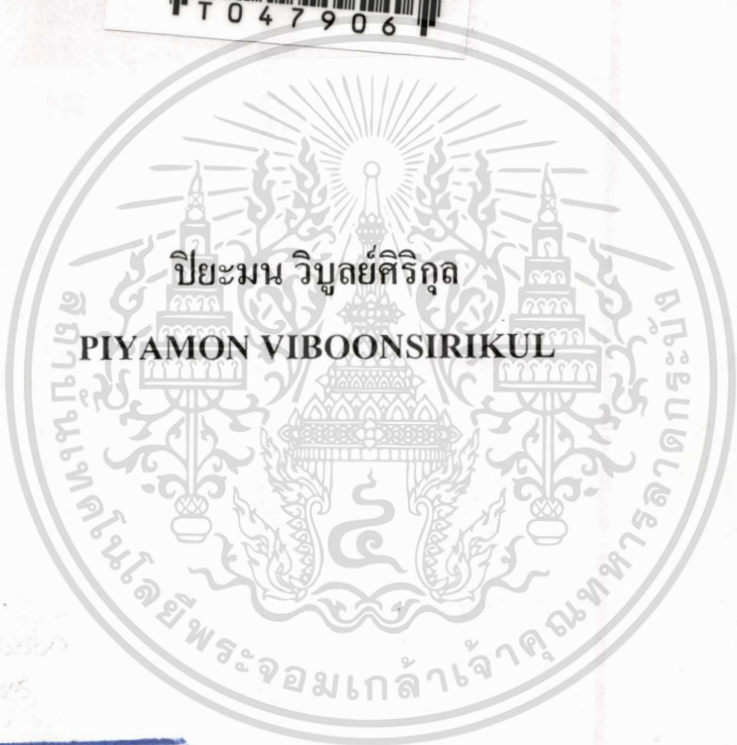


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม
โดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

TRIANGLE-TO-COSINE WAVE BASED ON
EXPONENTIAL APPROXIMATION



ปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล
PIYAMON VIBOONSIRIKUL

เลขที่.....
เลขทะเบียน **47906**
วัน, เดือน, ปี **27 ส.ค. 2546**

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องสมุดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TRIANGLE-TO-COSINE WAVE BASED ON
EXPONENTIAL APPROXIMATION**



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

2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในสถาบันการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ISBN 974-9546-44-X
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัย
ฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

นักศึกษา

นางสาวปิยะมณ วิบูลย์ศิริกุล

รหัสประจำตัว

42061028

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

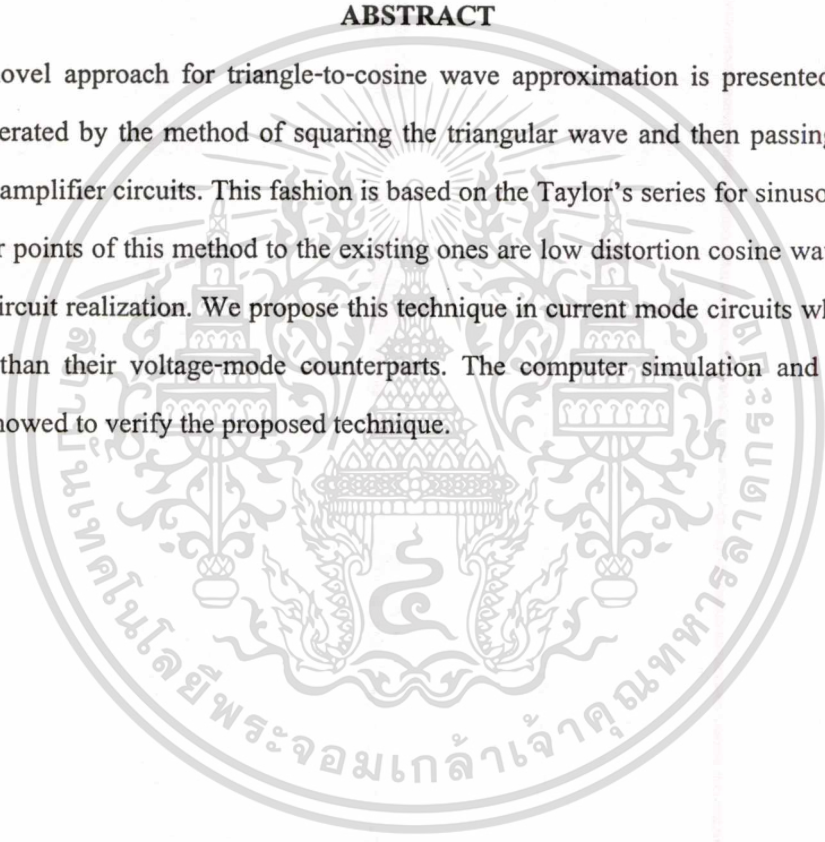
บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยการนำสัญญาณที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมยกกำลังสอง ผ่านเข้าวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งหลักการนี้มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ชอยด์ วงจรที่สร้างตามหลักการที่นำเสนอนี้มีข้อดี คือ สัญญาณโคไซน์ที่ได้มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (THD) ต่ำ โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน โดยได้ทำการออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งทำให้วงจรมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรเดียวกันในโหมดแรงดัน โดยได้ทำการตรวจสอบหลักการที่ได้นำเสนอ จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งการต่อวงจรทดลองจริง

Thesis Title	Triangle-to-Cosine wave based on exponential approximation
Student	Miss Piyamon Viboonsirikul
Student ID.	42061028
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Paramote Wardkein

ABSTRACT

A novel approach for triangle-to-cosine wave approximation is presented. The cosine wave is generated by the method of squaring the triangular wave and then passing through the exponential amplifier circuits. This fashion is based on the Taylor's series for sinusoidal function. The superior points of this method to the existing ones are low distortion cosine wave output and the simple circuit realization. We propose this technique in current mode circuits which are more advantages than their voltage-mode counterparts. The computer simulation and experimental results are showed to verify the proposed technique.



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ด้วยแนวคิดริเริ่ม ตลอดจนคำแนะนำและคำปรึกษาจากอาจารย์ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนขอขอบพระคุณในความอนุเคราะห์ของอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จรรยา เลิศจรสอร่วมดี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ วิชา แสงพิสิทธิ์ อีกทั้งพี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ของห้องปฏิบัติการ T 109 รวมทั้งห้องปฏิบัติการในชั้น 1 ของภาควิชาโทรคมนาคมทุกคน ที่ช่วยเหลือและให้คำแนะนำในด้านต่างๆ รวมทั้งเอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือวัด รวมถึงสถานที่ในการทำวิจัยและทดลอง

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และพี่ น้อง ที่รัก ห่วงใย ตลอดจนหล่อหลอมให้ผู้เขียนมีความมานะพยายามในการทำงานและการดำรงชีวิตในทุกเรื่อง รวมทั้งญาติสนิททุกคน ที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจผู้เขียนตลอดระยะเวลาการศึกษา

ปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
บทที่ 2 หลักการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 วิธีการเดิมที่เคยมีการนำเสนอ.....	3
2.2.1 การประมาณเชิงเส้นแบบช่วง.....	4
2.2.2 การประมาณแบบลอการิทึม.....	9
2.2.3 การประมาณสัญญาณรูปไซน์จากส่วนโค้งพาราโบลา.....	17
2.3 หลักการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยฟังก์ชัน เอ็กซ์โปเนนเชียล.....	18
2.4 สรุป.....	21
บทที่ 3 ทฤษฎีและวงจรต่างๆที่เกี่ยวข้อง.....	21
3.1 กล่าวนำ.....	21
3.2 หลักการทรานส์ลิเนียร์.....	21
3.3 วงจรยกกำลังสอง.....	25
3.4 วงจรสะท้อนกระแส.....	26
3.4.1 วงจรสะท้อนกระแสขั้นพื้นฐาน.....	26
3.4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	29
3.4.3 วงจรสะท้อนกระแสวิลสันแบบปรับปรุง.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4.4	วงจรสะท้อนกระแสวิตสันแบบปรับปรุงที่มีจุดออกหลายจุด.....	31
3.5	วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง.....	32
3.6	วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแส.....	38
3.7	วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล.....	39
3.8	สรุป.....	40
บทที่ 4	หลักการและการออกแบบวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม.....	41
4.1	กล่าววนำ.....	41
4.2	หลักการของวงจรที่นำเสนอ.....	41
4.2.1	หลักการ.....	41
4.2.2	ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB.....	45
4.3	วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม.....	48
4.3.1	การออกแบบวงจร.....	48
4.3.2	ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์ และผลการทดลอง.....	51
4.4	สรุป.....	60
บทที่ 5	บทสรุปและวิจารณ์.....	62
	เอกสารอ้างอิง.....	64
	ภาคผนวก.....	67
	ก. การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณโคไซน์.....	68
	ก.1 การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม.....	68
	ก.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากกระแสไฟตรงภายในวงจร.....	69
	ข. การคำนวณหา k ที่ให้ค่าความผิดเพี้ยนต่ำสุด.....	72
	ค. พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบวงจร.....	75
	ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา.....	76
	ประวัติผู้เขียน.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

2.1 สรุปการออกแบบวงจรเปลี่ยนรูปสัญญาณที่ประกอบด้วยวงจรคู่ผลต่างแบบมอส n วงจร....16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	คุณลักษณะการถ่ายโอนที่ใช้ในการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณรูปสามเหลี่ยมให้เป็นสัญญาณรูปไซน์.....3
2.2	(ก) สัญญาณรูปสามเหลี่ยมอินพุตและสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากการประมาณ.....4
2.2	(ข) วงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมด้วยวิธีเชิงเส้นแบบช่วง....4
2.2	(ค) คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรในรูป 2.2 (ข).....4
2.3	รูปสี่เหลี่ยมคางหมูในการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง.....7
2.4	วงจรคู่ผลต่างที่นำมาใช้เป็นวงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....9
2.5	วงจรคู่ผลต่างแบบมอส.....13
2.6	วงจรคู่ผลต่างแบบมอส n วงจรที่มีอินพุตและเอาต์พุตต่อร่วมกัน.....14
2.7	วิธีการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากส่วนโค้งพาราโบลาที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมยกกำลังสอง.....17
2.8	ความสัมพันธ์ของการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมในสมการที่ (2.37).....18
2.9	การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ถึงลำดับ 8....19
2.10	บล็อกไดอะแกรมของหลักการที่ได้นำเสนอ.....20
3.1	วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบด้วยของค์ประกอบทรานส์ลิเนียร์ (TE) N ตัว.....23
3.2	วงจรยกกำลังสอง.....25
3.3	วงจรสะท้อนกระแสขึ้นพื้นฐาน.....26
3.4	วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....29
3.5	วงจรสะท้อนกระแสวิลสันแบบปรับปรุง.....31
3.6	วงจรสะท้อนกระแสวิลสันแบบปรับปรุงที่มีจุดออกหลายจุด.....31
3.7	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....32
3.8	วงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์รูป.....33
3.9	คุณสมบัติของพอร์ต Y และพอร์ต X ที่แสดงเป็นวงจรตามแรงดัน.....34
3.10	วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแส.....38
3.11	วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล.....40
4.1	ค่า ωT ภายใน 1 คาบสัญญาณ.....41
4.2	อินพุตสัญญาณฟันเลื่อยที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณด้วยอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันโคไซน์ในกรณี ก.).....42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

4.3	อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ที่ความถี่ 2 เท่าของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต.....	43
4.4	อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด 0 ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ในกรณี ข.)...	44
4.5	อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง 0 และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ในกรณี ข.)....	44
4.6	อินพุตและเอาต์พุตที่ได้จากการประมาณด้วยฟังก์ชัน $e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2}$ เมื่อ $k=2.2223$	46
4.7	ผลการจำลองการทำงานตามวิธีการที่ได้นำเสนอ.....	46
4.8	สเปกตรัมกำลังที่ได้จากการจำลองของสัญญาณ โคไซน์ในรูป 4.8.....	47
4.9	ค่า THD ของสัญญาณ โคไซน์จากการจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอตามบล็อกไดอะแกรม ในรูปที่ 2.9 ในช่วงความถี่ 1 Hz ถึง 10 MHz.....	47
4.10	วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน.....	48
4.11	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรยกกำลังสอง.....	51
4.12	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยาย กระแสได้.....	52
4.13	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล.....	52
4.14	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมในรูปที่ 4.11 ที่ความถี่ 1 kHz.....	53
4.15	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมในรูปที่ 4.11 ที่ความถี่ 1 MHz.....	53
4.16	ขนาดของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป.....	54
4.17	ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป.....	54
4.18	วงจรที่ใช้ในการทดลองจริง.....	55
4.19	สัญญาณอินพุต $V_m (CH_1)$ และเอาต์พุตของวงจร CCII (CH_2) ที่ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนค่า แรงดันเป็นกระแส.....	55
4.20	สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจร CCII ที่เป็นอินพุตให้กับวงจรยกกำลังสอง (CH_1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรยกกำลังสอง (CH_2)	56
4.21	อินพุตสัญญาณรูปไซน์ (CH_1) และเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ (CH_2)	56
4.22	อินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ให้กับวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH_1) และเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH_2)	57
4.23	(ก) อินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมของวงจร CCII $V_m (CH_1)$ และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรยกกำลังสอง (CH_2)	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ห้ามมิให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

(ข) เอาดัฟุตของวงจรถยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH_1) และอาดัฟุตสัญญาณ โคไซน์ที่ได้จากวงจรรวมทั้งหมดในรูปที่ 4.18.....	58
4.24 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โคไซน์ในรูปที่ 4.23.....	59
4.25 ขนาดของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 4.18..	59
4.26 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 4.18.....	60



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เป็นวงจรที่มีความสำคัญในระบบการทำงานภายในเครื่องกำเนิดสัญญาณ วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป และวงจรทางด้านไฟฟ้าสื่อสารอื่นๆ ทั้งนี้เนื่องจากการสร้างวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยตรงนั้น แม้จะมีข้อดีที่สามารถผลิตสัญญาณรูปไซน์ที่มีความผิดเพี้ยนต่ำ แต่ในทางปฏิบัติการสร้างวงจรให้มีการทำงานในช่วงกว้าง รวมถึงย่านความถี่ต่ำนั้นทำได้ยากกว่าวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือสี่เหลี่ยม [1] อีกทั้งในงานบางประเภท เช่น การวัดและควบคุมอัตโนมัติ การสังเคราะห์คลื่นคนตรีทางอิเล็กทรอนิกส์ และการเข้ารหัสข้อมูล ต้องใช้การควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณจากแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าจากภายนอก ซึ่งวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือสี่เหลี่ยมได้ถูกนำไปใช้ในงานดังกล่าว [2] นอกจากนี้วงจรยังมีความเป็นเชิงเส้นระหว่างค่าความถี่กับแรงดันหรือกระแสที่ใช้ควบคุมอีกด้วย สำหรับสัญญาณรูปไซน์นั้นสามารถสร้างได้จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ดังนั้นการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจึงเป็นวิธีที่ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะทำให้ได้สัญญาณไซน์ที่มีเสถียรภาพสูง โดยในปัจจุบันได้มีการนำวิธีดังกล่าวไปใช้ในวงจรรวมให้กำเนิดสัญญาณหลายรูปแบบ อาทิเช่น เบอร์ ICL8038 และ XR2206 [3-4] ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการคิดค้นและพัฒนาวิธีการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขึ้นอย่างต่อเนื่อง [1,5-15] เพื่อสร้างสัญญาณรูปไซน์ที่มีความผิดเพี้ยนต่ำและมีความซับซ้อนของวงจรมีน้อยลง รวมทั้งเหมาะที่จะนำมาสร้างเป็นวงจรรวมกำเนิดสัญญาณ โดยในแต่ละวิธีมีทั้งข้อดีและข้อด้อยที่ต่างกันไป เช่น วิธีตาม [5-9] มีการคำนวณค่อนข้างยุ่งยาก และจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์ให้มากขึ้นเมื่อต้องการความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปไซน์ต่ำลง หรือวิธีใน [1] แอต์พุตมีค่าขึ้นกับพารามิเตอร์หลายตัว หรือมีข้อจำกัดในเรื่องขนาดของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร [2] ดังนั้นหากสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณและการสร้างวงจรลง รวมทั้งลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปไซน์ที่สร้างได้ ก็จะมีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง

1.2 วัตถุประสงค์ของการทำวิทยานิพนธ์

จากที่กล่าวมาในหัวข้อที่แล้วนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอวิธีการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมในรูปแบบใหม่ ด้วยแนวคิดในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลที่มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ฮัยเปอร์บอริก โดยวงจรที่สร้างจากวิธีที่ได้นำเสนอนี้มีโครงสร้างที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน สามารถสร้างสัญญาณโคไซน์ที่มีความไม่วุ่นวายใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิเค้นต่ำ โดยทำการออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแส โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งทำให้วงจรมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรเดียวกันในโหมดแรงดัน [21]

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นวงจรที่สร้างจากแนวคิดในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมรูปแบบใหม่ โดยการนำสัญญาณที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมมาคูณกำลังสอง แล้วผ่านเข้าวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งหลักการนี้มีพื้นฐานอยู่บนการประมาณสัญญาณโคไซน์จากอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ซอซด์ โดยนำวิธีการที่นำเสนอมาสร้างวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งประกอบด้วยวงจรถูกกำลังสอง วงจรกลับเฟสสัญญาณกระแส วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ โดยได้ตรวจสอบแนวคิดที่นำเสนอด้วยผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองจริงประกอบกัน

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ภายในเล่มนี้ประกอบด้วยเนื้อหา 5 บท และภาคผนวก 4 ภาค โดยในบทที่ 1 จะได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่ทำการวิจัย วัตถุประสงค์ และขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปในการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม พร้อมนำเสนอแนวคิดใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม ในบทที่ 3 เป็นส่วนของทฤษฎีและพื้นฐานของวงจรที่เกี่ยวข้อง บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการและการออกแบบ วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้นำเสนอ และในบทที่ 5 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายเป็นบทสรุปและแนวทางในการพัฒนา ส่วนในภาคผนวก ก.) เป็นการวิเคราะห์ค่าความผิเค้นของสัญญาณโคไซน์จากวิธีที่นำเสนอ ข.) กล่าวถึงรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน และ ค.) เป็นรายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ต่อวงจรจริง ส่วน ง.) แสดงผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

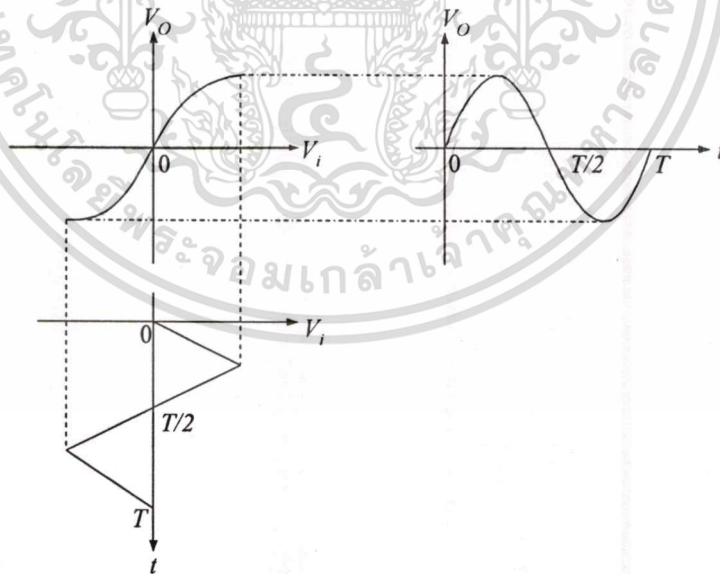
บทที่ 2

หลักการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

2.1 กล่าวนำ

วงจรสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมนับเป็นวงจรเปลี่ยนรูปสัญญาณ (waveform shaping) วงจรหนึ่ง ซึ่งใช้เป็นส่วนสำคัญในวงจรของเครื่องกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไป (function generator) วงจรเปลี่ยนรูปสัญญาณนี้สร้างขึ้นโดยอาศัยวงจร 2 พอร์ต (two-port networks) ที่ฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear transfer characteristics) ของวงจรสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของอุปกรณ์ประเภทไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ต่อร่วมกับความต้านทาน โดยสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรที่มีฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนที่ไม่เป็นเชิงเส้นใดๆได้ [16] ดังนั้นในบทที่ 2 นี้จะได้กล่าวถึงวิธีการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เคยมีการนำเสนอมาแล้ว ซึ่งอาศัยการสร้างฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยวิธีการดังกล่าว มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.2 วิธีการเดิมที่เคยมีการนำเสนอ



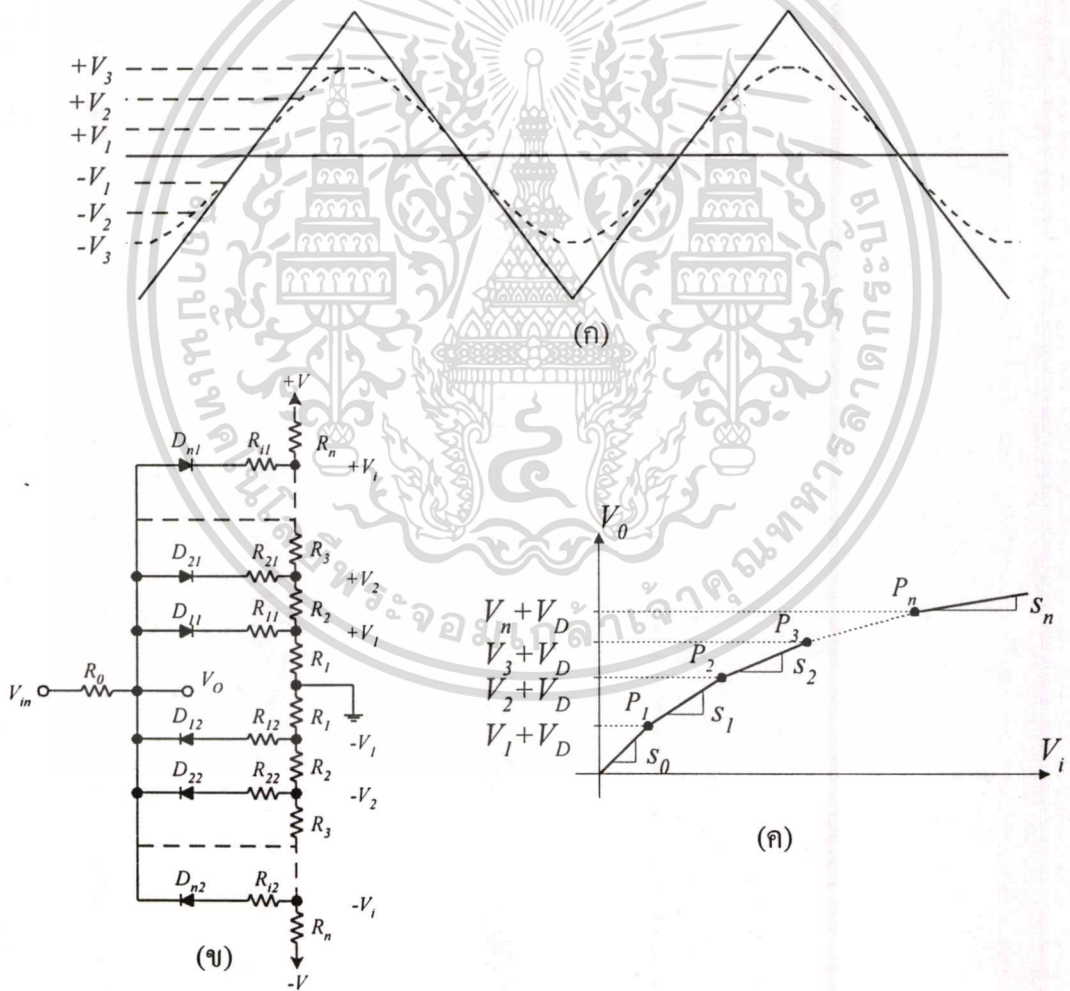
รูปที่ 2.1 คุณลักษณะการถ่ายโอนที่ใช้ในการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปไซน์

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมด้วยกัน เอกส 2 วิธี [2-4,16-17] ได้แก่วิธีการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง (piecewise linear approximation or breakpoint ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

wave shaper) และวิธีแบบลอการิทึม (logarithmic wave shaper) โดยทั้ง 2 วิธีได้ถูกนำมาใช้ในวงจรรวมให้กำเนิดสัญญาณที่มีชื่ออยู่ในปัจจุบัน วิธีทั้งสองนั้นสร้างมาจากวงจรที่ประกอบไปด้วยไดโอดหรือทรานซิสเตอร์และตัวต้านทาน โดยอาศัยคุณสมบัติของอุปกรณ์ดังกล่าว นำมาสร้างความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตหรือ คุณลักษณะการถ่ายโอน (transfer characteristic) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันรูปไซน์ด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยเมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมผ่านเข้าไปในวงจรที่มีคุณลักษณะการถ่ายโอนดังรูป จะถูกทำให้ส่วนยอดของสัญญาณมีความโค้งมนและประมาณให้เป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยอาศัยคุณลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นของฟังก์ชันการถ่ายโอนดังกล่าว

2.2.1 วิธีการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง

(piecewise linear approximation or breakpoint wave shaper) [2-9,16]



รูปที่ 2.2 (ก) สัญญาณรูปสามเหลี่ยมอินพุตและสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากการประมาณ

(ข) วงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมด้วยวิธีเชิงเส้นแบบช่วง

เอกสารนี้เป็น (ก) คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 2.2 (ข) ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการนี้ ฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการ (ซึ่งในที่นี้เป็นฟังก์ชันรูปไซน์ดังแสดงในรูปที่ 2.1) ถูกสร้างจากส่วนของเส้นตรงที่ต่อกันเป็นช่วงๆ โดยจุดต่อของเส้นตรงแต่ละเส้นเรียกว่าจุดเบรค (breakpoint) ด้วยการกำหนดจำนวนและตำแหน่งของจุดเบรคที่เหมาะสมจะสามารถลดจำนวนของฮาร์โมนิกอื่น และความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์ที่ต้องการสร้างให้น้อยที่สุดได้ การประมาณฟังก์ชันในลักษณะนี้สามารถทำได้โดยการกำหนดให้ไดโอดเริ่มต้นทำงานในจุดเบรคแต่ละจุดที่กำหนดไว้ โดยเมื่อไดโอดแต่ละตัวเริ่มต้นทำงานนั้น จะทำให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_i มีภาระ (load) มากขึ้น ซึ่งเป็นการกำหนดค่าความชันของเส้นตรงแต่ละช่วง โดยสามารถอธิบายการทำงานของวงจรดังรูปที่ 2.2 ได้ดังนี้

พิจารณารูป 2.2(ข) ประกอบไปด้วยกลุ่มของตัวต้านทานเรียงต่อกันระหว่างไฟเลี้ยง $+V, -V$ ของวงจร เพื่อแบ่งแรงดันให้เป็นแรงดันอ้างอิงสำหรับจุดเบรคแต่ละจุดในคุณลักษณะการถ่ายโอน ไดโอด D_{11} ถึง D_{n1} และ D_{12} ถึง D_{n2} เป็นตัวเปลี่ยนรูปร่างสัญญาณในช่วงซีกบวกและซีกลบตามลำดับ สำหรับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความสมมาตร จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าต่างๆ ในวงจรเป็น $R_{11} = R_{12} ; R_{21} = R_{22} \dots ; R_{n1} = R_{n2}$ และจะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความสมมาตรเช่นกัน

เมื่อแรงดันของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมอินพุตมีค่าน้อยในช่วงเริ่มต้นนั้น ไดโอดทุกตัวยังไม่ทำงาน เนื่องจากได้รับไบอัสย้อนกลับ (reverse bias) ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_i จะยังไม่มีภาระ ทำให้ $V_o = V_i$ หรือค่าความชันของเส้นตรงในช่วงเริ่มต้น s_0 มีค่าเท่ากับ 1 ($s_0 = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}$) เมื่อ V_i มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึง V_1 ที่เป็นจุดเบรคแรก ไดโอด D_{11} จะเริ่มได้ไบอัสตรง โดยสมมติให้ไดโอดที่นำกระแสเมื่อได้รับไบอัสตรงนี้เปรียบเสมือนลัดวงจร ดังนั้นจะเห็นว่าในกรณีนี้ $V_i > V_1$

$$\frac{V_m - V_o}{R_0} = \frac{V_o - V_1}{R_{11}}$$

$$V_o \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{11}} \right) = \frac{V_m}{R_0} + \frac{V_1}{R_{11}}$$

$$V_o = V_1 + (V_m - V_1) \frac{R_{11}}{R_0 + R_{11}} \quad (2.1)$$

นั่นคือเมื่ออินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่า V_1 เอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยความชันที่ลดลง โดยเป็นความชันของเส้นตรงในช่วงที่หนึ่ง s_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$s_1 = \frac{R_{11}}{R_0 + R_{11}} \quad (2.2)$$

และเมื่ออินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดเบรค V_2 ที่จุดนี้ไดโอด D_{21} ได้รับไบอัสตรงและเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยค่าความชัน s_2 ซึ่งหาได้จาก

$$\frac{V_{in} - V_o}{R_0} = \frac{V_o - V_1}{R_{11}} + \frac{V_o - V_2}{R_{21}}$$

$$V_o \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{21}} \right) = \frac{V_{in}}{R_0} + \frac{V_1}{R_{11}} + \frac{V_2}{R_{21}}$$

ดังนั้นในกรณี $V_i > V_2$ เอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยความชัน

$$s_2 = \frac{\left(\frac{1}{R_0} \right)}{\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{21}} \right)}$$

$$= \frac{R_{11} // R_{21}}{R_0 + (R_{11} // R_{21})} \quad (2.3)$$

และในลักษณะเดียวกัน เมื่ออินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดเบรค V_n ไดโอด D_{n1} จะได้รับไบอัสตรงจะได้ค่าความชัน s_n เป็น

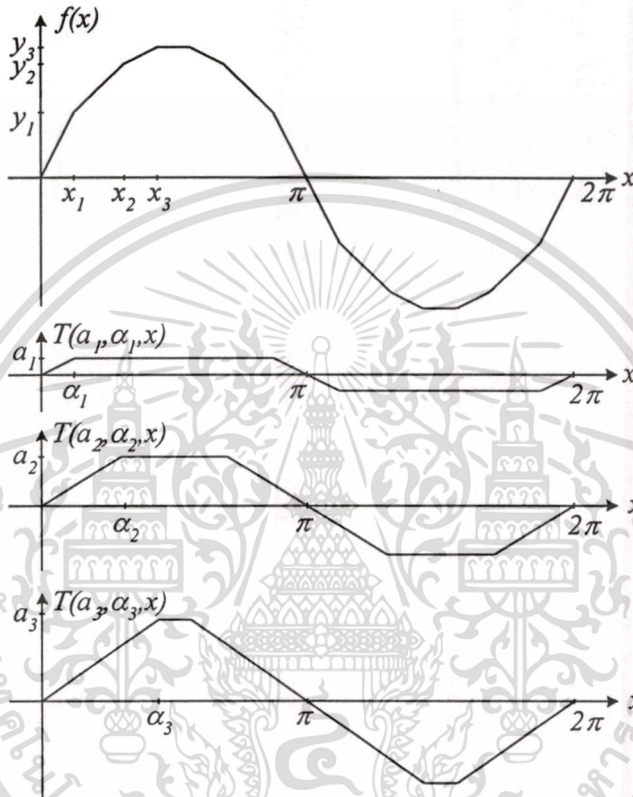
$$s_n = \frac{\frac{1}{R_0}}{\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{21}} + \dots + \frac{1}{R_{n1}} \right)}$$

$$= \frac{R_{11} // R_{21} // \dots // R_{n1}}{R_0 + R_{11} // R_{21} // \dots // R_{n1}} \quad (2.4)$$

สำหรับเมื่ออินพุตมีค่าเป็นลบ การทำงานจะเหมือนกับในช่วงซิกบวค โดยจะต่อไดโอดในทิศตรงกันข้ามกับช่วงซิกบวค ในการประยุกต์ใช้งานจริงนั้นอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถูกนำมาใช้แทนไดโอด เนื่องจากประโยชน์ในด้านการออกแบบ ความถูกต้องที่มากกว่า และให้ค่า THD ต่ำกว่า นอกจากนั้นยังทำให้วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณรูปไซน์จากอินพุตแยกออกจากวงจรที่ใช้สร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นแรงดันอ้างอิงที่จุดเบรคได้ดีอีกด้วย

ในการเลือกตำแหน่งและจำนวนของจุดเบรคที่เหมาะสม Schiffer และ Evans [9] ได้เสนอวิธีการคำนวณ โดยการสังเคราะห์ฟังก์ชันรูปไซน์ขึ้นจากฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoids) หลายรูปมาประกอบกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และคำนวณหาตำแหน่งของจุดเบรคแต่ละจุด ที่ให้ค่าความผิดพลาดฮาร์โมนิกรวมต่ำที่สุด เมื่อเพิ่มจำนวนรูปสี่เหลี่ยมคางหมูหรือตำแหน่งจุดเบรคมากขึ้น



รูปที่ 2.3 รูปสี่เหลี่ยมคางหมูในการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง

โดยมีฟังก์ชันแสดงได้โดย

$$T(\alpha, a, x) = \begin{cases} \frac{\alpha x}{\alpha} & ; 0 \leq x < \alpha \\ a & ; \alpha \leq x < \pi - \alpha \\ \frac{a(\pi - x)}{\alpha} & ; \pi - \alpha \leq x < \pi + \alpha \\ -a & ; \pi + \alpha \leq x < 2\pi - \alpha \end{cases} \quad (2.5)$$

ดังนั้นฟังก์ชัน $f(x)$ ที่ใช้ในการประมาณฟังก์ชันรูปไซน์จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^N T(\alpha_i, a_i, x) \quad (2.6)$$

เมื่อ α_i คือค่าแอมพลิจูดที่จุด a_i ดังแสดงในรูปที่ 2.3

โดยตำแหน่งของการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง (x_k, y_k) มีความสัมพันธ์กับตำแหน่ง (α_k, a_k) ของฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยสมการ

$$\begin{aligned} \alpha_k &= x_k \\ y_k &= \sum_{i=1}^k a_i + \alpha_k \sum_{i=k+1}^N \frac{a_i}{\alpha_i} \end{aligned} \quad (2.7)$$

เมื่อ N เป็นจำนวนรูปสี่เหลี่ยมคางหมูทั้งหมดที่ใช้ในการประมาณ

จากนั้นหาค่า α_k โดยกระบวนการทำซ้ำ เริ่มจากหาค่า α_1 ด้วยการลบสี่เหลี่ยมคางหมูรูปแรกออกจากฟังก์ชันทั้งหมด ซึ่งจะได้ α_1 มีค่าเป็น

$$\alpha_1 = \frac{y_1 \frac{\alpha_2}{\alpha_1} - y_2}{\frac{\alpha_2}{\alpha_1} - 1} \quad (2.8)$$

และทำซ้ำหาค่า α_2 จากฟังก์ชันที่เหลือ ซึ่งประกอบด้วยรูปสี่เหลี่ยมคางหมู $N-1$ รูป และหาค่า α_k ได้ในลักษณะเดียวกัน จากนั้นหาค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมได้จากสมการ

$$THD = A = \frac{\frac{4}{\pi} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N (2 - \delta_{jk}) \frac{a_j a_k}{6\alpha_k} (3\pi\alpha_k - \alpha_j^2 - 3\alpha_k^2)}{\left[\frac{4}{\pi} \sum_{j=1}^N \frac{a_j}{\alpha_k} \sin \alpha_j \right]^2} \quad (2.9)$$

$$\text{โดย } \delta_{jk} = \begin{cases} 0 & ; i \neq j \\ 1 & ; i = j \end{cases}$$

ค่า (α_k, a_k) ที่ทำให้ความผิดพลาดรวมต่ำที่สุดได้จากการแก้สมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชัน A มีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อเทียบกับทุกพารามิเตอร์นั้นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

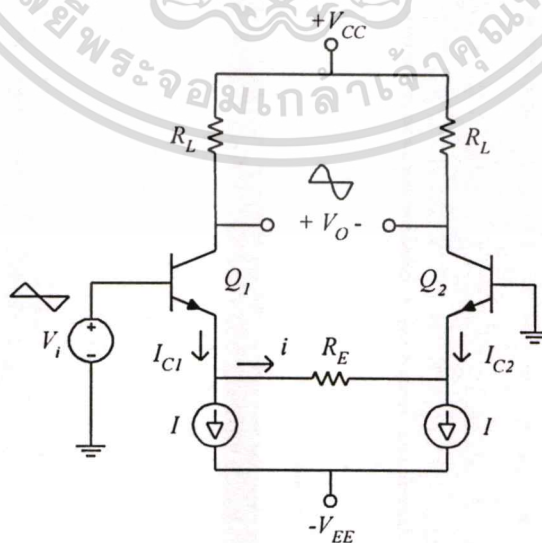
$$\frac{dA}{d\alpha_i} = 0 \quad i = 1 \dots N \quad (2.10)$$

$$\frac{dA}{da_i} = 0 \quad i = 1 \dots N \quad (2.11)$$

กลุ่มของค่า (α_i, a_i) ใดๆ ที่ได้จากการประมาณสัญญาณรูปไซน์โดยคร่าวๆ สามารถใช้เป็นค่าเริ่มต้นของกระบวนการในการประมาณได้ โดยเริ่มจากการแก้สมการที่ (2.10) เพื่อหาค่า α_i ทีละตัวตามลำดับ จากนั้นจึงทำการแก้สมการที่ (2.11) เพื่อหาค่า a_i แต่ละตัวตามลำดับเช่นกัน กระบวนการนี้จะถูกทำซ้ำด้วยจำนวนครั้งที่มากพอเพื่อให้ได้ค่าลู่อูเข้าของค่า THD โดยกลุ่มของค่าที่ใช้ประมาณจะต้องถูกพิสูจน์แล้วว่ามีการลู่อูเข้าของค่า THD และจากการคำนวณ จะได้ค่า THD น้อยกว่า 0.1% เมื่อใช้จุด เบรคอย่างน้อย 9 จุด

เห็นได้ว่าวิธีการประมาณเชิงเส้นแบบช่วงนี้ ค่า THD ที่บ่งบอกคุณภาพของสัญญาณรูปไซน์นั้น ขึ้นอยู่กับการเลือกตำแหน่งและจำนวนของจุดเบรคบนสัญญาณรูปไซน์นั้น ถ้าหากต้องการให้สัญญาณมีค่า THD ต่ำ ก็ต้องเพิ่มจำนวนจุดเบรคให้มากขึ้น จึงทำให้วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น โดยวิธีการประมาณแบบนี้ได้นำไปใช้ในวงจรรวมกำเนิดสัญญาณเบอร์ ICL8038 [2-3] โดยอินพุตถูกออกแบบให้มีค่าอยู่ในช่วง $\frac{1}{3}$ ถึง $\frac{2}{3}$ ของแรงดันไฟเลี้ยง ใช้จุดเบรคทั้งหมด 8 จุด และมีค่า THD ของสัญญาณรูปไซน์อยู่ที่ 0.5%

2.2.2 วิธีแบบลอการิทึม (logarithmic wave shaper) [1]



รูปที่ 2.4 วงจรคู่ผลต่างที่นำมาใช้เป็นวงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการนี้ใช้วงจรคู่ผลต่าง (differential pair) ที่มีความต้านทานต่อระหว่างขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวดังแสดงในรูปที่ 2.4 หรือวงจรคู่ผลต่างแบบอิมิตเตอร์ดีเจเนอเรชัน (differential pair with emitter degeneration) ด้วยการปรับค่าความต้านทานและกระแสไบอัส I ที่เหมาะสม ทำให้ได้คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรมีค่าใกล้เคียงกับรูปที่ 2.1 โดยที่เมื่ออินพุตมีค่าน้อยหรือบริเวณช่วงตัดผ่านศูนย์ (zero crossing) คุณลักษณะการถ่ายโอนจะเกือบเป็นเชิงเส้น และเมื่ออินพุตมีค่ามาก คุณลักษณะการถ่ายโอนจะเริ่มไม่เป็นเชิงเส้น จึงสามารถประมาณสัญญาณรูปไซน์เมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุตมีค่าเข้าใกล้จุดยอดได้

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว จากรูปที่ 2.4 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต V_i และกระแสเอาต์พุต i เป็น

$$V_i = V_{BE1} + iR - V_{BE2} \quad (2.12)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแส I_C และแรงดัน V_{BE} ดังสมการ

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} \quad (2.13)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} \quad (2.14)$$

เมื่อ V_{BE} คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ (base-emitter voltage)

V_T คือ แรงดันเนื่องมาจากอุณหภูมิ (thermal voltage) ; kT/q

I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ (collector current)

I_S คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (saturation current)

แทนค่าสมการที่ (2.13) และ (2.14) ลงในสมการที่ (2.12) จะได้ว่า

$$V_i = iR + V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (2.15)$$

ถ้า $\alpha \approx 1$ ($\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$) สำหรับ Q_1 และ Q_2 จากรูปที่ 2.1 จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $I_{C1} = I + i$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.16) รค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C2} = I - i \quad (2.17)$$

แทนค่าสมการ (2.16) และ (2.17) ลงในสมการที่ (2.15) ดังนั้น

$$\frac{V_i}{V_T} = \frac{i}{I} \left(\frac{IR}{V_T} \right) + \ln \frac{1 + \frac{i}{I}}{1 - \frac{i}{I}} \quad (2.18)$$

สมการที่ (2.18) อยู่ในรูปแบบของการนอร์มอลไลซ์ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุต i ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ด้วยค่า I จะมีค่าขึ้นกับค่านอร์มอลไลซ์อินพุต $\frac{V_i}{V_T}$ และแฟกเตอร์ $\frac{IR}{V_T}$ โดยสามารถกระจายอนุกรมกำลังของเทอมลอการิทึมได้เป็น

$$\ln \frac{1 + \frac{i}{I}}{1 - \frac{i}{I}} = 2 \frac{i}{I} + \frac{2}{3} \left(\frac{i}{I} \right)^3 + \frac{2}{5} \left(\frac{i}{I} \right)^5 + \dots \quad (2.19)$$

เมื่อ $\frac{i}{I} < 1$ แทนค่าสมการที่ (2.19) ลงในสมการที่ (2.18) จะได้คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรเป็น

$$\frac{V_i}{V_T} = \left(\frac{IR}{V_T} + 2 \right) \frac{i}{I} + \frac{2}{3} \left(\frac{i}{I} \right)^3 + \frac{2}{5} \left(\frac{i}{I} \right)^5 + \dots \quad (2.20)$$

ซึ่งสามารถจัดเทอมและเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{\frac{IR}{V_T} + 2} \frac{V_i}{V_T} = \frac{i}{I} + \frac{2}{3} \frac{1}{\frac{IR}{V_T} + 2} \left(\frac{i}{I} \right)^3 + \frac{2}{5} \frac{1}{\frac{IR}{V_T} + 2} \left(\frac{i}{I} \right)^5 + \dots \quad (2.21)$$

เนื่องจากคุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่ต้องการมีค่าเป็น

$$i = K_1 \sin K_2 V_i \quad (2.22)$$

โดย K_1 และ K_2 เป็นค่าคงที่ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_2 V_i = \arcsin \frac{i}{K_1} \quad (2.23)$$

กระจายอนุกรมกำลังของสมการที่ (2.23) จะได้ว่า

$$K_2 V_i = \frac{i}{K_1} + \frac{1}{6} \left(\frac{i}{K_1} \right)^3 + \frac{3}{40} \left(\frac{i}{K_1} \right)^5 + \dots \quad (2.24)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (2.21) และสมการที่ (2.24) แล้ว พบว่า หากต้องการให้วงจรตามรูปที่ 2.4 มีฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนที่ต้องการแล้ว

$$K_1 = I \quad (2.25)$$

$$K_2 = \frac{1}{\frac{IR}{V_T} + 2} \frac{1}{V_T} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.25) แสดงให้เห็นว่าค่าแอมพลิจูดสูงสุดของกระแสเอาต์พุตต้องมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายกระแส I และถ้าแรงดันอินพุตมีแอมพลิจูดเป็น V_M แล้ว สมการที่ (2.22) จะชี้ให้เห็นว่าเอาต์พุตจะเป็นสัญญาณรูปไซน์ก็ต่อเมื่อ

$$K_2 V_M = \frac{\pi}{2} \quad (2.27)$$

แทนค่าสมการที่ (2.26) ลงในสมการที่ (2.27) จะได้ว่า

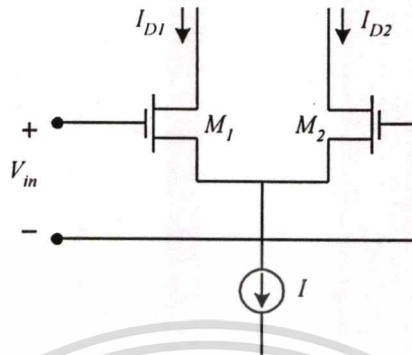
$$\frac{V_M}{V_T} = 1.57 \frac{IR}{V_T} + 3.14 \quad (2.28)$$

สมการที่ (2.28) แสดงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมที่ให้ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปไซน์น้อยที่สุด เพื่อให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรในสมการที่ (2.21) มีค่าใกล้เคียงกับอนุกรมกำลังของฟังก์ชัน \arcsin ในสมการที่ (2.24) สามารถทำได้โดยเทียบสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลังสามและพจน์กำลังห้าของทั้งสองสมการ ซึ่งจะได้ค่า IR/V_T มีค่าอยู่ระหว่าง 2 และ

3.33 ตามลำดับ จากการทดลองในเอกสารอ้างอิงที่ [1] ค่า $V_M/V_T \approx 6.6$ และ $IR/V_T \approx 2.5$ จะให้

แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า THD ของสัญญาณรูปไซน์ต่ำที่สุดอยู่ที่ 0.2 % ดังนั้นจะเห็นได้ว่า ในวิธีการนี้ โครงสร้างของวงจรจะไม่ซับซ้อน แต่เอาต์พุตมีค่าขึ้นกับพารามิเตอร์หลายตัว และมีค่า THD ต่ำสุดได้เพียง 0.2 %



รูปที่ 2.5 วงจรคู่ผลต่างแบบมอส

นอกจากนี้ยังได้มีการนำเสนอวงจรคู่ผลต่างแบบมอส (MOS differential pair) โดย Fattaruso และคณะ [13] ซึ่งมีวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยให้ทรานซิสเตอร์แบบมอส แต่ละตัวทำงานในบริเวณอิ่มตัว (saturation region) โดยจะมีคุณสมบัติเป็นไปตามกฎกำลังสอง (square-law model) นั่นคือ

$$I_D = \begin{cases} 0 & V_{GS} \leq V_T \\ k(V_{GS} - V_T)^2 & V_{GS} > V_T \end{cases} \quad (2.29)$$

เมื่อ	I_D	เป็น กระแสเดรน (drain current)
	V_T	เป็น แรงดันเทรชโฮลด์ (threshold voltage for strong inversion)
	V_{GS}	เป็น แรงดันระหว่างขากเกตและขาซอร์ส (gate-to-source voltage)
	k	$= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$
	μ_n	เป็น ความสามารถในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในแชนแนล (electron channel mobility)
	C_{ox}	เป็น ความจุออกไซด์ต่อหน่วยพื้นที่ (oxide capacitance per unit area)
	W	เป็น ความกว้างแชนแนล (effective channel width)
	L	เป็น ความยาวแชนแนล (effective channel length)

เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ k ของทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีค่าเดียวกัน และกำหนดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

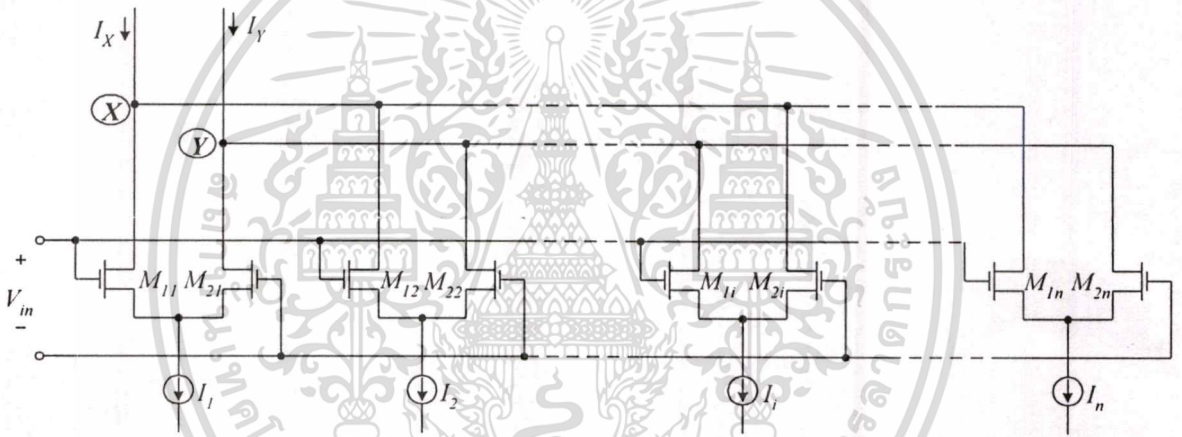
$$V_{IN} = V_{G1} - V_{G2} \tag{2.30}$$

$$I_{out} = I_{D1} - I_{D2}$$

ดังนั้น

$$I_{OUT} = \begin{cases} -I & V_{IN} < -V_{SW} \\ \left(\frac{V_{IN}}{V_{SW}} \cdot I\right) \sqrt{2 - \left(\frac{V_{IN}}{V_{SW}}\right)^2} & -V_{SW} < V_{IN} < V_{SW} \\ +I & V_{SW} < V_{IN} \end{cases} \tag{2.31}$$

เมื่อ $V_{SW} = \sqrt{\frac{I}{k}}$ เป็นแรงดันอินพุตที่ต้องการเพื่อให้วงจรผลต่างทำงานในบริเวณที่กำหนด



รูปที่ 2.6 วงจรคู่ผลต่างแบบมอส n วงจรที่มีอินพุตและเอาต์พุตต่อร่วมกัน

ในรูปที่ 2.6 แสดงการต่อวงจรคู่ผลต่าง n วงจร โดยต่ออินพุตร่วมกัน และเอาต์พุตร่วมกัน แม้ว่าพารามิเตอร์ k จะมีค่าเดียวกันสำหรับวงจรคู่ผลต่างวงจรหนึ่ง แต่ไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากับวงจรคู่อื่นและสามารถเขียนกระแสเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$I_{OUT} = I_x - I_y = \sum_{i=1}^n I_{OUTi} \tag{2.32}$$

โดย I_{OUTi} มีค่าตามสมการ (2.31) สำหรับวงจรคู่ผลต่างลำดับที่ i

สำหรับการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจะมีสมการของฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนที่ต้องการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{OUT} = I_0 \sin \left\{ \frac{\pi V_{IN}}{2 V_{PK}} \right\} \quad (2.33)$$

เมื่อ V_{PK} เป็นค่าสูงสุดของคลื่นอินพุตรูปสามเหลี่ยม

โดยกระบวนการในการออกแบบวงจรเริ่มจากการเจาะจงค่าพารามิเตอร์ I_i และ V_{SWi} สำหรับ $i=1,2,\dots,n$ ในสมการที่ (2.32) และประมาณสมการที่ (2.32) ให้มีค่าเท่ากับสมการที่ (2.33) วิธีการหนึ่งที่ทำให้ค่าการประมาณค่อนข้างถูกต้อง ก็คือ การเทียบสัมประสิทธิ์ของสามเทอมแรกที่ไม่เป็นศูนย์ในการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ของสมการที่ (2.33) เมื่อให้วงจรคู่ผลต่างแต่ละวงจรอยู่ในบริเวณแอกทีฟของวงจรมัน นั่นคือ $V_{SWi} \geq V_{PK}$ สำหรับ $i=1,2,\dots,n$ สำหรับวงจรคู่ผลต่างแต่ละวงจร

$$I_{OUTi} = \left(\frac{V_{IN}}{V_{SWi}} \cdot I_i \right) \sqrt{2 - \left(\frac{V_{IN}}{V_{SWi}} \right)^2} \approx \sqrt{2} \frac{I_i}{V_{SWi}} V_{IN} - \frac{\sqrt{2}}{4} \frac{I_i}{V_{IN}^3} V_{IN}^3 - \frac{\sqrt{2}}{32} \frac{I_i}{V_{IN}^5} V_{IN}^5 \quad (2.34)$$

นำสมการ $I_{OUT} = \sum_{i=1}^n I_{OUTi}$ มาเทียบกับสมการ

$$I_{OUT} = I_0 \sin \left(\frac{\pi V_{IN}}{2 V_{PK}} \right) \approx I_0 \left(\frac{\pi}{2 V_{PK}} \right) V_{IN} - \frac{I_0}{6} \left(\frac{\pi}{2 V_{PK}} \right)^3 V_{IN}^3 - \frac{I_0}{120} \left(\frac{\pi}{2 V_{PK}} \right)^5 V_{IN}^5 \quad (2.35)$$

อีกวิธีหนึ่งในการหาคำตอบของสมการ ใช้หลักการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง โดย V_{SWi} ของวงจรคู่ผลต่างแต่ละวงจรถูกออกแบบให้มีค่าตามระดับแรงดันอินพุตที่ระดับต่างๆ และวงจรแต่ละวงจรจะอยู่ในช่วงแอกทีฟหรือช่วงอิมิตัวขึ้นกับค่า V_{IN} ในขณะนั้น โดยสมมติค่า V_{SWi} ของวงจรคู่ผลต่างแต่ละวงจรมีค่าเรียงกัน ดังนี้

$$V_{SW1} < V_{SW2} < \dots < V_{SWn}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าลงในสมการที่ (2.32)-(2.34) จะได้สมการ n สมการ ดังนี้

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{SWj}}{V_{PK}}\right) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{I_i}{I_0}\right) \cdot \begin{cases} \left(\frac{V_{SWj}}{V_{SWi}}\right) \sqrt{2 - \left(\frac{V_{SWj}}{V_{SWi}}\right)^2} & V_{SWj} < V_{SWi} \\ 1 & V_{SWj} \geq V_{SWi} \end{cases} \quad (2.36)$$

เมื่อ $V_{IN} = V_{SWj}$, $j = 1, 2, \dots, n$

ซึ่งสามารถแก้สมการหาค่า V_{SWi} ในรูปของเทอม $\left(\frac{I_i}{I_0}\right)$ โดยที่ค่า V_{SWi} สามารถปรับเพื่อให้สอดคล้องกับฟังก์ชันที่ต้องการมากที่สุด โดยใช้การคำนวณเชิงเลข และหาค่าส่วนเบี่ยงเบนกำลังสองน้อยที่สุด (least-square deviation) ระหว่างฟังก์ชันที่ได้จากวงจรและฟังก์ชันที่ต้องการ โดยมีผลการทดลองดังตารางที่ 1 โดยแบ่งเป็น 3 กรณี คือ $n=1, 2$ และ 4

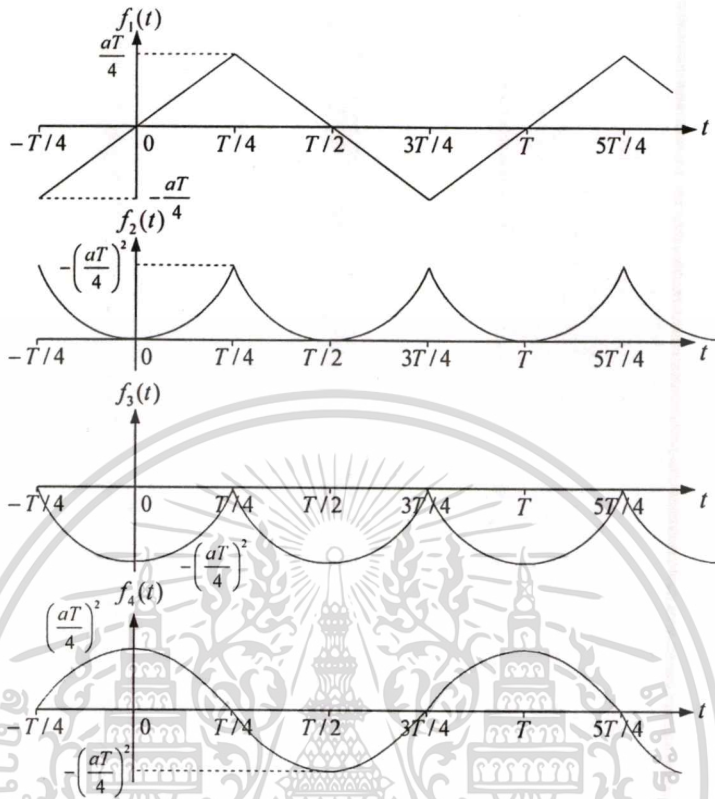
ตารางที่ 2.1 สรุปการออกแบบวงจรเปลี่ยนรูปสัญญาณที่ประกอบด้วยวงจรคู่ผลต่างแบบมอส ทวงจร

n	Equally Distributed V_{SWi} Values (Initial Solution)		Optimized Values V_{SWi} (Least Squared Deviation)	
1	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 1$ $THD = 0.88\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 1$ $\eta = 1.00$	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 0.9127$ $THD = 0.88\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 1$ $\eta = 1.00$
2	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 0.5$ $\frac{V_{SW2}}{V_{PK}} = 1.0$ $THD = 0.97\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 0.1349$ $\frac{I_2}{I_0} = 0.8651$ $\eta = 1.00$	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 0.5098$ $\frac{V_{SW2}}{V_{PK}} = 0.9560$ $THD = 0.18\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 0.06994$ $\frac{I_2}{I_0} = 0.9277$ $\eta = 1.00$
4	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 0.25$ $\frac{V_{SW2}}{V_{PK}} = 0.50$ $\frac{V_{SW3}}{V_{PK}} = 0.75$ $\frac{V_{SW4}}{V_{PK}} = 1.0$ $THD = 0.27\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 0.008416$ $\frac{I_2}{I_0} = 0.01568$ $\frac{I_3}{I_0} = 0.2206$ $\frac{I_4}{I_0} = 0.7553$ $\eta = 1.00$	$\frac{V_{SW1}}{V_{PK}} = 0.2511$ $\frac{V_{SW2}}{V_{PK}} = 0.5074$ $\frac{V_{SW3}}{V_{PK}} = 0.7080$ $\frac{V_{SW4}}{V_{PK}} = 0.9766$ $THD = 0.13\%$	$\frac{I_1}{I_0} = 0.004515$ $\frac{I_2}{I_0} = 0.03841$ $\frac{I_3}{I_0} = 0.09858$ $\frac{I_4}{I_0} = 0.8578$ $\eta = 1.00$

* $\eta = I_{OUT\ max} / \sum_{i=1}^n I_i$

จากตารางพบว่า เมื่อ $n=1$ จะได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีค่า $THD=0.88\%$ ถ้าต้องการลดค่า THD ลงก็จำเป็นต้องใช้วงจรคู่ผลต่างมาต่อร่วมกันมากขึ้น ซึ่งเป็นข้อด้อยของวงจรในรูปแบบนี้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 วิธีการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากส่วนโค้งพาราโบลา [40,41]



รูปที่ 2.7 วิธีการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากส่วนโค้งพาราโบลาที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยม ยกกำลังสอง

และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอวิธีการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมในเอกสารอ้างอิงที่ [40,41] ซึ่งได้ใช้การประมาณสัญญาณรูปไซน์จากส่วนโค้งพาราโบลาที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมยกกำลังสอง และเมื่อทำการพลิกสัญญาณแบบสลับกันคาบต่อคาบ จะได้สัญญาณที่มีลักษณะคล้ายสัญญาณรูปไซน์มากที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 2.7

เมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมในรูปที่ 2.7 แทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เป็น

$$f_1(t) = \begin{cases} at & -\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} \\ -a\left(t - \frac{T}{2}\right) & \frac{T}{4} < t < \frac{3T}{4} \end{cases} \quad (2.37)$$

โดยที่ a เป็นค่าคงที่ซึ่งแสดงความลาดชัน (slope) และ T เป็นค่าคาบเวลาของสัญญาณ $f_1(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

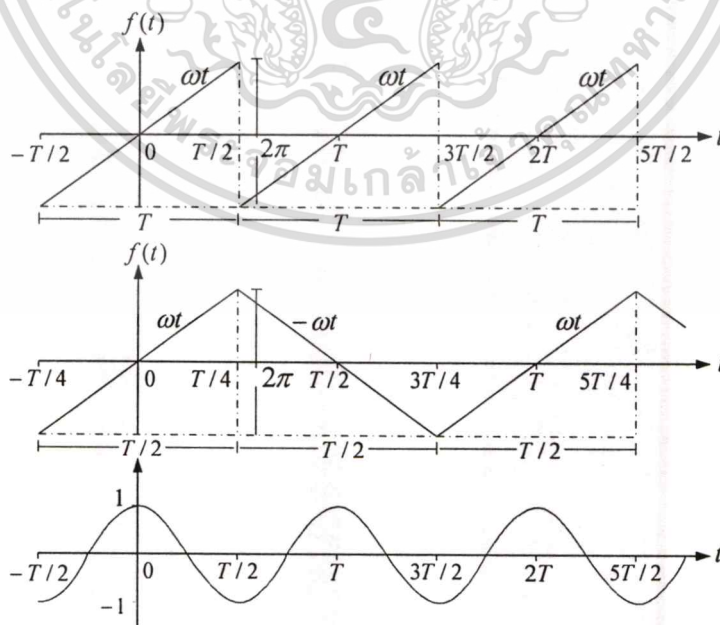
$$f_4(t) = \begin{cases} \left(\frac{aT}{4}\right)^2 \left[1 - \left(\frac{4}{T}\right)^2 t^2\right] & -\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} \\ \left(\frac{aT}{4}\right)^2 \left[-1 + \left(\frac{4}{T}\right)^2 \left(t - \frac{T}{2}\right)^2\right] & \frac{T}{4} < t < \frac{3T}{4} \end{cases} \quad (2.38)$$

ซึ่งสัญญาณ $f_4(t)$ ตามสมการ (2.38) จะประมาณเท่ากับสัญญาณรูปไซน์ที่มีขนาด $\left(\frac{aT}{4}\right)^2$ และมี ความถี่เท่ากับ $\frac{1}{T}$ Hz ดังสมการที่ (2.39) นั่นคือ

$$f_5(t) \approx \left(\frac{aT}{4}\right)^2 \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \quad (2.39)$$

โดยในวิธีการนี้จะได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีค่า THD ต่ำมาก ($5.02 \times 10^{-5}\%$) และสามารถ สร้างวงจรขึ้นด้วยเทคนิคที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ดี ในวิธีการนี้จะก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนในช่วงรอยต่อระหว่างสัญญาณรูปไซน์ในช่วงซีกบวกและซีกลบ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยายแบบสลับค่าอัตราขยายได้ ซึ่งใช้ฮอนาลอกสวิทช์เป็นส่วนประกอบ

2.3 หลักการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมโดยอาศัยฟังก์ชัน เอ็กซ์โปเนนเชียล



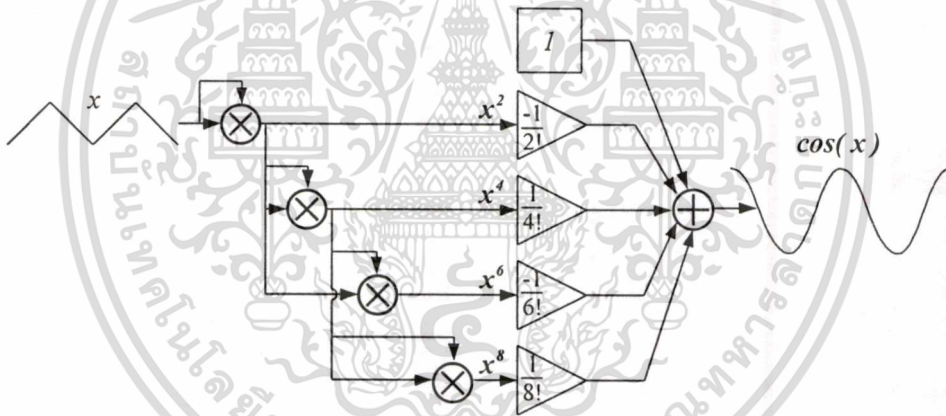
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีพื้นฐานจากความสัมพันธ์ของอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับการประมาณฟังก์ชันโคไซน์ซึ่งแสดงได้โดย

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots \quad (2.40)$$

เมื่อ $x = \omega t$ มีค่าซ้ำกันเป็นวนรอบสัมพันธ์กับเวลา t ดังนั้นสามารถแทน x ด้วย ฟังก์ชันของสัญญาณฟันเลื่อยหรือสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่ง $|x_{\max}| = \pi$ และคาบเวลาเท่ากับ T โดยในกรณีที่แทนด้วยฟังก์ชันของสัญญาณสามเหลี่ยมจะได้สัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ของสัญญาณอินพุต โดยแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.8

จากสมการที่ (2.40) ถ้าต้องการสร้างสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ถึงลำดับที่ 8 ต้องใช้วงจรจนถึง 4 วงจรด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นการสิ้นเปลืองและอาจทำให้เกิดค่าผิดพลาดในการทำงานได้มาก จากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร



รูปที่ 2.9 การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ถึงลำดับ 8

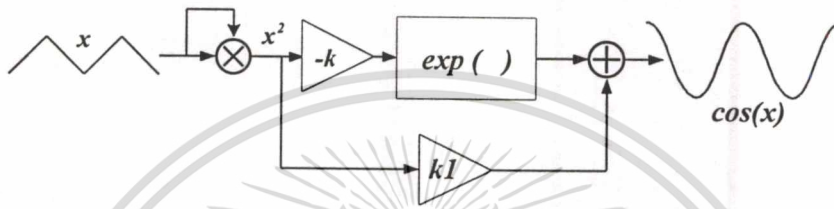
ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการประมาณค่าฟังก์ชันโคไซน์โดยใช้อนุกรมของฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยพิจารณาจาก

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots \quad (2.41)$$

ดังนั้นถ้าแทน x ด้วย $-kx^2$ จะเขียนสมการ (2.41) ได้ใหม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในเท่านั้น $e^{-kx^2} = 1 - kx^2 + \frac{k^2 x^4}{2!} - \frac{k^3 x^6}{3!} + \frac{k^4 x^8}{4!} - \dots$ (2.42) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (2.42) และ (2.40) แล้ว พบว่าสามารถเลือกค่า k ที่เหมาะสม โดยเทียบสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 เพื่อหาค่าของ k ที่ทำให้ทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการประมาณในขั้นนี้ ยังคงมีความผิดเพี้ยนเนื่องจากสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 2 อยู่ ซึ่งสามารถลดความผิดเพี้ยนนี้ได้โดยการชดเชยสัญญาณกำลังสองเข้ากับสัญญาณที่ได้จากวงจรถ่วงเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นสามารถสร้างสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมได้ด้วยวิธีการใหม่นี้ ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.9 ซึ่งจะลดวงจรมูลเหตุเพียง 1 วงจรเท่านั้น



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของหลักการที่ได้นำเสนอ

2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการเดิมที่เคยมีการนำเสนอในการประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยอาศัยอุปกรณ์ประเภทไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ต่อร่วมกับความต้านทาน นำมาใช้สร้างเป็นวงจรที่มีฟังก์ชันคุณลักษณะการถ่ายโอนที่ไม่เป็นเชิงเส้นใดๆได้ โดยมีข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวิธีแตกต่างกันออกไป พร้อมกันนั้นได้นำเสนอแนวคิดใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ที่มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ซอซด์

บทที่ 3

ทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

จากหลักการที่นำเสนอในหัวข้อ 2.3 สามารถนำมาเป็นแนวทางในการสร้างวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยนำหลักการที่นำเสนอมาสร้างวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน (voltage mode) ดังที่นำเสนอไว้ในเอกสารอ้างอิงที่ [18] และวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส (current mode) ดังในเอกสารอ้างอิงที่ [19] โดยในส่วนของวิทยานิพนธ์นี้ จะได้กล่าวถึงเฉพาะวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส ทั้งนี้เนื่องจากในปัจจุบันการออกแบบวงจรรอนาลอกที่ทำงานในโหมดกระแสกำลังได้รับความสนใจกันอย่างแพร่หลาย วงจรไฟฟ้าที่ทำงานในโหมดกระแสมีข้อดีในด้านความถูกต้องแม่นยำและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างกว่าวงจรประเภทเดียวกันในโหมดแรงดัน [20-22] โดยภายในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการและวงจรที่สร้างจากหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งหลักการดังกล่าวมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในรูปแบบของกระแส โดยที่การเปลี่ยนแปลงของแรงดันภายในถูกนำมาพิจารณาอย่างมากในการวิเคราะห์วงจรรอบนอกนั้นสามารถนำมาสร้างวงจรที่แสดงฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนได้โดยใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ทำให้วงจรกินกำลังไฟต่ำลง และมีการเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันไฟเลี้ยงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น [20] จึงเหมาะที่จะนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยังเหมาะที่จะนำมาเป็นแนวทางในการสร้างวงจรตามหลักการในหัวข้อ 2.3 ซึ่งนำเสนอขึ้นโดยอาศัยหลักการทางคณิตศาสตร์อีกด้วย

3.2 หลักการทรานส์ลิเนียร์ (translinear principle)

หลักการทรานส์ลิเนียร์เป็นหลักการที่มีข้อดีที่สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ซึ่งมีความซับซ้อนได้โดยใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย [20] การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสกับแรงดันที่รอยต่อ (junction voltage) ของอุปกรณ์เป็นสำคัญ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันในวงจรเกิดขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงระดับกระแสในตัวอุปกรณ์ อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะมีค่าค่อนข้างน้อย อย่างไรก็ตามกรณีของวงจรที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของวงจรมันจะขึ้นกับแรงดันระหว่างขาเบส-อิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเลคเตอร์ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่มีค่าจำกัดนี้ ทำให้การอัดหรือคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงภายในตัวอุปกรณ์น้อยลง ส่งผลให้วงจรมีความเร็วในการทำงานสูงขึ้น และมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างกว่าวงจรเดียวกันในโหมดแรงดัน [20-22]

แนวคิดโดยทั่วไปของหลักการทรานส์ลิเนียร์ [23-26] ได้จากคุณสมบัติพื้นฐานของตัวอุปกรณ์ที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของตัวอุปกรณ์นั้นมีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้น (linear) กับตัวค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปรทางไฟฟ้า เช่น กระแสหรือโวลเตจ สำหรับอุปกรณ์ที่ค่าคอนดักแตนซ์มีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นกับกระแส จะแสดงได้ว่า

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.1)$$

อินทิเกรตสมการที่ (3.1) จะได้

$$I = b \exp(aV) \quad (3.2)$$

เมื่อพิจารณาพบว่าในอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้น มีคุณลักษณะของกระแส-โวลเตจ ที่มีความสัมพันธ์แบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ตามสมการข้างต้น

และสำหรับอุปกรณ์ที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับโวลเตจ จะได้ว่า

$$g = \frac{dI}{dV} = aV \quad (3.3)$$

อินทิเกรตสมการที่ (3.3) ดังนั้น

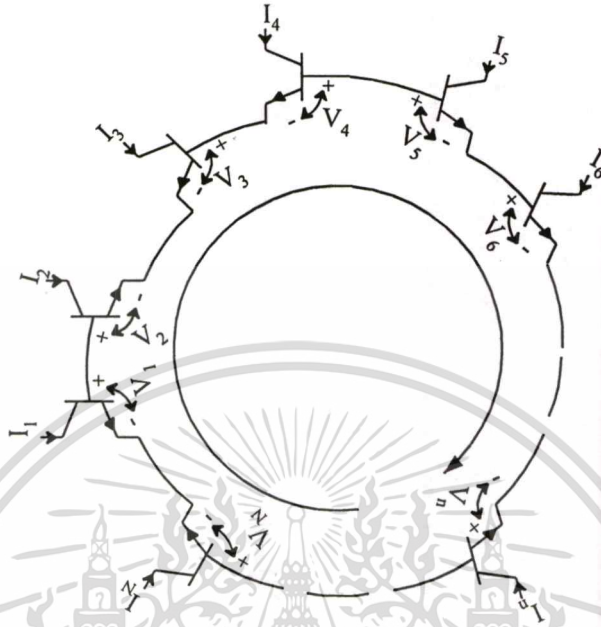
$$I = \frac{A}{2} V^2 + B \quad (3.4)$$

เมื่อให้ค่าคงที่ของการอินทิเกรต (B) มีค่าเท่ากับศูนย์ สมการที่ (3.4) แสดงคุณลักษณะของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงสตรองอินเวอร์ชัน (strong inversion) และในช่วงอิ่มตัว (saturation) โดย I คือกระแสเดรนและ V คือ แรงดันขั้วประหว่งขาเกตและชาซอร์ส (gate-source drive voltage : $V_{GS} - V_{TH}$) โดย Gilbert ได้แบ่งแยกวงจรทรานส์ลิเนียร์ออกเป็น 2 แบบ คือ วงจรทรานส์ลิเนียร์โดยทั่วไป (translinear circuits of a general kind) ที่ใช้เพียงหลักการที่ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับกระแส และวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป (translinear loop) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้กล่าวถึงวงจรในส่วนหลัง

พิจารณาลูปวงปิดที่ประกอบด้วยองค์ประกอบทรานส์ลิเนียร์ (translinear element : TE) N ตัว ดังแสดงในรูป 3.1 ลูกศรวงใหญ่แสดงทิศทางการเดินนาฬิกาของลูปวงปิด เราจะจัดลำดับขององค์ประกอบทรานส์ลิเนียร์ TE ตามทิศของลูกศรในสัญลักษณ์ โดยแบ่งออกเป็น 2 ลำดับ คือ องค์ประกอบในทิศตามเข็มนาฬิกา (clockwise element : CW) และองค์ประกอบในทิศทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise element : CCW)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(counterclockwise element :CCW) โดยอาศัยกฎแรงดันของเกอ์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law) จะได้ว่า



รูปที่ 3.1 วงจรทรานส์ซิสเตอร์รูปที่ประกอบด้วยองค์ประกอบทรานส์ซิสเตอร์ (TE) N ตัว

$$\sum_{n \in \text{CCW}} V_n = \sum_{n \in \text{CW}} V_n \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาที่อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุดมคติ โดยมีค่าอัตราขยายกระแสไฟตรง (forward current gain : β_F) สูงมากๆ จะได้

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (3.6)$$

เมื่อ V_{BE} คือ แรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ (base-emitter voltage)

V_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ, kT/q (thermal voltage)

I_C คือ กระแสคอลเลคเตอร์ (collector current)

และ I_S คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (reverse saturation current)

แทนค่าสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.5) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{n \in CCW} V_T \ln \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} = \sum_{n \in CW} V_T \ln \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} \quad (3.7)$$

กำหนดให้องค์ประกอบทรานส์ลิเนียร์ TE ทุกตัวทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ดังนั้นสามารถตัดเทอม V_T ในสมการออกไปได้ จะได้

$$\sum_{n \in CCW} \ln \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} = \sum_{n \in CW} \ln \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} \quad (3.8)$$

และจากสูตร $\ln x + \ln y = \ln xy$ สามารถเขียนสมการที่ (3.8) ได้ใหม่เป็น

$$\ln \prod_{n \in CCW} \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} = \ln \prod_{n \in CW} \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} \quad (3.9)$$

$$\prod_{n \in CCW} \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} = \prod_{n \in CW} \frac{I_{Cn}}{I_{Sn}} \quad (3.10)$$

โดย $I_{Sn} = J_{Sn} A_n$

เมื่อ J_{Sn} คือ ความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวที่ไม่ขึ้นกับรูปร่าง

(geometry-independent saturation current-density)

และ A_n คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ (emitter area)

กำหนดให้ค่า J_{Sn} ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน จะได้ว่า

$$\prod_{n \in CCW} \frac{I_{Cn}}{A_n} = \prod_{n \in CW} \frac{I_{Cn}}{A_n} \quad (3.11)$$

หรือ

$$\prod_{n \in CCW} I_{Cn} = \lambda \prod_{n \in CW} I_{Cn} \quad (3.12)$$

โดย λ เป็นค่า “แฟกเตอร์ของพื้นที่” (area factor) มีค่าเป็น

$$\lambda = \frac{\prod_{n \in CW} I_{Cn}}{\prod_{n \in CCW} I_{Cn}} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติต้องออกแบบให้ค่า λ มีค่าใกล้เคียง 1 มากที่สุด ทั้งนี้ไม่จำเป็นที่ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ A_n ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวต้องมีค่าเท่ากัน แต่ต้องให้ค่า λ ที่ได้มีค่าเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นจากสมการที่ (3.13) พบว่ารูปแบบของสมการที่เกิดขึ้นเป็นกลุ่มของผลคูณระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์ที่เกิดจากคุณสมบัติของแรงดันระหว่างขาเบส-อิมิตเตอร์ในทิศทางเข้รวมกันมีค่าเท่ากับในทิศทางตามเข้รวมกัน และค่าของสมการที่เกิดขึ้นไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิอีกด้วย ซึ่งในการใช้งานของวงจรจะทำงานในรูปแบบของกระแสเท่านั้น (current mode operation)

3.3 วงจรยกกำลังสอง



รูปที่ 3.2 วงจรยกกำลังสอง

วงจรยกกำลังสอง [27] ดังแสดงในรูปที่ 3.2 อาศัยหลักการทรานส์ซิสเตอร์ในหัวข้อที่ 3.2 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP อย่างละ 2 ตัว, I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบอัสคงที่, I_m เป็นกระแสอินพุต และ I_o เป็นกระแสเอาต์พุต โดยให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และมีอัตราขยายกระแสไฟตรงมีค่าสูงมาก ($\beta \gg 1$) โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์และแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน พื้นที่อิมิตเตอร์ของ NPN ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน และพื้นที่อิมิตเตอร์ของ PNP ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน จะได้ผลรวมของแรงดันภายในลูปวงปิดของวงจรดังนี้

$$V_{BE1} + V_{EB3} = V_{BE2} + V_{EB4} \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$V_{BEi} = V_T \ln \frac{I_{Ci}}{I_{Si}} \quad (3.15)$$

ดังนั้น

$$V_T \ln [I_{C1} I_{C3}] = V_T \ln [I_{C2} I_{C4}] \quad (3.16)$$

$$I_{C1} I_{C3} = I_{C2} I_{C4}$$

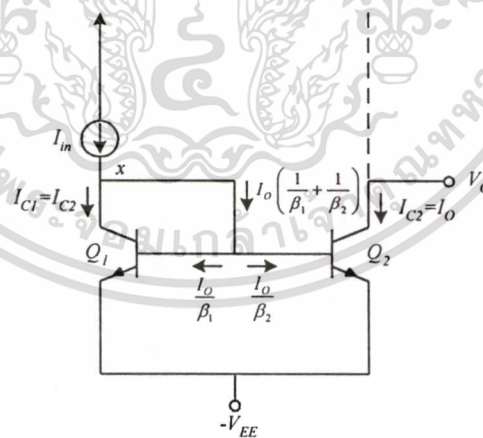
เมื่อ $\beta \gg 1$ แล้ว $I_{C1} = I_{C3} = I_{in}$, $I_{C4} = I_B$ และ $I_{C2} = I_O$ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตและเอาต์พุตเป็น

$$I_{in}^2 = I_B I_O \quad (3.17)$$

$$I_O = \frac{I_{in}^2}{I_B}$$

3.4 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

3.4.1 วงจรสะท้อนกระแสขั้นพื้นฐาน [26]



รูปที่ 3.3 วงจรสะท้อนกระแสขั้นพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่ถูกใช้งานกันอย่างกว้างขวาง และมีความสำคัญวงจรหนึ่งในการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส โดยใช้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสและคิ่งกระแสในวงจร หรือโหลดที่มีอิมพีแดนซ์สูง เป็นต้น โดยวงจรสะท้อนกระแสมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ ซึ่งลั่วนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีต้นแบบจากวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน 2 ตัว โดยทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งต่อในลักษณะของไดโอด เชื่อมกันด้วยขาเบสกับเบส และอิมิตเตอร์กับอิมิตเตอร์

จากรูปที่ 3.3 แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน โดยอาศัยความสัมพันธ์ของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ (V_{BE}) และกระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) ของทรานซิสเตอร์ จะได้ว่า

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \quad (3.18)$$

โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติเหมือนกันแล้ว ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะมีค่าเท่ากันด้วย

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (3.19)$$

จากรูปวงจร สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด x จากกฎ KCL ได้ว่า

$$I_m = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}} + \frac{I_{C1}}{\beta_{F2}}$$

$$I_m = I_{C1} \left\{ 1 + \frac{1}{\beta_{F1}} + \frac{1}{\beta_{F2}} \right\} \quad (3.20)$$

เมื่อ β_F คือ อัตราขยายกระแสไฟตรง (I_C / I_B) ของทรานซิสเตอร์ ถ้า $\beta_{F1} = \beta_{F2}$ จะทำให้

$$\frac{I_{C1}}{I_m} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$I_O = I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_O = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F}} I_{in} = \left[1 - \frac{2}{\beta_F + 2} \right] I_{in} \quad (3.21)$$

ถ้า β_F ของทรานซิสเตอร์ มีค่าสูงมาก จะทำให้กระแสเอาต์พุต (I_O) มีค่าเท่ากับกระแสอินพุต (I_{in}) โดยประมาณ ดังสมการ

$$I_O \approx I_{in} \quad (3.22)$$

นอกจากนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน ก็จะส่งผลให้ได้อัตราขยายกระแสที่คลาดเคลื่อนออกไป เนื่องจากผลของ base-width modulation [16] ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเป็น

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (3.23)$$

เมื่อ V_A คือค่า Early Voltage ของทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ กล่าวคือเมื่อไม่พิจารณาผลที่เกิดจาก β_F ที่มีค่าจำกัด และให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว กระแส (I_O) จะมีค่าเท่ากับกระแส (I_{in}) ก็ต่อเมื่อ แรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับแรงดันที่ขาเบสเท่านั้น

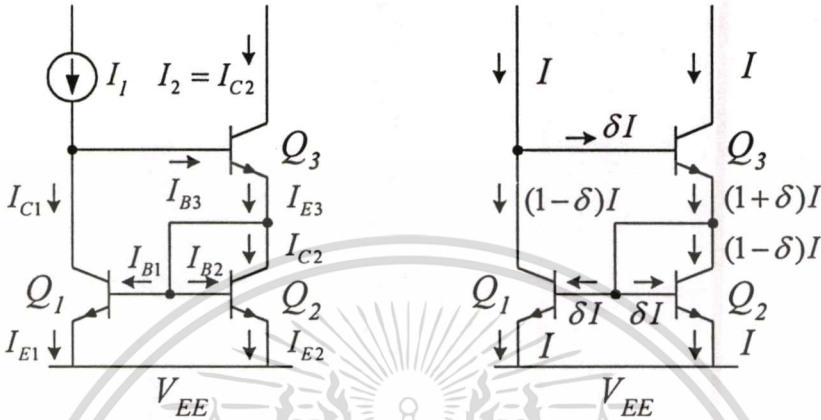
เมื่อนำผลของค่า β_F ที่มีค่าจำกัดมารวมกับผลของ Early effect เราจะได้ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสมีค่าเป็น

$$I_O \approx \frac{I_{in}}{1 + \frac{2}{\beta}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A} \right) \quad (3.24)$$

ซึ่งผลกระทบของ Early effect จะหมดไป ก็ต่อเมื่อแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับแรงดันที่ขาเบสเท่านั้น (เหมือนกับกรณีของ Q_1) ในกรณีนี้ I_O จะมีค่าเบี่ยงเบนจาก I_{in} ก็เนื่องจากแฟกเตอร์ β_F ที่มีค่าจำกัดเพียงตัวเดียวเท่านั้น

3.4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (wilson current mirror)

วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ถูกปรับปรุงขึ้นจากวงจรสะท้อนกระแสขั้นพื้นฐาน เพื่อให้อัตราขยายกระแสของวงจร มีค่าขึ้นกับ β_F น้อยลง และมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูง [26] โดยมีวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

จากรูปวงจรประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนสะท้อนกระแสขั้นพื้นฐาน Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 โดยขาคอลเลกเตอร์ต่อกับด้านเอาต์พุต และต่อขาเบสกับด้านอินพุต การต่อในลักษณะดังกล่าว จะทำให้เกิดการป้อนกลับของกระแสขึ้น โดยกระแสอินพุต I_1 เมื่อไหลผ่าน Q_3 ก็ควรทำให้เกิดกระแส I_2 เป็น β_F เท่ากระแสอินพุต แต่เนื่องจากถูกจำกัดด้วย กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 ที่สะท้อนมาจาก Q_1 โดยความสัมพันธ์ของกระแส I_1 และ I_{C1} จำกัดการไหลของกระแส I_{B3} ซึ่งสามารถวิเคราะห์อัตราขยายกระแสได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} I_{E3} &= I_{C2} + I_{B1} + I_{B2} \\ &= I_{C2} + \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}} + \frac{I_{C2}}{\beta_{F2}} \end{aligned} \quad (3.25)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้น $\beta_{F1} = \beta_{F2} = \beta_F$ และ $I_{C1} = I_{C2}$ แล้วจะได้ว่า

$$I_{E3} = I_{C2} \left\{ 1 + \frac{2}{\beta_F} \right\} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_3 มีค่าเป็น

$$I_{C3} = \left\{ \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right\} I_{E3} = I_{C2} \left\{ 1 + \frac{2}{\beta_F} \right\} \left\{ \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right\} \quad (3.27)$$

จัดสมการที่ (3.27) ใหม่ได้เป็น

$$I_{C2} = I_{C3} \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right)} \quad (3.28)$$

พิจารณากระแสอินพุตกับกระแส I_{B3} และ I_{C1}

$$I_{C1} = I_1 - \frac{I_{C3}}{\beta_F} \quad (3.29)$$

เนื่องจาก $I_{C1} = I_{C2}$ ดังนั้นสมการที่ (3.28) เท่ากับ (3.29)

$$I_1 - \frac{I_{C3}}{\beta_F} = I_{C3} \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right)} \quad (3.30)$$

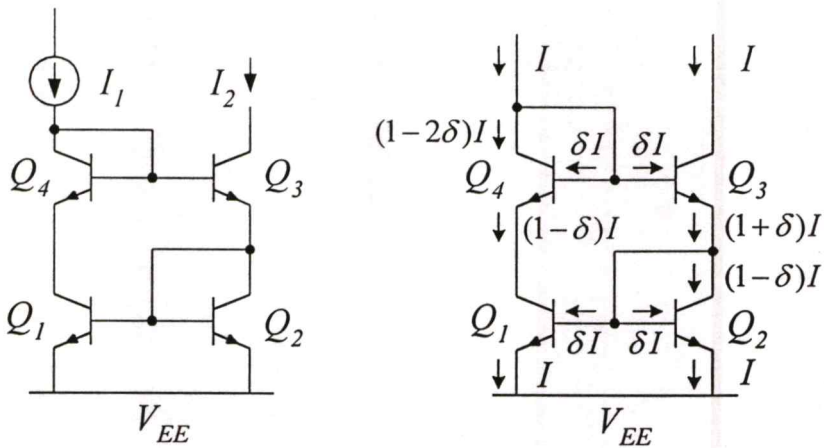
$$I_{C3} = I_1 \left[\frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right]$$

จากสมการที่ (3.30) จะเห็นว่าอัตราขยายกระแสขึ้นกับ β_F น้อยลงกว่าวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

3.4.3 วงจรสะท้อนกระแสวิลสันแบบปรับปรุง [28]

วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับปรุงมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_4 เข้าไป เพื่อปรับปรุงอัตราขยายกระแสให้มีค่าถูกต้องมากขึ้น โดยการลดผลของ base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน โดย Q_4 ที่เพิ่มเข้าป็นั้น ทำให้ V_{CB} ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น ($V_{CB} = 0$) คุณสมบัติโดยทั่วไปเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน แต่จะให้ความถูกต้องมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรสะท้อนกระแสแวลิตันแบบปรับปรุง

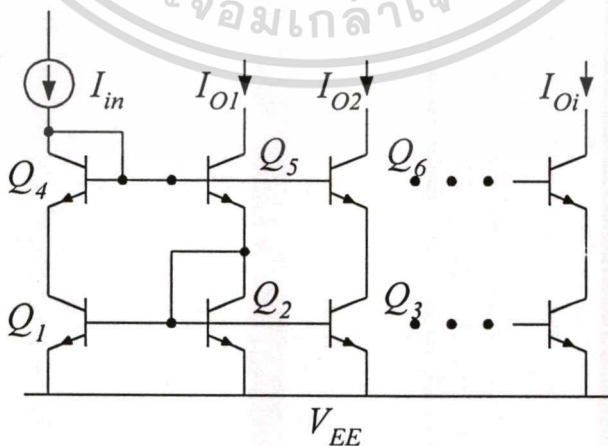
จากรูปทรานซิสเตอร์ Q_4 ไม่มีผลต่อกระแสรวมที่ขาเบสของ Q_3 ดังนั้นอัตราขยายกระแสจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแวลิตัน

$$I_{C3} = I_1 \left[1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right] \tag{3.31}$$

3.4.4 วงจรสะท้อนกระแสแวลิตันแบบปรับปรุงที่มีจุดออกหลายจุด

ลักษณะการต่อวงจรสะท้อนกระแสแวลิตันแบบมีจุดออกหลายจุด แสดงดังรูปที่

3.6 ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{O1} สำหรับจุดออกจุดที่หนึ่ง และ I_{O_i} สำหรับจุดออกจุดที่ i ต่อกระแส I_{in} แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแวลิตันแบบปรับปรุงที่มีจุดออกหลายจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{O1} = I_m \left[1 - \frac{n+1}{\beta^2 + (n+1)\beta + (n+1)} \right]$$

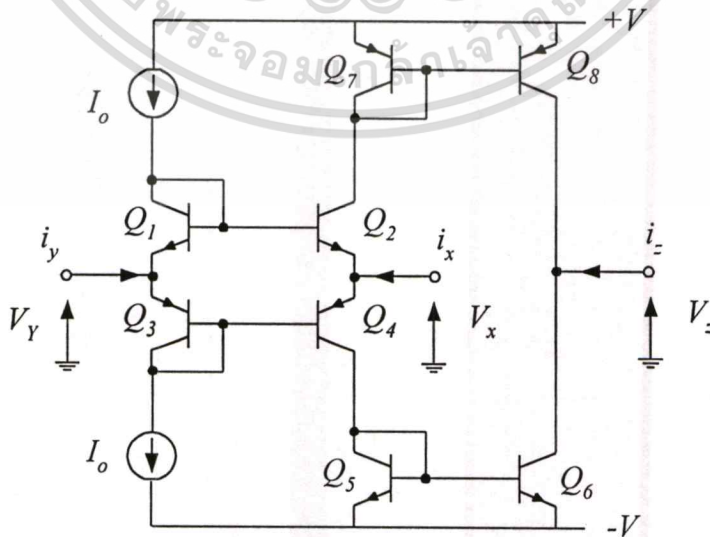
$$I_{Oi} = I_m \left[1 - \frac{(n+1)(\beta+1)}{\beta^2 + (n+1)\beta + (n+1)} \right] \quad (3.32)$$

เมื่อ $i = 2, 3, 4, \dots, n$ คือลำดับที่ของจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส

3.5 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองหรือวงจร CCII [29-32] นั้น ประกอบด้วยวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์ ($Q_1 - Q_4$) เป็นส่วนของอินพุตพอร์ต X และพอร์ต Y ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower) และวงจรสะท้อนกระแส 2 วงจร ($Q_5 - Q_6$ และ $Q_7 - Q_8$) ซึ่งเป็นส่วนสะท้อนกระแสจากพอร์ต X ไปที่พอร์ต Z

ในส่วนของวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์ [30-31] ที่ใช้เป็นอินพุตนั้น เมื่อให้แหล่งจ่ายกระแส I_o ที่ไบอัสให้กับวงจรที่ชาคอตเลคเตอร์ Q_1 และ Q_3 มีค่ากระแสที่เท่ากัน และถ้าอัตราขยายกระแสไฟตรง (β) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่ามากกว่า 1 มากๆ จนสามารถละเลยผลของกระแสเบสได้แล้ว ($i_b \approx 0$) จะทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y ซึ่งจะเสมือนว่าพอร์ต Y มีความต้านทานสูงมาก จนทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y ($I_Y \approx 0$) นอกจากนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันที่พอร์ต X และพอร์ต Y ของวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์จะทำหน้าที่เป็น วงจรตามแรงดัน [30] ($V_X \approx V_Y$)



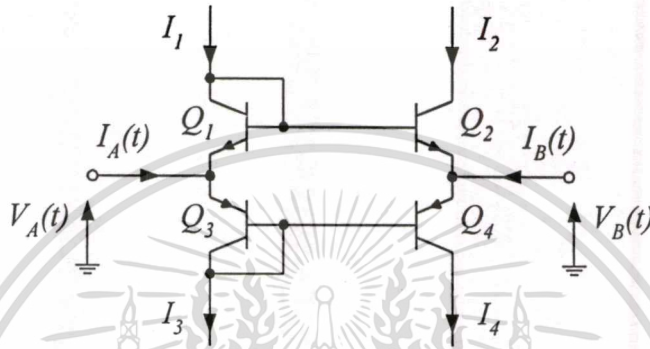
เอกสารรูปที่ 3.7 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ใน
รูปปิดของวงจร โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ ได้ดังนี้

จากกฎ KVL

$$\sum_{i=1}^N V_{BEi} = \sum_{i=1}^N V_{BEi} \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.8 วงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์รูป

ทรานซิสเตอร์ในรูปปิดประกอบด้วย Q_1 กับ Q_3 มี V_{BE} ในทิศทวนเข็มนาฬิกา และ Q_2 กับ Q_4 มี V_{BE} ในทิศตามเข็มนาฬิกา ดังนั้น

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

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right)$$

$$\frac{I_{C1} I_{C3}}{I_{S1} I_{S3}} = \frac{I_{C2} I_{C4}}{I_{S2} I_{S4}} \quad (3.34)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้น $I_{S1} = I_{S2}$ และ $I_{S3} = I_{S4}$ จะได้ว่า

$$I_{C1} I_{C3} = I_{C2} I_{C4} \quad (3.35)$$

โดย $I_{C1} = I_{C3} \approx I_0$ เมื่อสมมติค่าอัตราขยายกระแสไฟตรงของทรานซิสเตอร์ $\beta \gg 1$

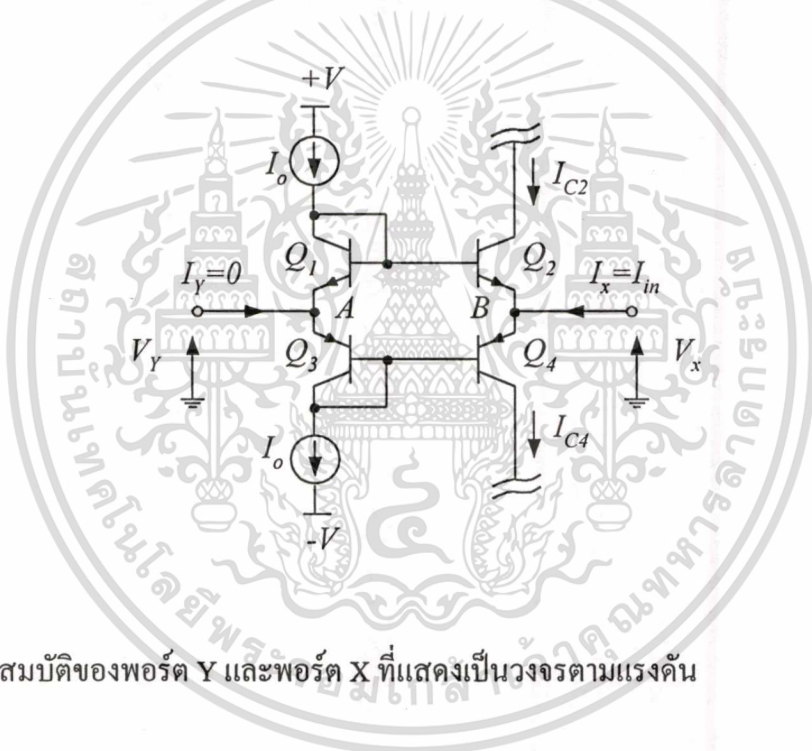
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้วงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์ยังแสดงคุณสมบัติเชิงแรงดันและกระแส ที่พอร์ต Y ที่อยู่ระหว่างขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 และที่พอร์ต X ที่อยู่ระหว่างขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4

ที่พอร์ต Y นั้นจะแสดงคุณสมบัติที่มีค่าความต้านทานสูงมาก เนื่องจากผลของการใช้แหล่งจ่ายกระแสไบอัส 2 ตัวที่มีค่าเท่ากัน ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y ดังอธิบายได้จากความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 และ Q_3 ดังนี้

$$I_{C3} = I_{C1} + I_Y \quad (3.36)$$

เมื่อสมมติ $\beta \gg 1$ จะได้ว่า $I_{C1} = I_{C3} \approx I_0$ ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y



รูปที่ 3.9 คุณสมบัติของพอร์ต Y และพอร์ต X ที่แสดงเป็นวงจรตามแรงดัน

พิจารณาแรงดันที่พอร์ต Y และแรงดันที่พอร์ต X ที่มีความสัมพันธ์กับแรงดันที่จุด A และจุด B

ที่จุด A;
$$V_{BE1} + V_Y = V_{BE2} + V_X \quad (3.37)$$

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้น $V_{BE1} = V_{BE2}$ แล้วจะได้ว่า

$$V_Y = V_X \quad (3.38)$$

หรือพิจารณาจากความสัมพันธ์ที่จุด B จะได้เงื่อนไขเช่นเดียวกัน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เอนูอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ที่ไม่เท่ากัน ส่งผลให้เกิดความแตกต่างกันระหว่าง V_{BE} ทั้งสองของทรานซิสเตอร์ [32] ทำให้สมการที่ (3.38) เกิดความคลาดเคลื่อนออกไป จากสมการที่ (3.37) จะได้ว่า

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_Y = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) + V_X$$

$$V_Y - V_X = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right)$$

$$= V_T \ln\left(\frac{I_{C2} I_{S1}}{I_{C1} I_{S2}}\right) \quad (3.39)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้น $I_{S1} = I_{S2}$ แล้วจะได้ว่า

$$V_Y - V_X = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.35) จะได้ว่า

$$I_0^2 = I_{C2} I_{C4} \quad (3.41)$$

ที่พอร์ต X มีความสัมพันธ์ของกระแส จากกฎ KCL ที่จุด B มีค่าเป็น

$$I_{C2} = I_{C4} - I_{in} \quad (3.42)$$

$$I_{C4} = I_{C2} + I_{in}$$

แทนค่าสมการที่ (3.42) ลงในสมการที่ (3.41) เมื่อ $I_{C2} = I_2$ และ $I_{C4} = I_4$ จะได้ว่า

$$I_0^2 = I_2 [I_2 + I_{in}]$$

$$I_m^2 + 4I_0^2 = 4I_2^2 + 4I_2 I_{in} + I_{in}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in}^2 + 4I_0^2 = [2I_2 + I_{in}]^2 \quad (3.43)$$

ดังนั้น

$$I_2 = \frac{1}{2} \left\{ (I_{in}^2 + 4I_0^2)^{1/2} - I_{in} \right\} \quad (3.44)$$

และในทำนองเดียวกัน

$$I_4 = \frac{1}{2} \left\{ (I_{in}^2 + 4I_0^2)^{1/2} + I_{in} \right\} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.37) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE} &= V_{BE1} - V_{BE2} = -V_Y + V_X \\ &= -V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \\ &= -V_T \ln \left\{ \frac{1}{2I_0} \left\{ (I_{in}^2 + 4I_0^2)^{1/2} - I_{in} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (3.46)$$

ถ้า $I_{in} \ll 2I_0$ จะได้ว่า

$$\Delta V_{BE} = -V_T \ln \left\{ 1 - \left(\frac{I_{in}}{2I_0} \right) \right\} \quad (3.47)$$

จากการกระจายอนุกรมกำลังของ $\ln|1+x| = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots + (-1)^{n-1} \frac{x^n}{n}$; $-1 < x \leq 1$

$$\Delta V_{BE} = -V_T \left[\frac{-I_{in}}{2I_0} - \frac{1}{2} \left(\frac{-I_{in}}{2I_0} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{-I_{in}}{2I_0} \right)^3 - \dots \right] \quad (3.48)$$

ถ้าเทอม $\frac{I_{in}}{2I_0}$ มีค่าน้อยกว่าหนึ่งมากๆ จะทำให้เทอมที่มีกำลังมากกว่าหนึ่งมีค่าน้อยมาก จนสามารถตัดออกไปได้ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta V_{BE} = -V_Y + V_X = -V_T \left(\frac{-I_{in}}{2I_0} \right) \quad (3.49)$$

$$R_{in} = \frac{\Delta V_{BE}}{I_{in}} = \frac{V_{XY}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_0} \quad (3.50)$$

ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันที่แตกต่างกันระหว่างพอร์ต X และพอร์ต Y จะทำให้เกิดความต้านทานขึ้น (static input resistance) มีค่าเป็น $V_T/2I_0$ โดยไม่ขึ้นกับกระแสไหลเข้าที่พอร์ต X แต่จะขึ้นกับค่าอุณหภูมิและกระแสไบอัสของวงจร ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสนี้ได้ โดยไม่มีผลต่อการทำงานของวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์

ในส่วนของวงจร CCII จะเป็นส่วนของวงจรตามกระแส [30] โดยใช้วงจรสะท้อนกระแส 2 วงจร สะท้อนกระแสจากพอร์ต X ไปที่พอร์ต Z ด้วยอัตราขยายกระแสประมาณเท่ากับ 1 เห็นได้ว่า เนื่องจากขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ถูกไบอัสด้วยกระแส I_0 ดังนั้น อินพุตทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสทั้ง 2 วงจร (Q_5, Q_7) ก็จะถูกไบอัสด้วยกระแส I_0 เช่นกัน โดยเมื่อทำการจ่ายกระแสอินพุต i_x ที่พอร์ต X แล้ว สามารถหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_5 และ Q_7 ซึ่งไหลในทิศทางเดียวกัน และจะถูกสะท้อนไปเป็นกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_6 และ Q_7 โดยจากหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์จะให้ความสัมพันธ์ของกระแสในวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์ ดังนี้

จากสมการที่ (3.40) และสมการที่ (3.41) จะได้ค่ากระแส I_{C2} มีค่าเป็น

$$I_{C2} = -\frac{i_x}{2} + \frac{\sqrt{i_x^2 + 4I_0^2}}{2} \quad (3.51)$$

เมื่อ $I_{in} = i_x$ และในทำนองเดียวกัน

$$I_{C4} = \frac{i_x}{2} + \frac{\sqrt{i_x^2 + 4I_0^2}}{2} \quad (3.52)$$

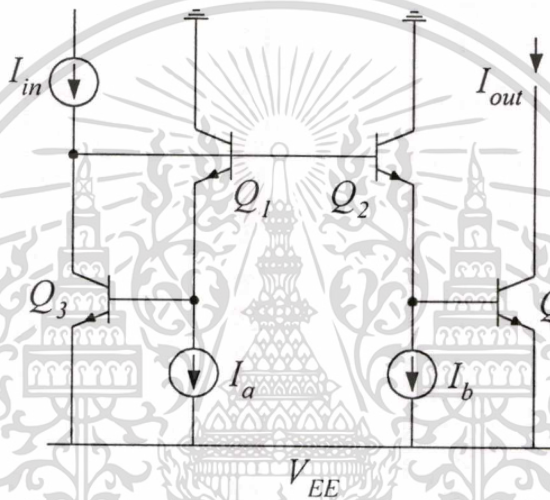
โดยกระแส I_{C2} และ I_{C4} จะถูกสะท้อนไปเป็นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_6 และทรานซิสเตอร์ Q_8 ตามลำดับ ด้วยอัตราขยายกระแสประมาณเท่ากับ 1 ดังนั้นกระแสที่พอร์ต Z จะมีความสัมพันธ์กับกระแสที่พอร์ต X เป็น

$$i_z = I_4 - I_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ i_x เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด (3.53) ไม่ว่าจะตีพิมพ์หรือดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแส

วงจรสะท้อนกระแสดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น สามารถทำการปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ เมื่อให้พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แตกต่างกัน หรือใช้การต่อร่วมกันกับความต้านทานที่มีอัตราส่วนต่างกัน (current mirror with emitter degeneration) [26] แต่อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนอัตราขยายกระแส โดยการเปลี่ยนค่ากระแสหรือแรงดันก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่มีข้อได้เปรียบกว่ารูปที่ 3.10 แสดงวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ จากการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร หรือเรียกว่าวงจรคูณหนึ่งควอแดรนต์อย่างง่ายโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ [33-35] ซึ่งสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้ ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้

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

(3.54)

แทนค่า V_{BE} ลงในสมการที่ (3.54) ได้เป็น

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right)$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด (3.55)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทรานซิสเตอร์เหมือนกันทุกประการจะได้ว่า $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4}$ ดังนั้น

$$I_{C1}I_{C3} = I_{C2}I_{C4} \quad (3.56)$$

ให้ $\beta \gg 1$ แล้ว สามารถละเลยผลของกระแสเบสได้ ดังนั้น $I_{C1} = I_a, I_{C2} = I_b, I_{C3} = I_{in}$ และ $I_{C4} = I_{out}$ สมการที่ (3.56) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{out} = \frac{I_a}{I_b} I_{in} \quad (3.57)$$

ซึ่ง $G = I_a / I_b$ เป็นค่าอัตราขยายกระแสของวงจร ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนกระแสไบอัส I_a ส่วนกระแสไบอัส I_b จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$I_b \gg \frac{I_o}{G\beta_3} \quad \text{สำหรับ } G < 1 \quad (3.58)$$

และ

$$I_b \gg \frac{GI_o}{\beta_4} \quad \text{สำหรับ } G > 1 \quad (3.59)$$

โดย I_o เป็นกระแสไบอัสไฟตรง (DC biasing current) ที่เป็นส่วนประกอบของกระแสอินพุต I_{in}

3.7 วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล

วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล [36] ดังแสดงในรูปที่ 3.11 โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาในรูปของกระแสที่เป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลกับกระแสอินพุต ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของวงจรได้ดังนี้

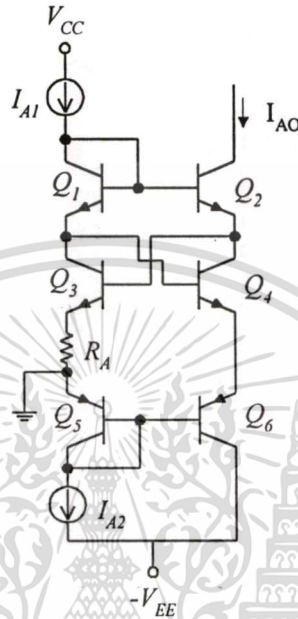
$$V_{BE1} + V_{BE4} + V_{EB6} = V_{BE2} + V_{BE3} + V_{EB5} + I_{A1}R_A$$

$$V_T \ln \left[\frac{I_{C1}I_{C4}I_{C6}}{I_{S1}I_{S4}I_{S6}} \right] = V_T \ln \left[\frac{I_{C2}I_{C3}I_{C5}}{I_{S2}I_{S3}I_{S5}} \right] + I_{A1}R_A \quad (3.60)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 และ Q_5 กับ Q_6 มีคุณสมบัติเหมือนกัน และพื้นที่อิมิตเตอร์มีค่าเท่ากัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{SN}$ และ $I_{S5} = I_{S6}$ จึงทำให้สมการที่ (3.63) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{A1}R_A = V_T \ln \left[\frac{I_{C1}I_{C4}I_{C6}}{I_{C2}I_{C3}I_{C5}} \right] \quad (3.61)$$



รูปที่ 3.11 วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล

จากวงจรในรูปที่ 3.11 เมื่อทรานซิสเตอร์มีค่า $\beta \gg 1$ แล้ว จะได้เงื่อนไขว่า $I_{A1} = I_{C1} = I_{C3}$, $I_{AO} = I_{C2} = I_{C4} = I_{C6}$ และ $I_{C5} = I_{A2}$ ดังนั้น

$$I_{A1}R_A = V_T \ln \left[\frac{I_{AO}}{I_{A2}} \right] \quad (3.62)$$

$$I_{AO} = I_{A2} e^{I_{A1}R_A/V_T}$$

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของวงจรทรานส์ลีนีย์ร์ ซึ่งเป็นพื้นฐานที่จะนำไปใช้ในการสร้างวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจรยกกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแส วงจร CCII วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ โดยกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไปของแต่ละวงจร ซึ่งจะนำไปใช้ในการสร้างวงจรประมาณสัญญาณ โคลิซน์จากสัญญาณ

ตามเหลี่ยมที่จะกล่าวถึงในบทต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

หลักการและการออกแบบวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์ จากสัญญาณสามเหลี่ยม

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการและการออกแบบวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยอาศัยหลักการในหัวข้อ 2.3 และวงจรพื้นฐานในบทที่ 3 มาเป็นแนวทางในการออกแบบวงจร นอกจากนี้ยังแสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองจริงประกอบกัน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

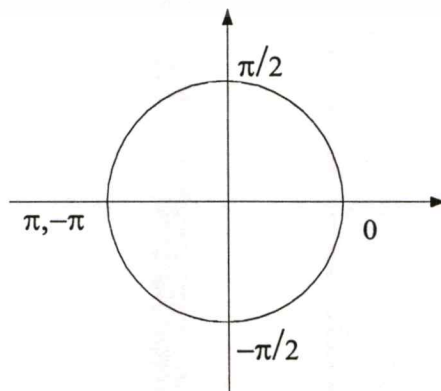
4.2 หลักการของวงจรที่นำเสนอ

4.2.1 หลักการ

แนวความคิดในเรื่องการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมดังที่นำเสนอไปแล้วในหัวข้อที่ 2.3 มีพื้นฐานมาจากสูตรอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันโคไซน์ ซึ่งแสดงได้โดย

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots \quad (4.1)$$

เมื่อ $x = \omega t$ โดย ω เป็นความถี่เชิงมุม (angular frequency) และ t เป็นเวลา, ค่า ωt มีค่าซ้ำกันเป็นวนรอบที่ทุกๆคาบเวลา T ของสัญญาณ ดังแสดงได้โดย



รูปที่ 4.1 ค่า ωt ภายใน 1 คาบสัญญาณ

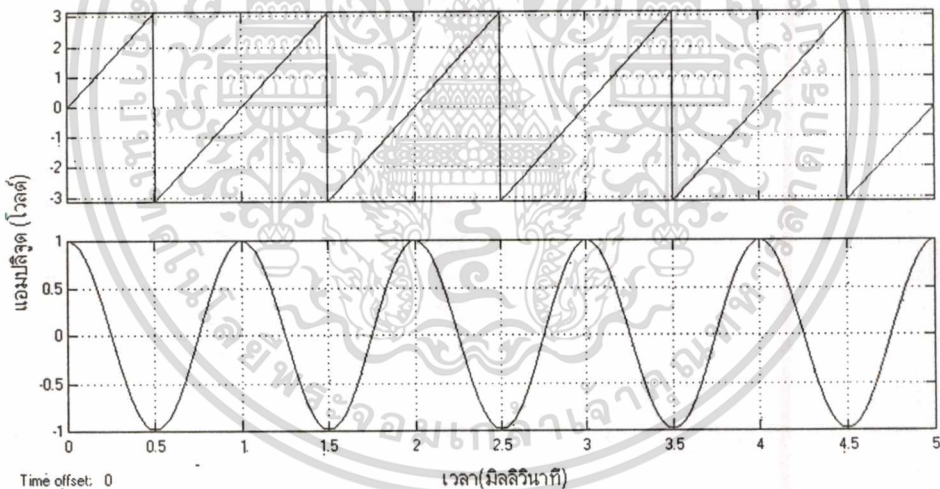
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงการเปลี่ยนแปลงของ ωt ภายใน 1 คาบเวลา เมื่อแทนค่า x ด้วย ωt ที่มีค่าภายในช่วง 1 คาบสัญญาณนี้ ลงในสมการที่ (4.1) จะได้สัญญาณโคไซน์จำนวน 1 รูปคลื่น ดังนั้นอาจคิดได้ว่า ωt สามารถแทนได้ด้วยฟังก์ชันที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลาโดยมีค่าของฟังก์ชันอยู่ในช่วงดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งสามารถแยกได้เป็นกรณี พร้อมด้วยผลการจำลองโปรแกรม SIMULINK [37-38] ของสมการที่ (4.1) โดยใช้ออนุกรมถึงพจน์กำลังที่ 8 ดังต่อไปนี้

ก.) ฟังก์ชัน ωt มีค่าเป็น

$$-\pi < \omega t < \pi ; -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \quad (4.2)$$

ในกรณีแรกนี้ สามารถแทน x หรือ ωt ด้วยฟังก์ชันของสัญญาณฟันเลื่อย ที่มีแอมพลิจูดจาก $-\pi$ ถึง π และคาบเวลา T เมื่อแทน ωt ลงในสมการที่ (4.1) จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณฟันเลื่อย ดังแสดงได้ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 อินพุตสัญญาณฟันเลื่อย ที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณด้วยอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันโคไซน์ในกรณี ก.)

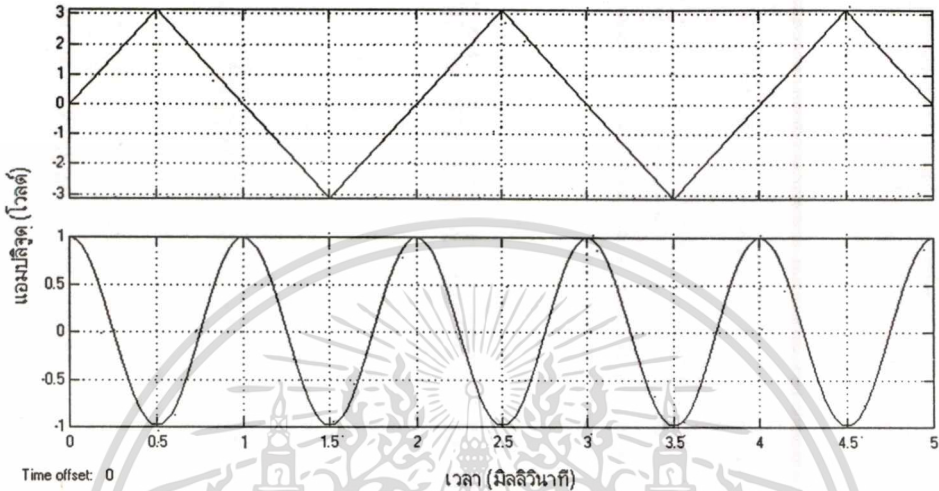
นอกจากนั้น ในกรณีนี้ยังสามารถแทน ωt ด้วยฟังก์ชันสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความสมมาตร มีแอมพลิจูดจาก $-\pi$ ถึง π และคาบเวลา T ซึ่งจะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น 2 เท่า ของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต ดังแสดงในรูปที่ (4.3) โดยฟังก์ชัน ωt แสดงได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-\pi < \omega t < \pi ; -\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4}$$

(4.3)

$$\pi > \omega t > -\pi ; \frac{T}{4} < t < \frac{3T}{4}$$



รูปที่ 4.3 อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ที่ความถี่ 2 เท่าของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต

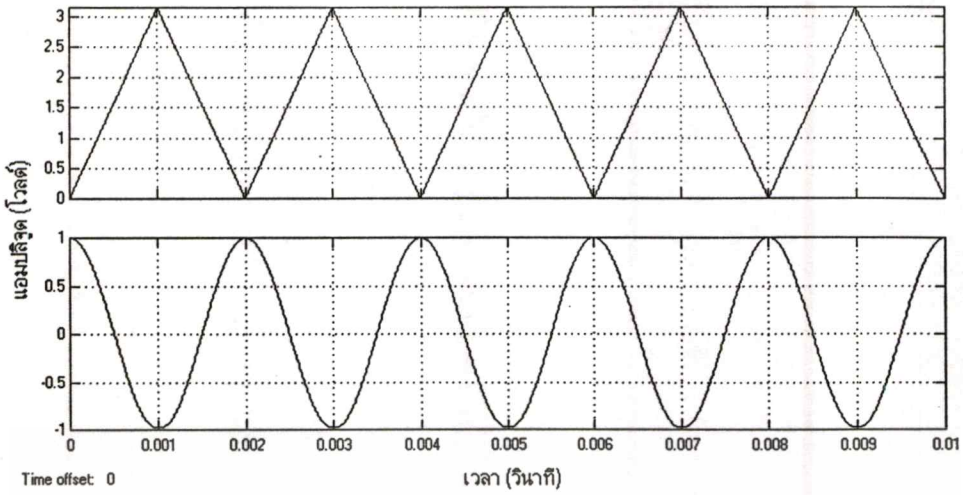
ข.) ฟังก์ชัน ωt มีค่าแบ่งเป็น 2 ช่วง แสดงได้ดังสมการ

$$0 < \omega t < \pi ; 0 < t < \frac{T}{2}$$

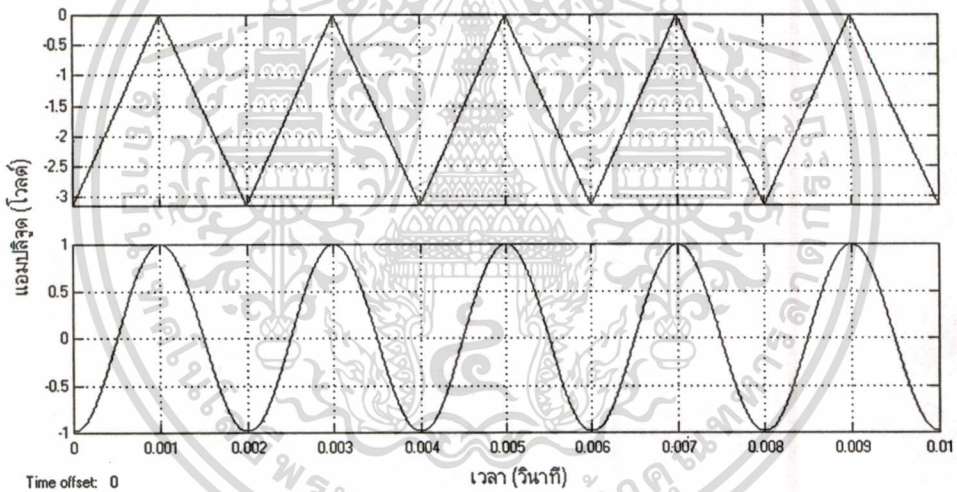
(4.4)

$$-\pi < \omega t < 0 ; \frac{T}{2} < t < T$$

ในกรณีนี้ สามารถแทน ωt ด้วยฟังก์ชันของสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความสมมาตร ที่มีแอมพลิจูดจาก 0 ถึง π หรือ $-\pi$ ถึง 0 และคาบเวลา T โดยเมื่อแทนค่า x ลงในสมการที่ (4.1) จะได้สัญญาณ โคไซน์ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 4.4 และ 4.5



รูปที่ 4.4 อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด 0 ถึง π และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ในกรณี ข.)



รูปที่ 4.5 อินพุตสัญญาณสามเหลี่ยม ที่แอมพลิจูด $-\pi$ ถึง 0 และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ในกรณี ข.)

จากหลักการที่ได้นำเสนอนี้ สามารถประมาณสัญญาณ โคไซน์จากสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณรูปสามเหลี่ยมได้ โดยในกรณีของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมนั้น เมื่อมีแอมพลิจูด $\pm\pi$ จะได้สัญญาณ โคไซน์ที่มีความถี่ 2 เท่าของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุตและเมื่อมีแอมพลิจูด 0 ถึง π หรือ $-\pi$ ถึง 0 จะได้สัญญาณ โคไซน์ที่มีความถี่เท่ากับของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต

ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 ด้วยการประมาณสัญญาณ โคไซน์โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ นั้นจำเป็นต้องใช้วงจรคูณจำนวนมากขึ้นตามจำนวนพจน์ที่ต้องการประมาณ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์

ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการประมาณฟังก์ชันโคไซน์ด้วยอนุกรมของฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งมีสมการแสดงได้เป็น

$$f(t) = e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2} + k1x^2 \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.5) เมื่อทำการหาค่า k และ $k1$ ที่เหมาะสม จะทำให้ได้ฟังก์ชันโคไซน์ที่มีความผิดพลาดที่น้อยที่สุด สำหรับการประมาณในรูปแบบนี้ได้ โดยหาค่า k จากการกระจายอนุกรมของฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังแสดงในสมการ

$$e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2} = 1 - \frac{x^2}{k^2} + \frac{x^4}{2!k^4} - \frac{x^6}{3!k^6} + \frac{x^8}{4!k^8} - \dots \quad (4.6)$$

เทียบสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 ของสมการที่ (4.1) และ สมการที่ (4.6) เพื่อหาค่า k ที่ทำให้ทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด (การเลือกเทียบสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 2 หรือพจน์กำลัง 8 นั้น จะทำให้ทั้งสองสมการมีค่าแตกต่างกันมากเกินไป) โดยจะได้ค่า k อยู่ในช่วง 1.861 ถึง 2.220 จากนั้นจึงหาค่า $k1$ โดยนำพจน์กำลัง 2 ของสมการที่ (4.1) ที่ขนาดเท่ากับสัญญาณที่ได้จากการประมาณด้วยสมการ (4.6) ลบด้วยพจน์กำลัง 2 ของสมการที่ (4.6) เมื่อให้ค่า $x^2 = \pi^2$ ดังแสดงในสมการ

$$k1x^2 = \left| e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2} - \frac{x^2}{2!} - \frac{x^2}{k^2} \right| \quad (4.7)$$

เมื่อแทนค่า k และ $k1$ ที่หาได้ลงในสมการที่ (4.5) จะได้ฟังก์ชันโคไซน์ที่มีความผิดพลาดที่น้อยที่สุด สำหรับการประมาณในรูปแบบนี้ได้

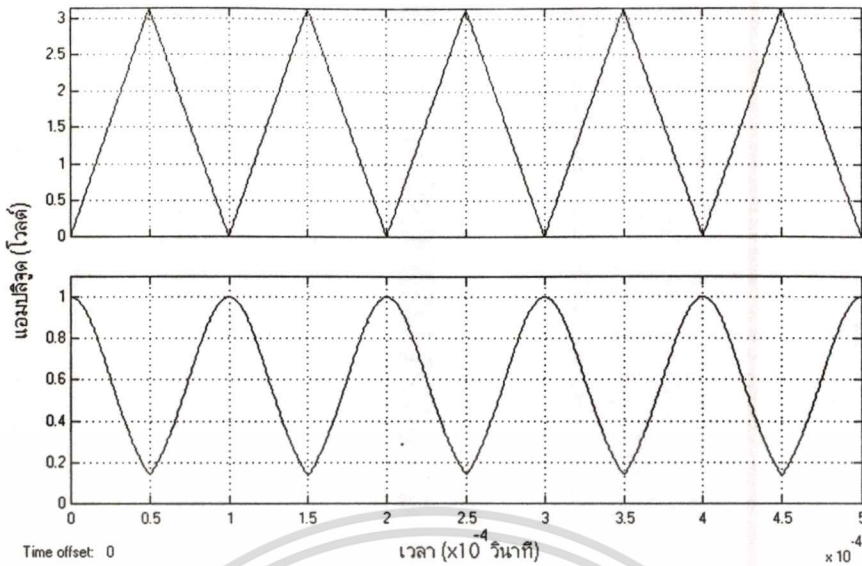
4.2.2 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB

เพื่อตรวจสอบความเป็นไปได้ของหลักการที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 4.2.1 จึงทำการจำลองการทำงานตามสมการที่ (4.5) ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยใช้โครงสร้างตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.10

จากการจำลองการทำงานได้เปลี่ยนค่า k ในสมการที่ (4.6) ภายในช่วง 1.861 ถึง 2.220 ซึ่งค่า k ที่ทำให้สัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณมีค่าความผิดพลาดน้อยที่สุดอยู่ที่ $k=2.2223$ โดยมีผลการจำลองการทำงานด้วยค่า k ดังกล่าว แสดงได้ในรูปที่ 4.6 กำหนดความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต 10kHz แอมพลิจูด π V

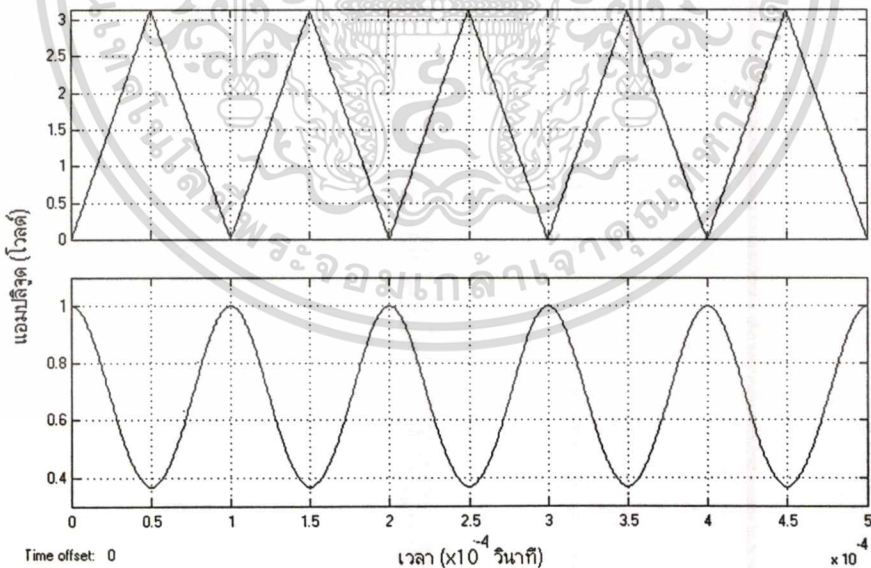
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับราชการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 อินพุตและเอาต์พุตที่ได้จากการประมาณด้วยฟังก์ชัน $e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2}$ เมื่อ $k=2.2223$

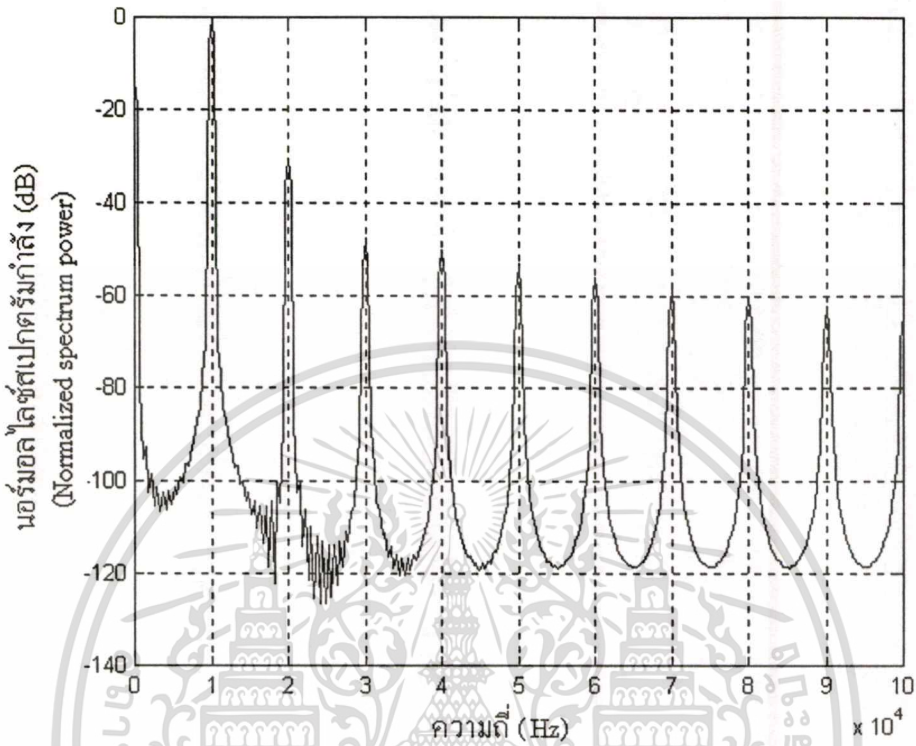
จากนั้นนำสัญญาณกำลังสองของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุตที่ขนาด $k1$ ที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (4.7) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.0232 มารวมเข้ากับสัญญาณที่ได้ในรูปที่ 4.6 จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณโคไซน์ความถี่เท่ากับสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 4.7



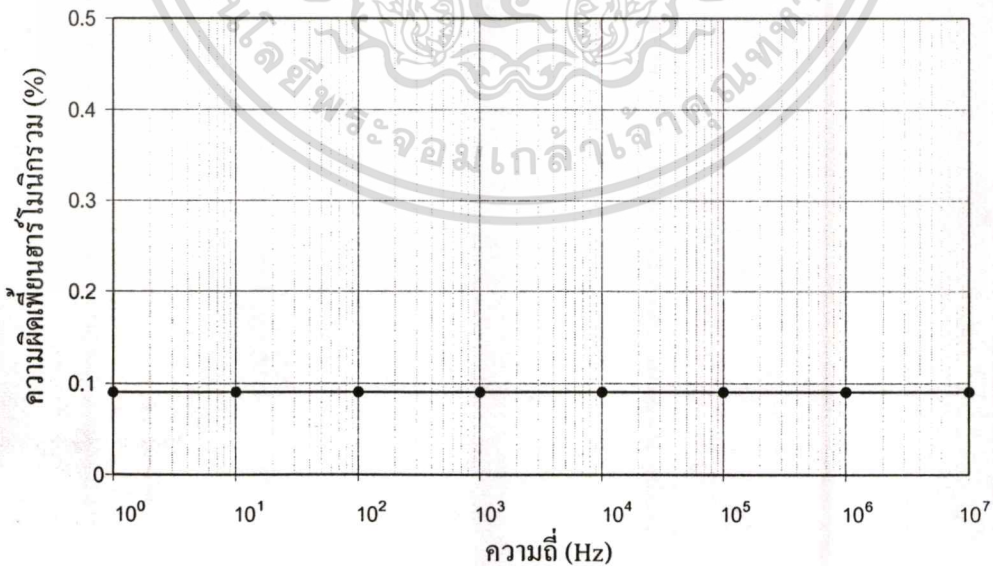
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานตามวิธีการที่ได้นำเสนอ

ในรูปที่ 4.8 แสดงรูปสเปกตรัมกำลัง (power spectrum) ของสัญญาณในรูปที่ 4.7 โดยจากรูปสเปกตรัมกำลังนี้สามารถคำนวณค่า THD ได้ประมาณ 0.09% นอกจากนี้ยังได้แสดงค่า THD เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสัญญาณโคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงภายในช่วง 1 Hz ถึง 10 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.9 โดยใช้อ็ครประกอบของสเปกตรัมทั้งหมด 18 ฮาร์โมนิก (harmonic) ของสัญญาณแต่ละความถี่



รูปที่ 4.8 สเปกตรัมกำลังที่ได้จากการจำลองของสัญญาณโคไซน์ในรูป 4.8



รูปที่ 4.9 ค่า THD ของสัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการจำลองการทำงานของวิธีการที่ได้นำเสนอตาม

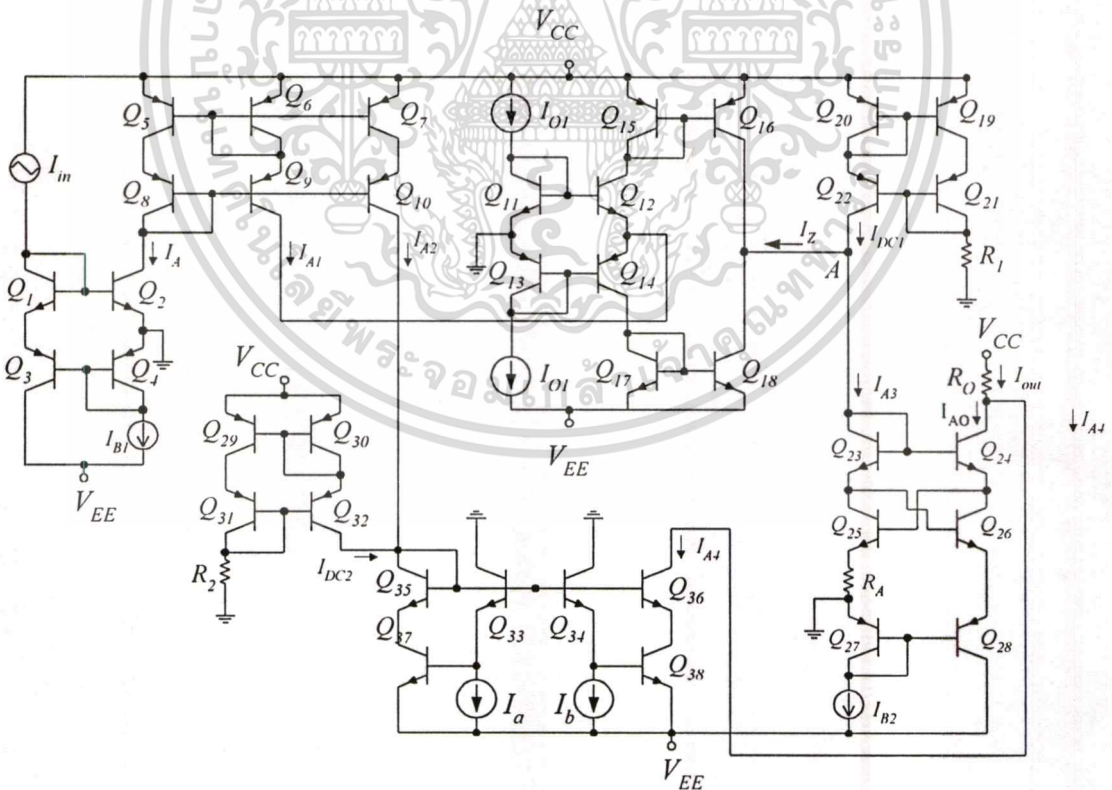
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการที่นำเสนอ นั้น อินพุตต้องมีขนาดคงที่ค่าหนึ่ง (0 ถึง π หรือ $-\pi$ ถึง π) จากนั้นจึงทำการสเกลอินพุตด้วยค่า $k = 2.2223$ อย่างไรก็ตามเมื่อขนาดของอินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเปลี่ยนไป ก็สามารเปลี่ยนค่า k เพื่อให้เทอมของ $-\left(\frac{x}{k}\right)^2$ ยังคงมีค่าเท่ากับ $-\left(\frac{\pi}{2.2223}\right)^2$ ซึ่งจะทำให้ค่า THD ของสัญญาณโคไซน์ที่ได้ยังคงมีค่าเท่าเดิม

จากการจำลองการทำงานได้เลือกค่า k อยู่ในช่วงของส.ป.ส.ของพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 อย่างไรก็ตามเมื่อเลือกค่า k ในช่วงของสัมประสิทธิ์ของพจน์ที่มีกำลังมากขึ้น (กำลัง 8 หรือ 10) ค่า THD ของสัญญาณที่ได้จากการประมาณจะค่อยๆมีค่าลดลง จนถึงค่า k ค่าหนึ่ง (จากการจำลองการทำงานคือที่ค่า $k = 3.1622$ ซึ่งเป็นจุดตัดของการแก้สมการ เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์กำลัง 4 และ 6 ดังแสดงการคำนวณในภาคผนวก ข.) และหลังจากค่า k ค่านี้ไป ค่า THD ของสัญญาณจะเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ

4.3 วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม

4.3.1 การออกแบบวงจร



รูปที่ 4.10 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองการทำงานของหลักการที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 4.2.1 สามารถนำมาเป็นแนวทางในการสร้างวงจรเชิงอิเล็กทรอนิกส์สำหรับการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยสร้างวงจรตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.10 ซึ่งประกอบด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรกลับเฟสสัญญาณกระแส วงจรเอ็กซ์โปเนนเชียล และวงจรลดทอนสัญญาณกระแส โดยในแต่ละวงจรได้อาศัยหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งเป็นวงจรที่ต้องการสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในรูปแบบของกระแส โดยมีโครงสร้างของวงจรรวมแสดงในรูปที่ 4.10 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้

วงจรกำลังสองประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_1 - Q_4$ และแหล่งจ่ายกระแส I_{B1} จากรูปเมื่อป้อนกระแสอินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เข้ามายังขาคอลเลคเตอร์ของ Q_1 กำหนดแหล่งจ่ายกระแสที่ I_{B1} ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q_4 และทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการ โดยมี $\beta \gg 1$ แล้วจะได้ว่า $I_{C1} = I_{C3} = I_m$, $I_{C4} = I_{B1}$ และ $I_{C2} = I_O$ ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_A และกระแสอินพุต I_m มีค่าตามสมการที่ (3.17) ดังแสดงได้โดย

$$I_A = \frac{I_m^2}{I_{B1}} \quad (4.8)$$

จากนั้นกระแส I_A จะถูกสะท้อนผ่านวงจรสะท้อนกระแสวิสันแบบปรับปรุง Q_5 ถึง Q_{10} โดยแบ่งเป็นจุดออก 2 จุด จุดแรกที่กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_5 เพื่อใช้เป็นกระแสอินพุตให้กับวงจรกลับเฟสสัญญาณกระแส และจุดที่สองที่กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_{10} เพื่อใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรลดทอนสัญญาณกระแส โดยจะได้กระแส I_{A1} ที่ถูกสะท้อนที่จุดแรก มีค่าตามสมการที่ (3.32) เป็น

$$I_{A1} = I_A \left[1 - \frac{3}{\beta^2 + 3\beta + 3} \right] \quad (4.9)$$

เมื่อ $\beta \gg 1$ จะได้อัตราการขยายกระแสมีค่าประมาณหนึ่ง

กระแส I_{A1} จะเป็นอินพุตให้กับวงจร CCII แบบบวก ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_{11} - Q_{18}$ และแหล่งจ่ายกระแสไบอัส I_{O1} ที่มีค่าเท่ากับ 2 ตัว โดยต่อพอร์ต Y ลงกราวด์ และต่ออินพุต I_{A1} เข้าพอร์ต X ที่พอร์ต Y เมื่อถูกไบอัสด้วยกระแสสองที่ค่าเดียวกัน 2 ตัว ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q_{11} และ Q_{13} แล้วจะทำให้พอร์ต Y ไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต ซึ่งเสมือนว่ามีความต้านทานที่พอร์ตสูงมาก ส่วนกระแสที่เข้าพอร์ต X นั้นจะถูกสะท้อนไปยังพอร์ต Z โดยวงจรสะท้อนกระแส 2 ชุด กระแส I_Z จะไหลในทิศทางเดียวกับกระแส I_{A1} นั่นคือในทิศเข้าพอร์ต Z มีค่าประมาณเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่พอร์ต X ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{A4} = \frac{I_a}{I_b} (I_{A2} + I_{DC2}) \quad (4.14)$$

โดย $I_b \gg I_{DC2} / G\beta_3$; $G = I_a / I_b$

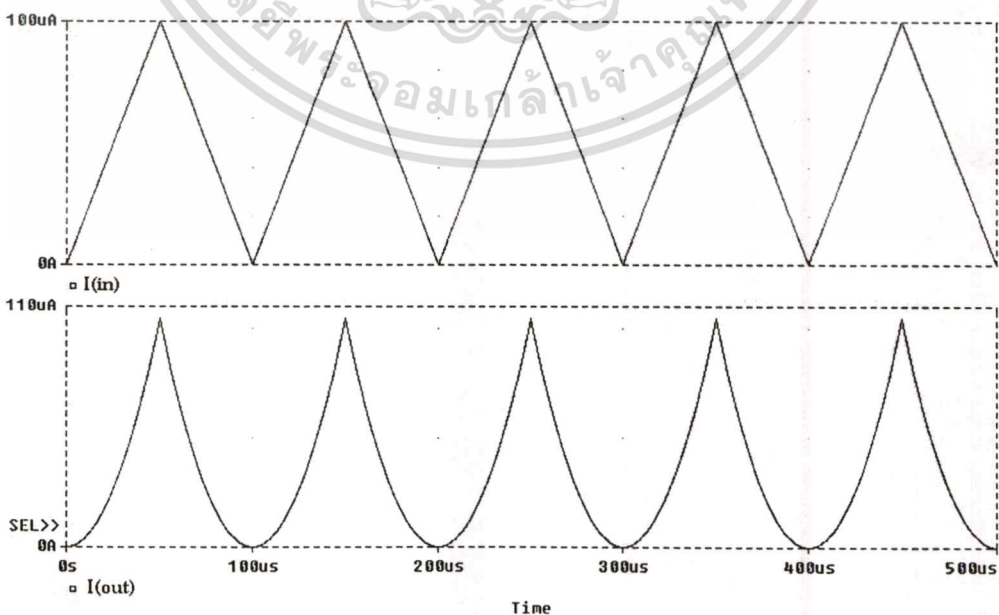
เอาต์พุตสัญญาณโคไซน์เป็นสัญญาณในรูปกระแสที่ได้จากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอ็กซ์โปเนนเชียล (I_{AO}) รวมเข้ากับสัญญาณจากวงจรลดทอนสัญญาณกระแส (I_{A4}) นั่นคือ

$$I_{out} = I_{AO} + I_{A4} \quad (4.15)$$

จากรูปวงจรที่นำมาใช้ในการออกแบบ เห็นได้ว่าสามารถเกิดข้อผิดพลาดจากหลักการที่นำเสนอทางทฤษฎีได้จากกระแสไฟตรงที่ให้กับวงจรจากภายนอกในหลายจุดด้วยกัน จึงได้ทำการวิเคราะห์ข้อผิดพลาดดังกล่าวไว้ในภาคผนวก ก.2

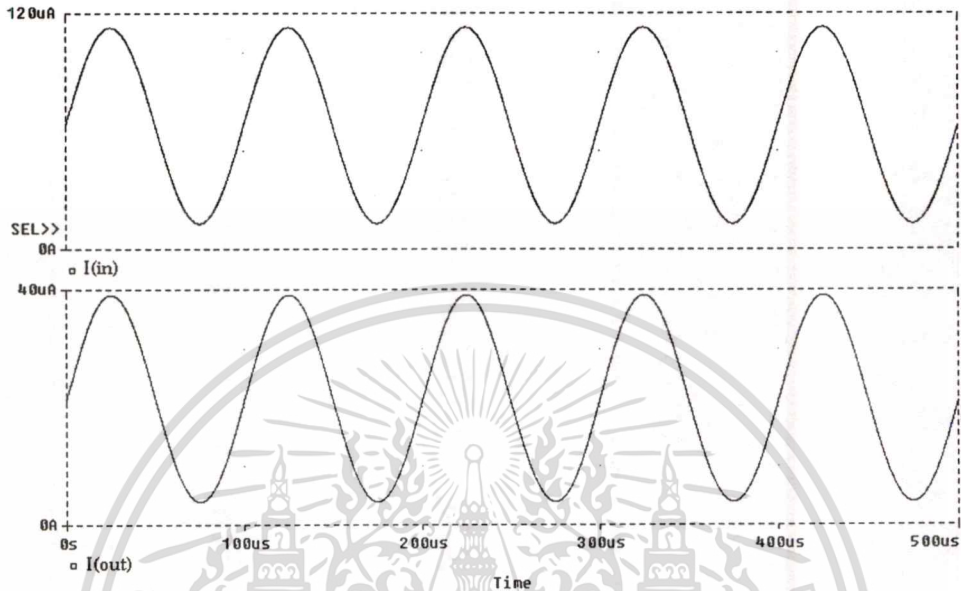
4.3.2 ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์และผลการทดลอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้เป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ จึงทดลองเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์ โดยแบ่งเป็นวงจรส่วนย่อย ได้แก่ วงจรยกกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ และวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP เบอร์ NR100 และ PR100 ตามลำดับ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆของทรานซิสเตอร์ทั้งสองได้แสดงในภาคผนวก ข กำหนดไฟเลี้ยงของวงจร $\pm 5V$ วงจรยกกำลังสองที่ประกอบด้วย $Q_1 - Q_4$ และแหล่งจ่ายกระแสไบอัส I_{B1} ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $100\mu A$ เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จะมีผลการเลียนแบบแสดงในรูปที่ 4.11



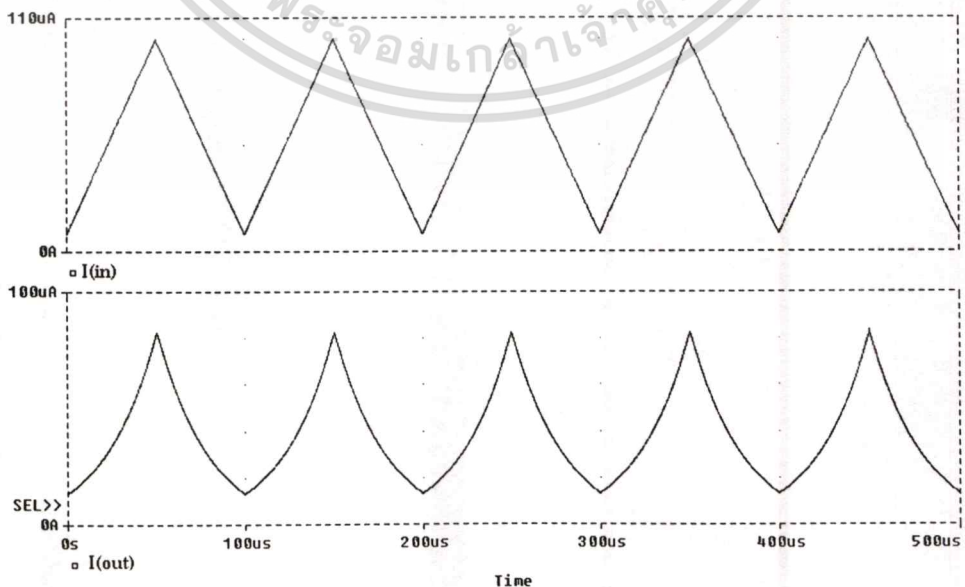
รูปที่ 4.11 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรยกกำลังสองนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ซึ่งประกอบด้วย $Q_{33} - Q_{38}$ และแหล่งจ่ายกระแส I_a และ I_b มีค่า $35\mu A$ และ $100\mu A$ ตามลำดับ อินพุตที่ป้อนให้กับวงจรจะถูกสะท้อนด้วยอัตราขยายเท่ากับ I_a/I_b ดังแสดงในรูปที่ 4.12



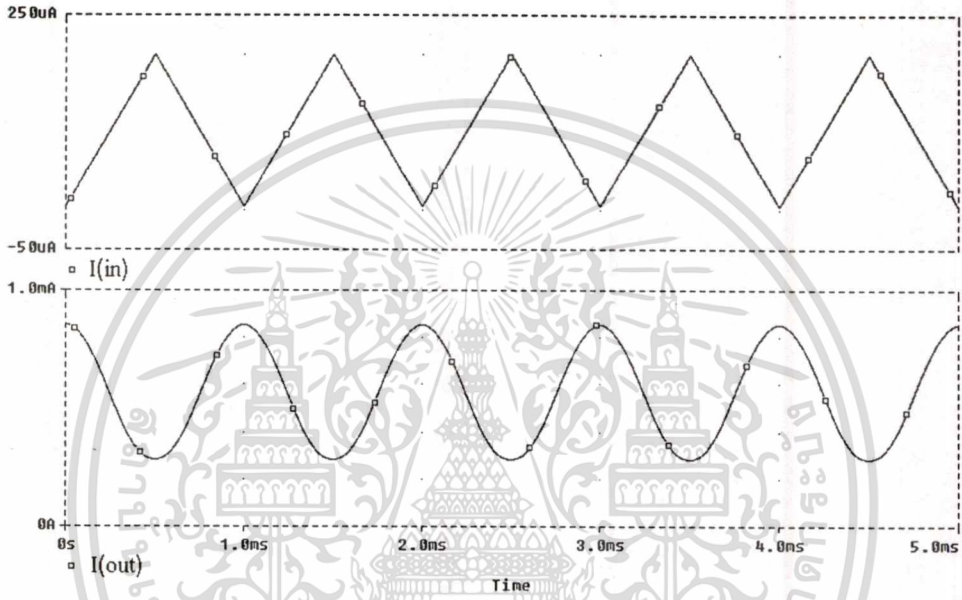
รูปที่ 4.12 ผลการเดินแบบการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้

และรูปที่ 4.13 แสดงผลการเดินแบบการทำงานของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ที่ประกอบด้วย $Q_{23} - Q_{28}$, $R_A = 260\ \Omega$ และแหล่งจ่ายกระแสไบอัสที่ $I_{B2} = 10\mu A$ อินพุตเป็น สัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาดเดียวกับที่ป้อนให้วงจรกำลังสอง

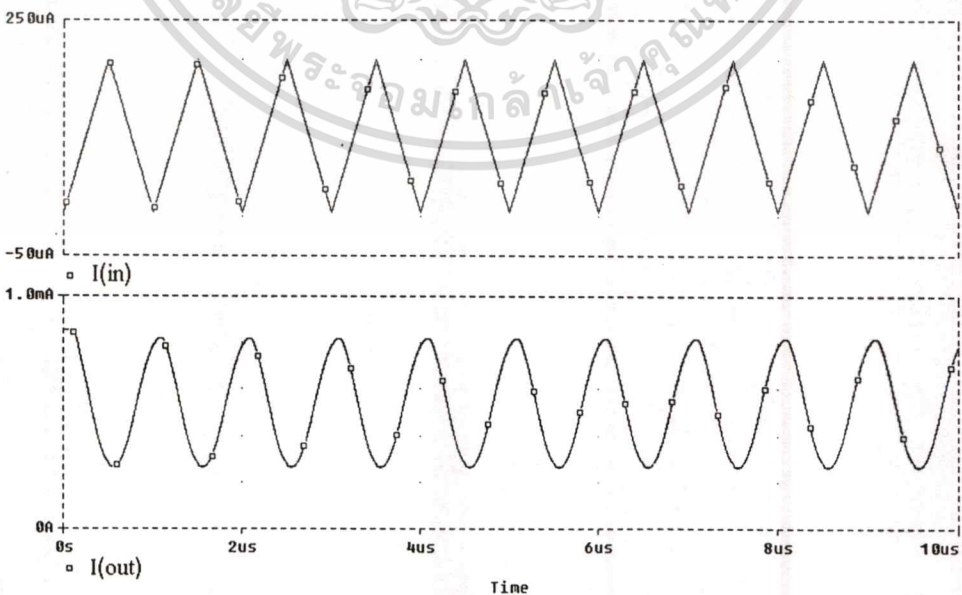


รูปที่ 4.13 ผลการเดินแบบการทำงานของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้โครงสร้างของวงจรรวมตามรูปที่ 4.10 กำหนดไฟเลี้ยงของวงจร $\pm 5V$ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ $100\mu A$ และ $10\mu A$ ตามลำดับ กระแสไบอัสของวงจร CCII I_{O1} มีค่าเท่ากับ 2 ตัว คือ $600\mu A$ และกระแส I_a และ I_b มีค่า $35\mu A$ และ $100\mu A$ ตามลำดับ ความต้านทาน $R_1 = 7k\Omega$, $R_2 = 50k\Omega$ และ $R_A = 260\Omega$, $R_O = 1k\Omega$ โดยมีผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร ดังรูปที่ 4.14 และ 4.15 ส่วนในรูปที่ 4.16 แสดงขนาดของสัญญาณโคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป และรูปที่ 4.17 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป



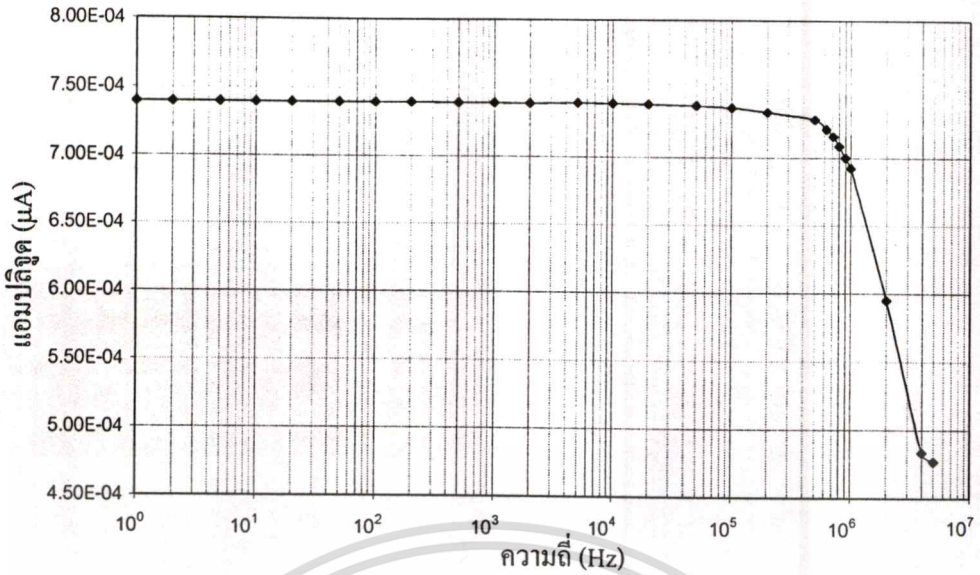
รูปที่ 4.14 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมในรูปที่ 4.10 ที่ความถี่ 1 kHz



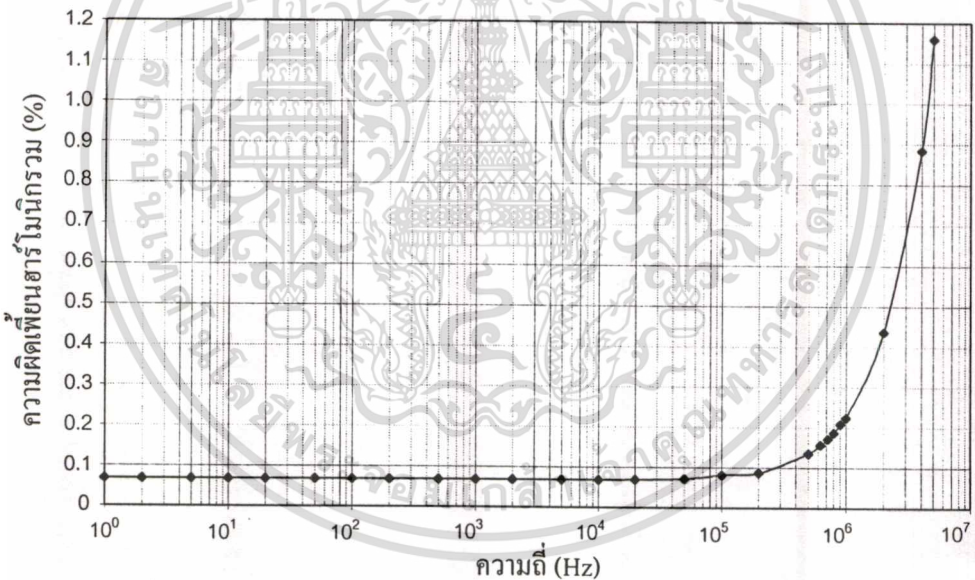
รูปที่ 4.15 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมในรูปที่ 4.10 ที่ความถี่ 1 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ขนาดของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป

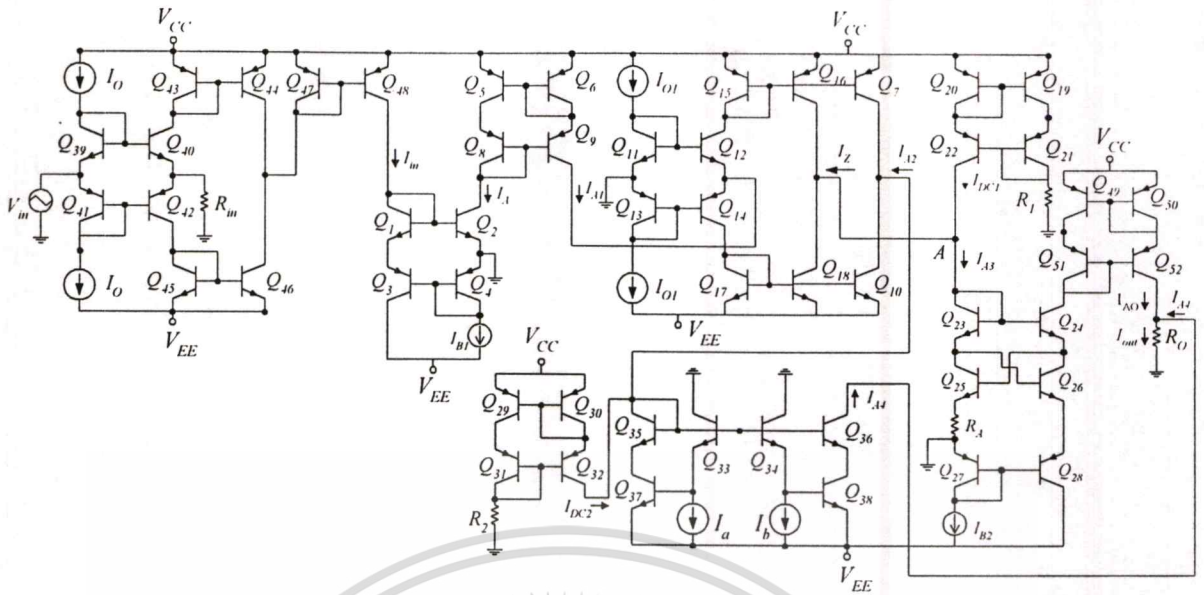


รูปที่ 4.17 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป

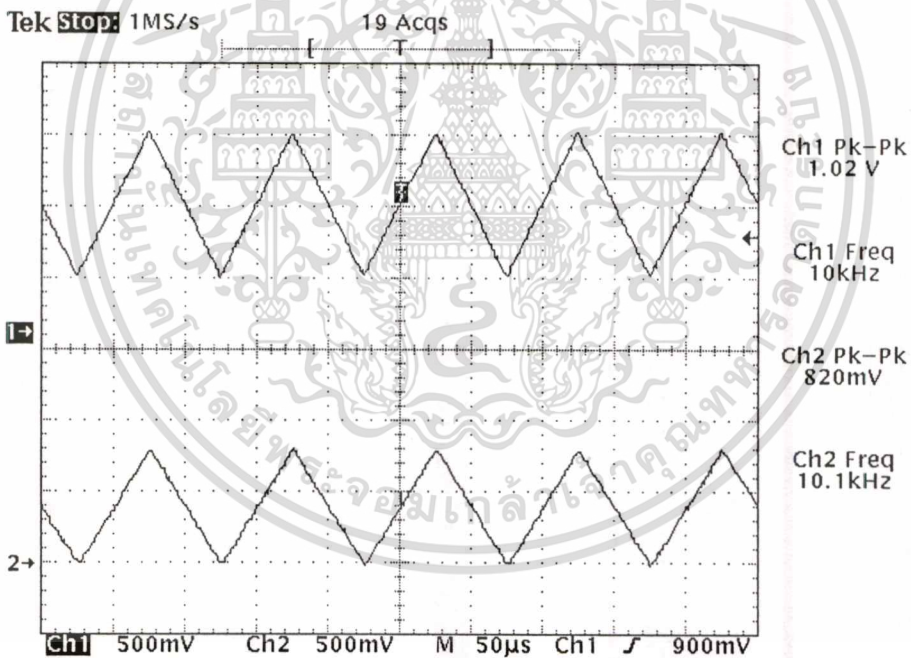
ในรูปที่ 4.18 เป็นรูปวงจรถ่ายใช้ในการทดลองจริงโดยต่อวงจรแบบคิสคริตบนโปรโตบอร์ดด้วยทรานซิสเตอร์แบบอาร์เรย์ (array) เบอร์ CA3096 ซึ่งมีทั้งแบบ NPN และ PNP อยู่ภายในไอซีตัวเดียวกัน และใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ $\pm 5V$ โดยใช้การป้อนอินพุตที่เป็นค่าแรงดันผ่านวงจร CCII ที่สร้างขึ้น ซึ่งเป็นวงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแส (V/I) ในรูปแบบหนึ่ง กำหนดกระแสไบอัส I_o ของวงจร CCII มีค่าเท่ากับ $600\mu A$ จากนั้นจึงสะท้อนกระแสจากพอร์ต Z ของวงจร CCII มาเป็นอินพุตให้กับวงจรยกกำลังสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

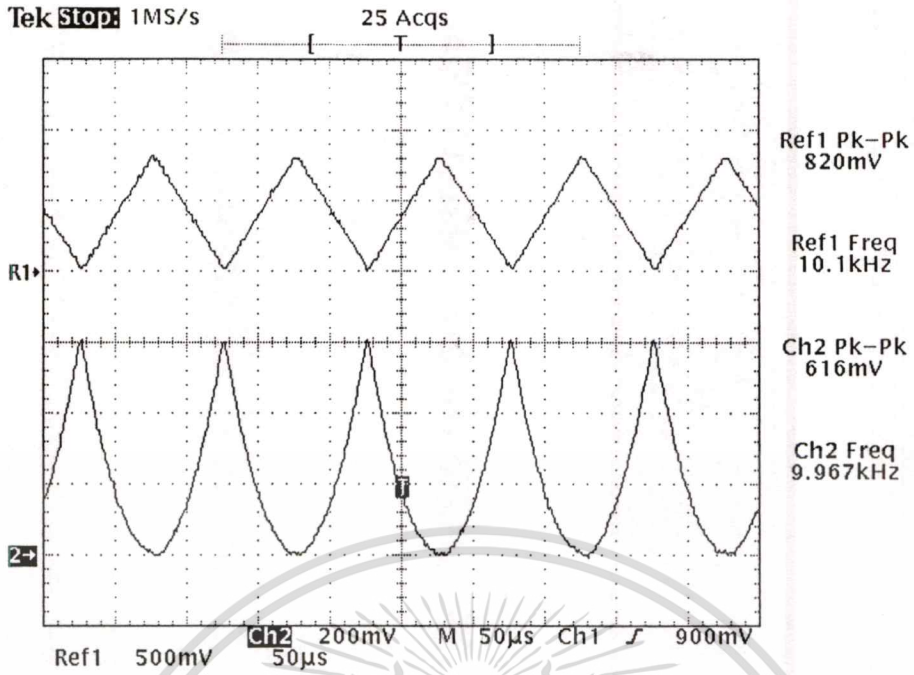


รูปที่ 4.18 วงจรที่ใช้ในการทดลองจริง

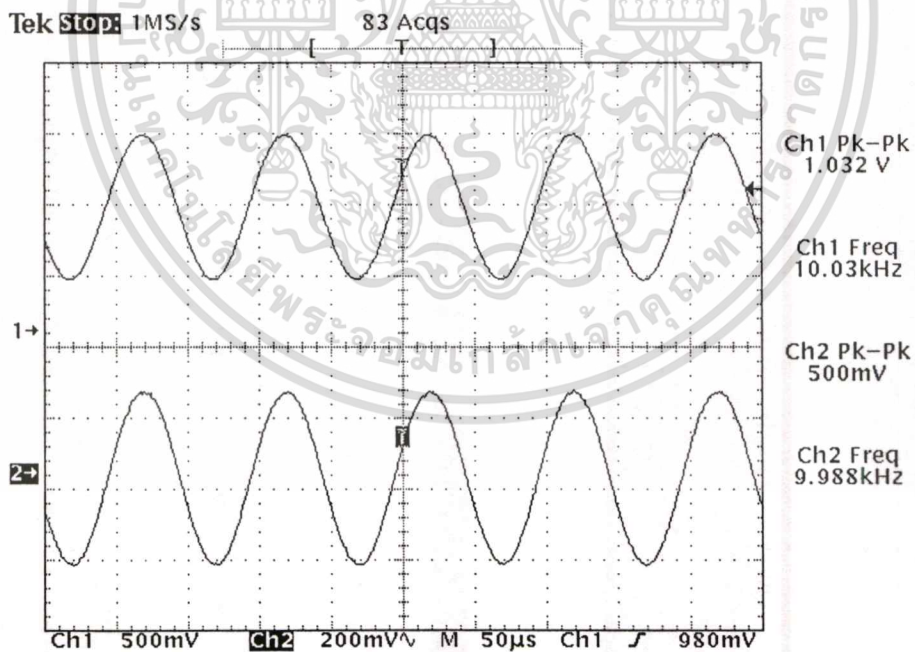


รูปที่ 4.19 สัญญาณอินพุต V_{in} (CH₁) และเอาต์พุตของวงจร CCII (CH₂) ที่ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแส

รูปที่ 4.19 สัญญาณเส้นบนแสดงอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร CCII เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด $1 V_{p-p}$ ыกระดับสัญญาณด้วยค่า $+450mV_{DC}$ ส่วนเส้นล่างแสดงสัญญาณตัวเดียวกันเมื่อผ่านวงจร CCII ซึ่งเป็นสัญญาณที่อยู่เหนือระดับกราวด์พอดีเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจร CCII ที่เป็นอินพุตให้กับวงจรยกกำลังสอง (CH_1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสอง (CH_2)

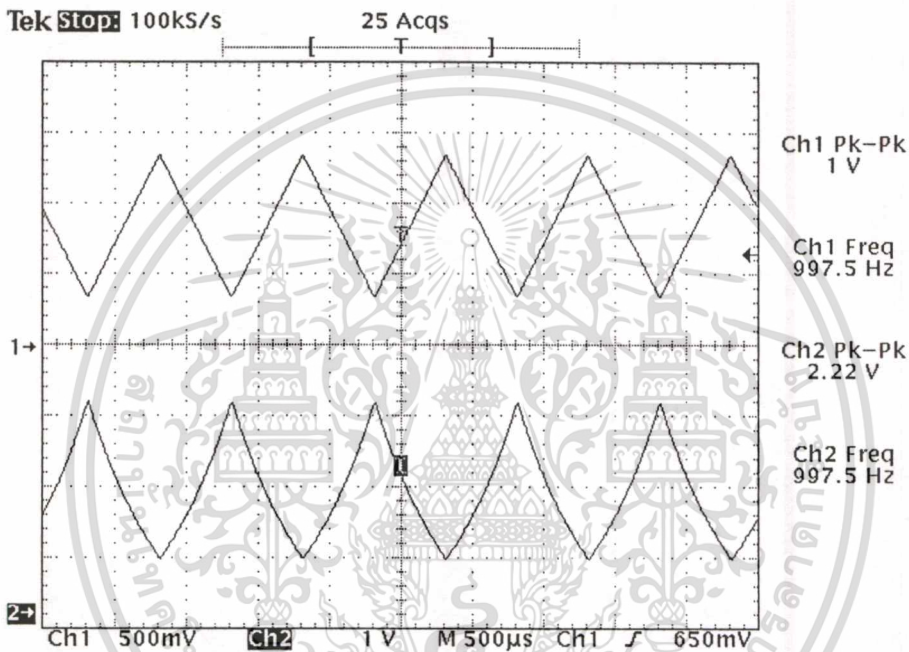


รูปที่ 4.21 อินพุตสัญญาณรูปไซน์ (CH_1) และเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ (CH_2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการทดลองวงจรในส่วนย่อยเช่นเดียวกับการเลียนแบบการทำงาน ประกอบด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ และวงจรขยายแบบ เอ็กซ์โปเนนเชียล รูปที่ 4.20 แสดงเอาต์พุตของวงจรยกกำลังสอง เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณที่ได้จาก วงจร CCII ในรูปที่ 4.19 และกำหนดกระแสไบอัส $I_{B1} = 100\mu A$

รูปที่ 4.21 แสดงผลการทดลองของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยาย กระแสได้ เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ ขนาดเดียวกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ป้อนให้กับวงจร ยกกำลังสอง แหล่งจ่ายกระแสไบอัส I_a และ I_b มีค่า $40\mu A$ และ $100\mu A$ ตามลำดับ

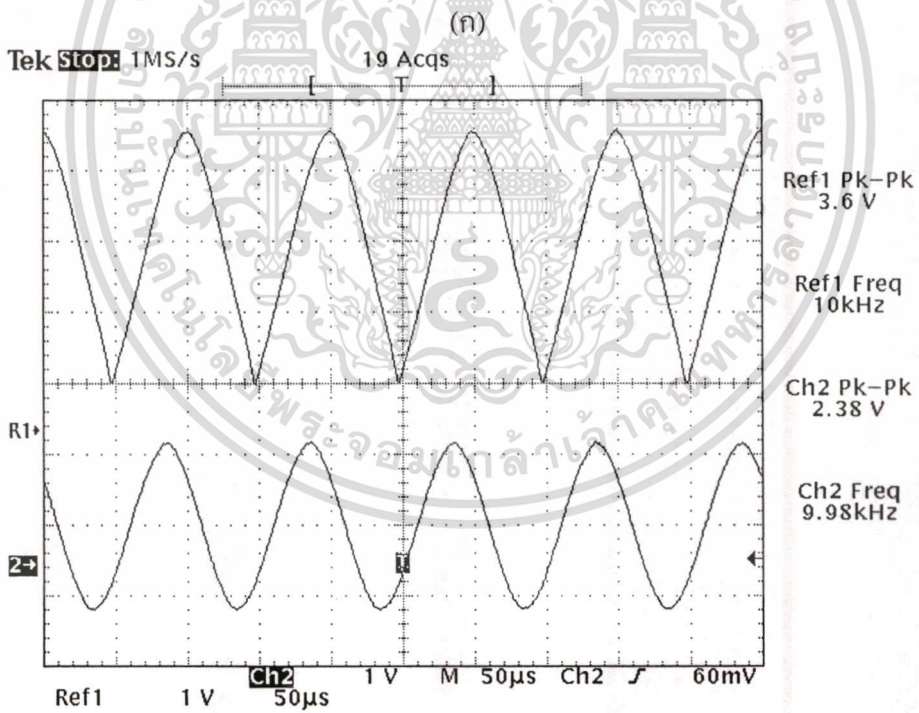
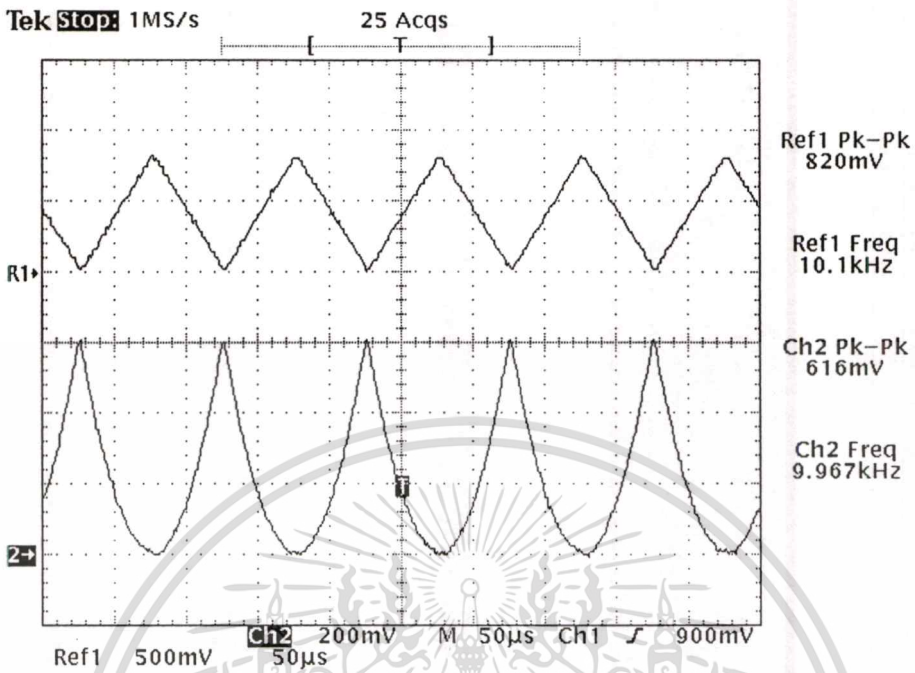


รูปที่ 4.22 อินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ให้กับวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH_1) และเอาต์พุต ที่ได้จากการทดลองของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH_2)

และรูปที่ 4.22 แสดงผลการทดลองที่ได้จากวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล เมื่อป้อนอินพุต สัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาดเดียวกับวงจรยกกำลังสอง กระแสไบอัส $I_{B2} = 20\mu A$ และ $R_A = 760\Omega$ จากนั้นจึงทำการทดลองวงจรรวมในรูปที่ 4.18 โดยทางเอาต์พุตใช้วงจรสะท้อนกระแสจาก วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และวัดเอาต์พุตในรูปแบบของแรงดันที่จุด V_O

โดยรูปที่ 4.23 (ก) ประกอบด้วยอินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด $1V_{p-p}$ ออฟเซต $+450mV_{DC}$ ความถี่ $10kHz$ ที่ป้อนให้กับวงจร CCII และสัญญาณที่ได้จากวงจรยกกำลังสอง ส่วน ในรูปที่ 4.23 (ข) เป็นสัญญาณ I_{AO} ที่ได้วงจขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และเอาต์พุตสัญญาณ โคลไซน์ที่ได้จากผลรวมของสัญญาณ I_{AO} กับสัญญาณ I_{44} จากวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยน เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติเห็นไปไซประยชนดานการค้ำ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายกระแสได้

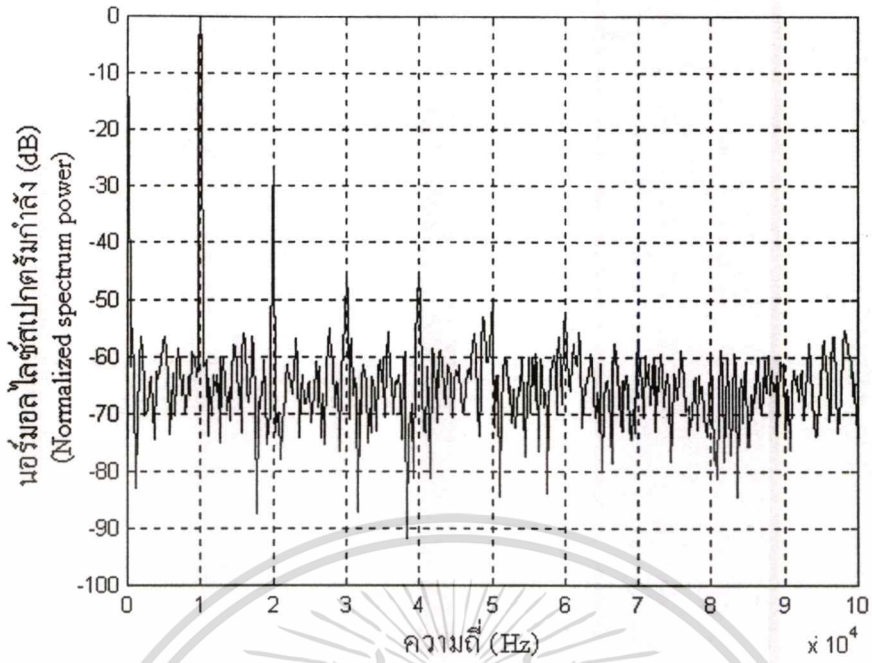


(ก)

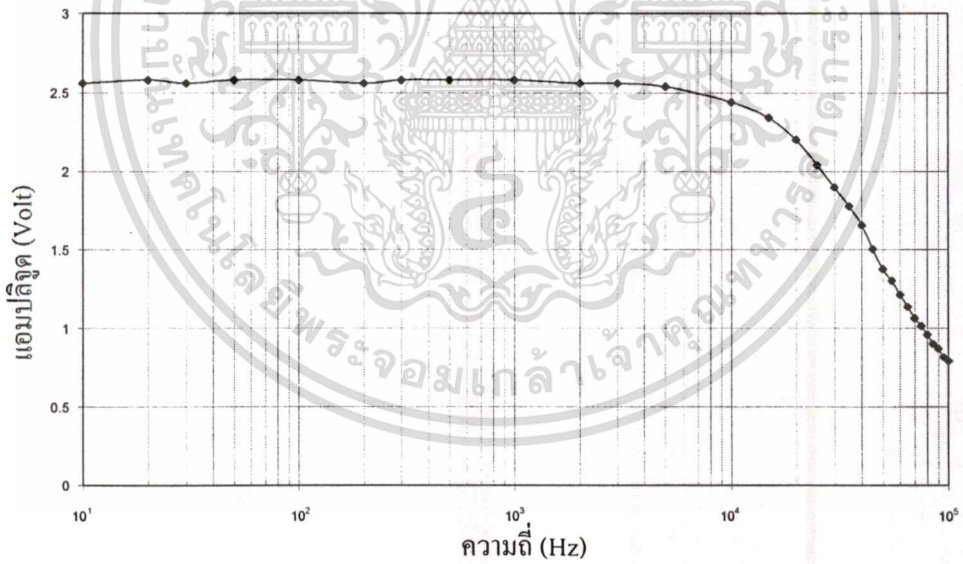
รูปที่ 4.23 (ก) อินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมของวงจร CCII V_{in} (CH₁) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจร ยกกำลังสอง (CH₂)

(ข) เอาต์พุตของวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (CH₁) และเอาต์พุตสัญญาณ โคไซน์ที่ได้จากวงจรรวมทั้งหมดในรูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

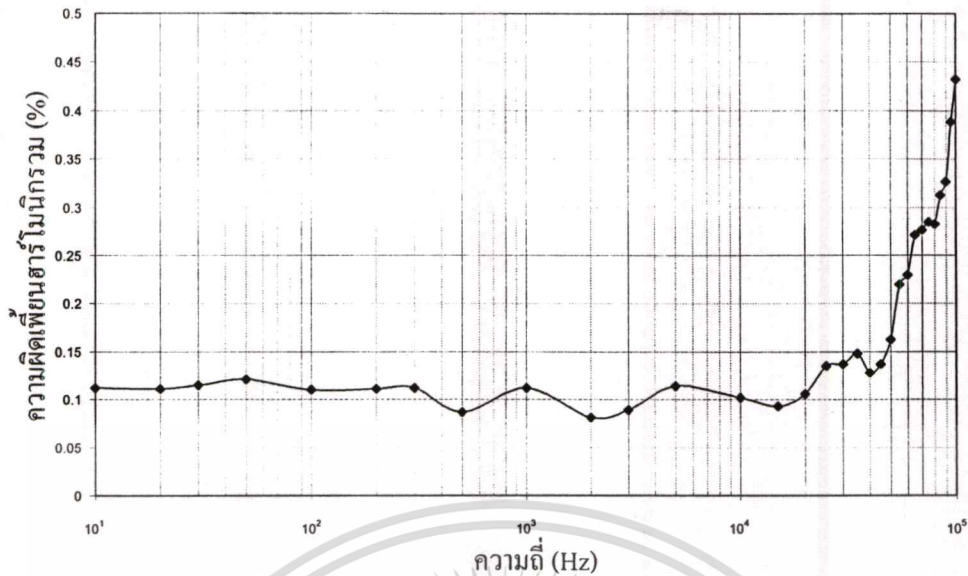


รูปที่ 4.24 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โคไซน์ในรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.25 ขนาดของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 4.18

รูปที่ 4.24 แสดงสเปกตรัมกำลังของรูปการทดลองที่ 4.23 โดยการบันทึกข้อมูลในรูปของไฟล์ที่เป็นกลุ่มตัวเลขจากเครื่องออสซิลโลสโคป แล้วนำมาพล็อตด้วยโปรแกรม MATLAB และคำนวณหาค่า THD ได้ประมาณ 0.108% นอกจากนี้ในรูปที่ 4.25 ได้ทำการวัดขนาดของสัญญาณโคไซน์ เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป และรูปที่ 4.26 ได้นำสัญญาณที่ได้มาคำนวณหาค่า THD ด้วยวิธีเดียวกับการทดลองในรูปที่ 4.24 โดยจะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ในการทำงานของวงจรมีค่าลดลงกว่าผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงาน และความผิดพลาดของค่า THD ซึ่งเป็นค่าที่แตกต่างจากทางทฤษฎี (ภาคผนวก ก) และการเลียนแบบด้วยโปรแกรมสไปซ์ เป็นผลมาจากการต่อวงจรเป็นแบบแยกส่วนบนโปรโตบอร์ด

4.4 บทสรุป

วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สร้างขึ้นจากวิธีการใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์ด้วยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยมีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ซอซด์ ซึ่งได้แสดงผลการจำลองการทำงานเพื่อตรวจสอบความเป็นไปได้ของแนวคิดที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ จากนั้นจึงนำหลักการดังกล่าวมาทำการออกแบบวงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแส โดยแบ่งวงจรออกเป็นส่วนๆ คือ วงจรยกกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ จากการเลียนแบบและทดลอง พบว่าวงจรสามารถทำงานได้เพียงกรณี ข.) ในส่วนแรกเท่านั้น เนื่องจากข้อจำกัดของอินพุตสัญญาณกระแสที่ทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับวงจรยกกำลังสองต้องมีค่ามากกว่าศูนย์เท่านั้น ซึ่งผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรและการต่อวงจรทดลองจริงแบบแยกส่วนบนโปรโตบอร์ดยืนยันได้ว่าวงจรมีการทำงานเป็นไปตามหลักการผลการทดลองที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณ และผลการเขียนแบบ เนื่องจากการต่อวงจรเป็นแบบแยกส่วน อีกทั้งขีดความสามารถของแต่ละวงจรถูกส่งผลกระทบต่อความสามารถในการทำงานของวงจรรวมทั้งหมด ซึ่งตามหลักการที่นำเสนอสามารถทำการปรับเปลี่ยน โครงสร้างของวงจรโดยคงไว้ซึ่งหน้าที่หลักของการทำงานแต่ละส่วน เพื่อเพิ่มขีดความสามารถของวงจรให้ทำงานในช่วงความถี่สูงขึ้นได้อีกด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการและวิธีการสร้างวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมในรูปแบบใหม่ ด้วยแนวคิดในการประมาณสัญญาณสัญญาณโคไซน์จากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลที่มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ชอยด์ โดยได้นำวิธีที่ได้นำเสนอมาออกแบบวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งจะทำให้วงจรที่สร้างขึ้นมีความกะทัดรัดมากขึ้น ใช้อุปกรณ์น้อยลง และใช้ไฟเลี้ยงต่ำกว่าวงจรเดียวกันในโหมดแรงดัน โดยแบ่งเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ออกเป็น 5 บท ในบทที่ 1 ได้กล่าวถึงปัญหาของการสร้างวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยตรง และข้อได้เปรียบของการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จึงเป็นเหตุจูงใจให้เกิดแนวคิดใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในบทที่ 2 จะได้กล่าวถึงหลักการและวงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้เคยมีการนำเสนอ และกล่าวถึงข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวงจร พร้อมทั้งนำเสนอแนวคิดใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ชอยด์ ส่วนในบทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและวงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้องในการนำไปสร้างวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยรูปแบบของวงจรจะมีการทำงานในโหมดกระแส ซึ่งประกอบด้วยวงจรมัลติเพลกซ์สอง วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองหรือวงจร CCII วงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และวงจรสะท้อนกระแสที่ปรับเปลี่ยนอัตราการขยายกระแสได้ นอกจากนี้วิธีที่ได้นำเสนอยังสามารถนำไปสร้างวงจรในโหมดแรงดันได้อีกด้วย ซึ่งได้นำเสนอไว้ในเอกสารอ้างอิงที่ [18]

สำหรับบทที่ 4 ได้กล่าวถึงหลักการและการออกแบบวงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยสัญญาณโคไซน์ที่สร้างได้มีความผิดเพี้ยนต่ำเพียง 0.068% และสามารถสร้างวงจรจากหลักการที่ได้นำเสนอ โดยโครงสร้างของวงจรที่ได้จะมีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อน นอกจากนี้จากหลักการที่ได้นำเสนอสามารถประมาณสัญญาณโคไซน์ได้ทั้งความถี่หนึ่งเท่าและสองเท่าจากสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมตัวเดียวกันที่ขนาดต่างกัน แต่ด้วยข้อจำกัดของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรมัลติเพลกซ์ที่นำมาใช้ ต้องมีอินพุตในรูปสัญญาณกระแสที่มากกว่าศูนย์เท่านั้น ทำให้สัญญาณโคไซน์ที่สร้างได้มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมอินพุตความถี่เดียวเท่านั้น ดังนั้นหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จึงสามารถนำไปเป็นแนวทางในการสร้างสัญญาณโคไซน์ 2 ความถี่ จากอินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมตัวเดียวได้อีกด้วย

นอกจากนั้นผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์ และผลการทดลองในเบื้องต้น

นอกจากนี้ต่อวงจรแบบแยกส่วนบนแผ่นโปรโตบอร์ด ได้ถูกแสดงไว้เพื่อยืนยันแนวคิดที่ได้นำเสนอการค่า

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถสร้างสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมได้ โดยมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก รวมเพิ่มขึ้นจากค่าทางทฤษฎี และช่วงความถี่ในการทำงานของวงจรลดลงกว่าผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงาน ทั้งนี้เนื่องจากการต่อวงจรเป็นแบบแยกส่วน อย่างไรก็ตามความสามารถในการทำงานของวงจรจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้ในผลการเลียนแบบมากขึ้นเมื่อนำวงจรที่นำเสนอไปต่อในรูปวงจรรวม ซึ่งจากหลักการที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่ามีโครงสร้างที่เรียบง่าย จึงมีความน่าสนใจที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนั้นยังสามารถปรับเปลี่ยนรูปวงจร โดยคงไว้ซึ่งหน้าที่หลักในการทำงานของวงจรแต่ละส่วน เพื่อเพิ่มขีดความสามารถของวงจรให้ทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นได้อีกด้วย



เอกสารอ้างอิง

- [1] Meyer R. G., Sansen W. M. C., Lui S. and Peeters S. "The Differential Pairs as a Triangle-Sine Wave Converter." **IEEE J. of Solid-State Circuits.** vol. SC-11, June. 1976., pp.418-420.
- [2] Franco S. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits.** Singapore : McGraw-Hill. 1988.
- [3] Sidney S. **Design and Application of Analog Integrated Circuits.** Singapore : Prentice-Hall. 1997.
- [4] Williams A. B. **Designer's Handbook of Integrated Circuits.** New York : McGraw-Hill. 1984.
- [5] Ritchie C. G. and Young R. W. "The Design of Biased Diode Function Generators" **Electronic Engineering** vol. 31, June 1959., pp. 347-351.
- [6] Barnes L. "Linear Segment Approximations to a Sinewave" **Electronic Engineering** vol. 40, Sep. 1968., pp.502-508.
- [7] Grebene A. B. "Monolithic Waveform Generation" **IEEE Spectrum** vol. 9, Apr. 1972., pp.34-40.
- [8] Paul C. J. and Evans W. A. "Waveform Shaping for the Design of Signal Sources" **The Radio and Electronic Engineer.** vol. 44., no. 10., Oct. 1974., pp. 523-532.
- [9] Schiffer V. and Evans W. A. "Approximations in sine wave generation and systems." **The Radio and Electronic Engineer.** vol. 48, no.3, March 1978., pp. 113-121.
- [10] Middlebrook R.D. and Richer I. "Non-reactive Filter Converts Triangle Waves to Sines" **Electronics** vol. 38, no. 5, March 1965., pp.96-101.
- [11] Klein G. and Hagenbeuk H. "Accurate Triangle-Sine Converter" **Electronic Engineering** vol. 39., Nov. 1967., pp. 700-704.
- [12] Evans W. A. and Schiffer V. "A Low Distortion Tri-Wave to Sine Converter" **The Radio and Electronic Engineer.** vol. 47., no. 5, May 1977., pp. 217-224.
- [13] Fattaruso J. W. and Meyer T.G. "Triangle-to-Sine Wave Conversion with MOS Technology." **IEEE. J. of Solid-State Circuits.** vol. SC-20, no.2, Apr. 1985., pp. 623-631.
- [14] Tang Z., Ishizuka O. and Matsumoto H. "MOS Triangle-to-Sine Wave Converter Based on Subthreshold Operation." **Electronics Letters** vol. 26, no.23, Nov. 1990., pp. 1983-1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Ishizuka O., Tang Z. and Matsumoto H. "MOS Sine Function Generator Using Exponential-law Technique." **Electronics Letters** vol. 27, no. 21, Oct. 1991., pp. 1991-1939.
- [16] Sedra A. S. and Smith K. C. **Microelectronics Circuits** 4th Ed. New York : Oxford University Press. 1998.
- [17] National Semiconductor **SineWave Generation Techniques** AN-263. 1995.
- [18] Viboonsirikul P., Tuwanut P., Wadkein P. and Maneechukate T. "Triangle-to-Cosine Wave Technique based on Exponential Approximation." ISIC-2001, 2001., pp. 226-229.
- [19] ปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล ,เบญจวรรณ ชรรณวุฒิ และปราโมทย์วาคเขียน "การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมโดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล." การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 , 2544, หน้า 1013-1017.,
- [20] Toumazou C.,Lidgey F. J. and Payne A. **Emerging Techniques for High Frequency BJT Amplifier Design : A Current-Mode Perspective.** England : Parchment Press LTD., Oxford.
- [21] Wilson B. "Recent developments in current conveyors and current-mode circuits" **Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings G.** vol. 137, no. 2, Apr. 1990., pp. 63 -77.
- [22] Lidgey F. J. and Toumazou C. "Current-mode Analogue Signal Processing." **IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting 10.1**, Oxford UK., 1991., pp.224-232.
- [23] Gilbert B. "Translinear Circuits : A Proposed Classification." **Electronics Letters** vol. 11, 1975., pp. 14-16.
- [24] Fabre A. "Dual Translinear Voltage/Current Converter." **Electronics Letters** vol. 19, no. 24, Nov. 1983., pp. 1030-1031.
- [25] Seevinck E. and Wiegerink R. J. "Generalized Translinear Circuit Principle." **IEEE J. of Solid-State Circuits** vol. 26, no. 8, Aug. 1991., pp. 1098-1102.
- [26] Toumazou C., Lidgey F. J. and Haigh D. G. **Analogue IC Design : The Current-Mode Approach** London : Peregrinus.
- [27] เกียรติศักดิ์ คมวัชร, ผศ. ดร.วันชัย รุ่งรุจา, ศ. ดร. วัลลภ สุระกำพลธร, นรินทร์ ชรรณารักษ์ วัฒนา. "การออกแบบวงจรทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรถานสลีเนียร์" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19, 2539. หน้า 78-84.
- [28] กนก สมุทรรัตน์ "การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส" วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง., 253 4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [29] Fabre A. and Alami M. "A Precise Macromodel for Second Generation Current Conveyors." **IEEE. Trans on Circuits and Systems.** vol. CAS-44., no.7, July 1997., pp. 639-642.
- [30] Fabre A. and Alami M. "A Versatile Translinear Cell-Library to Implement High Performance Analog ASICS." **IEEE Proc. EUROASIC 90 Conf.** (Paris), 1990., pp. 89-94.
- [31] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boukcherou C. "High Frequency Applications based on a New Current Controlled Conveyor." **IEEE Trans. On Circuit and System** vol. CAS-43, no.2, Feb. 1996., pp.82-91.
- [32] Fabre A. "An Integrable Multiple Output Translinear Current Conveyor." **INT. J. Electronics** vol. 57, no. 5, 1984., pp. 713-717.
- [33] Fabre A. "Class A/AB Second-Generation Current Conveyor with Controlled Current Gain." **Electronics Letters** vol.30, no.16, Aug. 1994., pp. 1267-1269.
- [34] Tangsrirat W., Unhavanich S., Damawipata T. and Surakamponorn W. "FTFN with Variable Gain" pp. 209-212 **Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCON. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on**, vol 1., 2001.
- [35] Tadic N. "A β -error Elimination in the Translinear Reduction of the "log-antilog" multiplier/divider" pp. 525-530 **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE**, vol.1., 1999.
- [36] กัทรชัย อุปริพทุทธิกุล, เกียรติศักดิ์ คมวัชรระ, วัลลภ สุระกำพลธร "วงจรรวมดีลอการิทึมและวงจรมอดูลาร์เลขยกกำลัง" **วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17, ฉบับที่ 3, กันยายน 2543, หน้า 22-27.**
- [37] The MATH WORKS **The Student Edition of MATLAB User's Guide** USA.:Prentice Hall, 1995.
- [38] The MATH WORKS **The Student Edition of SIMULINK User's Guide** USA.:Prentice Hall., 1996.
- [39] ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ **วิศวกรรมศาสตร์ พิมพ์ครั้งที่ 2 อักษรสยามการพิมพ์, 2542.**
- [40] วินัย ศิลารวม, วิวัฒน์ กิรานนท์, ปราโมทย์ วาดเขียน และ จริยา เลิศจรัสอร่ามดี. "วงจรรวมดีลอการิทึมและวงจรมอดูลาร์เลขยกกำลัง 3 รูปแบบ" **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20, 2540. หน้า 69-73.**
- [41] วินัย ศิลารวม, จริยา เลิศจรัสอร่ามดี และวิภา แสงพิสิทธิ. "วงจรมอดูลาร์เลขยกกำลังอย่างง่ายโดยการใช้วงจรมอดูลาร์เลขยกกำลังสามเหลี่ยม" **วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 14, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2541, หน้า 66-71.**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณโคไซน์

ก.1 การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม

วิธีการหาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (total harmonic distortion) หรือค่า THD นั้น เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้บอกความสมบูรณ์ของสัญญาณรูปไซน์ที่เป็นเอาต์พุตของระบบใดๆ [39] โดยการใช้ผลรวมของค่ากำลังเฉลี่ยที่เกิดจากฮาร์โมนิกอื่นๆ นอกจากคลื่นมูลฐาน (ฮาร์โมนิกที่ 1) เปรียบเทียบกับค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นมูลฐาน โดยสามารถแสดงเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้เป็น

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}{C_1^2} * 100 \quad (\%) \quad (ก.11)$$

โดยที่ $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ คือขนาดของสัญญาณฮาร์โมนิกที่ n และ a_n กับ b_n คือค่าสัมประสิทธิ์ในอนุกรมฟูเรียร์เชิงตรีโกณของฟังก์ชัน $f(t)$ ซึ่งแสดงได้โดย

$$a_n = \frac{2}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad n = 1, 2, \dots \quad (ก.12)$$

$$b_n = \frac{2}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt, \quad n = 0, 1, \dots$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.5) - (4.7) เมื่อทำการกระจายอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series) จะได้ว่า

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{m=i}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! k^{2m} \pi} \sum_{i=0}^{m-1} 2(-1)^i \left(\prod_{a=0}^{2i} (2m-a) \right) \frac{\pi^{2m-(2i+1)}}{n^{2(i+1)}} + \frac{4\pi k l}{n^2} \right) \cos n\pi \cos \left(\frac{2\pi n}{T} t \right)$$

$m=1, 2, 3, \dots$
 $i=0, 1, 2, \dots, m$
 $a=0, 1, 2, \dots, i$

(ก.13)

เมื่อนำมาคำนวณหาค่า THD โดยใช้อนุกรมของสมการที่ (4.6) ถึงพจน์กำลัง 30 ($m=1-15$) จะได้ THD มีค่าเท่ากับ 0.068% โดยค่าที่ได้เป็นค่าคู่เข้าของการคำนวณโดยอาศัยโปรแกรม Mathematica เมื่อ n มีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากกระแสไฟตรงภายในวงจร

จากวงจรในรูปที่ 4.19 ซึ่งใช้ในการทดลองจริง เห็นได้ว่าสามารถเกิดข้อผิดพลาดจากหลักการที่นำเสนอทางทฤษฎีได้ เนื่องจากกระแสไฟตรงภายนอกที่ให้กับวงจร ซึ่งประกอบด้วย 3 จุดด้วยกัน โดยจุดแรกเกิดเนื่องจากกระแสไฟตรงที่รวมอยู่ในสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจร CCII ที่ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแส ซึ่งสมมติให้เป็น I_{DCm} จุดที่สองคือ I_{DC1} ซึ่งเป็นกระแสไฟตรงที่ถูกรวมเข้ากับสัญญาณ I_{A1} เพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และจุดที่สามคือ I_{DC2} ที่ถูกนำมารวมเข้ากับอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายกระแสได้ โดยกระแสไฟตรงในแต่ละจุดจะก่อให้เกิดข้อผิดพลาดในทางทฤษฎีดังการวิเคราะห์ต่อไปนี้

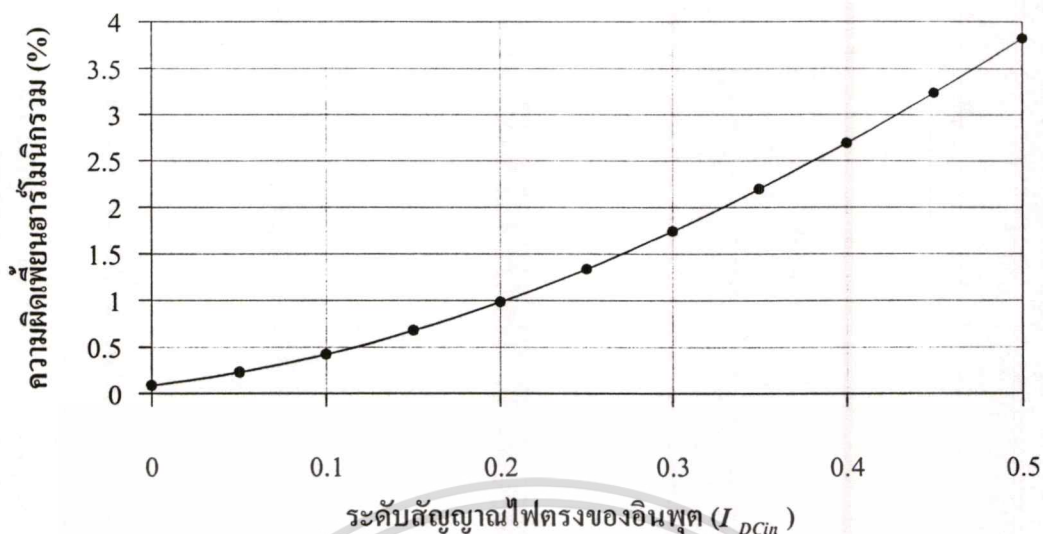
กระแสไฟตรง I_{DCm} ที่รวมอยู่ในสัญญาณอินพุตนั้น เมื่อแทนค่าลงในสมการของหลักการที่นำเสนอในสมการที่ (4.5) จะได้เป็น

$$f(t) = e^{-\left(\frac{x+I_{DCm}}{k}\right)^2} + k1(x+I_{DCm})^2 \quad (ก.21)$$

เมื่อกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของสมการ (ก.21) จะได้ว่า

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! k^{2m} \pi} \sum_{j=0}^{m-1} \frac{2(-1)^j 2^{2(m-j)-1} (2m)}{n^{2(i+1)}} \sum_{j=1}^{2m} \binom{2m}{j} I_{DCm}^j \left(\prod_{a=0}^{2i} (2m-j-a) \right) \pi^{2(m-i)-(j+1)} \right] + \frac{k1}{n^2 \pi} (4\pi + 2I_{DCm}) \times \cos n\pi \cos \left(\frac{2\pi n}{T} t \right) \quad (ก.22)$$

ซึ่งพบว่าค่ากระแส I_{DCm} จะปรากฏอยู่ในพจน์ a_n ของอนุกรมฟูเรียร์ของสมการ (ก.21) ด้วย ซึ่งจะส่งผลให้ค่ากระแส I_{DCm} นี้ มีผลกระทบต่อค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณโคไซน์ โดยเมื่อค่า I_{DCm} เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยนมากขึ้น โดยในรูปที่ ก.21 แสดงความสัมพันธ์ของค่า THD เมื่อค่ากระแส I_{DCm} เพิ่มขึ้น



นอกจากนั้นค่ากระแส I_{DCin} นี้ยังส่งผลให้กระแสไฟตรงของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม อีกด้วย โดยมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น

$$\frac{f(t)_{x=0} + f(t)_{x=\pi}}{2} = \frac{\left(e^{-\left(\frac{I_{DCin}}{k}\right)^2} + k1I_{DCin}^2 \right) + \left(e^{-\left(\frac{\pi + I_{DCin}}{k}\right)^2} + k1(\pi + I_{DCin})^2 \right)}{2} \quad (ก.23)$$

ส่วนกระแสไฟตรง I_{DC1} เมื่อแทนค่าในสมการ (ก.21) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f(t) &= e^{-\left(\frac{x+I_{DCin}}{k}\right)^2 + I_{DC1}} + k1(x + I_{DCin})^2 \\ &= e^{I_{DC1}} e^{-\left(\frac{x+I_{DCin}}{k}\right)^2} + k1(x + I_{DCin})^2 \\ &= Ae^{-\left(\frac{x+I_{DCin}}{k}\right)^2} + k1(x + I_{DCin})^2 \end{aligned} \quad (ก.24)$$

เห็นได้ว่าค่ากระแส I_{DC1} ทำให้สัญญาณที่ได้จากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลมีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น A เท่า (โดย $A = e^{I_{DC1}}$) ของสัญญาณเมื่อไม่มี I_{DC1} รวมทั้งกระแสไฟตรงของสัญญาณก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น A เท่าเช่นกัน ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าค่ากระแส I_{DC1} นี้จะไม่ส่งผลต่อค่า THD ของสัญญาณโดยรวม แต่จะต้องเพิ่มขนาดของพจน์ที่ 2 ในสมการ (ก.24) ซึ่งก็คือสัญญาณกำลังสองที่นำมาชดเชยเข้ากับสัญญาณที่ได้จากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลให้มีค่าเพิ่มขึ้น A เท่า จากค่าเดิมในสมการที่ 4.7 เป็น $Ak1$ ด้วย ถ้าหากต้องการให้ค่า THD มีค่าเท่าเดิม ขณะเมื่อสัญญาณไม่มี I_{DC1}

และสุดท้ายคือกระแสไฟตรง I_{DC2} เมื่อแทนค่าลงในสมการ (ก.23) จะได้ว่า ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(t) = Ae^{-\left(\frac{x+I_{DC1n}}{k}\right)^2} + k1\left\{\left(x + I_{DC1n}\right)^2 + I_{DC2}\right\} \quad (\text{ก.25})$$

เช่นเดียวกับในกรณีของค่ากระแส I_{DC1} กระแส I_{DC2} จะไม่มีผลต่อค่า THD ของสัญญาณ แต่จะส่งผลให้กระแสไฟตรงของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น โดยถ้าให้ขนาดของพจน์ที่ 2 ในสมการ (ก.24) มีค่าเป็น A ซึ่งเท่ากับขนาดของพจน์แรกแล้ว จะได้ค่ากระแสไฟตรงของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น $Ak1I_{DC2}$ จากสัญญาณเมื่อไม่มี I_{DC2}

ดังนั้นเมื่อหาค่ากระแสไฟตรงของสัญญาณรวมทั้งหมด ซึ่งเป็นค่ากึ่งกลางระหว่างแอมพลิจูดสูงสุด ($x=0$) และต่ำสุด ($x=\pi$) ของสัญญาณเอาต์พุต จะมีค่าเป็น

$$\frac{f(t)_{x=0} + f(t)_{x=\pi}}{2} = \frac{A \left[e^{-\left(\frac{I_{DC1n}}{k}\right)^2} + k1(I_{DC1n}^2 + I_{DC2}) \right] + \left[e^{-\left(\frac{\pi+I_{DC1n}}{k}\right)^2} + k1\left((\pi + I_{DC1n})^2 + I_{DC2}\right) \right]}{2} \quad (\text{ก.26})$$

เมื่อ $A = e^{I_{DC1}}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_{DC1n}, I_{DC1} และ I_{DC2} จะได้ค่ากระแสไฟตรงรวมทั้งหมดของสัญญาณโคไซน์เอาต์พุต

ภาคผนวก ข

การคำนวณหา k ที่ให้ค่าความผิดพลาดต่ำสุด

จากหลักการที่นำเสนอ ได้ทำการประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ให้มีค่าใกล้เคียงกับอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชันโคไซน์ โดยสมการ (ข.1) และ (ข.2) แสดงอนุกรมของฟังก์ชันทั้งสองตามลำดับ

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} \dots \quad (\text{ข.1})$$

$$e^{-Kx^2} = 1 - Kx^2 + K^2 \frac{x^4}{2!} - K^3 \frac{x^6}{3!} + K^4 \frac{x^8}{4!} - \dots \quad (\text{ข.2})$$

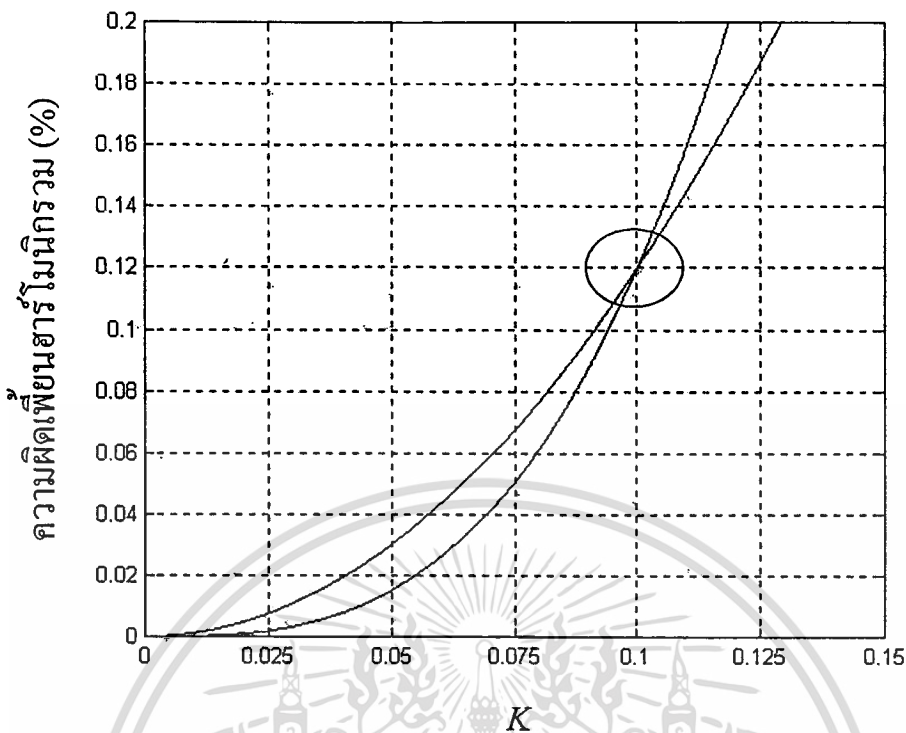
เนื่องจากหลักการที่นำเสนอ จะทำการประมาณเพื่อให้ได้ฟังก์ชัน (ข.1) ดังนั้นขนาดของสัญญาณที่ได้จากการประมาณจะมีค่าไม่เท่ากับสัญญาณที่ได้จากฟังก์ชัน (ข.1) โดยถ้าสมมติให้สัญญาณโคไซน์ที่ต้องการประมาณมีแอมพลิจูดเป็น a แล้ว ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (ข.1) ใหม่ได้เป็น

$$a \cos(x) = a - a \frac{x^2}{2!} + a \frac{x^4}{4!} - a \frac{x^6}{6!} + a \frac{x^8}{8!} \dots \quad (\text{ข.3})$$

เมื่อทำการประมาณสมการ (ข.2) ให้มีค่าใกล้เคียงกับ (ข.3) โดยเทียบ ส.ป.ส. ของพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 จะได้ว่า

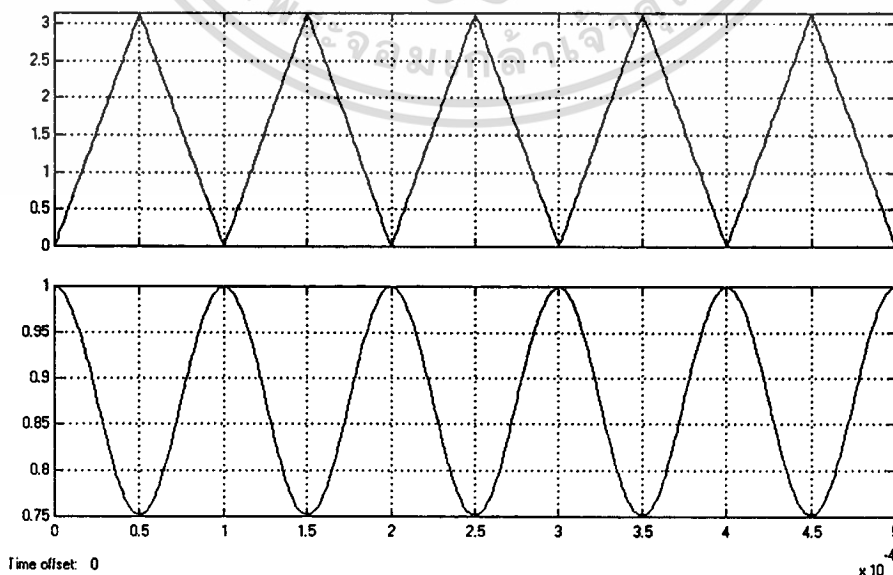
$$\left. \begin{aligned} \frac{a}{4!} = \frac{K^2}{2!} &\Rightarrow a = 12K^2 \\ \frac{a}{6!} = \frac{K^3}{3!} &\Rightarrow a = 120K^3 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} 120K^3 &= 12K^2 \\ K &= \frac{12}{120} \\ &= 0.1 \end{aligned} \quad (\text{ข.4})$$

ดังนั้น $K = 0.1$ เป็นจุดตัดที่ได้จากการแก้สมการ (ข.4) ดังแสดงในรูป ข.1 ซึ่งค่า K ดังกล่าวทำให้ค่า a ซึ่งเป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณที่สมมติขึ้น มีค่าเท่ากันในพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 ซึ่งจะส่งผลให้สัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณมีค่าความผิดพลาดต่ำกว่าค่า K ค่าอื่น ที่เมื่อแทนในสมการ (ข.4) แล้ว ค่า a ของ 2 พจน์ดังกล่าวจะมีค่าไม่เท่ากัน

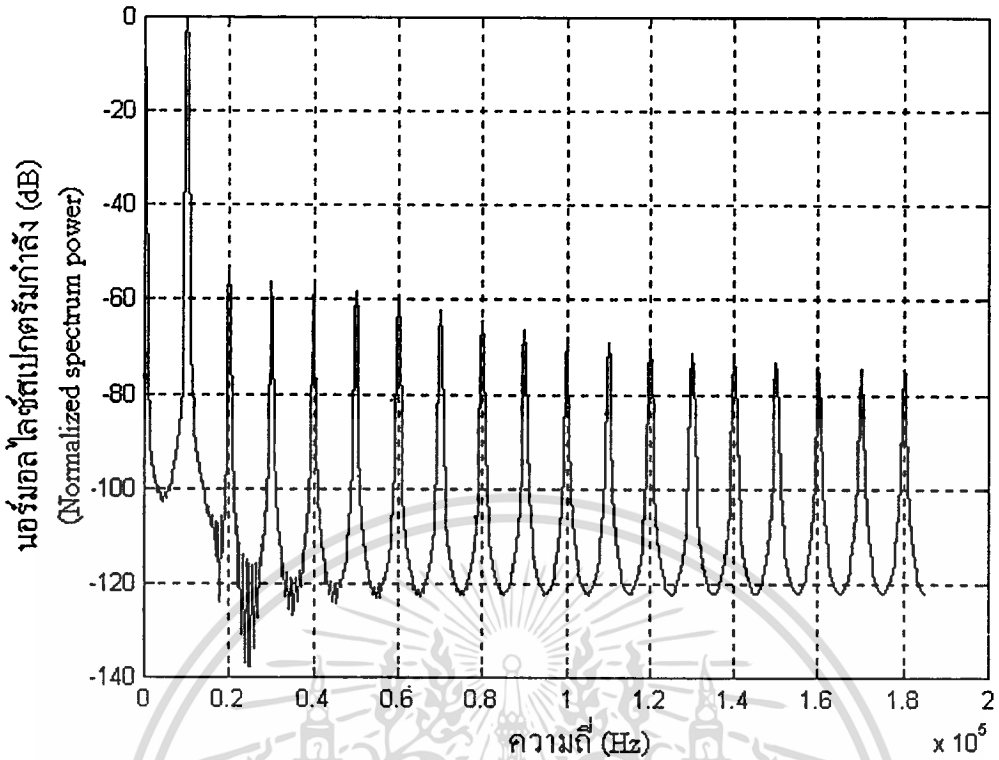


รูปที่ ข.1 จุดตัดจากการแก้สมการ (ข.4) โดยเทียบ ส.ป.ส. ของพจน์กำลัง 4 และ กำลัง 6 ของสมการ (ข.2) กับ (ข.3)

รูปที่ ข.2 แสดงผลการจำลองการทำงานด้วยวิธีที่นำเสนอ เมื่อ $K = 0.1$ (หรือค่า k ในสมการที่ (4.6) มีค่าเท่ากับ 3.1622) และ $k_1 = 0.038$ (ที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (4.7)) ส่วนรูป ข.3 แสดงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณในรูป ข.2 ซึ่งคำนวณหาค่า THD ได้เท่ากับ 0.001285%

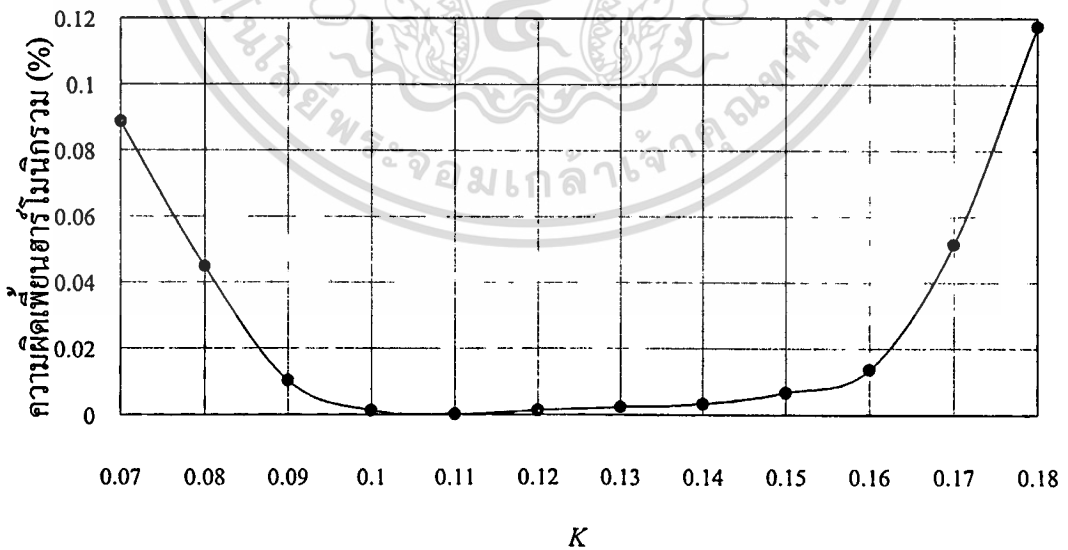


เอกสารรูปที่ ข.2 ผลการจำลองการทำงานด้วยวิธีที่นำเสนอ เมื่อ $K = 0.1$ และ $k_1 = 0.038$ ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.3 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณในรูป ข.2

จากการจำลองการทำงานค่า K ดังกล่าวเป็นค่าที่ทำให้สัญญาณที่ได้จากการประมาณด้วยวิธีที่นำเสนอในสมการที่ (4.5) มี THD ต่ำที่สุด ดังแสดงในรูป ข.4



รูปที่ ข.4 ความผิดเพี้ยนจากการประมาณสัญญาณโคไซน์ด้วยวิธีที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับค่า K (เมื่อขนาดของอินพุตสัญญาณรูปสามเหลี่ยมมีค่าคงที่เท่ากับ π)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบวงจร

***NR100N-1X NPN Transistor**

.MODEL NX1 NPN RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1
 +IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5
 +IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713
 +BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2
 +TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5
 +MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034
 +CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5

***NR200N-2X NPN Transistor**

.MODEL NX2 NPN RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5
 +IS=242E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5
 +IKF=13.94E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713
 +BR=0.7258 IKR=4.396E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2
 +TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5
 +MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065
 +CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5

***PR100N-1X PNP Transistor**

.MODEL PX1 PNP RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3
 +IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110
 +IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650
 +BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2
 +TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5
 +MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037
 +CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5

***PR200N-1X PNP Transistor**

.MODEL PX2 PNP RB=163.5 IRB=0 RBM=12.27 RC=25 RE=1.5
 +IS=147E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110
 +IKF=4.718E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=50.2E-16 NE=1.650
 +BR=0.4745 IKR=12.96E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2
 +TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.36E-12 VJE=0.5
 +MJE=0.28 CJC=0.328E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.074
 +CJS=1.39E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5

ภาคผนวก ง

ผลงานวิจัยที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ
กระทรวงพาณิชย์



Volume 2

สาขาบทความ

- ❖ ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- ❖ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ❖ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- ❖ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

สนับสนุนโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมโดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

Triangle-to-Cosine Wave Technique Based on Exponential Approximation

ปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ ปราโมทย์ วาดเขียน

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โทรศัพท์ (02) 3269901 E-mail : s2061028@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยการนำสัญญาณที่ได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมยกกำลังสอง ผ่านเข้าวงจรขยายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งหลักการนี้มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์นูนข้อดี วงจรที่สร้างตามหลักการที่นำเสนอมีข้อดี คือ สัญญาณโคไซน์ที่ได้มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (THD) ต่ำ โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน โดยได้ทำการออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งจะทำให้วงจรมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรถือตัวกันในโหมดแรงดัน ผลที่ได้จากทั้งโปรแกรม MATLAB และ โปรแกรม SPICE สอดคล้องกันเป็นอย่างดี

Abstract

A new approach for triangle-to-cosine wave approximation is presented. The cosine wave is generated by the method of squaring the triangular wave and then passing through the exponential amplifier circuits. This fashion is based on the Taylor's series for sinusoidal function. The superior points of this method to the existing ones are low distortion cosine wave output and the simple circuit realization. We propose this technique in current mode circuits which are more advantages than their voltage-mode counterparts. The simulation result of MATLAB and SPICE are agree well.

Keywords : taylor's series , exponential approximation , triangle-to-cosine wave

1. บทนำ

วงจรประมาณสัญญาณรูปไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมมีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบการประมวลผลภายในเครื่องกำเนิดสัญญาณ วงจรเฟสล็อกคูลูป และวงจรทางด้านไฟฟ้าสื่อสารอื่นๆ หลักการนี้เป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไป [1-9] และได้มีการนำเสนอไปแล้วหลายวิธี ได้แก่ วิธีการประมาณเชิงเส้นแบบช่วง (piecewise linear approximation) โดยใช้วงจรที่ประกอบขึ้นจากโครงข่ายของไดโอดและตัวต้านทาน ซึ่งยังมีข้อด้อยตรงที่ถ้าต้องการสร้างสัญญาณรูปไซน์ให้มีค่า THD ต่ำเพียงใดก็จะต้องใช้ไดโอดเพิ่มขึ้นมากเท่านั้น หรือวิธีแบบลอการิทึม (logarithmic

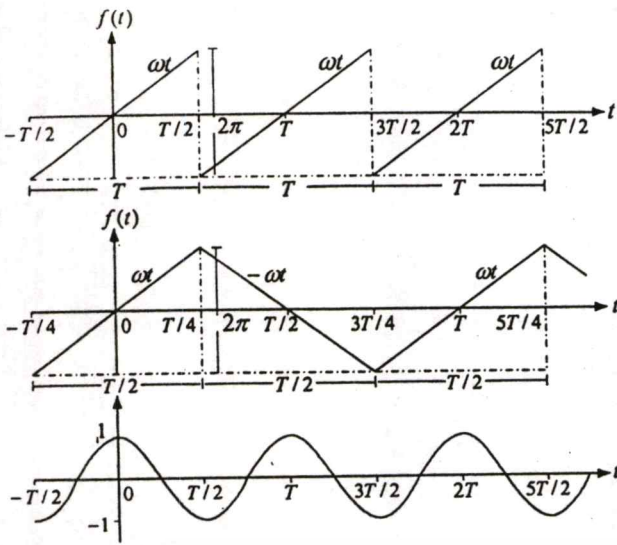
approximation) ที่ใช้วงจรคู่ผลต่าง (differential pair) โดยใช้หลักการประมาณอนุกรมของฟังก์ชันเนเชอรัลลอการิทึม (ln) ให้มีค่าเข้าใกล้อนุกรมของฟังก์ชันอาร์กไซน์ (arcsin) มากที่สุด ซึ่งแม้ว่าโครงสร้างวงจรถูกง่าย แต่เอาต์พุตมีค่าขึ้นกับพารามิเตอร์หลายตัว และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอการสร้างออสซิลเลเตอร์แบบ Conservative Oscillator [8] โดยมีหลักการสร้างสัญญาณรูปไซน์จากฟังก์ชันพาราโบลา ที่ได้จาก การนำสัญญาณรูปสามเหลี่ยมมายกกำลังสอง ซึ่งถึงแม้จะมีข้อดีในแง่ของสัญญาณที่สร้างได้มีค่า THD ต่ำมากและวงจรถูกง่าย แต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ช่วงรอยต่อระหว่างซีกบวกและซีกลบ (Cross Over Distortion) ซึ่งเกิดจากการใช้ไดโอดสวิตช์ ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอวิธีการใหม่ในการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ที่มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์นูนข้อดี ซึ่งเอาต์พุตมีค่าขึ้นกับพารามิเตอร์เพียงสองตัว อีกทั้งหลักการที่ได้นำเสนอยังไม่ใช้ไดโอดสวิตช์ที่เป็นสาเหตุของการเกิด cross over distortion โดยทำการวิเคราะห์ทางทฤษฎี และเขียนแบบวงจรโดยคอมพิวเตอร์ เพื่อทำการสนับสนุนแนวคิด ค่า THD ที่ได้จากการวิเคราะห์มีค่าต่ำเพียง 0.056% อีกทั้งยังได้ทำการพิสูจน์โดยนำหลักการที่ได้เสนอมาสร้างวงจรในโหมดกระแส เนื่องจากประสิทธิภาพที่เหนือกว่าวงจรถือตัวกันในโหมดแรงดัน โดยโครงสร้างของวงจรมีความกะทัดรัดไม่ซับซ้อน เหมาะที่จะพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมได้ต่อไป

2. ทฤษฎีและหลักการ

เพื่อทำความเข้าใจกับหลักการนี้ เราจะเริ่มด้วยการพิจารณาสูตรอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับการประมาณฟังก์ชันโคไซน์ซึ่งแสดงได้โดย

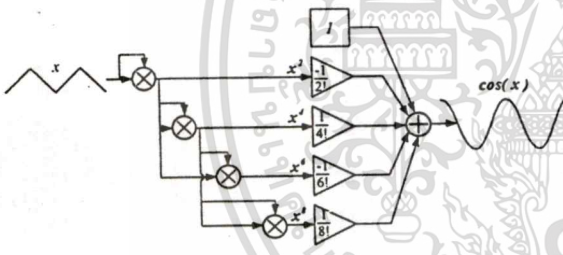
$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots \quad (1)$$

โดย $x = \omega t$ มีค่าจำกัดเป็นวนรอบสัมพันธ์กับเวลา t ดังนั้นสามารถแทน x ด้วย ฟังก์ชันของสัญญาณพื้นเอเลี่ยนหรือสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่ง $|x_{\max}| = \pi$ และคาบเวลาเท่ากับ T โดยในกรณีที่แทนด้วยฟังก์ชันของสัญญาณสามเหลี่ยมจะได้สัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ของสัญญาณอินพุต โดยแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 ความสัมพันธ์ของการประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมในสมการที่ (1)

จากสมการที่ (1) ถ้าต้องการสร้างสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ถึงลำดับที่ 8 จะเห็นได้ว่าต้องใช้วงจรถูกถึง 4 วงจรด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งจะเกิดการสิ้นเปลืองและอาจทำให้เกิดค่าผิดพลาดในการทำงานได้มาก จากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรถูก



รูปที่ 2 การประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ถึงลำดับ 8

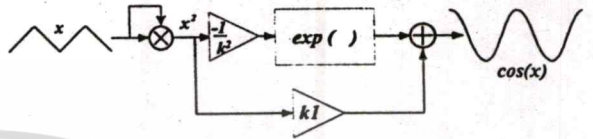
ดังนั้นเราจึงได้นำเสนอการประมาณค่าฟังก์ชันโคไซน์โดยใช้ออนุกรมของฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยพิจารณาจาก

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots \quad (2)$$

ดังนั้นถ้าเราแทน x ด้วย $-\left(\frac{x}{k}\right)^2$ เราจะเขียนสมการ 2 ได้ใหม่เป็น

$$e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2} = 1 - \frac{x^2}{k^2} + \frac{x^4}{2!k^4} - \frac{x^6}{3!k^6} + \frac{x^8}{4!k^8} - \dots \quad (3)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (1) และ (3) เราสามารถเลือกค่า k ที่เหมาะสม โดยเทียบสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 4 และกำลัง 6 เพื่อหาค่าของ k ที่ทำให้ทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด โดยจะได้ค่า k อยู่ในช่วง 1.861 ถึง 2.220 ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการประมาณในขั้นนี้ ยังคงมีความคิดเห็นเนื่องจากสัมประสิทธิ์ของพจน์กำลัง 2 ซึ่งเราสามารถลดความคิดเห็นนี้ได้โดยการชดเชยสัญญาณกำลังสองเข้ากับสัญญาณที่ได้จากวงจรเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้นเราสามารถสร้างสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมได้ด้วยวิธีการใหม่นี้ ดังบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 3 ซึ่งจะลดวงจรถูกเหลือเพียง 1 วงจรเท่านั้น



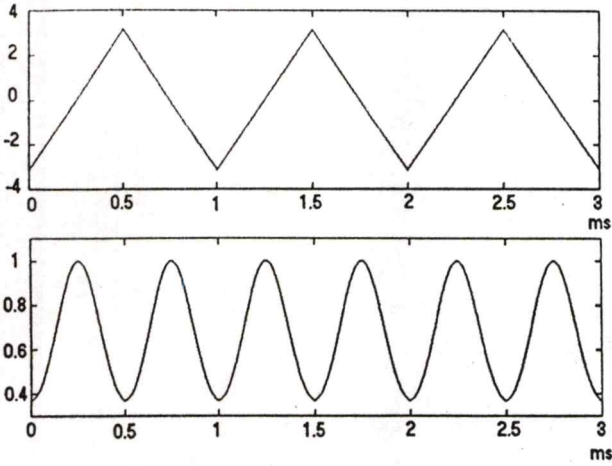
รูปที่ 3 บล็อกโคอะแกรมของหลักการที่ได้นำเสนอ

3. ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB

จากหลักการที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 2 เราได้ทดลองจำลองการทำงานของโครงสร้างในรูปที่ 3 ด้วยโปรแกรม MATLAB ดังมีผลการเขียนแบบระบบแสดงในรูปที่ 4 จากการเขียนแบบการทำงานเราได้เปลี่ยนค่า k ตั้งแต่ 1.861 จนถึง 2.220 และได้ค่า k ที่ทำให้สัญญาณมีความคิดเห็นน้อยที่สุดอยู่ที่ $k = 2.2223$ ขนาดของสัญญาณโคไซน์ที่ได้จากการประมาณขณะนี้มีขนาดเท่ากับ 0.8647 จากนั้นชดเชยพจน์กำลังสองด้วยค่า $k1$ ที่ได้จากพจน์กำลังสองของสมการที่ (1) ที่ขนาด 0.8647 ลบด้วยพจน์กำลังสองของสมการที่ (3) จะได้ค่า $k1 = 0.023$ (เมื่อ $x^2 = \pi^2$) จากรูปที่ 4 กำหนดความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ 1 kHz แอมพลิจูด 2π โวลต์ จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณโคไซน์ความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุต

โปรแกรม MATLAB ที่ใช้เขียนแบบการทำงานของระบบในรูปที่ 3

```
time=0:1e-06:3e-03;
f=1000;
A=sawtooth(2*pi*f*time,0.5);
tri1=(22/7).*A;
tri2=tri1./2.2223;
w=exp(-(tri2.^2));
final=w+(tri1.^2).*(0.023);
subplot(2,1,1),plot(time,tri1);
subplot(2,1,2),plot(time,final);
```



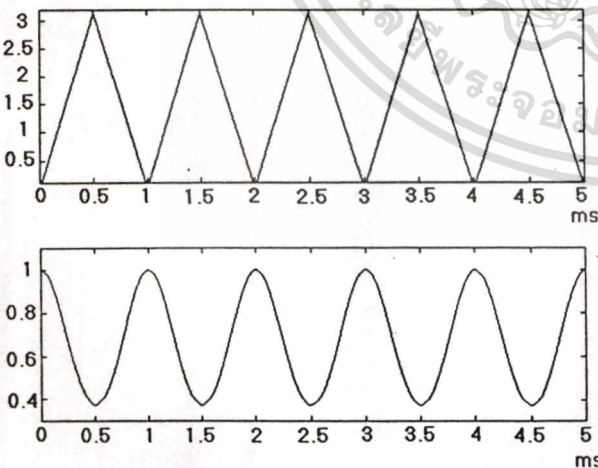
รูปที่ 4 ผลที่ได้จากโปรแกรม MATLAB

ในการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของเอาต์พุตสัญญาณโคไซน์ที่ได้ โดยการกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของสมการที่ (3) ถึงพจน์กำลัง 8 และลดเซพพจน์กำลังสองด้วยขนาด kI จากนั้นหาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (THD) ได้จากสูตร [10]

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}{a_1^2 + b_1^2} * 100 \quad (\%) \quad (4)$$

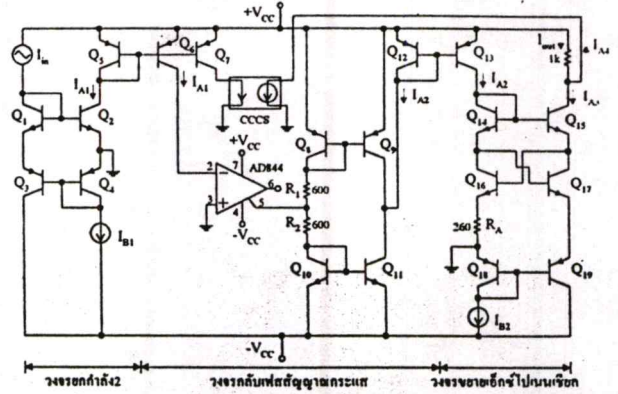
โดยค่า a_n และค่า b_n คือค่าสัมประสิทธิ์ในอนุกรมฟูเรียร์เชิงตรีโกณ จะได้ว่า THD ของสัญญาณโคไซน์จากหลักการที่นำเสนอมีค่าต่ำเพียง 0.056%

นอกจากนั้นหลักการที่นำเสนอยังสามารถทำงานได้ เมื่อมีสัญญาณเพียงควอแครนท์เดียว ซึ่งเอาต์พุตสัญญาณโคไซน์ที่ได้จะมีความถี่เท่ากับความถี่อินพุต ดังแสดงในรูปที่ 5 ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรในโหมดกระแสที่ทำงานได้ในหนึ่งควอแครนท์เป็นส่วนมาก



รูปที่ 5 ผลการเขียนแบบเมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมมีค่าในหนึ่งควอแครนท์

4. การจำลองการทำงานของวงจรและผลการทดลอง



รูปที่ 6 วงจรประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้จำลองในการทดลอง

และเพื่อเป็นการยืนยันอีกครั้งว่าหลักการในการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณโคไซน์สามารถนำไปปฏิบัติเชิงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ เราได้ทดลองเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม SPICE ตามโครงสร้างของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3 โดยในบทความนี้ เราได้ใช้วงจรที่ทำงานในโหมดกระแสในรูปแบบต่างๆ ซึ่งเราสามารถออกแบบวงจรให้มีความกะทัดรัดมากขึ้นกว่านี้ได้ โดยอาศัยหลักการที่ได้นำเสนอนี้ สำหรับวงจรในรูปที่ 6 ได้ทำการจำลองโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เบอร์ NR100 และทรานซิสเตอร์ PNP เบอร์ PR100, ไอซีเบอร์ AD844 แหล่งจ่ายไฟ $\pm V = \pm 5V$. และกำหนดกระแสไบอัส $I_{B1} = 100\mu A$ และ $I_{B2} = 10\mu A$ ดังแสดงในรูปที่ 6 โดยแบ่งวงจรเป็นส่วนๆ ดังนี้ คือ วงจรยกกำลังสองซึ่งได้ขึงอิงจากเอกสารที่ [14] โดยมีค่าฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$I_{A1} = \frac{I_{in}^2}{I_{B1}} \quad (5)$$

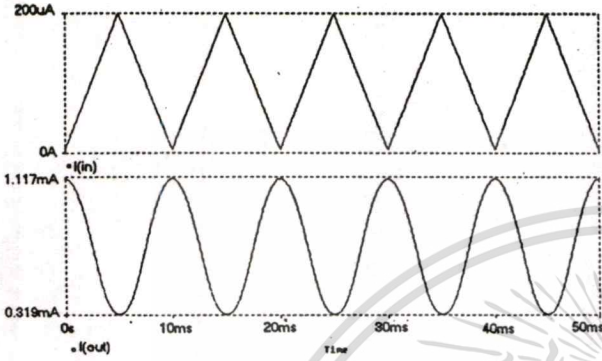
ส่วนที่ 2 เป็นวงจรกลับเฟสสัญญาณกระแสโดยใช้วงจร CCII+ โดยมีสมการดังแสดงใน (6) และวงจรสะท้อนกระแส $R_1, R_2, Q_8 - Q_{11}$ ทำหน้าที่ลด I_{DC} ที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณที่ได้มาจากวงจร CCII+

$$I_{A2} = -I_{A1} \quad (6)$$

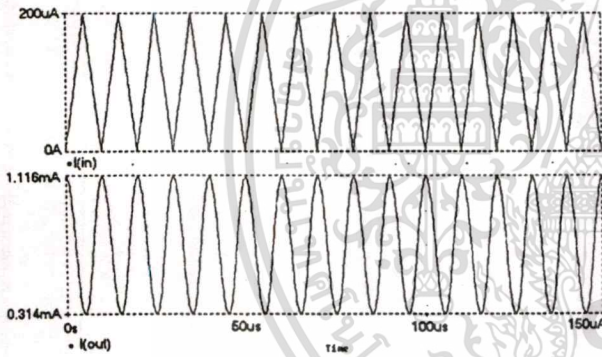
และในส่วนที่ 3 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบเอ็กซ์ไปเนนเชียลหรือวงจรแอนติลอจิกซึ่งได้ขึงอิงจากเอกสารที่ [15] โดยมีสมการเป็น

$$I_{A3} = I_{B2} e^{I_{A2} R_A / V_T} \quad (7)$$

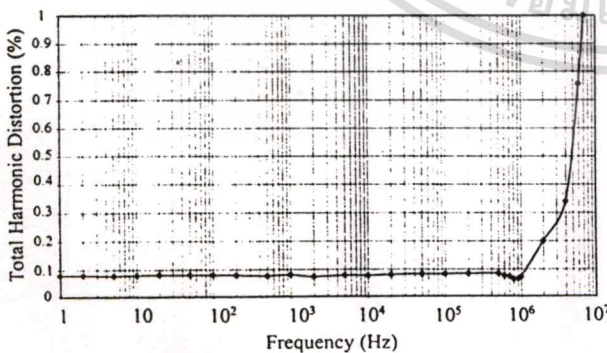
เอาต์พุตสัญญาณโคไซน์ (I_{out}) เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรเอ็กซ์โปเนนเชียลรวมกับสัญญาณจากแหล่งจ่ายกระแสแบบควบคุมด้วยกระแสซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 0.65 ผลการทดลองที่ได้ แสดงในรูปที่ 6 และ 7 ส่วนในรูปที่ 8 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อความถี่เปลี่ยนไป และรูปที่ 9 แสดงขนาดของสัญญาณโคไซน์ที่ได้เมื่อความถี่เปลี่ยนไป



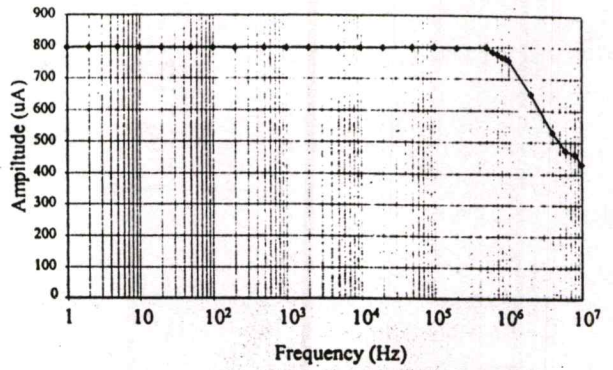
รูปที่ 7 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 100 Hz



รูปที่ 8 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 100 kHz



รูปที่ 9 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 10 ขนาดของสัญญาณ โคไซน์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง

5. สรุปผล

บทความนี้ได้นำเสนอหลักการสร้างประมาณสัญญาณโคไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล ที่มีพื้นฐานอยู่บนอนุกรมเทย์เลอร์สำหรับฟังก์ชันไซน์ซอซด์ โดยในบทความนี้ได้เสนอโครงข่ายที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งทำให้วงจรมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถทำงานในช่วงความถี่สูงชัน ใช้ไฟเลี้ยงต่ำกว่า และใช้อุปกรณ์น้อยลง สามารถทำงานได้ในช่วงความถี่กว้าง รวมถึงเหมาะที่นำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป โดยค่า THD ที่ได้จากการวิเคราะห์มีค่าต่ำเพียง 0.056% อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ค่า THD อาจมีค่าเพิ่มขึ้นได้จากหลายสาเหตุขึ้นกับอุปกรณ์และวงจรที่ใช้ นอกจากนี้จากการเขียนแบบทั้งโปรแกรม MATLAB และ โปรแกรม SPICE แสดงให้เห็นว่า หลักการที่นำเสนอสามารถทำงานสอดคล้องกันทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. B. Grebene : "Monolithic waveform generation", *IEEE Spectrum*, Apr.1972, pp.34-40
- [2] R. G. Meyer, W. M. C. Sansen, S. Lui and S. Peeters : "The differential pair as a triangle-sine wave converter", *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol.SC-11, pp.418-420, June 1976
- [3] J. W. Fattaruso and R.G. Meyer : "Triangle-to-sine wave conversion with MOS technology", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-20, 1985, pp.623-631.
- [4] B. Gilbert : "Circuits for the precise synthesis of the sine function", *Electronics Letters*, 13, 1977, pp. 506-508.
- [5] B. Gilbert : "A monolithic microsystem for analog synthesis of trigonometric functions and their inverters", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-17, 1982, pp.1179-1191.

- [6] Z. Tang, O. Ishizuka, H. Matsumoto, "MOS triangle-to-sine wave converter based on subthreshold operation", *Electronics Letters*, vol.26, no.51, 1990, pp. 1983-1985.
- [7] Janez Puhani : "Triangle to Sine Waveform", *Spice Opus spice with integrated optimization utilities CACD Group 2001*
- [8] วินัย ศิลารวม, จริยา เตศจิธอร่วมดี และวิภา แสงพิสิทธิ์, "วงจรมัลติสัญญาณอย่างง่าย โดยการประมาณสัญญาณไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม," *วิศวสารลาดกระบัง*, ปีที่ 14, ฉบับที่2, มิถุนายน 2541, หน้า 66-71
- [9] National Semiconductor Application Note : "Sine Wave Generation Techniques", *AN-263*, March 1981
- [10] Ferrel G. Stremier, *Introduction to Communication System*, Third Edition, Addison-Wesley, 1977, pp.38-40.
- [11] C. Toumazou, J. Lidgley, B. Wilson : "Editorial current-mode analogue signal processing", *IEE Proc.*, vol.137, PT.G, no.2, April 1990.
- [12] B. Wilson : "Recent developments in current conveyors and current-mode circuits", *IEE Proc.*, vol.137, PT.G., no.2, April 1990.
- [13] A. S. Sedra, G. W. Robert, F. Gohn, : "The current conveyors : history, progress and new results", *IEE Proc.*, vol.137, PT.G., no.2, April 1990.
- [14] กัทรชัย อุปริพทุทธิกุล, เกียรติศักดิ์ คมวัชร, วิมลกล สุระกำพลธร, "วงจรมัลติสัญญาณและวงจรมัลติสัญญาณเลขยกกำลัง," *วิศวสารลาดกระบัง*, ปีที่ 17, ฉบับที่3, กันยายน 2543, หน้า 22-27
- [15] เกียรติศักดิ์ คมวัชร, ศศ.ดร.วันชัย รวีรุจา, ศ.ดร.วิมลกล สุระกำพลธร, นรินทร์ ธรรมารักษ์วัฒนา, "การออกแบบวงจรมัลติสัญญาณโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรมัลติสัญญาณ," *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19*, หน้า 78-84, พ.ศ.2539



เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี2540 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโทบัณฑิต



ปราโมทย์ วาดเขียน สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ พิชญ์โลก ปี 2529 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตและวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) เมื่อปี 2533 และ 2540 คมกล้าค้ำ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. รับผิดชอบงานสอนและวิจัยทางด้านวิศวกรรมสื่อสารทั้งระบบอนาล็อกและดิจิทัล การประมวลผลสัญญาณอนาล็อกและดิจิทัล วงจรรวมแบบอนาล็อก



ปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี2540 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ISIC-2001

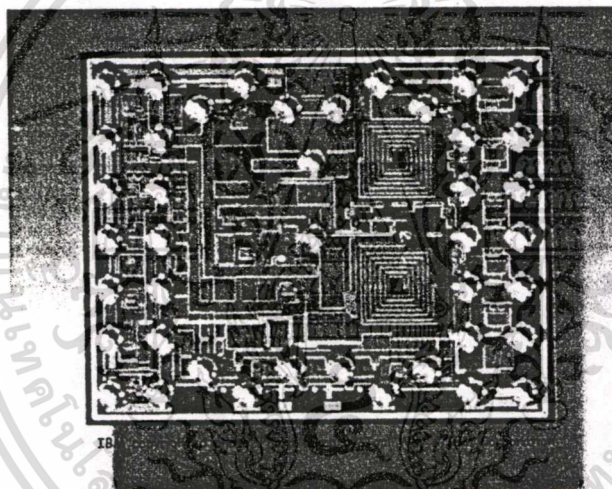
9th International Symposium on
Integrated Circuits, Devices & Systems

3 -5 September 2001

Marina Mandarin, Singapore

PROCEEDINGS

Low Power and Low Voltage Integrated Systems



Organised by:

Nanyang Technological University
School of Electrical and Electronic Engineering

Supported by:

IEEE Singapore Section
IEE Singapore Centre
Singapore Exhibition & Convention Bureau

Sponsored by:

Celestry Design Technologies (former BTA-Ultima)

Triangular-to-Cosine Wave Technique Based on Exponential Approximation

Piyamon Viboonsirikul* Panwit Tuwanut* Paramote Wardkein*
Thongchai Maneechukate**

*Department of Telecommunication, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone:+66-2-3269901, Fax:+66-2-326-9086 E-mail :s2061028@kmitl.ac.th

**Physics Department, Faculty of Science
Narasuan University Phitsanulok 65000 Thailand.

Abstract : A novel approach for triangular-to-cosine wave approximation is presented. The cosine wave is generated by the method of squaring the triangular wave and the passing through the exponential amplifier circuits. This approach is based on the Taylor's series for sinusoidal function. The superior point of this method to the existing ones is the simple circuit realization and low distortion cosine wave output. Besides that, the proposed circuit can generate the square, triangular wave. The section of square wave and triangular wave generating uses relaxation oscillator with feeding back in current mode that produce the triangular and square wave in the same circuit. Furthermore, the squaring and exponential amplifier circuit can be configured based on another principle such as translinear in current mode which can be developed to suit IC implementation.

1. INTRODUCTION

A function generator is the one of the necessary instruments in the engineering laboratories, instrumental equipment, communication and electronic fields. The elementary signal waveform should be square wave, triangular and sinusoidal wave. Precise square and triangular wave can easily be generated over a wide range of frequencies by relaxation oscillators while the directly sinusoidal wave generating oscillator is more difficult to control stability. From both reasons, in practice and well-known approach, sine wave is generated by feeding a triangular wave through a triangle-to-sine wave converter [1-9]. Meyer *et al.* has presented the performance of a differential pair with emitter degeneration as a triangle-sine wave converter approached by approximating a nonlinear equation of natural logarithmic function to be as close as possible to arcsine expansion [2]. Although the circuit is very simple, the output waveform is a function of too many parameters. Recently, a conservative sine wave oscillator based on parabolic function that derives from squaring the triangular wave has been proposed by Siraruam *et al.*[8]. The circuit of that oscillator can be simply realized and generate very low THD sine wave; however, the cross over distortion arises from the use of analog switch to convert the parabolic wave into the positive and negative side of the sine wave.

Hence, this paper presents the new method for approximating sinusoidal wave from triangular wave by the use of exponential function based on Taylor's series expansion for sinusoidal function. The superior points of the proposed method to the existing ones are that the output waveform is a function of only two parameter and the circuit is not employed analog switch which is the cause of cross over distortion. Besides that, the proposed circuit can generate the square, triangular wave by using relaxation oscillator with feed back in current mode that produce the triangular and square wave in the same circuit without integrator[10]. After that the squaring function of triangular wave is fed through the exponential circuit to approximate the sinusoidal wave. Computer simulation and circuit realization have been made to verify the developed algorithm. The cosine wave approximation with 0.0561% of THD can be obtained; moreover, the circuit configuration is so simple that it is attractive for integrated circuit fabrication.

2. PRINCIPLE

Taylor's series expansion for $\cos(x)$ is given by

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots \quad (1)$$

where $x = \omega t$ repetitive with time. So we can represent x by sawtooth or triangular function with $|x|_{\max} = \pi$ and period of T . In the case of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

representing ωt with triangular function, the result is the cosine function with double frequency of input triangular function. The above relation is illustrated in Fig.1.

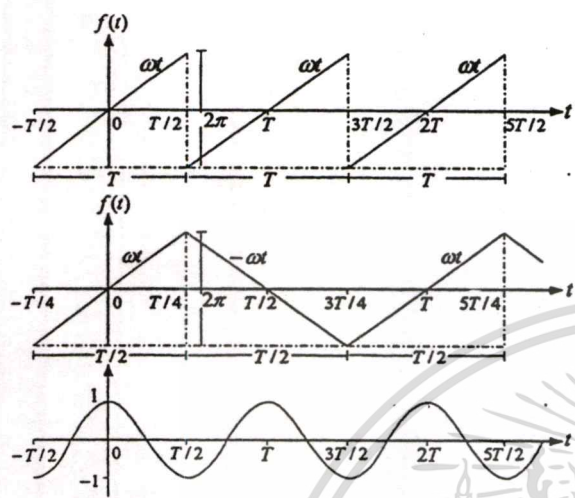


Figure 1 Transformation of ramp and triangular to cosine wave.

We consider that a cosine wave produced by equation (1) using truncated Taylor's series to the first eighth order term must deal with at least 4 multiplier circuits as shown in Fig.2

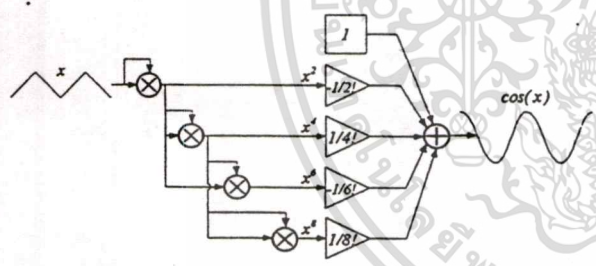


Figure 2 A built-in cosine wave using first 8th order term Taylor's series expansion.

Consider the series of exponential function

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots \quad (2)$$

Therefore

$$e^{-\left(\frac{x}{k}\right)^2} = 1 - \frac{x^2}{k^2} + \frac{x^4}{2!k^4} - \frac{x^6}{3!k^6} + \frac{x^8}{4!k^8} \dots (3)$$

By comparison of (3) and (1) we can make them as close as possible by equating the coefficients of fourth- and sixth-order terms in (3) and (1), thus we obtain k in the range which is expected that the best performance of the approximation will occur. However the error in the coefficient of second-order term still occurs which we can reduce it by adding the

squaring function of triangular wave to equation (3). Consequently, we can convert the triangular to cosine wave by this new method as shown in the diagram of Fig.3.

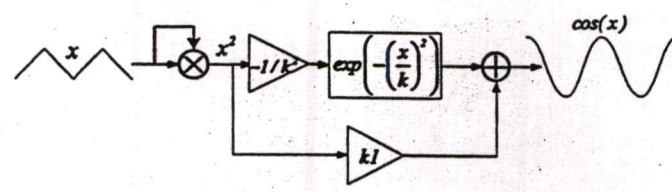


Figure 3 Block diagram of the proposed method.

Equation(3) is analyzed into its Fourier components and the total harmonic distortion is defined as the ratio in equation (4) [6].

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}{a_1^2 + b_1^2} \quad (4)$$

where a_n and b_n are coefficients of trigonometric fourier series

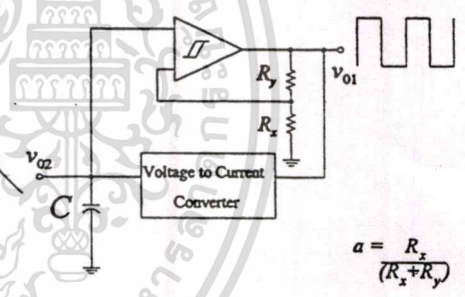


Figure 4 Block diagram of the square and triangular wave generating.

In the section of square and triangular wave generation, we use of schmitt trigger circuit operating with voltage to current converter[10]. The output of schmitt trigger (v_{01}) is square wave with amplitude of $(\pm V_{SAT})$ and the output of voltage to current converter (v_{02}) is triangular wave with amplitude of $(\pm aV_{SAT})$. The edge or the slope of square and triangular wave are in positive side while the capacitor is charged and negative side while the capacitor is discharged.

3. PRACTICAL DESIGN

The illustration of the previous section can be implemented as the circuit in Fig.5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The section of generating square and triangular waveforms use relaxation oscillator that is the operating of the operational amplifier A_1 and voltage to current converter which employs the second generation current conveyor (CCII+) as the positive feed back circuit. This oscillator circuit has a generalized frequency expression of the form

$$f_o = \frac{R_1 + R_2}{4R_1R_3C} \quad (5)$$

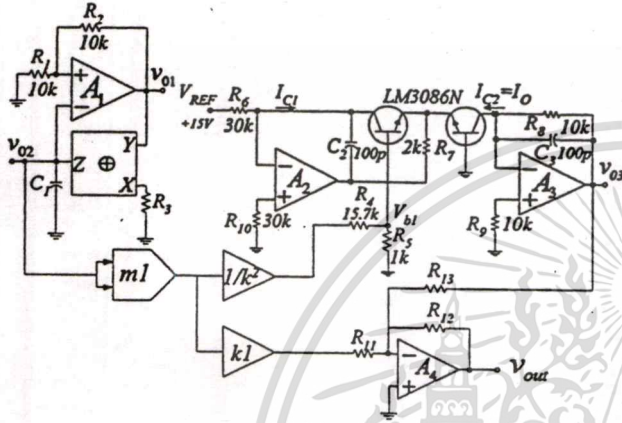


Figure 5. Experimental circuit.

the output of the relaxation oscillator v_{01} is the square wave of amplitude

$$v_{01(p-p)} = 2V_{SAT} \quad (6)$$

and the output of the current conveyor v_{02} is the triangular wave of amplitude

$$v_{02(p-p)} = 2aV_{SAT} \quad (7)$$

where $a = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ and $V_{SAT}^+ = -V_{SAT}^-$ or

$$-V_{SAT}^+ = V_{SAT}^-$$

From equation (5), (6) and (7), it follows that the frequency of oscillation can be controlled by varying R_3 and C and the amplitude of the waveform is independent of this varying.

In the following, the squaring function of the triangular signal v_{02} from multiplying circuit $m1$ pass through the exponential amplifier which is the collaborating of Q_1, Q_2, A_2, A_3 and $R_4 - R_{10}, C_2, C_3$. The relation of I_0 and V_i can be expressed as

$$I_0 = I_{C1} \exp(V_i / K_v)$$

$$K_v = -(1 + \frac{R_4}{R_5})V_T \quad (8)$$

Then, the cosine wave output is the result of summing the output from exponential amplifier with the squaring function of triangular wave as the suitable proportion.

4. SIMULATION RESULT

In the section of approximating cosine wave from triangular wave, the solution of equation (3) was obtained by computer simulation for the various values of k . The one which obtain the best performance of output cosine wave is $k = 2.2223$ and by adding the second order term as $k1 = 0.0237$. Analyzing the fourier series of equation (3) to the first eighth order term adding with $k1$ can obtain the optimum THD as low as 0.0561%.

Fig.6 shows the MATLAB simulation result of the proposed cosine wave approximation with input triangular wave of 1kHz and 2π V peak-to-peak and output cosine wave of double frequency of input wave.

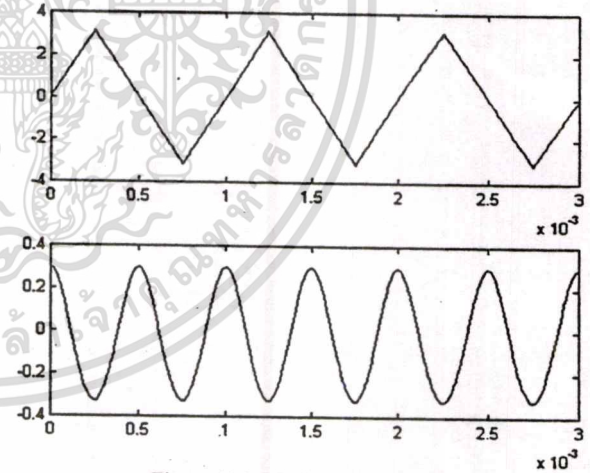


Figure 6 Matlab simulation result .

5. EXPERIMENTAL RESULT

The test circuit of Fig.5 employs a commercial LF351 opamp, an AD844 as the second generation current conveyor and ICL8013 as the multiplying circuit. $a = 0.5$ of the schmitt trigger and $\pm 12V$ supply voltage. Fig.7 shows the experimental result of the proposed circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

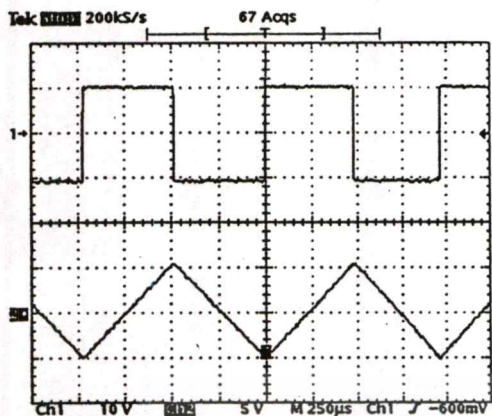
6. CONCLUSION

This paper presents the scheme of three output waveform generator that are square, triangular and sinusoidal wave generator. The circuit for generating square and triangular wave employs schmitt trigger with feed back in current mode. The other part of triangular-to-cosine wave converter utilizes exponential approximation which contributes to a simple analog realization circuit and low THD

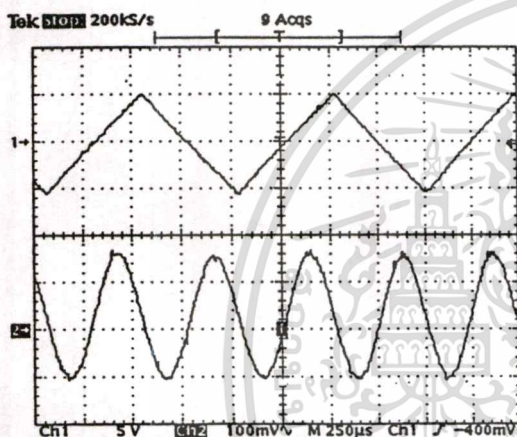
From the experimental results, even though it has been seen that the proposed circuit are well operating in some range of frequency, the theoretical analysis underlines the presented approach to be capable of function in higher frequency. Furthermore, the principle of the proposed technique that compose of the current conveyor circuit, multiplier and exponential amplifier is fascinated to fabricate for integrated circuit.

References

- [1] A. B. Grebene : "Monolithic waveform generation", *IEEE Spectrum*, Apr. 1972, pp.34-40.
- [2] R. G. Meyer, W. M. C. Sansen, S Lui, and S. Peeters : "The differential pair as a triangle-sine wave converter", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-11, June 1976, pp.418-420.
- [3] J. W. Fattaruso and R. G Meyer : "Triangle-to-sine wave conversion with MOS technology", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-20, 1985, pp.623-631.
- [4] B. Gilbert : "Circuits for the precise synthesis of the sine function", *Electronics Letters*, vol.13, 1977, pp. 506-508.
- [5] B. Gilbert : "A monolithic microsystem for analog synthesis of trigonometric functions and their inverters", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-17, 1982, pp.1179-1191.
- [6] Z. Tang, O. Ishizuka, H. Matsumoto : "MOS triangle-to-sine wave converter based on subthreshold operation", *Electronics Letters*, vol.26, no.51, 1990, pp. 1983-1985.
- [7] O. Ishizuka, Z. Tang, H. Matsumoto : "MOS sine function generation using exponential-law technique", *Electronics Letters*, vol.27, no.21, 1991, pp. 1937-1939.
- [8] V. Siraruum, C. Loescharataramdee, P. Sangpisit : "A. simple function generator with optimal triangular-to-sine wave converter", *Ladkrabang Engineering Journal*, vol.14, 1998, pp.66-71.
- [9] National Semiconductor Application Note : "Sine Wave Generation Techniques", AN-263, March 1981
- [10] M. Siripruchyanun, P. Wardkein, P. Sangpisit : "A simple pulse width modulation using current conveyor", *2000 TENCON proceedings*, vol.1, 2000, pp. 1452-1457.



(a)



(b)

Figure 7 The output signal from experimental circuit.

In addition, the measured characteristic of cosine wave output THD with frequency variation of 5-200 kHz is shown in Fig. 8 which is less than 0.4%.

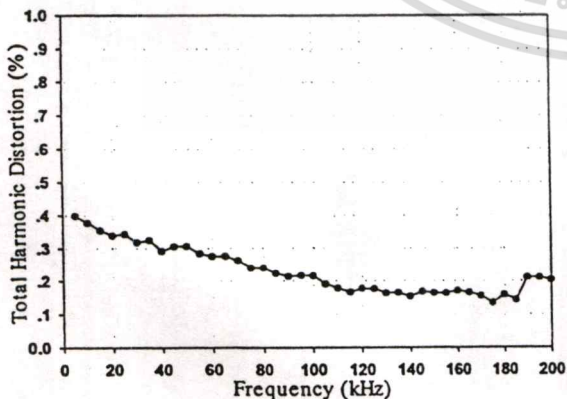


Figure 8. Sine wave distortion vs. frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล เกิดเมื่อวันที่ 18 กันยายน พ.ศ.2520 ที่จังหวัดปทุมธานี สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับบัณฑิตศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้