

การประยุกต์ใช้วงจรทำอนุพันธ์ เพื่อการคีมอดูเลทสัญญาณ และ การวัดความถี่
APPLICATIONS OF DIFFERENTIATOR FOR SIGNAL DEMODULATION
AND FREQUENCY MEASUREMENT



ปราโมทย์ วาดเขียน
MR. PARAMOTE WARDKEIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2540

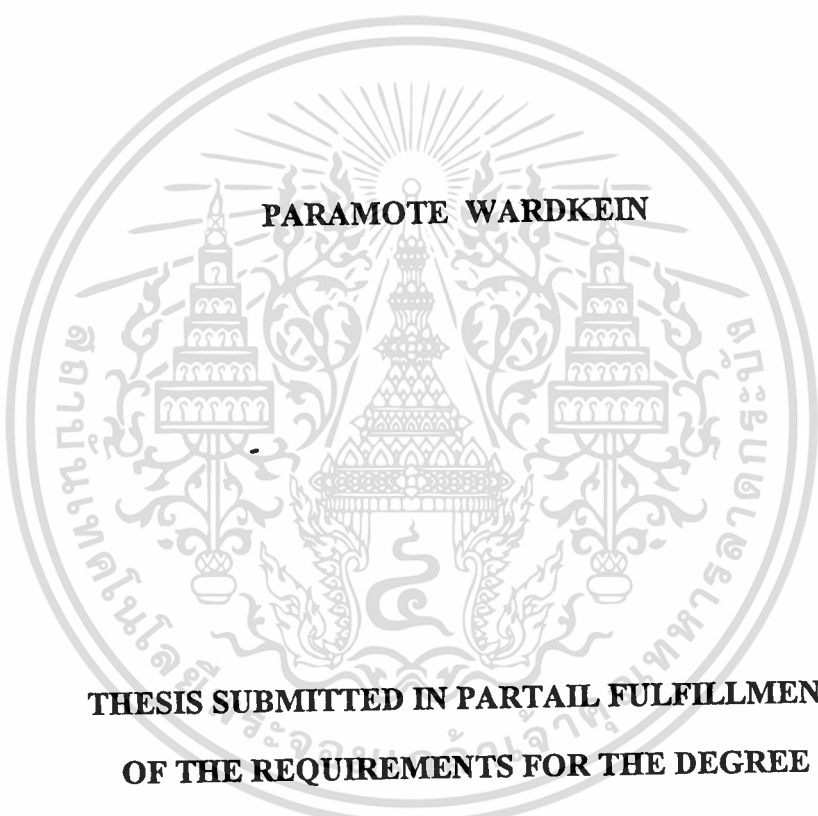
ISBN 974-621-807-7

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....27255
วัน, เดือน, ปี 18 ส.ค. 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**APPLICATIONS OF DIFFERENTIATOR FOR SIGNAL DEMODULATION
AND FREQUENCY MEASUREMENT**



PARAMOTE WARDKEIN

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

1997

ISBN 974-621-807-7

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประยุกต์ใช้วงจรทำอนุพันธ์ เพื่อการคิมอดดูเลตสัญญาณ และวัดความถี่

นักศึกษา

นายปราโมทย์ วาดเขียน

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

พ.ศ.

2540

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้กล่าวถึง การประยุกต์ใช้วงจรทำอนุพันธ์ เพื่อการคิมอดดูเลตสัญญาณเป็นหลักทั้งเอเอ็มและเอฟเอ็ม สำหรับการคิมอดดูเลตแบบเอเอ็ม กล่าวคือ การทำดีเทกต์เอนเวโลปนั้น จะใช้วงจรทำอนุพันธ์ เพื่อประมาณค่าโดยการ แปลงฮิลเบิร์ต เพื่อหาค่าขนาดของสัญญาณวิเคราะห์จากสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งโดยวิธีการนี้จะสามารถดีเทกต์สัญญาณเอนเวโลปได้ดีกว่าวิธีการดีเทกต์เอนเวโลปแบบดั้งเดิม สำหรับการคิมอดดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้น สามารถสร้างได้จากการใช้งานรวมกันของวงจรทำอนุพันธ์ ซึ่งพัฒนามาจากวงจรคิมอดดูเลตสัญญาณเอเอ็ม ข้อดีของวิธีการนี้ที่สำคัญก็คือวงจรมีความง่ายและสามารถสร้างขึ้นในรูปของไอซีได้ เพราะไม่ต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ

นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้วงจรทำอนุพันธ์ในการวัดความถี่ พร้อมทั้งได้แสดงผลจากการเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์ และผลจากการทดลองไว้อีกด้วย

THESIS TITLE Applications of differentiator for signal demodulation and
· frequency measurement.

STUDENT Mr.Paramote Wardkein

THESIS ADVISOR Assoc.Prof.Dr.Wiwat Kiranon

LEVEL OF STUDY Doctor of Engineering in Electrical Engineering

DEPARTMENT Telecommunication Engineering, King Mongkut's Institute
of Technology Ladkrabang

YEAR 1997

Abstract

This thesis describes mainly about the applications of utilizing differentiator for singnal demodulation of both AM and FM. For AM demodulation, namely envelope detection, differentiators are used to approximate Hilbert transform to carry out the magnitude of an analytic signal produced from AM signal. By this mean, it can demodulate the envelope signal better than the traditional envelope detector. For FM demodulation, the combination of differentiations modified from the previous research, AM demodulator, can be set up. The main advantage is its simple structure and can be implemented in integrated circuit form.

In addition, the applications of differentiator in frequency measurement is described. The computer simulations and the experimental results are also presented.

สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VII

บทที่	หน้า
1 บทนำ	
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	2
2 เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม เบื้องต้น	
2.1 การมอดูเลตขนาด.....	4
2.2 การมอดูเลตความถี่.....	7
3 การดีเทกต์กรอบสัญญาณโดยหลักการแปลงฮิลเบิร์ต	
3.1 หลักการดีเทกต์กรอบสัญญาณ โดยอาศัยการแปลงฮิลเบิร์ต.....	9
3.1.1 โครงสร้างแบบที่1.....	11
3.1.2 โครงสร้างแบบที่2.....	12
3.1.3 โครงสร้างแบบที่3.....	13
3.1.4 โครงสร้างแบบที่4.....	14
3.2 การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด.....	16
3.3 ผลการเลียนแบบ โดยคอมพิวเตอร์.....	20
3.4 วงจรที่ใช้ทดลอง.....	32
3.5 สรุปและวิจารณ์.....	43

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
4 การประยุกต์ใช้งานตัวทำอนุพันธ์ ในการดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่	
4.1 บทนำ.....	44
4.2 หลักการพื้นฐาน.....	45
4.3 การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาด.....	49
4.4 การเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์.....	50
4.5 การสร้างวงจร.....	54
4.6 ผลจากการทดลอง.....	56
4.7 สรุปและวิจารณ์ผล.....	58
5 การวัดความถี่โดยใช้เทคนิคการทำอนุพันธ์และการสุ่มป้อนกลับแบบปิด	
5.1 กล่าวนำ.....	59
5.2 การเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการสุ่มป้อนกลับ.....	60
5.2.1 หลักการทำงานและวงจร.....	60
5.2.2 การทดลองและผล.....	65
5.3 การเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคทางอนาล็อก โดยใช้ตัวทำอนุพันธ์.....	70
5.3.1 หลักการพิจารณาตัวทำอนุพันธ์ในการประยุกต์ ใช้งานวัดความถี่.....	72
5.3.2 การเลียนแบบวงจร.....	74
5.3.3 สรุปและวิจารณ์.....	76
6 บทสรุปและวิจารณ์.....	78
เอกสารอ้างอิง.....	80
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้เลียนแบบการดีเทกต์เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม.....	82
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ.....	89
ประวัติผู้เขียน.....	101

สารบัญภาพ

หน้า

1 แสดงการตีเทกต์กรอบสัญญาณ.....	6
2 บล็อกโคอะแกรมของการคิมอคูเลตเอฟเอ็ม.....	8
3 แสดงโครงสร้างการคิมอคูเลตที่ใช้วงจรตัวทำอนุพันธ์.....	11
4 แสดงโครงสร้างการคิมอคูเลตที่ใช้วงจรอินติเกรต.....	12
5 แสดงวงจรการคิมอคูเลตที่ใช้วงจรอินติเกรตกับตัวทำอนุพันธ์แบบที่ 1.....	13
6 แสดงวงจรการคิมอคูเลตที่ใช้วงจรอินติเกรตกับตัวทำอนุพันธ์แบบที่ 2.....	14
7 แสดงโครงสร้างการคิมอคูเลตที่ได้มีการเสนอขึ้นมาใหม่.....	16
8a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1.....	22
8b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2.....	22
8c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3.....	23
8d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4.....	23
8e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5.....	24
9a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1.....	24
9b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2.....	25
9c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3.....	25
9d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4.....	26
9e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5.....	26
10a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1.....	27
10b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2.....	27
10c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3.....	28
10d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4.....	28
10e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5.....	29
11a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1.....	29
11b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2.....	30

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

11c ผลการเลียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3.....	30
11d ผลการเลียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4.....	31
11e ผลการเลียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5.....	31
12 แสดงรายละเอียด และวงจรสมมูลย์ของ OTA (LM13600).....	33
13 แสดงวงจรคุณสมบัติสัญญาณโดยใช้ OTA	33
14 แสดงวงจรสมมูลย์ของ OTA ที่มีการไบอัสไดโอดด้วย R_D และชดเชยโวลเตจอินพุตด้วย R_A และ R_B	35
15 แสดงวงจรสมมูลย์ OTA ที่มีการไบอัสไดโอดและชดเชยโวลเตจอินพุต.....	35
16 แสดงวงจรสมมูลย์อย่างง่ายของ OTA ที่มีการชดเชย โวลเตจอินพุตออฟเซต.....	37
17 แสดงวงจรสมมูลย์อย่างง่ายของวงจรคุณสมบัติสัญญาณ.....	37
18 แสดงวงจรป้อนกลับออฟแอมป์ที่เป็นวงจรถอดราก็สอง.....	40
19 แสดงวงจรถอดราก็สองที่ใช้งานจริงในการทดลอง.....	41
20 แสดงวงจรรวมทั้งหมดของโครงสร้างแบบที่ 5 ที่ใช้ในการทดลอง.....	41
21 แสดงผลการทดลองวงจรดีเทกต์เอนเวโลปโดยการแปลงฮิลเบิร์ต	43
22 แสดงโครงสร้างการทำงานของตัวดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่.....	46
23 แสดงขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการเลียนแบบการดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่.....	51
24a แสดงผลการเลียนแบบโดยมีความถี่ของข่าวสาร $0.01\omega_c$ และมีค่าดัชนีของการมอดูเลต 1.....	52
24b แสดงผลการเลียนแบบโดยมีความถี่ของข่าวสาร $\sim 0.05\omega_c$ และมีค่าดัชนีของการมอดูเลต 1.....	53
24c แสดงผลการเลียนแบบโดยมีสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ $0.1\omega_c$	53
24d แสดงผลการเลียนแบบโดยมีสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ $0.05\omega_c$	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

25 แสดงวงจรจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1.....	55
26 แสดงผลการทดลองวงจรตีเทกต์สัญญาณ เอฟเอ็มแบบใหม่.....	57
27 แสดงวงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า.....	61
28 แสดงรูปวงจรตอนที่ ϕ_1 และ ϕ_2 ทำงาน.....	62
29 แสดงพฤติกรรมของเอาต์พุตขณะเข้าสู่สถานะอควิลีเบรียม.....	65
30 แสดงวงจรและค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ในการทดลอง.....	66
31 ผลการทดลองวงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า.....	66
32 แสดงผลการวัดการกระเพื่อมของเอาต์พุต.....	67
33 แสดงพฤติกรรมของเอาต์พุตในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุต ที่มีความถี่ต่างกันมากอย่างฉับพลัน.....	68
34 วงจรวัดความถี่ในรูปแบบของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โดยสมบูรณ์.....	69
35 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นศักดาไฟฟ้า[17]..	70
36 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรเปลี่ยนความถี่ เป็นศักดาไฟฟ้า[25]	71
37 แสดงโครงสร้างของเครื่องวงจรวัดความถี่.....	72
38 แสดงบล็อกไดอะแกรมการเลียนแบบหลักการวัดความถี่ที่ใช้ ตัวทำอนุพันธ์ โดยSimulink.....	74
39 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรวัดความถี่.....	76

บทที่ 1

บทนำ

กล่าวนำ

เป็นที่ทราบกันดีว่า ความต้องการในการติดต่อแลกเปลี่ยนข่าวสารของมนุษย์ นับวันจะเพิ่มมากขึ้น จึงเป็นผลให้การสื่อสารระบบต่าง ๆ ต้องถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว เป็นเงาตามตัว การประมวลผลสัญญาณรูปแบบหนึ่งซึ่งถือได้ว่าเป็นองค์ประกอบที่สำคัญประการหนึ่งของระบบการสื่อสารคือ กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสาร (เบสแบนด์) ให้เลื่อนไปอยู่ในตำแหน่งที่ต้องการ หรือที่นิยมเรียกกันโดยทั่วไปว่า “ การมอดูเลชัน ” โดยกระบวนการในการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณนี้แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ การมอดูเลชันเชิงแอมพลิจูด (Amplitude Modulation : AM) และการมอดูเลชันเชิงมุม (Angle Modulation : FM & PM) ในระบบของการสื่อสารดังกล่าวนี้เมื่อมีการเคลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสาร (มอดูเลชัน) ให้ไปอยู่ตำแหน่งที่ต้องการ เพื่อส่งผ่านไป ในช่องสัญญาณหรือตัวกลางต่าง ๆ แล้วเมื่อไปถึงยังปลายทางก็จะต้องทำให้ฝ่ายรับสามารถรับข่าวสารได้อย่างถูกต้อง คือความจำเป็นที่จะต้องมีการนำสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสารให้ กลับมายังตำแหน่งเบสแบนด์เดิมเหมือนก่อนที่จะมีการมอดูเลตไปก่อนส่ง หรือที่เรียกว่าจะต้องดีมอดูเลชันเอาสัญญาณเดิมกลับคืนมา จากกระบวนการที่ได้กล่าวจะเห็นได้ว่า การที่คุณภาพของสัญญาณข่าวสารที่ส่งไปถึงผู้รับจะมีคุณภาพดีมาน้อยเพียงไร ก็ขึ้นอยู่กับคุณภาพของการทำมอดูเลชัน และดีมอดูเลชัน ซึ่งกระบวนการทำมอดูเลชัน และดีมอดูเลชันของทั้งสองประเภทดังกล่าวนี้มีอยู่ต่างกันหลายวิธี ซึ่งบางวิธีการก็ให้คุณค่าในเรื่องของความ สะดวก และประหยัด ในบางวิธีก็ให้คุณค่าในเรื่องของคุณภาพของสัญญาณข่าวสารที่ดี ซึ่งวิธีการมอดูเลต และดีมอดูเลตต่าง ๆ ซึ่งรายละเอียดสามารถสืบค้นได้จากเอกสารอ้างอิงทั่วไป [1,2,3]

จากการสืบค้นวิธีการต่าง ๆ ในการมอดูเลต และดีมอดูเลตในระบบทั้งสอง คือแบบ เอเอ็ม และเอฟเอ็ม ทำให้ผู้เขียนเกิดแนวคิดในการที่จะพัฒนา และปรับปรุงขบวนการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคิมอดูละชั้นทั้งแบบ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม(พีเอ็ม)โดยนำเอาตัวทำอนุพันธ์ (differentiator) เข้ามาประยุกต์ใช้งานในการคิมอดูละชั้นนี้ ซึ่งผลก็คือ ทำให้ได้วิธีการในการคิมอดูละชั้นที่แตกต่างไปจากวงจรอื่นที่มีอยู่เดิม และวงจรที่สร้างขึ้นมานี้ไม่ต้องการขดลวดเหนี่ยวนำทำให้สามารถนำไปสร้างให้อยู่ในรูปวงจรรวม(IC) ได้ นอกจากนั้นแล้วคุณภาพของสัญญาณข่าวสารที่คิมอดูละชั้นได้ยังมีคุณภาพที่ดีน่าพอใจ เมื่อเทียบกับวิธีการก่อน ๆ ดังนั้นจึงได้จัดทำวิทยานิพนธ์เกี่ยวกับเรื่องนี้ขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้กล่าวถึงการศึกษาคุณสมบัติของตัวทำอนุพันธ์ กระบวนการในการคิมอดูละชั้นสัญญาณทั้งแบบ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม โดยสังเขป โดยจะมุ่งเน้นไปในเรื่องการนำเอาตัวทำอนุพันธ์ไปประยุกต์ใช้งานในการคิมอดูละชั้นสัญญาณ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นการศึกษา ประยุกต์ใช้ตัวทำอนุพันธ์ เพื่อประโยชน์ในการพัฒนาโครงสร้างการคิมอดูละชั้นสัญญาณ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม โครงสร้างของการคิมอดูละชั้นที่ได้สามารถนำไปใช้สร้างเป็นวงจรรวมได้สะดวก เพราะไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำเหมือนกับวิธีอื่น ๆ อีกหลาย ๆ วิธี ประการสำคัญคือสามารถคิมอดูละชั้นสัญญาณ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม ที่มอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ต่ำๆ ได้ดีกว่าวิธีอื่นๆ ทั่วไป

โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท โดยในบทที่ 1 นั้น จะเป็นการกล่าวนำ และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้คือ

- บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงหลักการมอดูเลชัน และคิมอดูละชั้นทางแอมพลิฟิเคชัน และความถี่ที่มีมาแต่เดิม ตลอดจนกล่าวถึงหลักการแปลงสัญญาณของฮิลเบิร์ตซึ่งจะถูกนำไปใช้เป็นหลักการพื้นฐานในการคิมอดูละชั้นสัญญาณและกล่าวถึงตัวทำอนุพันธ์ที่ถูกนำมาใช้แทนเป็นตัวแปลง

ฮิลเบิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- บทที่ 3 เป็นเรื่องของ การประยุกต์ใช้งานตัวทำอนุพันธ์ในการคิเทกต์เอนเวลโปลของ สัญญาณ เอเอ็ม โดยใช้ตัวทำอนุพันธ์เป็นตัวแทนของการแปลงฮิลเบิร์ต โดยได้ศึกษาและ ตรวจสอบวิธีการต่างที่เคยมีมา ตลอดจนเสนอโครงสร้างการคิโมดูเลชั่นอีกรูปแบบหนึ่งที่ทำให้ ผลของความผิดพลาดต่ำกว่าวิธีการก่อน ๆ ที่เคยมีมา โดยนำเอาสัญญาณ เอเอ็ม มาทำ อนุพันธ์สองครั้ง และนำเอาสัญญาณที่ทำอนุพันธ์ครั้งแรกมายกกำลังสอง และนำไปลบกับ สัญญาณผลคูณระหว่างสัญญาณ เอเอ็ม ที่ยังไม่ได้ทำอนุพันธ์กับสัญญาณ เอเอ็ม ที่ทำอนุพันธ์ ครั้งที่สอง และนำผลลบที่ได้ไปถอดรากที่สอง ซึ่งได้แสดงการจำลองการทำงานด้วย คอมพิวเตอร์ วิเคราะห์ค่าความผิดพลาด พร้อมกันนั้นได้ทำการทดลองต่อวงจรทำงานจริงเพื่อ ยืนยันผลทางทฤษฎีไว้อีกด้วย

- บทที่ 4 มีเนื้อหาเกี่ยวกับการนำเอาตัวทำอนุพันธ์ ไปประยุกต์ใช้งานเป็นตัวแทนการแปลงฮิล เบิร์ตในการคิเทกต์สัญญาณ เอฟเอ็ม โดยได้มีการจำลองหลักการโดยใช้คอมพิวเตอร์ พร้อม ทั้งแสดงการวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาด ตลอดจนได้ทำการทดลองจากวงจรจริง เพื่อยืนยัน ผลการทำงานว่าสอดคล้องกับทฤษฎีเป็นอย่างดี

- บทที่ 5 เป็นการศึกษาเรื่องการเปลี่ยนความถี่เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าทั้งกระบวนการทางแอนะล็อก และกระบวนการทางดิสครีต โดยกระบวนการทางอนาลอกใช้ตัวทำอนุพันธ์ ไปประยุกต์ใช้ งาน ประกอบเป็นโครงสร้างเช่นเดียวกันกับการคิโมดูเลตสัญญาณ เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม การ เลียนแบบวงจร โดย MATLAB ให้ผลการเลียนแบบออกมาสอดคล้องกับทฤษฎีเป็นที่น่าพอ ใจ. และในส่วนกระบวนการทางดิสครีตก็ได้ทำการศึกษาวิธีการเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักย์ไฟ ฟาโดยใช้หลักการ สุ่มป้อนกลับแบบปิด (Sample Closed-loop Feedback) และวงจรที่ได้เสนอ ขึ้นใหม่นี้ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย มีการควบคุมการทำงานด้วยสวิตช์อย่างง่ายโดยใช้สัญญาณ นาฬิกาควบคุมสองเฟส และให้ค่าเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมต่ำ ผลการทดลองที่ได้สอดคล้อง กับทฤษฎีเป็นอย่างดี

- บทที่ 6 เป็นการสรุป และวิจารณ์ผลงานของวิทยานิพนธ์ รวมทั้งการเสนอแนะแนวทาง

เอกสารสำหรับผู้สนใจจะศึกษาเรื่องเหล่านี้ต่อไป การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม เบื้องต้น

การมอดูเลตสัญญาณ เป็นกระบวนการที่จำเป็นในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสาร เพื่อให้สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตนั้นมีความเหมาะสมในการส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีย่านความถี่อยู่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของสัญญาณข่าวสาร หรือสัญญาณมูลฐานนั้น ในบทนี้จะได้กล่าวถึงเรื่องของมอดูเลตขนาด (Amplitude Modulation) ซึ่งเรียกย่อๆ ว่า เอเอ็ม และการมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulation) ซึ่งเรียกย่อๆ ว่า เอฟเอ็ม ไว้พอเป็นสังเขป เพราะจะได้ใช้เพื่อประกอบเนื้อหาหลักในบทต่อไป

การมอดูเลตขนาด

เมื่อให้ $b(t)$ คือสัญญาณข่าวสาร หรือสัญญาณมูลฐานที่ต้องการนำไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ $\cos(\omega_c t)$ สัญญาณมอดูเลตขนาด $f(t)$ ที่เกิดขึ้นสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้คือ

$$f(t) = b(t) \cos(\omega_c t) \quad (2-1)$$

โดยในที่นี้ ω_c คือค่าความถี่เรเดียของคลื่นพาห์ เป็นที่ทราบกันดีว่าถ้า $B(\omega)$ คือค่าการแปลงฟูริเยร์ของ $b(t)$ ถ้ากำหนดให้ $F(\omega)$ คือค่าการแปลงฟูริเยร์ของ $f(t)$ แล้วจะได้ความสัมพันธ์

$$F(\omega) = \frac{1}{2} B(\omega + \omega_c) + \frac{1}{2} B(\omega - \omega_c) \quad (2-2)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณ $b(t)$ นั้นได้ถูกย้ายให้มีค่าความถี่สูงขึ้น เมื่อถูกมอดูเลตแล้ว

กระบวนการที่จะกู้เอาสัญญาณ $b(t)$ กลับคืนมาจากสัญญาณที่ทำการมอดูเลตไปแล้วคือ $f(t)$ นั้นสามารถทำได้ด้วยวิธีที่เรียกว่า ไม่นูนู การดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ค่าไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Synchronous modulation) คือการเอาคลื่นพาห้ $\cos(\omega_c t)$ มอดูเลตซ้ำกับ $f(t)$ เข้าไปใหม่ อีก แล้วนำเอาสัญญาณที่ได้นี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ก็จะได้สัญญาณ $b(t)$ กลับคืนมา ทั้งนี้เพราะว่าถ้าให้สัญญาณ $f(t)$ ที่ถูกมอดูเลตซ้ำแล้วนั้น มีค่าเป็น $f_d(t)$ แล้วจะได้ความสัมพันธ์

$$\begin{aligned} f_d(t) &= f(t) \cos(\omega_c t) \\ &= b(t) \cos^2(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} b(t) + \frac{1}{2} b(t) \cos(2\omega_c t) \end{aligned} \quad (2-3)$$

ซึ่งจะเห็นว่าพจน์ท้ายสุดของ (2-3) เป็นสัญญาณ $b(t)$ ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่สูง $\cos(2\omega_c t)$ ดังนั้นสัญญาณที่ตรงกับพจน์นี้จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปไม่ได้คงมีแต่พจน์ $\frac{1}{2} b(t)$ เท่านั้นที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านออกไปเป็นเอาต์พุตได้เท่านั้น

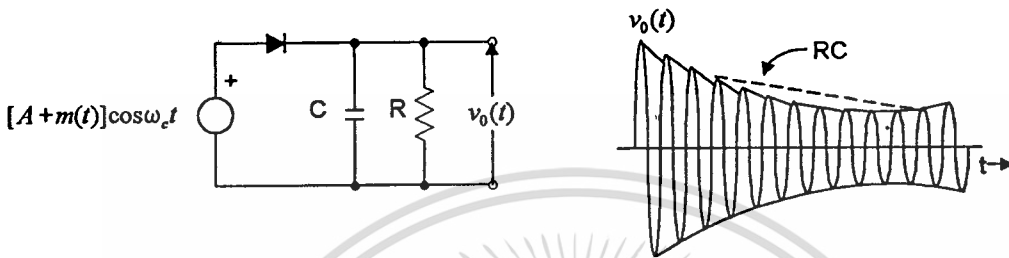
วิธีการกู้สัญญาณแบบสัมพันธ์นี้จะง่ายดีแต่ในทางปฏิบัติแล้ว ถ้าเครื่องรับไม่สามารถสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ให้ตรงกับทางเครื่องส่งได้พอดีก็จะเกิดปัญหา ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนกับสัญญาณที่ถูกกลับคืนมา ดังนั้นวงจรเครื่องรับจึงยุ่งยาก

มีการกู้สัญญาณอีกแบบหนึ่งซึ่งเรียกว่าวิธีการดีเทกต์เอนเวโลป (Envelope detection) ทำได้ง่ายกว่าการคิมอดูเลตแบบสัมพันธ์ แต่มีเงื่อนไขว่าสัญญาณ $b(t)$ ที่ทำการมอดูเลตจะต้องไม่มีระดับสัญญาณที่เป็นไฟลบ นั่นคือถ้าสัญญาณข่าวสารจริง $m(t)$ มีส่วนของไฟลบ เราก็ต้องนำไฟตรง A โวลต์ ที่มีค่ามากพอที่จะทำให้ เมื่อนำมารวมกับ $m(t)$ แล้วทำการรวมทั้งหมดไม่ติดลบมารวมกับสัญญาณ $m(t)$ สร้างเป็นสัญญาณ $b(t)$ ก่อนที่จะมีการนำไปมอดูเลตจริง กล่าวคือ

$$b(t) = A + m(t) \geq 0 \quad (2-4)$$

การกระทำเช่นนี้ก็เพื่อที่จะทำให้เฟสของคลื่นพาห้ในสัญญาณ $f(t)$ มีค่าตรงกับเฟสของคลื่นพาห้ $\cos(\omega_c t)$ ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้เอนเวโลป (envelope) ที่เกิดจากแนวทางเดิน (locus) ของยอดคลื่น (peak) ของคลื่นพาห้ใน $f(t)$ นั้นเหมือนกับสัญญาณข่าวสาร $b(t)$ ทุกประการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดีเทกต์เอนVELOปนี้ โดยพื้นฐานจะมีลักษณะดังแสดงในภาพที่ 1 ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานพอสังเขปได้ดังนี้



ภาพที่ 1 แสดงการดีเทกต์เอนVELOป

ในวิธีการดีเทกต์แบบนี้ ค่าเอาต์พุตของดีเทกเตอร์จะเกาะรอยตามเอนVELOปหรือกรอบของสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว การทำงานของตัวดีเทกเตอร์เอนVELOปแสดงได้ดังในวงจรภาพที่ 1 ในช่วงเวลาของสัญญาณอินพุตที่มีค่าเป็นบวก ตัวเก็บประจุจะถูกประจุไปจนถึงแรงดันสูงสุดของสัญญาณอินพุตต่อจากนั้น ในขณะที่สัญญาณอินพุตลดลงต่ำกว่าสัญญาณสูงสุด ไดโอดก็จะไม่นำกระแส เนื่องจากค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมากกว่าสัญญาณอินพุต ดังนั้นตัวเก็บประจุก็จะดิสชาร์จผ่านความต้านทาน R อย่างช้าๆ จนกระทั่งถึงเวลาที่สัญญาณอินพุตเป็นบวก เมื่อสัญญาณอินพุตมากกว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ไดโอดก็จะนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุก็จะทำการชาร์จไปถึงค่าสัญญาณสูงสุดของวงรอบใหม่ และตัวเก็บประจุก็จะดิสชาร์จอย่างช้า ๆ ในระหว่างคาบเวลาต่อมาที่สัญญาณอินพุตต่ำลง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะน้อยมากจะเป็นเช่นนี้ซ้ำเรื่อยไป

ในระหว่างแต่ละวงรอบบวก ตัวเก็บประจุจะชาร์จไปจนถึงแรงดันสูงสุดของสัญญาณอินพุต และค่อย ๆ ลดลงอย่างช้า ๆ จนกระทั่งถึงวงรอบบวกถัดไป ดังนั้นค่าเอาต์พุตแรงดันที่ได้จึงเกาะรอยตามเอนVELOปของอินพุตไปเรื่อยๆ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ได้ก็มีการกระเพื่อมด้วยความถี่ ω_c ที่เกิดจากการชาร์จ และดิสชาร์จตัวเก็บประจุ การกระเพื่อมนี้ถูกทำให้ลดลงไปได้โดยการเพิ่มค่าเวลาคงตัว RC เพื่อที่ว่าตัวเก็บประจุจะได้มีการดิสชาร์จเพียงเล็กน้อย

น้อยในระหว่างช่วงเวลาที่อินพุตลดลง ($RC \geq 1/\omega_c$) อย่างไรก็ตามการทำให้ RC มีค่าใหญ่เกินไปอาจทำให้เกิดสิ่งอื่นที่ไม่พึงประสงค์ขึ้นอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก ๆ จะทำให้ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ติดตามแกระรอบของสัญญาณไม่สามารถทำได้ถ้าสัญญาณข่าวสารมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นค่า RC ที่เหมาะสมควรมีค่ามาก ๆ เมื่อเทียบกับ $1/\omega_c$ แต่ควรมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ $1/2\pi B$ โดยที่ B คือความถี่สูงสุดที่เป็นองค์ประกอบของ $m(t)$ แต่โดยทั่วไปในการมอดูเลชัน $\omega_c \gg 2\pi B$ อยู่แล้ว ดังนั้น $\omega_c \gg 2\pi B$ จึงเป็นเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการดีเทกต์สัญญาณเอนVELOปที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเอาต์พุตของตัวดีเทกเตอร์เอนVELOปก็คือ $A + m(t)$ โดยมีค่าการกระเพื่อมความถี่ ω_c ส่วน dc เทอม A สามารถที่จะกำจัดทิ้งได้โดยใช้ตัวเก็บประจุหรือวงจร RC กรองความถี่สูงอย่างง่าย ส่วนการกระเพื่อมอาจจะถูกลดให้น้อยลงไปโดยใช้ตัวกรอง RC ความถี่ต่ำในการกู้สัญญาณโดยการดีเทกต์เอนVELOปด้วยวงจรตามภาพที่ 1 นี้ มีข้อจำกัดคือ ค่าความถี่ของคลื่นพาห้จะต้องมีค่าสูงกว่าค่าความถี่สูงสุดที่ประกอบอยู่ใน $m(t)$ หรือ $b(t)$ มาก ด้วยเหตุนี้เองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอวิธีการกู้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ออกมาจากสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งมีคุณภาพดีกว่าวิธีการที่มีอยู่เดิมนี้ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

การมอดูเลตความถี่

การมอดูเลตความถี่นี้ ขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้ คือ ω_c มีค่าเปลี่ยนแปลงกล่าวคือ

$$\omega_i = \omega_c + k_f m(t) \quad (2-5)$$

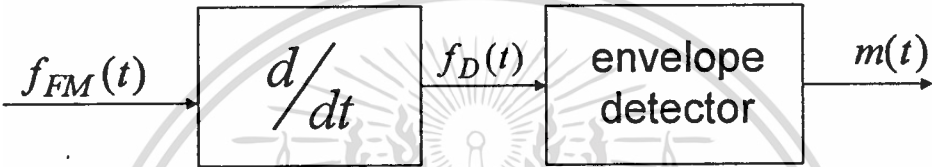
โดยในที่นี้ ω_i คือค่าความถี่ที่แต่ละขณะเวลา t (instantaneous frequency) และ k_f เป็นค่าคงที่ของการมอดูเลต

ดังนั้นถ้าให้ $f_{FM}(t)$ คือสัญญาณคลื่นพาห้ที่เกิดการมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มกับสัญญาณ $m(t)$ แล้วเราจะได้รูปความสัมพันธ์ของสัญญาณดังนี้คือ

$$f_{FM}(t) = A \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t m(\alpha) d(\alpha) \right\} \quad (2-6)$$

โดยในที่นี้ A คือ ขนาดของคลื่นพาห้ซึ่งคงที่

ในการที่จะกู้สัญญาณ $m(t)$ กลับคืนมาจากสัญญาณมอดูเลตความถี่ $f_{FM}(t)$ นั้นทำได้หลายวิธี [2] แต่วิธีการพื้นฐาน คือการนำสัญญาณมอดูเลตความถี่นั้นส่งผ่านวงจรทำอนุพันธ์ (differentiation) แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรดีเทกต์เอนVELOปตามบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2 ก็จะได้สัญญาณ $m(t)$ กลับคืนมา



ภาพที่ 2 บล็อกแผนผังของการดีมอดูเลตเอฟเอ็ม

เมื่อเราทำการดีมอดูเลตสัญญาณ $f_{FM}(t)$ เราจะได้

$$\begin{aligned} f_D(t) &= \frac{df_{FM}(t)}{dt} \\ &= -A\left\{\omega_c + k_f b(t)\right\} \sin\left\{\omega_c t + k_f \int_0^t m(\alpha) d(\alpha)\right\} \end{aligned} \tag{2-7}$$

ซึ่งเราจะพบว่าขนาดของ $f_D(t)$ นั้นแปรผันตามค่าของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ดังนั้นถ้าเราใช้วงจรดีเทกต์เอนVELOปตามที่อธิบายมาในหัวข้อ การมอดูเลตขนาด มาช่วยกู้สัญญาณก็จะทำให้ได้สัญญาณ

$b(t)$ กลับคืนมาได้

เนื่องจากวงจรดีเทกต์เอนVELOปมีขีดจำกัดในเรื่องความถี่ของคลื่นพาห้ และมักจะมีปัญหาเรื่องการกระเพื่อมของสัญญาณ (ripple) เกิดขึ้นมาก ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอช่องทางในการดีมอดูเลตสัญญาณแบบใหม่ขึ้น ดังจะกล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 3

การตีเทกต์เอนเวโลป โดยหลักการแปลงฮิลเบิร์ต

หลักการตีเทกต์เอนเวโลปโดยอาศัยการแปลงฮิลเบิร์ต

ได้กล่าวมาในบทที่ 2 แล้วว่าการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มด้วยวิธีการตีเทกต์เอนเวโลปนั้นมีข้อดีตรงที่เครื่องรับไม่ต้องสร้างคลื่นพาห้ขึ้นมา เช่นเดียวกับวิธีการมอดูเลตแบบสัมพันธ์ แต่มีข้อจำกัดตรงที่ คลื่นพาห้ที่ใช้จะต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่สูงสุดที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณข่าวสารมาก [10] ไม่เช่นนั้นสัญญาณจะผิดเพี้ยนมีการกระเพื่อมที่เห็นได้ชัด ได้มีการนำเสนอวิธีการตีเทกต์เอนเวโลป ที่อิงหลักการแปลงฮิลเบิร์ตอยู่หลายวิธี [5,6,8,9] วิธีการอาศัยการแปลงฮิลเบิร์ตนี้โดยตรงที่ว่า ถ้ากระบวนการการแปลงฮิลเบิร์ตของสัญญาณเอเอ็มสามารถทำได้โดยง่าย และถูกต้องแล้ว สัญญาณที่ถูกกลับคืนมาได้จะเหมือนกับสัญญาณเดิมโดยสมบูรณ์ กล่าวคือ จะไม่มีการกระเพื่อมของสัญญาณเกิดขึ้นเลย แต่อย่างไรก็ต้อจริงแปลงฮิลเบิร์ตที่มีคุณสมบัติตามอุดมคติจริง ๆ นั้นไม่มี จึงได้มีการประมาณการสร้างวงจรนั้นขึ้น และนำไปสร้างวงจรตีเทกต์เอนเวโลปในหลายรูปแบบ [4-9] อย่างไรก็ตามก็ดีผู้ทำวิทยานิพนธ์นี้ ได้พบจุดบกพร่องในหลักการต่างๆ นั้นหลายประเด็น จึงได้เกิดแนวความคิดที่จะพัฒนาการตีเทกต์สัญญาณในระบบนี้ขึ้น ดังนั้นสาระของบทที่ 3 นี้ จึงเป็นเรื่องเกี่ยวกับหลักการตีเทกต์เอนเวโลปโดยอาศัย การแปลงวงจรทำอนุพันธ์ โดยไม่ต้องมีวงจรอินทิเกรตสัญญาณดังเช่นวิธีการอื่นขึ้น

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ว่าสัญญาณมอดูเลตขนาด สามารถเขียนในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้เป็น

$$f(t) = b(t) \cos(\omega_c t) \quad (3-1)$$

โดยคำนียามของตัวแปรต่างๆ มีอยู่แล้วในหัวข้อที่การมอดูเลตขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นที่น่าสังเกตว่าถ้าเราทำการแปลงฮิลเบิร์ตของ $f(t)$ ตาม (3-1) ได้ และกำหนดให้สัญญาณนั้นคือ $g(t)$ แล้วเราจะได้

$$g(t) = b(t) \sin(\omega_c t) \tag{3-2}$$

ทั้งนี้เพราะเรารู้ว่าส่วนประกอบของสัญญาณ $g(t)$ นั้น จะมีความต่างเฟสกับส่วนประกอบของสัญญาณ $f(t)$ อยู่ $\frac{\pi}{2}$ ทุกค่า ดังนั้นจึงรู้ว่าสัญญาณวิเคราะห์ (analytic signal) [2] อันเกิดขึ้นมาจาก $f(t)$ และ $g(t)$ นั้นจะมีเอนVELOPEเหมือนกัน กล่าวคือถ้าเราให้สัญญาณ $y(t)$ เป็นสัญญาณวิเคราะห์ที่สร้างมาจาก $f(t)$ และ $g(t)$ เราจะได้

$$y(t) = f(t) + jg(t) \tag{3-3}$$

ซึ่งให้เราแทนค่า $f(t)$ และ $g(t)$ ตาม (3-1) และ (3-2) ไปใน (3-3) จะได้

$$\begin{aligned} y(t) &= b(t) \{ \cos(\omega_c t) + j \sin(\omega_c t) \} \\ &= b(t) e^{j\omega_c t} \end{aligned} \tag{3-4}$$

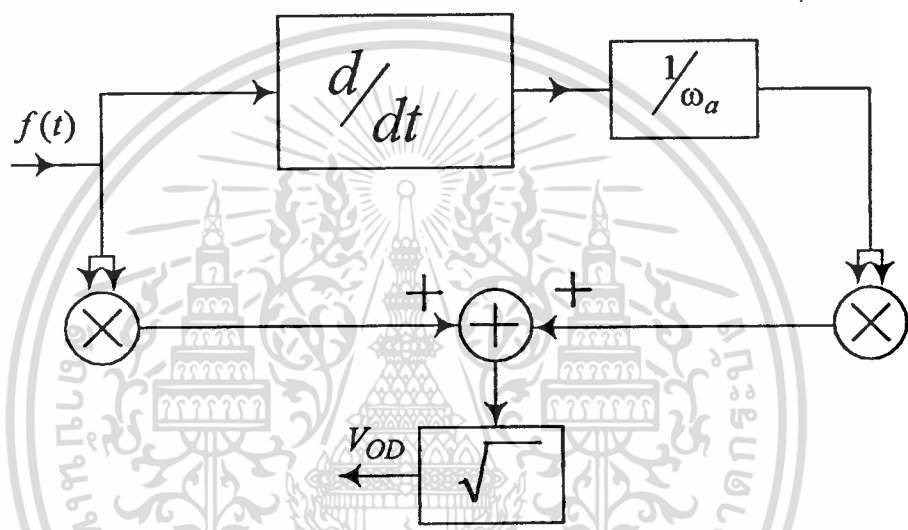
ซึ่งจะพบว่าขนาดหรือเอนVELOPEของ $y(t)$ นั้น คือ $b(t)$ เหมือนกับของ $f(t)$ และ $g(t)$ นั่นคือ

$$b(t) = |y(t)| = \sqrt{f^2(t) + g^2(t)} \tag{3-5}$$

ดังนั้นจะเห็นว่าถ้าเราสร้าง $g(t)$ ขึ้นมาได้เราก็สามารถที่จะกู้สัญญาณ $b(t)$ กลับคืนมาได้โดยง่าย ไม่ว่าจะใช้วิธีการทางดิจิทัล หรือ ทางแอนะล็อกก็ตาม ประเด็นปัญหาที่อยู่ตรงที่ว่า เราไม่สามารถจะสร้าง $g(t)$ ตาม (3-2) ขึ้นมาทางเครื่องรับโดยถูกต้องได้ ดังนั้นจึงได้มีผู้บุกเบิกริเริ่มคิดการสร้างสัญญาณ $y(t)$ ขึ้นโดยประมาณด้วยวิธีการใช้วงจรทำอนุพันธ์ มาประกอบร่วมกันหรือร่วมกับวงจรอินทิเกรตสัญญาณในแบบต่างๆ ขึ้น ทำให้ได้โครงสร้างของวงจรตีเทกต์เอนVELOPEในรูปต่างๆ ดังที่จะได้กล่าวถึงดังต่อไปนี้คือ

โครงสร้างแบบที่ 1

มีโครงสร้างดังแสดงได้ดังในภาพที่ 3 วงจรแบบนี้เป็นแบบที่ใช้วงจรตัวทำ
อนุพันธ์ เป็นอุปกรณ์หลักมาเลียนแบบสร้าง $g(t)$ [5]



ภาพที่ 3 แสดงโครงสร้างการคิมอดูเลตที่ใช้วงจรตัวทำอนุพันธ์

เอาต์พุตของวงจรนี้สามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้คือ

$$g_d(t) = \frac{-f'(t)}{\omega_a} \tag{3-6}$$

โดยในที่นี้เครื่องหมาย prime (') แสดงถึงการทำอนุพันธ์อันดับหนึ่ง และ ω_a เป็นค่า
ประมาณของ ω_c ส่วนตัวห้อย D มีไว้เพื่อบอกว่านี่คือ เอาต์พุตจากวงจรที่ใช้ตัวทำอนุพันธ์
ซึ่งเอาต์พุตที่ได้คือ

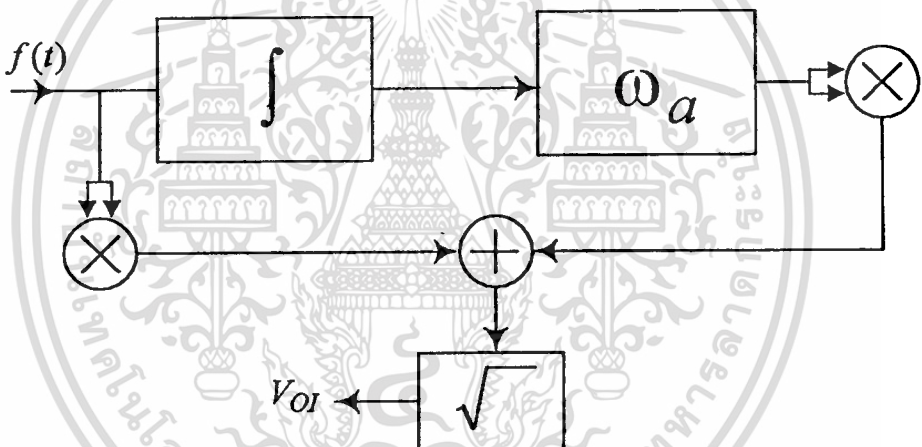
$$V_{OD} = \left\{ f^2(t) + \left(\frac{f'(t)}{\omega_a} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \tag{3-7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกาใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างแบบที่ 2

มีโครงสร้างดังแสดงในภาพที่ 4 เป็นแบบที่ใช้วงจรอินทิเกรตมาเลียนแบบ $g(t)$ [5] เอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตสามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์เป็น

$$g_i(t) = \omega_a F(t) \quad (3-8)$$



ภาพที่ 4 แสดงโครงสร้างการคิมอดูเลตที่ใช้วงจรอินทิเกรต

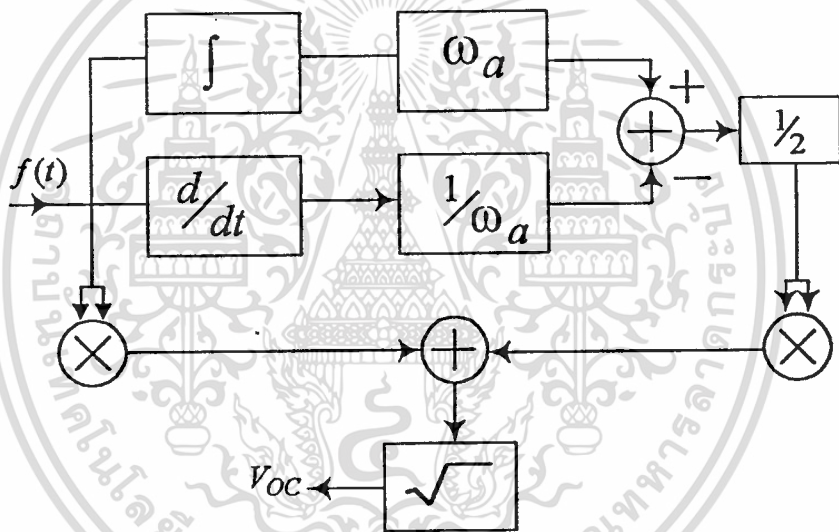
โดยในที่นี้ตัวห้อย I มีไว้เพื่อบอกว่าเป็นเอาต์พุตจากวงจรอินทิเกรต และ $F(t) = \int f(t)dt$ โดยมี t_0 เป็นเวลาเริ่มต้น. จากโครงสร้างการคิมอดูเลตแบบที่ 2 นี้ เอาต์พุตที่ได้คือ

$$V_{OI} = \left[f^2(t) + (\omega_a F(t))^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-9)$$

โครงสร้างแบบที่ 3

มีโครงสร้างดังแสดงในภาพที่ 5 เป็นแบบที่ใช้การทำงานร่วมกันระหว่างวงจรทำอนุพันธ์ และวงจรอินทิเกรต เพื่อเลียนแบบตัวกรองฮิลเบิร์ต เอาต์พุตของวงจรนี้ สามารถเขียนได้ดังนี้ [5]

$$g_C(t) = \frac{1}{2} \left[\omega_a F(t) - \frac{f'(t)}{\omega_a} \right] \quad (3-10)$$



ภาพที่ 5 แสดงวงจรการคิมอดูเลตที่ใช้วงจรอินทิเกรตกับตัวทำอนุพันธ์แบบที่ 1

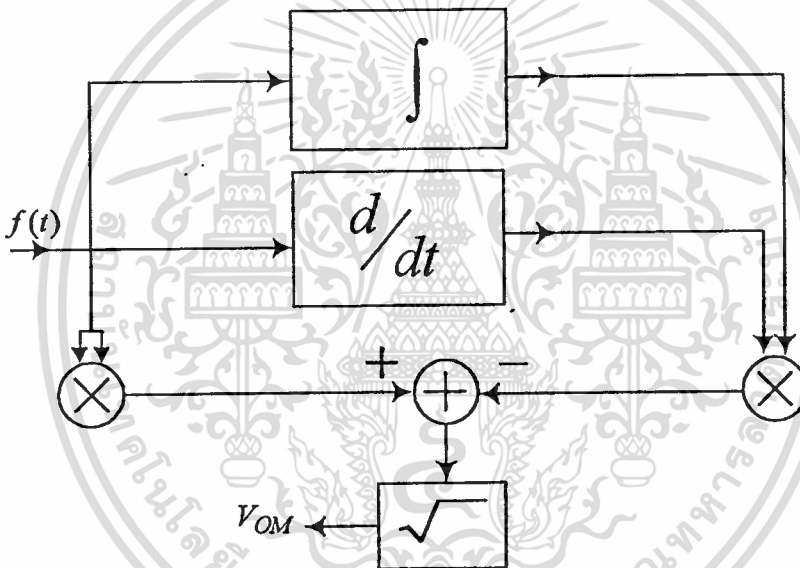
จากโครงสร้างการคิมอดูเลตแบบที่ 3 เอาต์พุตของตัวคิมอดูเลตเตอร์แบบที่ 3 ได้จากโครงสร้างดังกล่าวเป็น

$$V_{OC} = \left[f^2(t) + \left\{ \frac{1}{2} \left(\omega_a F(t) - \frac{f'(t)}{\omega_a} \right) \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-11)$$

โครงสร้างแบบที่ 4

มีโครงสร้างดังแสดงในภาพที่ 6 เป็นแบบที่ใช้ผลคูณของเอาต์พุตจากวงจรทำอนุพันธ์ กับเอาต์พุตจากวงจรอินทิเกรต มาเขียนแบบเอาต์พุตของฮิลเบิร์ตฟิลเตอร์ [5] คือ

$$g_M(t) = -F(t)f'(t) \tag{3-12}$$



ภาพที่ 6 แสดงวงจรการตีบอดูเลตที่ใช้วงจรอินทิเกรตกับตัวทำอนุพันธ์แบบที่ 2

จากโครงสร้างการตีเทกต์เอนเวโลปแบบที่ 3 เอาต์พุตเอนเวโลปที่ได้จากโครงสร้างดังกล่าวเป็นดังนี้คือ

$$V_{OM} = [f^2(t) - F(t)f'(t)]^{\frac{1}{2}} \tag{3-13}$$

ซึ่งค่าเอาต์พุตของตัวตีเทกต์เอนเวโลปที่ได้จากโครงสร้างทั้ง 4 แบบ ล้วนมีค่าประมาณเท่ากับเอนเวโลป $b(t)$ ทั้งสิ้น ในบรรดาโครงสร้างตีเทกเตอร์ทั้งหมด บทความของ Rice และพวก [5]

ได้พยายามที่จะกล่าวว่าโครงสร้างแบบที่ 3 นั้นให้ผลดีที่สุด

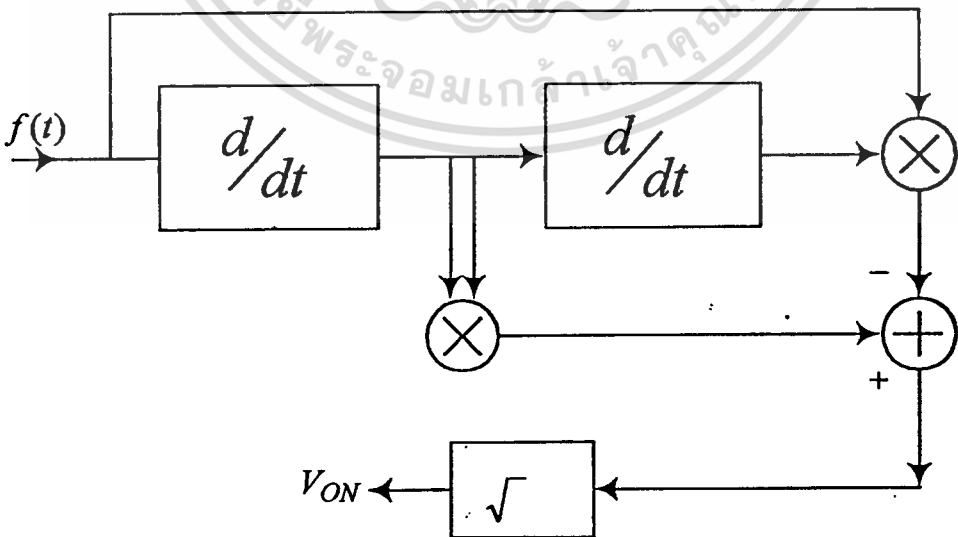
แต่อย่างไรก็ดีผู้ทำวิทยานิพนธ์นี้มีความเชื่อว่าการกล่าวอ้างของ Rice และพวก
น่าจะไม่ต้องหนัก เพราะโครงสร้างวงจรของพวกเขา นั้นยังคงใช้วงจรทำอินทิเกรตร่วม
ด้วย ค่าเริ่มต้นของวงจรทำอินทิเกรตนั้น ไม่แน่นอนน่าจะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดที่คาดไม่
ถึง จึงได้ทำการวิเคราะห์รายละเอียดลึกลงไป ซึ่งก็พบว่าเป็นจริงดังที่ได้สงสัยไว้ รายละเอียด
ในการวิเคราะห์ความผิดพลาดนี้จะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

ในขณะเดียวกัน ผู้ทำวิทยานิพนธ์ ก็ได้คิดปรับปรุงวงจรดีเทกต์เอนVELOปขึ้น
ใหม่ โดยหลักการที่จะใช้วงจรอินทิเกรต เป็นผลทำให้ได้วงจรตามบล็อกไแผนผังในภาพที่ 7
ซึ่งต่อไปจะเรียกว่าเป็นโครงสร้างวงจรแบบใหม่ หรือ แบบที่ 5 เมื่อพิจารณาตามวงจรแล้วเรา
พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นดังนี้

$$V_{ON} = \frac{1}{\omega_a} \left[\{f'(t)\}^2 - f(t)f''(t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

(3-14)

เอาต์พุตจากวงจรทั้ง 5 แบบนี้ล้วนประมาณค่าเท่ากับเอนVELOป b(t) ของสัญญาณ เอเอ็มทั้งสิ้น
แต่มีค่าความผิดพลาดที่แตกต่างกัน ซึ่งผลของการวิเคราะห์ความผิดพลาดนี้จะมีดังแสดงใน
รายละเอียดของหัวข้อต่อไป



ภาพที่ 7 แสดงโครงสร้างการเดิมออกเลขที่ได้มีการเสนอขึ้นมาใหม่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ผลความผิดพลาด

ความผิดพลาดในการดีเทกต์เอนVELOP $b(t)$ ของสัญญาณ $f(t)$ ของโครงสร้างดีเทกต์เอนVELOPแบบต่าง ๆ จะเกิดขึ้นเมื่อเอนVELOP $b(t)$ ไม่คงที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในกรณีเช่นนี้เราสามารถวิเคราะห์ผลความผิดพลาดโดยการหาค่า $f(t), f'(t)$ และ $F(t)$ แล้วแทนค่าลงในสมการ (3-7), (3-9), (3-11), (3-13) และ (3-14)

โดยการทำอนุพันธ์สมการ (3-1) เราจะได้ว่า

$$f'(t) = b'(t) \cos x - \omega_c b(t) \sin x \quad (3-15)$$

โดยในที่นี้เราได้ใช้ x แทน $\omega_c t + \theta$ เพื่อความสะดวกและง่ายในการเขียนสมการและเมื่อทำอนุพันธ์ $f(t)$ สองครั้งเราจะได้

$$f''(t) = b''(t) \cos x - 2\omega_c b'(t) \sin x - \omega_c^2 b(t) \cos x \quad (3-16)$$

และโดยการทำอินทิเกรต $f(t)$ ตามสมการ (3-1) จะได้

$$F(t) = \frac{b(t)}{\omega_c} \sin x - \frac{B}{\omega_c} - \frac{G}{\omega_c} \quad (3-17)$$

โดยในที่นี้เรากำหนดให้ $B = b(t) \sin(\omega_c t_0 + \theta)$ และ $G = \int_0^t b'(t) \sin x dt$ ทั้งนี้เพื่อความสะดวกในการจัดสมการ เมื่อเราแทนค่าตัวทำอนุพันธ์และอินทิเกรตต่าง ๆ จากสมการ (3-15) - (3-17) ไปตามโครงสร้างความสัมพันธ์ในสมการ (3-7), (3-9), (3-11), (3-13) และ (3-14) จากนั้นจึงจัดเทอม และหาค่าเอาต์พุตของดีเทกเตอร์แบบต่าง ๆ จึงได้เป็นดังต่อไปนี้

$$V_{OD} = \left[b^2(t) - b^2(t) \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega_a} \right)^2 \right\} \sin^2 x + \left(\frac{b'(t)}{\omega_a} \right)^2 \cos^2 x - \frac{b(t)b'(t)}{\omega_a} \omega_c \sin 2x \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{OI} = \left[b^2(t) - b^2(t) \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 \right\} \sin^2 x \right. \\ \left. + \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 G \left[G - 2b(t) \sin x \right] + \frac{\omega_a}{\omega_c} B \left[B + 2G + 2b(t) \sin x \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-19)$$

$$V_{OC} = \left[b^2(t) - b^2(t)(1-m)^2 \sin^2 x + \frac{1}{2} \frac{\omega_a}{\omega_c} B \left\{ \frac{b'(t)}{\omega_a} \cos x - 2mb(t) \sin x + \frac{\omega_a}{\omega_c} \left(G - \frac{1}{2} B \right) \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{4} \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} G \right)^2 + \left(\frac{b'(t)}{2\omega_a} \right)^2 \cos^2 x + G \frac{b'(t)}{2\omega_c} \cos x - Mb(t) \sin x \left\{ \frac{b'(t)}{2\omega_a} \cos x + \frac{1\omega_a}{2\omega_c} G \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-20)$$

โดยในที่นี้เราให้ $M = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} + \frac{\omega_c}{\omega_a} \right)$

$$V_{OM} = \left[b^2(t) + (G+B)b(t) \left\{ \frac{\cos x}{\omega_c} - \sin x \right\} - \frac{b(t)b'(t)}{2\omega_c} \sin(2x) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-21)$$

และ

$$V_{ON} = \frac{\left[b^2(t)\omega_c^2 + \{b'(t)^2 - b(t)b''(t)\} \cos^2 x \right]^{\frac{1}{2}}}{\omega_a} \quad (3-22)$$

เป็นที่น่าสังเกตว่าถ้า $b(t)$ เป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงช้า เมื่อเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาห์ เราจะประมาณได้ว่าค่า $b'(t)$ และ $b''(t)$ นั้นน้อยมาก และทำให้ค่า $G(t)$ สามารถตัดทิ้งได้ด้วย และถ้าหากค่าเริ่มต้น B สามารถตัดทิ้งได้ด้วยพร้อมทั้งการกำหนดให้ค่า $\omega_a = \omega_c$ แล้วเราจะพบว่าค่าเอาต์พุตตาม (3-18) - (3-22) นั้นล้วนมีค่าประมาณเท่ากับ $b(t)$ ทั้งสิ้น อย่างไรก็ตาม ถ้าเกิดการประมาณใช้ค่า ω_a ผิดพลาดไปบ้าง คือ $\omega_a \neq \omega_c$ เอาต์พุตจากดีเทกเตอร์แบบต่าง ๆ จะเป็นดังต่อไปนี้ คือ

$$V_{OD} = \left[b^2(t) - b^2(t) \left[1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega_a} \right)^2 \right] \sin^2 x \right]^{\frac{1}{2}} \\ \approx b(t) - \frac{b(t)}{2} \left[1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega_a} \right)^2 \right] \sin^2 x \quad (3-23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{OI} = \left[b^2(t) - b^2(t) \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_C} \right)^2 \right\} \sin^2 x \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) - \frac{b(t)}{2} \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_C} \right)^2 \right\} \sin^2 x \quad (3-24)$$

$$V_{OC} = \left[b^2(t) - b^2(t) (1 - M^2) \sin^2 x \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) - \frac{b(t)}{2} (1 - M^2) \sin^2 x \quad (3-25)$$

$$V_{OM} = b(t) \quad (3-26)$$

$$V_{ON} = b(t) \frac{\omega_C}{\omega_a} \quad (3-27)$$

ภายใต้สภาวะการณ์เช่นนี้ จะเห็นได้ว่าดีเทกเตอร์แบบที่ 4 ให้ผลถูกต้องดีที่สุด ในขณะที่ดีเทกต์โครงสร้างแบบที่ 5 นั้นควรให้ผลดีเป็นอันดับสอง เพราะดีเทกเตอร์ทั้งสองแบบไม่ได้มีความคลาดเคลื่อนในรูปของการกระเพื่อมอยู่เลย จะเห็นได้ว่าดีเทกเตอร์แบบสุดท้ายให้ความคลาดเคลื่อนของเอนVELOปที่ดีเทกต์ได้มีขนาดต่างไปเท่านั้น ซึ่งเอนVELOปที่ปรากฏออกมาจะไม่มีควมผิดเพี้ยนเพียงแต่มีขนาดผิดไป ω_a/ω_C เท่าเท่านั้นเอง

เท่าที่ตรวจสอบและวิเคราะห์มาเอาต์พุตตามสมการ (3-23) - (3-27) นั้น เราได้สมมุติว่าค่าเริ่มต้นในการอินทิเกรตหรือ $B = 0$ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วค่า B นี้มีค่าต่างๆ กัน อาจจะมีค่ามากอยู่ในระดับเดียวกับขนาดของเอนVELOปก็เป็นได้ ในกรณีเช่นนี้เราจะพบว่าเอาต์พุตของดีเทกเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบที่ 2-4 มีค่าเปลี่ยนไปในขณะที่เอาต์พุตดีเทกเตอร์ของโครงสร้างแบบที่ 1 และ 5 ยังคงมีค่าตาม (3-23) และ (3-27) ตามลำดับเช่นเดิม ส่วนค่าเอาต์พุตของดีเทกเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบที่ 2-4 นั้นจะปรากฏว่าการเปลี่ยนแปลงเป็นตามสมการดังต่อไปนี้ คือ

$$V_{OI} = \left[b^2(t) - b^2(t) \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 \right\} \sin^2 x + B \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 \{ B - 2b(t) \sin x \} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) - \frac{b(t)}{2} \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 \right\} \sin^2 x + \frac{B}{2b(t)} \left(\frac{\omega_a}{\omega_c} \right)^2 (B - 2b \sin x) \quad (3-28)$$

$$V_{OC} = \left[b^2(t) - b^2(t) \{ 1 - M^2 \} \sin^2 x + \frac{B \omega_a}{2 \omega_c} \left\{ \frac{B \omega_a}{2 \omega_c} - 2Mb(t) \sin x \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) + \frac{b(t)}{2} (1 - M^2) \sin^2 x + \frac{B \omega_a}{4 \omega_c b(t)} \left\{ \frac{B \omega_a}{2 \omega_c} - 2Mb(t) \sin x \right\} \quad (3-29)$$

และ

$$V_{OM} = [b^2(t) - Bb(t) \sin x]$$

$$\approx b(t) - \frac{B}{2} \sin x \quad (3-30)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า ค่าของค่าเริ่มต้น B นั้นถ้ามีค่ามากจะมีผลทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในลักษณะที่เป็นการกระเพื่อมสูง และเนื่องจากค่าเริ่มต้น B นี้เป็นค่าที่ควบคุมยากในทางปฏิบัติ ดังนั้นเมื่อแสดงให้เห็นได้เช่นนี้ เราจึงขอสรุปผลในขั้นนี้ได้ว่า ดีเทกเตอร์ที่มี โครงสร้างแบบที่ต้องอาศัยตัวอินทิเกรตนั้นไม่ควรนำมาใช้ ซึ่งผลนี้จะขัดแย้งกับข้ออ้าง ของ Rice และพวก [5] ซึ่งเป็นข้ออ้างที่เพียงแต่ได้จากการสุ่มการทดลองกับสัญญาณบางแบบเท่านั้นซึ่งไม่เป็นจริงเสมอไป และ ณ จุดนี้เราสรุปได้ในอีกขั้นหนึ่งว่า ดีเทกเตอร์โครงสร้างแบบที่ 5 ที่ได้เสนอขึ้นใหม่นั้นควรจะให้ผลดีที่สุด ในขณะที่ดีเทกเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบแรกควรจะดีเป็นอันดับรองลงมา

ในอีกมุมหนึ่งเราพบว่าการประมาณ $\omega_a = \omega_c$ นั้นเป็นเรื่องที่ทำได้ไม่ยาก ดังนั้นถ้าเราสมมติ $\omega_a = \omega_c$ แต่ $b'(t)$ และ $b''(t)$ ตัดทิ้งไม่ได้ เราจะเทียบเอาผลลัพธ์ของดีเทกเตอร์ประเภทที่ไม่ใช้อินทิเกรตได้ดังต่อไปนี้คือ

$$V_{OD} = \left[b^2(t) + \left(\frac{b'(t)}{\omega_a} \right)^2 \cos^2 x - \frac{b(t)b'(t)}{\omega_a} \sin 2x \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) + \frac{(b'(t))^2}{2b(t)\omega_a^2} \cos^2 x - \frac{b'(t)}{2\omega_a} \sin 2x \quad (3-31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$V_{ON} = \frac{1}{\omega_a} \left[b^2(t) \omega_c^2 + \left\{ (b'(t))^2 - b'(t)b''(t) \cos^2 x \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx b(t) + \frac{(b'(t))^2}{2b(t)\omega_a} \cos^2 x - \frac{b''(t)}{2\omega_a^2} \cos x \quad (3-32)$$

เนื่องจากปกติ $b(t)$ จะเป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงช้าเมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ ดังนั้น $b'(t)$ มักจะมีค่ามากกว่า $b''(t)/\omega_a$ มาก เพราะฉะนั้นเราจะเห็นได้จากการเปรียบเทียบ (3-31) กับ (3-32) ว่าดีเทกเตอร์แบบที่ 5 ควรจะดีกว่าแบบที่ 1 นั้นหมายความว่า ดีเทกเตอร์แบบที่ 5 นั้น ปกติจะเป็นดีเทกเตอร์ที่ให้ค่าผิดพลาดน้อยกว่าดีเทกเตอร์อีก 4 แบบที่เคยมีมา เมื่อไม่คำนึงถึงสัญญาณรบกวน

ผลการเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์

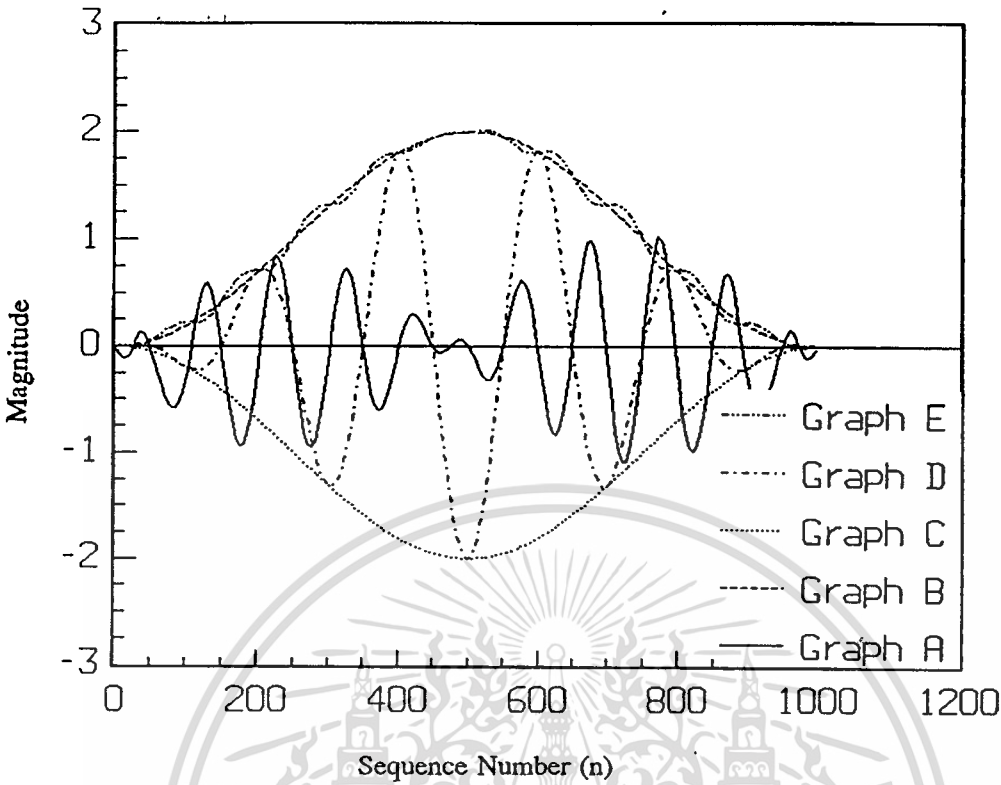
ในหัวข้อนี้ได้แสดงผลการเลียนแบบโดยใช้วิธีการเชิงตัวเลขโดยการเขียนโปรแกรมการทำงานเพื่อยืนยันผลการตรวจสอบพฤติกรรมทางภาคทฤษฎีในหัวข้อหลักการดีเทกต์เอนเวโลปโดยอาศัยการแปลงฮิลเบิร์ต โดยหลักการคำนวณการทำอนุพันธ์ใช้ Unsmoothed difference และการอินทิเกรตใช้ Trapezoidal

สำหรับในส่วนของผลการเลียนแบบเราเลือกสัญญาณรูปแบบต่างๆ เพื่อแสดงให้เห็นค่าความผิดพลาดในการดีเทกต์ของแต่ละวิธี โดยอันดับแรกได้เลือกสัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตโดยสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่คลื่นพาห์เพียง 5 เท่าของคลื่นเอนเวโลป คือ สัญญาณ $2(1 - \cos 0.2\omega_c t) \cos(\omega_c t - \theta)$ ซึ่งสัญญาณในรูปแบบนี้เอกสารอ้างอิง [5] ได้ยืนยันว่าการดีเทกต์เอนเวโลปโดยใช้โครงสร้างแบบที่ 3 นั้นให้ผลดีกว่าแบบที่ 1 และแบบที่ 2 แต่ไม่ได้แสดงผลการเปรียบเทียบกับผลจากวิธีการแบบที่ 4 และแบบที่ 5 อีกทั้งยังมีผลเฉพาะเมื่อ $\theta = 90$ องศาเท่านั้น ผลการเลียนแบบเมื่อ $\theta = 0$ องศา นั้นจะได้รูปคลื่นและความผิดพลาด จากการเลียนแบบการดีเทกต์สัญญาณแบบต่าง ๆ ดังแสดงในภาพที่ 8 ในรูปเหล่านี้ ผลการผิดพลาดได้ถูกขยายขึ้น 10 เท่า เพื่อให้เห็นผลการเปรียบเทียบกันได้อย่างชัดเจน ค่าความผิดพลาดนี้แสดงโดยกราฟ A ส่วนกราฟ B และ C จะแสดงเอนเวโลปเอเอ็มตามกราฟ D และ

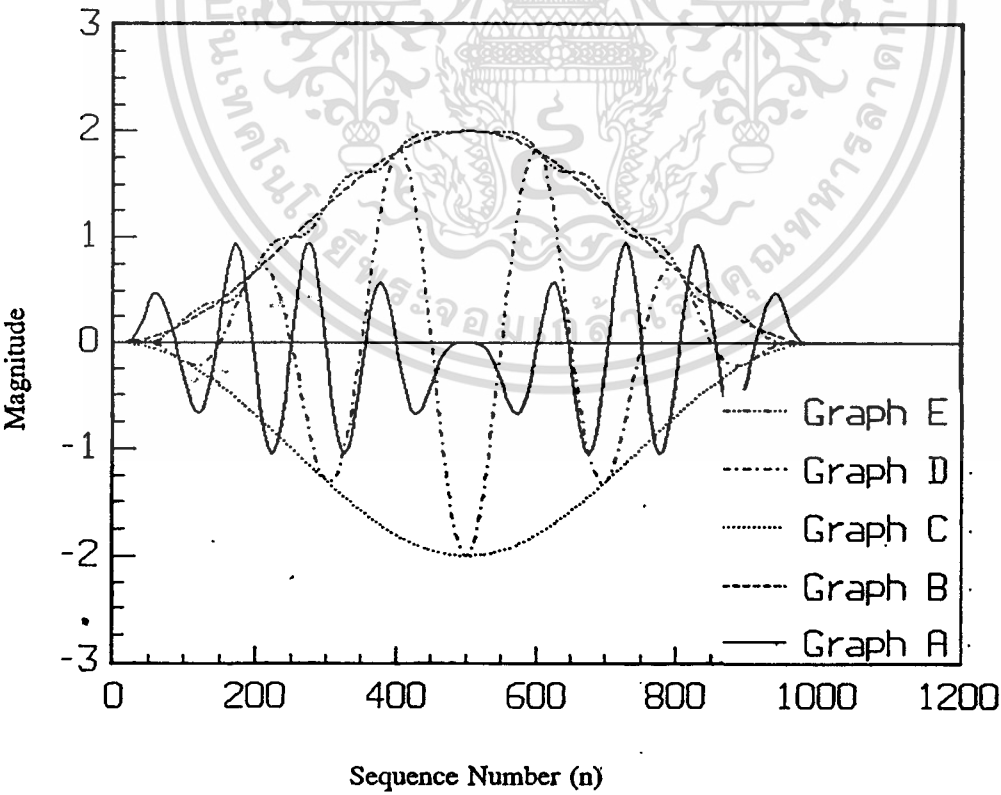
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟ E คือผลของการตีเทกต์สัญญาณจากตีเทกเตอร์แบบต่าง ๆ จะเห็นว่าผลความผิดพลาดของโครงสร้างแบบที่ 3 มีค่าดีที่สุด แต่ก็ใกล้เคียงกับแบบที่ 4 และแบบที่ 5 อย่างไรก็ตามเมื่อเราเปลี่ยนค่าเฟส θ ของคลื่นพาห์ไปอีก 90 องศา ผลจะมีดังแสดงในภาพที่ 9 ซึ่งจะได้เห็นว่าค่าผิดพลาดในการตีเทกต์สัญญาณของโครงสร้างแบบที่ 5 นั้นมีค่าดีที่สุด รองลงมาคือผลของโครงสร้างแบบที่ 3 และแบบที่ 4 ตามลำดับ เนื่องจากการมอดูเลตแบบ 100% นี้ ไม่ใช่กันจริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงได้ทำการเลียนแบบการทำงาน เมื่อค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ของวงจรมอดูเลตเป็น 80% นั่นคือ สัญญาณเอเอ็มเป็น $2[1 - 0.8\cos(0.2\omega t)]\sin\omega t$ ดูบ้าง ผลที่ได้ออกมาจะเป็นดังแสดงในภาพที่ 10 จะเห็นได้ชัดเจนว่า ผลความผิดพลาดจากโครงสร้างแบบที่ 5 นั้นดีที่สุด คือความผิดพลาดอยู่ในระดับเดิม แต่โครงสร้างแบบที่ 2-4 นั้นให้ผลเลวลงอย่างมาก ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะเมื่อค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์มีค่าลดลง ค่าความผิดพลาดของการอินดิเกรตสัญญาณเนื่องจากค่าเริ่มต้นจะมีผลมากขึ้นนั่นเอง นอกจากนั้นแล้วยังได้ทดลองเลียนแบบสัญญาณเอเอ็มที่ถูกมอดูเลตด้วยเอนเวโลปเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูที่มีความถี่เป็น 0.1 เท่าของความถี่สัญญาณคลื่นพาห์ และค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ 80% เพื่อเปรียบเทียบพฤติกรรมของโครงสร้างด้วยผลของการทดลองมีดังแสดงในภาพที่ 11 กราฟ A แสดงค่าเอนเวโลปที่ดีเทกต์ได้จากสัญญาณเอเอ็มตามกราฟ D กราฟ B แสดงค่าเอนเวโลปจริง และกราฟ C แสดงค่าเอนเวโลปที่ดีเทกต์ได้ ค่าความผิดพลาดตามกราฟ A นี้ ได้ขยายขึ้นจากค่าจริง 10 เท่า เพื่อให้เห็นชัดเจนขึ้น จะเห็นได้ชัดว่าโครงสร้างการตีเทกต์แบบที่ 5 มีพฤติกรรมเกี่ยวกับค่าความผิดพลาดดีที่สุดและรองลงมาคือโครงสร้างแบบที่ 1

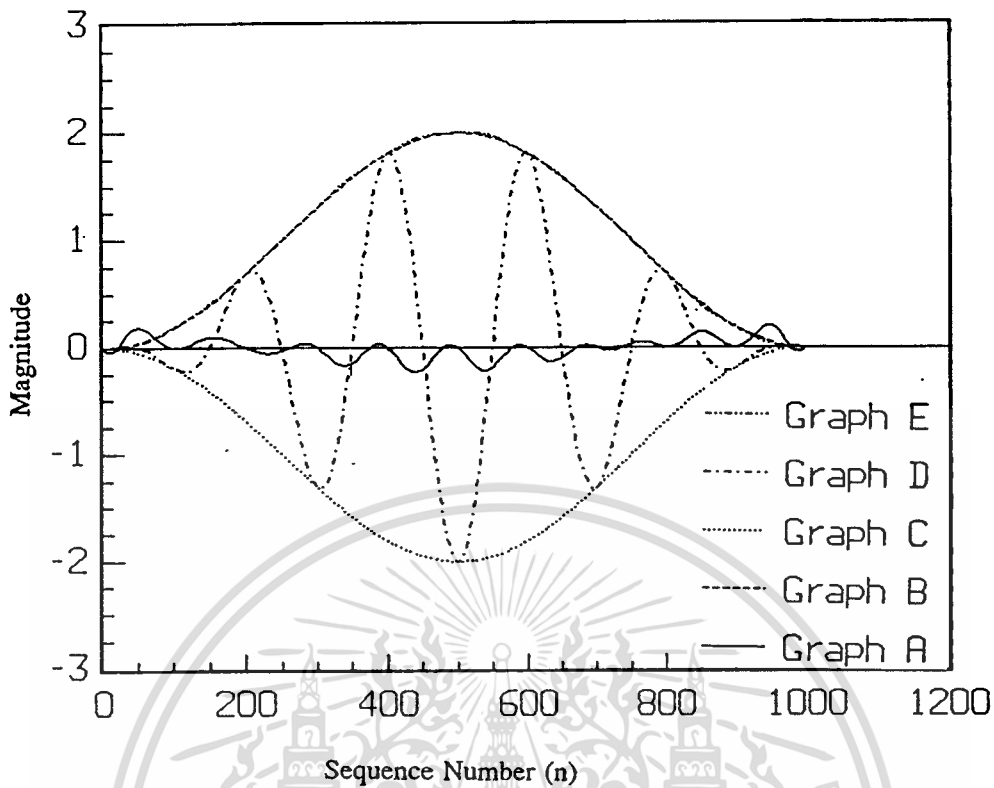


ภาพที่ 8a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1

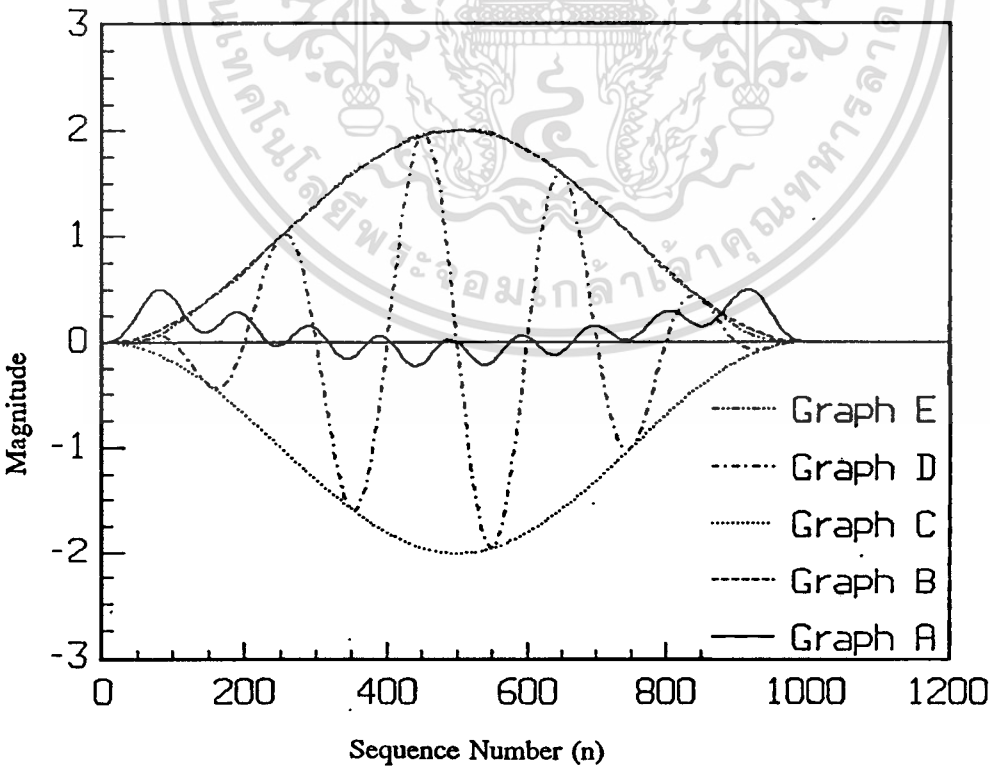


ภาพที่ 8b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2

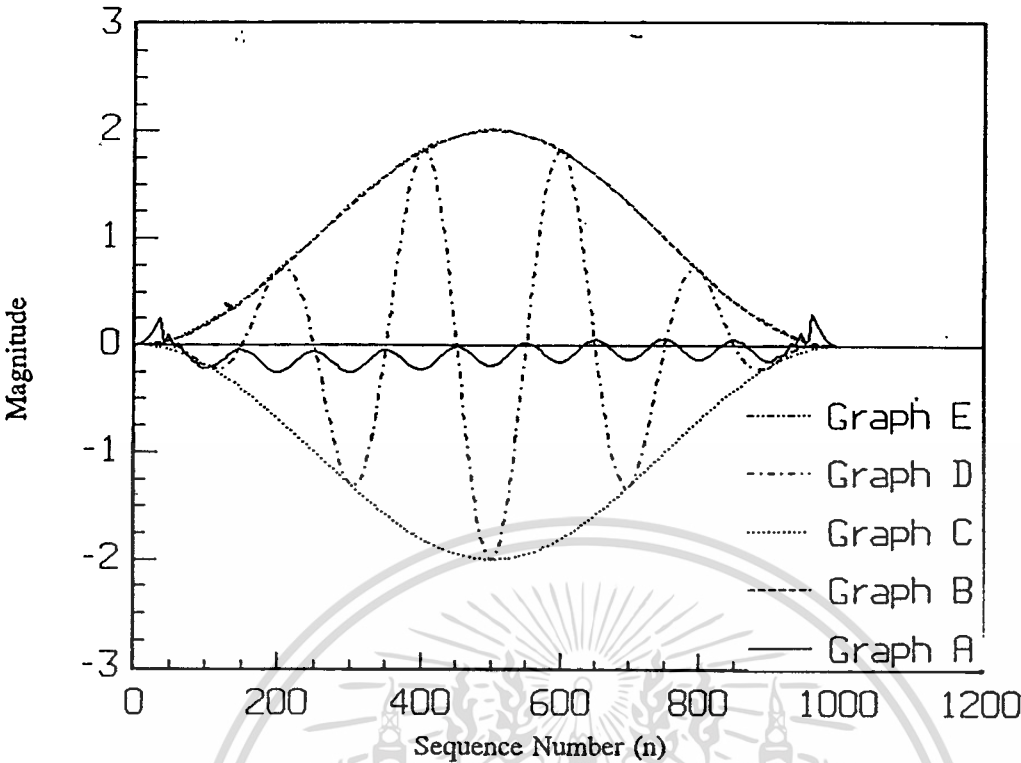
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไม่ว่าการณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 8c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3

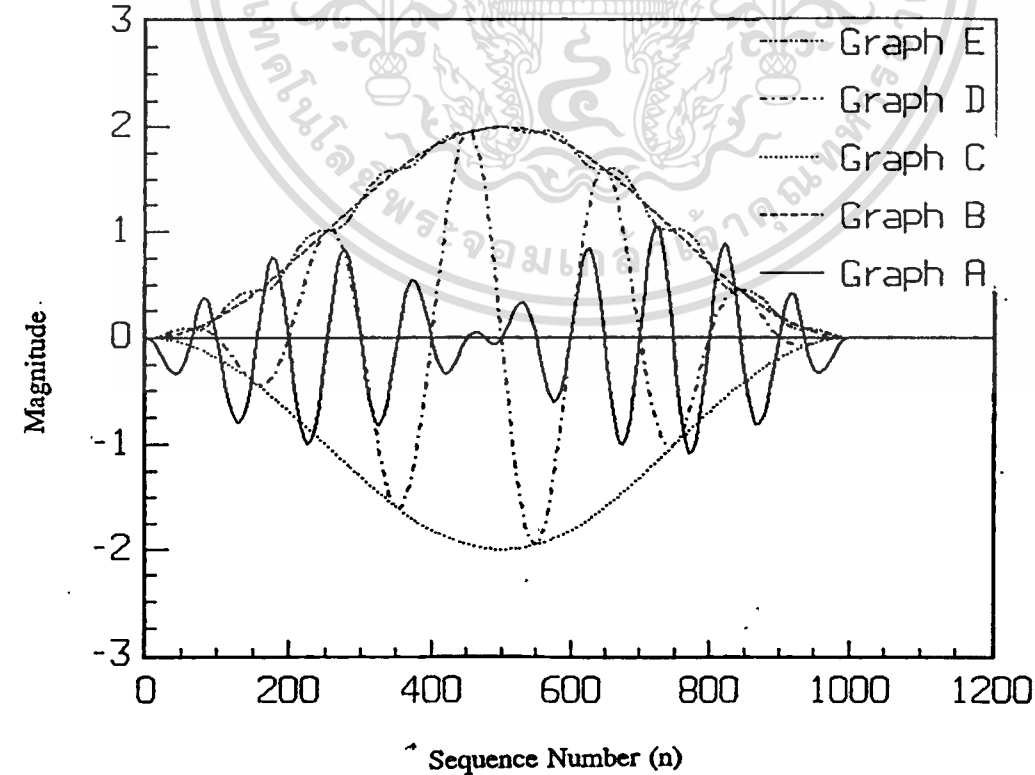


ภาพที่ 8d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4



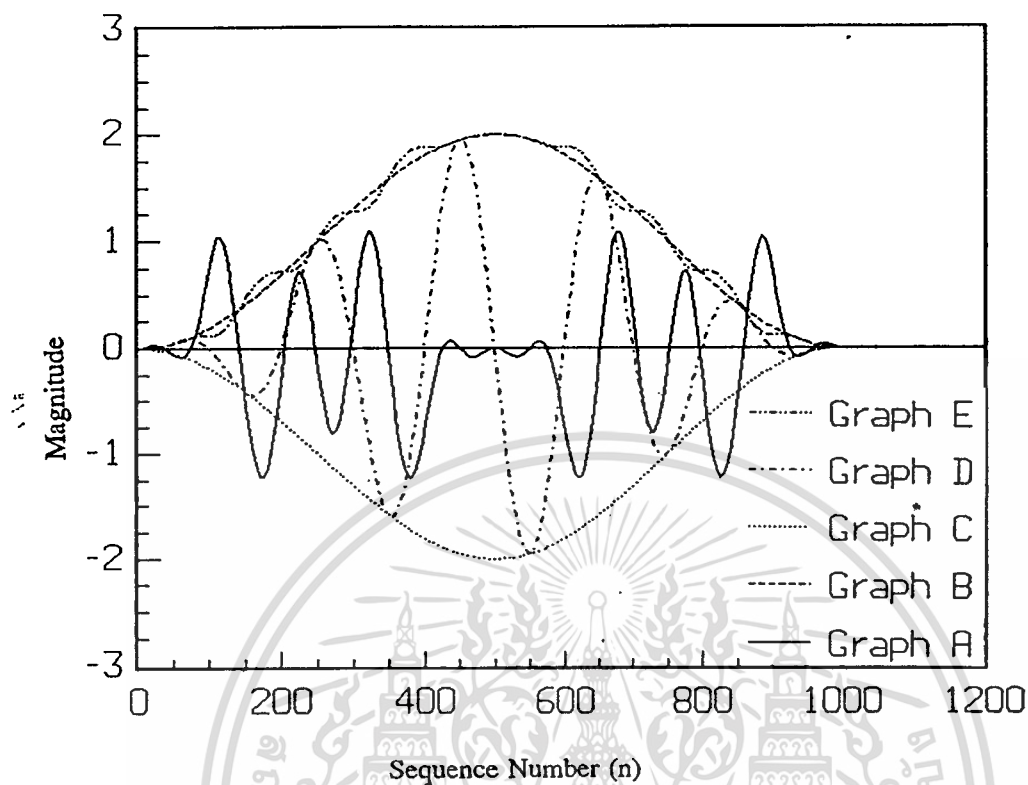
ภาพที่ 8e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5

ภาพที่ 8 ผลการเขียนแบบรูปคลื่นจากวงจรแบบต่างๆ เมื่อ สัญญาณเอเอ็มคือสัญญาณ

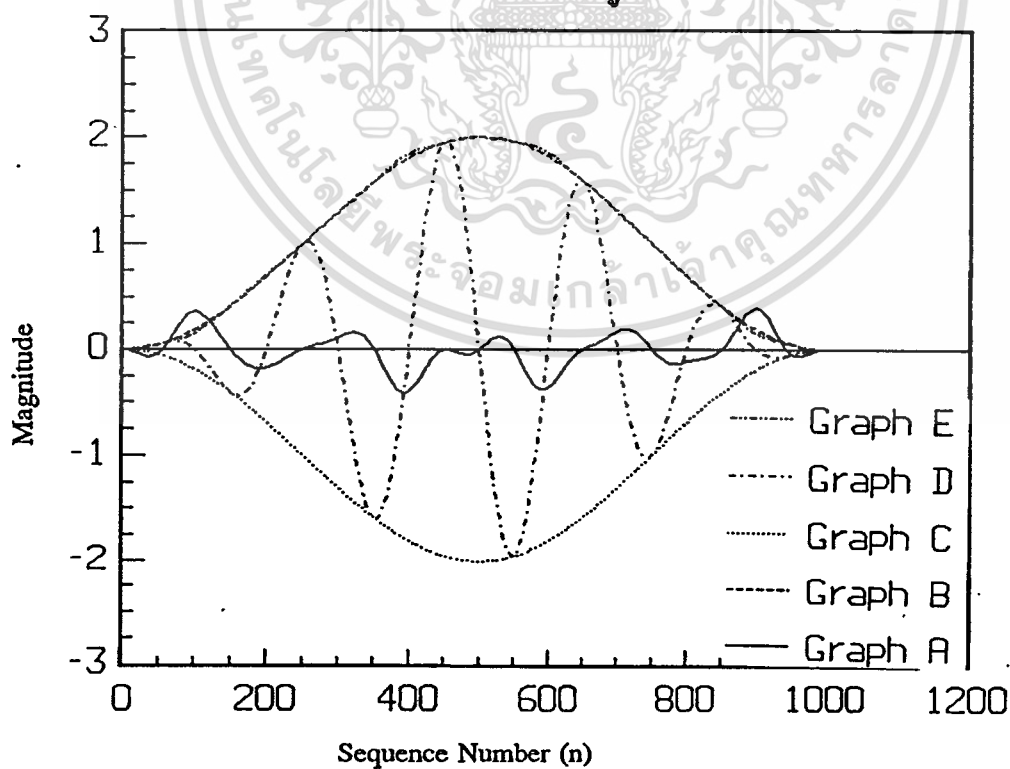


ภาพที่ 9a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การดูแลของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

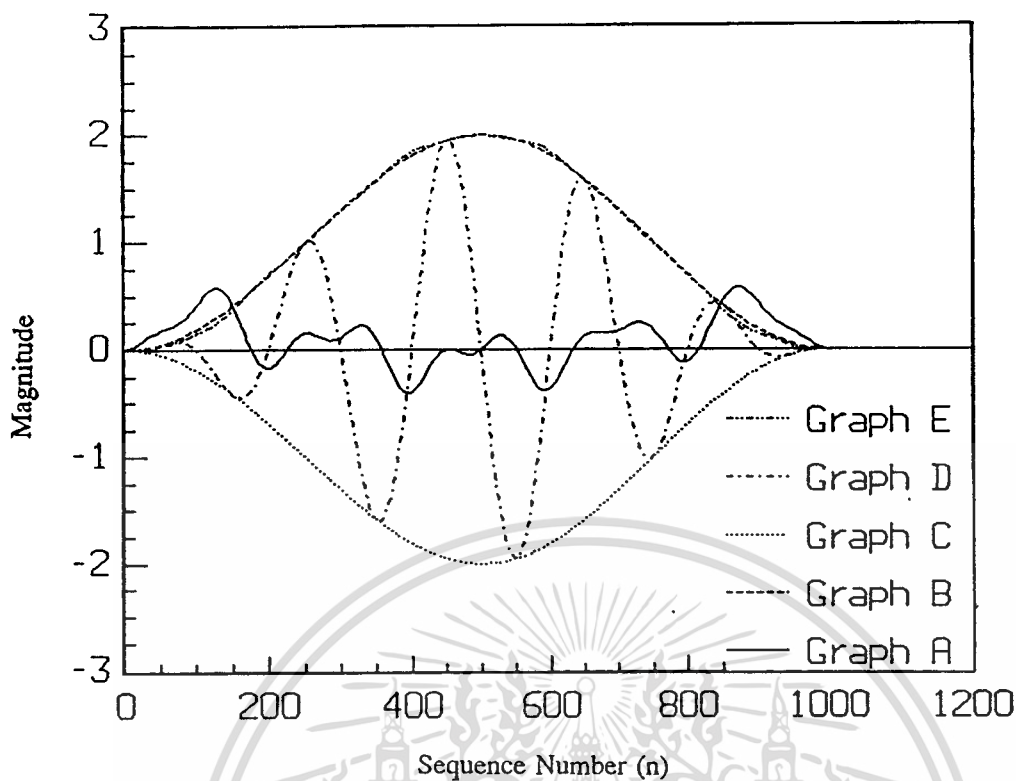


ภาพที่ 9b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2

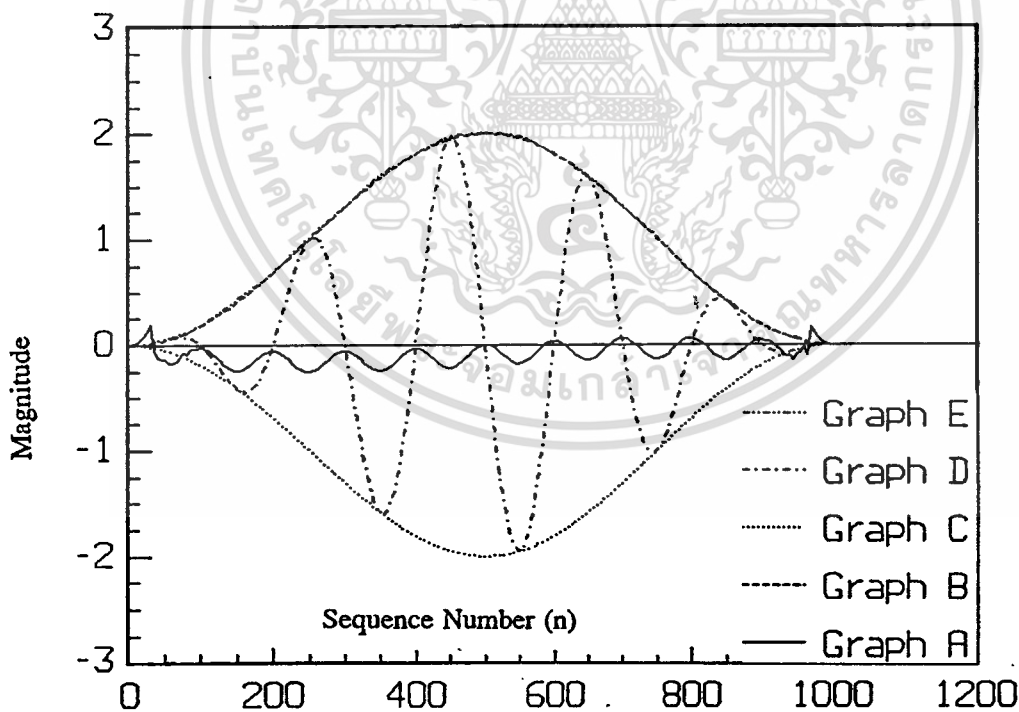


ภาพที่ 9c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



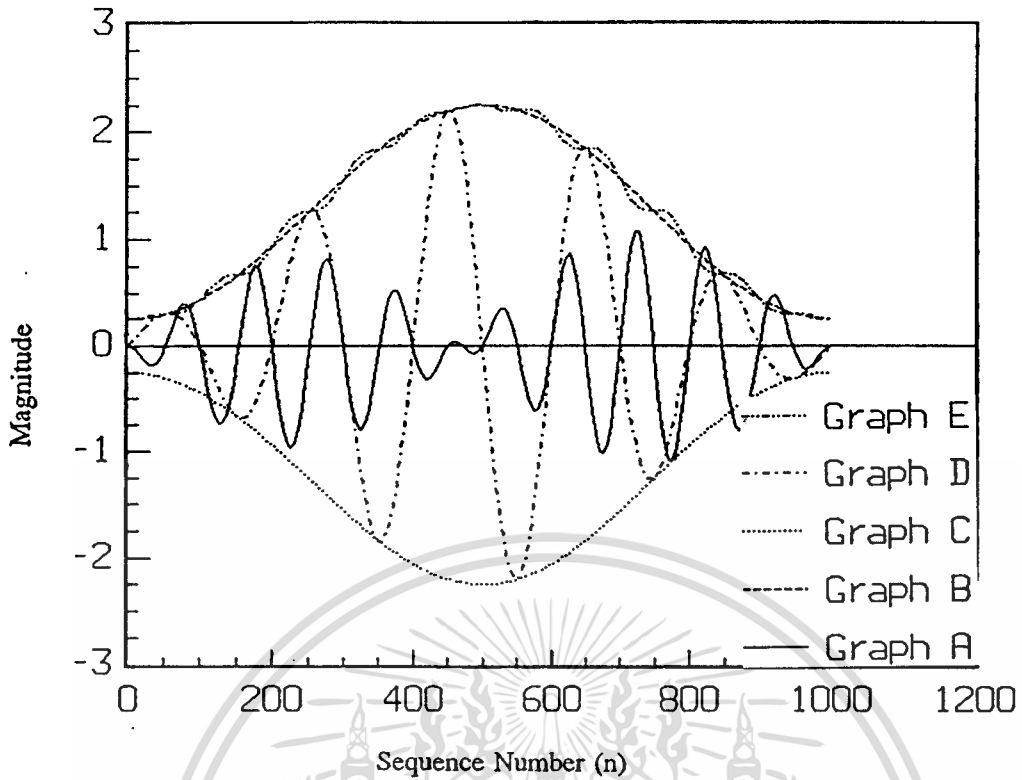
ภาพที่ 9d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4



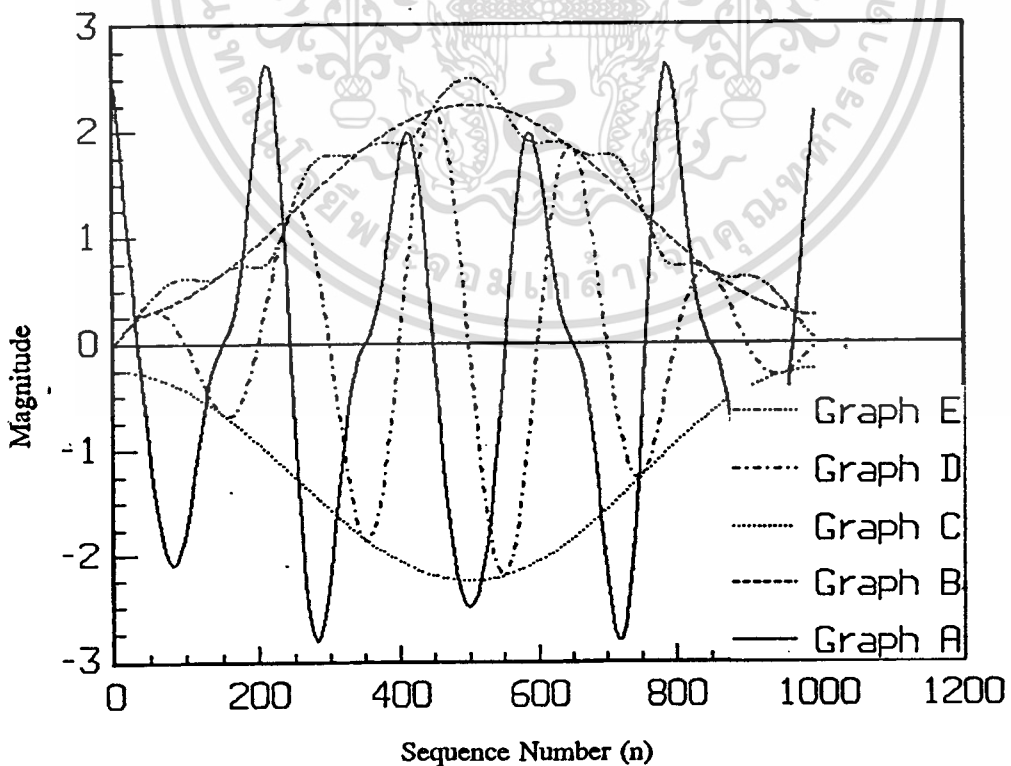
ภาพที่ 9e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5

ภาพที่ 9 ผลการเขียนแบบรูปคลื่นจากวงจรแบบต่างๆ เมื่อ สัญญาณเอเอ็มคือสัญญาณ

เอก $2(1-\cos 0.2\omega_c t)\sin \omega_c t$ กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

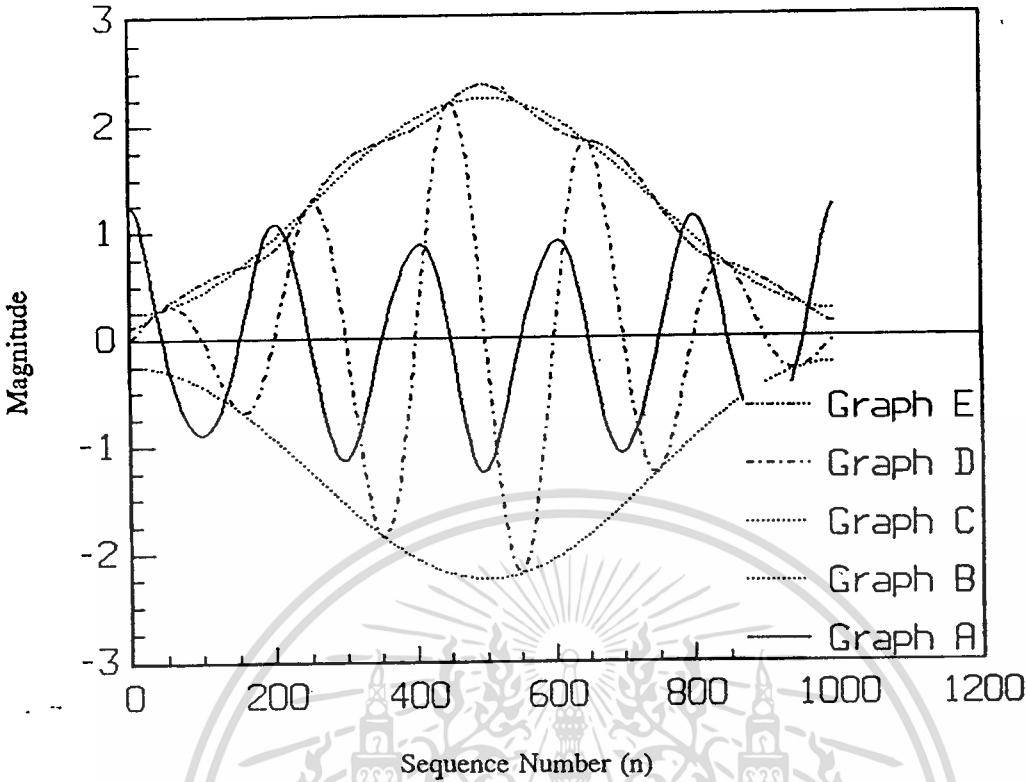


ภาพที่ 10a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1

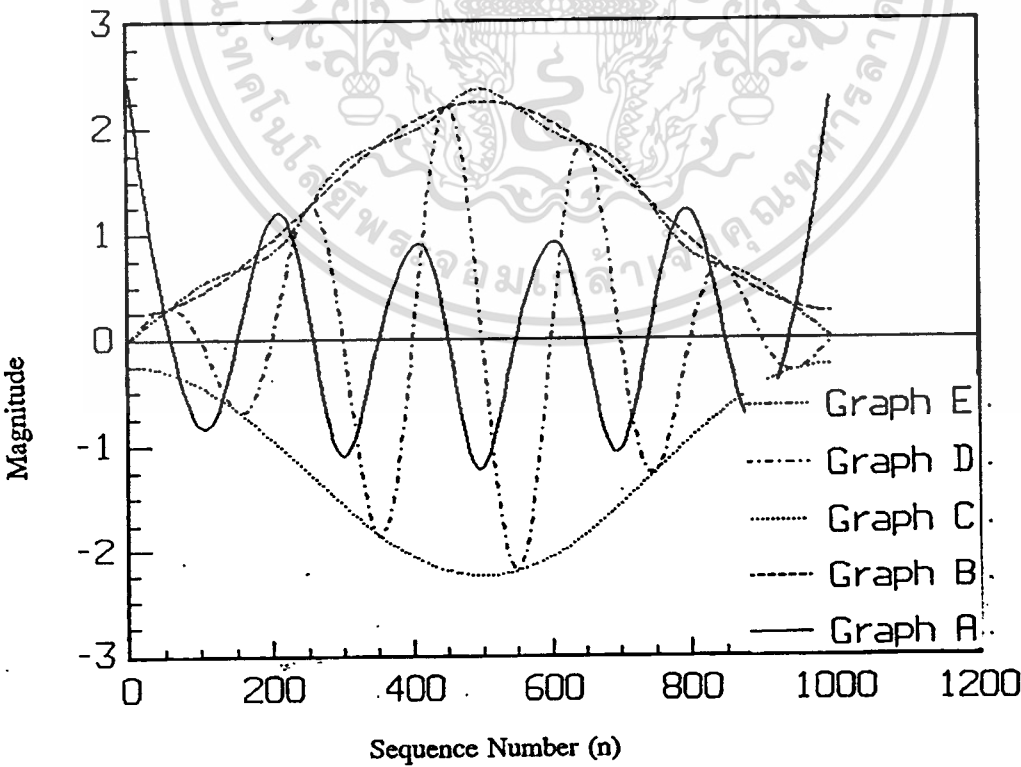


ภาพที่ 10b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

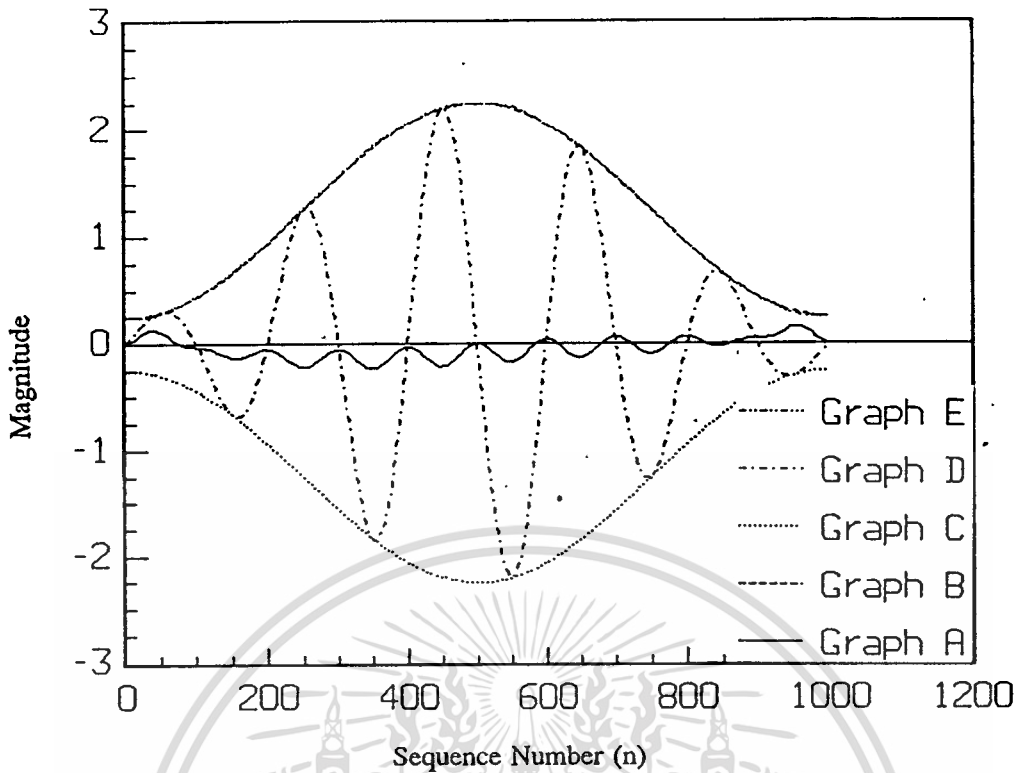


ภาพที่ 10c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3



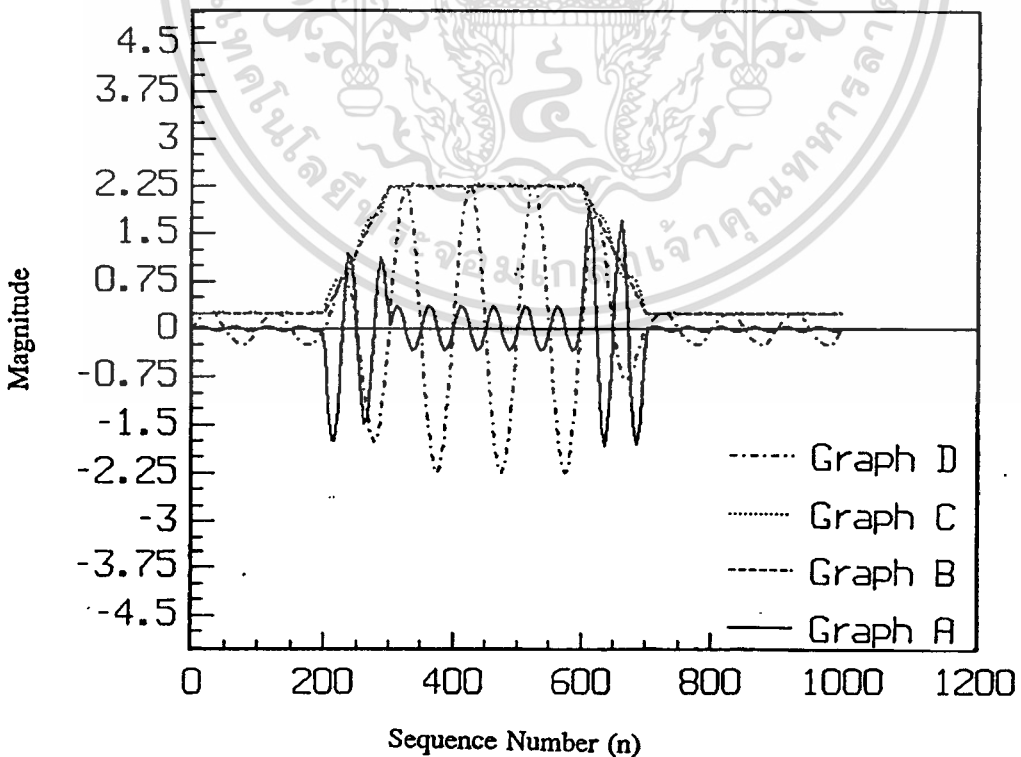
ภาพที่ 10d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นในนามของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อใช้ในการเผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



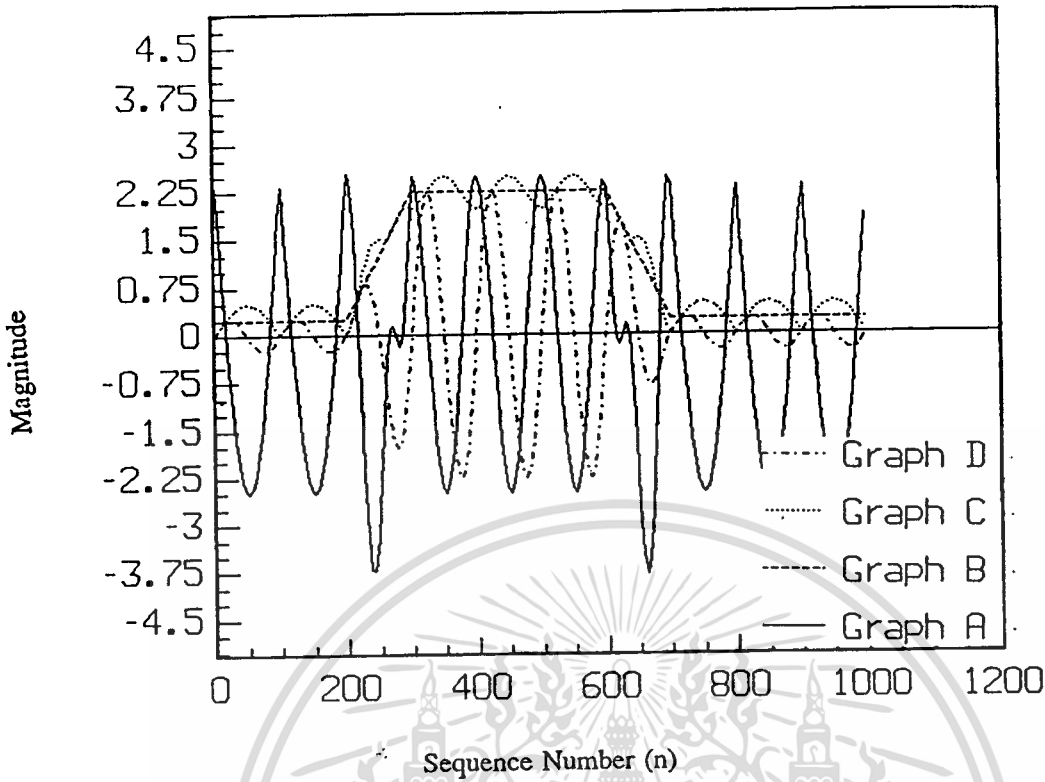
ภาพที่ 10e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5

ภาพที่ 10 ผลการเขียนแบบรูปคลื่นจากวงจรแบบต่างๆ เมื่อ สัญญาณเอาต์พุตคือสัญญาณ $2(1-0.8\cos 0.2\omega_c t)\sin \omega_c t$

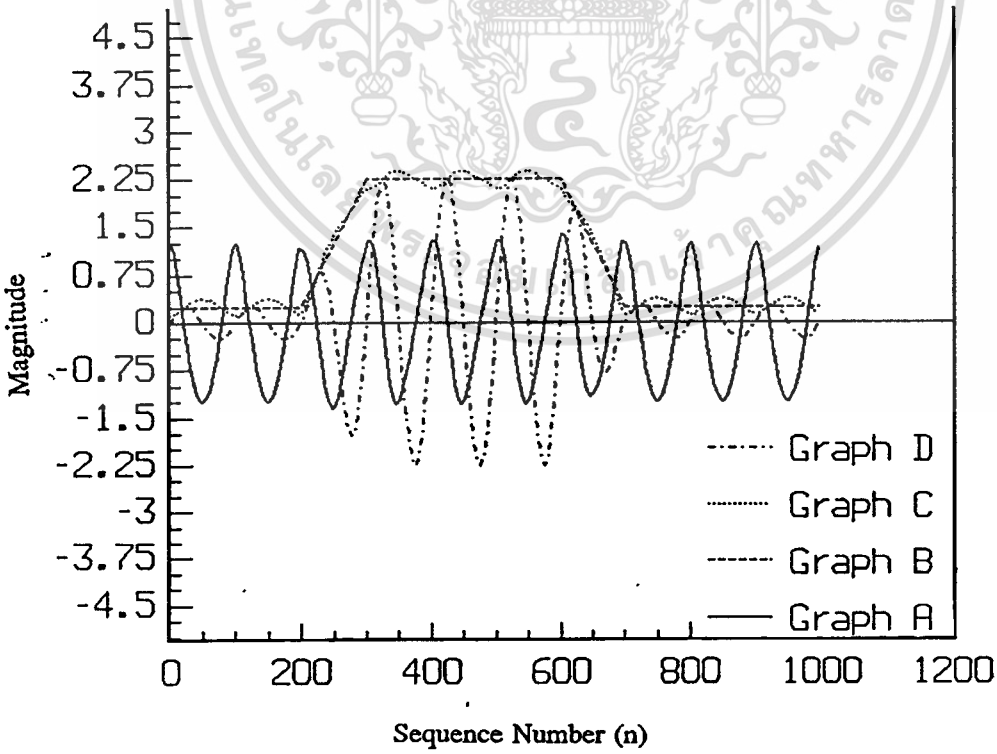


ภาพที่ 11a ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

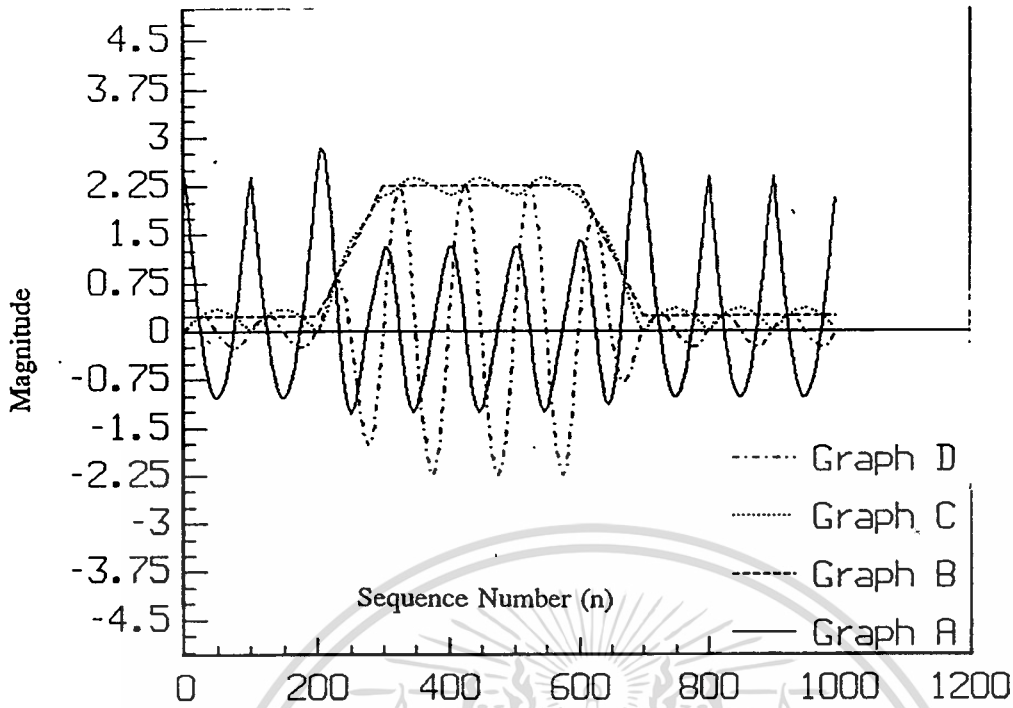


ภาพที่ 11b ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 2

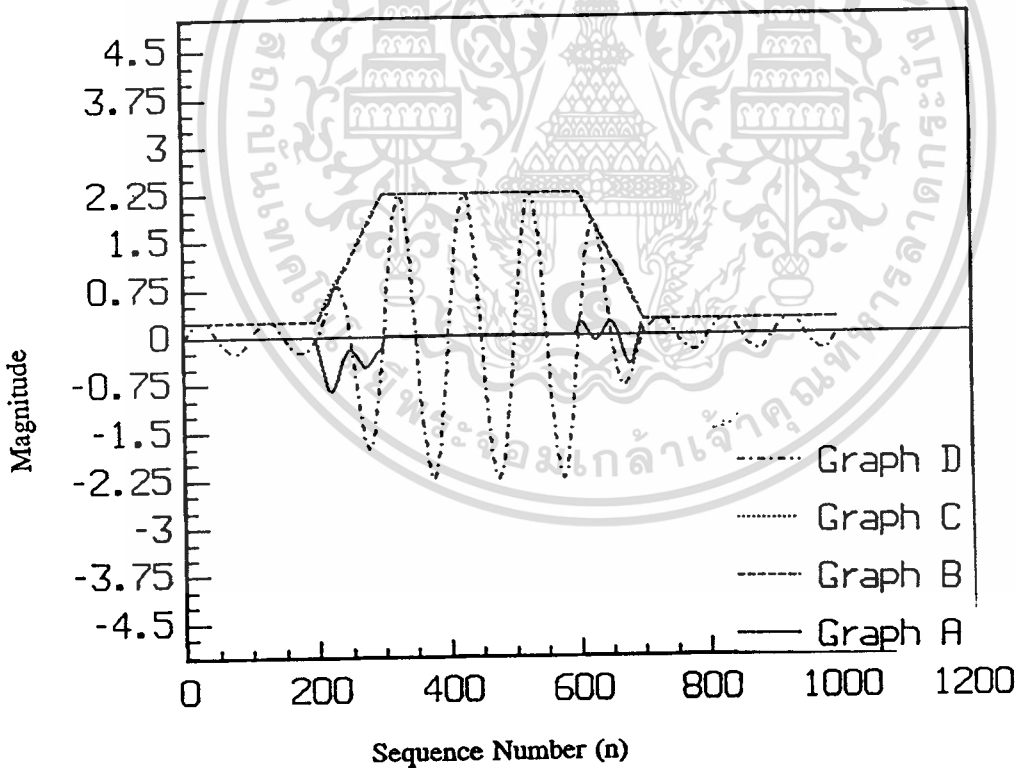


ภาพที่ 11c ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 11d ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 4



ภาพที่ 11e ผลการเขียนแบบวงจรรูปคลื่นจากวงจรแบบที่ 5

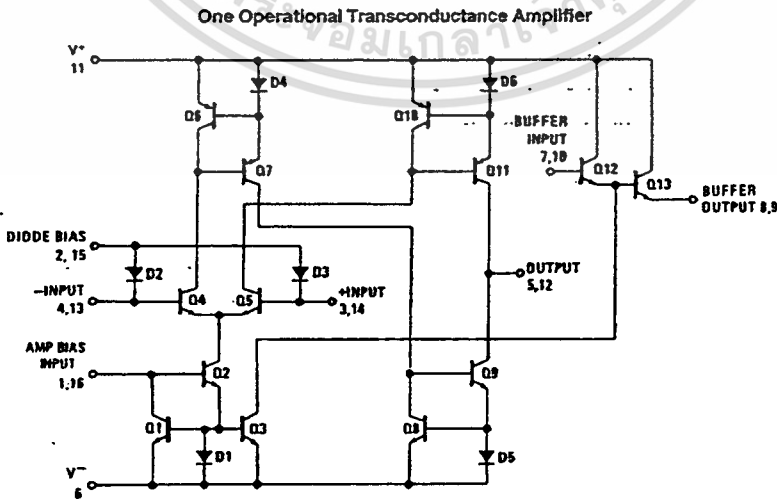
ภาพที่ 11 ผลการเขียนแบบรูปคลื่นจากวงจรแบบต่างๆ เมื่อ สัญญาณเอเอ็มคลื่นรูปสี่เหลี่ยม

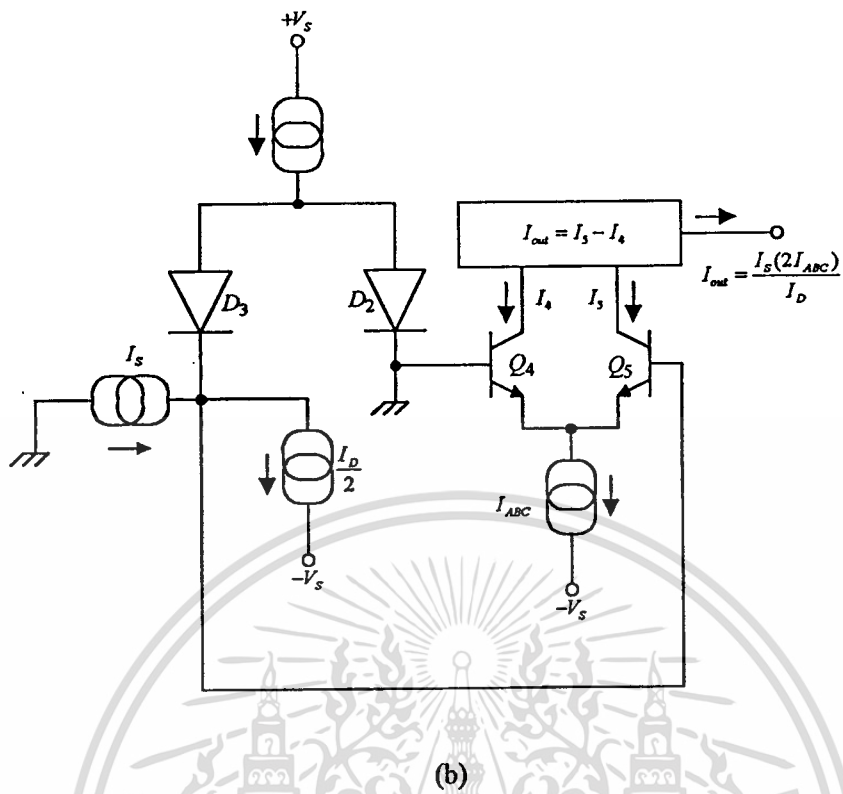
ทางหมอมอดูเลต 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

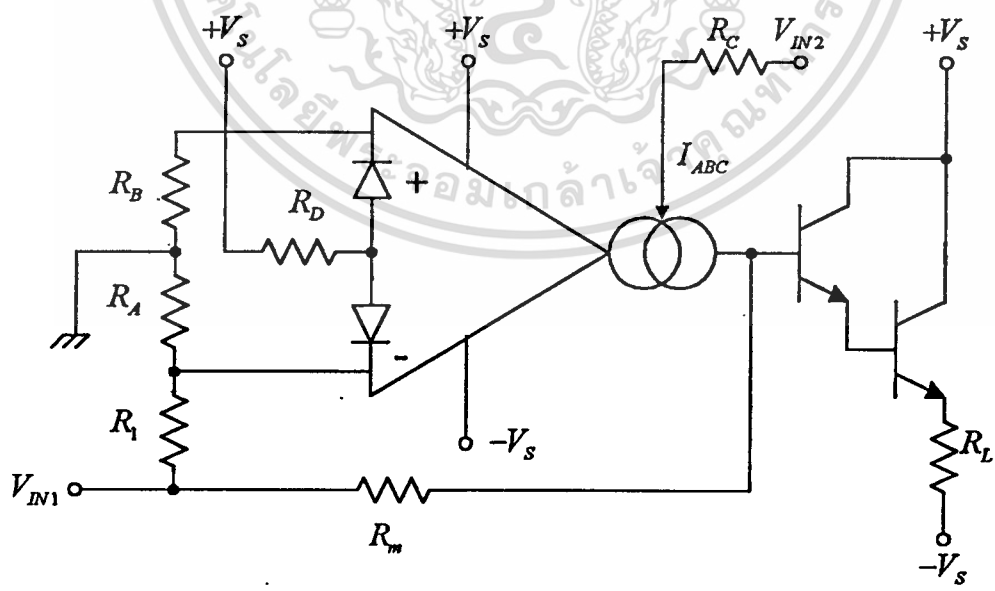
วงจรที่ใช้ทดลอง

จากหัวข้อผลการเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์ ได้ชี้ให้เห็นถึงความเป็นไปได้ทางทฤษฎีว่าตัวคิมอดูเลเตอร์เอเอ็มแบบใหม่ให้ผลดีกว่าแบบอื่นที่ใช้หลักการของการแปลงฮิลเบิร์ตมาช่วยทั้ง 4 แบบ ตามผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ได้แสดงไว้อย่างชัดเจนแล้ว และเพื่อเป็นการทดสอบให้เห็นว่าวงจรดีเทกต์เอเอ็มโดยใช้หลักการที่ผู้เขียนได้เสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้จริง จึงได้ทำการต่อวงจรดังกล่าวนั้นขึ้นมาทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ในการต่อวงจรทดลองใช้วงจรตามโครงสร้างที่ 5 มีรายละเอียดของวงจรในส่วนที่จะกล่าวถึงดังนี้คือ ส่วนวงจรคูณ, วงจรลอการิทึมที่สอง และวงจรทำอนุพันธ์ วงจรส่วนต่างๆดังกล่าวนั้น สามารถที่จะสร้างขึ้นโดยง่ายจากอุปกรณ์ IC ที่มีขายกันอยู่ตามท้องตลาดแต่จะอย่างไรก็ตาม IC ที่ทำหน้าที่เป็นตัวคูณสัญญาณมักจะก่อปัญหาในเรื่อง latch up และมีราคาแพง ในการทดลองนี้จึงเล็งที่จะใช้ IC ซึ่งเป็นวงจรคูณสัญญาณที่หาได้จากท้องตลาดเปลี่ยนมาเป็นใช้วงจรที่สร้างจาก OTA (Operational Transconductance Amplifier) แทน โดยมีหลักการประยุกต์ใช้ OTA มาเป็นตัวคูณสัญญาณตามรายละเอียดที่จะได้กล่าวถึงต่อไป นี้ ในที่นี้ได้เลือกใช้ OTA เบอร์ LM 13600 ซึ่งมีวงจรโครงสร้างภายในและวงจรสมมูลย์แสดงดังภาพที่ 12a และ 12b



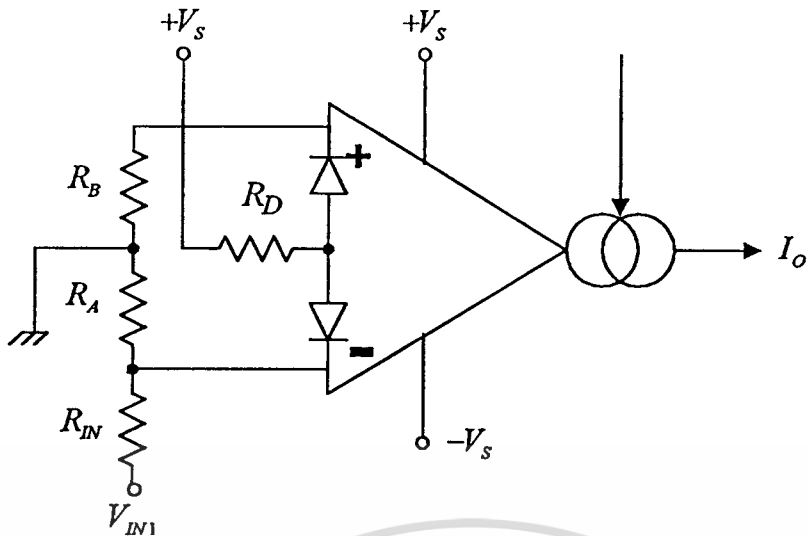


ภาพที่ 12 แสดงรายละเอียด และวงจรสมมูลย์ของ OTA (LM13600)
(a) แสดงวงจรรายละเอียดภายใน OTA , (b) แสดงวงจรสมมูลย์ของ OTA



ภาพที่ 13 แสดงวงจรคุณสมบัติของ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

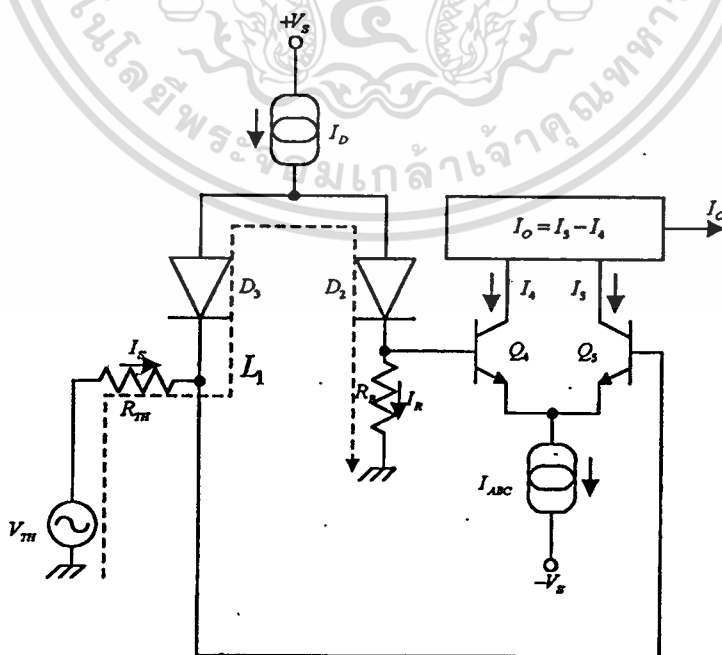


(b)

ภาพที่ 14 แสดงวงจรสมมูลย์ของ OTA ที่มีการไบอัสไดโอดด้วย R_D และขดเชยแรงดันอินพุตด้วย R_A และ R_B (a) แสดงวงจรสมมูลย์ในรูปแบบ b (b) แสดงส่วนของวงจรที่ถูกไบอัส

จากรูปวงจรสมมูลย์ที่ 14a เมื่อพิจารณาเฉพาะในส่วนของอินพุตของวงจรโดยใช้ทฤษฎีทวินิน
เข้ามาช่วยการพิจารณาจะทำให้เขียนวงจรสมมูลย์ได้ดังแสดงในภาพที่ 15 โดยในที่นี้จะได้

$$R_{TH} = R_{IN} // R_A \text{ และ } V_{TH} = \frac{R_A V_{IN1}}{R_A + R_{IN}}$$



ภาพที่ 15 แสดงวงจรสมมูล OTA ที่มีการไบอัสไดโอดและขดเชยแรงดันอินพุต

จากภาพที่ 15 หาสมการของลูป L_1 จะได้ว่า

$$-V_{TH} + I_S R_{TH} + I_R R_B - V_{BE3} + V_{BE2} = 0 \quad (3-33)$$

ถ้าสมมติว่าให้ $V_{BE3} = V_{BE2}$ แล้วสมการ (3-33) จะจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$-V_{TH} + I_S R_{TH} + I_R R_B = 0 \quad (3-34)$$

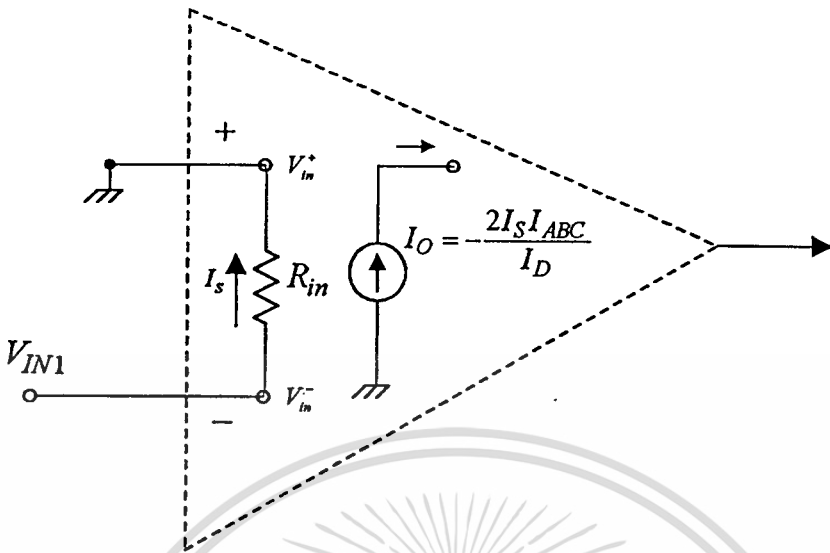
ถ้าเราสมมติให้ค่ากระแสเบสของ Q_4 และ Q_5 มีค่าน้อยมาก ($I_B = 0$) และถ้าเราเลือกค่า $R_{TH} = R_B$ เราจะได้

$$I_R = I_S = \frac{V_{TH}}{2R_B} = \frac{V_{IN1} R_A}{2R_B (R_A + R_{IN})} \quad (3-35)$$

ผลก็คือทำให้ค่าแรงดันอินพุตที่ขาเบสของ Q_4 และ Q_5 มีค่าเท่ากันซึ่งถือได้ว่าเป็นการแก้ไขค่าแรงดันอินพุตออฟเซตของตัว OTA และในสถานะที่มีการชดเชยค่าแรงดันอินพุต ออฟเซตแล้วค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรนี้สามารถหาค่าได้จากสมการ (3-35) โดยที่ R_{in} คือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจร

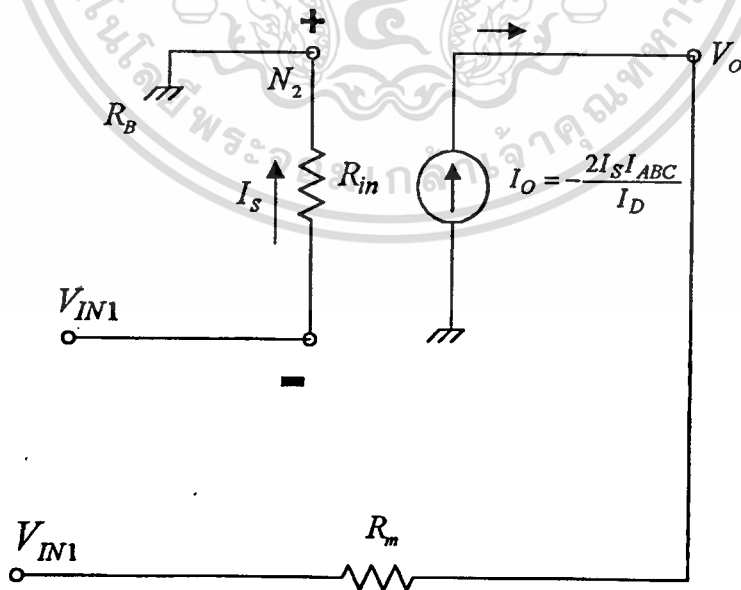
$$R_{in} = \frac{V_{IN1}}{I_S} = \frac{2R_B (R_A + R_{IN})}{R_A} \quad (3-36)$$

ดังนั้นเราจึงสามารถประมาณวงจรสมมูลย์ในรูป 15 ได้ เป็นวงจรสมมูลย์อย่างง่ายดังแสดงในภาพที่ 16



ภาพที่ 16 แสดงวงจรสมมูลอย่างง่ายของ OTA ที่มีการชดเชย แรงดันอินพุตออฟเซต

ดังนั้นโดยการแทนวงจรสมมูลอย่างง่ายลงในภาพที่ 13 ทำให้เราเขียนวงจรคุณสัญญาณดังกล่าวได้ใหม่ดังนี้



ภาพที่ 17 แสดงวงจรสมมูลอย่างง่ายของวงจรคุณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้ในเชิงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า

$$V_{TH} = \frac{R_A V_{IN1}}{R_A + R_{IN}}$$

จากวงจรภาพที่ 16 หาค่ากระแส I_S ในสถานะที่มีการชดเชยแรงดันอินพุตออฟเซตแล้ว
จะได้ค่าดังในสมการที่ (3-35) และจากภาพที่ 14b

$$R_{TH} = R_{IN} // R_A = \frac{R_{IN} R_A}{R_{IN} + R_A} \quad (3-37)$$

แทนค่า $R_{TH} = R_B = \frac{R_{IN} R_A}{R_{IN} + R_A}$ ลงในสมการ (3-35)

$$I_S = + \frac{V_{IN1} R_A}{R_A + R_{IN}} \bigg/ \left(\frac{2 R_{IN} R_A}{R_{IN} + R_A} \right) = + \frac{V_{IN1}}{2 R_{IN}} \quad (3-38)$$

ที่โนดเอาต์พุตเราสามารถหาค่าสมการความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังนี้

$$\begin{aligned} -I_{OUT} + \frac{V_0 - V_{IN1}}{R_m} &= 0 \\ V_0 &= I_{OUT} R_m + V_{IN1} \\ &= -2 \frac{I_S I_{ABC} R_m}{I_D} + V_{IN1} \end{aligned} \quad (3-39)$$

โดยการพิจารณาวงจรรวมในรูป 12a ร่วมกับวงจรในภาพที่ 13 จะได้ค่ากระแสไบอัส I_{ABC}
เป็นดังในสมการที่ (3-40)

$$I_{ABC} = \frac{\left(V_{IN2} - (V_S^- + 14) \right)}{R_C} \quad (3-40)$$

โดยค่า V_{IN2} คือค่าอินพุตตัวที่สองที่ต้องการนำไปคูณกับค่าอินพุต V_{IN1} V_S^- คือแรงดันไฟเลี้ยงด้านลบ แทนค่า I_S และ I_{ABC} จากสมการ (3-38) และ (3-40) ตามลำดับลงในสมการ (3-39) จะได้ค่า V_0 ดังนี้

$$\begin{aligned} V_0 &= 2 \frac{V_{IN1}}{I_D 2R_{IN}} \frac{(V_{IN2} - (V_S^- + 14))}{R_C} R_m + V_{IN1} \\ &= -R_m \frac{V_{IN1} V_{IN2}}{I_D R_{IN} R_C} + \frac{V_{IN1} (V_S^- + 14) R_m}{I_D R_{IN} R_C} + V_{IN1} \end{aligned} \quad (3-41)$$

จากสมการ (3.41) ถ้าเราปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น R_C, R_m จนทำให้

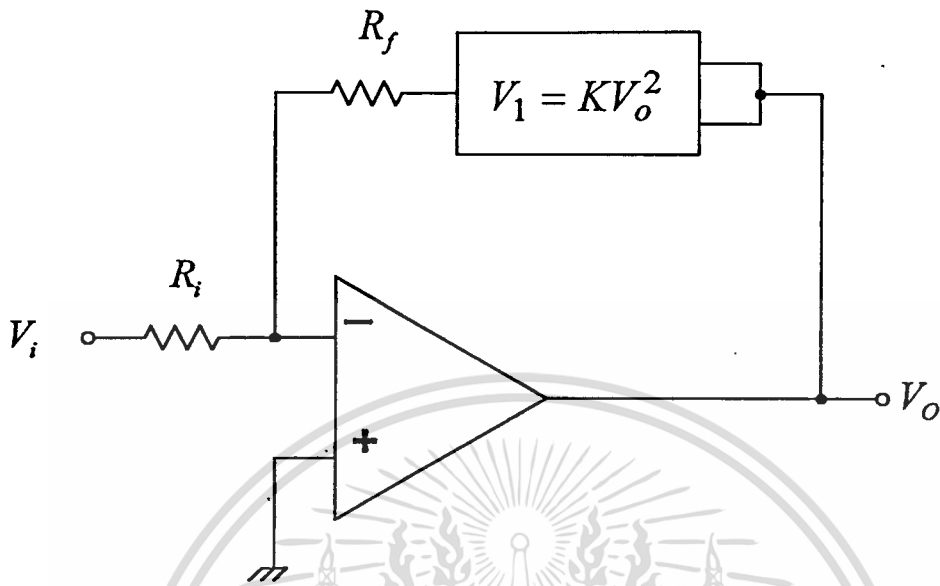
$$\frac{(V_S^- + 14)}{I_D R_{IN} R_C} R_m + 1 = 0 \quad (3-42)$$

แล้วละก็ค่า V_0 จากสมการ (3-41) เขียนได้ใหม่เป็น

$$V_0 = -\frac{R_m}{R_C} \frac{V_{IN1} * V_{IN2}}{I_D R_{IN}} \quad (3.43)$$

ซึ่งค่า V_0 ในสมการที่ (3.43) นี้จะเป็นค่าผลคูณระหว่างแรงดันอินพุต V_{IN1} กับ V_{IN2} โดยมีค่าอัตราขยายเป็นลบ

สำหรับในส่วนของวงจรอดครากที่สอง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกที่จะใช้วงจรที่มีโครงสร้างที่อาศัยฟังก์ชันคูณสัญญาณเป็นตัวป้อนกลับให้วงจรอปแอมป์โดยส่วนของวงจรคูณใช้วงจรที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นโดยรูปแบบของวงจรอดครากที่สองแสดงดังในภาพที่ 18



ภาพที่ 18 แสดงวงจรป้อนกลับออปแอมป์ที่เป็นวงจรรอครากที่สอง

โดยกำหนดให้ V_1 เป็นค่าเอาต์พุตของวงจรรอ V_o และ V_i เป็นเอาต์พุตและอินพุตของวงจรรอครากที่สองตามลำดับ จากภาพที่ 18 พิจารณาสมการ โนดที่เข้าอินพุตลบของออปแอมป์ จะได้ว่า

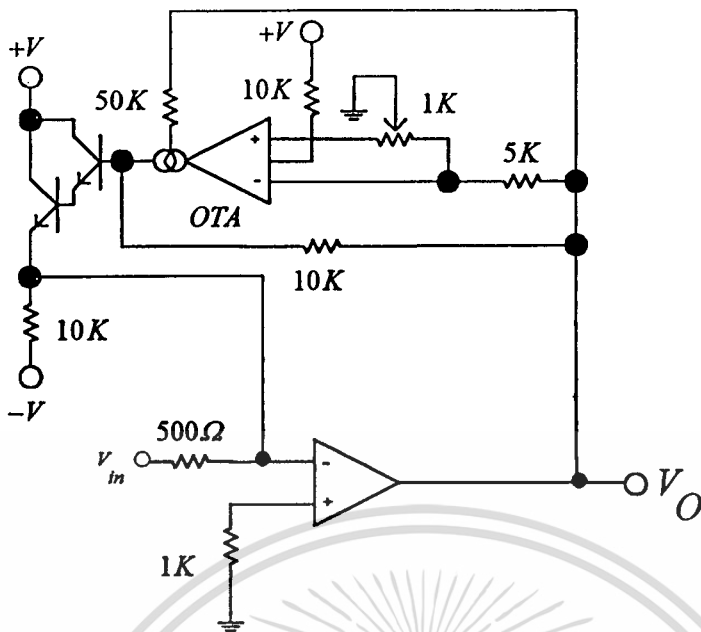
$$\frac{0 - V_i}{R_i} + \frac{0 - V_1}{R_f} = 0 \tag{3-44}$$

โดยที่ $V_1 = kV_o^2$ (3-45)

และ k คือค่าอัตราขยายของวงจรรอ

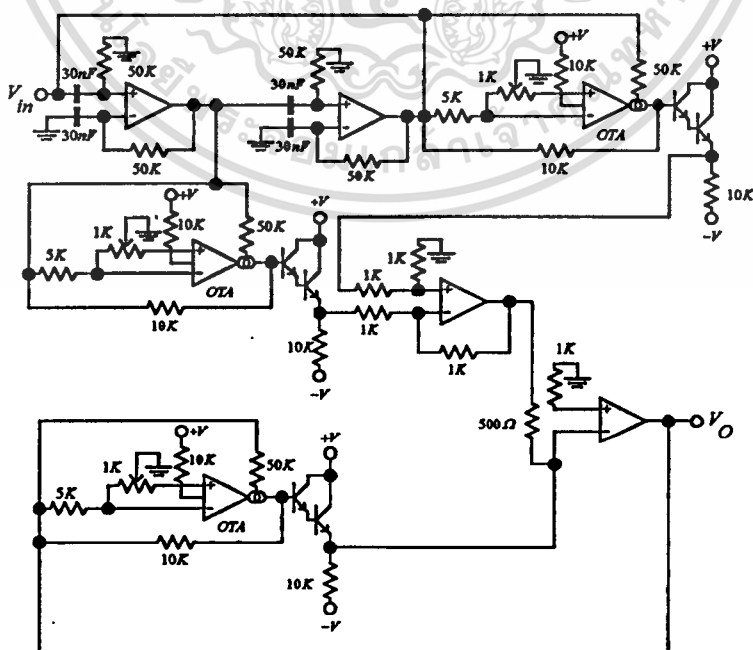
ดังนั้น $V_o = \sqrt{-\frac{R_f}{R_i} k V_i}$ (3-46)

จากสมการที่ (3-46) แร่ดัน V_o ให้ผลเป็นค่ารากที่สองของ V_i เมื่อค่า V_i มีค่าเป็นลบเท่านั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รอบเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้านั้น ซึ่งวงจรรอครากที่สองที่สมบูรณ์ที่ใช้ทดลองแสดงดังในภาพที่ 19 ไม่ว่ากรณีใดทั้งนี้สงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 19 แสดงวงจรรถครากที่สองที่ใช้งานจริงในการทดลอง

สำหรับวงจรส่วนที่เหลือคือวงจรทำอนุพันธ์ใช้วงจรทำอนุพันธ์ที่มีอุปแอมป์เป็นองค์ประกอบทำงานร่วมกับอุปกรณ์ R และ C ผู้อ่านสามารถหาอ่านได้โดยง่าย จึงละที่จะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียด ส่วนวงจรรวมสัญญาณก็เช่นกัน และเมื่อนำเอาวงจรที่ต้องใช้ทั้งหมดมารวมกัน ทำให้ได้วงจรดังแสดงในภาพที่ 20



ภาพที่ 20 แสดงวงจรรวมทั้งหมดยของโครงสร้างแบบที่ 5 ที่ใช้ในการทดลอง

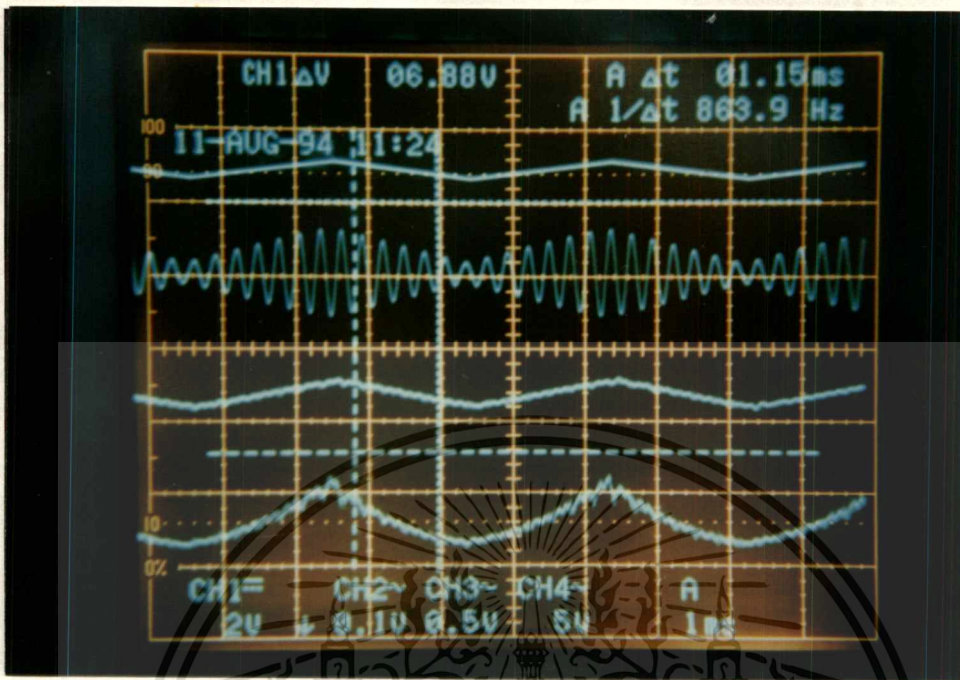
ภาพที่ 20 แสดงวงจรรวมทั้งหมดของโครงสร้างแบบที่ 5 ที่ใช้ในการทดลอง

เพื่อประกอบผลการตรวจสอบว่าโครงสร้างนี้ทำงานได้ตามต้องการจริง ภาพถ่ายของรูปคลื่นตามจุดต่าง ๆ ที่น่าสนใจมีดังแสดงในภาพที่ 21 คลื่นในแนวนบนสุดคือ อินพุต $b(t)$ ที่ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้เป็นสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งก็คือสัญญาณในแนวที่ 2 สัญญาณในแนวที่ 3 คือสัญญาณเอาต์พุตที่ตัวดีเทกต์เอนVELOPE ดีเทกต์ออกมาได้ และสัญญาณในแนวที่ 4 คือสัญญาณ $f^2(t) + g^2(t)$ ตามลำดับ



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

ภาพที่ 21 แสดงผลการทดลองวงจรดีเทกต์เอนเวโลปโดยการแปลงฮิลเบิร์ต (a) แสดงผลการทดลองการดีเทกต์ที่มีสัญญาณข่าวสารเป็นคลื่นรูปไซน์ (b) แสดงผลการทดลองการดีเทกต์ที่มีสัญญาณข่าวสารเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม

สรุปและวิจารณ์

ในบทนี้เราได้แสดงผลการตรวจสอบพฤติกรรมของตัวดีเทกต์เอนเวโลปของโครงสร้างแบบต่าง ๆ ในตระกูลที่ใช้หลักการของการแปลงฮิลเบิร์ตทั้ง 5 แบบ ที่พบอยู่ในเอกสารอ้างอิง ผลการวิเคราะห์ทั้งทางทฤษฎีและการเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างการดีเทกต์แบบที่ 5 มีผลการตอบสนองที่ให้ค่าความผิดพลาดน้อยกว่าโครงสร้างแบบอื่น ๆ โครงสร้างแบบที่ใช้อินทิเกรเตอร์มาประกอบร่วมด้วย แม้จะมีความผิดพลาดในการดีเทกต์สัญญาณที่มีการมอดูเลชัน 100% ดีพอสมควร แต่เมื่อใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ต่ำลง ค่าความผิดพลาดนั้นจะสูงขึ้นอย่างมากมาย ซึ่งสัฟฟิทธิกรรมของโครงสร้างแบบที่ใช้ตัวทำอนุพันธ์เพียงอย่างเดียวไม่ได้ ซึ่งผลดังกล่าวนี้ไม่ได้มีการกล่าวถึงเลยในเอกสารอ้างอิง [5] และผลต่าง ๆ เหล่านี้ เป็นเครื่องยืนยันว่าโครงสร้างของเราในเอกสารอ้างอิง [6] นั้นให้ผลดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้งานตัวทำอนุพันธ์ในการดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่

บทนำ

ในบทที่ 3 เราได้กล่าวถึงการนำตัวทำอนุพันธ์ ไปประกอบเป็นโครงสร้างการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มโดยหลีกเลี่ยงการใช้ตัวอินทิเกรตเป็นองค์ประกอบจึงทำให้ไม่ต้องคำนึงถึงค่าเริ่มต้นของการอินทิเกรตอันเป็นสาเหตุทำให้เกิดค่าความผิดพลาดในการดีเทกต์สัญญาณ นอกจากนั้นแล้วโครงสร้างดังกล่าวยังสามารถให้ผลตอบสนองของเอาต์พุตที่รวดเร็วกว่าวิธีการสามัญ (วงจรที่ใช้ Diode -R,C) ก่อน อีกทั้งยังสามารถดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มที่ มอดูเลตด้วยความถี่คลื่นพาห้ต่ำๆ ได้ ผลการเลียนแบบ และการทดลองยืนยันให้เห็นว่าโครงสร้างการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบใหม่ (แบบที่5) สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี และจากการพิจารณาโครงสร้างการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มดังกล่าว ด้วยความละเอียดพบว่าโครงสร้างดังกล่าวสามารถใช้ดัดแปลงมาเพื่อดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มได้ ซึ่งเนื้อหาโดยละเอียดจะได้กล่าวถึงเป็นลำดับไป ซึ่งการใช้โครงสร้างดังกล่าวนี้ ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรดีเทกต์กรุปสัญญาณแบบเดิม หรือฟิลเตอร์ เหมือนกับวิธีการที่เคยมีมา ดังนั้นวงจรจึงให้ค่าผลการตอบสนองของเอาต์พุตที่รวดเร็วกว่าวิธีการก่อน ๆ และแม่นยำขึ้น นอกจากนั้นวงจรจากวิธีการนี้ยังมีข้อดีที่สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย จากการวิเคราะห์ตามหลักการนี้ โดยใช้การเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์ และการทดลองยืนยันให้เห็นว่าการ คีมอดูเลชันสัญญาณเอฟเอ็ม ที่ใช้วิธีการนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดีตามหลักการทางทฤษฎีที่คาดหวังไว้

หลักการโดยพื้นฐานในการคีมอดูเลชันสัญญาณเอฟเอ็มจะเป็นวิธีการที่ใช้วงจร Frequency discriminator ซึ่งมีคุณสมบัติที่ให้ค่า แอมพลิจูดของเอาต์พุตแปรผันโดยตรงกับความถี่อินพุต ตัวอย่างวงจรที่นำมาใช้งานได้แก่ วงจรจูน ซึ่งวงจรจูนนี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณเอฟเอ็ม ให้เป็นสัญญาณกึ่งเอฟเอ็ม และเอเอ็ม เมื่อผ่านสัญญาณ ดังกล่าวนี้อีกตัวดีเทกต์กรุปสัญญาณ ซึ่งก็จะได้ค่าสัญญาณข่าวสารออกมา โดยที่ตัวอย่างวงจร Frequency discriminator นี้ก็ได้แก่ Slope detector, Foster-Seely-discriminator และ Ratio detector ซึ่งวง

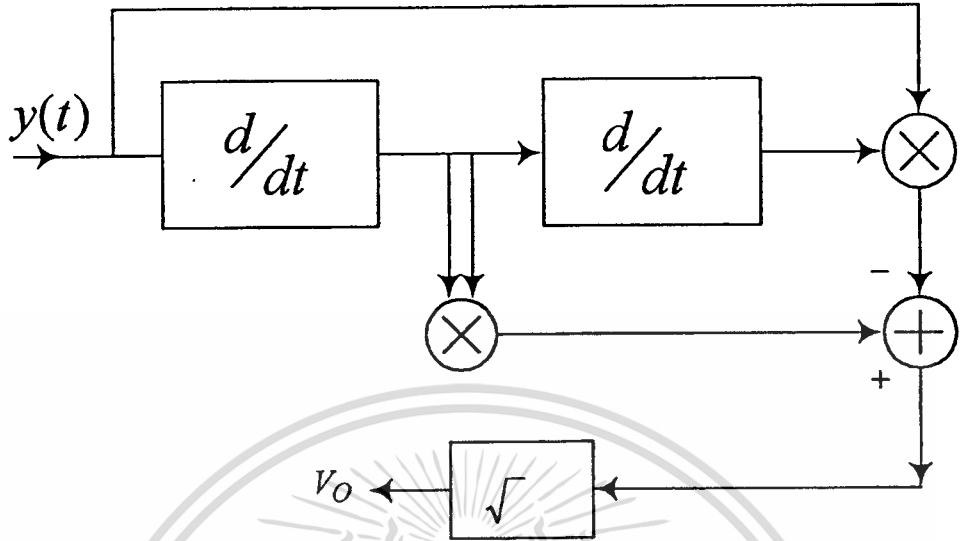
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จรเหล่านี้ไม่ค่อยนิยมใช้กันแล้ว เพราะว่าวงจรต้องใช้ Transformer ที่ใหญ่เทอะทะ ซึ่งเป็นข้อ
ไม่ว่องไวและทนทาน อีกทั้งยังมีข้อดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำกัดที่สำคัญมากสำหรับการสร้างวงจรรวม (IC) ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบ ไอซีเอฟเอ็มดีเทกเตอร์ โดยใช้หลักการของเฟสล็อกกลูป (PLL) ซึ่งแม้จะมีวงจรที่ซับซ้อน แต่ก็ไม่ใช่อุปสรรคในการสร้างไอซี [12]. สำหรับในปัจจุบันไอซีคิมอดูเลต สัญญาณเอฟเอ็ม ที่ใช้หลักการ Quadrature detectors กำลังเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เพราะวาวจรไม่ซับซ้อน และไม่มี Transformer เข้ามาเกี่ยวข้อง [13] แต่ก็ยังต้องใช้วงจร Resonant (LC) ต่ออยู่ภายนอกตัวไอซี และเมื่อไม่นานมานี้ ได้มีการเสนอ การคิมอดูเลชันเอฟเอ็ม แบบดิจิทัล โดยใช้หลักการของการแปลง ฮิลเบิร์ต (Hilbert Transform) แต่ก็มีอุปสรรคที่สำคัญคือ Dynamics range จะถูกจำกัดด้วยขนาด Word size ของหน่วยการ คำนวณ [10]

สำหรับในบทนี้ของวิทยานิพนธ์เป็นการเสนอ วิธีการในการคิมอดูเลต สัญญาณเอฟเอ็มแบบใหม่ โดยใช้หลักการทำงานของ วงจรอนุพันธ์ทำงานร่วมกับ วงจรคูณสัญญาณ, วงจรรวมสัญญาณ และวงจรลอการิทึมที่สอง ซึ่งวงจรมีโครงสร้างเดียวกันกับ โครงสร้างแบบที่ 5 ในการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มในบทที่ 3 โดยความสัมพันธ์ของตัวกระทำการต่าง ๆ แสดงดังใน ภาพที่ 4.1 ซึ่งหลักการใหม่นี้สามารถนำมาปฏิบัติได้ด้วยการใช้เทคนิคทาง อนุลอก หรือดิจิทัลในโดเมนของเวลาก็ได้ และสำหรับเทคนิคทางอนุลอกนั้นจะเป็นเทคนิคที่ได้เปรียบเทคนิคทางดิจิทัล เพราะว่าสามารถนำไปสร้างเป็นไอซี ที่สมบูรณ์แบบได้ง่าย จากการวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดในการคิมอดูเลต สัญญาณเอฟเอ็ม ภายใต้สภาวะการที่ปราศจากสัญญาณรบกวน จะให้ค่าความผิดพลาดซึ่งเป็นที่ยอมรับได้ นอกจากนั้นผลการเลียนแบบด้วยคอมพิวเตอร์ และผลการสร้างวงจรทดลองจริงยังยืนยันให้เห็นว่าหลักการใหม่นี้สามารถทำงานได้จริง และให้ค่าความผิดพลาดเอาต์พุตต่ำ

หลักการพื้นฐาน

เพื่อเป็นการทำความเข้าใจต่อกระบวนการในการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มรูปแบบใหม่ เราจำเป็นต้องแสดง บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์ หรือก็คือ วงจรคิมอดูเลชันแบบที่ 5 ในบทที่ 3 อีกครั้งเพื่อสะดวกต่อกระบวนการในการวิเคราะห์ซึ่งโครงสร้างวงจรแสดงได้ดังภาพที่ 22 .และเพื่อให้เกิดความเข้าใจในหลักการดีเทกต์ เราจะต้องพิจารณา



ภาพที่ 22 แสดงโครงสร้างการทำงานของตัวดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่

กระบวนการทางคณิตศาสตร์ ตามภาพที่ 22 เริ่มต้นด้วยการกำหนดให้ $y(t)$ เป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้อินพุตป้อนให้กับตัวดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดย $y(t)$ มีค่าความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ (4-1)

$$y(t) = A \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \tag{4-1}$$

โดยที่ A คือ แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์
 ω_c คือ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตมีหน่วยเป็น เรเดียน
 k_f คือ ค่า frequency sensitivity ของตัวมอดูเลเตอร์
 $f(t)$ คือ สัญญาณข่าวสาร และ t คือเวลา ส่วน $f(\tau)$ คือ $f(t)$ ที่เปลี่ยนอาร์กิวเมนต์เพื่อความเหมาะสมในการอินทิเกรต จากโครงสร้างตัวดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มใน ภาพที่22 กระบวนการดีเทกต์จะเริ่มต้นโดยการผ่านสัญญาณ $y(t)$ ไปยังตัวทำอนุพันธ์เทียบกับเวลา t

ดังนั้นเมื่อให้ $y'(t), y''(t)$ เป็นค่าการทำอนุพันธ์ครั้งแรกและสองครั้ง ตามลำดับ ผลลัพธ์จะได้ค่าออกมาดังสมการที่ (4-2) และ (4-3)

$$y'(t) = -A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (4-2)$$

และ

$$y''(t) = -A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} - A k_f f'(t) \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (4-3)$$

และเพื่อความสะดวก ต่อไปนี้เราจะใช้เครื่องหมาย (') และ (") แสดงค่าผลลัพธ์ของการทำอนุพันธ์ของค่าต่างๆ ครั้งที่ 1 และ 2 เทียบกับเวลา t ตามลำดับ และเมื่อสัญญาณ $y'(t)$ ถูกนำไปยกกำลังสองจะได้สัญญาณเป็น

$$\{y'(t)\}^2 = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \sin^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (4-4)$$

และทำการคูณสมการที่ (4-1) กับสมการที่ (4-3) จะได้

$$y(t) y''(t) = -A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \cos^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} - A^2 k_f f'(t) \left[\sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] * \left[\cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (4-5)$$

จากเอกลักษณ์ทางตรีโกณมิติที่ได้ $\sin 2A = 2 \sin A \cos A$ เราสามารถจัด เขียนสมการที่ (4-5) ได้ใหม่เป็นดังนี้

$$y(t)y''(t) = -A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \cos^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} - \frac{A^2}{2} k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (4-6).$$

นำสมการที่ (4-4) ลบด้วยสมการที่ (4-6) จะได้

$$\{y'(t)\}^2 - \{y(t)y''(t)\} = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \left\{ \sin^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} + \cos^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right\} + \frac{A^2}{2} k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (4-7)$$

เนื่องจากเอกลักษณ์ทางฟังก์ชันตรีโกณที่กำหนดว่า $\sin^2 A + \cos^2 A = 1$

$$\{y'(t)\}^2 - \{y(t)y''(t)\} = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 + \frac{A^2}{2} k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (4-8)$$

และโดยปกติ $f(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณข่าวสารจะเป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงกับเวลาอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ ดังนั้นเราสามารถสมมติได้ว่า ค่า $f'(t)$ จะมีค่าน้อยมากๆ จึงทำให้ผลคูณของเทอมที่ 2 ทางขวามือของสมการที่ (4-8) สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (4-8) ได้ใหม่ดังนี้

$$\{y'(t)\}^2 - y(t)y''(t) = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \quad (4-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อนำเอาสมการที่ (4-9) ไปถอดรากที่สองก็จะได้ผลลัพธ์ดังแสดงในสมการ (4-10)

$$\sqrt{\{y'(t)\}^2 - y(t)y''(t)} = A\omega_c + Ak_f f(t) \quad (4-10)$$

โดยจะสังเกตเห็นว่า สมการทางขวามือของสมการที่ (4-10) เทอมแรก $A\omega_c$ นั่นก็คือเทอมที่เป็นสัญญาณ DC และเทอมที่สองคือเทอมของสัญญาณข่าวสารที่ต้องการ โดยมีค่าคงที่ Ak_f เป็นตัวปรับขนาด ดังนั้น จากผลการพิจารณาทางคณิตศาสตร์ที่ประมวลผลตามบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 22 นี้แสดงให้เห็นว่า วงจรสามารถทำงานเป็น เอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์ได้ และเพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าโครงสร้างการคิมอดูเลตเอฟเอ็มดังกล่าวข้างต้นมีค่าความผิดพลาดที่ต่ำ อีกทั้งค่าความผิดพลาดดังกล่าวอยู่ในเทอมของสัญญาณรบกวนความถี่สูง ซึ่งปกติมักจะไม่มีอิทธิพลในการรับฟัง จะได้แสดงการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดดังกล่าวในหัวข้อต่อไป

การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาด

จากสมการ (4-10) ถ้าเราไม่พิจารณาให้ค่า $f'(t)$ มีค่าน้อย ๆ พอที่จะตัดทิ้งได้ ค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ของตัวคิมอดูเลเตอร์ในสมการที่ (4-10) ภายใต้สถานะการที่ปราศจากการรบกวนจากภายนอก นั้นสามารถที่จะหาออกมาได้ในรูปของความสัมพันธ์ตามสมการต่อไปนี้

$$v_o(t) = A \sqrt{\{\omega_c + k_f f(t)\}^2 + \frac{k_f}{2} f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]} \quad (4-11)$$

โดยการกระจายสมการที่ (4-11) โดยใช้หลักการการกระจายอนุกรมของเทเลอร์ จะได้

$$v_o(t) \approx A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} + \frac{Ak_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}} \quad (4-12)$$

พิจารณา สมการที่ (4-12) เทียบกับ (4-10) จะเห็นได้ว่า เทอมสุดท้ายทางขวามือของสมการ (4-12) ก็คือค่าความผิดพลาดของการคิมอดูเลตที่เวลาใด ๆ ดังนั้น เมื่อเราทำการนอร์มอลไลซ์ ค่าความผิดพลาดนี้ด้วยค่าองค์ประกอบข่าวสารเอาต์พุตสูงสุด $|A k_f f(t)|_{\max}$ เราจะได้ค่าความผิดพลาดที่นอร์มอลไลซ์แล้วเป็น $e(t)$ แสดงได้ดังนี้

$$e(t) = \frac{f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} |f(t)|_{\max}} \quad (4-13)$$

และเนื่องจาก $|\sin x| \leq 1$ เสมอ ดังนั้นขอบเขตบนค่าสมบูรณ์ของความผิดพลาดที่ นอร์มอลไลซ์แล้ว จึงแสดงได้ดังสมการที่ (4-14)

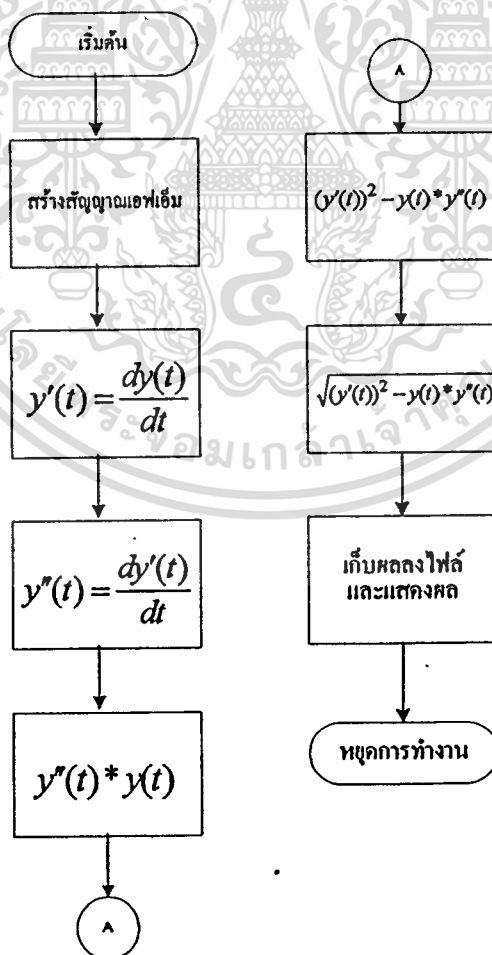
$$|e(t)| \leq \frac{|f'(t)|}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} |f(t)|_{\max}} \quad (4-14)$$

ในทางปฏิบัติค่าของ $k_f f(t)$ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าของ ω_c ดังนั้นโดยปกติแล้ว ค่าความผิดพลาดตามสมการที่ (4-14) จึงมักสามารถตัดทิ้งไปได้ ซึ่งก็หมายความว่าโครงสร้าง การคิมอดูเลตตามวิธีการของเราทำงานได้เสมือนกับปราศจากความผิดเพี้ยน อย่างไรก็ตามถ้า $|e(t)|$ ซึ่งเป็นเทอมค่าความผิดพลาดนี้มีค่ามาก เราก็ยังสามารถกำจัดเทอมค่าความผิดพลาดดังกล่าวทิ้งไปได้โดยการเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำเข้าไป

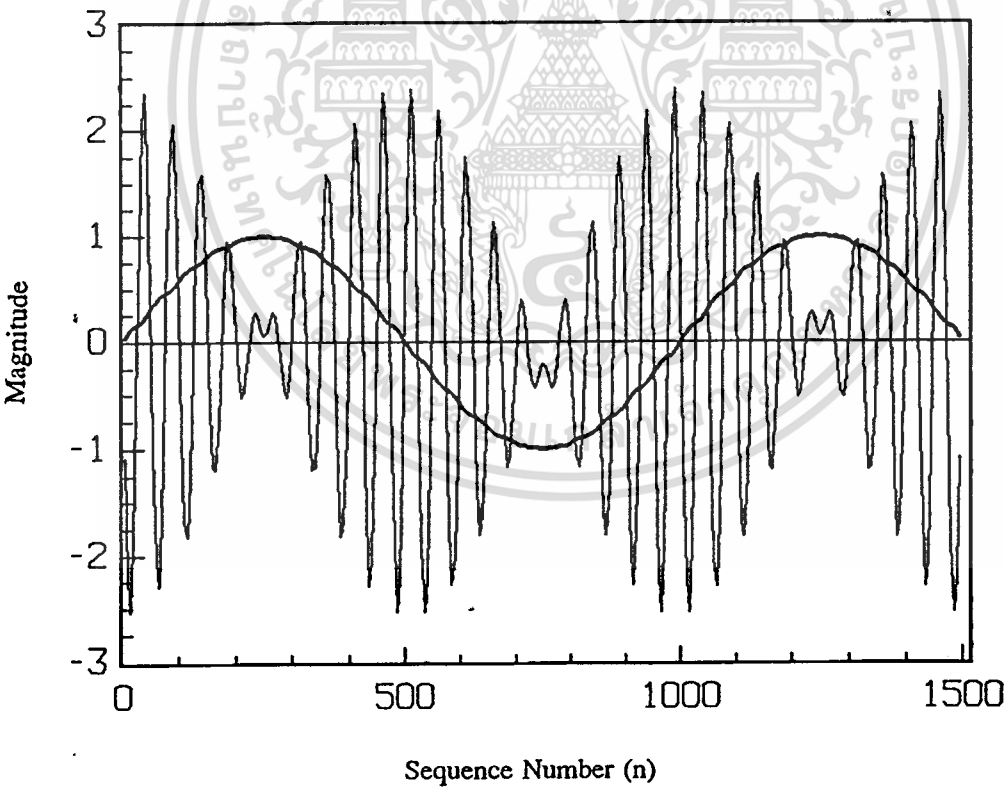
การเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์

ในหัวข้อนี้การเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์ได้ถูกนำมาใช้เพื่อทำให้เกิดความเข้าใจ ถึงพฤติกรรมของตัวคิมอดูเลเตอร์ให้ชัดเจนยิ่งขึ้นการอินทิเกรตเชิงตัวเลขและการทำอนุพันธ์เชิงตัวเลขได้ใช้วิธีการง่ายๆ คือใช้กฎสี่เหลี่ยมคางหมูและ วิธีการ unsmoothed difference ตามลำดับ โดยแผนภูมิขั้นตอนการเลียนแบบแสดงได้ดังในภาพที่ 23 เริ่มต้นด้วยการสร้างสัญญาณเข้า ไม่ว่าการณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

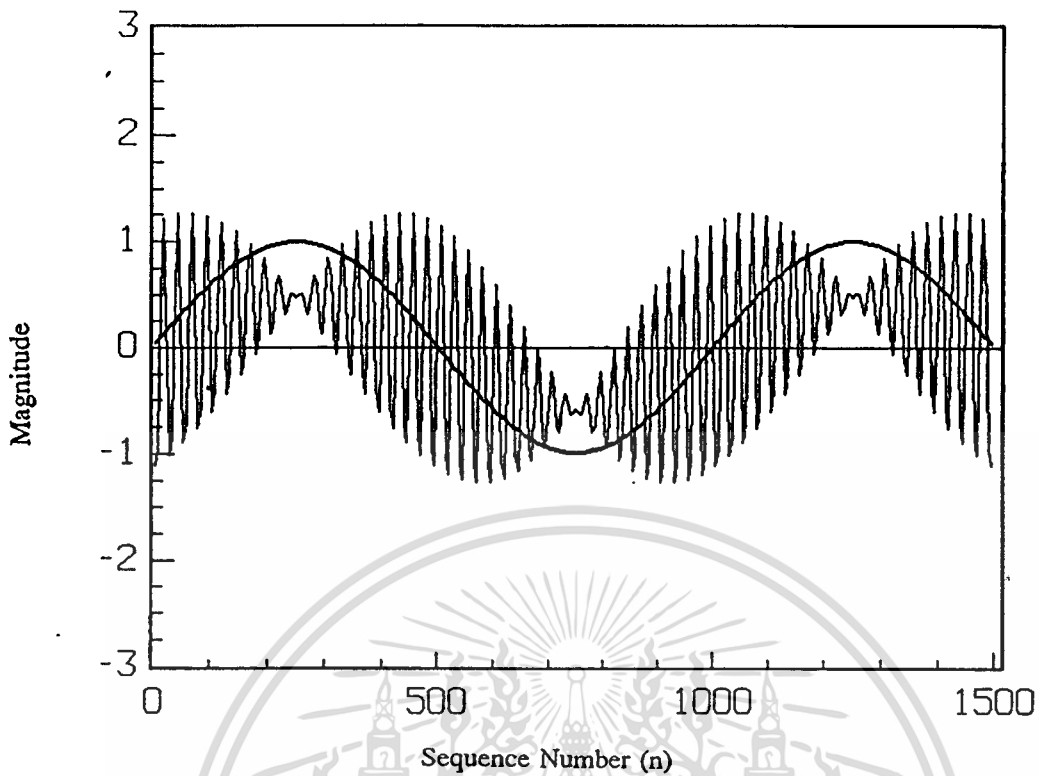
เอฟเอ็ม $y(t) = A \cos(\omega_c t + k_f \int_0^t m(t) dt)$ โดยการนำสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ไปทำการอินทิเกรต และนำไปรวมกับ $\omega_c t$ สร้างเป็นค่าอาทิวเมนต์ (มุม $\theta(t)$) ของสัญญาณไซน์มอดูเลตได้เป็น $\theta(t) = \omega_c t + k_f \int_0^t m(t) dt$ และแทนลงไปในชิ้นส่วนอาทิวเมนต์ของ $\cos(\theta(t))$ ก็จะได้เป็นสัญญาณ $y(t)$ และนำสัญญาณ $y(t)$ ที่ได้ ไปทำอนุพันธ์ 1 ครั้ง ได้เป็นสัญญาณ $y'(t)$ นำสัญญาณ $y'(t)$ ไปทำอนุพันธ์อีกครั้งหนึ่งได้เป็น $y''(t)$ จากนั้นนำสัญญาณ $y'(t)$ ไปยกกำลังสอง และนำสัญญาณผลคูณระหว่างสัญญาณ $y''(t)$ กับ $y(t)$ ไปลบออกจากสัญญาณ $y'(t)$ ที่ยกกำลังสองและนำผลลัพธ์ที่ได้ไปถอดรากที่สอง ก็จะได้สัญญาณประมาณเป็นสัญญาณข่าวสาร $m(t)$



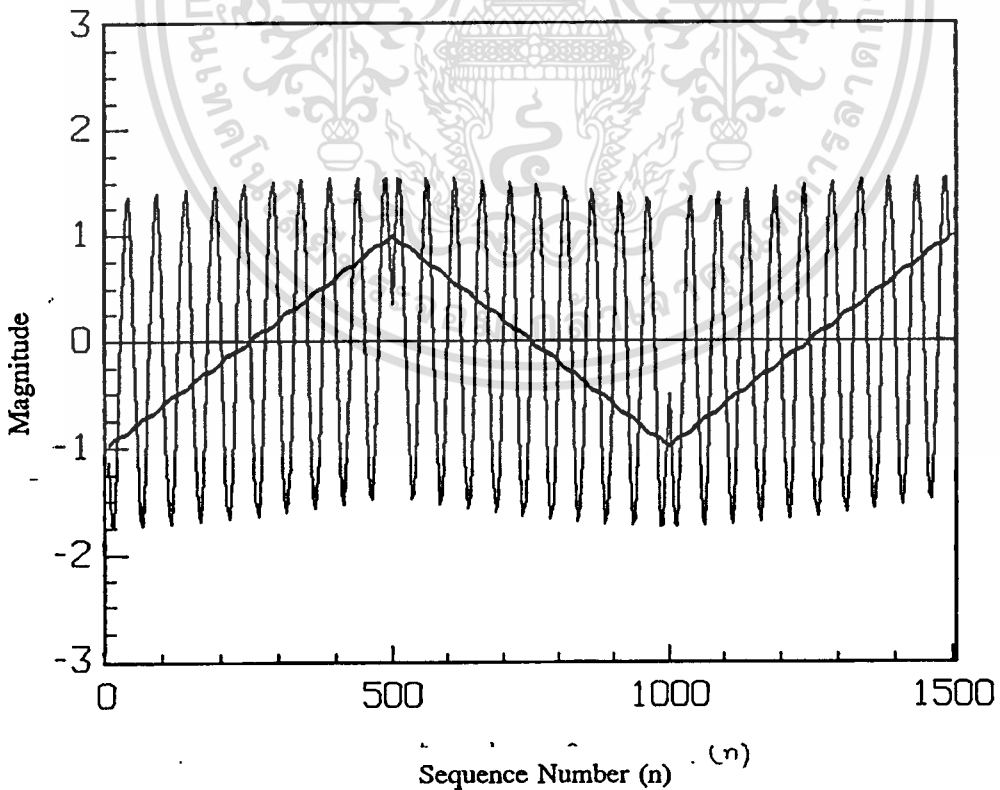
ในการเขียนแบบ ครั้งแรกเราใช้สัญญาณเอฟเอ็ม ที่ได้จากการมอดูเลต สัญญาณคลื่นพากับสัญญาณข่าวสารอินพุตรูปไซน์ความถี่ $0.1\omega_c$ โดยมีค่ามอดูเลชันอินเดกซ์ เท่ากับ 1 ซึ่งผลการเขียนแบบมีดังแสดงในภาพที่ 24a โดยที่เส้นหนาที่บคือสัญญาณข่าวสารที่ คิมมอดูเลตได้, และเส้นประคือสัญญาณข่าวสารก่อนทำการคิมมอดูเลต จะเห็นได้ว่าเส้นกราฟทั้ง สองเส้นมีค่าใกล้เคียงกันจนไม่สามารถแยกความแตกต่างกันได้ ดังนั้นเราจึงใช้การพล็อตค่า ความผิดพลาดด้วยการคูณสเกลแฟคเตอร์ 100 เข้ากับค่าความผิดพลาด เพื่อขยายให้เห็นถึง ความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองได้ ซึ่งแสดงด้วยกราฟเส้นที่บางจะเห็นว่าค่าความผิด พลาดที่ได้มีค่าต่ำกว่า 2.5 % ซึ่งใกล้เคียงกับค่าความผิดพลาดที่



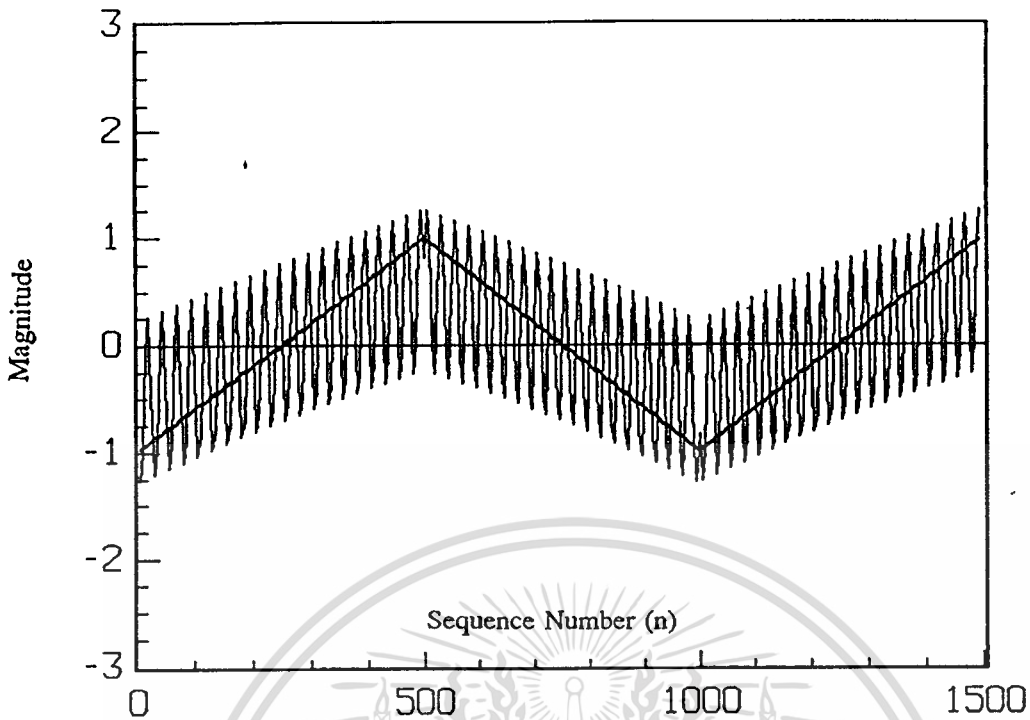
ภาพที่ 24a แสดงผลการเขียนแบบโดยมีความถี่ของข่าวสาร $0.1\omega_c$ และมีค่าคหนิของการมอดูเลตเป็น 1 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 24b แสดงผลการเขียนแบบโดยมีความถี่ของข่าวสาร $0.05\omega_c$ และมีค่าดัชนีของการมอดูเลต 1



ภาพที่ 24c แสดงผลการเขียนแบบโดยมีสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ $0.1\omega_c$ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 24d แสดงผลการเขียนแบบ โดยมีสัญญาณรูปสามเหลี่ยม เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ $0.05\omega_c$

ภาพที่ 24 แสดงผลการเขียนแบบ โครงสร้างการดีเทกต์เอฟเอ็มแบบใหม่

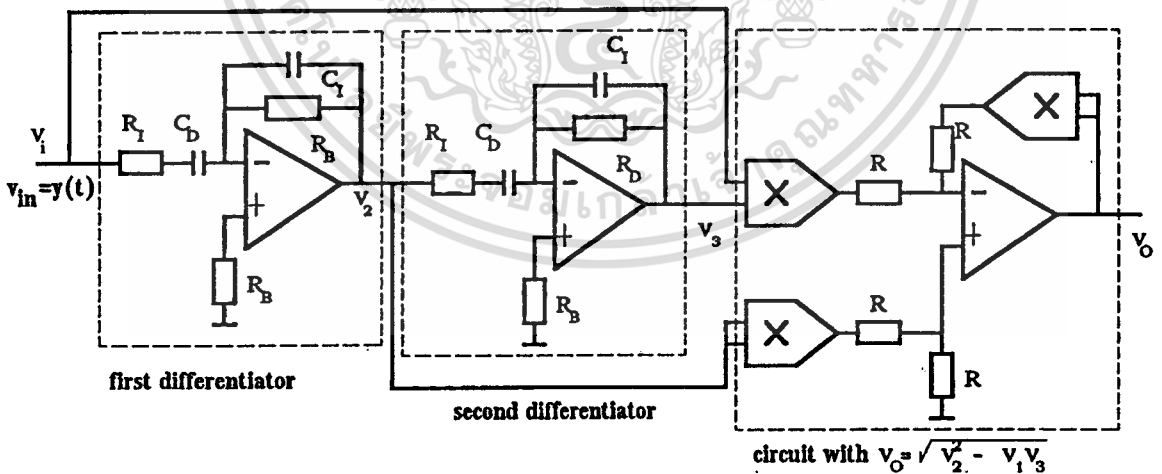
ได้จากการวิเคราะห์ซึ่งมีค่าไม่เกิน 2.27% แสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดที่ได้จากการวิเคราะห์ (4-11) และการเขียนแบบโดยคอมพิวเตอร์นั้นมีผลสอดคล้องกัน การเขียนแบบต่อมาได้ใช้สัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับครั้งแรก แต่เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณข่าวสารเป็น $0.05\omega_c$ ผลของการเขียนแบบแสดงดังในภาพที่ 24b ซึ่งแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่า ค่าความผิดพลาดจะมีค่าต่ำลงซึ่งเป็นไปตามแนวโน้มของค่าความผิดพลาดที่วิเคราะห์จากสมการ (4-13) ส่วนภาพที่ 24c และ 24d แสดงผลการเขียนแบบโดยใช้สัญญาณข่าวสารเป็นรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ เท่ากับ $0.1\omega_c$ และ $0.05\omega_c$ ตามลำดับ และได้ใช้ค่า modulation sensitivity $k_f = 1$ จะสังเกตเห็นได้ว่าที่ความถี่คลื่นพาห์ ที่สูงขึ้นค่าความผิดพลาดในการคิมอดูเลชันจะมีค่าน้อยลง

การสร้างวงจร

รูปแบบโครงร่างของการคิมอดูเลตตามภาพที่ 22 สามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้เทคนิคทั้งแบบอนาล็อก และแบบดิจิทัล สำหรับกรรมวิธีทางดิจิทัลทำได้โดยนำสัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อป้องกันการเกิด Aliasing, ทำการสุ่มตัวอย่าง และ คิ

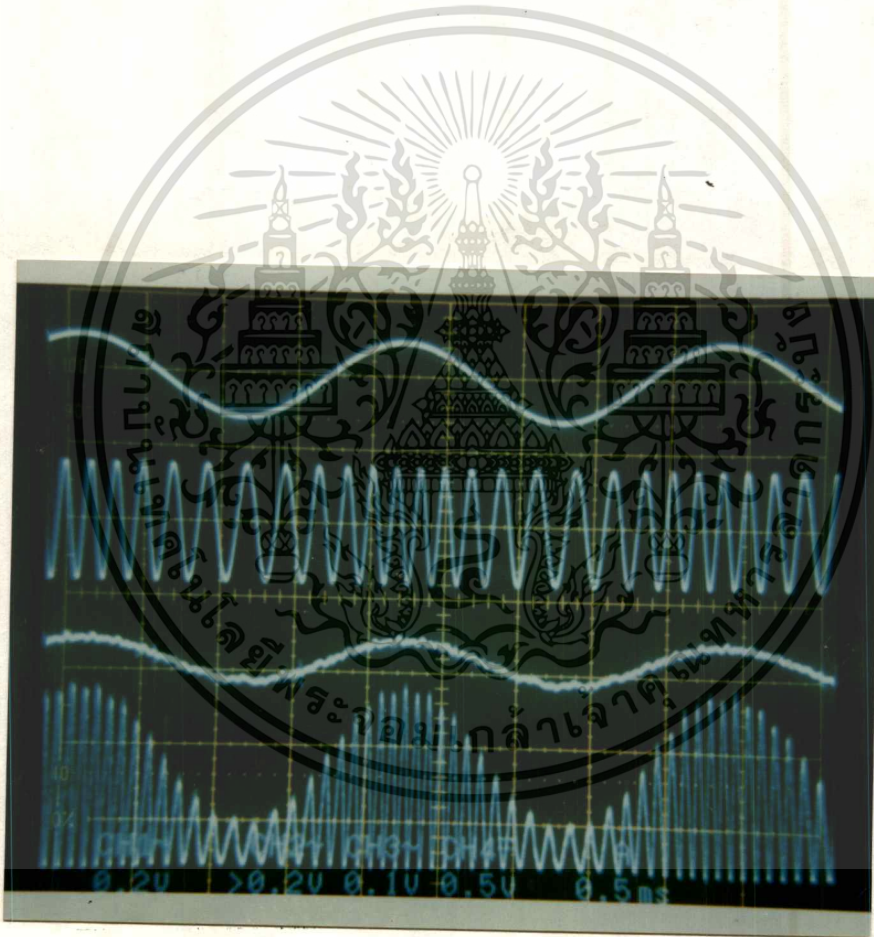
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปภายนอก หรือใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไคซ์ หลังจากนั้นก็จะเป็นการประมวลค่า $\sqrt{y'(t)^2 - y(t)y''(t)}$ ส่วนสำหรับเทคนิคทางอนาล็อก โครงสร้างการคิมอดูเลตตามภาพที่ 22 อาจนำไปสร้างเป็นไอซีได้ในหลายรูปแบบ วงจรในภาพที่ 25 เป็นตัวอย่างหนึ่ง ซึ่งมีการแบ่งวงจรออกเป็น 3 ส่วนสำหรับวงจรในสองส่วนแรกคือ วงจรทำอนุพันธ์ [5] จะให้ผลของเอาต์พุตออกมาเป็น y' และ y'' ตามลำดับ และสำหรับวงจรในส่วนที่ 3 จะให้ค่าเอาต์พุต $v_o = \sqrt{v_2^2 - v_1 v_3}$ จากความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้สามารถสร้างได้โดยใช้ตัวคูณสัญญาณอนาล็อก และ OP-AMP [6] วงจรในภาพที่ 25 นั้นได้อธิบายถึงการทำงานของตัวเองได้แล้วอย่างสมบูรณ์ ซึ่งอัตราการขยายของวงจรก็คือ $1/RC$ ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่ารูปแบบของการคิมอดูเลชันแบบนี้ สามารถสร้างเป็นไอซีได้อย่าง สมบูรณ์ สำหรับวงจรในภาพที่ 25 นี้เป็นเพียงตัวอย่างหนึ่งเท่านั้น ในการสร้างวงจรคิมอดูเลเตอร์ ย่อมเป็นการแน่นอนว่า นักออกแบบวงจรไอซี ที่มีความชำนาญ อาจดัดแปลงวงจรในภาพที่ 25 ให้มีโครงสร้างที่กระทัดรัด และมีประสิทธิภาพดีกว่านี้ได้

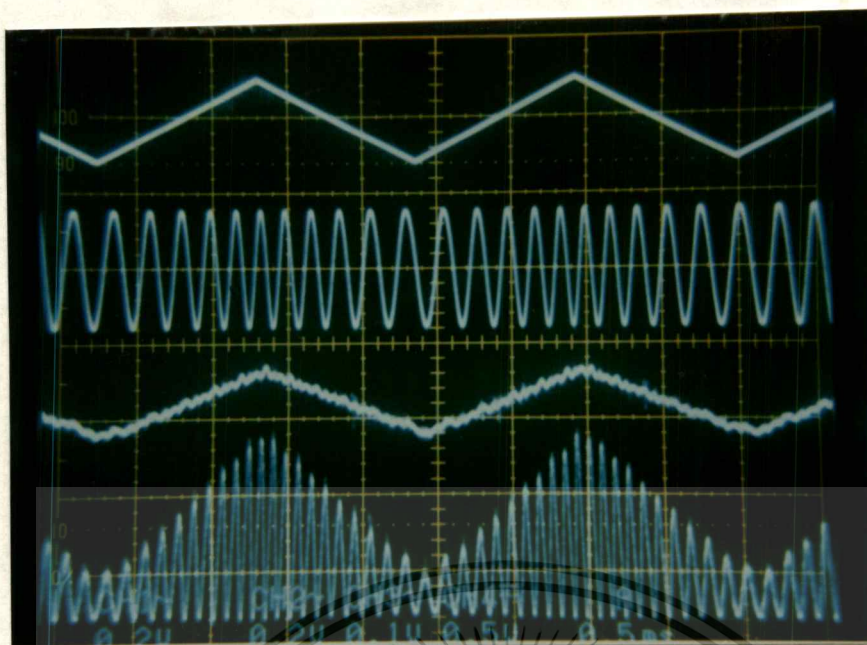


ผลจากการทดลอง

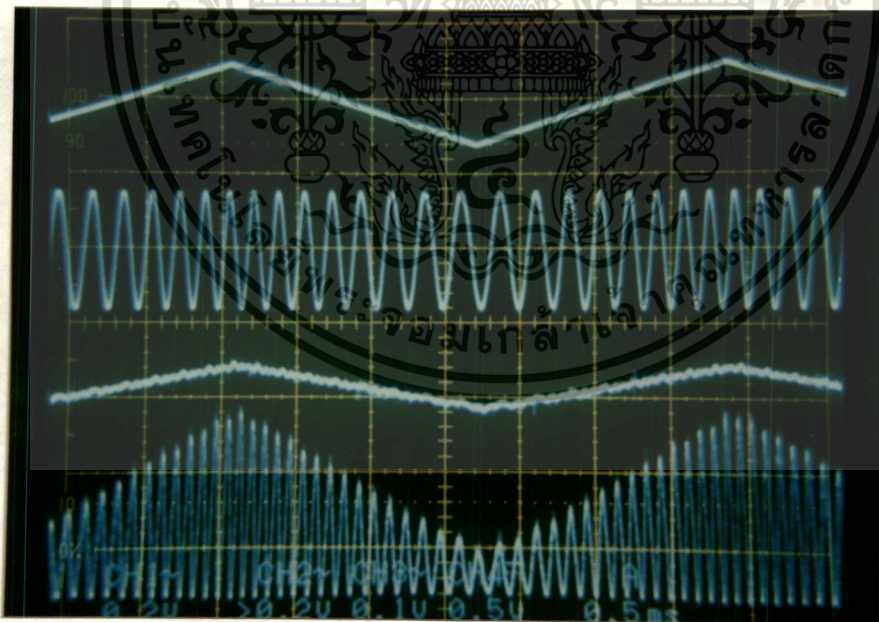
เพื่อดูผลที่ได้จากการปฏิบัติจริงว่าเป็นไปตามหลักการหรือไม่ ได้จัด การทดลอง วงจรมอดูเลเตอร์แบบอนาล็อก ตามวงจรในภาพที่ 25 โดยใช้ op-amp เบอร์ 351 และตัวคูณ สัญญาณ ตัวถ่วงรบกที่ 2 ใช้วงจรเช่นเดียวกับการทดลองในบทที่ 3 และเพื่อเป็นการ



ภาพที่ 26a แสดงผลการทดลอง โดยที่ส่วนบนสุดแสดงสัญญาณอินพุตที่จะทำการมอดูเลต ความถี่ 500 Hz สัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตโดยใช้ความถี่คลื่น พาย์ 5 kHz สัญญาณที่ 3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมมอดูเลต สัญญาณล่างสุดแสดง ผลของสัญญาณอินพุตที่เข้าอินเวอร์สของ Op-Amp สุดท้ายในภาพที่ 25 เดี้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 26b แสดงผลการทดลอง โดยที่สัญญาณบนสุดแสดงสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมที่จะทำการมอดูเลตความถี่ 500 Hz สัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตโดยใช้ความถี่คลื่นพาห์ 5 kHz สัญญาณที่ 3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลต สัญญาณล่างสุดแสดงผลของสัญญาณอินพุตที่ขาอินเวอร์สของ Op-Amp สุดท้ายในภาพที่ 25



ภาพที่ 26c แสดงผลการทดลอง โดยที่สัญญาณบนสุดแสดงสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมที่จะทำการมอดูเลตความถี่ 500 Hz สัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลตโดยใช้ความถี่คลื่นพาห์ 5 kHz สัญญาณที่ 3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลต สัญญาณล่างสุดแสดงผลของสัญญาณอินพุตที่ขาอินเวอร์สของ Op-Amp สุดท้ายในภาพที่ 25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 26 แสดงผลการทดลองวงจรดีเทกต์สัญญาณ เอฟเอ็มแบบใหม่ ระเบียบขั้นตอนการคำนวณว่ากรณีใดทั้งสั้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รวบรัด เราจะละรายละเอียดของวงจรต่าง ๆ ไว้เพราะได้กล่าวไว้แล้วในส่วนวงจรการทดลอง ในบทที่ 3 ผลการทดลองที่ได้มีดังแสดงในภาพที่ 26 โดยในการทดลองใช้ modulation sensitivity $k_f = 10 \text{ kHz/v}$ และความถี่ของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลต $\omega_c = 5 \text{ kHz}$ จากรูป 26a และ 26b จะสังเกตเห็นได้ว่า ถึงแม้สัญญาณข่าวสารอินพุตจะมีรูปแบบที่แตกต่างกัน แต่ก็ยังคงให้ค่าความผิดพลาดที่อยู่ในระดับเดียวกัน สำหรับในส่วนของรูป 26b จะมีค่าความผิดพลาดมากกว่ารูป 26c ถึงแม้ว่าสัญญาณข่าวสารอินพุตจะมีค่าเท่ากันก็ตาม ทั้งนี้ก็เป็นไปตามอัตราส่วนความสูงต่ำของความถี่คลื่นพาห์ จากการสังเกตจะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดที่ปรากฏ จะเป็นการกระเพื่อมของสัญญาณความถี่สูง ซึ่งถ้ามีความจำเป็นจะต้องกำจัดเราก็สามารถใช้ฟิลเตอร์กรองทิ้งไปได้ง่าย

สรุปและวิจารณ์ผล

การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้วงจรทำอนุพันธ์สองชุดนี้ สามารถนำไปสร้างโดยใช้ได้ทั้งเทคนิคทางอนาล็อก และเทคนิคทางดิจิทัล สำหรับเทคนิคทางอนาล็อก จะให้ค่าผลการตอบสนองของเอาต์พุตที่รวดเร็วตามที่คาดไว้ เพราะไม่มีการใช้ฟิลเตอร์ นอกจากนี้ยังสะดวกในการนำไปสร้างเป็นรูปแบบไอซีได้ ในส่วนของการทดลอง, ผลการเลียนแบบ และผลการวิเคราะห์ ได้ให้ผลที่มีความสอดคล้องกัน จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่านอกจากคุณภาพที่ดีกว่าวิธีการแบบก่อน ๆ แล้ว ความถี่ของคลื่นพาห์ที่ใช้ก็ยังไม่จำเป็นต้องมีค่าสูงกว่าความถี่ของคลื่นพาห์มาก ๆ เหมือนกับวิธีการในแบบก่อน ๆ ด้วย

บทที่ 5

การวัดความถี่โดยเทคนิคการทำอนุพันธ์และการสุมป้อนกลับแบบปิด

กล่าวนำ

จากบทที่ 3 และ 4 เราได้กล่าวถึงการนำเอาตัวทำอนุพันธ์ไปเป็นส่วนประกอบของโครงสร้างในการคิมอดคูเลชันสัญญาณ เอเอ็ม และ เอฟเอ็มตามลำดับโดยที่โครงสร้างการดีเทกต์เอเอ็มมีทั้งหมดด้วยกัน 5 แบบและแบบที่ 5 ซึ่งเป็นแบบสุดท้ายที่ เสนอขึ้นใหม่เป็นโครงสร้างที่มีความสามารถในการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มได้ด้วย นอกจากนี้แล้วโครงสร้างในแบบที่ 5 ยังมีโครงสร้างที่เหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมซึ่งก็จะเป็นประโยชน์มาก เพราะในวงจรรวมตัวเดียว สามารถดีเทกต์สัญญาณเอเอ็ม และเอฟเอ็มได้ ซึ่งความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติมีค่อนข้างสูง ถ้าเรากำหนดให้ความถี่ IF ของทั้งสัญญาณ เอเอ็มและ เอฟเอ็มมีค่าเท่ากันโดยทั่วไปก็มักนิยมใช้กันที่ 455 kHz ซึ่งนั่นก็หมายความว่าในอนาคตอันใกล้ เราอาจจะมีวงจรรวมที่สามารถดีเทกต์สัญญาณทั้งเอเอ็มและเอฟเอ็ม ภายใต้อุปกรณ์เดียวกันได้

นอกจากการศึกษานำตัวทำอนุพันธ์ไปทำการดีเทกต์สัญญาณ เอเอ็มและ เอฟเอ็มแล้ว เรายังได้สนใจศึกษากระบวนการในการแปลงความถี่ให้เป็นศักย์ไฟฟ้าอีกด้วย จากการศึกษาเราพบว่ากระบวนการในการแปลงความถี่ให้เป็นศักย์ไฟฟ้าสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ คือ กระบวนการที่อาศัยเทคนิคทางอนาลอกกับกระบวนการที่อาศัยเทคนิคทางดิจิตอล สำหรับเทคนิคทางอนาลอกมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี แต่อย่างไรก็ตาม จากการพิจารณาโครงสร้างการดีเทกต์เอเอ็มและเอฟเอ็มในแบบที่ 5 พบว่าสามารถดัดแปลงวงจรให้เป็นวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าได้โดยง่ายดังผลการเลียนแบบที่จะได้เสนอต่อไป ส่วนเทคนิคทางดิจิตอลจะใช้หลักการสุมป้อนกลับแบบปิดซึ่งหลักการนี้มีข้อดีที่ให้ค่าเอาต์พุตที่รวดเร็ว มีการกระเพื่อมต่ำและหลักการทำงานของวงจรสามารถทำความเข้าใจได้โดยง่าย นอกจากนี้แล้ววงจรยังใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยอีกด้วยสำหรับในหัวข้อต่อไปเราจะขอกล่าวถึงการแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการสุมป้อนกลับแบบปิดก่อน

การเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการสุ่มป้อนกลับ

ได้ถูกเสนอโดย Reynolds ในปี 1986[17] ซึ่งวงจรของ Reynolds ในขณะนั้น ประกอบด้วยวงจรนับสองบิต และใช้สวิตช์ 4 ทาง ทำให้การควบคุมสวิตช์มีความซับซ้อน ดังนั้นต่อมาจึงได้มีผู้พัฒนาวงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าซึ่งใช้เพียงสวิตช์สองทางขึ้น [18,19] แต่ทว่าวงจรที่ได้รับการพัฒนานั้นยังคงมีส่วนซึ่งควรได้รับการพัฒนาต่อไปอีก เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ในวงจร และลดขีดจำกัดเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ลง ดังนั้นในหัวข้อนี้ของวิทยานิพนธ์ ได้เสนอวงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าแบบใหม่ที่ทำให้การกระเพื่อมของระดับศักย์ไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำ มีความซับซ้อนในวงจรมีน้อย และมีโครงสร้างวงจรที่สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่สมบูรณ์ได้

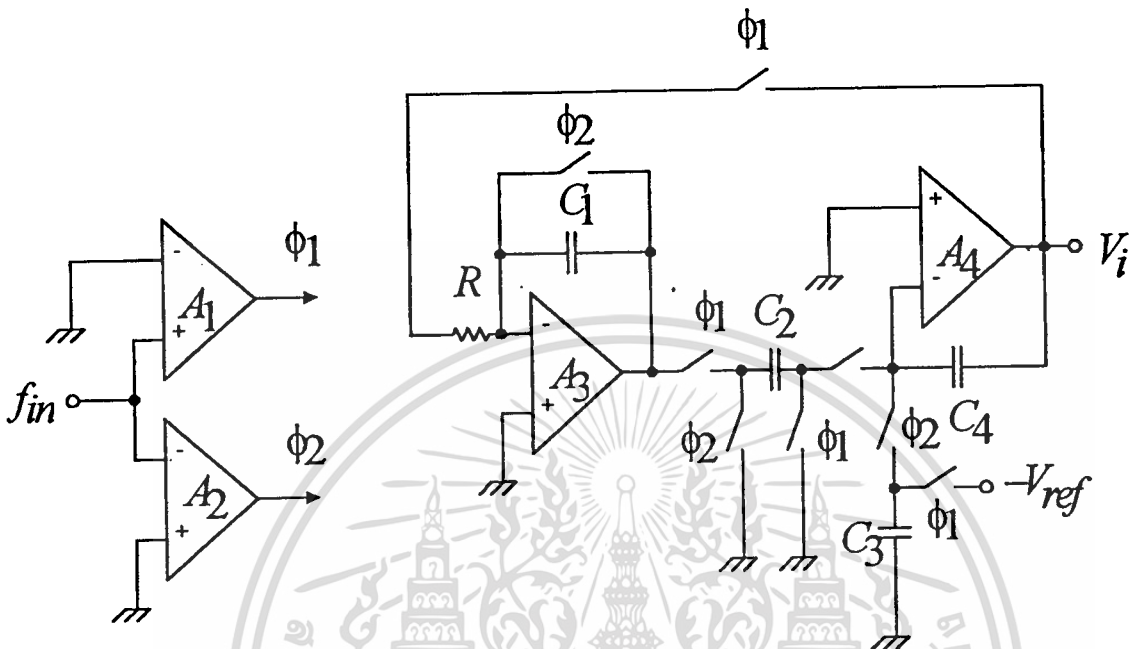
หลักการทำงานและวงจร

วงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า ที่ได้พัฒนาทำขึ้นมีดังแสดงในภาพที่ 27 วงจรนี้เป็นวงจรที่อาศัยวิธีการ สุ่มป้อนกลับแบบปิด (sampled closed-loop feedback) โดยในรอบของการทำงาน (iteration cycle) แต่ละครั้งอาศัยสัญญาณนาฬิกา (clock) 2 เฟส คือ ϕ_1 และ ϕ_2 ซึ่งมีเฟสตรงกันข้ามที่ได้มาจากการผ่านสัญญาณอินพุต (ซึ่งปกติจะเป็นคลื่นรูปไซน์ หรือ คลื่นชนิดอื่น ที่มีคาบ (period) ชัดเจน เช่น คลื่นสามเหลี่ยมหรือคลื่นสี่เหลี่ยมได้ ,ไปในวงจรตัวดีเทกต์ครอสซิง (zero crossing detector) ชนิดบวกและลบตามลำดับ (ดูภาพที่ 27 ประกอบ) การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังต่อไปนี้คือ ในจังหวะที่สวิตช์ ϕ_1 ต่อวงจรในวงจรที่ $i+1$ ในระหว่างเวลานี้วงจรสมมูลจากภาพที่ 27 เขียนได้เป็น ภาพที่ 28a C_2 จะถูกประจุเพื่อให้มีศักย์ไฟฟ้าคร่อมตัวมันเท่ากับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ ที่ประกอบด้วยขั้วออพแอมป์ A_3 , C_1 และ R ดังนั้นค่าประจุ $Q_{2,i}$ บน C_2 เมื่อสิ้นสุดคาบเวลาการทำงานของ ϕ_1 จึงมีค่าเป็นดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ $Q_{2,i+1} = -C_2 V_i T / 2RC_1$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5-1) การค้า

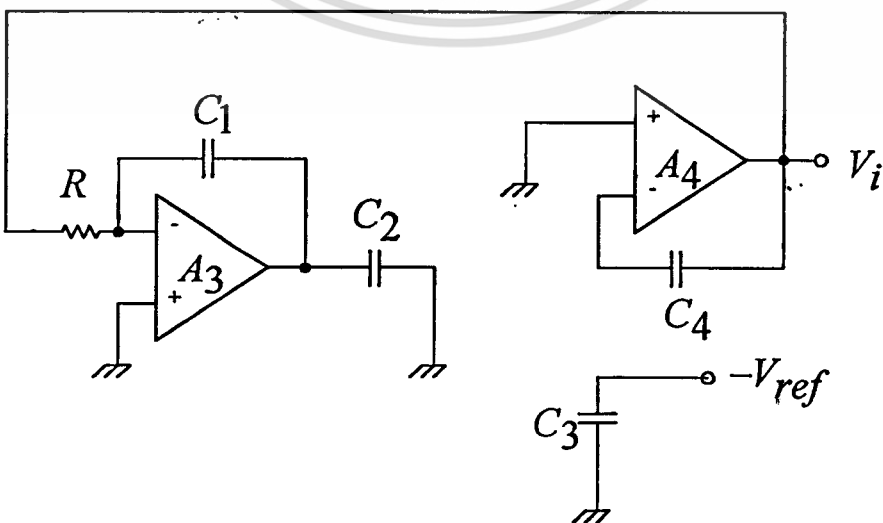
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{3,i+1} = -C_3 V_{ref} \quad (5-2)$$



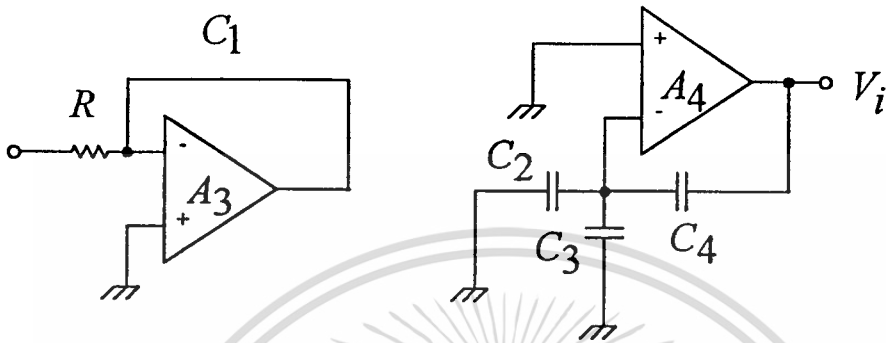
ภาพที่ 27 แสดงวงจรแปลงความถี่เป็นสัญญาณไฟฟ้า

ต่อมาในจังหวะที่สวิตช์ ϕ_2 ต้องวงจรในรอบที่ $i+1$ ทำให้เราสามารถเขียนรูปวงจรที่ทำงานได้ดังภาพที่ 28b ค่าประจุบน C_2 และ C_3 จะถูกอปแอมป์ A_4 จับให้ไปรวมกับประจุบน C_4



(28a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(28b)

ภาพที่ 28 แสดงรูปวงจรตอนที่สวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_2 ทำงาน (a) แสดงรูปวงจรขณะสวิตช์ ที่ควบคุมด้วย ϕ_1 ทำงาน (b) แสดงรูปวงจรขณะสวิตช์ ที่ควบคุมด้วย ϕ_2 ทำงาน

ดังนั้นค่าเอาต์พุต V_{i+1} ของวงจรจะเปลี่ยนเป็น

$$V_{i+1} = V_i - (Q_{2,i+1})/C_4 + ((Q_{3,i+1})/4) \quad (5-3)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่า (5-1) และ (5-2) ลงใน (5-3) แล้วจะได้ว่า

$$V_{i+1} = V_i - (C_2/C_4)(V_i T/2RC_1) + (C_3/C_4)V_{ref} \quad (5-4)$$

เมื่อการทำงานของวงจรเข้าสู่สภาวะอีควิลิบรียม (equilibrium) ; กล่าวคือ $V_{i+1} = V_i$ V_i

มีค่าคงที่ในสภาวะนี้ จากสมการ (5-4) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_i = 2RC_1C_3V_{ref} / (C_2T)$$

$$V_i = \frac{2RC_1C_3}{C_2} f_{in}V_{ref} \quad (5-5)$$

เมื่อ $f_{in} = \frac{1}{T}$ คือความถี่อินพุต ค่าผลลัพธ์ของ V_i ในสมการผลต่าง (difference equation) ในสมการที่ (5-4) ได้เป็นดังนี้

$$V_i = \frac{2f_{in}RC_1C_3V_{ref}}{C_2} + \left(V_0 - 2f \frac{RC_1C_3}{C_\alpha} V_{ref} \right) \times \left(1 - \frac{C_3}{C_4} V_{ref} \right)^i \quad (5-6)$$

จะพบว่า เอาต์พุตของวงจรในสถานะออสซิลเลชัน จะแปรผันโดยตรงกับความถี่ f_{in} ของสัญญาณอินพุต ซึ่งแสดงว่าวงจรนี้สามารถทำงานเป็นวงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าได้ตามต้องการ โดยมีค่าคงที่ในการแปลงค่าเท่ากับ $2R \frac{C_1C_3}{C_2} V_{ref} \text{ V/Hz}$ และผลลัพธ์ V_i ในสมการที่ (5-6) แสดงให้เห็นว่าเมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนไปอย่างฉับพลันจะเกิดสภาวะทรานเซียน (transient) ในการหาค่าผลลัพธ์ในสภาวะออสซิลเลชันขึ้นกับค่า V_i แต่อย่างไรก็ตามจะมีความถี่พิเศษค่าหนึ่งซึ่งทำให้เอาต์พุต V_i ของวงจรสามารถปรับตัวเข้าสู่สถานะออสซิลเลชันได้ทันทีในกระบวนการทำงานถัดมาเพียงรอบเดียว ค่าความถี่ดังกล่าวนี้คือ

$$f_0 = C_2 / (2C_1C_4R) \quad (5-7)$$

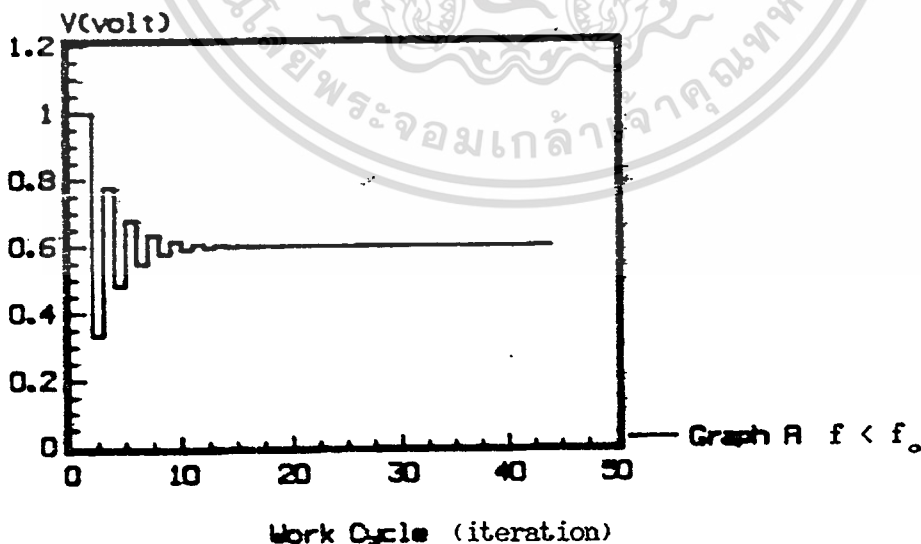
ในที่นี้ได้กำหนดเรียกความถี่นี้ว่า “ความถี่อ้างอิง” ของวงจร ณ . ที่ความถี่ f_0 นี้ เอาต์พุตจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5-8) การคำนวณว่ากรณีใดทั้งสี่ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรืออีกนัยหนึ่งกล่าวได้ว่า ถ้าสัญญาณอินพุตมีค่าความถี่เปลี่ยนแปลงขึ้นมาอย่างฉับพลันจากความถี่ใดๆ ก็ตามไปเป็นความถี่ f_0 ผลตอบสนองคือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรก็จะปรับตัวอย่างฉับพลัน เข้าสู่สถานะอควิลิเบรียมภายใน 1 รอบของการทำงาน แต่ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนไปนั้นเป็นความถี่อื่นที่ไม่ใช่ความถี่ f_0 ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตก็จะเกิดสภาวะทรานเซียน (transient) ซึ่งลักษณะของการเปลี่ยนแปลงเมื่อเข้าสู่สภาวะอควิลิเบรียม เมื่อพิจารณาจาก (5-4) จะพบว่าเมื่ออยู่ 3 ลักษณะคือ ถ้า $f_{in} \leq \frac{f_0}{2}$ ผลการตอบสนองเอาต์พุตจะออสซิลเลตจนไม่สามารถเข้าสู่สถานะอควิลิเบรียมได้ แต่ถ้า $(f_0/2) < f_{in} < f_0$ ผลการตอบสนองจะออสซิลเลตแต่จะค่อยๆ ปรับตัวเข้าสู่สถานะอควิลิเบรียมได้ในที่สุดและเมื่อ $f_{in} > f_0$ ผลการตอบสนองจะค่อยๆ ปรับตัวเข้าสู่สถานะอควิลิเบรียมโดยไม่เกิดการ overshoot แต่อย่างใด

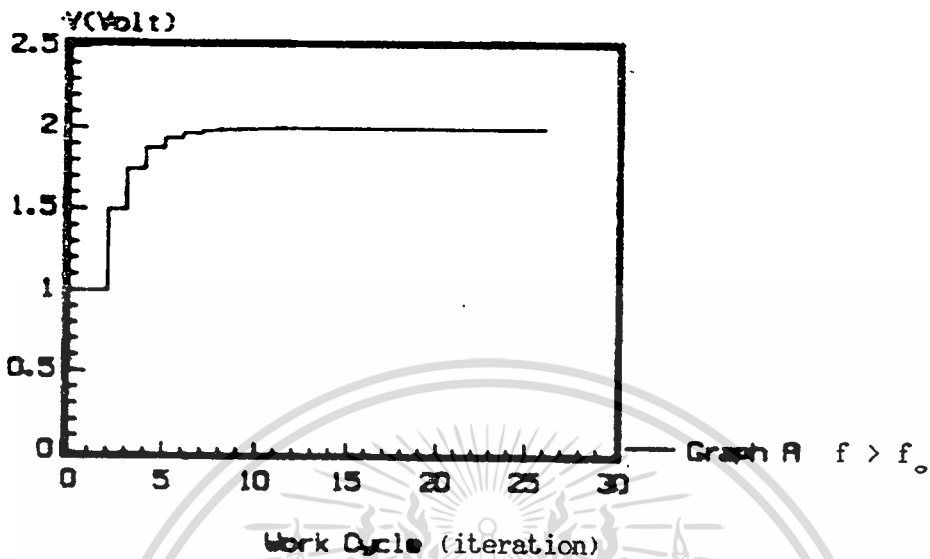
ตัวอย่างลักษณะการเกิดการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตเพื่อเข้าสู่สถานะอควิลิเบรียมของผลการตอบสนองวงจรในสภาวะต่างๆ ที่เขียนแบบโดยคอมพิวเตอร์มีดังแสดงในภาพที่

29



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

ภาพที่ 29 แสดงพฤติกรรมของเอาต์พุตขณะเข้าสู่สถานะออสซิลเลชัน (a) $f < f_0$ (b) $f > f_0$

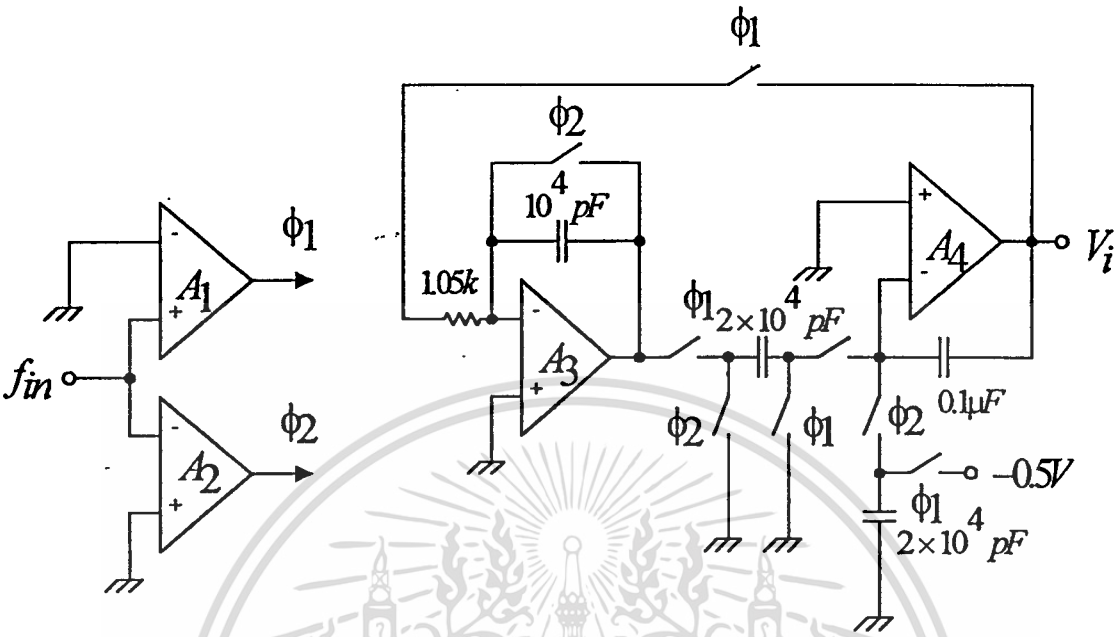
ตามหลักการที่ได้อธิบายมาแล้วนี้ จะเห็นว่าเมื่อวงจรเข้าสู่สถานะออสซิลเลชัน แล้ววงจรตามภาพที่ 27 จะให้ผลตอบสนองเป็นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่แปรผันโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดยที่ไม่มีการกระเพื่อมของระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเลข (เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้มีความสมบูรณ์ตามอุดมคติ)

การทดลองและผล

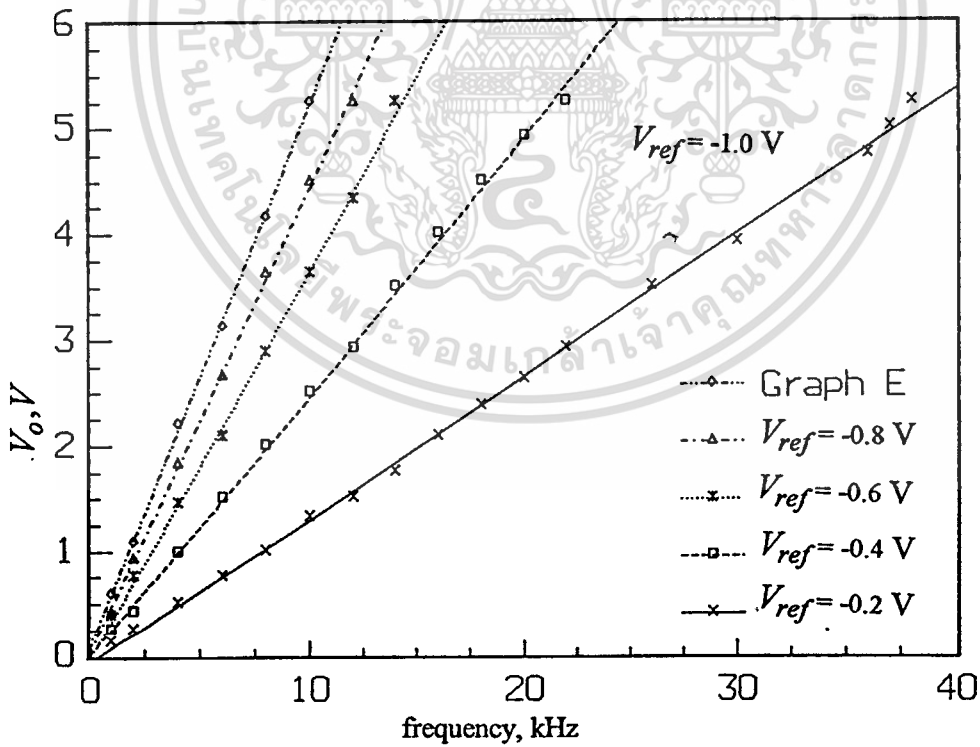
เพื่อทดลองว่าวงจรวัดความถี่ตามหลักการที่ได้เสนอนี้ทำงานได้จริงจึงได้มีการต่อวงจรตามภาพที่ 27 โดยใช้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังแสดงในภาพที่ 30 โดยค่า

$C_1 = 10^4 \text{ pF}$, $C_3 = 2 \times 10^4 \text{ pF}$, $C_4 = 0.1 \mu\text{F}$, $R = 105 \text{ k}\Omega$ และ $V_{cc} = \pm 5.5 \text{ v}$. และ
ออปแอมป์ A_3 และ A_4 ใช้ LM351 และ A_1 และ A_2 ใช้ LM318 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 30 แสดงวงจรและค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ในการทดลอง

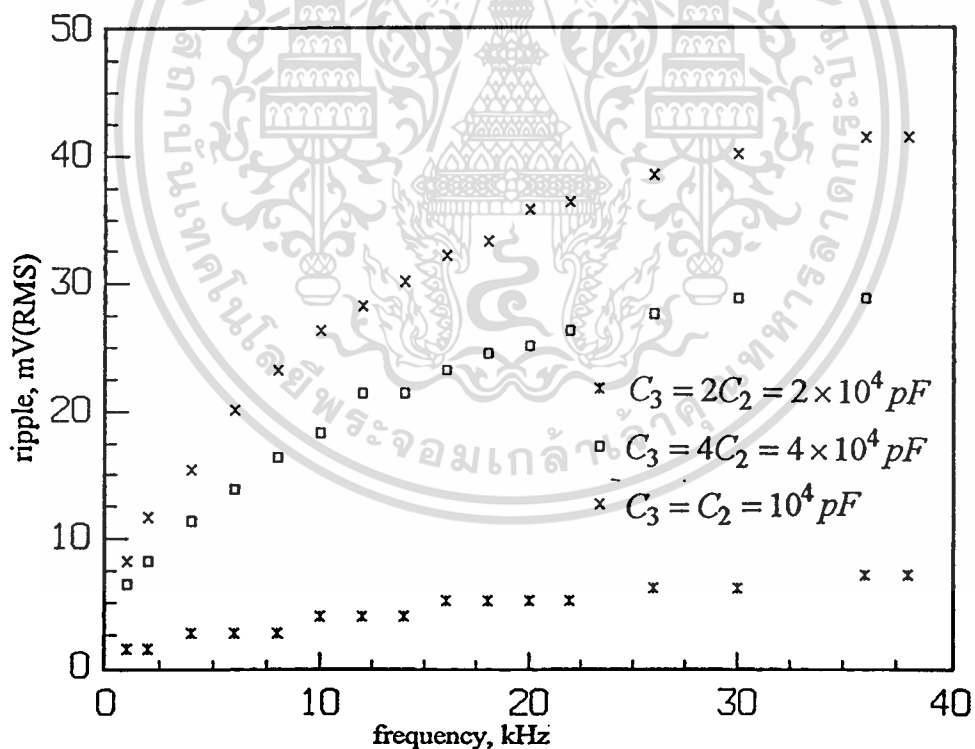


ภาพที่ 31 ผลการทดลองวงจรแปลงค่าความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองนี้พบว่าการกระเพื่อม (ripple) ของระดับเอาต์พุตมีผลเกี่ยวข้องกับค่าความต้านทานของอนาล็อกสวิตช์ ที่ใช้ในสถานะที่ ON แต่อย่างไรก็ตามค่าการกระเพื่อมดังกล่าวจะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อ C_2 และ C_3 มีอัตราการคายประจุด้วยค่าเวลาคงตัวค่าเดียวกันการที่จะทำให้สถานะเงื่อนไขดังกล่าวเกิดขึ้นได้ก็คือ ค่า C_3 จะต้องเท่ากับ $2C_2$ ผลการวัดค่าการกระเพื่อมของวงจรตามภาพที่ 27 โดยใช้ค่า C_2 กับ C_3 ต่างๆกันดังนี้ $C_2 = C_3 = 10^4 \text{ pF}$, $C_3 = 2C_2 = 2 \times 10^4 \text{ pF}$ และ $C_3 = 4C_2 = 4 \times 10^4 \text{ pF}$ และค่าอัตราขยาย

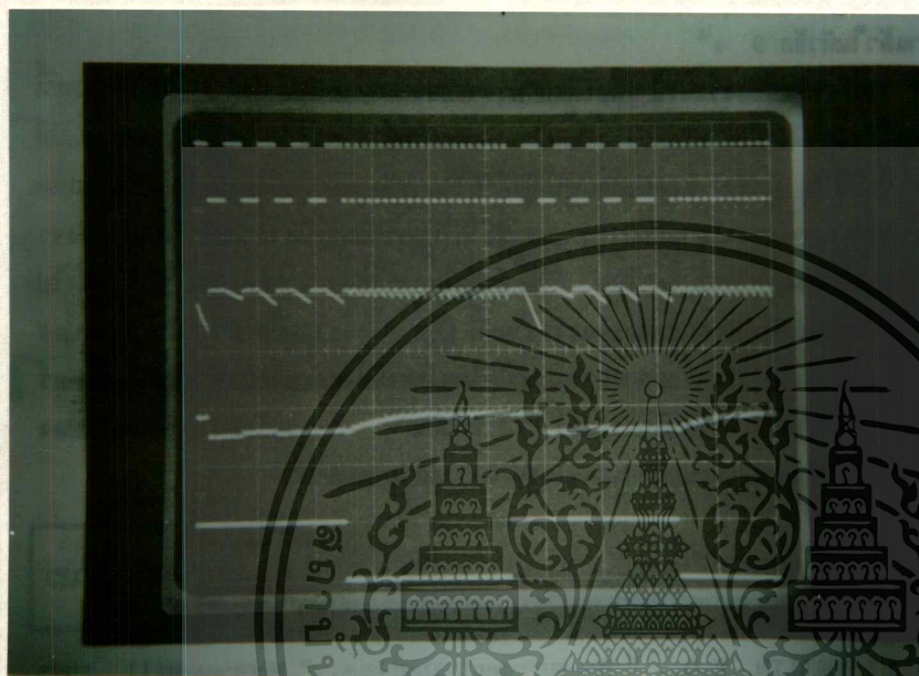
ของวงจรมีค่าเท่ากับ $2 \frac{RC_1}{C_2} C_3 V_{ref}$ ดูได้จากสมการ (5.5) สำหรับในการทดลองปรับค่าอัตราขยายไว้ที่ $13 \times 10^{-4} \text{ V/HZ}$ ผลของการวัดการกระเพื่อมแสดงดังในภาพที่ 32 โดยที่ค่าการกระเพื่อมภายใต้สถานะที่ $C_3 = 2C_2$ จะให้ค่าต่ำกว่า 10 mv



ภาพที่ 32 แสดงผลการวัดการกระเพื่อมของเอาต์พุต

และเพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าเมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลงโดยรวดเร็วจะทำให้ค่าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงเพื่อลู่เข้าหาค่าเอาต์พุตที่อควิลิเบรียม โดยใช้ความถี่อินพุต 2 ตัวมีความถี่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่างกัน 5 เท่า ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังภาพที่ 33 กำหนดความถี่ค่าทำให้ตรงกับ f_0 และความถี่ค่าสูงเป็น $5f_0$



สัญญาณเอาต์พุต A
10 V/Div

สัญญาณเอาต์พุต B
0.1 V/Div

สัญญาณเอาต์พุต A
0.2 V/Div

สัญญาณควบคุมความ
10 V/Div

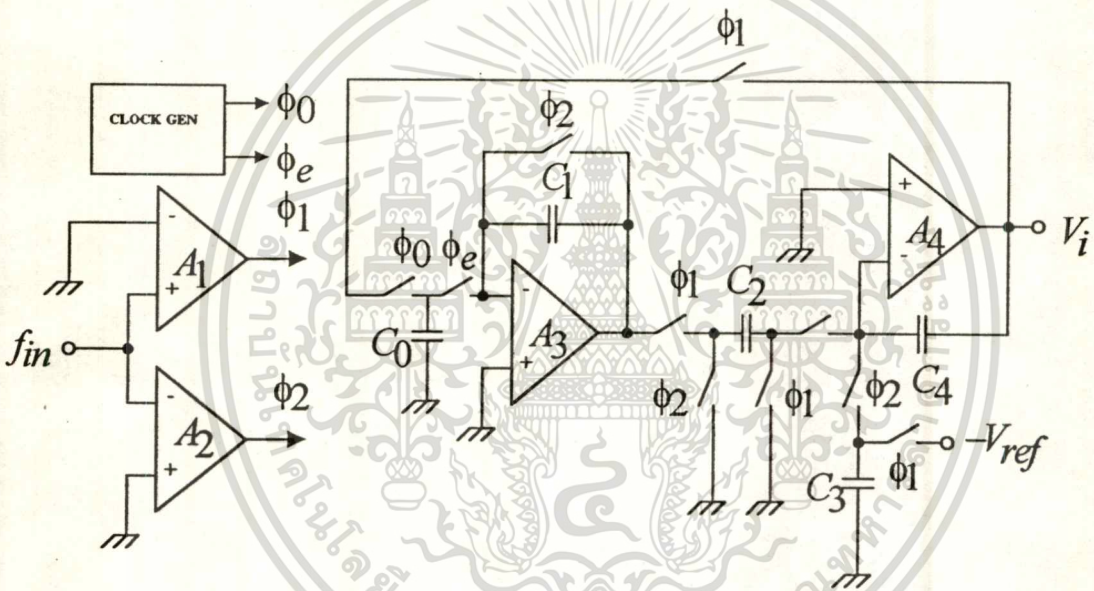
ภาพที่ 33 แสดงพฤติกรรมของเอาต์พุตในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุตที่มีความถี่ต่างกันมากอย่างฉับพลัน

สรุปและวิจารณ์

วงจรแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าที่ใช้หลักการสลับป้อนกลับแบบปิดที่ ได้มีการเสนอขึ้นใหม่นี้ ให้ผลการทดลองใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี ค่าความคลาดเคลื่อนคือ เอาต์พุตของวงจรยังมีการกระเพื่อมรวมอยู่บ้างเล็กน้อย ซึ่งมีสาเหตุมาจากความไม่สมบูรณ์ในคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาใช้โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวอนาล็อกสวิตช์แต่อย่างไรก็ตามค่าการกระเพื่อมนี้ก็มีค่าน้อยมากตามที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อการทดลองและผล

ข้อได้เปรียบของวงจรนี้เมื่อเทียบกับวงจรของ Reynolds [20] ก็คือวงจรใหม่นี้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรนับสองบิตและสวิตช์ทำงาน 4 ทางจึงทำให้วงจรใหม่นี้มีผลการตอบสนองเร็วขึ้น 4 เท่าตัว และยังลดความยุ่งยากในการจัดระบบสัญญาณควบคุมสวิตช์ลงด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับวงจรตามบทความ [21] ซึ่งได้รับการพัฒนาขึ้นมาแล้วก็ตาม ไม่พบกรณีใดที่พบข้อบกพร่องหรือข้อผิดพลาด และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรใหม่นี้ก็ยังได้เปรียบในเรื่องจำนวนอุปกรณ์ที่ลดลงโดยเฉพาะอย่างยิ่งลดอุปกรณ์แอคทีฟที่มีขีดจำกัดในการทำงาน [OTA] ลงได้ [22] และข้อได้เปรียบที่น่าสนใจยิ่งอีกประการหนึ่งของวงจรใหม่นี้ ก็คือ วงจรใหม่นี้สามารถนำมาดัดแปลงให้เป็นวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์อย่างสมบูรณ์แบบได้โดยง่าย เพียงแต่เปลี่ยนวงจรอินทิเกรเตอร์ให้เป็น วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์อินทิเกรเตอร์ [23] เท่านั้น วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์แปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบมีดังแสดงในภาพที่ 34



ภาพที่ 34 วงจรวัดความถี่ในรูปแบบของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์โดยสมบูรณ์

จากภาพที่ 34 ถ้าให้ f_c เป็นความถี่สัญญาณนาฬิกาซึ่งมีค่าสูงกว่า f_{in} มากๆ โดย $\phi_0 = \bar{\phi}_e$ เราสามารถที่จะคำนวณได้ว่า ที่สถานะอควิลิเบรียม เอาต์พุตของวงจรมีค่าดังต่อไปนี้คือ

$$V_i = (2C_1C_3V_{ref})(f_{in})/(f_cC_0C_2) \quad (5-9)$$

และมีค่าความถี่อ้างอิงคือ

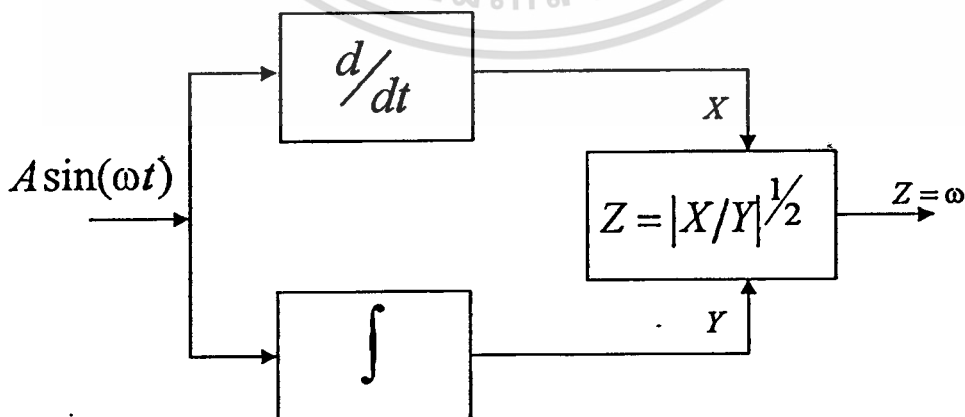
$$f_0 = 1/(2C_1C_4)/(f_cC_0C_2) \quad (5-10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคทางอนาล็อกโดยใช้ตัวทำอนุพันธ์

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้นว่าเทคนิคการแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้านั้นแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆ คือ เทคนิคทางอนาล็อก และเทคนิคทางดิจิตอล โดยในหัวข้อการเปลี่ยนความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการสุ่มป้อนกลับ ได้กล่าวถึงเทคนิคทางดิจิตอลที่ใช้หลักการป้อนกลับแบบปิดไปแล้ว ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าโดยเทคนิคทางอนาล็อกด้วยการใช้ตัวทำอนุพันธ์ แต่ก่อนที่จะได้เสนอหลักการนี้เราได้ทำการศึกษาวิธีการต่างๆ ในการแปลงความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า พบว่าได้มีการเสนอหลักการเปลี่ยนความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้าที่ใช้คุณสมบัติของวงจรทำอนุพันธ์ และวงจรอินทิเกรเตอร์ [24] ไว้แล้ว ซึ่งบล็อกไดอะแกรมการทำงานแสดงในภาพที่ 35

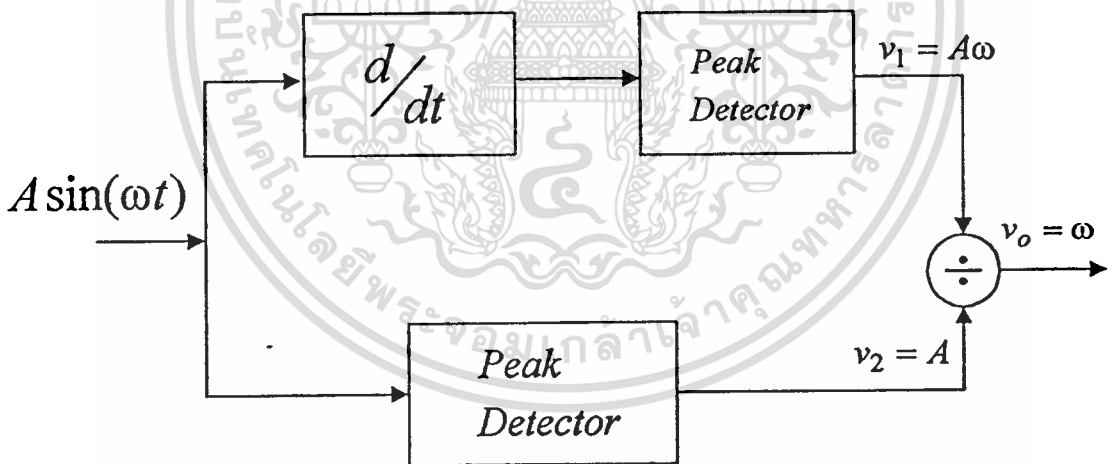
โดยการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้โดยย่อดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ใดๆ มีค่าเป็น $A \sin \omega t$ นำไปผ่านวงจรอนุพันธ์ และวงจรอินทิเกรต จะได้สัญญาณ $A\omega \cos \omega t$ และ $-\frac{A}{\omega} \cos \omega t$ ตามลำดับ และเมื่อนำเอาสัญญาณ $|A\omega \cos \omega t|$ หาค่าด้วย $-\frac{A}{\omega} \cos \omega t$ จะได้สัญญาณเป็น ω^2 และเมื่อทำการลดรากลที่สองก็จะได้อาต์พุตออกมาคือ ω หลักการนี้น่าสนใจ แต่เมื่อพิจารณาตามทฤษฎีโดยละเอียดแล้วจะพบว่า



ภาพที่ 35 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นศักย์ไฟฟ้า [17]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรีดิเกรเตอร์เป็นการอินทิเกรตสัญญาณแบบ Definite Integral จึงจะละเว้นที่จะ ไม่คำนึงถึงค่าเริ่มต้นเสียไม่ได้ เพราะจะก่อให้เกิดความผิดพลาดได้อย่างมาก เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดดังกล่าวทางกลุ่มวิจัยของผู้เขียนได้เสนอ วิธีการเปลี่ยนความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้าแบบง่ายโดยมีหลักการอยู่ในเอกสารอ้างอิงที่ [25] ขึ้นโดยวงจรที่ทำหน้าที่ดังกล่าวนี้ ใช้แค่ตัวทำอนุพันธ์ และหลีกเลี่ยงการใช้วงจรรีดิเกรเตอร์ จึงทำให้ไม่ต้องกังวลเกี่ยวกับอิทธิพลของค่าเริ่มต้นจากการอินทิเกรตสัญญาณ นอกจากนั้นหลักการนี้ยังมีข้อดี ที่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย แต่อย่างไรก็ตามผลการตอบสนองของเอาต์พุตของวงจรที่ถูกต้องยังช้าไม่เกิดขึ้นในทันทีทันใดขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณอินพุตที่เข้ามาโดยเวลาที่ใช้ในการตอบสนองต่ออินพุตของเอาต์พุตได้ถูกต้องช้าที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 1 รอบของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา นอกจากนั้นแล้วเอาต์พุตของวงจรยังมีการกระเพื่อมอีกด้วย ซึ่งการทำงานของวิธีการนี้แสดงได้ดังในภาพที่ 36



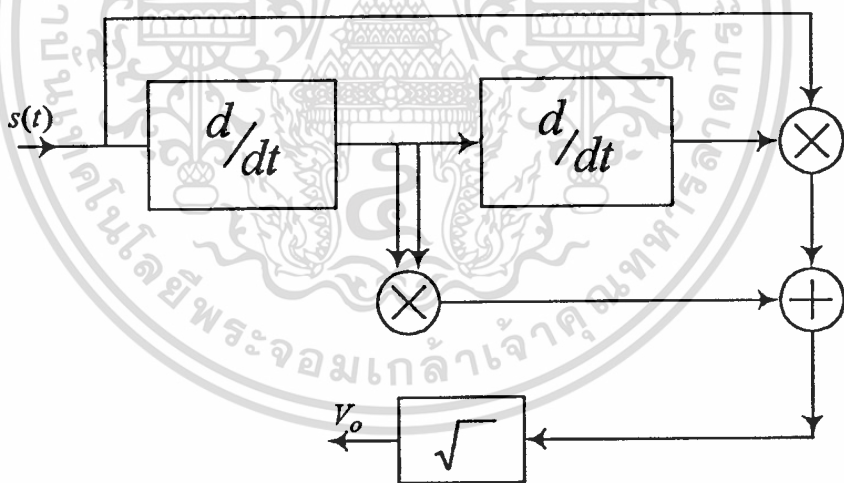
ภาพที่ 36 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นศักไฟฟ้าของ [25]

การทำงานตามบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 36 อธิบายได้ทำนองเดียวกับการทำงานในภาพที่ 35 โดยสัญญาณอินพุต $A \sin \omega t$ จะถูกนำไปเข้าวงจรทำอนุพันธ์ ได้เอาต์พุตเป็น $A \omega \cos \omega t$ และเมื่อนำไปผ่านวงจรพีคดีเทกเตอร์จะได้สัญญาณออกมาเป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_1 = A\omega$ หลังจากนั้นจะนำเอาสัญญาณ $\frac{v_1}{v_2}$ ก็จะได้ค่าเอาต์พุต v_o ออกมาเท่ากับ ω จากโครงสร้างการทำงานทั้งสองแบบ [24,25] ดังที่ ได้กล่าวแล้วนั้นถ้าหากเราหันกลับมาพิจารณาโครงสร้างของวงจรการดีเทกต์สัญญาณ เอฟเอ็มในบทที่ 4 ก็พบว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการวัดความถี่ได้ โดยพิจารณาจากหลักการดังนี้

หลักการพิจารณาตัวทำอนุพันธ์ในการประยุกต์ใช้งานวัดความถี่

จากหลักการในการวัดความถี่ [24], [25] เราจะมาพิจารณาโครงสร้างของเครื่องวัดความถี่ที่อาศัยตัวทำอนุพันธ์ ทำงานร่วมกับวงจรคูณ , บวก และวงจรถอดรากที่สอง ซึ่งโครงสร้างการทำงานก็จะเป็นโครงสร้างเดียวกันกับ โครงสร้างการดีเทกต์เอฟเอ็ม โดยแสดงได้ดังภาพที่ 37



ภาพที่ 37 แสดงโครงสร้างของวงจรวัดความถี่

จากรูปบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 37 ถ้าเราสมมติให้สัญญาณอินพุต คือ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่ต้องการวัดความถี่โดยที่

$$s(t) = A \cos(\omega t + \phi) \quad (5-11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อนำสัญญาณ $s(t)$ ไปทำอนุพันธ์ครั้งที่หนึ่ง และสอง ก็จะได้ผลออกมาดังสมการ (5-12) และ (5-13) ตามลำดับ

$$\frac{ds(t)}{dt} = -\omega A (\sin(\omega t + \phi)) \quad (5-12)$$

$$\frac{d^2s(t)}{dt^2} = -\omega^2 A \cos(\omega t + \phi) \quad (5-13)$$

และเมื่อเรานำเอาสัญญาณที่ผ่านการทำอนุพันธ์ครั้งแรกแล้วมาทำการยกกำลังสองจะให้ความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการ (5-14)

$$\left(\frac{ds(t)}{dt}\right)^2 = \omega^2 A^2 \sin^2(\omega t + \phi) \quad (5-14)$$

และเมื่อนำเอาสัญญาณที่ผ่านการทำอนุพันธ์ครั้งที่สองมาคูณกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการหาความถี่แล้ว จะให้ความสัมพันธ์แสดงดังสมการ (5-15)

$$\left(\frac{d^2s(t)}{dt^2}\right)s(t) = -\omega^2 A^2 \cos^2(\omega t + \phi) \quad (5-15)$$

และเมื่อนำเอาสัญญาณจากสมการ (5-14) ลบกับสมการ (5-15) ก็จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \left(\frac{ds(t)}{dt}\right)^2 - \left(\frac{d^2s(t)}{dt^2}\right)s(t) &= \omega^2 A^2 \sin^2(\omega t + \phi) + \omega^2 A^2 \cos^2(\omega t + \phi) \\ &= \omega^2 A^2 (\sin^2(\omega t + \phi) + \cos^2(\omega t + \phi)) \\ &= \omega^2 A^2 \end{aligned} \quad (5-16)$$

และเมื่อเรานำเอาสัญญาณ จากสมการ (5-16) ซึ่งทำการถอดรากที่ 2 ก็จะได้เป็นค่าสัญญาณ V_o ที่มีการแปรผันตรงกับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตดังแสดงในสมการ (5-17) โยชนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

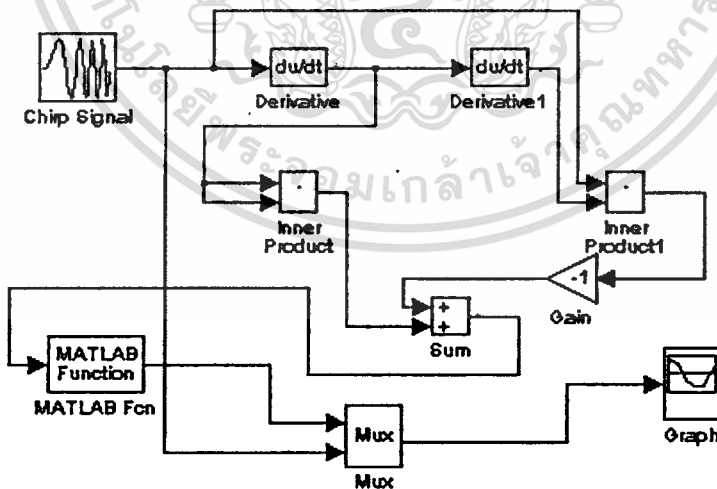
$$V_o = \omega A$$

(5-17)

ซึ่งทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้งานตัวทำอนุพันธ์ที่ใช้ประกอบเป็นโครงสร้างดังในภาพที่ 37 เป็นวงจรวัดความถี่ได้โดยมีเงื่อนไขว่าเราจะต้องควบคุมค่า แอมพลิจูด A ของทุกความถี่ให้เท่ากัน เอาต์พุตที่ได้จึงจะให้ผลถูกต้องซึ่งเราอาจแก้ไขได้โดยการเพิ่มวงจร AGC (Automatic Gain Control)

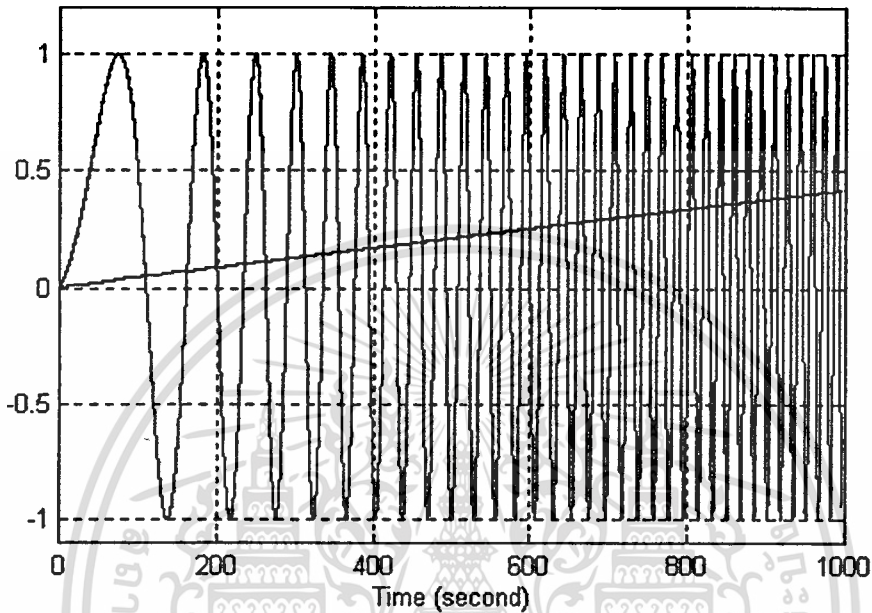
การเลียนแบบวงจร

จากหลักการในการวัดความถี่ดังกล่าวไว้แล้ว เราได้ทำการเลียนแบบฟังก์ชันการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยใช้บล็อกฟังก์ชันในส่วนของ Simulink ซึ่งรูปบล็อก การเลียนแบบฟังก์ชันการทำงานแสดงได้ดังในภาพที่ 38

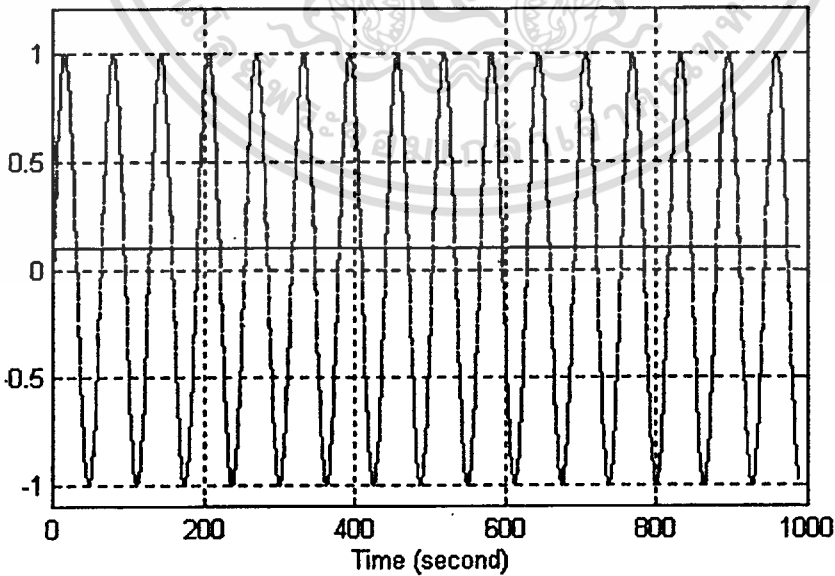


ภาพที่ 38 แสดงบล็อกไดอะแกรมการเลียนแบบหลักการวัดความถี่ที่ใช้ ตัวทำอนุพันธ์ โดย

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

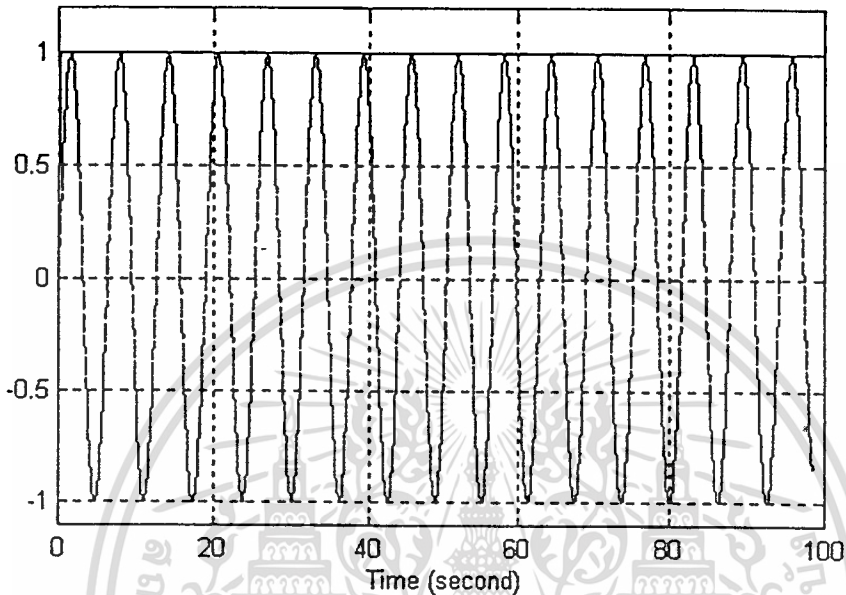


ภาพที่ 39a แสดงผลการเขียนแบบวงจรวัดความถี่ที่มีอินพุตเป็นการกวาดความถี่



ภาพที่ 39b แสดงผลการเขียนแบบวงจรวัดความถี่ที่มีอินพุตเป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 0.2

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 39c แสดงผลการเขียนแบบวงจรวัดความถี่ที่มีอินพุตเป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 1 Rad/Sec

ภาพที่ 39 แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรวัดความถี่

โดยผลการเขียนแบบแสดงดังในภาพที่ 39 โดยรูป 39a แสดงผลการเขียนแบบวงจรวัดความถี่ที่มีอินพุตเป็นการกวาดความถี่ ส่วนรูป 39b แสดงผลการเขียนแบบวงจรวัดความถี่ ที่มีอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่คงที่

สรุปและวิจารณ์

จากหลักการในการวัดความถี่หรือหลักการในการแปลงความถี่ให้เป็นค่าศักดาไฟฟ้า โดยใช้ตัวทำอนุพันธ์ดังได้กล่าวมาแล้วเราจะเห็นได้ว่าโครงสร้างดังกล่าวเป็นโครงสร้าง ที่ให้ผลการตอบสนองทางค่านเอท์พุทที่รวดเร็วต่อเนื่องในทันที และไม่ตก

อยู่ภายใต้อิทธิพลของเงื่อนไข การเริ่มต้นเหมือนกับวิธีการที่ใช้การอินทิเกรต ถึงกระนั้นวิธีการนี้ก็ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของขนาดของสัญญาณอินพุต เพราะค่าเอาต์พุตที่ได้จะขึ้นอยู่กับขนาดของอินพุตด้วย ดังนั้นในการนำไปใช้งานจริงอาจจะต้องมีส่วนของวงจร AGC เพิ่มเติมเข้ามาเพื่อควบคุมค่าขนาดของสัญญาณแต่ละความถี่ให้คงที่



บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

จากจุดประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเอาตัวทำอนุพันธ์มาประยุกต์ใช้งานในการตีเทคต์สัญญาณ เอฟเอ็ม และ เอเอ็ม ตลอดจนนำไปสร้างเป็นวงจรแปลงความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้า หรือเป็นวงจรวัดความถี่นั้น เราได้ทำการออกแบบโครงสร้างของวงจรแบบใหม่ อันประกอบไปด้วยตัวทำอนุพันธ์, ตัวรวมสัญญาณ, ตัวคูณสัญญาณ และตัวถอดรากลที่สอง โดยที่โครงสร้างแบบใหม่สามารถทำงานเป็นตัวตีเทคต์ เอฟเอ็ม , เอเอ็ม และวงจรวัดความถี่ได้ ภายใต้โครงสร้างตัวเดียวกัน โดยขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของอินพุต และเงื่อนไขของวงจรบางประการซึ่งผลสรุปในการประยุกต์การใช้งานทั้งสามอย่างนี้ จะได้กล่าวเป็นส่วนๆ ไปดังต่อไปนี้

บทที่ 3 ในบทที่สามซึ่งเป็นบทของการประยุกต์ในงานโครงสร้างวงจรแบบใหม่ในการตีเทคต์สัญญาณ เอเอ็ม เราได้ทำการศึกษาพฤติกรรมของวงจรเอนเวโลปดีเทกเตอร์ ในตระกูลที่ใช้หลักการของการแปลงฮิลเบิร์ต 4 แบบ ที่พบอยู่ในเอกสารอ้างอิง และแบบที่ 5 ซึ่งเป็นโครงสร้างใหม่ที่เราได้เสนอ ผลการวิเคราะห์ทั้งทางทฤษฎี และการเลียนแบบโดยคอมพิวเตอร์จากการเขียนโปรแกรมภาษาซี แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างวงจรแบบที่ 5 มีพฤติกรรมให้ความผิดพลาดน้อยกว่าวงจรแบบอื่นๆ โดยเฉพาะวงจรแบบที่ใช้อินทิเกรเตอร์มาประกอบรวมด้วย แม้จะมีความผิดพลาดในการตีเทคต์สัญญาณที่มีมอดูเลชัน 100% ดีพอสมควร แต่เมื่อใช้มอดูเลชันอินเดกซ์ที่ต่ำลง ค่าความผิดพลาดนั้นจะเพิ่มขึ้นอย่างมากมาย ซึ่งผู้พฤติกรรมของวงจรแบบที่ใช้วงจรทำอนุพันธ์เพียงอย่างเดียวไม่ได้ และในกลุ่มโครงสร้างที่ใช้การทำอนุพันธ์เช่นเดียวกัน โครงสร้างแบบใหม่ของเราก็ยังคงให้ผลค่าความผิดพลาดที่เหนือกว่า ซึ่งผลการเลียนแบบ และผลการทดลองให้ผลที่สอดคล้องกัน นอกจากนั้นแล้ววิธีการนี้ยังสามารถตีเทคต์สัญญาณ เอเอ็ม ที่มีคลื่นพหุค่าๆ ได้

บทที่ 4 สำหรับในบทนี้ เป็นการประยุกต์ใช้งานโครงสร้างวงจรแบบใหม่ในการคิมอดูเลตสัญญาณ เอฟเอ็ม โดยที่โครงสร้างแบบใหม่สามารถนำไปสร้างโดยใช้ได้กับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคทางอนาล็อก และเทคนิคทางดิจิทัล สำหรับเทคนิคทางอนาล็อก จะให้ค่าผลการตอบสนองของเอาต์พุตที่รวดเร็วตามที่คาดไว้ เพราะหาไม่มีการใช้ฟิเตอร์ในโครงสร้างของการดีเทกต์ แต่อย่างไรก็ตามเอาต์พุตที่ได้ก็มี dc ปน มาด้วย ซึ่งเทอมของ dc ดังกล่าวอาจจะกำจัดได้หลายวิธีเช่นใช้ตัวกรองความถี่ต่ำ ซึ่งอาจมีผลต่อความเร็วในการตอบสนองของเอาต์พุตที่ได้ ซึ่งโครงสร้างตรงนี้ไม่จัดว่าเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างของเรา ซึ่งในส่วนของการตอบสนองของเอาต์พุตของวงจรของเราจะสิ้นสุดตรงขั้นตอนที่ได้ข่าวสารออกมาพร้อมกับ dc ส่วนการกำจัด dc เป็นส่วนอีกส่วนหนึ่งซึ่งไม่เกี่ยวข้องกัน, แต่อย่างไรก็ตามนอกจากการใช้ตัวกรองความถี่ต่ำในการกำจัด dc แล้ว เรายังสามารถใช้วงจรบวกสัญญาณหรือ วงจรหักล้างสัญญาณมาทำการกำจัด dc ได้ ซึ่งวิธีนี้ก็จะไม่มีผลต่อการตอบสนองเอาต์พุตของข่าวสารเลย นอกจากนี้แล้วโครงสร้างของเรายังสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ได้สะดวกในส่วนของการทดลอง, ผลการเลียนแบบและผลการวิเคราะห์ ได้ให้ผลที่มีความสอดคล้องกันจากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่านอกจากคุณภาพที่ดีกว่าวิธีการแบบก่อนๆ แล้วความถี่ของคลื่นพาห์ที่ใช้ก็ยังไม่จำเป็นต้องมีค่าสูงกว่าความถี่ของคลื่นพาห์มากๆ เหมือนกับวิธีการในแบบก่อนๆ ด้วย

สำหรับบทที่ 5 เป็นการศึกษาการเปลี่ยนความถี่เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคทางดิสครีต และอนาล็อกโดยเทคนิคทางดิสครีตใช้การสุ่มป้อนกลับแบบปิดซึ่งวงจรที่ได้ออกแบบใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย มีการจัดสัญญาณควบคุมที่ไม่ยุ่งยากและให้ผลการตอบสนองเอาต์พุตที่รวดเร็ว แต่มีการกระเพื่อมต่ำ ซึ่งผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทางทฤษฎีเป็นอย่างดี สำหรับเทคนิคทางอนาล็อกนำเอาโครงสร้างของวงจรแบบใหม่ที่มีตัวทำอนุพันธ์เป็นองค์ประกอบไปใช้งานในการแปลงความถี่เป็นค่าศักย์ไฟฟ้า ซึ่งผลการตอบสนองของเอาต์พุตจะเกิดขึ้นโดยทันทีทันใดไม่ต้องรอให้สัญญาณอินพุตครบ 1 ลูก ซึ่งผลการเลียนแบบโดยโมดูล Simulink ของ MATLAB แสดงให้เราเห็นว่าวงจรของเราให้ค่าเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นกับความถี่อินพุต ซึ่งในการใช้งานจริงเราจะต้องควบคุมขนาดของอินพุตให้มีค่าคงที่ เพื่อให้ได้ค่าเอาต์พุตที่ต้องการจากผลการประยุกต์ใช้งานโครงสร้างวงจรแบบใหม่ที่มีตัวทำอนุพันธ์เป็นองค์ประกอบได้แสดงให้เห็นแล้วว่าสามารถนำไปใช้งานเป็น เอฟเอ็ม และ เอเอ็ม ดีเทกเตอร์ได้ นอกจากนั้นยังนำไปใช้งานในการวัดความถี่ได้ ซึ่งก็ตรงกับจุดประสงค์หลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บรรณานุกรม

- 1 B. P. Lathi, Modern Digital and Analog Communication System HRW SAUNDER, 1989.
- 2 Ferrel G. Stremler, Introduction to Communication Systems ADISON WESLEY, 1990.
- 3 Peter A. Stark, Introduction to Numerical Methods .
- 4 C.W.Lee, Analysis of Poly phase Envelope Detection IEEE Transaction on Communication, vol 21, No.8, p.p.967-969, 1973.
- 5 D.A. Rice; et al , Simple Envelop Detector IEEE Trans. Instrum. Measure., Vol 37 No. 2 p.p. 223-226, 1988.
- 6 วิวัฒน์ กิรานนท์, ปราโมทย์ วาดเขียน, จริยา เลิศจรัสอร่ามดี Hibert transform envelope detector แบบใหม่ การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 12 , หน้า 162-171 ,พ.ช. 2532.
- 7 J. Aparici., A Wide Dynamic Range Square-Law Diode Detecto IEEE Trans. Instrum. Measure., vol 37, No.3, p.p. 429-433, 1988.
- 8 P.V. Bhansall and R. Potter, Digital Demodulation IEEE ,Trans. Instrum. Measure., vol 35, No.3, 1986.
- 9 K.F. Koral, et al., Fast Envelope Detection for Thinned Display of Finely Digitized Ultrasound Scans. IEEE Trans. Biomed. Eng. vol 32 No.8 p.p. 637-638, 1985
- 10 P.V. Bhansali and R.Potter, Digital demodulation IEEE Trans. Instrum. Measure ., vol. IM - 35, no.3 , pp. 324 - 327, 1986.
- 11 D.A. Rice, V. Venkatachalam, and M. J. Wegmann, A simple envelope detector IEEE Trans. Instrum. Measure., vol. IM - 37, no.2, pp. 223 -226, 1984.
- 12 Patrick D. van der Puije, Telecommunication circuits design John wiley & Sons., pp. 144 ff, 1992.
- 13 P.H. Young., Electronic communication technique Macmilland, pp. 361 ff, 1990.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม(ต่อ)

- 14 R.G. Irvine., Operational amplifiers characteristic and application Prentice - Hall, pp. 151- 161, 1987.
- 15 J. G. Graeme, G. E Tobey, and L. P. Huelsman, Operational amplifiers design and application Mc Graw - Hill, pp. 236 ff, 1971.
- 16 K.F. Koral , M. E. Depuy, and C.R. Meyer, Fast envelope detection for thinned display of finely digital ultrasound scan IEEE. Trans. Biomed. Eng. vol. BME - 32, no.8, pp. 637 - 638, 1985.
- 17 DOEBLIN, E.O., Meassurement Systems McGraw-Hill, 1983,3 rd edn, pp.765-767.
- 18 HOROWITZ, P. H. & HILL W., The Art of Electronics cambridge University Press, 1980, pp.413.
- 19 ROSENTHAL, L.A., Improved Frequency Meter Circuit IEEE Trans., Instrument, 1977, PP.412.
- 20 REYNORLDS, J.S., Frequency / Voltage Convertor with Low Output Ripple Electronics Letters, 1986 , No. 5, pp. 783-784.
- 21 วิวัฒน์, ปราโมทย์, เครื่องวัดความถี่ซึ่งมีการกระเพื่อมของเอาต์พุตต่ำ การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10 ,หน้า (1-56) - (1-62) .
- 22 ปราโมทย์ วาดเขียน, การประยุกต์ใช้งาน OTA วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2531.
- 23 VAN VALKENBURG, M.E., Analog Filter Design Holt-Saunders, 1982, Chapt. 17.
- 24 ชงยุทธ ขนบดีเฉลิมรุ่ง, วัลลภ สุระกำพลธร, วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นศักดาในแบบแอนาลอก การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 หน้า 31-40
- 25 ปราโมทย์ วาดเขียน และคณะ, วงจรเปลี่ยนค่าความถี่เป็นศักดาไฟฟ้าแบบง่าย การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17, หน้า 533-537

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมเลียนแบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มทั้ง 5 แบบ

โปรแกรมเลียนแบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบที่ 1

```

/** FILE GENERATED MOD_SIG5.C */
/** DATE 24/6/37 */
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIGN.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS INTEGRAL.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS SUBTRACT.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SQU.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS SUBT_SQU.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS SUM.D_5 */
/** FILE DATA OUTPUT IS ROOT.D_5 */
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],integ[1505];
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005];*/
int i, m, n;
double rad,h,dum;
/** MAIN PROGRAM SECTION */
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdsq,*fpdm,*
fpds,*fpdr,*fpdt;
fpc = fopen ("MOD_SIGN.D_5","w+");
/*      fpd = fopen ("DIFF_MOD.D_5","w+"); */
fpd_2 = fopen ("INTEGRAL.D_5","w+");
/*      fpdsq = fopen ("SUBTRACT.D_5","w+");
*/
fpdm = fopen ("MOD_SQU.D_5","w+");
fpdt = fopen ("SUBT_SQU.D_5","w+");
fpds = fopen ("SUM.D_5","w+");
fpdr = fopen ("ROOT.D_5","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/
for (n=1;n<=1501;n++) /*(i=1;i<=200;i++)*/
{
/* n=5*i-4; */
rad = 3.141592*n*2;
x[n] = (-cos((rad/1000)+3.141592*0)+1.3333)*sin
((rad/200));
fprintf(fpc,"%d %ls %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpc,"%3s \n","EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
/* for (n=1;n<=1000;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*(1000.00)/(10*3.141592);
fprintf(fpd,"%d %ls %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd);
*/
/** INTEGRAL x(n) */
h = 0.01;
integ[0] = 0.00000;
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dum = (x[n] + x[n-1])*(0.001*0.5*10*3.141592);
integ[n] = integ[n-1] + dum;
dum = integ[n];
fprintf(fpd_2,"%d %ls %f\n",n,"",dum);
}
fprintf(fpd_2,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd_2);
/** INTERAL SUBTRACT DIFFERENTIATION **/
/* for (n=1;n<=1000;n++)
{
squar[n] = ((integ[n] - dif[n])/2.00);
fprintf(fpdsq,"%d %ls %f\n",n,"",squar[n]);
}
fprintf(fpdsq,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdsq);
*/
/** INPUT MODULATION SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*mul[n]*/ x[n] = (x[n])*(x[n]);
fprintf(fpdm,"%d %ls %f\n",n,"",/*mul[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdm);
/** INTEGRAL SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*squar[n]*/ integ[n] = (integ[n])*(integ[n]);
fprintf(fpdt,"%d %ls %f\n",n,"",/*squar[n]*/ integ
[n]);
}
fprintf(fpdt,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdt);
/** INPUT SQUAR SUM INTEG-DIF SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*sum[n]*/ x[n] = /*(squar[n])+(mul[n]*/ (integ[n])+(x
[n]);
}
}
}

```

```

fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",/*sum[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s \n","EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=136;n++)
{
x[(11*n)] = sqrt(x[(11*n)]);
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/

```



โปรแกรมเลียนแบบการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบที่ 2

```

/**FILE GENERATED MOD_SIG2.C **/
/** DATE 24/6/37 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIG2.D_2 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.D_2**/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIF_DEVI.D_2 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DEVI_SQU.D_2 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS MOD_SQU.D_2**/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUM.D_2 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS ROOT.D_2 **/
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],dif_2[1505], Y ;
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005];*/
int i, m, n;
double rad;
/** MAIN PROGRAM SECTION **/
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdsq,*fpdm,*fpds,*fpdr;
fpc = fopen ("MOD_SIGN.D_2","w+");
fpd = fopen ("DIFF_MOD.D_2","w+");
fpd_2 = fopen ("DIF_DEVI.D_2","w+");
fpdsq = fopen ("DEVI_SQU.D_2","w+");
fpdm = fopen ("MOD_SQU.D_2","w+");
fpds = fopen ("SUM.D_2","w+");
fpdr = fopen ("ROOT.D_2","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/for (n=0;n<=1500;n++)
{
rad = 3.141592*n*2.000;
x[n] = (-cos((rad/1000.000)+3.141592*0)+1.3333)*sin
(rad/200.000);
fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpc,"%3s \n","EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*1000.000;
fprintf(fpd,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd);
/** DIFFERENTIATION DEVIDE BY W **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif_2[n] = (dif[n])/(10.0000*3.141592);
fprintf(fpd_2,"%d %1s %f\n",n,"",dif_2[n]);
}
fprintf(fpd_2,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd_2);
/** SQUAR DIFFERENTIATION DEVIDE **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*suar[n]*/ dif_2[n] = (dif_2[n])*(dif_2[n]);
fprintf(fpdsq,"%d %1s %f\n",n,"",dif_2[n]);
}
fprintf(fpdsq,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdsq);
/** INPUT MODULATION SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/* mul[n]*/ x[n] = (x[n])*(x[n]);
fprintf(fpdm,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdm);
/** SQUAR MODULATION ADD SQUAR
DIFFERENTIATION/W **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*sum[n]*/ x[n] = /*(suar[n])+(mul[n]);*/ (dif_2[n])
+(x[n]);
fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s \n","EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*root[(5*n)-4]*/ x[(11*n)] = sqrt(x[(11*n)]);
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/□

```

โปรแกรมเขียนแบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบที่ 3

```

/** FILE GENERATED MOD_SIG3.C **/
/** DATE 24/6/37 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIGN.D_3 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.D_3 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS INTEGRAL.D_3 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS SUBTRACT.D_3 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS MOD_SQU.D_3 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUBT_SQU.D_3 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS SUM.D_3 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS ROOT.D_3 **/
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],integ[1505];
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005]; */
int i, m, n;
double rad,h,dum;
/** MAIN PROGRAM SECTION **/
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdsq,*fpdm,*
fpds,*fpdr,*fpdt;
fpc = fopen("MOD_SIGN.D_3","w+");
fpd = fopen("DIFF_MOD.D_3","w+");
fpd_2 = fopen("INTEGRAL.D_3","w+");
fpdsq = fopen("SUBTRACT.D_3","w+");
fpdm = fopen("MOD_SQU.D_3","w+");
fpdt = fopen("SUBT_SQU.D_3","w+");
fpds = fopen("SUM.D_3","w+");
fpdr = fopen("ROOT.D_3","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/
for (n=1;n<=1501;n++)
{
rad = 3.141592*n*2;
x[n] = (-cos((rad/1000)+3.141592*0)+1.3333)*sin
(rad/200);
fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpc,"%3s \n","EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*(1000.00)/(10*3.141592);
fprintf(fpd,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd);
/** INTEGRAL x(n) **/
h = 0.01;
integ[0] = 0.00000;
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dum = (x[n] + x[n-1])*(0.001*0.5*10*3.141592);
integ[n] = integ[n-1] + dum;
dum = integ[n];
fprintf(fpd_2,"%d %1s %f\n",n,"",dum);
}
fprintf(fpd_2,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd_2);
/** INTERAL SUBTRACT DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/* squar[n]*/ dif[n] = ((integ[n] - dif[n])/2.00);
fprintf(fpdsq,"%d %1s %f\n",n,"",/*squar[n]*/ dif[n]);
}
fprintf(fpdsq,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdsq);
/** INPUT MODULATION SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*mul[n]*/ x[n] = (x[n])*(x[n]);
fprintf(fpdm,"%d %1s %f\n",n,"",/*mul[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdm);
/** INTEGRAL SUBTRACT DIFFERENTIATION
SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*squar[n]*/ dif[n] = /*(squar[n])*(squar[n]);*/ (dif
[n])*(dif[n]);
fprintf(fpdt,"%d %1s %f\n",n,"",/*squar[n]*/ dif[n]);
}
fprintf(fpdt,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdt);
/** INPUT SQUAR SUM INTEG-DIF SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*sum[n]*/ x[n] = /*(squar[n])+(mul[n]);*/ (dif[n])+(x
[n]);
fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",/*sum[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s \n","EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=136;n++)
{
x[(11*n)] = sqrt(x[(11*n)]);
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/□

```

โปรแกรมเลียนแบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบที่ 4

```

/**FILE GENERATED MOD_SIG4.C **/
/**DATE 24/6/37 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIGN.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS INTEGRAL.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUBTRACT.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS MOD_SQU.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUBT_SQU.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUM.D_4 **/
/**FILE DATA OUTPUT IS ROOT.D_4 **/
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],integ[1505];
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005]; */
int i, m, n;
double rad,h,dum;
double y;
/** MAIN PROGRAM SECTION **/
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdm,*fpds,*fpdr,*fpdt;
fpc = fopen ("MOD_SIGN.D_4","w+");
fpd = fopen ("DIFF_MOD.D_4","w+");
fpd_2 = fopen ("INTEGRAL.D_4","w+");
fpdm = fopen ("MOD_SQU.D_4","w+");
fpdt = fopen ("SUBT_SQU.D_4","w+");
fpds = fopen ("SUM.D_4","w+");
fpdr = fopen ("ROOT.D_4","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/
for (n=1;n<=1501;n++)
{
rad = 3.141592*n*2;
x[n] = (-cos((rad/1000)+3.141592/4)+1.3333)*sin
(rad/200);
fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpc,"%3s \n","EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*1000.00;
fprintf(fpd,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd);
/** INTEGRAL x(n) **/
h = 0.01;
integ[0] = 0.00000;
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dum = (x[n] + x[n-1])*(0.001*0.5);
integ[n] = integ[n-1] + dum;
fprintf(fpd_2,"%d %1s %f\n",n,"",integ[n]);
}
fprintf(fpd_2,"%3s \n","EOF");
fclose(fpd_2);
/** INPUT MODULATION SQUAR **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*mul[n]*/ x[n] = (x[n])*(x[n]);
fprintf(fpdm,"%d %1s %f\n",n,"",/*mul[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdm);
/** INTEGRAL MULTIPLY DIFFERENTIATION
**/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*squar[n]*/ dif[n] = (integ[n])*(dif[n]);
fprintf(fpdt,"%d %1s %f\n",n,"",/*squar[n]*/ dif[n]);
}
fprintf(fpdt,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdt);
/** INPUT SQUAR SUM INTEG MULTIPLY DIF
**/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*sum[n]*/ x[n] = /*(mul[n] - (squar[n])*/ (x[n])-(dif
[n]);
fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",/*sum[n]*/ x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s \n","EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=136;n++)
{
/* x[(11*n)] = abs(x[(11*n)]);*/
x[(11*n)] = sqrt(x[(11*n)]);
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s \n","EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/

```

โปรแกรมเขียนแบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบที่ 5

```

/** FILE GENERATED MOD_SIG1.C **/
/** DATE 24/6/37 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIGN.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIF2_MOD.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIF_SQU.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIF_DIF2.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS SUM.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS ROOT.D_1 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIF2_MOD.D_1 **/
/** DECLARATION SECION **/
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],dif_2[1505];
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005];*/
int i, m, n;
double rad;
double y;
/** MAIN PROGRAM SECTION **/
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdsq,*fpdm,*fpds,*fpdr;
fpc = fopen ("MOD_SIGN.D_1","w+");
fpd = fopen ("DIFF_MOD.D_1","w+");
fpd_2 = fopen ("DIF2_MOD.D_1","w+");
fpdsq = fopen ("DIF_SQU.D_1","w+");
fpdm = fopen ("DIF_DIF2.D_1","w+");
fpds = fopen ("SUM.D_1","w+");
fpdr = fopen ("ROOT.D_1","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/
for (n=0;n<=1501;n++)
{
rad = 3.141592*n*2;
x[n] = (-cos((rad/1000)+3.141592*0)+1.33333)*sin
(rad/200);
/*      fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
*/
}
for (n=0;n<=136;n++)
{
fprintf(fpc,"%d %1s %f\n", (11*n), "", x[(11*n)]);
}
fprintf(fpc,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*1000.0000;
fprintf(fpd,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpd);

/** DIFFERENTIATION_2 **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif_2[n] = (dif[n+1]-dif[n])*1000.0000;
fprintf(fpd_2,"%d %1s %f\n",n,"",dif_2[n]);
}
fprintf(fpd_2,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpd_2);
/** SQUAR DIFFERENTIATION_1 **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
/*squar[n]*/dif[n] = (dif[n])*(dif[n]);
fprintf(fpdsq,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpdsq,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpdsq);
/** INPUT MULTIPLY WITH
DIFFERENTIATION_2 **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
x[n] = (x[n])*(dif_2[n]);
fprintf(fpdm,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpdm);
/** SQUAR SUBTRACT MULTIPLY **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
x[n] = (dif[n])-(x[n]);
fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=136;n++)
{
y = abs(x[(11*n)]);
x[(11*n)] = (sqrt(y))/(10.000*3.141592);
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n", (11*n), "", x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s \n", "EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/□

```

โปรแกรมเขียนแบบการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม

```

/** FILE GENERATED FM_SIG1.C **/
/** DATE 24/6/37 **/
/** FILE DATA OUTPUT IS MOD_SIGN.F_S **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIFF_MOD.F_S **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIF2_MOD.F_S **/
/** FILE DATA OUTPUT IS DIFF_SQU.F_S **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIF_DIF2.F_S **/
/**FILE DATA OUTPUT IS SUM.F_S **/
/** FILE DATA OUTPUT IS ROOT.F_S **/
/**FILE DATA OUTPUT IS DIF2_MOD.F_S **/
/** DECLARATION SECION **/
#include "dos.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
double x[1505],dif[1505],dif_2[1505];
/* double squar[1005],mul[1005],sum[1005],root
[1005];*/
int i, m, n;
double rad;
double y;
/** MAIN PROGRAM SECTION **/
main()
{
FILE *fpc,*fpd,*fpd_2,*fpdsq,*fpdm,*fpds,*fpdr;
fpc = fopen ("MOD_SIGN.F_S","w+");
fpd = fopen ("DIFF_MOD.F_S","w+");
fpd_2 = fopen ("DIF2_MOD.F_S","w+");
fpdsq = fopen ("DIFF_SQU.F_S","w+");
fpdm = fopen ("DIF_DIF2.F_S","w+");
fpds = fopen ("SUM.F_S","w+");
fpdr = fopen ("ROOT.F_S","w+");
/** GENERAT AND WRITE TO MODE_SIGN.DAT
**/
for (n=0;n<=1501;n++)
{
rad = 3.141592*n*2;
x[n] = cos((rad/100)- 0.1*cos(0.1*rad/100));
/** fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]); **/
}
for (n=0;n<=136;n++)
{
fprintf(fpc,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpc,"%3s\n","EOF");
fclose(fpc);
/** DIFFERENTIATION **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
dif[n] = (x[n+1]-x[n])*1500.0000;
fprintf(fpd,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpd,"%3s\n","EOF");
fclose(fpd);
/** DIFFERENTIATION_2 **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
fprintf(fpd_2,"%d %1s %f\n",n,"",dif_2[n]);
}
fprintf(fpd_2,"%3s\n","EOF");
fclose(fpd_2);
/** SQUAR DIFFERENTIATION_1 **/
for (n=1;n<=1500;n++);
{
/*squar[n]*(dif[n])*(dif[n]);
fprintf(fpdsq,"%d %1s %f\n",n,"",dif[n]);
}
fprintf(fpdsq,"%3s\n","EOF");
fclose(fpdsq);
/** INPUT MULTIPLY WITH
DIFFERENTIATION_2 **/
for (n=1;n<=1500;n++);
{
x[n] = (x[n])*(dif_2[n]);
fprintf(fpdm,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpdm,"%3s\n","EOF");
fclose(fpdm);
/** SQUAR SUBTRACT MULTIPLY **/
for (n=1;n<=1500;n++)
{
x[n] = (dif[n])-(x[n]);
fprintf(fpds,"%d %1s %f\n",n,"",x[n]);
}
fprintf(fpds,"%3s\n","EOF");
fclose(fpds);
/** SQUAR ROOT SECTION **/
for (n=1;n<=136;n++)
{
y = x[(11*n)];
x[(11*n)] = (sqrt(y))-(30.000*3.141592); /* AW */
fprintf(fpdr,"%d %1s %f\n",(11*n),"",x[(11*n)]);
}
fprintf(fpdr,"%3s\n","EOF");
fclose(fpdr);
}
/** END OF FILE **/□

```

A NOVEL FM DEMODULATION SCHEME

Wiwat Kiranon, Paramote Wardkein, *Student Member, IEEE*
Telecommunication Engineering Department, Faculty of Engineering
-King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Abstract—An alternative approach for FM signal demodulation using differentiators is proposed. This new approach, which can be realized in IC form, does not require an envelope detector or filter explicitly, thus enabling a fast and accurate response. Analytical and numerical results, in addition to experimental results, are presented.

I. Introduction

The most traditional FM demodulator is the frequency discriminator that uses the frequency - versus - amplitude characteristic of a tuned circuit to perform an FM - to - AM conversion, followed by envelope detector. The slope detector, Foster - Seeley discriminator and ratio detector are examples of circuits in this class, which are rarely used because bulky transformers are involved. This is a serious limitation for use with integrated circuits (ICs). When ICs are used in the design, FM detection may be realized by means of the use of a phase - locked loop (PLL). The PLL - FM detector is relatively complex, but it can be realized in IC form where such complexity is not necessarily a disadvantage [3]. The quadrature detectors are also popular in IC implementations because there is no complicated and bulky transformer involved [4] but they require an LC - resonant circuit external to the chip. Recently, FM digital demodulation based on the Hilbert transform has been demonstrated. The major advantage is that the dynamic range is mainly limited by the word size of the computation unit [1].

This paper proposes a novel scheme of FM demodulation principally by employing two differentiators. It can be implemented using both analog and digital techniques in the time domain. One advantage of the analog technique is that it is possible for it to be realized perfectly in an IC form. The detection error in the noise-free condition is evaluated analytically, and found to be reasonably small. Computer simulations are also used to confirm the analytical results. An analog version of the

novel detector is experimentally implemented by the use of discrete components, and the results are found to agree well with the theoretical results.

II. Principle of Operation

The proposed FM demodulator diagram is depicted schematically in Fig 1. The mathematical development

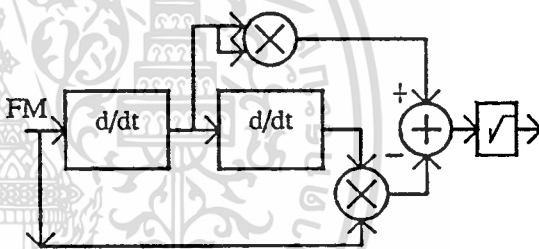


Fig.1 The proposed schematic diagram of the novel FM demodulator.

begins at the demodulator where an input FM signal, $y(t)$, is expressed as.

$$y(t) = A \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (1)$$

where A is the carrier amplitude, ω_c denotes the unmodulated carrier radian frequency, k_f represents the frequency sensitivity of the modulator and $f(t)$ is a message signal and t represents time.

Differentiating eqn.(1) with respect to t yields for the first and the second derivatives of $y(t)$, as the followings

$$y'(t) = -A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (2)$$

and

Contributed Paper

Revised manuscript received July 3, 1995

0098 3063/95 \$04.00 © 1995 IEEE

$$y''(t) = -A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} - A k_f f'(t) \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (3)$$

where, prime (') and double prime (") denote the first and the second derivative, with respect to t , respectively.

Squaring eqn. (2), we obtain

$$\{y'(t)\}^2 = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \sin^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \quad (4)$$

Multiplying eqn. (1) with eqn. (3), yields

$$y(t)y''(t) = -A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 \cos^2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} - \frac{A^2}{2} k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (5)$$

Making use of the relations $\sin^2 A + \cos^2 A = 1$ and $\sin 2A = 2 \sin A \cos A$ and subtracting eqn.(5) from eqn.(4), we get

$$\{y'(t)\}^2 - \{y(t)y''(t)\} = A^2 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 + \frac{A^2}{2} k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right] \quad (6)$$

If $f(t)$ is a slow time-varying signal, it is reasonable to assume that $f'(t)$ is negligibly small. Taking the square root of eqn.(6), the following result can be achieved

$$\sqrt{\{y'(t)\}^2 - y(t)y''(t)} = A \omega_c + A k_f f(t) \quad (7)$$

The first term on the right hand side of eqn. (7), represents a dc component and the second term is the desirable restored message signal.

Consequently, following the prescribed mathematical manipulation, we obtain the novel FM demodulator schematic diagram in Fig 1.

III. Error Analysis

When the effect of $f'(t)$ is taken into account, the

output $v_o(t)$ of the proposed demodulator, in the noise free condition, is expressed as

$$v_o(t) = A \sqrt{\left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}^2 + \frac{k_f}{2} f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]} \quad (8)$$

Utilizing Taylor's expansion yields

$$v_o(t) = A \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} + \frac{A k_f f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\}} \quad (9)$$

Comparing eqn.(9) with eqn.(7), the last term in eqn.(9) appears as the instantaneous demodulation error. When this error is normalized by the maximum output message component $|A k_f f(t)|_{\max}$, we obtain the normalized error, $e(t)$:

$$e(t) = \frac{f'(t) \sin \left[2 \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right\} \right]}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} |f(t)|_{\max}} \quad (10)$$

Since $|\sin x| \leq 1$, the upper bound of the absolute normalized error can be stated as

$$|e(t)| \leq \frac{f'(t)}{4 \left\{ \omega_c + k_f f(t) \right\} |f(t)|_{\max}} \quad (11)$$

In the real world, $k_f f'(t)$ is only a very small fraction of ω_c , therefore the maximum error, from eqn.(11), is negligibly small. It implies that our FM demodulation scheme introduces virtually no distortion.

IV. Circuit Implementations

The proposed demodulation scheme can be implemented using both digital and analog techniques. For digital processing, the input FM signal must first be passed through an analog antialiasing low-pass filter, and then is sampled and digitized. After that, the digital demodulation processes to determine $\sqrt{\{y'(t)\}^2 - y(t)y''(t)}$ can be applied. Alternatively, the demodulation scheme may be realized using analog techniques in several forms. Fig.2

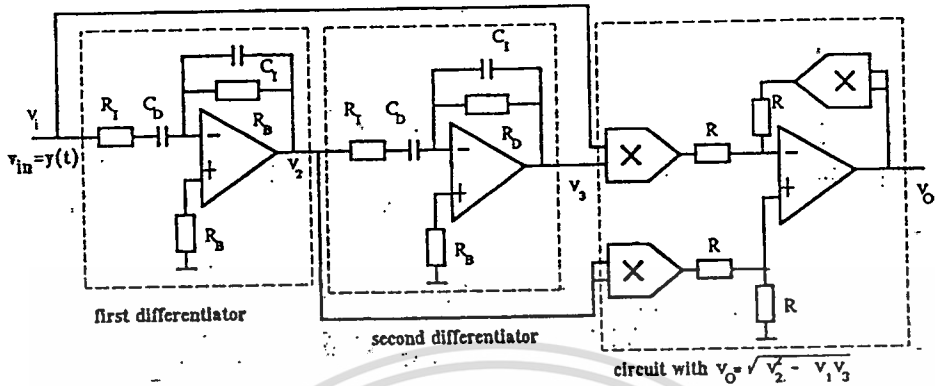


Fig.2 An example of an analog circuit diagram of the proposed demodulator.

shows one of such possible circuit implementation. The circuit in the first and second dashed block is the so-called practical differentiator [5] which is used to produce $y'(t)$ and $y''(t)$. The circuit in the third block can produce an output $v_o = \sqrt{v_2^2 - v_1 v_3}$. This relation can be easily verified by using an analog multiplier and an operational amplifier [6]. Hence, the complete circuit arrangement in Fig 2. demonstrates the possibility of an analog implementation. The gain of the overall circuit is $\frac{1}{RC}$. It is obvious that this version of analog FM demodulation can be completely realized in IC form. Of course, a more skillful circuit manipulation can lead to a better IC circuit modification.

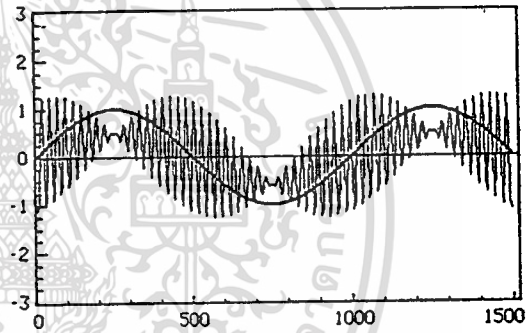


Fig.3-b The simulation result for modulating frequency and modulation index of $0.05\omega_c$ and 1, respectively.

V. Computer Simulation

Computer simulations are used to illustrate the behaviour of the demodulator. The numerical integration

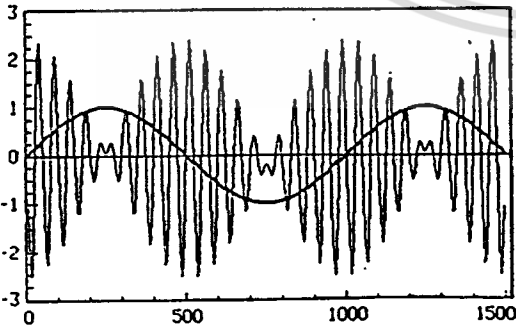


Fig.3-a The simulation result for modulating frequency and modulation index of $0.1\omega_c$ and 1, respectively.

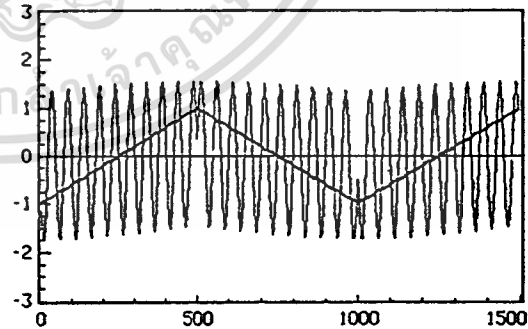


Fig.3-c Simulation result of a modulating frequency of $0.1\omega_c$ for a triangular wave.

uses the trapezoidal rule, and the differentiation uses an unsmoothed difference over two-sample intervals.

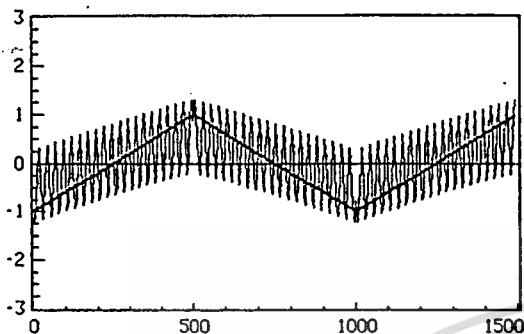


Fig.3-d Simulation result for a modulating frequency of $0.05\omega_c$ for a triangular wave.

In the first simulation we use the sinusoidal FM signal, with the modulating frequency $0.1\omega_c$ and the modulation index 1, as the input. The recovered signal is shown by the thick solid line in Fig.3-a whereas the modulating signal shown by the dotted line is so close to the recovered signal that it cannot be distinguished. Its error, multiplied by the factor 100, is plotted by the thin solid line, which is less than 2.5%. It is variable to note that the simulated error is close to the analytic error from eqn.(11), which has the upper bound at 2.27%. Next, the modulating frequency is adjusted to be $0.05\omega_c$, and the results of the simulation are depicted in Fig.3-b. It is obvious that the detection error decreases as expected from eqn.(11).

Fig.3-c and Fig.3-d show results from triangular modulating signals with modulating sensitivity, $k_f = 0.1\omega_c$ where their repetition rates are $0.1\omega_c$, and $0.05\omega_c$, respectively. It can also be observed that the higher the carrier frequency, the less demodulation error that can be obtained.

VI. Experimental Results

The analog demodulator based on the scheme of Fig.2 is implemented from the discrete components, using op-amp's LF351 and LM13600 multipliers. For the sake of brevity, the circuit details are omitted. The experimental results are shown in Fig.4. The modulation sensitivity and the unmodulated carrier frequency used in all of these experiments are $k_f = 10\text{kHz/V}$ and $f_c = 5\text{kHz}$ respectively. It should be observed that, although the modulating wave forms in Fig.4-a and Fig.4-b are different,

the modulation errors are of the same level, while the modulation error in Fig.4-b is more than that in Fig.4-c, even though the modulating wave forms are the same. It should also be noticed that the demodulation errors appear as a high frequency ripples, and therefore, if necessary, they can be easily filtered out.

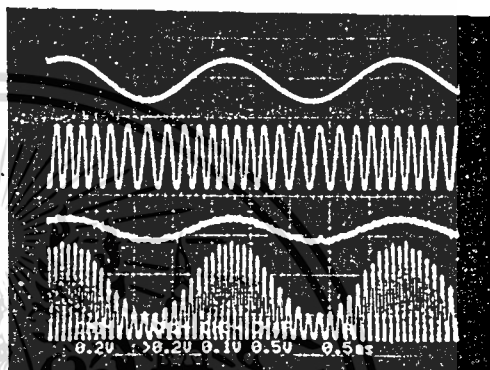


Fig.4-a Experimental results. The top trace is the modulating sinusoidal signal 500Hz. The second trace is the FM modulated signal with carrier frequency 5kHz. The third one is the demodulated signal and the bottom one is the signal at the noninverting input of the last op-amp in Fig.2.

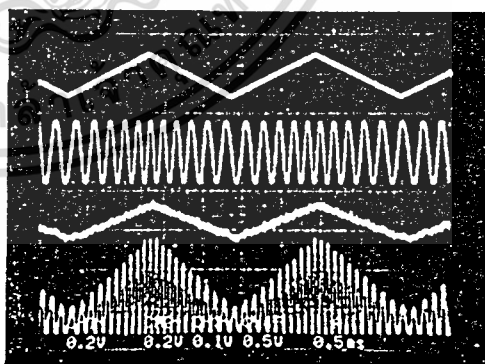


Fig.4-b Experimental results when the modulating signal is a triangular wave with repetition rate 500Hz. The signal in each trace in the figure corresponds to each one in Fig. 4-a.

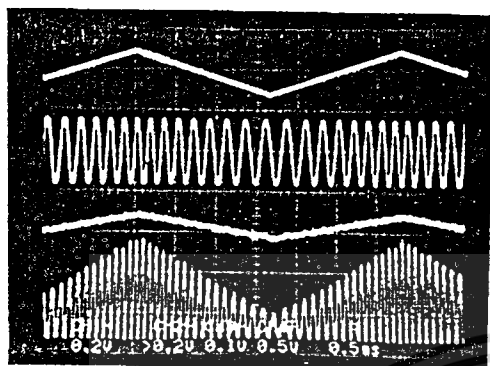


Fig.4-c Experimental results when the modulating signal is a triangular wave with repetition rate 250Hz. The signal in each trace in the figure corresponds to each one in Fig. 4-a.

VII. Conclusion

A novel FM detection scheme that makes use of the advantages of double differentiation has been proposed. It can be implemented using both analog and digital techniques. With the analog technique, fast demodulation can be expected because there is no filter involved. This scheme can easily be realized in IC or digital form which makes it compatible with state-of-the arts.

Analytical and numerical simulation results were found to agree reasonably well with the experimental results.

It is worth noticing that such a good quality FM demodulation cannot be achieved by the conventional FM demodulation method especially when the modulating frequency is not so different from the carrier frequency. Hence, besides broadcasting FM detection, it may find significant applications in instrumentation systems including biomedical ultrasound systems[7].

Acknowledgement

The authors wish to express their sincere thank to Prof. Dr. KTV Grattan, Department of Electrical, Electronics and Information Engineering, City University, U.K. and Patrick A. Buah, Optoelectronics Research Lab, KMITL, for their help in proof-reading this paper and we also would like to thank Asst. Prof. Dr. Preecha Yupapin, Optoelectronics, Research Lab, KMITL, for his contribution.

References

- [1] P.V. Bhansali and R.Potter, "Digital

demodulation", IEEE Trans. Instrum. Measure., vol. IM - 35, no.3, pp. 324 - 327, 1986.

- [2]. D.A. Rice, V. Venkatachalam, and M. J. Wegmann, "A simple envelope detector", IEEE Trans. Instrum. Measure., vol. IM - 37, no.2, pp. 223 -226, 1984.

- [3]. Patrick D. van der Puije, "Telecommunication circuits design", John wiley & Sons., pp. 144 ff, 1992.

- [4]. P.H. Young., "Electronic communication technique", Macmilland, pp. 361 ff, 1990.

- [5]. R.G. Irvine., "Operational amplifiers characteristic and application" Prentice - Hall, pp. 151 - 161, 1987.

- [6]. J. G. Graeme, G. E Tobey, and L. P. Huelsman, "Operational amplifiers design and application" Mc Graw - Hill, pp. 236 ff, 1971.

- [7]. K.F. Koral , M. E. Depuy, and C.R. Meyer, "Fast envelope detection for thinned display of finely digital ultrasound scan" IEEE. Trans. Biomed. Eng. vol. BME - 32, no.8, pp. 637 - 638, 1985.

Bibliographies



Wiwat Kiranon recieved the B.Eng degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1971 and the D.Eng degree from Tokai University, Japan, in 1982. He has been with the Department of Telecommunication, KMITL since 1978 and held a part-time position with the faculty of engineering, Mahanakorn University of Technology, Thailand since 1995. His research interests are in the areas of integrated circuit design, circuit theory and signal processing.



Paramote Wardkein recieved the B.Sc. degree in physics from Srinakharinwirote University Pitsanuloke, Thailand in 1986 and M.Eng. electrical engineering in 1990 from the KMITL. He is currently completing the D.Eng degree at the same institute in the area of communication engineering. His current research is in the field of analog-digital communication.

of 100m was used which needs 10W peak power. The power required is obviously reduced for longer loop lengths but for

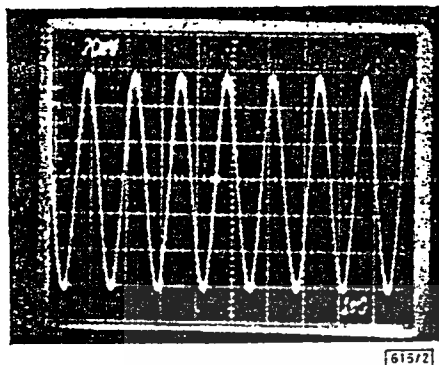


Fig. 2 Sampled output of sinusoidally modulated DFB laser

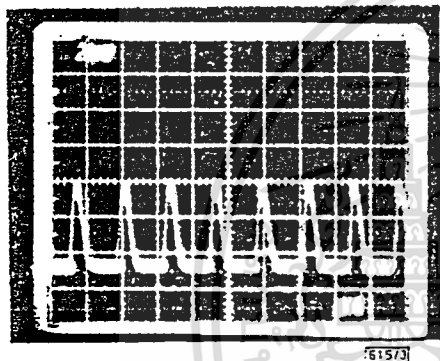


Fig. 3 Sampled output of gain switched DFB laser

this application complete switching of the signal is not necessarily required because partial switching still gives a faithful sampling of the signal. This results in a lower output power but, as already stated, a high gain low bandwidth amplifier can be used to recover the signal. This means that with the advent of higher power semiconductor lasers these devices may be used to replace the Nd:YAG laser as a sampling source.

In conclusion we have demonstrated an all optical sampling device capable of displaying signals having nanosecond periods on millisecond time scales. The final resolution of such a device depends upon the width of the optical sampling pulse which could be in the femtosecond regime. The resolution is also affected by any difference in group delay between the sampling and sampled signals. This effect may be virtually eliminated by ensuring that the two wavelengths are spaced equally either side of the zero dispersion wavelength. This means that when using conventional fibre the wavelength range over which the measurement can be made is limited by the fibre dispersion. For example, standard fibre would limit the range to 20nm for a resolution of 7ps, regardless of the width of the sampling pulse. However, if we employ dispersion flattened fibre⁴ the wavelength range can be extended to around 200nm while maintaining a resolution, due to dispersion, of 100fs.

Acknowledgments: We would like to thank R. P. Webb and K. Smith for useful discussions.

B. P. NELSON
N. J. DORAN

British Telecom Research Laboratories
Martlesham Heath
Ipswich IP5 7RE, United Kingdom

23rd November 1990

ELECTRONICS LETTERS 31st January 1991 Vol. 27 No. 3

References

- 1 DORAN, N. J., FORRESTER, D. S., and NAYAR, B. K.: 'Experimental investigation of all-optical switching in a fibre loop mirror device', *Electron. Lett.*, 1989, 25, pp. 267-278
- 2 BLOW, K. J., DORAN, N. J., and NAYAR, B. K.: 'Experimental demonstration of optical soliton switching in an all-fibre nonlinear Sagnac interferometer', *Opt. Lett.*, 1989, 14, pp. 754-756
- 3 BLOW, K. J., DORAN, N. J., NAYAR, B. K., and NELSON, B. P.: 'Two-wavelength operation of the nonlinear fibre loop mirror', *Opt. Lett.*, 1990, 15, pp. 248-250
- 4 JANG, S. J., COHEN, L. G., MAMMEL, W. L., and SAIFI, M. A.: 'Experimental verification of ultra-wide bandwidth spectra in double-clad single-mode fibre', *Bell Syst. Tech. J.*, 1982, 61, pp. 385-389

SIMPLE FREQUENCY/VOLTAGE CONVERTOR WITH LOW OUTPUT RIPPLE

Indexing terms: Circuit theory and design, Convertors, Feedback

A frequency/voltage convertor with theoretically zero output ripple is presented. It has a simpler structure and four times faster response than an earlier system. Moreover, it may easily be modified to a switched-capacitor version, if so desired.

A frequency/voltage convertor with low output ripple has recently been introduced by Reynolds.¹ The circuit works on sampled closed-loop feedback principles and produces nominally zero ripple on the output, any residual ripple being due to component imperfections.

However, the circuit proposed by Reynolds has a complicated configuration and slow response because of the combination of four-way switches and a 2 bit binary counter. It takes four input signal periods for each iteration step.

In this Letter, a simpler frequency/voltage convertor circuit with low output ripple is reported. It uses a zero crossing detector to generate two-phase pulse trains from the input signal to activate the appropriate CMOS switches, instead of the 2 bit binary counter. Therefore, the response time is improved, and becomes four times faster. The new circuit adopts a Miller integrator in place of VCCS in Reynolds's circuit, so it is not necessary to set the current switches to commutate the capacitors or to sink the output current of the VCCS. Consequently, the new configuration can easily be modified to a switched-capacitor version, if so desired.

The circuit diagram of the new system is shown in Fig. 1. It comprises three major parts: a Miller integrator, a charge

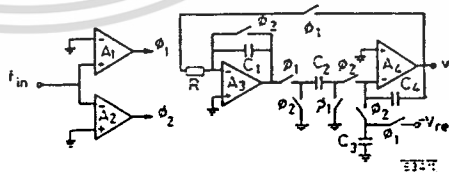


Fig. 1 Circuit diagram

integrator and zero crossing voltage comparators. The zero crossing voltage comparators A_1 and A_2 produce square wave outputs Φ_1 and Φ_2 as a nonoverlapped two-phase clock at the rate of the input frequency. The voltage integrator A_3 integrates the output V_i of A_4 and clock Φ_1 activates the switches. Then, at the end of the time that Φ_1 is active, the charge Q_2 on C_2 is set to be

$$Q_{2,i+1} = \frac{C_2 V_i T}{2RC_1} \quad (1)$$

where i is the iteration number and T is the period of the

205

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

input signal. Meanwhile, the reference voltage, $-V_{ref}$, sets the charge Q_3 on C_3 to be

$$Q_{3,i+1} = -C_3 V_{ref} \quad (2)$$

After this, Φ_2 is active, the charges on C_2 and C_3 are forced by the opamp A_4 to transfer to C_4 . Therefore the charge integrator output voltage is updated to be

$$V_{i+1} = V_i - \frac{Q_{2,i+1}}{C_4} + \frac{Q_{3,i+1}}{C_4} \quad (3)$$

Substitution of eqns. 1 and 2 and $f = 1/T$ into eqn. 3 yields

$$V_{i+1} = \left(1 - \frac{C_2}{2fRC_1C_4}\right)V_i + \frac{C_3}{C_4}V_{ref} \quad (4)$$

where f is the input signal frequency.

It should be noted that each iteration step completes in only one input signal cycle instead of in four cycles as it does in Reynolds's circuit.

The solution to the recurrent formula, eqn. 4, is as follows:

$$V_i = \frac{2fRC_1C_3V_{ref}}{C_2} + \left(V_0 - \frac{2fRC_1C_3V_{ref}}{C_2}\right) \times \left(1 - \frac{C_2}{2fRC_1C_4}\right)^i \quad (5)$$

where V_0 is an initial output voltage.

The first term on the right hand side of eqn. 5 is the steady-state response, whereas the last term determines the transient response of the system.

Thus the steady-state response of the system meets the converter requirement that it should be proportional to input frequency and should theoretically have no ripple. The voltage-to-frequency sensitivity (gain) of the system is $2fRC_1C_3V_{ref}/C_2$ V/Hz which may easily be adjusted by the capacitance ratio instead of the absolute capacitance value as was done in Reynolds's circuit.

Eqn. 5 shows that there is no transient response at the nominal centre frequency:

$$f_0 = \frac{C_2}{2RC_1C_4} \quad (6)$$

It means that if there is a step change in input frequency to be f_0 , the output voltage of the system can be in a steady state in only one iteration step.

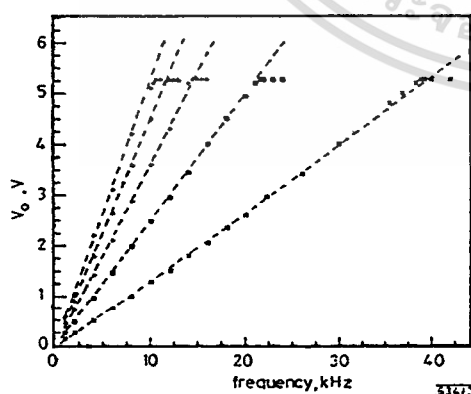


Fig. 2 Comparison of theoretical and experimental values of frequency-to-voltage transfer characteristic

- theoretical
- ◇◇◇ experimental values when $V_{ref} = 1.0$ V
- △△△ experimental values when $V_{ref} = 0.8$ V
- +++ experimental values when $V_{ref} = 0.6$ V
- experimental values when $V_{ref} = 0.4$ V
- ××× experimental values when $V_{ref} = 0.2$ V

It should also be noted from eqn. 5 that the system will be unstable if the input frequency is lower than $C_3/2RC_1C_4$ or $f_0/2$.

The system was built with $C_1 = 10^4$ pF, $C_3 = 2 \times 10^4$ pF, $C_4 = 0.1$ μF, $R = 1.65$ kΩ and $V_{CC} = \pm 5.5$ V. We used IC LM318 as comparators A_1 and A_2 and IC LF351 as opamps A_3 and A_4 . The measured responses are shown in Fig. 2 together with the theoretical characteristics. It is obvious that the experimental results agree well with predictions.

It is important to report that if the on resistance of the CMOS switches is not negligible, the ripple on the output voltage is minimum when C_2 and C_3 are discharged with the same time constant, that is, C_3 is equal about $2C_2$. The measured ripple voltage, when $C_2 = C_3 = 10^4$ pF, $C_3 = 2C_2 = 2 \times 10^4$ pF and $C_3 = 4C_2 = 4 \times 10^4$ pF, and sensitivity (gain) was adjusted to be 1.3×10^{-4} V/Hz, are shown in Fig. 3.

In summary, the frequency/voltage converter with low output ripple reported here has not only simpler configuration but also four times faster response than that of Reynolds's system.¹ The output sensitivity (gain) of the new system may easily be adjusted by capacitance ratio together with reference voltage, $-V_{ref}$. Because of a simpler circuit construction, it may easily be modified to a switched-capacitor version as

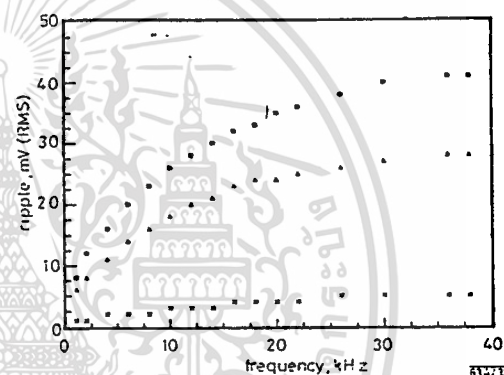


Fig. 3 Output ripple when the sensitivity (gain) of system was adjusted to be 1.3×10^{-4} V/Hz by adjusting $-V_{ref}$

- $C_3 = C_2 = 10^4$ pF
- ××× $C_3 = 2C_2 = 2 \times 10^4$ pF
- △△△ $C_3 = 4C_2 = 4 \times 10^4$ pF

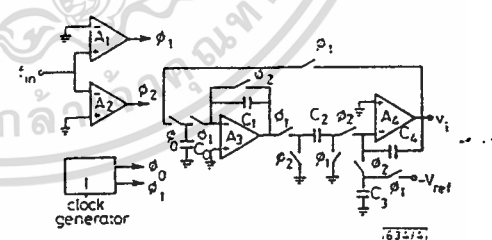


Fig. 4 Switched-capacitor version of circuit shown in Fig. 1

shown in Fig. 4, whereas clock $\Phi_0 = \Phi_1$ and the clock frequency is much higher than the input frequency.

W. KIRANON
P. WARDKEIN
C. LOESCHARATAMDEE

26th November 1990

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

References

- 1 REYNOLDS, J. S.: 'Frequency/voltage converter with low output ripple', *Electron. Lett.*, 1986, 22, pp. 783-784
- 2 VAN VALKENBURG, M. E.: 'Analog filter design' (Holt-Saunders, 1982), Chap. 17
- 3 ROSENTHAL, L. A.: 'Improved frequency meter circuit', *IEEE Trans. Instrument & Measurement*, 1977, p. 421

A Novel Analog Square-rooter

P. Wardkein and W. Sangpisit, Telecommunications Dept., Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

A novel analog square-rooter using sampled data technique is presented. The proposed circuit based on recursive iteration method is constructed by using switched capacitors. This new approach can be implemented to IC form. Including the experimental results and error measurements are demonstrated.

1. Introduction

Circuits that perform analog square root of voltage signals are very useful in various applications in electronics communication, analog signal processing, instrumentation and control. This operation is usually performed by a circuit based on an analog multiplier placed in the feedback path of an operational amplifier. The circuit configuration, however, is not widely used for the following reasons; analog multipliers need careful and precise adjustments in order to operate with a reasonable error, input voltage values should not be very large in order to prevent a latch-up effect [1], and, because accuracy is drastically reduced, due to the fact that the multiplier is used in the feedback path. Another type of square-rooter (recently published) [2] is based on operational transconductance amplifiers (OTAs) network configuration, whose operation is essentially based on transconductances (g_m) of an OTA, having the problem of nonideal behaviors of OTAs, namely, the nonlinearity and high variability of g_m with temperature [3].

A new analog square rooter circuit based on sampled data technique feedback through divider circuit has been realised to circumvent the latch-up effect in feedback path and the limiting nonideal behaviors of OTAs. Its operation based on iteration method, whose output is fast convergence, is controlled by clock signals. It has good accuracy of wide dynamic input range. This proposed analog square-rooter can be constructed in switched capacitors (SC) form. One of the primary advantages of the analog sampled data circuits is that they provide a mean of economically and accurately implementing analog circuit functions with existing integrated circuit technology. The analog divider [4] has been used, and it has been modified to make more compact by suppressing monostable circuits. Experimental results and error measurements are also given to verify the theoretical analysis.

2. Principle and Circuit Description

The output of square root can be expressed as

$$V_o = k\sqrt{V_x} \quad (1)$$

where $V_x \geq 0$ and k is a constant. From Eq.(1) if $k = 1$ then $V_o^2 - V_x = 0$ is obtained. The idea upon which the square root function is based on iteration method. Probably the most widely used

method of evaluating the square root is the Newton-Raphson technique [5]. This technique is a simple and effective iteration procedure. Hence, the recursive formula can be achieved by using Newton-Raphson method as shown in the following equation

$$V_o^{i+1} = 0.5(V_o^i + \frac{V_x}{V_o^i}) \quad (2)$$

Eq.(2) is an alternative approach which can be used to calculate square root values. Consequently, the circuit based on Eq.(2) can be achieved as shown in Fig.1. Assuming all ideal components, the clock signals both ϕ and $\bar{\phi}$ are nonoverlap. From the circuit in Fig.1, the output voltage $V_o^{i+1} = V_o^i - 0.5V_o^i + 0.5\frac{V_x}{V_o^i}$ if $C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} = C$ therefore, $V_o^{i+1} = 0.5(V_o^i + \frac{V_x}{V_o^i})$ where the output voltage V_o^i and V_o^{i+1} are obtained from even ϕ and odd $\bar{\phi}$ phase clock signal, respectively. When its output is converged, the charges in C_3 are unchanged, it means that the summation of charges in C_1 and C_2 are zero. Hence, the output voltage V_o^{i+1} is unchanged and equal to V_o^i . The following analysis yields $V_o^i = 0.5(V_o^i + \frac{V_x}{V_o^i})$ and $V_o^i = \frac{V_x}{V_o^i}$. The final result is $V_o^i = \sqrt{V_x}$, so the circuit in Fig.1 provides a square root function. Subsequently, the building block of division is

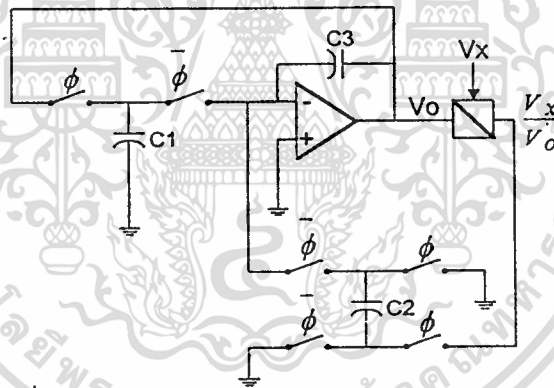


Fig. 1 The basic scheme of a square root circuit using switched capacitors

replaced by a simplified division circuit. A completed square-rooter can be constructed as shown in Fig.2.

From Fig.2, V_R , C' , R and S are used to set initial condition of circuit. For Fig.3 reveals waveform illustrating clock signals for square root circuit of Fig.2.

For the proposed divider circuit has used the principle of Laopoulos and Karybakas technique. Furthermore, it is improved by using only a clock signal ϕ yields ϕ_2 to control reset the two integrators as shown in Fig.2 but Laopoulos and Karybakas's technique has used two monostable circuits, provides pulses to reset the two integrators. This proposed circuit has a great

advantage in that monostable circuits can be eliminated. Reducing the number components is the most important matter for low cost and high reliability in the divider configuration.

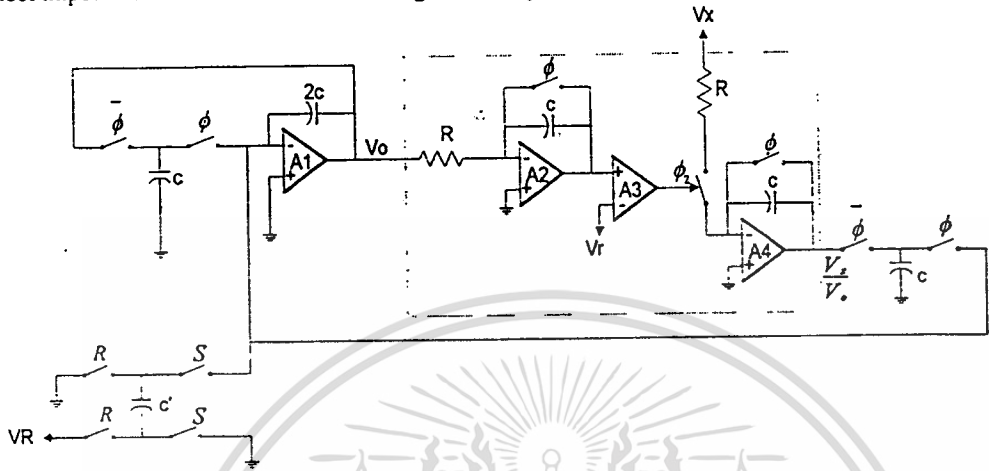


Fig.2 Simplified square root circuit configuration

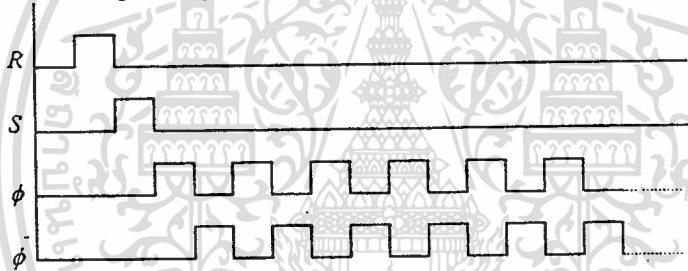


Fig.3 Waveform illustrating clock signals of square root circuit

3. Experimental Results

The analog square-rooter based on the circuit in Fig.2 is implemented from the discrete components, using Op-Amp(LM741), analog switches (CD4066), $\phi = 2\text{ kHz}$, $C = C' = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ and $R = 1\text{ k}\Omega$, $V_r = -1\text{ V}$. The power supplied are $\pm 5\text{ V}$. The experimental result in Fig. 4 shows the circuit's convergence to step change of output voltage V_o which is relatively changed in order to demonstrate the circuit's behavior during convergent operation, when the input voltage V_x is a positive constant. Fig.5 and Fig.6 show the circuit's ability to operate properly under variable input voltage V_x . It should be noted that V_x has only positive value, therefore it was biased with a DC offset in these measurements where its frequency is much less than clock signal ϕ . The output results show that the proposed square-rooter offers remarkably small error. Error measurement is depicted in Fig.7. This graph shows that the experimentally measured output voltage (V_o) is in close agreement with the theoretical curve obtained by calculation based on Eq.(1), which its maximum error is $\pm 7\%$. However it should be noted that dynamic range of input V_x is nearly equal to power supply level.

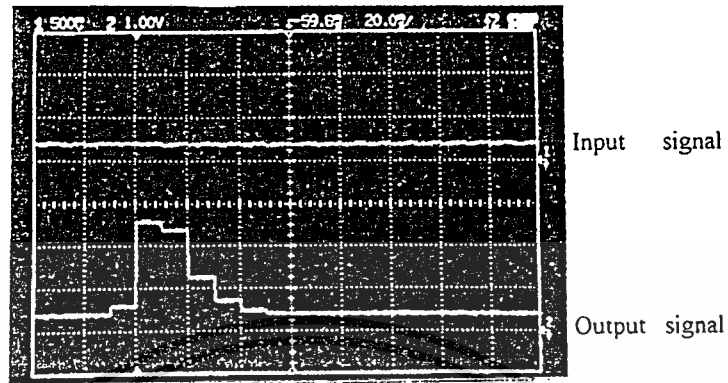


Fig.4 An example of the convergence when its input is a positive constant.

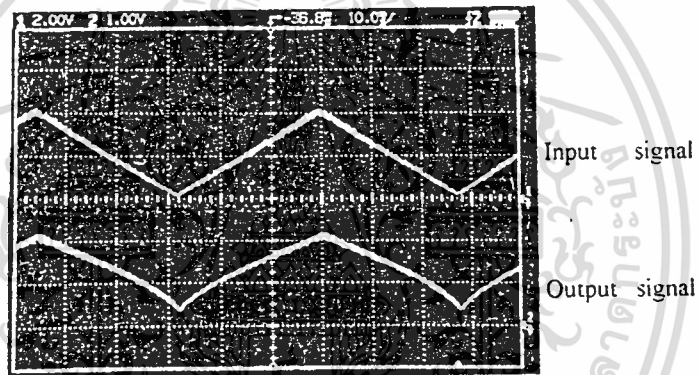


Fig.5 Shows the experimental result of triangular input which is biased with a DC offset.

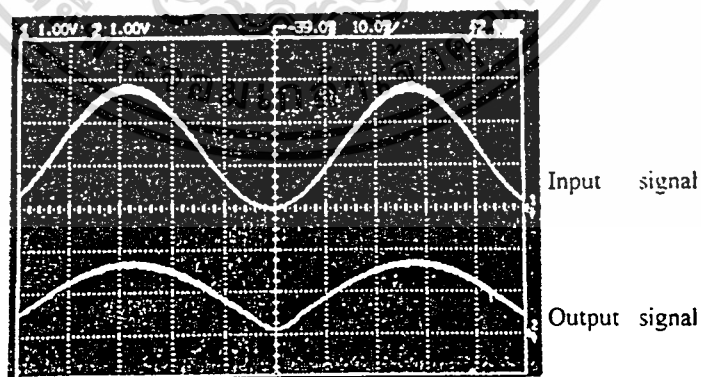


Fig.6 Shows the experimental result of sinewave input which is biased with a DC offset.

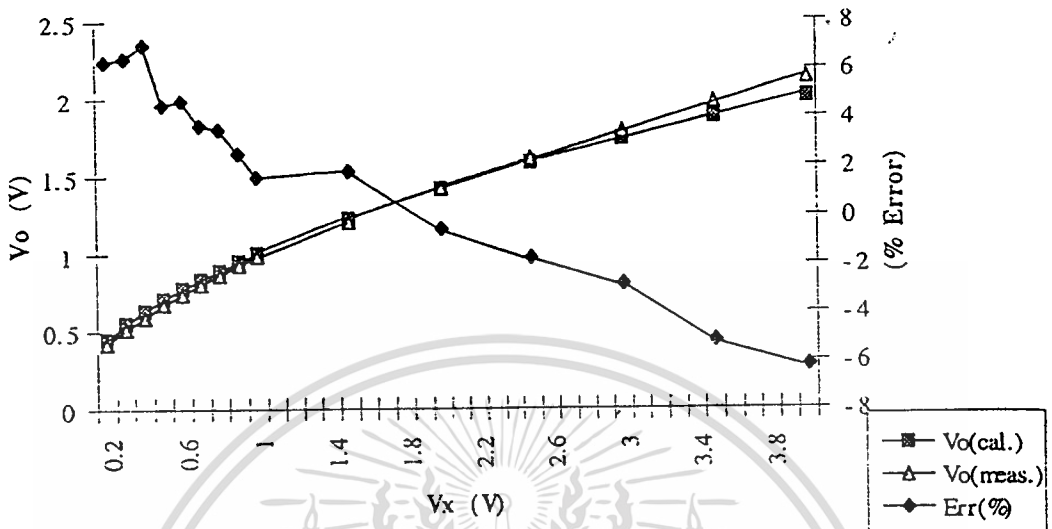


Fig.7 Error Measurement of square root circuit

4. Conclusion

A new analog square-rooter based on iteration method has been found capable of accurately performing the mathematical operation of square root voltage. Moreover, it can be realized in IC form by SC technique. The element-value accuracy is important, especially mismatch C value is the cause of error in experimental results. The signal frequency is not too high such as voice- and audio-frequency. Overall characteristics of this new approach to the analog square root design makes it highly suitable for most electronics communication, analog signal processing, instrumentation and control applications.

5. References

- [1] Harry Helms, "Linear IC Devices", A Technipubs/Prentice-Hall, 1987 Source Book, pp. XR-66-XR-81.
- [2] Tarun K.Sen, Arabinda Ray and Baidyanath N.Ray, "An Arbitrary Power-Law Device Based On Operational Transconductance Amplifiers," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.42, Oct. 1993, pp. 948-952.
- [3] Kenneth R.Laker and Willy M.C.Sansen, "Design of Analog Integrated Circuits and Systems," McGraw-Hill Inc., 1994, pp.465-466.
- [4] Th. L.Laopoulos, C.A.Kosmatopoulos and C.A.Karybakas, "Analog divider/multiplier for low frequency applications," Int.J.Electronics, vol.73, no.6, 1992, pp.1231-1266.
- [5] Erwin Kreyszig, "Advanced Engineering Mathematics," 7th edition, John Wiley&Sons, 1993, pp.929-933.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นายปราโมทย์ วาดเขียน
วันเดือนปีเกิด	วันที่ 3 เมษายน พ.ศ. 2506
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาโท	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถานศึกษาที่สำเร็จการศึกษา	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีที่สำเร็จการศึกษา	ปีการศึกษา 2531
อาชีพปัจจุบัน	รับราชการในตำแหน่งอาจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

