

การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น  
โดยใช้ทรานส์ลีเนียร์ลูปแบบคู่เท่า

THE DESIGN OF FREQUENCY DOUBLER  
AND  
FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUITS USING DUAL TRANSLINEAR LOOP



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรม ไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
แบบฟอร์มการให้คะแนนการสอบวิทยานิพนธ์  
สำหรับนักศึกษาระดับมหาบัณฑิต

ชื่อนักศึกษา นายศุภกิจ จุฑะวีริยะ เลขประจำตัว 29126-009

ชื่อเรื่องวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น  
โดยใช้ทรานส์ไลน์ลูปแบบคู่เท่า (The Design of Frequency  
Doubler and Full-wave Rectifier Circuits Using  
Dual Translinear Loop)

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ	ผลการสอบ
ผศ.ดร. โอลง สุธะกาพลธร		ดีเยี่ยม
ผศ.ดร. จเร สุรวุฒินันท์		ดีเยี่ยม
รศ.ดร. สมเกียรติ ศุภเดช		ดีเยี่ยม
อาจารย์พลนง ผดุงกุล		ดี

รับเดือนปี ที่สอบ 23 กุมภาพันธ์ 2532 เวลา 13.00 น. สถานที่ ห้อง D-107



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	V
ABSTRACT	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 อารัมภบท	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของการวิจัย	4
1.3 วิธีการศึกษาและวิจัย	4
1.4 การเสนอเรื่อง	6
1.5 หลักการใหม่	7
บทที่ 2 วงจรทรานส์ลีนีเยร์	8
2.1 บทนำ	8
2.2 หลักการของทรานส์ลีนีเยร์	8
2.3 สรุป	10
บทที่ 3 วงจรทวิความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้เพ็องออปแอมป์และตัวต้านทานเท่านั้น	11
3.1 บทนำ	11
3.2 หลักการเบื้องต้น	12
3.3 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น	15
3.4 วงจรทวิความถี่	19
3.5 การทดลองและผลการทดลอง	25
3.5.1 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว	25
3.5.2 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว	26
3.5.3 วงจรทวิความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว	28
3.5.4 วงจรทวิความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การเขียนแบบการทำงานของวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice	30
3.6.1 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว	33
3.6.1.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	33
3.6.1.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	33
3.6.1.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น	33
3.6.2 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว	38
3.6.2.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	38
3.6.2.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	38
3.6.2.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น	43
3.6.3 วงจรทวีความถี่โดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว	43
3.6.3.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	43
3.6.3.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	50
3.6.3.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น	50
3.6.4 วงจรทวีความถี่โดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว	55
3.6.4.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	55
3.6.4.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	58
3.6.4.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น	58
3.7 สรุป	63
<b>บทที่ 4 วงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น บทที่ใช้ทำเป็นวงจรรวมและบทที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น</b>	<b>64</b>
4.1 บทนำ	64
4.2 หลักการเบื้องต้น	65
4.3 วงจรทวีความถี่	66
4.4 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น	67

4.5	วงจรในทางปฏิบัติ	70
4.6	ผลการทดสอบวงจร	71
4.7	การเขียนแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบ เต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice	73
4.7.1	วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น	73
4.7.1.1	ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	74
4.7.1.2	ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	74
4.7.1.3	ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูง	80
4.7.2	วงจรที่ความถี่	80
4.7.2.1	ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร	80
4.7.2.2	ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร	80
4.7.2.3	ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น	88
4.8	สรุป	88
บทที่ 5	การประยุกต์ใช้งานของวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น	90
5.1	บทนำ	90
5.2	วงจรหาค่าเฉลี่ย(average value circuit)	90
5.2.1	การเขียนแบบการทำงานของวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice	91
5.3	วงจรถอดรากที่สอง(square-root circuit)	93
5.3.1	การเขียนแบบการทำงานของวงจรถอดรากที่สอง โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice	94
5.4	วงจรหาค่าราก-มีน-สแควร์(root-mean square) หรือเรียกชื่อย่อว่าค่าอาร์เอ็มเอส(r.m.s. value)	97
5.4.1	การเขียนแบบการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุป	101
บทที่ 6 บทสรุป	102
กิตติกรรมประกาศ	105
เอกสารอ้างอิง	106
ภาคผนวก ก การหาความสัมพันธ์ของกระแส $I_A$ , $I_B$ , $I_S$ และกระแสสัญญาณอินพุต $I_{in}$	111
ภาคผนวก ข วิธีการวัดหาค่ากระแสไบแอสของออปแอมป์	113
ภาคผนวก ค วงจรขยายผลต่างโดยใช้ออปแอมป์(difference amplifier)	115
ภาคผนวก ง การประมาณค่าอนุกรมกำลัง(power series) ของ $(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$	117
ภาคผนวก จ ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในระดับนานาชาติ	119



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการออกแบบวงจรที่ความถี่และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ซึ่ง ได้แสดงไว้สองวิธีด้วยกันคือ วิธีแรกจะเป็นการออกแบบโดยใช้ออปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานที่เป็นอุปกรณ์ภายนอกเท่านั้น โดยการออกแบบจะอาศัยคุณสมบัติของทรานส์ลีเนียร์ลูบที่ภาคเอาต์พุทของออปแอมป์แบบใช้งานทั่วๆ ไป มาออกแบบเป็นวงจรที่ความถี่และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ส่วนวิธีที่สองจะเป็นการออกแบบโดยอาศัยคุณสมบัติของทรานส์ลีเนียร์ลูบแบบคู่เท่า ของรอยต่อไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งวิธีนี้สามารถที่จะนำไปสร้างในรูปแบบที่เป็นวงจรรวมชนิดโมโนลิทิกได้ โดยวงจรที่ได้ออกแบบใหม่นี้สามารถที่จะทำหน้าที่เป็น ได้ทั้งวงจรที่ความถี่และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ได้ทำการออกแบบมาจะทำการทดสอบทั้งในการทดลองต่อวงจรจริงๆ และโดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์ ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ได้ออกแบบมานั้นสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้

**ABSTRACT**

This thesis proposes the designing methods for a frequency doubler and a full-wave rectifier circuits. Two major methods are presented. The first method employs operational amplifiers (op amps) with resistors as the only external components. This realization based on the use of the inherent translinear loop at the output stage of a general purpose op amp as a means to perform frequency doubling and a rectifier action. The second method makes use of a dual translinear characteristic of bipolar junction transistors. The circuit can be implemented in monolithic integrated circuit form and can be employed to realize both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier circuit. Implementation circuits are proposed and their performance are demonstrated by experimental and simulation results. Finally, application examples are also suggested.

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 อารัมภบท

ในการพัฒนาประเทศไทยให้มีความเจริญทัดเทียมประเทศที่พัฒนาแล้ว จำเป็นที่จะต้องอาศัยพื้นฐานของการพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีให้มีศักยภาพที่สูงขึ้น โดยเฉพาะในสาขาที่มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมของประเทศ ซึ่งภาครัฐบาลได้ตระหนักถึงความจริงอันนี้ จึงได้หยิบยกเอา เรื่องการพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมาบรรจุไว้ใน แผนพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติฉบับที่ 6 พ.ศ.2530 - 2534 [1] จึงนับได้ว่าเป็นยุคแห่งการพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีของไทย สำหรับสาขาที่รัฐบาลได้เล็งเห็นความสำคัญนั้น ทางกระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและการพลังงานก็ได้ดำเนินการจัดตั้งเป็นศูนย์ขึ้นมา 3 ศูนย์ เพื่อดำเนินงานในการส่งเสริมเพื่อวิจัยและพัฒนาทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีในสาขาต่างๆ คือ

- ศูนย์พันธุวิศวกรรมและเทคโนโลยีชีวภาพ
- ศูนย์เทคโนโลยีโลหะและวัสดุแห่งชาติ
- ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์

เพื่อสนองตอบต่อนโยบายดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการค้นคว้าวิจัยและพัฒนาในสาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ เนื่องจากในปัจจุบันนี้อิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับชีวิตประจำวันของเราทุกคนไปแล้ว นับตั้งแต่อุปกรณ์เครื่องใช้ภายในบ้าน เครื่องเสียง วิทยุ โทรทัศน์ อุปกรณ์โทรคมนาคม เครื่องคำนวณอิเล็กทรอนิกส์ คอมพิวเตอร์ อุปกรณ์ในทางการแพทย์ ตลอดจนไปจนถึงงานระบบอัตโนมัติ และการควบคุมเครื่องจักรในโรงงานอุตสาหกรรม อิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์กับการใช้งานในวงการทหาร จึงนับได้ว่า อิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อชีวิตในสังคมปัจจุบัน อนาคต และในการพัฒนาประเทศ

สืบเนื่องมาจากวิชาการและอุตสาหกรรมด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ต่างๆ ได้ เปลี่ยนจากระบบหลอดสุญญากาศมาเป็นชิ้นส่วนของแข็ง (solid state) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำแทบหมดสิ้นแล้ว ซึ่งมีทั้งในรูปแบบที่เป็นตัว

เดี่ยว(discrete) เช่น ทรานซิสเตอร์ ไดโอด ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ฯลฯ และรูปแบบที่เป็นวงจรรวมชนิดโมโนลิทิก (monolithic integrated circuit)[2]-[9] หรือเรียกชื่อย่อว่า ไอซี (I.C.) โดยที่วงจรรวมชนิดโมโนลิทิกนี้จะเป็นการนำเอาชิ้นส่วนชนิดแอคทีฟ(active element) เช่น ทรานซิสเตอร์ ไดโอด ฯลฯ และชิ้นส่วนชนิดพาสซีฟ(passive element) เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ฯลฯ มาประดิษฐ์บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเพียงชิ้นเดียว ชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำที่ใช้ประดิษฐ์กันมากในปัจจุบันนี้ก็คือ ซิลิคอน(silicon) เนื่องจากธาตุนี้มีมากในธรรมชาติจึงทำให้มีราคาถูก อีกทั้งกระแสรั่วไหล(leakage current) ในซิลิคอนทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำกว่า ในเจอร์เมเนียมทรานซิสเตอร์(germanium transistor)มาก เมื่อเปรียบเทียบกับแบบที่เป็นตัวเดี่ยวแล้ว ไอซีจะมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบพอสรุปได้ดังนี้คือ

### ข้อดีของ ไอซี

- 1.) มีขนาดเล็กกะทัดรัด ประหยัดเนื้อที่ และมีน้ำหนักเบา
- 2.) มีความเชื่อถือได้สูง(high reliability)กว่าวงจรรวมตัวเดี่ยว เนื่องจากตัว ไอซีมีความเชื่อถือได้ในวงจรรวมเพียงค่าเดียว แต่ในวงจรรวมที่ประกอบด้วยวงจรรวมตัวเดี่ยวค่าความเชื่อถือจะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แต่ละตัวและรวมทั้งจุดบัดกรีต่างๆด้วย
- 3.) โดยที่อุปกรณ์ทุกตัวบน ไอซี ได้ผ่านกระบวนการสร้างอย่างเดียวกัน ทำให้รายละเอียดทางข้อมูลที่สำคัญต่างๆซึ่งขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการผลิตมีค่าเหมาะสมและสอดคล้องกันเป็นอย่างดี นอกจากนี้แล้วอุปกรณ์ต่างๆบนตัว ไอซีจะมีเงื่อนไขหรือสภาพการทำงานต่อสิ่งแวดล้อมเหมือนกัน ทั้งนี้เพราะความห่างของอุปกรณ์บนตัว ไอซีมีระยะห่างน้อยมาก อีกทั้งสารกึ่งตัวนำซิลิคอนมีค่าสภาพความนำต่ออุณหภูมิ(thermal conductivity)สูง
- 4.) ระยะเวลาในการตอบสนองต่ออินพุทของ ไอซีมีค่าต่ำกว่าวงจรรวมที่ใช้อุปกรณ์แบบตัวเดี่ยว เพราะช่วงเวลาการหน่วงของวงจรรวมที่ใช้อุปกรณ์แบบตัวเดี่ยวนั้นจะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ทุกตัว
- 5.) ต้นทุนการผลิตต่ำ ราคาจึงถูก ทั้งนี้ต้องผลิตในปริมาณมากๆ เพราะอุปกรณ์ทุกตัวบนตัว ไอซีสร้างขึ้นพร้อมกันในเวลาเดียวกันบนชิ้นแผ่นเวเฟอร์(wafer) เล็กๆชิ้นเดียว อีกทั้งกรรมวิธีในการผลิตก็เป็นอย่างเดียวกัน
- 6.) กำลังงานที่ใช้ไปในตัว ไอซีมีค่าต่ำ(low power consumption)

7.) สามารถประยุกต์และนำไปใช้งานได้สะดวกกว่า เนื่องจากไอซีแต่ละตัวอาจสามารถทำงานได้เท่ากับบล็อก(block)แต่ละบล็อกของระบบ(system) ทั่วๆ ไป ดังนั้นในการออกแบบหรือศึกษาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบันนี้จึงเน้นหนักไปทางด้านบล็อกไดอะแกรม(block diagram) เป็นส่วนใหญ่ ทำให้สะดวกเพราะเราสามารถที่จะแทนตัว ไอซีลงไปในแต่ละบล็อกได้เลย โดยอาจต่ออุปกรณ์ภายนอกอีกเพียงไม่กี่ตัว ทำให้การใช้งานสะดวก และรวดเร็วกว่าการต่อวงจรแบบตัวเดียว เพื่อทำหน้าที่อย่างเดียวกัน

### ข้อเสียของ ไอซี

- 1.) ค่าของตัวความต้านทาน และค่าของตัวเก็บประจุมีค่าจำกัดในการสร้าง อีกทั้งจะไม่มีการสร้างค่าของตัวเหนี่ยวนำขึ้นบนตัวไอซีเนื่องจากสิ้นเปลืองเนื้อที่ในการสร้างมาก แต่จะใช้วิธีเลียนแบบความเหนี่ยวนำ(inductance simulator) ขึ้นแทน
- 2.) ค่าความผิดพลาดของตัวความต้านทาน และตัวเก็บประจุอาจสูงถึง  $\pm 20\%$  จากค่าที่ออกแบบแต่ค่าความต้านทานที่ผลิตได้ในชั้นสารกึ่งตัวนำเดียวกันจะมีค่าความผิดพลาดไม่เกิน  $\pm 1\%$  ดังนั้นในการออกแบบวงจรรวมจึงควรพยายามให้ค่าความต้านทานอยู่ในรูปของอัตราส่วน เช่น  $R_1/R_2$  เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดที่ต่ำ
- 3.) ทรานซิสเตอร์ PNP ที่ผลิตขึ้นมาั้น มีคุณภาพต่ำกว่าทรานซิสเตอร์ชนิด NPN
- 4.) เนื่องจากอุปกรณ์ต่างๆ ถูกสร้างขึ้นบนแผ่นสารกึ่งตัวนำร่วมกัน จึงทำให้ผู้ใช้งานไม่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ เช่น ค่าความต้านทาน ค่าความจุ บนตัวไอซีได้
- 5.) การออกแบบตัวไอซีนั้นจะมีรายละเอียด ยุ่งยากมากกว่าการออกแบบวงจรที่ใช้อุปกรณ์แบบตัวเดียว
- 6.) ในกรณีการทำงานภายในตัวไอซีมีบางส่วนทำงานบกพร่อง เราไม่สามารถที่จะทำการเปลี่ยนชิ้นส่วนภายในได้ ต้องทำการเปลี่ยนไอซีเป็นตัวใหม่

โดยทั่วไปแล้วเราจะแบ่งไอซีตามหน้าที่การทำงานได้เป็นสองชนิด คือ วงจรรวมชนิดเชิงเส้น (linear integrated circuit) และวงจรรวมชนิดดิจิทัล (digital integrated circuit) ซึ่งความหมายของวงจรรวมชนิดเชิงเส้นหมายถึง วงจรที่ทำหน้าที่กำเนิดหรือประมวลสัญญาณอนาล็อก(analog signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่อง(continuous signal)กับแกนเวลา ถึงแม้ว่าการทำงานของวงจรมันจะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น(nonlinear)ก็ตาม โดยที่การประมวลสัญญาณอาจ

อยู่ในรูปของแอมพลิจูด หรือความถี่ก็ได้ ส่วนวงจรรวมชนิดดิจิทัลหมายถึง วงจรที่ทำหน้าที่กำเนิด หรือประมวลสัญญาณดิจิทัล(digital signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง(discontinuous signal) กับแกนเวลา โดยทั่วไปสัญญาณดิจิทัลจะอยู่ในรูปของเลขฐานสอง(binary number) ซึ่งสัญญาณจะมีระดับแรงดันเพียงสองระดับ คือ 0 กับ 1 เท่านั้น

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการค้นคว้า วิจัย และพัฒนา ในส่วนของวงจรรวมชนิดเชิงเส้น เมื่อเริ่มทำวิทยานิพนธ์ ก็มีความปรารถนาที่จะทำการศึกษาค้นคว้าถึงวงจรรวมชนิดเชิงเส้นทั้งหมด แต่เนื่องจากขอบเขตของวงจรรวมชนิดเชิงเส้นนั้นกว้างมาก หากจะทำการศึกษาและวิจัยให้ครบถ้วนก็จกกินเวลานานมาก และจะทำให้วิทยานิพนธ์นี้ยาวเกินสมควร จึงจำเป็นที่จะต้องลดขอบเขตของการศึกษา และวิจัยลงให้แคบเข้า โดยจะศึกษา วิจัย และพัฒนาเฉพาะวงจรที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งวงจรที่สนใจก็คือ วงจรทวีความถี่(frequency doubler) และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น(full-wave rectifier)

## 1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของการวิจัย

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กำหนดวัตถุประสงค์และขอบเขตของการวิจัยไว้ดังนี้ คือ

- 1.) เพื่อศึกษา ค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น
- 2.) เพื่อศึกษา ค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรทวีความถี่
- 3.) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ที่คิดค้นขึ้นจะต้องมีแบบที่สามารถนำไปทำเป็นวงจรรวมได้
- 4.) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ที่คิดค้นขึ้นใหม่จะต้องมีแบบที่ใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ทั่วไปในท้องตลาด และหาได้ง่าย
- 5.) ทั้งวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ที่คิดค้นขึ้นด้วยหลักการใหม่จะต้องสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย และสะดวก

## 1.3 วิธีการศึกษาและวิจัย

ก่อนอื่นจะต้องเข้าใจถึงความหมายของการวิจัยเสียก่อน การวิจัย(research) [10]-[12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายถึง การค้นคว้าอย่างมีระเบียบแบบแผนโดยมีความมุ่งหมายที่แน่นอน เพื่อให้ได้มาซึ่งความจริงหรือ หลักการบางอย่าง ดังนั้นลักษณะสำคัญของการวิจัย จะต้องประกอบด้วย

- ก.) ต้องเป็นการค้นคว้าหาความจริง และต้องวางรากฐานอยู่บนข้อเท็จจริง
- ข.) ต้องเป็นการกระทำโดยมีความมุ่งหมายอย่างแน่นอน การค้นพบความจริงโดยบังเอิญหาใช่เป็นการวิจัย(research) ไม่ คงเป็นเพียงการค้นพบ(invention) เท่านั้น
- ค.) วิธีการดำเนินการต้องทำไปอย่างมีระเบียบ และเป็นเหตุเป็นผลสืบเนื่องกันไปตามลำดับคือ ต้องทำอย่างมีระบบถูกต้องตาม หลักวิชาทางวิทยาศาสตร์(scientific method) ซึ่งหมายความว่า การวิจัยนั้นต้องดำเนินไปอย่างเฉลียวฉลาด มีระเบียบ ตามลำดับเหตุผล และต้องเป็นไปอย่างซื่อสัตย์ บริสุทธิ์ใจ ปราศจากความลำเอียง

โดยอาศัยหลักเกณฑ์ดังกล่าวข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้วิธีการศึกษา และวิจัยด้วยกัน 5

วิธี ตามลำดับขั้นตอนดังนี้ คือ

- 1.) การวิจัยเอกสาร(documentary or library research) โดยใช้ข้อมูลปฐมภูมิ(primary data) จากบทความทางวิชาการที่เป็นผลงานวิจัยในวารสารนานาชาติที่ได้มาตรฐานเช่น IEEE, IEE, Electron. Lett., Int. J. Electron. ฯลฯ รวมทั้งตำราทางวิชาการของต่างประเทศ(text) เฉพาะในสาขาที่เกี่ยวข้อง
- 2.) การวิจัยเชิงวิเคราะห์(analytical research) โดยใช้ข้อมูลที่รวบรวมมาจากเอกสารข้างต้น มาทำการจัดลำดับความสืบเนื่องแล้วทำการวิเคราะห์ตีความ วิจัยหาข้อดีข้อด้อย เพื่อคิดค้นหาวิธีการใหม่ขึ้น
- 3.) การวิจัยโดยการทดลอง(experimental research) เมื่อได้คิดค้นวิธีการใหม่ขึ้นแล้ว จะนำวิธีการใหม่นี้มาทดลองเพื่อหาผลลัพธ์ โดยทำการประกอบวงจรจริงขึ้น แล้วทำการทดสอบสมรรถนะของวงจร บันทึกข้อมูลที่ได้ จากนั้นทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลของการทดลองกับทางทฤษฎี
- 4.) การวิจัยโดยการเลียนแบบ(simulation research) จะเป็นการนำเอาคอมพิวเตอร์มาเป็นเครื่องมือในการเลียนแบบการทำงานของวงจร[13] เพื่อวิเคราะห์และหาผลลัพธ์ของวงจรแทนการทดลองจริงโดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป(package) ที่มีประสิทธิภาพสูงที่ใช้สำหรับวิเคราะห์วงจรรวมเป็นหลัก ทั้งนี้เนื่องจากในสถานะการณ์บางอย่างไม่สะดวกที่จะทำการทดลองจริงๆ เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้นว่า การทดลองในส่วนของผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีผลต่อการทำงานของวงจร เนื่องจากในห้องปฏิบัติการยังไม่สามารถและไม่สะดวกที่ควบคุมให้หม้อต้มอยู่ในย่านที่กว้างได้

5.) การเขียนผลงานวิจัย(writing a research report) เป็นขั้นตอนสุดท้ายในการวิจัย การเขียนจะอาศัยข้อมูลที่ทำได้ไปทั้งหมดมาเรียบเรียงแล้ววิเคราะห์หาเหตุผลพร้อมสรุปผล และให้ข้อเสนอแนะ โดยใช้หลักการเขียนตามเอกสารอ้างอิง[14],[15]

#### 1.4 การเสนอเรื่อง

การเสนอเรื่องในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ดังนี้

- บทที่ 1 เป็นการอารัมภบท อย่างกว้างๆ รวมทั้งบอกวัตถุประสงค์ ขอบเขต และวิธีการวิจัย
- บทที่ 2 จะกล่าวถึงความรู้เบื้องต้น และทฤษฎีพื้นฐานของหลักการทรานส์ลิเนียร์ ที่จะนำมาเป็นแนวทางสำหรับใช้ในการออกแบบวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น
- บทที่ 3 เป็นการเสนอวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้เพียงออปแอมป์ (operational amplifier) และตัวต้านทานเท่านั้น รวมทั้งการทดสอบสมรรถนะของวงจร โดยอาศัยผลของการทดลองและโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice[16] สำหรับช่วยในการวิเคราะห์วงจร โดยจะมีการทดสอบการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิค่าต่างๆ และทดสอบการทำงานของวงจรที่ความถี่ค่าต่างๆอีกด้วย
- บทที่ 4 เป็นการเสนอวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นในอีกรูปแบบหนึ่ง โดยจะเสนอในรูปแบบที่เหมาะสมที่จะนำไปทำเป็นวงจรรวมวงจรกรรมและในรูปแบบของวงจรที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น จากนั้นได้ทำการทดสอบสมรรถนะของวงจร โดยจากการทดลอง และอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูปมาช่วยในการวิเคราะห์ทั้งวงจร ณ ที่อุณหภูมิค่าต่างๆกัน อีกทั้งยังได้ทดสอบการทำงานของวงจร ณ ที่ความถี่ต่างๆกันอีกด้วย
- บทที่ 5 เป็นการเสนอการประยุกต์ใช้งานของวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นในรูปแบบต่างๆกัน โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูปมาช่วยในการวิเคราะห์
- บทที่ 6 จะเป็นการสรุปผลและวิจารณ์ข้อดีข้อด้อยของวงจรแบบใหม่ที่ได้เสนอมาทิ้งหมด เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก จะเป็นการหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_S$ ,  $I_A$ ,  $I_B$  และ  $I_{in}$  ในวงจรทรานส์ลิเนียร์แบบคู่เท่า

ภาคผนวก ข จะเป็นการแสดงวิธีการวัดหาค่ากระแสไบแอสของออปแอมป์ ที่จะนำมาสำหรับใช้ในการออกแบบวงจร

ภาคผนวก ค วงจรขยายผลต่างโดยใช้ออปแอมป์(difference amplifier)

ภาคผนวก ง การประมาณค่าอนุกรมกำลัง(power series) ของ  $(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$

ภาคผนวก จ ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในระดับนานาชาติ

## 1.5 หลักการใหม่

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอหลักการใหม่ ในการออกแบบวงจรที่ความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้คุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์รูปแบบคู่เท่า ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นอยู่ 5 ประการด้วยกัน คือ

- 1.) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ได้ออกแบบขึ้นมาั้น ใช้เพียงออปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานเท่านี้ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถหาได้ง่ายในท้องตลาด
- 2.) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ได้ออกแบบขึ้นมาั้น ยังสามารถทำเป็นวงจรที่ความถี่ได้ด้วย โดยเพียงแต่เปลี่ยนค่าตัวต้านทานเท่านั้น
- 3.) วงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ได้ออกแบบในรูปของวงจรรวมนั้น ใช้อุปกรณ์น้อย แต่ให้ประสิทธิภาพสูง
- 4.) ออกแบบวงจรที่ความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยจะใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เท่านั้น
- 5.) รูปแบบที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแส สามารถใช้งานในย่านของอุณหภูมิได้กว้างมาก
- 6.) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ใช้ออปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทาน ที่ได้ออกแบบขึ้นมาใหม่ั้น จะมีความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่า วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่มีความเที่ยงตรงสูงแบบสมัยนิยม (conventional precision full-wave rectifier)[44]หลายสิบเท่าในเมื่อต่างก็ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM741 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### วงจรถรทรานส์ลิเนียร์

#### 2.1 บทนำ

วงจรถรทรานส์ลิเนียร์ เป็นการอาศัยความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance) กับกระแสคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ วงจรที่ใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์นี้จะพบได้ในวงจรต่างๆทั่วไป แต่ก็ไม่มีรูปแบบที่แน่นอน เช่น วงจรที่ทำหน้าที่เป็นตัวคูณ, ตัวหาร, ถอดราก หรือหาค่าอาร์เอ็มเอส (r.m.s.) ของสัญญาณ ฯลฯ อีกทั้งยังใช้ในวงจรขยายเชิงเส้นที่มีแถบกว้างมาก (very wideband linear amplifier) [17], วงจรสังเคราะห์ไบนารี/ไตรเนรี หรือวงจรที่ทำหน้าที่เป็นมัลติเพล็กซ์ ซึ่งชนิดนี้แตกต่างกัน แม้กระทั่งใช้ในวงจรเชิงดิจิทัล [18], [19] จะเห็นว่าทั้งนี้ทั้งนั้นวงจรถรทรานส์ลิเนียร์เหล่านี้มีความสำคัญ และใช้หลักการพื้นฐานร่วมกัน แต่ก็ยังไม่มีคำนิยามในการกำหนดกลุ่มของวงจรถรทรานส์ลิเนียร์ได้ชัดเจน ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้จึงได้ให้คำนิยามของคำว่า ทรานส์ลิเนียร์ (translinear) ดังต่อไปนี้คือวงจรถรทรานส์ลิเนียร์จะต้องมีอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปของกระแส โดยที่ฟังก์ชันปฐมภูมิ (primary function) เกิดจากสัดส่วนของทรานส์คอนดักแตนซ์กับกระแสคอลเลกเตอร์ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และให้ผลของการแปลง (transformation) ที่เที่ยงตรงอีกทั้งไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

#### 2.2 หลักการของทรานส์ลิเนียร์

ลักษณะที่สำคัญที่เห็นได้ชัดของวงจรถรทรานส์ลิเนียร์ ก็คือ ใช้จำนวนของรอยต่อพี-เอ็น (p-n junction) เป็นจำนวนคู่ ซึ่งรอยต่อพี-เอ็นนี้จะถูกต่ออยู่ในลักษณะไบแอสตรง (forward bias) โดยที่รอยต่อพี-เอ็นแต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วของรอยต่อตัวอื่นๆ เรียงกันไปเป็นลูป (loop) วงจรปกติทั่วไปจะมีเพียงหนึ่งลูป แต่จากหลักการทั่วไปแล้วสามารถที่จะมีกี่ลูปก็ได้ซึ่งอาจอยู่ในลักษณะซ้อนทับกันก็ได้ โดยที่รอยต่อพี-เอ็นเหล่านี้จะเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ (base-emitter junction) ของทรานซิสเตอร์หรือไดโอดก็ได้ แต่ปกติจะใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์

จากรูปที่ 2.1 จะเป็นการแสดงแนวความคิดพื้นฐานของวงจรถรทรานส์ลิเนียร์แบบลูปเดียว

โดยกำหนดให้  $I_x$  เป็นกระแสที่ไหลในรอยต่อพี-เอ็นลำดับที่  $x$  และให้ทิศทางของกระแสที่มีทิศทางตาม  
เข็มนาฬิกามีตัวห้อยเป็นเลขคู่ ในทางตรงกัน ให้ทิศทางของกระแสที่มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกามีตัวห้อยเป็น  
เลขคี่ อึ่งทิศทางของกระแสที่กำหนดเป็นทิศทางของกระแสในลักษณะไบแอสตรงเสมอ ดังนั้นเราจะได้  
 $N/2$

$$\sum_{x=1}^{N/2} [ \{ (m_{2x} kT_{2x}) / q \} \ln(I_{2x} / I_R) - \{ (m_{2x-1} kT_{2x-1}) / q \} \ln(I_{2x-1} / I_R) ] = 0 \quad (2.1)$$

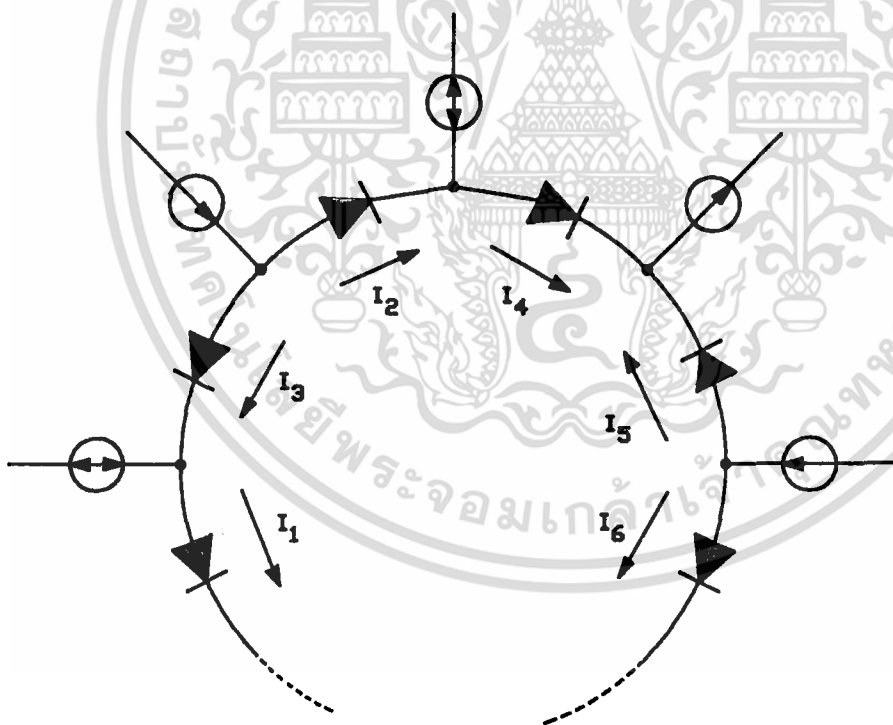
$$x = 1$$

เมื่อ  $N$  คือ จำนวนของรอยต่อทั้งหมด

$m_x$  คือ ค่าคงตัวลำดับที่  $x$  มีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ 2 ขึ้นอยู่กับวัสดุที่ใช้ทำรอยต่อ

$kT/q$  คือ ค่าเทอร์มอล โวลต์เตจ (thermal voltage)

$I_R$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (reverse saturation current)



รูปที่ 2.1 รูปแบบทั่วไปของวงจรทรานส์ลีนีร์ที่เป็นแบบลูปเดียว (single loop)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่ารอยต่อทั้งหมดมีคุณสมบัติที่สมพ้องกัน ดังนั้นค่า  $m_x$  ของทุกๆรอยต่อจะมีค่าเท่ากันและสมมติอีกว่าอุณหภูมิที่รอยต่อทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งข้อสมมติทั้งสองนี้เป็นสิ่งที่สำคัญมากในวงจรทรานส์ลิเนียร์ปกติแล้วในทางปฏิบัติวงจรรวมชนิดไมโนลิติกจะให้คุณสมบัติเหล่านี้ ดังนั้นสมการ(2.1) จะถูกลดทอนลงเป็น

$$\sum_{x=1}^{N/2} \{ \ln(I_{2x}) - \ln(I_{2x-1}) \} = 0 \quad (2.2)$$

จะสังเกตเห็นว่าสมการ(2.2) ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเพราะเทอม  $kT/q$  และ  $I_p$  ได้หายไป และเนื่องจากว่าสมการที่(2.2) นี้เป็นสมการที่อยู่ในรูปของผลบวกของอนุกรมของเทอมลอการิทึมและมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเราสามารถที่จะจัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของผลคูณได้ดังนี้

$$\prod_{x=1}^{N/2} I_{2x} = \prod_{x=1}^{N/2} I_{2x-1} \quad (2.3)$$

จากสมการ(2.3) ที่ได้นี้จะเป็สมการในรูปทั่วไปของหลักการทรานส์ลิเนียร์ซึ่งสมการดังกล่าวข้างต้นนี้สามารถที่จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรทางพีชคณิตต่างๆ เช่น ตัวคูณ, ตัวหาร, หาค่าราก และฟังก์ชันพิเศษทางคณิตศาสตร์อื่นๆ ได้อีกมากมาย

### 2.3 สรุป

วงจรทรานส์ลิเนียร์จะอาศัยรอยต่อพี-เอ็นที่มีจำนวนเป็นเลขคู่มาต่อเข้าด้วยกันเป็นวง โดยที่อินพุตและเอาต์พุตจะอยู่ในรูปของกระแสทั้งหมด และให้ผลลัพท์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นสามารถแปรได้ในย่านกว้าง โดยที่ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อพี-เอ็นแปรเปลี่ยนไปในย่านไม่กี่มิลลิโวลต์(millivolt) เท่านั้น ซึ่งวิธีการนี้เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมชนิดไมโนลิติก เนื่องจากซิลิคอนมีสภาพความนำต่ออุณหภูมิที่สูงมาก จากข้อดีเหล่านี้ หลักการของทรานส์ลิเนียร์จึงเป็นที่นิยมนำไปใช้อย่างกว้างขวางในวงจรรวมชนิดไมโนลิติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## วงจรวัดความถี่ และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้เพียงออปแอมป์และตัวต้านทานเท่านั้น

### 3.1 บทนำ

วงจรวัดความถี่นี้มีการประยุกต์ใช้งานทั้งในระบบวงจรรทางโทรคมนาคมและในระบบวงจรของเครื่องวัดต่างๆ ตัวอย่างเช่น ใช้เป็นส่วนหนึ่งในวงจรถววจับค่ายอด (peak-amplitude detector) ของสัญญาณไซน์ [20], ใช้ในวงจรแปลงค่าอาร์เอ็มเอสเป็นกระแสตรง [21] หรือเป็นวงจรที่ใช้ในการคูณค่าความถี่ต่างๆ [22] ฯลฯ ในอดีตเห็นการคูณค่าความถี่ทำได้โดยการป้อนสัญญาณเข้าไปบนอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear device) เช่น ไดโอด แล้วใช้วงจรกรอง (filter) เลือกเอาความถี่ที่ต้องการออกมา นอกจากนี้วงจรวัดความถี่อาจสร้างโดย การนำเอาสัญญาณอินพุตทั้งสองมาคูณกันโดยตรง [23] หรืออาศัยคุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์ [24]–[27] มาใช้ในการออกแบบ วิธีการหลังนี้ได้รับการสนใจจากนักวิจัยในระยะหลังนี้มาก อย่างไรก็ตามวงจรต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วมีความซับซ้อนในการต่อวงจรมาก เป็นที่ทราบกันดีแล้วว่าปัจจุบันนี้อุปกรณ์ออปแอมป์ ซึ่งเป็นชิ้นส่วนชนิดแอคทีฟ ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานและออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างกว้างขวาง ทั้งนี้เนื่องจากการใช้งานและการออกแบบวงจรทำได้ง่าย ไม่ยุ่งยากและราคาก็ถูกอีกด้วย อย่างไรก็ตามการนำเอาออปแอมป์มาสร้างเป็นวงจรวัดความถี่ก็ยังไม่มีการกล่าวถึง ถึงแม้ว่าจะมีการใช้ออปแอมป์ในวงจรของ เอกสารอ้างอิง [26] ก็ตาม แต่ออปแอมป์ที่ใช้ทำหน้าที่เป็นเพียงวงจรประกอบเท่านั้น

ในส่วนของวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นก็เช่นกัน มีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทั่วไปในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เช่น วงจรหาค่าสัมบูรณ์ (absolute-value circuit) วงจรหาค่าเฉลี่ย (averaging circuit) วงจรเปลี่ยนสัญญาณกระแสสลับเป็นกระแสตรง (ac to dc converter) หรือใช้ในวงจรคอมแพนเดอร์ (comander) [28] และวงจเรกซ์แพนเดอร์ (expander) [29] ของระบบโทรศัพท์ ฯลฯ แต่เดิมนั้นอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในวงจรก็คือ ไดโอดและหม้อแปลง [30] วิธีการนี้เหมาะสำหรับสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ ในส่วนของสัญญาณที่มีขนาดเล็กจะทำได้ไม่ดีหรือทำไม่ได้เลย ทั้งนี้เนื่องจากขีดจำกัดของซิลิกอนไดโอด (silicon diode) ที่ไม่สามารถทำงานในสภาวะที่สัญญาณอินพุตมีขนาดต่ำกว่า 0.6 โวลต์ อีกทั้งตัวหม้อแปลงเมื่อเทียบกับอุปกรณ์อื่นๆ เช่น ตัวต้านทาน ไดโอด แล้วจะมีขนาดใหญ่

เดอะทะ และมีน้ำหนักมาก ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับวงจรที่ใช้กับกำลังสัญญาณต่ำๆ เมื่อไม่นานมานี้ มีการเสนอวิธีการออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นอีกสองวิธี โดยวิธีการแรกออกแบบโดยใช้เพียงทรานซิสเตอร์กับตัวต้านทาน 2 ตัว โดยตั้งไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในช่วงอิมิตัวพอดี [31] ส่วนอีกวิธีหนึ่งใช้ไดโอดกับตัวต้านทานอีก 3 ตัว ต่อกันเป็นวงจรบริดจ์(bridge circuit) [32] ซึ่งจะเห็นวิธีทั้งสองมีข้อดีคือ ใช้อุปกรณ์น้อย แต่ทั้งทั้งสองวิธีต่างก็ไม่สามารถทำงานกับสัญญาณระดับต่ำได้อีกทั้งในวิธีการของการใช้ไดโอดกับตัวต้านทาน 3 ตัวนั้นคุณสมบัติของวงจรจะเปลี่ยนไปเมื่อภาระ (load) ของวงจรเปลี่ยนไป หลังจากที่ได้มีการพัฒนาออปแอมป์ขึ้นมาแล้วแนวทางการออกแบบวงจรได้เปลี่ยนไป ออปแอมป์ถูกนำมาใช้แทนหม้อแปลง และวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมา ก็มีประสิทธิภาพดีขึ้นด้วย [33] -[36] อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมาจะต้องใช้ทั้งออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์ ไดโอด และตัวต้านทาน โดยยังไม่มียังวงจรใดใช้ออปแอมป์ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ เพียงอย่างเดียวเลย

เมื่อเร็วๆนี้ มีวิธีการใหม่สำหรับออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์ ดังในเอกสารอ้างอิง [37] ซึ่งให้การเรกติไฟที่เที่ยงตรงในแถบกว้าง แต่วิธีการดังกล่าวยังต้องใช้ทั้งออปแอมป์ วงจรสะท้อนกระแส และตัวต้านทาน ซึ่งเป็นที่น่าสังเกตว่าการออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าวไม่ได้ใช้ประโยชน์จากตัวออปแอมป์อย่างเต็มที่ ทั้งนี้เพราะนอกจากจะใช้ออปแอมป์แล้วยังต้องมีอุปกรณ์แอคทีฟอื่นอีก เช่น ทรานซิสเตอร์อีกหลายตัว ดังนั้นในบทนี้จะทำการดัดแปลงวงจรดังกล่าวข้างต้นโดยแทนวงจรสะท้อนกระแสด้วยตัวต้านทาน ซึ่งวงจรที่ได้ปรับปรุงขึ้นมาใหม่นี้ นอกจากจะสามารถทำหน้าที่เป็นเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นได้แล้ว ยังสามารถทำเป็นวงจรทวีความถี่ได้อีกด้วย โดยการออกแบบจะอาศัยคุณสมบัติของทรานซิสลิเนียร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งคุณสมบัติอันนี้เมื่ออยู่ในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์แบบใช้งานทั่วๆไป

### 3.2 หลักการเบื้องต้น

ปกติแล้วในออปแอมป์แบบที่ใช้งานทั่วๆไป (general-purpose op-amp) เช่นเบอร์ LM 741, LF351 หรือ LF441 ภาคเอาต์พุตจะใช้วงจรขยายแบบคลาส เอบี พูชพูล(class AB push-pull amplifier) ดังในรูปที่ 3.1 (ก) ซึ่งพิจารณาแล้วเห็นชัดว่าเหมือนกับวงจรทรานซิสลิเนียร์รูปแบบคู่เท่า ที่ได้เสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [38], [37] ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ข)

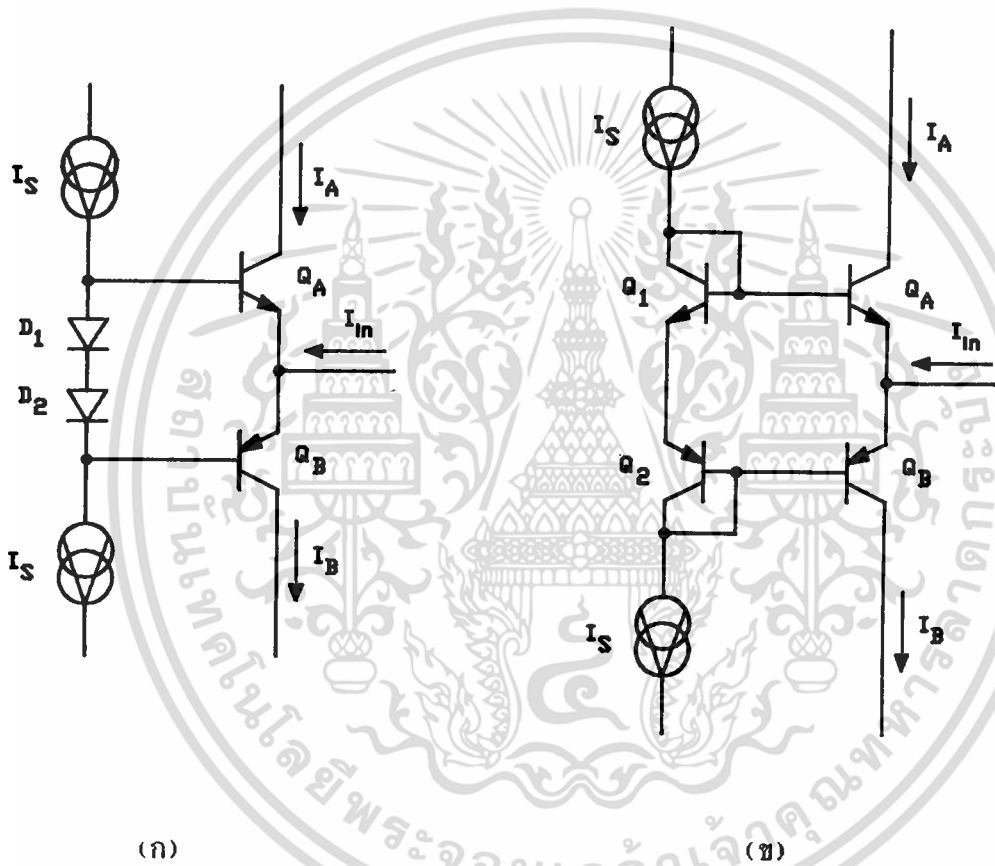
จากภาคผนวก ก จะได้ความสัมพันธ์ ของกระแส  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_S$  และกระแสสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_{in}$  ดังนี้

$$I_A = \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} - I_{in} \} / 2 \quad (3.1)$$

$$I_B = \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} + I_{in} \} / 2 \quad (3.2)$$



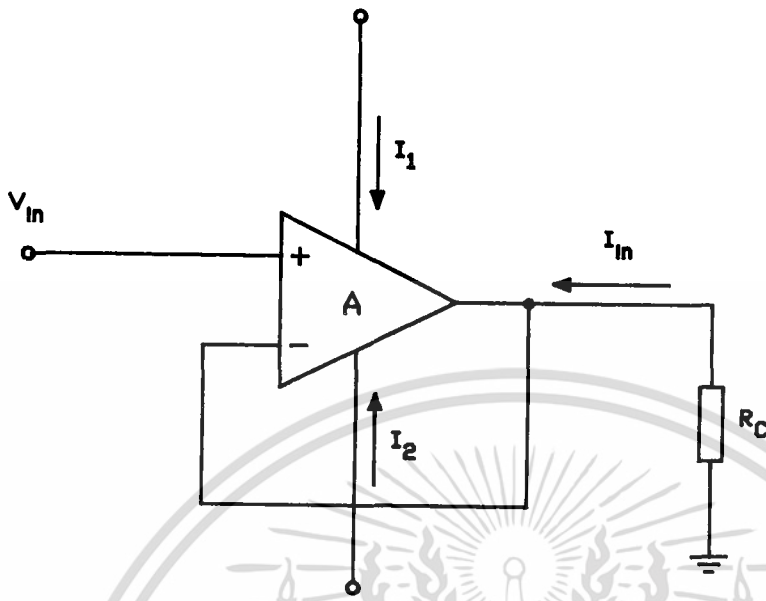
รูปที่ 3.1 (ก) ภาคเอาต์พุตของออปแอมป์แบบบีใช้งานทั่วๆไป

(ข) วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบด้วย PNP และ NPN ทรานซิสเตอร์

การที่จะนำเอาคุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์มานี้ใช้ประโยชน์ ก็ทำได้โดยใช้วงจรตามแรงดัน

สัญญาณ(voltage follower) ตามรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรตามแรงดันสัญญาณ โดยใช้โอปแอมป์

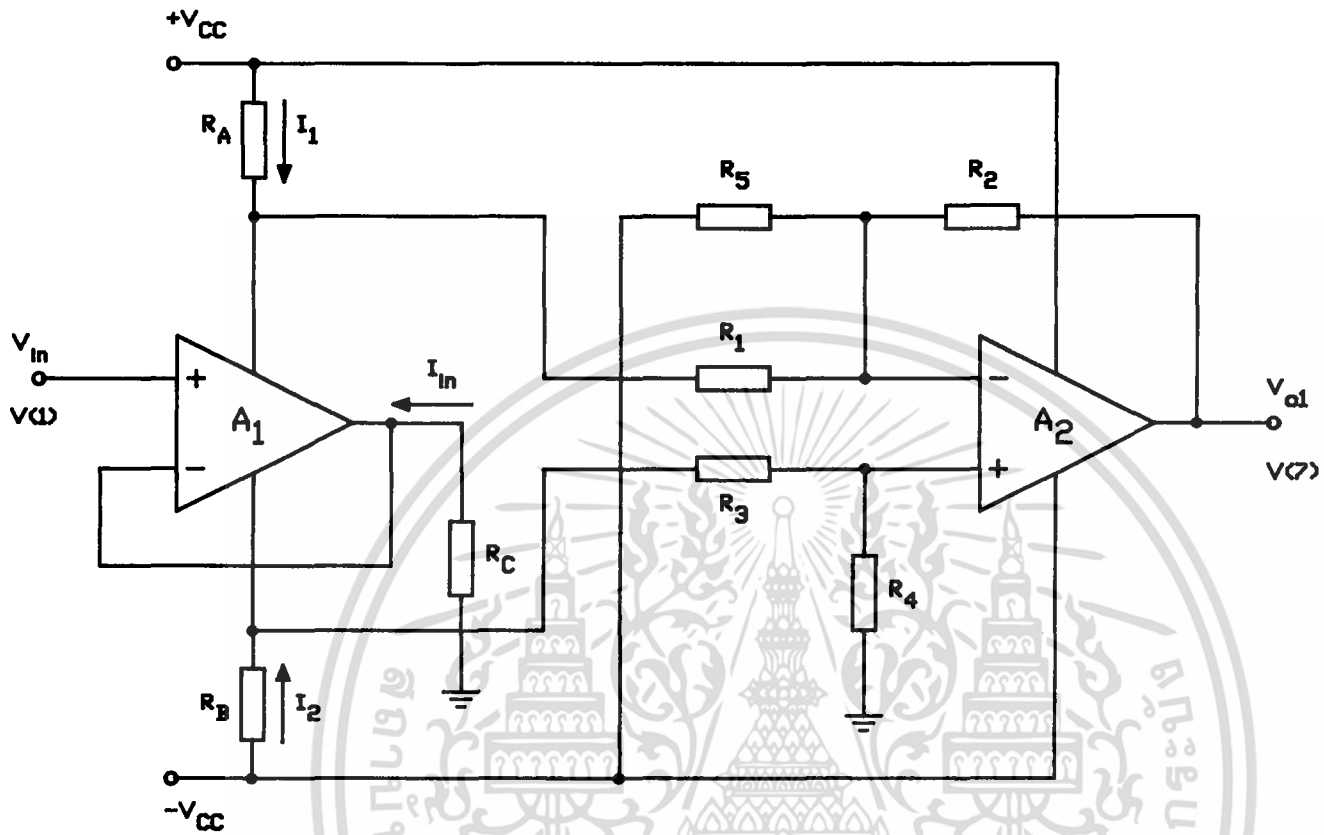
โดยที่แรงดันสัญญาณ  $V_{in}$  จะถูกถ่ายทอดไปตกคร่อมความต้านทาน  $R_C$  เพื่อเปลี่ยนให้เป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in}$  โดยที่  $I_{in} = V_{in} / R_C$  ซึ่งกระแสสัญญาณ  $I_{in}$  นี้จะถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายกำลังไฟบวก(positive power supply rail) และขาจ่ายกำลังไฟลบ(negative power supply rail) ถ้าหากเราวิเคราะห์ถึงโครงสร้างภายในของโอปแอมป์แล้ว จะสามารถเขียนถึงความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{in}$ ,  $I_S$ ,  $I_1$ , และ  $I_2$  ได้ดังนี้

$$I_1 = I^+ + I_S + I_A \tag{3.3}$$

และ 
$$I_2 = -I^- - I_S - I_B \tag{3.4}$$

โดยที่กระแสไบแอส  $I^+$  และ  $I^-$  เป็นกระแสคงที่ที่ใช้ในการไบแอสวงจรอื่นๆ (ไม่รวมถึง  $I_S$ ) ภายในโอปแอมป์ และ  $I_S$  เป็นกระแสคงที่ที่ไบแอสภาคสัญญาณเอาต์พุตของโอปแอมป์ ซึ่งขนาดที่แน่นอนของกระแส  $I^+$ ,  $I^-$ , และ  $I_S$  สามารถทำการวัดได้โดยใช้วิธีการในภาคผนวก ข สังเกตจากสมการที่(3.3) และ(3.4) จะเห็นว่ากระแสสัญญาณ  $I_A$  และ  $I_B$  นี้ได้มาจากสมการ(3.1) และ(3.2) ตามลำดับ ดังนั้นเราสามารถนำเอาคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบคู่ๆ มาใช้งานได้โดยการนำมาจากขาจ่ายกำลังไฟบวก และขาจ่ายกำลังไฟลบ

### 3.3 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น



รูปที่ 3.3 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

จากสมการที่(3.1) และ(3.2) ถ้าหากว่ากระแสสัญญาณอินพุต  $I_{in}$  และกระแสไบแอส  $I_S$

มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไข

$$|I_{in}| \gg I_S \quad (3.5)$$

แล้ว  $Q_A$  และ  $Q_B$  จะทำงานอยู่ในลักษณะ คลาส บี โหมด (class B mode) นั้นหมายความว่า

$$I_A \cong |I_{in}| \quad , \quad I_B \cong 0 \quad \text{เมื่อ } I_{in} < 0 \quad (3.6)$$

$$\text{และ } I_A \cong 0 \quad , \quad I_B \cong |I_{in}| \quad \text{เมื่อ } I_{in} > 0 \quad (3.7)$$

โดยที่เราพยายามให้ทิศทางของกระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรเป็นทิศทางบวก จะเห็นว่ากระแสสัญญาณ  $I_A$  และ  $I_B$  อยู่ในลักษณะของการเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น(half-wave rectifier) ที่มีเฟส(phase)ต่างกัน 180 องศา ถ้าเราสามารถหาวิธีนำเอากระแสสัญญาณทั้งสองนี้มารวมกันได้แล้ว ก็จะได้

ทำให้ได้กระแสสัญญาณเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น(full-wave rectifier) เนื่องจากได้ทำการพิจารณาตั้งแต่ต้นแล้ว ทำให้ทราบว่า กระแสสัญญาณ  $I_A$  และ  $I_B$  จะถูกถ่ายทอดไปยังขาค่ายกำลังไฟบวก และขาค่ายกำลังไฟลบ ตามลำดับ ดังในสมการ(3.3) และ(3.4) ดังนั้นถ้าเราสามารถนำเอากระแสสัญญาณจากขาค่ายกำลังไฟบวก และจากขาค่ายกำลังไฟลบมารวมกันก็จะได้กระแสสัญญาณเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นตามต้องการ จากรูปที่ 3.3 เป็นวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์สองตัว โดยที่ออปแอมป์  $A_1$  และตัวต้านทาน  $R_C$  ทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณแรงดันอินพุตแบบคลื่นไซน์(sine wave) ให้เป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in} = V_{in}/R_C$  และจากสมการ(3.3) ถึง(3.7) จะเห็นว่ากระแสสัญญาณเรกติไฟเออร์จะไปปรากฏในกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ดังนั้นตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  จะใช้เป็นตัวถ่ายทอดกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ตามสมการ(3.3) และ(3.4) เข้าไปยังวงจรขยายผลต่างสัญญาณ(difference amplifier) จากภาคผนวก ค จะได้สัญญาณเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_2$  เป็น

$$V_{o1} = -(V_{CC} + I_2 R_B) R_2 / R_3 + (R_2 / R_3) V_{CC} - (V_{CC} - I_1 R_A) (R_2 / R_1) \quad (3.8)$$

ถ้าให้  $R_A = R_B$ ,  $R_1 = R_3 = R$  และ  $R_2 = mR$  โดยที่  $m$  เป็นค่าอัตราขยายของแรงดันของสัญญาณในวงจรขยายผลต่างสัญญาณ แล้วสมการ(3.8) จะเป็น

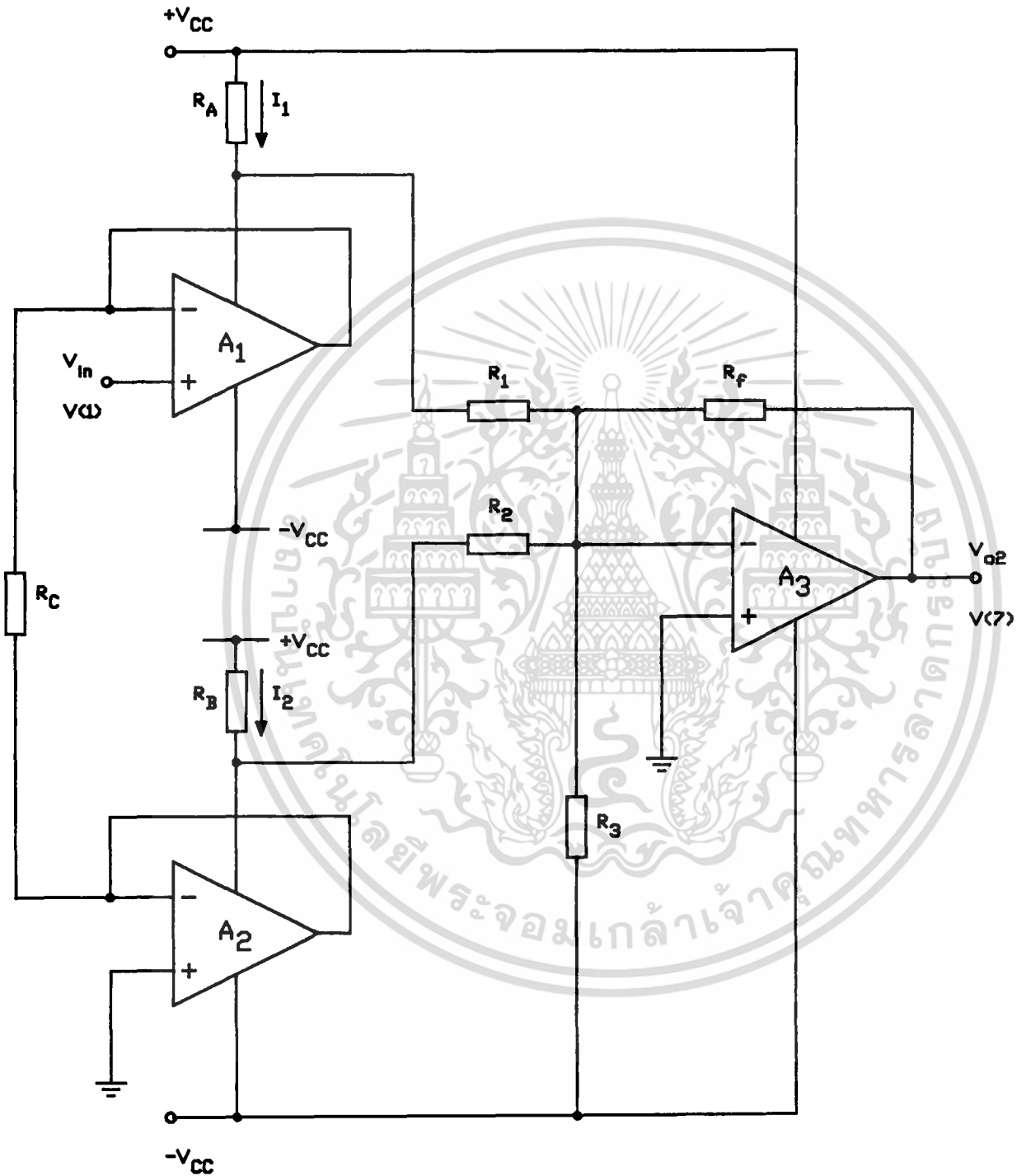
$$V_{o1} = -(2mV_{CC}) + (mV_{CC} R / R_3) - m(I_2 R_A - I_1 R_A) \quad (3.9)$$

แทนค่า  $I_1$  และ  $I_2$  จากสมการ(3.3) และ(3.4) ลงในสมการ(3.9) โดยที่  $I^+ = I^- = I$  และ  $|I_A| = |I_B| = |V_{in}| / R_C$  สมการ(3.9) จะกลายเป็น

$$V_{o1} = \{2mR_A (I + I_S) - 2mV_{CC} + mV_{CC} R / R_3\} + mR_A |V_{in}| / R_C \quad (3.10)$$

โดยที่  $V_{CC}$  คือแหล่งจ่ายแรงดัน จะเห็นชัดว่าเทอมที่ 4 ของสมการ(3.10) เป็นสัญญาณเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นส่วนเทอมที่อยู่ในวงเล็บปีกกาทั้งหมดจะเป็นค่าแรงดันดีซี(DC voltage) ซึ่งสามารถกำจัดทิ้งได้โดยความต้านทาน  $R_3$  โดยปรับให้  $R_3 = (R/2) / \{1 - (R_A / V_{CC}) (I + I_S)\}$  ข้อเสียที่สำคัญของวงจรรูปที่ 3.3 นี้ก็คือในส่วนของวงจรขยายผลต่าง ค่าอินพุตแอมป์ที่ขาอินพุตกลับเฟส(inverting input) จะต้องมีค่าเท่ากับค่าอินพุตแอมป์ที่ขาอินพุตไม่กลับเฟส(noninverting input) ของออปแอมป์ ซึ่งสามารถดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก ค โดยค่าความต้านทาน  $R_4$  จะเป็นตัวประกอบที่สำคัญในการปรับค่าให้ค่าอินพุตแอมป์ของขาทั้งสองมีค่าเท่ากันดังกล่าว ดังนั้นค่า  $R_4$  จึงต้องมีค่าที่เที่ยงตรงมาก เพื่อให้ได้สัญญาณเรกติไฟเออร์ที่ดี เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงได้ออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

โดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรเร็กติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรนี้ออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  ถูกต่อให้ทำงานเป็นวงจรตามแรงดันสัญญาณ โดยที่แรงดันสัญญาณ  $V_{in}$  ที่เป็นคลื่นไซน์จะถูกถ่ายทอดไปตกรวมตัวต้านทาน  $R_C$  เพื่อเปลี่ยนให้เป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in}$  โดยที่  $I_{in} = V_{in}/R_C$  เมื่อ  $I_{in} < 0$  กระแสสัญญาณลบจะถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายกำลังไฟบวกของออปแอมป์  $A_1$  และเมื่อ  $I_{in} > 0$  กระแสสัญญาณลบจะถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายกำลังไฟบวกของออปแอมป์  $A_2$  ดังนั้นเราสามารถเขียนถึงความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{in}$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ , และ  $I_S$  ได้ดังนี้

$$I_1 = I_1^+ + I_S + I_{A1} \quad (3.11)$$

และ 
$$I_2 = I_2^+ + I_S + I_{A2} \quad (3.12)$$

โดยที่  $I_{A1}$  เป็นกระแสสัญญาณเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_1$  ส่วน  $I_{A2}$  เป็นกระแสสัญญาณออกของออปแอมป์  $A_2$  และถ้า  $|I_{in}| \gg I_S$  แล้วจะได้

$$I_{A1} \cong |I_{in}|, \quad I_{A2} \cong 0 \quad \text{เมื่อ } I_{in} < 0 \quad (3.13)$$

และ 
$$I_{A1} \cong 0, \quad I_{A2} \cong |I_{in}| \quad \text{เมื่อ } I_{in} > 0 \quad (3.14)$$

จะเห็นว่าออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  จะสลับกันทำงาน โดยที่ตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  จะใช้เป็นตัวถ่ายทอดกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ตามสมการ(3.11) และ(3.12) เข้าไปยังวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (inverting amplifier)  $A_3$  โดยที่สัญญาณเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_3$  สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{O2} &= -(V_{CC} - I_1 R_A)(R_f/R_1) - (V_{CC} - I_2 R_B)(R_f/R_2) + (V_{CC})R_f/R_3 \\ &= R_f V_{CC} \{(1/R_3) - (1/R_2) - (1/R_1)\} + R_f \{(I_1 R_A/R_1) + (I_2 R_B/R_2)\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

แทนค่า  $I_1$  และ  $I_2$  จากสมการ(3.11) และ(3.12) ลงในสมการ(3.15) จะได้

$$\begin{aligned} V_{O2} &= R_f V_{CC} \{(1/R_3) - (1/R_2) - (1/R_1)\} + R_f \{(I_1^+ + I_S + I_{A1})(R_A/R_1) \\ &\quad + (I_2^+ + I_S + I_{A2})(R_B/R_2)\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ถ้าเลือกให้  $R_A = R_B$ ,  $R_1 = R_2 = R$  และออปแอมป์  $A_1$  สมพจน์กับออปแอมป์  $A_2$  เป็นอย่างดี นั่น

คือ  $I_1^+ = I_2^+ = I$  และ  $|I_{A1}| = |I_{A2}| = |V_{in}|/R_C$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{O2} &= R_f V_{CC} \{(1/R_3) - (2/R)\} + R_f (R_A/R) \{2(I + I_S) + (I_{A1} + I_{A2})\} \\ &= \{2(R_A R_f/R)(I + I_S) - 2V_{CC}(R_f/R) + V_{CC}(R_f/R_3)\} \\ &\quad + R_A R_f |V_{in}|/(R_C R) \end{aligned} \quad (3.17)$$

จะเห็นว่าเทอมที่ 4 ซึ่งเป็นเทอมขาสุดของสมการ(3.17) จะเป็นสัญญาณรีกตีไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

ส่วนเทอมที่อยู่ภายในวงเล็บปีกกาทั้งหมดของสมการ (3.17) จะเป็นส่วนของแรงดันดีซีซึ่งสามารถกำจัดทิ้งได้โดยค่าของความต้านทาน  $R_3$  โดยปรับให้  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $(R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I+I_S)\}$  วงจรนี้แม้ว่าจะแก้ไขข้อเสียในกรณีของวงจรที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวได้ก็ตาม แต่ก็ต้องเพิ่มออปแอมป์เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งตัว และข้อสำคัญออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  ต้องสมพงษ์กันด้วย

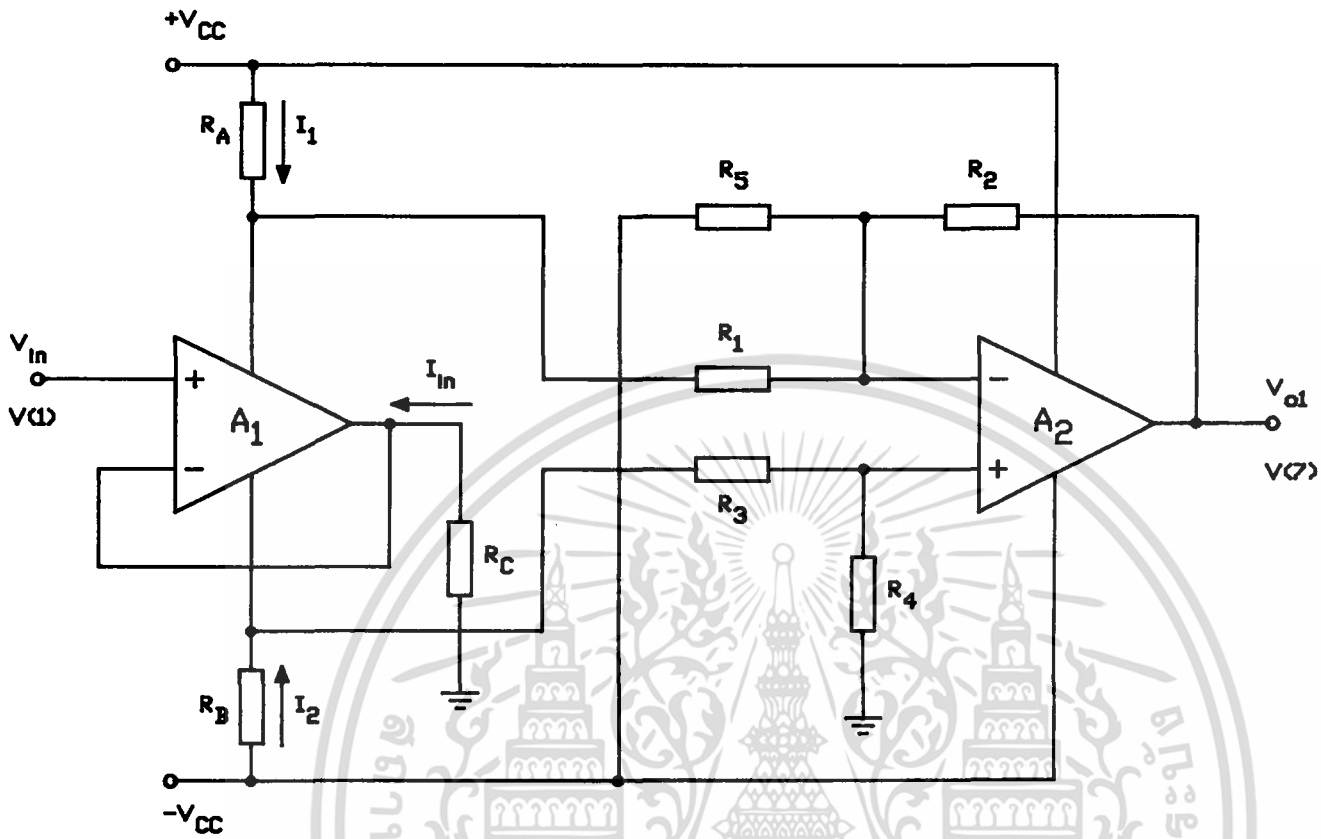
ดังนั้นพอสรุปได้ว่า การออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นสามารถทำได้โดย

- ก.) วัดกระแส  $I$  และ  $I_S$  โดยใช้วิธีการตามภาคผนวก ข
- ข.) เลือกค่า  $R_C$  ค่าต่ำๆ แต่ก็ไม่ควรต่ำเกินไป เพื่อให้กระแสสัญญาณ  $|I_{in}|$  มีค่ามากกว่า  $I_S$  มากๆ
- ค.) เนื่องจากค่ากระแส  $|I_{in}|$  ที่ถูกถ่ายทอดมายังขาจ่ายกำลังมีค่าสูง ดังนั้นจึงควรเลือกค่า  $R_A$  และ  $R_B$  ให้มีค่าต่ำๆ
- ง.) สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว ให้เลือกค่า  $R_1, R_2$  และ  $R_3$  เพื่อให้ได้อัตราขยายที่เหมาะสม ส่วนในวงจรแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ก็เช่นกันเลือกค่า  $R_1, R_2$  และ  $R_3$  ให้มีอัตราขยายที่เหมาะสม
- จ.) สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว ให้ปรับค่า  $R_3 = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I+I_S)\}$  เพื่อให้แรงดันดีซีเป็นศูนย์ ส่วนในวงจรแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ให้ปรับค่า  $R_3 = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I+I_S)\}$  เช่นกัน เพื่อกำจัดค่าดีซีที่เกิดที่เอาต์พุตให้เป็นศูนย์
- ฉ.) เฉพาะในวงจรเรกติไฟเออร์แบบที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว จะต้องปรับค่า  $R_4 = (R_2 R_5) / (R_2 + R_5)$  เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ขาอินพุตทั้งสองของ  $A_2$  มีค่าเท่ากัน

### 3.4 วงจรทวิความถี่

วงจรทวิความถี่ที่จะเสนอต่อไปนี้ก็คืออาศัยหลักการของทรานส์ลีเนียร์รูปแบบคู่เท่าๆ เช่นกัน โดยใช้วงจรเหมือนกันกับในวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น จะแตกต่างกันเฉพาะค่าของความต้านทานเท่าๆ นั้น โดยแบบแรกที่จะเสนอดังในรูปที่ 3.5 จะเป็นวงจรทวิความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว ซึ่งออปแอมป์  $A_1$  จะถูกต่ออยู่ในลักษณะของวงจรตามแรงดัน โดยที่ตัวต้านทาน  $R_C$  จะเป็นตัวเปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in} = V_{in} / R_C$  กระแสสัญญาณนี้จะถูกถ่ายทอดไปเป็นกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ของออปแอมป์  $A_1$  เพื่อให้เห็นชัดเจนยิ่งขึ้น จากสมการ (3.1) ถึง (3.4) เราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรทวีความถี่โดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว

$$I_1 = I^+ + I_s + ((4I_s^2 + I_{in}^2)^{1/2} - I_{in})/2 \quad (3.18)$$

$$I_2 = -I^- - I_s - ((4I_s^2 + I_{in}^2)^{1/2} + I_{in})/2 \quad (3.19)$$

โดยที่ตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  จะเป็นตัวถ่ายทอดกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ตามสมการ (3.18) และ (3.19) เข้าไปยังโอปแอมป์  $A_2$  ซึ่งเป็นวงจรขยายผลต่าง จากภาคผนวก ค จะได้สัญญาณเอาต์พุตของโอปแอมป์  $A_2$  คือ

$$V_{o1} = -(V_{CC} + I_2 R_B) R_2 / R_3 + (R_2 / R_5) V_{CC} - (V_{CC} - I_1 R_A) (R_2 / R_1) \quad (3.20)$$

ถ้าให้  $R_A = R_B$ ,  $R_1 = R_3 = R$  และ  $R_2 = mR$  โดยที่  $m$  เป็นค่าอัตราขยายของแรงดันของสัญญาณในวงจรขยายผลต่างสัญญาณ แล้วสมการ (3.20) จะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o1} = -(2mV_{CC}) + (mV_{CC}R/R_5) - m(I_2R_A - I_1R_A) \quad (3.21)$$

แทนค่า  $I_1$  และ  $I_2$  จากสมการ(3.18) และ(3.19) ลงในสมการ(3.21) โดยที่  $I^+ = I^- = I$  ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_2$  จะเป็น

$$V_{o1} = \{2mR_A(I+I_S) - 2mV_{CC} + mV_{CC}R/R_5\} + \{mR_A(4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2}\} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $m$  เป็นค่าอัตราขยายของวงจรขยายผลต่างและ  $V_{CC}$  เป็นแหล่งจ่ายแรงดันเราจะเห็นว่าเทอมสุดท้ายที่อยู่ในวงเล็บปีกกาของสมการ(3.22) นั้นความสัมพันธ์ของกระแสไบแอสและกระแสสัญญาณอินพุตอยู่ในรูปของรากที่สองของผลบวกของกระแสกำลังสอง ซึ่งในเทอมที่นั้นจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต

สำหรับสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นไซน์  $V_{in} = V_m \sin \omega t$  กระแสสัญญาณอินพุต  $I_{in}$  จะเท่ากับ  $I_m \sin \omega t$  เมื่อ  $I_m = V_m/R_C$  แทนกระแสสัญญาณนี้ลงไปในสมการ(3.22) ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต  $V_{o1}$  เราสามารถเขียนเป็น

$$V_{o1} = \{2mR_A(I+I_S) - 2mV_{CC} + mV_{CC}R/R_5\} + \{2I_S mR_A(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}\} \quad (3.23)$$

เมื่อ  $k_1 = I_m^2/4I_S^2$  และเพื่อความสะดวกจะแยกสมการ(3.23) ออกเป็นสองส่วนคือ

$$V_{o1} = V_{DC} + V_{signal} \quad (3.24)$$

$$\text{เมื่อ } V_{DC} = 2mR_A(I+I_S) - 2mV_{CC} + mV_{CC}R/R_5$$

$$\text{และ } V_{signal} = 2I_S mR_A(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$$

จะเห็นว่าเทอม  $V_{signal}$  เป็นเทอมที่ติดอยู่ในรูปของรากที่สองสามารถประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง (power series)

$$\sqrt{1+X} = 1 + (1/2)X - (1/8)X^2 + (1/16)X^3 - \dots$$

รายละเอียดดูได้จากภาคผนวก ง ดังนั้น  $V_{signal}$  จะกลายเป็น

$$V_{signal} = 2I_S mR_A(a_{dc} + a_1 \cos 2\omega t + a_2 \cos 4\omega t + a_3 \cos 6\omega t + \dots) \quad (3.25)$$

เมื่อ  $a_{dc}, a_1, a_2, a_3, \dots$  แทนขนาดของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ ดีซี และ ฮาร์โมนิกส์ (harmonics) ต่างๆโดยที่

$$\begin{aligned} a_{dc} &\cong 1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3 \\ a_1 &\cong -(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3 \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$a_2 \cong -(1/64)k_1^2 + (3/256)k_1^3$$

$$a_3 \cong -(1/512)k_1^3$$

จากสมการ(3.25) และ(3.26) ถ้าเราเลือกให้  $k_1 < 0.4$  แล้วเทอมฮาร์มอนิกส์ที่สูงกว่าสองขึ้นไปจะมีค่าน้อยมาก เพราะฉะนั้นสมการ(3.25) อาจเขียนได้เป็น

$$V_{signal} \cong 2I_S mR_A (a_{dc} + a_1 \cos 2\omega t) \quad (3.27)$$

แทนสมการ (3.27) ลงในสมการ (3.23) จะได้

$$V_{O1} \cong V_{DC} + V_{signal}$$

$$V_{O1} \cong \{2mR_A(I+I_S+a_{dc}I_S) - 2mV_{CC} + mV_{CC}R/R_E\} + 2a_1I_S mR_A \cos 2\omega t \quad (3.28)$$

ซึ่งจะเห็นว่าผลลัพธ์จากการประมาณแรงดัน  $V_{O1}$  จะประกอบด้วยสัญญาณดีซี และสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณอินพุต และถ้าค่า  $k_1 < 0.4$  แล้วจะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ (harmonic distortion) ระหว่างฮาร์มอนิกส์ที่สอง(second harmonics) และฮาร์มอนิกส์ที่สี่ (fourth harmonics) มีค่าน้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ ส่วนองค์ประกอบสัญญาณ  $V_{DC}$  ของสมการ (3.28) สามารถกำจัดทิ้งได้โดยปรับค่า  $R_E$  ให้มีค่าเท่ากับ

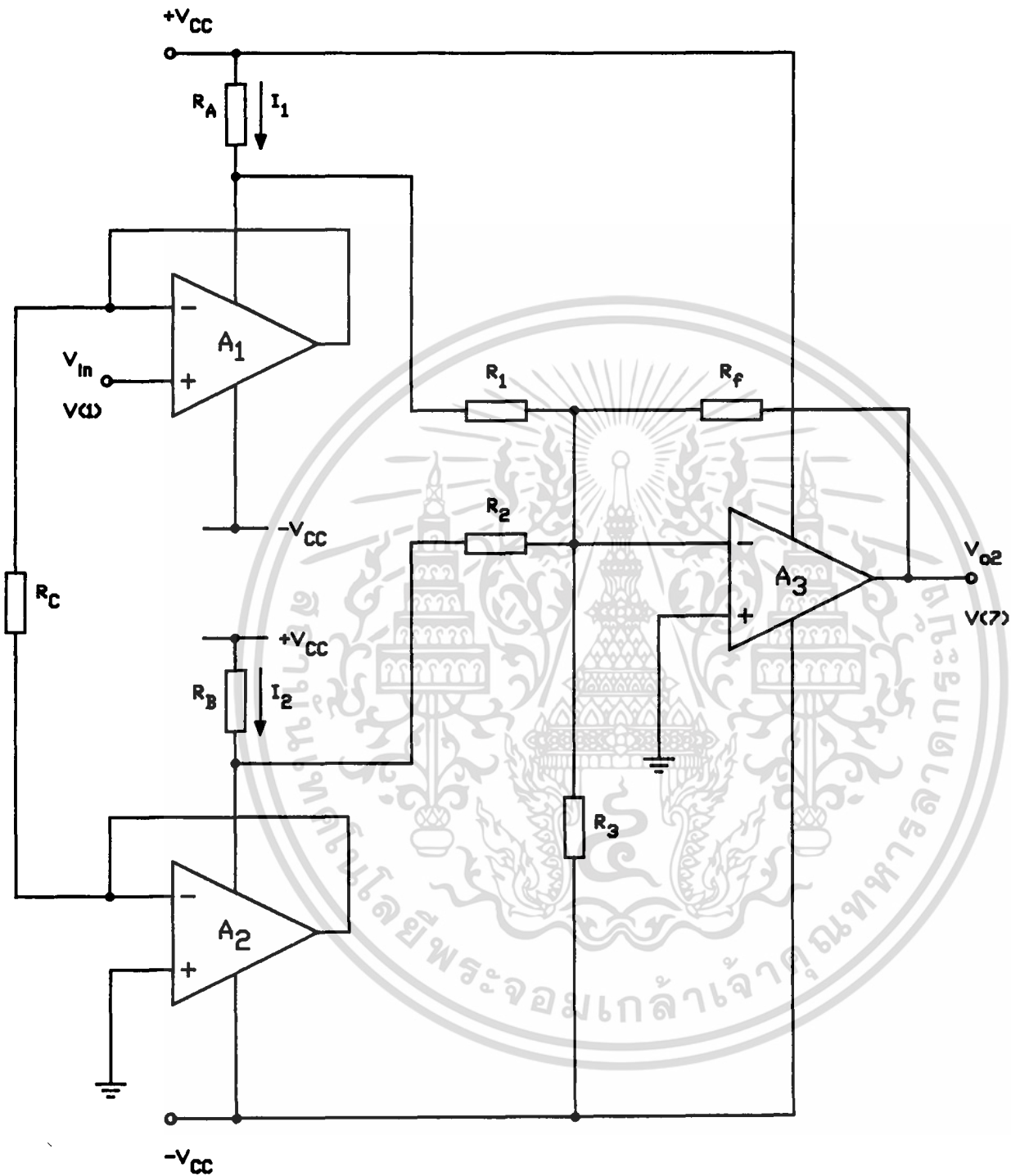
$$R_E = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I + I_S + a_{dc}I_S)\} \quad (3.29)$$

เนื่องจากว่าวิธีการนี้มีข้อเสียที่จะต้องปรับค่า  $R_A$  เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ขานที่ขาอินพุตทั้งสองของ  $A_2$  มีค่าเท่ากัน ซึ่งจำเป็นที่จะต้องใช้ค่า  $R_A$  ที่ค่อนข้างเที่ยงตรงมาก ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงได้ออกแบบวงจรทวีความถี่โดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าโอปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  ถูกต่ออยู่ในลักษณะของวงจรตามแรงดัน(voltage follower) โดยที่ตัวต้านทาน  $R_C$  จะเป็นตัวแปลงผันผลต่างของแรงดันเป็นกระแส(differential voltage-to-current converter) ซึ่งแรงดันสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  จะถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in} = V_{in}/R_C$  กระแสสัญญาณนี้จะถูกถ่ายทอดไปเป็นกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ของโอปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  ตามลำดับ เพื่อให้เห็นชัดเจนยิ่งขึ้น จากสมการ(3.1), (3.2) และ(3.11), (3.12) เราจะได้

$$I_1 = I_1^+ + I_S + \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} - I_{in} \} / 2 \quad (3.30)$$

$$I_2 = I_2^+ + I_S + \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} + I_{in} \} / 2 \quad (3.31)$$

โดยที่ตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_E$  จะเป็นตัวถ่ายทอดกระแสสัญญาณ  $I_1$  และ  $I_2$  ตามสมการ (3.30) และ



รูปที่ 3.6 วงจรทวิความถี่โดยใช้ฮอปแอมป์ 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3.31) เข้าไปยังออปแอมป์  $A_3$  ซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสร่วมกับตัวต้านทาน  $R_1$ ,  $R_2$ , และ  $R_f$  ในทางปฏิบัติแล้วออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  จะต้องสมพงษ์กัน นั่นคือเราสามารถกำหนดให้  $R_A = R_B = R_S$ ,  $I_1^+ = I_2^+ = I$  อีกทั้ง  $R_1 = R_2 = R$  ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_3$  จะเป็น

$$V_{O2} = R_f V_{CC} \left\{ (1/R_3) - (2/R) \right\} + (I_1 + I_2) R_f R_S / R \quad (3.32)$$

แทนค่า  $I_1$ ,  $I_2$  จากสมการ(3.30) และ(3.31) ลงในสมการ(3.32) จะได้

$$V_{O2} = [R_f V_{CC} \left\{ (1/R_3) - (2/R) \right\} + 2k(I + I_S)] + \{k(4I_S^2 + I_{in}^2)\}^{1/2} \quad (3.33)$$

เมื่อ  $k = R_f R_S / R$  และ  $V_{CC}$  เป็นแหล่งจ่ายแรงดันจะเห็นว่าเทอมที่สองของสมการ(3.33) นั้นความสัมพันธ์ของกระแสไบแอสและกระแสสัญญาณอินพุต จะอยู่ในรูปของรากที่สองของผลบวกของกระแสยกกำลังสองซึ่งในเทอมนี้จะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต

เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์  $V_{in} = V_m \sin \omega t$  ดังนั้นกระแสสัญญาณอินพุต  $I_{in} = I_m \sin \omega t$  เมื่อ  $I_m = V_m / R_C$  แทนค่ากระแสสัญญาณ  $I_{in}$  นี้ลงไปในสมการ(3.33) ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต  $V_{O2}$  เราสามารถเขียนเป็น

$$V_{O2} = \{2k(I + I_S) - 2V_{CC} R_f / R + V_{CC} R_f / R_3\} + \{2I_S k(1 + k_1 \sin^2 \omega t)\}^{1/2} \quad (3.34)$$

เมื่อ  $k_1 = I_m^2 / 4I_S^2$  และเพื่อความสะดวกจะแยกสมการ(3.34) ออกเป็นสองส่วนคือ

$$V_{O2} = V_{DC} + V_{signal} \quad (3.35)$$

เมื่อ  $V_{DC} = \{2k(I + I_S) - 2V_{CC} R_f / R + V_{CC} R_f / R_3\}$

และ  $V_{signal} = 2I_S k(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$

เทอม  $V_{signal}$  นี้สามารถประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง ดังในภาคผนวก ง และถ้าเราเลือกให้  $k_1 < 0.4$  แล้วเทอมฮาร์มอนิกส์ที่สูงกว่าสองขึ้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นเราสามารถประมาณได้เป็น

$$V_{signal} = 2I_S k(a_{dc} + a_1 \cos 2\omega t) \quad (3.36)$$

เมื่อ  $a_{dc} \cong 1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3$

$a_1 \cong -(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3$

แทนสมการ(3.36) ลงในสมการ(3.34) จะได้

$$\begin{aligned} V_{O2} &\cong V_{DC} + V_{signal} \\ &\cong \{2k(I + I_S + a_{dc} I_S) - 2V_{CC} R_f / R + V_{CC} R_f / R_3\} + 2a_1 I_S k \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (3.37)$$

สมการที่(3.37) นี้จะประกอบด้วยสัญญาณตรีซีก และสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณอินพุท และถ้าค่า  $k_1 < 0.4$  แล้วจะทำให้ค่าผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ระหว่างฮาร์มอนิกส์ที่สองกับฮาร์มอนิกส์ที่สี่ มีค่าต่ำกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ ส่วนองค์ประกอบสัญญาณตรีซีกของสมการ(3.37) สามารถกำจัดทิ้งได้โดยปรับค่า  $R_3$  ให้มีค่าเท่ากับ

$$R_3 = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I + I_S + a_{dc} I_S)\} \quad (3.38)$$

ดังนั้นพอสรุปได้ว่า การออกแบบวงจรที่มีความถี่จะสามารถทำได้โดย

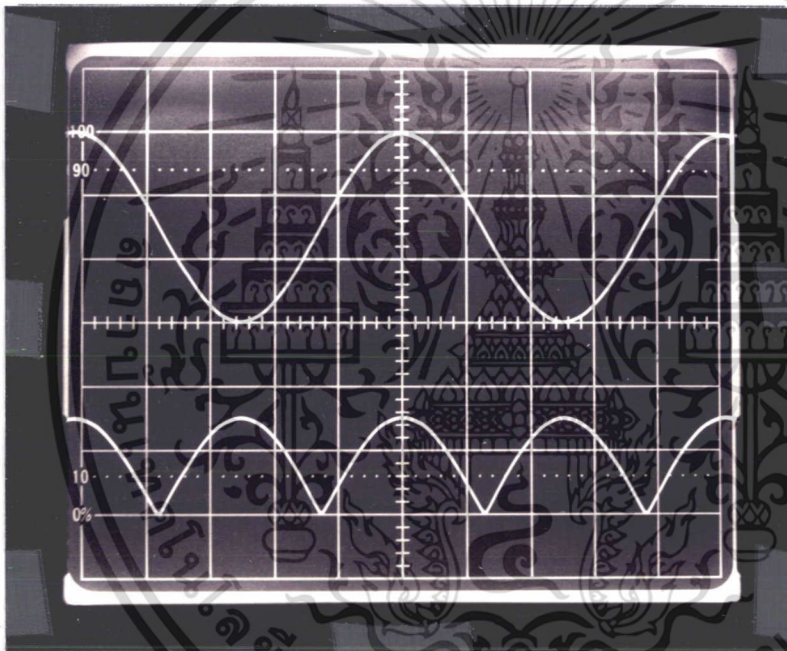
- ก.) วัดกระแส  $I$  และ  $I_S$  โดยใช้วิธีการตามภาคผนวก ข
- ข.) เลือกค่า  $R_C$  เพื่อให้กระแสสัญญาณ  $I_{in} = I_m \sin \omega t$  และ  $k_1 = I_m^2 / 4I_S^2 < 0.4$
- ค.) เลือกค่า  $R_A$  และ  $R_B$  ให้มีค่าแรงดันดีซีที่คร่อม  $R_A$  และ  $R_B$  มีค่าประมาณ  $(V_{CC}-1.5)/2$
- ง.) สำหรับวงจรที่มีความถี่ที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว ให้เลือกค่า  $R_1, R_2$  และ  $R_3$  เพื่อให้ได้อัตราขยายที่เหมาะสม ส่วนในวงจรแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ก็เช่นกันเลือกค่า  $R_1, R_2$  และ  $R_3$  ให้มีอัตราขยายที่เหมาะสม
- จ.) สำหรับวงจรที่มีความถี่ที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว ให้ปรับค่า  $R_5 = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I + I_S + a_{dc} I_S)\}$  เพื่อให้แรงดันดีซีเป็นศูนย์ ส่วนในวงจรแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ให้ปรับค่า  $R_3 = (R/2) / \{1 - (R_A/V_{CC})(I + I_S + a_{dc} I_S)\}$  เช่นกัน เพื่อกำจัดค่าดีซีที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุทให้เป็นศูนย์
- ฉ.) เฉพาะในวงจรที่มีความถี่แบบที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว จะต้องปรับค่า  $R_4 = (R_2 R_5) / (R_2 + R_5)$  เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ขานที่ขาอินพุททั้งสองของ  $A_2$  มีค่าเท่ากัน

### 3.5 การทดลองและผลการทดลอง

#### 3.5.1 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

ได้ทำการทดลองสร้างวงจรตามรูปที่ 3.3 โดยที่ออปแอมป์  $A_1$  จะใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 741 จากการวัดกระแส  $I$  และ  $I_S$  ของออปแอมป์ตามภาคผนวก ข ได้ค่า  $I = 1.546 \text{ mA}$  และ  $I_S = 0.152 \text{ mA}$  ส่วนออปแอมป์  $A_2$  นั้นไม่จำเป็นว่าจะต้องสมพงษ์กับออปแอมป์  $A_1$  อนึ่งค่าของตัวต้านทานทั้งหมดของวงจรจะใช้ค่าที่มีความคลาดเคลื่อน 1 %

จากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ (sine) 1 KHZ ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  และค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 75 \Omega$ ,  $R_C = 31 \Omega$ ,  $R_1 = R_3 = 22 K\Omega$ ,  $R_2 = 10 K\Omega$ ,  $V_{CC} = 15$  โวลต์,  $R_5 = 11 K\Omega$ ,  $R_4 = 5.24 K\Omega$  โดยที่  $R_5$  นี้จะเป็นตัวหักล้างแรงดันที่ซึ่งเกิดขึ้นมาพร้อมกับสัญญาณ ริปเปลล์ไฟ เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณ ริปเปลล์ไฟจริงๆ การทดลองนี้เป็นารทดลองที่อุณหภูมิห้อง ประมาณ  $27^\circ C$  ผลจากการทดลองจะแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจร ริปเปลล์ไฟเออร์ แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว

ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ความถี่ 1 KHZ ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$

ข้างล่าง แรงดันสัญญาณเอาต์พุต ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.5 V_{P-P}$

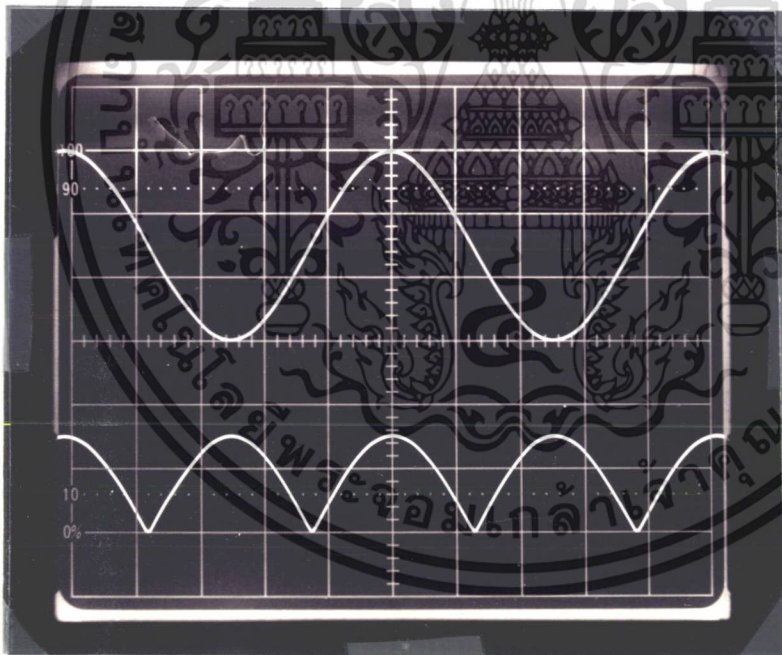
ซึ่งผลการทดลองจะเห็นว่าให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็น ริปเปลล์ไฟแบบเต็มคลื่นที่สวยงาม และเที่ยงตรงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติการของวงจรจะได้ประมาณ 20 KHZ

### 3.5.2 วงจร ริปเปลล์ไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ได้ทดลองสร้างวงจรตามรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นวงจร ริปเปลล์ไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะ และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มาไปใช้

3 ตัว โดยที่ออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  จะต้องสมพงษ์กันเป็นอย่างดี ในที่นี้จะใช้ออปแอมป์เบอร์ LM741 ทั้งสองตัว จากการวัดกระแส  $I$  และ  $I_S$  ของออปแอมป์ทั้งสองตัวต่างก็ให้ค่า  $I$  และ  $I_S$  เท่ากับ 1.546 mA และ 0.152 mA ตามลำดับ ส่วนออปแอมป์  $A_3$  นั้นไม่จำเป็นว่าจะต้องสมพงษ์กับออปแอมป์  $A_1$  หรือ  $A_2$  อนึ่งค่าของตัวต้านทานทั้งหมดของวงจรจะใช้ค่าที่มีความคลาดเคลื่อน 1 %

จากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ (sine) 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  และค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 75 \Omega$ ,  $R_C = 31 \Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 22 K\Omega$ ,  $R_f = 11 K\Omega$ ,  $V_{CC} = 15$  โวลต์ และ  $R_3 = 11 K\Omega$  โดยที่  $R_3$  นี้จะเป็นตัวหักล้างแรงดันต้นขั้วที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุต การทดลองกระทำที่อุณหภูมิห้อง  $27^\circ C$  ผลการทดลองแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 จะเห็นว่า



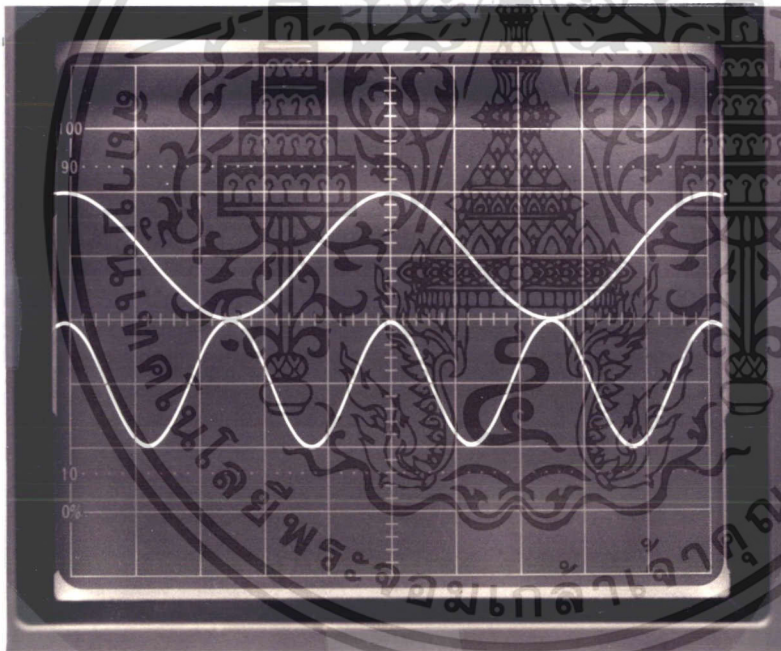
รูปที่ 3.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว  
ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ความถี่ 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$   
ข้างล่าง แรงดันสัญญาณเอาต์พุต ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.5 V_{P-P}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ให้รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตที่สวย และเที่ยงตรง เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจร

จรจะได้ประมาณ 20 KHz

### 3.5.3 วงจรทวีความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

ได้ทำการทดลองโดยใช้วงจรตามรูปที่ 3.5 โดยที่ออปแอมป์  $A_1$  จะใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 741 จากการวัดกระแส  $I$  และ  $I_S$  ของออปแอมป์ตามภาคผนวก ข ได้ค่า  $I = 1.546 \text{ mA}$  และ  $I_S = 0.152 \text{ mA}$  ส่วนออปแอมป์  $A_2$  นั้นไม่จำเป็นว่าจะต้องสัมพันธ์กับออปแอมป์  $A_1$  อนึ่งค่าของตัวต้านทานทั้งหมดของวงจรจะใช้ค่าที่มีความคลาดเคลื่อน 1 %



รูปที่ 3.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทวีความถี่ แบบใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ความถี่ 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.4 V_{P-P}$

ข้างล่าง แรงดันสัญญาณเอาต์พุต ความถี่ 2 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ

$0.4 V_{P-P}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าจากการทดลอง โดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ (sine) 1 KHz ขนาดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแรงดันเท่ากับ  $0.4 V_{P-P}$  และค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 3.9 K\Omega$ ,  $R_C = 2 K\Omega$ ,  $R_1 = 19 K\Omega$ ,  $R_3 = 22 K\Omega$ ,  $R_2 = 166 K\Omega$ ,  $V_{CC} = 15$  โวลต์,  $R_5 = 17 K\Omega$ ,  $R_4 = 13.88 K\Omega$  โดยที่  $R_5$  นี้จะเป็นตัวหักล้างแรงดันดริฟท์ที่เกิดขึ้นมาพร้อมกับสัญญาณทวีความถี่ ซึ่งในกรณีนี้จะเห็นว่าค่า  $k_1 = 0.1082$  ดังนั้นผลการทดลองจะให้รูปคลื่นดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยการทดลองนี้จะเป็นการทดลองที่อุณหภูมิห้อง ประมาณ  $27^\circ C$  จากรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทไซน์ ความถี่ 1 KHz ขนาดของแรงดัน  $0.4 V_{P-P}$  จะได้สัญญาณออกที่เอาท์พุทของออปแอมป์  $A_2$  เป็นสัญญาณความถี่ 2 KHz ขนาดของแรงดัน  $0.4 V_{P-P}$  และผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะให้ความผิดพลาดเพียงทางฮาร์โมนิกัล เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz เท่ากับ 0.95 % แต่จากการคำนวณโดยสมการ (3.26) จะให้ความผิดพลาดเพียงทางฮาร์โมนิกัลที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.637 % จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ประมาณ 20 KHz

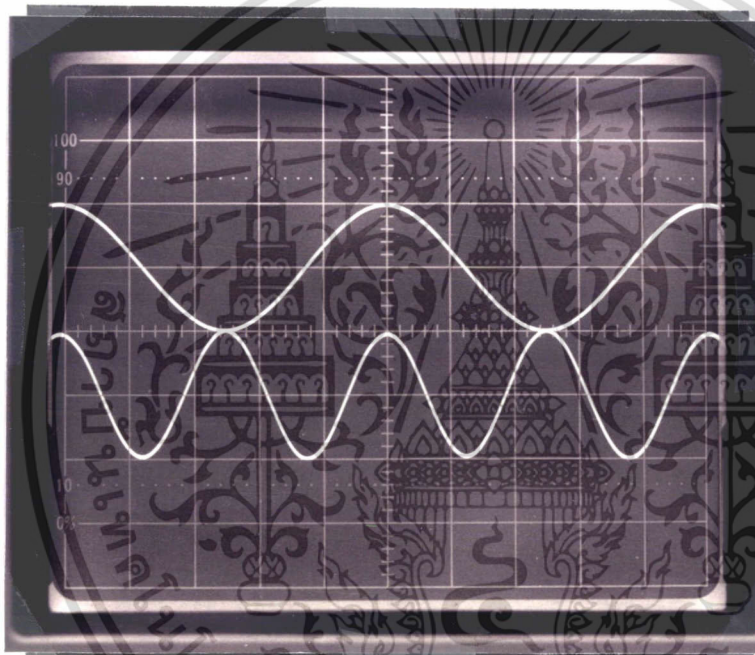
### 3.5.4 วงจรทวีความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว

ได้ทดลองโดยใช้วงจรตามรูปที่ 3.6 โดยใช้ออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  จะใช้ออปแอมป์เบอร์ LM741 ในกรณีที่ออปแอมป์ทั้งสองตัวจะต้องสมพงษ์กันด้วย จากการวัดกระแส I และ  $I_S$  ของออปแอมป์ทั้งสองตัว ต่างก็ให้ค่า I และ  $I_S$  เท่ากับ 1.546 mA และ 0.152 mA ตามลำดับ ส่วนออปแอมป์  $A_3$  นั้นไม่จำเป็นว่าจะต้องสมพงษ์กับออปแอมป์  $A_1$  หรือ  $A_2$  อนึ่งค่าของตัวต้านทานทั้งหมดของวงจรจะใช้ค่าที่มีความคลาดเคลื่อน 1 %

จากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุทซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ (sine) 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.4 V_{P-P}$  และ  $V_{CC} = 15$  โวลต์ ค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 3.9 K\Omega$ ,  $R_C = 2 K\Omega$ ,  $R_1 = 21 K\Omega$ ,  $R_2 = 22 K\Omega$ ,  $R_f = 177 K\Omega$ ,  $V_{CC} = 15$  โวลต์,  $R_3 = 19.6 K\Omega$  โดยที่  $R_3$  นี้จะเป็นตัวหักล้างแรงดันดริฟท์ ที่เกิดขึ้นมาพร้อมกับสัญญาณทวีความถี่ ซึ่งในกรณีนี้จะเห็นว่าค่า  $k_1 = 0.1082$  ดังนั้นผลจากการทดลองจะให้รูปคลื่นดังแสดงในรูปที่ 3.10 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อป้อน

สัญญาณอินพุทไซน์ ความถี่ 1 KHz ขนาดของแรงดัน  $0.4 V_{P-P}$  จะได้สัญญาณที่เอาท์พุทของออปแอมป์  $A_3$  เป็นสัญญาณความถี่ 2 KHz ขนาดของแรงดัน  $0.4 V_{P-P}$  และผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่

4 KHz จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz เท่ากับ 0.9 % แต่จากการคำนวณโดยสมการ(3.26) จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.637 % จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ประมาณ 20 KHz



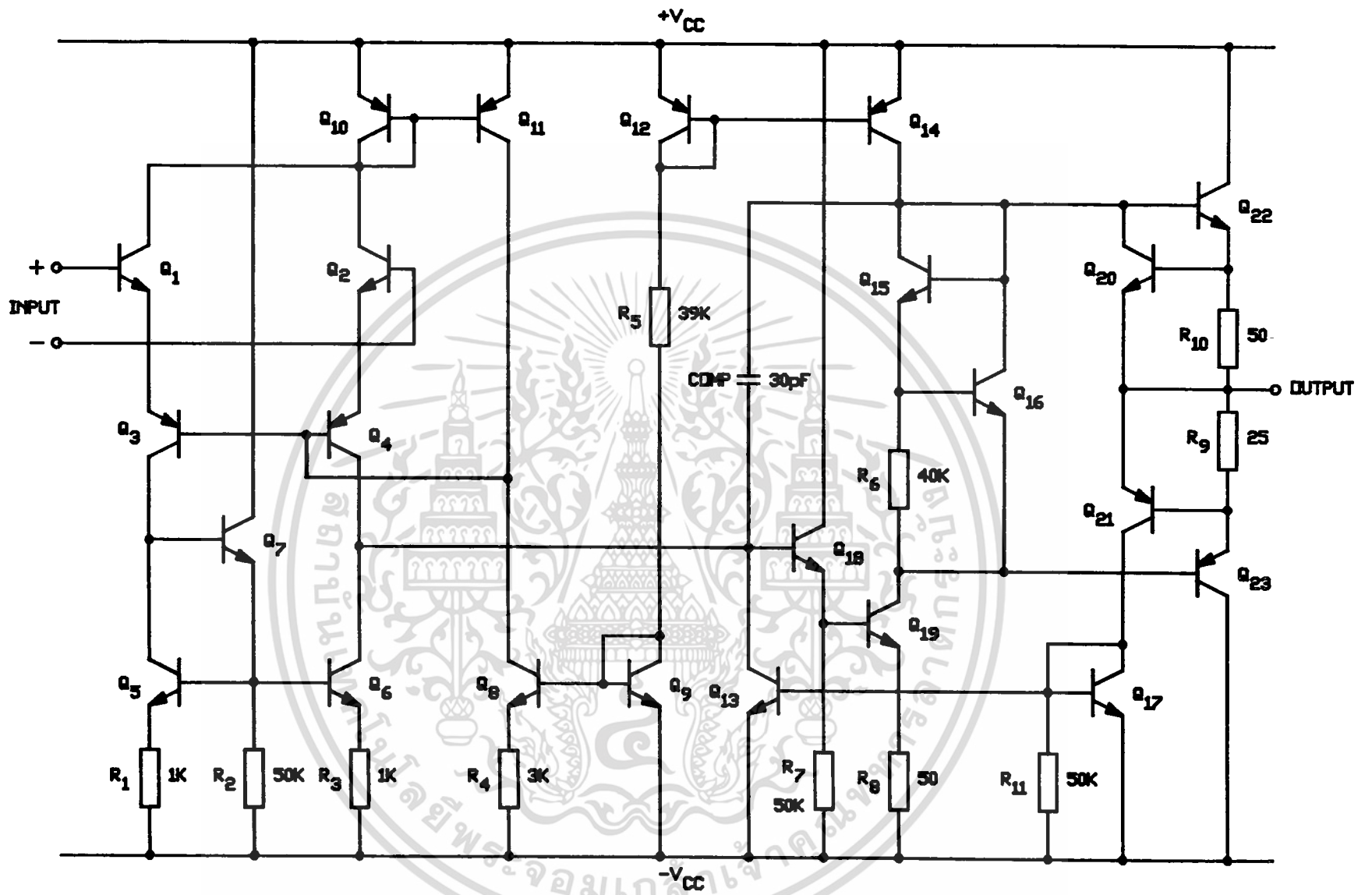
รูปที่ 3.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรที่มีความถี่ แบบใช้โอปแอมป์ 3 ตัว

ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ความถี่ 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.4 V_{P-P}$   
ข้างล่าง แรงดันสัญญาณเอาต์พุต ความถี่ 2 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $0.4 V_{P-P}$

### 3.6 การเขียนแบบการทำงานวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นและวงจรที่มีความถี่ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice

เนื่องจากในการทดสอบวงจรจริงในห้องปฏิบัติการนั้นจะไม่สะดวก ถ้าหากต้องการทดสอบวงจรรวมที่เปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง ดังนั้นจำเป็นต้องหาวิธีการที่เหมาะสมที่จะมาทำการทดสอบไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอบ และวิเคราะห์วงจรแทนการทดสอบจริง โดยวิธีที่จะมาแทนนั้นจะต้องสามารถกระทำได้สะดวกอีกทั้งต้องให้ผลลัพธ์ที่เที่ยงตรงและแม่นยำด้วย ซึ่งวิธีหนึ่งที่แพร่หลายและนิยมกัน ก็คือ การใช้โปรแกรมสำเร็จรูปร่วมกันกับคอมพิวเตอร์มาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งจะเห็นว่ามีโปรแกรมแบบนี้อยู่มากมาย[13] ซึ่งมีใช้ทั้งในเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่จนถึงเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดเล็กในระดับไมโครคอมพิวเตอร์ เนื่องจากมีโปรแกรมสำเร็จรูปให้เลือกมากมาย จึงจำเป็นต้องเลือกโปรแกรมที่เหมาะสมกับงาน พร้อมกับต้องมีประสิทธิภาพสูง และให้ผลลัพธ์ที่น่าเชื่อถือได้ อีกทั้งต้องเป็นมาตรฐานยอมรับโดยทั่วไป โปรแกรมสำเร็จรูปที่เข้าข่ายคุณสมบัติดังกล่าว โปรแกรมหนึ่งก็คือ โปรแกรม PSpice[16] ปกติจะเหมาะสำหรับงานในการวิเคราะห์วงจรรวมเป็นหลัก ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรต่อไปนี้จะทำการวิเคราะห์วงจรที่อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่าคือ  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $27^{\circ}\text{C}$ , และ  $70^{\circ}\text{C}$  โดยจะทำการวิเคราะห์ทั้งคุณสมบัติทางดีซี(DC characteristic) และผลตอบสนองชั่วคราว(transient response) ที่ความถี่ต่างๆ ออกแบบที่นำมาใช้ในการเลือกแบบจะใช้เบอร์ uA741 โดยจะใช้วงจรย่อย(subcircuit) ตามเอกสารอ้างอิง [39] ดังรูปที่ 3.11 แต่วงจรย่อยดังกล่าวนี้ชิ้นส่วนต่างๆ ยังไม่ได้มีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ (temperature coefficient) ไว้ ในการเลือกแบบการทำงานของวงจร ณ อุณหภูมิค่าต่างๆ จำเป็นที่จะต้องกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของตัวต้านทานภายในออปแอมป์ ปกติแล้วค่าของความต้านทานภายในไอซีนิยมใช้ตัวต้านทานแบบการแพร่(diffused resistor) มากที่สุด[40] ซึ่งใช้ค่าตัวต้านทานแบบแผ่น(sheet resistor) ของการแพร่ชั้นเบสของทรานซิสเตอร์(transistor diffused layer) ชนิดพี(p-type) เนื่องจากมีค่าความต้านทานแผ่นสูงกว่าชนิดเอ็น(n-type) ซึ่งเป็นชั้นแพร่ของอิมิตเตอร์(emitter) สำหรับค่าความต้านทานแผ่นชนิดพี ปกติจะมีค่าประมาณ 200  $\Omega$ /ตร.นิ้ว และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของความต้านทานในช่วงประมาณ  $+ 2000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  หรือเท่ากับ  $0.2 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$  ดังนั้นค่าความต้านทานภายในของออปแอมป์เบอร์ uA 741 ทั้งหมด จะกำหนดให้มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเท่ากับ  $+ 2000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  และนอกจากนี้แล้ว ยังได้กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของ  $\beta_0$  ของทรานซิสเตอร์ทั้ง NPN และ PNP [41] มีค่าเท่ากับ  $+ 5000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของทรานซิสเตอร์ทั้ง NPN และ PNP จะใช้ตามเอกสารอ้างอิง[42] โดยที่ค่า  $\beta_0$  ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 200 และ 50 ตามลำดับ ส่วนค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกของออปแอมป์จะกำหนดให้มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิตามค่าอุปกรณ์ที่มีอยู่ในท้องตลาดจริงๆ โดยจะกำหนด



รูปที่ 3.11 วงจรย่อยของออปแอมป์เบอร์ UA741

จากเอกสารอ้างอิง[43] ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป โดยแยกกล่าวเป็นส่วนๆดังนี้

### 3.6.1 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ไดโอด 2 ตัว

โดยจะทำการเขียนแบบวงจรตามรูปที่ 3.3 กำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 75 \Omega$ ,  $R_C = 32 \Omega$ ,  $R_1 = R_3 = 22 K\Omega$  และ  $R_2 = 10 K\Omega$  โดยที่ค่าความต้านทานทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นเป็นตัวต้านทานชนิด MR25 แบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 1 % ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+ 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  ส่วนค่าความต้านทาน  $R_4 = 5.27 K\Omega$  และ  $R_5 = 11.14 K\Omega$  โดยที่ตัวต้านทานทั้งสองนี้จะเป็นโปเทนชิโอมิเตอร์ (potentiometer) แบบ D961-20 cermet trimmer, multiturn ขนาด 0.75 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 10 % และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+ 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

#### 3.6.1.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟดีซีจาก  $- 0.5$  ถึง  $0.5$  โวลต์ สเต็ป (step) ทีละ  $0.005$  โวลต์ โดยจะทำการทดสอบที่อุณหภูมิ  $0^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  และ  $70^\circ\text{C}$  ซึ่งผลจากการวิเคราะห์จะได้ผลตอบสนองดังในรูปที่ 3.12 ซึ่งเป็นผลตอบสนองของวงจรต่อแรงดันดีซี ณ ที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  จะเห็นว่าวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณอินพุตที่ค่อนข้างเที่ยงตรงมาก เมื่อแรงดันอินพุตมีระดับค่าแรงดันต่ำๆ ส่วนรูปที่ 3.13 จะเป็นการทดสอบที่อุณหภูมิ  $0^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  และ  $70^\circ\text{C}$  จะเห็นว่ามีการเลื่อนระดับแรงดันที่เอาต์พุตไป โดยที่คุณสมบัติของวงจรยังคงเหมือนเดิม

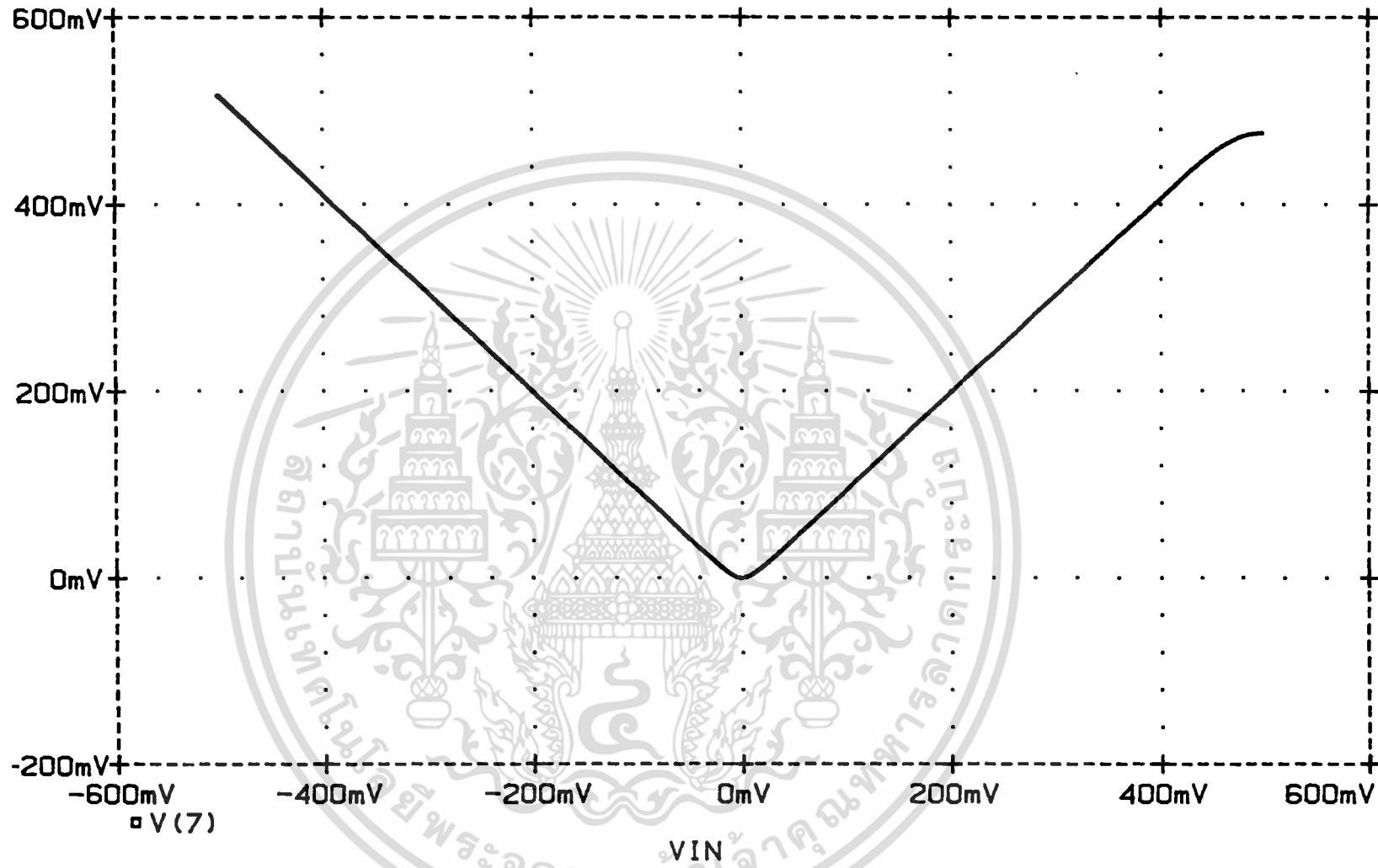
#### 3.6.1.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่  $1 \text{ KHz}$  จากรูปที่ 3.14 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ณ อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  จะเห็นว่าวงจรให้ผลตอบสนองชั่วคราวที่เอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณเรกติไฟแบบเต็มคลื่นที่เที่ยงตรงมาก ส่วนรูปที่ 3.15 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ณ อุณหภูมิ  $0^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  และ  $70^\circ\text{C}$  จะเห็นว่าระดับของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนไปเมื่ออุณหภูมิสูงหรือต่ำกว่า  $27^\circ\text{C}$  แต่คุณสมบัติการเรกติไฟของวงจรยังคงเหมือนเดิม

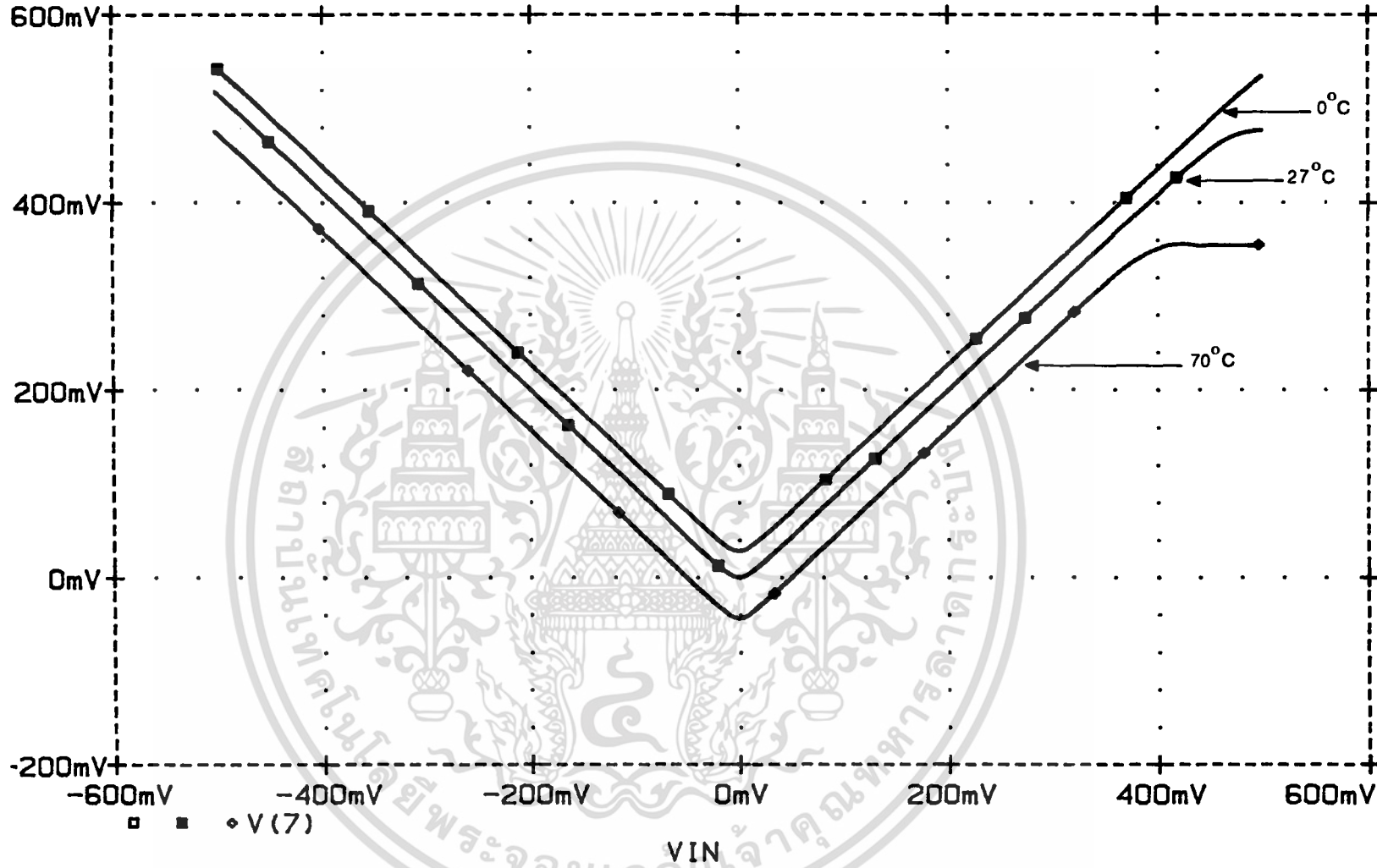
DC CHARACTERISTIC OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT (2 OP-AMP)

Date/Time run: 6/20/88 20:37:29

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.12 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C

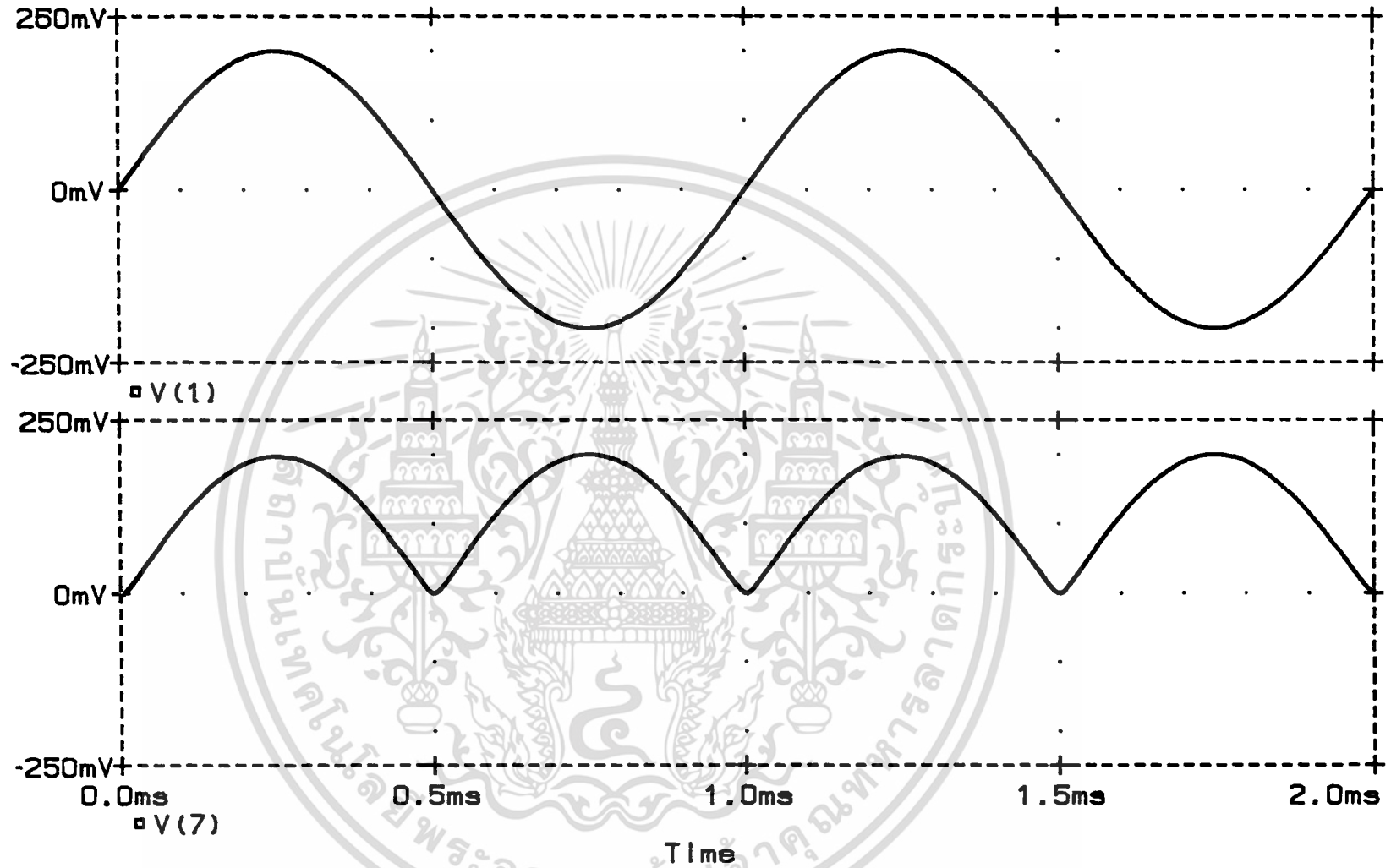


รูปที่ 3.13 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร  $\pi$  ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

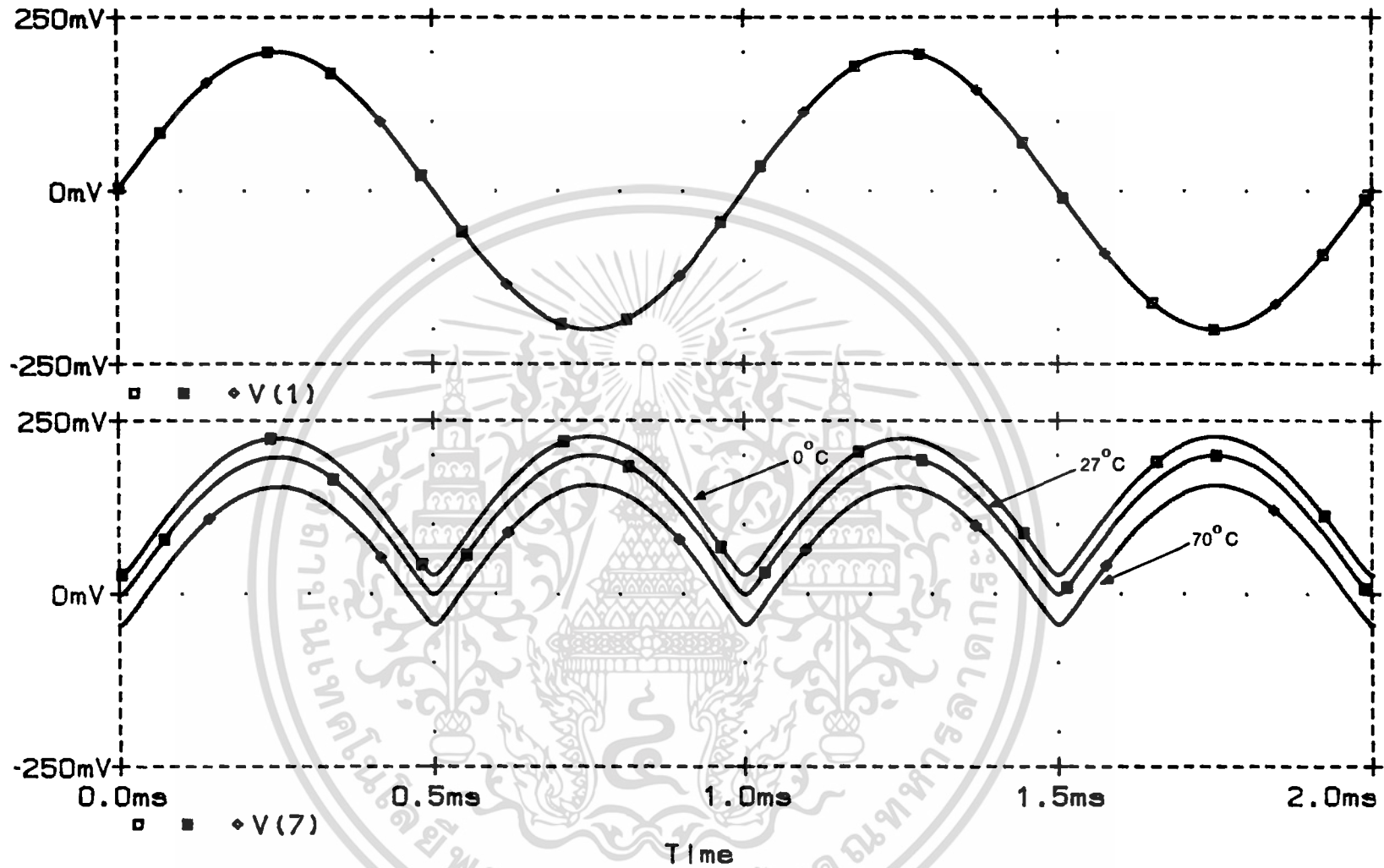
TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT(2 OP-AMP)

Date/Time run: 6/25/88 1:30:12

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>



รูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

### 3.6.1.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น

ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่ 50 KHz จากรูปที่ 3.16 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}C$  จะเห็นว่าวงจรให้ผลตอบสนองชั่วคราวที่เอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณเร็กติไฟแบบเต็มคลื่นที่เฟสเลื่อนไปเล็กน้อย เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ส่วนรูปที่ 3.17 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ณ อุณหภูมิ  $0^{\circ}C$ ,  $27^{\circ}C$  และ  $70^{\circ}C$  จะเห็นว่าระดับของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกละเลียงไปเมื่ออุณหภูมิสูงหรือต่ำกว่า  $27^{\circ}C$  อีกทั้งสัญญาณเร็กติไฟที่ได้จะมีเฟสเลื่อนไปในระดับเดียวกันในทุกๆอุณหภูมิ

### 3.6.2 วงจรเร็กติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว

โดยจะทำการเปลี่ยนแบบวงจรตามรูปที่ 3.4 กำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 75 \Omega$ ,  $R_C = 32 \Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 22 K\Omega$  และ  $R_f = 10 K\Omega$  โดยที่ค่าความต้านทานทั้งหมดที่กล่าวข้างต้นเป็นตัวต้านทานชนิด MR25 แบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 1 % มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ + 50 ppm/ $^{\circ}C$  ส่วนค่าความต้านทาน  $R_3 = 11.14 K\Omega$  เป็นโปเทนชิโอมิเตอร์แบบ D961-20 cermet trimmer, multiturn ขนาด 0.75 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 10 % และค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ + 100 ppm/ $^{\circ}C$

#### 3.6.2.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

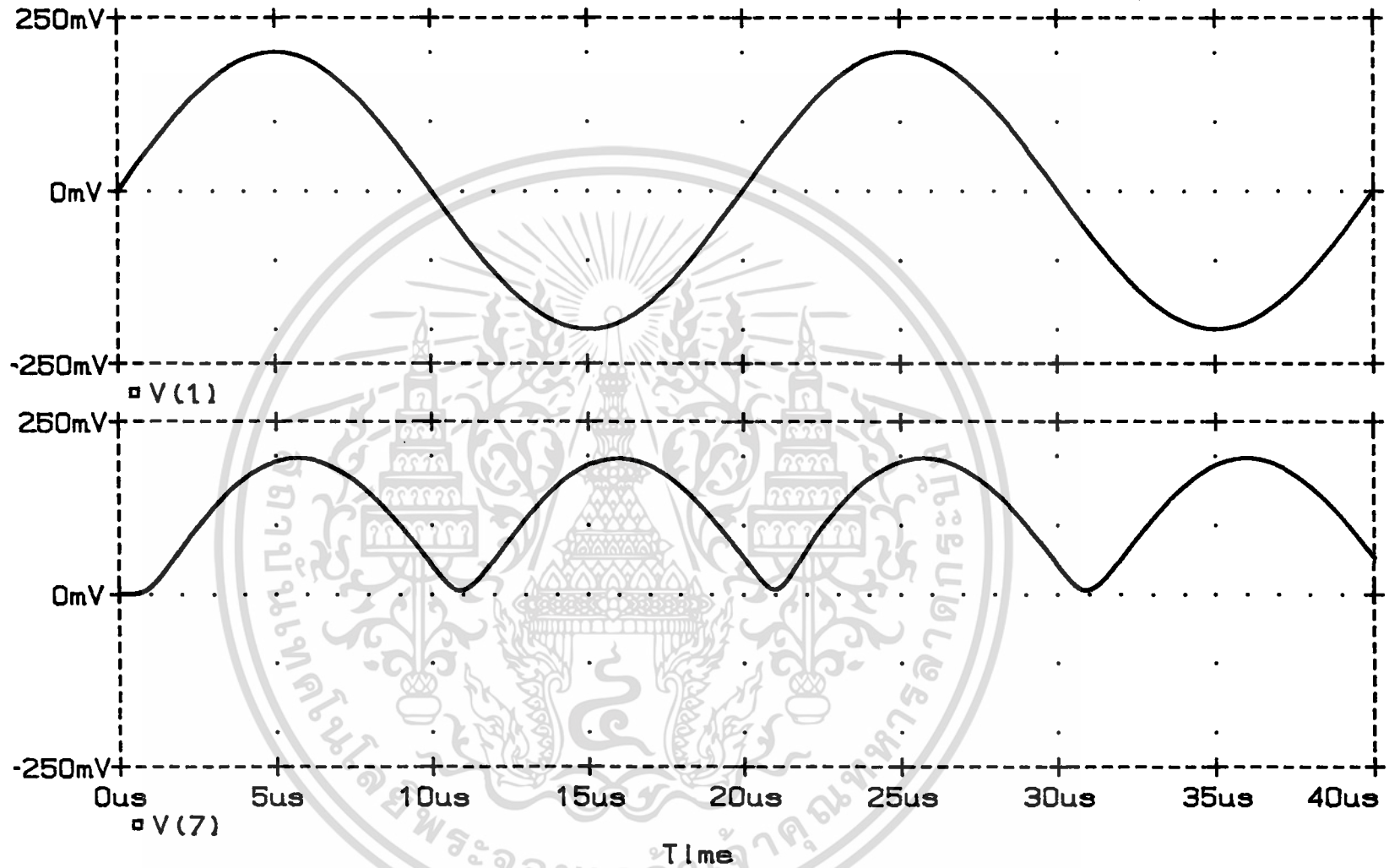
ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟดีซีจาก - 0.75 ถึง 0.75 โวลต์ สเต็ปทีละ 0.005 โวลต์ จากรูปที่ 3.18 จะเป็นผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}C$  จะเห็นว่าวงจรจะให้คุณสมบัติเป็นค่าสัมบูรณ์ที่ดีมากสำหรับสัญญาณอินพุตที่มีระดับแรงดันค่าต่างๆ ส่วนสัญญาณอินพุตที่มีค่ามากกว่า |0.5| โวลต์ สัญญาณเอาต์พุตจะอิ่มตัว ส่วนรูปที่ 3.19 จะเป็นผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่าคือ  $0^{\circ}C$ ,  $27^{\circ}C$  และ  $70^{\circ}C$  จะเห็นว่าผลของอุณหภูมิทำให้เกิดออฟเซต(offset) ขึ้น แต่คุณสมบัติของวงจรยังคงทำหน้าที่เป็นค่าสัมบูรณ์เหมือนเดิม

#### 3.6.2.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT(2 OP-AMP)

Date/Time run: 7/24/88 21:17:54

Temperature: 27.0

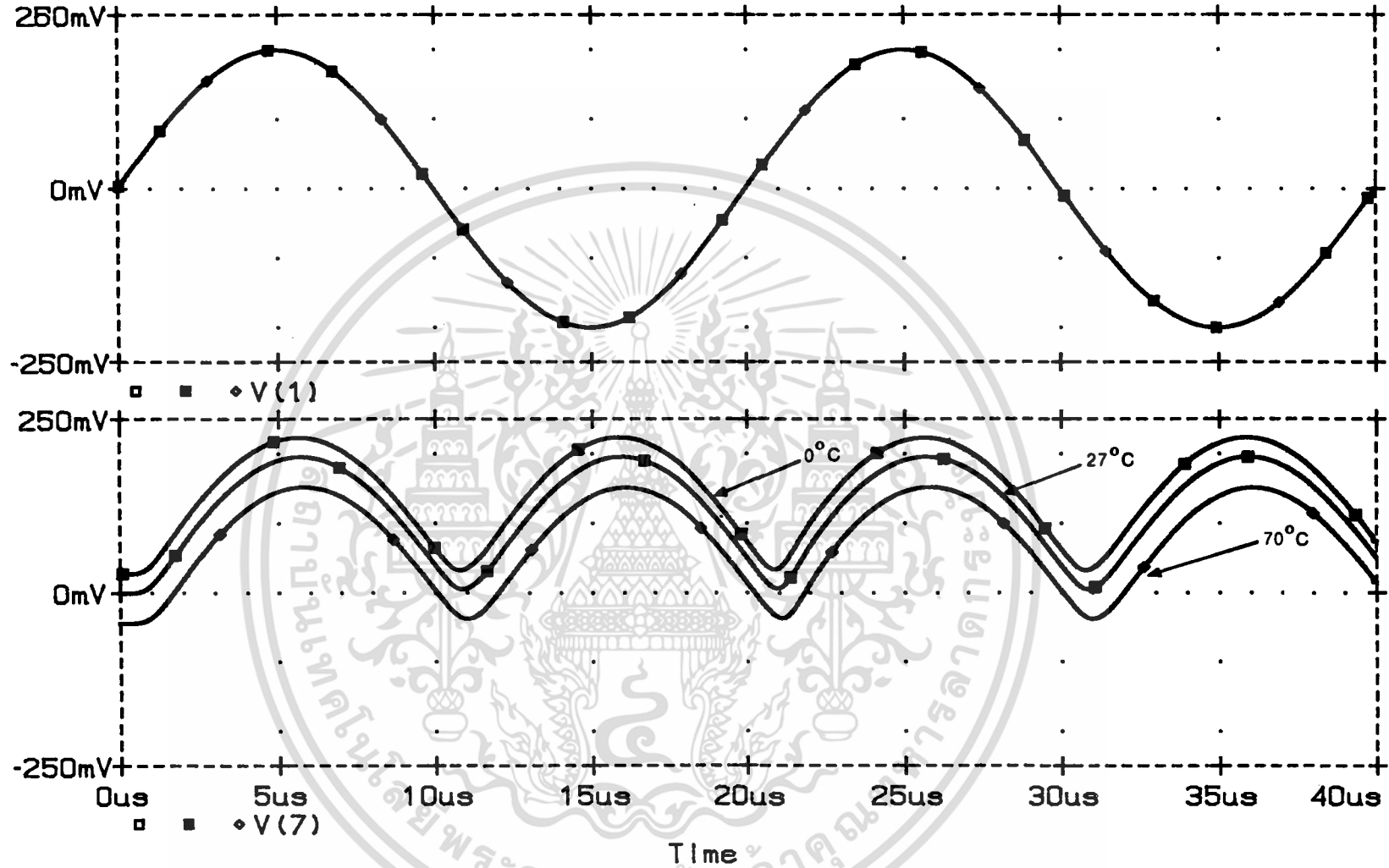


รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT and...

Date/Time run: 7/24/88 21:17:54

Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,

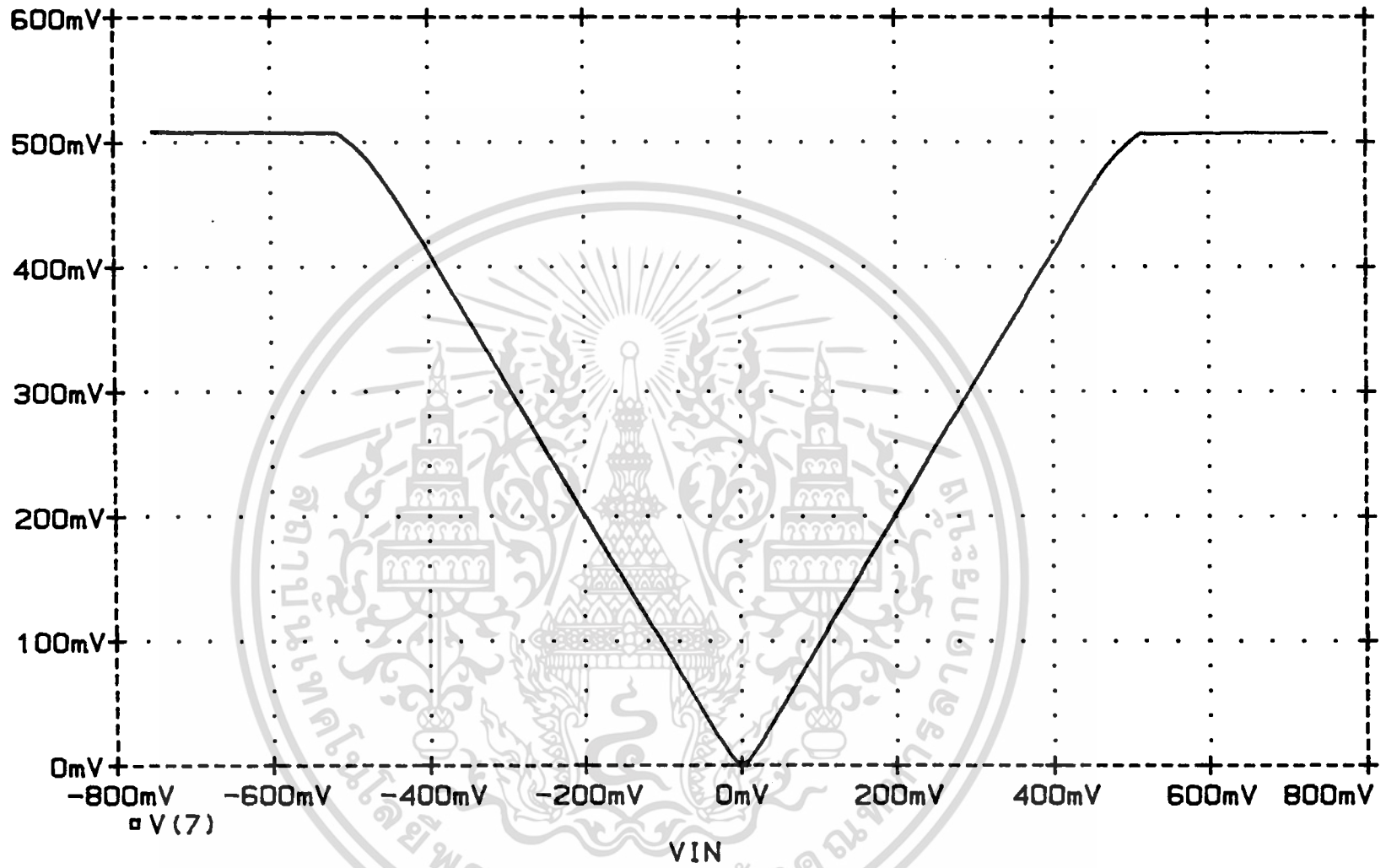


รูปที่ 3.17 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

DC CHARACTERISTIC OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT(3 OP-AMP)

Date/Time run: 6/25/88 8:40:15

Temperature: 27.0

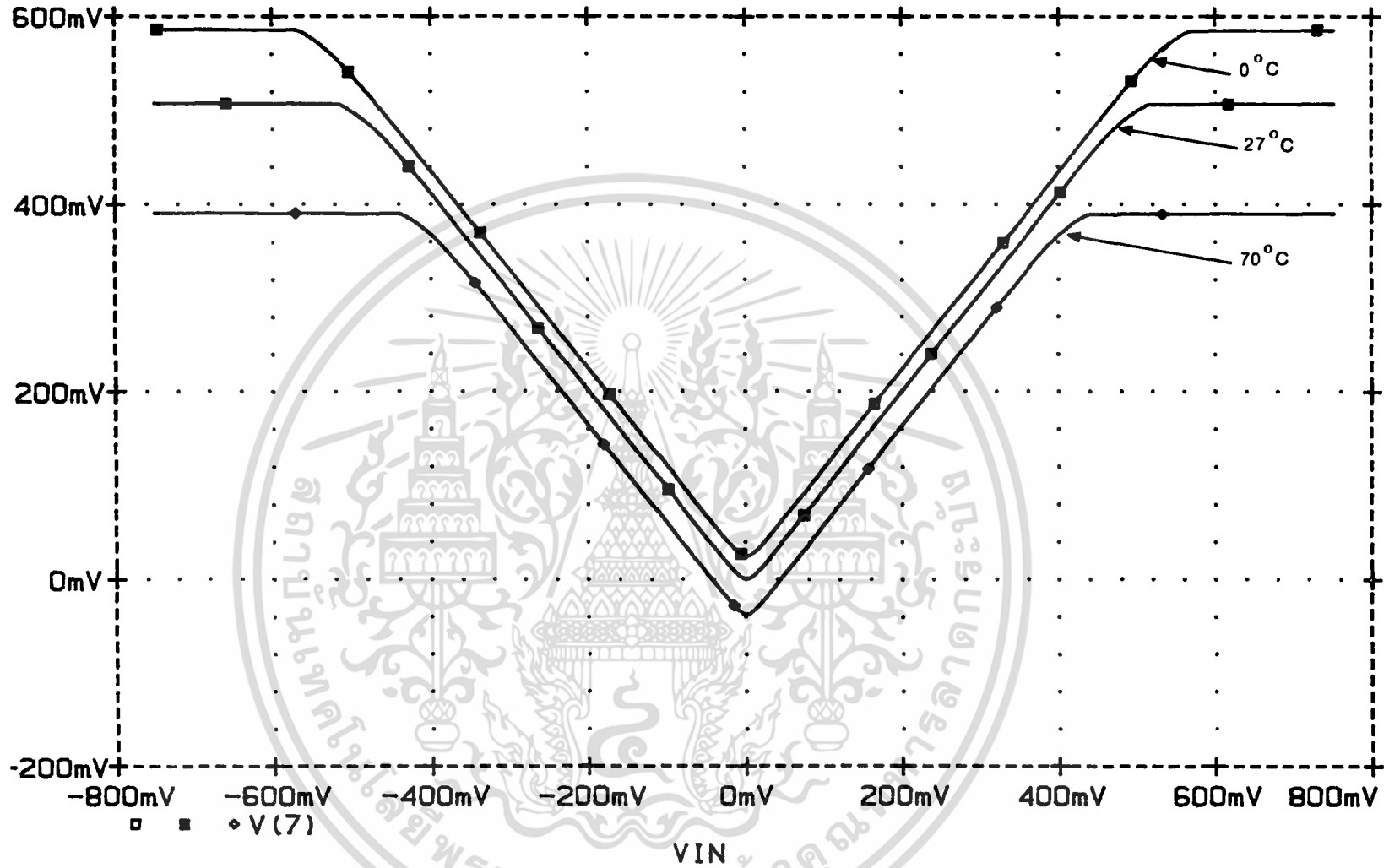


รูปที่ 3.18 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C

DC CHARACTERISTIC OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT (and...

Date/Time run: 6/26/88 8:40:15

Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,



รูปที่ 3.19 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่ 1 KHz จากรูปที่ 3.20 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าวงจรให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณเรกติไฟแบบเต็มคลื่นที่เที่ยงตรงมาก ส่วนรูปที่ 3.21 จะแสดงผลของอุณหภูมิ ณ ค่าต่างๆกัน คือ  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $27^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$  ซึ่งจะเห็นว่าผลของอุณหภูมิทำให้เกิดออฟเซตขึ้น แต่คุณสมบัติการเรกติไฟของวงจรมีแนวโน้มเหมือนเดิม

### 3.6.2.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น

ทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่ 50 KHz จากรูปที่ 3.22 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีเฟสเลื่อนไปเล็กน้อยเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ส่วนรูปที่ 3.23 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $27^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่านอกจากเฟสเลื่อนไปในอัตราเดียวกันแล้วที่อุณหภูมิ  $0^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$  จะเกิดออฟเซตขึ้น

### 3.6.3 วงจรที่ความถี่โดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว

โดยจะทำการเลือกแบบวงจรตามรูปที่ 3.5 กำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 3.9 \text{ K}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ K}\Omega$ ,  $R_2 = 166 \text{ K}\Omega$  และ  $R_3 = 22 \text{ K}\Omega$  โดยตัวต้านทานดังกล่าวทั้งหมดข้างต้นเป็นตัวต้านทานชนิด MR25 แบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 1 % ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ส่วนตัวต้านทาน  $R_1$ ,  $R_4$ , และ  $R_5$  จะเป็นโปเทนซีโอมิเตอร์ D961-20 cermet trimmer, multiturn ขนาด 0.75 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 10 % และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+100 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ค่า  $R_1$  มีค่าเท่ากับ  $18.88 \text{ K}\Omega$  ส่วนค่าของ  $R_4$  และ  $R_5$  จะขอแยกกล่าวเป็นกรณีๆไป

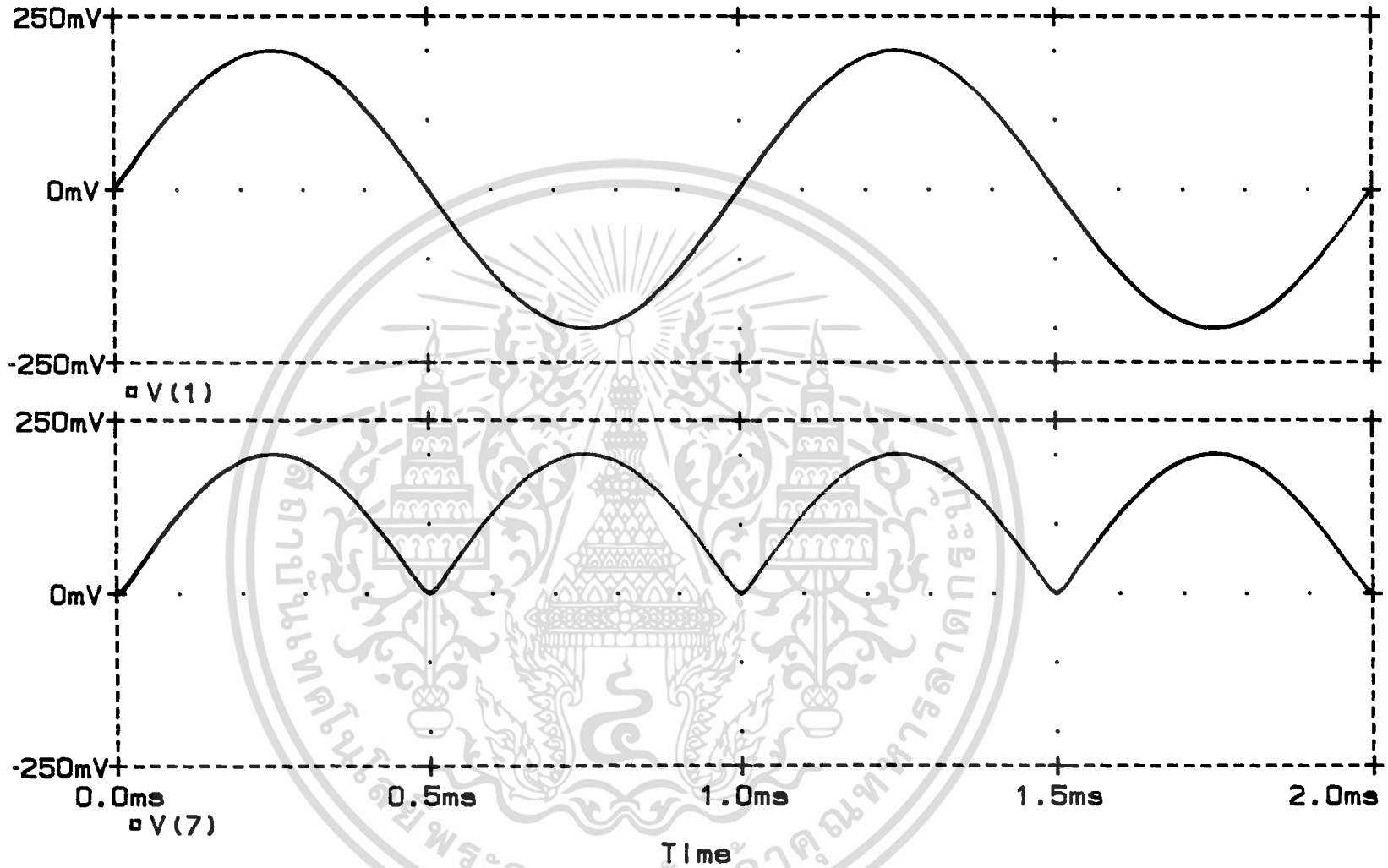
#### 3.6.3.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

ค่า  $R_4$  และ  $R_5$  ปรับให้มีค่าเท่ากับ  $13.776 \text{ K}\Omega$  และ  $16.934 \text{ K}\Omega$  ตามลำดับ จากนั้นทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟดีซีจาก  $-0.5$  ถึง  $0.5$  โวลต์ สเต็ปทีละ  $0.005$  โวลต์ จากรูปที่ 3.24 เป็นผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่ารูปที่

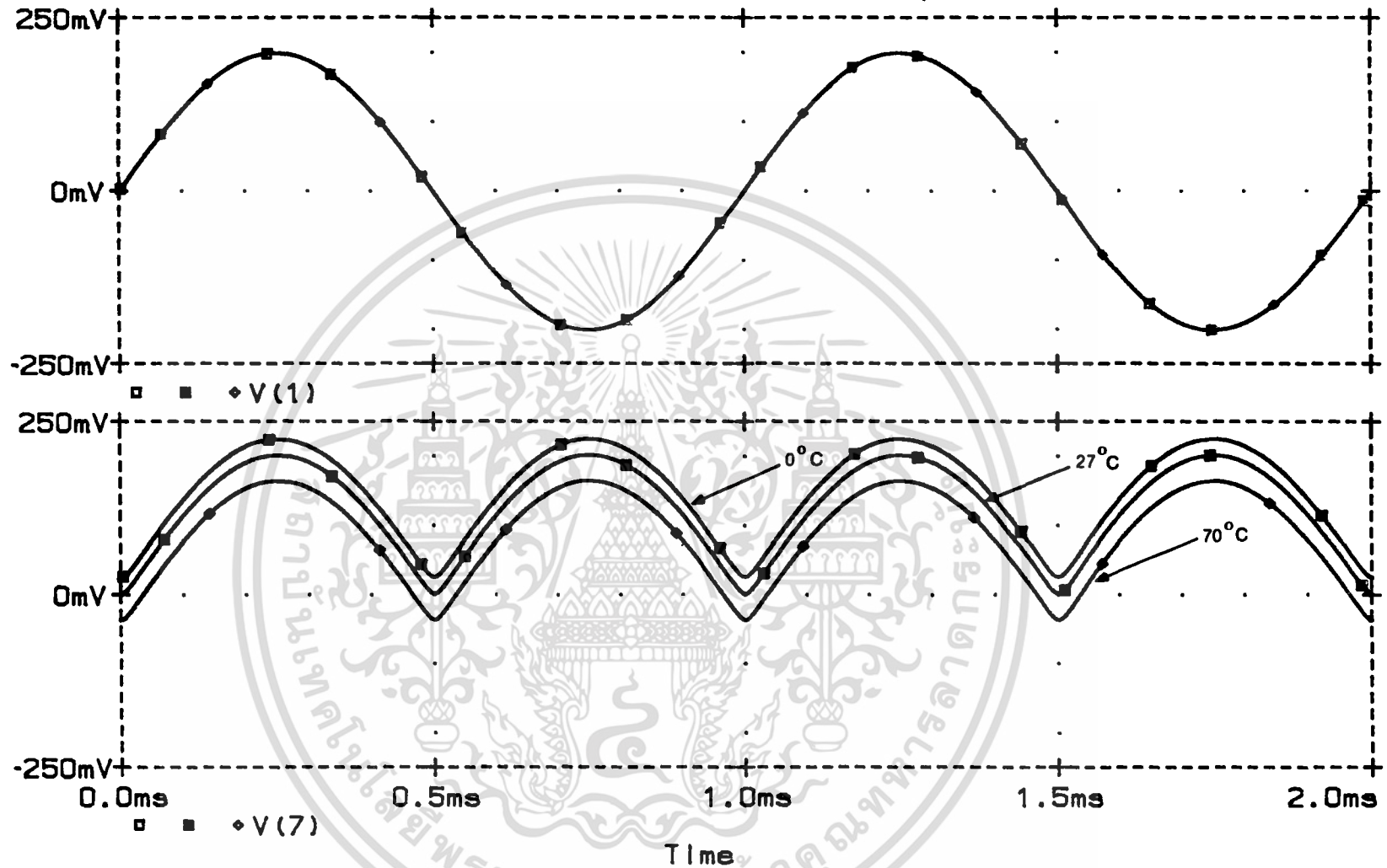
TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT(3 OP-AMP)

Date/Time run: 6/26/88 8:40:15

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.20 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

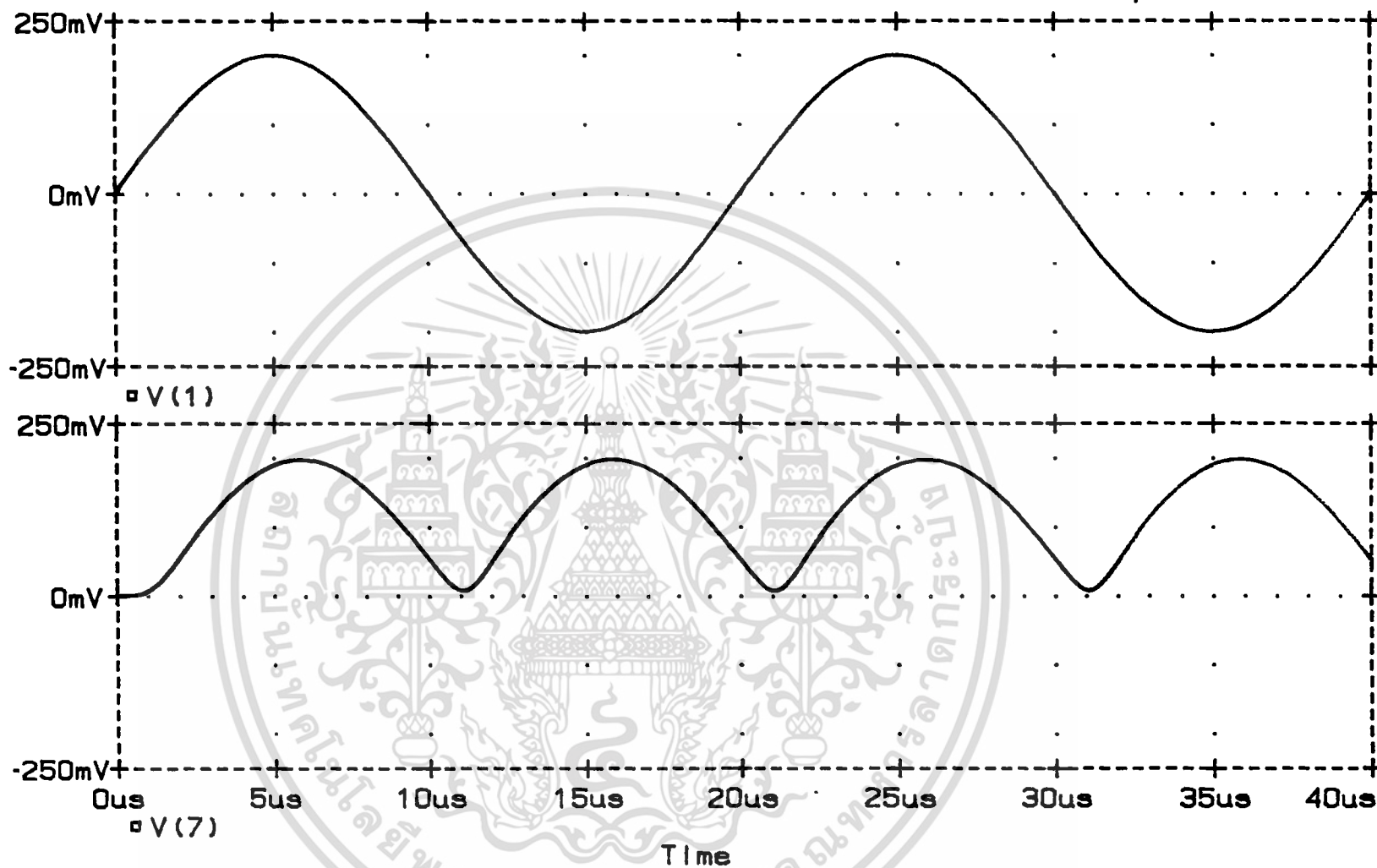


รูปที่ 3.21 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT (3 OP-AMP)

Date/Time run: 7/14/88 20:20:24

Temperature: 27.0

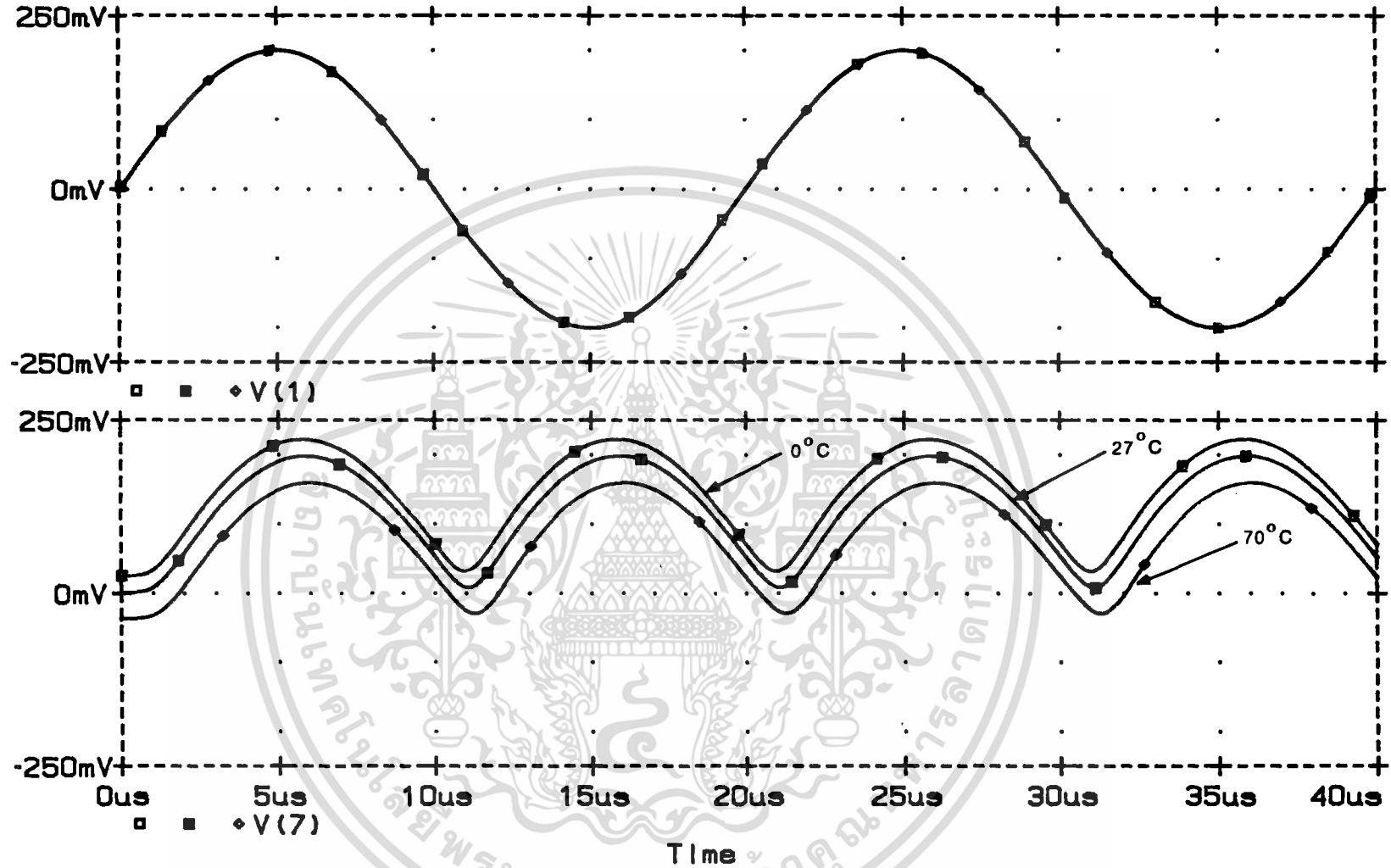


รูปที่ 3.22 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

TRANSIENT RESPONSE OF THE FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT and...

Date/Time run: 7/14/88 20:20:24

Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,

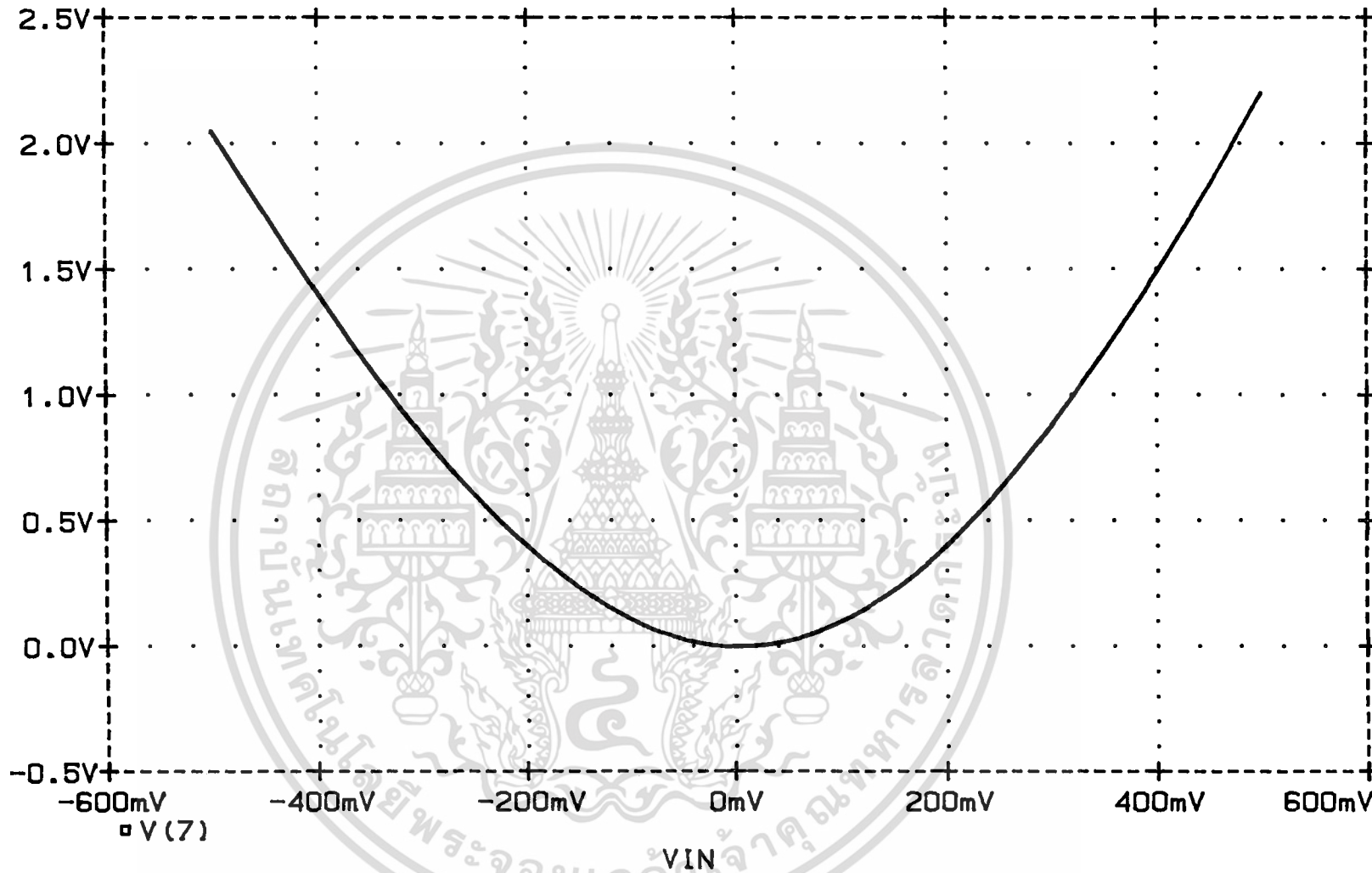


รูปที่ 3.23 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงชัน ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.2 V<sub>PEAK</sub>

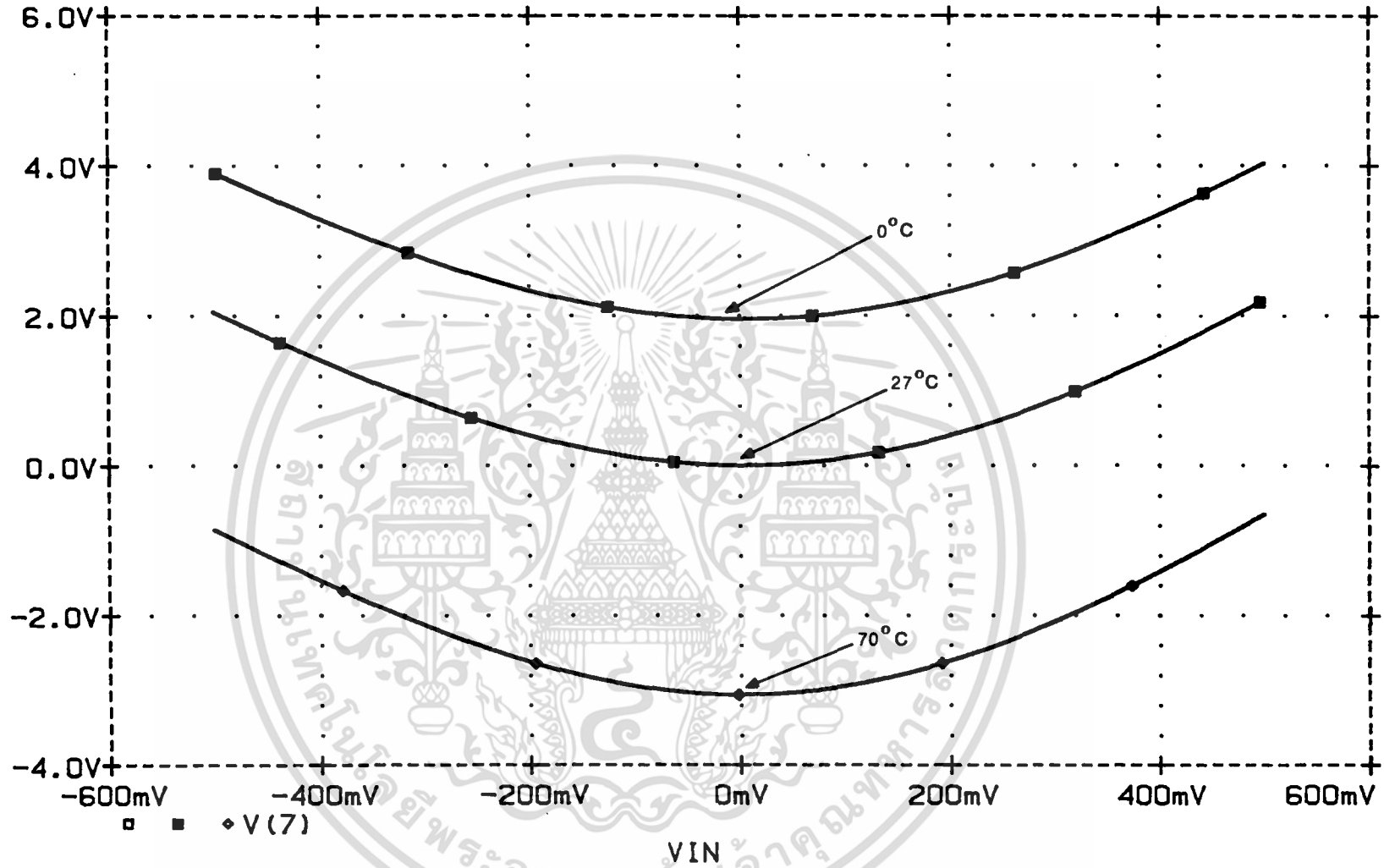
DC CHARACTERISTIC OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT(2 OP-AMP)

Date/Time run: 7/24/88 10:35:27

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.24 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C



รูปที่ 3.25 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

พล็อตได้จะเป็นไปตามคุณสมบัติของกฎกำลังสอง (square law characteristic) และจะสังเกตเห็นว่าเมื่ออินพุตมีค่าระดับแรงดันที่เพิ่มขึ้นจะเกิดความคลาดเคลื่อนมากขึ้นทั้งนี้เนื่องมาจากเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่า  $I_{in}$  มีค่าสูงขึ้นด้วย และเมื่อ  $I_{in}$  มีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับค่า  $I_S$  แล้วจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนไปจากกฎกำลังสองขึ้น ยิ่งถ้า  $I_{in} \gg I_S$  เท่าใดจะยิ่งทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนมากยิ่งขึ้นเท่านั้น ซึ่งก็เป็นไปตามสมการ (3.22) ทุกประการ ส่วนรูปที่ 3.25 จะแสดงผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่าคือ  $0^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  และ  $70^\circ\text{C}$  จะเห็นว่าผลของอุณหภูมิทำให้เกิดออฟเซตขึ้นมามาก เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงหลายๆ ทั้งนี้เนื่องจากค่ากระแส  $I_{in}$  มีค่าต่ำมากอยู่ในระดับเดียวกับกระแสไบแอส  $I_S$  ดังนั้น เมื่อต้องการขยายให้สัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตเป็นหนึ่งต่อหนึ่งจึงต้องเพิ่มอัตราขยายที่  $A_2$  ซึ่ง  $A_2$  นี้นอกจากจะขยาย  $I_{in}$  แล้วกระแสออฟเซตที่เกิดจากอุณหภูมิก็จะถูกขยายไปในอัตราเดียวกันด้วย

### 3.6.3.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณที่ปราศจากแรงดันดีซี ดังนั้นจึงจำเป็นต้องปรับค่า  $R_4$  และ  $R_5$  ใหม่ โดย  $R_4$  และ  $R_5$  จะมีค่าเป็น 13.792 K $\Omega$  และ 16.957 K $\Omega$  ตามลำดับ จากนั้นก็ทำการทดสอบโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่ 1 KHz จากรูปที่ 3.26 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  จะเห็นว่าเอาต์พุตที่ได้มีขนาดของแรงดันเท่ากับอินพุตคือ  $0.4 V_{p-p}$  แต่ความถี่จะเป็นสองเท่าของความถี่อินพุต คือ 2 KHz และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice นี้ จะได้อ่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.712 % ส่วนรูปที่ 3.27 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ  $0^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  และ  $70^\circ\text{C}$  จะสังเกตเห็นว่าเกิดออฟเซตขึ้นมากที่สุดที่เดียว สาเหตุก็เนื่องจากค่า  $I_{in}$  มีค่าต่ำในระดับเดียวกับ  $I_S$  ดังนั้นเมื่อ  $I_{in}$  ถูกนำมาขยายให้มีขนาดสูงขึ้น จะทำให้กระแสออฟเซตที่เกิดจากอุณหภูมิก็จะถูกขยายไปในอัตราเดียวกันด้วย

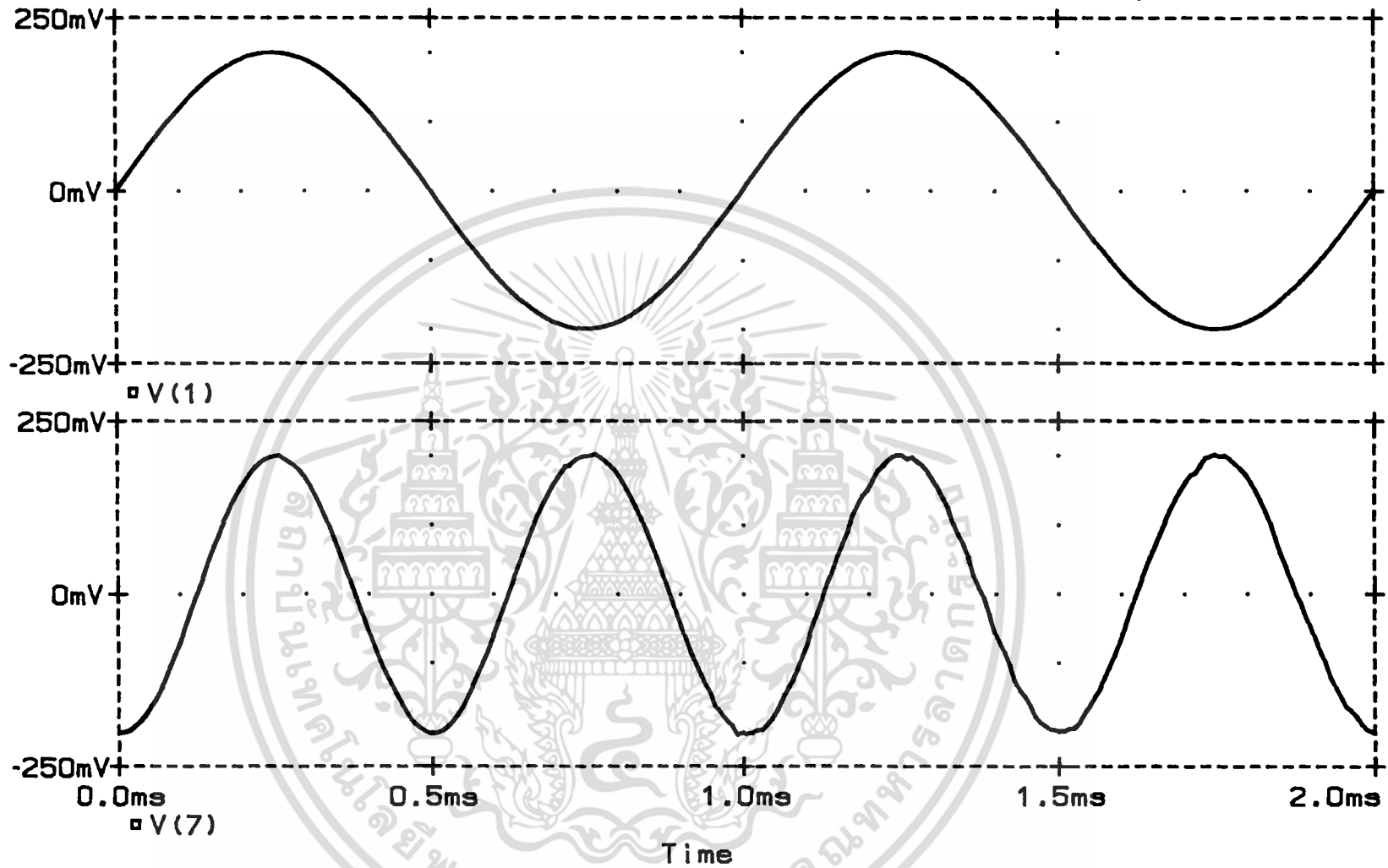
### 3.6.3.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น

ปรับค่า  $R_4$  และ  $R_5$  ให้มีค่าเท่ากับ 13.799 K $\Omega$  และ 16.957 K $\Omega$  ตามลำดับ เพื่อที่จะทำ

TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT(2 OP-AMP)

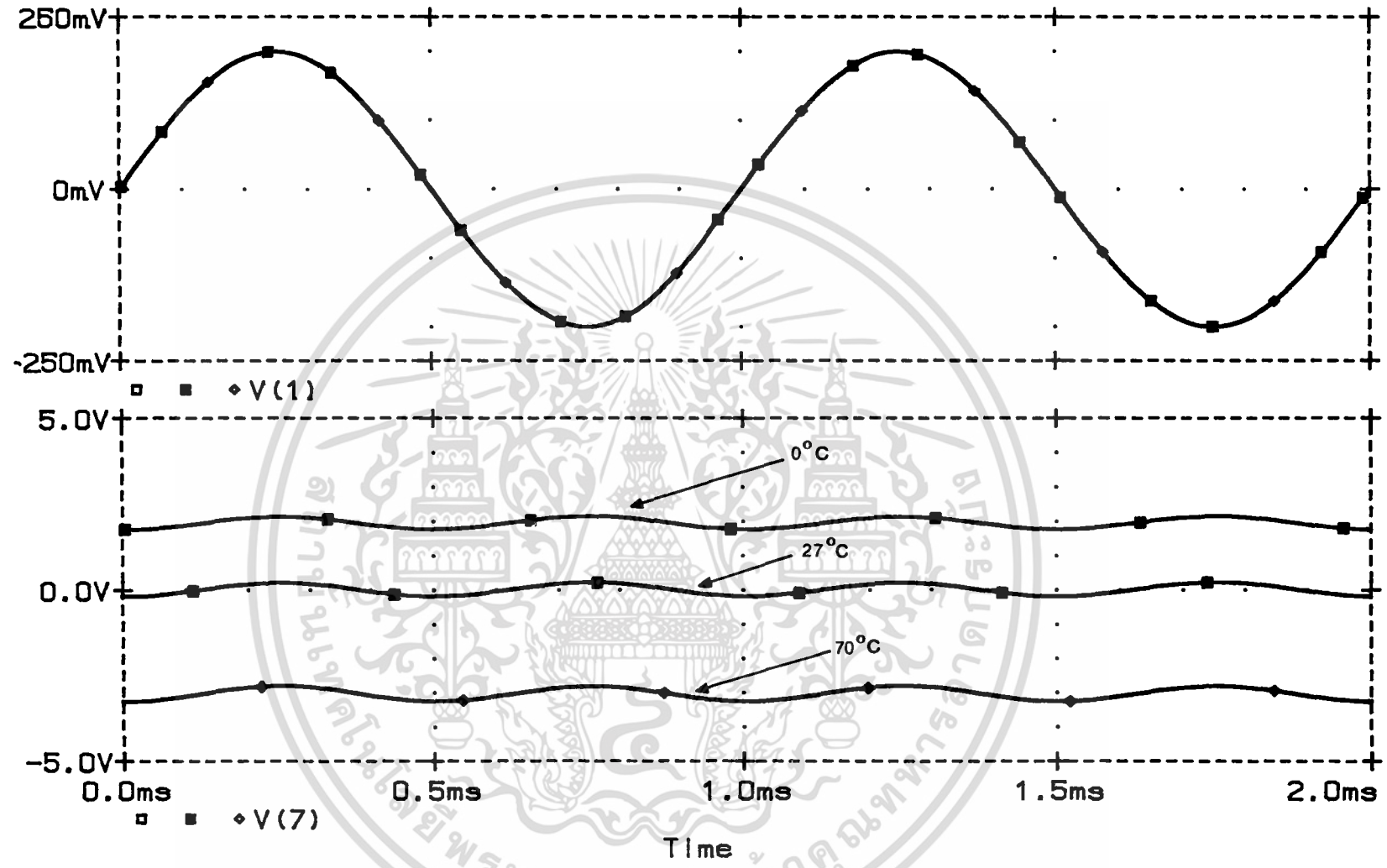
Date/Time run: 4/19/89 1:47:24

Temperature: 27.0



-51-

รูปที่ 3.26 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHz

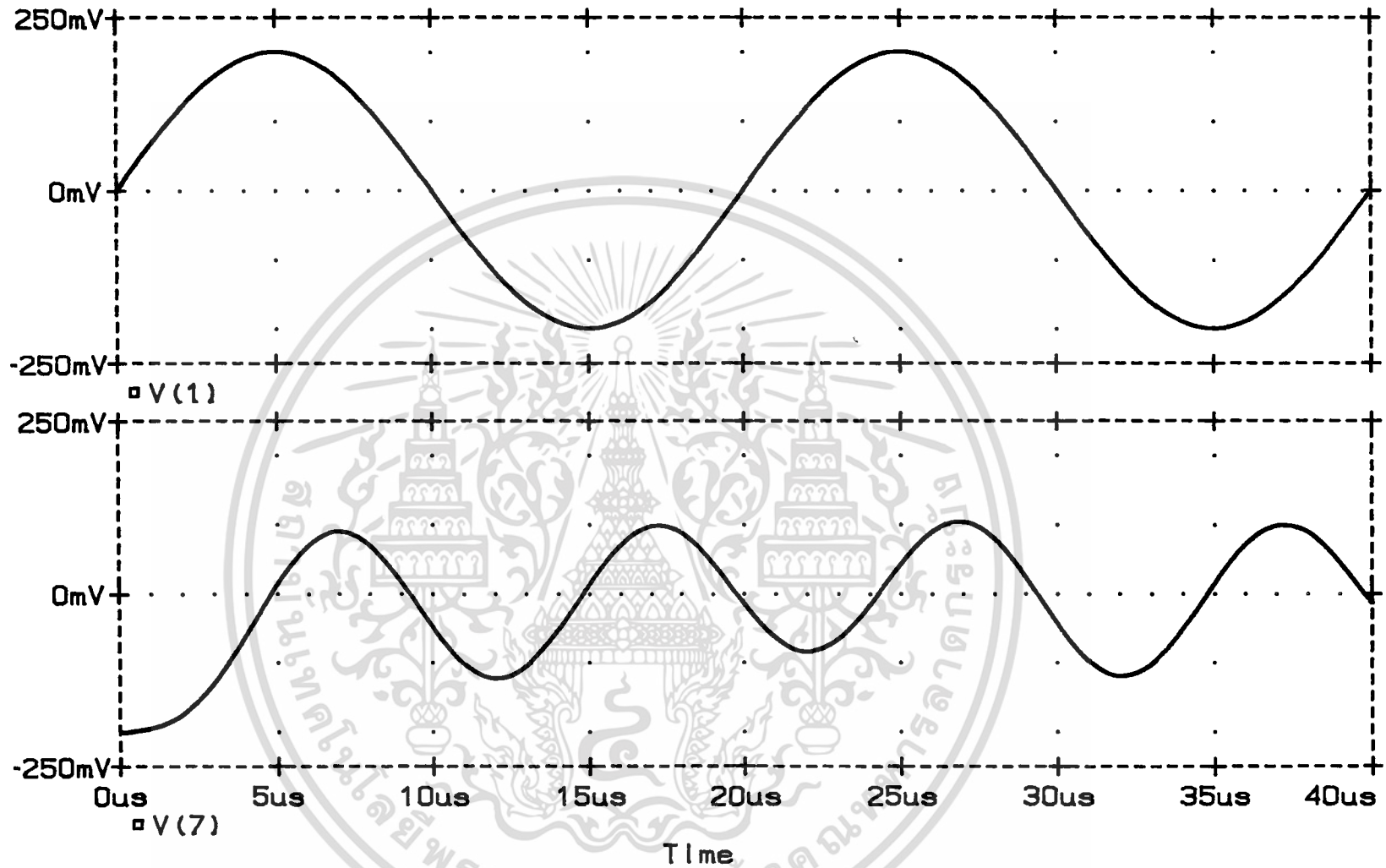


รูปที่ 3.27 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHZ

TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT(2 OP-AMP)

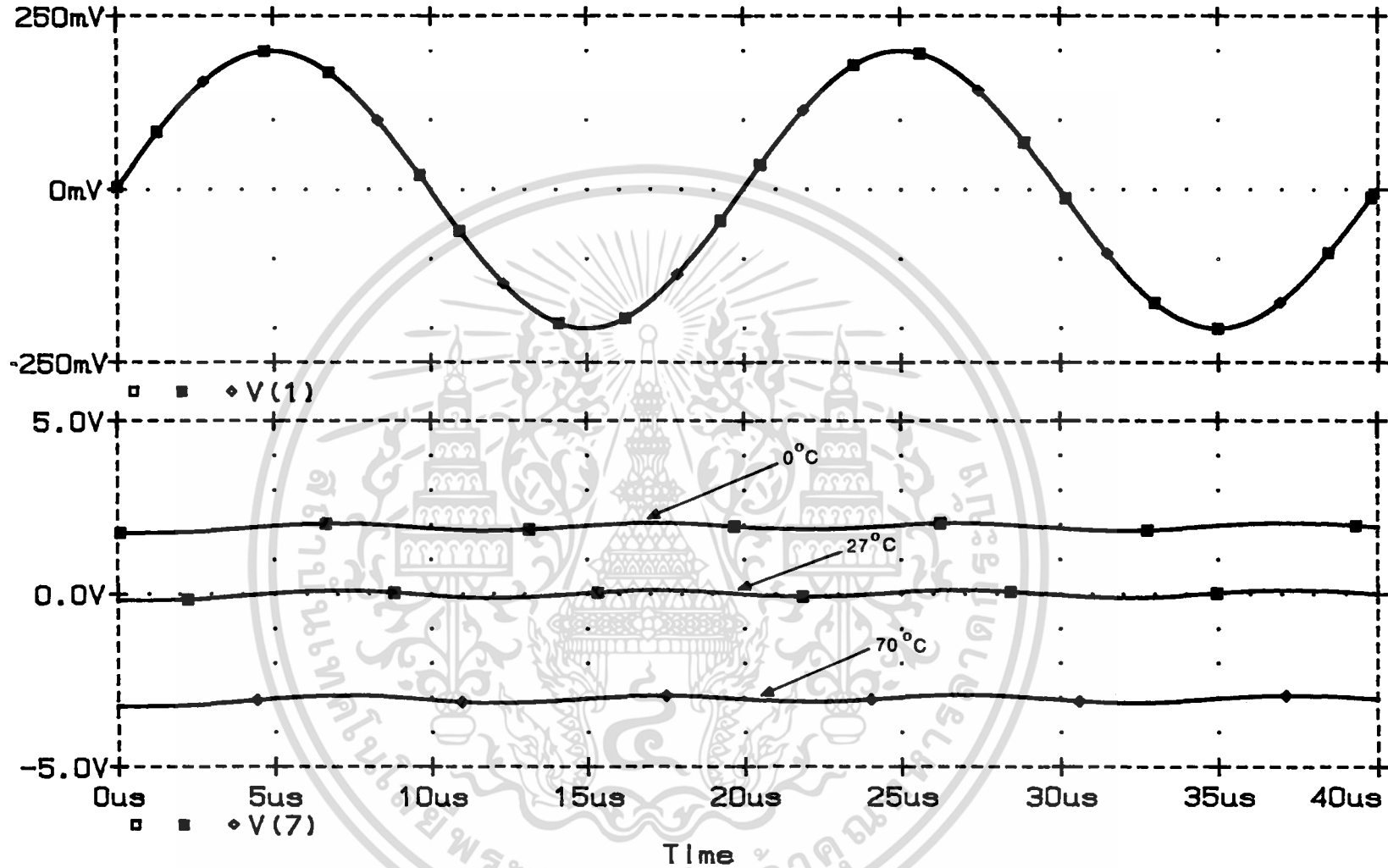
Date/Time run: 7/24/88 21:17:54

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.28 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาดประมาณ 0.2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHz

TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT(2 and...  
 Date/Time run: 7/24/88 21:17:54 Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,



รูปที่ 3.29 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นสี่เหลี่ยม ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาดประมาณ 0.2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHZ

จัดแรงดันดีซีที่เอาท์พุท จากนั้นทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด 0.4  $V_{p-p}$  ความถี่ 50 KHZ จากรูปที่ 3.28 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่อินพุท แต่ขนาดของสัญญาณเอาท์พุทจะมีค่าลดลง คือเหลือเพียง 0.2  $V_{p-p}$  เท่านั้น และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice นี้ จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 200 KHZ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 100 KHZ เท่ากับ 1.664 % ส่วนรูปที่ 3.29 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่า จะเห็นว่าที่อุณหภูมิสูงกว่า และต่ำกว่า 27°C จะเกิดออฟเซตขึ้นมามากพอสมควร

### 3.6.4 วงจรทวิความถี่โดยใช้ออปแอมป์ 3 ตัว

โดยจะทำการเลียนแบบวงจรตามรูปที่ 3.6 กำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_A = R_B = 3.9$  K $\Omega$ ,  $R_C = 2$  K $\Omega$ , และ  $R_2 = 22$  K $\Omega$  โดยที่ตัวต้านทานดังกล่าวทั้งหมดข้างต้นเป็นตัวต้านทานชนิด MR25 แบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 1 % ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ + 50 ppm/°C ส่วนตัวต้านทาน  $R_1$ ,  $R_3$ , และ  $R_4$  จะเป็นไปเทนซี โอมิเตอร์ D961-20 cermet trimmer, multiturn ขนาด 0.75 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 10 % และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ + 100 ppm/°C ค่า  $R_1$  และ  $R_4$  มีค่าเท่ากับ 20.8 K $\Omega$  และ 177 K $\Omega$  ตามลำดับ ส่วนค่า  $R_3$  ซึ่งทำหน้าที่หักล้างแรงดันดีซี จะขอแยกกล่าวเป็นกรณีๆ ไป

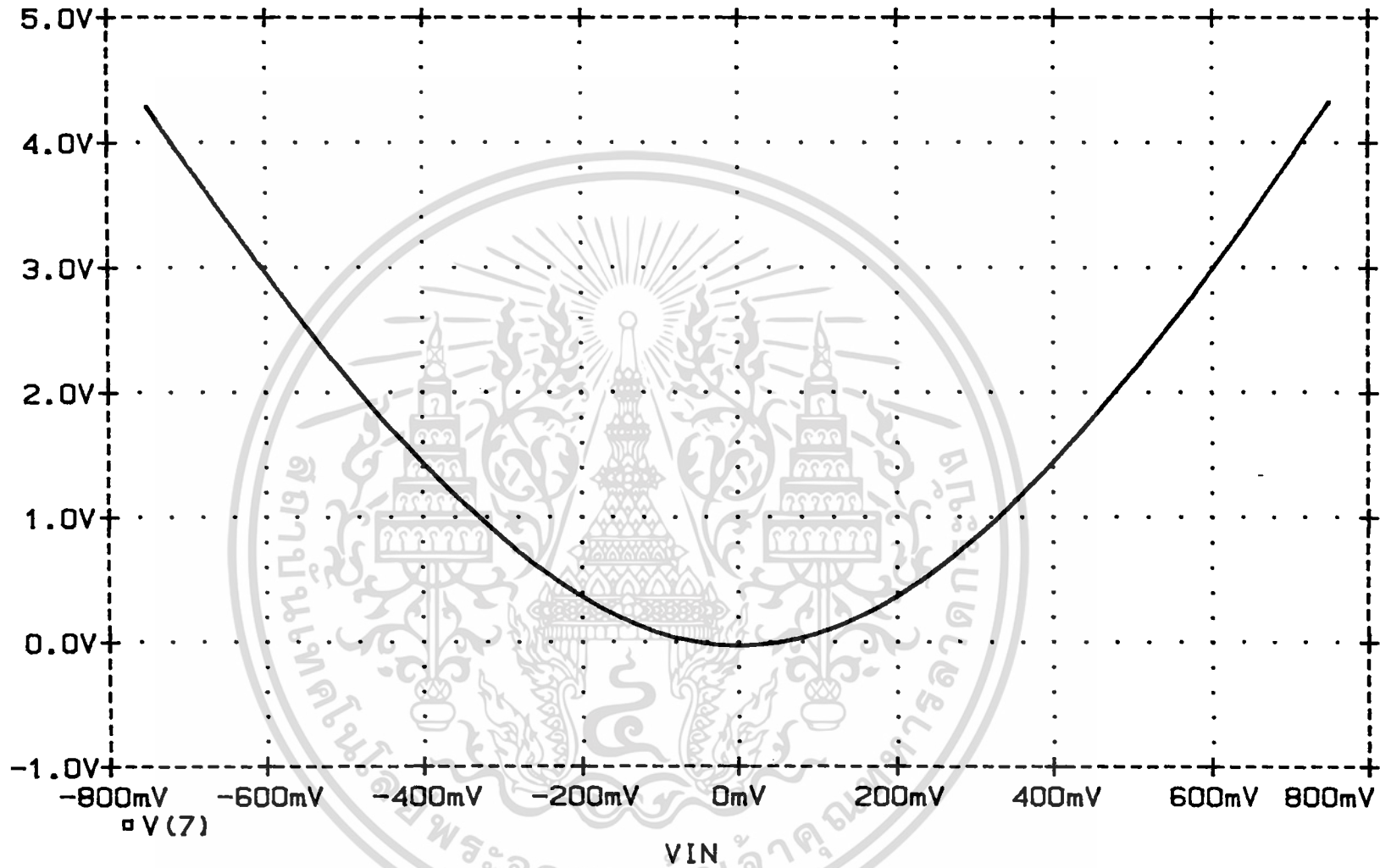
#### 3.6.4.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

ปรับค่า  $R_3$  ให้มีค่าเท่ากับ 19.574 K $\Omega$  จากนั้นจึงทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุทเป็นแรงดันไฟดีซีจาก - 0.75 ถึง 0.75 โวลต์ สเต็ปทีละ 0.005 โวลต์ จากรูปที่ 3.30 จะแสดงผลตอบสนองทางดีซี ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่ารูปที่พล็อตได้จะเป็นไปตามคุณสมบัติของกฎกำลังสอง ส่วนในรูปที่ 3.31 จะแสดงผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่า คือ 0°C, 27°C และ 70°C จะเห็นว่าเกิดออฟเซตขึ้นที่อุณหภูมิ 0°C และ 70°C ค่อนข้างมาก ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับกรณีที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

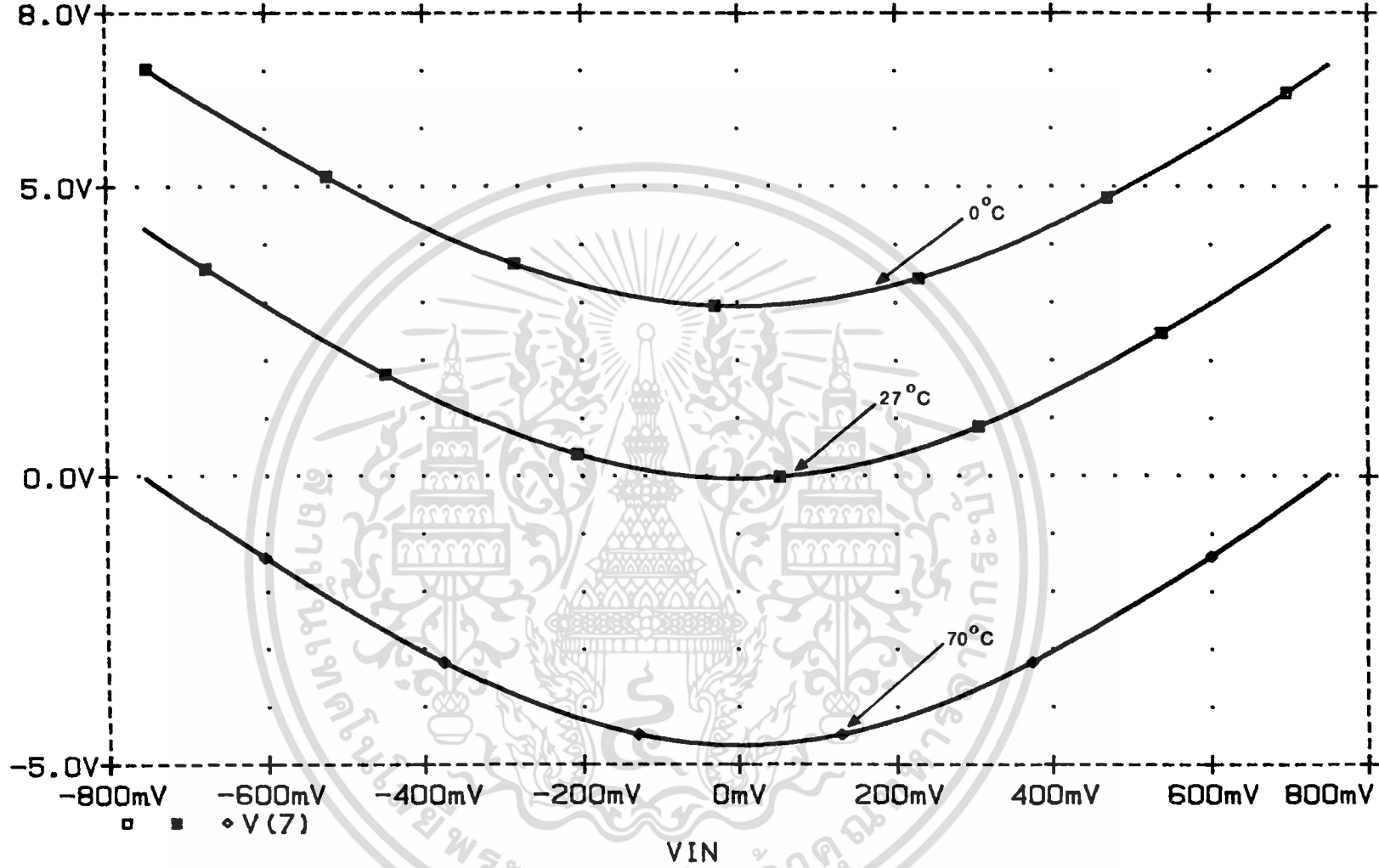
DC CHARACTERISTIC OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (3 OP-AMP)

Date/Time run: 7/24/88 21:17:54

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.30 แสดงคุณสมบัติทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C



รูปที่ 3.31 แสดงคุณสมบัติทางคิของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

### 3.6.4.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง

เพื่อกำจัดแรงดันดริฟท์ที่ปรากฏที่เอาต์พุตให้หมดไป ดังนั้นปรับให้  $R_3$  มีค่าเท่ากับ 19.600 K $\Omega$  จากนั้นทำการทดสอบวงจรถ่วงโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>p-p</sub> ความถี่ 1 KHz จากรูปที่ 3.32 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่อินพุต โดยขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตคือ 0.4 V<sub>p-p</sub> ส่วนค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice นี้ จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz มีค่าเท่ากับ 0.705 % ส่วนรูปที่ 3.33 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง ณ อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C จะสังเกตเห็นว่าเกิดออฟเซตขึ้นมามาก ที่อุณหภูมิ 0°C และ 70°C ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับกรณีที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว

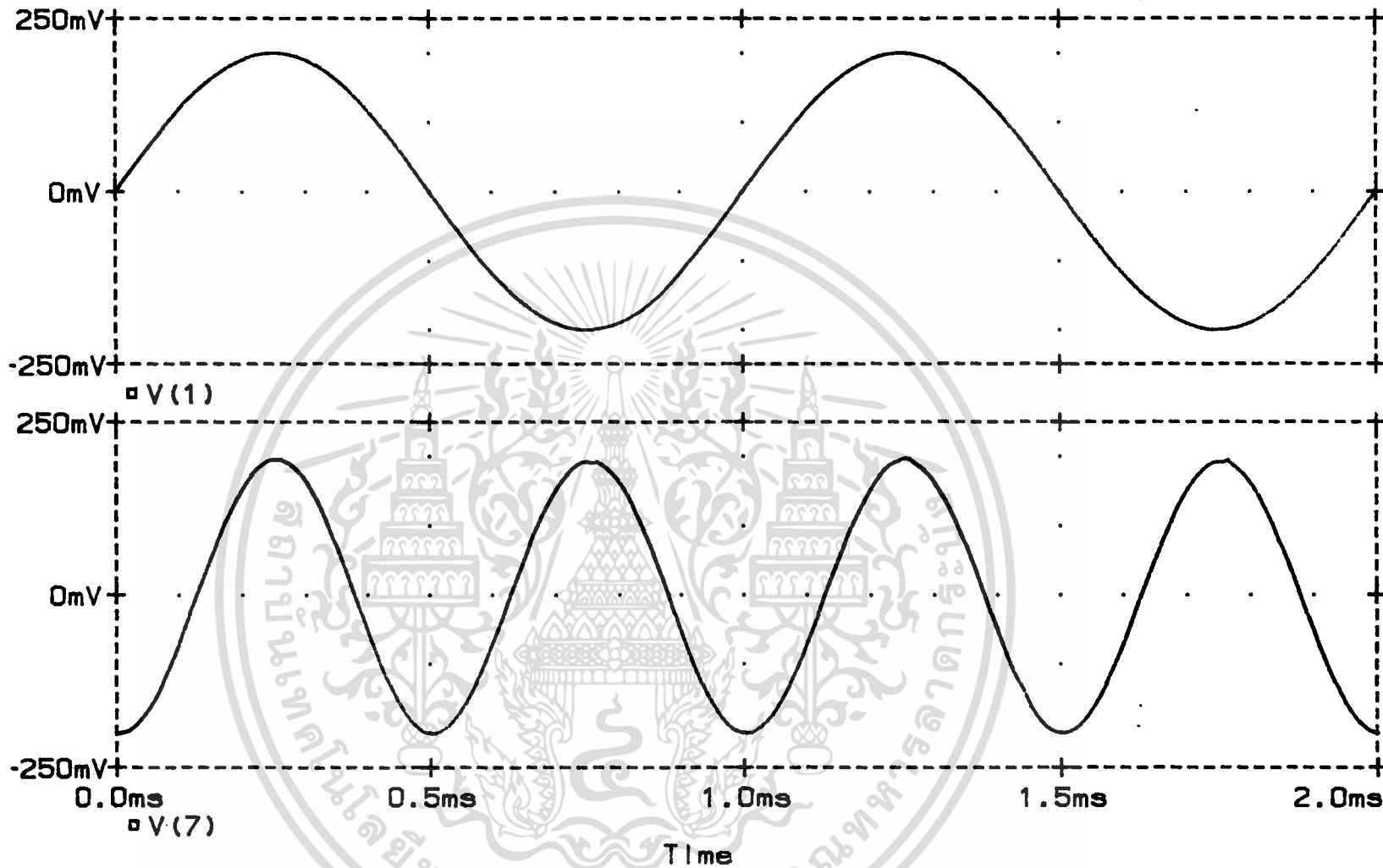
### 3.6.4.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง ที่ความถี่สูงขึ้น

ปรับค่า  $R_3$  ให้มีค่าเท่ากับ 19.600 K $\Omega$  จากนั้นทำการทดสอบวงจรถ่วงโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>p-p</sub> ความถี่ 50 KHz จากรูปที่ 3.34 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่อินพุต แต่ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ 0.18 V<sub>p-p</sub> เท่านั้น และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice นี้ จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 200 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 100 KHz เท่ากับ 1.523 % ส่วนรูปที่ 3.35 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่วง ณ อุณหภูมิที่แตกต่างกันสามค่า จะเห็นว่าที่อุณหภูมิสูงกว่า และต่ำกว่า 27°C จะเกิดออฟเซตขึ้นมาพอสมควร

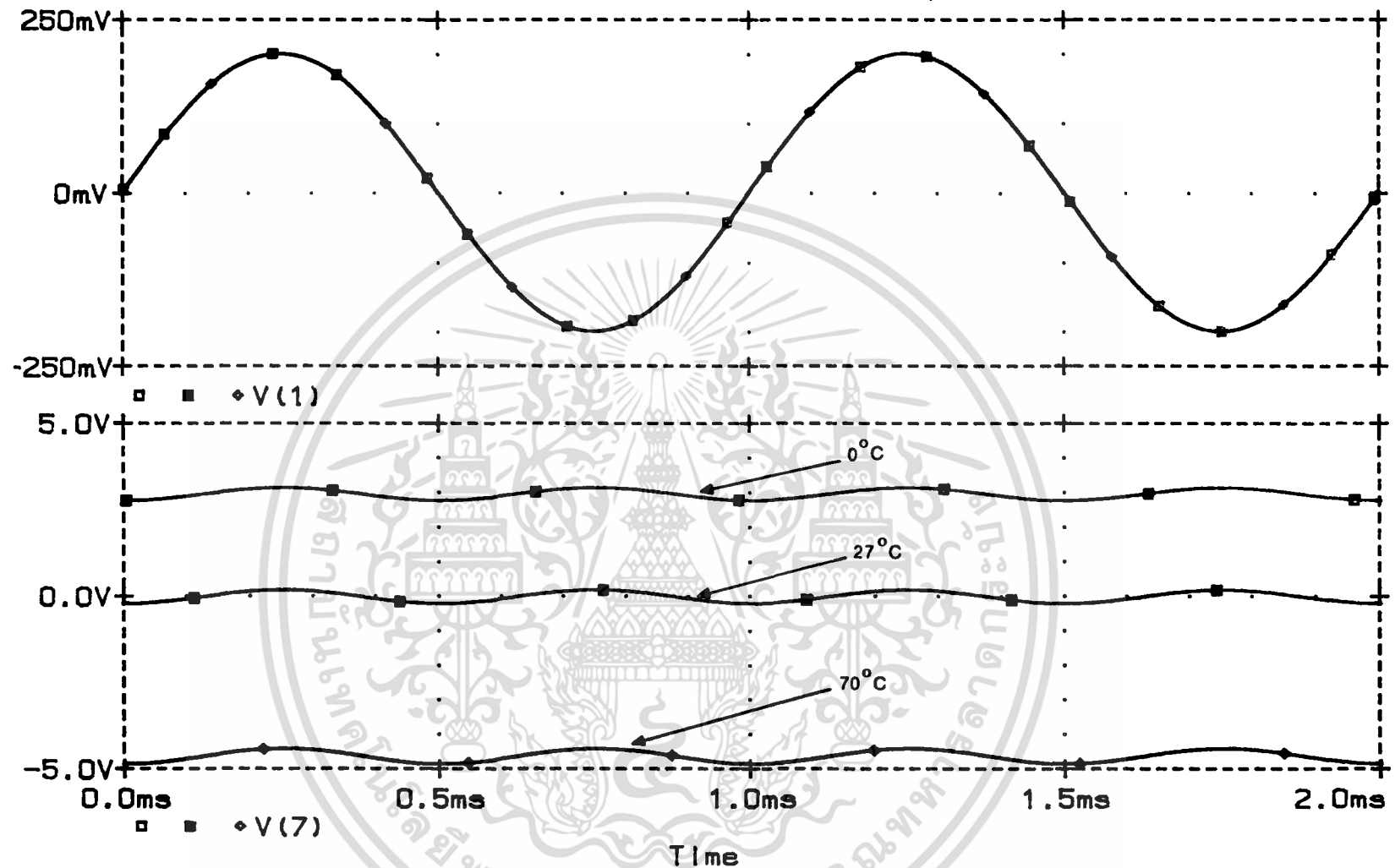
TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (3 OP-AMP)

Date/Time run: 6/30/88 15:04:21

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.32 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHz

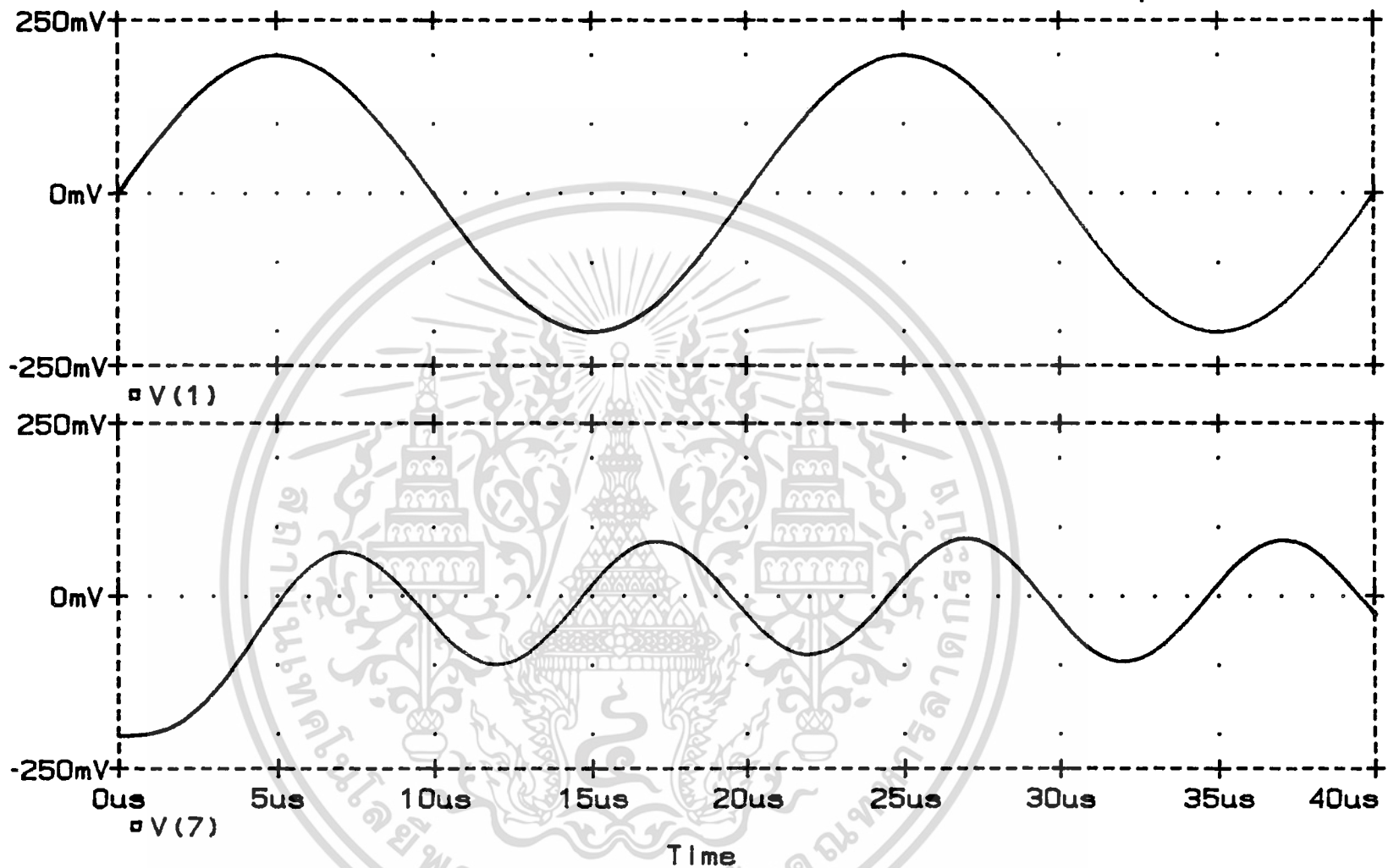


รูปที่ 3.33 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHz

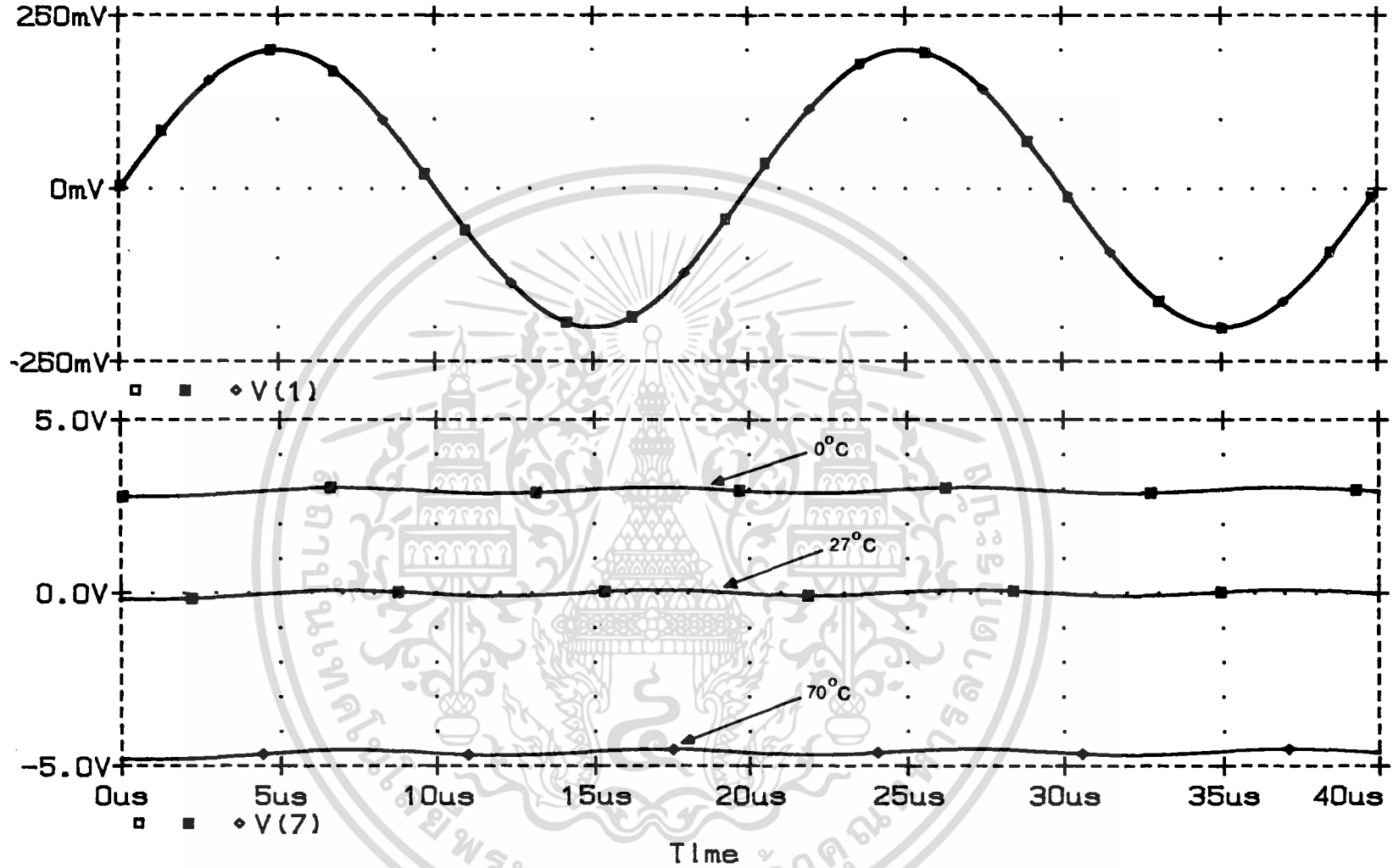
TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT(3 OP-AMP)

Date/Time run: 7/ 1/88 23:15:25

Temperature: 27.0



รูปที่ 3.34 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาดประมาณ 0.18 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHz



รูปที่ 3.35 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 50 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.18 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHz

### 3.7 สรุป

ผลจากการทดลองและจากการเลียนแบบโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์จะเห็นว่า วงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมาโดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว เมื่อเทียบกับแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ทั้งสองวงจรต่างก็สามารถทำหน้าที่เป็นได้ทั้งวงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ที่เที่ยงตรงพอสมควร ในกรณีที่วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 wt เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 wt ทั้งที่ได้จากการทดลองและจากการวิเคราะห์โดยโปรแกรม PSpice ต่างก็ให้ค่าความผิดเพี้ยนต่ำกว่า 2 % ตลอดช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ไม่เกิน 50 KHz ผลจากการวิเคราะห์วงจรที่อุณหภูมิค่าต่างๆ จะเห็นว่าวงจรทั้งสองค่อนข้างจะมีความไวต่ออุณหภูมิมากพอสมควร ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากตัวออปแอมป์เอง และผลของสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของตัวต้านทานที่ตั้งอยู่ในวงจร แต่อุณหภูมิที่ 0°C และ 70°C ที่นำมาวิเคราะห์นั้น เป็นกรณีสุดขีด (extreme) ของออปแอมป์แบบใช้งานทั่วๆ ไป ซึ่งปกติโดยทั่วไปแล้วออปแอมป์มักจะถูกนำมาใช้งานในย่านของอุณหภูมิที่ไม่แตกต่างไปจากอุณหภูมิห้อง (27°C) มากนัก ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนั้นแล้วผลกระทบจากอุณหภูมิที่เป็นตัวทำให้เกิดออฟเซตก็จะน้อยลงมาก แต่ทั้งนี้และทั้งนี้ผลของอุณหภูมิเพียงแต่ทำให้เกิดออฟเซตขึ้นเท่านั้น ไม่ได้ทำให้คุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนแปลงไปแต่ประการใด อนึ่งช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ได้ออกแบบมาใหม่นี้จะสูงถึง 50 KHz (จากการวิเคราะห์การทำงานด้วยโปรแกรม PSpice) ซึ่งนับว่าสูงทีเดียวเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่มีความเที่ยงตรงสูงแบบสมัยนิยม (conventional precision full-wave rectifier) [44] ซึ่งวงจรดังกล่าวมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานแคบมากคือไม่เกิน 1 KHz เท่านั้น เมื่อต่างก็ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM741 เช่นกัน

#### บทที่ 4

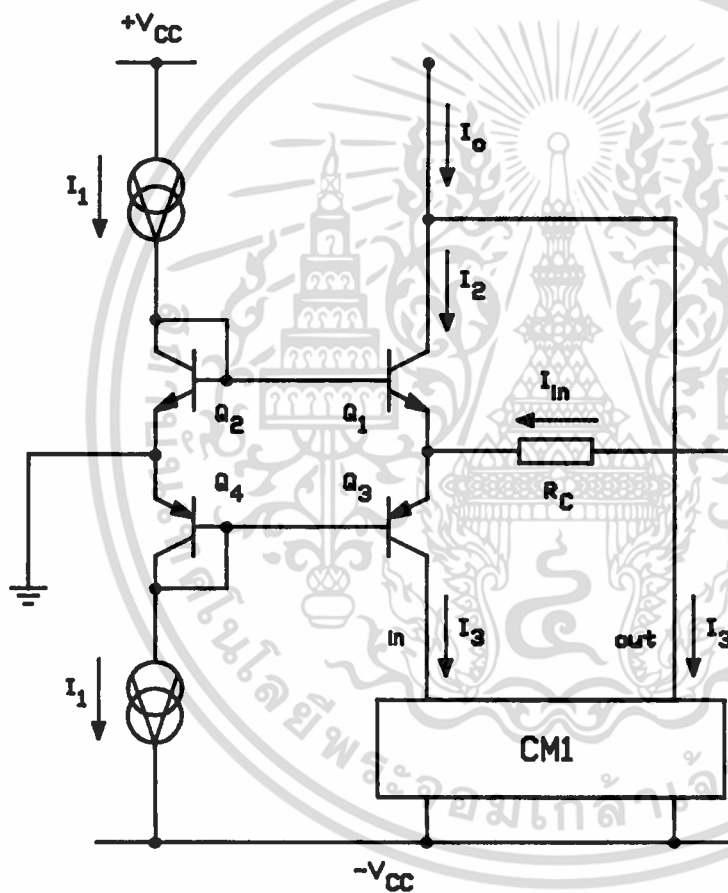
### วงจรถักความถี่ และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวมและแบบที่ใช้ เพียงวงจรถักกระแสเท่านั้น

#### 4.1 บทนำ

เมื่อเรารู้ว่าได้มีการเสนอหลักการของวงจรถักความถี่เนียร์รูปแบบคู่เท่า (dual translinear loop) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN หนึ่งคู่ และ PNP หนึ่งคู่ ซึ่งหลักการดังกล่าวได้ถูก นำไปสร้างเป็นวงจรถักกระแสเป็นกระแส (current-to-current converter) [45], วงจรถักกระแสเป็นกระแส (voltage-to-current converter) [46], วงจรถักกระแสเป็นกระแสแบบลบ (negative impedance converter) [47], [48] และวงจรถักกระแส (current conveyor) [49] จุดประสงค์ของบทนี้จะเป็นการแสดงว่าหลักการของทรานซิสเตอร์รูปแบบคู่เท่าสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรถักความถี่และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นได้ ซึ่งจะมีการเสนอวงจรถักความถี่ในสองรูปแบบ โดยวงจรถักความถี่แบบแรกจะใช้เพียงวงจรถักกระแสที่เป็นชิ้นส่วนชนิดแอกทีฟเท่านั้น ส่วนวงจรถักความถี่แบบที่สองจะใช้วงจรถักกระแสเป็นกระแสแบบคลาสเอบี (class AB voltage-to-current converter) เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการเสนอวงจรถักความถี่โดยใช้ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ [50] และวงจรถักความถี่โดยใช้หลักการของทรานซิสเตอร์เนียร์ [25] แต่วิธีทั้งสองก็มีข้อเสียเนื่องจากวงจรถักความถี่จะทำงานได้ดีก็ต่อเมื่อให้กระแสไบแอสมีค่าสูงมากๆ เช่นหลายมิลลิแอมป์ ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำไปทำเป็นวงจรรวม ส่วนวงจรถักความถี่ที่เสนอโดย Ashok [24] แม้ว่าจะเสนอในรูปแบบของวงจรรวม แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีข้อยุ่งยากในการสร้างเนื่องจากวงจรถักความถี่จำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่สมพงษ์กันเป็นจำนวนมาก ต่อมาได้มีการเสนอวงจรถักความถี่ที่ปราศจากการประมาณค่าทางคณิตศาสตร์ [26] แม้ว่าจะให้ความเที่ยงตรงมาก แต่เนื่องจากวงจรถักความถี่ใช้แอมป์จึงจำกัดด้านความถี่ที่สูงอีกทั้งอินพุตของวงจรถักความถี่จะต้องอยู่ในรูปของไซน์-โคไซน์ (sine-cosine) ซึ่งค่อนข้างจะยุ่งยาก หลังจากนั้นก็ได้มีการเสนอวงจรถักความถี่ที่มีความเที่ยงตรงสูง [27] แต่วงจรถักความถี่ดังกล่าวแรงดันดีวีซีที่ปรากฏขึ้นที่เอาต์พุตไม่ได้ถูกจำกัดออกไปอีกทั้งวงจรถักความถี่ก็ยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิอยู่มาก นอกจากนี้แล้วในส่วนของวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่เสนอโดย [34]–[37] แม้จะมีความเที่ยงตรงสูงแต่เนื่องจากวงจรถักความถี่ทั้งหมดใช้แอมป์เป็นองค์ประกอบหลัก ดังนั้นจึงถูกจำกัด

ด้านความถี่สูง จากการออกแบบและทดลองรวมทั้งเขียนแบบการทำงานของวงจรที่ได้ เสนอในบทนี้ก็จะเห็นว่าสามารถแก้ไขข้อเสียต่างๆดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นได้เป็นอย่างดี

#### 4.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 4.1 หลักการเบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_3$  และ  $Q_4$  ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปแบบคู่เท่า เมื่อกระแส  $I_1$  เป็นกระแสดีซีไบแอส และ  $I_{in}$  เป็นกระแสสัญญาณอินพุต ถ้าเราสมมุติว่า ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_3$  และ  $Q_4$  มีคุณสมบัติดังนี้

ก.) ค่าอัตราขยายกระแส  $\beta \gg 1$

ข.)  $V_{BE} > 4V_T$  (โดยที่  $V_T$  คือ เทอร์มอลโวลต์เตจ มีค่าเท่ากับ 26 mV ที่ 300 K)

ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับแรงดันที่เบส จะเป็น

$$I_C = I_R \exp ( V_{BE}/V_T ) \text{ โดยที่ } I_R \text{ คือกระแสอิ่มตัวย้อนกลับของรอยต่อพี-เอ็น}$$

ค.) รอยต่อพี-เอ็นทั้งหมดมีอุณหภูมิ  $T$  ที่จุดเดียวกัน

ง.) คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  สมพ้องกัน

จ.) คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  สมพ้องกัน

จากข้อสมมติเหล่านี้ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแส  $I_1, I_2, I_3$  และ  $I_{in}$

ได้ดังในภาคผนวก ก คือ

$$I_2 = \{ ( I_{in}^2 + 4I_1^2 )^{1/2} - I_{in} \} / 2 \tag{4.1}$$

$$I_3 = \{ ( I_{in}^2 + 4I_1^2 )^{1/2} + I_{in} \} / 2 \tag{4.2}$$

ในเชิงขั้วของวงจรในรูปที่ 4.1 นี้ จะเห็นว่าวงจรสะท้อนกระแส CM1 จะสะท้อนกระแส  $I_3$  มาบวกกับกระแส  $I_2$  ถ้าวงจรสะท้อนกระแส CM1 มีอัตราการสะท้อนเป็นหนึ่งต่อหนึ่ง ดังนั้นกระแสเอาต์พุต  $I_o$  จะมีค่าเท่ากับ

$$I_o = I_2 + I_3 \tag{4.3}$$

### 4.3 วงจรทวิความถี่

จากสมการ(4.1), (4.2) และ (4.3) จะได้กระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_o = ( I_{in}^2 + 4I_1^2 )^{1/2} \tag{4.4}$$

หรือ 
$$I_o = 2I_1 \{ 1 + ( I_{in}^2 / 4I_1^2 ) \}^{1/2} \tag{4.5}$$

ถ้าเราป้อนกระแสสัญญาณอินพุต  $I_{in}$  เป็น  $I_m \sin \omega t$  ดังนั้นสมการ(4.5) จะกลายเป็น

$$I_o = 2I_1 \{ 1 + ( I_m^2 / 4I_1^2 ) \sin^2 \omega t \}^{1/2} \tag{4.6}$$

หรือ 
$$I_o = 2I_1(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $k_1 = I_m^2/4I_1^2$  และถ้าหากเรากำหนดให้  $k_1 < 1.0$  แล้วเทอมที่อยู่ในวงเล็บสามารถกระจายโดยใช้อนุกรมกำลัง(power series)

$$\sqrt{1+X} = 1 + (1/2)X - (1/8)X^2 + (1/16)X^3 - \dots$$

ดังนั้นสมการ(4.7) จะกลายเป็น

$$I_o = I_{dc} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + I_{6\omega} \cos 6\omega t + \dots \quad (4.8)$$

เมื่อ  $I_{dc}$ ,  $I_{2\omega}$ ,  $I_{4\omega}$ ,  $I_{6\omega}$ , ... แทนขนาดสัมประสิทธิ์ของกระแสดีซี และขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆโดยที่

$$\begin{aligned} I_{dc} &\cong \{1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3\} 2I_1 \\ I_{2\omega} &\cong \{-(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3\} 2I_1 \\ I_{4\omega} &\cong \{-(1/64)k_1^2 + (3/256)k_1^3\} 2I_1 \\ I_{6\omega} &\cong \{-(1/512)k_1^3\} 2I_1 \end{aligned} \quad (4.9)$$

และถ้าหากเราเลือกให้ค่า  $k_1$  น้อยลงไปอีกคือให้  $k_1 < 0.4$  ดังนั้นกระแสเอาท์พุทจะประมาณได้เป็น

$$I_o \cong I_{dc} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \quad (4.10)$$

จากสมการ(4.10) นี้จะเห็นชัดว่ากระแสเอาท์พุทประกอบด้วยองค์ประกอบกระแสดีซี และกระแสสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของกระแสสัญญาณอินพุท

#### 4.4 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

จากสมการ(4.1) และ(4.2) ถ้าเราเลือกให้กระแสสัญญาณอินพุท  $|I_{in}| \gg I_1$  ดังนั้นวงจรจะทำงานในลักษณะคลาส บี โหมด(class B mode) นั้นหมายความว่า

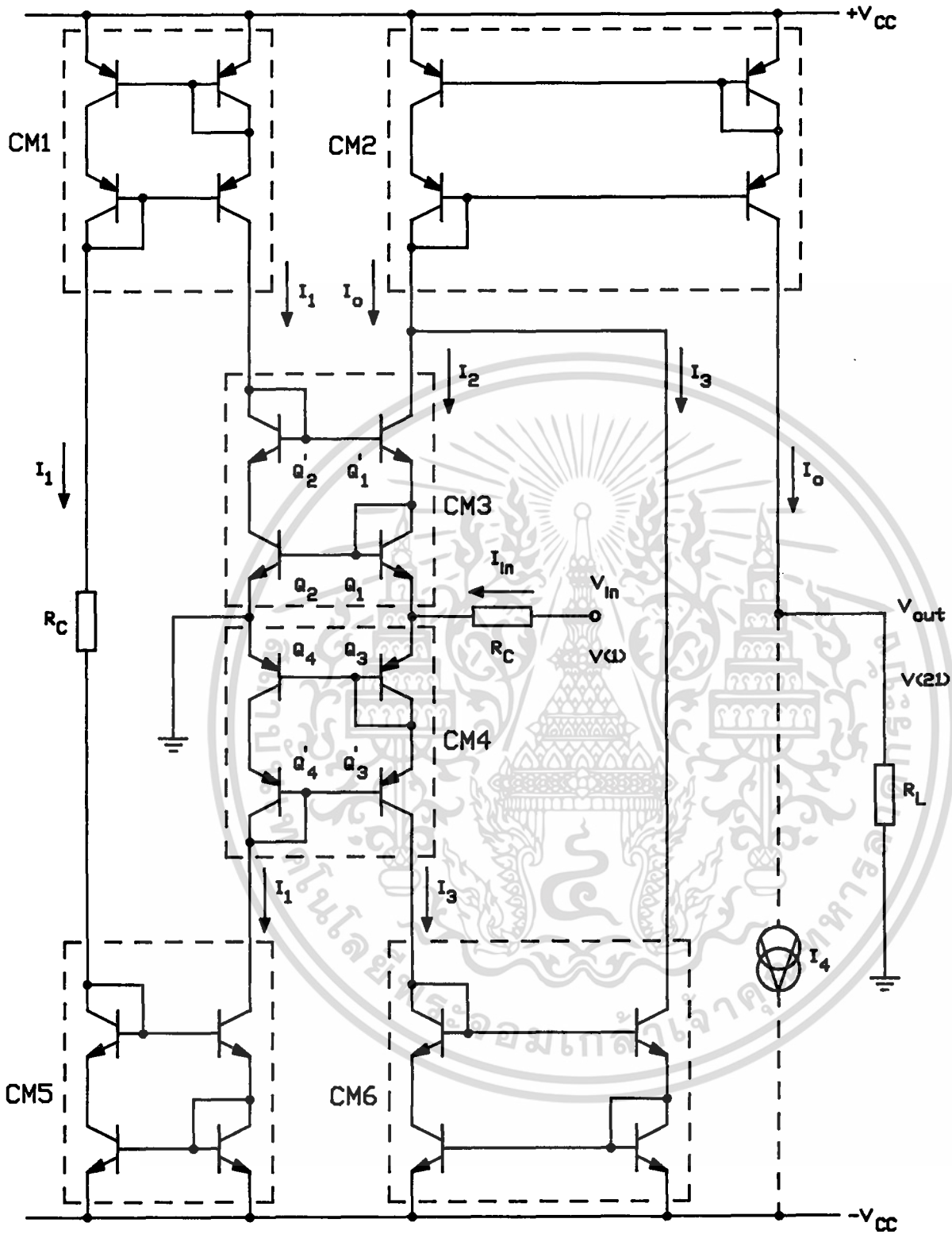
$$I_2 \cong 0 \quad \text{และ} \quad I_3 \cong I_{in} \quad \text{สำหรับ} \quad I_{in} > 0 \quad (4.10)$$

$$\text{และ} \quad I_2 \cong I_{in} \quad \text{และ} \quad I_3 \cong 0 \quad \text{สำหรับ} \quad I_{in} < 0 \quad (4.11)$$

ดังนั้นกระแสเอาท์พุทจะกลายเป็น

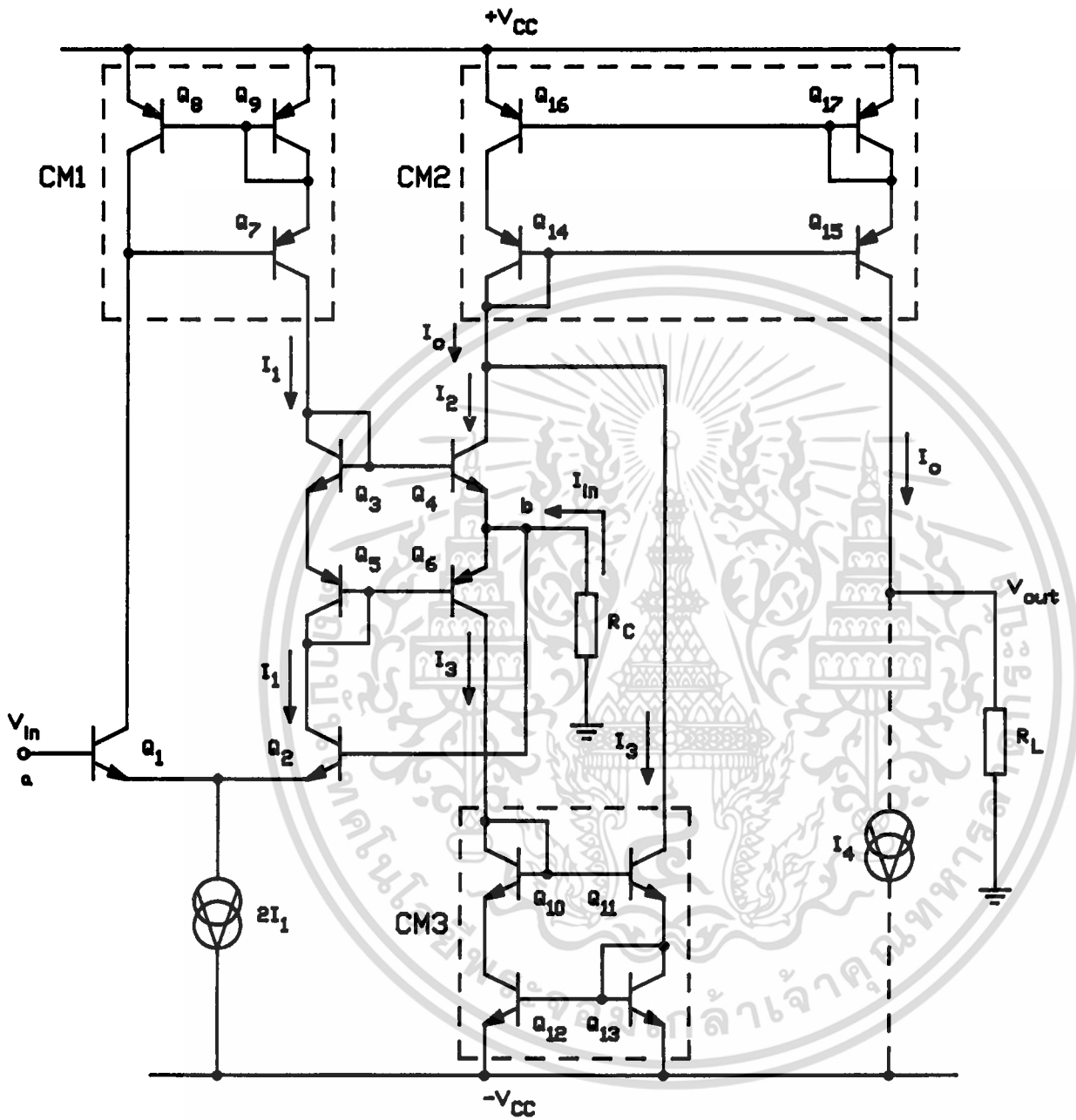
$$I_o = |I_{in}| \quad (4.12)$$

จะเห็นได้ชัดว่าในกรณีที่วงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น



รูปที่ 4.2 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรที่ควบคุมโหมดร่วม โดยใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 วงจรในทางปฏิบัติ

อาศัยพื้นฐานในวงจรรูปที่ 4.1 จะเห็นว่ามียุ่สองวิธีที่จะใช้ในการออกแบบ โดยแบบแรกจะใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 4.2 เมื่อ  $R_C$  ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสสัญญาณ  $I_{in} = V_{in}/R_C$  และกระแส  $I_1$  จะถูกจ่ายมาจากแหล่งจ่ายแรงดันผ่าน  $R_1$  จะสังเกตเห็นว่าวงจรสะท้อนกระแสทั้งหมดจะอยู่ในรูปของวงจรสะท้อนกระแสแบบ modified wilson's current mirror[51] ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้มีข้อได้เปรียบเนื่องจากว่าในปัจจุบันนี้มีไอซีประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สี่ตัวบรรจุอยู่บนชิพเดียว[52] เช่นเบอร์ MPQ3904 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NPN สี่ตัว, เบอร์ MPQ3906 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ PNP สี่ตัว ดังนั้นจึงสะดวกที่จะนำไปทำเป็นวงจรสะท้อนกระแสดังกล่าว ส่วนวงจรแบบที่สองดังแสดงในรูปที่ 4.3 วงจรนี้ดัดแปลงมาจากวงจรเปลี่ยนความต้านทานลบที่มีช่วงการทำงานกว้างของ W. Surakampontrorn[47] วงจรประกอบด้วยวงจรย่อย 3 วงจรคือวงจรตามแรงดันสัญญาณซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_7, Q_8$  และ  $Q_9$  วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปแบบคู่เท้าซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_3, Q_4, Q_5$  และ  $Q_6$  และวงจรสะท้อนกระแส CM2 และ CM3 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ ในส่วนของวงจรตามแรงดันนั้น วงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบด้วย  $Q_7, Q_8$  และ  $Q_9$  บังคับให้กระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  เท่ากันเสมอ ทำให้  $V_{BE1} = V_{BE2}$  เสมอ ดังนั้นแรงดันตกคร่อม  $R_C$  จึงเท่ากับ  $V_{in}$  เสมอ และแรงดัน  $V_{in}$  นี้จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส  $I_{in} = V_{in}/R_C$  ไหลเข้าสู่วงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งกระแสไบแอสวงจรทรานส์ลิเนียร์ ในกรณีนี้คือ  $I_1$

วงจรสะท้อนกระแส CM3 จะทำหน้าที่สะท้อนกระแส  $I_3$  เพื่อมาทำการบวกกับกระแส  $I_2$  ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  และไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแส CM2 สะท้อนกระแส  $I_0$  ที่เกิดจาก  $I_3$  บวกกับ  $I_2$  มายัง  $R_L$  จากสมการ(4.7) และ(4.8) ถ้าหาก  $k_1 < 0.4$  แล้ว เราจะได้

$$V_{out} \cong (I_{dc} + I_{2w} \cos 2wt)R_L \tag{4.13}$$

โดยที่ค่า  $I_{dc}$  และ  $I_{2w}$  สามารถคำนวณโดยใช้สมการ(4.9) ส่วนกระแส  $I_4$  ในวงจรตามรูปที่ 4.3 นั้นจะต้องปรับให้มีค่าเท่ากับ  $I_{dc}$  เพื่อให้แรงดัน  $V_{out}$  มีเพียงสัญญาณความถี่เพียงอย่างเดียวเท่านั้น และถ้าหากกรณี  $|I_{in}| \gg I_1$  แล้ววงจรจะทำหน้าที่เป็นเร็กติไฟแบบเต็มคลื่น จากสมการ(4.12) จะ

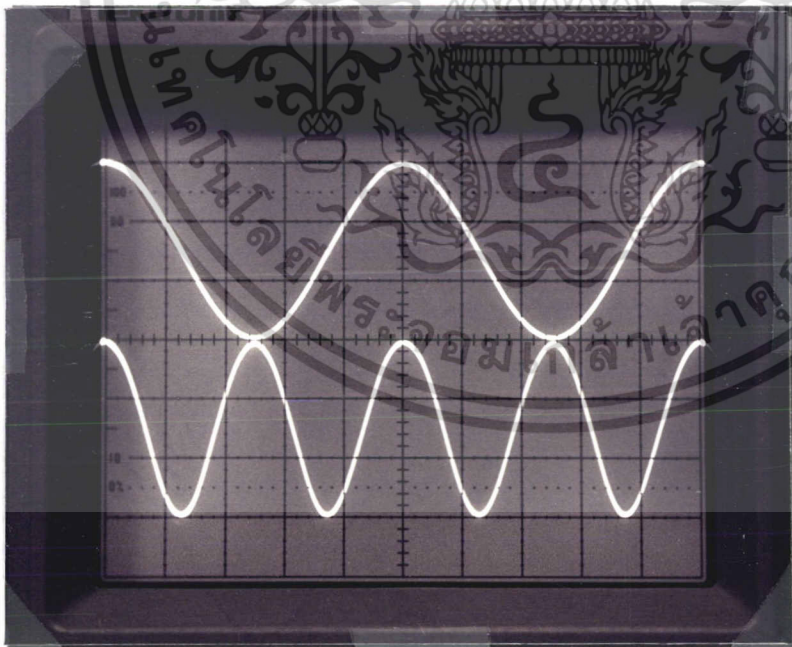
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้แรงดันเอาต์พุตเป็น

$$V_{out} \cong R_L |I_{in}| \quad (4.14)$$

#### 4.6 ผลการทดสอบวงจร

เนื่องจากทั้งสองวงจรต่างก็ใช้หลักการและวิธีการของทรานซิสเตอร์แบบคู่เท่า ดังนั้นในการทดลองวงจรจริงจะทดลองเฉพาะวงจรในรูปที่ 4.3 เท่านั้น ส่วนวงจรในรูปที่ 4.2 ที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสจะทำการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice แทน ดังนั้นจึงได้ทดลองสร้างวงจรตามรูปที่ 4.3 โดยทำการทดลองต่อบนแผงทดลองวงจรต้นแบบ (protoboard) โดยที่ทรานซิสเตอร์แบบ NPN ทุกตัวในวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ LM3046 ซึ่งเป็นชุดทรานซิสเตอร์ชนิดโมโนลิธิค (monolithic transistor array) ส่วนทรานซิสเตอร์แบบ PNP จะใช้ทรานซิสเตอร์แบบตัวเดี่ยวเบอร์ 2N3906 ส่วนตัวดึงกระแสแสดงตัว  $2I_1$  จะใช้ไอซีเบอร์ TL011 ในกรณีของทรานซิสเตอร์แบบตัว



รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองที่ความถี่สัญญาณคลื่นไซน์ ของวงจรในรูปที่ 4.3

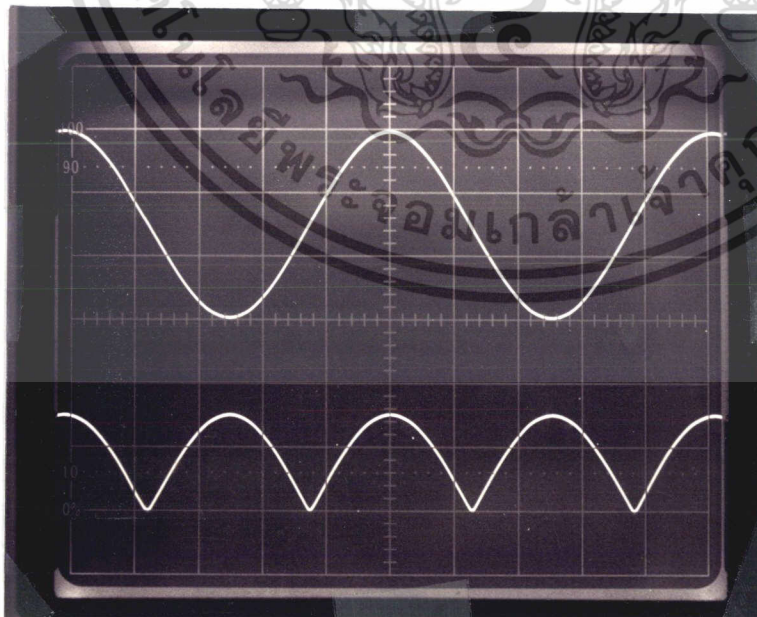
ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  ความถี่ 1 KHz

ข้างล่าง แรงดันสัญญาณเอาต์พุต ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  ความถี่ 2 KHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดี่ยวนั้นต้องเลือกให้ทรานซิสเตอร์เหล่านี้สัมพันธ์กันมากที่สุด เพื่อให้ผลการทดลองที่ได้เทียบเท่ากับเมื่อวงจรถูกนำไปทำเป็นวงจรรวม

ในรูปที่ 4.4 เป็นผลจากการทดลองวงจรทวีความถี่ในรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นแบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม ผลจากการทดสอบจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณอินพุต โดยที่ขนาดของแรงดันเท่ากัน

จากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1 KHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  และปรับให้  $2I_1 = 200 \mu A$ ,  $R_C = 4.7 K\Omega$  ซึ่งจะให้ค่า  $k_1 = 0.283$  และเพื่อให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น  $1 V_{P-P}$  เช่นกัน ค่า  $R_L$  ที่ใช้จะเท่ากับ  $38 K\Omega$  จะเห็นว่าสัญญาณความถี่ไซน์ที่เอาต์พุตจะเป็น 2 KHz ผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะได้ความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz เท่ากับ 1.55 % แต่จากการคำนวณโดยสมการ (4.8) จะได้ความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz เท่ากับ 1.47 % จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ถึง 40 KHz



รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองเร็กติไฟแบบเต็มคลื่น ของวงจรในรูปที่ 4.3

ข้างบน แรงดันสัญญาณอินพุต ขนาดของแรงดันเท่ากับ  $1 V_{P-P}$  ความถี่ 1 KHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้บริการงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ก็ตาม กรุณาแจ้งชื่อผู้จัดทำเอกสารฉบับนี้ให้ผู้เกี่ยวข้องได้รับทราบทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 จะแสดงผลตอบสนองเร็กติไฟแบบเต็มคลื่น ของวงจรในรูปที่ 4.3 โดยกำหนดให้ค่าของความต้าน  $R_C$  และ  $R_L$  มีค่าเท่ากับ 75  $\Omega$  เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตความถี่คลื่นไซน์ 1 KHz ขนาดของแรงดัน 1  $V_{p-p}$  จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณเร็กติไฟแบบเต็มคลื่น ขนาดของแรงดัน 0.5  $V_{p-p}$  ค่าความคลาดเคลื่อนของสัญญาณเอาต์พุตที่สังเกตได้มีค่าประมาณ 1.4 % เนื่องจากว่าการทดสอบวงจรเป็นการต่อวงจรโดยใช้อุปกรณ์แบบตัวเดียว เป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นถ้าหากว่าการทดสอบวงจรอยู่ในรูปวงจรรวมจริงๆ ก็คาดหวังว่าจะให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าอย่างแน่นอน

#### 4.7 การเลือกแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่และวงจรเร็กติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเลือกแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.2 ซึ่งรูปแบบของวงจรจะใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น ดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้นแล้วว่าปัจจุบันนี้มีไอซีเบอร์ MPQ3904 ซึ่งภายในประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NPN อยู่ 4 ตัว และไอซีเบอร์ MPQ3906 ซึ่งภายในประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ PNP อยู่ 4 ตัว ในการเลือกแบบวงจรจะใช้โปรแกรม PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์โดยที่โมเดล(model) ของทรานซิสเตอร์ NPN จะใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP จะใช้เบอร์ 2N3906 ซึ่งโมเดลดังกล่าวมีอยู่ในไฟล์ชื่อ QNOM.LIB ของโปรแกรม PSpice สามารถเรียกใช้ได้เลย

##### 4.7.1 วงจรเร็กติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

โดยการเลือกแบบการทำงานในวงจรรูปที่ 4.2 กำหนดให้  $V_{CC} = 15$  โวลต์ กระแสไบแอส  $I_1 = 100 \mu A$  ดังนั้น  $R_1 = 270 K\Omega$  เพื่อให้  $|I_{in}| \gg I_1$  ดังนั้นเลือก  $R_C = 75 \Omega$  ซึ่งทั้ง  $R_1$  และ  $R_C$  จะใช้ตัวต้านทานชนิด MR25 แบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน  $\pm 1\%$  สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+ 50 ppm/^\circ C$  ส่วนค่า  $R_L$  เพื่อที่จะให้สัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตเป็นหนึ่งต่อหนึ่งค่า  $R_L$  ควรจะมีค่า 75  $\Omega$  เท่ากับ  $R_C$  ด้วย แต่จริงๆแล้วหาเป็นเช่นนั้นไม่เนื่องจากว่าค่ากระแสคอลเลกเตอร์ที่ไหลเข้าสู่  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าไม่เท่ากันจริง ดังนั้นจึงทำให้เกิดผลต่าง  $\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$  ขึ้นเนื่องจากกระแส  $\Delta I$  นี้ก็คือเกิดความต้านทานอินพุตขึ้น

$$R_{in} = \Delta V_{BE} / \Delta I = -(V_T / \Delta I) \ln(I_2 / I_1) \tag{4.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_T$  = เทอร์มอลโวลต์เตจ มีค่าประมาณ 26 mV ที่ 300 องศาเซลวิน

$\Delta I$  = ค่าความแตกต่างระหว่างกระแสที่ไหลผ่านเบส-อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$

จากสมการ(4.1) เราจะได้

$$R_{in} = -(V_T/\Delta I) \ln\left[\left(\frac{\Delta I}{2I_1}\right)^2 + 1\right]^{1/2} - \left(\frac{\Delta I}{2I_1}\right) \tag{4.16}$$

และถ้าหากว่า  $\Delta I \ll 2I_1$  แล้วสมการ(4.16) จะกลายเป็น

$$R_{in} \cong V_T/2I_1 \tag{4.17}$$

นั่นคือค่ากระแสอินพุทจริงๆของวงจรจะเป็น

$$I_{in} = V_{in}/(R_C + R_{in})$$

ดังนั้นค่า  $R_L$  จะใช้ไปแทนซีโอมิเตอร์ D961-20 cermet trimmer, multiturn ขนาด 0.75 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 10 % และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ + 100 ppm/ $^{\circ}$ C, ส่วนตัวดึงกระแสคงตัว  $I_4$  จะมีค่าเท่ากับ 203.5  $\mu$ A

#### 4.7.1.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

ทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณอินพุทเป็นแรงดันดีซีจาก -2 ถึง 2 โวลต์ สเต็ปทีละ 0.005 โวลต์ และกำหนดให้  $R_L = 88 \Omega$  จากรูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27 $^{\circ}$ C จะเห็นว่าวงจรให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณอินพุท ซึ่งค่าที่ได้มีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย ส่วนในรูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิแตกต่างกันสามค่าคือที่ 0 $^{\circ}$ C, 27 $^{\circ}$ C และ 70 $^{\circ}$ C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุทที่ได้แทบจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเลย

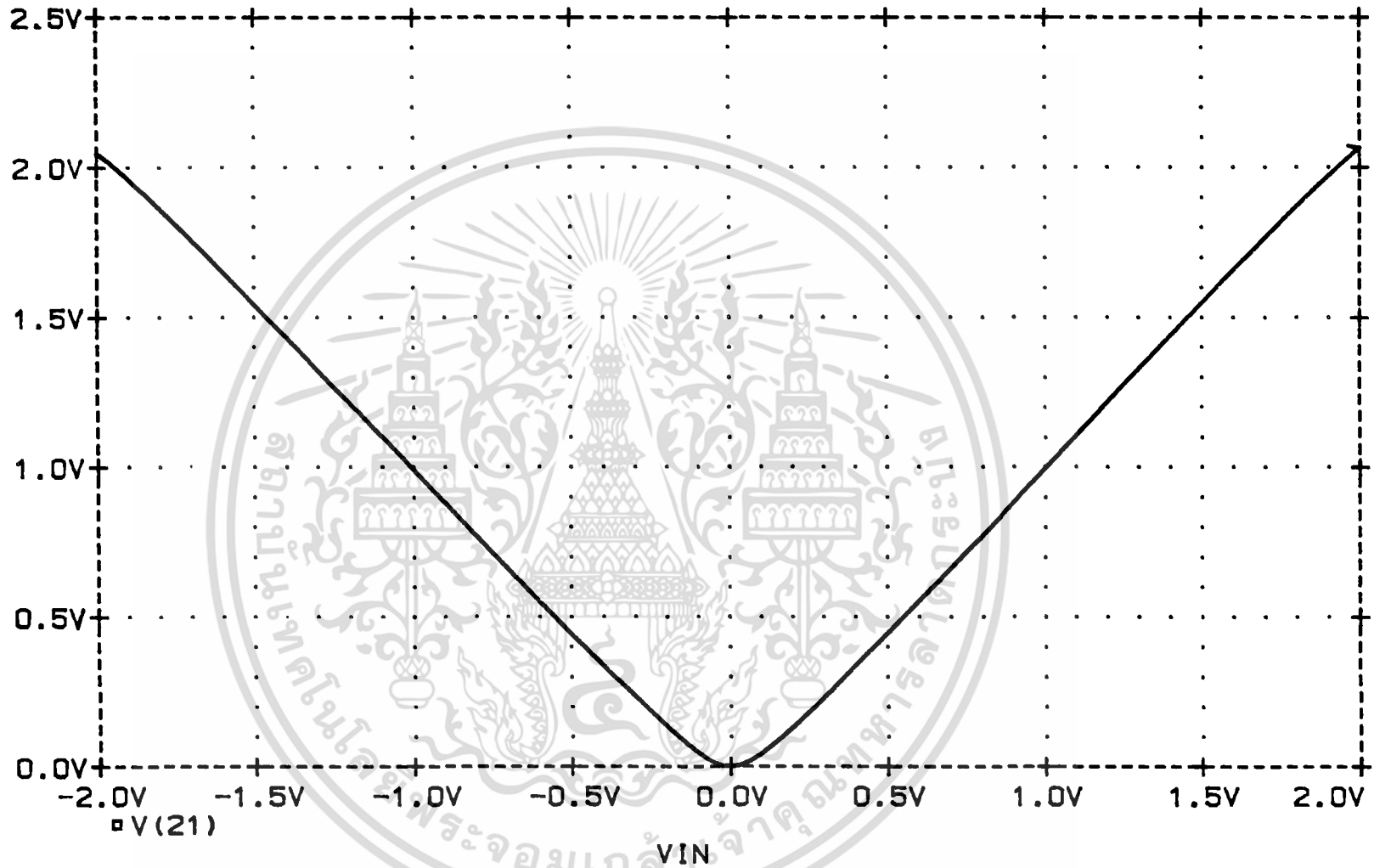
#### 4.7.1.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุทไซน์ ขนาด 2  $V_{p-p}$  ความถี่ 1 KHZ และให้  $R_L = 88 \Omega$  จากรูปที่ 4.8 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27 $^{\circ}$ C จะเห็นว่ารูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุทให้รูปคลื่นที่เป็นสัญญาณเร็กติไฟแบบเต็มคลื่นที่ค่อนข้างสมบูรณ์ ส่วนรูปที่ 4.9 จะทดสอบ ณ ที่อุณหภูมิต่างกันสามค่าคือ 0 $^{\circ}$ C, 27 $^{\circ}$ C และ 70 $^{\circ}$ C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุทแทบจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเลย

DC CHARACTERISTIC OF THE FULLWAVE RECTIFIER CIRCUIT (MWSCM)

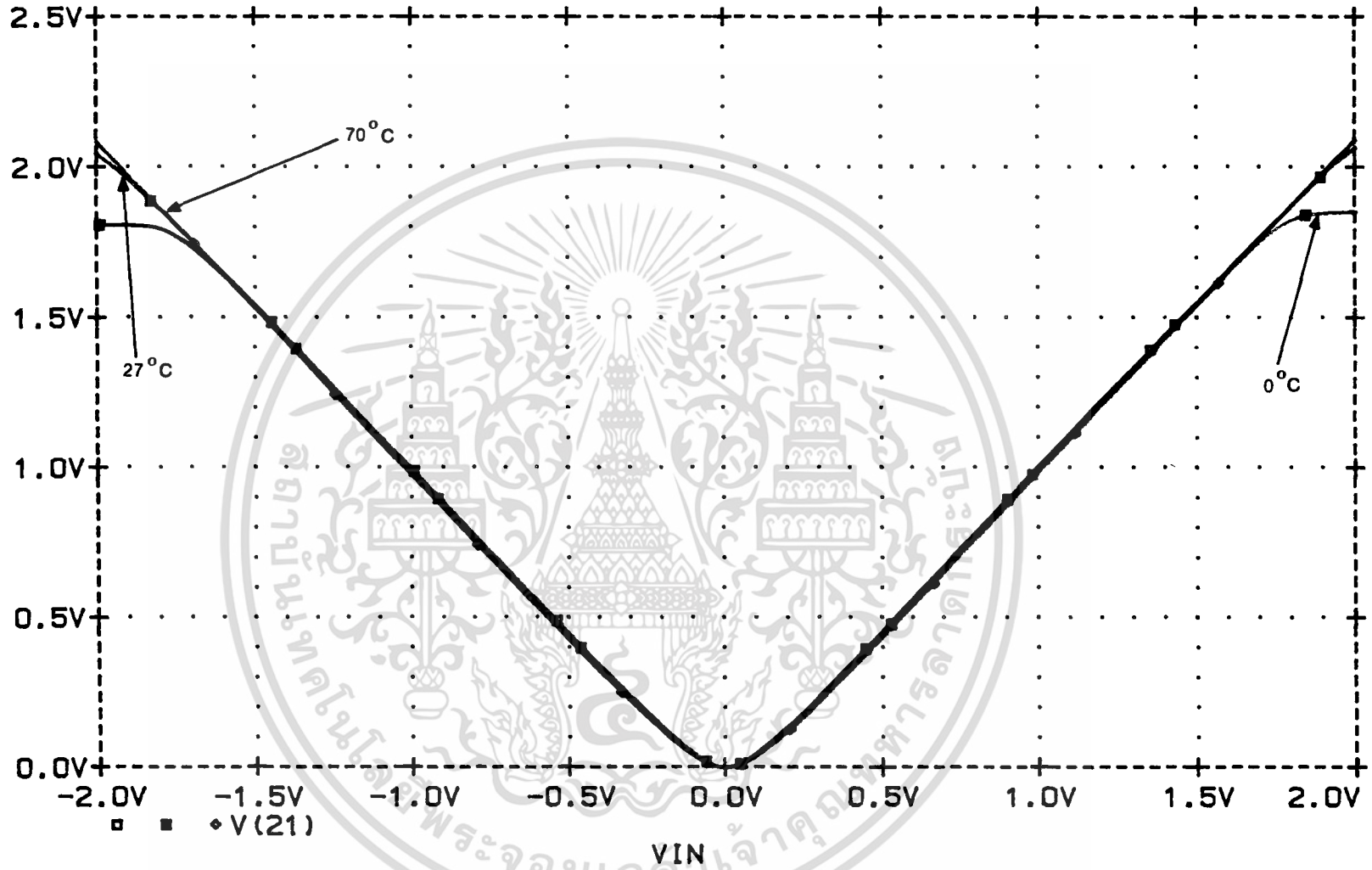
Date/Time run: 6/25/88 18:00:16

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติทางตรงของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C

DC CHARACTERISTIC OF THE FULLWAVE RECTIFIER CIRCUIT ( and...  
 Date/Time run: 6/25/88 18:00:16 Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,

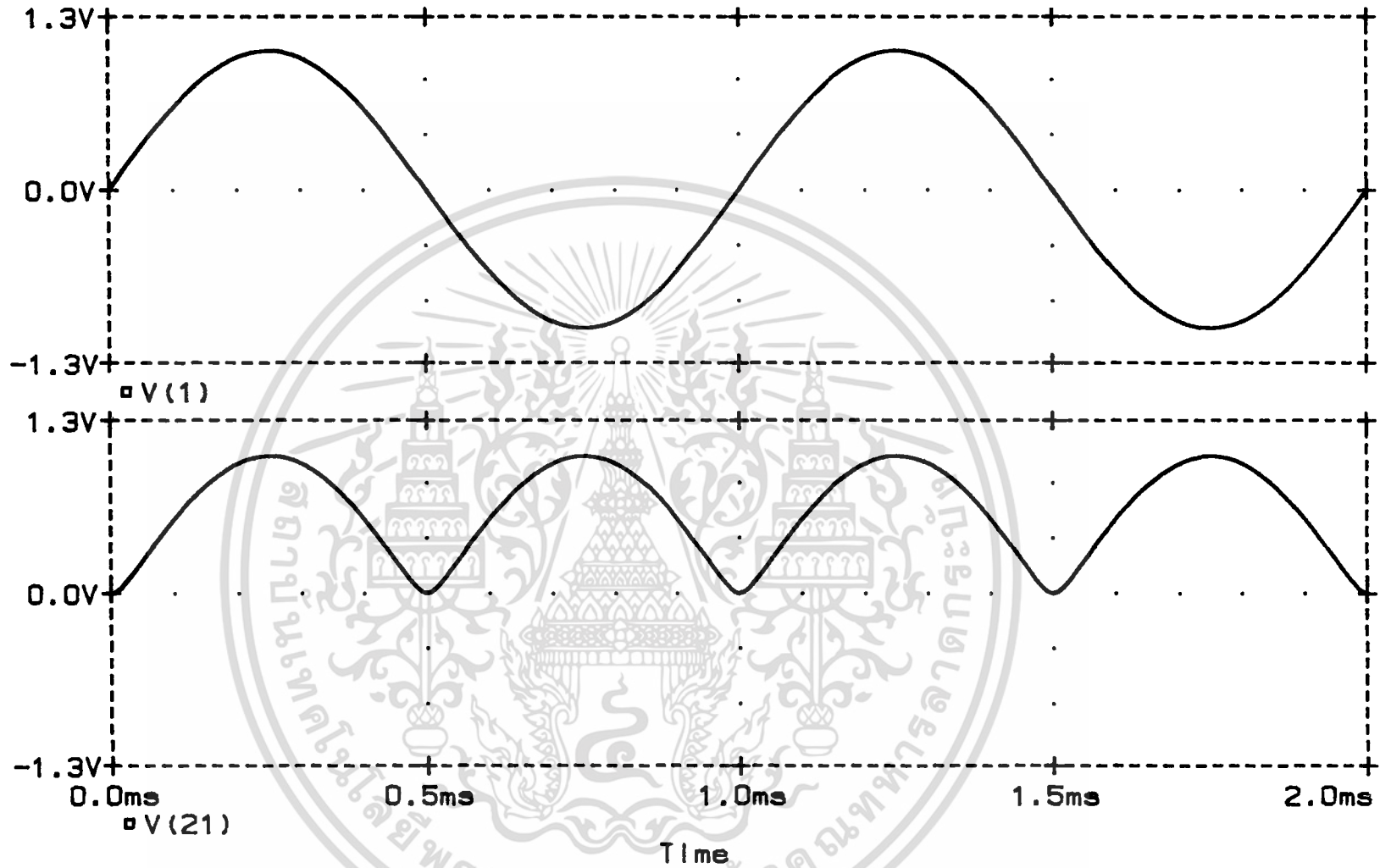


รูปที่ 4.7 แสดงคุณสมบัติทางตัวของวงจร ๗ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

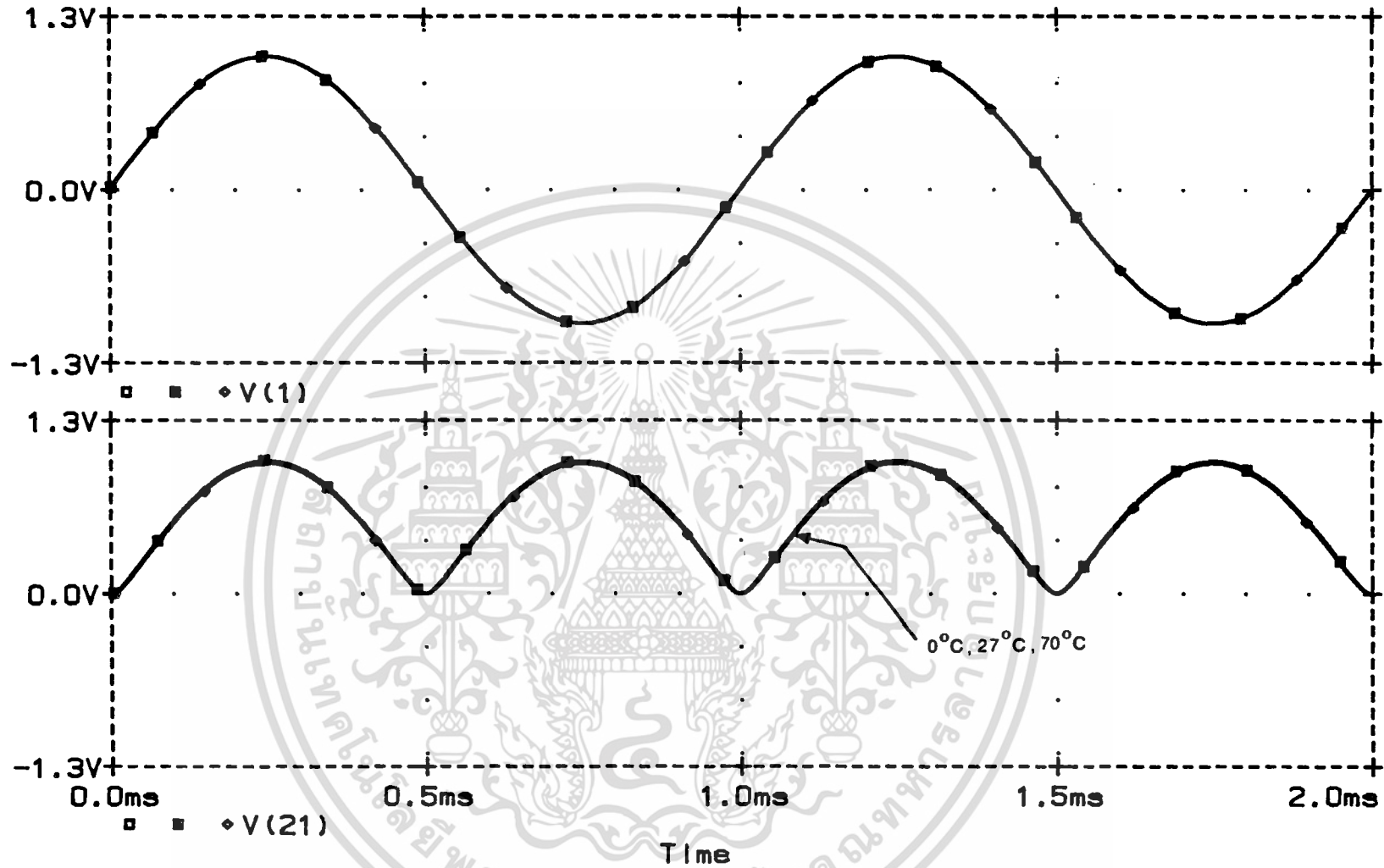
TRANSIENT RESPONSE OF THE FULLWAVE RECTIFIER CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 6/26/88 18:04:56

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่น ไซน์ ขนาด 2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>PEAK</sub>



รูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>PEAK</sub>

#### 4.7.1.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูง

โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ ขนาด  $2 V_{p-p}$  ความถี่ 1 MHz จากรูปที่ 4.10 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าวงจรยังคงทำหน้าที่เป็นเรกติไฟเออร์ได้ดี แม้ที่ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะผิดเพี้ยนไปบ้างเล็กน้อยก็ตาม ส่วนในรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าแทบจะไม่ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลง

#### 4.7.2 วงจรทวีความถี่

โดยการเลียนแบบการทำงานในวงจรรูปที่ 4.2 กำหนดให้  $V_{CC} = 15$  โวลต์ กระแสไบแอส  $I_1 = 100 \mu\text{A}$  ดังนั้น  $R_1 = 270 \text{ K}\Omega$  เลือก  $R_C = 4.7 \text{ K}\Omega$  และ  $R_L = 40 \text{ K}\Omega$  โดยที่  $R_C$  มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  และ  $R_L$  เป็น โปเทนชิโอมิเตอร์ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิ  $+100 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

##### 4.7.2.1 ทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร

ทำการทดสอบวงจรโดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันดีซีจาก  $-1$  ถึง  $1$  โวลต์ สเต็ปทีละ  $0.005$  โวลต์ กำหนดให้  $I_4 = 207.1 \mu\text{A}$  จากรูปที่ 4.12 จะแสดงผลตอบสนองทางดีซีของวงจร ณ อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าเอาต์พุตที่ได้จะเป็นไปตามคุณสมบัติของกฎกำลังสอง ส่วนรูปที่ 4.13 แสดงผลการทดสอบที่อุณหภูมิต่างๆกัน คือ ที่  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $27^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าผลของอุณหภูมิทำเอาต์พุตเกิดออฟเซตขึ้นเล็กน้อย ที่อุณหภูมิต่างกัน  $0^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$  ซึ่งน้อยมากถ้าหากเทียบกับอุณหภูมิที่แปรค่าไปกว้างมาก เช่นนั้น

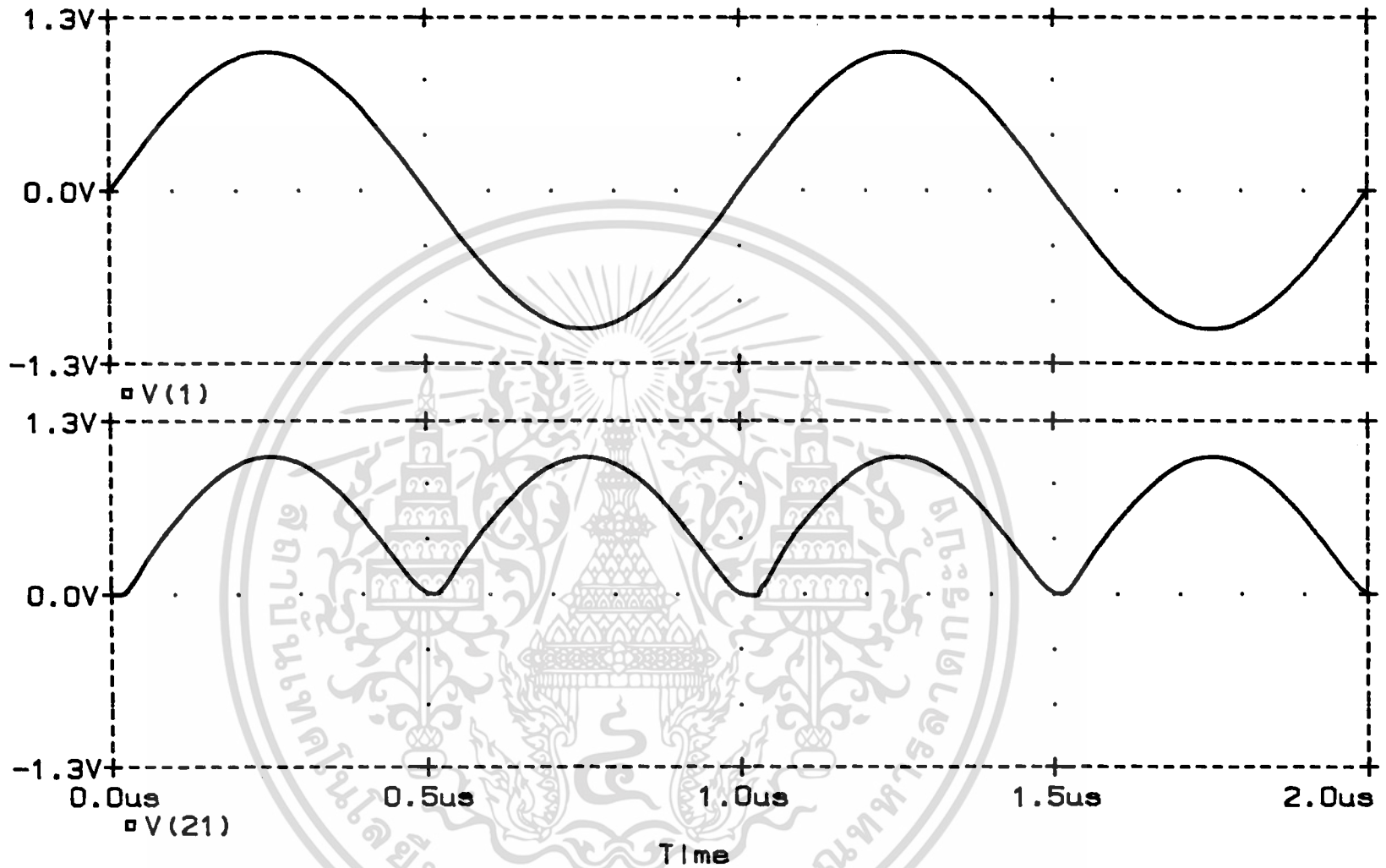
##### 4.7.2.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ ขนาด  $1 V_{p-p}$  ความถี่ 1 KHz และกำหนดให้ค่า  $I_4 = 219.5 \mu\text{A}$  เพื่อกำจัดแรงดันดีซีที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตให้หมดไป จากรูปที่ 4.14 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$  จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต โดยที่ขนาดของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตมีขนาดเท่ากัน และผลจากการคำนวณความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์

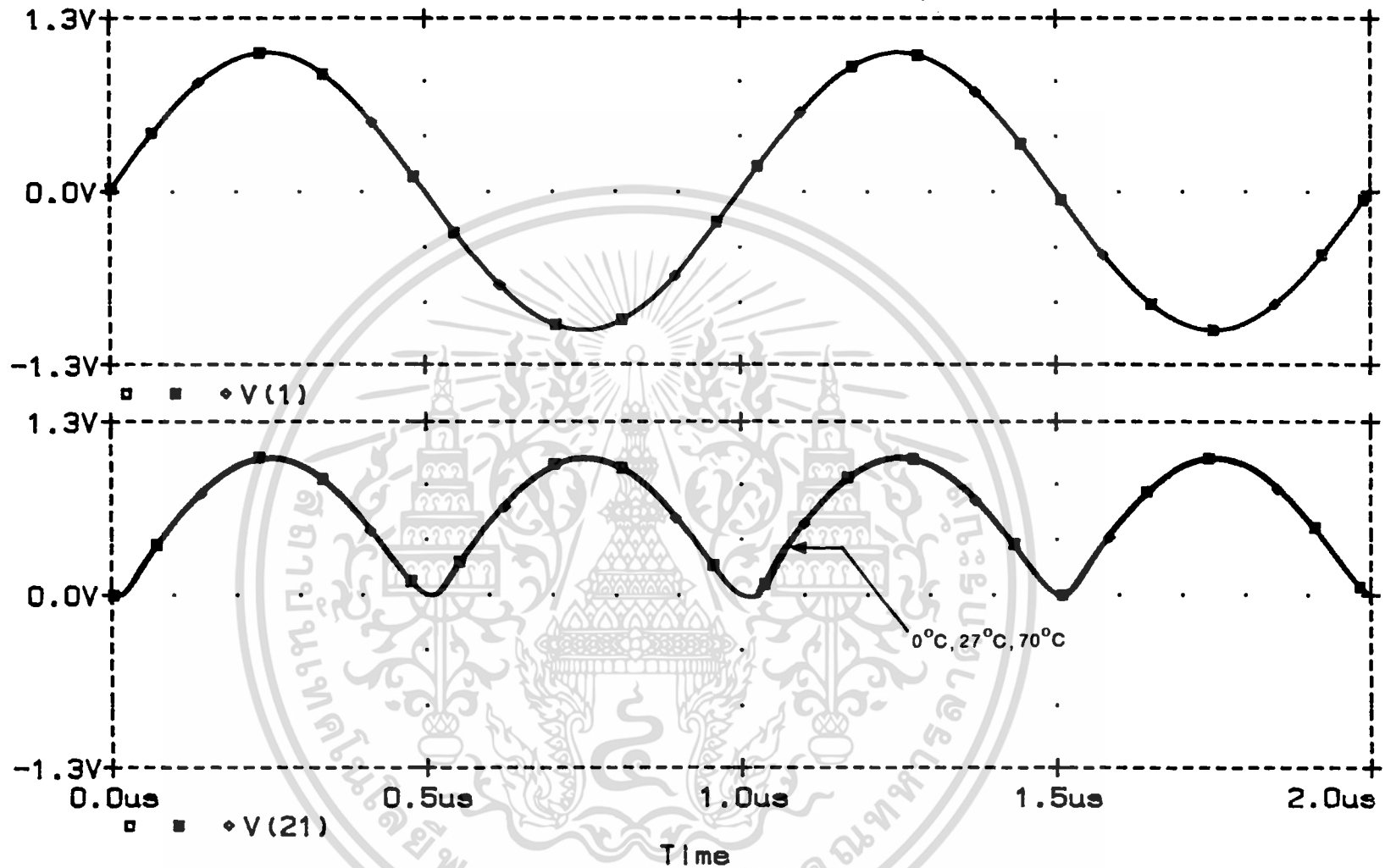
TRANSIENT RESPONSE OF THE FULLWAVE RECTIFIER CIRCUIT(MWSCM)

Date/Time run: 7/23/88 22:13:29

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรความถี่สูง ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 MHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>PEAK</sub>

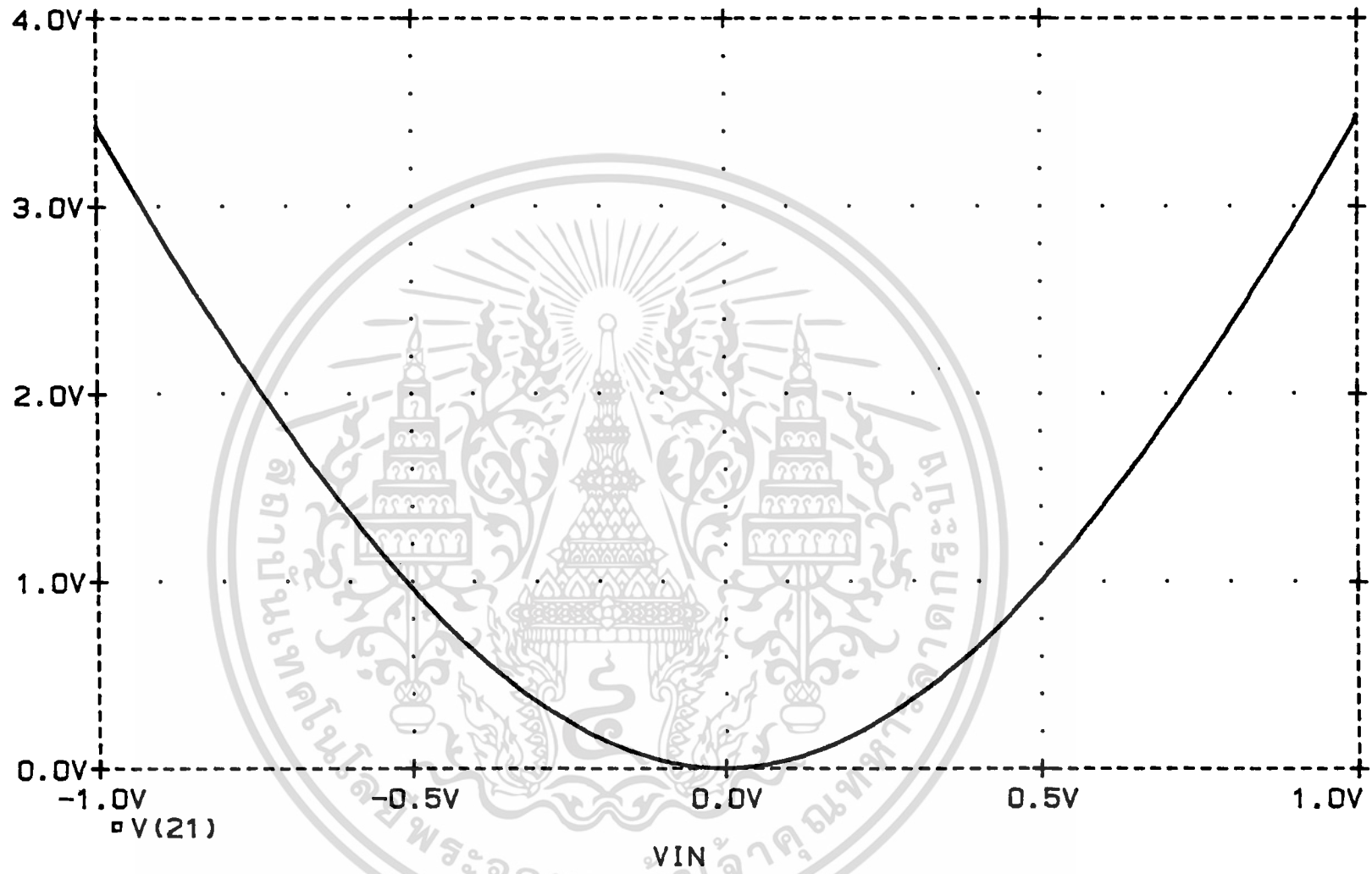


รูปที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 MHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>PEAK</sub>

DC CHARACTERISTIC OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (MWSCM)

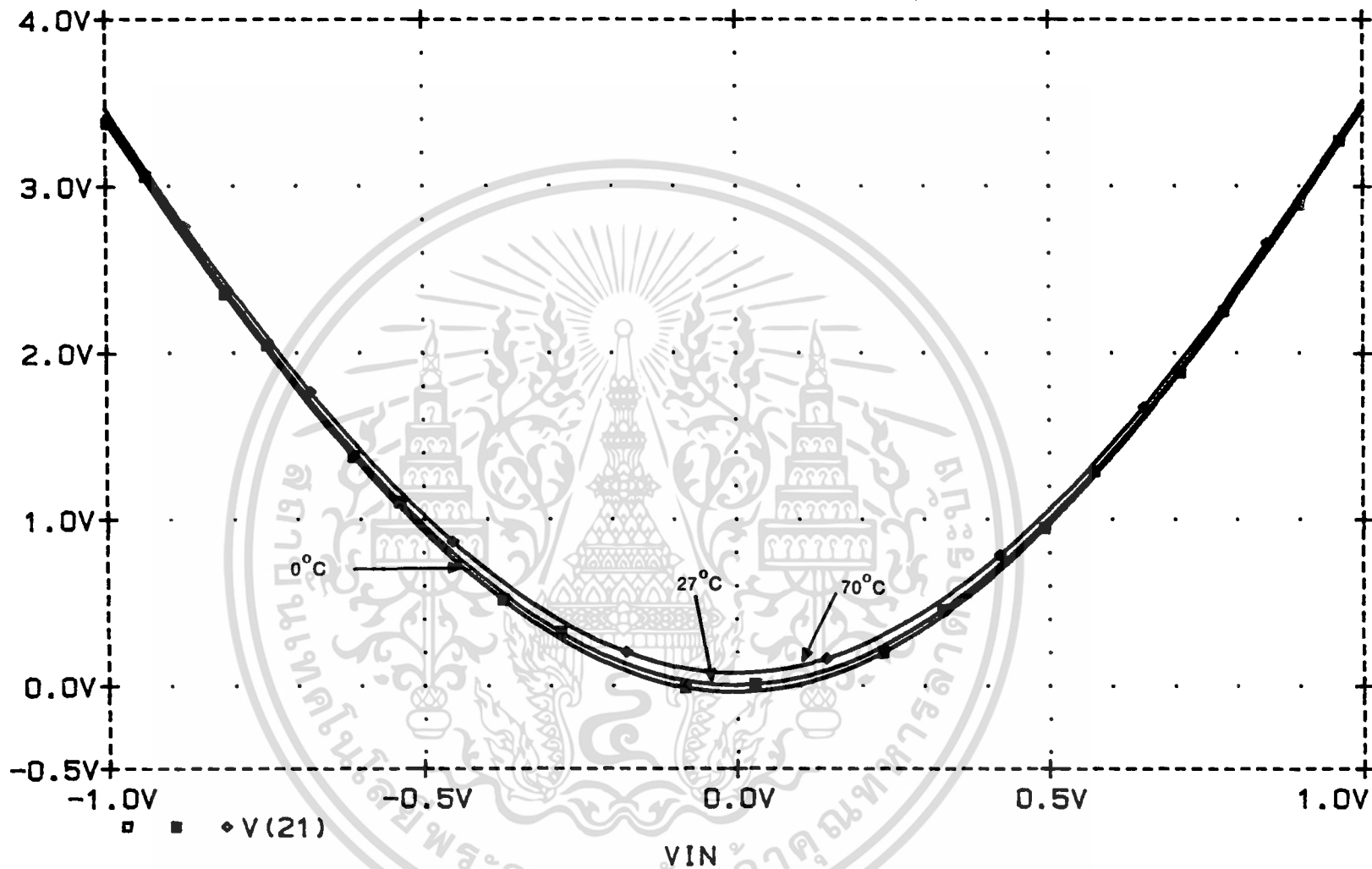
Date/Time run: 7/23/88 13:14:47

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.12 แสดงคุณสมบัติทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C

DC CHARACTERISTIC OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (M and...  
 Date/Time run: 7/23/88 13:14:47 Temperature: 0.0, 27.0, 70.0,

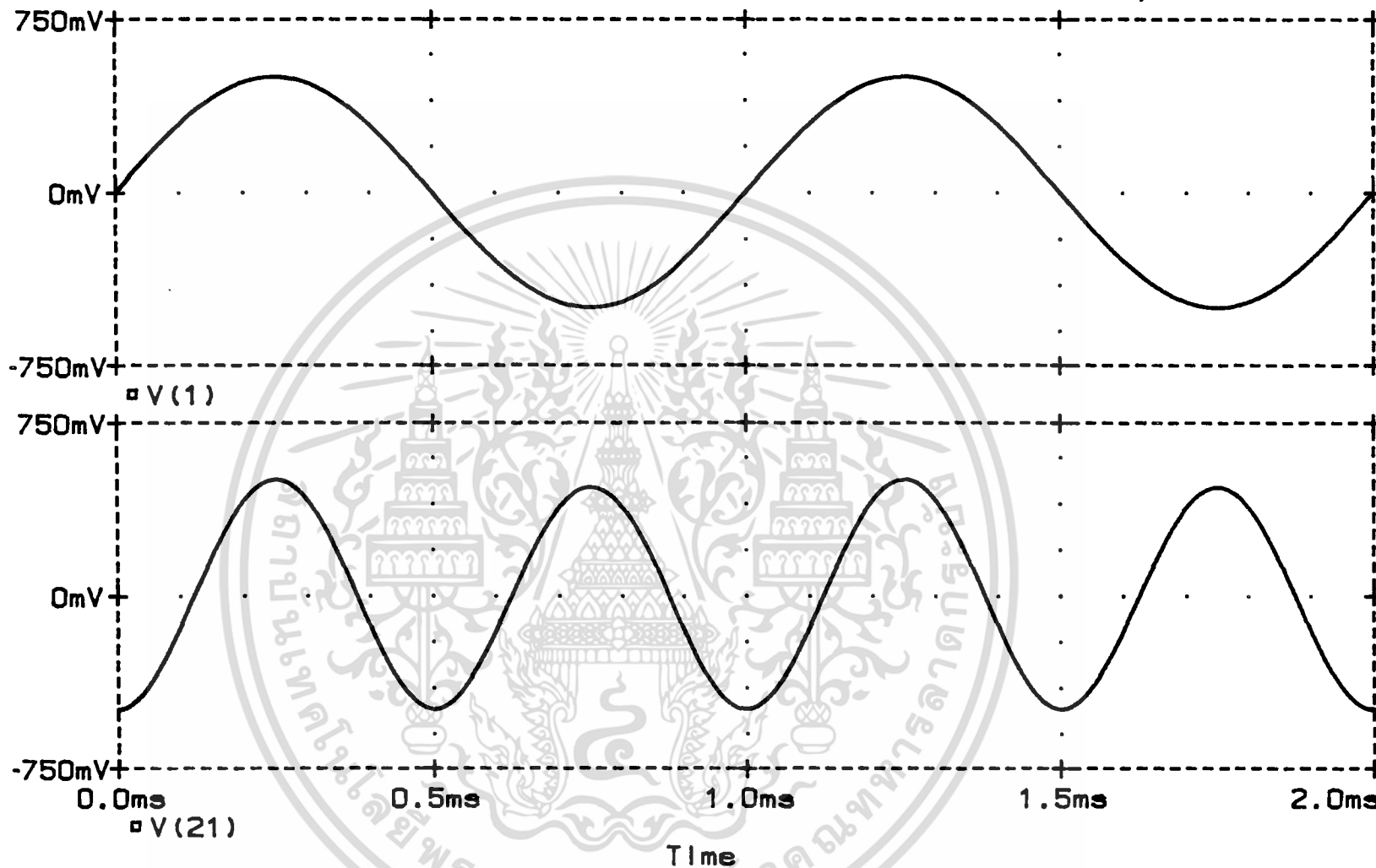


รูปที่ 4.13 แสดงคุณสมบัติทางดีซีของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C

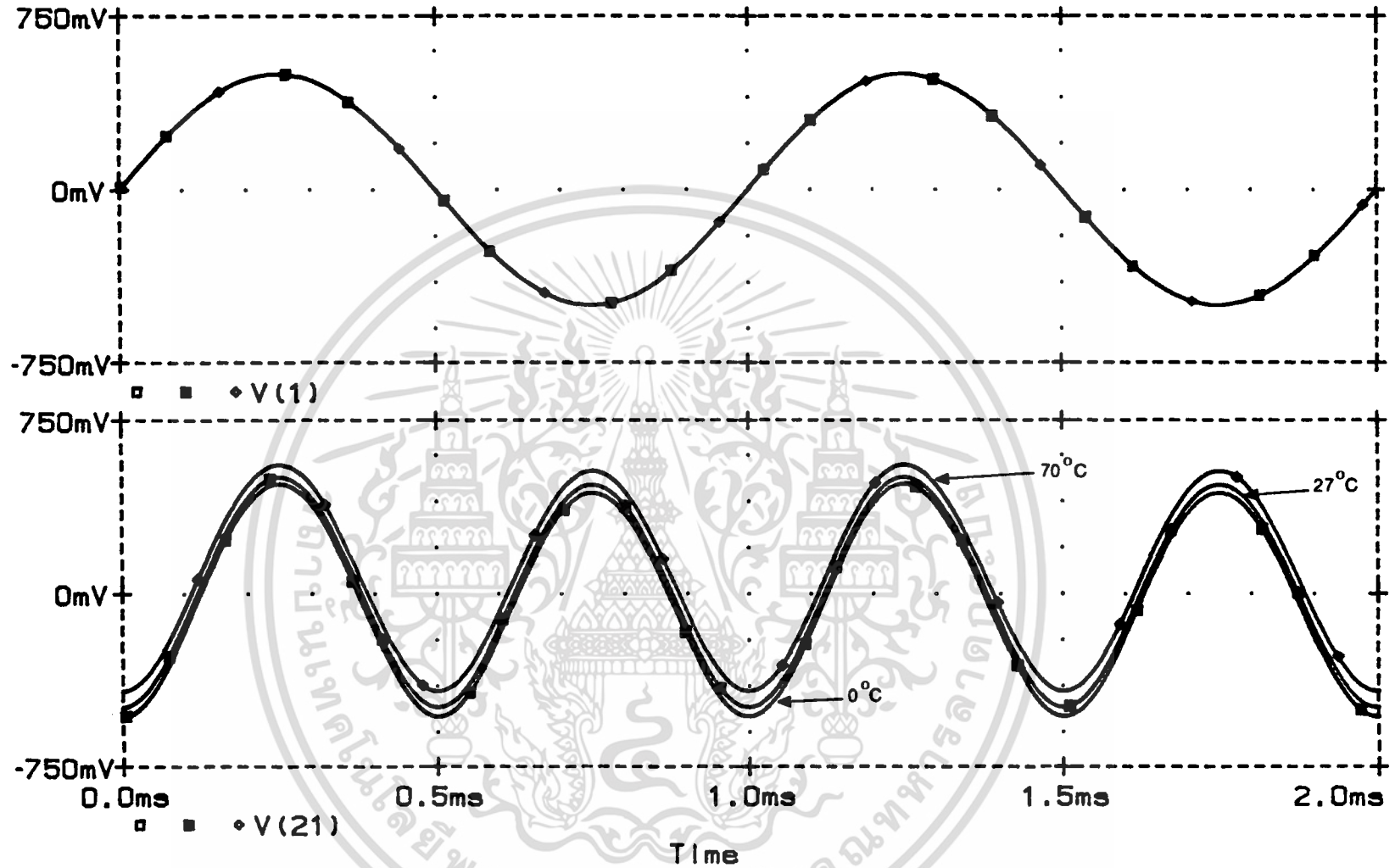
TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 7/ 6/88 23:00:04

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1.0 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHz

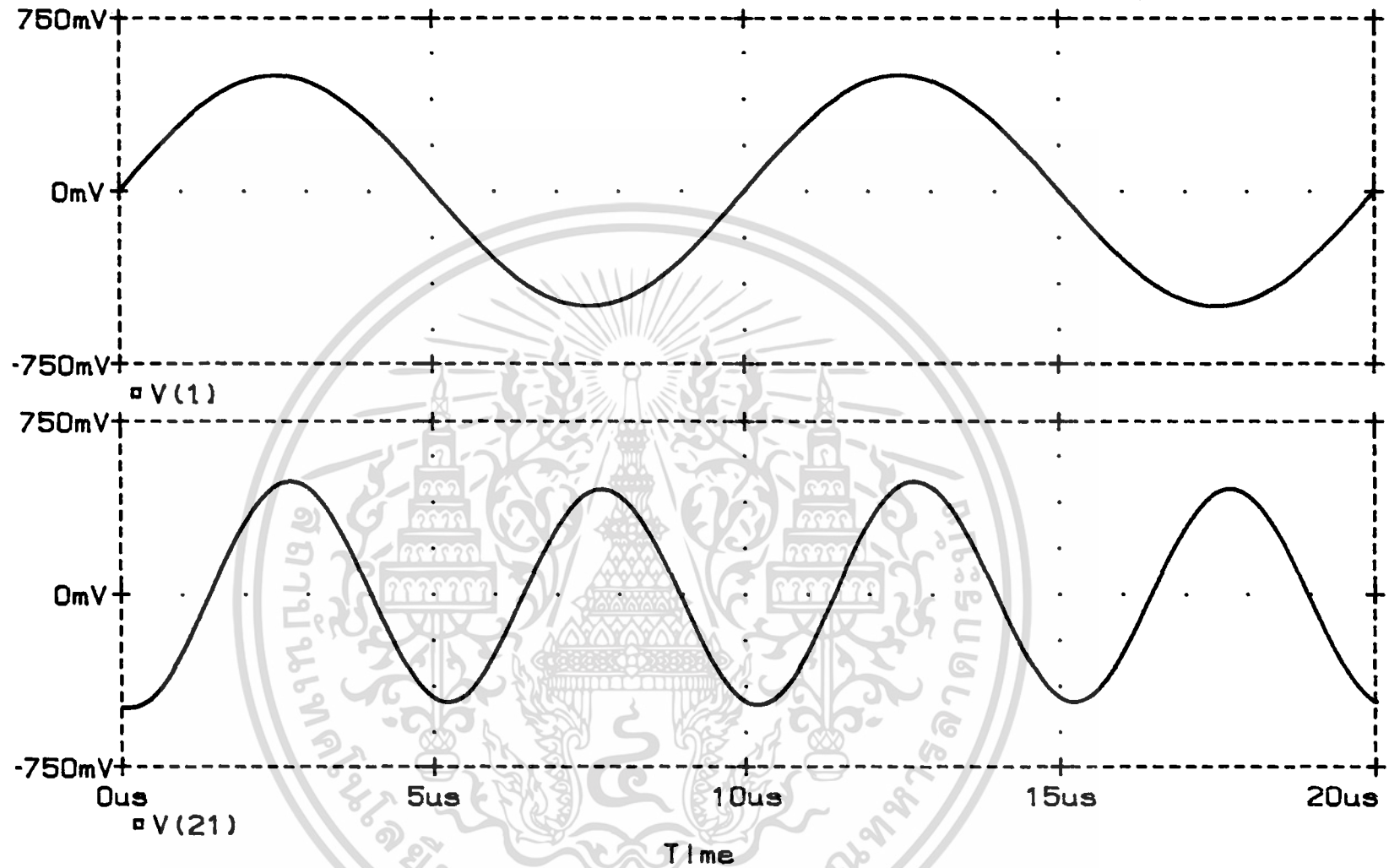


รูปที่ 4.15 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 2 KHz

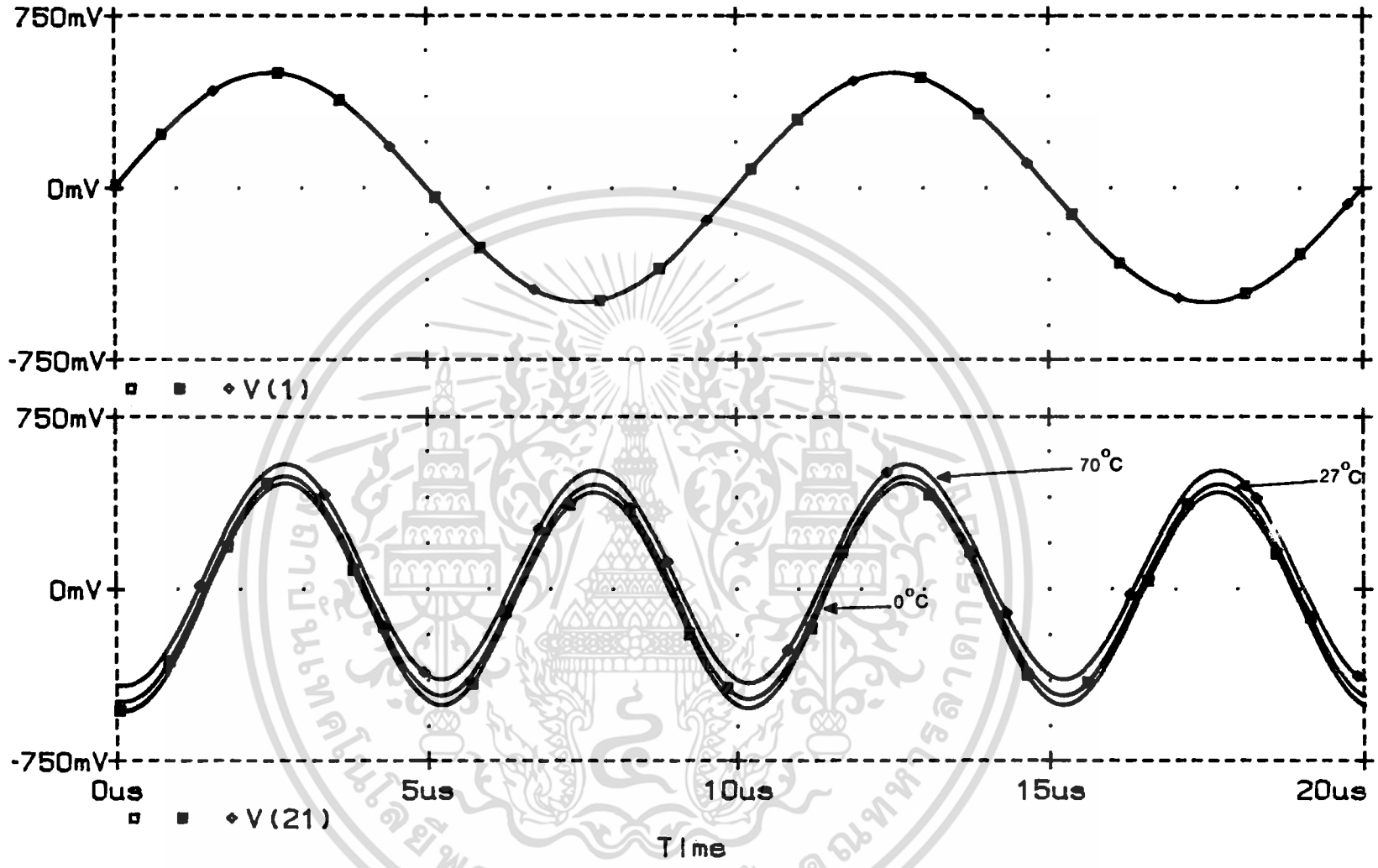
TRANSIENT RESPONSE OF THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 7/14/88 20:20:24

Temperature: 27.0



รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 27°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHz  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 200 KHz



รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรที่ความถี่สูงขึ้น ณ ที่อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 100 KHZ  
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 200 KHZ

ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz มีค่าเท่ากับ 0.332 % ส่วนรูปที่ 4.15 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราว ที่ อุณหภูมิ 0°C, 27°C และ 70°C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เกิดออฟเซตขึ้นเล็กน้อย ที่อุณหภูมิ 0°C และ 70°C

#### 4.7.2.3 ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ที่ความถี่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ ขนาด 1 V<sub>p-p</sub> ความถี่ 100 KHz จากรูปที่ 4.16 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C ค่าความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 400 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 200 KHz ซึ่งคำนวณได้จาก โปรแกรมมีค่าเท่ากับ 0.758 % ส่วนรูปที่ 4.17 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ที่อุณหภูมิ ที่แตกต่างกันสามค่า คือ 0°C, 27°C และ 70°C จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เกิดออฟเซตขึ้นเล็กน้อย ที่ อุณหภูมิ 0°C และ 70°C

#### 4.8 สรุป

วงจรที่ความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ที่ได้เสนอทั้งในรูปแบบที่เป็นวงจรรวม และรูปแบบที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยทั้งสองแบบต่างก็อาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์แบบคู่เข้ามาใช้ในการออกแบบ และจากการทดสอบผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรจะเห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ในย่านกว้าง (0°C ถึง 70°C) โดยแทบจะไม่ได้รับการกระทบกระเทือนจากการที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปเลย นอกจากนั้นยังได้ทำการทดสอบช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรทั้งสองแบบ โดยที่วงจรทั้งสองแบบต่างก็สามารถทำงานเป็นได้ทั้งวงจรที่ความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นภายในวงจรเดียวกัน โดยเพียงแต่กำหนดค่า R<sub>c</sub> ใหม่เท่านั้น ปกติแล้วช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรมักจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่คัทออฟ (f<sub>c</sub>) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรแล้ว ยังขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและค่าความจุที่ใช้ภายในวงจรอีกด้วย ยิ่งถ้าค่าความต้านทานหรือค่าความจุมีค่ามากเท่าใด ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจะยิ่งต่ำลงเท่านั้น และจากการทดสอบวงจรเมื่อทำงานในสภาวะที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรกติไฟเออร์จะมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานถึง 1 MHz ส่วนในสภาวะที่วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรที่ความถี่จะมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานประมาณ 100 KHz ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากว่าในกรณีที่วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรเรกติไฟ

เออร์แบบเต็มคลื่นค่า  $R_c$  ที่ใช้มีค่าต่ำคือ 75  $\Omega$  เท่านั้น ส่วนในกรณีที่วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่ค่า  $R_c$  มีค่าสูงคือ 4.7 K $\Omega$  ดังนั้นยิ่งค่า  $R_c$  ยิ่งมีค่าสูงขึ้นเท่าใด ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรก็จะมีค่าต่ำลงเท่านั้น ในส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 wt เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 wt ทั้งที่ได้จากการทดลองและจากการวิเคราะห์โดยโปรแกรม PSpice ต่างก็ให้ค่าความผิดเพี้ยนต่ำกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ ตลอดช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่ไม่เกิน 100 KHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การประยุกต์ใช้งานของวงจรทวิความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

#### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเอาวงจรทวิความถี่ และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นมาประยุกต์ใช้งาน ซึ่งวงจรทั้งสองมีการนำมาประยุกต์ใช้งานทั้งในรูปแบบที่เป็นอิสระ หรือร่วมกับวงจรอื่นๆ อย่างมากมาย ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทต้นๆ เนื่องจากมีมากเกินไปที่จะนำมากล่าวทั้งหมดได้ ดังนั้นจึงจะขอกกล่าวถึงเพียง 3 ตัวอย่างเท่านั้น ซึ่งแต่ละตัวอย่างจะทำการวิเคราะห์การทำงาน โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์

#### 5.2 วงจรหาค่าเฉลี่ย(average value circuit)

การหาค่าเฉลี่ยของแรงดันชั่วขณะ (instantaneous) ที่มีคาบ T ใดๆ ก็คือ การอินทิเกรต (integrate) ค่าสัมบูรณ์ของแรงดันชั่วขณะ ในช่วงเวลา T ใดๆ แล้วหารด้วยค่า T นั่นคือ

$$V_{ave} = 1/T \int_0^T |v(t)| dt \quad (5.1)$$

เมื่อ T คือ คาบของสัญญาณใดๆ ที่ต้องการหาค่าเฉลี่ย

สำหรับสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นไซน์จะมีค่าเฉลี่ยเป็น

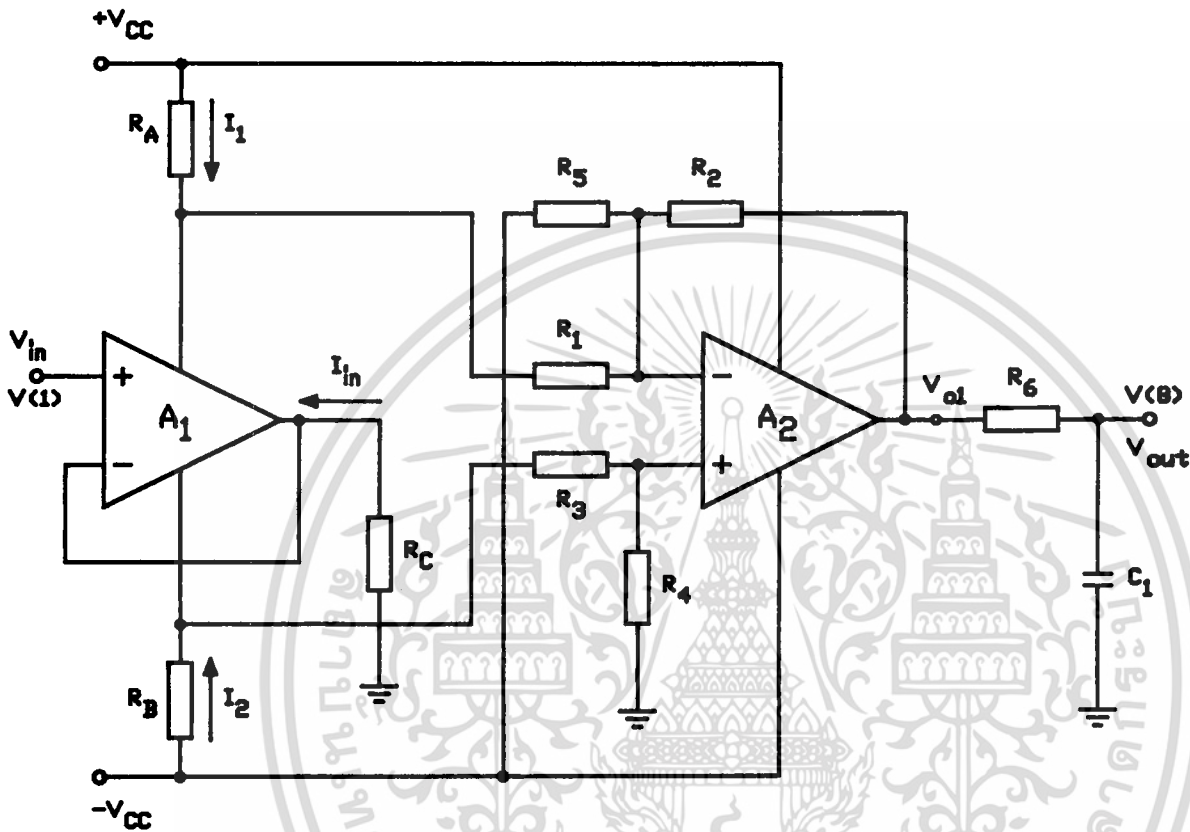
$$V_{ave} = V_m / 2\pi \int_0^{2\pi} |\sin t| dt \quad (5.2)$$

เมื่อ  $V_m$  เป็นแอมพลิจูดหรือค่ายอดของสัญญาณคลื่นไซน์

ดังนั้นจากสมการ(5.2) จะได้

$$V_{ave} = 4V_m / 2\pi = 2V_m / \pi \cong 0.6366 V_m \quad (5.3)$$

จากสมการ(5.2) จะเห็นว่าเราสามารถหาค่าเฉลี่ยของคลื่นไซน์ได้เพียงแต่อินทิเกรตสัญญาณคลื่นไซน์ที่ผ่านวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 5.1 วงจรจะประกอบด้วย วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ไดโอด 2 ตัว ซึ่งเอาท์พุทของวงจรเรกติไฟเออร์ก็คือ  $v_{o1}$  แล้วผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ (integrator) ที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน  $R_o$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะได้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณคลื่นไซน์ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  ตามสมการ(5.3)



รูปที่ 5.1 วงจรหาค่าเฉลี่ย

### 5.2.1 การเลือกแบบการทำงานของวงจรหาค่าเฉลี่ยโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Pspice

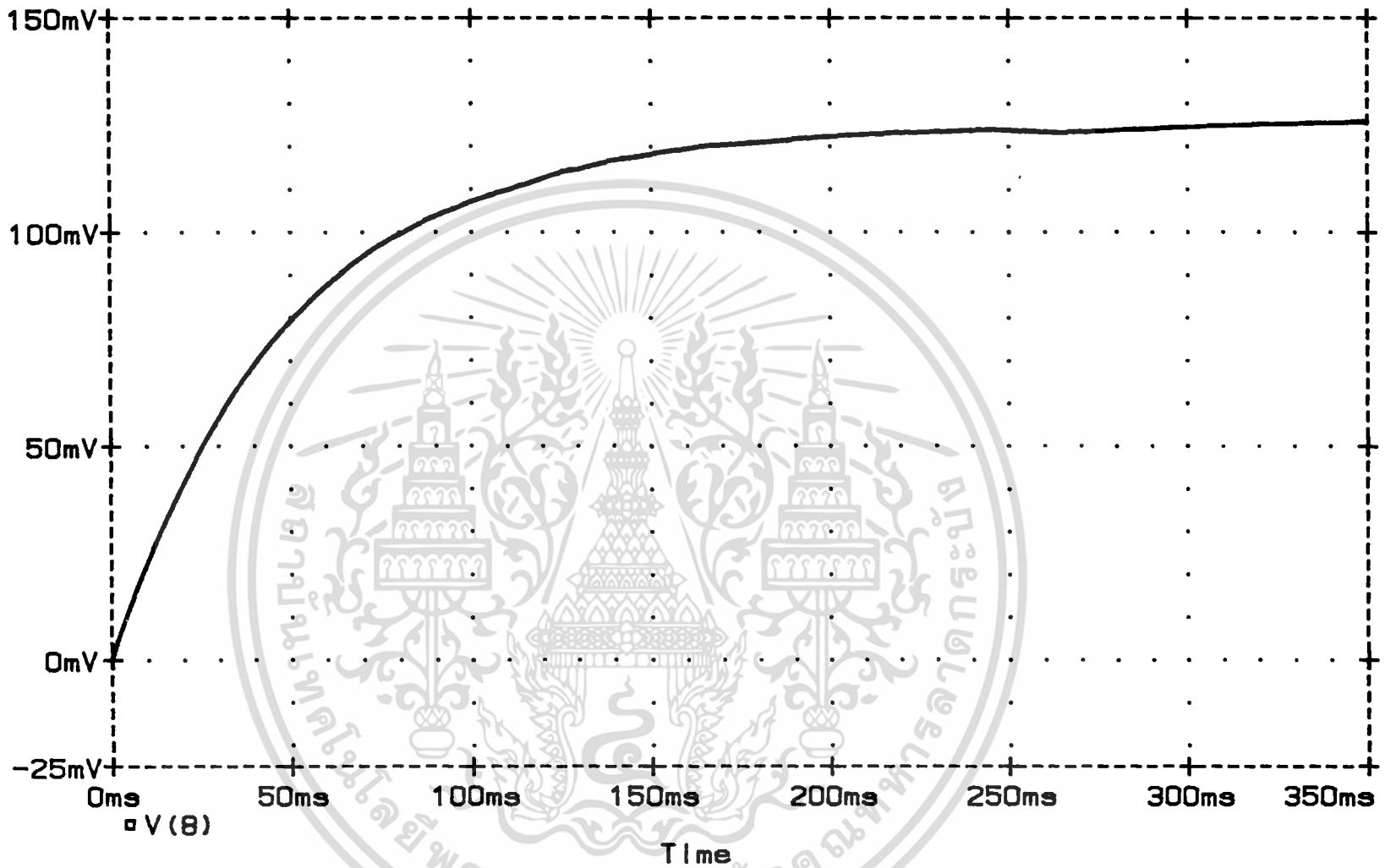
จะเป็นการเลือกแบบการทำงานของวงจรตามรูปที่ 5.1 ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์ที่ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัว ร่วมกับตัวต้านทานอีก 8 ตัว ซึ่งรายละเอียดของวงจรและค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ ได้แสดงไว้แล้วอย่างละเอียดในบทที่ 3 ในหัวข้อ 3.6.2 ดังนั้นจะไม่ขอกล่าวอีก ในส่วนที่เหลือของวงจรคือตัวต้านทาน  $R_6$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะทำหน้าที่เป็นตัวอินที่เกเรตสัญญาณที่ผ่านวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น โดยค่า  $R_6$  และ  $C_1$  นี้จะกำหนดให้มีค่า  $R_6 C_1 \gg T$  จากการเลือกแบบกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSIENT RESPONSE OF THE AVERAGE ABSOLUTE VALUE CIRCUIT(2 OP-AMP)

Date/Time run: 8/ 7/88 15:02:46

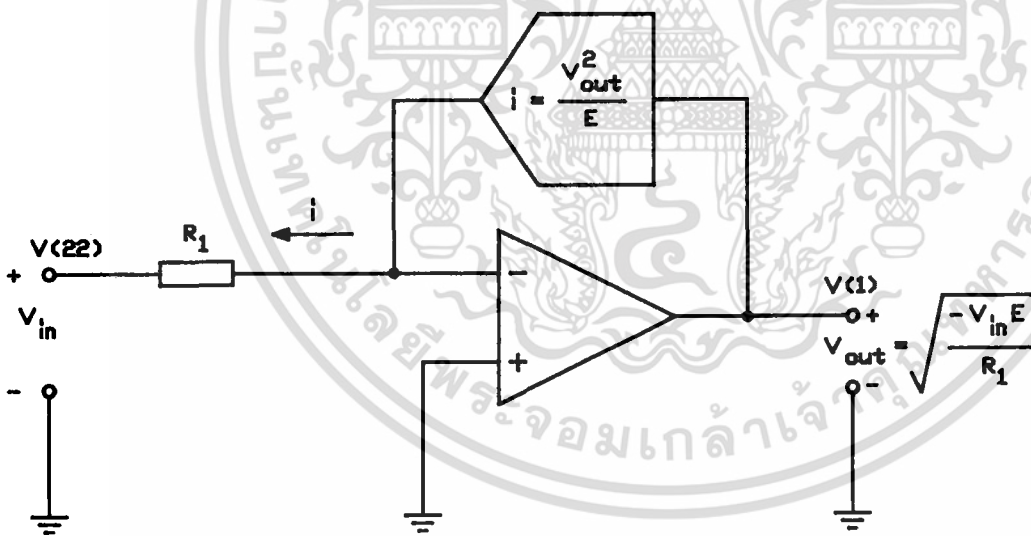
Temperature: 27.0



รูปที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรหาค่าเฉลี่ยในรูปที่ 5.1 โดยที่ป้อนสัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 0.4 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz ทดสอบที่อุณหภูมิ 27°C

ออปแอมป์ใช้เบอร์ uA741 ทั้งสองตัว ตัวต้านทาน  $R_A = R_B = 75 \Omega$ ,  $R_C = 32 \Omega$ ,  $R_1 = R_3 = 22 \text{ K}\Omega$ ,  $R_4 = 5.27 \text{ K}\Omega$ ,  $R_5 = 11.14 \text{ K}\Omega$  และ  $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$  ส่วนสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นไซน์ ขนาด  $0.4 V_{p-p}$  ความถี่  $1 \text{ KHz}$  จะได้ค่า  $T = 1 \text{ ms}$  เพื่อให้  $R_5 C_1 \gg T$  กำหนดให้  $R_5 C_1 = 50 \text{ ms}$  ดังนั้นเลือกค่า  $R_5 = 50 \text{ K}\Omega$  และ  $C_1 = 1 \mu\text{F}$  ซึ่งผลจากการทดสอบจะให้ผลตอบสนองที่เอาท์พุท  $V(8)$  ดังแสดงในรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าหลังจากที่เวลาผ่านไปได้ 5 เท่าของค่าคงตัวทางเวลา (time constant) โดยที่หนึ่งค่าคงตัวทางเวลามีค่าเท่ากับ  $R_5 C_1 = 50 \text{ ms}$  แล้วระดับของแรงดันจะเข้าสู่  $0.6366 V_m = 0.1273 \text{ โวลต์}$  ซึ่ง  $V_m$  ก็คือ ค่าของยอดคลื่นที่ผ่านการเรกิตไฟมีค่าเท่ากับ  $0.2 V_{peak}$  จะเห็นว่าวงจรสามารถหาค่าเฉลี่ยได้ตามที่ต้องการ

### 5.3 วงจรถอดรากที่สอง (square-root circuit)



รูปที่ 5.3 วงจรถอดรากที่สอง

จะเป็นการนำเอาวงจรที่ความถี่มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถอดรากที่สองดังแสดงในรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 จากรูปเราจะเห็นว่าวงจรวจรที่ความถี่จะต้องต่ออยู่ในลักษณะป้อนกลับของออปแอมป์ ดังนั้นเราจะสามารถคำนวณได้ว่า

$$V_{in}/R_1 = -i = -(V_{out}^2/E)$$

นั่นคือ

$$V_{out} = \sqrt{-(V_{in}E/R_1)} \quad (5.4)$$

ซึ่ง  $V_{in} < 0$  เสมอ

ส่วน E เป็นค่าคงที่ที่เกิดจากการคำนวณ และถ้าหากเราปรับให้ค่า  $R_1$  มีค่าเท่ากับ E แล้วสมการ (5.4) จะเป็น

$$V_{out} = \sqrt{-V_{in}} \quad (5.5)$$

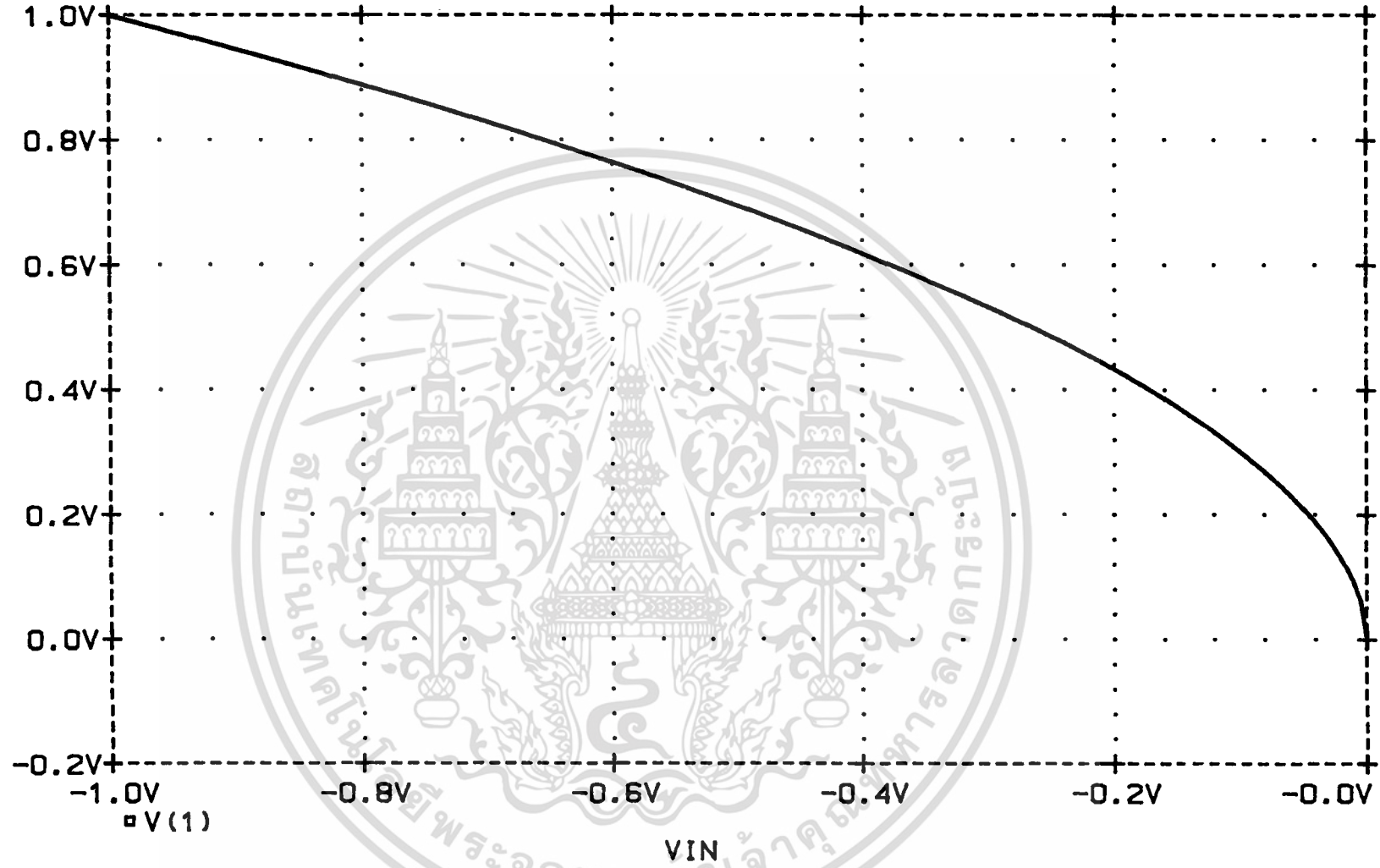
### 5.3.1 การเขียนแบบการทำงานของวงจรถอดรากที่สองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice

จะเป็นการเขียนแบบการทำงานของวงจรถอดรากที่สอง โดยที่วงจรวจรที่ความถี่ที่ต่ออยู่ในส่วนป้อนกลับของออปแอมป์จะใช้วงจรวจรที่ความถี่แบบที่วงจรวจรสะท้อนกระแสแสดงแสดงในรูปที่ 4.2 ในบทที่ 4 โดยที่ตัวต้านทาน  $R_L$  ในรูปที่ 4.2 จะเป็นตัวต้านทาน  $R_1$  ในรูปที่ 5.3 ส่วนค่า  $R_C$  ของวงจรวจรที่ความถี่ในที่นี้จะใช้ค่า 10 K $\Omega$  และค่า  $R_1$  จะเท่ากับ 44 K $\Omega$  ออปแอมป์จะใช้เบอร์ LM108A ซึ่งเป็นออปแอมป์แบบซูเปอร์เบต้า (super beta) เพื่อลดผลของกระแสอินพุทที่ไหลเข้าออปแอมป์ ซึ่งออปแอมป์เบอร์ LM108A นี้เป็นวงจรรย่อย (subcircuit) อยู่ในไลบรารีของ PSpice สามารถเรียกใช้ได้เลยรูปที่ 5.4 จะแสดงผลตอบสนองทางถี่ของวงจรถอดรากที่สองในรูปที่ 5.3 ค่าความคลาดเคลื่อนของเอาต์พุทที่สังเกตได้ มีค่าประมาณ 1 เปอร์เซ็นต์ ส่วนรูปที่ 5.5 จะเป็นการทดสอบผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรถอดรากที่สองที่สัญญาณอินพุทจะเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ขนาดของแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0 ถึง -1 โวลต์ ความถี่ 1 KHz เอาต์พุทที่ได้มีความคลาดเคลื่อนประมาณไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์

DC CHARACTERISTIC OF THE SQUARE ROOT CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 8/ 5/88 2:28:10

Temperature: 27.0

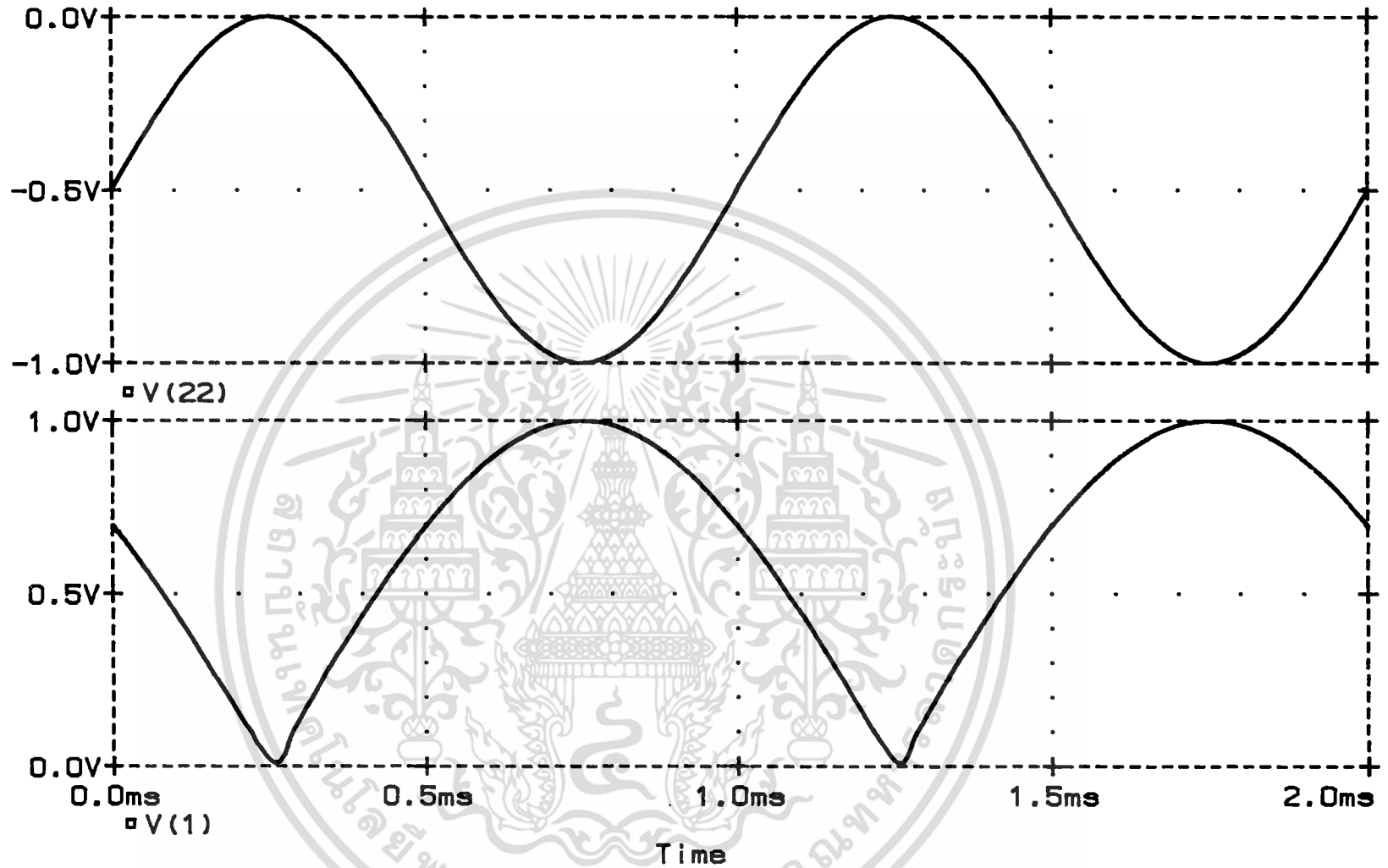


รูปที่ 5.4 แสดงคุณสมบัติทางคิข์ของวงจรถอดรากที่สอง

TRANSIENT RESPONSE OF THE SQUARE ROOT CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 8/ 5/88 4:26:00

Temperature: 27.0



รูปที่ 5.5 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถอดรากที่สอง  
 ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ ขนาด 1 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 1 KHz (แรงดันอินพุตจะต้อง < 0 โวลต์เสมอ) ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกลอดรากแล้ว

5.4 วงจรหาค่ารูท-มีน-สแควร์ (root-mean square) หรือเรียกอีกอย่างว่า ค่าอาร์เอ็มเอส (r.m.s. value)

นิยามของค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณที่มีค่าใดๆ ก็คือของแรงดันไฟฟ้ที่เมื่อจ่ายให้แก่ตัวต้านทาน R ใดๆ แล้วก่อให้เกิดผลทางความร้อนในตัวต้านทานนั้นเท่ากับความร้อนที่เกิดจากค่าของสัญญาณแรงดันที่มีค่าที่จ่ายให้กับตัวต้านทานตัวเดียวกันนี้

จากนิยามดังกล่าว เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

ปริมาณมหาความร้อนของกระแสไฟฟ้  $Q = I^2 RT$  จูล (Joules) (5.6)

หรือ  $Q = V^2 T/R$  จูล (5.7)

โดยที่ I แทนกระแสไฟฟ้

V แทนแรงดันไฟฟ้

ส่วน T คือ เวลา

และปริมาณความร้อนของกระแสสัญญาณที่มีค่า

$Q = \int_0^T i^2 R dt$  จูล (5.8)

หรือ  $Q = \int_0^T (v^2 / R) dt$  จูล (5.9)

โดยที่ i แทนสัญญาณกระแสที่มีค่า

v แทนสัญญาณแรงดันที่มีค่า

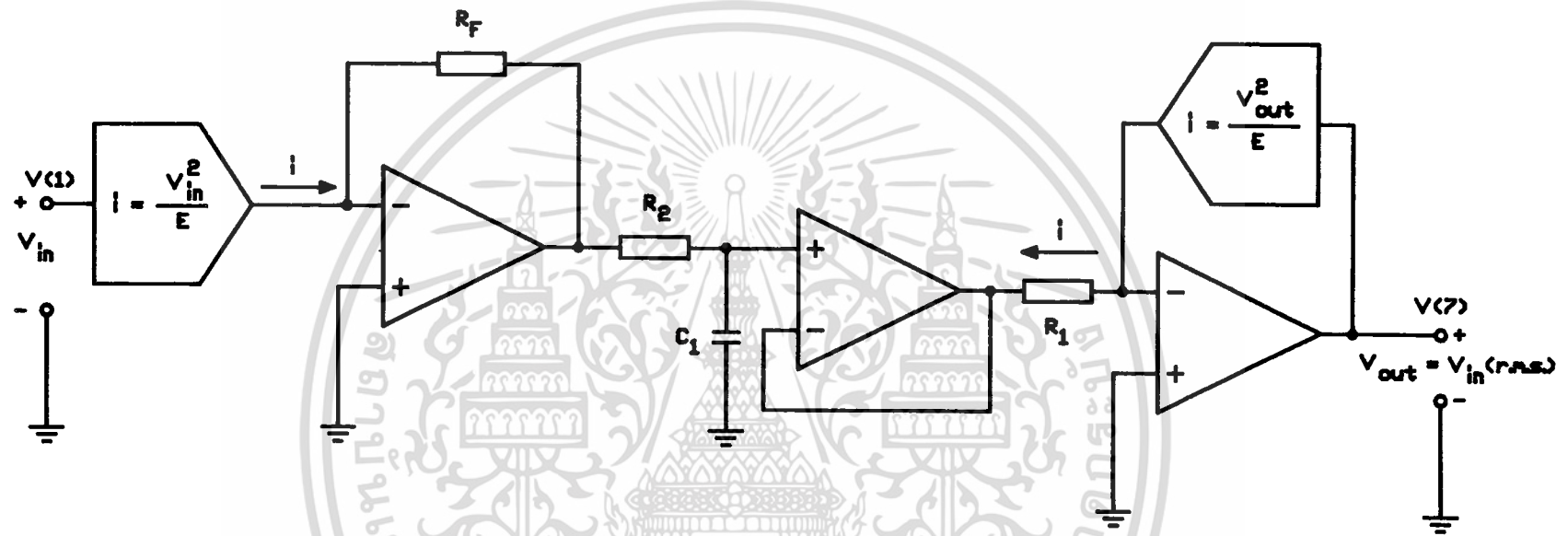
เนื่องจากว่าจากนิยามได้กำหนดไว้ว่าความร้อนต้องเท่ากัน ดังนั้นสมการ (5.7) จึงเท่ากับสมการ (5.9)

และสมการ (5.6) เท่ากับสมการ (5.8) แต่ในที่นี้จะแสดงเฉพาะสมการที่ (5.7) และสมการ (5.9)

เท่านั้น ดังนั้นจะได้

$V^2 T/R = \int_0^T (v^2 / R) dt$   
หรือ  $V^2 = 1/T \int_0^T v^2 dt$   
นั่นคือ  $V = \sqrt{1/T \int_0^T v^2 dt}$  (5.10)

ค่า V จะเรียกชื่อใหม่ว่าเป็นค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสหรือค่ารูท-มีน-สแควร์ตามความหมายทางขวามือของ



รูปที่ 5.6 วงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส

สมการ(5.10) ถ้าหากว่าเราแทนสัญญาณที่มีคาบใดๆเป็นสัญญาณคลื่นไซน์  $V_m \sin \omega t$  สมการ(5.10)

จะกลายเป็น

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_m^2 \sin^2 \omega t dt} \tag{5.11}$$

จากสมการที่(5.11) จะเห็นว่าเราสามารถหาค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของสัญญาณคลื่น ไซน์โดยการอินทิ

เกรตสัญญาณคลื่น ไซน์ที่ผ่านการยกกำลังสอง แล้วนำมาถอดรากที่สองอีกที จากแนวความคิดดังกล่าวเรา

จะได้วงจรดังรูปที่ 5.6 ซึ่งวงจรจะประกอบด้วยส่วนของวงจรทวีความถี่, วงจรอินทิเกรเตอร์, วงจร

บัฟเฟอร์(buffer circuit) และวงจรถอดรากที่สองตามลำดับ จากสมการที่(5.11)ถ้าเราแทน

$\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$  จะได้

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_m^2 \{(1 - \cos 2\omega t)/2\} dt} \tag{5.12}$$

ดังนั้น

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{(1/T) (V_m^2/2)T}{}}$$

หรือ

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \tag{5.13}$$

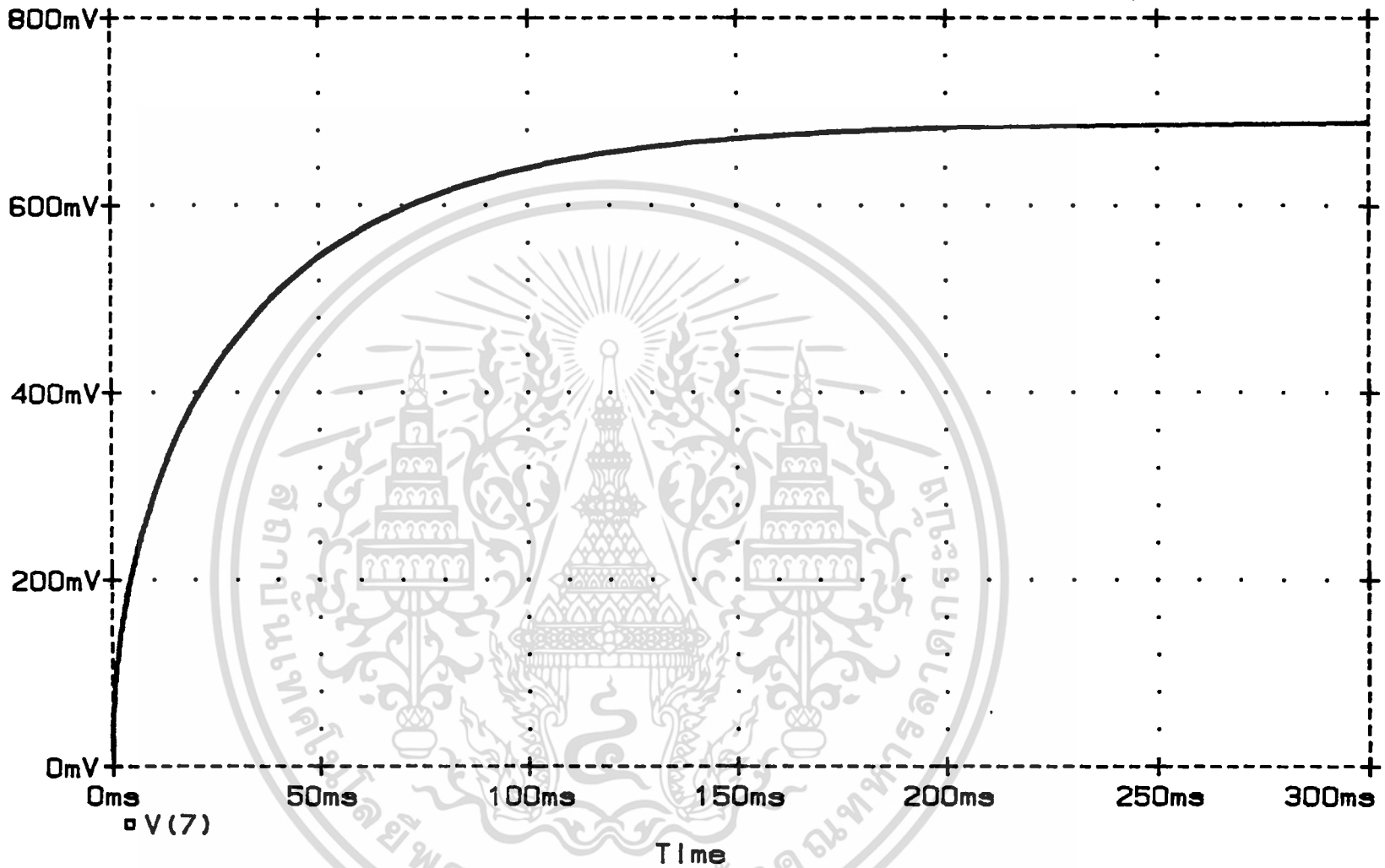
#### 5.4.1 การเลือกแบบการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอสโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice

จะเป็นการเลือกแบบการทำงานตามรูปที่ 5.6 โดยที่วงจรทวีความถี่จะใช้วงจรทวีความถี่ในแบบที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสดังในรูปที่ 4.2 ในบทที่ 4 โดยที่ค่า  $R_C$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ 10 K $\Omega$  ส่วนค่า  $R_L$  จะถูกแทนด้วย  $R_F$  และ  $R_1$  ซึ่ง  $R_F = R_1 = 44$  K $\Omega$  ส่วนค่า  $R_2$  และ  $C_1$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยที่ค่า  $R_2 = 5$  K $\Omega$  และ  $C_1 = 10$   $\mu$ F ส่วนออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรทั้งสามตัวใช้เบอร์ LM108A รูปที่ 5.7 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรอาร์เอ็มเอสโดยที่สัญญาณอินพุตจะเป็นคลื่นไซน์ ขนาด 2  $V_{p-p}$  ความถี่ 1 KHz (ในที่นี้  $V_m$  เป็นค่าพีค(peak value) จะมีค่าเท่ากับ 1 โวลต์) จะเห็นว่าหลังจากเวลาผ่านไปได้ 5 เท่าของค่าคงตัวทางเวลา โดยที่หนึ่งค่าคงตัวทางเวลามีค่าเท่ากับ  $R_2 C_1 = 50$  ms. แล้วระดับแรงดันของแรงดันที่เอาท์พุทจะเข้าสู่  $V_m/\sqrt{2} = 0.7071 V_m$  ซึ่ง  $V_m$  มีค่าเท่ากับหนึ่งโวลต์ ดังนั้น  $V_{rms} = 0.7071$  โวลต์

TRANSIENT RESPONSE OF THE RMS CIRCUIT (MWSCM)

Date/Time run: 8/ 7/88 20:07:11

Temperature: 27.0



รูปที่ 5.7 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรรหาค่าอาร์เอ็มเอส เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต คลื่นไซน์ ขนาด  $2 V_{P-P}$  ความถี่ 1 KHz (  $1 V_m = 1$  โวลต์ )

## 5.5 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการประยุกต์ใช้งานของทั้งวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นและวงจรทวีความถี่ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร แต่เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานของวงจรทั้งสองดังกล่าว มีมากเกินกว่าที่จะนำมากล่าวได้ทั้งหมด จึงได้ยกเอาตัวอย่างมาแสดง 3 ตัวอย่าง ซึ่งแต่ละตัวอย่างได้มีการแสดงรายละเอียดทั้งทางทฤษฎีและการวิเคราะห์ โดยการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ผลจากการวิเคราะห์ทั้งสามตัวอย่างจะเห็นว่ามีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าคำนวณทางทฤษฎีอยู่ในช่วงไม่เกิน 2 เปอร์เซ็นต์



บทที่ 6

บทสรุป

ในบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำอย่างกว้างๆ ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยเนื้อหาส่วนใหญ่ จะเน้นเพื่อให้ทราบถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตของการวิจัย อีกทั้งชี้ให้เห็นถึงวิธีการศึกษาและวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและทดลองของบทต่อไป

ในบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์ เพื่อที่จะนำหลักการดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานในวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น และวงจรทวีความถี่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งหลักการของทรานส์ลิเนียร์จะอาศัยอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปของกระแสทั้งหมด ซึ่งให้ข้อดี คือ กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นสามารถแปรได้ในย่านกว้าง อีกทั้งให้ผลลัพธ์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

ในบทที่ 3 จะเป็นการออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นและวงจรทวีความถี่โดยใช้เพียงออปแอมป์ที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟร่วมกับตัวต้านทานเท่านั้น โดยอาศัยคุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์แบบคู่เท่าที่ภาคเอาต์พุตของออปแอมป์มาใช้งาน ซึ่งหมายความว่าออปแอมป์ที่นำมาใช้งานได้นั้น จะต้องมีภาคเอาต์พุตเป็นแบบคลาส เอบี ออปแอมป์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ก็มีด้วยกันหลายเบอร์ เช่นเบอร์ LM741, LF351 และLF441 เป็นต้น ออปแอมป์เบอร์ต่างๆเหล่านี้สามารถหาได้ง่ายในท้องตลาดทั่วไป อีกทั้งราคาก็ไม่แพง โดยวงจรที่เสนอมีทั้งแบบที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว กับแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ซึ่งทั้งสองแบบต่างก็สามารถทำหน้าที่เป็นได้ทั้งวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นและวงจรทวีความถี่อยู่ภายในวงจรเดียวกันโดยเพียงแต่เปลี่ยนค่าความต้านทานใหม่เท่านั้น ซึ่งจำกัดอย่างหนึ่งของวงจรถือคือค่อนข้างจะไวต่ออุณหภูมิพอสมควรทั้งนี้เนื่องมาจากสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของตัวต้านทานที่ใช้ภายในวงจร รวมทั้งสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของตัวต้านทานและทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในตัวของออปแอมป์เอง แต่จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรจะเห็นว่าผลของอุณหภูมิไม่ได้ทำให้คุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนแปลงไป เพียงแต่ทำให้เกิดแรงดันออฟเซตขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรเท่านั้น ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 50 KHz แต่เมื่อเปรียบเทียบกับแบบที่ใช้ออปแอมป์ร่วมกับไดโอดและตัวต้านทาน[44] (ซึ่งเป็นแบบที่พบทั่วไปและเป็นที่ยอมรับใช้กันในปัจจุบัน) แล้วจะเห็นว่าช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมาใหม่นี้จะกว้างกว่าหลายสิบเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทที่ 4 จะเป็นการออกแบบวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นและวงจรทวีความถี่ ในรูปแบบที่เป็นวงจรรวมและในรูปแบบที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น ทั้งสองแบบต่างก็อาศัยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์รูปแบบคู่ๆ มาใช้ในการออกแบบ จากการทดลองและวิเคราะห์การทำงานด้วยโปรแกรม Pspice จะเห็นว่าช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรในสภาวะที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นจะได้ถึง 1 MHz ส่วนในกรณีที่วงจรทำงานในสภาวะเป็นวงจรทวีความถี่จะได้ประมาณ 100 KHz นอกจากนี้ปัญหาของอุณหภูมิที่เคยประสบในบทที่ 3 ในบทนี้วงจรที่ได้ออกแบบใหม่แทบจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเลย หนึ่งในวงจรที่ออกแบบโดยใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสแบบ modified Wilson's current mirror นั้นมีข้อได้เปรียบในการออกแบบวงจรคือ ในปัจจุบันนี้ไดมิไอซีเบอร์ MPQ3904 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NPN สี่ตัว จึงเหมาะที่จะใช้ทำเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ modified Wilson's current mirror ชนิดบวก และไอซีเบอร์ MPQ3906 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ PNP สี่ตัว จึงเหมาะสำหรับใช้ทำเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ modified Wilson's current mirror ชนิดลบ ส่วนในกรณีที่การออกแบบวงจรเป็นวงจรรวมนั้น ในอดีต คุณภาพของทรานซิสเตอร์ PNP จะต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบ NPN โดยทั่วไปค่าอัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ PNP แบบแกนนอน (lateral PNP) จะมีค่าประมาณ 5-20 และค่าความถี่คัทออฟ  $f_T$  จะต่ำกว่า 10 MHz[53] แต่ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีได้ก้าวหน้าขึ้นมามาก ทำให้สามารถผลิตทรานซิสเตอร์ PNP แบบแกนตั้ง (vertical PNP) ที่มีค่าอัตราขยายกระแส  $\beta$  เท่ากับทรานซิสเตอร์ NPN แบบแกนตั้ง (vertical NPN) และมีค่าความถี่คัทออฟ  $f_T$  เท่ากับ 200 MHz[54] โดยที่ขั้นตอนที่เพิ่มขึ้นของการผลิตทรานซิสเตอร์ PNP ชนิดใหม่นี้ ไม่ได้ยุ่งยากไปกว่าการสร้าง biFET เลย ซึ่งปัจจุบันนี้เทคนิคอันนี้ได้ถูกนำไปใช้ในการออกแบบออปแอมป์เบอร์ต่างๆ เช่น LM6261, LM6264 และ LM6265 เป็นต้น จากเทคนิคใหม่นี้จึงคาดหวังว่าปัญหาที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ PNP ที่มีคุณภาพต่ำจะเริ่มหมดไป ซึ่งย่อมจะทำให้การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นในแบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวมให้คุณสมบัติเข้าใกล้อุดมคติมากยิ่งขึ้น

ในบทที่ 5 ในบทนี้จะเป็นการแสดงตัวอย่างของการนำเอาวงจรทวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นมาประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่างๆ กัน เช่น วงจรหาค่าเฉลี่ยของคลื่นไซน์, วงจรถอดรากที่สองและวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอสของคลื่นไซน์โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป Pspice มาช่วยในการวิเคราะห์การทำงาน ซึ่งผลจากการวิเคราะห์จะเห็นว่าค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำกว่า 2 เปอร์เซ็นต์

จากตัวอย่างวงจรของการประยุกต์ใช้งานที่แสดงและทดสอบมานั้น แสดงให้เห็นว่าวงจรวีความถี่และวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นที่ได้ออกแบบมานั้น สามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานจริง และให้ผลตามที่ได้คาดหวังไว้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิติกรรมประกาศ

ขอระลึกถึงพระคุณของบิดาผู้ล่วงลับ ซึ่งท่านเปรียบเสมือนเป็นครูคนแรกที่ได้ให้การอบรมสั่งสอนผู้เขียน ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลกร อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาชี้แนะปลูกฝังการเป็นนักวิจัยแก่ผู้เขียน เป็นท่านแรก ตลอดจนช่วยแนะนำและให้คำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์นี้จนสำเร็จลุล่วงลงได้ด้วยดี ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.จเร สุรวรรณปัญญา ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำความรู้ด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์อย่างมากในการทำวิจัย อีกทั้งขอขอบพระคุณ ครูและอาจารย์ทุกท่าน ที่เคยสอนผู้เขียนตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ท้ายนี้ขอขอบคุณ สำนักงานคณะกรรมการพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี (OFFICE OF THE SCIENCE & TECHNOLOGY DEVELOPMENT BOARD) หรือ STDB เป็นอย่างมาก ที่ได้สนับสนุนให้ทุนการศึกษาและวิจัย แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลา 20 เดือน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- 1.) Government of Thailand, The Sixth National Economic and Social Development Plan (1987-1991). National Economic and Social Development Board, Office of The Prime Minister, Bangkok, Thailand, C. Chaiyathirapinyo, Ed. Bangkok: United production Press, no date, pp.147-167.
- 2.) P.R. Gray and R.G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 2nd ed. New York: Wiley, 1984, ch.2.
- 3.) Th.J. van Kessel and R.J. van de Plassche, "Integrated linear basis circuits," Philips Tech. Rev., vol.32, no.1, pp.1-12, 1971.
- 4.) A.B. Grebene, Analog Integrated Circuit Design. New York: Van Nostrand Reinhold, 1972, chs.1, 2 and 3.
- 5.) F.C. Fitchen, Electronic Integrated Circuits and Systems. New York: Van Nostrand Reinhold, 1970, pp.3-11.
- 6.) D.J. Elliott, Integrated Circuit Fabrication Technology. New York: McGraw-Hill, 1982.
- 7.) J.A. Connelly, Analog Integrated Circuits. New York: Wiley, 1985, chs. 1 and 2.
- 8.) M.N. Edward, Linear IC Principles, Experiments, and Projects. Indiana: Howard W.Sams & Co., Inc., 1974, ch.2.
- 9.) T. Young, Linear Integrated Circuits. New York: Wiley, 1981, pp.1-7.
- 10.) F. Cordasco and S.M.C. Elliott, Research and Report Writing. New York: Barnes & Noble, Inc., 1955.
- 11.) F.L. Whitney, The Elements of Research. Englewood Cliffs, NJ:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Prentice-Hall, Inc., 1958.

- 12.) T. Hillway, Introduction to Research. Boston: Houghton Mifflin Company, 1965.
- 13.) D.O. Pederson, "A historical review of circuit simulation," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-31, no.1, pp.103-111, Jan. 1984.
- 14.) M.N.O. Sadiku and C.Y.O. Sadiku, "Writing a research report," IEEE Potentials., vol.7, no.2, pp.41-44, May 1988.
- 15.) M. Austin et al., The ISTC Handbook of Technical Writing and Publication Techniques : A Practical Guide for Managers, Engineers, Scientists and Technical Publications Staff, Reprinted. London: Heinemann, 1986.
- 16.) PSpice, MicroSim Corp., Laguna Hills, CA, May 1986.
- 17.) B. Gilbert, "A new wideband amplifier technique," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-3, no.4, pp.353-365, Dec. 1968.
- 18.) E. Seevinck, "Applications of the translinear principle in digital circuits," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-13, no.4, pp.528-530, Aug. 1978.
- 19.) A.J. Kemp, "Translinear logic - a new technique in bipolar technology," Electron. Lett., vol.19, no.9, pp.349-350, Apr. 1983.
- 20.) S. Pookaiyudom et al., "Peak-amplitude detector for sinusoidal signals," Electron. Lett., vol.15, no.4, pp.127-128, Feb. 1979.
- 21.) F.N. Trofimenkoff, "AC ripple and DC error in RMS-to-DC converters," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-30, no.4, p.311, Dec. 1981.
- 22.) R. Konn and R. Genin, "High-performance aperiodic frequency multiplying," Electron. Lett., vol.15, no.6, pp.187-189, Mar. 1979.

- 23.) Y.J. Wong and W.E. Ott, Function Circuits Design and Applications. New York: McGraw-Hill, 1976, pp.269-270.
- 24.) S. Ashok, "Integrable sinusoidal frequency doubler," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-11, no.2, pp.341-343, Apr. 1976.
- 25.) R.W.J. Barker, "Translinear frequency doubler," Int. J. Electron., vol.44, no.5, pp.461-464, May 1978.
- 26.) R. Genin and R. Konn, "Sinusoidal frequency doubler," Electron. Lett., vol.15, no.2, pp.47-48, Jan. 1979.
- 27.) A. Nedungadi, "Accurate translinear sinusoidal frequency doubler," Electron. Lett., vol.15, no.8, pp.228-229, Apr. 1979.
- 28.) C.C. Todd, "A monolithic analog compandor," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-11, no.6, pp.754-762, Dec. 1976.
- 29.) C.C. Todd, "An integrated expander circuit," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-11, no.6, pp.762-772, Dec. 1976.
- 30.) A.G. Bogle, "Rectifier circuit performance: some new approximate formulas," Proc. IEE, vol.124, no.12, pp.1127-1134, Dec. 1977.
- 31.) S. Pookaiyaudom et al., "A single-transistor full-wave rectifier," Proc. IEEE, vol.67, no.4, pp.687-689, Apr. 1979.
- 32.) Y. Prempraneerach, "A single-diode full-wave rectifier," Int. J. Electron., vol.58, no.6, pp.1033-1036, June 1985.
- 33.) J.G. Graeme et al., Operational Amplifiers, Design and Application. New York: McGraw-Hill, 1971, p.245.
- 34.) A. Antoniou, "Design of precision rectifiers using operational amplifiers," Proc. IEE, vol.121, no.10, pp.1041-1044, Oct. 1974.
- 35.) J.K. Roberge, Operational Amplifiers : Theory and Practice. New York:

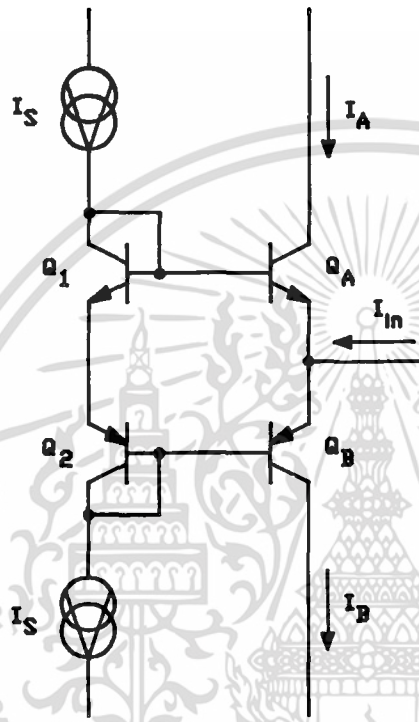
Wiley, 1975, pp.457-460.

- 36.) R.W.J. Barker and B.L. Hart, "Versatile precision full-wave rectifier,"  
Electron. Lett., vol.13, no.5, pp.143-144, Mar. 1977.
- 37.) C. Toumazou and F.J. Lidgely, "Wide-band precision rectification," IEE  
Proc. G, vol.134, no.1, pp.7-15, Feb. 1987.
- 38.) A. Fabre, "Dual translinear voltage/current convertor," Electron.  
Lett., vol.19, no.24, pp.1030-1031, Nov. 1983.
- 39.) L.W. Nagel, "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor  
circuits," Memo No. ERL-M520, Electronics Research Laboratory,  
University of California, Berkeley, May 1975.
- 40.) S. Soclof, Analog Integrated Circuits. Englewood Cliffs, NJ:  
Prentice-Hall, 1985, pp.100-109.
- 41.) A.B. Grebene, op. cit., pp.51-63.
- 42.) PSpice, op. cit., p.204
- 43.) Farnell Electronic Components Catalogue, Farnell Electronic components  
Ltd., Apr. 1983.
- 44.) S. Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated  
Circuits. New York: McGraw-Hill, 1988, pp.328-329.
- 45.) A.Fabre, "Wideband translinear current convertor," Electron. Lett.,  
vol.20, no.6, pp.241-242, Mar. 1984.
- 46.) M.K.N. Rao and J.W. Haslett, "Class AB bipolar voltage-current  
convertor," Electron. Lett., vol.14, no.24, pp.762-764, Nov. 1978.
- 47.) W. Surakamponorn, "Integrable wide-dynamic-range negative resistance  
circuits," Electron. Lett., vol.21, no.11, pp.506-508, May 1985.
- 48.) A. Fabre and P. Rochegude, "Negative impedance converter with a

- translinear implementation," Int. J. Electron., vol.60, no.6, pp.671-678, June 1986.
- 49.) G. Normand, "Translinear current conveyors", Int. J. Electron., vol.59, no.6, pp.771-777, Dec. 1985.
- 50.) R.W.J. Barker, "B.J.T. frequency doubling with sinusoidal output," Electron. Lett., vol.11, no.5, pp.106-107, Mar. 1975.
- 51.) B.L. Hart and R.W.J. Barker, "D.C. matching errors in the Wilson current source," Electron. Lett., vol.12, no.15, pp.389-390, July 1976.
- 52.) Small-Signal Transistor Data, Motorola Inc., 1983.
- 53.) S.Soclof, op. cit., p.82.
- 54.) D. Monticelli, et al., "200-MHz pnp transistors spawn fast analog chips," Electron. Des., vol.34, no.19, pp.111-116, Aug. 1986.
- 55.) M.R. Spiegel, Mathematical handbook of formulas and tables. New York: McGraw-Hill, 1968, p.110.

ภาคผนวก ก

การหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_S$  และกระแสสัญญาณอินพุต  $I_{in}$



รูปที่ ก.1 วงจรทรานซิสเตอร์แบบคู่เท้า

ตามรูปที่ ก.1 เป็นวงจรทรานซิสเตอร์แบบคู่เท้า โดยที่  $I_S$  เป็นกระแสดีซีไบแอส,  $I_{in}$  เป็นกระแสสัญญาณอินพุต ส่วน  $I_A$  และ  $I_B$  เป็นกระแสสัญญาณเอาต์พุต ถ้าหากว่าสมมติว่า ทรานซิสเตอร์  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_A$  และ  $Q_B$  มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

ก.) ค่าอัตราขยายกระแส  $\beta \gg 1$

ข.)  $V_{BE} > 4V_T$  ( $V_T = kT/q =$  เทอร์มอลโวลต์เตจ) ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับแรงดันที่เบสจะเป็น  $I_C = I_R \exp(V_{BE}/V_T)$  โดยที่  $I_R$  คือกระแสอิ่มตัวย้อนกลับของรอยต่อพี-เอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.) รอยต่อพี-เอ็นทั้งหมดมีอุณหภูมิ  $T$  ที่จุดเดียวกัน

ง.) คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_A$  สมพงษ์กัน

จ.) คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_B$  สมพงษ์กัน

จากข้อสมมติเหล่านี้ ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์(Kirchhoff's voltage law) จะได้

$$V_{BE_A} + V_{BE_B} - V_{BE_2} - V_{BE_1} = 0 \tag{ก.1}$$

$$V_T \ln(I_{A}/I_R) + V_T \ln(I_B/I_R) - V_T \ln(I_S/I_R) - V_T \ln(I_S/I_R) = 0$$

$$\ln(I_A/I_R) + \ln(I_B/I_R) - \ln(I_S/I_R) - \ln(I_S/I_R) = 0 \tag{ก.2}$$

ดังนั้น

$$\ln \{ (I_A I_B / I_S I_S) \} = 0 \tag{ก.3}$$

ทำการถอดลอการิทึมสมการ(ก.3) จะได้

$$I_S I_S = I_A I_B \tag{ก.4}$$

จากรูปที่ ก.1 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส  $I_A$ ,  $I_B$  และ  $I_{in}$  ดังนี้

$$I_A = I_B - I_{in} \tag{ก.5}$$

และ  $I_B = I_A + I_{in} \tag{ก.6}$

แทนสมการ(ก.5) ลงใน(ก.4) จะได้

$$I_S^2 = I_B^2 - I_B I_{in} \tag{ก.7}$$

ทำนองเดียวกันแทนสมการ(ก.6) ลงใน(ก.4) จะได้

$$I_S^2 = I_A^2 + I_A I_{in} \tag{ก.8}$$

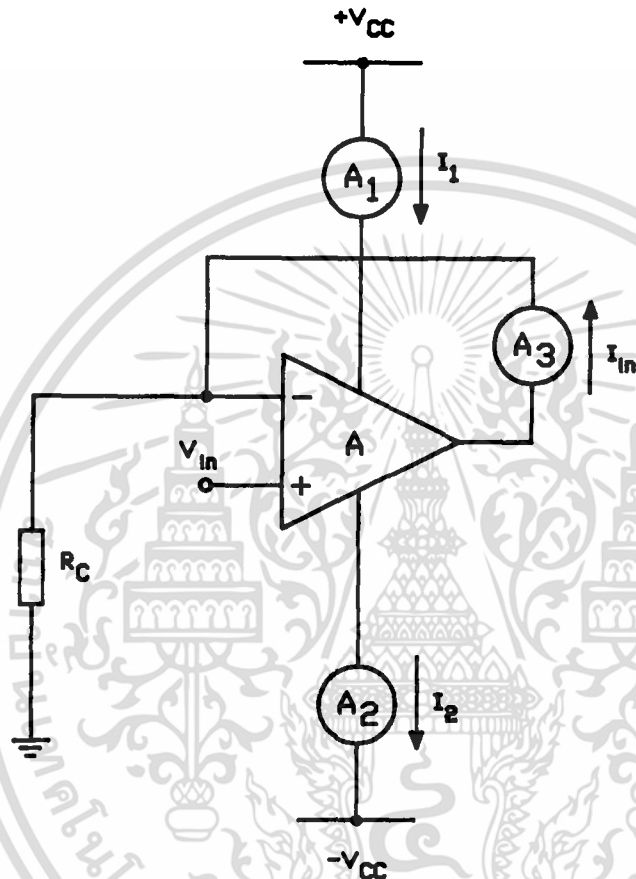
จากสมการ(ก.7) และ(ก.8) จะได้ค่า  $I_A$  และ  $I_B$  คือ

$$I_A = \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} - I_{in} \} / 2 \tag{ก.9}$$

$$I_B = \{ (4I_S^2 + I_{in}^2)^{1/2} + I_{in} \} / 2 \tag{ก.10}$$

ภาคผนวก ข

วิธีการวัดหาค่ากระแสไบแอสของออปแอมป์



รูปที่ ข.1 การวัดหาค่ากระแสไบแอสของออปแอมป์

จากรูปที่ ข.1 จะแสดงวิธีการวัดหาค่ากระแสไบแอสของออปแอมป์ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจร โดยอันดับแรกเราจะให้  $V_{in} = 0$  ซึ่งก็คือ  $I_{in} = 0$  แล้วบันทึกค่ากระแส  $I_1$  ที่อ่านได้จากดีซีแอมมิเตอร์  $A_1$  เป็น  $I_{10}$  และบันทึกค่ากระแส  $I_2$  ที่อ่านได้จากดีซีแอมมิเตอร์  $A_2$  เป็น  $I_{20}$  หลังจากนั้นก็ให้เพิ่มค่ากระแส  $I_{in}$  ขึ้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งกระแส  $I_1$  ลดลงจนมีค่าคงที่ บันทึกค่ากระแส  $I_1$  ที่ได้นี้เป็น  $I_{1c}$  ซึ่งก็หมายความว่า ทรานซิสเตอร์  $Q_A$  กำลังหยุดนำกระแส (switching off) ดัง

นั้นเราสามารถหาค่ากระแส  $I_S^+$  ได้จาก

$$I_S^+ \cong I_{10} - I_{1c} \quad (\text{ข.1})$$

ซึ่งก็หมายความว่า เมื่อ  $I_{1n} = 0$  แล้ว  $I_A \cong I_S^+$  ลำดับต่อไปก็จะเป็นการวัดหาค่าของกระแส  $I_S^-$  โดยเริ่มลด  $I_{1n} < 0$  ลงไปเรื่อยๆจนกระทั่งค่ากระแส  $I_2$  ที่อ่านได้จากดีซีแอมมิเตอร์เริ่มคงที่ บันทึกค่ากระแส  $I_2$  ที่ได้เป็น  $I_{2c}$  ดังนั้นค่ากระแส  $I_S^-$  จะหาได้จาก

$$I_S^- \cong I_{20} - I_{2c} \quad (\text{ข.2})$$

ซึ่งก็หมายความว่า  $I_{1n} = 0$  แล้ว  $I_B \cong I_S^-$  ผลจากการวัดจะคาดหมายว่า  $I_S^+ = I_S^- = I_S$  อนึ่งค่ากระแส  $I_S^+$  ที่แสดงก็คือ  $I_S$  ที่ไหลผ่านขาค่ายกำลังไฟบวก และกระแส  $I_S^-$  ก็คือ  $I_S$  ที่ไหลผ่านขาค่ายกำลังไฟลบ

โดยปกติแล้วทั้งกระแส  $I_S^+$  และกระแส  $I_S^-$  จะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นในภาคผนวก ก จึงแสดงทั้ง  $I_S^+$  และ  $I_S^-$  เป็น  $I_S$  ทั้งคู่

เนื่องจากว่า  $I^+$  เป็นกระแสไบแอส (ไม่รวมกระแส  $I_S$ ) ที่ไหลผ่านขาค่ายกำลังไฟบวก ดังนั้นเราสามารถหา  $I^+$  ได้จาก

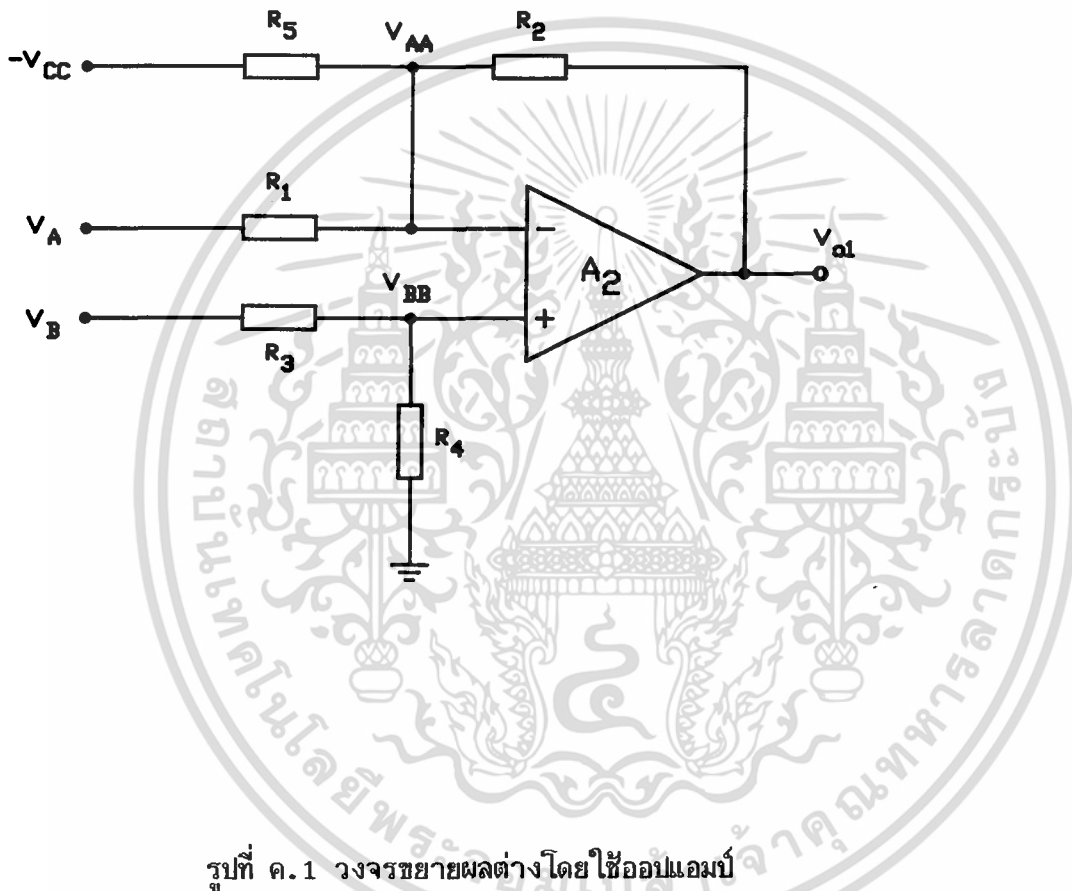
$$I^+ = I_{1c} - I_S^+ \quad (\text{ข.3})$$

และทำนองเดียวกัน

$$I^- = I_{2c} - I_S^- \quad (\text{ข.4})$$

ภาคผนวก ค

วงจรขยายผลต่างโดยใช้โอปอแอมป์(difference amplifier)



รูปที่ ค.1 วงจรขยายผลต่างโดยใช้โอปอแอมป์

ตามรูปที่ ค.1 เราจะหาความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตได้โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์กับโหนด(node)  $V_{AA}$  และโหนด  $V_{BB}$  นั่นคือ

$$V_{AA} \left\{ (1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_5) \right\} = (V_{o1}/R_2) + (V_A/R_1) - (V_{CC}/R_5) \quad (ค.1)$$

และ

$$V_{BB} \left\{ (1/R_3) + (1/R_4) \right\} = (V_B/R_3) \quad (ค.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$$Z_{AA} = R_1 // R_2 // R_5$$

หรือ  $Z_{AA} = \{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_5)\}^{-1}$  (ค.3)

และ

$$Z_{BB} = R_3 // R_4$$

หรือ  $Z_{BB} = \{(1/R_3) + (1/R_4)\}^{-1}$  (ค.4)

สำหรับออปแอมป์ที่เป็นเข้าใกล้อุดมคติแล้ว

$$V_{AA} \cong V_{BB}$$
 (ค.5)

แทนค่าสมการ(ค.3) ลงในสมการ(ค.1) จะได้

$$V_{AA}/Z_{AA} = (V_{O1}/R_2) + (V_A/R_1) - (V_{CC}/R_5)$$
 (ค.6)

และทำนองเดียวกันแทนสมการ(ค.4) ลงในสมการ(ค.6) แล้วจะได้

$$V_{BB}/Z_{BB} = V_B/R_3$$
 (ค.7)

จากนั้นแทนสมการ(ค.5) ลงในสมการ(ค.6) จะได้

$$V_{O1}/R_2 = - \{(V_A/R_1) - (V_{CC}/R_5)\} + V_{BB}/Z_{AA}$$
 (ค.8)

แทนสมการ(ค.7) ลงในสมการ(ค.8) จะได้

$$V_{O1} = - R_2 \{(V_A/R_1) - (V_{CC}/R_5)\} + R_2 \{(Z_{BB}/Z_{AA}) (V_B/R_3)\}$$
 (ค.9)

เพื่อให้  $V_{O1}$  ของสมการ(ค.9) ไม่ขึ้นอยู่กับค่าของ  $Z_{AA}$  และ  $Z_{BB}$  ดังนั้นจึงกำหนดให้

$$Z_{AA} = Z_{BB}$$

นั่นคือ

$$V_{O1} = - R_2 \{(V_A/R_1) - (V_{CC}/R_5)\} + R_2 (V_B/R_3)$$
 (ค.10)

ภาคผนวก ง

การประมาณค่าอนุกรมกำลัง(power series) ของ  $(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$

เทอม  $(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$  นี้สามารถที่จะประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง[55]

$$(1 + X)^{1/2} = 1 + (1/2)X - (1/8)X^2 + (3/48)X^3 - \dots \quad \text{เมื่อ } -1 < X \leq 1 \quad (\text{ง.1})$$

ถ้าหาก  $k_1 < 1.0$  แล้วจะทำให้  $-1 < k_1 \sin^2 \omega t \leq 1$  ดังนั้นเราสามารถที่จะประมาณค่า  $(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2}$  ด้วยสมการ(ง.1)

$$(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2} = 1 + (1/2)k_1 \sin^2 \omega t - (1/8)k_1^2 \sin^4 \omega t + (3/48)k_1^3 \sin^6 \omega t - \dots \quad (\text{ง.2})$$

เมื่อ  $\sin^2 \omega t = (1/2) - (1/2) \cos 2\omega t$

$$\sin^4 \omega t = (3/8) - (1/2) \cos 2\omega t + (1/8) \cos 4\omega t$$

$$\sin^6 \omega t = (5/16) - (15/32) \cos 2\omega t + (3/16) \cos 4\omega t - (1/32) \cos 6\omega t$$

นั่นคือ

$$(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2} \cong 1 + (1/2)k_1 \{(1/2) - (1/2) \cos 2\omega t\} - (1/8)k_1^2 \{(3/8) - (1/2) \cos 2\omega t + (1/8) \cos 4\omega t\} + (3/48)k_1^3 \{(5/16) - (15/32) \cos 2\omega t + (3/16) \cos 4\omega t - (1/32) \cos 6\omega t\} \quad (\text{ง.3})$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2} \cong \{1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3\} + \{-(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3\} \cos 2\omega t + \{(1/64)k_1^2 + (3/256)k_1^3\} \cos 4\omega t + \{-(1/512)k_1^3\} \cos 6\omega t \quad (\text{ง.4})$$

หรือ

$$(1 + k_1 \sin^2 \omega t)^{1/2} = a_{dc} + a_1 \cos 2\omega t + a_2 \cos 4\omega t + a_3 \cos 6\omega t + \dots$$

โดยที่

$$a_{dc} \cong 1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_1 \cong -(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3$$

$$a_2 \cong -(1/64)k_1^2 + (3/256)k_1^3$$

$$a_3 \cong -(1/512)k_1^3$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในระดับนานาชาติ

1. W. Surakamontorn, S. Jutaviriya, and T. Apajinda, "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier," *Int. J. Electron.*, vol.65, no.6, pp.1203-1208, Dec. 1988.
2. W. Surakamontorn, S. Jutaviriya, and T. Apajinda, "Full-wave rectifiers using operational amplifiers and resistors," accepted for publication in *Int. J. Electron.*, 1989.
3. W. Surakamontorn, S. Jutaviriya, and V. Riewruja, "OTA-based electronically tunable voltage-controlled resistance converter," accepted for publication in *Int. J. Electron.*, 1989.

หมายเหตุ :

*Int. J. Electron.* : International Journal of Electronics (Taylor & Francis Ltd, London)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier

W. SURAKAMPONTORN†, S. JUTAVIRIYA†, and  
T. APAJINDA†

In this article, an integrable circuit principle which can be employed to realize both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier is presented. The realization method makes use of a dual translinear characteristic of bipolar junction transistors. Two implementation circuits are proposed and their performance are demonstrated by experimental results.

### 1. Introduction

Dual translinear loops comprising of two n-p-n and two p-n-p bipolar transistors have received much attention recently. Usually, they are employed to implement analogue circuits like those of a current-to-current convertor (Fabre 1983), a voltage-to-current convertor (Rao and Haslett 1978), negative impedance convertors (Fabre and Rochegude 1986, Surakampontorn 1985) and current conveyors (Normand 1985). The purpose of this article is to show that a dual translinear loop can also be employed to implement a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier. Two implementation circuits are proposed, where the first circuit using only current mirrors (CMs) as the active elements and the second circuit employing a class AB voltage-to-current converter. Experimental results have shown that if an appropriate value of an input signal current is chosen, the performance of the proposed circuits can be favourably compared with the existing methods (Antoniu 1974, Ashok 1976, Barker and Hart, 1977, Genin and Korn 1979, Nedungadi 1979, Toumazo and Lidgely 1987).

### 2. Circuit description

#### 2.1. Basic principle

Consider a dual translinear loop formed by transistors  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  and  $Q_4$  shown in Fig. 1, where the current  $I_1$  through the diode-connected transistors is the quiescent current and  $I_{in}$  is an input signal current. If we assume that the transistors common-emitter current gain  $\beta \gg 1$ ,  $Q_1$  and  $Q_2$  are closely matched and  $Q_3$  and  $Q_4$  are closely matched, the relation of the currents  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  and  $I_{in}$  can be expressed as

$$I_2 = \{(I_{in}^2 + 4I_1^2)^{1/2} - I_{in}\}/2 \quad (1a)$$

$$I_3 = \{(I_{in}^2 + 4I_1^2)^{1/2} + I_{in}\}/2 \quad (1b)$$

At the bottom-right of the circuit, the current mirror CM1 reflects the current  $I_3$  in order to add with the current  $I_2$ . If the current mirror CM1 has exactly unity gain,

Received 25 January 1988; accepted 9 March 1988.

† Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

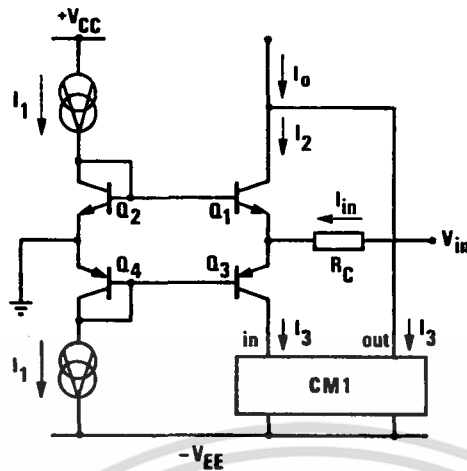


Figure 1. Basic principle.

then the output current  $I_0$  equals

$$I_0 = I_2 + I_3 \quad (3)$$

### 2.2. Sinusoidal frequency doubler

For a sinusoidal signal, the input signal current  $I_{in}$  is equalled to  $I_m \sin \omega t$  and if we select the signal amplitude such that  $|I_{in}| \ll I_1$ , then from eqns. (1) and (2) the current  $I_0$  becomes

$$I_0 = (I_{in}^2 + 4I_1^2)^{1/2} \quad (3)$$

If we set  $k_1 = I_m^2/4I_1^2$  and the power series of the form  $\sqrt{1+X} = 1 + (1/2)X - (1/8)X^2 + \dots$  are employed, then eqn. (3) can be written as

$$I_0 \cong I_{dc} + I_{2w} \cos 2\omega t + I_{4w} \cos 4\omega t + \dots \quad (4)$$

where  $I_{dc}$ ,  $I_{2w}$ ,  $I_{4w}$ , ... represent the amplitudes of the DC and the harmonic components and

$$I_{dc} \cong \{1 + (1/4)k_1 - (3/64)k_1^2 + (5/256)k_1^3\}2I_1 \quad (5a)$$

$$I_{2w} \cong \{-(1/4)k_1 + (1/16)k_1^2 - (15/512)k_1^3\}2I_1 \quad (5b)$$

$$I_{4w} \cong \{-(1/64)k_1^2 + (3/256)k_1^3\}2I_1 \quad (5c)$$

For  $k_1 < 1.0$ , the output current can be approximately given by

$$I_0 \cong I_{DC} + I_{2w} \cos 2\omega t \quad (6)$$

From eqn. (6), it is clearly seen that the output current contains the DC component and the signal that the frequency is twice the input signal frequency.

### 2.3. Full-wave rectifier

From eqn. (1), if we choose the signal current so that  $|I_{in}| \gg I_1$ , then the circuit will operate in the class B mode. This means that

$$I_2 \cong 0 \quad \text{and} \quad I_3 \cong I_{in} \quad \text{for} \quad I_{in} > 0 \quad (7a)$$

and

$$I_2 \cong I_{in} \text{ and } I_3 \cong 0 \text{ for } I_{in} < 0 \quad (7b)$$

Therefore the output current  $I_o$  becomes

$$I_o = |I_{in}| \quad (8)$$

It is clearly seen that in this case the circuit works as a full-wave rectifier.

#### 2.4. Practical circuits

Based on the basic principle of Fig. 1, two possible implementation circuits are proposed. The first circuit using current mirrors as the only active elements is shown in Fig. 2, where  $R_c$  converts an input voltage into a signal current  $I_{in} = V_{in}/R_c$  and the current  $I_1$  is derived from the supply voltage via  $R_1$ . Noting that the current mirrors are in the form of modified Wilson's current sources. The main advantage of this realization scheme is that it is very practical to use in discrete design, since discrete current mirrors are now available commercially. The second circuit is shown in Fig. 3. This circuit is modified from a class AB voltage-to-current converter which employs a translinear cell as a current follower (Surakamponorn 1985). It should be noted that the constant current source  $I_4$  in Figs. 2 and 3 is used to compensate the DC current at the output port. The major factors that contribute to

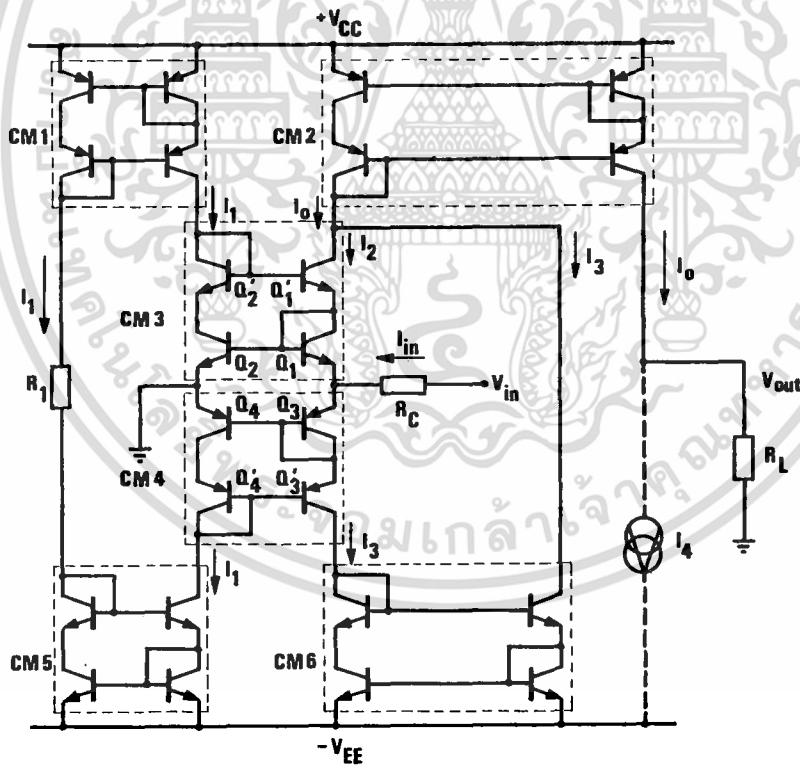


Figure 2. The proposed circuit employing current mirrors as the only active elements.

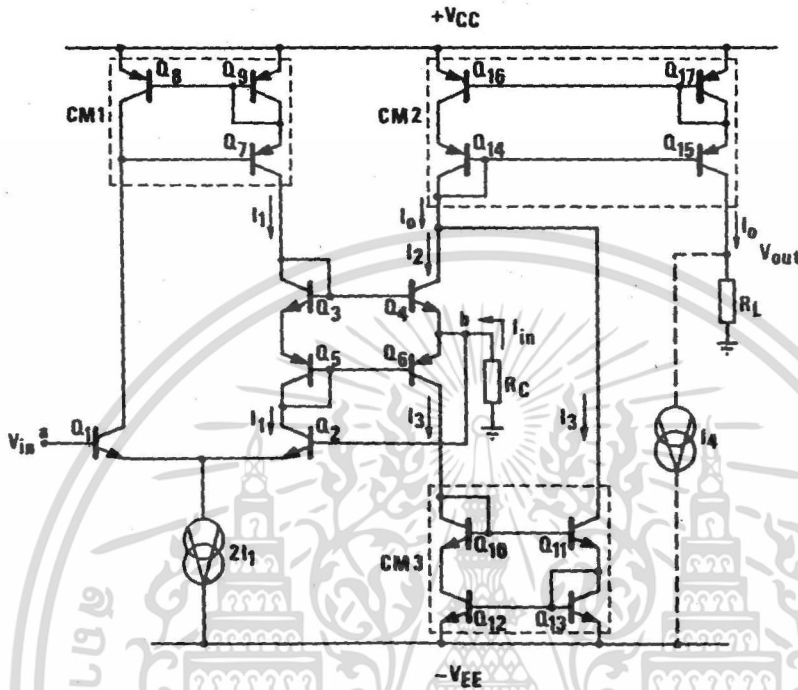


Figure 3. The proposed circuit using a class AB voltage-to-current converter.

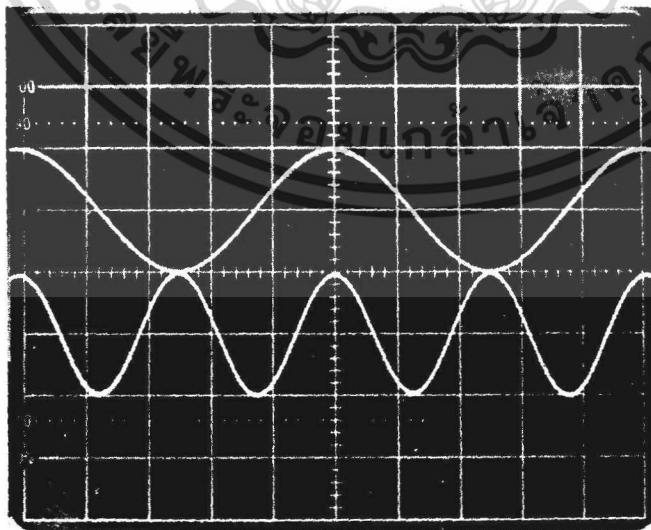


Figure 4. Sinusoidal frequency doubler response of the circuit in Fig. 3. Upper trace input: 1 V<sub>p-p</sub>; lower trace output: 1 V<sub>p-p</sub>; horizontal scale: 0.2 ms/div.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the errors from the ideal performance are due to low device value of  $\beta$  and transistor mismatch.

### 3. Experimental results

By the use of the SPICE analogue simulation program (Nagel 1975), we have found that the performance of both the circuits is similar. This is due to the fact that the rectifying and the frequency doubling action of both the circuits is through the use of a dual translinear cell. Therefore only the performance of the circuit in Fig. 3 is reported. The circuit was constructed on proto-boards, where all n-p-n transistors were in the form of monolithic transistor arrays (LM3046), the p-n-p transistors were selectively matched discrete transistors, the current  $I_1$  was set to  $100 \mu\text{A}$  and the error due to low device value of  $\beta$  and transistor mismatch are minimized to values smaller than  $\pm 0.5 \text{ mV}$ .

Figure 4 shows the performance of the circuit when working as a sinusoidal frequency doubler. The peak-to-peak amplitude of the input signal is  $1.0 \text{ V}$  and  $R_c$  is chosen to be  $4.7 \text{ k}\Omega$  and, consequently,  $k_1 = 0.283$ . In order that the peak-to-peak amplitude of the output signal is  $1.0 \text{ V}$ , the resistor  $R_L$  is  $38 \text{ k}\Omega$ . Comparing with the predicted values from eqn. (5), an error of about  $0.9\%$  was achieved. The harmonic distortion was measured by using a high  $Q$  bandpass active filter and a harmonic distortion, which is the ratio of  $I_{4w}/I_{2w}$ , of about  $1.55\%$  was measured. This value is in close agreement to the harmonic distortion of  $1.47\%$  calculated by using  $I_{2w}$  and  $I_{4w}$  from eqn. (5). Furthermore, the bandwidth of the circuit is measured to be  $40 \text{ KHz}$ . The full-wave rectifier response is shown in Fig. 5, where the peak-to-peak amplitude of  $V_{in}$  is  $1 \text{ V}$ . In this case, the resistors  $R_c$  and  $R_L$  are  $75 \Omega$  and a percentage error of about  $1.4\%$  was observed. It should be noted that since the testing circuit was constructed by using discrete components, so the circuit in integrated form is expected to give a better performance.

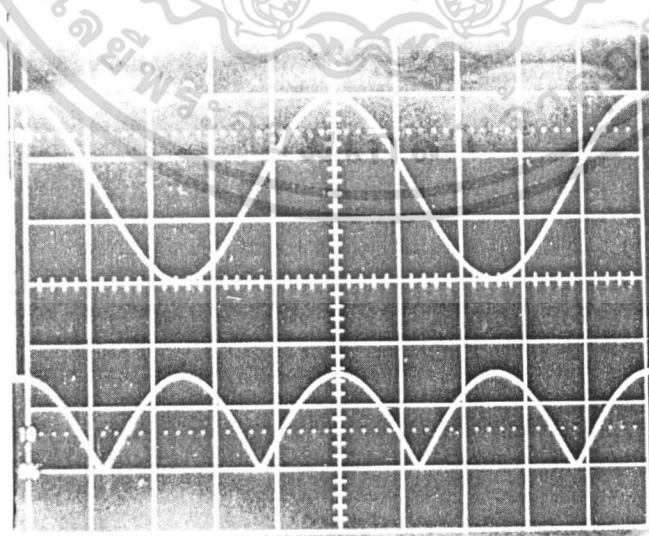


Figure 5. Full-wave rectifier response of the circuit in Fig. 3. Upper trace input:  $1 \text{ V}_{\text{p-p}}$ ; lower trace output:  $0.5 \text{ V}_{\text{peak}}$ ; horizontal scale:  $0.2 \text{ ms/div}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4. Conclusion

We have shown that both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier can be realized by the use of a dual translinear loop. Experimental results have been employed to demonstrate the performance of the circuit and have been shown to agree very well with the expected values. In addition, the realization scheme is suitable for implementing in the monolithic integrated form.

#### REFERENCES

- ANTONIOU, A., 1974, Design of precision rectifier using operational amplifiers. *Proc. IEE*, **121**, 1041–1044.
- ASHOK, S., 1976, Integrable sinusoidal frequency doubler. *IEEE J. Solid-St. Circuits*, **11**, 341–343.
- BARKER, R. J. W., and HART, B. L., 1977, Versatile precision full-wave rectifier. *Electronic Letters*, **13**, 143–144.
- FABRE, A., 1983, Wideband translinear current convertor. *Electronic Letters*, **20**, 241–242.
- FABRE, A., and ROCHEGUDE, P., 1986, Negative impedance convertor with a translinear implementation. *Int. J. of Electron.*, **60**, 671–678.
- GENIN, R., and KORN, R., 1979, Sinusoidal frequency doubler. *Electronic Letters*, **15**, 47–48.
- NAGEL, L. W., 1975, SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits. Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, Memo ERL-M520.
- NEDUNGADI, A., 1979, Accurate translinear sinusoidal frequency doubler. *Electronic Letters*, **15**, 228–229.
- NORMAND, G., 1985, Translinear current conveyors. *Int. J. of Electron.*, **59**, 771–777.
- RAO, M. K. N., and HASLETT, J. W., 1978, Class AB bipolar voltage-current convertor. *Electronic Letters*, **14**, 762–764.
- SURAKAMPONTORN, W., 1985, Integrable wide-dynamic-range negative resistance circuits. *Electronic Letters*, **21**, 506–508.
- TOUMAZO, C., and LIDGEY, F. J., 1987, Wide-band precision rectification. *Proc. IEE*, **134**, Pt. G, 7–15.

# INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS

*Editor:*

PROFESSOR P. A. LINDSAY,  
DEPARTMENT OF ELECTRONIC AND ELECTRICAL ENGINEERING,  
KING'S COLLEGE, STRAND, LONDON WC2R 2LS, UK  
Tel. 01-836 5454

*Consultant Editors:*

PROFESSOR SIR NEVILL MOTT, F.R.S.  
J. M. LAFFERTY, B.Sc., M.Sc., Ph.D., F.I.E.E.E.  
PROFESSOR J. R. WHINNERY, A.A., B.S., Ph.D.

*Associate Editors:*

PROFESSOR VICTOR L. GRANATSTEIN,  
ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT,  
UNIVERSITY OF MARYLAND,  
COLLEGE PARK, MARYLAND 20742, USA  
Tel. (301) 454 7096

PROF. DR.-ING. H. L. HARTNAGEL,  
TECHNISCHE HOCHSCHULE DARMSTADT,  
MERCKSTRASSE 25,  
6100 DARMSTADT, FRG  
Tel. (06151) 1621 62

PROFESSOR SHOICHI ONO,  
RESEARCH INSTITUTE OF ELECTRICAL COMMUNICATION,  
TOHOKU UNIVERSITY, 1-1-2, KATAHIRA,  
SENDAI 980, JAPAN  
Tel. 0222-27-6200

14, April 1988

Dr.W.Surakamponorn  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang, Bangkok 10520  
Thailand

Dear Dr.Surakamponorn,

I have pleasure in accepting for publication as a RESEARCH NOTE  
your revised paper entitled:

'Full-wave rectifiers using operational amplifiers and  
resistors' by W.Surakamponorn, S.Jutaviriya and  
T.Apajinda.

You may like to know that the galley proofs will be sent to you  
direct by the publishers, and when corrected, one copy should be  
returned to them.

Yours sincerely,

P.A. Lindsay

P.A.Lindsay  
Editor

 Published by TAYLOR & FRANCIS Ltd, 4 JOHN STREET, LONDON WC1N 2ET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**"FULL-WAVE RECTIFIERS USING OPERATIONAL AMPLIFIERS AND RESISTORS"**

WANLOP SURAKAMPONTORN ,PH.D.

SUPAKIT JUTAVIRIYA ,B.ENG.

THANANAN APAJINDA ,B.ENG.

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of technology

Ladkrabank Bangkok 10520

THAILAND.

**Abstract:**

An alternative scheme for realising a full-wave rectifier is described in this note. The realization method uses the inherited class AB complementary stage of a general-purpose operational amplifier (op amp) as a means to perform a rectifier action. Therefore, the rectifier circuits comprise only op-amps and resistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Introduction:

In the past, wide variety of full-wave rectifier circuits have been reported ( Graeme et al. 1971, Antoniou 1974, Roberge 1975 and Barker et al. 1977 ). However, most of these schemes are usually some arrangement of operational amplifiers, transistors, diodes and resistors. It seems that none of them have been built by using op amp as only the active element. Recently, a new method for constructing full-wave rectifier was presented (Toumazou et al. 1987) and shown to provide wide-band precision rectification. In this realization method, the phase split output currents of the supply-line leads of the op amp are sensed by using current mirrors and then recombined to produce a unipolar output. The purpose of this note is to show that the same idea can be employed to create a full-wave rectifier circuit which constructed by using op amps and resistors. The proposed realization scheme is suitable for general-purpose op amps like LM741, LF351 or LF441, in which their output stage are usually a class AB complementary amplifier.

### Full-wave rectifier circuits:

A full-wave rectifier circuit using two op amps and resistors is shown in Fig. 1. The op-amp  $A_1$  and a converting resistor  $R_c$  form a voltage follower circuit, converting an input voltage  $V_{in}$  into a signal current  $I_{in} = V_{in}/R_c$ . If the signal current is so large such that  $|I_{in}| \gg I_s$ ,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $I_S$  is the biasing current of the class AB complementary output stage, then the positive supply-line current  $I_1$  and the negative supply-line current  $I_2$  of the op amp  $A_1$  can be given by

$$I_1 \cong I_Q^+ + I_S^+ + I_A \quad (1.a)$$

$$I_2 \cong -I_Q^- - I_S^- - I_B \quad (1.b)$$

where the current  $I_Q$  is the quiescent bias current, excluding the bias current  $I_S$ , drawn by the op amp and the currents

$$I_A = -I_{in} \quad , \quad I_B = 0 \quad \text{for } V_{in} > 0 \quad (2.a)$$

and 
$$I_A = 0 \quad , \quad I_B = -I_{in} \quad \text{for } V_{in} < 0 \quad (2.b)$$

The supply-line currents  $I_1$  and  $I_2$  are sensed by the resistors  $R_A$  and  $R_B$ , respectively, and then the voltage drop across the resistors are delivered to a difference amplifier formed by the op amp  $A_2$  and the resistors  $R_1, R_2, R_3$  and  $R_4$ . Assuming that  $R_1 = R_3 = R, R_2 = R_4 = mR, R_A = R_B, I_Q^+ = I_Q^- = I_Q, I_S^+ = I_S^- = I_S$  and  $|I_A| = |I_B|$ , then the output voltage  $V_{o1}$  can be expressed as

$$V_{o1} = \{ 2mR_A(I_Q + I_S) - 2mV_{cc} + mV_{cc}R/R_S \} + mR_A|V_{in}|/R_C \quad (3)$$

where  $V_{cc}$  is a power supply voltage. It is evident that the fourth term of the eqn.(3) is in the form of a full-wave rectified signal. The terms between the brackets are DC voltages which can be nulled by including the resistor  $R_S$  connected to the negative power-supply voltage as shown in the Fig. 1, where  $R_S \cong R/2$ . However, due to the use of a difference amplifier, high precision resistors are required by this realization, particularly for

the resistor  $R_A$ , in order to get a good rectified signal. (Wait et al. 1971)

Alternatively, a full-wave rectifier circuit using three op amps and resistors is shown in Fig. 2. For this circuit, op amps  $A_1$  and  $A_2$  and a converting resistor  $R_c$  form a differential voltage-to-current converter, converting an input voltage  $V_{in}$  into half-wave rectified currents  $I_{A1}$ ,  $I_{B1}$ ,  $I_{A2}$  and  $I_{B2}$ . The op amp  $A_3$  and the resistors  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  and  $R_f$  form a summing amplifier. In this case, the positive-supply-line currents  $I_1$  and  $I_2$  of the op amps  $A_1$  and  $A_2$ , respectively, can be given by

$$I_1 \cong I_{Q1}^+ + I_{S1}^+ + I_{A1} \quad (4.a)$$

and 
$$I_2 \cong I_{Q2}^+ + I_{S2}^+ + I_{A2} \quad (4.b)$$

where 
$$I_{A1} = -I_{in}, I_{A2} = 0 \quad \text{for } V_{in} > 0 \quad (5.a)$$

$$I_{A1} = 0, I_{A2} = -I_{in} \quad \text{for } V_{in} < 0 \quad (5.b)$$

Ideally, it is required that  $R_A=R_B$ ,  $R_1=R_2=R$  and the op amps  $A_1$  and  $A_2$  are closely matched, i.e.,  $I_{Q1}^+=I_{Q2}^+=I_Q$ ,  $I_{S1}^+=I_{S2}^+=I_S$ , and  $|I_{A1}|=|I_{A2}|$ . Then the output voltage  $V_{O2}$  can be expressed as

$$V_{O2} = \{2(R_A R_f / R)(I_Q + I_S) - 2V_{cc}(R_f / R) + V_{cc}(R_f / R_3)\} + R_A R_f |V_{in}| / (R_c R) \quad (6)$$

Similarly, the terms between the brackets which are DC voltages can be removed by employing  $R_3 \cong R/2$ . However, the main disadvantage for the realization scheme of Fig.2 is that it requires closely matched op amps.

### Experimental results:

The two op amps rectifier circuit of the Fig. 1 was constructed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

using LM741 op amps and  $V_{cc} = 15$  volts. Fig. 3 shows the full-wave rectified signal in comparison to the input signal for the case of  $R_A=R_B=75\Omega$ ,  $R_C=31\Omega$ ,  $R_1=R_3=22k\Omega$ ,  $R_2=10k\Omega$ ,  $R_5=11k\Omega$  and  $R_4=5.24k\Omega$ . The peak-to-peak amplitude of the input signal is 1 volt and the testing frequency is 1 kHz. It may be noted that in order to get an equal rectified peak output voltage, the resistor  $R_4$  requires a high precision resistor. Therefore, in practice, a variable resistor connected in series with  $R_4$  should be employed. For the case of the three op amps rectifier circuit of Fig.2, the circuit gives a response similar to the response shown in Fig. 3. The circuit elements in this case are  $R_A=R_B=75\Omega$ ,  $R_C=31\Omega$ ,  $R_1=R_2=22k\Omega$ ,  $R_3=11k\Omega$  and  $R_4=10k\Omega$ . In addition, the bandwidths of both the circuits was also tested and measured to be 20 kHz.

#### Conclusion:

In this note, it has been shown that a full-wave rectifier circuit constructed using op amps as only the active elements is possible. The rectifying action is performed through the use of a class AB complementary amplifier at the output stage of a general-purpose op amp. Two new full-wave rectifier circuits, where the first circuit comprises two op amps and 8 resistors and the second circuit comprises three op amps and 7 resistors, have been described and experimentally verified. Since the method employing op amps, it is suitable for low frequency applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**References:**

- ANTONIOU, A., 1974, Design of precision rectifiers using operational amplifiers. IEE Proc. G, 121, (10), 1041-1044.
- BARKER, R.W.J., and HART, B.L., 1977, Versatile precision full-wave rectifier. Electron. Lett., 13, 143-144.
- GRAEME, J.G., TOBEY, G.E., and HUELSMAN, L.P., 1971, Operational amplifiers, design and application (New York: McGraw-Hill), 245.
- ROBERGE, J.K., 1975, Operational amplifiers: theory and practice (New York: John Wiley ), 458-460.
- TOUMAZOU, C., and LIDGEY, F.J., 1987, Wide-band precision rectification. IEE Proc. G , 134, (1), 7-15.
- WAIT, J.V., HUELSMAN, L.P., and KORN, G.A., 1971, Introduction to operational amplifier theory and applications (New York: McGraw-Hill), 34-37.

CAPTIONS

Figure 1 The proposed two op amps full-wave rectifier circuit.

Figure 2 The proposed three op amps full-wave rectifier circuit.

figure 3 Response of the full-wave rectifier to a sinusoidal excitation.

Input signal :  $1 V_{p-p}$  , Output signal :  $0.5 V_{peak}$ .

Horizontal scale :  $0.2 ms/div.$





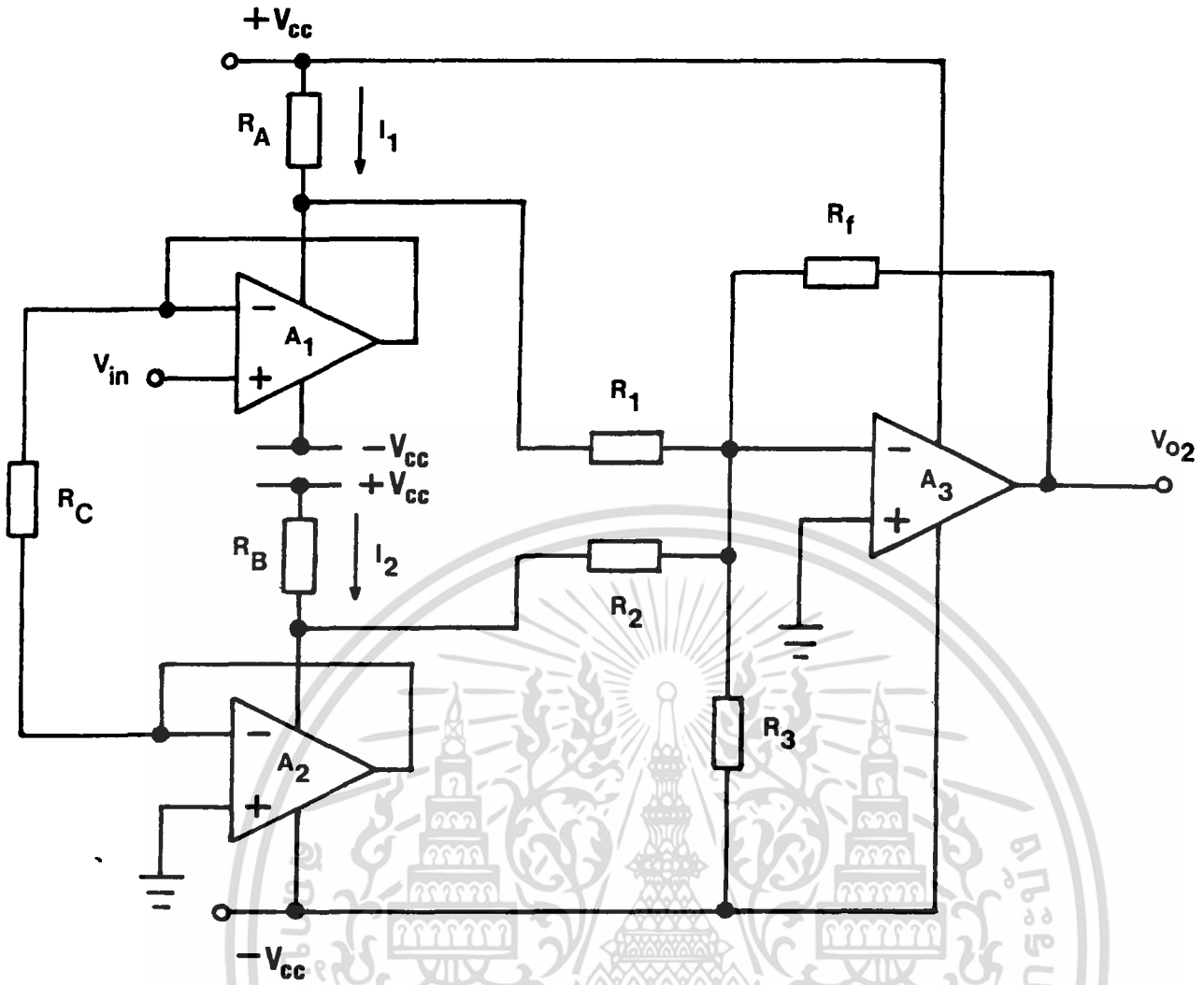


Figure 2 N. Sudaekamporn et al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS

*Editor:*

PROFESSOR P. A. LINDSAY,  
DEPARTMENT OF ELECTRONIC AND ELECTRICAL ENGINEERING,  
KING'S COLLEGE, STRAND, LONDON WC2R 2LS, UK  
Tel. 01-836 5454

*Consultant Editors:*

PROFESSOR SIR NEVILLE MOTT, F.R.S.  
J. M. LAFERTY, B.S.E., M.S., Ph.D., F.I.E.E.E.  
PROFESSOR J. R. WHINNERY, A.A., B.S., Ph.D.

*Associate Editors:*

PROFESSOR VICTOR L. GRANATSTEIN,  
ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT,  
UNIVERSITY OF MARYLAND,  
COLLEGE PARK, MARYLAND 20742, USA  
Tel. (301) 454 7096

PROF. DR.-ENG. H. L. HARTNAGEL,  
TECHNISCHE HOCHSCHULE DARMSTADT,  
MERCKSTRASSE 25,  
6100 DARMSTADT, FRG  
Tel. (06151) 1621 62

PROFESSOR SHOICHI ONO,  
RESEARCH INSTITUTE OF ELECTRICAL COMMUNICATION,  
TOHOKU UNIVERSITY, 1-1-2, KATAHIRA,  
SENDAI 980, JAPAN  
Tel. 0222-27-6200

8 August 1988

Dr. W. Surakamponorn  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang, Bangkok  
Thailand 10520

Dear Dr. Surakamponorn,

I have pleasure in accepting for publication the following paper entitled:

'OTA-based electronically tunable voltage-controlled resistance converter' by W. Surakamponorn, S. Jutaviriya and V. Riewruja.

You may like to know that the galley proofs will be sent to you direct by the publishers, and when corrected, one copy should be returned to them.

Yours sincerely,

P. A. Lindsay

P. A. Lindsay  
Editor



Published by TAYLOR & FRANCIS LTD, 4 JOHN STREET, LONDON WC1N 2ET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**"OTA-BASED ELECTRONICALLY TUNABLE VOLTAGE-CONTROLLED RESISTANCE CONVERTER"**

WANLOP SURAKAMPONTORN ,PH.D.

SUPAKIT JUTAVIRIYA ,B.ENG.

VANCHAI RIEWRUJA ,B.ENG.

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology

Ladkrabang Bangkok 10520

THAILAND.

**Abstract:**

An operational transconductance amplifier(OTA)-based wide-tunable-range voltage-controlled resistance converter circuit, where the magnitude of the converted resistance can be electronically varied, is proposed in this article. The circuit is realised through the use of an active network termed as an electronically tunable second-generation current conveyer(ECCII), which is a current conveyer with electronically variable properties. The realisation scheme provides both a positive and a negative resistance and employs OTAs as only the active elements.

**Introduction:**

It is well known that negative and positive resistances that can be electronically tuned are highly useful in the field of active networks and oscillators. Many general resistance conversion circuits do exist in the literature (Pookaiyaudom et. al. 1978, Regtien 1979, Surakampontrorn and Junnapiya 1986). However, the design methods are suitable only for implementing in monolithic integrated circuit form. In addition, their linear tunable range are limited to be less than two decades. Recently, there has been a great deal of interest in the OTAs (Marval 1982, Geiger and Sanchez-Sinencio 1985, Khan and Ahmed 1987). This is due to the fact that OTAs are low-cost devices and their transconductance gain  $g_m$  can be linearly controlled over more than four decades by means of an external bias current. In this article, an ECCII realised by using OTAs as only the active elements is proposed. The ECCII is then employed to implement a grounded and a floating tunable general resistance converter, where both a positive and a negative resistances can be realised. Experimental and simulation results demonstrating the circuit linear tunable range and dynamic range are presented. Although emphasis is given on OTA-based circuit, the proposed realization scheme is also suitable for implementing in monolithic integrated form.

**Circuit description:**

The proposed tunable grounded voltage-controlled resistance

(3)

converter is shown in figure 1. The active network formed by OTA1, OTA2 and  $R_1$  is an OTA-based ECCII. Its terminal characteristic can be described by the matrix equation

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ (g_{m1}R)/(1+g_{m1}R) & 0 & 0 \\ 0 & \pm g_{m2}R_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $R$  is a given resistance,  $g_{m1}$  and  $g_{m2}$  are the transconductance gain of the OTA1 and OTA2, respectively. The transconductance gain is given by  $g_m = I_B/(2V_T)$ , where  $I_B$  is the bias current and  $V_T$  denotes the thermal voltage  $kT/q$ .

From the equation (1), if we choose such that  $g_{m1}R \gg 1$ , then the ECCII can be described by the following set of equations

$$i_y = 0 ; v_y \cong v_x \text{ and } i_z = \pm h \cdot i_x = \pm (R_1 \cdot I_{B2} / (2V_T)) \cdot i_x \quad (2)$$

It is clearly seen that the current transfer ratio  $h$  of the current conveyor can be varied by electronic means. The plus and minus signs in the equation (2) denote positive and negative current conveyor, respectively. It should be pointed that the ECCII in the figure 1 realises ECCII  $\oplus$  and, if the terminals of OTA2 is interchanged, then the circuit will realise ECCII  $\ominus$ .

(4)

The operation of the resistance converter can now be explained as follows: Assuming  $v_{in} > 0$ , an input voltage  $v_{in}$  at port A will transfer to the resistance  $R$  and convert to a signal current  $i = + v_{in}/R$  to flow out of port x. The ECCII then amplifies the signal current and produces an output current equal to  $i_o = h.i$ , which will flow out of port A. By inspecting the input voltage polarities and the direction of the output current at port A, we can readily see that the input resistance  $R_{in}$  looking into port A is equaled to

$$R_{in} = -R/h = -R(2V_T/I_{B2}) \quad (3)$$

which is in the form of an electronically tunable negative resistance. On the other hand, if we interchange the OTA2 input terminals, the circuit will realise an electronically tunable positive resistance. In addition, if a floating voltage-controlled-resistance is required, the circuit can be made by cascading two grounded circuits in a symmetrical manner.

The major factors that contribute to the distortion and nonlinearity in the circuit can be classified as follows. The first factor, which will contribute to the inaccuracy of the circuit, is due to the ohmic drop across the input stage of the OTA1. From equation (1), if we let  $r_{o1} = 1/g_{m1}$ , then the relationship between  $v_x$  and  $v_y$  can be written as

$$v_x \cong (R/(2r_{o1} + R))v_y \quad (4)$$

We can see that the voltage at port y will accurately transfer to port x only if the magnitude of the given resistance  $R$  is much larger than  $2r_{o1}$  or

(5)

$R \gg 2r_{e1}$ . For example, if  $I_{B1} = 500 \mu A$  or  $r_{e1} = 52 \Omega$  and  $R = 10 k\Omega$ , then the transfer error is about 1.03%. The second factor which will cause the nonlinearity of the circuit is due to the limited linear range of the input stage of the OTA2. In order to minimize this error, the voltage swing across the resistor  $R_1$  should be kept to be less than the limited linear range. The third factor is due to the bias currents of the input stages of OTA1 and OTA2. These currents, with the resistor  $R$ , will produce an output offset current at port  $z$ . However, this offset current can be minimized by using a low value of  $R$ . The last factor is due to the temperature dependence on the  $R_{in}$ . If this temperature influence is a major interest, it can be compensated by using a current source that is proportional to the absolute temperature. (Pookaiyudom et. al. 1979)

### Experimental results

To verify the dynamic range and tuning range experimentally, the resistance converter circuit of figure 1 was constructed using 13600-type OTAs and 1-percent tolerance discrete resistors. Figure 2 shows the measured characteristics of the grounded resistance conversion circuit for both positive and negative converted resistances. We have used  $R = 10 k\Omega$ ,  $R_1 = 52 \Omega$ ,  $I_{B1} = 100 \mu A$  and  $I_{B2}$  is varied from  $250 \mu A$  to  $2000 \mu A$ . For these values a dynamic range of approximately  $\pm 1$  volts is observed. Figure 3 shows the plot of the converted resistance  $R_{in}$  as a function of the current  $I_{B2}$ . We

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

can see that  $R_{in}$  can be linearly and electronically controlled over more than three decades with the current  $I_{B2}$ . Close agreement between the expected values and the measured values have been demonstrated by the plot.

### Conclusion

In this article, an OTA-based electronically tunable second-generation current conveyor (ECCII) have been realised. The conveyor is then employed to implement a general resistance converter , where both a positive and a negative resistance can be realised in the circuit and its magnitude can be controlled by electronic means. The performance of the circuit have been verified experimentally. It should be noted that although in this work only the resistance converter is mentioned, the proposed ECCII can also be used to realise active circuit elements like those of a gyrator, a frequency dependent negative resistance or an oscillator.

### Acknowledgment

The authors wish to thank the science and technology development board of Thailand for the scholarship awarded to S. Jutaviriya, without which this work could not have been carried out.

## References:

- 1). GEIGER, L.R., and SANCHEZ-SINENCIO, E: "Active filters using operational transconductance amplifiers : a tutorial", IEEE Circuits Devices Mag., 1985, 2, pp.20-32.
- 2). KHAN ,I.A.,and AHMED, M.T.: " Wide-range electronically tunable multifunctional OTA-C filter for instrumentation applications", IEEE Trans., 1987, IM-36, pp.13-17.
- 3). MALVAR, H.S. : "Electronically controllable active filters with operational transconductance amplifiers", IEEE Trans., 1982, CAS-29, pp.333-336.
- 4). POOKAIYAUDOM, S., SURAKAMPONTORN, W., and KUHANONT, T.: "Integrable electronically variable general-resistance converter - a versatile active circuit element:", IEEE Trans. , 1978, CAS-25, PP.344-353.
- 5). POOKAIYAUDOM, S., DEJHAN, K. and WATANACHAIPRATEEP, C.: "An integrable electronically variable phase shifter", Proc. IEEE, 1979, Vol. 67, pp.183-185.
- 6). REGTIEN, P.P.L.: "Floating current-controlled resistance", Int. J. Electron. , 1979, 46, pp.273-280.
- 7). SURAKAMPONTORN, W. and JUNNAPIYA, S.: " Electronically variable general-resistance circuit", Int. J. Electron, 1986, 60, pp.281-285.

**CAPTION ON THE FIGURES**

**FIGURE 1** The proposed OTA-based grounded resistance converter.

**FIGURE 2** The measured characteristics of the circuit in figure 1.

**FIGURE 3** Plots of the converter resistance  $R_{in}$  versus the bias current  $I_{B2}$ .



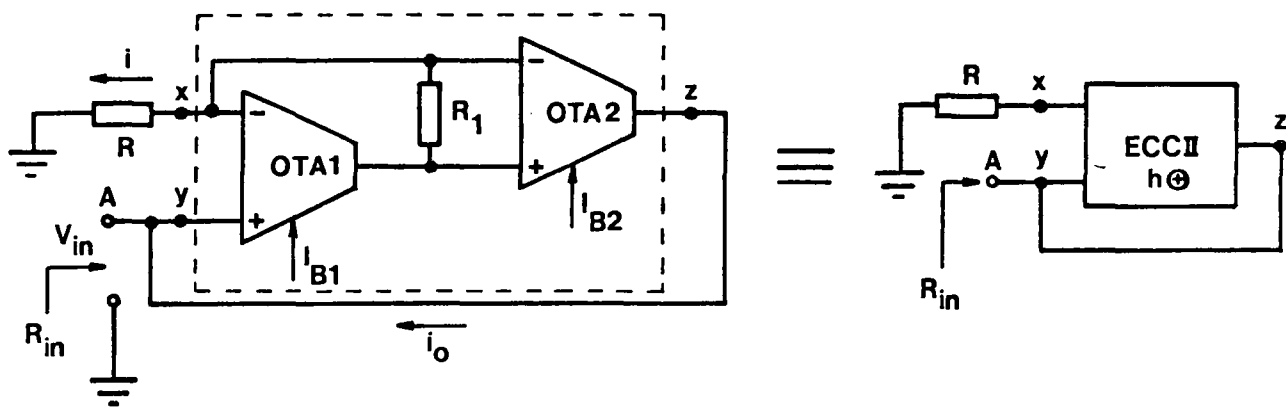
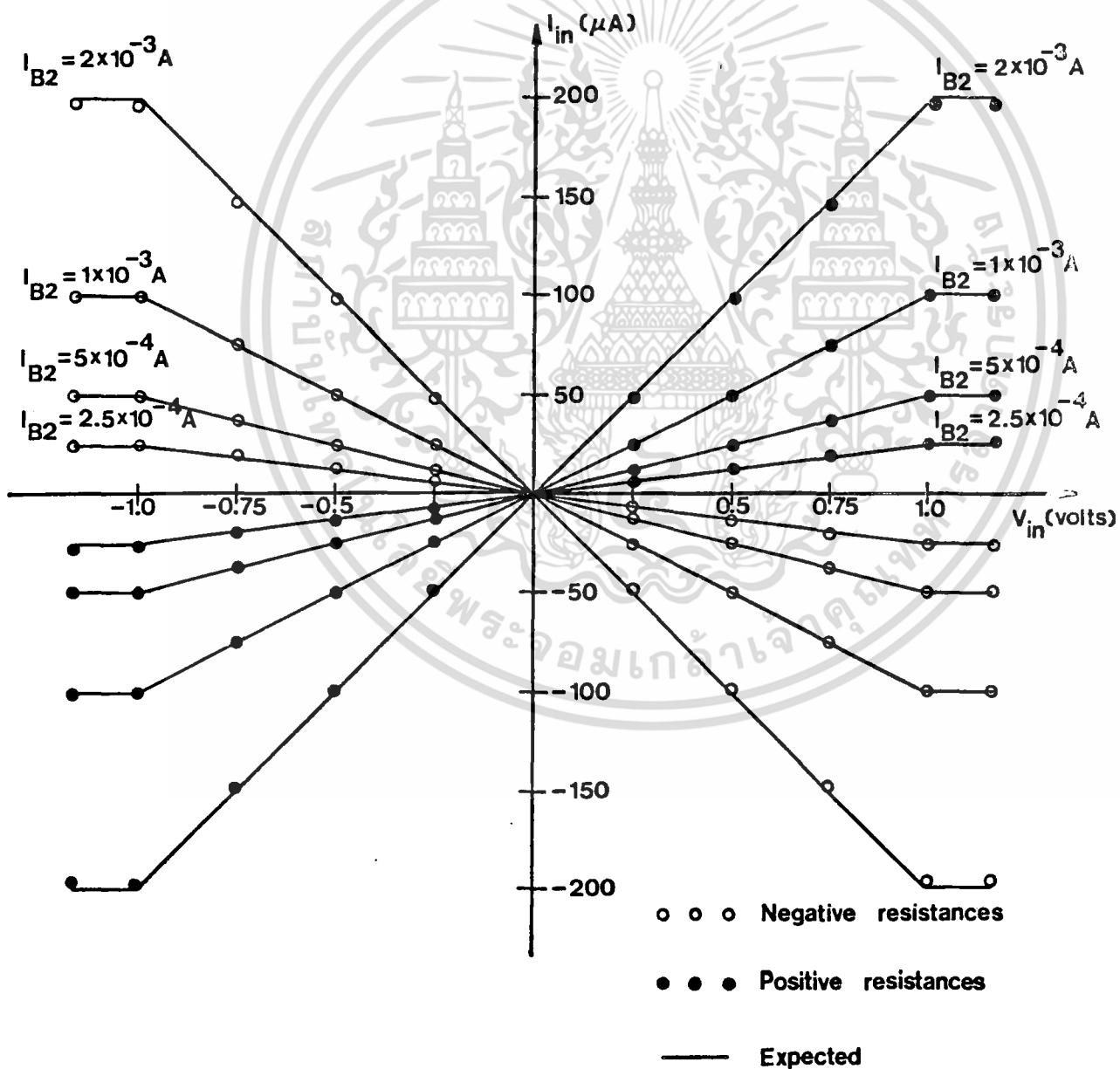


Figure 1. N. Susakampon et al.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

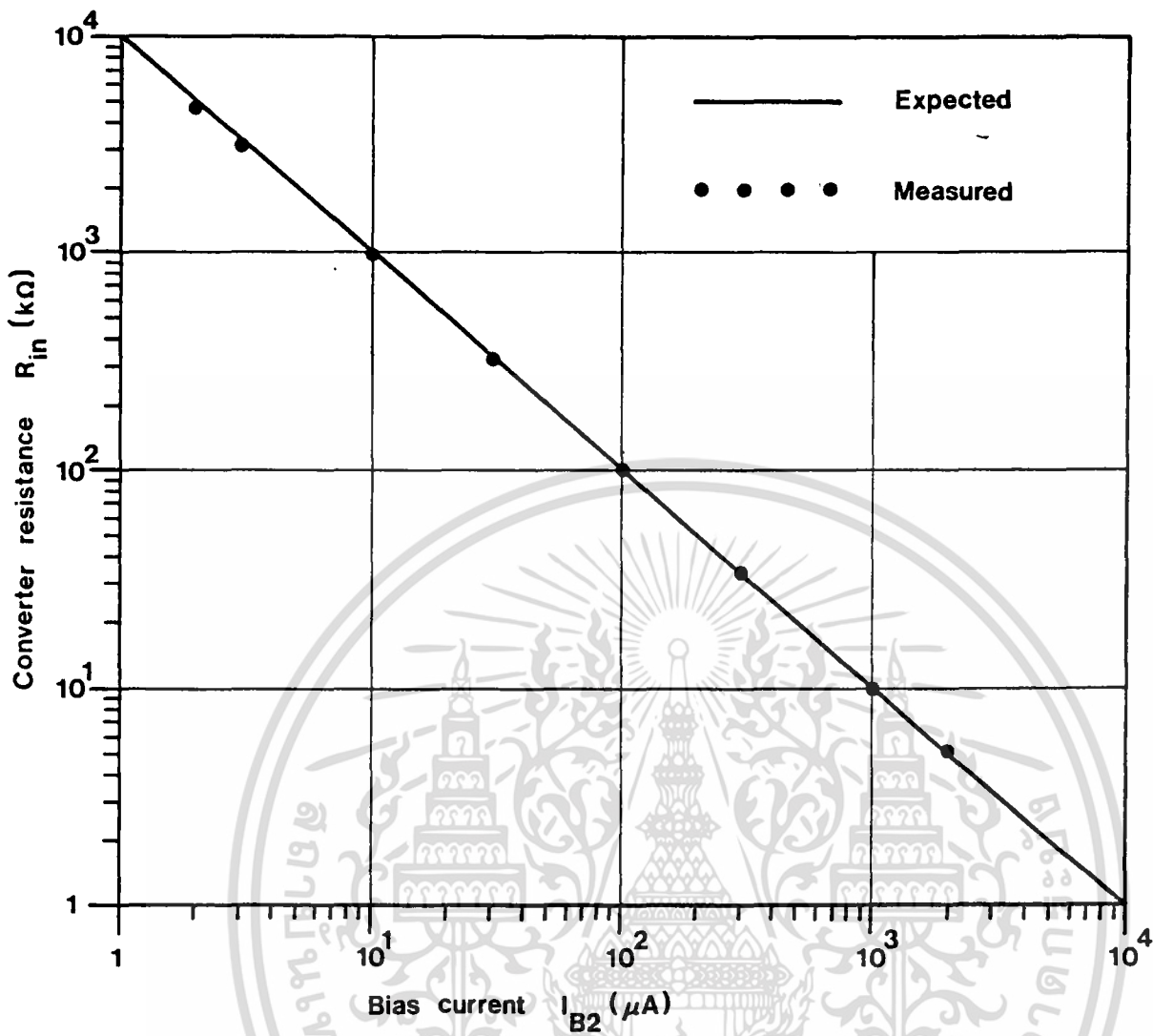


Figure 3. W Surakamponorn et. al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้