$  เข้าที่พอร์ต Y โดยพิจารณาเมื่อ  $V_{IN}$  มีค่าเป็นบวก จะเห็นว่าขีดความสามารถของวงจรถูกรับแรงดันได้มากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_b$  และแหล่งจ่ายไฟ  $V_{CC}$  นั่นคือ

$$V_{CC} - V_{IN} = V_{min} + V_{CE1} \quad (3.5)$$

เมื่อกำหนดให้  $V_{min}$  เป็นค่าแรงดันที่น้อยที่สุดที่เกิดขึ้นที่แหล่งจ่ายกระแสที่  $I_b$  ที่ยังทำให้  $I_b$  ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ได้ และ  $V_{CE1}$  คือแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ และอีมิเตอร์ของ  $Q_1$  โดย  $V_{CE} = V_{BE1}$  สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (2.5) มีค่าเป็น

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (3.6)$$

แทนค่าสมการ(3.6) ในสมการ(3.5) และ  $I_{C1} = I_b$  ดังนั้นจะได้

$$V_{IN} = V_{CC} - V_{min} - V_T \ln \frac{I_b}{I_S} \quad (3.7)$$

ทำนองเดียวกันถ้า  $V_{IN}$  มีค่าเป็นลบ ดังนั้นช่วงแรงดันปฏิบัติกรงานจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการขอความรู้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{IN} - V_{EE} = V_{\min} + V_{CE2} \quad (3.8)$$

พิจารณาเช่นเดียวกับสมการ (3.5) ดังนั้นได้

$$V_{IN} = V_{EE} + V_{\min} + V_T \ln \frac{I_b}{I_S} \quad (3.9)$$

เพราะฉะนั้นจึงสามารถสรุปช่วงของแรงดันปฏิบัติงานทั้งหมดได้เป็น

$$V_{EE} + V_{\min} + V_T \ln \frac{I_b}{I_S} \leq V_{IN} \leq V_{CC} - V_{\min} - V_T \ln \frac{I_b}{I_S} \quad (3.10)$$

### 3.2.1.2 การวิเคราะห์ช่วงกระแสปฏิบัติการ

จากวงจรรูปที่ 3.2 ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  และแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{b1}, I_{b2}$  ต่อเป็นวงจรขยายคลาส AB โดยผลัดกันทำงานทีละส่วน เช่นเมื่อกระแส  $I_{IN}$  ที่พอร์ต X มีทิศไหลออกจากวงจร ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_3$  และแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{b1}$  จะทำงานทำให้เกิดกระแส  $I_3$  ถูกสะท้อนผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์  $Q_5, Q_6$  ไปเป็นกระแสเข้าที่พุด  $I_2$

และเมื่อกระแส  $I_{IN}$  มีทิศไหลเข้าที่พอร์ต X ทรานซิสเตอร์  $Q_2, Q_4$  และแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{b2}$  จะทำงาน เกิดเป็นกระแส  $I_4$  ถูกสะท้อนผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์  $Q_7, Q_8$  ออกไปเป็นกระแส  $I_2$

ในการพิจารณาหาช่วงกระแสปฏิบัติการสามารถพิจารณาจากค่ากระแส  $I_3$  หรือ  $I_4$  ก็ได้ โดยค่ากระแส  $I_3$  และ  $I_4$  มีค่าเป็น [7]

$$I_3 = \frac{(I_{IN}^2 + 4I_b^2)^{1/2} - I_{IN}}{2} \quad (3.11)$$

$$I_4 = \frac{(I_{IN}^2 + 4I_b^2)^{1/2} + I_{IN}}{2} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.11) สามารถเขียนได้เป็น

$$I_3 = I_b \left( 1 + \frac{I_{IN}^2}{4I_b^2} \right)^{1/2} - \frac{I_{IN}}{2} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก power series เมื่อ  $(1+x)^{1/2} = 1 + x/2 - x^2/8 + \dots$  เมื่อ  $-1 \leq x \leq 1$  ดังนั้นจึงได้

$$I_3 = I_b \left( 1 + \frac{I_{IN}^2}{8I_b^2} \right) - \frac{I_{IN}}{2} \quad (3.14)$$

ในการประมาณค่ากระแส  $I_3$  จาก power series ค่าของตัวแปร  $x$  ควรจะอยู่ในช่วง  $-1 \leq x \leq 1$  นั่นคือ

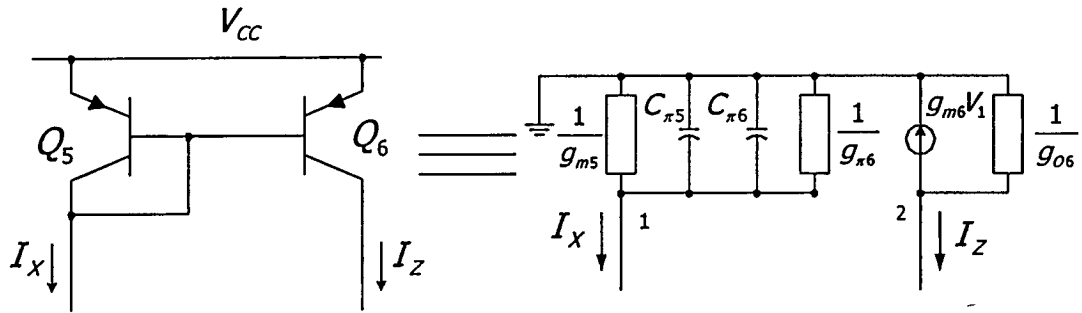
$$\left| \frac{I_{IN}^2}{4I_b^2} \right| \leq 1 \quad (3.15)$$

เพราะฉะนั้นช่วงของกระแส  $I_{IN}$  ควรจะมีค่าเป็น

$$-2I_b \leq I_{IN} \leq 2I_b \quad (3.16)$$

### 3.2.1.3 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ

จากวงจรในรูป 3.2 ซึ่งสร้างขึ้นจากหลักการวงจรขยายคลาส AB และวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกลบและลบ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่พอร์ต Y จะทำให้เกิดเป็นแรงดันที่มีค่าเท่ากับที่พอร์ต X โดยที่ผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายคลาส AB ในส่วนที่ประกอบไปด้วย  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  และแหล่งจ่ายกระแส  $I_{b1}, I_{b2}$  เมื่อใช้งานเป็นวงจรตามแรงดัน (voltage follower) จะสามารถทำงานได้ถึงความถี่สูงสุดที่ 1.1 GHz [6] และหากต่อความต้านทานที่พอร์ต X ก็จะทำให้เกิดเป็นกระแส  $I_x$  และถูกส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกลบออกไปเป็นกระแส  $I_z$  โดยวงจรสะท้อนกระแสจะเป็นส่วนที่จำกัดความถี่ปฏิบัติงานของทั้งวงจร ซึ่งเราสามารถหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสได้โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวใดๆ ในที่นี้เราจะเลือกวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสแบบลบเนื่องจากใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ซึ่งมีผลตอบสนองความถี่ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลย์ในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่

ที่โนด 1

$$(g_{m5} + g_{\pi6} + s(C_{\pi5} + C_{\pi6}))V_1 = -I_X$$

เมื่อ  $g_{\pi6} \ll g_{m5}$  จะได้

$$(g_{m5} + s(C_{\pi5} + C_{\pi6}))V_1 = -I_X \quad (3.17)$$

ที่โนด 2

$$I_Z = -g_{m6}V_1 \quad (3.18)$$

เมื่อ  $1/g_{O6}$  มีค่าสูงมากสามารถพิจารณาว่าไม่มีกระแสไหลผ่านได้

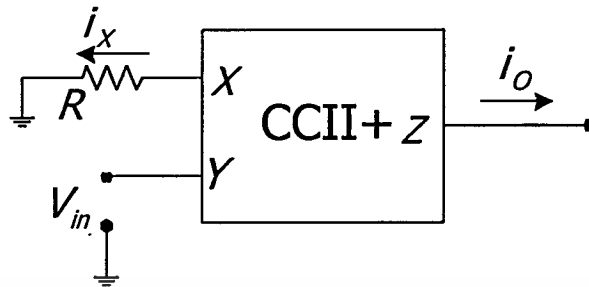
แทน (3.18) ใน (3.17) ได้

$$\frac{I_Z}{I_X} = \frac{g_{m6} / g_{m5}}{1 + \frac{(C_{\pi5} + C_{\pi6})}{g_{m5}} s} \quad (3.19)$$

จากสมการ (3.19) จะได้ความถี่เป็น

$$f = \frac{g_{m5}}{2\pi(C_{\pi5} + C_{\pi6})} \quad (3.20)$$

### 3.2.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส



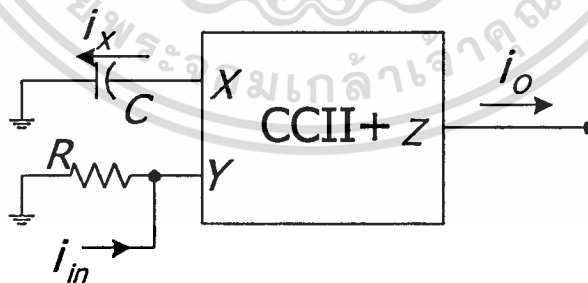
รูปที่ 3.4 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

เราสามารถใช่วงจรสายพานกระแสสร้างเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสได้ดังรูปที่ 3.4 เมื่อป้อนแรงดัน  $V_{in}$  เข้าที่พอร์ต Y ก็จะส่งผลให้เกิดเป็นแรงดัน  $V_x$  ที่พอร์ต X ซึ่งที่พอร์ต X ถูกต่อไว้ด้วยความต้านทานซึ่งเปลี่ยนแรงดัน  $V_x$  ให้เป็นกระแส  $i_x$  และทำให้เกิดกระแส  $i_o$  ที่เข้าที่พอร์ต Z ที่มีทิศเดียวกันกับกระแส  $i_x$

### 3.2.3 วงจรหาค่าอนุพันธ์

จากรูปที่ 3.5 เป็นวงจรหาค่าอนุพันธ์ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแส พิจารณาที่พอร์ต Y โดยแรงดัน  $V_y$  มีค่าเท่ากับ

$$V_y = i_{in} R \quad (3.21)$$



รูปที่ 3.5 วงจรหาค่าอนุพันธ์

จากคุณสมบัติวงจรสายพานกระแส  $V_x = V_y$  ดังนั้น

$$i_x = \frac{V_x}{1/sC} = \frac{V_y}{1/sC} = i_{in} sCR \quad (3.22)$$

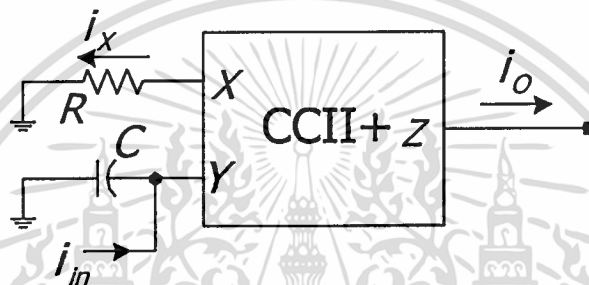
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อ  $i_o = i_z = i_x$  จึงได้

$$i_o = i_{in} sCR = CR \frac{di_{in}}{dt} \quad (3.23)$$

### 3.2.4. วงจรหาค่าอินทิเกรต

เราสามารถใช่วงจรสายพานกระแสมาสร้างเป็นวงจรหาค่าอินทิเกรตได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรหาค่าอินทิเกรต

จากรูปแรงดัน  $V_Y$  ที่พอร์ต์ Y มีค่าเป็น

$$V_Y = i_{in} / sC \quad (3.24)$$

จากคุณสมบัติของสายพานกระแส  $V_X = V_Y$  ดังนั้น

$$i_x = \frac{V_X}{R} = \frac{V_Y}{R} = \frac{i_{in}}{sCR} \quad (3.25)$$

และ  $i_o = i_z = i_x$  ดังนั้น

$$i_o = \frac{i_{in}}{sCR} = \frac{1}{CR} \int i_{in} dt \quad (3.26)$$

#### 3.2.4.1 ผลตอบสนองความถี่

จากเอกสารอ้างอิง[6] เราสามารถหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรตที่สร้างขึ้นจากวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 ได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f \leq \frac{1}{2\pi R_Y C} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $R_Y$  คืออินพุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y

### 3.3 วงจรหาค่าเฉลี่ย

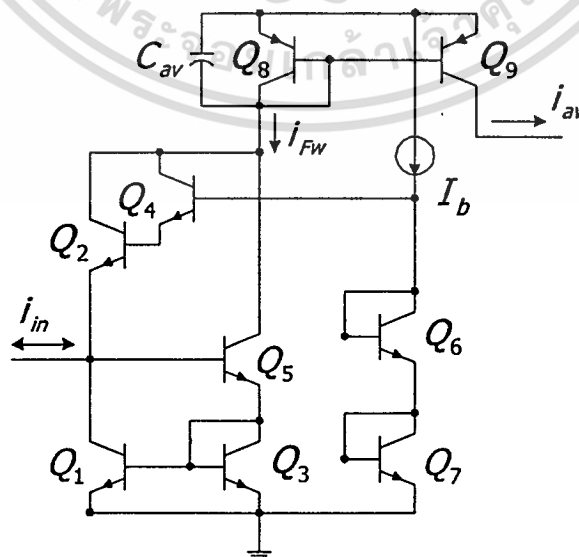
คือวงจรที่หาค่าเฉลี่ย (mean absolute value, MAV) ของสัญญาณเอซซีที่ผ่านการเรียงกระแสมาแล้ว ซึ่งมีนิยามดังนี้

$$MAV = \frac{1}{T} \int_{-0}^T |e(t)| dt \quad (3.28)$$

โดย  $e(t)$  คือสัญญาณเอซซี และ  $T$  คือคาบเวลา

ค่าเฉลี่ยที่ได้จะมีค่าต่างกันไปตามแต่ละชนิดของสัญญาณเอซซีที่ป้อนเข้ามาซึ่งได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.1[8-9]

จากรูปที่ 3.7 เป็นวงจรหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณกระแสเอซซีซึ่งทรานซิสเตอร์  $Q_6, Q_7$  และกระแสไบอัส  $I_b$  สร้างแรงดันไบอัส  $2V_{BE}$  ให้แก่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ซึ่งต่อเป็นคู่อาร์ลิงตันกับทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_3$  และ  $Q_5$  ประกอบขึ้นเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน การทำงานของวงจรทั้งหมดนี้เริ่มจากเมื่อกระแส  $i_{in}$  มีค่าเป็นบวก (มีทิศทางไหลเข้าสู่วงจร) คู่อาร์ลิงตันคือ  $Q_2$  และ  $Q_4$  จะหยุดทำงาน กระแสจะถูกส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสวิลสันไปปรากฏเป็น  $i_{FW}$  มีค่าเป็น



รูปที่ 3.7 วงจรหาค่าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{FW} = i_{in} \left[ 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \approx i_{in} \left( 1 - \frac{2}{\beta^2} \right) \quad (3.29)$$

และมีอินพุตอิมพีแดนซ์เป็น

$$R_i \approx 2 / g_m \quad (3.30)$$

เมื่อกระแส  $i_{in}$  มีค่าเป็นลบ (ทิศไหลออกจากวงจร) จะทำให้เกิดกระแส  $i_{FW}$  ไหลผ่านคู่คาร์ลิงตัน  $Q_2$  และ  $Q_4$  ในขณะที่วงจรสะท้อนกระแสวิลสันหยุดทำงานมีค่าเป็น

$$i_{FW} = i_{in} \left[ 1 - \frac{1}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \approx i_{in} \left( 1 - \frac{1}{\beta^2} \right) \quad (3.31)$$

และมีอินพุตอิมพีแดนซ์เป็น

$$R_i \approx 1 / g_m \quad (3.32)$$

ดังนั้นจึงได้เป็นกระแส

$$i_{FW} = |i_{in}| \quad (3.33)$$

กระแส  $i_{FW}$  ที่ได้จะผ่าน  $Q_8$ ,  $Q_9$  และ  $C_{AV}$  ซึ่งต่อเป็นวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์เกิดเป็นกระแสเฉลี่ย  $i_{in}$  โดยการเลือกค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดแรงดันริบเบิลของสัญญาณให้เหมาะสมกับความถี่สามารถเลือกได้ดังนี้

$$C_{AV} \gg \frac{g_{m8}}{4\pi f} = \frac{I_{FW}}{4\pi f V_T} \quad (3.34)$$

### 3.3.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ

ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการสามารถหาได้จากคุณสมบัติทางความถี่ของอัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถที่จะเขียนได้ดังนี้ [10]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta(s) = \frac{\beta_0}{1 + Ts} \quad (3.35)$$

และ

$$T = \frac{\beta_0}{\omega_T} \quad (3.36)$$

โดยที่  $\beta_0$  คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ที่สัญญาณไฟตรง และ  $\omega_T$  คือความถี่ที่ทำให้ค่าอัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์เท่ากับหนึ่ง

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.7 สามารถหาได้จากการแทนค่า  $\beta$  ด้วย  $\beta(s)$  ในสมการที่ (3.29) และ (3.31) ได้ดังนี้

$$\frac{i_{FW}(s)}{i_{in}(s)} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta_0^2 + 2\beta_0 + 2} \right] \left[ \frac{1 + \frac{2T}{\beta_0 + 2}s}{1 + \frac{(2\beta_0 + 4)Ts}{\beta_0^2 + 2\beta_0 + 2} + \frac{2T^2s^2}{\beta_0^2 + 2\beta_0 + 2}} \right] \quad (3.37)$$

เมื่อ  $\beta_0 \gg 2$  จะได้ว่า

$$\frac{i_{FW}(s)}{i_{in}(s)} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta_0^2 + 2\beta_0} \right] \left[ \frac{1 + \frac{2}{\omega_T}s}{1 + \frac{2s}{\omega_T} + \frac{2s^2}{\omega_T^2}} \right] \quad (3.38)$$

ดังนั้น ได้ขีดจำกัดทางความถี่ของวงจรวิลสันและคาร์ลิ่งตันเป็น

$$f_1 = \frac{\omega_T}{2\pi\sqrt{2}} = \frac{f_T}{\sqrt{2}} \quad (3.39)$$

เมื่อ  $f_T = 218$  MHz ดังนั้นค่า  $f_1$  จึงมีค่าเท่ากับ 154 MHz

ความถี่ที่สองหรือ  $f_2$  เกิดจากขีดจำกัดของการทำงานด้านความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด PNP  $Q_8$  และ  $Q_9$  มีค่าดังนี้

$$f_2 = \frac{g_{m8}}{4\pi(C_{\pi 8} + C_{\pi 9} + C_{AV})} \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดค่า  $g_m = 3.8 \cdot 10^{-3} A/V$ ,  $C_{x8} = C_{x9} = 7.4 pF$  และไม่คิดผลของ  $C_{AV}$  ดังนั้นจะได้ความถี่ที่สองมีค่าเป็น  $f_2 = 20 \text{ MHz}$

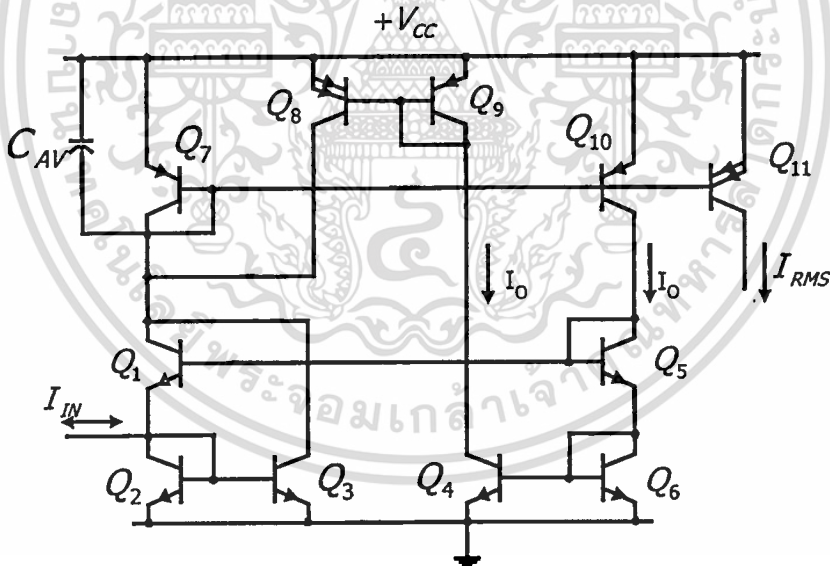
เมื่อเปรียบเทียบระหว่าง  $f_1$  และ  $f_2$  จะเห็นว่าขีดจำกัดทางความถี่สูงสุดอยู่ที่  $f_2$

### 3.4 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย(RMS)

คือวงจรที่หาค่า RMS ของสัญญาณเอซีโดยมีนิยามดังนี้

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-0}^T e^2(t) dt} \quad (3.41)$$

ค่า RMS ที่ได้จะแตกต่างกันไปตามแต่ละชนิดของสัญญาณ โดยจะมีค่า crest factor(CF) ซึ่งเป็นค่าคุณลักษณะเฉพาะของสัญญาณรูปคลื่นต่างๆที่ผ่านวงจร RMS ดังแสดงในตารางที่ 3.1 เป็นตัวกำหนด ยกตัวอย่างเช่นเมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์เข้าสู่วงจร RMS มีค่าแอมพลิจูด ( $V_m$ ) เป็น 100  $\mu A$  เราก็จะได้ค่ากระแส RMS เท่ากับ  $V_m / CF = 100 \mu A / 1.414 = 70.7 \mu A$



รูปที่ 3.8 วงจรหาค่า RMS

จากรูปที่ 3.8 เป็นวงจรหาค่า RMS ซึ่งสามารถให้ค่าได้ดังสมการที่ (3.41) โดย  $Q_1$ ,  $Q_2$  และ  $Q_3$  ประกอบกันเป็นวงจรกระแสค้ำสอง โดย  $Q_3$  และ  $Q_6$  และกระแส  $I_0$  เป็นส่วนที่สร้างแรงดันไบอัสให้ที่ขาเบสของ  $Q_1$  ส่วน  $Q_7$ ,  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และ  $C_{AV}$  ประกอบกันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านการพิสูจน์ที่มาจากสมการสามารถดูได้จากภาคผนวก ก. [11-14] เมื่อเราป้อนอินพุต  $I_{IN}$  ซึ่งเป็นสัญญาณกระแสเสถียรเข้าไปจะหาค่าเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณกระแสตรงคือ  $I_{RMS}$  เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้ในทางวิชาการเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{IN} dt} = \frac{I_{IN}}{CF} \quad (3.42)$$

โดยช่วงกระแสปฏิบัติการณ์ของวงจรจะเป็น

$$-2I_0 \leq I_{IN} \leq 2I_0 \quad (3.43)$$

### 3.4.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการณ์

เราสามารถหาค่าผลตอบสนองความถี่ของวงจร RMS ในรูปที่ 3.8 ได้โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบไปด้วย  $Q_7$ ,  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และ  $C_{AV}$  ซึ่งต่อเป็นวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ เหตุที่พิจารณาวงจรชุดนี้เนื่องจากมีค่าความเก็บประจุแฝงอยู่มากที่สุดถึง 5 ตัว คือค่าความเก็บประจุระหว่างขาเบส-อิมิตเตอร์ของ  $Q_7$ ,  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  ซึ่งมีพื้นที่อิมิตเตอร์เป็นสองเท่าจึงเท่ากับมีค่าความเก็บประจุเป็นสองเท่าด้วย และสุดท้ายคือค่า  $C_{AV}$  ดังนั้นจึงได้สมการผลตอบสนองความถี่เป็น

$$f = \frac{g_{m7}}{4\pi(C_{\pi7} + C_{\pi10} + C_{\pi11} + C_{AV})} \quad (3.44)$$

โดยเมื่อต้องการหาค่าผลตอบสนองความถี่สูงสุดสามารถหาได้โดยการตัดค่า  $C_{AV}$  ออกแล้วพิจารณาเฉพาะค่าความเก็บประจุแฝงที่รอยต่อเบส – อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์  $Q_7$ ,  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงไปก็จะได้ผลตอบสนองความถี่สูงสุดเป็น 4 MHz

### 3.4.2 การเลือกค่า $C_{AV}$

ค่ากระแส  $I_{RMS}$  ที่ได้จะมีความถูกต้องและราบเรียบเพียงใดก็ขึ้นอยู่กับการเลือกค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดแรงดันริบเบิลของวงจรซึ่งการเลือกค่า  $C_{AV}$  สามารถเลือกได้โดยพิจารณาสมการที่ (3.44) โดยพิจารณาค่า  $C_{\pi7}$ ,  $C_{\pi10}$ ,  $C_{\pi11}$  มีค่าน้อยกว่า  $C_{AV}$  มากจึงสามารถตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นจึงสามารถหาค่าของ  $C_{AV}$  ได้ดังนี้

$$C_{AV} \gg \frac{g_{m7}}{4\pi f_{min}} \quad (3.45)$$

โดยที่  $f_{\min}$  คือความถี่ค่าต่ำสุดของช่วงความถี่ที่เราต้องการใช้งาน และในการพิจารณาว่าจะเลือก  $C_{AV}$  ให้มีค่ามากกว่าเทอมทางขวามือของสมการที่ (3.45) เท่าใดนั้น สามารถเลือกได้โดยการพิจารณาสมการของริปเปิ้ลแฟคเตอร์(ripple factor)[19-20] ซึ่งมีค่าเป็น

$$r = \frac{E_{r(rms)}}{E_{av}} * 100\% = \frac{1}{4\sqrt{3}f_{\min}CR} * 100\%$$

$$= \frac{g_{m7}}{4\sqrt{3}f_{\min}C_{AV}} * 100\% \quad (3.46)$$

โดยที่  $r$  คือ ริปเปิ้ลแฟคเตอร์(ripple factor)

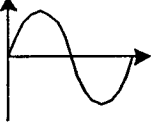
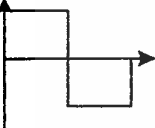
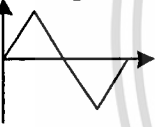
$E_{r(rms)}$  คือ ค่า rms ของริปเปิ้ลที่เข้าคัพ

$E_{av}$  คือ ค่าเฉลี่ยคี่ซีที่เข้าคัพ

จากสมการที่ (3.46) เมื่อเรากำหนดว่าต้องการให้มีริปเปิ้ลแฟคเตอร์เท่ากับ 5% (0.05) เราก็จะสามารถเลือกค่า  $C_{AV}$  เพื่อให้เหมาะสมกับช่วงความถี่ใช้งานได้ ข้อควรระวังคือค่าของ  $C_{AV}$  ที่มากสามารถลดริปเปิ้ลแฟคเตอร์ได้แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองของวงจรช้าลงด้วย

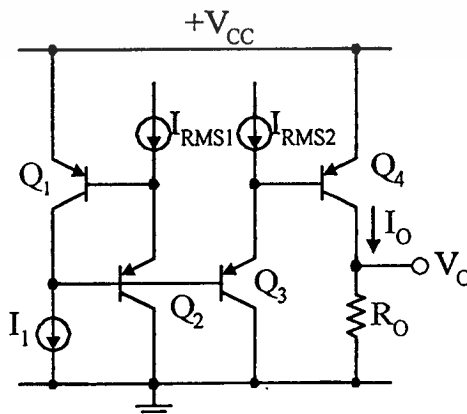
ในตารางที่ 3.1 ในคอลัมน์ Wave form จะเป็นการแสดงสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ ต่อมาในคอลัมน์ของ Peak จะเป็นค่าฟังก์ชันของสัญญาณในคอลัมน์แรก ที่แสดงอยู่ในรูปของแอมพลิจูดคูณกับสัญญาณซายน์ที่ฮาร์โมนิกต่างๆ โดยที่ค่า  $m$  เป็นค่าคงที่ของสัญญาณ ในคอลัมน์ของ RMS (Root Mean Square) จะเป็นการแสดงค่าของสัญญาณที่ผ่านการหาค่า RMS แล้ว ซึ่งจะมีค่าเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณคูณหารด้วยค่า creat factor (CF) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งได้แสดงค่า CF ไว้ในคอลัมน์สุดท้ายของตาราง ส่วนคอลัมน์ MAV (Mean Average Value) เป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ

ตารางที่ 3.1

Wave form	Peak	RMS	MAV	CF
<p>Sinwave wave</p>  <p><math>m = 1</math></p>	$V_m \sum_{n=1}^{\infty} m \sin n\omega t$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi} V_m$	$\sqrt{2}$
<p>Square wave</p>  <p><math>m = \frac{4}{n\pi}</math></p>	$V_m \sum_{n=1}^{\infty} m \sin n\omega t$	$V_m$	$V_m$	1
<p>Triangular wave</p>  <p><math>m = \frac{8}{n^2 \pi^2} \sin \frac{n\pi}{2}</math></p>	$V_m \sum_{n=1}^{\infty} m \sin n\omega t$	$\frac{V_m}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_m}{2}$	$\sqrt{3}$

3.5 วงจรหารกระแส

จากรูปที่ 3.9 เป็นวงจรหารกระแสแบบ 1-ควอดแดนต์ ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้



รูปที่ 3.9 วงจรหารกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4}$$

$$V_T \ln \frac{I_{C1} I_{C2}}{I_{S1} I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C3} I_{C4}}{I_{S3} I_{S4}}$$

กำหนดให้  $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = I_S$ ,  $I_{C1} = I_1$ ,  $I_{C2} = I_{RMS1}$ ,  $I_{C3} = I_{RMS2}$  และ  $I_{C4} = I_O$  ดังนั้น

$$V_T \ln \frac{I_1 I_{RMS1}}{I_S^2} = V_T \ln \frac{I_{RMS2} I_O}{I_S^2}$$

$$I_O = I_1 \frac{I_{RMS1}}{I_{RMS2}}$$

(3.47)

จากสมการที่ (3.47) จะพบว่าค่าของ  $I_{RMS1}$  ถูกหารด้วยค่าของ  $I_{RMS2}$  โดยที่มีค่าของ  $I_1$  เป็นกระแสไบอัสให้แก่วงจร

### 3.6 บทสรุป

กลุ่มวงจรย่อยที่ได้นำเสนอในบทนี้เป็นส่วนประกอบที่จะใช้ในหลักการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่จะได้นำเสนอในบทต่อไป โดยได้อธิบายคุณสมบัติ อินพุตอิมพีแดนซ์ ช่วงแรงดันปฏิบัติการ ช่วงกระแสปฏิบัติการ ความถี่ปฏิบัติการสูงสุด และสมการของแต่ละวงจรไว้ เพื่อที่จะได้สามารถวิเคราะห์ถึงสมรรถนะและเข้าใจการทำงานของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่จะนำเสนอในบทต่อไปซึ่งจะใช้กลุ่มวงจรย่อยที่ได้กล่าวผ่านมาในการสร้าง

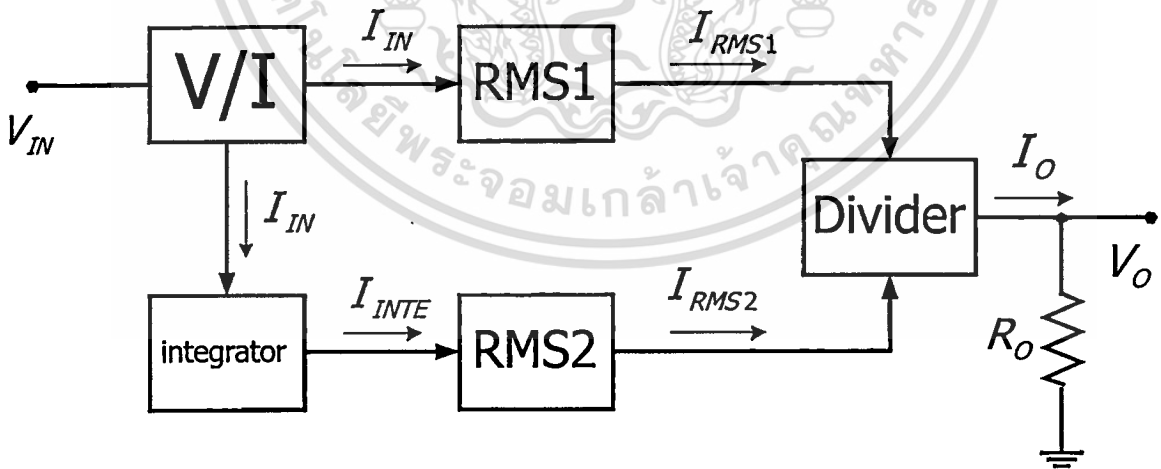
## บทที่ 4

# หลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้เป็น การนำเสนอหลักการในการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันโดยอาศัยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทำให้วงจรมีการปฏิบัติงานในโหมดกระแส และใช้การหาค่าอินทิเกรตเพื่อนำความถี่ของสัญญาณนั้นๆ ให้ปรากฏออกมา ในขั้นสุดท้ายจะนำมารวมกับกระแสอินพุตเพื่อตัดผลของแอมพลิฟิเคชันให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้แปรผันเป็นสัดส่วนกับความถี่อินพุตเท่านั้น นอกจากนี้ยังได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในหลักการที่จะนำเสนอ โดยแสดงการทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ 3 ชนิด ประกอบไปด้วย สัญญาณรูปคลื่นไซน์ สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม เพื่อเป็นการเปรียบเทียบกับการวิเคราะห์การทำงานและสมรรถนะที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 3

### 4.2 หลักการออกแบบ



รูปที่ 4.1 หลักการเบื้องต้น

จากรูปที่ 4.1 เป็นหลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยในขั้นแรกจะใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (voltage-to-current, V/I) ทำการเอ็กสทรินเบ็นเอ็กสทรินทวงเวลาเพื่อใช้ในการเชิงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ได้เห็นว่าไปเซบระเซชันตามการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนสัญญาณความถี่ซึ่งทั่วไปมักจะอยู่ในรูปแรงดัน  $V_{IN}$  ให้เป็นกระแสมีค่าเป็น  $I_{IN}$  จำนวน 2 ชุดดังแสดงในรูป และเมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุตว่าเป็นการประกอบขึ้นของสัญญาณไซน์หลายๆฮาร์โมนิกเข้าด้วยกัน โดยมีค่าเป็น  $V_{IN} = V_m \sum_{n=1}^{\infty} m \sin n\omega t$  ดังนั้น กระแส  $I_{IN}$  จะมีค่าเป็น

$$I_{IN} = \frac{V_m}{R_1} \sum_{n=1}^{\infty} m \sin n\omega t \quad (4.1)$$

เมื่อ  $m$  คือค่าคงที่ของสัญญาณแต่ละชนิดดังแสดงในตารางที่ 3.1

ขั้นต่อมาเราจะนำกระแส  $I_{IN}$  ชุดหนึ่งมาหาค่าอินทิเกรตโดยใช้วงจรรวมอินทิเกรต (Integrator Circuit) เพื่อนำความถี่ที่แฝงอยู่ให้ปรากฏออกมาเป็นแอมพลิจูดมีค่าเป็น  $I_{INTE}$  ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $I_{IN}$  ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$\begin{aligned} I_{INTE} &= \frac{1}{C_{INTE} R_{INTE}} \int I_{IN} dt \\ &= \frac{V_m}{2\pi f C_{INTE} R_{INTE} R_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{m \cos n\omega t}{n} \end{aligned} \quad (4.2)$$

จากนั้นเราจะนำ  $I_{IN}$  และ  $I_{INTE}$  มาหาค่า RMS (Root Mean Square) โดยผ่านวงจร RMS ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 เพื่อเปลี่ยนกระแส  $I_{IN}$  และ  $I_{INTE}$  จากสัญญาณกระแสสลับให้เป็นสัญญาณกระแสตรง ดังนั้นจากสมการที่ (3.40)

$$I_{RMS1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} = \frac{V_m}{R_1 (CF_1)} \quad (4.3)$$

$$I_{RMS2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{INTE}^2 dt} = \frac{V_m}{2\pi f C_{INTE} R_{INTE} R_1 (CF_2)} \quad (4.4)$$

โดยค่า  $CF_1$  และ  $CF_2$  คือค่า creat factor ของสัญญาณ  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ตามลำดับ ซึ่งสามารถดูค่า  $CF$  ได้จากตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงค่าของ creat factor และค่า RMS ของสัญญาณชนิดต่างๆ ในการเลือกค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  เพื่อลดแรงดันรบกวนเปิดสามารถเลือกได้ตามสมการที่ (3.45) และ (3.46) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นสุดท้ายเราจะนำค่า  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  มาหารกันเพื่อตัดผลของแอมพลิจูด ( $V_m$ ) ทำให้กระแสเข้าที่พุด  $I_o$  ไม่มีผลของแอมพลิจูดของสัญญาณและแรงดันขับพลายเข้ามาเกี่ยวข้อง จากวงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนซ์ในรูปที่ 3.10 เมื่อแทนค่า  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ลงในสมการที่ (3.47) จะได้ว่า

$$I_o = I_1 \frac{I_{RMS1}}{I_{RMS2}} = I_1 \frac{V_m / R_1 (CF_1)}{V_m / 2\pi f C_{INTE} R_{INTE} R_1 (CF_2)}$$

$$= 2\pi C_{INTE} R_{INTE} I_1 \left( \frac{CF_2}{CF_1} \right) f \quad (4.5)$$

และแรงดันเข้าที่พุดมีค่าเป็น

$$V_o = I_o R_o = (2\pi C_{INTE} R_{INTE} R_o I_1) \left( \frac{CF_2}{CF_1} \right) f$$

$$= k_f f \quad (4.6)$$

เมื่อ  $k_f$  คือค่าคงที่ของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

### 4.3 การสร้างวงจร F/V จากกลุ่มวงจรย่อย

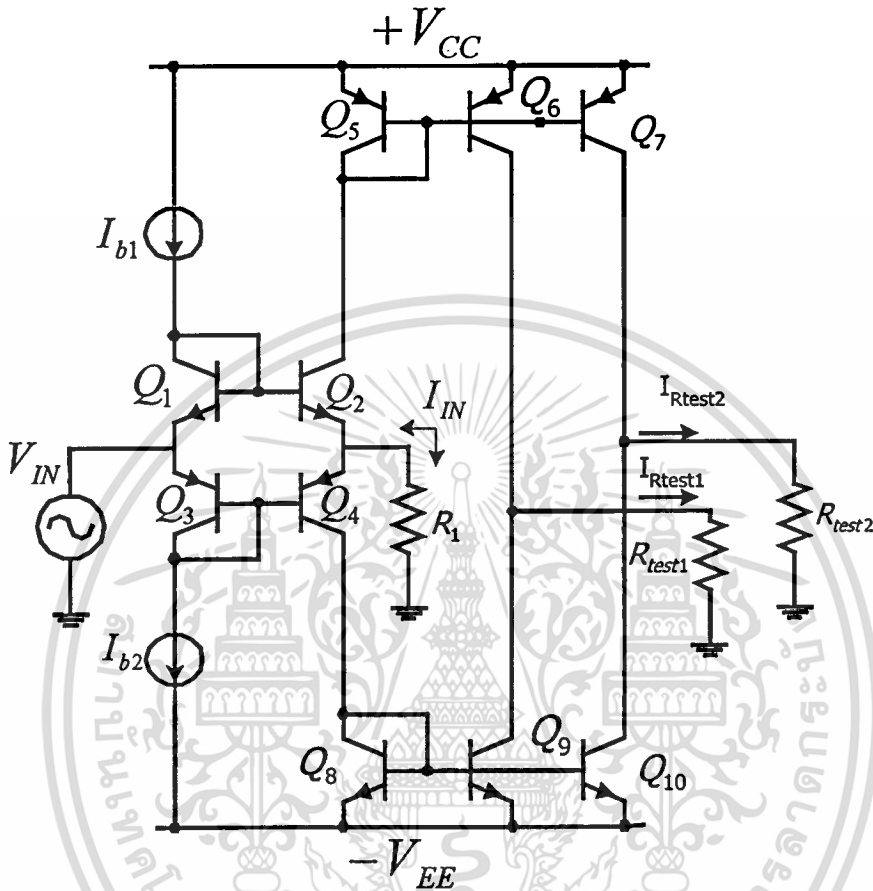
ในหัวข้อนี้เป็นการนำเอากลุ่มวงจรย่อยที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 มาสร้างเป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันตามหลักการในหัวข้อ 4.2 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรย่อยต่างๆ ซึ่งได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 และชนิด PNP เบอร์ 2N3906 ในการเลียนแบบ

#### 4.3.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าเราจะต้องทำการเปลี่ยนแรงดันอินพุต  $V_{IN}$  ให้เป็นกระแส  $I_{IN}$  2 ชุด คำนึงจากวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 เมื่อเราเพิ่มวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เข้าไปอีกดังรูปที่ 4.2 ก็จะได้กระแส  $I_{IN}$  ออกมา 2 ชุดตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 4.2 โดยกำหนดให้  $I_{b1} = I_{b2} = 50$   $\mu\text{A}$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  และป้อนแรงดันอินพุต  $V_{IN} = 1\text{V}_p$  โดยจะทดสอบกับสัญญาณคลื่นไซน์, สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4.3, 4.4 และรูปที่ 4.5

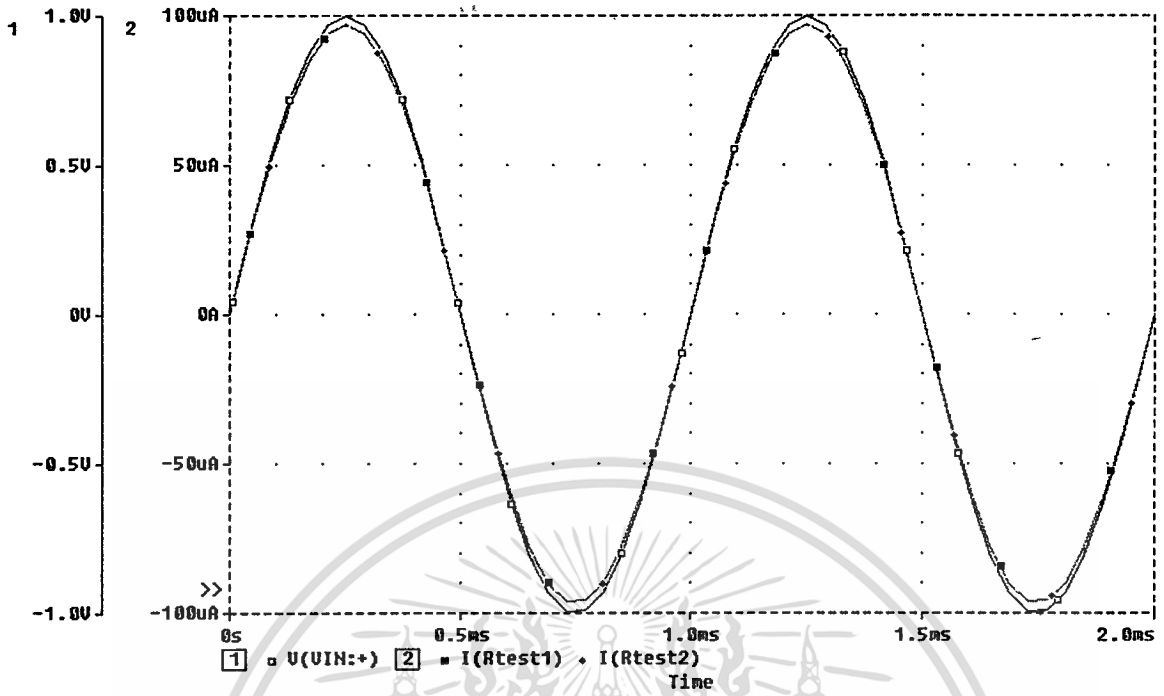


รูปที่ 4.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

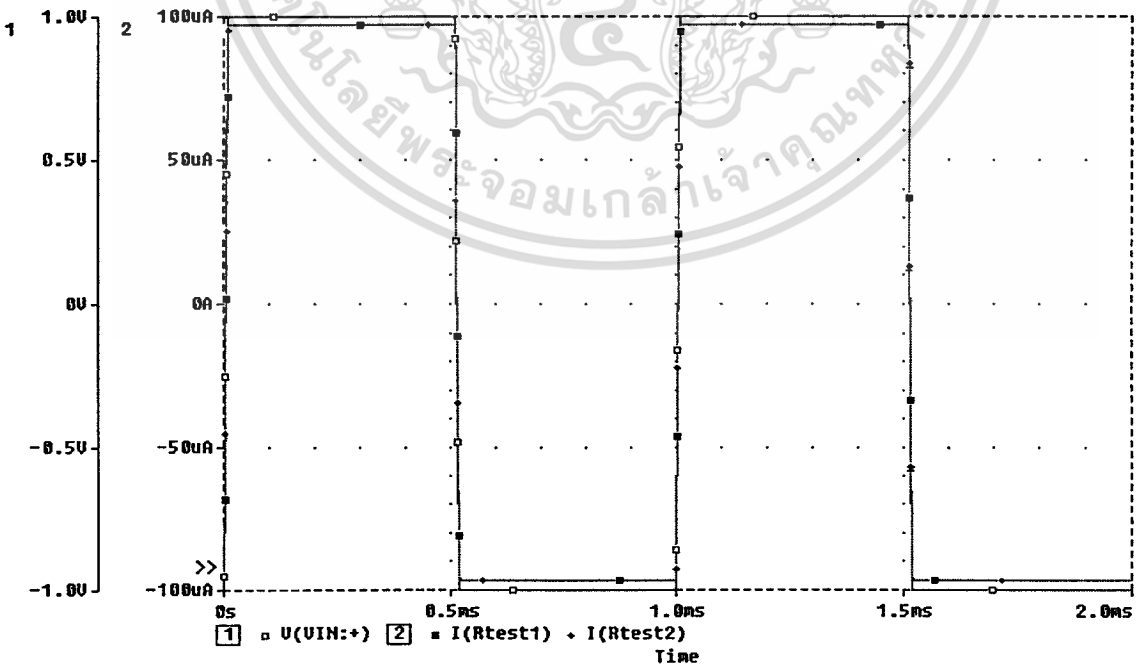
และผลตอบสนองความถี่ของวงจรสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$f = \frac{g_{m5}}{2\pi(C_{\pi5} + C_{\pi6} + C_{\pi7})}$$

โดยในรูปที่ 4.6 ได้แสดงผลการเลียนแบบเพื่อหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรรูปที่ 4.2 ซึ่งมีค่าประมาณ 16 MHz



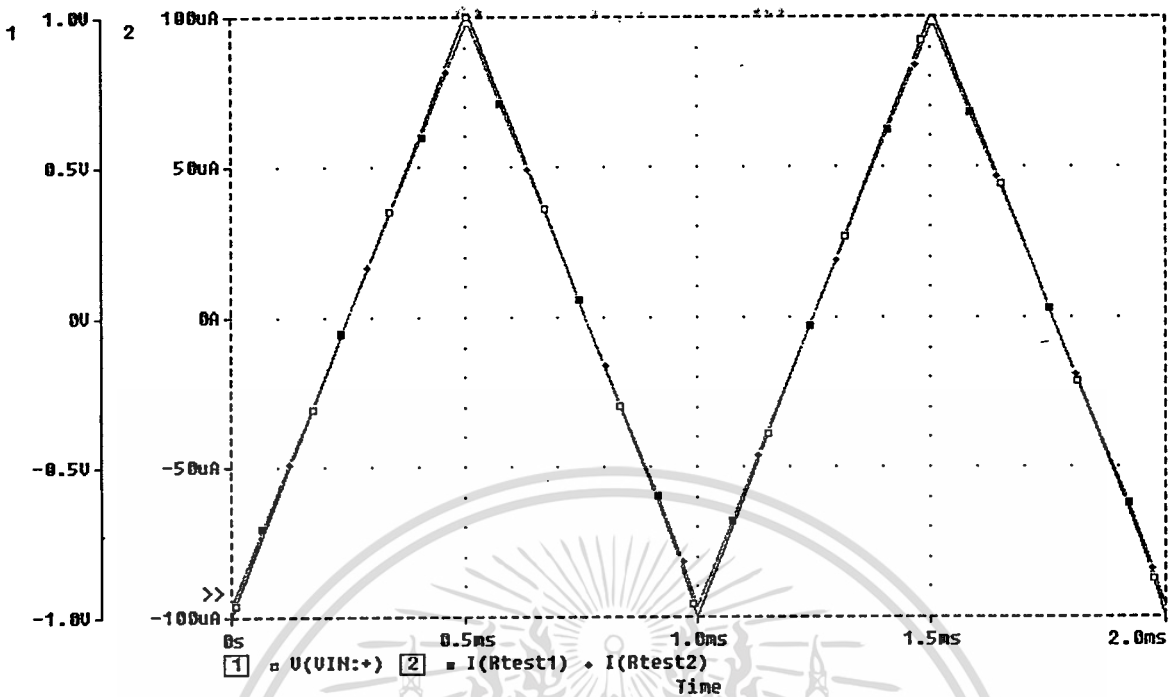
รูปที่ 4.3 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์



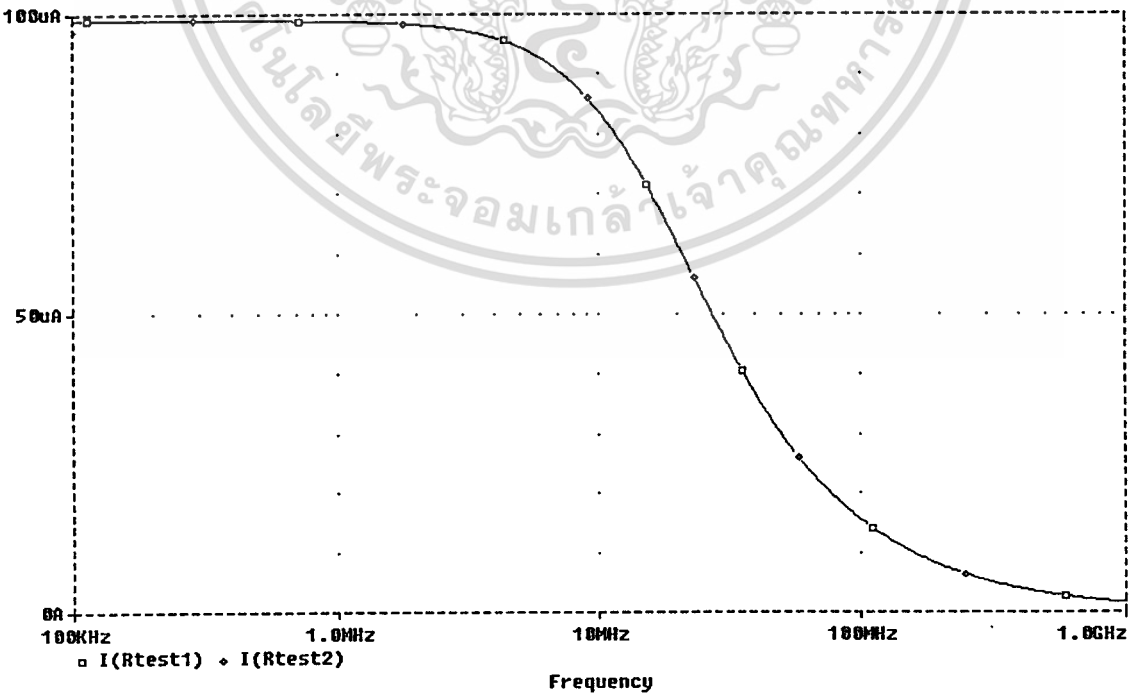
รูปที่ 4.4 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



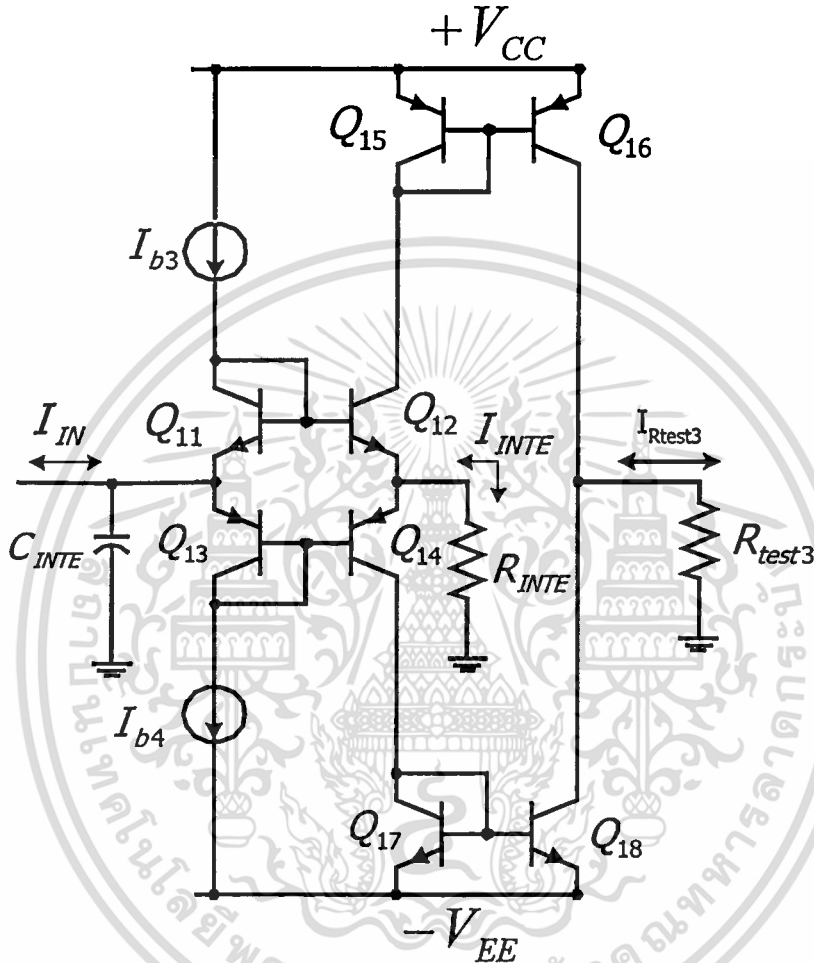
รูปที่ 4.5 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 วงจรหาค่าอินทิเกรต

จากวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 เมื่อนำมาต่อเป็นวงจรหาค่าอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 3.7 ก็จะได้วงจรดังแสดงในรูปที่ 4.7

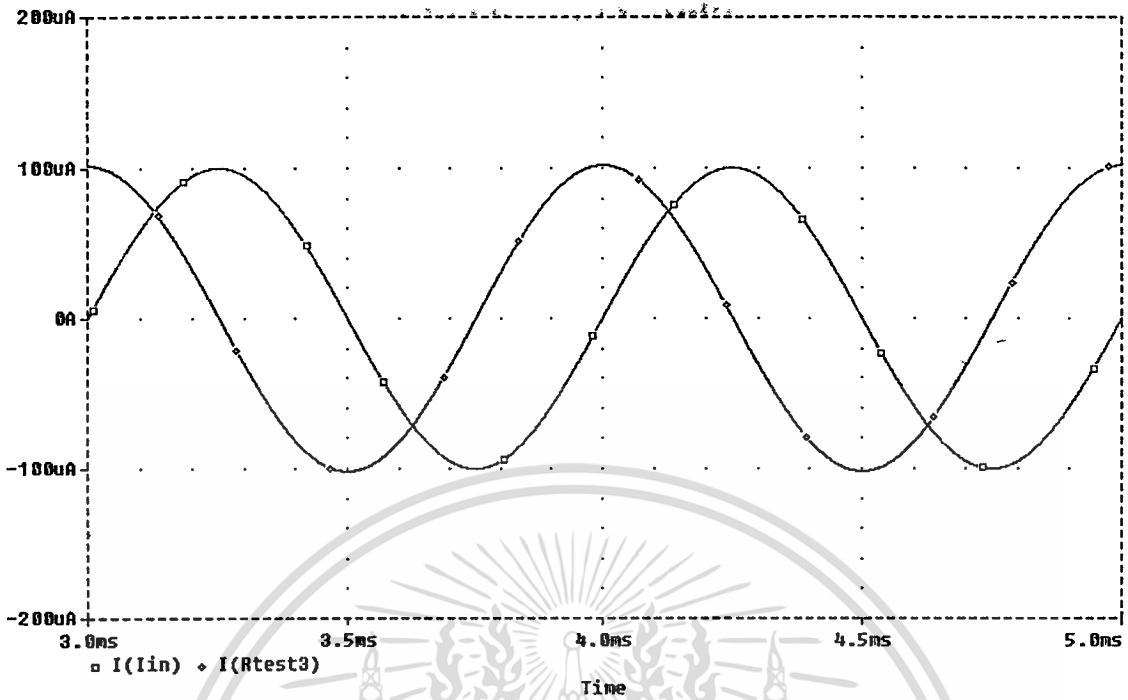


รูปที่ 4.7 วงจรหาค่าอินทิเกรต

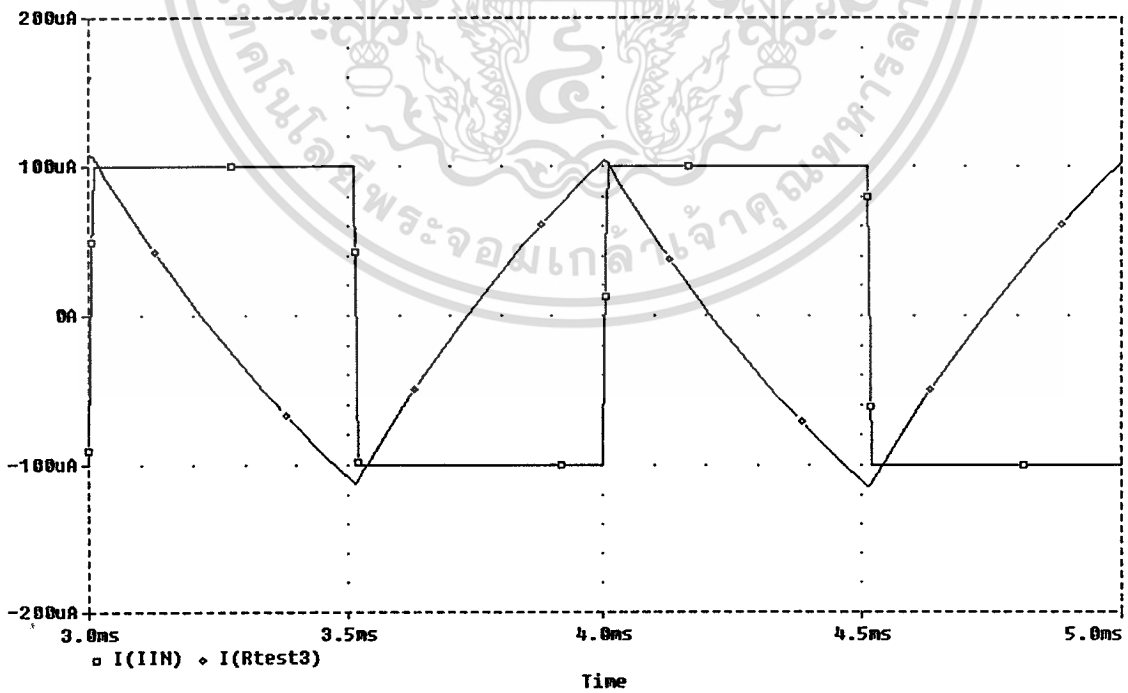
ในการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรได้กำหนด  $I_{b3} = I_{b4} = 50 \mu\text{A}$ ,  $R_{INTE} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{INTE} = 20 \text{ nF}$  และกำหนด  $I_{IN}$  ให้มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $100 \mu\text{A}$  ที่ความถี่  $1 \text{ kHz}$  โดยได้ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นซายน์, สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังแสดงผลไว้ในรูปที่ 4.8, 4.9 และรูปที่ 4.10 ตามลำดับ ซึ่งค่าที่ได้สอดคล้องกับสมการที่ (4.2)

ส่วนผลตอบแทนของความถี่ของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (3.27) เมื่อแทนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y ( $R_Y$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $323 \text{ K}\Omega$  และแทนค่าความถี่ประจุ C ด้วยค่าความถี่ประจุแฝงที่พอร์ต Y ( $C_Y$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $0.54 \text{ pF}$  [6] ดังนั้นวงจรหาค่าอินทิเกรตในรูปที่ 4.7 จึงมีผลตอบแทนความถี่สูงสุดเท่ากับ  $913 \text{ KHz}$  ดังแสดงผลการเปลี่ยนแบบการทำงานในรูปที่ 4.11

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

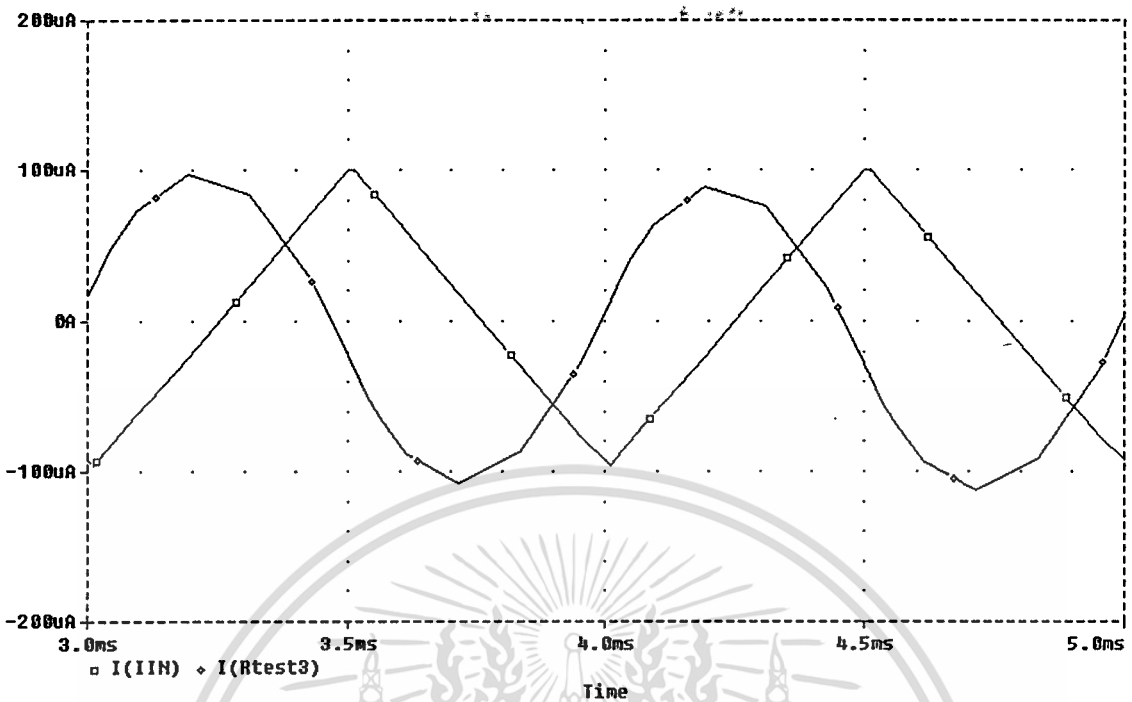


รูปที่ 4.8 วงจรหาค่าอินทิเกรต ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์

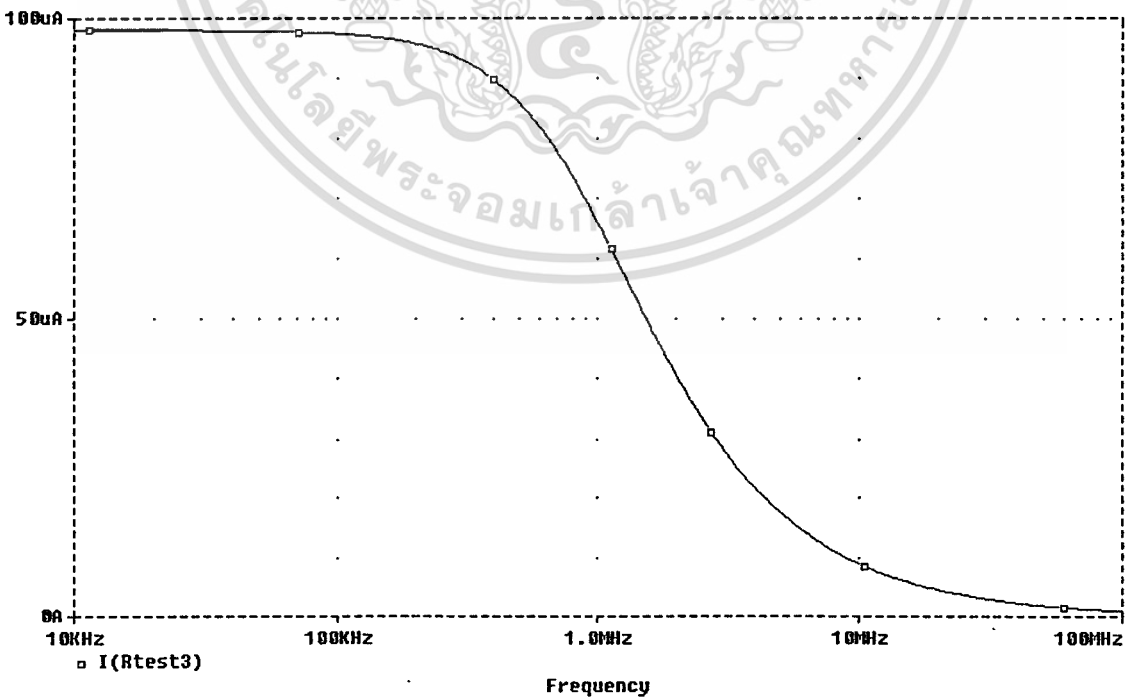


รูปที่ 4.9 วงจรหาค่าอินทิเกรต ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 วงจรหาค่าอินทิเกรต ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่าอินทิเกรต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.2.1 การเลือกค่า $C_{INTE}$

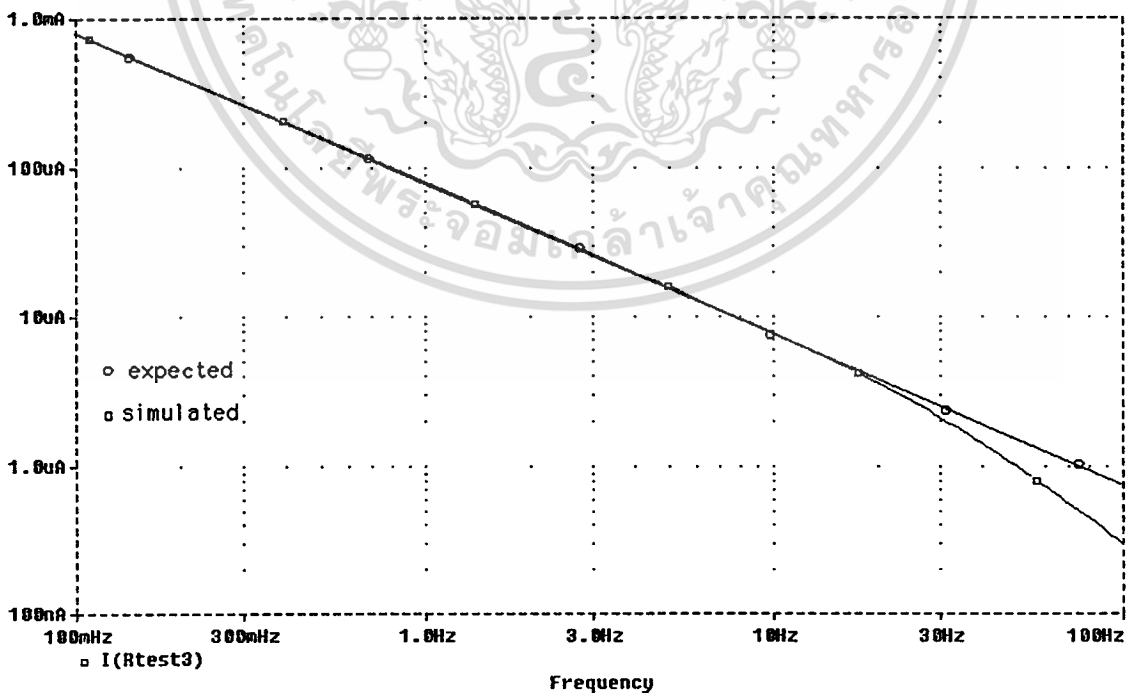
ในการเลือกค่า  $C_{INTE}$  ให้เหมาะสมกับช่วงความถี่ที่ใช้งาน เราสามารถพิจารณาโดยการแบ่งช่วงความถี่ออกเป็น 3 ช่วง คือช่วงความถี่ต่ำ ช่วงความถี่ปานกลาง และช่วงความถี่สูง

การพิจารณาเลือกค่า  $C_{INTE}$  ในช่วงความถี่ต่ำ ให้เราดูรูปผลตอบสนองความถี่ในรูปที่ 4.12 เมื่อเลือกให้  $C_{INTE} = 20 \mu\text{F}$  จะพบว่าในช่วงความถี่ตั้งแต่ 0.1 Hz เรื่อยมาจะให้ค่ากระแสเข้าที่พุดที่เป็นสัดส่วนกับความถี่ตามสมการที่ (4.2) แต่ที่ความถี่ช่วงใกล้ 100 Hz เริ่มเกิดความผิดพลาดขึ้นเนื่องมาจากความถี่คัทออฟของวงจร

ต่อมาเมื่อพิจารณารูปที่ 4.13 ซึ่งเลือกใช้  $C_{INTE} = 2 \mu\text{F}$  จะพบว่าสามารถให้ค่ากระแสเข้าที่พุดที่เป็นสัดส่วนต่อความถี่ตามสมการที่ (4.2) ได้ตลอดช่วงความถี่ 0.1 Hz ถึง 100 Hz

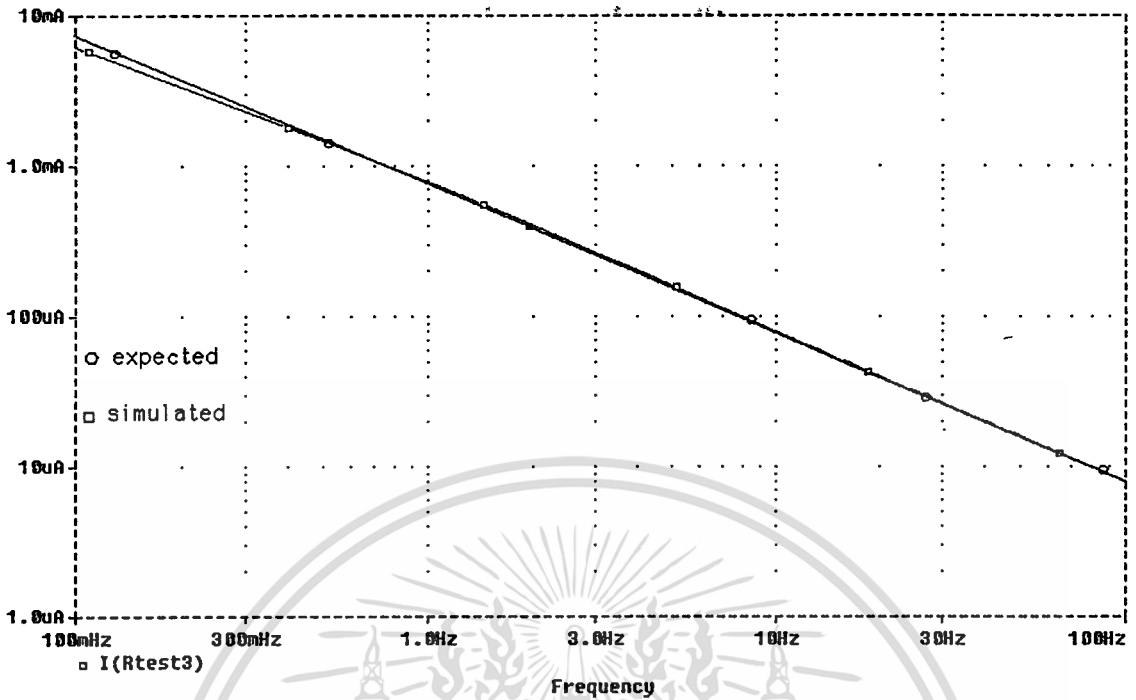
และในรูปที่ 4.14 เป็นผลตอบสนองความถี่เมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 0.2 \mu\text{F}$  จะเห็นว่าเกิดความผิดพลาดขึ้นที่ช่วงความถี่ 0.1 Hz เรื่อยขึ้นมา ซึ่งเป็นผลมาจากค่าความถี่ที่ค่อนข้างต่ำจึงเกิดการบิดเบือน

ดังนั้นเมื่อพิจารณาผลตอบสนองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ถึงรูปที่ 4.14 แล้วจึงสามารถสรุปได้ว่าเราควรเลือกใช้  $C_{INTE} = 2 \mu\text{F}$  เมื่อใช้กับความถี่ช่วง 0.1 Hz ถึง 100 Hz

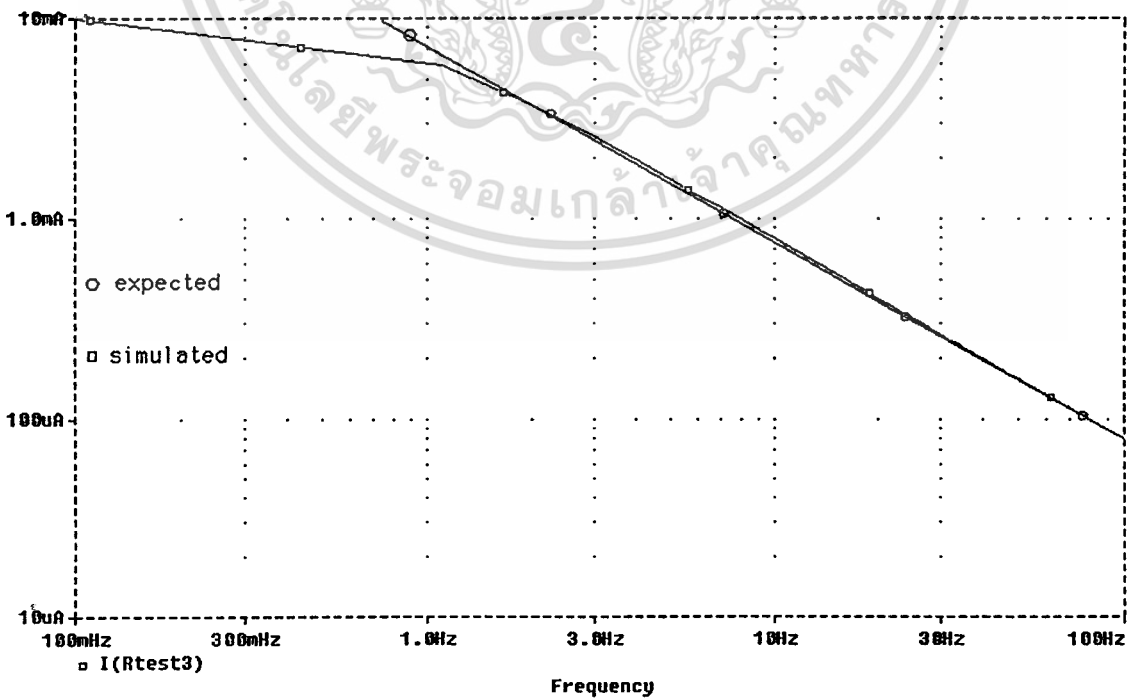


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่ย่านต่ำเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 20 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองความถี่ขั้วนำต่ำเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 2 \mu F$

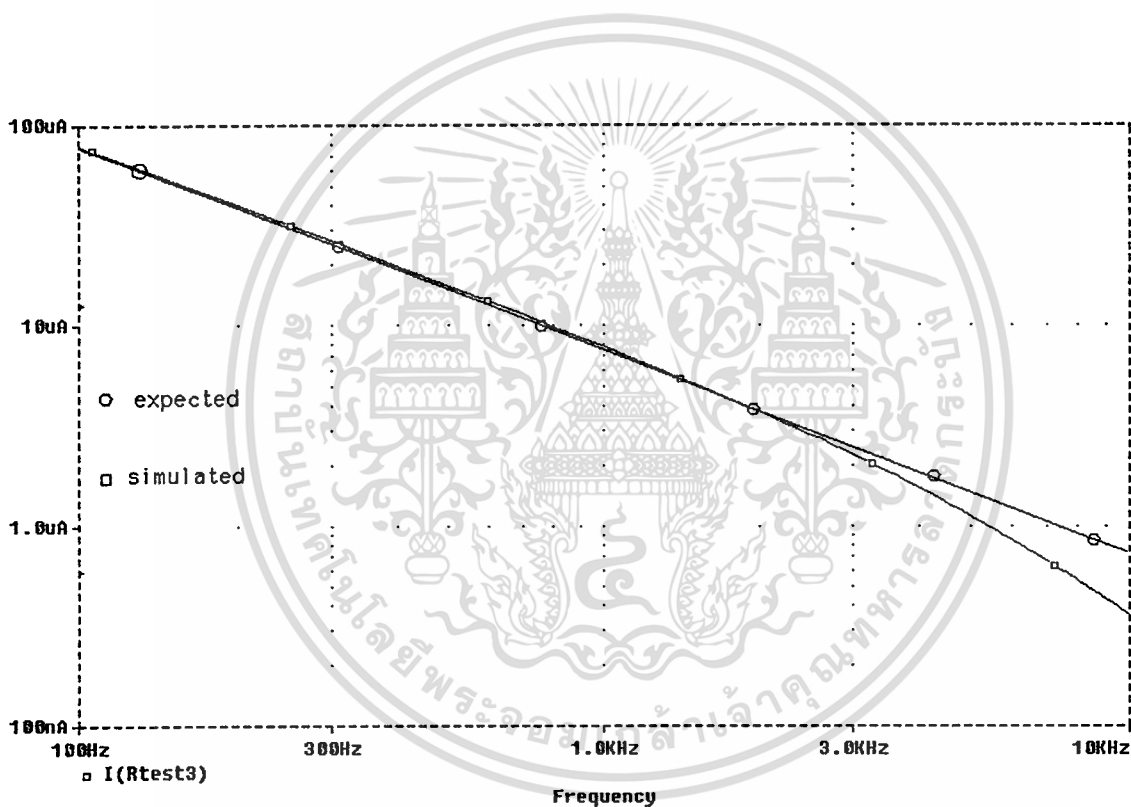


รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองความถี่ขั้วนำต่ำเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 0.2 \mu F$

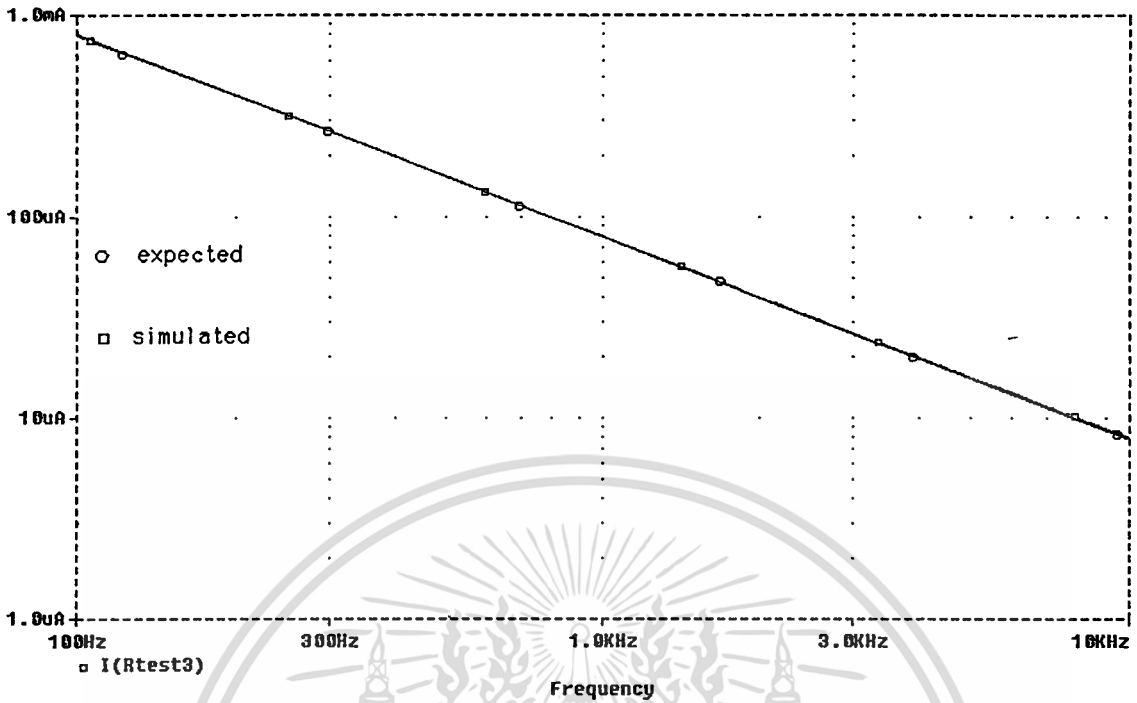
ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันสำหรับช่วงความถี่ปานกลางที่เริ่มตั้งแต่ 100 Hz ถึง 10 KHz เราสามารถพิจารณาถึงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.15 ถึงรูปที่ 4.17 ซึ่งจะได้ข้อสรุปคือการเลือกใช้  $C_{INTE} = 20 \text{ nF}$  ซึ่งให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุดสำหรับความถี่ช่วงปานกลางนี้

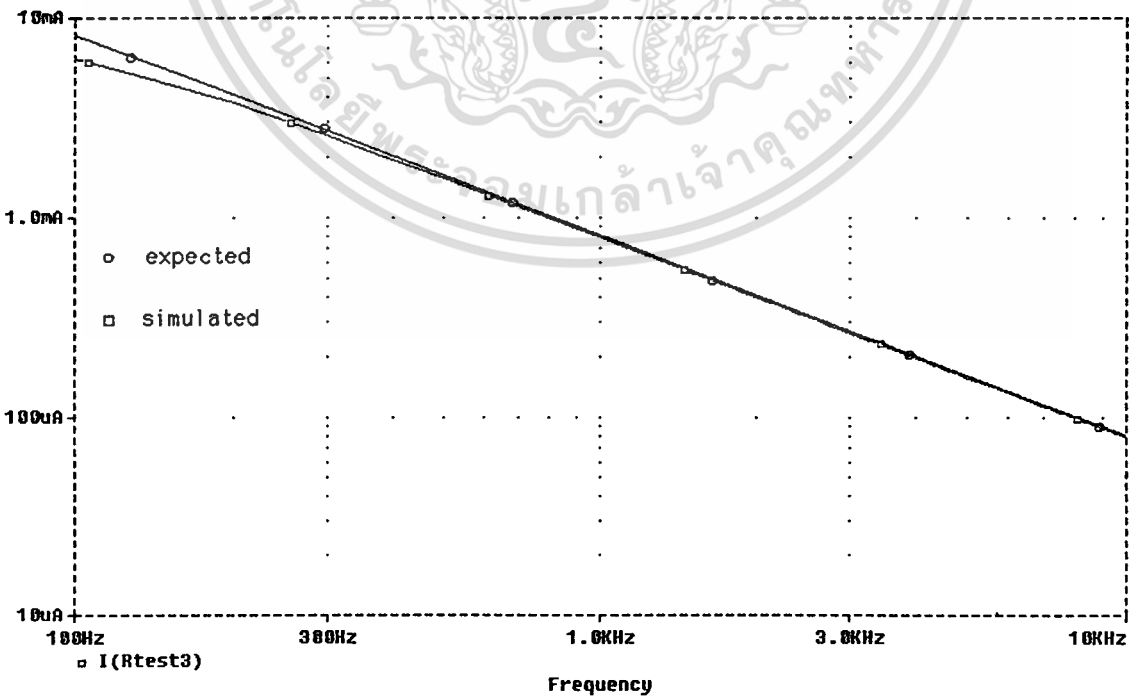
และสุดท้ายคือช่วงความถี่ย่านสูงตั้งแต่ 10 KHz ถึง 1 MHz ซึ่งได้เลือกใช้  $C_{INTE} = 0.2 \text{ nF}$  โดยพิจารณาจากผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 4.18 ถึงรูปที่ 4.20



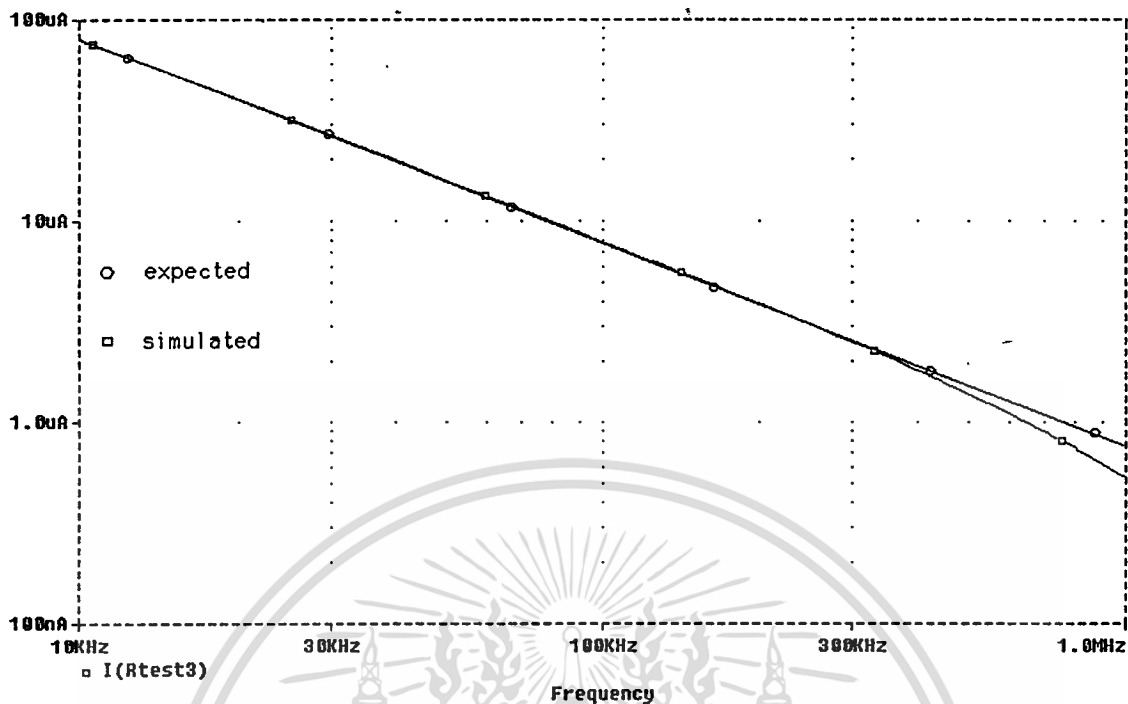
รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองความถี่ปานกลางเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 200 \text{ nF}$



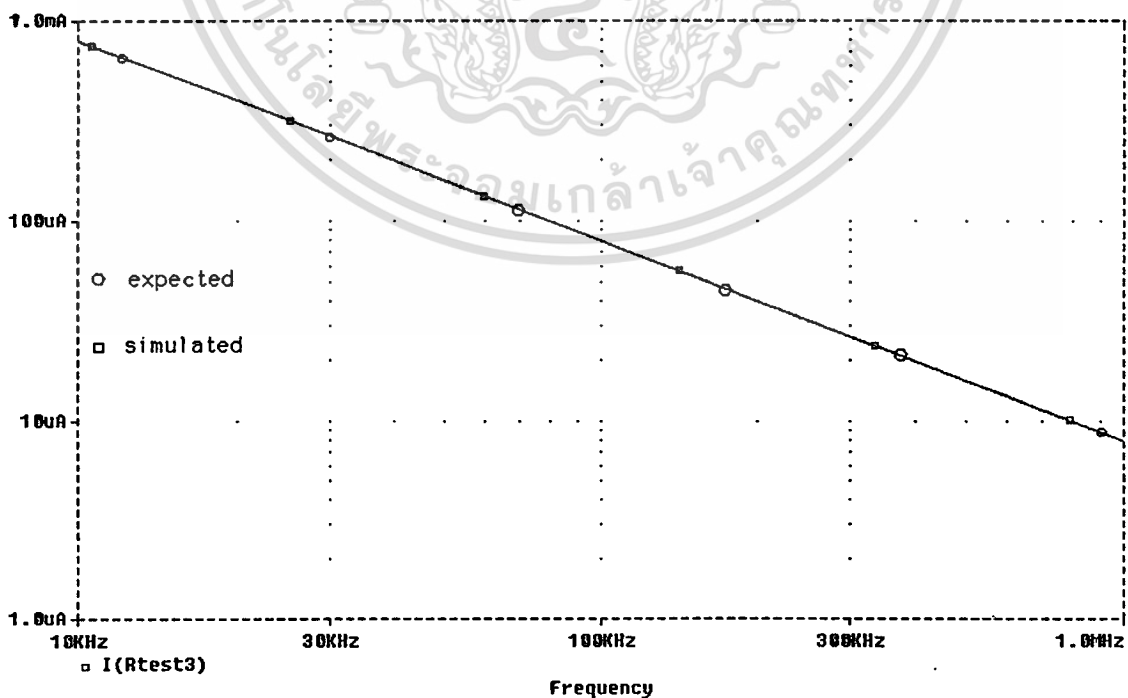
รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองความถี่ย่านกลางเมื่อเลือกใช้  $C_{INTB} = 20 \text{ nF}$



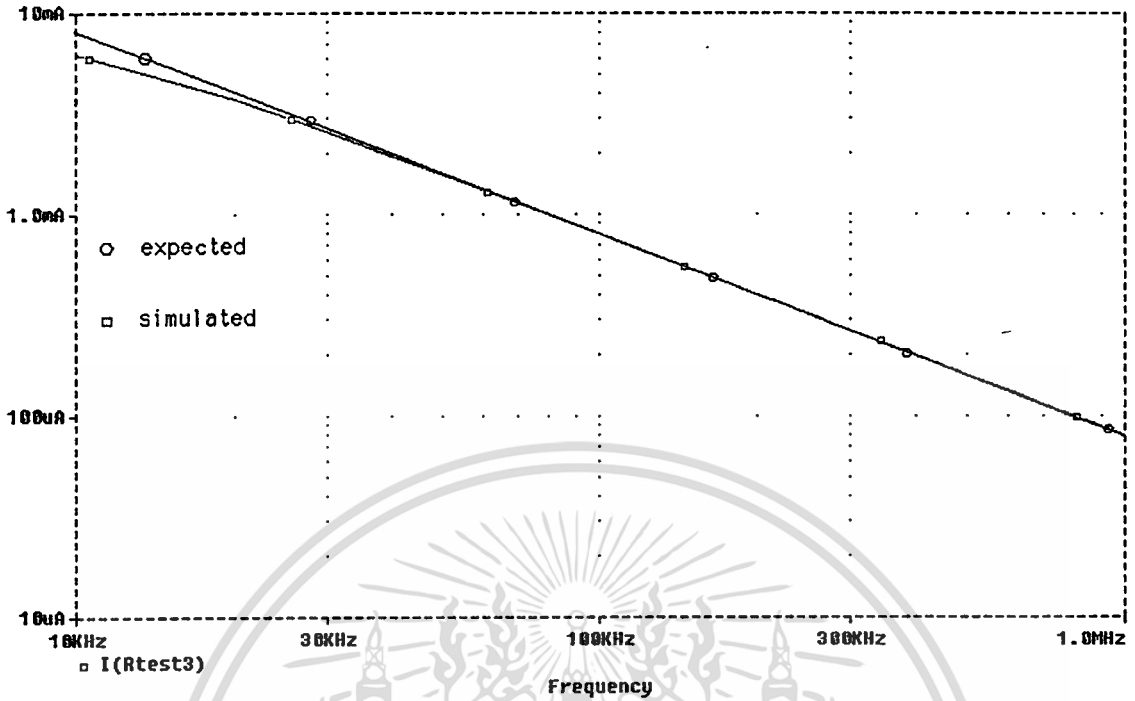
รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองความถี่ย่านกลางเมื่อเลือกใช้  $C_{INTB} = 2 \text{ nF}$  ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 2 \text{ nF}$

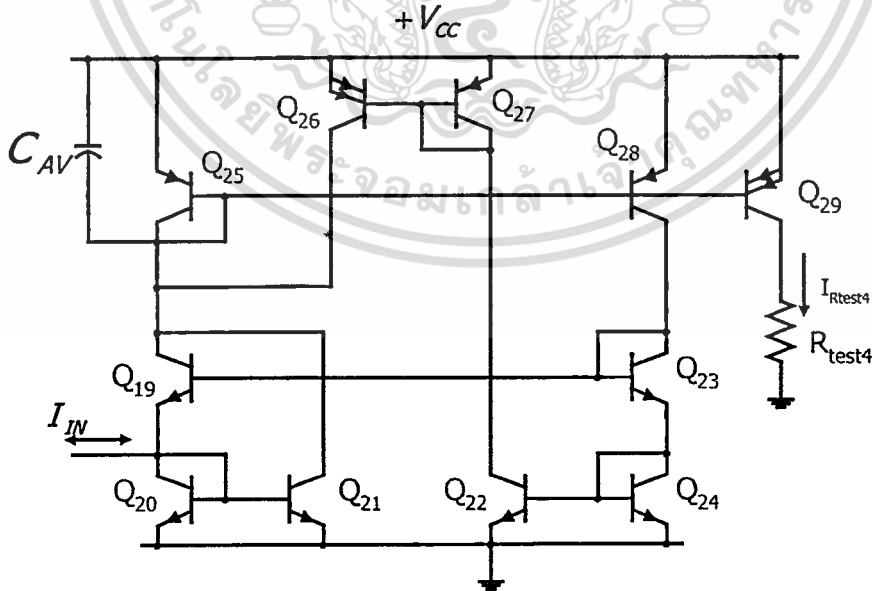


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 0.2 \text{ nF}$  ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองความถี่ย่านสูงเมื่อเลือกใช้  $C_{INTE} = 0.02 \text{ nF}$

### 4.3.3 วงจรหาค่า RMS

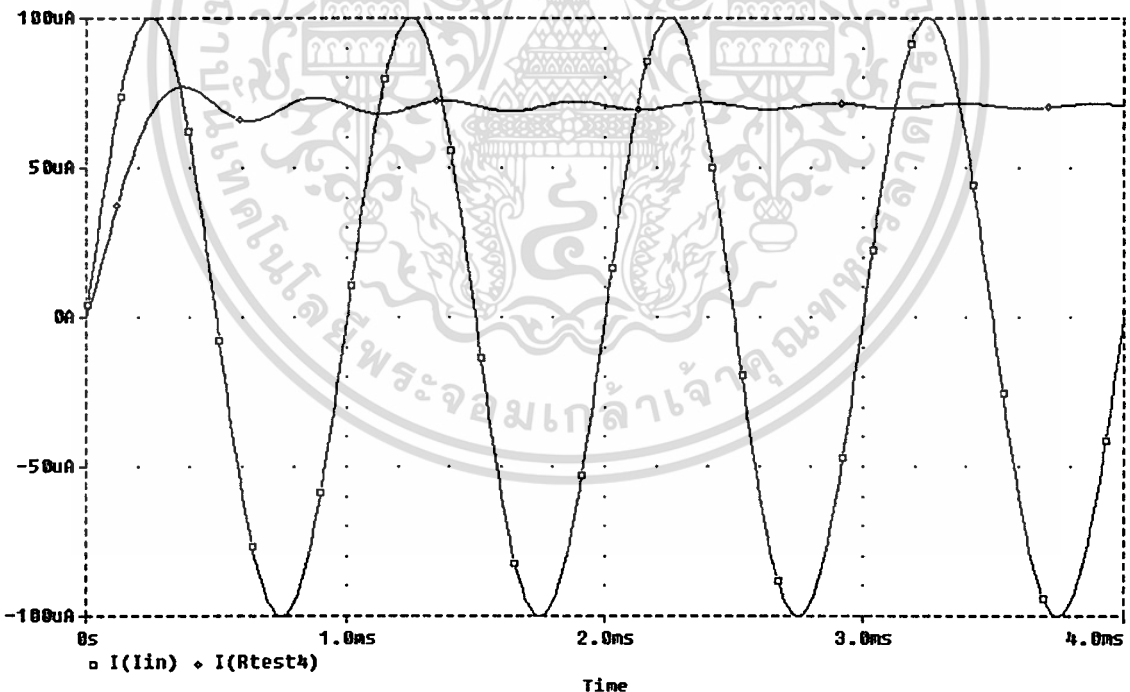


รูปที่ 4.21 วงจรหาค่า RMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

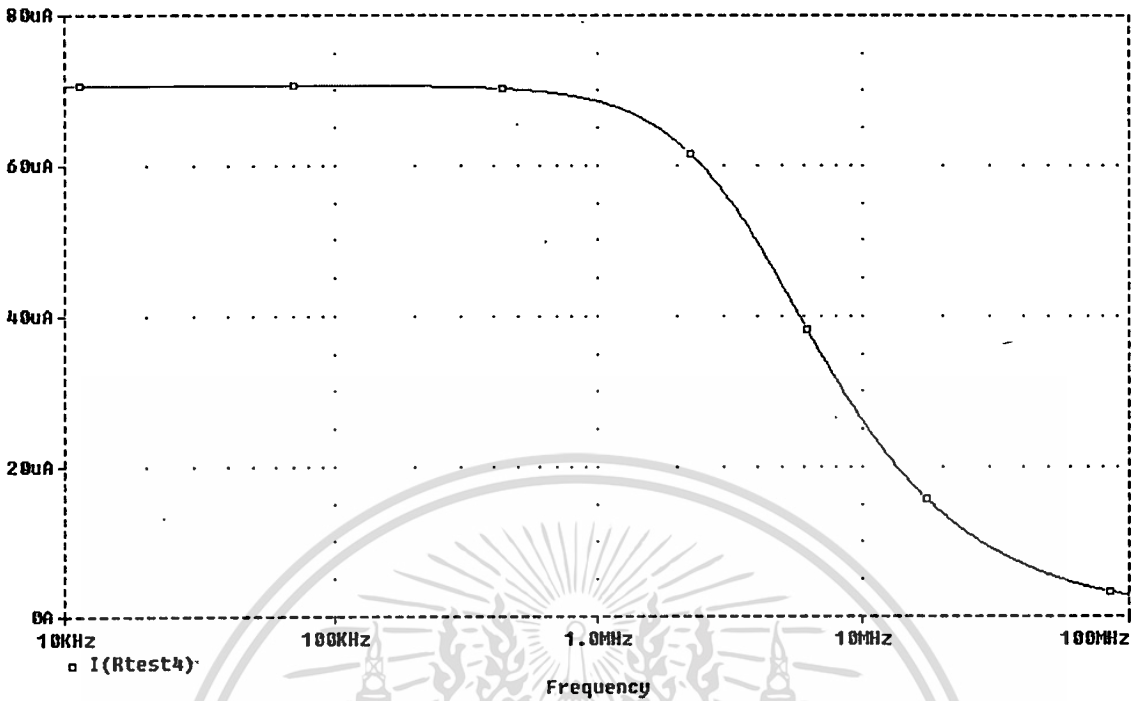
ใช้วงจรจากรูปที่ 4.21 และในการเขียนแบบการทำงานโดยทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ ที่ความถี่ 1 kHz โดยให้  $I_{IN}$  มีค่าเป็น 100  $\mu A$  และเลือกใช้  $C_{AV}$  ตามสมการที่(3.44) มีค่าเป็น 600 nF ผลที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.22 – 4.24 โดยในรูปที่ 4.22 เป็นการแปลงสัญญาณคลื่นไซน์ ซึ่งได้ค่า RMS ออกมามีค่าประมาณ 70.7  $\mu A$  ส่วนในรูปที่ 4.23 เป็นการแปลงสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ให้เป็นสัญญาณกระแสตรงมีค่าประมาณ 100  $\mu A$  และสุดท้ายในรูปที่ 4.24 เป็นการแปลงสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ได้กระแส RMS มีค่าประมาณ 57.7  $\mu A$  และในรูปที่ 4.25 เป็นผลตอบสนองความถี่สูงสุดของวงจรเมื่อทดสอบด้วยสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 100  $\mu A$

ในรูปที่ 4.26 จะเป็นการแสดงค่าริบเบิลเฟคเตอร์ของสัญญาณเข้าที่พุดของวงจรมหาค่า RMS ต่อความถี่ เมื่อพิจารณาจากรูปจะเห็นว่าที่ความถี่ช่วง 10-100 Hz จะมีริบเบิลเฟคเตอร์สูงเกินกว่า 5% ส่วนที่ความถี่ตั้งแต่ 1 kHz ขึ้นไปจะมีค่าความผิดพลาดต่ำมาก แต่เข้าที่พุดจะให้ผลตอบสนองที่ค่อนข้างช้า ซึ่งเป็นจุดที่เราจะต้องเลือกพิจารณาระหว่างค่าความผิดพลาด กับผลตอบสนองของเข้าที่พุด

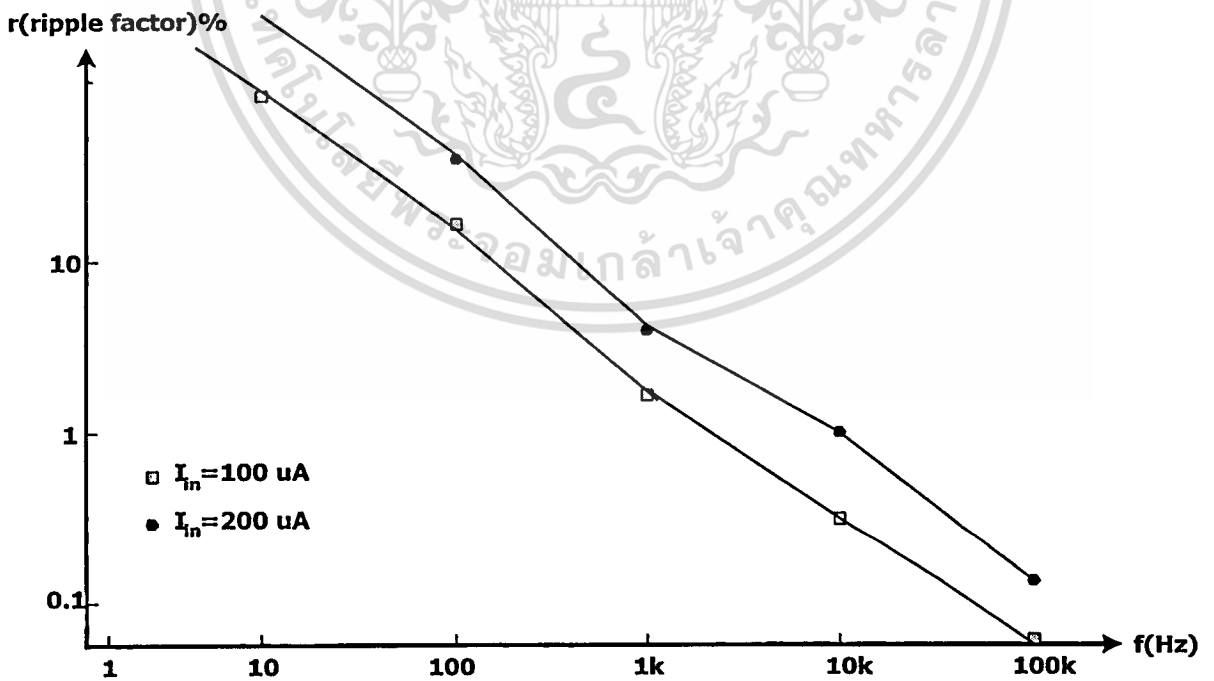


รูปที่ 4.22 วงจรหาค่า RMS ทดสอบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์





รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่า RMS

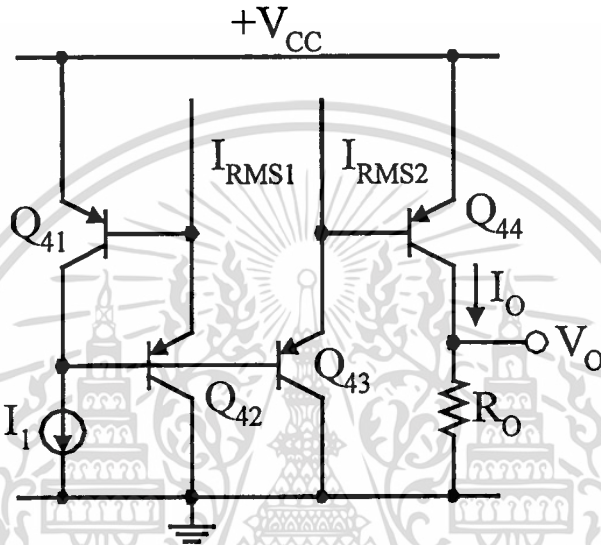


รูปที่ 4.26 ค่าริปลีแอกเตอร์ต่อความถี่เมื่อใช้  $C_{AV} = 600 \text{ nF}$

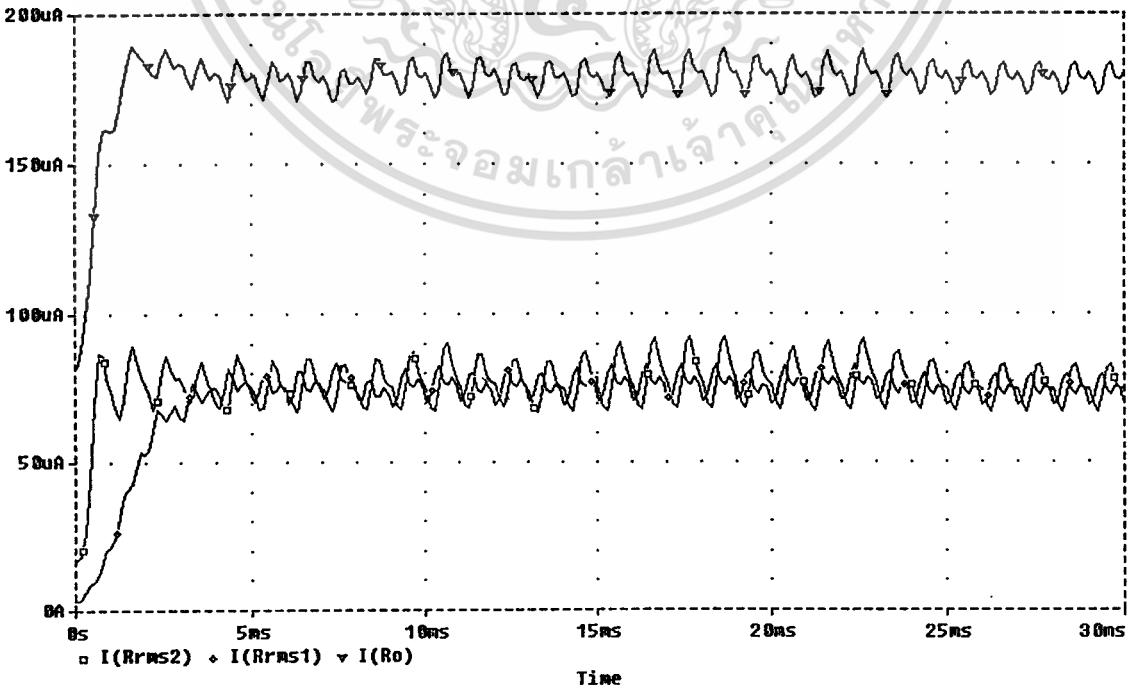
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 วงจรหาร

วงจรในรูปที่ 4.27 เป็นวงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนต์ เหตุที่เลือกใช้วงจรนี้เพราะกระแส  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ที่จะนำมาหารกันมีค่าเป็นบวกซึ่งอยู่ในควอดแดนต์ที่หนึ่ง จึงไม่จำเป็นต้องใช้วงจรหารกระแสที่ซับซ้อน และในรูปที่ 4.28 เป็นผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรหารกระแสเมื่อป้อนกระแส  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ที่มาจากการแปลงสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ 1 kHz และกำหนดให้  $I_1 = 160 \mu A$



รูปที่ 4.27 วงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนต์



รูปที่ 4.28 วงจรหารกระแสชนิด 1-ควอดแดนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรมัลติโปรแกรม PSPICE

จากหลักการที่ได้นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.1 เพื่อที่จะนำมาทดสอบและเปรียบเทียบกับผลจากการที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อ 4.2 ว่ามีความถูกต้องแม่นยำและเป็นไปตามที่คาดหมายมากน้อยเพียงใดกับหลักการที่ได้นำเสนอ จึงได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการเลียนแบบการทำงานของกลุ่มวงจรย่อยที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.3 ซึ่งถูกใช้มาประกอบกันตามหลักการในรูปที่ 4.1 ดังแสดงวงจรสมบูรณไว้ในรูปที่ 4.29 ซึ่งได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เบอร์ 2N3904 และทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3906 สำหรับชนิด PNP โดยกำหนดให้  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ ,  $V_{EE} = -10 \text{ V}$ ,  $I_{b1} = I_{b2} = 50 \mu\text{A}$  ในการทดสอบการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันจะทดสอบกับสัญญาณสามรูปแบบดังนี้

- สัญญาณรูปคลื่นไซน์ (sine wave)
- สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave)
- สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular wave)

และในการเลียนแบบจะแบ่งช่วงความถี่ออกเป็นสามช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำ ช่วงความถี่กลาง และช่วงความถี่สูง ซึ่งได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

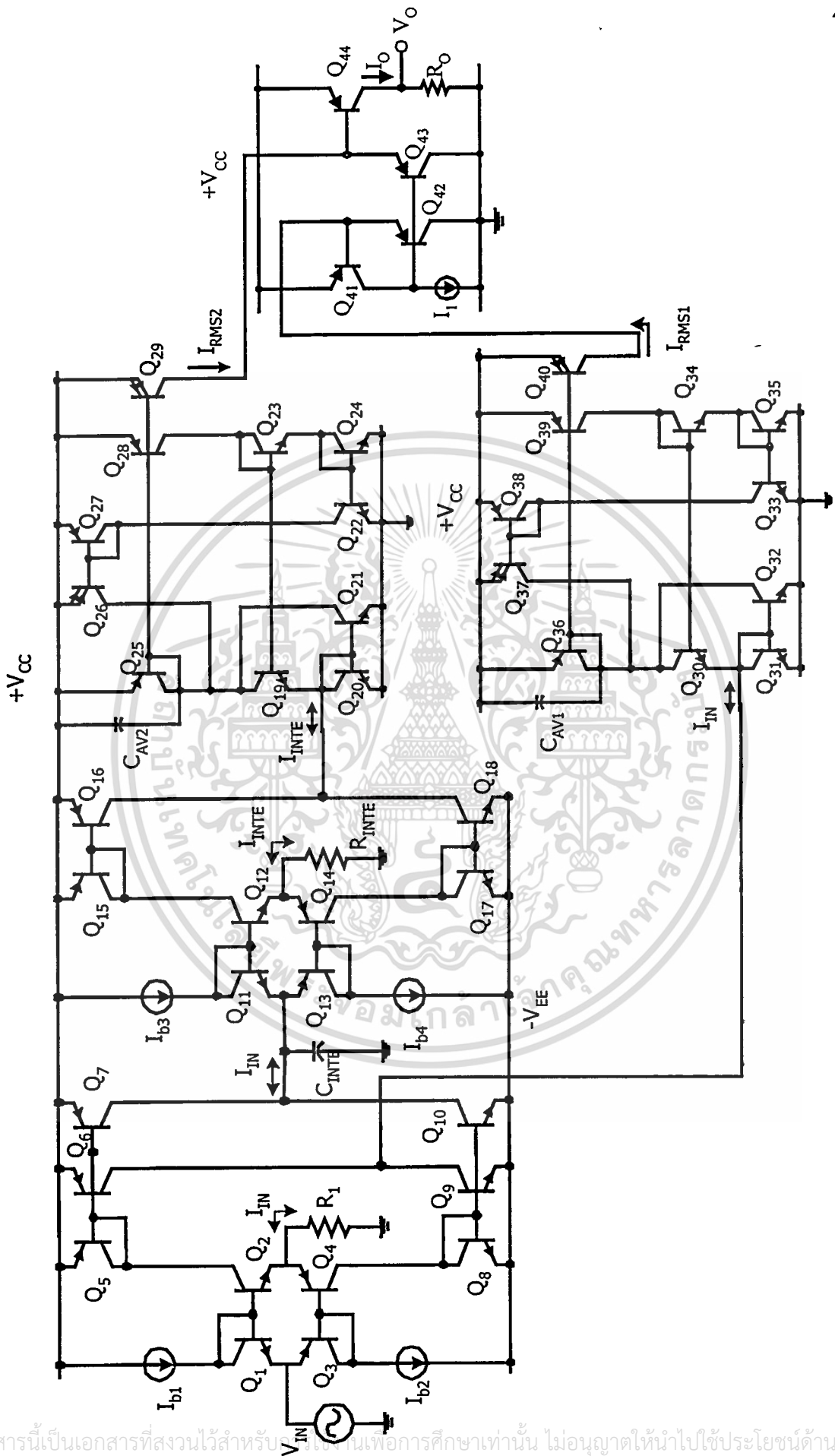
(ก) เลือกการแปลงความถี่เป็นแรงดันในช่วงความถี่ต่ำโดยกำหนดให้  $R_1 = R_{INTE} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $I_1 = 160 \mu\text{A}$  และ  $C_{INTE} = 2 \mu\text{F}$  ทำให้ได้  $k_f = (2 \cdot 10^{-2})(C_{F2}/C_{F1}) \text{ V/Hz}$  จากนั้นป้อนอินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก  $0.1 \text{ Hz}$  ถึง  $100 \text{ Hz}$  และเลือกใช้  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  ตามสมการที่ (3.45) ผลที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.30 ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่  $0.1 \text{ Hz} - 1 \text{ Hz}$  เป็นผลเนื่องมาจากค่าเฉลี่ยของแรงดันรีปเปิ้ลเกิดขึ้นมากในช่วงความถี่ต่ำๆ

(ข) เลือกการแปลงความถี่เป็นแรงดันในช่วงความถี่ปานกลางโดยกำหนดให้  $R_1 = R_{INTE} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $I_1 = 160 \mu\text{A}$ , และ  $C_{INTE} = 20 \text{ nF}$  จึงได้ค่า  $k_f = (2 \cdot 10^{-4})(C_{F2}/C_{F1}) \text{ V/Hz}$  จากนั้นให้อินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก  $100 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$  ผลการเลียนแบบดังแสดงในรูปที่ 4.31 ซึ่งค่าที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีและมีค่าผิดพลาดต่ำ

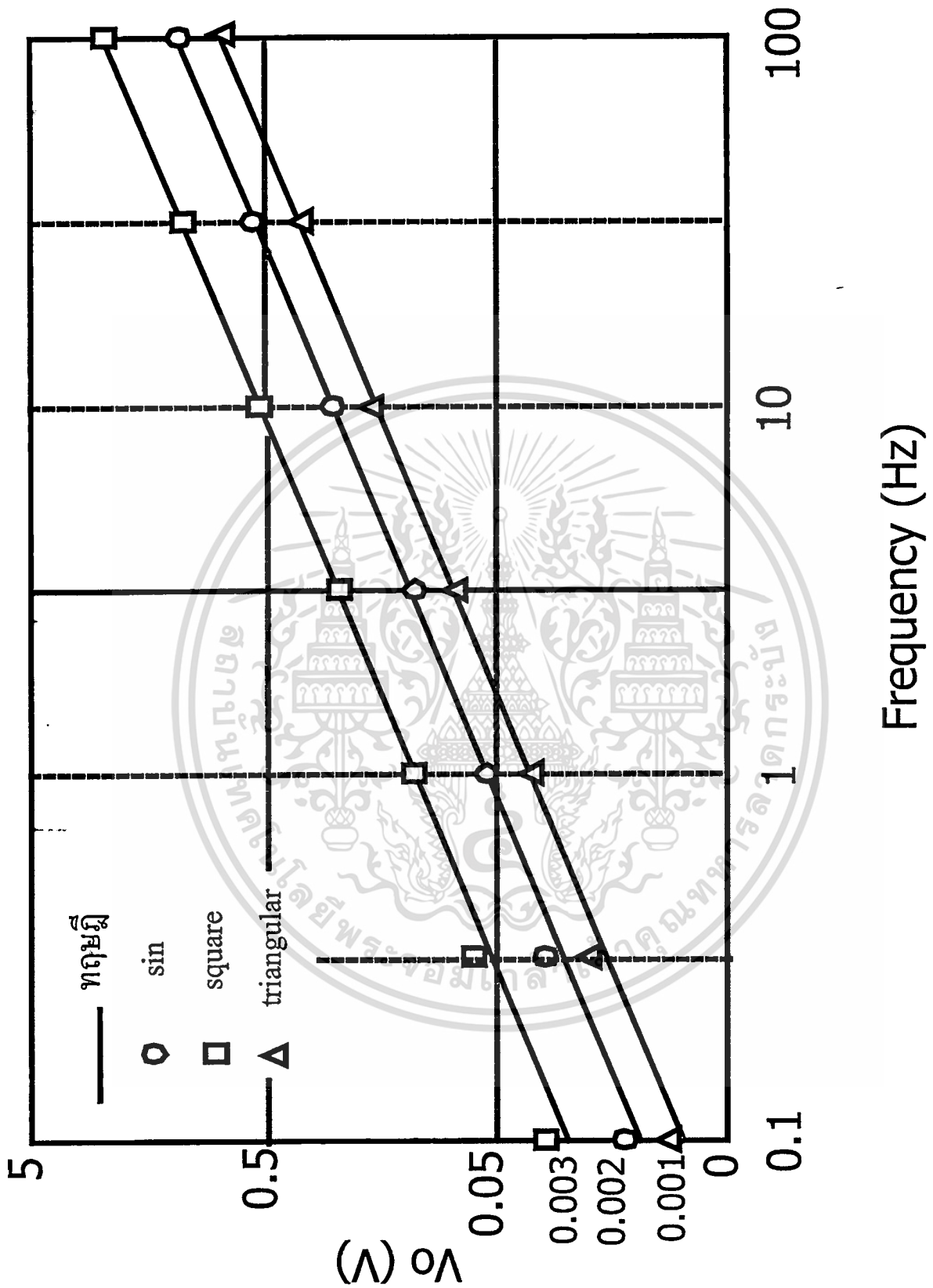
(ค) เลือกการแปลงความถี่เป็นแรงดันในช่วงความถี่สูง โดยกำหนดให้  $R_1 = R_{INTE} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $I_1 = 160 \mu\text{A}$ , และ  $C_{INTE} = 0.2 \text{ nF}$  ทำให้ได้  $k_f = (2 \cdot 10^{-6})(C_{F2}/C_{F1}) \text{ V/Hz}$  และป้อนอินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก  $10 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$  ผลการเลียนแบบการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.32 ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่ประมาณ  $1 \text{ MHz}$  เพราะเป็นผลเนื่องมาจากค่าความถี่อินพุตมีค่าใกล้เคียงกับค่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

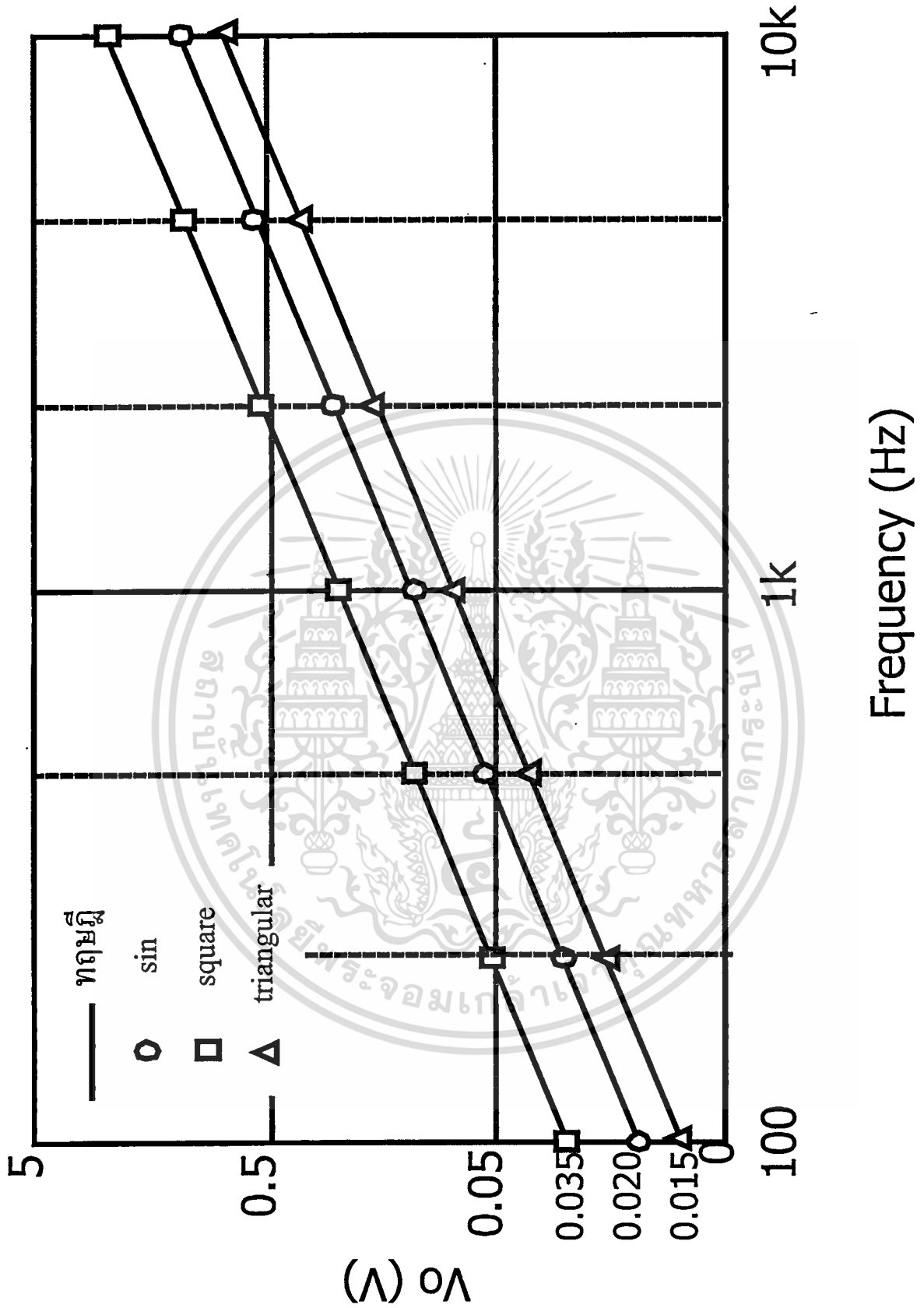


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.29 วงจรสมมูลของ F/V

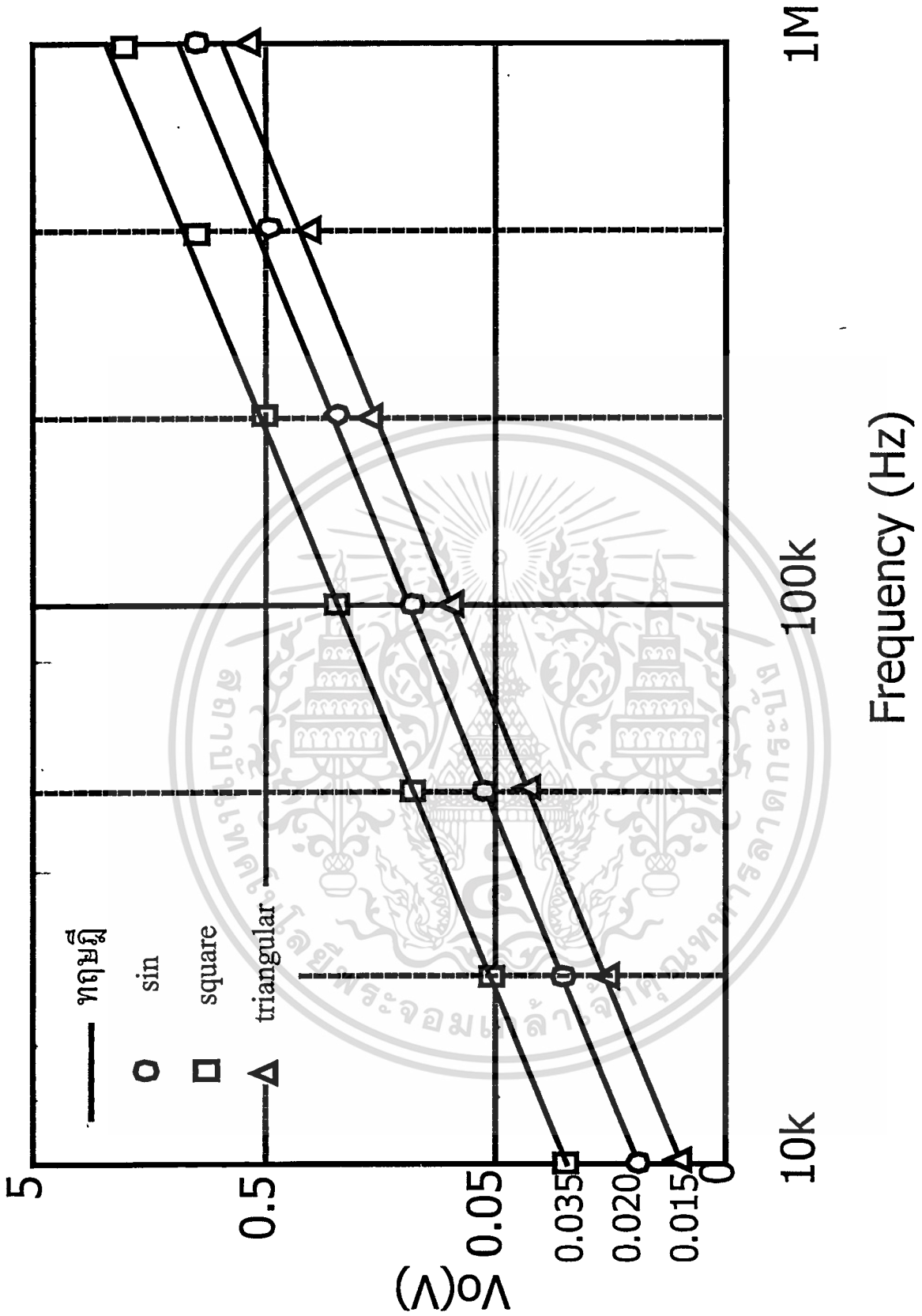


รูปที่ 4.30 แสดงการแปลงความถี่ต่ำเมื่อ  $k_f = (2 \cdot 10^{-2})(C_{F2}/C_{F1})$  V/Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



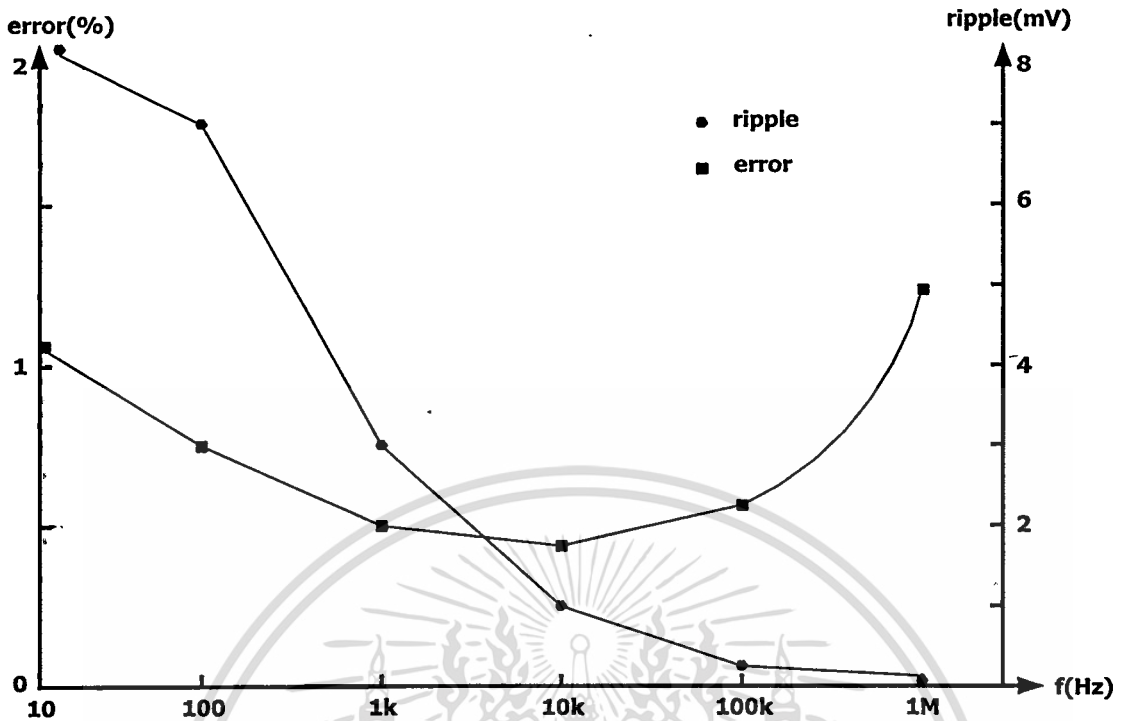
รูปที่ 4.31 แสดงการเปลี่ยนความถี่กลางเมื่อ  $k_f = (2 \cdot 10^{-4})(C_{F2}/C_{F1})$  V/Hz  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 แสดงการแปลงความถี่สูงเมื่อ  $k_f = (2 \cdot 10^{-6})(C_F / C_{F1})$  V/Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัท เซ็จ จำกัด เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 แสดงค่าความผิดพลาดของวงจร และริปเปิ้ล(ripple) เปรียบเทียบกับความถี่

#### 4.5 การเปรียบเทียบ

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน(F/V) ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กับ ไอซีที่เป็นวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นค่าแรงดันเบอร์ LM331 และเบอร์ LM2907 ซึ่งผลการทดสอบทั้งหมดได้อ้างถึงเอกสารอ้างอิง[20] ซึ่งได้แสดงถึงสมรรถนะในด้านต่างๆไว้แล้ว โดยในที่นี้จะขอแสดงผลการทดสอบที่ได้มาทำการเปรียบเทียบ

1). ช่วงของความถี่ที่สามารถใช้งานได้ โดยมีความผิดพลาดไม่เกิน 1%

- ก). LM331 ได้ 250 – 10 kHz
- ข). LM2907 ได้ 300 – 4 kHz
- ค). F/V ได้ 10 – 800 kHz

ดังนั้นวงจร F/V สามารถใช้งานได้ย่านกว้างที่สุด

2). ริปเปิ้ลของสัญญาณ

- ก). LM331 มีริปเปิ้ล 100 mV – 2 mV (0.25 V <  $V_{out}$  < 10 V)
- ข). LM2907 มีริปเปิ้ล 36 mV – 4 mV (0.3 V <  $V_{out}$  < 4 V)
- ค). F/V มีริปเปิ้ล 8 mV – 1 mV (0.02 V <  $V_{out}$  < 2V)

เมื่อเปรียบเทียบแล้ววงจร F/V จะมีการเปิดน้อยที่สุด

### 3). การแปลงชนิดของสัญญาณ

ก). LM331 แปลงได้เฉพาะสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ข). LM2907 แปลงได้เฉพาะสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ค). F/V แปลงได้ทั้งสัญญาณรูปคลื่นไซน์ รูปคลื่นสี่เหลี่ยม และรูปคลื่นสามเหลี่ยม

จะเห็นว่าวงจร F/V สามารถแปลงความถี่ได้หลากหลายรูปคลื่นกว่าจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางกว่า

## 4.6 บทสรุป

หลักการในการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่ได้นำเสนอในบทนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรทั้งหมดมีการปฏิบัติงานในโหมดกระแส ซึ่งทำให้วงจรมีช่วงความถี่ปฏิบัติการที่กว้างและแรงดันเข้าที่พุดยังแปรค่าตามความถี่อินพุตโดยไม่มีผลของแอมพลิฟิเคชันเข้ามาเกี่ยวข้อง อีกทั้งยังสามารถแปลงความถี่ของสัญญาณได้หลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ รูปสามเหลี่ยม ซึ่งจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง และยังสามารถใช้โปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรเพื่อหาสมรรถนะเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้นำเสนอ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามข้อกำหนด สามารถปฏิบัติงานได้ตั้งแต่ความถี่ 0.1 Hz จนถึง 1MHz โดยมีค่าความผิดพลาดต่ำ

## บทที่ 5

# บทส่งท้ายและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำการวิจัย

### 5.1 บทส่งท้าย

ในการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยการออกแบบจะใช้หลักการของวงจรรวมของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมด เพื่อที่จะสามารถนำไปทำเป็นวงจรรวมเพื่อการใช้งานได้สะดวก และการทำงานของวงจรทั้งหมดจะอยู่ในรูปแบบกระแส ทำให้มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้าง และใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟต่ำ โดยวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่ออกแบบขึ้นสามารถแปลงความถี่ของสัญญาณได้หลากหลายรูปคลื่นไม่ว่าจะเป็น สัญญาณรูปคลื่นไซน์ สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ฯลฯ เป็นต้น ซึ่งผลของแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการแปลงค่าความถี่อินพุต สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งวงจรสามารถทำงานได้โดยมีความผิดพลาดต่ำ และมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว ตลอดช่วงความถี่ที่กว้างตั้งแต่ 0.1 Hz จนถึง 1MHz

### 5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำการวิจัย

วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันที่ได้นำเสนอมานั้นนั้น ในส่วนของวงจรถ้าอินทิเกรตจะเป็นส่วนที่จำกัดขีดความสามารถของวงจรที่ความถี่สูง อันเนื่องมาจากค่าความเก็บประจุแฝง ซึ่งหากในจุดนี้สามารถแก้ไขวงจรถ้าอินทิเกรตให้มีผลตอบสนองต่อความถี่ที่สูงขึ้น โดยอาจจะเลือกใช้วงจรถ้าอินทิเกรตรูปแบบอื่นที่มีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ที่สูงกว่าก็จะทำให้สมรรถนะของวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันสูงขึ้นด้วย

และในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านมอสทรานซิสเตอร์ได้พัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว มีการพัฒนาขนาดของแผ่นวงจรรวมที่มีขนาดที่เล็กลง และสามารถปฏิบัติงานที่ความถี่สูงเพิ่มขึ้นมาก แนวทางในการวิจัยจึงต้องมีการเปลี่ยนแปลงและปรับปรุงรูปแบบของวงจร ซึ่งจากเดิมเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาใช้มอสทรานซิสเตอร์แทน ในวงจรที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์บางวงจรสามารถที่จะแทนด้วยไอสทรานซิสเตอร์ได้โดยตรง และในบางวงจรก็ไม่สามารถที่จะแทนได้ ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนแปลงวงจรที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลักมาเป็นใช้มอสทรานซิสเตอร์แทน จึงเป็นแนวทางที่จะต้องศึกษาค้นคว้าและวิจัยต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] S.M.SZE, "SEMICONDUCTOR DEVICES, Physics and Technology", AT & T Bell Laboratories, Murray Hill, New Jersey, JOHN WILEY&SONS, 1985, pp. 109
- [2] Edwin W.Greeneich, "Analog Integrated Circuits", Chapman & Hall, 1997, pp. 1-22
- [3] Fabre A. "Dual Translinear Voltage / Current Converter", Electron.Lett., vol. 19, Nov. 1983, pp. 1030-1031
- [4] Fabre A. "Translinear Current Conveyors Implementation", Int.J.Electronic., vol. 59, Nov. 1983, pp. 619-623
- [5] Saaïd O., Fabre A. "Class AB Current – Controlled Resistor for High Performance Current – Mode Applications", Electron.Lett., vol. 32, no. 1, 1996., pp. 4-5
- [6] Fabre A., Saaïd O., Wiest F. and Boucheron C. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor", IEEE trans. Circuits Syst. I, vol. 43, no. 2, Feb. 1996. pp. 82-91
- [7] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร, "การชดเชยผลของอูณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรรขยายโอทีเอ", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2542
- [8] A.J. Peyton and V.Walsh, "Analog Electronic with Op Amps, Source Book of Practical Circuits", Cambridge, U.K., Cambridge University Press 1993, pp. 257-273
- [9] J. David Irwin, "Basic Engineering Circuit Analysis", 4<sup>th</sup> Edition, 1993
- [10] วันชัย ธีรรัฐจา, "การออกแบบและสังเคราะห์วงจรมัลติฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2535
- [11] เกียรติศักดิ์ คมวัชชระ, "การออกแบบและประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยหลักการงานของวงจรรวม", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2540
- [12] John Keown, "MicroSim Pspice and Circuit Analysis", Prentice – Hall , 1998
- [13] Wanlop Surakamponorn, Kiattisak Kumwachara, Kittpong Mano, "Novel CMOS Current-Mode True RMS – to – DC Converter", RESTEC'S'96 King Mongkut's Institute of

- [14] Wanlop Surakamponorn, Kiattisak Kumwachara, "A Dual Translinear – Based True RMS – to – DC Converter", IEEE Trans. Instru., vol. 47, no. 2, April 1999
- [15] Wanlop Surakamponorn, Yongyut Chonbodeechalermroong, Suree Bunjongjit, "An Analog Sinusoidal Frequency – to – Voltage Converter", IEEE Trans. Instru., vol. 40, no. 6, Dec. 1991.
- [16] A. Fabre, "Wideband Translinear Current Converter", Electron. Lett. Vol. 20, No. 6, Mar. 1984, pp. 241-242
- [17] A. Fabre, "An Integrable multiple output translinear current converter", INT. J. Electronics. Vol. 57, No. 5, pp. 713-717, 1984
- [18] A. Fabre, J. –L. Houle, "Voltage – mode and current – mode Sallen – key implementations based on translinear conveyors", IEE PROC. - G., Vol. 139, No. 4, Aug. 1992
- [19] Sergio Franco, "Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits", McGraw-Hill Book, p.330 – 331, 1988
- [20] ยงยุทธ ชนบดีเฉลิมรุ่ง, "วงจรเปลี่ยนความถี่คลื่นไซน์เป็นศักดาในแบบอนาลอก", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2534

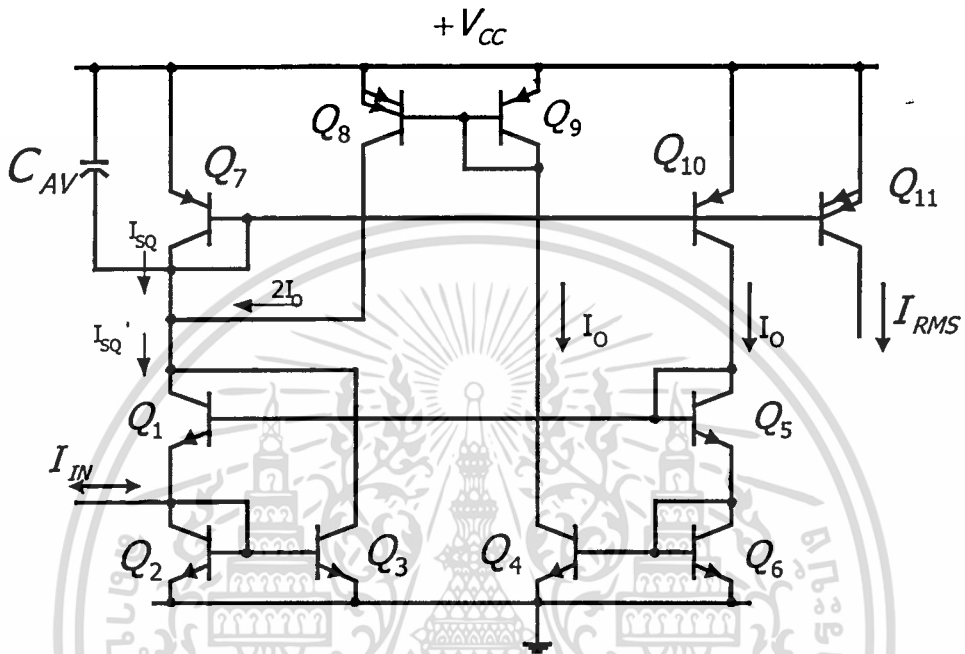


## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{IN}$  และกระแส  $I_{RMS}$  ของวงจรถ้าค่า RMS



รูปที่ ก1. วงจรถ้าค่า RMS

จากรูปที่ ก1.พิจารณาทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_5$  และ  $Q_6$  จะได้ว่า

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE5} + V_{BE6} \tag{ก1}$$

$$I_{C1} I_{C2} = I_{C5} I_{C6} \tag{ก2}$$

และ  $I_{C5} = I_{C6} = I_0$  ดังนั้น

$$I_{C1} I_{C2} = I_0^2 \tag{ก3}$$

และพิจารณาจากรูปอีกครั้งจะได้

$$I_{C1} + I_{IN} = I_{C2} \tag{ก4}$$

แทน (ก4) ใน (ก3) ได้

จากสมการ  $X = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$  เมื่อหาค่า  $I_{C1}$  จะได้

$$I_{C1} = \frac{-I_{IN} + \sqrt{I_{IN}^2 + 4I_O^2}}{2} \quad (ก6)$$

แทนค่า  $I_{C1}$  จากสมการที่ (ก6) ลงในสมการที่ (ก4)

$$I_{C2} = \frac{I_{IN} + \sqrt{I_{IN}^2 + 4I_O^2}}{2} \quad (ก7)$$

พิจารณา  $Q_2$  และ  $Q_3$  เป็นวงจร simple current mirror แบบ 1:1 ดังนั้น  $I_{C3} = I_{C2}$  เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} I'_{SQ} &= I_{C1} + I_{C2} \\ &= \frac{-I_{IN} + \sqrt{I_{IN}^2 + 4I_O^2}}{2} + \frac{I_{IN} + \sqrt{I_{IN}^2 + 4I_O^2}}{2} \\ &= 2I_O \sqrt{1 + \frac{I_{IN}^2}{4I_O^2}} \end{aligned} \quad (ก8)$$

จาก power series ของ  $(1+x)^{1/2} = 1 + x/2 + x^2/8 + \dots$  สำหรับช่วง  $-1 < x < 1$  ดังนั้นสมการที่ (ก8) จึงสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$I'_{SQ} = 2I_O + \frac{I_{IN}^2}{4I_O} \quad (ก9)$$

และเมื่อพิจารณาจากรูปจะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_{SQ} &= I'_{SQ} - 2I_O \\ &= \frac{I_{IN}^2}{4I_O} \end{aligned} \quad (ก10)$$

และ  $I_{SQ}$  จะผ่านวงจร low pass filter ที่ประกอบไปด้วย  $Q_7$ ,  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และ  $C_{AV}$  ดังนั้นที่ขาออกเล็กเตอร์ของ  $Q_{10}$  จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก  $I_O = \frac{1}{4I_OT} \int_0^T I_{IN}^2 dt$  อิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (ก11)

โดยที่  $T = C_{AV}/g_{m7}$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ของวงจร filter .

และเมื่อพิจารณาพบว่า  $I'_o = I_o$  ดังนั้น

$$I_o = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{IN}^2 dt} \quad (ก12)$$

และที่  $Q_{II}$  ซึ่งต่อเป็นวงจร current mirror มีอัตราส่วนถ่ายโอนเป็น 1:2 หรือ

$$I_{RMS} = 2I_o \quad (ก13)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $I_o$  จากสมการที่ (ก12) ลงในสมการที่ (ก13) ก็จะได้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{IN}^2 dt} \quad (ก14)$$

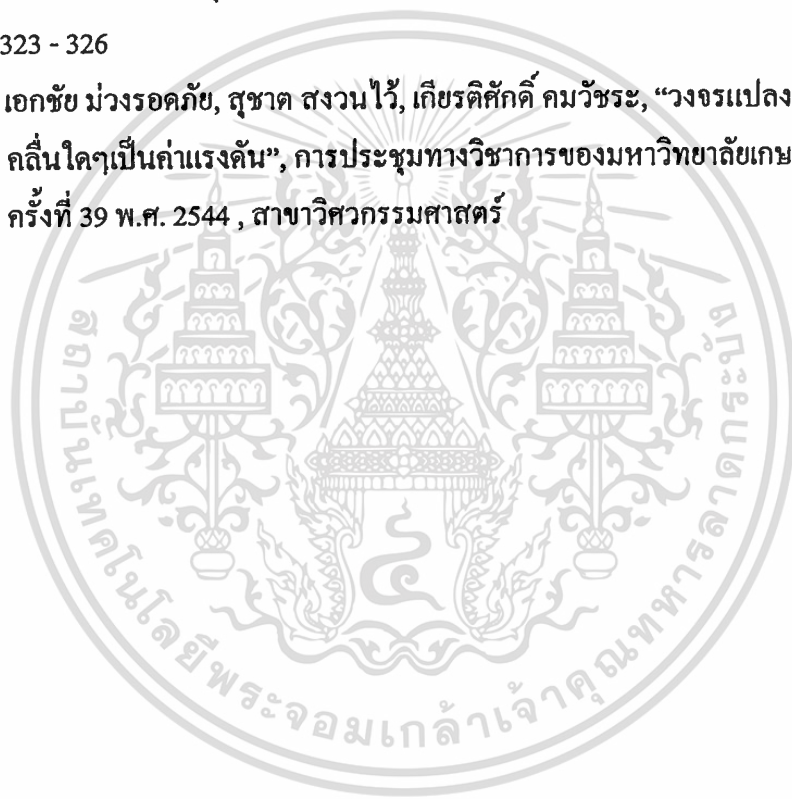


## ภาคผนวก ข .

ไปนี้

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร ในวิทยานิพนธ์นี้มี 2 บทความดังต่อไปนี้

- [1] เอกชัย ม่วงรอดภัย, เกียรติศักดิ์ คมวัชระ, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, วัลลภ สุระกำพลธร, สุชาติ สงวนไว้, “วงจรแปลงความถี่คลื่นชาวยน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานใน รูป กระแส”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, 2542, EL031 หน้า 323 - 326
- [2] เอกชัย ม่วงรอดภัย, สุชาติ สงวนไว้, เกียรติศักดิ์ คมวัชระ, “วงจรแปลงความถี่รูป คลื่นใดๆเป็นค่าแรงดัน”, การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39 พ.ศ. 2544 , สาขาวิศวกรรมศาสตร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้า Electrical Engineering Conference (EECON)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม  
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรแปลงความถี่คลื่นไซน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปกระแส A Current-Mode Analog Sinusoidal Frequency-to-Voltage Converter

เอกชัย ม่วงรอดกิจ      เกียรติศักดิ์ คมวิษระ      วรพงศ์ คังศรีวัฒน์      วัลลภ สุระภัทธร      สุชาติ สงวนไว้

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 326-9989

### บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอถึงหลักการออกแบบวงจรแปลงความถี่คลื่นไซน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปกระแสที่ประกอบด้วยการทำงานวงจรหาค่าอนุพันธ์ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น วงจรหาค่าเฉลี่ย และวงจรหาร ที่ถูกออกแบบภายใต้หลักการของ วงจรรวมของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ผลของการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันวงจรสามารถทำงานได้ในย่านความถี่ใช้งานที่กว้างมากถึง 0.1 Hz จนถึง 1 MHz และใช้แหล่งจ่ายไฟแค่เพียงแค่ ๕V ขึ้นไป เนื่องจากว่ารูปแบบวงจรถูกสร้างภายใต้การทำงานกระแส และวงจรยังมีค่าความผิดพลาดค่าให้ความเที่ยงตรง และมีการตอบสนองที่เร็วกว่าไอซีที่จำหน่ายตามท้องตลาด

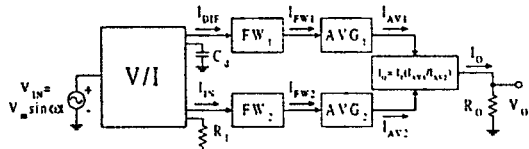
### Abstract

This paper proposes a current-mode analog sinusoidal frequency-to-voltage converter or CMS-F/V. The realization consists of a differentiator, a full-wave rectifier, an averaging and translinear divider circuit. The method can also be implemented in bipolar technology monolithic integrated form. The circuit is based on current-mode technique, so the conversion of F/V circuit has a frequency range more than six decades, low supply voltage, low error, high accurately and linearly and fast response as compares with commercially integrated circuits (IC) available.

### 1. บทนำ

วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน หรือ F/V เป็นที่ทราบกันดีว่าการนำไปประยุกต์ใช้งานเพื่อใช้เป็นส่วนหนึ่งของส่วนวงจรป้อนกลับ (feedback path) ในสาขาวิชาการควบคุมต่าง ๆ เช่น ในสาขาควบคุมกำลัง (power system control) หรือในสาขาเครื่องมือวัด (instrumentation) เช่น ในขบวนการที่ถือการควบคุมให้มีความถี่ค่ามาก ใช้ในการอ่านค่าความถี่จาวจร VCO (voltage-controlled oscillator) ในการแยกการวัดของระบบออกจากกัน ในการควบคุมค่าความเร็วมอเตอร์ หรือในวงจรสวิตช์ (switching circuit) เป็นต้น ดังนั้นจากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าวงจร F/V มีความสำคัญมากขึ้นตามลำดับ

อีกทั้งถ้าเราสามารถออกแบบไว้เพื่อควบคู่ไปกับการทำงานของอุปกรณ์ในขนาดที่สามารถปฏิบัติงานได้ที่มีความถี่สูง ๆ เช่น วงจรสวิตช์ ก็จะเป็นประโยชน์ไม่มากก็น้อยซึ่งจากการสำรวจพบว่า เช่น ไอซี F/V ในท้องตลาด [1] เช่น เบอร์ LM331 เป็นวงจร V/F หรือ F/V ได้ ซึ่งในกรณีใช้เป็นวงจร F/V สามารถใช้งานกับความถี่ได้เพียง 10 KHz เท่านั้น และอินพุตของสัญญาณที่ป้อนเข้ามาให้กับ ไอซีนี้ต้องมีขนาดโคม่าจึงจะสามารถทำให้ไอซีนี้ทำงานได้ หรือไอซีเบอร์ LM2907 สามารถใช้งานกับความถี่ไม่เกิน 10 KHz เช่นกัน และแรงดันอินพุตที่ขึ้นตรงกับ V<sub>CC</sub> อีกด้วย (ซึ่งถ้า V<sub>CC</sub> ไม่คงที่ก็จะทำให้การวัดเกิดความผิดพลาดได้) ดังนั้นจากที่ได้กล่าวมาพบว่าไอซีไม่สามารถใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดแอมพลิจูด (amplitude) ค่า ๆ ได้ และความถี่สูงได้ และรูปของสัญญาณความถี่ใช้ก็ได้เฉพาะสัญญาณสแควร์ (square wave) เท่านั้น ดังนั้นปัญหาเหล่านี้จะหมดไปถ้าวงจรที่ออกแบบขึ้นภายใต้การทำงานในรูปกระแส (current-mode) [2-3] เพราะเนื่องจากว่าจะทำให้วงจรสามารถใช้งานได้ที่มีความถี่สูงแล้วยังสามารถทำให้ใช้แหล่งจ่ายไฟแค่เพียง 5V เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการของกรสร้างวงจร F/V ในเอกสารอ้างอิง [4-7] พบว่าส่วนใหญ่ออกแบบวงจรขึ้นภายใต้การทำงานของออปแอมป์ (OP-AMP) ซึ่งมีรูปแบบในรูปแรงดัน (voltage-mode) ทำให้ไม่สามารถปฏิบัติงานได้ที่มีความถี่สูงและวงจรมีขนาดใหญ่ ซึ่งไม่เหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นในบทความนี้เป็นกรนำเสนอวงจรแปลงความถี่คลื่นไซน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปกระแสโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ในการออกแบบและนำเสนอรูปแบบในรูปวงจรรวม จากการทดสอบสมรรถนะของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE เปรียบเทียบผลการทำงานของวงจรปรากฏผลให้ค่าที่สอดคล้องกับทฤษฎี และจะสามาร่งปฏิบัติงานความถี่ได้สูงถึง 1 MHz ตลอดจนแปลงค่าความถี่ไปเป็นแรงดัน



รูปที่ 2.1 หลักการเบื้องต้นของวงจร CMS-F/V



วงจรแปลงความถี่คลื่นซายน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปกระแส

วงจรสะท้อนกระแส ( $Q_7-Q_8$ ), ( $Q_{10}-Q_{11}$ ) และ ( $Q_{13}-Q_{14}$ ), ( $Q_{16}-Q_{17}$ ) เป็นค่า  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  ตามลำดับ เพื่อนำไปป้อนเข้าสู่วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นต่อไป ดังนั้นถ้า  $V_m = V_m \sin \omega t$  จากสมการที่ (1) และ (2) จะได้

$$I_{DIF} = C_d \frac{d}{dt} (V_m \sin \omega t) = (C_d V_m \omega) \cos \omega t \tag{11}$$

และ 
$$I_{IN} = \frac{V_m \sin \omega t}{R_1} \tag{12}$$

$$I_{AV1} = \frac{2}{\pi} |2\pi C_d V_m f_i| \tag{15}$$

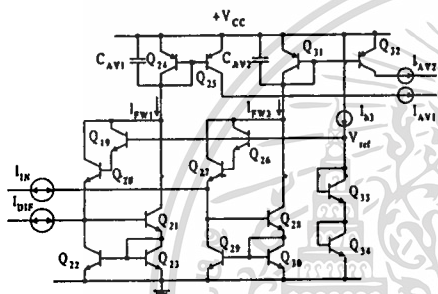
และ 
$$I_{AV2} = \frac{2}{\pi} \left| \frac{V_m}{R_1} \right| \tag{16}$$

ที่  $Q_{25}$  และ  $Q_{31}$  ทว่า  $I_{C24} = I_{C25} = I_{C26} = I_{C27} = I_{C28}$  และ  $I_{C30} = I_{C31} = I_{C32} = I_{C33} = I_{C34}$  ดังนั้นในการเลือกใช้ค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  เพื่อลดค่าแรงดันรีปเปลจะได้

$$C_{AV1} \gg \frac{I_{C24}}{4\pi f_i V_T} = \frac{I_{FW1}}{4\pi f_i V_T} \tag{17}$$

และ 
$$C_{AV2} \gg \frac{I_{C31}}{4\pi f_i V_T} = \frac{I_{FW2}}{4\pi f_i V_T} \tag{18}$$

2.2.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-Wave Rectifier) และวงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit)



รูปที่ 2.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและวงจรหาค่าเฉลี่ย

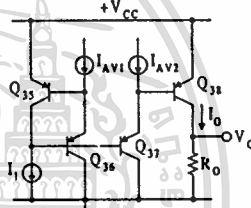
จากรูปที่ 2.3 แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_T$  และ  $Q_{19}$  และ  $Q_{20}$  จะสร้างแรงดันอ้างอิงไว้คงที่ประมาณ  $2 V_{BE} = V_{REF}$  เพื่อไบอัสให้ขาเบสของ  $Q_{19}$  และ  $Q_{20}$  มีค่าเป็น  $2V_{BE}$  และไบอัสให้ขาเบสของ  $Q_{21}$  และ  $Q_{22}$  มีค่าเป็น  $V_{BE}$  ดังนั้นเมื่อมีค่ากระแส  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  มีทิศทางไหลออกจากวงจรรูป 2.3 จะทำให้  $Q_{19}$ ,  $Q_{20}$  และ  $Q_{26}$ ,  $Q_{27}$  ทำงานส่งผ่านกระแส  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  ไปปรากฏยัง  $I_{FW1}$  และ  $I_{FW2}$  มีค่าเท่ากันตามลำดับ จากนั้นถ้า  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  มีทิศทางกระแสไหลเข้าสู่รูปที่ 2.3 จะทำให้  $Q_{21}$ - $Q_{23}$  และ  $Q_{24}$ - $Q_{26}$  ทำการส่งผ่านกระแส  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  ไปปรากฏยังค่ากระแส  $I_{FW1}$  และ  $I_{FW2}$  ให้ค่าเท่ากันตามลำดับ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า  $Q_{19}$ - $Q_{23}$  และ  $Q_{24}$ - $Q_{30}$  เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นให้กับค่ากระแส  $I_{DIF}$  และ  $I_{IN}$  ไปปรากฏเป็นค่ากระแส  $I_{FW1}$  และ  $I_{FW2}$  ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (3) และ (4) จะได้

$$I_{FW1} = |I_{DIF}| = |(C_d V_m \omega) \cos \omega t| \tag{13}$$

และ 
$$I_{FW2} = |I_{IN}| = \left| \left( \frac{V_m}{R_1} \right) \sin \omega t \right| \tag{14}$$

จากนั้นค่ากระแส  $I_{FW1}$  และ  $I_{FW2}$  จะถูกสะท้อนผ่านวงจรหาค่าเฉลี่ย  $Q_{25}$ ,  $Q_{26}$ ,  $C_{AV1}$  และ  $Q_{31}$ ,  $Q_{32}$  และ  $C_{AV2}$  ซึ่งมีรูปแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อทำให้ที่ทำได้ค่ากระแส  $I_{AV1}$  และ  $I_{AV2}$  มีความเป็นคลื่นซายน์มากขึ้น มีค่าเป็น  $I_{AV1}$  และ  $I_{AV2}$  ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (5) และ (6) จะได้

2.2.3 วงจรหารกระแสแบบทรานส์ลิเนียนซ์ 1-ควอดแดนต์ (1-Quadrant Translinear Current Divider)



รูปที่ 2.4 วงจรหารกระแสแบบทรานส์ลิเนียนซ์ 1-ควอดแดนต์

ในการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_O$  กับ  $I_{AV1}$ ,  $I_{AV2}$  และ  $I_1$  สามารถหาได้จาก

$$V_{BE35} + V_{BE36} = V_{BE37} + V_{BE38} \tag{19}$$

หรือ 
$$V_T \ln \frac{I_{C35} I_{C36}}{I_{S35} I_{S36}} = V_T \ln \frac{I_{C37} I_{C38}}{I_{S37} I_{S38}} \tag{20}$$

พบว่าสมการที่ (20) มี  $I_{S35} = I_{S36} = I_{S37} = I_{S38} = I_S$  และ  $I_{C35} = I_1$ ,  $I_{C36} = I_{AV1}$ ,  $I_{C37} = I_{AV2}$  และ  $I_{C38} = I_O$  ดังนั้น

หรือ 
$$V_T \ln \frac{I_1 I_{AV1}}{I_S^2} = V_T \ln \frac{I_{AV2} I_O}{I_S^2} \tag{21}$$

จะได้ 
$$I_O = \frac{I_1 I_{AV1}}{I_{AV2}} \tag{22}$$

แทนค่าสมการที่ (15) และ (16) ลงในสมการที่ (22) ได้

$$V_O = I_O R_O = (2\pi R_1 R_O C_d I_1) f_i = k_f f_i \tag{23}$$

เมื่อ 
$$k_f = 2\pi R_1 R_O C_d I_1 \text{ . เป็นค่าคงที่ของวงจร} \tag{24}$$

วงจรถ่ายแปลงความถี่คลื่นไซน์เป็นค่าแรงดันที่มีการทำงานในรูปกระแส

3. ผลการเขียนแบบการทำงานและสมรรถนะของวงจรที่ได้นำเสนอ

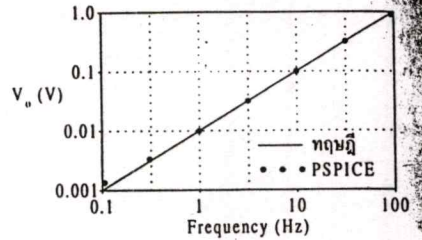
ประกอบรูปวงจรรูปที่ 2.2 ถึงวงจรรูปที่ 2.4 เข้าด้วยกัน โดยทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ที่ใช้ในการเขียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE จะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ เลือกใช้  $\pm V_{CC} = \pm 3V$  และ  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = 100\mu A$  ในวงจร

(a) เลือกการแปลงค่าความถี่เป็นค่าแรงดันหรือ  $k_f$  สมการที่ (24) ในช่วงความถี่ย่านต่ำ โดยกำหนดให้  $I_1 = 160\mu A$ ,  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $R_0 = 100\Omega$  และ  $C_0 = 10\mu F$  จะได้  $k_f = 10^{-3} V \cdot Hz^{-1}$  จากนั้นให้อื่นๆ  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V$ , คลื่นรูปไซน์จากความถี่ 0.1 Hz จนถึง 100 Hz ผลการเขียนแบบการทำงานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3.1 เมื่อการเลือกใช้  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  เพื่อลดค่าแรงดันรีปเปิลเลือกใช้จากสมการที่ (17) และ (18) ตามลำดับ ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่ 0.1 Hz - 1 Hz เพราะเป็นผลเนื่องจากการคำนวณที่ผิดพลาดในช่วงความถี่ต่ำ

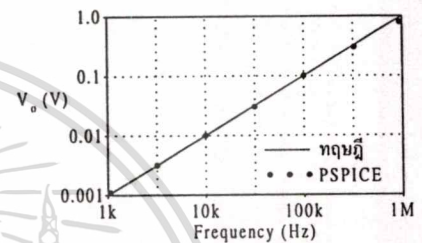
(b) เลือกการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดัน ( $k_f$ ) จากสมการที่ (24) ในช่วงความถี่ย่านสูงเป็น  $k_f = 10^{-4} V \cdot Hz^{-1}$  โดยกำหนดให้  $I_1 = 160\mu A$ ,  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $R_0 = 100\Omega$  และ  $C_0 = 0.001\mu F$  จากนั้นให้อื่นๆ  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V$ , คลื่นรูปไซน์จากความถี่ 1 KHz จนถึง 1 MHz ผลการเขียนแบบการทำงานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3.2 ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่ 100 kHz - 1 MHz เพราะเป็นผลเนื่องจากการคำนวณที่ผิดพลาดเกี่ยวกับค่าความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร

4. บทสรุป

จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร F/V ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 โดยใช้โปรแกรม PSPICE เขียนแบบการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้นำเสนอมาดังสมการที่ (24) พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามความคาดหมาย สามารถปฏิบัติงานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 0.1 Hz จนถึงย่านความถี่ 1 MHz โดยที่ให้ความผิดพลาดเกิดขึ้นต่ำ ซึ่งค่าดังกล่าวนี้สามารถลดลงได้โดยการเลือกใช้  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  ให้มากขึ้น เพื่อลดค่าแรงดันรีปเปิลลง แต่ผลเสียก็คือถ้าเลือกค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  มากเกินไป จะทำให้ผลตอบสนองในการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดันช้าลงไปด้วย จากหลักการดังกล่าววงจรทั้งหมดถูกออกแบบด้วยไมโครเทคโนโลยีจึงมีความเหมาะสมมากในการนำไปทำเป็นวงจรรวม (IC) ซึ่งวงจรดังกล่าวนี้ถ้านำไปทำ IC สามารถที่จะดัดแปลงเป็นวงจรถ่ายแปลงคาบเวลาเป็นแรงดัน (period-to-voltage) หรือ T/V ได้โดยนำสัญญาณ  $I_{AV1}$  กับ  $I_{AV2}$  สลับที่กันในวงจรหารดังนั้นจะได้  $V_o = \frac{R_0 I_1}{2\pi C_0 R_1 f_1} = \left( \frac{R_0 I_1}{2\pi C_0 R_1} \right) T_1 = (k_f) T_1$  ซึ่งสามารถวัดค่าของคาบเวลาสัญญาณอินพุต (T) เพื่อแปลงเป็นแรงดันได้เช่นกันแทนการวัดค่าความถี่ เมื่อ  $k_f =$  ค่าคงที่



รูปที่ 3.1 ผลการเขียนแบบวงจร F/V ด้วยค่า  $k_f = 10^{-3} V \cdot Hz^{-1}$



รูปที่ 3.2 ผลการเขียนแบบวงจร F/V ด้วยค่า  $k_f = 10^{-4} V \cdot Hz^{-1}$

5. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับทุนอุดหนุนและเครื่องมือในการทำวิจัยจาก Japan International Cooperation Agency (JICA) ซึ่งคณะผู้ทำการวิจัยขอขอบคุณ: โอภาสรัตน์ชัย

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] National Semiconductor, "Semiconductor Master Selection Guide", 1989.
- [2] C.Toumazou, F.J.Lidgey and D.G.Haigh, *Analog IC Design : The Current Mode Approach*. London, U.K. : Peter Peregrinus, 1990.
- [3] B.Wilson, "Recent development in current conveyors and Current-mode circuits", *Proc. Inst. Elect. Eng. G.*, vol.137, pp.63-77, 1990.
- [4] M.A.S. Jaafar and et. al., "A dual slope based digital frequency meter", *Int. J. Electron.*, vol.57, no.4, pp.557-562, 1984.
- [5] J.S. Reynolds, "Frequency/voltage converter with Low Output Ripple", *Electron. Lett.*, vol.22, pp.783-784, 1986.
- [6] D.H. Shin and G.H. Cho, "A simple high performance analog frequency-to-voltage converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.1E-34, pp.295-298, 1987.
- [7] W. Surakamponorn, Y. Chonbodeechalermroong, S. Bunjesujit, "An analog sinusoidal frequency-to-voltage converter", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.40, no.6, pp.925-929, 1991.
- [8] C. Toumazou, "Class AB switched-current memory for analogue sampled-data systems", *Electron. Lett.*, vol.27, no. 10, pp.873-874, 1991.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# การประชุมทงวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39

## The 39<sup>th</sup> Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์  
(Subject : Engineering)

5-7 กุมภาพันธ์ 2544

5-7 February 2001

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

กระทรวงศึกษาธิการ

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

ทบวงมหาวิทยาลัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

## วงจรแปลงความถี่รูปคลื่นใด ๆ เป็นค่าแรงดัน

An analog numerous waveform frequency-to-voltage converter

เอกชัย ม่วงรอดภัย สุชาติ สงวนไริ และ เกียรติศักดิ์ คมวัชร

Ekkachai Muangrodpai, Suchat Sa-nguanwai, and Kiattisak Kumwachara

## บทคัดย่อ

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงความถี่สำหรับสัญญาณรูปคลื่นใด ๆ เป็นค่าแรงดัน โดยการทำงานจะประกอบไปด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย และวงจรหาร ที่ถูกออกแบบภายใต้หลักการของวงจรรวมของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ทุกส่วนวงจรทำงานในโหมดกระแส ทำให้มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง ใช้แรงดันไฟต่ำ และให้ความเที่ยงตรงในการแปลงค่าสูง

## ABSTRACT

This research presents an analog numerous waveform frequency-to-voltage converter, that can convert several waveform. The realization is consist of a voltage-to-current, an integrator, a Root-Mean-Square (RMS) and translinear divider circuit, the method can also be implemented in bipolar technology monolithic integrated form. Every path operate in current-mode, so the conversion of F/V circuit has wide operational frequency range, low supply voltage and high accurately converter.

## คำนำ

จากการพัฒนาอย่างรวดเร็วของวงการอุตสาหกรรมในปัจจุบันได้มีการนำเอาวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น ในการวัดและควบคุมความเร็วในการหมุนของมอเตอร์ หรืออย่างเช่นในวงจร VCO (voltage controlled oscillator) ก็จะมีวงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันหรือ F/V เป็นส่วนประกอบในส่วนป้อนกลับ ดังนั้นเราจะพบว่าวงจร F/V มีการใช้งานแพร่หลายกันอยู่มาก แต่วงจร F/V ที่พบจากเอกสารอ้างอิง [1-4] พบว่ามีการออกแบบวงจรโดยใช้การทำงานร่วมกับออปแอมป์ (operational amplifier) ซึ่งเรารู้ดีว่าออปแอมป์นั้นมีการทำงานในรูปแรงดันโหมด (voltage-mode) ทำให้ไม่สามารถปฏิบัติงานได้ที่ความถี่สูงและวงจรยังมีหลายออปแอมป์และมีขนาดใหญ่ไม่เหมาะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ ไอซี F/V ที่พบในท้องตลาดเบอร์ LM331 หรือเบอร์ LM2907 [5] สามารถแปลงค่าได้เฉพาะสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเท่านั้น อินพุตที่ป้อนเข้ามาจะต้องมีออปลิจูดขนาดใหญ่ และแรงดันเอาต์พุตยังมีผลของ  $V_{cc}$  เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย (ถ้า  $V_{cc}$  ไม่คงที่ก็จะเกิดการผิดพลาดได้) จากข้อจำกัดเหล่านี้ งานวิจัยชิ้นนี้จึงได้นำเสนอวงจร F/V ที่สามารถใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่หลากหลายรูปคลื่นสัญญาณได้และเพื่อไม่ให้มีขีดจำกัดเพียงสัญญาณเดียวเท่านั้น ในการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดันที่ได้ไม่ขึ้นตรงกับออปลิจูดของสัญญาณอินพุตแต่อย่างใดเท่า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

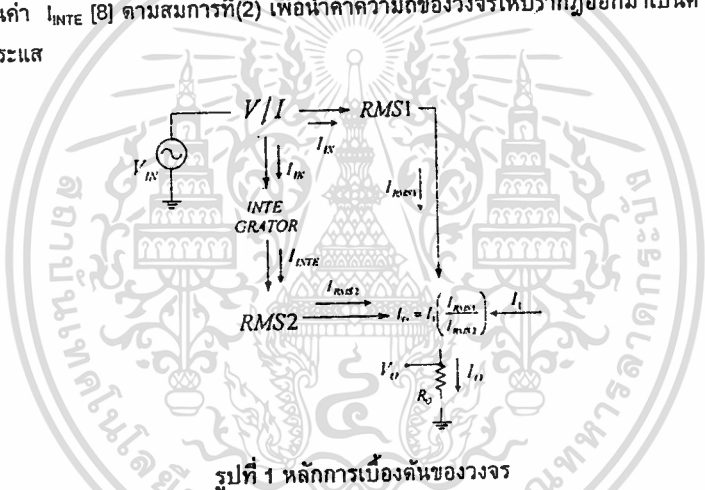
สาขาวิศวกรรมศาสตร์

ให้มีความเที่ยงตรงกับค่าสัญญาณหนึ่งๆที่แปลงได้ วงจรยังมีการทำงานภายใต้กระแสโหมด [6-7] จึงมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้างตั้งแต่ 0.1 Hz - 1 MHz และการออกแบบภายใต้เทคโนโลยีวงจรรวมไบโพลาร์ในรูปการนำเอารูปแบบของวงจร ทรานส์ลิเนียร์ (translinear circuit) มาประยุกต์ใช้งานทำให้วงจรไม่ขึ้นตรงต่อผลของอุณหภูมิจากภายนอกและภายในวงจร ผ่านการทดสอบสมรรถนะโดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบผลการทำงานของวงจรปรากฏผลให้ค่าสอดคล้องกับทฤษฎี

การออกแบบวงจรแปลงความถี่รูปคลื่นใด ๆ เป็นค่าแรงดัน

หลักการเบื้องต้นของวงจร

จากหลักการรูปที่ 1 ในขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนสัญญาณจากรูปแรงดัน  $V_{IN}$  ให้เป็นกระแสเพื่อให้วงจรมีการทำงานในโหมดกระแส โดยจะมีค่าเป็น  $I_{IN}$  ตามสมการที่ (1) จากนั้นจะนำ  $I_{IN}$  ไปผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ได้เป็นค่า  $I_{INTE}$  [8] ตามสมการที่(2) เพื่อนำค่าความถี่ของวงจรให้ปรากฏออกมาเป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ ซึ่งกระแส



รูปที่ 1 หลักการเบื้องต้นของวงจร

$I_{IN}$  และ  $I_{INTE}$  ที่ได้ จะนำไปผ่านวงจร RMS [8] เพื่อเปลี่ยนเป็นกระแสตรงที่สามารถทราบคุณลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณต่างๆที่เราจะทำการแปลงได้จากค่าของ crest factor หรือ CF ดังแสดงเป็นค่ากระแส  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ตามสมการที่ (3) และ (4) ตามลำดับ และค่ากระแส  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  นี้จะมีความเป็นกระแสตรงราบเรียบมากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  ในวงจรดังแสดงตามสมการที่ (5) และ (6) ในขั้นสุดท้ายจะนำ  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  มาหารกันเพื่อลดผลของแอมพลิจูดสัญญาณอินพุต ( $V_m$ ) ทั้งนี้เพื่อให้ไม่ส่งผลต่อแรงดันที่เอาต์พุตที่แปลงได้ ดังนั้นค่าแรงดันที่เอาต์พุตจะมีค่าแปรตามความถี่อินพุตเท่านั้น และไม่ขึ้นกับค่าแรงดันซัพพลายซีดีใดๆทั้งสิ้น ดังสมการที่ (7) และ (8) นอกจากนี้ยังใช้แรงดันซัพพลายซีดีเพียงเล็กน้อยเท่านั้น และสามารถทราบคุณลักษณะของรูปคลื่นที่เป็นอินพุตของวงจรจากอัตราส่วนของ  $CF_2 / CF_1$  ซึ่งจะมีการบรรยายต่อไป

จากวงจร  $V/I$  จะได้

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_1} \tag{1}$$

$$I_{INTE} = \frac{1}{C_{INTE} R_2} \int I_{IN} dt \tag{2}$$

ที่วงจร RMS1 และ RMS2 ได้

$$I_{RMS1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{IN})^2 dt} \tag{3}$$

$$I_{RMS2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{INTE})^2 dt} \tag{4}$$

ในการเลือกค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  สามารถเลือกได้ดังนี้

$$C_{AV1} \geq \frac{|I_{IN}|}{8\pi V_T f_i} \tag{5}$$

$$C_{AV2} \geq \frac{|I_{INTE}|}{8\pi V_T f_i} \tag{6}$$

ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจะได้

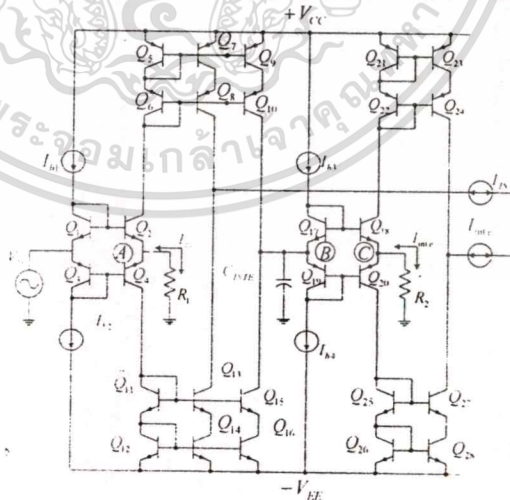
$$I_O = I_1 \left[ \frac{I_{RMS1}}{I_{RMS2}} \right] = (I_1) \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{IN})^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{INTE})^2 dt}} \tag{7}$$

หรือ

$$V_O = I_O R_O \tag{8}$$

การออกแบบวงจรตามหลักการรูปที่ 1

1. วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ( voltage-to-current ) และวงจรอินทิเกรเตอร์ ( integrator )



รูปที่ 2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และ วงจรอินทิเกรเตอร์

จากรูปที่ 2 เป็นรูปแบบวงจรสายพานกระแสแบบบวก ( positive current conveyor ) ยุคสอง ที่สร้างจากหลักการของวงจรคลาส AB ซึ่งทำงานในรูปแบบของกระแสโหมด พิจารณาที่  $Q_1 - Q_4$  และแหล่งจ่ายกระแส  $I_{IN}$  กับ  $I_{IN}$  เมื่อสัญญาณอินพุต  $V_{IN}$  บิอนเข้ามาแรงดันที่  $V_A$  จะเท่ากับแรงดัน  $V_{IN}$  ทำให้เกิดกระแสขึ้นที่

## สาขาวิศวกรรมศาสตร์

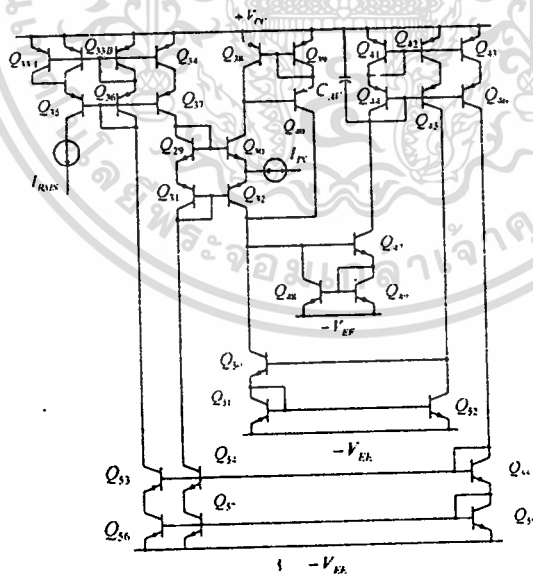
$R_1$  มีค่าเป็น  $I_{IN}$  ตามสมการที่ (1) จากนั้นค่ากระแส  $I_{IN}$  จะถูกสะท้อนด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคด ( cascode current mirrors ) ซึ่งประกอบด้วยส่วน  $Q_5-Q_{10}$  และ  $Q_{11}-Q_{16}$  ออกไปเป็นค่ากระแส  $I_{IN}$  2 ชุด เพื่อนำไปป้อนเข้าสู่วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรหาค่า RMS ต่อไป ดังนั้นเมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุตเป็นการประกอบขึ้นของสัญญาณหลาย ๆ ฮาโมนิกเข้าด้วยกันโดยมีค่าเป็น  $V_{IN} = V_m \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\omega_1 t$  จากสมการที่ (1) จะได้

$$I_{IN} = \frac{V_m}{R_1} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\omega_1 t \quad (9)$$

จากนั้นค่ากระแส  $I_{IN}$  อีกชุดจะถูกป้อนผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย  $Q_{17}-Q_{20}$  และมี  $I_{b3}$  กับ  $I_{b4}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้วงจร และมี  $C_{INTE}$  ต่ออยู่ที่โหนด B เมื่อมีกระแส  $I_{IN}$  เข้ามาที่โหนด B จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม  $C_{INTE}$  เป็น  $V_B$  ซึ่งทำให้เกิดแรงดัน  $V_C$  ตกคร่อม  $R_2$  จึงเกิดกระแสขึ้นที่  $R_2$  มีค่าเป็น  $I_{INTE}$  ตามสมการที่ (2) แล้วค่ากระแส  $I_{INTE}$  ก็จะถูกสะท้อนผ่าน  $Q_{21}-Q_{24}$  และ  $Q_{25}-Q_{27}$  ซึ่งถือเป็นวงจรสะท้อนกระแสแคสโคดออกไปสู่การทำงานภาคต่อไป ดังนั้นเมื่อแทนค่าจากสมการ (9) ในสมการ (2) จะได้

$$\begin{aligned} I_{INTE} &= \frac{I}{C_{INTE} R_2} \int \frac{V_m}{R_1} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\omega_1 t dt \\ &= \frac{V_m}{2\pi f_i C_{INTE} R_1 R_2 n} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\omega_1 t \end{aligned} \quad (10)$$

## 2. วงจรหาค่า RMS



รูปที่ 3 วงจรหาค่า RMS

จากรูปที่ 3 วงจรประกอบไปด้วย วงจรกระแสยกกำลังสอง และวงจรสะท้อนกระแสอีก 6 ชุด ซึ่งประกอบกันทั้งหมดเป็นวงจร RMS โดยมีกระแสอินพุตของวงจรเป็น  $I_{IN}$  ส่วนอินพุตอีกส่วนหนึ่งคือกระแส  $I_{INTE}$  จะต้องใช้วงจรดังรูป 3 อีก 1 ชุด และเมื่อวิเคราะห์สัญญาณ  $I_{IN}$  และ  $I_{INTE}$  และหาค่า RMS ตามสมการที่ (3) และ (4) ออกมาแล้วจะได้ค่า  $I_{RMS1}$  และ  $I_{RMS2}$  ดังนี้

$$I_{RMS1} = \frac{I_{IN}}{CF_1} = \frac{V_m}{R_1(CF_1)} \tag{11}$$

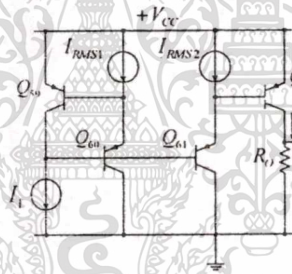
$$I_{RMS2} = \frac{I_{INTE}}{CF_2} = \frac{V_m}{2\pi f_i C_{INTE} R_1 R_2 n(CF_2)} \tag{12}$$

เมื่อ CF หรือ creat factor คือค่าคุณลักษณะเฉพาะของสัญญาณรูปคลื่นต่างๆที่ผ่านวงจร RMS ดังแสดงในตารางที่ 1 และการเลือกค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  เพื่อลดค่าแรงดันริบเบิลเมื่อกำหนด  $V_T = 26 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิห้อง จากสมการที่ (5) และ (6) จะได้

$$C_{AV1} \geq \frac{1.53|I_{IN}|}{f_i} \tag{13}$$

$$C_{AV2} \geq \frac{1.53|I_{INTE}|}{f_i} \tag{14}$$

3. วงจรหารกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ชนิด 1-ควอดแดนต์ ( 1-Quadrant Translinear Current Divider )



รูปที่ 4 วงจรหารกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ชนิด 1-ควอดแดนต์

ในการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_O$  กับ  $I_{RMS1}$ ,  $I_{RMS2}$  และ  $I_1$  สามารถหาได้จาก

$$V_{BE:59} + V_{BE:60} = V_{BE:61} + V_{BE:62} \tag{15}$$

$$V_T \ln \frac{I_{C59} I_{C60}}{I_{S59} I_{S60}} = V_T \ln \frac{I_{C61} I_{C62}}{I_{S61} I_{S62}} \tag{16}$$

พบว่าสมการที่ (16) มี  $I_{S59} = I_{S60} = I_{S61} = I_{S62} = I_S$  และ  $I_{C59} = I_1$ ,  $I_{C60} = I_{RMS1}$ ,  $I_{C61} = I_{RMS2}$  และ  $I_{C62} = I_O$  ดังนั้น

$$V_T \ln \frac{I_1 I_{RMS1}}{I_S^2} = V_T \ln \frac{I_{RMS2} I_O}{I_S^2} \tag{17}$$

$$I_O = \frac{I_1 I_{RMS1}}{I_{RMS2}} \tag{18}$$

แทนค่าสมการที่ (11) และ (12) ลงในสมการที่ (18) ได้

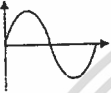
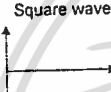
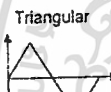
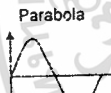
## สาขาวิศวกรรมศาสตร์

$$V_{O1} = I_{O1} R_{O1} = (2\pi C_{INT} R_2 R_{O1} n I_1) \left( \frac{CF_2}{CF_1} \right) f_1 = k_1 f_1 \quad (19)$$

เมื่อ

$$k_1 = 2\pi C_{INT} R_2 R_{O1} n I_1 \left( \frac{CF_2}{CF_1} \right) \quad (20)$$

## ตารางที่ 1

Wave form	Peak	RMS	C.F.
Sinwave or full wave 	$V_m$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m$	$\sqrt{2} = 1.414$
Square wave 	$V_m$	$V_m$	1
Triangular 	$V_m$	$\frac{V_m}{\sqrt{3}} = 0.577V_m$	$\sqrt{3} = 1.732$
Parabola 	$V_m$	$\frac{V_m}{1.25} = 0.8V_m$	1.25

## ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานและสมรรถนะของวงจรที่ได้นำเสนอ

ประกอบวงจรรูปที่ 2 ถึงวงจรรูปที่ 4 เข้าด้วยกัน โดยทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ที่จะใช้ในการเขียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE จะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ เลือกใช้  $V_{CC} = +10V$ ,  $-V_{EE} = -10V$  และ  $I_{b1} = I_{b2} = I_{b3} = I_{b4} = 100 \mu A$  โดยจะทดสอบกับสัญญาณ 3 รูปแบบดังนี้

สัญญาณรูปคลื่นไซน์  $CF = 1.414$

สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $CF = 1$

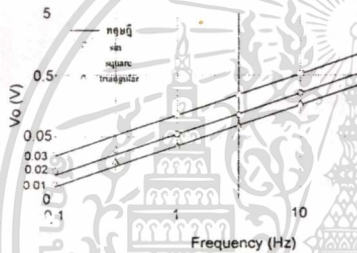
สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม  $CF = 1.732$

(a) เลือกการแปลงความถี่เป็นค่าแรงดันหรือ  $k_1$  จากสมการที่ (20) ในช่วงความถี่ย่านต่ำโดยกำหนดให้  $I_1 = 160 \mu A$ ,  $R_1 = 10 k \Omega$ ,  $R_2 = 10 k \Omega$ ,  $R_{O1} = 1 k \Omega$  และ  $C_{INT} = \mu 2 F$  จะได้  $k_1 = (2 \cdot 10^2)(CF_2/CF_1) V/Hz$  จากนั้นให้อินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก  $0.1Hz$  ถึง  $100Hz$  ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 5 เมื่อการเลือกใช้  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  เพื่อลดค่าแรงดันรีปเปิ้ลเลือกใช้จากสมการ (13) และ (14) ตามลำดับ ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่  $0.1Hz - 1Hz$  เพราะเป็นผลเนื่องจากการวัดและค่าเฉลี่ยของแรงดันรีปเปิ้ลเกิดขึ้นมากในช่วงความถี่ต่ำๆ

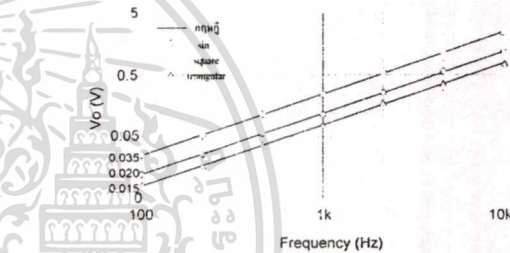
สาขาวิศวกรรมศาสตร์

(b) เลือกการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดัน ( $k_f$ ) ในช่วงความถี่ย่านปานกลางเป็น  $k_f = (2 \cdot 10^{-4})(CF_2/CF_1)$  V/Hz กำหนดให้  $I_1 = 160 \mu A$ ,  $R_1 = 10 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 k\Omega$ ,  $R_0 = 1 k\Omega$  และ  $C_{INTE} = 20nF$  จากนั้นให้อินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก 100Hz - 10kHz ผลการเขียนแบบการทำงานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 6 ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีและเกิดความผิดพลาดต่ำ

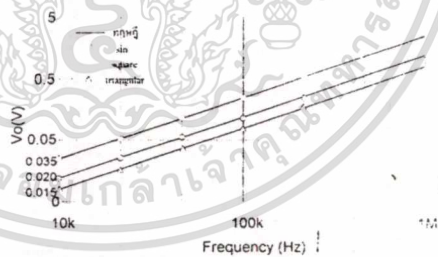
(c) เลือกการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดัน ( $k_f$ ) ในช่วงความถี่ย่านสูงเป็น  $k_f = (2 \cdot 10^{-6})(CF_2/CF_1)$  V/Hz โดยกำหนดให้  $I_1 = 160 \mu A$ ,  $R_1 = 10 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 k\Omega$ ,  $R_0 = 1 k\Omega$  และ  $C_{INTE} = 0.2 nF$  จากนั้นให้อินพุต  $V_{IN}$  มีขนาด  $1V_p$  ความถี่จาก 10kHz - 1MHz ผลการเขียนแบบการทำงานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 7 ผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีแต่จะมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่ 1MHz ขึ้นไป เพราะเป็นผลเนื่องมาจากค่าความถี่อินพุตมีค่าใกล้เคียงกับค่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดของวงจร



รูปที่ 5 ผลการเขียนแบบวงจรด้วยค่า  $k_f = (2 \cdot 10^{-2})(CF_2/CF_1)$  V/Hz



รูปที่ 6 ผลการเขียนแบบวงจรด้วยค่า  $k_f = (2 \cdot 10^{-4})(CF_2/CF_1)$  V/Hz



รูปที่ 7 ผลการเขียนแบบวงจรด้วยค่า  $k_f = (20 \cdot 10^{-6})(CF_2/CF_1)$  V/Hz

สรุป

จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร F/V ดังแสดงในรูปที่ 5-7 โดยใช้โปรแกรม PSPICE เขียนแบบการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้นำเสนอมาดังสมการที่ (19) พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามความคาดหมาย สามารถปฏิบัติงานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 0.1 Hz จนถึงย่านความถี่ 1MHz โดยที่ให้ค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นต่ำ ซึ่งค่าดังกล่าวนี้สามารถลดลงได้โดยการเลือกใช้  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  ให้มากขึ้น เพื่อลดค่าแรงดันริบเปิ้ลลง แต่ผลเสียคือถ้าเลือกค่า  $C_{AV1}$  และ  $C_{AV2}$  มากเกินไป จะทำให้ผลตอบสนองในการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดันช้าลงไปด้วย วงจรได้แสดงการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดันที่ไม่จำกัดเพียงคลื่นเดียวเท่านั้น ซึ่งในการนำเสนอได้แสดงการทดสอบกับ 3 รูปคลื่นคือสัญญาณรูปซายน์ รูปสี่เหลี่ยม และรูปสามเหลี่ยม ตามลำดับและให้ผลสอดคล้องกับสมการ (19) จากหลักการดังกล่าววงจรทั้งหมดถูกออกแบบด้วยโปรแกรมโพลารเทคโนโลยีจึงมีความเหมาะสมมากในการนำไปทำเป็นวงจรรวม

## สาขาวิศวกรรมศาสตร์

## เอกสารอ้างอิง

- M.A.S.Jaafar and et. Al., "A dual slope based digital frequency meter," *Int.J.Electron.*, vol.57, no.4 pp.557-562, 1984
- J.S.Reynolds, "Frequency/voltage converter with Low Output Ripple," *Electron. Lett.*, vol.22, pp.783-784, 1986
- D.H.Shin and G.H.Cho, " A simple high performance analog frequency-to-voltage converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.IE-34, pp.295 -298, 1987
- W. Surakamponorn, Y. Chonbodeechalemroong, S. Bunjongjit, "An analog sinusoidal frequency-to- Voltage converter," *IEEE, Trans. Instrum. Meas.*, Vol.40, no.6, pp.925-929, 1991
- Natioal Semiconductor, "Semiconductor Master Selection Guide," 1989
- C.Toumazou, F. J. Lidgely and D. G. Haigh, *Analog IC Design: The Current Mode Approach.* London, U.K. : Peter Peregrinus, 1990
- B. Wilson, "Recent development" in current conveyors and Current-mode circuits," *Proc. Inst. Elect. Eng. G.*, vol.137, pp.63-77, 1990
- W. Surakamponorn, K. Kumwachara , "A Dual Translinear-Based True RMS-to-DC Converter," *IEEE. Trans. Instrum. Meas.*, vol.47, no.2, pp.459-464, 1999

## ประวัติผู้เขียน

นายเอกชัย ม่วงรอดภัย เกิดเมื่อวันที่ 3 มกราคม พ.ศ.2522 จังหวัดนครปฐม และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ปีการศึกษา 2541 และในปีการศึกษา 2542 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้