

วงจรแปลงสัญญาณ TRUE RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง  
โดยอาศัยหลักการทรานส์ดีนซ์

A TRANSLINEAR-BASED TRUE RMS-TO-DC CONVERTER

กิตติพงษ์ อภารัตน์ชัย

KITTIPHONG APHARATTANACHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

มัลติเทคโนโลยี

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-9546-15-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรแปลงสัญญาณ TRUE RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง  
โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

A TRANSLINEAR-BASED TRUE RMS-TO-DC CONVERTER

กิตติพงษ์ อภารัตนชัย

KITTIPHONG APHARATTANACHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2545

ISBN 974-9546-15-6

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 49657  
วัน, เดือน, ปี 25 ก.พ. 2547

**A TRANSLINEAR-BASED TRUE RMS-TO-DC CONVERTER**

**KITTIPHONG APHARATTANACHAI**

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

**2002**

**ISBN 974-9546-15-6**

**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรมแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์
นักศึกษา	นายกิตติพงศ์ อภารัตนชัย
รหัสประจำตัว	43061501
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.เกียรติศักดิ์ กมวัชระ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายในการนำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ที่ถูกออกแบบภายใต้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น วงจรดังกล่าวถูกออกแบบให้ประกอบไปด้วยวงจรถูกกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรอกที่สอง ที่ถูกเน้นการทำงานในรูปของกระแส ทำให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานและผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้าง วงจรมีขนาดเล็กเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม รวมทั้งใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงบวกอย่างเดียวดังแต่ +3 ถึง +15 โวลต์ ซึ่งทั้งผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการที่ได้นำเสนอ

<b>Thesis Title</b>	A Translinear-Based True RMS-to-DC Converter
<b>Student</b>	Mr.Kittiphong Apharattanachai
<b>Student ID.</b>	43061501
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assistant Professor Dr.Kiattisak Kumwachara

### **ABSTRACT**

This thesis proposes a translinear-based true RMS-to-DC converter. The circuit is designed using only NPN bipolar junction transistors. The realization consists of current-mode squarer, low-pass filter and square root circuit. The conversion circuit has wide dynamic range, wide-band frequency response and uses single low level supply voltage. The PSPICE simulation and experimental results give a good agreement with theoretical results.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เป็นผลมาจากการที่ผู้เขียนได้รับความรู้ คำปรึกษา และคำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ในการทำงานวิจัยตลอดระยะเวลาการศึกษาจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้ด้วย

ขอกราบขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมทุกท่าน ที่ได้มอบความรู้ในรายวิชาต่าง ๆ ในตลอดหลักสูตร

ขอกราบขอบพระคุณ เตี่ย แม่ และพี่ ๆ ทุกคนที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา และคอยดูแลเป็นห่วงเป็นใยมาตลอด จนทำให้ผู้เขียนมีวันนี้ได้

ขอขอบพระคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนทุนจัดทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายขอขอบคุณนางสาวนงลักษณ์ เอี่ยมจรัส สำหรับกำลังใจ ความช่วยเหลือ และคำปรึกษา ในทุก ๆ เรื่อง รวมทั้งเพื่อน ๆ ร่วมรุ่นทุกคน

กิตติพงษ์ อภารัตนชัย

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และหลักการทรานส์ลิเนียร์.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.2.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์.....	7
2.3 หลักการทรานส์ลิเนียร์.....	10
2.4 บทสรุป.....	13
บทที่ 3 ทฤษฎีของค่า RMS และ วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 คำนิยามทั่ว ๆ ไป.....	14
3.3 ทฤษฎีของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง.....	17
3.3.1 วิธี Direct หรือ Explicit Computation Method.....	17

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.2 วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method.....	18
3.3.2 วิธี Thermal RMS-to-DC Conversion.....	19
3.4 บทสรุป.....	19
<b>บทที่ 4 การออกแบบวงจรพื้นฐาน.....</b>	<b>20</b>
4.1 กล่าวนำ.....	20
4.2 วงจรยกกำลังสอง.....	20
4.2.1 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 1.....	20
4.2.1 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 2.....	22
4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	24
4.4 วงจรถอดราก็ที่สอง.....	25
4.5 บทสรุป.....	26
<b>บทที่ 5 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง.....</b>	<b>27</b>
5.1 กล่าวนำ.....	27
5.2 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 1.....	27
5.3 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 2.....	29
5.4 การวิเคราะห์ค่าความถี่คัทออฟ.....	30
5.5 การเลือกใช้ค่า $C_{AV}$ เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล.....	30
5.6 บทสรุป.....	33
<b>บทที่ 6 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง.....</b>	<b>34</b>
6.1 กล่าวนำ.....	34
6.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรและผลการทดลองของวงจรแบบที่ 1.....	35
6.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรและผลการทดลองของวงจรแบบที่ 2.....	39
6.3.1 การวิเคราะห์การแปลงสัญญาณของวงจร.....	39
6.3.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่.....	45
6.3.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ.....	48

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3.4 การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล.....	49
6.3.5 การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor..	54
6.4 บทสรุป.....	55
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	56
7.1 บทสรุป.....	56
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	57
เอกสารอ้างอิง.....	58
ภาคผนวก.....	60
ก. การหาค่าฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ให้อยู่ในรูป Power Series โดยอาศัยทฤษฎีของ Taylor Series และ Maclaurin Series .....	61
ข. ตัวอย่างการคำนวณหาค่า $C_{AV}$ และค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล.....	63
ค. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	65
ประวัติผู้เขียน.....	83

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่า Peak, RMS, MAV, Form Factor และ Crest Factor ของสัญญาณทางไฟฟ้ารูปต่าง ๆ.....	16
6.1 สรุปคุณลักษณะการทำงาน และการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 และ 5.2.....	47

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.2 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	7
2.3 วงจรสมมูลของวงจรอีมีเตอร์ร่วม.....	7
2.4 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม.....	7
2.5 ลูปของทรานส์ลิเนียร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	11
3.1 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method.....	17
3.2 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method.....	18
3.3 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Thermal RMS-to-DC Conversion.....	19
4.1 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 1.....	20
4.2 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 2.....	22
4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	24
4.4 วงจรถอดรูดที่สอง.....	25
5.1 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 1.....	28
5.2 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 2.....	29
5.3 สัญญาณรีปเปิลของสัญญาณเอาต์พุต.....	31
6.1 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	35
6.2 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	35
6.3 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	36
6.4 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $1000\mu F$ .....	37
6.5 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $1\mu F$ .....	37

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.6 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $0.001\mu F$ .....	38
6.7 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	39
6.8 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	39
6.9 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	40
6.10 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	41
6.11 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	41
6.12 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	42
6.13 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $100\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	43
6.14 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $10\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	43
6.15 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด $1\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	44
6.16 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $1000\mu F$ .....	45

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.17 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $1\mu F$ .....	45
6.18 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $0.001\mu F$ .....	46
6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับกระแสเอาต์พุท $I_{RMS}$ เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $C_{AV}$ มีค่าเท่ากับ $10\mu F$ .....	48
6.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ และค่า $C_{AV}$ ต่าง ๆ กัน.....	49
6.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราส่วนของ $C_{AV}$ ต่อ ค่า $C_{AV}$ ที่คำนวณได้จากสมการ (5.10b) (n) กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ความถี่ 1kHz ที่มีค่า $n$ ตั้งแต่ 1 ถึง 10.....	50
6.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า $C_{AV} = 1\mu F$ กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า $C_{AV} = 10\mu F$ .....	51
6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า $C_{AV} = 1\mu F$ กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า $C_{AV} = 10\mu F$ .....	52
6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุท $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ขนาด $1000\mu A_{peak}$ ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า $C_{AV} = 1\mu F$ กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า $C_{AV} = 10\mu F$ .....	53
6.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor จากผลการเลียนแบบการทำงาน ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนกระแส $I_{IN}$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมแบบพัลส์ขนาด แอมพลิจูด $1000\mu A$ โดยมีคาบของพัลส์ 1ms ที่มีค่า Crest Factor ตั้งแต่ 1.414 ถึง 7.....	54

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

สัญญาณทางไฟฟ้าสามารถจำแนกเป็นรูปแบบต่าง ๆ ได้หลากหลาย ซึ่งสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญที่พบได้บ่อยในชีวิตประจำวันประกอบไปด้วยสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current : DC) และสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ (Alternative Current : AC) ในการวัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงนั้น สิ่งที่ต้องการทราบมีเพียง 2 ค่าเท่านั้นคือ ขนาด (Magnitude) และขั้ว (Polarity) ของสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงก็เพียงพอ ส่วนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ต้องทำการวัดถึงหลายค่า จึงจะทำให้ทราบถึงคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ๆ เช่น Peak (หรือ peak-to-peak) Amplitude ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ (Mean Absolute Value : MAV) ค่ากำลังสองเฉลี่ยสัมบูรณ์ (Root Mean Square : RMS) และความถี่ (Frequency) รวมถึงค่าอื่น ๆ อีกมากมาย ซึ่งโดยเฉพาะค่า RMS นี้มีความสำคัญมากทั้งในด้านเครื่องมือวัด (Instrumentation) และด้านการสื่อสาร (Communication) และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์อีกมากมาย การที่จะทำให้ทราบถึงค่า RMS ของสัญญาณทางไฟฟ้านั้น ๆ ต้องนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง (True RMS-to-DC Converter) จึงจะได้ค่าสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงออกมา ซึ่งสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ออกมานี้ จะมีค่าพลังงานความร้อนเท่ากับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ๆ เมื่อนำสัญญาณทั้งสองไปผ่านตัวต้านทานตัวเดียวกัน ตามคำนิยามของค่า RMS [1]

เท่าที่ผ่านมาวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ที่ได้มีการนำเสนอหรือได้ออกแบบ และผลิตขึ้นเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit : IC) ไปแล้วนั้น [2] ส่วนใหญ่วงจรจะถูกออกแบบให้ประกอบไปด้วยออปแอมป์ (Operational Amplifier) ด้วยวิธี Implicit Computation Method ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่มาก มีผลตอบสนองต่อความถี่ไม่สูงนัก และมีการทำงานในรูปแบบแรงดัน (Voltage-Mode) หรือในบางงานวิจัย วงจรที่อาศัยเทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor : BJT) จะถูกออกแบบให้ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ทั้งชนิด NPN และ PNP [3] ทำให้ในขั้นตอนการสร้าง (Fabrication) เป็นวงจรรวมสามารถทำได้ยากกว่าใช้ทรานซิสเตอร์เพียงชนิดเดียว ส่วนวงจรอื่น ๆ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว วงจรสามารถรับสัญญาณอินพุตได้เพียง 1 ควอดแรนต์เท่านั้น [4-5] ทำให้ต้องอาศัยวงจรกรองกระแสเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier) ก่อนที่จะนำสัญญาณนั้นเข้าไปในวงจร ดังนั้นหากสามารถออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว และอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งมีการประมวลผลของ

สัญญาณในรูปของกระแส โดยวงจรสามารถรับสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับได้หลากหลายรูปแบบสัญญาณ จะทำให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้างขึ้น [6] เป็นผลให้วงจรมีขนาดที่เล็กลง สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายขึ้น รวมไปถึงใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ต่ำ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

จากเหตุผลข้างต้นที่ได้กล่าวมานั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีวัตถุประสงค์คือ นำเสนอ และวิจัยวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ที่สามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับได้รูปแบบสัญญาณที่หลากหลาย และออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น เพื่อให้ขั้นตอนในการสร้างเป็นวงจรรวมสามารถทำได้ง่าย

## 1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย

วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกออกแบบโดยใช้ทฤษฎีการแปลงสัญญาณแบบตรง (Direct หรือ Explicit Computation Method) กล่าวคือวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรย่อย 3 วงจรด้วยกันคือวงจรยกกำลังสอง (Squarer) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) หรือวงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) และวงจรถอดรากที่สอง (Square Root Circuit) ซึ่งได้นำหลักการทรานส์ลิเนียร์มาเป็นพื้นฐานในการออกแบบ และใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น

## 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาเป็น 7 บท โดยในแต่ละบทจะมีเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งแยกวิเคราะห์ทั้งแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์ และแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ รวมทั้งจะกล่าวถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีของค่า RMS คำนิยามทั่ว ๆ ไป ของค่าต่าง ๆ ที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ และทฤษฎีของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งประกอบไปด้วยวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method และ วิธี Thermal RMS-to-DC Conversion

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรพื้นฐานต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรยกกำลังสองจำนวน 2 วงจร, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถดถากที่สอง ซึ่งวงจรเหล่านี้จะถูกนำมาต่อรวมกันเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลีนีเยร์ ตามวิธี Direct หรือ Explicit computation method

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงจำนวน 2 วงจร โดยเป็นการนำวงจรพื้นฐานในบทที่ 4 มาต่อรวมกัน ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรยกกำลังสอง, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถดถากที่สอง โดยวงจรทั้งสองวงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทั้งหมด แต่วงจรแรกจะมีทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จำนวน 2 ตัวด้วยกัน และรวมไปถึงการวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ และการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอในบทที่ 5 ทั้งสองวงจร โดยประกอบไปด้วยการวิเคราะห์การแปลงสัญญาณของวงจร การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่ การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล และการวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor

บทที่ 7 กล่าวถึงบทสรุป และข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

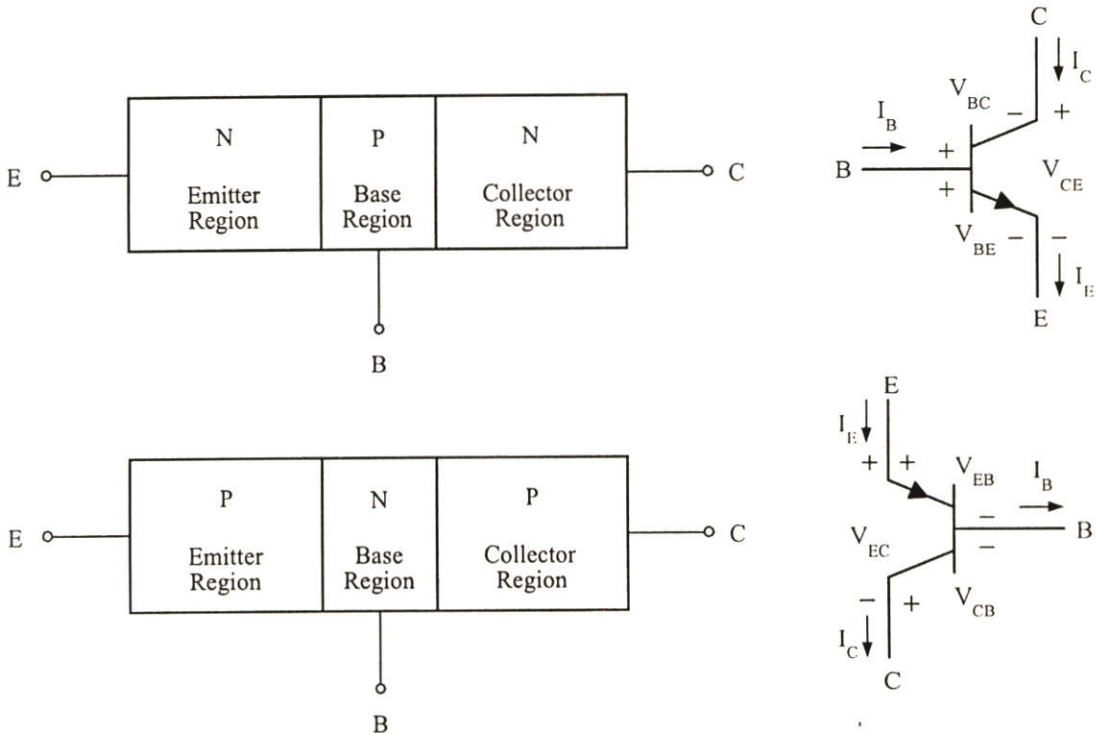
# ทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และหลักการทรานส์ลิเนียร์

### 2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์มีความสำคัญต่ออุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์เป็นอย่างมาก เพราะในวงจรรวม ได้นำทรานซิสเตอร์ไปเป็นส่วนประกอบของวงจรรวมเป็นจำนวนมาก ก่อนที่จะเข้าใจถึงหลักการออกแบบ, หลักการทำงาน รวมไปถึงการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ ที่ซับซ้อน จึงควรที่จะทราบถึงโครงสร้าง วงจรสมมูล แบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้า รวมทั้งสมการต่าง ๆ ที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของทรานซิสเตอร์ก่อน รวมไปถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์ หัวใจหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำทรานซิสเตอร์มาประยุกต์ใช้ให้มีการประมวลผลของสัญญาณในรูปของกระแส (Current-Mode) ทำให้วงจรต่าง ๆ ที่ออกแบบโดยใช้หลักการนี้มีช่วงของผลตอบสนองต่อความถี่และช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง และสามารถชี้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ต่ำ

### 2.2 ทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

#### 2.2.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.1 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

Bipolar Junction Transistor (BJT) หรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่าทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ประกอบขึ้นจากสารกึ่งตัวนำสามชั้นส่วน คือเป็นการนำสารกึ่งตัวนำชนิด N, P และ N หรือ P, N และ P มาต่อเข้าด้วยกัน โดยที่จะมีสามขาด้วยกัน ขาหนึ่งจะมีการโด๊ป (Dop) สารไว้สูงสุดเมื่อเทียบกับขาอื่น ๆ ซึ่งเรียกว่าขาอีมิทเตอร์ (Emitter : E) ส่วนขากลางจะเป็นส่วนบาง ๆ ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกับขาอีมิทเตอร์ เรียกว่าขาเบส (Base : B) และขาสุดท้ายซึ่งเป็นขาที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับขาอีมิทเตอร์ แต่ถูกโด๊ปน้อยกว่า เรียกว่าขาคอลเลกเตอร์ (Collector : C) ดังนั้นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมี 2 ชนิดคือ ชนิด NPN และ PNP ดังแสดงในรูปที่ 2.1

## 2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### 2.2.2.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์

เนื่องด้วยทฤษฎีการทำงานและสมการโดยละเอียดของทรานซิสเตอร์ได้ถูกนำเสนอไว้แล้วในเอกสารอ้างอิงอย่างมากมาย [7-9] ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงขอล่าถึงเฉพาะสมการและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ ซึ่งจะนำมาใช้ในการออกแบบและอ้างถึงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเท่านั้น

ทรานซิสเตอร์มีการไบอัสให้ทำงานได้ในหลายรูปแบบตามลักษณะการใช้งานที่แตกต่างกันไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไบอัสให้ทรานซิสเตอร์มีการทำงานอยู่ในช่วงแอคทีฟ (Active Mode) คือไบอัสตรงที่รอยต่อของขาเบสกับขาอีมิทเตอร์ และไบอัสกลับที่รอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ ทำให้  $V_{BE}$  มีค่าเป็นบวก และ  $V_{BC}$  มีค่าเป็นลบ ในทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ซึ่งจะพบว่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของช่วงปฏิบัติงานสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large Signal) ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการ (2.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (2.1)$$

จากสมการ (2.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (2.2)$$

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} = J_S A_E$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

เมื่อ

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

$D_B$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส ( $\text{cm}^2/\text{s}$ )

$n_i$  คือ ค่าความหนาแน่นของประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทริซิก ( $\text{cm}^{-3}$ )

$A_E$  คือ ค่าพื้นที่อีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ( $\text{cm}^2$ )

$Q_B$  คือ ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อีมีเตอร์ ( $\text{cm}^{-3}$ )

$V_{BE}$  คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อเบส-อีมีเตอร์ (V)

$k$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/°K

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (°K)

$I_S$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)

$J_S$  คือ ค่าความหนาแน่นของกระแส (A/cm<sup>2</sup>)

$V_T$  คือ Thermal Voltage (V)

จากสมการ (2.2) เห็นได้ว่าตามทฤษฎี ค่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  และ  $V_T$  แบบเอกโพเนนเชียลเท่านั้น โดยที่ค่าของ  $V_T$  จะมีค่าประมาณ 26mV ที่อุณหภูมิ 27°C แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ค่ากระแส  $I_C$  นั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนค่าของ  $V_{CE}$  ซึ่งเกิดมาจากผลของ Base-Width Modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการ (2.3)

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (2.3)$$

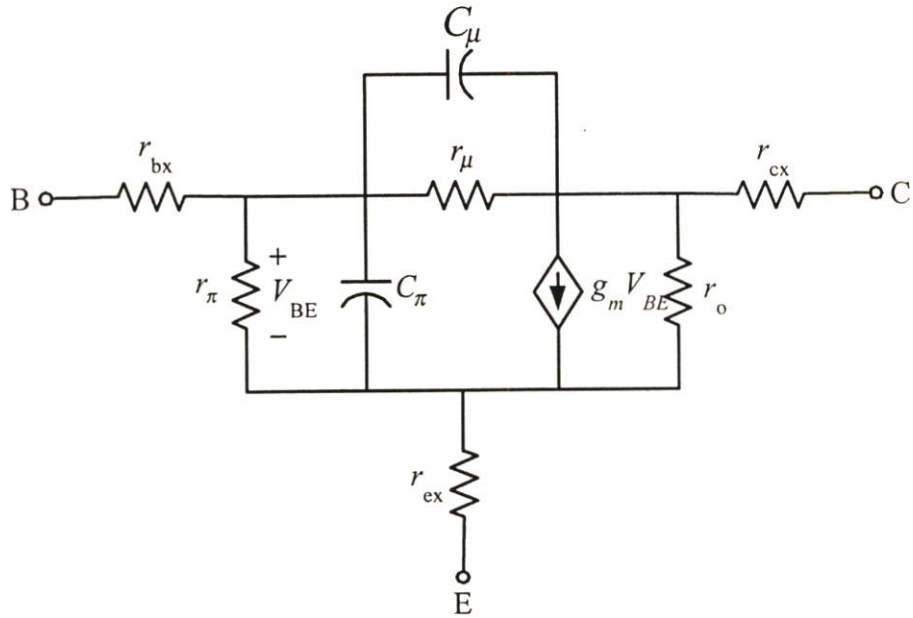
เมื่อ  $V_A$  คือค่าแรงดันขีดเริ่ม (Early Voltage) ซึ่งค่า  $V_A$  จะขึ้นอยู่กับการผลิตทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์ โดยทั่วไปแล้ว สำหรับชนิด NPN จะมีค่าอยู่ในช่วง 50 ถึง 100 โวลท์

จากสมการ (2.2) สามารถจัดรูปหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{BE}$  กับ  $I_C$  ได้อีกยกย่อก็คือ

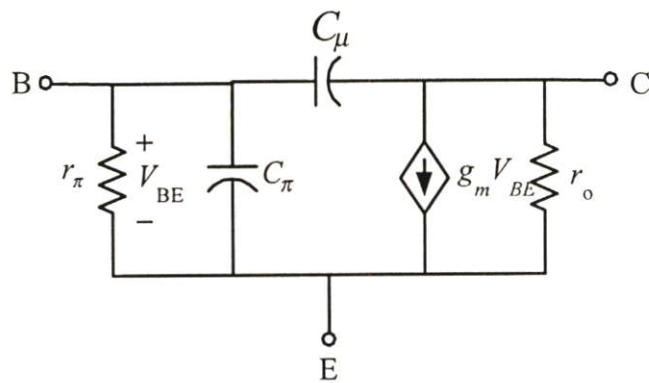
$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.4)$$

ซึ่งสมการ (2.4) นี้เป็นสมการสำคัญที่จะนำไปประยุกต์เป็นหลักการทรานส์ลิเนียร์ ที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

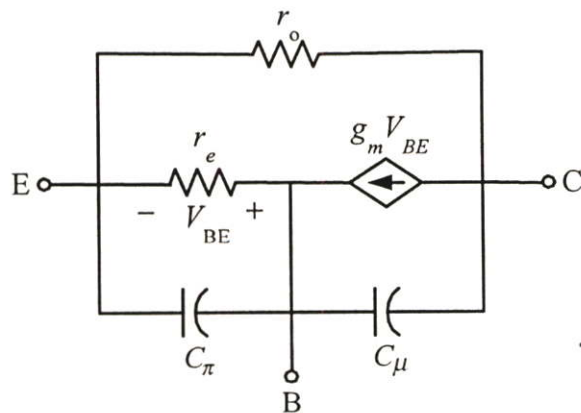
### 2.2.2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของวงจรอีมิเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

พิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรรูปที่ 2.2 นั้นจะประกอบไปด้วย

$r_{bx}$  คือ ความต้านทานอันเกิดจากขาเบสกับ Ohmic Contact

$r_{cx}$  คือ ความต้านทานของเนื้อสารคอลเล็กเตอร์

$r_{ex}$  คือ ความต้านทานของเนื้อสารอีมิเตอร์

$r_{\pi}$  คือ ความต้านทานอันเกิดจากการไบอัสตรงที่รอยต่อเบส-อีมิเตอร์

$r_{\mu}$  คือ ความต้านทานอันเกิดจากการไบอัสกลับที่รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์

$r_o$  คือ ความต้านทานอันเนื่องมาจาก Early Voltage

$C_{\pi}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์

$C_{\mu}$  = ค่าตัวเก็บประจุอันเกิดจากการไบอัสกลับที่รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์

ค่า  $r_{bx}$ ,  $r_{cx}$  และ  $r_{ex}$  นั้นจะมีค่าน้อยมากจึงสามารถละทิ้งไปได้ สำหรับค่า  $r_{\mu}$  นั้นจะมีค่าสูงมากเหมือนกับเป็นวงจรเปิด สามารถละทิ้งไปได้เช่นกัน ดังนั้นวงจรในรูปที่ 2.2 นั้นสามารถเขียนใหม่ได้เป็นวงจรรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลของวงจรอีมิเตอร์ร่วม และวงจรรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นี้สามารถคำนวณได้ดังต่อไปนี้

จากสมการ (2.2) ถ้าเราหาความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  จะทำให้ได้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance :  $g_m$ ) ของทรานซิสเตอร์ ได้ดังสมการ (2.5)

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0}$$

$$= \frac{qI_C}{kT}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (2.5)$$

ค่า  $g_m$  ที่ได้จะขึ้นกับค่าอุณหภูมิรอบข้าง เนื่องจากมี  $V_T$  อยู่ และมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่า  $I_C$  ส่วนความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_B$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  จะทำให้ได้ค่า  $r_{\pi}$  ดังนี้

$$\frac{1}{r_{\pi}} = g_{\pi} = \left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\beta_F} \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\
 &= \frac{g_m}{\beta_F} \\
 r_\pi &= \frac{\beta_F}{g_m} \tag{2.6}
 \end{aligned}$$

เมื่อ  $\beta_F$  คือ อัตราการขยายกระแสของวงจรอีมีเตอร์ร่วม

ส่วนค่าความต้านทาน  $r_o$  จะคำนวณได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{r_o} &= \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{V_{CE}=0} \\
 &= \frac{I_C}{V_A} \\
 r_o &= \frac{V_A}{I_C} \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอีมีเตอร์ร่วม สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม ได้ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งความต้านทานที่ขาอีมีเตอร์ ( $r_c$ ) จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 r_c &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\
 &= \frac{1}{g_m + \left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right)} \\
 &= \frac{\alpha_F}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}
 \end{aligned}$$

$$r_c = \frac{V_T}{I_C} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $\alpha_f$  คือค่าอัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

### 2.3 หลักการทรานส์ลิเนียร์

นับตั้งแต่คำว่า “ทรานส์ลิเนียร์” ได้ถูกคิดค้นขึ้นมาในปี 1975 [10] จึงได้มีการนำหลักการนี้ไปประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรทวีความถี่ (Frequency Multiplier) [11] วงจรสร้างฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ต่าง ๆ [12-14] และวงจรอื่น ๆ อีกมากมาย [15-16] เหตุที่มีผู้นำหลักการทรานส์ลิเนียร์มาใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะหลักการนี้มีการประมวลสัญญาณในรูปกระแส (Current-Mode) ทำให้วงจรมีผลตอบต่อความถี่ (Frequency Response) และช่วงปฏิบัติการ (Dynamic Range) ที่กว้าง และสามารถใส่แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ โดยในช่วงแรกจะมีการออกแบบวงจรที่อาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์จากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [7] เป็นส่วนมาก ต่อมาจึงมีการพัฒนาเป็นการใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอส [15] ด้วย สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์จากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เท่านั้น ซึ่งหลักการนี้มีพื้นฐานมาจากความสัมพันธ์ระหว่างทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์ที่มีความสัมพันธ์เชิงเส้น (Linear) กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของตัวเอง ซึ่งเป็นที่มาของคำว่าทรานส์ลิเนียร์ (Translinear) นั่นเอง ดังที่แสดงให้เห็นในสมการ (2.9)

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.9)$$

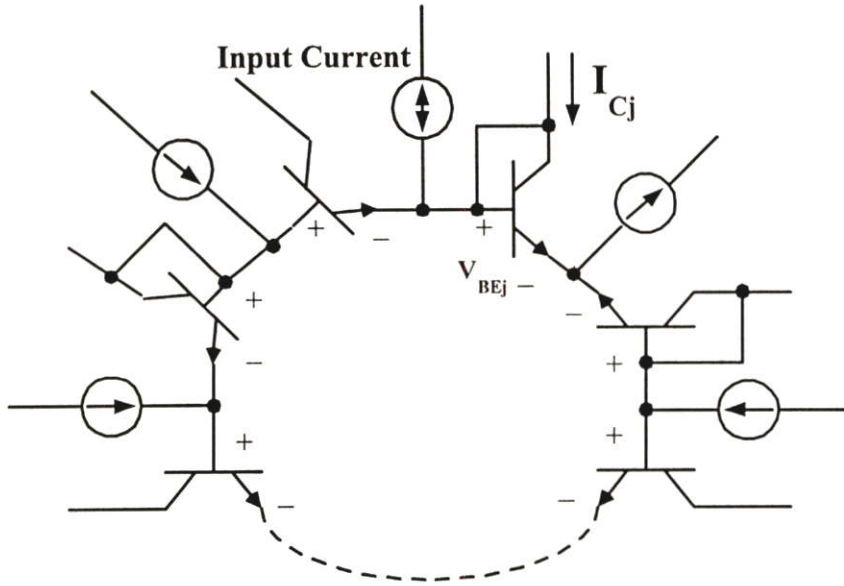
เมื่อ  $a$  คือค่าคงที่ (ขึ้นอยู่กับ  $I$  หรือ  $V$ ) ทำการอินทิเกรตสมการ (2.9) จะได้

$$I = b \exp(aV) \quad (2.10)$$

เมื่อ  $b$  คือค่าคงที่ที่ได้จากการอินทิเกรต

จากสมการ (2.10) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสมการ (2.2) เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกัน ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_C$  กับแรงดัน  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์ จากคุณสมบัตินี้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ประกอบไปด้วยลูปปิด (Closed Loop) ของรอยต่อของสารชนิด P และ N

(PN Junction) ซึ่งรอยต่อที่นั้น ๆ ถ้าทำการไบอัสตรง จะทำให้เกิดแรงดันเบส-อีมีทเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 รูปของทรานส์ลิเนียร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณาลูปปิดที่ประกอบไปด้วยรอยต่อของเบส-อีมีทเตอร์ จำนวน  $N$  รอยต่อ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 แล้ว ถ้าใช้กฎ Kirchhoff Voltage Law (KVL) จะได้ผลรวมของแรงดันในลูปนั้นต้องมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\sum_{j=1}^N V_{BEj} = 0 \quad (2.11)$$

สมการ (2.11) เมื่อเราแทนค่า  $V_{BEj}$  ด้วยสมการ (2.4) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_C$  กับแรงดัน  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว จะได้

$$\sum_{j=1}^N V_T \ln \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} = 0 \quad (2.12)$$

จากสมการ (2.12) ค่า  $V_T$  ของทรานซิสเตอร์ จะมีค่าเท่ากันทุกตัว ทำให้เราสามารถตัดค่า  $V_T$  ทิ้งไปได้ในทุกพจน์ของผลบวก ทำให้

$$\sum_{j=1}^N \ln \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} = 0 \quad (2.13)$$

จากกฎของลอกการิทึม คือ ผลบวกของอนุกรมในทอมของลอกการิทึม สามารถจัดให้อยู่ในรูปของผลคูณ และ  $\ln(1) = 0$  ดังนั้นจึงสามารถจัดรูปสมการ (2.13) ได้ดังนี้

$$\prod_{j=1}^N \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} = 1 \quad (2.14)$$

หลักการทรานส์ลิเนียร์จะมีกฎอยู่ 2 ข้อที่สำคัญ คือ

- 1) ต้องมีรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เป็นจำนวนคู่ (อย่างน้อยที่สุด 2 รอยต่อ) ในรูปของทรานส์ลิเนียร์นั้น
- 2) ต้องมีจำนวนของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ที่มีแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ทิศทางตามเข็มนาฬิกา (Clockwise : CW) และจำนวนของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ที่มีแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise : CCW) เท่ากัน

ทำให้สมการ (2.14) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\prod_{CW} \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} \quad (2.15)$$

โดยปกติแล้ว ค่า  $I_S$  ของทรานซิสเตอร์ จะมีค่าเป็นอัตราส่วนกับพื้นที่อิมิตเตอร์ ซึ่งค่าที่เป็นอัตราส่วนนั้นก็คือน่า  $J_S$  เป็นค่าความหนาแน่นของกระแสอิมิตต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ทำให้  $I_S = A_E * J_S$  ค่า  $J_S$  นี้จะมีค่าเท่ากันสำหรับทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกัน จึงตัดทิ้งไปได้ ทำให้สมการ (2.15) มีค่าเท่ากับ

$$\prod_{CW} \frac{I_{Cj}}{A_{Ej}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Cj}}{A_{Ej}} \quad (2.16)$$

เมื่อ

$V_T$  คือ Thermal Voltage (V)

$I_{Cj}$  คือ ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ตัวใด ๆ (A)

$I_{Sj}$  คือ ค่ากระแสอิมิตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ตัวใด ๆ (A)

$A_{Ej}$  คือ ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ตัวใด ๆ ( $m^2$ )

จากสมการ (2.16) ทำให้สามารถสรุปเป็นหลักการทรานส์ลิเนียร์ ได้ดังนี้ [18]

“ในลูปปิดที่ประกอบไปด้วยรอยต่อของเบส-อีมีทเตอร์เป็นจำนวนคู่ เรียงตัวกันโดยมีแรงดันเบส-อีมีทเตอร์ทิศทางตามเข็มนาฬิกา และทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จำนวนที่เท่ากัน ทำให้ผลคูณของความหนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกา มีค่าเท่ากับผลคูณของความเข้มกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา”

## 2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้าง วงจรสมมูล แบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้า รวมทั้งสมการของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รวมไปถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งมีความสำคัญต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอย่างมาก ซึ่งจะเป็นพื้นฐานที่จะนำไปใช้ในบทต่อ ๆ ไป

## บทที่ 3

# ทฤษฎีของค่า RMS และวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎี รวมไปถึงคำนิยามทั่ว ๆ ไปของค่า Root Mean Square (RMS) และทฤษฎีของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง (True RMS-to-DC Converter) ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 1

### 3.2 คำนิยามทั่ว ๆ ไป [19-20]

ในการวัดขนาดของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ มีอยู่ 3 ค่าสำคัญ ซึ่งนำไปเปรียบเทียบกับค่าไฟฟ้ากระแสตรง ดังนี้

1. Peak (หรือ peak-to-peak) แอมพลิจูด :  $E_p$  คือค่าสูงสุดของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ๆ
2. ค่าสัมบูรณ์เฉลี่ย (Mean Absolute Value : MAV) โดยปกติแล้วค่าเฉลี่ยของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ค่า MAV นี้จะเป็นการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่มีค่าเท่ากับระดับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะถ่ายโอน (Transfer) ด้วยค่าประจูดต่อหนึ่งหน่วยเวลาเดียวกัน โดย

$$\text{MAV} = \frac{1}{T} \int_0^T |e(t)| dt \quad (3.1)$$

เมื่อ  $T$  คือช่วงเวลาของสัญญาณที่สนใจ

3. ค่ากำลังสองเฉลี่ยสัมบูรณ์ (Root Mean Square : RMS) เป็นค่าที่อ้างอิงในการวัดขนาดของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นการวัดพลังงานความร้อนที่บรรจุอยู่ในสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนั้น ๆ ซึ่งพลังงานที่วัดได้นั้นจะมีค่าเท่ากับสัญญาณไฟฟ้ากระแส

ตรง เมื่อนำสัญญาณทั้งสองไปจ่ายให้กับตัวต้านทานตัวเดียวกัน โดยจะนิยามทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt} \quad (3.2)$$

Root Mean Square

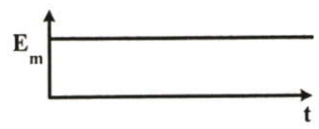

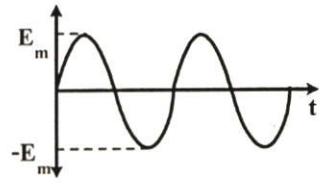
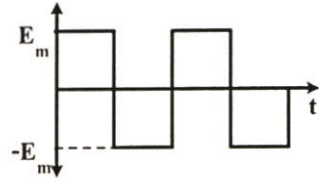
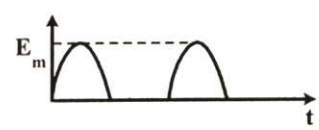
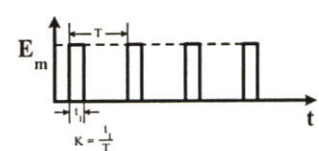
เมื่อเราสามารถหาค่าสัญญาณ DC ทั้ง 3 ค่านี้ได้ทั้งหมดแล้ว คือค่า  $E_p$ , MAV และ  $E_{\text{RMS}}$  นอกจากนี้แล้วยังมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีก 2 ค่า คือ ค่า Crest Factor คืออัตราส่วนระหว่าง  $E_p$  กับ  $E_{\text{RMS}}$  และค่า Form Factor คืออัตราส่วนระหว่าง  $E_{\text{RMS}}$  กับ MAV

$$\text{Crest Factor} = K_C = \frac{E_p}{E_{\text{RMS}}} \quad (3.3)$$

$$\text{Form Factor} = K_F = \frac{E_{\text{RMS}}}{\text{MAV}} \quad (3.4)$$

โดยในตารางที่ 3.1 เป็นการแสดงค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดของสัญญาณไฟฟ้ารูปต่าง ๆ

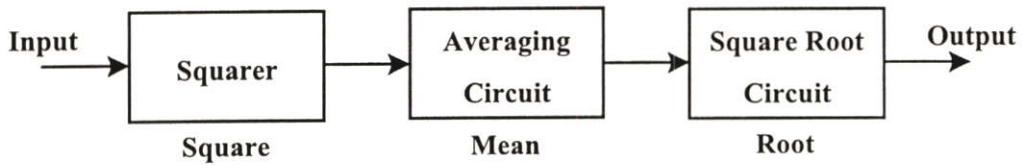
ตารางที่ 3.1 ค่า Peak, RMS, MAV, Form Factor และ Crest Factor ของสัญญาณทางไฟฟ้ารูปต่าง ๆ

สัญญาณทางไฟฟ้า	Peak	RMS	MAV	Form Factor	Crest Factor
สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง 	$E_m$	$E_m$	$E_m$	1	1
สัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม 	$E_m$	$\frac{E_m}{\sqrt{3}}$	$\frac{E_m}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$
สัญญาณคลื่นรูปไซน์ 	$E_m$	$\frac{E_m}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi} E_m$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$
สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม 	$E_m$	$E_m$	$E_m$	1	1
สัญญาณคลื่นรูปไซน์แบบครึ่งคลื่น 	$E_m$	$\frac{E_m}{2}$	$\frac{E_m}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	2
สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมแบบพัลส์ 	$E_m$	$E_m \sqrt{K}$	$K E_m$	$\frac{1}{\sqrt{K}}$	$\frac{1}{\sqrt{K}}$

### 3.3 ทฤษฎีของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง [19-21]

การแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงนั้น โดยหลัก ๆ แล้วมีอยู่ 3 วิธีที่จะนำมาสร้างเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ประกอบไปด้วย วิธี Direct หรือ Explicit Computation Method วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method และ Thermal RMS-to-DC Conversion ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

#### 3.3.1 วิธี Direct หรือ Explicit Computation Method



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method

วิธีนี้เป็นวิธีที่ทำให้เห็นภาพลักษณะของการคำนวณหาค่า RMS ได้ชัดเจนที่สุด ตามคำนิยามทางคณิตศาสตร์ เพราะการออกแบบวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรกกำลังสอง วงจรหาค่าเฉลี่ย และวงจรถอดรากที่สองดังแสดงในรูปที่ 3.1 หลักการนี้มีข้อดีคือมีผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้างและเอาต์พุตจะเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady State) ได้รวดเร็วกว่าวิธีอื่น ๆ ซึ่งมีหลักการดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $E_{IN}$  เป็นอินพุตของวงจร และ  $E_{RMS}$  เป็นเอาต์พุตของวงจร

เมื่อ  $E_{IN}$  ผ่านเข้าสู่วงจรกกำลังสอง จะได้

$$E_{SQ} = E_{IN}^2 \tag{3.5}$$

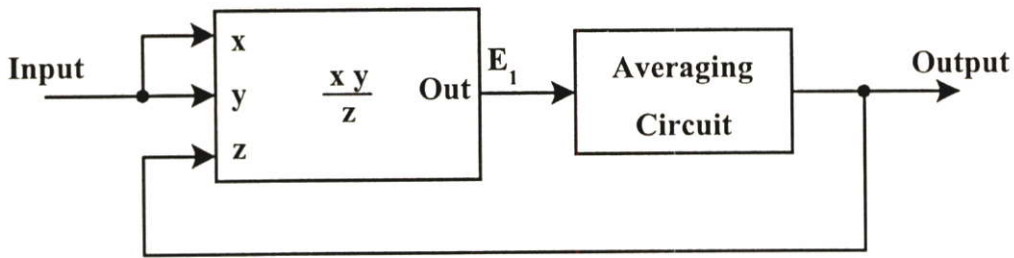
จากนั้นสัญญาณจะถูกนำเข้าไปสู่วงจรหาค่าเฉลี่ย ทำให้

$$E_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T E_{IN}^2 dt \tag{3.6}$$

เมื่อสัญญาณผ่านเข้าไปที่วงจรถอดรากที่สอง จะทำให้ได้ค่า RMS ของสัญญาณอินพุต ดังสมการ (3.7)

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E_{IN}^2 dt} \tag{3.7}$$

### 3.3.2 วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method

วิธีนี้จะเป็นการนำสัญญาณเอาต์พุตมาป้อนกลับ (Feed Back) เข้าสู่วงจรมคูณและหาร (Multiplier/Divider) ซึ่งจะทำให้ได้ค่ารากที่สองโดยอ้อม ดังแสดงในรูปที่ 3.2 วิธีนี้ทำให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงาน (Dynamic Range) ที่กว้าง แต่ผลตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) จะแคบ ถ้าเปรียบเทียบกับวิธีอื่น ๆ ซึ่งวิธีนี้ได้ถูกนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมเป็นส่วนใหญ่ในปัจจุบัน ซึ่งมีหลักการทำงานของวงจรถัดต่อไปนี้ เมื่อกำหนดค่าให้  $E_{IN}$  เป็นอินพุตของวงจรมคูณและหาร และ  $E_{RMS}$  เป็นเอาต์พุตของวงจรมคูณและหาร

เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านเข้าไปสู่วงจรมคูณและหาร จะทำให้ได้ค่าสัญญาณ  $E_1$  ซึ่งจะเห็นว่าวงจรมคูณและหาร จะได้รับสัญญาณเอาต์พุต  $E_{RMS}$  ป้อนกลับเข้ามาทำให้สัญญาณ  $E_1$  มีค่าเท่ากับ

$$E_1 = \frac{E_{IN}^2}{E_{RMS}} \quad (3.8)$$

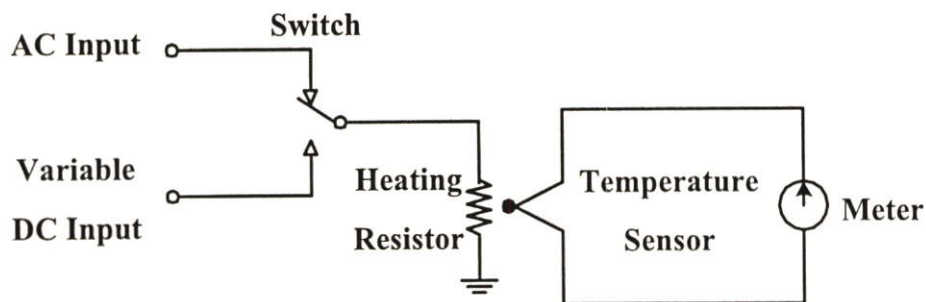
เมื่อสัญญาณ  $E_1$  ผ่านเข้าไปสู่วงจรมหาค่าเฉลี่ย จะทำให้ได้สัญญาณ  $E_{RMS}$  ดังนี้

$$E_{RMS} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E_{IN}^2}{E_{RMS}} dt \quad (3.9)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (3.9) จะได้

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E_{IN}^2 dt} \quad (3.10)$$

### 3.3.2 วิธี Thermal RMS-to-DC Conversion



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของวิธี Thermal RMS-to-DC Conversion

วิธีนี้จะมีความเที่ยงตรงสูงมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่น ๆ รวมทั้งยังนำไปใช้กับการสอบเทียบเครื่องมือวัด (Calibration) [21] เพราะจะนำการวัดอุณหภูมิความร้อนของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง รูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงรูปวงจรอย่างคร่าว ๆ ซึ่งมีหลักการดังนี้ เมื่อนำการป้อนสัญญาณ AC ผ่านตัวต้านทานแล้วทำการวัดอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของตัวต้านทานนั้นโดยใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิ กับมัลติมิเตอร์ จากนั้นทำการสับสวิทช์ไปที่สัญญาณ DC มาตรฐาน แล้วทำการปรับค่าให้มัลติมิเตอร์นั้นอ่านค่าได้ตรงกันกับค่าเมื่อทำการป้อนสัญญาณ AC ไว้ก่อนหน้านี้ ซึ่งค่าสัญญาณ DC ที่ได้นั้นก็คือค่า RMS ของสัญญาณ AC ที่ทำการวัดนั่นเอง

### 3.4 บทสรุป

บทที่ 3 นี้ทำให้ทราบถึงคำนิยามของค่า RMS และวิธีการต่าง ๆ ของการแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ประกอบไปด้วยวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method และ วิธี Thermal RMS-to-DC Conversion ซึ่งแต่ละวิธีก็มีข้อดี และข้อเสียแตกต่างกันไป สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เลือกใช้วิธี Direct หรือ Explicit Computation Method ที่มีข้อดี คือมีผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้าง และสัญญาณเอาต์พุตเข้าสู่สถานะคงที่ได้รวดเร็ว ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสอง วงจรหาค่าเฉลี่ย และวงจรถอดรอกที่สอง



$$I_{C1} = \frac{I - I_{IN}}{2} \quad (4.1)$$

$$I_{C3} = \frac{I + I_{IN}}{2} \quad (4.2)$$

โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ในรูปของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (4.3)$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีพื้นที่อิมิตเตอร์เท่ากันทุกตัวทำให้

$$I_{C1} \cdot I_{C3} = I_{B1}^2 \quad (4.4)$$

นำสมการ (4.1) และ (4.2) ไปแทนลงในสมการ (4.4) จะได้

$$I_1 = 2I_{B1} \left( 1 + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}^2} \right)^{1/2} \quad (4.5)$$

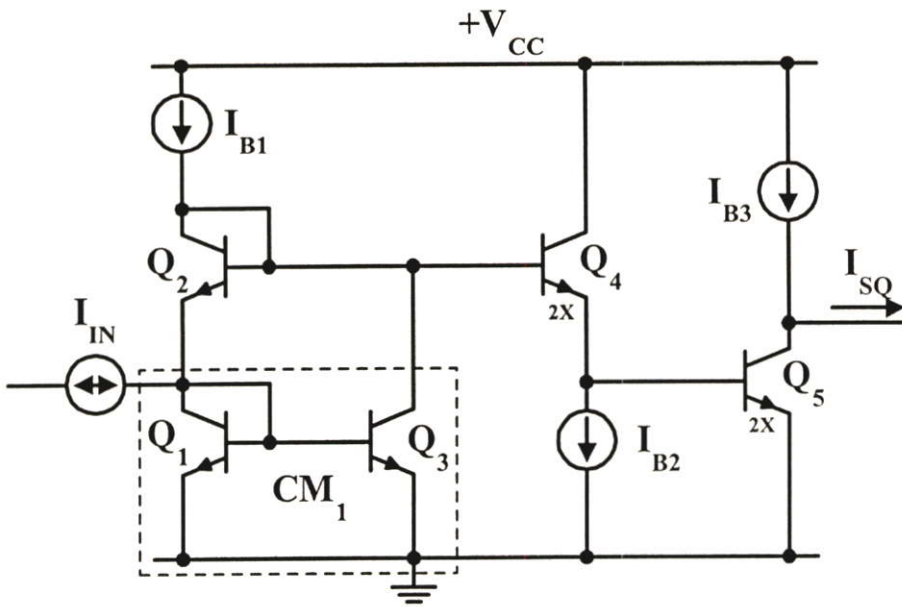
โดยอาศัยทฤษฎี Power Series, Taylor Series และ Maclaurin Series [22] :  $(1+x)^{1/2} = 1 + (1/2)x - (1/8)x^2 + \dots$ , สำหรับ  $-1 < x < 1$ , ซึ่งจะทำให้สมการ (4.5) สามารถประมาณค่า โดยใช้ เฉพาะ 2 พจน์แรก เนื่องจาก ตั้งแต่พจน์ที่ 3 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ทำให้ได้ค่า  $I_1$  ดังนี้

$$I_1 = 2I_{B1} + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}} \quad (4.6)$$

เพื่อให้การประมาณค่าได้ผลลัพธ์ใกล้เคียงกับความเป็นจริง ควรกำหนดให้  $|I_{IN}/2I_{B1}| \leq 1$  หรือ  $-I_{B1} \leq I_{IN} \leq I_{B1}$

จากสมการ (4.6) สังเกตได้ว่า ถ้าเราทำการชดเชยกระแส  $2I_{B1}$  ออกไปจึงจะทำให้วงจรในรูปที่ 4.1 สามารถทำงานเป็นวงจรยกกำลังสองได้

## 4.2.2 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 2



รูปที่ 4.2 วงจรยกกำลังสองแบบที่ 2

จากวงจรในรูปที่ 4.2 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_3$  ได้วางตัวกันแบบทรานส์ลีนีเยร์ โดย ทรานซิสเตอร์  $Q_4$  และ  $Q_5$  มีพื้นที่อีมีเตอร์เป็น 2 เท่าของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_3$  มีแหล่งกระแสคงที่  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  และ  $I_{B3}$  เป็นกระแสไบอัสในวงจร ทำให้  $I_{C2} + I_{C3} = I_{B1}$ ,  $I_{C4} = I_{B2}$  และ  $I_{C5} + I_{SQ} = I_{B3}$  โดยมี  $I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุทของวงจร ซึ่งถ้าอาศัยหลักการทรานส์ลีนีเยร์ในรูปของทรานซิสเตอร์  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_4$  และ  $Q_5$  จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE4} + V_{BE5} \quad (4.7)$$

เนื่องจากทรานซิสเตอร์  $Q_4$  และ  $Q_5$  มีพื้นที่อีมีเตอร์เป็น 2 เท่าของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำให้

$$\frac{I_{C1}}{1} \cdot \frac{I_{C2}}{1} = \frac{I_{C4}}{2} \cdot \frac{I_{C5}}{2} \quad (4.8)$$

โดยละค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจร จะได้

$$I_{C1} = I_{IN} + I_{C2} = I_{C3} \quad (4.9)$$

$$I_{C2} = I_{B1} - I_{C3} \quad (4.10)$$

จากสมการ (4.9) และ (4.10) สามารถจัดรูปได้ดังนี้

$$I_{C1} = \frac{I_{B1} + I_{IN}}{2} \quad (4.11)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{B1} - I_{IN}}{2} \quad (4.12)$$

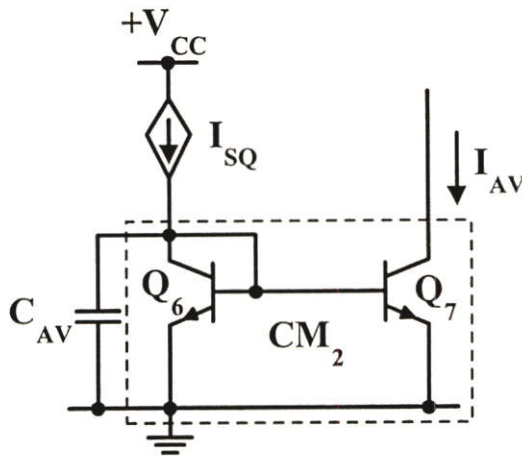
นำสมการ (4.11) และ (4.12) ไปแทนในสมการ (4.8) โดยที่  $I_{C4} = I_{B2}$  และ  $I_{C5} = I_{B3} - I_{SQ}$  และกำหนดให้  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  และ  $I_{B3}$  มีค่าเท่ากับ  $I_B$  จะได้

$$I_{SQ} = \frac{I_{IN}^2}{I_B} \quad (4.13)$$

เพื่อให้วงจรสามารถปฏิบัติงานได้ตรงตามทฤษฎีตามที่ได้ออกแบบไว้ข้างต้น จึงควรกำหนดให้  $|I_{IN}| < I_B$  หรือ  $-I_B < I_{IN} < I_B$

จากสมการ (4.13) สังเกตได้ว่าค่ากระแส  $I_{SQ}$  จะให้ค่ากำลังสองของกระแสอินพุต  $I_{IN}$  โดยไม่มีเทอมของกระแส DC เหมือนกับในวงจรแบบที่ 1

### 4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน [3, 19]



รูปที่ 4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 4.3 เมื่อกระแส  $I_{SQ}$  ไหลเข้ามาสู่วงจร กระแส  $I_{SQ}$  จะถูกสะท้อนกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_2$  ที่ประกอบไปด้วย  $Q_6$ ,  $Q_7$  และ  $C_{AV}$  ต่อรวมกันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) หรืออาจเรียกว่า วงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) จะทำให้  $I_{AV}$  ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น

$$I_{AV} = \left( \frac{1}{1 + \frac{sC_{AV}}{g_{m6}}} \right) I_{SQ} \quad (4.14)$$

ซึ่งถ้ากำหนดให้  $sC_{AV}/g_{m6} \gg 1$  จะทำให้สมการ (4.14) มีค่าเป็น

$$I_{AV} = \frac{g_{m6}}{sC_{AV}} \cdot I_{SQ} \quad \text{อยู่ใน s-Domain} \quad (4.15a)$$

หรือ

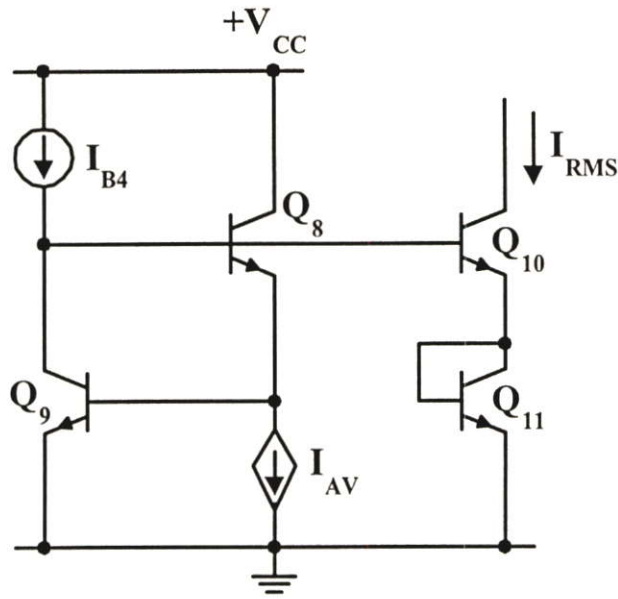
$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{SQ} dt \quad \text{อยู่ใน Time-Domain} \quad (4.15b)$$

เมื่อ

$T$  คือ  $C_{AV}/g_{m6}$  เป็นค่าเวลาคงที่ (Time Constant) ของวงจรหาค่าเฉลี่ย

$g_{m6}$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์  $Q_6$

#### 4.4 วงจรถอดราก็ที่สอง [7, 10]



รูปที่ 4.4 วงจรถอดราก็ที่สอง

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.4 ทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  ได้วางตัวกันแบบทรานส์ลิเนียร์ โดยมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{B4}$  และ  $I_{AV}$  เป็นกระแสไบอัสในวงจร ทำให้  $I_{C8} = I_{AV}$  และ  $I_{C9} = I_{B4}$  มี  $I_{RMS}$  เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจร โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ในรูปของทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  จะได้

$$V_{BE8} + V_{BE9} = V_{BE10} + V_{BE11} \quad (4.16)$$

เนื่องจากทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  มีพื้นที่อีมิเตอร์เท่ากันทุกตัว ทำให้

$$I_{RMS}^2 = I_{AV} \cdot I_{B4} \quad (4.17)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{AV} \cdot I_{B4}} \quad (4.18)$$

## 4.5 บทสรุป

บทที่ 4 นี้ได้กล่าวถึง วงจรพื้นฐานต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสองซึ่งได้นำเสนอจำนวน 2 วงจรด้วยกัน วงจรลำดับที่สองคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรสุดท้ายคือ วงจรถอครากที่สอง โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งวงจรเหล่านี้จะถูกนำมาต่อรวมกันเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ที่จะนำเสนอในบทต่อไป ตามวิธี Explicit Computation Method

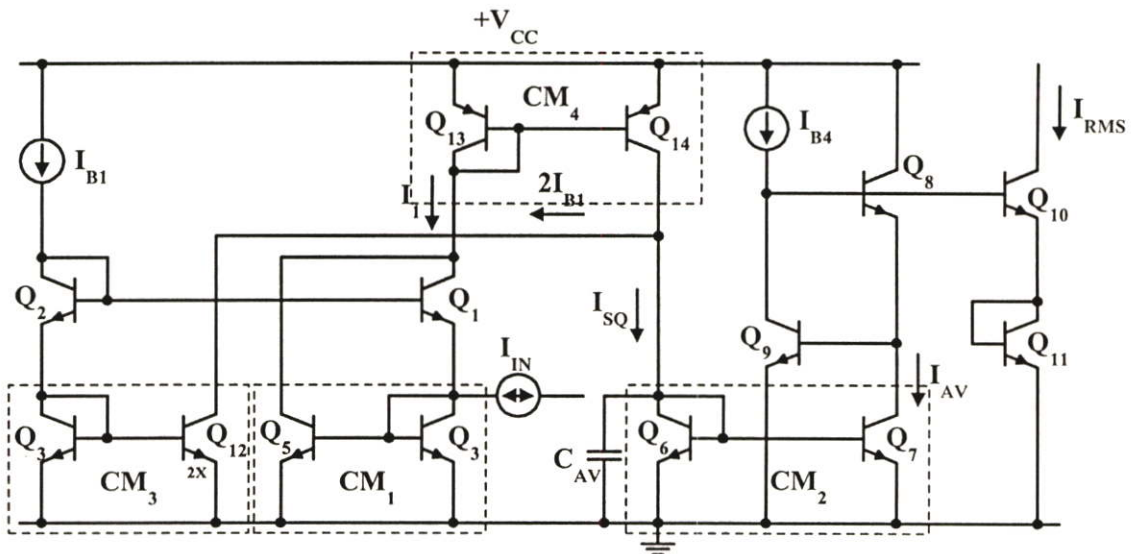
## บทที่ 5

# การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง

### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง โดยนำวงจรพื้นฐานที่กล่าวถึงมาแล้วในบทที่ 4 มาต่อร่วมกัน วงจรจะประกอบไปด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรหัาสอง ซึ่งวงจรที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจำนวน 2 วงจร โดยวงจรทั้งสองวงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทั้งหมด แต่วงจรแรกจะมีทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จำนวน 2 ตัวด้วยกัน

### 5.2 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 1



รูปที่ 5.1 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 1

เมื่อนำวงจรในรูปที่ 4.1, 4.3 และ 4.4 มาต่อรวมกับวงจรสะท้อนกระแสอีก 2 ชุด คือ  $CM_3$  และ  $CM_4$  พร้อมกับทรานซิสเตอร์  $Q_{12}$  ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ทำให้วงจรสามารถแสดงเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้

$I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุตที่ป้อนเข้ามาสู่วงจรยกกำลังสอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_5$  ทำให้เกิดค่ากระแส  $I_1$  ดังสมการ (4.6) ค่ากระแส  $I_1$  ประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือส่วนที่เป็น

เทอมของกระแส DC มีค่าเท่ากับ  $2I_{B1}$  และส่วนที่เป็นเทอมของกระแสที่มีค่าเท่ากับ  $I_{IN}^2/4I_{B1}$  ซึ่งส่วนของเทอมกระแส  $2I_{B1}$  นั้นจะถูกชดเชยออกไป โดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_1$  ที่มีทรานซิสเตอร์  $Q_{12}$  มีพื้นที่ที่มีเทอม 2 เท่า สะท้อนกระแส  $2I_{B1}$  เพื่อนำไปดึงกระแสออกจากกระแส  $I_1$  ที่ถูกสะท้อนกระแสแบบลบโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_4$  ทำให้

$$I_{SQ} = I_1 - 2I_{B1} = \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}} \quad (5.1)$$

จากนั้น  $I_{SQ}$  จะถูกนำเข้าไปสู่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_6, Q_7$  และตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_{AV}$  ดังสมการ (5.2)

$$I_{AV} = \frac{1}{4I_{B1}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt \quad (5.2)$$

เมื่อ กระแส  $I_{AV}$  ผ่านวงจรถอดรหัสดวงที่สอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  ก็จะได้ค่า  $I_{RMS}$  ดังนี้

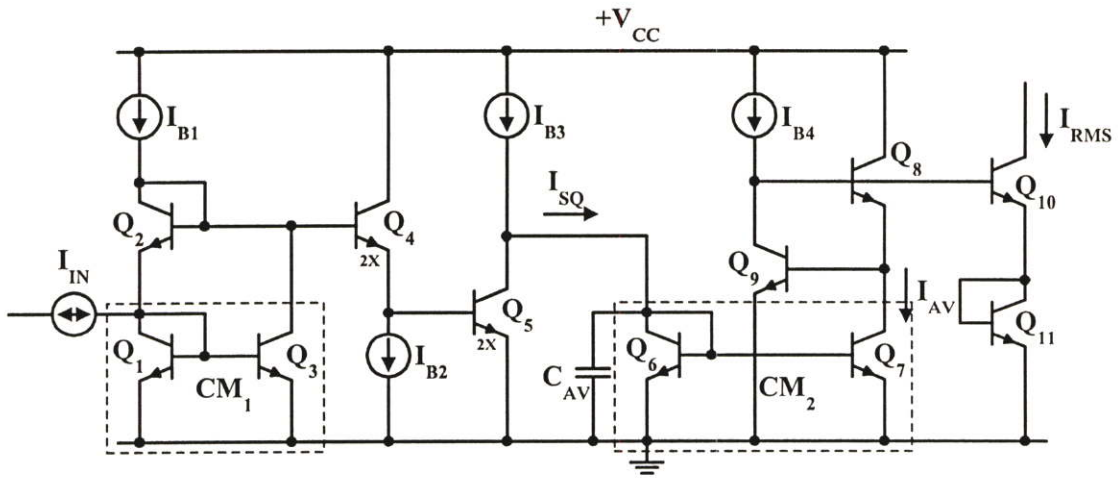
$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{I_{B4}}{4I_{B1}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (5.3)$$

ถ้าทำการกำหนดกระแส  $I_{B4}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $4I_{B1}$  จะได้ค่ากระแส  $I_{RMS}$  เป็น

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (5.4)$$

จากสมการ (5.4) เห็นได้ว่าวงจรรูปที่ 5.1 จะแสดงค่า RMS ของกระแสอินพุต  $I_{IN}$  ตามวิธี Explicit Computation Method แต่จะสังเกตได้ว่า วงจรจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จำนวน 2 ตัวด้วยกัน จึงต้องทำการออกแบบวงจรใหม่ โดยให้เหลือแค่ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว

### 5.3 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 2



รูปที่ 5.2 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงแบบที่ 2

เมื่อเรานำวงจรในรูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 มาต่อรวมกัน จะทำให้แสดงเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้อย่างสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อ  $I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุตป้อนเข้ามาสู่วงจรยกกำลังสอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_5$  ทำให้เกิดค่ากระแส  $I_{SQ}$

$$I_{SQ} = \frac{I_{IN}^2}{I_B} \quad (5.5)$$

จากนั้น  $I_{SQ}$  จะถูกนำเข้าไปสู่วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_6$ ,  $Q_7$  และตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_{AV}$  ดังสมการ (5.6)

$$I_{AV} = \frac{1}{I_B} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt \quad (5.6)$$

เมื่อ กระแส  $I_{AV}$  ผ่านวงจรลดครากที่สอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  ก็จะได้ค่า  $I_{RMS}$  ดังนี้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{I_{B4}}{I_B} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (5.7)$$

ถ้าทำการกำหนดกระแส  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $I_B$  จะได้กระแส  $I_{RMS}$  ซึ่งเป็นเอาท์พุทของวงจร

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (5.8)$$

จากสมการ (5.8) เห็นได้ว่าวงจรรูปที่ 5.2 จะแสดงค่า RMS ของกระแสอินพุท  $I_{IN}$  และเป็นไปตามวิธี Explicit Computation Method ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรากที่สอง โดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น

#### 5.4 การวิเคราะห์ค่าความถี่คัทออฟ

เราสามารถหาค่าผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงในรูปที่ 5.1 และ 5.2 ได้โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_6$ ,  $Q_7$  และตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  แต่วงจรนี้มีค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขาเบส-อีมิทเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_6$  และ  $Q_7$  อยู่อีก 2 ตัว ดังนั้นค่าความถี่คัทออฟ (Cut-Off Frequency) จะมีค่าเป็น

$$f_C = \frac{g_{m6}}{4\pi(C_{\pi 6} + C_{\pi 7} + C_{AV})} \quad (5.9)$$

จากสมการ (5.9) เมื่อคำนวณหาค่าความถี่คัทออฟได้แล้ว ดังนั้นควรจะกำหนดความถี่ของสัญญาณอินพุทให้มีค่ามากกว่าค่าความถี่คัทออฟมาก ๆ

#### 5.5 การเลือกใช้ค่า $C_{AV}$ เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล [3, 16, 20]

สัญญาณกระแส  $I_{RMS}$  ที่ได้จากวงจรนั้นจะมีความราบเรียบ และมีผลตอบสนองต่อสัญญาณของวงจรมากน้อยเพียงใด ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  ซึ่งสามารถเลือกได้โดยพิจารณาจากสมการ (5.9) โดยทางทฤษฎีแล้วค่า  $C_{\pi 6}$  และ  $C_{\pi 7}$  จะมีค่าน้อยกว่า  $C_{AV}$  มาก จึงสามารถละค่าทิ้งไปได้ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า  $C_{AV}$  ได้จาก

$$C_{AV} \gg \frac{g_{m6(max)}}{4\pi f_{(min)}} \quad (5.10a)$$

หรือ

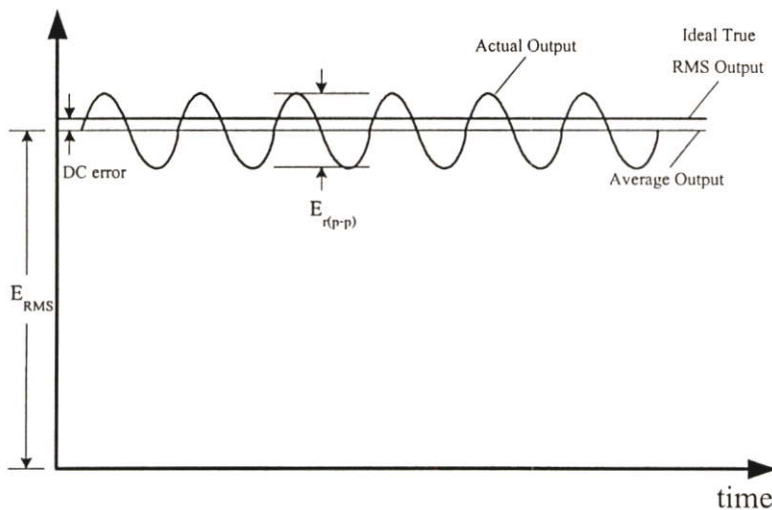
$$C_{AV} \gg \frac{I_M}{4\pi V_T f_{(\min)}} \quad (5.10b)$$

เมื่อ

$f_{(\min)}$  คือค่าความถี่ต่ำสุดของช่วงสัญญาณอินพุตที่สนใจ

$I_M$  คือแอมพลิจูดของสัญญาณกระแสอินพุต

สำหรับการพิจารณาว่าจะเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  ให้มีค่าเท่าใดนั้นต้องพิจารณาสมการในการหาค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิลควบคู่กันไปด้วย



รูปที่ 5.3 สัญญาณริปเปิลของสัญญาณเอาต์พุต

เนื่องจาก

$$\%Ripple = \frac{E_{r(p-p)}}{E_{RMS}} \cdot 100\% \quad (5.11)$$

จาก Transfer Function ของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงทั่วไป [19-20]

$$E_{OUT} = \sqrt{\frac{E_{IN}^2}{1 + sT}} \quad (5.12)$$

สำหรับอินพุตสัญญาณคลื่นรูปไซน์

$$E_{\text{IN}} = \sqrt{2} E_{\text{RMS}} \sin(\omega t)$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการ (5.12) ใหม่จะได้

$$E_{\text{OUT}} = E_{\text{RMS}} \sqrt{\left(1 + \frac{\sin(2\omega t)}{\sqrt{1 + 4\omega^2 T^2}}\right)} \quad (5.13)$$

โดยอาศัยทฤษฎี Power Series, Taylor Series, Maclaurin Series และตรีโกณมิติจะได้

$$E_{\text{OUT}} = E_{\text{RMS}} \left(1 - \frac{1}{16(1 + 4\omega^2 T^2)}\right) + \frac{E_{\text{RMS}} \sin(2\omega t)}{2\sqrt{1 + 4\omega^2 T^2}} \quad (5.14)$$

จากสมการ (5.14) สามารถสรุปได้ดังนี้

$$\text{DC error} = \frac{E_{\text{RMS}}}{16(1 + 4\omega^2 T^2)}$$

$$\% \text{Error} = \frac{E_{\text{RMS}}}{16(1 + 4\omega^2 T^2)} \cdot 100\% \quad (5.15)$$

$$\text{Ripple} = \frac{E_{\text{RMS}}}{2\sqrt{1 + 4\omega^2 T^2}}$$

$$\% \text{Ripple} = \frac{1}{2\sqrt{1 + 4\omega^2 T^2}} \cdot 100\% \quad (5.16)$$

เมื่อ

$T$  คือค่าเวลาคงที่ (Time Constant) ของวงจรหาค่าเฉลี่ย

%Error คือค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของสัญญาณ

%Ripple คือค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของสัญญาณ

$E_{r(p-p)}$  คือค่า peak-to-peak แอมพลิจูดของสัญญาณรีปเปิล

$E_{RMS}$  คือค่าเฉลี่ย DC ของสัญญาณ

จากสมการ (5.16) เมื่อเรากำหนดว่าต้องการให้มีค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลเท่าใด เราจะสามารถเลือกค่า  $C_{AV}$  (จากวงจรที่นำเสนอ  $T = C_{AV}/g_{m6}$ ) เพื่อให้เหมาะสมกับช่วงความถี่ใช้งานได้ ซึ่งข้อควรระวังคือ ถ้าเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  ที่มากสามารถลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลได้ แต่วงจรจะให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณ เข้าสู่สภาวะคงตัวช้าตามไปด้วย

## 5.6 บทสรุป

บทนี้เป็นการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง โดยนำวงจรพื้นฐานที่กล่าวถึงมาแล้วในบทที่ 4 มาต่อร่วมกัน ซึ่งวงจรที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจำนวน 2 วงจร วงจรจะประกอบไปด้วยวงจรรวมกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรหักระบบสอง โดยวงจรทั้งสองวงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทั้งหมด แต่วงจรแรกจะมีทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จำนวน 2 ตัวด้วยกัน และรวมไปถึงการวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ และการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลที่กล่าวถึงในช่วงท้ายสุด

## บทที่ 6

# ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

### 6.1 กล่าวนำ

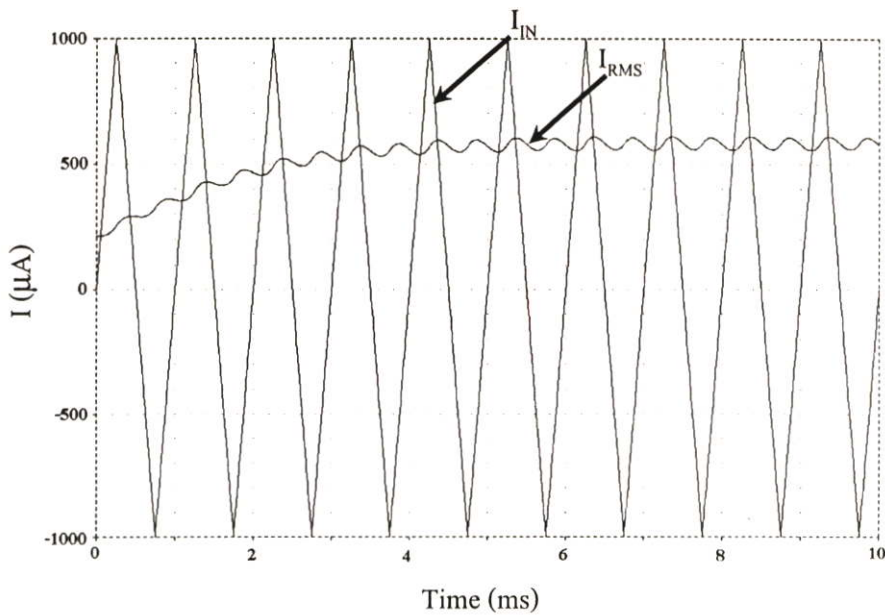
จากบทที่ผ่านมาทำให้ทราบถึงทฤษฎีการทำงานและหลักการออกแบบวงจรที่นำเสนอมาทั้งหมดแล้ว เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ทำงานให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการที่นำเสนอ นั้น จึงได้อาศัยโปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรและทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวงจรที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น ดังนั้นจึงได้ทำการทดลองต่อวงจรและวิเคราะห์อย่างละเอียดเฉพาะวงจรแบบที่ 2 เท่านั้น ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 5.1 และ 5.2 ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 สำหรับชนิด NPN และเบอร์ 2N3906 สำหรับชนิด PNP โดยเลือกใช้ค่า  $V_{CC} = +5V$  และไอซีเบอร์ LM334 เป็นแหล่งจ่ายกระแส DC ซึ่งแบบจำลองของทรานซิสเตอร์ทั้งสองเบอร์มีรายละเอียดของพารามิเตอร์ดังนี้

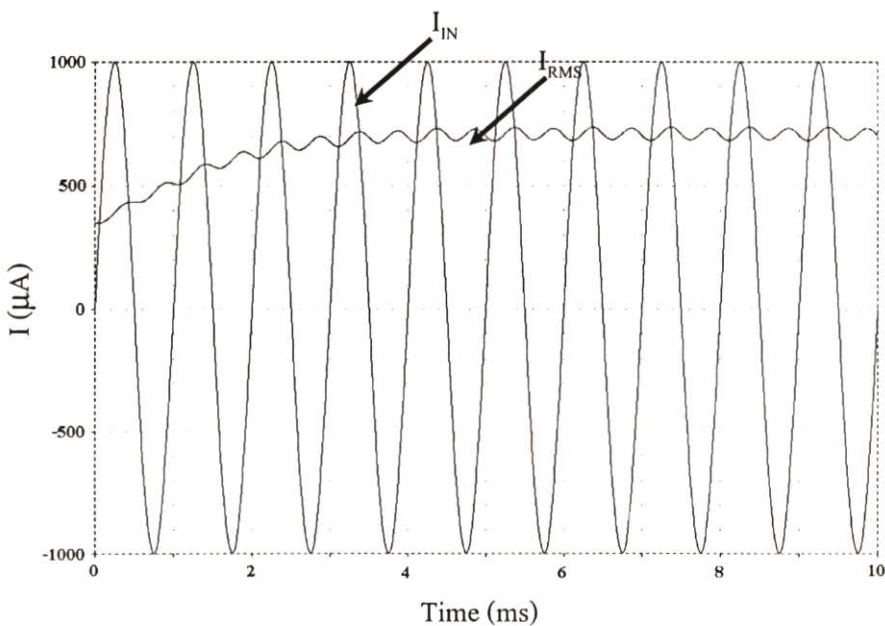
```
.model Q2N3904 NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259  
+ Ise=6.734f Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1  
+ Cjc=3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75  
+ Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)
```

```
.model Q2N3906 PNP (Is=1.41f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=18.7 Bf=180.7 Nc=1.5 Ise=0  
+ Ikf=80m Xtb=1.5 Br=4.977 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=2.5 Cjc=9.728p  
+ Mjc=.5776 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=8.063p Mje=.3677 Vje=.75 Tr=33.42n  
+ Tf=179.3p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=6 Rb=10)
```

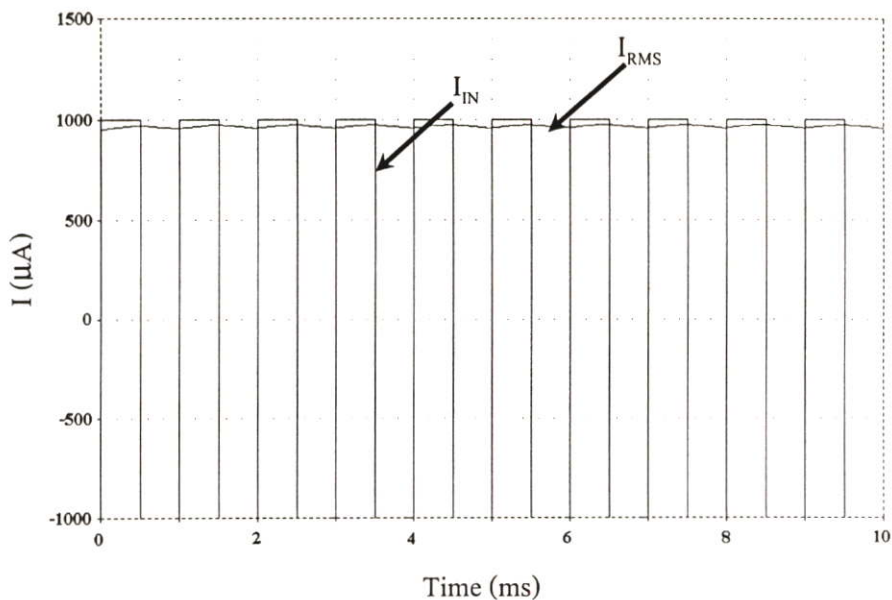
## 6.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแบบที่ 1



รูปที่ 6.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่  $1kHz$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

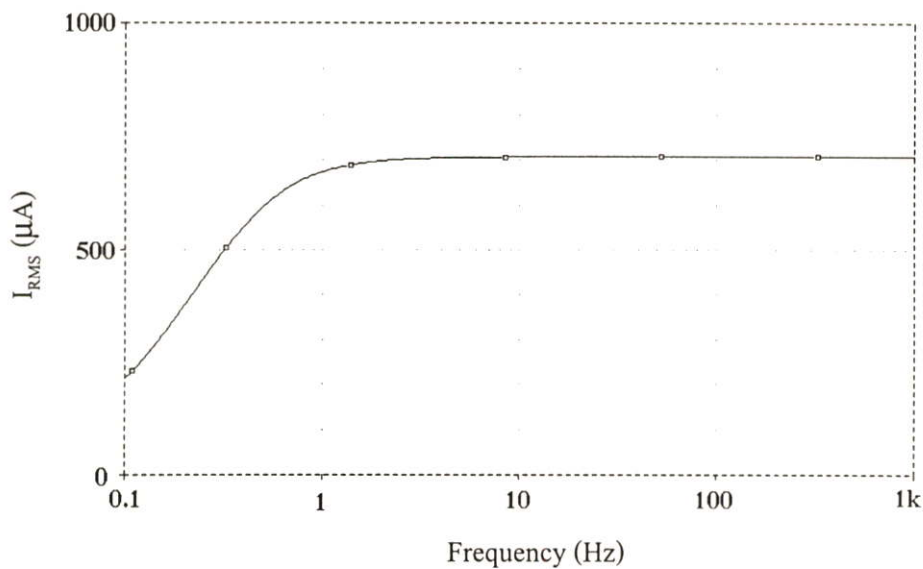


รูปที่ 6.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่  $1kHz$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

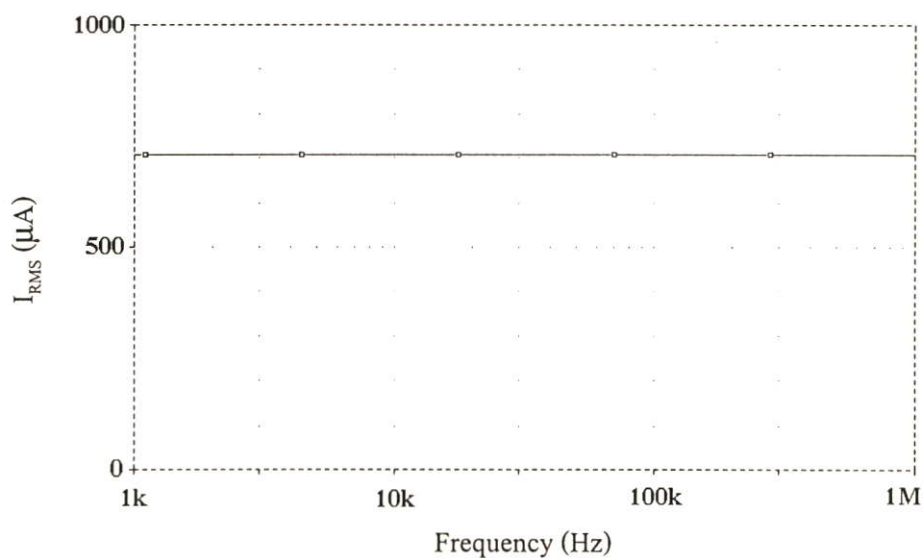


รูปที่ 6.3 ผลการเดินแบบการทำงาน การแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

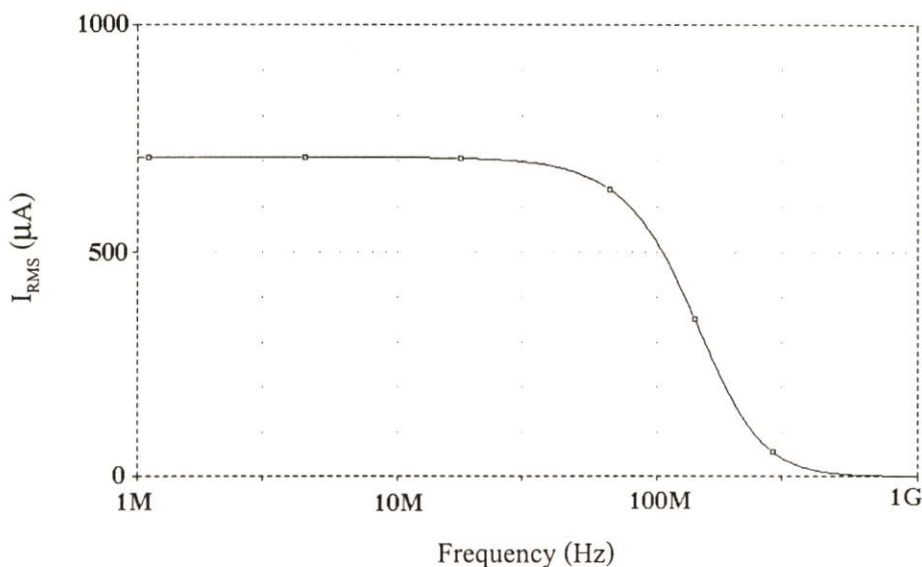
รูปที่ 6.1, 6.2 และ 6.3 แสดงผลการเดินแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 5.1 ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่ 1kHz ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร, ค่า  $I_{B1} = 500\mu A$ , ค่า  $I_{B2} = 2000\mu A$  และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$  พบว่าวงจรจะให้ค่า  $I_{RMS}$  มีค่าเป็น  $I_{peak}$  หากด้วยค่า Crest Factor คือ 577µA, 707µA และ 1000µA โดยประมาณ



รูปที่ 6.4 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1000\mu F$



รูปที่ 6.5 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1\mu F$

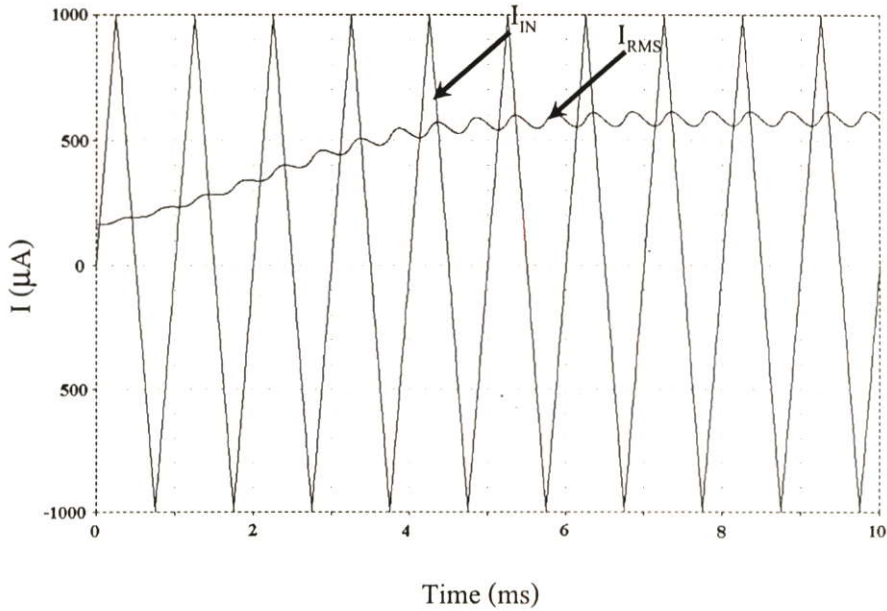


รูปที่ 6.6 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $0.001\mu F$

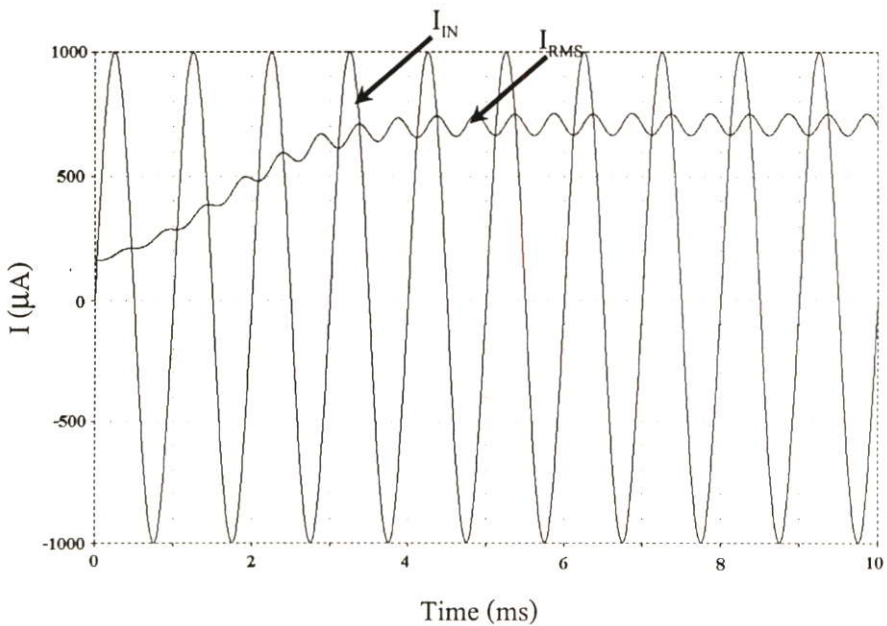
รูปที่ 6.4, 6.5 และ 6.6 เป็นการแสดงผลการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อกระแสอินพุตมีขนาด  $1000\mu A_{peak}$  สัญญาณคลื่นรูปซายน์ ณ ความถี่ช่วงต่าง ๆ โดยกำหนดให้ค่า  $I_{B1} = 500\mu A$ , ค่า  $I_{B2} = 2000\mu A$  และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1000\mu F$ ,  $1\mu F$  และ  $0.001\mu F$  ตามลำดับ ซึ่งทำให้ทราบว่าวงจรดังกล่าว สามารถปฏิบัติงานกับความถี่ได้ตั้งแต่ 1Hz จนถึงประมาณ 50MHz โดยมีขนาดของค่า  $I_{RMS}$  ที่เกิดขึ้นเป็น  $707\mu A$  เท่ากัน

## 6.3 ผลการเลียนแบบการทำงานและผลการทดลองของวงจรแบบที่ 2

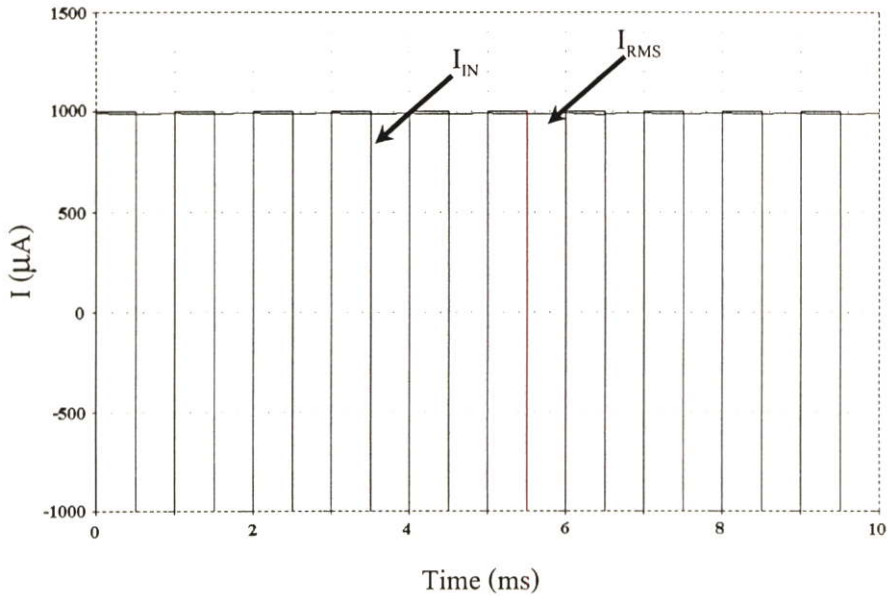
### 6.3.1 การวิเคราะห์การแปลงสัญญาณของวงจร



รูปที่ 6.7 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด  $1000 \mu\text{A}_{\text{peak}}$  ความถี่  $1 \text{ kHz}$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10 \mu\text{F}$

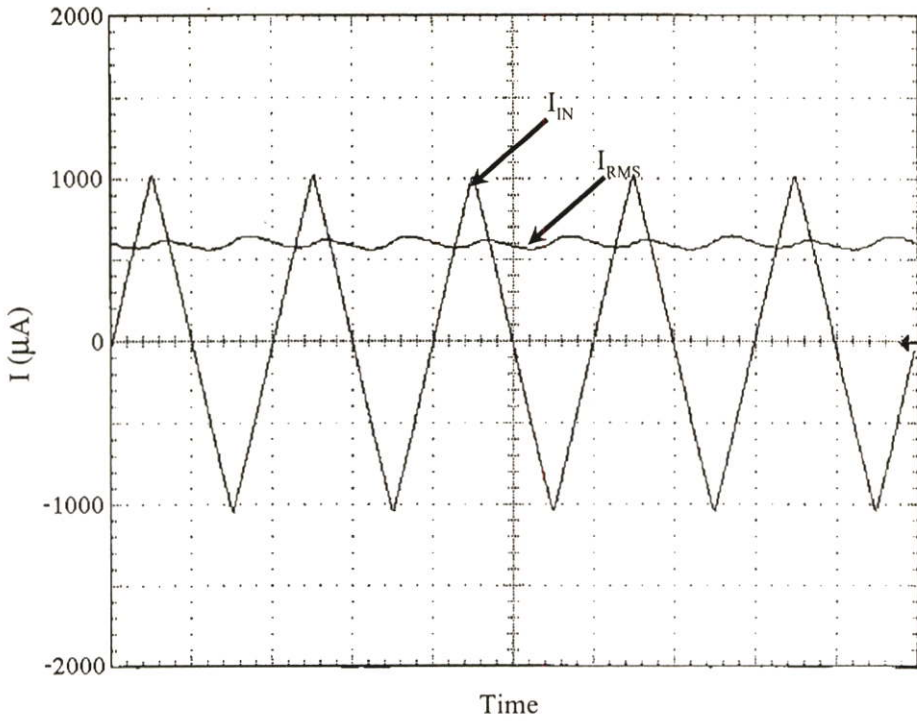


รูปที่ 6.8 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปซายน์ขนาด  $1000 \mu\text{A}_{\text{peak}}$  ความถี่  $1 \text{ kHz}$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10 \mu\text{F}$

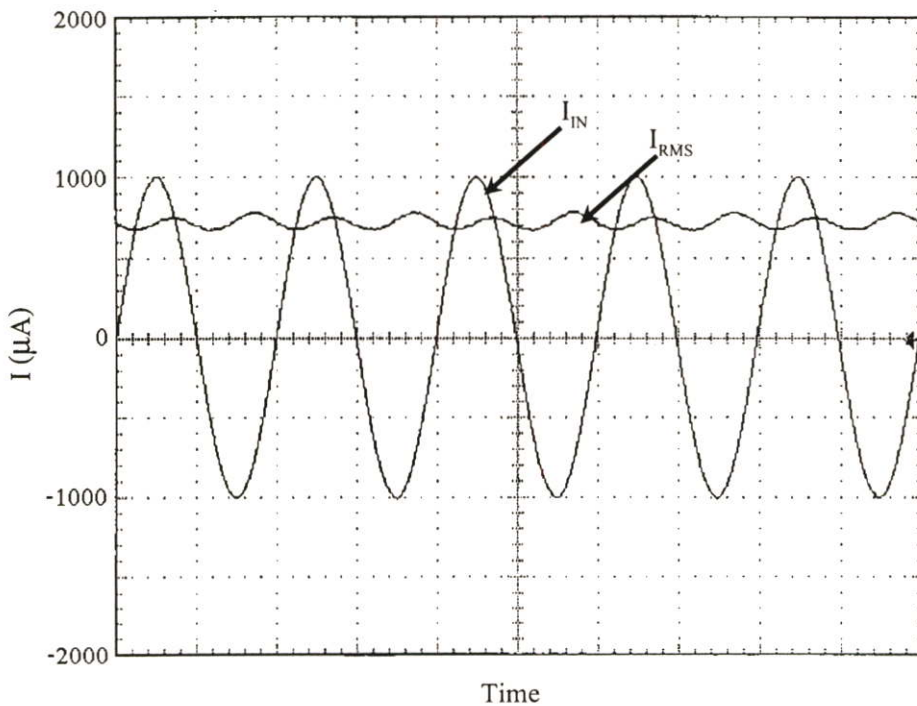


รูปที่ 6.9 ผลการเขียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

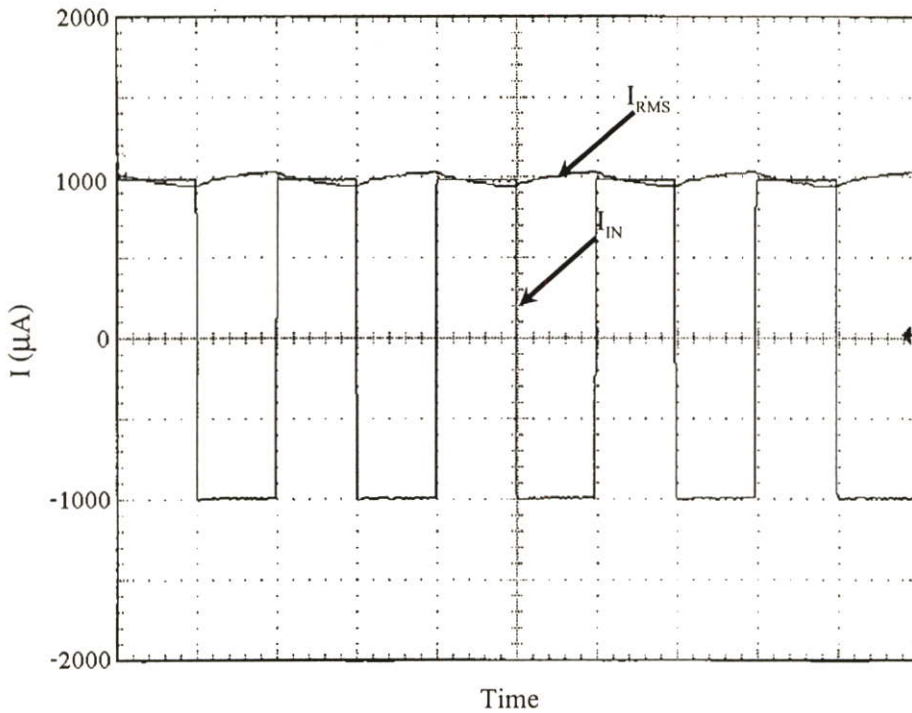
รูปที่ 6.7, 6.8 และ 6.9 แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 5.2 ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่ 1kHz ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$  พบว่าวงจรจะให้ค่า  $I_{RMS}$  มีค่าเป็น  $I_{peak}$  หากด้วยค่า Crest Factor คือ  $577\mu A$ ,  $707\mu A$  และ  $1000\mu A$  โดยประมาณ



รูปที่ 6.10 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$



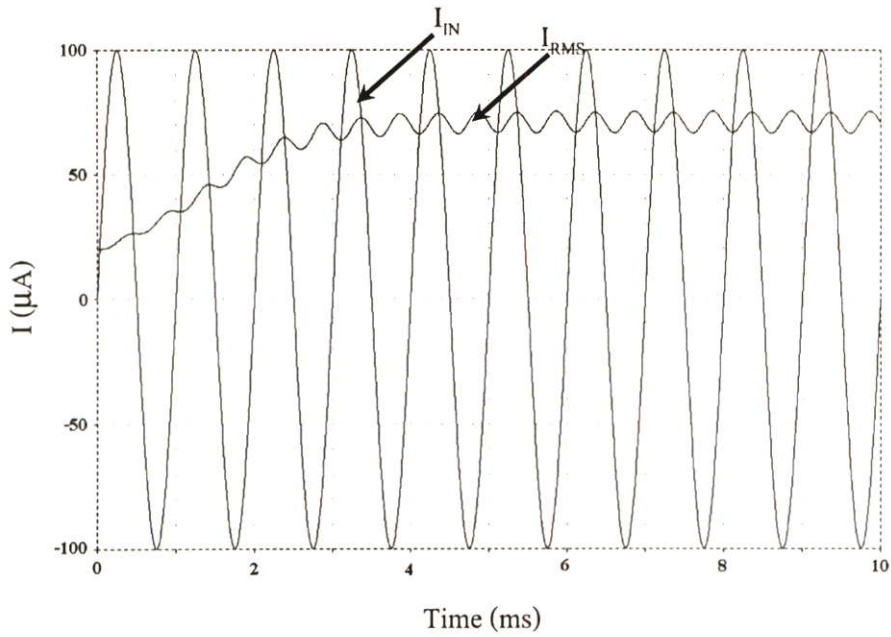
รูปที่ 6.11 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปชายน้ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$



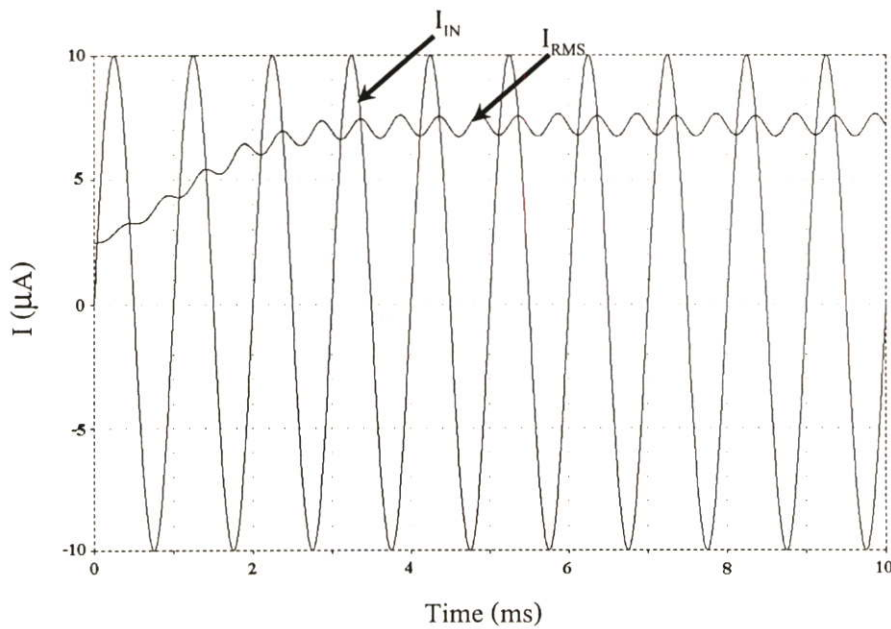
รูปที่ 6.12 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่  $1kHz$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

รูปที่ 6.10, 6.11 และ 6.12 แสดงผลการทดลองโดยการต่อวงจรรูปที่ 5.2 จริง ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปไซน์ และรูปสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่  $1kHz$  ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$  พบว่าวงจรจะให้ค่า  $I_{RMS}$  มีค่าเป็น  $I_{peak}$  หาดด้วยค่า Crest Factor คือ  $577\mu A$ ,  $707\mu A$  และ  $1000\mu A$  โดยประมาณ

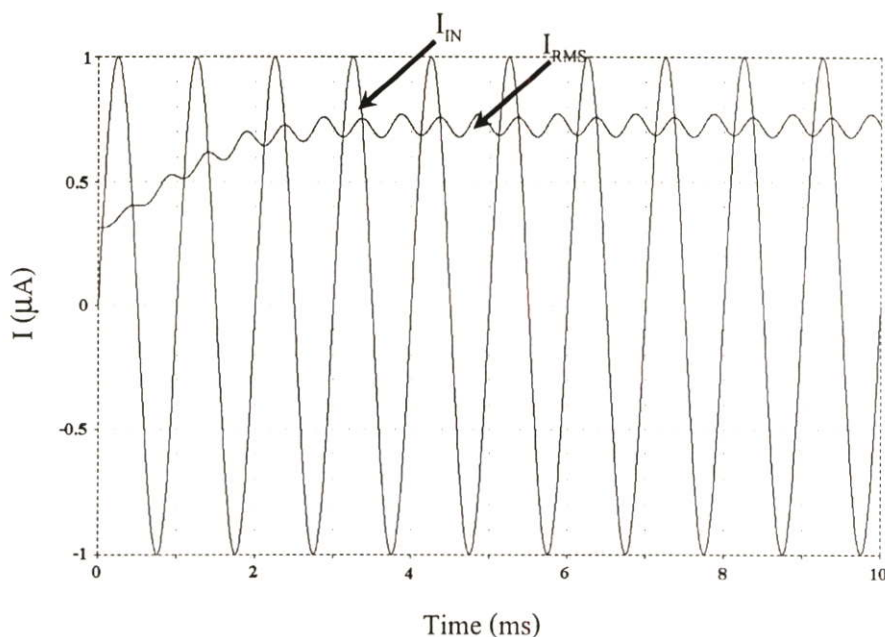
หมายเหตุ: สัญญาณในออสซิลโลสโคป ได้มาจากการนำกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุตไปผ่านตัวต้านทานขนาด  $1k\Omega$  แล้วทำการวัดแรงดันคร่อมตัวต้านทานนั้น โดยกำหนดให้ออสซิลโลสโคป ตั้งค่าไว้ที่  $VOLTS/DIV = 0.5$  และ  $TIME/DIV = 0.5ms$



รูปที่ 6.13 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{\text{IN}}$  เป็นสัญญาณรูปซายน้ขนาด  $100\mu\text{A}_{\text{peak}}$  ความถี่  $1\text{kHz}$  และกำหนดให้ค่า  $C_{\text{AV}}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu\text{F}$



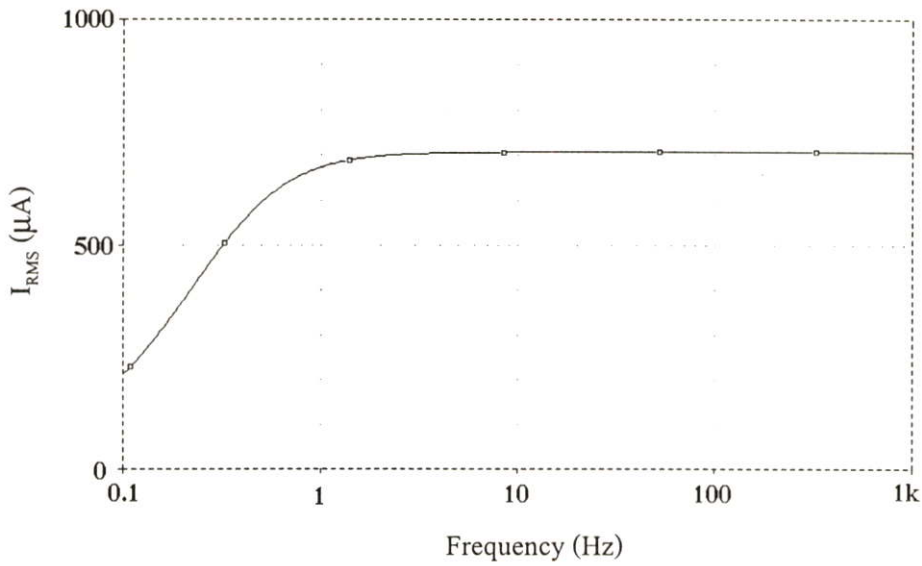
รูปที่ 6.14 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{\text{IN}}$  เป็นสัญญาณรูปซายน้ขนาด  $10\mu\text{A}_{\text{peak}}$  ความถี่  $1\text{kHz}$  และกำหนดให้ค่า  $C_{\text{AV}}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu\text{F}$



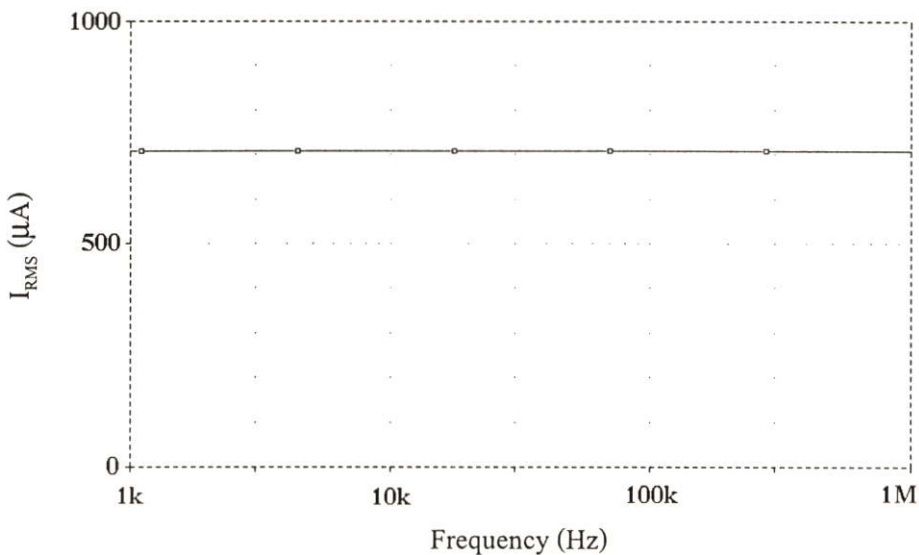
รูปที่ 6.15 ผลการเลียนแบบการทำงานการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด  $1\mu A_{peak}$  ความถี่  $1\text{kHz}$  และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu\text{F}$

รูปที่ 6.13, 6.14 และ 6.15 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 5.2 ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ที่มีความถี่  $1\text{kHz}$  ขนาด  $100\mu A_{peak}$ ,  $10\mu A_{peak}$  และ  $1\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 120\mu\text{A}$ ,  $12\mu\text{A}$  และ  $1.2\mu\text{A}$  ตามลำดับ โดยกำหนดให้ค่า  $C_{AV} = 10\mu\text{F}$  พบว่าวงจรจะให้ค่า  $I_{RMS}$  มีค่าเป็น  $I_{peak}$ หารด้วยค่า Crest Factor ก็คือ  $70.7\mu\text{A}$ ,  $7.07\mu\text{A}$  และ  $0.707\mu\text{A}$  โดยประมาณ

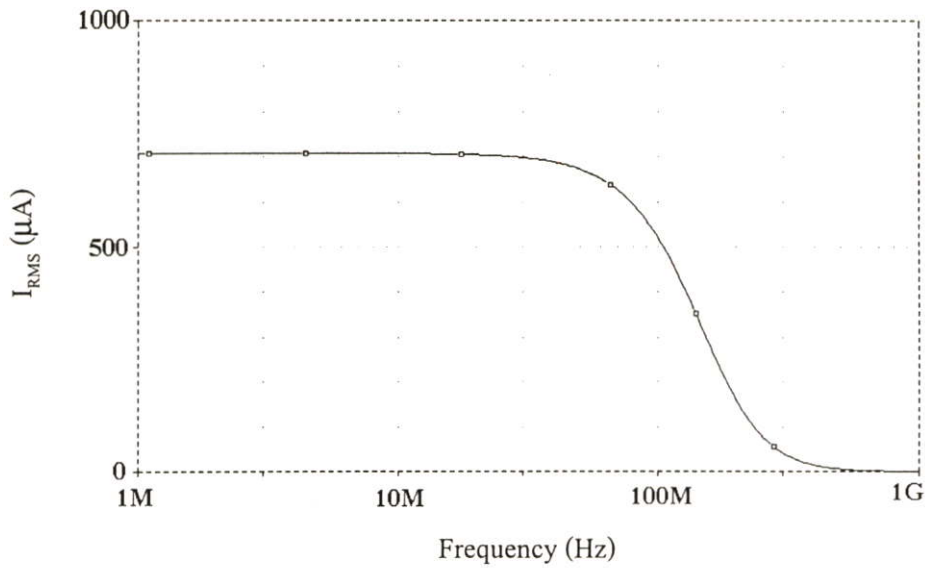
### 6.3.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่



รูปที่ 6.16 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1000\mu F$



รูปที่ 6.17 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1\mu F$



รูปที่ 6.18 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $0.001\mu F$

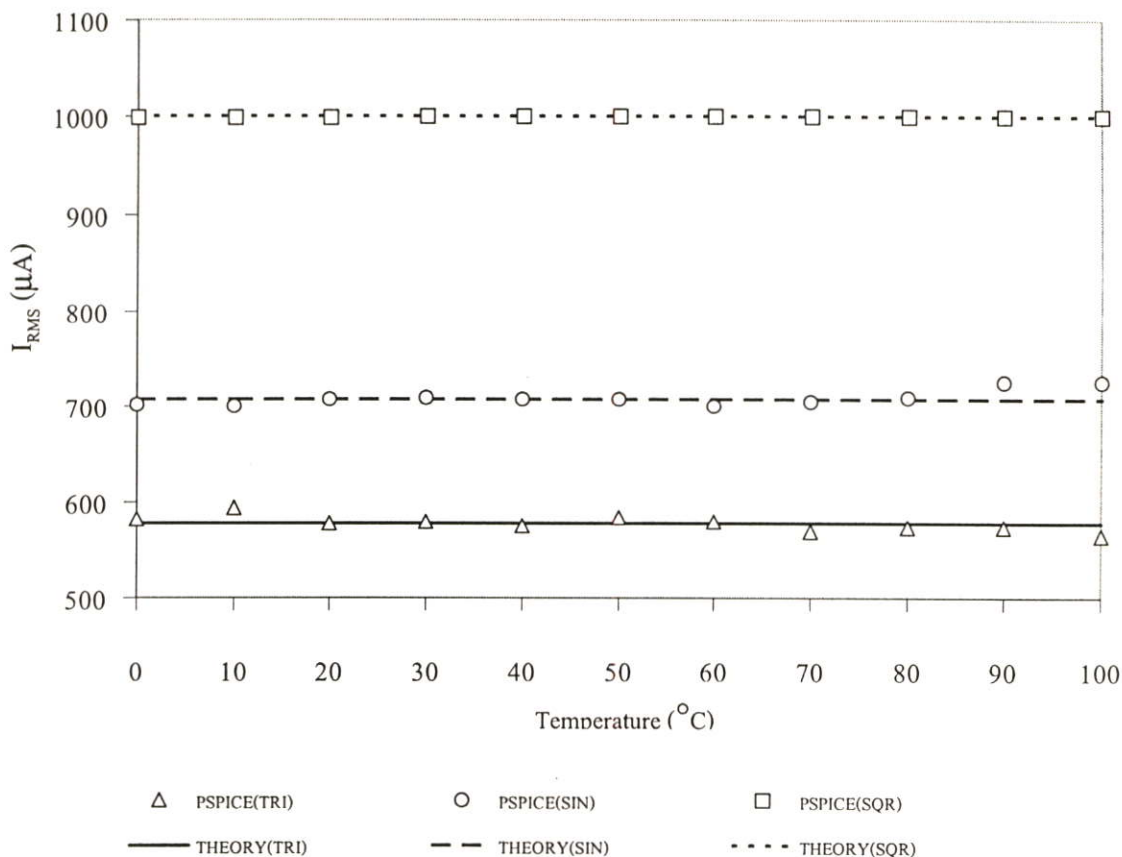
รูปที่ 6.16, 6.17 และ 6.18 เป็นการแสดงผลการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อกระแสอินพุตมีขนาด  $1000\mu A_{peak}$  สัญญาณคลื่นรูปซายน์ ณ ความถี่ช่วงต่าง ๆ โดยกำหนดให้ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $1000\mu F$ ,  $1\mu F$  และ  $0.001\mu F$  ตามลำดับ ซึ่งทำให้ทราบว่าวงจรดังกล่าว สามารถปฏิบัติงานกับความถี่ได้ตั้งแต่ 1Hz จนถึงประมาณ 60MHz โดยมีขนาดของค่า  $I_{RMS}$  ที่เกิดขึ้นเป็น  $707\mu A$  เท่ากัน

ตารางที่ 6.1 สรุปคุณลักษณะการทำงาน และการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 และ 5.2

	วงจรรูปที่ 5.1	วงจรรูปที่ 5.2
Transfer Function	$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt}$	
Voltage Supply (rated)	+3V to +15V	
Input Current Range (max)	1000 $\mu$ A <sub>peak</sub>	
Dynamic -3dB Bandwidth		
$I_{IN} = 1\mu$ A <sub>peak</sub>	60kHz	80kHz
$I_{IN} = 10\mu$ A <sub>peak</sub>	320kHz	720kHz
$I_{IN} = 100\mu$ A <sub>peak</sub>	4MHz	5MHz
$I_{IN} = 1000\mu$ A <sub>peak</sub>	50MHz	60MHz
Type of BJT	NPN and PNP	NPN

ตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะการทำงานและการแปลงสัญญาณของวงจรรูปที่ 5.1 และ 5.2 ทำให้ทราบว่า วงจรทั้งสองจะให้ Transfer Function, ไฟเลี้ยง และมีช่วงปฏิบัติที่เท่ากัน ส่วนวงจรรูปที่ 5.2 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว จะมีผลตอบสนองต่อความถี่สูงกว่าวงจรรูปที่ 5.1 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ทั้งชนิด NPN และ ชนิด PNP ทุก ๆ ขนาดของกระแสอินพุต เพราะว่า ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 จะมีค่า  $f_T = 300\text{MHz}$  ส่วนทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 จะมีค่า  $f_T = 250\text{MHz}$

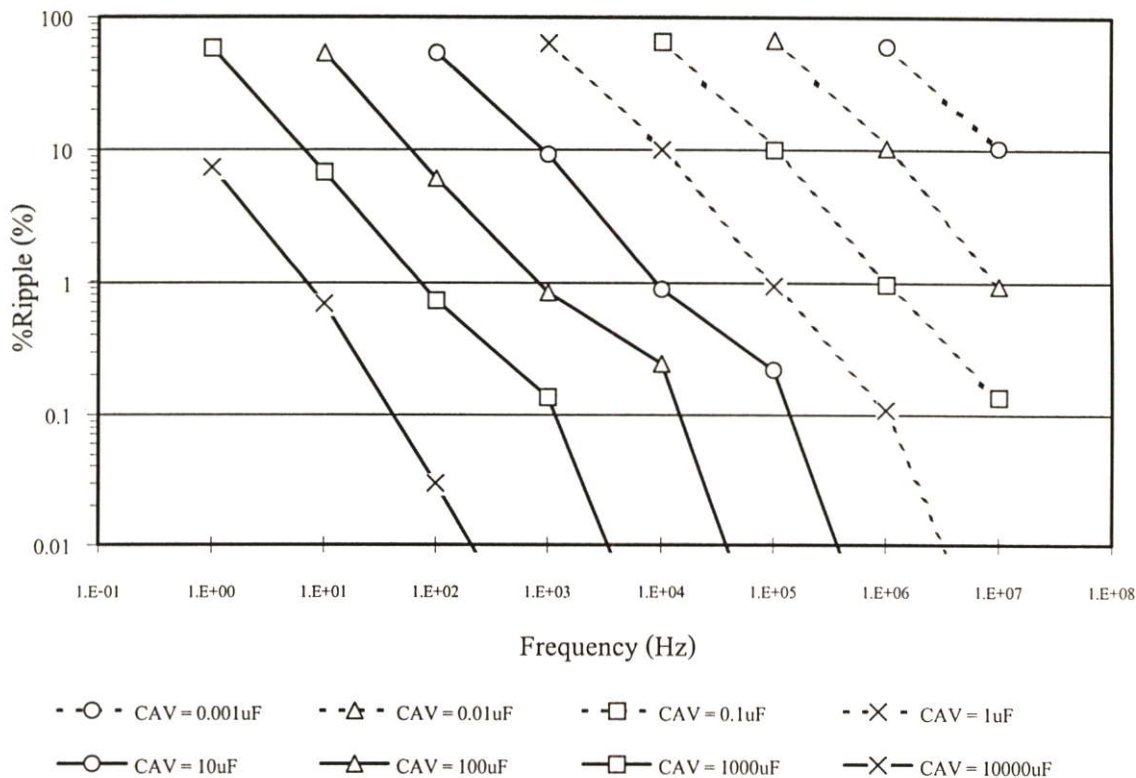
### 6.3.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ



รูปที่ 6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับกระแสเอาต์พุต  $I_{RMS}$  เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ  $10\mu F$

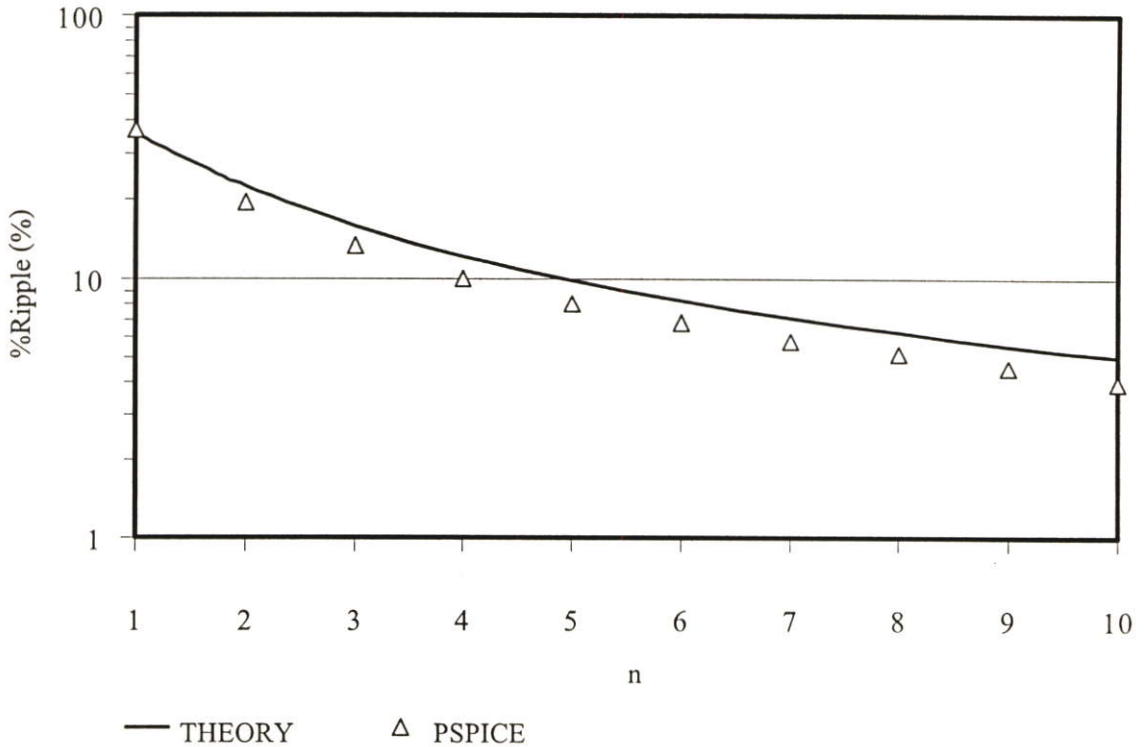
รูปที่ 6.19 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ 0 ถึง  $100^{\circ}C$  ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ที่ความถี่ 1kHz ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$  เมื่อเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎี พบว่าวงจรสามารถแปลงสัญญาณโดยขนาดของสัญญาณเอาต์พุตไม่ขึ้นกับค่าอุณหภูมิรอบข้าง ในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ 0 ถึง  $100^{\circ}C$

### 6.3.4 การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิล



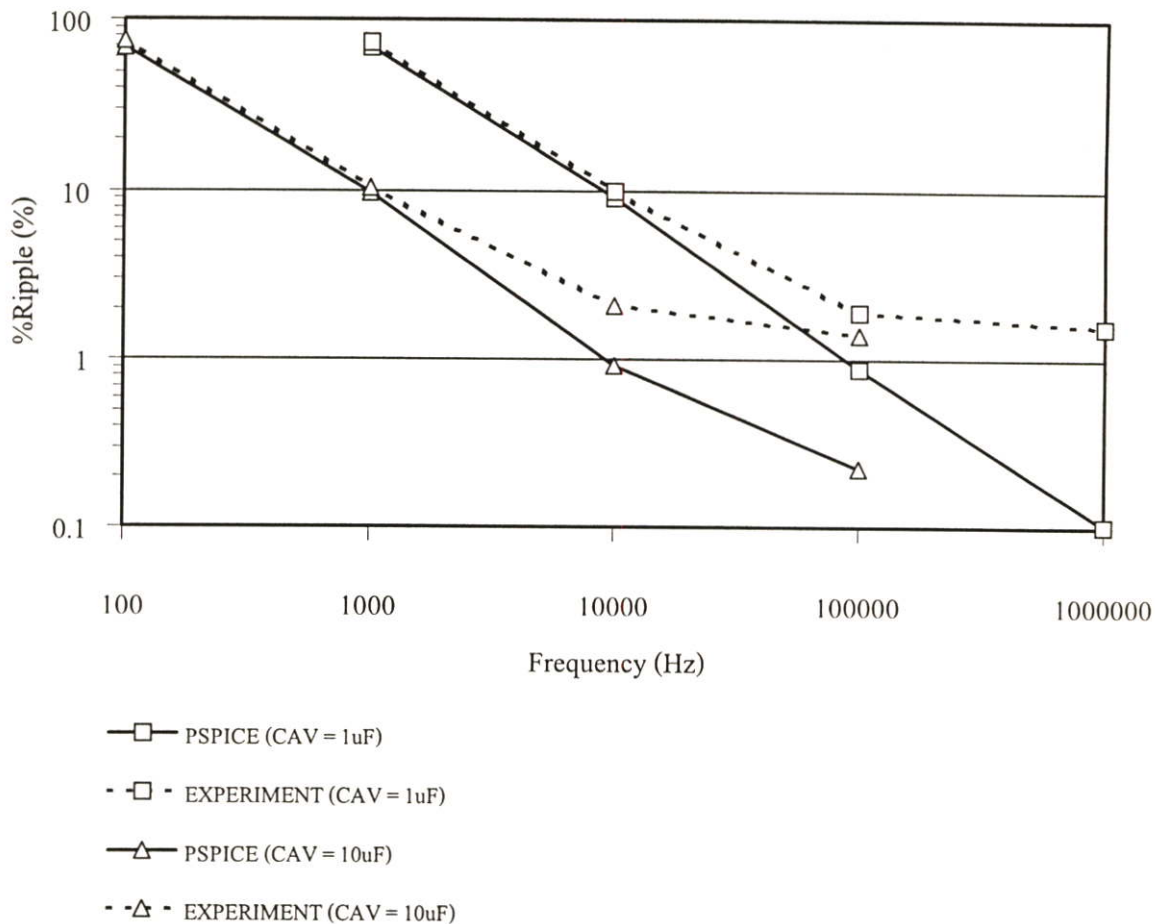
รูปที่ 6.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิล เมื่อกระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ และค่า  $C_{AV}$  ต่าง ๆ กัน

รูปที่ 6.20 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ย่านความถี่ และค่า  $C_{AV}$  ต่าง ๆ กัน ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  พบว่ากระแสเอาต์พุท  $I_{RMS}$  เมื่อเลือกค่า  $C_{AV}$  ค่าใด ๆ จะมีค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิลน้อยลง เมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ความถี่เดียวกัน เมื่อลดค่า  $C_{AV}$  ลง จะมีค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิลที่เพิ่มขึ้น

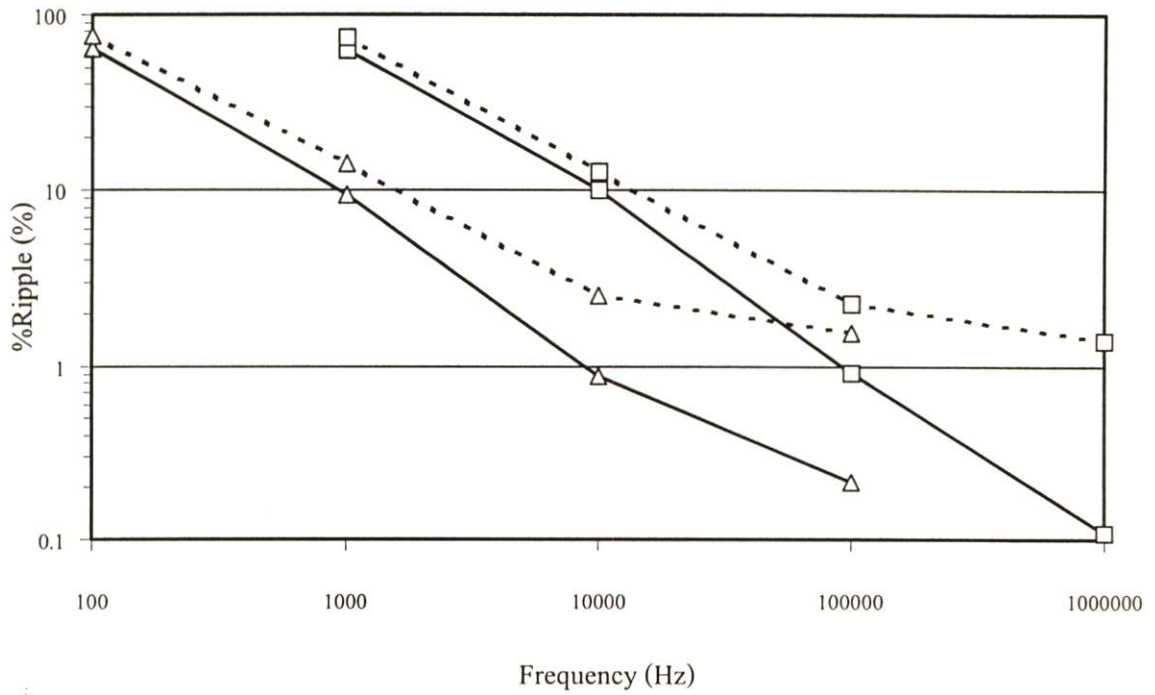


รูปที่ 6.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราส่วนของ  $C_{AV}$  ต่อ ค่า  $C_{AV}$  ที่คำนวณได้จากสมการ (5.10b) ( $n$ ) กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz ที่มีค่า  $n$  ตั้งแต่ 1 ถึง 10

รูปที่ 6.21 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีจากสมการ (5.13) โดยการป้อนสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  คลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  ที่ความถี่ 1kHz และค่า  $C_{AV}$  เป็นจำนวน  $n$  เท่าของค่า  $C_{AV}$  ที่คำนวณได้จากสมการ (5.10b) ซึ่งคำนวณได้  $3.06\mu F$  ที่มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 10 พบว่ากระแสเอาต์พุต  $I_{RMS}$  เมื่อเพิ่มค่า  $n$  ให้มากขึ้น จะทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลลดลงตามไปด้วย

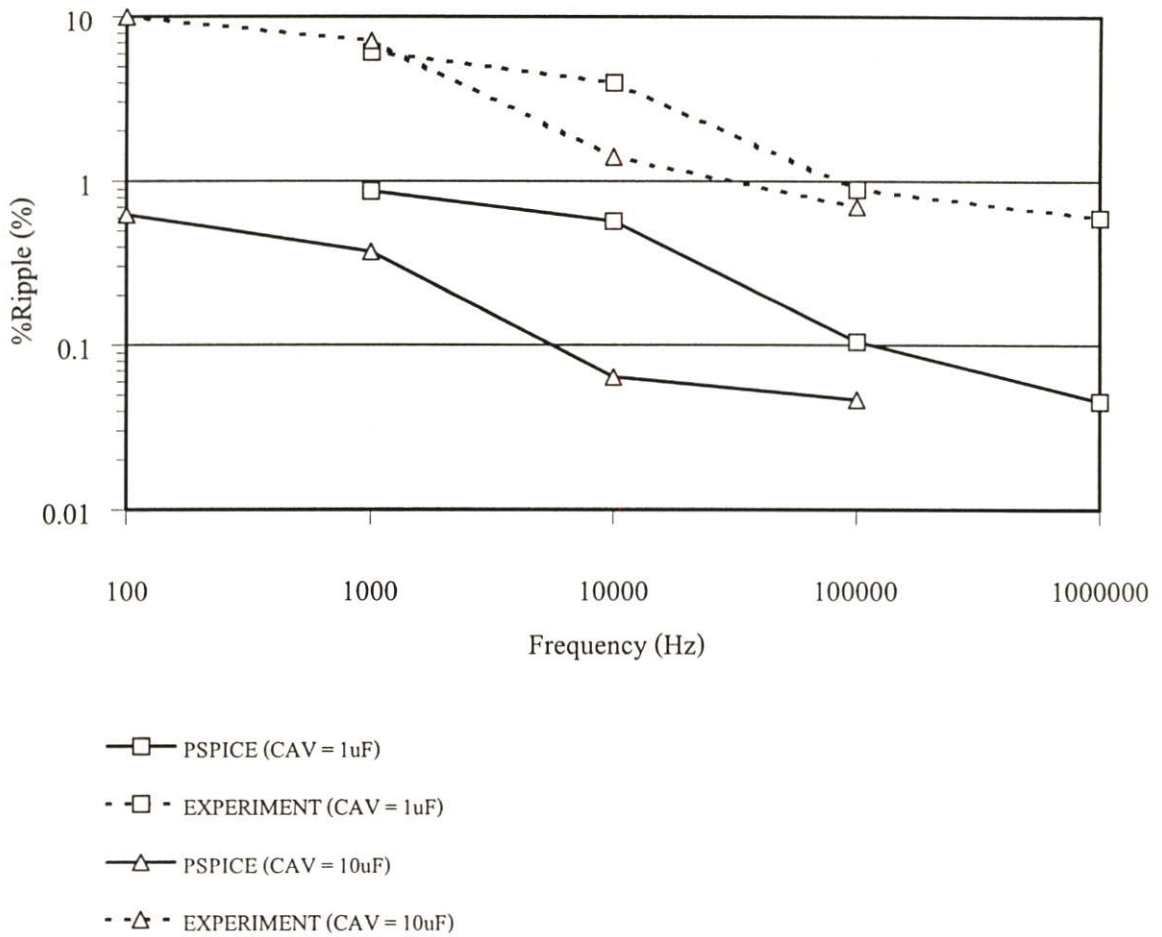


รูปที่ 6.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV} = 1\mu F$  กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$



- PSPICE (CAV = 1uF)
- -□ - EXPERIMENT (CAV = 1uF)
- △— PSPICE (CAV = 10uF)
- -△ - EXPERIMENT (CAV = 10uF)

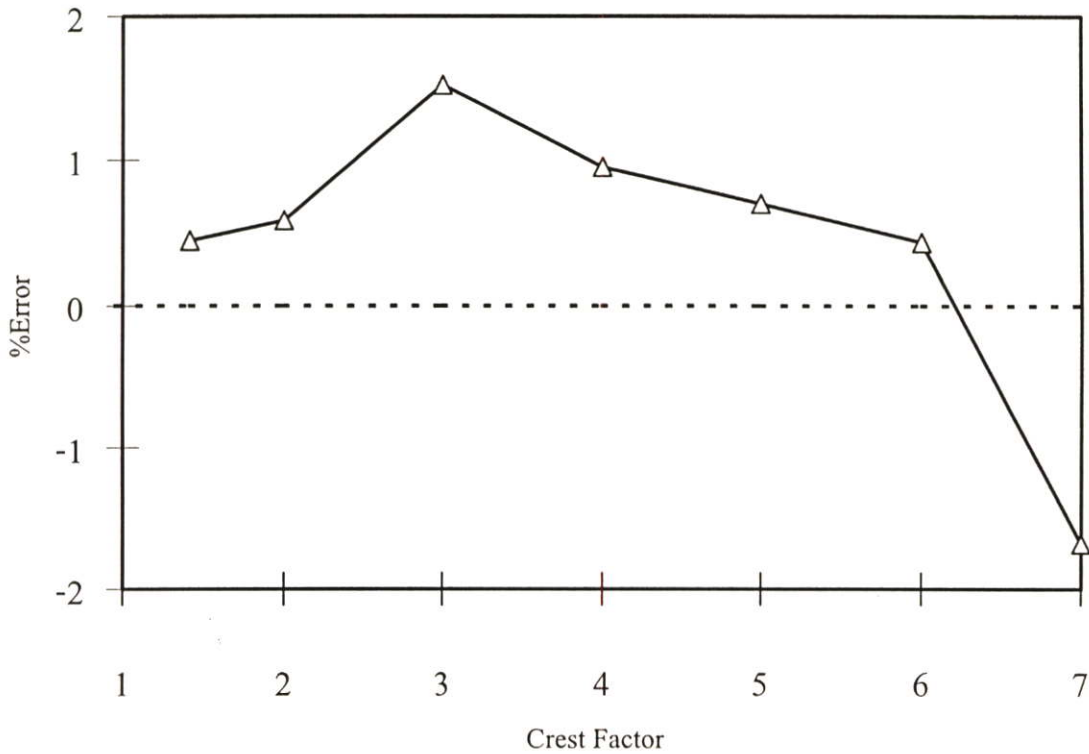
**รูปที่ 6.23** ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงาน เปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV} = 1\mu F$  กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$



**รูปที่ 6.24** ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร เปรียบเทียบกับผลการทดลอง เมื่อกระแสอินพุต  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV} = 1\mu F$  กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$

รูปที่ 6.22, 6.23 และ 6.24 แสดงผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร ที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และค่า  $C_{AV} = 1\mu F$  กับที่ย่านความถี่ 100Hz ถึง 100kHz และค่า  $C_{AV} = 10\mu F$  ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร ตามลำดับ ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  พบว่ากระแสเอาต์พุต  $I_{RMS}$  จะมีค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลน้อยลง เมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้น สอดคล้องกันทั้งในการเลียนแบบการทำงานของวงจร และผลการทดลอง

### 6.3.5 การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor



รูปที่ 6.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนกระแส  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมแบบพัลส์ ขนาดแอมพลิจูด  $1000\mu\text{A}$  โดยมีคาบของพัลส์  $1\text{ms}$  ที่มีค่า Crest Factor ตั้งแต่ 1.414 ถึง 7

รูปที่ 6.25 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 5.2 โดยแสดงให้เห็นถึงการวัดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor ที่มีค่าตั้งแต่ 1.414 ถึง 7 เมื่อป้อนกระแส  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมแบบพัลส์ ขนาดแอมพลิจูด  $1000\mu\text{A}$  โดยมีคาบของพัลส์  $1\text{ms}$  ดังแสดงในตารางที่ 3.1 กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu\text{A}$  และค่า  $C_{AV} = 10\mu\text{F}$  ทำให้พบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด จะมีค่าไม่เกิน 2 เปอร์เซ็นต์

## 6.4 บทสรุป

บทนี้กล่าวถึงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอในบทที่ 5 ทั้งสองวงจร เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ที่ได้นำเสนอ นั้น ทำงานให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการ โดยประกอบไปด้วยการวิเคราะห์การแปลงสัญญาณของวงจร การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่ การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ และการวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่า Crest Factor ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ตามความคาดหมาย

## บทที่ 7

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 7.1 บทสรุป

จากการนำเสนอหลักการออกแบบและการวิเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งวงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว เพื่อที่จะสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายขึ้น และวงจรมีขนาดที่เล็ก เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น วงจรดังกล่าวถูกออกแบบโดยวิธี Explicit Computation Method คือประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (หรือวงจรหาค่าเฉลี่ย) และวงจรถอดรากที่สอง ที่ถูกเน้นการทำงานในรูปของกระแส ทำให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงาน และผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้าง รวมทั้งใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงบวกอย่างเดียวดังแต่ +3 ถึง +15 โวลต์

โดยเนื้อหาบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แยกวิเคราะห์ทั้งแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์ และแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของทรานซิสเตอร์ รวมทั้งจะกล่าวถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งเป็นหลักการสำคัญที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ บทที่ 3 กล่าวถึงค่านิยามทั่ว ๆ ไปของค่าต่าง ๆ ที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ รวมไปถึงทฤษฎีของค่า RMS และทฤษฎีของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งประกอบไปด้วยวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method วิธี Indirect หรือ Implicit Computation Method และ วิธี Thermal RMS-to-DC Conversion ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธี Direct หรือ Explicit Computation Method ที่มีข้อดี คือมีผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้าง และสัญญาณเอาต์พุตเข้าสู่สถานะคงที่ได้รวดเร็ว ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสอง วงจรหาค่าเฉลี่ย และวงจรถอดรากที่สอง ส่วนในบทที่ 4 และบทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบวงจรพื้นฐานต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรยกกำลังสองจำนวน 2 วงจร วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรากที่สอง ซึ่งวงจรเหล่านี้จะถูกนำมาต่อรวมกันเป็นวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ตามวิธี Direct หรือ Explicit Computation Method นั้นเอง และรวมไปถึงการวิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการ และการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล

และในบทที่ 6 กล่าวถึงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอ โดยประกอบไปด้วยการวิเคราะห์การแปลงสัญญาณของวงจร

การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่ การวิเคราะห์ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ การวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิล และการวิเคราะห์ค่า Error เปรียบเทียบกับค่า Crest Factor ซึ่งจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงในบทที่ 6 นั้นพบว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ตามความคาดหมายสามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับได้หลากหลายรูปแบบสัญญาณ โดยที่สามารถรับกระแสอินพุตสูงสุดได้ถึง  $1000\mu\text{A}_{\text{peak}}$  ตลอดช่วงความถี่ 1Hz จนถึง 60MHz ที่อุณหภูมิตั้งแต่ 0 ถึง  $100^{\circ}\text{C}$  โดยไม่มีผลต่อขนาดของสัญญาณกระแสเอาต์พุต และค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลของสัญญาณกระแสเอาต์พุตนั้นจะมีค่าลดลง เมื่อทำการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ณ ความถี่ค่าหนึ่งค่าใด ซึ่งถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ที่มีค่ามากเกินไป ถึงแม้ว่าจะทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลลดน้อยลง แต่สัญญาณกระแสเอาต์พุตนั้นจะเข้าสู่สภาวะกึ่งตัวได้ช้าลงตามไปด้วย และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด จะมีค่าไม่เกิน 2 เปอร์เซ็นต์ ตั้งแต่ค่า Crest Factor 1.414 ถึง 7

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรหาค่าเฉลี่ย ซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้แนะนำเสนอนั้น สังเกตได้ว่าจะใช้หลักการประมาณให้วงจรทำงานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้เป็นวงจรหาค่าเฉลี่ย ซึ่งถ้าในอนาคตมีการคิดค้นวงจรหาค่าเฉลี่ยที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว โดยไม่ต้องอาศัยการประมาณแต่อย่างใดได้ ก็จะทำให้วงจรทำงานแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้อย่างสมบูรณ์แบบขึ้น จึงเป็นแนวทางที่จะต้องศึกษาค้นคว้า และวิจัยกันต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Kolanko J.K. "Accurate Measurement of Power, Energy, and True RMS Voltage Using Synchronous Counting." *IEEE Trans. Instrum. Meas.* vol. 42, no. 3, Jun. 1993. pp. 752-754.
- [2] Kitckin C. and Counts L. **RMS to DC Conversion Application Guide.** 2nd Ed. Analog Devices, Inc. 1986.
- [3] Surakamponorn W. and Kumwachara K. "A Dual Translinear-Based True RMS-to-DC Converter." *IEEE Trans. Instrum. Meas.* vol. 47, no. 2, Apr. 1999. pp. 456-464.
- [4] Mulder J., van der Woerd A.C., Serdijn W.A. and van Roermund A.H.M. "An RMS-DC Converter Based on The Dynamic Translinear Principle." *IEEE J. Solid-State Circuits.* vol. 32, no. 7, Jul. 1997. pp. 1146-1150.
- [5] Mulder J., Serdijn W.A., van der Woerd A.C. and van Roermund A.H.M. "Dynamic translinear RMS-DC Converter." *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, Oct. 1996. pp. 2067-2068.
- [6] Wassenaar R.F., Seevinck E., van Leeuwen M.G., Speelman C.J. and Holle E. "New Techniques for High-Frequency RMS-to-DC Conversion Based on a Multifunctional V-to-I Converter." *IEEE J. Solid-State Circuits.* vol. 23, no. 3, Jun. 1998. pp. 802-815.
- [7] Greeniech E.W. **Analog Integrated Circuits.** New York : Chapman & Hall. 1997.
- [8] Sedra A.S. and Smith K.C. **Microelectronic Circuits.** 4th Ed. New York : Oxford University Press, Inc. 1998.
- [9] Neudeck G.W. **The Bipolar Junction Transistor.** 2nd Ed. Reading : Addison-Wesley Publishing Company, Inc. 1989.
- [10] Gilbert B. "Translinear Circuit: A Propose Classification." *Electron. Lett.*, vol. 11, Jan 1975. pp. 14-16.
- [11] Abuelma'atti M.T. and Abed S.M. "A Translinear Circuit for Sinusoidal Frequency Multiplication." *Int. J. Electron.* vol. 86, no. 1, 1999. pp. 35-41.
- [12] Abuelma'atti M.T. and Abed S.M. "A Translinear Circuit for Analogue Function Synthesis Based on a Taylor Series." *Int. J. Electron.* vol. 86, no. 11, 1999. pp. 1341-1348.
- [13] Kumwachara K. and Fuji N. "Low-Voltage Current Mode Power Factor Function Generator." *IEICE Trans. Fundamentals.* vol. E83-A, no. 2, Feb. 2000. pp. 172-178.

- [14] กัทรชัย อุปริพุกธิกุล. “วงจรรขยายเชิงลอคการริรมิก และแอนตลอคการริรมิกที่มีการทำงานในรูปกระแส.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [15] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. “การชดเชยของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรรขยายโอทีเอ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542.
- [16] เอกชัย ม่วงรอดภัย. “วงจรแปลงความถี่เป็นค่าแรงดัน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [17] Seevinck E. and Wiegerink R.J. “Generalized Translinear Circuit Principle.” IEEE J. Solid-State Circuits. vol. 26, no. 8, Aug. 1991. pp. 1098-1102.
- [18] Toumazou C., Lidgey F.J. and Haigh D.G. **Analogue IC Design: The Current-Mode Approach.** London : Peter Peregrinus Ltd. 1990.
- [19] Peyton A.J. and Walsh V. **Analog Electronics with Op Amps.** Cambridge : Cambridge University Press. 1993.
- [20] Wong Y.J. and Ott W.E. **Function Circuits Design and Applications.** New York : Burr-Brown Research Corporation. 1976.
- [21] Fluke Corporation. **Calibration : Philosophy in Practice.** 2nd Ed. Washington : Fluke Corporation. 1994.
- [22] Edwin K. **Advance Engineering Mathematics.** 7th Ed. Newyork : John Wiley & Sons, Inc. 1993.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก

การหาค่าฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ให้อยู่ในรูป Power Series โดยอาศัยทฤษฎีของ Taylor Series และ Maclaurin Series [21] มีความสำคัญมากเพราะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปของ Power Series สามารถนำไปวิเคราะห์ในเรื่องต่าง ๆ ได้ง่าย ซึ่งมีรายละเอียดอย่างคร่าว ๆ ดังต่อไปนี้

Power Series คือ Series ที่ถูกจัดให้อยู่ในรูป

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n(x-x_0)^n = a_0 + a_1(x-x_0) + a_2(x-x_0)^2 + \dots \quad (\text{ก.1})$$

เมื่อ

$x$  เป็นตัวแปรเชิงซ้อน

$a_0, a_1, a_2, \dots$  เป็นค่าคงที่ ซึ่งเรียกว่า ค่าสัมประสิทธิ์

$x_0$  เป็นค่าคงที่ ซึ่งเรียกว่า ค่า Center ของ Series

ถ้าค่า  $x_0$  มีค่าเท่ากับ 0 จะสามารถจัดให้อยู่ในรูป

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n x^n = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots \quad (\text{ก.2})$$

ทฤษฎีของ Taylor Series เป็นทฤษฎีที่สามารถจัดรูปฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ให้อยู่ในรูป Power Series ซึ่งมีสูตรการคำนวณดังต่อไปนี้

$$f(x) = f(x_0) + \frac{(x-x_0)}{1!} f'(x_0) + \frac{(x-x_0)^2}{2!} f''(x_0) + \dots + \frac{(x-x_0)^n}{n!} f^{(n)}(x_0) + R_n(x) \quad (\text{ก.3})$$

ซึ่งสมการ (ก.3) นี้เรียกว่า Taylor's formula นั่นเอง

ส่วน ทฤษฎีของ Maclaurin Series ก็คือ ทฤษฎีของ Taylor Series ที่มีค่าของ Center  $x_0 = 0$  ซึ่งจะแสดงตัวอย่างในการประมาณค่าสมการ (4.5) ให้เป็นสมการ (4.6)

$$I_1 = 2I_{B1} \left( 1 + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}^2} \right)^{1/2} \quad (4.5)$$

กำหนดให้

$$x = \frac{I_{IN}}{2I_B}$$

ดังนั้นจึงทำการประมาณค่าฟังก์ชัน  $(1 + x^2)^{1/2}$

$$f(x) = (1 + x^2)^{1/2}$$

$$f(0) = 1$$

$$f'(0) = 1/2$$

$$f''(0) = -1/4$$

.

.

.

นำค่าที่คำนวณได้ไปแทนค่าในสมการ (ก.3) ทำให้

$$(1 + x)^{1/2} = 1 + (1/2)x - (1/8)x^2 + \dots, \text{ สำหรับ } -1 < x < 1$$

ซึ่งจะทำให้สมการ (4.5) สามารถประมาณค่า โดยใช้เฉพาะ 2 พจน์แรก เนื่องจาก ตั้งแต่ พจน์ที่ 3 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ทำให้ได้ค่า  $I_1$  ดังนี้

$$I_1 = 2I_{B1} + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}} \quad (4.6)$$

## ภาคผนวก ข

ตัวอย่างการคำนวณหาค่า  $C_{AV}$  โดยการป้อนสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  เป็นคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu A$  ที่ช่วงความถี่ 1kHz ถึง 100kHz ซึ่งจากสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  สามารถได้ค่าต่าง ๆ ตามสมการ (5.10b) ดังต่อไปนี้

$$C_{AV} \gg \frac{I_M}{4\pi V_T f_{(min)}} \quad (5.10b)$$

$$I_M = 1000\mu A$$

$$f_{(min)} = 1\text{kHz}$$

$$V_T = 26\text{mV} \text{ ที่อุณหภูมิ } 27^\circ\text{C}$$

แทนค่าลงในสมการ (5.10b)

$$C_{AV} \gg \frac{1000 \times 10^{-6}}{4\pi \times 26 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^3}$$

$$C_{AV} \gg 3.06\mu\text{F}$$

จากค่า  $C_{AV}$  ที่คำนวณได้  $3.06\mu\text{F}$  ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรจะใช้ค่า  $C_{AV}$  เท่ากับ  $10\mu\text{F}$  ซึ่งมีค่ามากกว่าค่า  $C_{AV}$  ที่คำนวณได้

จากนั้นทำการคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลจากสมการ (5.16)

$$\%Ripple = \frac{1}{2\sqrt{1 + 4\omega^2 T^2}} \cdot 100\% \quad (5.16)$$

โดยที่

$$T = \frac{C_{AV}}{g_{m6}} = \frac{C_{AV} V_T}{I_M} = \frac{10 \times 10^{-6} \times 26 \times 10^{-3}}{1000 \times 10^{-6}} = 2.6 \times 10^{-4}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \times 1 \times 10^3 = 6.283 \times 10^3$$

$$\%Ripple = \frac{1}{2\sqrt{1 + 4(6.283 \times 10^3)^2(2.6 \times 10^{-4})^2}} \cdot 100\%$$

$$\%Ripple = 14.63\%$$

จากการคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลจากสมการ (5.16) ได้ 14.63% ซึ่งจากผลการเลียนแบบการทำงาน และผลการทดลองของวงจร โดยการป้อนสัญญาณกระแสอินพุท และค่า  $C_{AV}$  ค่าเดียวกัน ทำการคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิลจากสมการ (5.11) จะคำนวณได้ 12.41% และ 14.14% ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกัน

## ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ ในระหว่างการศึกษา มีจำนวนทั้งสิ้น 2 บทความ ดังนี้

1. กิตติพงษ์ อภารัตนชัย, เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และ วัลลภ สุระกำพลธร. “วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.” การประชุมวิชาการ ครั้งที่ 40, มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์. 2545. หน้า 279-286.
2. กิตติพงษ์ อภารัตนชัย, เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และ วัลลภ สุระกำพลธร. “วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์.” การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. vol. 2, EL24, 2544. หน้า 1040-1044.



# เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 40

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

The Proceedings of 40<sup>th</sup> Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์ (Engineering)

4-7 กุมภาพันธ์ 2545

ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

ทบวงมหาวิทยาลัย

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

กระทรวงศึกษาธิการ

สำนักงานคณะกรรมการพัฒนาการเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ

สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ



35. มส48/O101	การศึกษาคุณสมบัติรับแรงดึงของก้านทุเรียนที่อายุต่างกัน..... 255 A study on durian stem tensile property at different ages โดย กรรกฎ วัฒนวิเชียร กฤษณา เสียงมัจฉา ภัค พงษ์พันธ์ และ ธเนศ อรรถโสภณศักดิ์	255
36. มส49/O103	การวิเคราะห์ระบบการแลกเปลี่ยนความร้อน และมวลร่วมของก๊าซแอมโมเนียและ ไฮโดรเจนซัลไฟด์..... 263 Synthesis of combined heat and mass exchanger networks for NH <sub>3</sub> and H <sub>2</sub> S gas โดย จิฬโจนน์ เกริกไกรกิจพร และ ชงไชย ศรีนพคุณ	263
37. มส51/O106	การทดสอบความแข็งแรงของโครงสร้างอากาศยานไร้คน..... 271 Structural test for strength of an UAV airplane โดย พล.อ.ต. ปรีชา วรณภูมิ กนิดา จัยวัฒน์ และ วลัยลักษณ์ สิริพิพล	271
38. มส52/O107	วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.. 279 True RMS to-DC converter using only NPN BJTs โดย ภิศติพงษ์ อภารัตนชัย เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และ วัลลภ สุระกำพลธร	279
39. มส53/O108	การสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.. 287 Synthesis of electronically tunable GIC with temperature-insensitive โดย นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และ วัลลภ สุระกำพลธร	287
40. มส54/O111	วงจรรวมค่าสูงสุดและค่าสุดขั้วชนิด 2 อินพุตสำหรับสัญญาณกระแส..... 295 Current mode two-input Max/Min Circuit โดย อานนท์ชาติชนะนา วรณดี เพชรรมณีล้ำค่า พรชัย ทลายพสุ และ วันชัย วีรวิภา	295
41. มส56/O115	การศึกษาความเป็นไปได้ในการปรับบทบาทการใช้ประโยชน์ท่าอากาศยานกรุงเทพ เป็นศูนย์ซ่อมบำรุงอากาศยานและศูนย์กลางการส่งถ่ายสินค้านานาชาติ..... 303 A feasibility study of adapting the Bangkok International Airport's Utilization to be Aircraft Maintenance Center and Global Transpark โดย นวทัศน์ ก้องสมพร อรุยา ศักดิ์บุรพาเพชร จีรพรรณ คำอักษร และ ภัฏฐพล เชนจินดาพันธ์	303
42. มส58/O120	การศึกษาความเป็นไปได้ในการปรับอากาศในประเทศไทยโดยใช้สารดูดความชื้น..... 308 Feasibility study of desiccant-based air conditioning in Thailand โดย วันนุช แซ่ถั่ว โจเซฟ เคคาร์ และ จงจิตรี ทิริบุญภา	308



## วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN True RMS-to-DC Converter Using Only NPN BJTs

กิตติพงษ์ อภารัตนชัย      เกียรติศักดิ์ คมวัชร      วัลลภ สุระกำพลธร  
Kittiphong Apharattanachai      Kiattisak Kumwachara      Wanlop Surakampontorn

### บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น ซึ่งวงจรมีถูกออกแบบให้ประกอบไปด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรากที่สอง โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ทำให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานและผลตอบสนองความถี่ที่กว้าง รวมทั้งใช้แหล่งจ่ายไฟบวกอย่างเดียวดังแต่ +3 ถึง +15 โวลท์ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการที่ได้นำเสนอ

### Abstract

This research presents a true RMS-to-DC converter using only NPN bipolar junction transistors (BJTs). The realization consists of translinear-based squarer, low-pass filter and square root circuit. The conversion circuit has a wide-band frequency response and uses single low level supply voltage. The proposed circuits are verified using PSPICE with attractive results.

### บทนำ

โดยทั่วไป วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้ถูกนำไปใช้ในการวัดขนาดของสัญญาณทางไฟฟ้าซึ่งวัดในรูปปริมาณพลังงานเฉลี่ยที่บรรจุมากับสัญญาณนั้น โดยค่าที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับขนาดของสัญญาณที่แสดงเป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง [1] ทั้งในรูปค่าคิกดาและค่ากระแส [2] ซึ่งได้นำไปประยุกต์กันอย่างแพร่หลายในสาขาเครื่องมือวัด (Instrumentation) และโทรคมนาคม (Communication) ส่วนวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงที่บริษัทผู้ผลิตได้นำไปผลิตขึ้นเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit) และมีจำหน่ายตามท้องตลาดแล้วนั้น เช่นเบอร์ AD536/536A และ AD537 ของบริษัท Analog Devices, เบอร์ LH0097 ของบริษัท National Semiconductors และเบอร์ 4340/4341 ของบริษัท Burr-Brown ได้ถูกออกแบบขึ้นด้วยหลักการคล้าย ๆ กันคือ ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-Wave Rectifier) และวงจรคูณและหาร (Multiplier/Divider) เป็นต้น วงจรเหล่านี้จะมีขนาดใหญ่และมีช่วงของผลตอบสนองความถี่ที่ไม่กว้างนัก เนื่องจากใช้ออปแอมป์ (Operational Amplifier) เป็นส่วนหลักในการออกแบบ

แม้ในปัจจุบันจะได้นำเทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาใช้ในการออกแบบแล้ว ซึ่งจะทำให้วงจร

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT),

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang





จากสมการ (4) และ (5) สามารถจัดรูปได้ดังนี้

$$I_{C1} = \frac{I_{B1} + I_{IN}}{2} \quad (6)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{B1} - I_{IN}}{2} \quad (7)$$

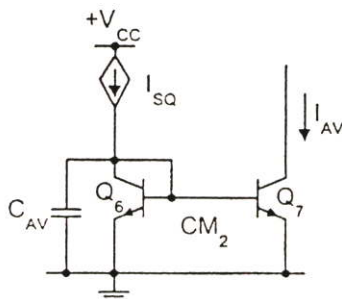
เมื่อนำสมการ (6) และ (7) ไปแทนในสมการ (3) โดยที่  $I_{C4} = I_{B2}$  และ  $I_{C5} = I_{B3} - I_{SQ}$  และกำหนดให้  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_B$  จะได้

$$I_{SQ} = \frac{I_{IN}^2}{I_B} \quad (8)$$

จากสมการ (8) เห็นได้ว่า วงจรสามารถให้ค่าของกระแสอินพุต  $I_{IN}$  ยกกำลังสอง และเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ตามทฤษฎีควรจะกำหนดให้  $|I_{IN}| < I_B$  หรือ

$$-I_B < I_{IN} < I_B \quad (9)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง



รูปที่ 2 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง

จากรูปที่ 2 เมื่อกระแส  $I_{SQ}$  ไหลเข้ามาสู่วงจร กระแส  $I_{SQ}$  จะถูกสะท้อนกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_2$  ที่ประกอบไปด้วย  $Q_6$ ,  $Q_7$  และ  $C_{AV}$  ต่อรวมกันเป็นวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (First-Order-Low-Pass Filter) หรืออาจเรียกว่า วงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) จะทำให้  $I_{AV}$  ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น

$$I_{AV} = \left( \frac{1}{1 + \frac{sC_{AV}}{g_{m6}}} \right) I_{SQ} \quad (10)$$

ซึ่งถ้ากำหนดให้  $sC_{AV}/g_{m6} \gg 1$  จะทำให้สมการ (10) มีค่าเป็น

$$I_{AV} = \frac{g_{m6}}{sC_{AV}} \cdot I_{SQ} \quad \text{อยู่ใน s-domain} \quad (11a)$$

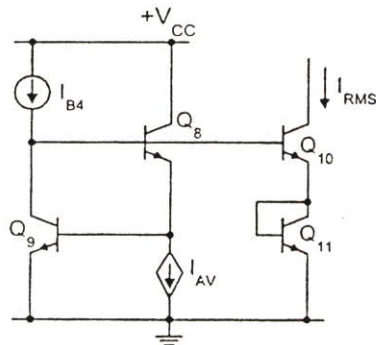
หรือ

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{SQ}^2 dt \quad \text{อยู่ใน time-domain} \quad (11b)$$



เมื่อ  $T = C_{AV}/g_{m6}$  เป็นค่าเวลาคงที่ (Time Constant) และ  $g_{m6}$  เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์  $Q_6$

วงจรถอดรากที่สอง



รูปที่ 3 วงจรถอดรากที่สอง

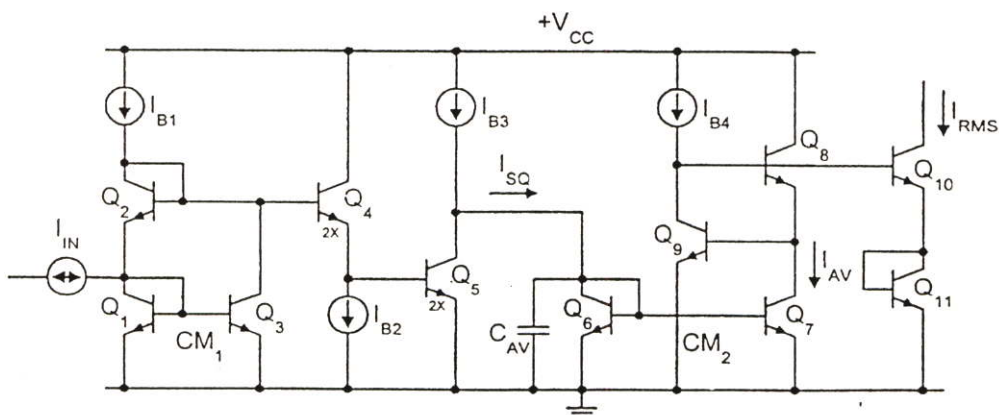
เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3 ทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  ได้วางตัวกันแบบทรานส์ลีนีเยร์ โดยมีแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_{B4}$  และ  $I_{AV}$  เป็นกระแสไบอัสในวงจร ทำให้  $I_{C8} = I_{AV}$  และ  $I_{C9} = I_{B4}$  โดยอาศัยหลักการทรานส์ลีนีเยร์ ลักษณะเดียวกันกับวงจรในรูปที่ 1 จะได้

$$V_{BE8} + V_{BE9} = V_{BE10} + V_{BE11} \tag{12}$$

$$I_{RMS}^2 = I_{AV} \cdot I_{B4} \tag{13}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{AV} \cdot I_{B4}} \tag{14}$$

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 4 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง



เมื่อเรานำวงจรในรูปที่ 1, 2 และ 3 มาต่อรวมกัน จะทำให้แสดงเป็นวงจร แปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้้ากระแสตรงได้อย่างสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 4 ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อ  $I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุทป้อนเข้ามาสู่วงจรยกกำลังสอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_5$  ทำให้เกิดค่ากระแส  $I_{SQ}$  ดังสมการ (8) ซึ่งจะทำให้ได้ค่ายกกำลังสองของกระแสอินพุท  $I_{IN}$

$$I_{SQ} = \frac{I_{IN}^2}{I_B} \quad (15)$$

จากนั้น  $I_{SQ}$  จะถูกนำเข้าไปสู่วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_6$ ,  $Q_7$  และตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_{AV}$  ดังสมการ (16)

$$I_{AV} = \frac{1}{I_B} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{SQ}^2 dt \quad (16)$$

เมื่อ กระแส  $I_{AV}$  ผ่านวงจรลดทอนที่สอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ถึง  $Q_{11}$  ก็จะได้ค่า  $I_{RMS}$  ดังนี้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{I_{B4}}{I_B} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (17)$$

ถ้าทำการกำหนดกระแส  $I_{E1}$ ,  $I_{E2}$ ,  $I_{E3}$  และ  $I_{B4}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $I_B$  จะได้กระแส  $I_{RMS}$  ซึ่งเป็นเอาท์พุทของวงจร

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (18)$$

จากสมการ (18) เห็นได้ว่าวงจรรูปที่ 4 จะแสดงค่า RMS ของกระแสอินพุท  $I_{IN}$  และเป็นไปตามหลักการที่ เกิดจากวงจรยกกำลังสอง, วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรลดทอนที่สอง โดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

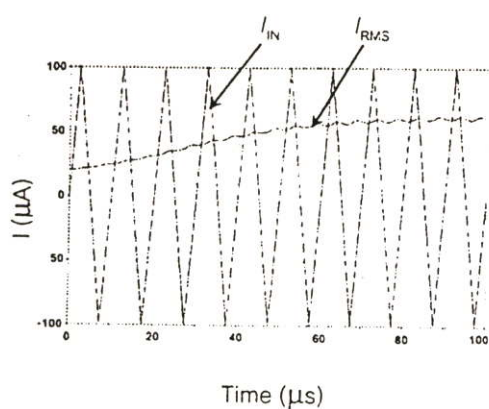
สำหรับการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดค่าริบเบิล (ripple) ลง ที่ความถี่ต่าง ๆ ของสัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้ามาสู่วงจรดังรูปที่ 4 คำนวณได้จาก

$$C_{AV} \gg \frac{g_{m6(max)}}{4\pi f_{(min)}} \quad (19a)$$

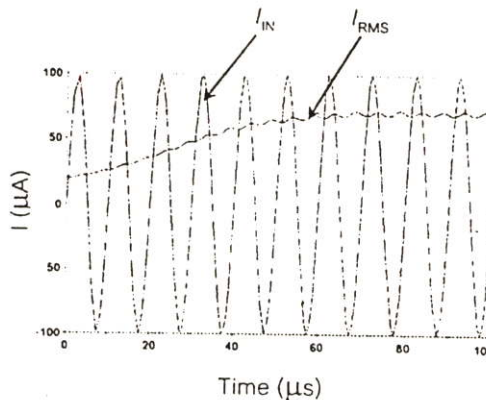
หรือ

$$C_{AV} \gg \frac{I_M}{4\pi V_T f_{(min)}} \quad (19b)$$

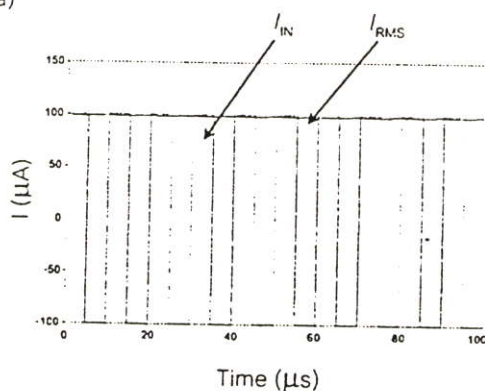
เมื่อ  $f_{(min)}$  เป็นค่าความถี่ของสัญญาณอินพุท และ  $I_M$  คือค่าขนาดสูงสุด ของแอมพลิจูดของสัญญาณ



(a)



(b)

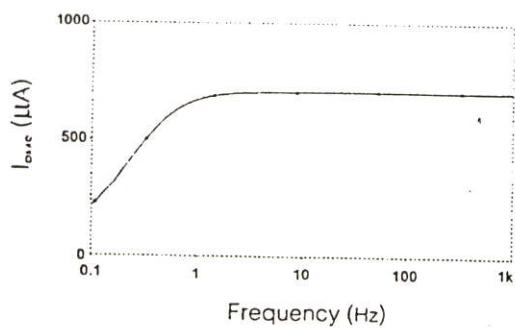


(c)

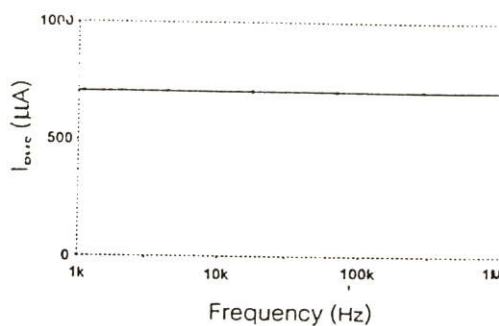
รูปที่ 5 ผลการใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4 เมื่อ กระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณ

รูปต่าง ๆ ความถี่ 100kHz และกำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 20nF

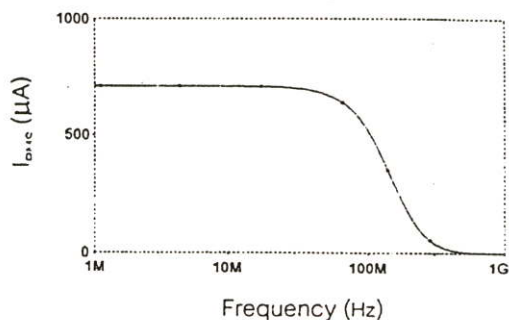
- (a) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด  $57.7\mu A$
- (b) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปซายน์ ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด  $70.7\mu A$
- (c) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด  $100\mu A$



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 6 ผลการใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4 เมื่อ กระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ และค่า  $C_{AV}$  ต่างกัน

- (a) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 200nF
- (b) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 2nF
- (c) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 0.02nF

ตารางที่ 1 สรุปคุณลักษณะการทำงานและการแปลงสัญญาณของวงจรในรูปที่ 4

Transfer Function	$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt}$
Voltage Supply (rated)	+3V to +15V
Input Current Range (max)	$1000\mu A_{peak}$
Dynamic -3dB bandwidth	
$I_{IN} = 1\mu A_{peak}, I_{B1} = 1.2\mu A$	80kHz
$I_{IN} = 10\mu A_{peak}, I_{B1} = 12\mu A$	700kHz
$I_{IN} = 100\mu A_{peak}, I_{B1} = 120\mu A$	5MHz
$I_{IN} = 1000\mu A_{peak}, I_{B1} = 1200\mu A$	60MHz

ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

จากวงจรในรูปที่ 4 ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 โดยในรูปที่ 5(a), 5(b) และ 5(c) แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปซายน์ และรูปสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่ 100kHz และขนาด  $100\mu A_{peak}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{IN}$  ของวงจร โดยเลือกใช้ค่า  $V_{CC} = 3V$ , ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 120\mu A$  และค่า  $C_{AV} = 20nF$  พบว่าจะให้ค่า  $I_{RMS}$  มีค่าโดยประมาณเป็น 57.7 $\mu A$ , 70.7 $\mu A$  และ 100 $\mu A$  ตามลำดับ รูปที่ 6(a), 6(b) และ 6(c) เป็นการแสดงผลการแปลงสัญญาณของวงจรเมื่อกระแสอินพุทมีขนาด  $1000\mu A_{peak}$

สัญญาณคลื่นรูปซายน์ ณ ความถี่ช่วงต่าง ๆ โดยกำหนดให้ค่า  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 1200\mu\text{A}$  และค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 200nF, 2nF และ 0.02nF ตามลำดับ ซึ่งทำให้ทราบว่าวงจรดังกล่าว สามารถปฏิบัติงานกับความถี่ได้ตั้งแต่ 1Hz จนถึงประมาณ 60MHz โดยมีขนาดของค่า  $I_{RMS}$  ที่เกิดขึ้นเป็น 707 $\mu\text{A}$  เท่ากัน ส่วนในตารางที่ 1 เป็นการสรุปคุณลักษณะการทำงานและการแปลงสัญญาณของวงจรในรูปที่ 4

### บทสรุป

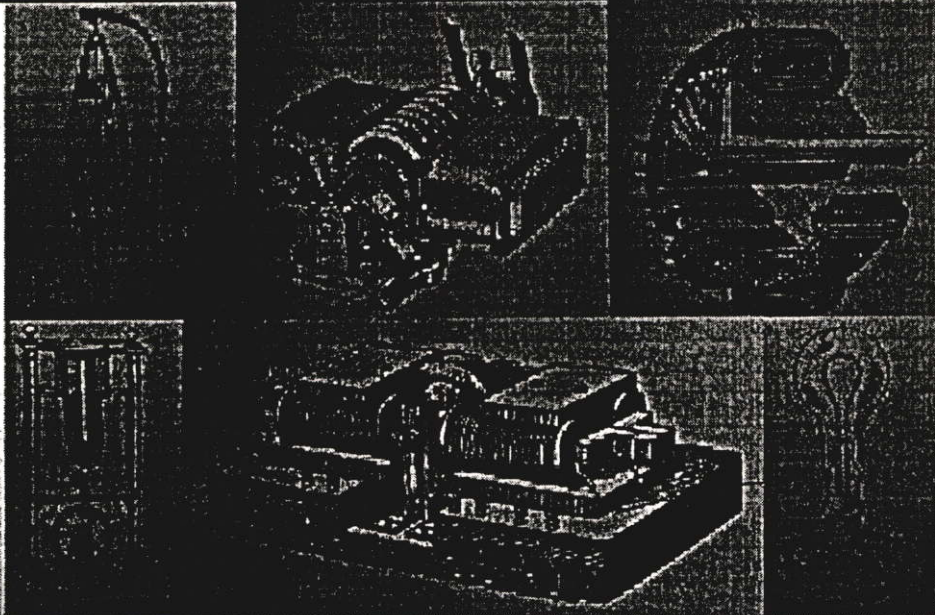
จากผลการเลียนการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้โปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 5(a), 5(b) และ 5(c) และ รูปที่ 6(a), 6(b) และ 6(c) เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้นำเสนอมาแล้ว พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามความคาดหมาย มีช่วงปฏิบัติงานและตอบสนองต่อความถี่ได้กว้าง รวมทั้งสามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับในรูป True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้ทุกรูปแบบสัญญาณ โดยใช้เทคโนโลยีของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวเท่านั้น วงจรดังกล่าวมีขนาดเล็ก ใช้แหล่งจ่ายไฟบวกอย่างเดียว ตั้งแต่ +3 ถึง +15 โวลท์ จึงเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานและผลิตขึ้นเป็น IC

### เอกสารอ้างอิง

- [1] J. K. Kolanko, "Accurate measurement of power, energy, and true RMS voltage using synchronous counting," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.42, no.3, pp. 752-754, Jun. 1993.
- [2] W. Surakamontorn and K. Kumwachara, "A dual translinear-based true RMS-to DC converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.47, no.2, pp. 456-464, Apr. 1999.
- [3] R. F. Wassenaar, E. Seevinck, M. G. van Leeuwen, C. J. Spielman and E. Holle, "New techniques for high-frequency RMS-to-DC conversion based on a multifunctional V-to-I converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 3, pp. 802-815, Jun. 1998.

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

## 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



**22 - 23 พฤศจิกายน 2544**

**คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

- สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
- EL20** การควบคุมค่าแอมพลิจูดด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่าย 1018  
สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ในโหมดกระแส  
A Simple Amplitude Control by Force Response for Current Mode Oscillator  
เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ ปราโมทย์ วาดเขียน ธงชัย มณีชูเกตุ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง มหาวิทยาลัยนเรศวร
- EL21** วงจรขยายกระแสคลาสเอบีที่มีโครงสร้างภายในเป็นวงรบกวนสามสี่เหลี่ยมผสมแบบคาร์ลิตัน 1024  
Darlington Mixed Translinear Loop Based Class AB Current Gain Cell  
จิรายุทธ์ มหัทธนกุล คชาชาติ ทับแก้ว  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- EL22** วงจรวงจรมคูณสัญญาณสี่ควอดรันตโดยอาศัยหลักการPWAM ที่ปราศจากอิทธิพลของ 1029  
ความถี่และดัชนีการมอดูเลทของ PWM  
Four quadrant multiplier based on PWAM without effect of frequency and modulation  
index of PWM  
พรเทพ จันทร์กุนภาส ปราโมทย์ วาดเขียน ธงชัย มณีชูเกตุ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มหาวิทยาลัยนเรศวร
- EL-E**
- EL23** วงจรกรองความถี่ และวงจรวอดเคอร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม 1035  
OTA - based linear current - controlled Filters and Quadrature oscillator  
นงลักษณ์ เข็มจรัส เกียรติศักดิ์ กมวัชระ วัลลภ สุระกำพลธร  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- EL24** วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ 1040  
A Translinear-Based True RMS-to-DC Converter  
กิตติพงษ์ อภารัตนชัย เกียรติศักดิ์ กมวัชระ วัลลภ สุระกำพลธร  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- EL25** วงจรสายพานกระแสชนิดช่วงปฏิบัติงานกว้างภายใต้แหล่งจ่ายไฟ 1.1 โวลต์ 1045  
1.1 Volts Rail to Rail CMOS Current Conveyors  
S. Thuphawash V. Kasemsuwan  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
- EL26** การสร้างตัวกรองจตุรพหุสำหรับโมเด็มของระบบ DS-CDMA โดยใช้อุปกรณ์ FPGA 1049  
Implementation of a Pulse Shaping Filter for DS-CDMA Modem Using FPGA  
กฤษฎา สุวรรณรงค์ เผ่าภักดิ์ ศิริสุข สุเจตน์ จันทร์รัมย์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

# วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

## A Translinear-Based True RMS-to-DC Converter

กิตติพงษ์ อภารัตนชัย เกียรติศักดิ์ คมวิษระ วัลลภ สุระกำพล  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520  
โทรศัพท์: 0-2326-9989 E-mail: s3061501@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ที่ได้ออกแบบภายใต้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN เป็นหลัก มีวงจรสะท้อนกระแสจำนวน 4 ชุด วงจรคั้งกล่าวออกแบบโดยประกอบไปด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรากที่สอง ที่ถูกเน้นการทำงานในรูปของกระแส รวมทั้งใช้แหล่งจ่ายไฟบวกอย่างเดียวนั้น ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการที่ได้นำเสนอ

### Abstract

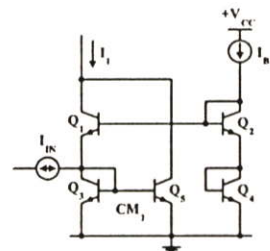
This paper proposes a translinear-based true RMS-to-DC converter. The circuit is mainly designed using NPN bipolar junction transistor technology, four simple current mirrors and single low level supply voltage. The true RMS-to-DC converter is implemented using a squarer, a low-pass filter and a square root circuits. The results from PSpice simulation give a good agreement with theoretical results.

**Keywords:** true RMS-to-DC converter, translinear circuit, squarer, low-pass filter and square root circuit

### 1. บทนำ

เป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับระบบเครื่องมือวัด และระบบโทรคมนาคมกันอย่างแพร่หลาย ค่า RMS (Root Mean Square) เป็นค่าที่ใช้ในการวัดขนาดของสัญญาณทางไฟฟ้าซึ่งวัดในรูปปริมาณพลังงานเฉลี่ยที่บรรจบมาที่สัญญาณนั้น โดยค่าที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับขนาดของสัญญาณที่แสดงค่าเป็น DC [1] ในรูปค่าคิกคาและค่ากระแส ส่วนวงจร True RMS-to-DC Converter เป็นวงจรที่สามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นค่าสัญญาณ DC ได้ทุกรูปแบบสัญญาณไม่จำกัดเพียงสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง [2]

วงจรรวม True RMS-to-DC Converter ที่ผลิตขึ้นเป็น IC (Integrated Circuit) เช่นเบอร์ AD536/536A และ AD537 ของบริษัท Analog Devices, เบอร์ LH0097 ของบริษัท National Semiconductors และเบอร์ 4340/4341 ของบริษัท Burr-Brown ได้ได้ออกแบบและสร้างขึ้นด้วยหลักการคล้าย ๆ กันคือ ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-Wave Rectifier) และวงจรคูณและหาร (Multiplier/Divider) ซึ่งทำงานได้ด้วยความถี่ไม่สูงนัก และวงจรยังมีขนาดใหญ่ เนื่องจากอาศัย ออปแอมป์ (Operational Amplifier) เป็นพื้นฐานในการออกแบบ ส่วนจุดประสงค์ของบทความนี้เป็นการนำเสนอวงจร True RMS-to-DC Converter ที่เหมาะสมสำหรับสร้างเป็นวงจรรวม และมีขนาดเล็ก โดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เป็นหลัก และมีชนิด PNP เพียง 2 ตัวเท่านั้น หลักการของวงจรที่ออกแบบขึ้น ประกอบด้วยวงจรกกำลังสอง (Squarer) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) และวงจรถอดรากที่สอง (Square Root) โดยไม่ใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ทำให้วงจรสามารถปฏิบัติงานได้ด้วยความถี่สูง [3] และใช้แหล่งจ่ายไฟบวกอย่างเดียวนั้น



รูปที่ 1 วงจรยกกำลังสองโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

### 2. การออกแบบวงจรพื้นฐาน

#### 2.1 วงจรกกำลังสองโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจรกกำลังสองทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_2$  ได้วางตัวกันแบบทรานส์ลิเนียร์ โดยมีแหล่งจ่ายกระแสคั้งที่  $I_{IN}$  เป็นกระแสไบอัสในวงจร ทำให้  $I_{C2} = I_{C4} = I_{IN}$  และมี  $I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุทของวงจร โดยมีทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแสจากทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะได้

$$I_{C1} = \frac{I - I_{IN}}{2} \quad (1)$$

$$I_{C3} = \frac{I + I_{IN}}{2} \quad (2)$$

โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (3)$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{B1}}{I_{S2}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{B1}}{I_{S4}}\right) \quad (4)$$

เมื่อ  $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4}$  จะได้

$$I_{C1} \cdot I_{C3} = I_{B1}^2 \quad (5)$$

จากสมการ (1), (2) และ (5) จะได้

$$I_1 = 2I_{B1} \left(1 + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}^2}\right)^{1/2} \quad (6)$$

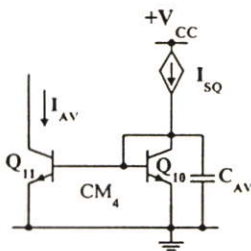
โดยอาศัยหลักการ Power series;  $(1+x)^{1/2} = 1 + (1/2)x - (1/8)x^2 + \dots$  สำหรับ  $-1 < x < 1$ , ซึ่งจะทำให้สมการ (6) สามารถประมาณค่า  $I_1$  ได้ดังนี้

$$I_1 = 2I_{B1} + \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}} \quad (7)$$

เพื่อให้การประมาณค่าได้ผลลัพธ์ใกล้เคียงกับค่าจริงควรจะกำหนดให้  $|I_{IN}/2I_{B1}| \leq 1$  หรือ

$$-2I_{B1} \leq I_{IN} \leq 2I_{B1} \quad (8)$$

จากสมการ (7) ถ้าเราทำการชดเชยกระแส  $2I_{B1}$  ออกไปได้วงจรในรูปที่ 1 ก็จะสามารถทำงานเป็นวงจรยกกำลังสอง ซึ่งเป็นส่วนสำคัญของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง

## 2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง

จากรูปที่ 2 เมื่อกระแส  $I_{SO}$  ไหลเข้ามาสู่วงจร กระแส  $I_{SQ}$  จะถูกสะท้อนกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_4$  ที่ประกอบไปด้วย  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และ  $C_{AV}$  ต่อร่วมกันเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (First-Order-Low-Pass Filter) หรืออาจเรียกว่า วงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) จะทำให้  $I_{AV}$  ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น

$$I_{AV} = \left( \frac{1}{1 + \frac{sC_{AV}}{gm_{10}}} \right) I_{SQ} \quad (9)$$

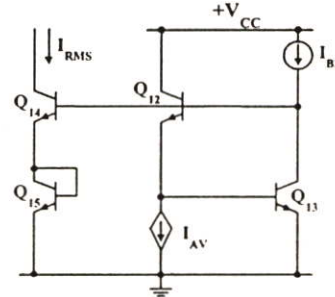
ซึ่งถ้ากำหนดให้  $sC_{AV}/gm_{10} \gg 1$  จะทำให้สมการ (9) มีค่าเป็น

$$I_{AV} = \frac{gm_{10}}{sC_{AV}} \cdot I_{SQ} \quad \text{อยู่ใน s-domain} \quad (10)$$

หรือ

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{SQ} dt \quad \text{อยู่ใน time-domain} \quad (11)$$

เมื่อ  $T = C_{AV}/gm_{10}$  เป็นค่าเวลาที่ (Time Constant) และ  $gm_{10}$  เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$



รูปที่ 3 วงจรลดครากที่สองโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

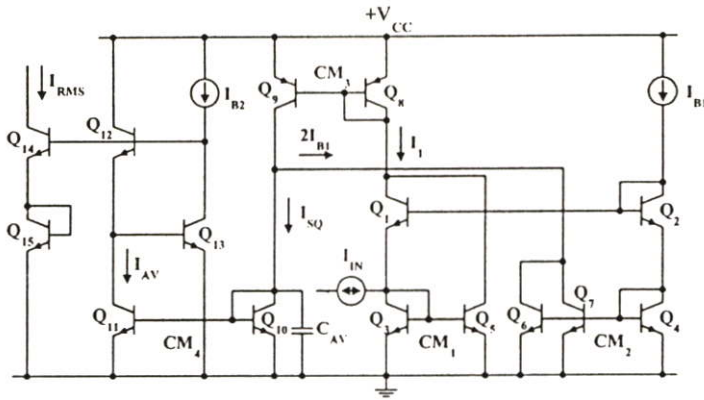
## 2.3 วงจรลดครากที่สองโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3 ทรานซิสเตอร์  $Q_{12}$  ถึง  $Q_{15}$  ได้วางตัวกันแบบทรานส์ลิเนียร์ โดยมีแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_{B2}$  และ  $I_{AV}$  เป็นกระแสไบอัสในวงจร ทำให้  $I_{C12} = I_{AV}$  และ  $I_{C13} = I_{B2}$  โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ลักษณะเดียวกันกับวงจรในรูปที่ 1 จะได้

$$V_{BE12} + V_{BE13} = V_{BE14} + V_{BE15} \quad (12)$$

$$I_{RMS}^2 = I_{AV} \cdot I_{B2} \quad (13)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{AV} \cdot I_{B2}} \quad (14)$$



รูปที่ 4 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง

### 3. การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง

เมื่อเรานำวงจรในรูปที่ 1, 2 และ 3 มาต่อรวมกับวงจรสะท้อนกระแสอีก 1 ชุด คือ  $CM_1$  จะทำให้แสดงเป็นวงจร True RMS-to-DC Converter ได้อย่างสมบูรณ์ดังแสดงในรูปที่ 4 ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้  $I_{IN}$  เป็นกระแสอินพุตที่ป้อนเข้ามาสู่วงจรกำลังสอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  ทำให้เกิดค่ากระแส  $I_1$  ดังสมการ (7) ค่ากระแส  $I_1$  ประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นเทอมของกระแส DC มีค่าเท่ากับ  $2I_{B1}$  และส่วนที่เป็นเทอมของกระแสที่มีค่าเท่ากับ  $I_{IN}^2/4I_{B1}$  ซึ่งส่วนของเทอมกระแส DC จะถูกชดเชยออกไปโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_2$  ที่สะท้อนกระแส  $2I_{B1}$  เพื่อนำไปดึงกระแสจากกระแส  $I_1$  ที่ถูกสะท้อนกระแสแบบลบโดยวงจรสะท้อนกระแส  $CM_1$  ทำให้

$$I_{SQ} = I_1 - 2I_{B1} = \frac{I_{IN}^2}{4I_{B1}} \quad (15)$$

จากนั้น  $I_{SQ}$  จะถูกนำเข้าไปสู่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_{AV}$  ดังสมการ (16)

$$I_{AV} = \frac{1}{4I_{B1}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt \quad (16)$$

เมื่อ กระแส  $I_{AV}$  ผ่านวงจรถอดครากที่สอง ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_{12}$  ถึง  $Q_{15}$  ก็จะได้ค่า  $I_{RMS}$  ดังนี้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{I_{B2}}{4I_{B1}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (17)$$

ถ้าเราทำการกำหนดกระแส  $I_{B2}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $4I_{B1}$  จะได้กระแส  $I_{RMS}$  เป็น

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt} \quad (18)$$

จากสมการ (18) เห็นได้ว่าวงจรรูปที่ 4 จะแสดงค่า RMS ของกระแสอินพุต  $I_{IN}$  และเป็นไปตามหลักการที่เกิดจากวงจรกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดครากที่สอง โดยไม่ใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

ส่วนในการเลือกใช้ค่า  $C_{AV}$  เพื่อลดค่าริเปิล (ripple) ลง ที่ความถี่ต่าง ๆ ของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาสู่วงจรดังรูปที่ 4 คำนวณได้จาก

$$C_{AV} \gg \frac{gm_{10(max)}}{4\pi f_{(min)}} \quad (19a)$$

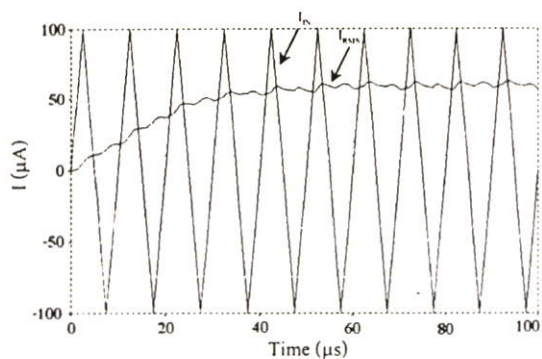
หรือ

$$C_{AV} \gg \frac{I_M}{4\pi V_T f_{(min)}} \quad (19b)$$

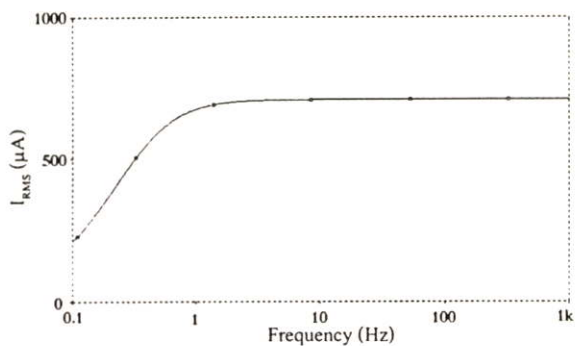
เมื่อ  $f_{(min)}$  เป็นค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต และ  $I_M$  คือค่าขนาดสูงสุดของแอมพลิจูดของสัญญาณ

ตารางที่ 1 สรุปคุณลักษณะการทำงานและการแปลงสัญญาณของวงจรในรูปที่ 4

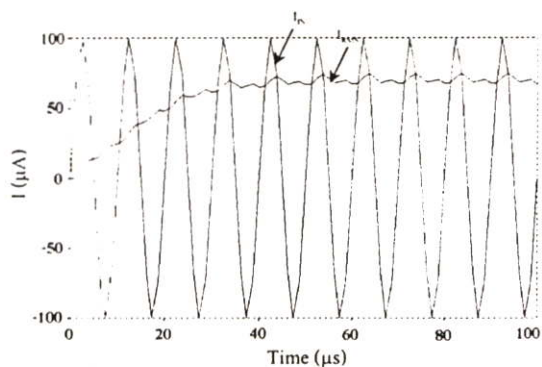
Transfer Function	$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{IN}^2 dt}$
Voltage Supply (rated)	+3V to +15V
Input Current Range (max)	1000 $\mu A_{peak}$
Dynamic -3dB bandwidth	
$I_{IN} = 1 \mu A_{peak}, I_{B1} = 0.5 \mu A$	60kHz
$I_{IN} = 10 \mu A_{peak}, I_{B1} = 5 \mu A$	320kHz
$I_{IN} = 100 \mu A_{peak}, I_{B1} = 50 \mu A$	4MHz
$I_{IN} = 1000 \mu A_{peak}, I_{B1} = 500 \mu A$	50MHz



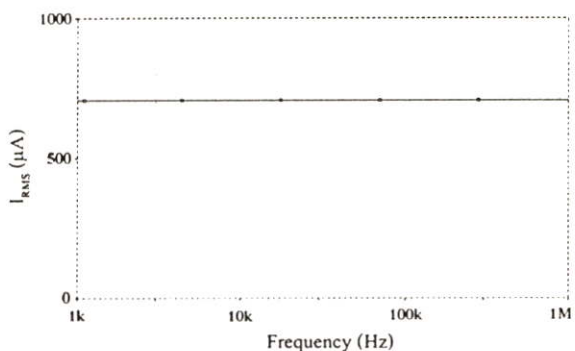
(a)



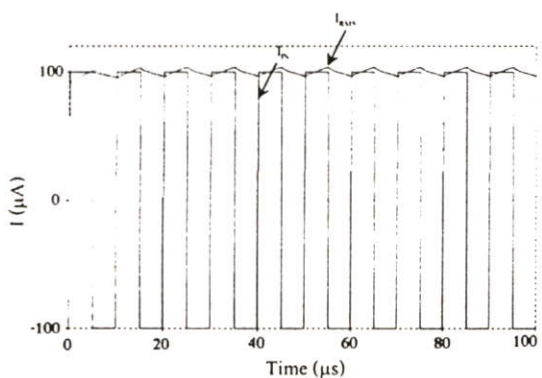
(a)



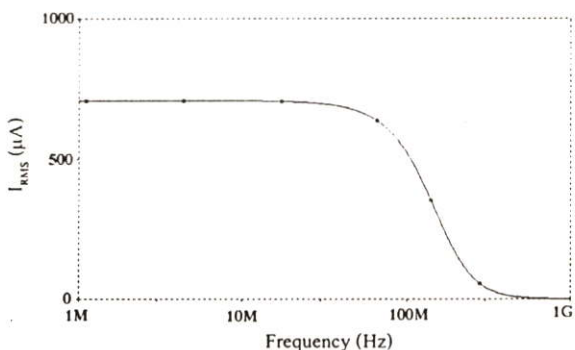
(b)



(b)



(c)



(c)

รูปที่ 5 ผลการใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4 เมื่อ กระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณรูปต่าง ๆ ความถี่ 100kHz และ กำหนดให้ค่า  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 50nF

- (a) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด 57.7µA
- (b) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปซายน์ ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด 70.7µA
- (c) กระแสอินพุทเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ทำให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณ DC ขนาด 100µA

รูปที่ 6 ผลการใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4 เมื่อ กระแสอินพุท  $I_{IN}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ ขนาด  $1000\mu A_{peak}$  ที่ย่านความถี่ และค่า  $C_{AV}$  ต่างกัน

- (a) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 0.1Hz ถึง 1kHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 500nF
- (b) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 1kHz ถึง 1MHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 5nF
- (c) กระแสอินพุทที่ย่านความถี่ 1MHz ถึง 1GHz และ  $C_{AV}$  มีค่าเท่ากับ 0.05nF

#### 4. ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

จากวงจรในรูปที่ 4 ได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยในรูปที่ 5(a), 5(b) และ 5(c) แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร ซึ่งประกอบไปด้วยการแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม รูปไซน์ และรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 100kHz ขนาด  $100\mu\text{A}_{\text{peak}}$  เป็นสัญญาณกระแส  $I_{\text{in}}$  ของวงจร โดยเลือกใช้ค่า  $V_{\text{CC}} = 10\text{V}$ , ค่า  $I_{\text{BI}} = 50\mu\text{A}$ , ค่า  $I_{\text{B2}} = 200\mu\text{A}$  และค่า  $C_{\text{AV}} = 50\text{nF}$  พบว่าจะให้ค่า  $I_{\text{RMS}}$  มีค่าเป็น 57.7 $\mu\text{A}$ , 70.7 $\mu\text{A}$  และ 100 $\mu\text{A}$  ตามลำดับ โดยในตารางที่ 1 เป็นการสรุปคุณลักษณะการทำงานและการแปลงสัญญาณของวงจรในรูปที่ 4 และรูปที่ 6(a), 6(b) และ 6(c) เป็นการแสดงผลการแปลงสัญญาณของวงจรเมื่อกระแสอินพุตมีขนาด 1000 $\mu\text{A}_{\text{peak}}$  สัญญาณคลื่นรูปไซน์ ณ ความถี่ช่วงต่าง ๆ โดยกำหนดให้ค่า  $I_{\text{BI}} = 500\mu\text{A}$ , ค่า  $I_{\text{B2}} = 2000\mu\text{A}$  และค่า  $C_{\text{AV}}$  มีค่าเท่ากับ 500nF, 5nF และ 0.05nF ตามลำดับ ซึ่งทำให้ทราบว่าวงจรดังกล่าว สามารถปฏิบัติงานกับความถี่ได้ตั้งแต่ 1Hz จนถึงประมาณ 50MHz โดยมีขนาดของค่า  $I_{\text{RMS}}$  ที่เกิดขึ้นเป็น 707 $\mu\text{A}$  เท่ากัน

#### 5. บทสรุป

จากผลการเขียนการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการทรานส์ดิวเซอร์ โดยใช้โปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 5(a), 5(b) และ 5(c) และรูปที่ 6(a), 6(b) และ 6(c) เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้นำเสนอมาแล้ว พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามความคาดหวัง มีช่วงปฏิบัติงานและตอบสนองต่อความถี่ได้กว้าง รวมทั้งสามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับในรูป True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงได้ทุกรูปแบบสัญญาณ ไม่จำกัดเฉพาะสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง วงจรดังกล่าวมีขนาดเล็ก ใช้แหล่งจ่ายไฟบวกอย่างเดียว ตั้งแต่ +3 ถึง +15 โวลท์ จึงเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานและผลิตขึ้นเป็น IC

#### 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] J. K. Kolanko, "Accurate measurement of power, energy, and true RMS voltage using synchronous counting," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.42, no.3, pp. 752-754, Jun. 1993.
- [2] W. Surakamponorn and K. Kumwachara, "A dual translinear-based true RMS-to DC converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.47, no.2, pp. 456-464, Apr. 1999.
- [3] R. F. Wassenaar, E. Seevinck, M. G. van Leeuwen, C. J. Speelman and E. Holle, "New techniques for high-frequency RMS-to-DC conversion based on a multifunctional V-to-I

converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 3, pp. 802-815, Jun. 1998.



**Kittiphong Apharattanachai** was born in Suphanburi, Thailand. He received the B.Eng. (Hons) degree in electrical engineering from Mahidol University, Bangkok, Thailand, in 2000.

He is now studying the M.Eng. in Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand. His research interests includes analog integrated circuit, filter design and electronic instrumentation.



**Kiattisak Kumwachara** was born in Khon Kaen, Thailand. He received the B.Sc. (Hons) degree in applied physics, and the M.Eng. and D.Eng. degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1987, 1991, and 1997, respectively.

He is now an Assistant Professor in the Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, at the KMITL. His research interests includes digital signal processing, analog integrated circuit, filter design and electronic instrumentation.



**Wanlop Surakamponorn** (M'84) was born in Bangkok, Thailand. He received the B.Eng. and M.Eng degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1976, and 1978,

respectively, and the Ph.D. degree in electronics from the University of Kent at Canterbury, Kent, U.K., in 1983.

Since 1978, he has been a member of the Department of Electronics at the Faculty of Engineering, KMITL, where he is currently a Professor of Electronic Engineering. His research interests are in the areas of analog and digital integrated circuit designs, real-time application of PC computer and microprocessors, digital signal processing, electronic instrumentation, and VLSI signal processing.

## ประวัติผู้เขียน

นายกิตติพงษ์ อภารัตนชัย เกิดเมื่อวันที่ 22 กันยายน 2521 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยม) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล เมื่อปีการศึกษา 2542 และในปีการศึกษา 2543 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์ทำงาน เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรสอบเทียบ (Calibration Engineer) ที่บริษัท เมโทรโลจี จำกัด ตั้งแต่ปีพ.ศ. 2543 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้จัดการด้านคุณภาพ (Quality Manager)