

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์
แบบดิจิทัล

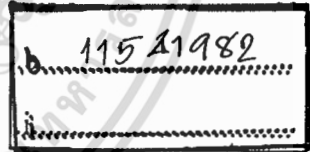
A DIGITALLY PROGRAMMABLE SWITCHED-CAPACITOR OSCILLATOR



ธนาวุธ เชื้อเจริญ

THANAVUT CHACHAROEN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60505
วัน,เดือน,ปี - 3 ก.ค. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-151-810-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A DIGITALLY PROGRAMMABLE SWITCHED-CAPACITOR OSCILLATOR



THANAVUT CHACHAROEN

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

2005

ISBN 974-151-810-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล
ชื่อนักศึกษา	นาย ธนาวุธ เชื้อเจริญ
รหัสประจำตัว	43061117
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ฉบับนี้ ได้กล่าวถึงการใช้วงจรกรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์เพื่อปรับใช้เป็นวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบนี้ มีเสถียรภาพดี โดยมีแอมพลิจูดคงที่ตลอดช่วงการใช้งาน และเหมาะสมกับการควบคุมแอมพลิจูดโดยใช้แรงดันไฟตรงภายนอก นอกจากนี้แล้วการปรับเปลี่ยนความถี่ของการออสซิลเลต ทำได้โดยปรับเปลี่ยนสัญญาณนาฬิกาภายนอก ซึ่งไม่มีผลต่อเสถียรภาพของวงจร การควบคุมสัญญาณนาฬิกา และแรงดันไฟตรงนี้ สามารถควบคุมได้ด้วยสัญญาณดิจิทัลจากชิพ FPGA โดยวงจรกรองความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองนี้คือเบอร์ MF5 สัญญาณรูปไซน์ที่ได้สามารถประยุกต์ใช้งานในการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และสามเหลี่ยมได้ ซึ่งผลการทดลองกับทฤษฎีสอดคล้องกันด้วยดี

Thesis Title	A Digitally Programmable Switched-Capacitor Oscillator
Student	Mr. Thanavut Chaucharoen
Student ID	43061117
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Pramote wadkien

ABSTRACT

The purpose of this thesis is to present the use of a state variable SC-filter that can be adapted to become a SC-oscillator .This SC-Oscillator is high stability, constant amplitude at the wide range of frequency and suitable for amplitude controlling by external DC voltage . In addition, frequency tuning can be adjusted by external clock ,which without effect to stability. The external clock and DC voltage are controlled by digital signal from FPGA .The type of state variable SC-filter used in this experiment was the IC-MF5. This sinusoidal oscillator can be applied with square/triangular wave generator. The experiment used to confirm the validity of the theory is included in this thesis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์นี้เป็นอย่างสูง ที่ท่านได้ถ่ายทอดความรู้ ตลอดจนการชี้แนะแนวทางแก้ปัญหา พร้อมทั้งอบรมสั่งสอนลูกศิษย์ ด้วยความรักและความเมตตาตลอดมา โดยมีได้หวังสิ่งตอบแทนใดๆ ตลอดจนครูบาอาจารย์ทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดความรู้ให้ตั้งแต่เด็กจนถึงปัจจุบัน

สุดท้ายขอกราบเท้าขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้ให้ความรัก ความอบอุ่น ตลอดจนคำสั่งสอนต่างๆ ต่อผู้เขียนในทุกๆด้าน อย่างสม่ำเสมอมาตลอด ซึ่งพระคุณนี้ลูกพึงระลึกถึงเสมอเหนือสิ่งอื่นใด



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นของการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.1.1 แหล่งจ่ายพลังงาน.....	3
2.1.2 วงจรโครงข่ายเลือกความถี่.....	3
2.1.1 วงจรขยาย.....	4
2.2 ระบบสัญญาณเวลาเวลาต่อเนื่อง.....	4
2.2.1 ระบบสมการอนุพันธ์.....	4
2.2.2 การหาผลเฉลยของระบบสมการอนุพันธ์โดยวิธีโดยตรง.....	5
2.2.2.1 ผลเฉลยเอกพันธ์ (homogeneous solution).....	5
2.2.2.2 ผลเฉลยเฉพาะ(particular solution).....	8
2.2.2.3 ผลเฉลยสมบูรณ์ (complete solution).....	9
2.3 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยพิจารณาจากระบบสมการอนุพันธ์ อันดับสอง.....	9
2.4 ระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง	15
2.4.1 ระบบสมการผลต่าง	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.2 การหาผลเฉลยของสมการผลต่าง โดยวิธี โดยตรง.....	17
2.4.2.1 ผลเฉลยเอกพันธ์.....	17
2.4.2.2 ผลเฉลยเฉพาะ.....	20
2.4.2.3 ผลเฉลยสมบูรณ์.....	21
2.5 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ในระบบเวลาเป็นช่วง.....	22
2.5.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ในระบบเวลาเป็นช่วงวิธีที่ 1.....	22
2.5.2 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ในระบบเวลาเป็นช่วงวิธีที่ 2.....	24
2.6 สรุป.....	29
บทที่ 3 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์เบื้องต้น.....	30
3.1 กล่าวนำ.....	30
3.2 ความต้านทานสมมูลของโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	30
3.3 การใช้ออปแอมป์ใน โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	32
3.3.1 วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	34
3.3.2 วงจรขยายไม่กลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	36
3.3.3 วงจรอินทรีเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	38
3.3.4 วงจรอินทรีเกรเตอร์ไม่กลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์.....	40
3.4 สรุป.....	42
บทที่ 4 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	
แบบคิจิตอล.....	43
4.1 กล่าวนำ.....	43
4.1.1 ส่วนควบคุมแหล่งกำเนิดไฟตรงและความถี่ของสัญญาณนาฬิกาปรับค่าด้วย	
ระบบคิจิตอล.....	43
4.1.2 หลักการแปลงสัญญาณคิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก.....	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.3 บล็อกโคอะแกรมวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธี ทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล.....	46
4.2 การวิเคราะห์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง.....	47
4.2.1 การวิเคราะห์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ป้อนแรงดันไฟ ตรงภายนอก V_{DC1}	52
4.2.2 การวิเคราะห์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ป้อนแรงดันไฟ ตรงภายนอก V_{DC2}	57
4.3 การวิเคราะห์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง.....	62
4.4 การหาค่าผิดพลาดของความถี่และความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม.....	68
4.5 สรุป.....	73
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล.....	74
5.1 กล่าวนำ.....	74
5.2 วงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณ.....	74
5.3 วงจรทำปริพันธ์.....	76
5.4 สรุป.....	80
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	81
6.1 กล่าวนำ.....	81
6.2 ผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาแบบควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบ ดิจิทัล.....	81
6.3 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก.....	83
6.4 ผลการทดลองวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล.....	84
6.4.1 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์เมื่อเวลาเริ่มต้นการออสซิลเลต.....	84

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.4.2 ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ซึ่ง สัมพันธ์ กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา คือ $f_{osc} = \frac{f_{clk}}{100}$	85
6.4.3 ผลการทดลองการควบคุมแอมพลิจูดของการวงจรออสซิลเลเตอร์ทางสเตติก.....	91
6.4.4 การควบคุมแอมพลิจูดของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ทางไดนามิก.....	94
6.4.5 การควบคุมความถี่ของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ทางไดนามิก.....	94
6.5 ผลการทดลองค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของสัญญาณรูปไซน์.....	97
6.6 ผลการทดลองการประยุกต์ใช้งานวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์.....	99
6.7 สรุปผลการทดลอง.....	100
บทที่7 บทสรุป.....	101
เอกสารอ้างอิง.....	103
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าเวลาคงตัวของวงจรอินทรีเกรเตอร์ของวงจรรวมเบอร์MF5.....	105
ภาคผนวก ข วงจรกรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์เบอร์ MF5.....	111
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และในระหว่างที่ทำการศึกษาที่ได้รับ การตีพิมพ์.....	128
ประวัติผู้เขียน.....	139

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตารางรูปแบบฟังก์ชัน $y_p(t)$ จากฟังก์ชัน $x(t)$	8
2.2 ตารางการคาดเดารูปแบบ $y_p(n)$ จากฟังก์ชัน $x(n)$	20



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง.....11
2.3	บล็อกไดอะแกรมระบบสมการอนุพันธ์อันดับสองที่มีการป้อนกลับเพื่อกำจัดตัวแปร a_111
2.3	แสดงการแทนลำดับสัญญาณเวลาเป็นช่วง.....15
2.4	บล็อกไดอะแกรมวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ของระบบสมการผลต่างอันดับสองออกแบบ โดยวิธีที่ 1.....23
2.5	บล็อกไดอะแกรมวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ของระบบสมการผลต่างอันดับสองออกแบบ โดยวิธีที่ 2.....25
3.1	โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์.....31
3.2	วงจรความต้านทานสมมูลแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์.....31
3.3	แผนผังเวลาของสัญญาณนาฬิกาควบคุมการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_231
3.4	แบบจำลองของออปแอมป์ในแบบแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดแรงดัน.....33
3.5	คุณลักษณะเฉพาะถ่ายโอนระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยาย.....33
3.6	วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์.....34
3.7	แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_234
3.8	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_1 ทำงาน.....34
3.9	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน.....35
3.10	วงจรขยายไม่กลับเฟสสัญญาณโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์.....36
3.11	แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_236
3.12	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_1 ทำงาน.....37
3.13	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน.....37
3.14	วงจรอินทิเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์.....38
3.15	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน.....39
3.16	แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_239
3.17	วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน.....39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 วงจรอินทิเกรเตอร์ไม่กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	40
3.19 แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_2	41
3.20 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_1 ทำงาน.....	41
3.21 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน.....	41
4.1 วงจรส่วนควบคุมความถี่สัญญาณนาฬิกาและสัญญาณไฟตรงที่ได้จากการสังเคราะห์โปรแกรม ที่เขียนจากภาษา VHDL.....	44
4.2 บล็อกไดอะแกรมการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก.....	45
4.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก.....	46
4.4 แผนผังบล็อกวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์ แบบดิจิทัล.....	47
4.5 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองแถบความถี่ของวงจรรวมเบอร์ MF5.....	48
4.6 บล็อกไดอะแกรมวงจรออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง.....	48
4.7 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์.....	49
4.8 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์กรณีที่มีป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1}	52
4.9 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีเมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC2}	57
4.10 บล็อกไดอะแกรมวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง.....	62
4.11 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง.....	63
5.1 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์.....	74
5.2 กราฟคุณลักษณะเฉพาะถ่ายโอนระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของออปแอมป์.....	75
5.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์เข้าขานอนอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์.....	75
5.4 สัญญาณอินพุตรูปไซน์และสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	76
5.5 กราฟความสัมพันธ์ฟังก์ชัน $x(t)$ และฟังก์ชัน $y(t)$ จากช่วงเวลา t_0 ถึง t_2	77
5.6 วงจรทำปริพันธ์แบบกลับเฟส.....	78
5.7 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ เพื่อสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม.....	79
5.8 แผนผังลำดับการสร้างสัญญาณรูปไซน์ สี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม.....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา X และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.1 บล็อกโคแอมพลิฟายเออร์ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล.....	81
6.2 ความถี่สัญญาณนาฬิกา เมื่อเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 1 Hz และตั้งค่า การหารความถี่สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 4.....	82
6.3 ความถี่สัญญาณนาฬิกา เมื่อเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 100 Hz และตั้ง ค่าหารความถี่สัญญาณนาฬิกา เท่ากับ 8.....	82
6.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 100 Hz กับค่าตัวหาร 1–10.....	83
6.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกขนาด 8 บิต.....	83
6.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกเมื่อป้อนอินพุตเป็น สัญญาณดิจิทัลจาก 00000000-11111111.....	84
6.7 สัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์เมื่อเริ่มการออสซิลเลต โดยการปรับ ค่าเงื่อนไข ของการออสซิลเลตโดยการปรับค่าความต้านทาน R_0 ให้เหมาะสม.....	84
6.8 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 mHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณ นาฬิกาเท่ากับ 1 Hz.....	85
6.9 สเปกตรัมสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 mHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 Hz.....	85
6.10 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 Hz.....	86
6.11 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 Hz.....	86
6.12 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 kHz.....	87
6.13 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 kHz.....	87
6.14 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 10 kHz.....	88

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 10 kHz.....	88
6.16 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 kHz.....	89
6.17 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 kHz.....	89
6.18 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 MHz.....	90
6.19 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 MHz.....	90
6.20 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกขนาด 0 โวลต์.....	91
6.21 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC1} = +500\text{ mV}$	91
6.22 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC1} = -500\text{ mV}$	92
6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC1} จาก $-1.9 - 1.9\text{ Volt}$	92
6.24 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC2} = +500\text{ mV}$	93
6.25 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC2} = -500\text{ mV}$	93
6.26 ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC2}	94
6.27 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไปอย่างต่อเนือง.....	95
6.28 ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์เมื่อเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกา 1,10,100 Hz.....	95
6.29 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ $\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = 1$	96
6.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ $\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{2}$	96

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.31 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ $\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{3}$	97
6.32 ค่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกที่ 1-6 ของสัญญาณรูปไซน์.....	98
6.33 ค่าความถี่ขมของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ของสัญญาณจาก $100\text{mHz} - 10\text{ kHz}$	98
6.34 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมเมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1}	99
6.35 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สร้างจากสัญญาณรูปไซน์.....	99
6.36 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สร้างจากสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม.....	100
ก.1 โครงสร้างภายในวงจรรวมเบอร์ MF5.....	105
ก.2 วงจรอินทรีเกรเตอร์แบบกลับเฟสสัญญาณในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง.....	105
ก.3 วงจรอินทรีเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิทช์คาปาซิเตอร์.....	106
ก.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ของวงจรรวม MF5 ในโหมด 6a.....	107
ก.5 กราฟความสัมพันธ์ของความถี่ของสัญญาณนาฬิกา $1\text{ Hz} - 1\text{ MHz}$ กับความถี่คัทออฟ ของวงจรอินทรีเกรเตอร์.....	109

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ได้ถูกนำไปใช้งานทางวิศวกรรมอย่างกว้างขวาง เช่นในงานทางด้าน การสื่อสาร เครื่องมือวัดและทดสอบ การประมวลผลสัญญาณ ระบบควบคุม ทั้งนี้เพราะสัญญาณรูปไซน์ เป็นสัญญาณที่มีความถี่เดียว และเป็นสัญญาณพื้นฐานที่สามารถนำไปสร้างเป็นสัญญาณรูปอื่นได้ เช่นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งสัญญาณเหล่านี้มีองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์ที่มีหลายๆค่าโมนิคประกอบกัน วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่ดีควรมีคุณสมบัติดังนี้คือมีขนาดของสัญญาณคงที่ตลอดย่านความถี่ที่สามารถใช้งานได้ และมีเสถียรภาพของสัญญาณที่ดี การปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณสามารถทำได้ โดยไม่ทำให้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณเปลี่ยนแปลง ซึ่งกรรมวิธีในการสร้างสัญญาณรูปไซน์ ในปัจจุบันสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรรมวิธีใหญ่ ๆ คู่ด้วยกันคือ (1) สร้างวงจรถ่วงกลับแบบบวกในรูปของสัญญาณต่อเนื่อง อาทิเช่น วงจรเวนบริดจ์, เฟสชิฟท์ เป็นต้น[2,3,4] (2) สร้างจากการบันทึกเก็บข้อมูลดิจิทัลคลื่นรูปไซน์ไว้ในรอม(ROM)แล้วอ่านค่าออกมาแปลงให้เป็นสัญญาณไซน์ดิจิทัล[9] (3) สร้างจากการคำนวณของสมการผลต่างด้วยคอมพิวเตอร์แล้วส่งข้อมูลมาแปลงเป็น สัญญาณไซน์ในรูปแบบดิจิทัล[1] และ(4)สร้างจากโครงข่ายของสวิทช์คาปาซิเตอร์[5,11,12]ซึ่งเหมาะสำหรับการสร้างสัญญาณความถี่ต่ำถึงปานกลาง โดยมีการเลื่อนความถี่ใช้งานได้ง่ายและสะดวกเพียงแต่เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิทช์คาปาซิเตอร์ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตซึ่งเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบคือเราควรที่สามารถควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณให้ได้ตามที่เรต้องการ โดยง่ายและไม่ทำให้เงื่อนไขของการออสซิลเลตเปลี่ยนไป เพราะทำให้เกิดความยุ่งยากในการปรับเปลี่ยนวงจรซึ่งบทความในลักษณะเช่นนี้ได้มีการนำเสนออย่างต่อเนื่องทั้งในรูปแบบ วงจรไฟฟ้าแบบวงจรดิจิทัล ซึ่งมีปัญหาสำคัญคือวงจรเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ก็ทำให้เงื่อนไขของการออสซิลเลตเปลี่ยนไป หรือถ้าวงจรที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ก็จะมีขนาดใหญ่และมีอยู่ในรูปของวงจรรวมหรือออปโตอิเล็กทรอนิกส์ประเภทพาสซีฟ[13,14] วงจรสำเร็จแบบวงจรรวม ทั้งในโหมดแรงดันและกระแส

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เรามีแนวคิดมาจากความต้องการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ที่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่ต่ำถึงปานกลาง โดยที่สามารถควบคุม

แอมพลิฟิเคชันและความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัลอย่างอิสระ ที่ไม่ทำให้เงื่อนไขของการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลง ดังนั้นจากแนวคิดข้างต้นจึงได้เสนอการนำเอาวงจรความถี่แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่มีขายตามท้องตลาดเบอร์ MF5 มาสร้างเป็นวงจรถ่ายเป็นสัญญาณรูปไซน์ดังกล่าว

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทและภาคผนวกอีก 2 ภาค ซึ่งมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ตลอดจนรายละเอียดในแต่ละบทของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์วงจรถ่ายเป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยแบ่งเป็น 2 วิธีการใหญ่ๆ คือการวิเคราะห์ในระบบสมการอนุพันธ์ และการวิเคราะห์ในระบบสมการผลต่าง ตลอดจนการหาผลเฉลยเอกพันธ์ ผลเฉลยเฉพาะ และผลเฉลยสมบูรณ์ของระบบสมการทั้งสอง

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการประมวลผลสัญญาณของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ โดยแบ่งรายละเอียดดังนี้ วงจรความต้านทานสมมูล วงจรขยายแบบกลับเฟสสัญญาณ วงจรขยายแบบไม่กลับเฟสสัญญาณ วงจรอินทิเกรเตอร์ โดยวงจรถ่ายทั้งหมดออกแบบด้วยโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงวิธีการควบคุมความถี่และแอมพลิฟิเคชันของสัญญาณรูปไซน์ ด้วยวงจรถ่ายที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม VHDL แล้วทำการสังเคราะห์เพื่อโปรแกรมลงชิพ FPGA การวิเคราะห์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง ผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์ ผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้น และผลตอบสนองสมบูรณ์ นอกจากนี้ยังได้วิเคราะห์ผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์ในระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วงอีกด้วย และการวิเคราะห์ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมของวงจรถ่าย

บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบเพื่อสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม โดยใช้หลักการของวงจรถ่ายเปรียบเทียบสัญญาณ และการทำปริพันธ์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยม

บทที่ 6 ผลการทดลอง กล่าวถึงผลการทดลองวงจรถ่ายเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่ทำการออกแบบและการประยุกต์ใช้งานในการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปสามเหลี่ยมซึ่งผลการทดลองสอดคล้องกับกับจุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์อย่างดี

บทที่ 7 บทสรุป กล่าวถึงเนื้อหาโดยรวมของวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการเบื้องต้นของการออกแบบ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์มูลซอลดอล

2.1 กล่าวนำ

วงจรรอสซิลเลเตอร์ หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีรูปแบบของสัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบรายคาบ(periodic signal) โดยที่ไม่ต้องมีสัญญาณอินพุตเป็นแบบรายคาบ โดยที่คุณลักษณะเฉพาะ (characteristic) ที่สำคัญของวงจรรอสซิลเลเตอร์ เราจะพิจารณาที่ เสถียรภาพทางความถี่ เสถียรภาพทางแอมพลิจูด ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต และองค์ประกอบทางฮาร์โมนิกของสัญญาณของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้อาจเปลี่ยนแปลงจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ประเภทแอททีฟที่นำมาสร้างวงจร เช่น จุดการไบแอสวงจร หรือการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ถ้าเราแบ่งวงจรรอสซิลเลเตอร์ออกตามลักษณะของรูปสัญญาณเราสามารถแบ่งออกได้เป็น วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม รูปสามเหลี่ยม รูปฟันเลื่อย เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีลักษณะของสัญญาณเป็นคลื่นรูปไซน์เป็นหลัก โดยโครงสร้างหลักของวงจรจะอยู่ในรูปของวงจรป้อนกลับแบบบวก ซึ่งวิธีการทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์และอธิบายปัญหาของวงจรรอสซิลเลเตอร์คือ ระบบสมการอนุพันธ์ (Differential Equation System) ในกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์แบบต่อเนื่อง และระบบสมการผลต่าง(Difference Equation System) ในกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์แบบคิสิกรีตโดยองค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่จำเป็นนั้น สามารถแยกเป็นส่วนหลักๆคือ

2.1.1 แหล่งจ่ายพลังงาน ได้แก่แหล่งจ่ายไฟตรงที่มีแรงดันคงที่ หน้าที่หลักของแหล่งจ่ายพลังงานคือให้พลังงานกับวงจร นอกจากนี้ขณะที่ทำการเปิดวงจรจะเกิดสัญญาณในลักษณะที่เป็นสัญญาณอิมพัลส์และเกิดสัญญาณรบกวนวงจรขึ้นมาพร้อมๆกันด้วยซึ่งจะเป็นสัญญาณเริ่มต้นในการสร้างสัญญาณรูปไซน์ของวงจร

2.1.2 วงจรโครงข่ายเลือกความถี่ (Frequency-Selective Network) เป็นส่วนในการกำหนดความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ ในลักษณะของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน RC วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ หรืออื่นๆ เราสามารถแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $T(s)$ ในรูปทั่วไปของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสองดังในสมการ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{a_1 s}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.1)$$

2.1.2 วงจรขยาย (amplifier circuit)

เป็นวงจรประเภทแอกทีฟซึ่งอาจอยู่ในรูปของวงจรรวมสำเร็จ เช่น ออปแอมป์ OTA หรือวงจรสายพานกระแส อย่างไรก็ดี ซึ่งส่วนของวงจรขยาย จะทำหน้าที่คำนวณการกำเนิดสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงาน ในส่วนที่เกิดการสูญเสียไปภายในวงจรของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณให้มีค่าคงตัวโดยอัตโนมัติ

2.2 ระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง

ในความหมายกว้างๆ ของระบบอาจหมายถึงการรวมเอาวัตถุหรืออุปกรณ์ในลักษณะที่มีการจัดระเบียบเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ ที่ตั้งไว้ ซึ่งลักษณะทางกายภาพของระบบย่อมมีความแตกต่างกัน เมื่อเราต้องการวิเคราะห์หรือออกแบบระบบ สิ่งที่จะต้องทำคือการหาแบบจำลองในทางคณิตศาสตร์ (mathematical model) ของระบบนั้น แบบจำลองจะแทนความรู้ต่างๆ เกี่ยวกับระบบในรูปแบบที่เป็นประโยชน์ แบบจำลองจะต้องมีความสลับซับซ้อนพอเหมาะกับความปัญหาที่จะต้องแก้ไข คือ ต้องไม่สลับซับซ้อนจนเกินไปจนยากที่จะเข้าใจ ทำให้ไม่เหมาะสำหรับการพยากรณ์พฤติกรรมของระบบ ขณะเดียวกันแบบจำลองต้องไม่ง่ายเกินไป จนขาดรายละเอียดที่จำเป็น ในการทำนายพฤติกรรมของระบบ ได้อย่างถูกต้องในระดับที่ต้องการ ซึ่งในการสร้างแบบจำลองของระบบเวลาต่อเนื่องเชิงเส้น (continuous time linear system) จะใช้ระบบสมการอนุพันธ์เชิงเส้น (linear differential equation system) ในการสร้างแบบจำลอง ซึ่งกล่าวถึงต่อไปนี้

2.2.1 ระบบสมการอนุพันธ์

ระบบสมการอนุพันธ์เป็นระบบสมการที่ใช้อธิบายระบบต่างๆ ที่เรากำลังพิจารณาไม่ว่าระบบนั้นจะรูปในระบบทางกล หรือระบบทางไฟฟ้า ซึ่งในการพิจารณาระบบ เราจะพิจารณาจากผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตของระบบเมื่อเราให้สัญญาณทางด้านอินพุตในรูปแบบต่างๆ เช่น สัญญาณทางด้านอินพุตอยู่ในรูปของฟังก์ชันแบบ unit step หรือ เป็น ฟังก์ชันที่อยู่ในรูปอิมพัลส์ สามารถแบ่งการหาผลเฉลยของระบบสมการ ได้ 2 กรณีคือ ผลเฉลยเอกพันธ์หรือผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์และผลเฉลยเฉพาะหรือผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้น โดยที่ผลเฉลยสมบูรณ์ของระบบสมการคือผลรวมของผลเฉลยทั้งสอง ซึ่งรูปทั่วไปของสมการอนุพันธ์ที่ใช้ทำนายรูปแบบของระบบคือ

$$a_0 y(t) + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + \dots + a_N \frac{d^N y(t)}{dt^N} = b_0 x(t) + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + \dots + b_N \frac{d^N x(t)}{dt^N} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{n=0}^N a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} = \sum_{n=0}^M b_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} \quad (2.3)$$

โดยที่ a_n และ b_n เป็นค่าคงที่ซึ่งเป็นจำนวนจริงใดๆ $y(t)$ เป็นฟังก์ชันเอาต์พุต หรือในทางไฟฟ้า อาจอยู่ในรูปแรงดันหรือกระแสก็ได้ และ $x(t)$ เป็นฟังก์ชันอินพุต โดยที่การหาผลเฉลยสมการของระบบสมการอนุพันธ์จะทำการแยกหาที่ละส่วน โดยที่ฟังก์ชัน $y_h(t)$ คือผลเฉลยเอกพันธ์ของระบบสมการซึ่งก็คือการหาผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตเมื่ออินพุตเป็นศูนย์นั่นเอง สามารถหาได้โดยพิจารณาให้ฟังก์ชัน $x(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ และฟังก์ชัน $y_p(t)$ คือผลเฉลยเฉพาะของระบบสมการอนุพันธ์ซึ่งก็คือการหาผลตอบสนองเมื่อระบบถูกกระตุ้นด้วยอินพุตภายนอกดังนั้นเราสามารถหาผลเฉลยของสมการที่ 2.3 โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ผลเฉลยเอกพันธ์ หรือการหาผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตเมื่ออินพุตเป็นศูนย์จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะเฉพาะของระบบเอง

กรณีที่ 2 ผลเฉลยเฉพาะหรือการหาผลตอบสนองเมื่อระบบถูกกระตุ้นด้วยอินพุตภายนอก จะขึ้นอยู่กับธรรมชาติของระบบและสัญญาณอินพุต

เมื่อให้ฟังก์ชัน $y_c(t)$ คือผลเฉลยสมการของระบบสมการอนุพันธ์ เขียนอยู่ในรูปผลรวมของผลเฉลยทั้งสองดังนี้

$$y_c(t) = y_h(t) + y_p(t) \quad (2.4)$$

2.2.2 การหาผลเฉลยของระบบสมการอนุพันธ์โดยวิธีโดยตรง

ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างระบบสมการอนุพันธ์อันดับสองมาประกอบการพิจารณาวิธีการหาผลเฉลยของระบบสมการ เขียนสมการความสัมพันธ์รูปทั่วไปได้ดังนี้

$$\sum_{k=0}^2 a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^2 b_k \frac{d^k x(t)}{dt^k} \quad (2.5)$$

2.2.2.1 ผลเฉลยเอกพันธ์ (homogeneous solution)

การหาผลเฉลยเอกพันธ์ของระบบสมการอนุพันธ์ ก็คือการหาผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตเมื่ออินพุตของระบบเป็นศูนย์ เขียนสมการความสัมพันธ์รูปทั่วไปจากสมการ (2.5) ได้ดังนี้

$$a_0 + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} = 0 \quad (2.6)$$

บางครั้งเราเรียกสมการอนุพันธ์ในกรณีที่สำคัญงานอินพุตเป็นศูนย์ว่าเป็นระบบสมการเอกพันธ์ (Homogeneous Equation) การหาผลเฉลยเอกพันธ์มีลำดับขั้นตอนการหาดังต่อไปนี้

1. สมมติผลเฉลยเอกพันธ์ $y_h(t)$ ให้มีค่าดังนี้

$$y_h(t) = Ce^{rt} \quad (2.7)$$

2. แทนค่าผลเฉลยเอกพันธ์ $y_h(t)$ จากสมการ(2.7) ลงในสมการ (2.6) เพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะ

$$\frac{d^2 Ce^{rt}}{dt^2} + a_1 \frac{dCe^{rt}}{dt} + a_0 Ce^{rt} = 0 \quad (2.8)$$

$$Ce^{rt}(r^2 + a_1 r + a_0) = 0 \quad (2.9)$$

จากสมการ (2.9) จะเห็นว่า ถ้าค่าของ $Ce^{rt} \neq 0$ เพื่อให้สมการ (2.9) เป็นจริงแสดงว่า

$$r^2 + a_1 r + a_0 = 0 \quad (2.10)$$

ดังนั้นเราจะเรียกสมการ (2.10) ว่าเป็นสมการคุณลักษณะเฉพาะ (Characteristic Equation) ของระบบสมการอนุพันธ์เอกพันธ์

3. หาค่ารากลักษณะเฉพาะ r_i โดยที่ $i=1,2$ จากสมการคุณลักษณะเฉพาะโดยวิธีการแยกแฟกเตอร์ จะแสดงได้ในสมการ 2.11

$$r_{1,2} = \frac{-a_1}{2} \pm \sqrt{\frac{a_1^2 - 4a_0}{2}} \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.11) ค่าสัมประสิทธิ์ a_1, a_0 ของสมการคุณลักษณะเฉพาะ จะทำให้ได้ค่ารากลักษณะเฉพาะที่เป็นไปได้ 3 กรณีคือ เป็นจำนวนจริงแตกต่างกันทุกค่าราก ($r_1 \neq r_2$) เป็นจำนวนจริงที่เท่ากัน ($r_1 = r_2$) และเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่เป็นคู่คอนจูเกตซึ่งกันและกัน ($r_{1,2} = (\sigma \pm j\omega_n)$) ซึ่งค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รากที่แตกต่างกันเหล่านี้จะบอกถึงผลตอบสนองของระบบที่แตกต่างกันด้วย ดังนั้นการหาผลเฉลยเอกพันธ์เพื่อพิจารณาผลตอบสนองของระบบทำได้โดยนำค่ารากในแต่ละกรณีไปแทนในผลเฉลยรูปทั่วไปของค่ารากลักษณะเฉพาะแบบต่างๆ

4. รูปแบบผลเฉลยทั่วไปของค่ารากลักษณะเฉพาะแต่ละแบบโดยพิจารณาเป็นกรณีได้ดังนี้
กรณีที่ 1 ค่ารากลักษณะเฉพาะในสมการ (2.11) เป็นจำนวนจริงที่แตกต่างกัน ($r_1 \neq r_2$) จะได้ผลเฉลยเอกพันธ์รูปทั่วไป คือ

$$y_h(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} \quad (2.12)$$

กรณีที่ 2 ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนจริงที่เท่ากัน ($r_1 = r_2$) จะได้ผลเฉลยเอกพันธ์รูปทั่วไป คือ

$$y_h(t) = C_1 e^{r t} + C_2 t e^{r t} \quad (2.13)$$

กรณีที่ 3 ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่เป็นคู่คอนจูเกตกัน ($r_{1,2} = (\sigma \pm j\omega_n)$) จะได้ผลเฉลยเอกพันธ์รูปทั่วไปคือ

$$y_h(t) = C_1 e^{(\sigma + j\omega_n)t} + C_2 e^{(\sigma - j\omega_n)t} \quad (2.14)$$

จากความสัมพันธ์สมการของออยเลอร์ แสดงได้ในสมการ (2.15)

$$\left. \begin{aligned} e^{j\theta} &= \cos \theta + j \sin \theta \\ e^{-j\theta} &= \cos \theta - j \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

นำความสัมพันธ์ของสมการ (2.15) แทนในสมการ (2.14) จะได้ผลเฉลยเอกพันธ์ในรูปทั่วไปคือ

$$y_n(t) = (C_1 + C_2) e^{\sigma t} \cos \omega_n t + j(C_1 - C_2) e^{\sigma t} \sin \omega_n t \quad (2.16)$$

โดยที่ C_1 และ C_2 เป็นค่าคงที่ใดๆที่เลือกค่าได้ สามารถหาได้จากค่าเงื่อนไขเริ่มต้น และค่า σ เราเรียกว่า damping Factor ถ้าค่า damping factor เท่ากับศูนย์ เราจะได้ผลเฉลยของระบบสมการเอกพันธ์ เป็นฟังก์ชันไซน์นูลซอลดอลที่ได้จะมีแอมพลิจูดคงที่ และความถี่มูลฐานของสัญญาณเท่า

เอกสารกับ ω_n เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 ผลเฉลยเฉพาะ (particular solution)

การหาผลเฉลยเฉพาะของระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งก็คือการหาผลตอบสนองเมื่อระบบถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณอินพุต ในที่นี้ใช้วิธีการคาดเดารูปแบบผลเฉลยเฉพาะ โดยพิจารณาจากลักษณะของฟังก์ชันอินพุต $x(t)$ ซึ่งอาจเป็นฟังก์ชันใดๆ เช่น ฟังก์ชันของจำนวนจริง, ฟังก์ชันตรีโกณ หรือ ฟังก์ชันพหุนาม โดยมีรูปแบบการคาดเดาดังแสดงในตารางที่ 2.1 ในกรณีนี้จะพิจารณาเฉพาะในกรณีที่ฟังก์ชันอินพุต $x(t) = k$ เป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ใดๆ ดังนั้นเราจะสมมุติค่าการคาดเดาของผลเฉลยเฉพาะ $y_p(t) = A$ ตามตาราง 2.1 แล้วนำค่าการคาดเดาไปแทนในสมการ (2.5) ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$a_0 A + a_1 \frac{dA}{dt} + a_2 \frac{d^2 A}{dt^2} = b_0 \quad (2.17)$$

ดังนั้นจะได้ผลเฉลยเฉพาะในกรณีที่ฟังก์ชันอินพุตของระบบสมการเป็นค่าจำนวนจริงที่คงที่คือ

$$y_p(t) = \frac{b_0}{a_0} \quad (2.18)$$

ตารางที่ 2.1 ตารางรูปแบบฟังก์ชัน $y_p(t)$ จากฟังก์ชัน $x(t)$

$x(t)$	$y_p(t)$
k	A
t	$At + B$
t^2	$At^2 + Bt + C$
t^n	$At^n + Bt^{n-1} + \dots + Ft + G$
$e^{\sigma t}$	$Ae^{\sigma t}$
e^{st}	Ae^{st}
$\sin \omega t, \cos \omega t$	$A \sin \omega t + B \cos \omega t$

2.2.2.3 ผลเฉลยสมบูรณ์ (complete solution)

การหาผลเฉลยสมบูรณ์ $y_c(t)$ หาได้จากผลรวมของผลเฉลยเอกพันธ์กับผลเฉลยเฉพาะของระบบสมการอนุพันธ์ โดยแยกเป็นกรณีดังนี้
กรณีที่ 1 ค่ารากคุณลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนจริงที่แตกต่างกันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_c(t) = C_1 e^{\eta t} + C_2 e^{\eta^* t} + \frac{b_0}{a_0} \quad (2.19)$$

กรณีที่ 2 ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนจริงที่เท่ากันคือ

$$y_c(t) = C_1 t e^{\eta t} + C_2 t e^{\eta^* t} + \frac{b_0}{a_0} \quad (2.20)$$

กรณีที่ 3 ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่เป็นคู่คอนจูเกต

$$y_c(t) = (C_1 + C_2) e^{\sigma t} \cos \omega_n t + j(C_1 - C_2)^* e^{\sigma t} \sin \omega_n t + \frac{b_0}{a_0} \quad (2.21)$$

ดังนั้นจากผลเฉลยสมบูรณของระบบสมการเราจะเห็นว่าในกรณีที่ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนเชิงซ้อนจะให้ผลเฉลยสมบูรณอยู่ในรูปฟังก์ชันไซน์และโคไซน์ ซึ่งจะนำวิธีการวิเคราะห์นี้ไปช่วยในการวิเคราะห์วงจรถ้าเกิดสัญญาณรูปไซน์และโคไซน์ที่ได้ทำการออกแบบต่อไป ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงการออกแบบวงจรถ้าเกิดสัญญาณรูปไซน์โดยพิจารณาจากระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง

2.3 การออกแบบวงจรถ้าเกิดสัญญาณรูปไซน์โดยพิจารณาจากระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง

การออกแบบวงจรถ้าเกิดสัญญาณรูปไซน์สามารถพิจารณาได้จากรูปทั่วไปของระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.22)$$

โดยที่ a_1, a_0 เป็นค่าคงที่ซึ่งเป็นจำนวนจริงใดๆ $y(t)$ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณเอาต์พุตและ $x(t)$ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต ในกรณีนี้จะพิจารณาในกรณีที่ฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตเป็นค่าคงที่ เนื่องจากการออกแบบวงจรถ้าเกิดสัญญาณรูปไซน์ ถ้าพิจารณาจากสมการอนุพันธ์โดยตรงจะไม่สามารถมองเห็นรายละเอียดของวงจรได้ว่าประกอบไปด้วยส่วนใดบ้าง ดังนั้นจะเขียนสมการอนุพันธ์ให้อยู่ในรูปบล็อกไดอะแกรม ซึ่งจะง่ายต่อการออกแบบและมองเห็นส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรได้ชัดเจน โดยมีวิธีการดังนี้ สมมติตัวแปรสถานะ x_1, x_2 และ x_3

$$x_1 = y(t) \quad (2.23)$$

$$x_2 = \frac{dy(t)}{dt} \quad (2.24)$$

$$x_3 = \frac{d^2y(t)}{dt^2} \quad (2.25)$$

ทำการอนุพันธ์ตัวแปรสถานะที่สมมุติขึ้นทั้งสองด้าน

$$x_1^\bullet(t) = \frac{dy(t)}{dt} = x_2 \quad (2.26)$$

$$x_2^\bullet(t) = \frac{d^2y(t)}{dt^2} = x_3 \quad (2.27)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการ(2.23),(2.26) และ(2.27) แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (2.22) จะได้ว่า

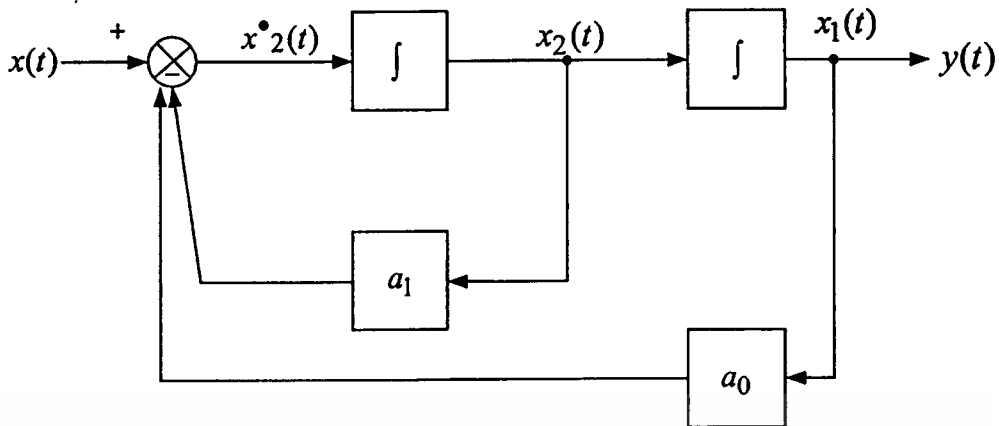
$$x_2^\bullet(t) = -a_1x_2(t) - a_0x_1(t) + x(t) \quad (2.28)$$

นำสมการ (2.28) ไปเขียนให้อยู่ในรูปบล็อกโคอะแกรมดังแสดงในรูป 2.1

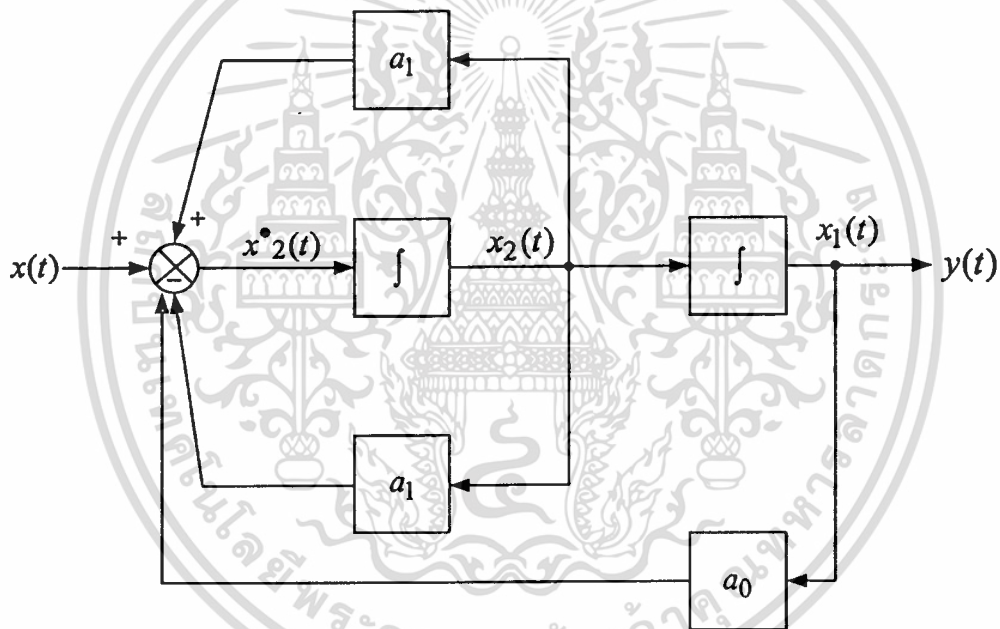
จากสมการอนุพันธ์อันดับสองในสมการ (2.22) ในกรณีที่ต้องการค่าราคาของสมการคุณลักษณะเฉพาะมีเฉพาะจำนวนจินตภาพ นั้นหมายความว่าสัมประสิทธิ์ a_1 ต้องเท่ากับศูนย์ วิธีการกำจัดตัวแปร a_1 ก็คือทำการป้อนกลับแบบบวกที่มีขนาดสัญญาณเท่ากับ a_1 แสดงในสมการ (2.29)

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + (a_1 - a_1)\frac{dy(t)}{dt} + a_0y(t) = x(t) \quad (2.29)$$

นำสมการ (2.29) เขียนให้อยู่ในรูปบล็อกโคอะแกรมแสดงได้ในรูป 2.2 ซึ่งเขียนสมการอนุพันธ์ได้ดังในสมการ (2.30)



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมระบบสมการอนุพันธ์อันดับสอง



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมระบบสมการอนุพันธ์อันดับสองที่มีการป้อนกลับเพื่อกำจัดตัวแปร a_1

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.30)$$

ทำการหาผลเฉลยเอกพันธ์หรือผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์ ใช้วิธีแทนค่าตัวแปรโดยสมมุติตัวแปรผลเฉลยเอกพันธ์ $y(t) = y_h(t) = Ce^{rt}$ แล้วนำค่านี้แทนลงในสมการ(2.30) เขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2 Ce^{rt}}{dt^2} + a_0 Ce^{rt} = 0 \quad (2.31)$$

$$r^2 Ce^{rt} + a_0 Ce^{rt} = 0 \quad (2.32)$$

ดึงตัวร่วม Ce^{rt} ออก

$$Ce^{rt}(r^2 + a_0) = 0 \quad (2.33)$$

พิจารณาสมการคุณลักษณะเฉพาะเพื่อหาค่ารากลักษณะเฉพาะของระบบสมการ

$$r^2 + a_0 = 0 \quad (2.34)$$

$$r_{1,2} = \pm j\sqrt{a_0}$$

พิจารณาสมการคุณลักษณะเฉพาะเพื่อหาค่ารากลักษณะเฉพาะของระบบสมการ (2.35) จากสมการ (2.34) ค่ารากคุณลักษณะเฉพาะมีเฉพาะส่วนจำนวนจินตภาพ จากนั้นทำการหาผลเฉลยเอกพันธ์ โดยนำค่ารากลักษณะเฉพาะจากสมการ (2.35) แทนลงในผลเฉลยรูปทั่วไปในสมการ (2.14) จะเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$y_h(t) = C_1 e^{j\sqrt{a_0}t} + C_2 e^{-j\sqrt{a_0}t} \quad (2.36)$$

ใช้สมการความสัมพันธ์ของออยเลอร์(2.15)แทนลงในสมการ (2.36)

$$y_h(t) = (C_1 + C_2) \cos \sqrt{a_0}t + j(C_1 - C_2) \sin \sqrt{a_0}t \quad (2.37)$$

ในการพิจารณาค่า C_1 และ C_2 อาจอธิบายได้ว่าในทางปฏิบัติ เราต้องการผลตอบสนองของ สัญญาณ $y_h(n)$ เป็นค่าจริง (เป็นจำนวนจริง) ดังนั้นค่า C_1 และ C_2 จะมีค่าที่เป็นไปได้ 2 กรณี
1. เป็นค่าจำนวนจินตภาพที่เป็นคู่คอนจูเกตกัน พิจารณาโดยให้ $C_1 = a + jb$ และ $C_2 = a - jb$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$C_1 + C_2 = (a + jb) + (a - jb) = (2a) \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านใด ๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$j(C_1 - C_2) = j((a + jb) - (a - jb)) = (-2b) \quad (2.39)$$

เมื่อนำค่า จากสมการ(2.38) และ (2.39) แทนลงในสมการ (2.37) จะทำให้ได้ค่า $y_h(t)$ เป็นค่าจำนวนจริง

2. ค่า C_1 และ C_2 เป็นค่าจำนวนจริงที่เท่ากัน ดังนั้นจะได้ว่า

$$C_1 + C_2 = D \quad (2.40)$$

และ $(C_1 - C_2) = 0 \quad (2.41)$

ถ้าเราแทนสมการ (2.40) และ (2.41) ลงในสมการ (2.37) จะทำให้ได้ค่า $y_h(t)$ เป็นค่าจำนวนจริง เช่นเดียวกับในกรณีที่ 1 ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะเป็นค่าจริงเท่านั้น ดังนั้นในการพิจารณา ค่า C_1 และ C_2 เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ เป็นค่าจำนวนจริงที่เท่ากันเท่านั้น โดยที่ถ้าเราสมมติให้

$$C_1 = C_2 = C \quad (2.42)$$

ดังนั้นจะได้ผลเฉลยเอกพันธ์ของสมการ (2.37) ในรูปทั่วไปคือ

$$y_h(t) = 2C \cos \sqrt{a_0} t \quad (2.43)$$

การหาผลเฉลยเฉพาะเนื่องจากสัญญาณอินพุต $x(t)$ ในกรณีที่ เป็นฟังก์ชันแบบหนึ่งหน่วย ทำการคาดเดาผลเฉลยเฉพาะตามตาราง 2.1 ได้ดังนี้

$$y_p(t) = A \quad (2.44)$$

แล้วนำค่าการคาดเดาในสมการ(2.44) ไปแทนในสมการ (2.30) เขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{d^2 A}{dt^2} + a_0 A = 1 \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ผลเฉลยเฉพาะในกรณีที่สัญญาณอินพุต $x(t)$ เป็นฟังก์ชันแบบหนึ่งหน่วย คือ

$$y_p(t) = \frac{1}{a_0} \quad (2.46)$$

ดังนั้นผลเฉลยสมบูรณ์คือผลรวมของสมการ (2.43) กับ (2.46) เขียนแสดงได้ดังนี้

$$y_c(t) = 2C \cos \sqrt{a_0} t + \frac{1}{a_0} \quad (2.47)$$

ในการหาแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์นูลชอลคอลล ($2C$) ซึ่งก็คือการหาค่าคงที่ ที่เกิดจากเงื่อนไขเริ่มต้น 2 สภาวะ คือที่ $y_c(0)$ และ $y_c'(0)$ กำหนดให้ $y_c(0) = Y_{IC0}$ เป็นค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แทนลงในสมการ (2.47) จะได้สมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} y_c(0) = Y_{IC0} &= 2C \cos \sqrt{a_0}(0) + \frac{1}{a_0} \\ &= 2C + \frac{1}{a_0} \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

และถ้าเราทำการหาค่า $y_c'(0)$ โดยทำการอนุพันธ์สมการ (2.47) จะได้ว่า

$$y_c'(t) \Big|_{t=0} = -2C \sqrt{a_0} \sin \sqrt{a_0}(0) = 0 \quad (2.49)$$

จากสมการ (2.48) และ (2.49) เราสามารถสรุปได้ว่า ถ้าเราต้องการผลเฉลยสมบูรณ์ดังในสมการ (2.47) เราพบว่าค่าเงื่อนไขเริ่มต้น ณ เวลา $t = 0$ จะมีค่าดังในสมการที่ (2.48) และ (2.49)

ดังนั้นถ้าเรานำค่า $2C = Y_{IC0} - \frac{1}{a_0}$ ที่ได้จากสมการ (2.48) แทนลงในสมการ (2.47) จะได้ว่า

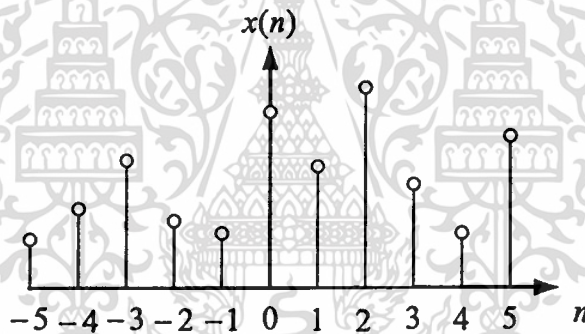
$$y_c(t) = (Y_{IC0} - \frac{1}{a_0}) \cos \sqrt{a_0} t + \frac{1}{a_0} \quad (2.50)$$

จากการวิเคราะห์ระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่องจะเห็นว่าเมื่อค่าปรากฏลักษณะเฉพาะที่มีเฉพาะจำนวนจินตภาพ จะให้ผลเฉลยเอกพันธ์อยู่ในรูปฟังก์ชันไซน์นูลชอลคอลลที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Y_{IC0} ซึ่งหาได้จากค่าเงื่อนไขเริ่มต้น ณ เวลา $t=0$ เมื่อพิจารณาผลเฉลยสมบูรณในกรณีที่ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ จะเห็นว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนไปจากเดิมโดยแปรตามค่าผลเฉลยเฉพาะที่ได้หรือแปรเปลี่ยนตามฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไป ดังนั้นจะสรุปได้ว่าผลเฉลยเฉพาะของระบบสมการอนุพันธ์อันดับสองที่นำมาพิจารณามีผลกับแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์มูลชอลคอลลที่ได้ ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง ระบบสมการผลต่าง และการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดตามลำดับดังต่อไปนี้

2.4 ระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง เรานิยามสัญญาณเวลาเป็นช่วง $x(n)$ คือฟังก์ชันของตัวแปรอิสระ ซึ่งเป็นตัวเลขจำนวนเต็ม $n, -\infty < n < \infty$ โดยมีเงื่อนไขคือเราไม่มีการนิยาม $x(n)$ ที่ n ไม่เป็นเลขจำนวนเต็ม เขียนแสดงสัญญาณ $x(n)$ ดังในรูป 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงการแทนลำดับสัญญาณเวลาเป็นช่วง

ในทางปฏิบัติสัญญาณ $x(n)$ อาจได้มาจากการสุ่มตัวอย่างจากสัญญาณอนาลอก $x(t)$ ดังนั้น $x(n) = x(nT_s)$ เมื่อ T_s คือค่าคาบเวลาของการสุ่มตัวอย่าง ถ้ามองระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง โดยพิจารณาจากสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของระบบ โดยทั่วไปจะมองระบบเหมือนการดำเนินการที่กระทำต่อสัญญาณอินพุต $x(n)$ เพื่อให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต $y(n)$ เมื่อสัญลักษณ์ G เป็นตัวดำเนินการทางคณิตศาสตร์ ดังนั้นเขียนอยู่ในรูปสมการความสัมพันธ์คือ

$$y(n) = G[x(n)] \quad (2.51)$$

ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วงเพื่ออธิบายพฤติกรรมของระบบ เราจะใช้ระบบสมการผลต่าง (difference equation) เพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์เบื้องต้น

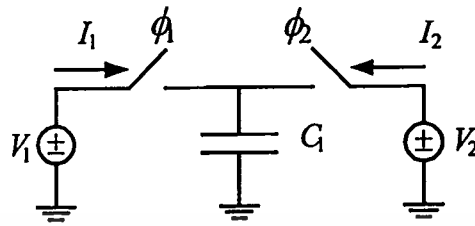
3.1 กล่าวนำ [17]

แนวคิดเกี่ยวกับการสวิตช์ตัวเก็บประจุเพื่อจำลองเป็นตัวต้านทาน ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย James Clerk Maxwell ซึ่งได้พิมพ์ไว้ในหนังสือ Treatise on Electricity and Magnetism ทฤษฎีการลุ่มและคงค่าสัญญาณอนาลอกได้รับการพัฒนาอย่างมาก ในปี 1960 Fettweis ได้เสนอการใช้วงจรที่ใช้สำหรับสวิตช์สัญญาณ และ ตัวเก็บประจุ เพื่อทำการจำลองการทำงานของวงจร กรองความถี่ ซึ่งพบว่าคุณสมบัติสำคัญจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของตัวเก็บประจุอย่างเดียว ต่อมาในปี 1972 ได้มีการนำเสนอการใช้เทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอส เพื่อประยุกต์ใช้กับวิธีการสวิตช์ตัวเก็บประจุ แต่ยังคงประสบปัญหาสำคัญคือค่าความไวต่อค่าตัวเก็บประจุแฝง (sensitivity to parasitic capacitance) และหลังจากนั้น R.W. Brodersen, P.R Gray และ B.J. Hosticka ได้เสนอผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่แบบวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่สามารถลดผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงได้ นับตั้งแต่นั้นมาจนถึงปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ในการออกแบบวงจรรวมสำหรับงานด้านต่างๆอย่างกว้างขวาง เช่น วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลงสัญญาณ เป็นต้น

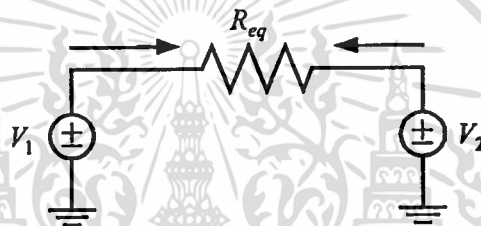
3.2 ความต้านทานสมมูลของโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

การพัฒนาวงจรลุ่มค่าข้อมูลของสัญญาณอนาลอก (analog sampled data circuit) เริ่มจากต้นทุนในการสร้างเชิงพาณิชย์ ของความต้านทานที่สร้างวงจรรวม และค่าความแม่นยำในการสร้างฟังก์ชันต่างๆของวงจรอนาลอก ด้วยเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวม การออกแบบวงจรเชิงอนาลอกมีส่วนประกอบสำคัญคือ ความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และอุปกรณ์ประเภทแอททีฟ ซึ่งค่าสมรรถภาพของวงจรเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับค่าความเที่ยงตรงของตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน โดยเฉพาะวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งความแม่นยำของ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน จะบอกถึงค่าความยอมรับของสมรรถภาพของวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งในเทคโนโลยีของการออกแบบวงจรรวม ความสามารถในการสร้างความต้านทานที่เป็นเชิงเส้นและผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิทำได้ยากมาก นอกจากนี้ขนาดในการสร้างความต้านทานในวงจรรวมยังมีขนาดใหญ่อีกด้วย ซึ่งเป็นผลให้การออกแบบวงจรรวมมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย ดังนั้นเทคนิคการสร้างความต้านทานสมมูล ด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็น สวิตช์ และ ตัวเก็บประจุจึงได้ถูกนำมาใช้งาน โดยค่าสมรรถภาพของวงจรสามารถกำหนดได้ด้วยอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ซึ่งง่ายต่อการควบคุม และตัวเก็บประจุยังมีความเหมาะสมกับเทคโนโลยีการสร้างวงจรรวมมากกว่าตัวต้านทานอีกด้วย

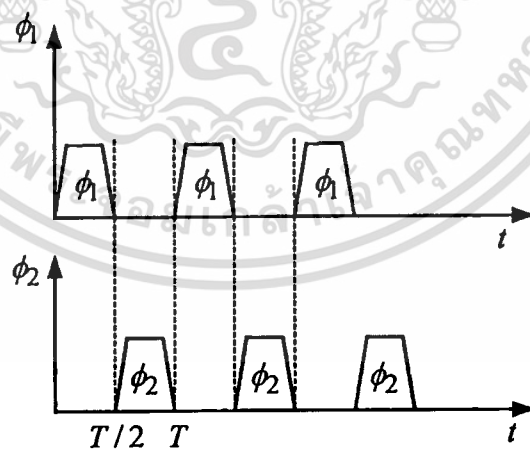
ในหัวข้อนี้เราต้องการเสนอการสร้างความต้านทานโดยใช้โครงข่ายของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ โดยพิจารณาในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วย สวิตซ์ ตัวเก็บประจุ และแหล่งกำเนิดแรงดันแบบอิสระ เราเรียกโครงสร้างดังกล่าวว่า โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.1 โครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.2 วงจรความต้านทานสมมูลแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.3 แผนผังเวลาของสัญญาณนาฬิกาควบคุมการทำงานของสวิตซ์ ϕ_1 และ ϕ_2

วงจรในรูปที่ 3.1 จะสมมูลกับวงจรในรูปที่ 3.2 ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรความต้านทานสมมูลโดยพิจารณาตามลำดับการทำงานของสัญญาณนาฬิกาในรูปที่ 3.3 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ลำดับสัญญาณนาฬิกาอยู่ที่ 1 ในช่วงครึ่งคาบแรก สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 1 ปิดลง ที่เวลาเดียวกันสัญญาณนาฬิกา ϕ_2 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 2 เปิด ที่เวลานี้ตัวเก็บประจุจะถูกถ่ายเทประจุเข้าไปด้วยแรงดัน V_1 ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$Q_1 = CV_1 \quad (3.1)$$

ที่ลำดับสัญญาณนาฬิกาอยู่ที่ 1 ในช่วงครึ่งคาบหลัง สัญญาณนาฬิกา ϕ_2 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 2 ปิดลง ที่เวลาเดียวกันสัญญาณนาฬิกา ϕ_1 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 1 เปิด ที่เวลานี้ตัวเก็บประจุจะถูกถ่ายเทประจุเข้าไปด้วยแรงดัน V_2 ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์ของประจุคือ

$$Q_2 = CV_2 \quad (3.2)$$

สัญญาณนาฬิกาเฟส ϕ_1 และ ϕ_2 ลำดับต่อไปจะทำงานซ้ำเดิมไปเรื่อยๆ ดังนั้นการหาค่ากระแสเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาคือการเปลี่ยนประจุที่เกิดจากแหล่งกำเนิดแรงดัน V_1 และ V_2 คือ

$$I_{aver} = \frac{Q_2 - Q_1}{T} = \frac{C(V_2 - V_1)}{T} \quad (3.3)$$

ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์ของความต้านทานสมมูลในรูปที่ 3.2 คือ

$$R_{eq} = \frac{(V_2 - V_1)}{I_{aver}} = \frac{T}{C} \quad (3.4)$$

ถ้าเราให้ค่าคาบของสัญญาณนาฬิกา คือ T ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ (3.4) ได้ใหม่คือ

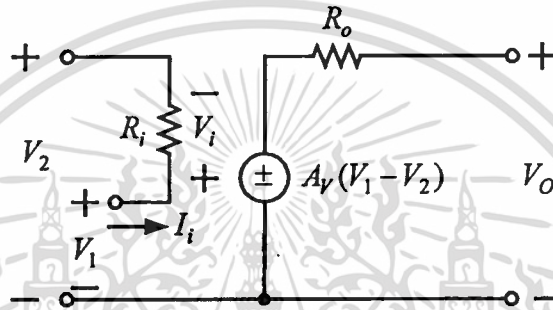
$$R_{eq} = \frac{T}{C} = \frac{1}{fC} \quad (3.5)$$

เมื่อ f เป็นความถี่ของสัญญาณนาฬิกามีหน่วยเป็น Hz

3.3 การใช้ออปแอมป์ในโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

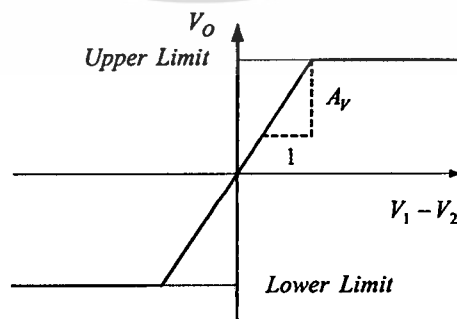
จากข้างต้นเราได้กล่าวถึงโครงข่ายการส่งข้อมูลแบบอนาลอก ซึ่งประกอบด้วย สวิตช์ และตัวเก็บประจุ เท่านั้น ซึ่งโครงข่ายเช่นนี้ยังมีข้อจำกัดในการใช้งานจริง เช่น ความสามารถในการถ่าย

โอนประจุจากตัวเก็บประจุหนึ่งไปยังอีกตัวหนึ่งได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นเราจึงนำวงจรขยายแบบใช้ออปแอมป์มาใช้งานร่วมกับโครงข่ายการส่งข้อมูลแบบอนาล็อก ข้างต้นเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น ออปแอมป์ได้ถูกนำมาใช้งานในด้านการออกแบบวงจรทางอนาล็อกอย่างกว้างขวาง ถ้าเรามองแบบจำลองของออปแอมป์จะอยู่ในรูป แรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดแรงดัน (Voltage-controlled voltage source ;VCVS) เราสามารถเขียนแบบจำลองแบบง่าย ๆ ได้ในรูปที่ 3.4 แบบจำลองแบบ VCVS โดยมีความแตกต่างระหว่างแรงดัน V_1 และ V_2 ควบคุมแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีอัตราขยายเท่ากับ A_v ดังนั้นแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ $A_v(V_1 - V_2)$ ถ้าความต้านทานภาระทางด้านเอาต์พุตมีค่ามากกว่าความต้านทานเอาต์พุต R_o ของออปแอมป์ มากๆ



รูปที่ 3.4 แบบจำลองของออปแอมป์ในแบบแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดแรงดัน

ในทางอุดมคติถ้า R_i คือความต้านทานภายในทางด้านอินพุตของออปแอมป์ และ R_o คือความต้านทานภายในทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ $R_i = \infty$ และ $R_o = 0$ โดยที่ $A_v = \infty$ ซึ่งมีกราฟแสดงคุณลักษณะเฉพาะระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 3.5 ถ้าพิจารณารูปข้างล่างจะพบว่าออปแอมป์จะมีย่านที่สามารถทำงานเป็นเชิงเส้นอยู่ไม่เกินไปขอบเขตจำกัดบน และขอบเขตจำกัดล่าง โดยจะมีค่าไม่เกินไปแรงดันอิ่มตัวของออปแอมป์หรือมีค่าไม่เกินไปแรงดันไฟตรงที่ใช้จ่ายให้วงจรออปแอมป์

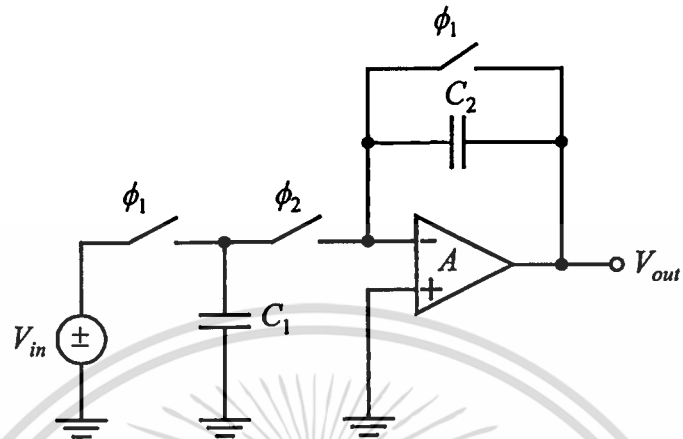


รูปที่ 3.5 คุณลักษณะเฉพาะถ่ายโอนระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยาย

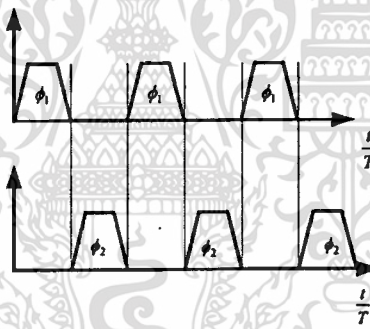
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์และแผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสัญญาณนาฬิกาควบคุมการทำงานของสวิตช์ แสดงได้ในรูปที่ 3.6 และ 3.7

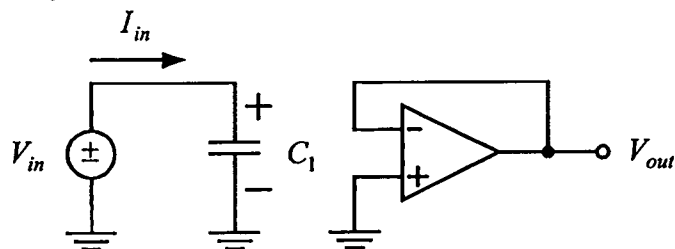


รูปที่ 3.6 วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.7 แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_2

หาสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตของวงจรให้ $C_1 = C_2$ สมมติให้แรงดันไฟตรงอินพุตมีค่าคงที่เป็น V_{in} ในช่วงคาบเวลาสวิตช์ ϕ_1 ทำงานเราเขียนวงจรสมมูลการทำงานได้ดังในรูปที่ 3.8



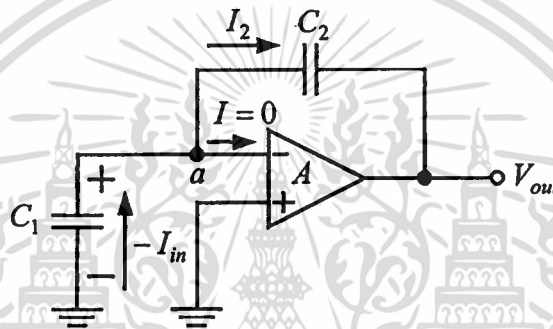
รูปที่ 3.8 วงจรสมมูล โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_1 ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ลำดับสัญญาณนาฬิกาอยู่ที่ 1 ในช่วงครึ่งคาบแรก สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 1 ปิดลง ที่เวลาเดียวกันสัญญาณนาฬิกา ϕ_2 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 2 เปิด ประจุ Q_1 จะไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$Q_1 = C_1 V_{in} \quad (3.6)$$

เมื่อช่วงเวลาคึ่งคาบหลัง ที่สวิตช์ ϕ_2 สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 1 เปิด ที่เวลาเดียวกันสัญญาณนาฬิกา ϕ_2 จะทำให้สวิตช์ตัวที่ 2 ปิดลง วงจรสมมูลการทำงานของ รูป 3.6 เขียนแสดงได้ในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตช์ ϕ_2 ทำงาน

และเมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_1 จะถ่ายเทประจุ Q_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C_2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ Q_2 เมื่อคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา ϕ_1 และ ϕ_2 เท่ากัน ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์การถ่ายเทประจุระหว่าง C_1 กับ C_2 ได้ดังนี้

$$Q_1 = Q_2 \quad (3.7)$$

ดังนั้น

$$C_1 V_{in} = C_2 (0 - V_{out}) \quad (3.8)$$

เขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตคือ

$$V_{out} = -\frac{C_1}{C_2} V_{in} \quad (3.9)$$

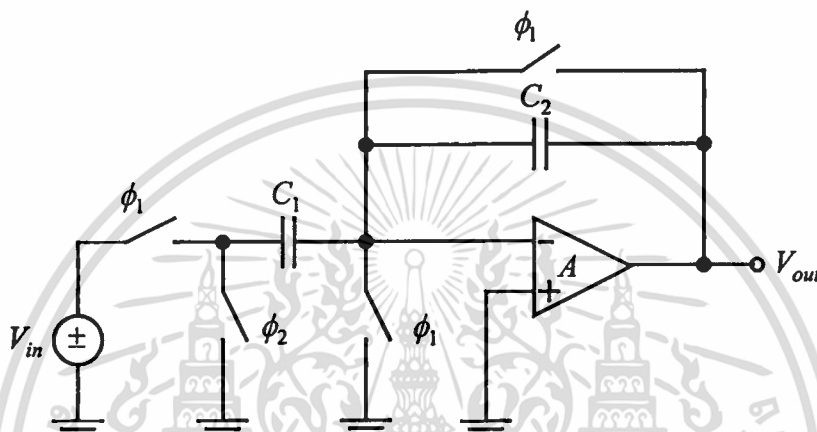
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ(3.9) เราจะสามารถกำหนดสัดส่วนของการถ่ายเทประจุได้ด้วยอัตราส่วนระหว่าง C_1 และ C_2 เพื่อกำหนดอัตราขยายของวงจรขยายแบบกลับเฟสสัญญาณ

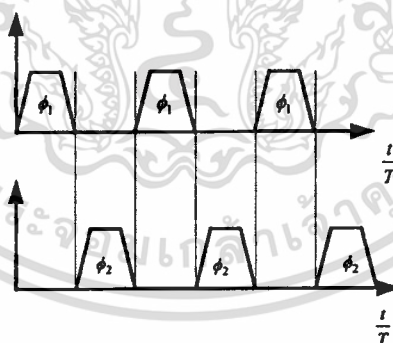
3.3.2 วงจรขยายไม่กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์ซึ่งมีเพียงสวิตช์ ตัวเก็บประจุ และออปแอมป์ ซึ่งอัตราการขยายจะขึ้นอยู่กับสัดส่วนของตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่

3.10

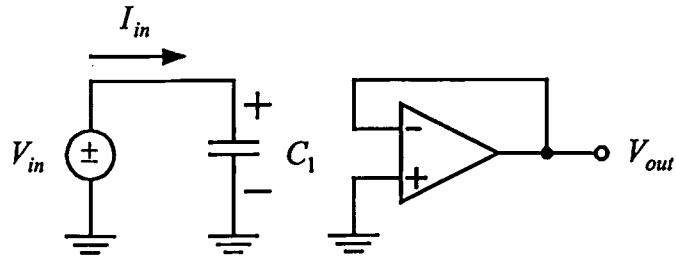


รูปที่ 3.10 วงจรขยายไม่กลับเฟสสัญญาณ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.11 แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตช์ ϕ_1 และ ϕ_2

หาสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตของวงจรให้ $C_1 = C_2$ สมมติให้แรงดันไฟตรงอินพุตมีค่าคงที่เป็น V_{in} ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.10 มีลำดับการทำงานดังนี้ ในช่วงคาบเวลาสวิตช์ ϕ_1 ทำงาน เราสามารถเขียนวงจรสมมูลการทำงานได้ดังนี้

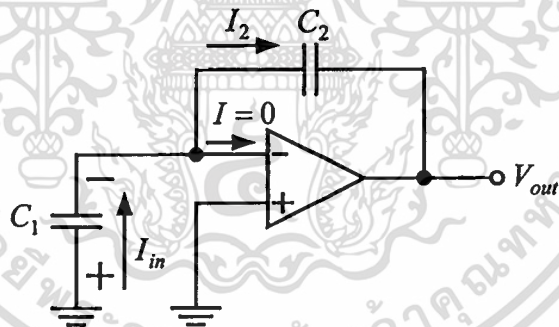


รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตซ์ ϕ_1 ทำงาน

ที่ลำดับสัญญาณนาฬิกาถูกที่ 1 ในช่วงครึ่งคาบแรก สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 จะทำให้สวิตซ์ตัวที่ 1 ปิดลง ที่เวลาเดียวกันสัญญาณนาฬิกา ϕ_2 จะทำให้สวิตซ์ตัวที่ 2 เปิด ประจุ Q_1 จะไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$Q_1 = C_1 V_{in} \quad (3.10)$$

เมื่อช่วงเวลาที่สวิตซ์ ϕ_2 ทำงานวงจรสมมูลการทำงานจากรูปที่ 3.10 เขียนแสดงได้ในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตซ์ ϕ_2 ทำงาน

จากรูปที่ 3.13 เมื่อเราพิจารณาที่ตัวเก็บประจุ C_1 จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_1 เกิดการสลับขั้วกราวด์ และตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุซึ่งมีค่าเป็นลบออกมา เนื่องจากคุณสมบัติของออปแอมป์ตามอุดมคติจะมีความต้านทานภายในอินพุตสูงมากเข้าสู่อันต์ ดังนั้นเราจะประมาณว่าประจุลบทั้งหมดที่เก็บอยู่ในตัวเก็บประจุ C_1 จะไหลเข้าไปเก็บในตัวเก็บประจุ C_2 ได้อย่างสมบูรณ์ ด้วยค่าเท่ากับ Q_2 เขียนสมการความสัมพันธ์ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน $Q_1 = Q_2$ ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.11) รค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคาบเวลาในการใช้เพื่อถ่ายเทประจุเท่ากัน เขียนสมการความสัมพันธ์ของ ประจุ ค่าตัวเก็บประจุ และแรงดัน คือ

$$C_1 V_{in} = -C_2(0 - V_{out}) \quad (3.12)$$

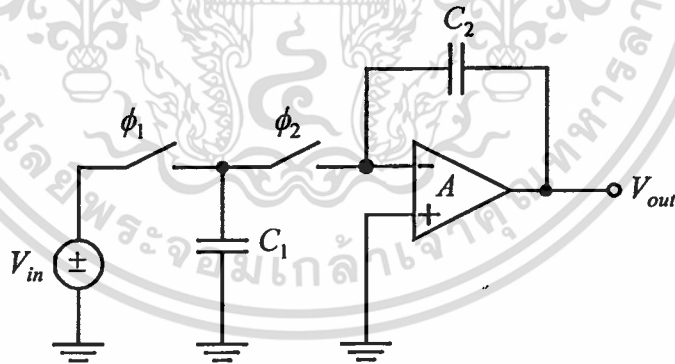
ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตคือ

$$V_{out} = \frac{C_1}{C_2} V_{in} \quad (3.13)$$

จากสมการ(3.13) เราจะสามารถกำหนดสัดส่วนของการถ่ายเทประจุได้ด้วยอัตราส่วนระหว่าง C_1 และ C_2 เพื่อกำหนดอัตราขยายของวงจรขยายแบบกลับเฟสสัญญาณ

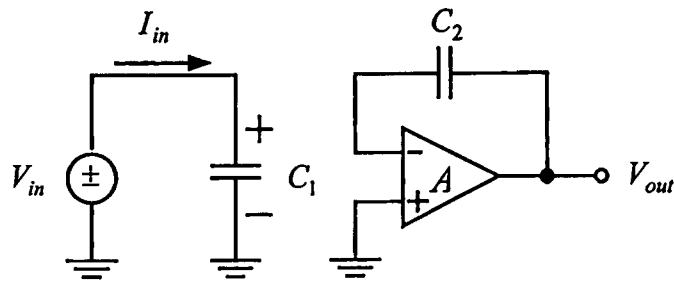
3.3.3 วงจรอินทรีเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

วงจรอินทรีเกรเตอร์เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในระบบการประมวลผลเชิงอนาล็อก เช่นเป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ และอื่นๆ ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างวงจรอินทรีเกรเตอร์แบบง่ายซึ่งประกอบไปด้วย ตัวเก็บประจุ 2 ตัว สวิตช์ 2 ตัว และออปแอมป์ 1 ตัว ดังแสดงได้ในรูปที่ 3.14

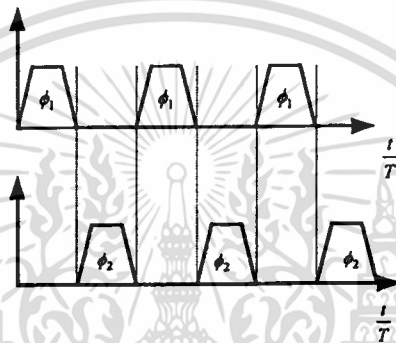


รูปที่ 3.14 วงจรอินทรีเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในรูปที่ 3.14 โดยพิจารณาตามลำดับการทำงานของ สัญญาณนาฬิกา ดังนี้ โดยขณะที่สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 ทำงาน เราจะได้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.15 และ รูปที่ 3.16 คือแผนภูมิลำดับการทำงานของสัญญาณนาฬิกา ϕ_1 และ ϕ_2 ตามลำดับ



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตซ์ ϕ_2 ทำงาน

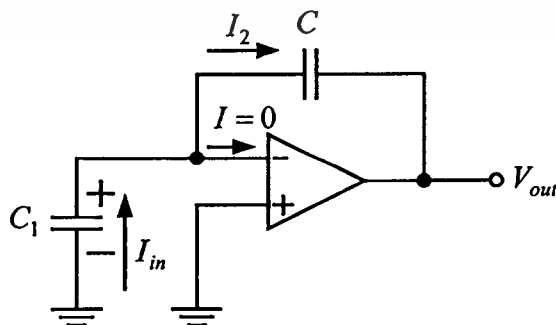


รูปที่ 3.16 แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิตซ์ ϕ_1 และ ϕ_2

จากรูปที่ 3.15 ประจุ Q_1 จะไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$Q_1 = C_1 V_{in} \tag{3.14}$$

เมื่อช่วงเวลาที่สวิตซ์ ϕ_2 ทำงานวงจรสมมูลการทำงานของ รูปที่ 3.14 เขียนแสดงได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิตซ์ ϕ_2 ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่สัญญาณนาฬิกา ϕ_2 ทำงาน เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลในรูปที่ 3.17 ตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุออกมา ดังนั้นประจุที่เก็บอยู่ในตัวเก็บประจุ C_1 จะไหลเข้าไปเก็บในตัวเก็บประจุ C_2 เท่ากับ Q_2 เขียนสมการความสัมพันธ์คือ

$$Q_1 = Q_2 \quad (3.15)$$

เขียนสมการความสัมพันธ์ของประจุ Q_1 และ Q_2 ในรูปแรงดัน และค่าตัวเก็บประจุคือ

$$C_1 V_{in} = C_2 (0 - V_{out}) \quad (3.16)$$

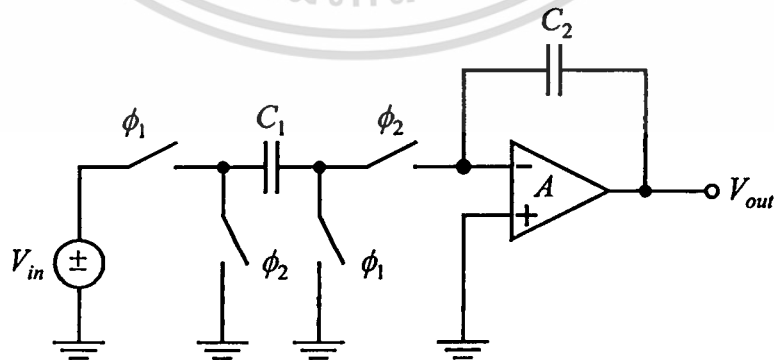
$$C_1 V_{in} = -C_2 V_{out} \quad (3.17)$$

จากรูปที่ 3.14 โครงสร้างของวงจรอินทิเกรเตอร์ จะเกิดการสะสมประจุที่ตัวเก็บประจุ C_2 ทุกๆ คาบเวลาหรือทุกๆ การสุ่มค่าสัญญาณอินพุตเข้ามา เมื่อ T คือช่วงคาบเวลา ดังนั้นเราจะเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตคือ

$$V_{out}(nT) = -\frac{C_1}{C_2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{in}(nT) \quad (3.18)$$

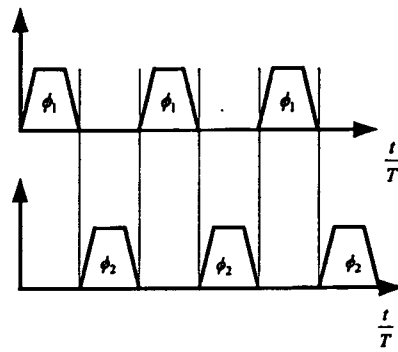
3.3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์ไม่กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างวงจรอินทิเกรเตอร์ไม่กลับเฟสสัญญาณแบบง่ายซึ่งประกอบไปด้วย ตัวเก็บประจุ 2 ตัว สวิตช์ 4 ตัว และออปแอมป์ 1 ตัว ดังแสดงได้ในรูปที่ 3.18 และ รูปที่ 3.19 คือแผนภูมิลำดับการทำงานของสัญญาณนาฬิกา ϕ_1 และ ϕ_2 ตามลำดับ



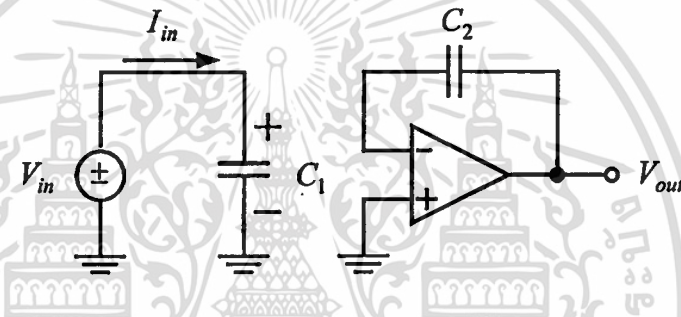
รูปที่ 3.18 วงจรอินทิเกรเตอร์ไม่กลับเฟสสัญญาณแบบโครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 แผนภูมิภาพลำดับการทำงานของสวิทช์ ϕ_1 และ ϕ_2

ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในรูปที่ 3.18 โดยพิจารณาตามลำดับการทำงานของสัญญาณนาฬิกาดังนี้ โดยขณะที่สัญญาณนาฬิกา ϕ_1 ทำงาน เราจะได้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.20



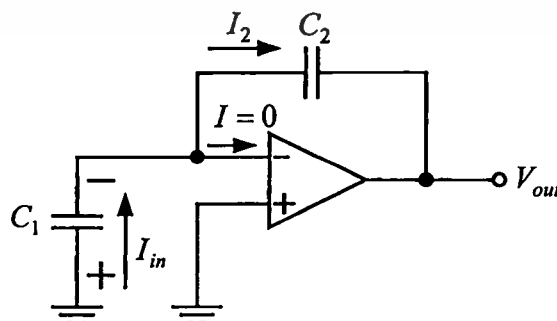
รูปที่ 3.20 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิทช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิทช์ ϕ_1 ทำงาน

ประจุ Q_1 จะไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งเขียนสมการความสัมพันธ์คือ

$$Q_1 = C_1 V_{in}$$

(3.19)

ในกรณีที่สัญญาณนาฬิกาเฟส ϕ_2 ทำงาน จะได้วงจรสมมูลดังในรูปที่ 3.21



เอกสารนี้เป็นเอกสาร รูปที่ 3.21 วงจรสมมูลโครงข่ายสวิทช์คาปาซิเตอร์ขณะที่สวิทช์ ϕ_2 ทำงาน ยখনด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.21 ตัวเก็บประจุ C_1 เกิดการสลับขั้วกรวดทำให้ได้ค่าประจุเป็นลบ ประจุทั้งหมดที่เก็บอยู่ในตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกถ่ายเทเข้าไปเก็บในตัวเก็บประจุ C_2 เขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$-Q_1 = Q_2 \quad (3.20)$$

เขียนสมการความสัมพันธ์ของประจุ Q_1 และ Q_2 ในรูปแรงดัน และค่าตัวเก็บประจุคือ

$$-C_1V_{in} = C_2(0 - V_{out}) \quad (3.21)$$

$$C_1V_{in} = C_2V_{out} \quad (3.22)$$

จากรูปที่ 3.18 โครงสร้างของวงจรอินทรีเกรเตอร์ จะเกิดการสะสมประจุที่ตัวเก็บประจุ C_2 ทุกๆ คาบเวลาหรือทุกๆการสุมค่าสัญญาณอินพุตเข้ามา เมื่อ T คือช่วงคาบเวลา ดังนั้นเราจะเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตคือ

$$V_{out}(nT) = \frac{C_1}{C_2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{in}(nT) \quad (3.23)$$

3.4 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ โดยกล่าวถึงวงจรย่อยพื้นฐานต่างๆที่มีความสำคัญในการออกแบบวงจร เช่น วงจรขยายกลับเฟสสัญญาณ วงจรขยายไม่กลับเฟสสัญญาณ วงจรอินทรีเกรเตอร์ ในรูปแบบโครงข่ายสวิตซ์คาปาซิเตอร์ เป็นต้น ตลอดจนวงจรความต้านทานสมมูลโดยใช้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์

บทที่ 4

วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

4.1 กล่าวนำ

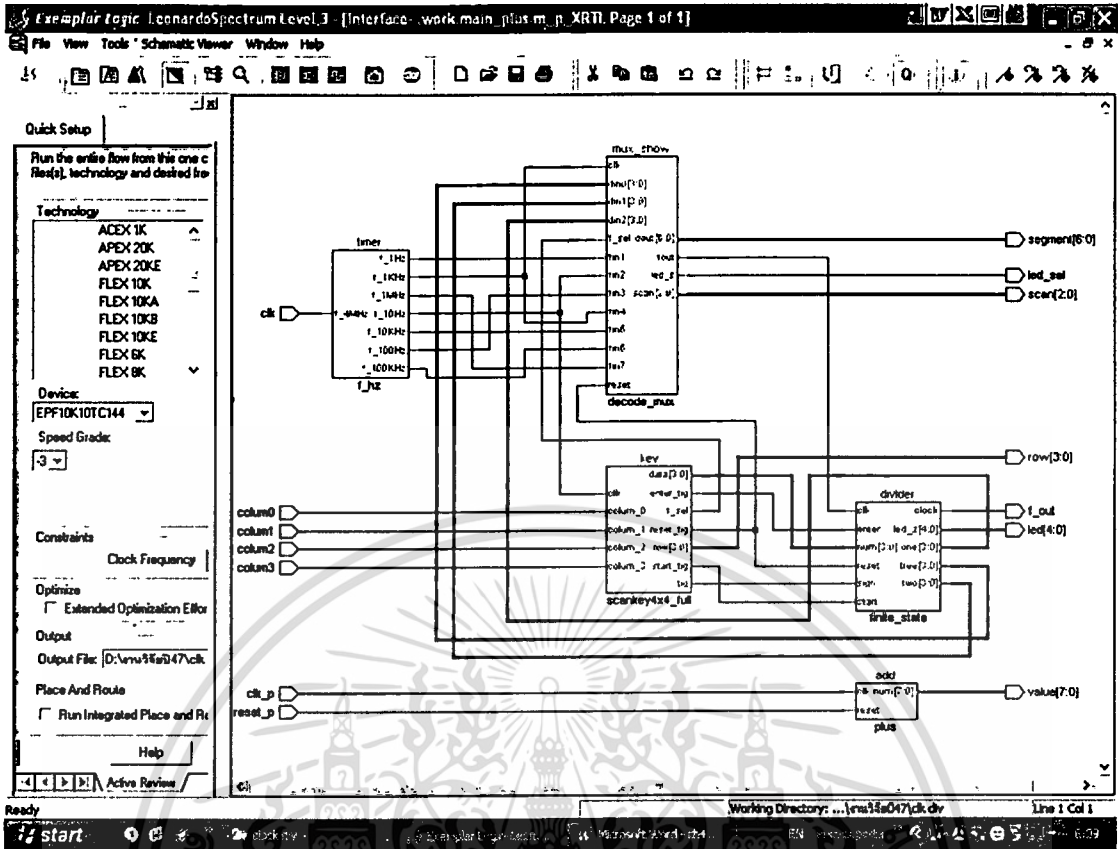
สำหรับวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัลที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้อาศัยหลักการทั่วไปในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 โดยมีองค์ประกอบของวงจรพื้นฐานที่สำคัญในการออกแบบโดยรวมคือ

4.1.1 ส่วนควบคุมแหล่งกำเนิดไฟตรงและความถี่ของสัญญาณนาฬิกาปรับค่าด้วยระบบ ดิจิทัล

โดยมีส่วนประกอบที่สำคัญคือหน่วยควบคุมหลักเพื่อควบคุมความถี่สัญญาณนาฬิกาและแหล่งกำเนิดแรงดันไฟตรงแบบดิจิทัล ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การออกแบบด้วยภาษา VHDL เพื่อสังเคราะห์หน่วยควบคุมหลักให้วงจรอยู่ในระดับเกท แล้วทำการสร้างบนชิพ FPGA โดยส่วนแรกจะกล่าวถึงส่วนควบคุมแหล่งกำเนิดไฟตรงที่สามารถปรับค่าได้ โดยมีฟังก์ชันการทำงานดังนี้คือ

ส่วนที่ 1 ส่วนของวงจรมีเอาต์พุตขนาด 8 บิต เพื่อป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แปลงรหัสสัญญาณดิจิทัลของวงจรมีที่สร้างขึ้นเป็นแรงดันไฟ 256 ระดับค่า แล้วทำการทดสอบความเป็นเชิงเส้นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก ซึ่งแรงดันไฟตรงที่ได้นี้จะนำไปเป็นส่วนควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์

ส่วนที่ 2 คือส่วนของวงจรหารความถี่สัญญาณนาฬิกา โดยมีวงจรหารความถี่แบบหยاب โดยมีช่วงความถี่ห่างกันแต่ละช่วงเท่ากับ 1 คีเคต แล้วนำความถี่ที่หารได้เข้าวงมัลติเพล็กซ์สัญญาณเพื่อทำการเลือกย่านความถี่ที่ต้องการเพื่อนำมาเข้าวงจรหารละเอียด โดยตั้งค่าการหารได้จาก 1-999 ค่า โดยค่า 1-999 สามารถรับค่าได้จากเมตริกสวิตช์ภายนอก ซึ่งวงจรทั้งหมดที่ได้ทำการสังเคราะห์แล้ว แสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรส่วนควบคุมความถี่สัญญาณนาฬิกาและสัญญาณไฟตรงที่ได้จากการสังเคราะห์โปรแกรมที่เขียนจากภาษา VHDL

4.1.2 หลักการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกนั้นมีความสำคัญอย่างมากในการประมวลผลสัญญาณ โดยส่วนมากจะสร้างอยู่ในรูปวงจรรวมซึ่งมีทั้งที่สร้างด้วยเทคโนโลยีของ BJT และ MOS ซึ่งในโครงสร้างจะต้องประกอบด้วยออปแอมป์และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเสมอ ซึ่งสวิทช์ที่อยู่ภายในจะใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอส ส่วนความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้ในการออกแบบก็สามารถเลือกใช้เทคโนโลยีใดก็ได้ในการสร้าง

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกมีโครงสร้างภายในหลายรูปแบบ เช่น แบบการแบ่งค่าน้ำหนักของกระแส (current scaling) การแบ่งค่าน้ำหนักของแรงดัน(Voltage scaling) การแบ่งค่าน้ำหนักของประจุ (charge scaling) ซึ่งทุกแบบก็มีกฎที่สำคัญร่วมกันในการออกแบบคือสัญญาณเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์แบบแปรผันตรงกับจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัล อินพุต แรงดันอ้างอิง V_{ref} และค่าแพกเตอร์สเกลถึง K ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้

$$V_o = KV_{ref}D \tag{4.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ D เป็นดิจิตอลเวิร์ด และ N จำนวนบิตทั้งหมดของสัญญาณดิจิตอลอินพุต

$$D = \frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \frac{b_3}{2^3} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \quad (4.2)$$

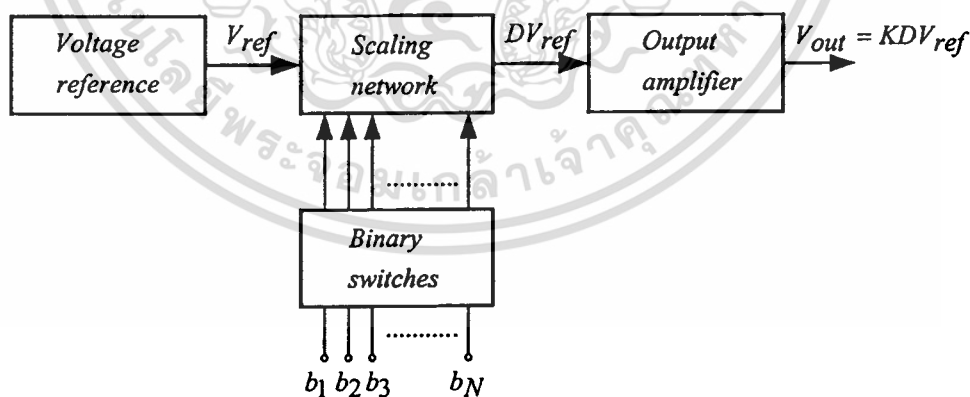
ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอกเขียนในรูปแบบใหม่โดยการรวมสมการ (4.1) และสมการ (4.2) จะได้

$$V_{out} = KV_{ref} \left(\frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \frac{b_3}{2^3} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right) \quad (4.3)$$

หรือเขียนอยู่ในรูป

$$V_{out} = \left. \begin{aligned} &KV_{ref} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + \dots + b_N 2^{-N}) \\ &KV_{ref} \sum_{j=1}^N b_j 2^{-j} \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

เพื่อให้เข้าใจได้ง่าย สามารถเขียนอยู่ในรูปแผนผังบล็อกพื้นฐานของการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอกในรูป 4.2



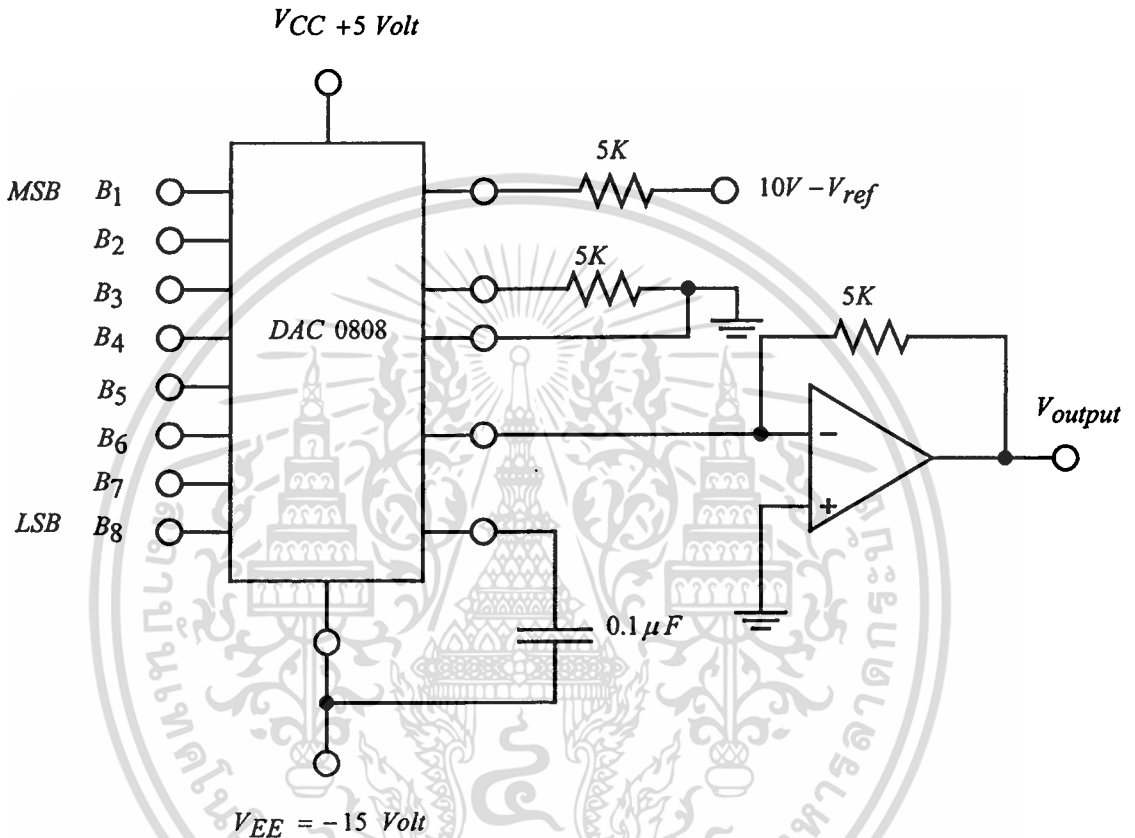
รูปที่ 4.2 บล็อกโคอะแกรมการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก

จากหลักการข้างต้น ในการทดลองได้นำ DAC0808 ซึ่งเป็นตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอกเพื่อให้ได้สัญญาณไฟตรง และนำสัญญาณไฟตรงนี้ไปควบคุมแอมพลิจูดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรูปไซน์ที่ได้ทำการออกแบบไว้ จากรูปที่ 4.3 ค่าแรงดันไฟตรงของสัญญาณเอาต์พุต V_o ของ DAC0808 คือ

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \dots + \frac{B_8}{256} \right) \tag{4.5}$$



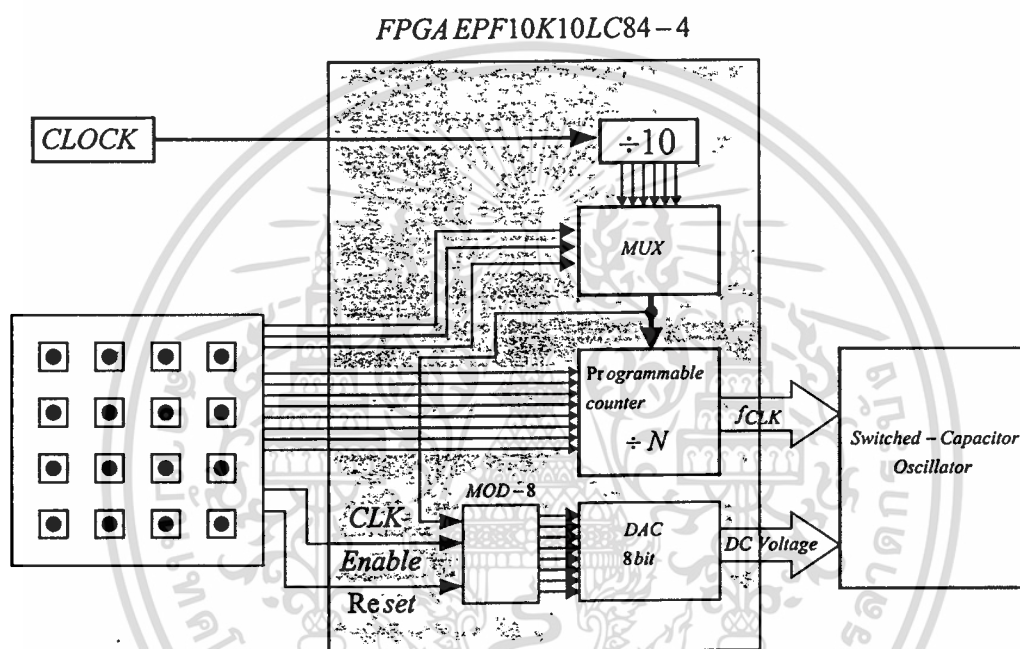
รูปที่ 4.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก

4.1.3 บล็อกไดอะแกรมวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

องค์ประกอบหลักของวงจรประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่งคือวงจรอินทรีเกรเตอร์ที่มีโครงสร้างการทำงานภายในเป็นแบบวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ ส่วนที่สองคือวงจรขยายเพื่อจัดเฟสและขยายสัญญาณ นำมาต่อร่วมกันเพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ให้ค่าโพลของระบบมีเฉพาะจำนวนจินตภาพที่เป็นคู่คอนจูเกตกันซึ่งจะทำให้ได้ผลตอบสนองของระบบอยู่ในรูปฟังก์ชันโคไซน์ในการทดลองได้นำเอาวงจรรวมเบอร์ MF5 ซึ่งมีโครงสร้างการทำงานเป็นวงจรกรองแถบความถี่แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ซึ่งภายในประกอบด้วยอุปกรณ์หลักคือวงจรอินทรีเกรเตอร์ 2 ตัว

และออปแอมป์ 1 ตัว ในการออกแบบได้เลือกโครงสร้างวงจรแบบควอดราเทียร์ออสซิลเลเตอร์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเพิ่มออปแอมป์ภายนอกเข้าไปเพื่อจัดเฟสและขยายสัญญาณให้ได้ตามเงื่อนไขของการออสซิลเลต โดยสามารถปรับเปลี่ยนความถี่การออสซิลเลตของสัญญาณ ได้ด้วยสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมการทำงานของวงจรความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ ในส่วนการควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์นี้ใช้วิธีการควบคุมโดยป้อนแรงดันไฟตรงจากภายนอก ซึ่งใช้หลักการผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นของระบบ การควบคุมแอมพลิจูดและความถี่ของการออสซิลเลตด้วยวิธีการนี้ไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรเลข ซึ่งหลักการดังกล่าวเป็นแนวคิดเบื้องต้นในการควบคุมแอมพลิจูดและความถี่ของวงจรที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล



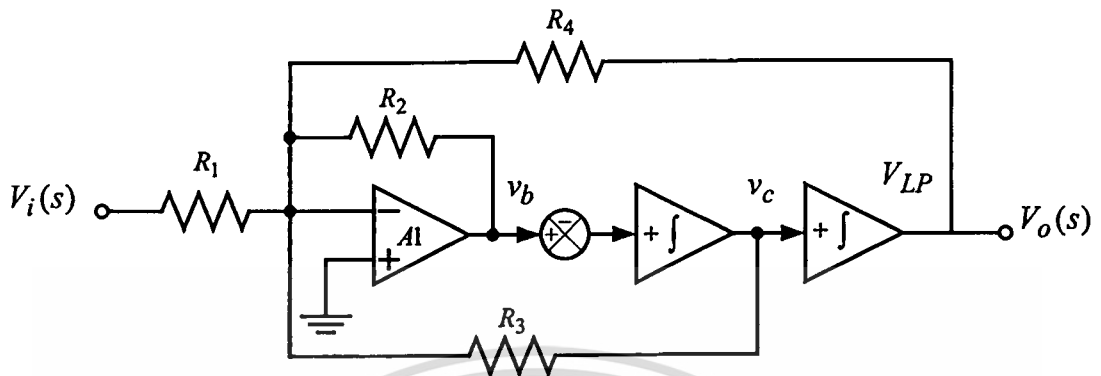
รูปที่ 4.4 แผนผังบล็อกวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

4.2 การวิเคราะห์ห้วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง

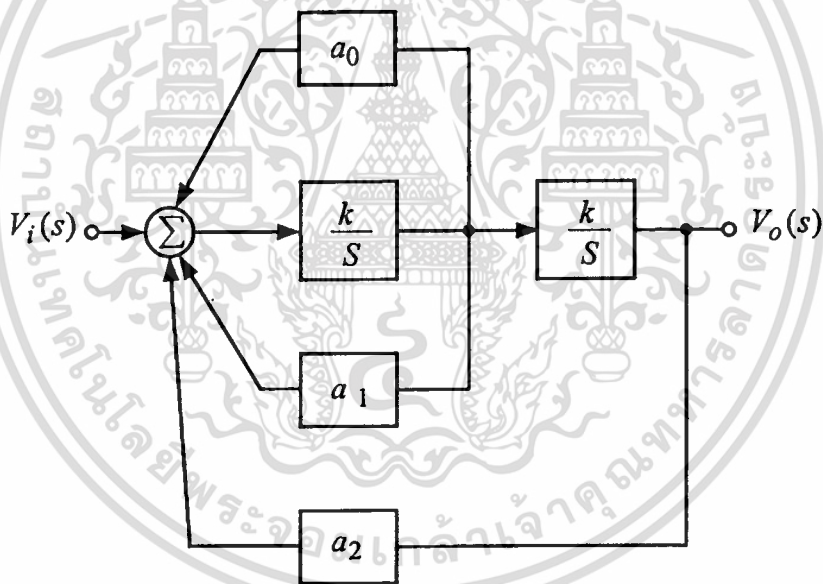
ในการออกแบบและวิเคราะห์ห้วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้โครงสร้างวงจรถ้าเนตสัญญาณรูปไซน์แบบควอดราเทอร์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือวงจรอินทริเกรเตอร์และวงจรถยายแบบรวมสัญญาณมาประกอบกัน โดยทำการวิเคราะห์ห้วงจรในระบบสมการอนุพันธ์ในสถานะที่ยังไม่ได้ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไปและสถานะที่มีการป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก เพื่อพิจารณาแอมพลิจูด ความถี่ และเงื่อนไขของการเกิดสัญญาณรูปไซน์ วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรกรองแถบความถี่แบบ state variable จากวงจรรวมเบอร์ MF5 ที่มีโครงสร้างภายในประกอบด้วยวงจรอินทริเกรเตอร์ที่มีการทำงานแบบวงจรวสวิทช์คาปาซิเตอร์ ออปแอมป์ และความต้านทานภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกที่ต่อเข้าไป โดยจะทำการแยกวิเคราะห์ทีละกรณี โดยในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาต่อเนื่องก่อน



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองแถบความถี่ของวงจรรวมเบอร์ MF5

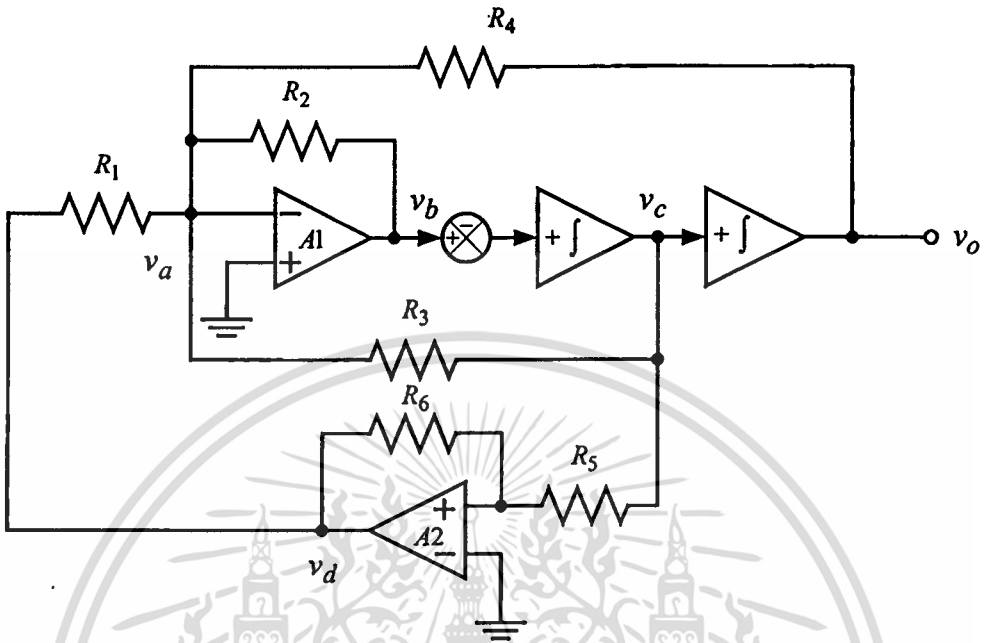


รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมวงจรออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง

จากวงจรในรูป 4.5 นำวงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้งโดยอินพุตของวงจรต่อกับ โหนด v_c และเอาต์พุตต่อเข้ากับ โหนด $V_i(s)$ จะได้โครงสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แสดงในรูป 4.7 การวิเคราะห์ในบทนี้จะให้ตัวแปรที่โหนดต่างในวงจรแทนด้วยตัวแปร v เพื่อให้สอดคล้องกับตัวแปรแรงดันทางไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์ และ k คือค่าเวลาคงตัวของวงจรอินทิเกรเตอร์ของวงจรรวม MF5 ที่นำมาทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าตัวแปรที่ โหนดต่างๆ โดยที่ v_o คือตัวแปรแรงดันทางไฟฟ้าของสัญญาณเอาต์พุต พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_b กับ v_o



รูปที่ 4.7 วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์

$$v_b = \frac{s^2}{k^2} v_o \tag{4.6}$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_c กับ v_o

$$v_c = \frac{s}{k} v_o \tag{4.7}$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_d กับ v_o

$$v_d = -\frac{R_6 s}{R_5 k} v_o \tag{4.8}$$

ตั้งสมการ โหนดโดยใช้ KCL ที่ โหนด v_a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_d}{R_1} + \frac{v_b}{R_2} + \frac{v_c}{R_3} + \frac{v_o}{R_4} = 0 \quad (4.9)$$

แทนความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูปตัวแปร v_o ที่ต้องการพิจารณา

$$-\frac{sR_6}{kR_5R_1}v_o + \frac{s^2}{k^2R_2}v_o + \frac{s}{kR_3}v_o + \frac{1}{R_4}v_o = 0 \quad (4.10)$$

นำ R_2k^2 คูณสมการ (4.10) ตลอดเพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะ

$$-\frac{skR_2R_6}{R_5R_1}v_o + s^2v_o + \frac{skR_2}{R_3}v_o + \frac{k^2R_2}{R_4}v_o = 0 \quad (4.11)$$

ทำการจัดกลุ่มของตัวแปร s

$$s^2v_o + \left(\frac{kR_2}{R_3}v_o - \frac{kR_2R_6}{R_5R_1}v_o \right) s + \frac{k^2R_2}{R_4}v_o = 0 \quad (4.12)$$

ดึงตัวแปรร่วม v_o ออกมา

$$v_o \left(s^2 + \left(\frac{kR_2}{R_3} - \frac{kR_2R_6}{R_5R_1} \right) s + \frac{k^2R_2}{R_4} \right) = 0 \quad (4.13)$$

จากเงื่อนไขอัตราขยายและการจัดเฟสของสัญญาณ ในส่วนของการป้อนกลับเพื่อให้ได้สัญญาณ

รูปไซน์กำหนดให้ $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_1}{R_3}$

$$v_o \left(s^2 + \left(\frac{kR_2}{R_3} - \frac{kR_2R_1}{R_3R_1} \right) s + \frac{k^2R_2}{R_4} \right) = 0 \quad (4.14)$$

$$v_o \left(s^2 + \frac{k^2R_2}{R_4} \right) = 0 \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \pm jk \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.16)$$

เมื่อตัวแปร v_o คือตัวแปรสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นหาผลเฉลยของระบบสมการเอกพันธ์โดยให้ตัวแปรผลเฉลยเอกพันธ์คือ $v_{oh}(t)$ เมื่อ

$$v_{oh}(t) = (C_1 + C_2) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t + j(C_1 - C_2) \sin k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t \quad (4.17)$$

ถ้าต้องการผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุต $v_{oh}(t)$ เป็นค่าจริง ดังนั้นจะได้เงื่อนไขที่ทำให้ C_1 และ C_2 เป็นจำนวนจริงที่เท่ากันด้วย ถ้าให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น $y_{oh}(0) = |V_{sat}|$ ที่เวลา $t = 0$ มีค่าเท่ากับแรงดันอิมพัลส์สูงสุดของวงจรรวม MF5 ที่นำมาทำการทดลอง แสดงในสมการ (4.18)

$$v_{oh}(0) = |V_{sat}| \quad (4.18)$$

แทนค่าสมการ (4.18) ลงในสมการ (4.17)

$$|V_{sat}| = (C_1 + C_2) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}(0) + j(C_1 - C_2) \sin k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}(0) \quad (4.19)$$

ดังนั้นจะได้สมการความสัมพันธ์ของค่า C_1 และ C_2 กับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่เวลา $t = 0$ คือ

$$|V_{sat}| = C_1 + C_2 = 2C \quad (4.20)$$

แทนค่าสมการ (4.20) ลงในสมการ (4.17) จะได้ผลตอบสนองของระบบเมื่ออินพุตเป็นศูนย์คือ

$$v_{oh}(t) = 2C \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t \quad (4.21)$$

หรือ

$$v_{oh}(t) = |V_{sat}| \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t \quad (4.22)$$

จากการวิเคราะห์วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาต่อเนื่องสรุปได้เป็นกรณีคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การคุ้มครองของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

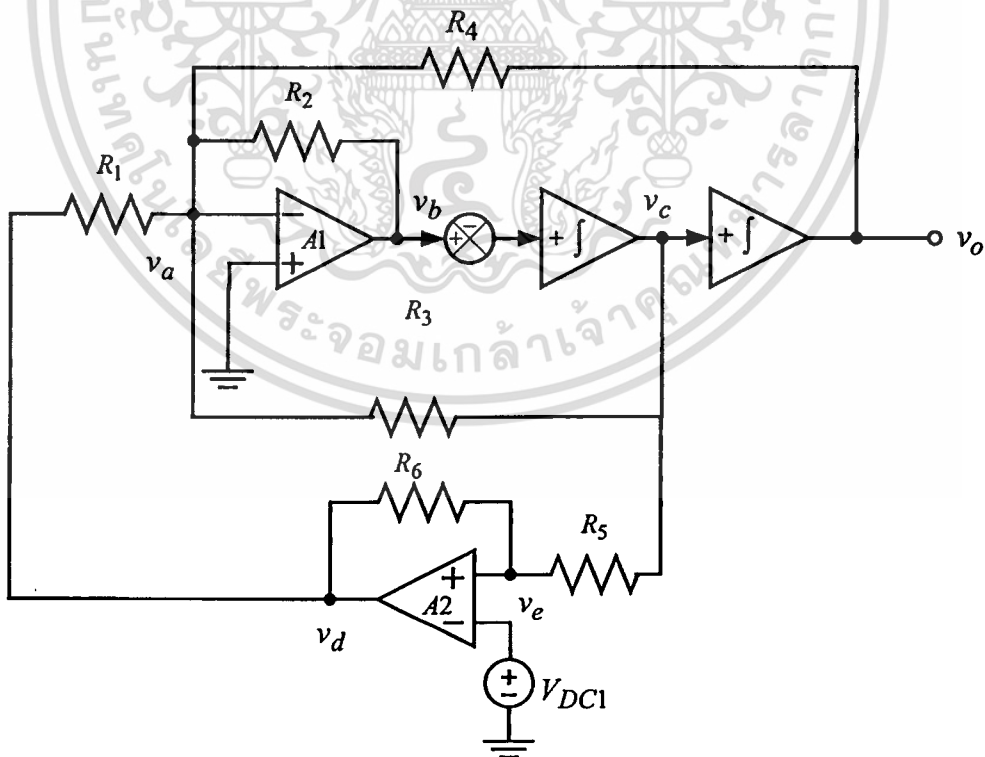
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. แอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์จะขึ้นอยู่กับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของระบบ โดยพิจารณาพร้อมกับผลจากการทดลอง โดยที่แอมพลิจูดจากการทดลองจะเท่ากับแรงดันอิมิตัวของวงจรรวม MF5
2. ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ขึ้นอยู่กับค่าเวลาคงตัวของวงจรรีโตนริเกรเตอร์ภายในวงจรรวมเบอร์ MF5 และอัตราการเวลาคงตัวนี้จะสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไปควบคุมการทำงานวงจรของวงจรรวม MF5 ตามสมการความสัมพันธ์คือ

$$f_{oc} = \frac{f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.23)$$

f_{clk} คือความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอก และ f_{oc} คือความถี่ของสัญญาณรูปไซน์จากสมการ 4.23 จะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณรูปไซน์สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยปรับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอก

4.2.1 การวิเคราะห์ห้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1}



รูปที่ 4.8 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์กรณีที่ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้หลักการแทนค่าตัวแปรที่ โหนดต่างๆ พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_b กับ v_o
พิจารณารูป 4.8

$$v_b = \frac{s^2}{k^2} v_o \quad (4.24)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_c กับ v_o

$$v_c = \frac{s}{k} v_o \quad (4.25)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_d กับ v_o

$$v_d = -\frac{R_6 s}{R_5 k} v_o + V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.26)$$

ตั้งสมการ โหนดโดยใช้ KCL ที่ โหนด v_a

$$\frac{v_d}{R_1} + \frac{v_b}{R_2} + \frac{v_c}{R_3} + \frac{v_o}{R_4} = 0 \quad (4.27)$$

แทนความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูปตัวแปร v_o ที่ต้องการพิจารณา

$$-\frac{R_6 s}{R_1 R_5 k} v_o + \frac{1}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) + \frac{s^2}{k^2 R_2} v_o + \frac{s}{k R_3} v_o + \frac{1}{R_4} v_o = 0 \quad (4.28)$$

นำ $R_2 k^2$ คูณสมการ (4.28) ตลอดเพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะ

$$-\frac{skR_2R_6}{R_5R_1} v_o + s^2 v_o + \frac{skR_2}{R_3} v_o + \frac{k^2R_2}{R_4} v_o = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.29)$$

ทำการจัดกลุ่มของตัวแปร s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 v_o + \left(\frac{kR_2 v_o}{R_3} - \frac{kR_2 R_6 v_o}{R_5 R_1} \right) s + \frac{k^2 R_2 v_o}{R_4} = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.30)$$

ดึงตัวแปรร่วม v_o ออกมา

$$v_o \left(s^2 + \left(\frac{kR_2}{R_3} - \frac{kR_2 R_6}{R_5 R_1} \right) s + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.31)$$

จากเงื่อนไขอัตราขยายและการจัดเฟสของสัญญาณในส่วนของการป้อนกลับเพื่อให้ได้สัญญาณรูปไซน์กำหนดให้ $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_1}{R_3}$

$$v_o \left(s^2 + \left(\frac{kR_2}{R_3} - \frac{kR_2 R_1}{R_3 R_1} \right) s + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.32)$$

$$v_o \left(s^2 + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.33)$$

จากสมการ(4.33) ทำการหาผลเฉลยสมบูร์มของระบบสมการ โดยหาจากผลรวมของผลเฉลยเอกพันธ์กับผลเฉลยเฉพาะหรือผลรวมของผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์กับผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้น โดยสามารถแยกหาทีละกรณีได้คือ
กรณีที่ 1 หาผลเฉลยเอกพันธ์หรือผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์

$$v_o \left(s^2 + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = 0 \quad (4.34)$$

$$s = \pm jk \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.35)$$

$$v_{oh}(t) = (C_1 + C_2) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t + j(C_1 - C_2) \sin k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t \quad (4.36)$$

กรณีที่ 2 หาผลเฉลยเฉพาะหรือผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นของระบบ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o \left(s^2 + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.37)$$

ในกรณีค่าด้านขวามือของสมการเป็นค่าจำนวนจริงค่าคงที่จะสมมติให้ผลเฉลยเฉพาะเป็นค่าคงที่ $v_{op}(t) = A$ แล้วนำไปแทนในสมการ (2.37)

$$A \left(s^2 + \frac{k^2 R_2}{R_4} \right) = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.38)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (4.38) ให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์

$$\frac{d^2 A}{dt^2} + A \frac{k^2 R_2}{R_4} = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.39)$$

$$A \frac{k^2 R_2}{R_4} = -\frac{R_2}{R_1} k^2 V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.40)$$

$$A = -\frac{R_4}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.41)$$

$$v_{op}(t) = -\frac{R_4}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.42)$$

ดังนั้นผลเฉลยสองสมบูรณคือ

$$v_{oc}(t) = v_{oh}(t) + v_{op}(t) \quad (4.43)$$

แทนค่าสมการ (4.36) และสมการ (4.42) ลงในสมการ (4.43) จะได้สมการตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{oc}(t) = (C_1 + C_2) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t + j(C_1 - C_2) \sin k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t - \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าต้องการพิจารณาผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุต $v_{oc}(t)$ ที่เป็นค่าจริงเท่านั้น จะได้เงื่อนไขที่ทำให้ C_1 และ C_2 เป็นจำนวนจริงที่เท่ากัน ดังนั้นกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ แทนลงในสมการ (4.44) จะได้ผลดังนี้

$$v_{oc}(t) = 2C \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t - \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.45)$$

ใช้เงื่อนไขเริ่มต้นสภาวะเริ่มต้นที่เวลา $t = 0$ โดยกำหนดให้ผลเฉลยสมบูรณหรือผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิตัวของวงจรรวม MF5 คือ

$$v_{oc}(0) = |V_{sat}| \quad (4.46)$$

แทนค่าสมการ (4.46) ลงในสมการ (4.45) จะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$|V_{sat}| = 2C \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} (0) - \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.47)$$

จัดรูปสมการ (4.47) ใหม่

$$2C = |V_{sat}| + \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.48)$$

แทนค่าสมการ (4.48) ลงในสมการ (4.45) ดังนั้นจะได้ผลเฉลยสมบูรณ์คือ

$$v_{oc}(t) = \left(|V_{sat}| + \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \right) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t - \frac{R_2}{R_1} V_{DC} \left(\frac{R_6 + R_5}{R_5} \right) \quad (4.49)$$

ถ้าให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ ดังนั้น ผลตอบสนองสมบูรณ์จะเท่ากับ

$$v_{oc}(t) = \left. \begin{aligned} &= (2V_{DC} + |V_{SAT}|) \cos(kt) - 2V_{DC} \\ &= (2V_{DC} + V_{sat}) \cos(kt) - 2V_{DC} \quad ; V_{DC} < 0 \\ &= (2V_{DC} - V_{sat}) \cos(kt) - 2V_{DC} \quad ; V_{DC} > 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.50)$$

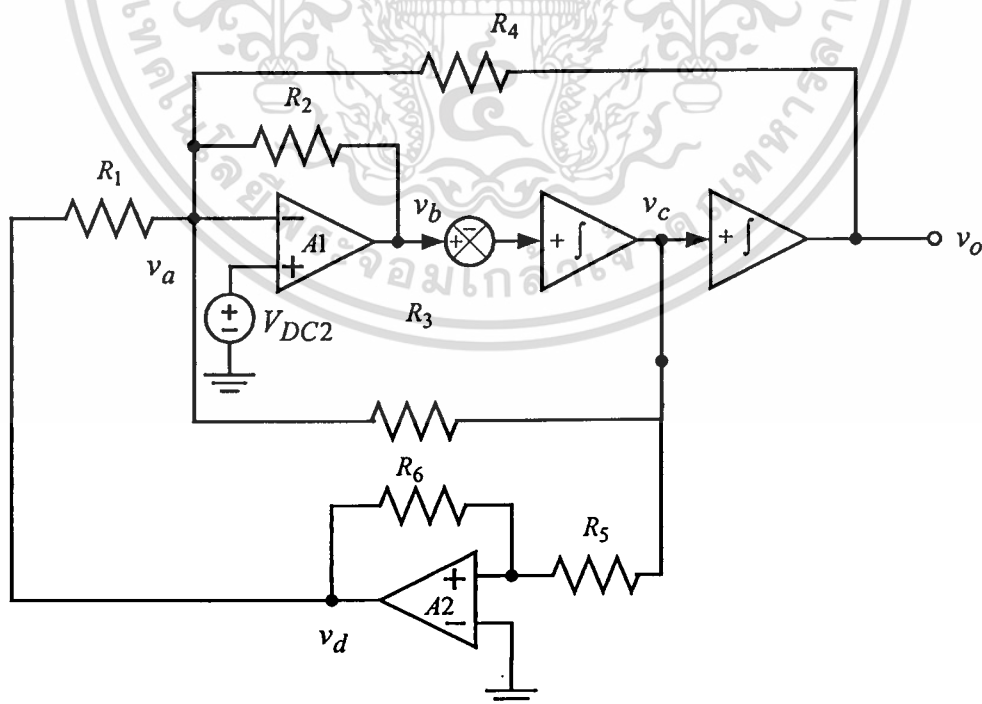
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (4.50) พิจารณาเป็นกรณีคือ

1. เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเป็นบวก แอมพลิจูดของสัญญาณจะลดลงขึ้นกับสัมประสิทธิ์ที่คูณอยู่กับฟังก์ชันโคไซน์ในสมการ (4.50) คือ $-V_{SAT} + 2V_{DC}$ และสัญญาณรูปไซน์จะมีจุดสมมาตรของสัญญาณอยู่ที่จุด $-2V_{DC}$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ สัญญาณรูปไซน์รวมกับค่าลบของสองเท่าแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป
2. เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเป็นลบ แอมพลิจูดของสัญญาณจะลดลงขึ้นกับสัมประสิทธิ์ที่คูณอยู่กับฟังก์ชันโคไซน์ในสมการ (4.50) คือ $+V_{SAT} - 2V_{DC}$ และสัญญาณโคไซน์จะมีจุดสมมาตรของสัญญาณอยู่ที่จุด $+2V_{DC}$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ สัญญาณโคไซน์รวมกับค่าลบของสองเท่าแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป
3. ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ขึ้นอยู่กับค่าเวลาคงตัวของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ภายในวงจรรวมเบอร์ MF5 ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไปควบคุมการทำงานของวงจรรวม MF5 ตามสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{oc} = \frac{f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.51)$$

4.2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC2}



รูปที่ 4.9 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในกรณีเมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้หลักการแทนค่าตัวแปรที่ โหนดต่างๆ พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_b กับ v_o
พิจารณาการตั้งสมการร่วมกับรูป 4.9

$$v_b = \frac{s^2}{k^2} v_o \quad (4.52)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_c กับ v_o

$$v_c = \frac{s}{k} v_o \quad (4.53)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_d กับ v_o

$$v_d = -\frac{R_6 s}{R_5 k} v_o \quad (4.54)$$

ตั้งสมการ โหนดโดยใช้ KCL ที่ โหนด v_a

$$\frac{v_d - V_{DC2}}{R_1} + \frac{v_b - V_{DC2}}{R_2} + \frac{v_c - V_{DC2}}{R_3} + \frac{v_o - V_{DC2}}{R_4} = 0 \quad (4.55)$$

แทนความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ ให้อยู่ในรูปตัวแปร v_o ที่ต้องการพิจารณา

$$-\frac{R_6 s}{R_1 R_5 k} v_o - \frac{V_{DC2}}{R_1} + \frac{s^2}{k^2 R_2} v_o - \frac{V_{DC2}}{R_2} + \frac{s}{k R_3} v_o - \frac{V_{DC2}}{R_3} + \frac{1}{R_4} v_o - \frac{V_{DC2}}{R_4} = 0 \quad (4.56)$$

นำ $R_2 k^2$ คูณสมการ (4.56) ตลอดเพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะ

$$-\frac{k R_2 R_6}{R_5 R_1} v_o s + v_o s^2 + \frac{k R_2}{R_3} v_o s + \frac{k^2 R_2}{R_4} v_o = R_2 k^2 \left(V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.57)$$

ทำการจัดกลุ่มของตัวแปร s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o s^2 + \left(\frac{kR_2}{R_3} - \frac{kR_2R_6}{R_5R_1} \right) v_o s + \frac{k^2 R_2}{R_4} v_o = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.58)$$

จากเงื่อนไขอัตราขยายและการจัดเฟสของสัญญาณในส่วนของการป้อนกลับเพื่อให้ได้สัญญาณรูปไซน์กำหนดให้ $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_1}{R_3}$ แสดงสมการได้ดังนี้

$$v_o (s^2 + \frac{R_2}{R_4} k^2) = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.59)$$

จากสมการ(4.59) ทำการหาผลเฉลยสมบูร์นธ์ของระบบสมการ โดยหาจากผลรวมของผลเฉลยเอกพันธ์กับผลเฉลยเฉพาะหรือผลรวมของผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์กับผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้น โดยสามารถแยกหาทีละกรณีได้คือ
กรณีที่ 1 หาผลเฉลยเอกพันธ์หรือผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์

$$v_o \left(s^2 + \frac{R_2}{R_4} k^2 \right) = 0 \quad (4.60)$$

$$s = \pm j \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} k \quad (4.61)$$

$$v_o(t) = (C_1 + C_2) \cos \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} kt + j(C_1 - C_2) \sin \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} kt \quad (4.62)$$

กรณีที่ 2 หาผลเฉลยเฉพาะหรือผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้น

$$v_o (s^2 + \frac{R_2}{R_4} k^2) = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.63)$$

ในกรณีค่าด้านขวามือของสมการเป็นค่าจำนวนจริงค่าคงที่ ดังนั้นค่าการคาดเดาของผลเฉลยเฉพาะหรือผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นคือ $v_{op}(t) = A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A(s^2 + \frac{R_2 k^2}{R_4}) = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.64)$$

ทำการแปลงสมการ (4.64) ให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์

$$\frac{d^2 A}{dt^2} + Ak^2 = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.65)$$

$$Ak^2 = k^2 \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.66)$$

$$A = \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.67)$$

$$v_{op}(t) = \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.68)$$

ดังนั้นผลตอบสนองสมบูรณ์คือ

$$v_{oc}(t) = v_{oh}(t) + v_{op}(t) \quad (4.69)$$

แทนค่าสมการ (4.62) และสมการ (4.68) ลงในสมการ (4.69) จะได้สมการดังนี้

$$v_{oc}(t) = (C_1 + C_2) \cos \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} kt + j(C_1 - C_2) \cos \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} kt + \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.70)$$

ถ้าต้องการพิจารณาผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุต $v_{oc}(t)$ ที่เป็นค่าจริงเท่านั้น จะได้เงื่อนไขที่ทำให้ C_1 และ C_2 เป็นจำนวนจริงที่เท่ากัน ดังนั้นกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ แทนลงในสมการ (4.70) จะได้ผลคือ

$$v_{oc}(t) = 2C \cos \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} kt + \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.71)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้เงื่อนไขสถานะเริ่มต้นที่เวลา $t = 0$ โดยกำหนดให้ผลเฉลยสมบูร์นหรือผลตอบสนองของ สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันอิมพัลส์ของวงจรรวม MF5 คือ

$$v_{oc}(0) = |V_{sat}| \quad (4.72)$$

แทนค่าสมการ (4.72) ลงในสมการ (4.71) จะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$|V_{sat}| = 2C \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}(0) - \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.73)$$

ทำการจัดรูปสมการ (4.73) ใหม่แสดงได้ดังสมการ (4.74)

$$2C = |V_{sat}| - \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \quad (4.74)$$

แทนค่าสมการ (4.74) ลงในสมการ (4.71) ดังนั้นจะได้ผลเฉลยสมบูร์นของระบบคือ

$$v_{oc}(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left(|V_{sat}| - \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \right) \cos k \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} t \\ & - \left(R_2 V_{DC2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.75)$$

ถ้าให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ ดังนั้น ผลตอบสนองสมบูร์นจะเท่ากับ

$$v_{oc}(t) = (|V_{sat}| - 4V_{DC}) \cos kt + 4V_{DC} \quad (4.76)$$

พิจารณาแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ในสมการ(4.76)ร่วมกับผลการทดลองได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} v_{oc}(t) &= (|V_{SAT}| - 4V_{DC}) \cos(kt) + 4V_{DC} \\ &= (-V_{SAT} - 4V_{DC}) \cos(kt) + 4V_{DC} \quad ; V_{DC} < 0 \\ &= (V_{SAT} - 4V_{DC}) \cos(kt) + 4V_{DC} \quad ; V_{DC} > 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.77)$$

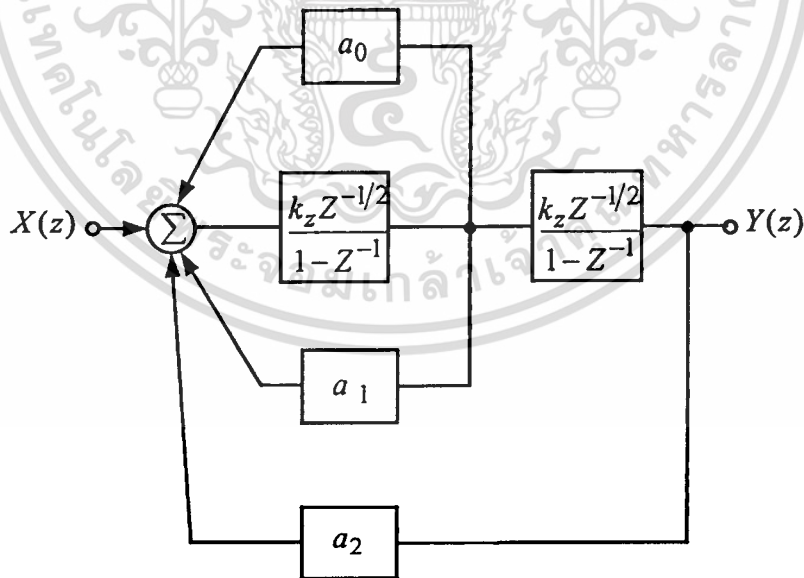
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (4.77) แยกพิจารณาเป็นกรณีคือ

1. เมื่อป้อนแรงดันไฟตรง $+V_{DC2}$ ที่ขาบวกของออปแอมป์ A_1 แอมพลิจูดของสัญญาณจะลดลงขึ้นกับสัมประสิทธิ์ที่คูณอยู่กับฟังก์ชันโคไซน์ในสมการ (4.77) คือ $+V_{SAT} - 4V_{DC}$ และรวมกับค่าแรงดันไฟตรงที่มีค่าเท่ากับสี่เท่าของแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป
2. เมื่อป้อนแรงดันไฟตรง $-V_{DC2}$ ที่ขาบวกของออปแอมป์ A_1 แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะลดลงตามสัมประสิทธิ์ที่คูณอยู่กับฟังก์ชันโคไซน์ในสมการ (4.77) คือ $-V_{SAT} - 4V_{DC}$ และรวมกับค่าแรงดันไฟตรงที่มีค่าเท่ากับสี่เท่าของแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป
3. ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ขึ้นอยู่กับค่าเวลาคงตัวของวงจรรวมทรานซิสเตอร์ภายในวงจรรวมเบอร์ MF5 ซึ่งสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไปควบคุมการทำงานของวงจรรวม MF5 ซึ่งจะเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

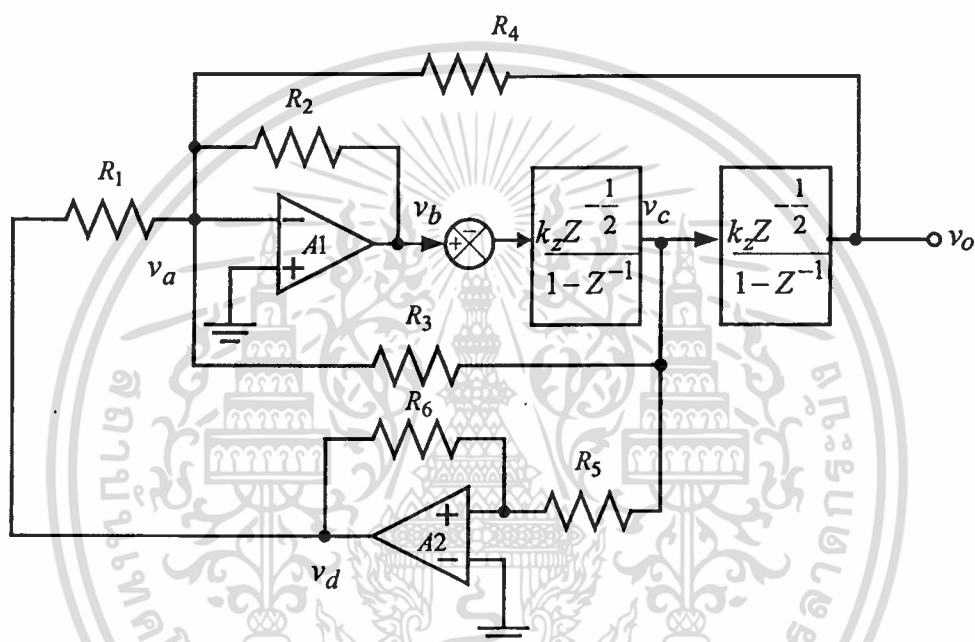
$$f_{oc} = \frac{f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.78)$$

4.3 การวิเคราะห์ผลเฉลยเอกพันธ์วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง

ในการวิเคราะห์วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง ใช้ระบบสมการผลต่างอันดับสองช่วยในการวิเคราะห์ โดยแทนฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรอินทิเกรเตอร์ของระบบเวลาต่อเนื่องด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวอินทิเกรเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ lossless Direct Integrator แสดงในสมการ (4.79) ในสภาวะที่ไม่ได้ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไป เพื่อพิจารณาแอมพลิจูด ความถี่ และเงื่อนไขของการเกิดสัญญาณรูปไซน์ เพื่อทำการเปรียบเทียบผลเฉลยเอกพันธ์ของทั้งสองระบบ โดยวงจรที่ใช้ยังคงเป็นโครงสร้างเดิมเปลี่ยนเพียงตัวอินทิเกรเตอร์เท่านั้น



รูปที่ 4.11 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในระบบเวลาเป็นช่วง

$$T(z) = \frac{k_z z^{-\frac{1}{2}}}{1 - z^{-1}} \quad (4.79)$$

การวิเคราะห์วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในรูป 4.11 แทนค่าตัวแปรที่ โนคต่างๆ โดยที่ v_o คือตัวแปรสัญญาณเอาต์พุตของระบบ พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_b กับ v_o

$$v_b = \frac{(1 - Z^{-1})^2}{k_z^2 Z^{-1}} v_o \quad (4.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_c กับ v_o

$$v_c = \frac{k_z(1-Z^{-1})}{Z^{-\frac{1}{2}}} v_o \quad (4.81)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง ตัวแปร v_d กับ v_o

$$v_d = -\frac{R_6}{R_5} \left(\frac{k_z(1-Z^{-1})}{Z^{-\frac{1}{2}}} \right) v_o \quad (4.82)$$

ตั้งสมการ โนดโดยใช้ KCL ที่ โหนด v_a

$$\frac{v_d}{R_1} + \frac{v_b}{R_2} + \frac{v_c}{R_3} + \frac{v_o}{R_4} = 0 \quad (4.83)$$

แทนความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูปตัวแปร v_o ที่ต้องการพิจารณา

$$-\frac{R_6}{R_1 R_5} \left(\frac{(1-Z^{-1})}{k_z Z^{-\frac{1}{2}}} \right) v_o + \frac{1}{R_2} \left(\frac{(1-Z^{-1})^2}{k_z^2 Z^{-1}} \right) v_o + \frac{1}{R_3} \left(\frac{(1-Z^{-1})}{k_z Z^{-\frac{1}{2}}} \right) v_o + \frac{1}{R_4} v_o = 0 \quad (4.84)$$

นำ $k_z^2 R_2 Z^{-1}$ คูณสมการ (4.84) ตลอดเพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะ ในกรณีนี้จะพิจารณาให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_6$

$$-\frac{R_2 R_6}{R_5 R_1} \left(k_z h(1-Z^{-1}) Z^{-\frac{1}{2}} \right) v_o + (1-Z^{-1})^2 v_o + \frac{R_2}{R_3} k_z v_o \left((1-Z^{-1}) Z^{-\frac{1}{2}} \right) + \frac{R_2}{R_4} k_z^2 v_o Z^{-1} = 0 \quad (4.85)$$

ทำการจัดกลุ่มของตัวแปร Z

$$(1-Z^{-1})^2 v_o + \frac{R_2}{R_4} k_z^2 v_o Z^{-1} = 0 \quad (4.86)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดึงตัวแปรร่วม v_o ออกมา

$$v_o \left((1-Z^{-1})^2 + \frac{Z^{-1}k_z^2 R_2}{R_4} \right) = 0 \quad (4.87)$$

$$v_o \left((1-2Z^{-1} + Z^{-2}) + \frac{R_2 k_z^2 Z^{-1}}{R_4} \right) = 0 \quad (4.88)$$

$$v_o \left((Z^{-2} - (2-k_z^2 \frac{R_2}{R_4})Z^{-1} + 1) \right) = 0 \quad (4.89)$$

ทำการแปลงสมการ (4.89) ให้อยู่ในโดเมนเวลาของระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วงจะได้ดังนี้

$$v_o(n-2) - (2-k_z^2 \frac{R_2}{R_4})v_o(n-1) + v_o(n) = 0 \quad (4.90)$$

การหาค่าความถี่ดิจิทัล (θ) วิธีการหนึ่งที่สะดวกคือกำหนดให้

$$2 \cos \theta = \left(2 - k_z^2 \frac{R_2}{R_4} \right) \quad (4.91)$$

ดังนั้นค่าความถี่ดิจิทัล (θ) จะหาได้สมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$\theta = \cos^{-1} \left(1 - \frac{k_z^2 R_2}{2R_4} \right) \quad (4.92)$$

เมื่อ k_z คือค่าอัตราขยายของวงจรถิโรเตอร์ อัตราส่วน $\frac{R_2}{R_4}$ คืออัตราขยายป้อนกลับ

แบบของวงจรถิโรเตอร์ ทำการหาค่าอัตราขยายของวงจรถิโรเตอร์ โดยมีขั้นตอนการพิจารณาดังนี้

1. พิจารณาสมการความถี่ของการออสซิลเลตในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง เมื่อ f_{oc} ความถี่ของการออสซิลเลตในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง แสดงได้ดังนี้

$$f_{oc} = \frac{f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.93)$$

2. พิจารณาสมการความถี่ของการออสซิลเลตในระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง เมื่อ f_{od} คือความถี่อนาลอกของการออสซิลเลตที่คำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์ในระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง แสดงได้ดังนี้

$$f_{od} = \frac{f_{clk}}{2\pi} \theta \quad (4.94)$$

ดังนั้นพิจารณาความสัมพันธ์ความถี่อนาลอกของระบบสัญญาณต่อเนื่องกับระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง จะได้ว่าสมการ (4.93) เท่ากับ (4.94) เขียนสมการความสัมพันธ์ได้คือ

$$\frac{1}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \frac{\theta}{2\pi} \quad (4.95)$$

แทนค่า θ จากสมการ (4.92) ลงในสมการ (4.95) จะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$\frac{2\pi}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \cos^{-1} \left(1 - \frac{k_z^2 R_2}{2R_4} \right) \quad (4.96)$$

$$\cos \frac{2\pi}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \left(1 - \frac{k_z^2 R_2}{2R_4} \right) \quad (4.97)$$

$$k_z^2 = 2 \frac{R_4}{R_2} \left(1 - \cos \frac{2\pi}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \right) \quad (4.98)$$

ใช้นุกรมเทเลอร์ในการประมาณค่าฟังก์ชันโคไซน์ แสดงได้ดังนี้

$$k_z^2 = 2 \frac{R_4}{R_2} \left(1 - \left(1 + \left(\frac{1}{2!} \right) \left(\frac{2\pi}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \right)^2 + \dots \right) \right) \quad (4.99)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_z^2 = 2 \frac{R_4}{R_2} \left(1 - \left(1 + \left(\frac{1}{2!} \right) \left(\frac{2\pi}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \right)^2 + \dots \right) \right) \quad (4.100)$$

$$k_z \cong \frac{2\pi}{100} \cong 0.062857 \quad (4.101)$$

แทนค่าจากสมการ (4.101) ลงในสมการ (4.92) เพื่อหาค่า θ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจะกำหนดให้ $R_2 = R_4$

$$\theta = \cos^{-1} \left(1 - \frac{0.003951}{2} \right) \quad (4.102)$$

$$\theta = .062867 \quad (4.103)$$

นำค่า θ แทนในสมการผลเฉลยเอกพันธ์รูปทั่วไปคือ

$$v_{oh}(n) = C_1(e^{j0.0628})^n + C_2(e^{-j0.0628})^n \quad (4.104)$$

$$v_{oh}(n) = (C_1 + C_2) \cos 0.0628(n) + j(C_1 - C_2) \sin 0.0628(n) \quad (4.105)$$

ในกรณีที่ต้องการผลตอบสนองของสัญญาณเอาท์พุต $v_{oh}(n)$ เป็นค่าจริง จะได้เงื่อนไขคือ $C_1 = C_2$ และเป็นค่าจริงด้วย ดังนั้นกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ แทนค่าลงในสมการ (4.105) จะได้สมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{oh}(n) = 2C \cos 0.0628(n) \quad (4.106)$$

ซึ่งแอมพลิจูดสัญญาณรูปไซน์ของระบบเวลาเป็นช่วงสามารถหาได้จากเงื่อนไขเริ่มต้นที่ลำดับ $v(0)$ ของระบบ ซึ่ง $v(0)$ นี้หาได้จาก $v(-1), v(-2)$ ที่กำหนดมาให้ ในทางปฏิบัติวงจรที่สร้างขึ้นไม่ได้มีหน่วยความจำค่าดังนั้น $v(-1) = v(-2) = 0$ ดังนั้นในการคาดเดาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะต้องพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรร่วมกับผลการทดลองจากการทดลองแอมพลิจูดของสัญญาณที่สถานะเริ่มต้นจะเท่ากับแรงดันอิมิตัว (V_{sat}) ของวงจรรวมเบอร์ MF5 ดังนั้นกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{oh}(0) = |V_{sat}| \quad (4.107)$$

ใช้เงื่อนไขที่สภาวะเริ่มต้น $n = 0$ โดยแทนค่าจากสมการ (4.107) ลงในสมการ(4.106) เพื่อหาแอมพลิจูดของสัญญาณ ดังนั้นผลที่ได้แสดงในสมการ (4.108)

$$2C = V_{sat} \quad (4.108)$$

ดังนั้นผลเฉลยเอกพันธ์คือ

$$v_{oh}(n) = |V_{sat}| \cos(\theta n) \quad (4.109)$$

จากการวิเคราะห์วงจรจะเห็นได้ว่าแอมพลิจูดของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของระบบ $v(0)$ เมื่อให้ตัวแปร θ คือความถี่ดิจิทัลซึ่งในกรณีนี้เท่ากับ 0.0628 ดังนั้นใช้สมการ 4.94 เพื่อหาความถี่นาฬิกา f_{od} เมื่อ f_{clk} คือความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไปควบคุมวงจร MF5 จะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$f_{od} = \frac{f_{clk}}{2\pi} (0.0628) = (0.010011) f_{clk} \quad (4.110)$$

จากสมการ (4.110) จะเห็นว่าสามารถปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ได้โดยปรับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอกหรือก็คือค่าคาบเวลาของการสุ่มสัญญาณนั่นเอง

4.4 การหาค่าผิดพลาดของความถี่และความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม[15]

วิธีการวัดค่าความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากระบบต่างๆที่นิยมทำกันอยู่ก็คือ การใช้สัญญาณที่เป็นรูปไซน์สมบูรณ์ ป้อนเข้าระบบที่ต้องการทดสอบนั้นแล้วใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้วิเคราะห์ว่าสัญญาณที่นำมาตรวจสอบนั้นมีฮาร์โมนิกต่างๆประกอบกันอยู่เช่นไร มาวัดวิเคราะห์สัญญาณเอาท์พุทก็แสดงว่า ระบบที่กำลังทดสอบนั้น เป็นระบบที่ทำให้เกิดผิดเพี้ยนขึ้นกับสัญญาณที่ผ่านนั้น ทั้งนี้เพราะเรารู้ว่าสัญญาณรูปไซน์สมบูรณ์นั้นมีความถี่อยู่เพียงเฉพาะความถี่เดียว การที่เอาท์พุทของระบบเกิดมีฮาร์โมนิกอื่นขึ้นมาอยู่ด้วยนั้น แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาท์พุทจะต้องมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปไซน์สมบูรณ์นั่นเอง การที่สัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยเท่าไรนั้น ก็ขึ้นอยู่กับขนาดของฮาร์โมนิกต่างๆที่เกิดขึ้น ดังนั้นวิธีหนึ่งที่จะบอกให้รู้ว่าสัญญาณเอาท์พุทนั้นเกิดความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยก็คือการใช้ผลรวมของค่ากำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฉลี่ยที่เกิดจากฮาร์โมนิกอื่นๆ นอกจากคลื่นมูลฐานเปรียบเทียบกับค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นมูลฐาน ค่าที่ได้ออกมาจากการวัดตามวิธีการนี้ มีชื่อว่า ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (total harmonic distortion) ซึ่งนิยมเรียกย่อว่า ค่า ทีเอชดี (THD)

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} c_n^2}{c_1^2} \quad (4.126)$$

หรือ ถ้าเราคิดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของกำลังจากฮาร์โมนิก ในกรณีนี้จะได้เป็น

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} c_n^2}{c_1^2}} \quad (4.127)$$

เมื่อ c_n เป็นค่ากำลังของสัญญาณที่ฮาร์โมนิกต่างๆ เมื่อ n เป็นลำดับฮาร์โมนิกของสัญญาณ จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าถ้าสัญญาณเอาท์พุทที่ได้มีฮาร์โมนิกอื่นนอกจากฮาร์โมนิกของคลื่นมูลฐานมากแล้ว สัญญาณย่อมมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมสูงด้วย

ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อหาความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมได้กล่าวในบทความต่างๆ [5] ซึ่งได้เสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมเนื่องจากการทำงานของสวิทช์ ตัวเก็บประจุ เป็นต้น ในที่นี้เราจะขอเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อพิจารณาแนวโน้มการเกิดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของสัญญาณ โดยตั้งสมมุติฐานจากอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อพิจารณาว่ามีผลต่อการเกิดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมอย่างไร โดยเราจะแทนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่คิดผลของค่าอัตราขยายรูปเปิดไม่เป็นอนันต์ดังแสดงในสมการ (4.128)

$$T(s) = \frac{A}{1 + \frac{s}{h} A} \quad (4.128)$$

โดยที่ A คืออัตราขยายรูปเปิดของวงจรรอแอมป์ h คืออัตราขยายของวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของค่าตัวเก็บประจุ ใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์จากสมการ (4.128) แทนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์ลงในรูปที่ 4.7 เพื่อหาสมการคุณลักษณะเฉพาะและผลตอบสนองของระบบ ซึ่งจะใช้หลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับการวิเคราะห์

ในหัวข้อ 4.2 ในที่นี้จะขอยกสมการคุณลักษณะเฉพาะเนื่องจากอัตราการขยายรูปเปิดของออปแอมป์ที่ได้ทำการวิเคราะห์มาแล้ว ดังแสดงในสมการ (4.129)

$$s^2 + \frac{2k_z}{A}s + \left(\frac{k_z^2}{A^2} + \frac{R_2}{R_4}k_z^2 \right) = 0 \quad (4.129)$$

เพื่อให้ได้ค่ารากลักษณะเฉพาะเป็นจำนวนเชิงซ้อน $\left(\frac{2k_z}{A} \right)^2 < \left(\frac{k_z^2}{A^2} + \frac{R_2}{R_4}k_z^2 \right)$ จะได้ค่าราก

ลักษณะเฉพาะดังนี้

$$r_{1,2} = -\frac{k_z}{A} \pm j \sqrt{\frac{k_z^2}{A^2} - \left(\frac{k_z^2}{A^2} + \frac{R_2}{R_4}k_z^2 \right)} \quad (4.130)$$

จากสมการ 4.130 จะเห็นว่าเทอม $\frac{k_z^2}{A^2}$ ในส่วนจินตภาพจะตัดกันหมด นั้นแสดงว่าในกรณีที่เกิดอัตราการขยายรูปเปิดของออปแอมป์ไม่เป็นอนันต์ จะไม่มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลต ดังนั้นกำหนดให้

$$\sigma = -\frac{k_z}{A} \quad (4.131)$$

และ

$$\pm j\omega_n = \pm j \sqrt{-\frac{R_2}{R_4}k_z^2} \quad (4.132)$$

ดังนั้นจะได้ผลเฉลยเอกพันธ์หรือผลตอบสนองเมื่ออินพุตเป็นศูนย์ของระบบคือ

$$v_o(t) = e^{-\sigma t} \cos(\omega_n t) \quad (4.133)$$

จากสมการ(4.133)เราจะพบว่าผลของอัตราการขยายรูปเปิดของวงจรมีผลทำให้เกิดเทอมของ $e^{-\sigma t}$ เกิดขึ้นซึ่งจะมีผลต่อแอมพลิจูดของสัญญาณ ทำการกระจายอนุกรมของฟังก์ชันเอกโปเนนเชียล แสดงได้ดังสมการ (4.134)

$$e^{-\sigma t} = 1 - \frac{\sigma t}{1!} + \frac{\sigma^2 t^2}{2!} - \frac{\sigma^3 t^3}{3!} + \dots \quad (4.134)$$

ถ้าพิจารณาในกรณีที่ $\sigma t \ll 1$ เราจะใช้ค่าในการประมาณเฉพาะ 2 เทอมแรก ดังนั้นจะได้สมการ (4.133) ในรูปที่ทำการประมาณค่า $e^{-\sigma t}$ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} v_o(t) &\cong \left(1 - \frac{\sigma t}{1!}\right) \cos(\omega_n t) \\ &\cong \cos(\omega_n t) - \sigma t \cos(\omega_n t) \end{aligned} \right\} \quad (4.135)$$

พิจารณาสมการ (4.135) จะพบว่าสัญญาณ $v_o(t)$ ประกอบ 2 เทอม โดยเทอมแรกคือสัญญาณรูปไซน์ในกรณีที่ไม่ได้คิดผลของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ (สัญญาณเอาต์พุตที่คาดหวัง) ส่วนเทอมที่ 2 คือสัญญาณที่เกิดขึ้นเนื่องจากอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ไม่เป็นอนันต์ (ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่คาดหวัง) แทนด้วยฟังก์ชัน $E(t)$ ซึ่งเทอมที่ 2 นี้เองที่ทำให้สัญญาณเกิดการเพี้ยนเกิดขึ้น ดังนั้นทำการหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ เพื่อนำไปหาค่า THD ตามลำดับ ดังนี้

$$E(t) = \sigma t \cos(\omega_n t) \quad (4.136)$$

ทำการแปลงฟูเรียร์เพื่อพิจารณาฟังก์ชันในโดเมนความถี่

$$E_a(\omega) \leftrightarrow E(t) \quad (4.137)$$

$$E_a(\omega) \leftrightarrow \sigma t \quad (4.138)$$

$$E(\omega) = \frac{E_a}{2}(\omega + \omega_n) + \frac{E_a}{2}(\omega - \omega_n) \quad (4.139)$$

$$E_a(\omega) = \int_0^{\infty} \sigma t e^{-j\omega t} dt \quad (4.140)$$

จากสมการ(4.140) ทำการปริพันธ์แบบ by part โดยกำหนดให้ $u = \sigma t$ และ $dv = e^{-j\omega t} dt$ ซึ่งจะมีกระบวนการหาดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v = \int e^{-j\omega t} dt = \frac{e^{j\omega t}}{-j\omega} \quad (4.141)$$

$$\left. \begin{aligned} \int u dv &= uv - \int v du \\ &= \sigma t \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \Big|_0^\infty - \int_0^\infty \frac{e^{j\omega t}}{0-j\omega} \sigma dt \\ &= \frac{\sigma e^{-j\omega t}}{\omega^2} \Big|_0^\infty - \frac{\sigma}{j\omega} \end{aligned} \right\} \quad (4.142)$$

แทนสมการ(4.141) และ (4.142) ลงในสมการ (4.140) ซึ่งผลที่ได้แสดงในสมการ (4.143)

$$E_a(\omega) = -\frac{\sigma}{j\omega} - \frac{\sigma}{\omega^2} \quad (4.143)$$

ทำการหาขนาดของ $E_a(\omega)$

$$\left. \begin{aligned} |E_a(\omega)| &= \sigma \sqrt{\frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega^4}} \\ &= \frac{\sigma}{\omega} \left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (4.144)$$

ทำการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

$$\left. \begin{aligned} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} |E_a(\omega)|^2 d\omega &= \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \frac{\sigma^2}{\omega^2} \left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right) d\omega \\ &= \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \frac{\sigma^2}{\omega^2} d\omega + \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \frac{\sigma^2}{\omega^4} d\omega \\ &= \frac{\sigma^2}{\omega} \Big|_{-\omega_m}^{\omega_m} + \frac{\sigma^2}{\omega^3} \Big|_{-\omega_m}^{\omega_m} \end{aligned} \right\} \quad (4.145)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P(\omega) = 2\sigma^2 \left(\frac{1}{\omega_m} + \frac{1}{\omega_m^3} \right) \quad (4.146)$$

$$P(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int (PSD) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int P(\omega) d\omega \quad (4.147)$$

$$P(\omega) = \frac{2\sigma^2}{2\pi} \left(1 + \frac{1}{\omega_m^2} \right) \quad (4.148)$$

$$P(\omega) \cong \frac{2\sigma^2}{2\pi} \quad (4.149)$$

$$P(\omega) = \frac{2}{2\pi} \left(\frac{2k_z}{A} \right)^2 \quad (4.150)$$

$$THD(\%) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{8k_z}{A} \right)^2 \times 100 \quad (4.151)$$

$$THD_{(rms)}(\%) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{8k_z}{A} \right)^2 \times 100 \quad (4.152)$$

จากสมการ(4.152) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการหาค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์จะขึ้นกับอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์

4.6 สรุป

วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ได้ทำการออกแบบ แอมพลิจูดของสัญญาณขึ้นกับค่าเงื่อนไข ณ.เวลาเริ่มต้นของระบบ ในทางปฏิบัติโดยค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะมีค่าได้มากที่สุดไม่เกินค่าแรงดันอิ่มตัวของวงจรรวม MF5 ที่นำมาทำการทดลอง ในกรณีเมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไปในระบบแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จะแปรตามค่าแรงดันไฟตรงภายนอกที่ป้อนเข้าไป ส่วนสุดท้ายคือความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จะขึ้นกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมการทำงานของวงจรรวม MF5 และส่วนสุดท้ายได้กล่าวถึงผลของอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ในวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งมีผลต่อค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

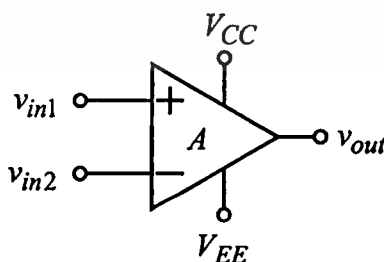
การประยุกต์ใช้วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

5.1 กล่าวนำ

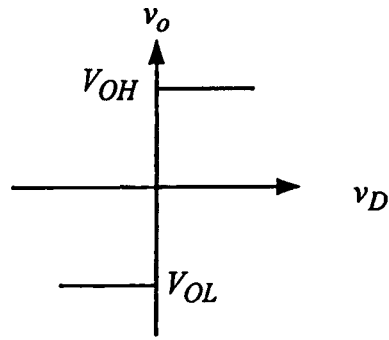
ในบทนี้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานสัญญาณรูปไซน์ที่สร้างขึ้นเพื่อสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปสามเหลี่ยมตามลำดับ โดยสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมใช้แนวคิดของการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณในการสร้างสัญญาณ ส่วนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมใช้หลักการทําปริพันธ์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณ ซึ่งขอกล่าวรายละเอียดเป็นลำดับดังต่อไปนี้

5.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่อยู่ในรูปโครงสร้างอย่างง่ายแสดงได้ในรูปที่ 5.1 จะใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นและอัตราูปเปิด A ที่สูงมาก (เป็นอนันต์ตามอุดมคติ) ของออปแอมป์ พิจารณาในกรณีโครงสร้างของวงจรไม่มีการป้อนกลับ โดยที่สัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับค่าความแตกต่างของแรงดันอินพุตคูณกับอัตราูปเปิด (A) ของออปแอมป์ ($v_{out} = A(v_{in1} - v_{in2})$) ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิต์ด้านบวกของออปแอมป์ในกรณีที่สัญญาณอินพุต $v_{in1} > v_{in2}$ หรือมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิต์ด้านลบของออปแอมป์ในกรณีที่สัญญาณอินพุต $v_{in1} < v_{in2}$ เมื่อกำหนดให้ v_{in1} และ v_{in2} คือสัญญาณอินพุตที่ขาอินเวอร์ตและไม่อินเวอร์ต คั้ง A คืออัตราูปเปิด v_{out} คือสัญญาณเอาต์พุต V_{CC} และ V_{EE} คือค่าแรงดันไฟเลี้ยงของออปแอมป์ตามลำดับ ในรูปที่ 5.1 แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณและรูปที่ 5.2 แสดงกราฟคุณลักษณะเฉพาะถ่ายโอนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ



รูป 5.1 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ โดยใช้ออปแอมป์



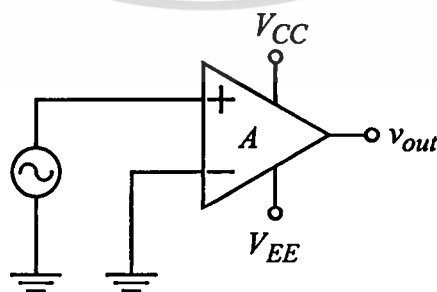
รูปที่ 5.2 กราฟคุณลักษณะเฉพาะถ่ายโอนระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณตามอุดมคติ

จากรูป 5.2 กำหนด V_{OH} คือค่าแรงดันอิ่มตัวทางบวก และ V_{OL} คือค่าแรงดันอิ่มตัวทางลบของออปแอมป์ตามลำดับ v_D คือความแตกต่างของค่าแรงดันอินพุต ($v_D = v_{in1} - v_{in2}$) เพื่อความเข้าใจที่ง่ายขึ้นเราอาจแทนหลักการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์เพื่อเปรียบเทียบการทำงานของสัญญาณอินพุต v_{in1} และ v_{in2} กับสัญญาณเอาต์พุต v_o ดังนี้

$$v_o = V_{OL} \quad \text{เมื่อ } v_{in1} < v_{in2} \quad (5.1)$$

$$v_o = V_{OH} \quad \text{เมื่อ } v_{in2} < v_{in1} \quad (5.2)$$

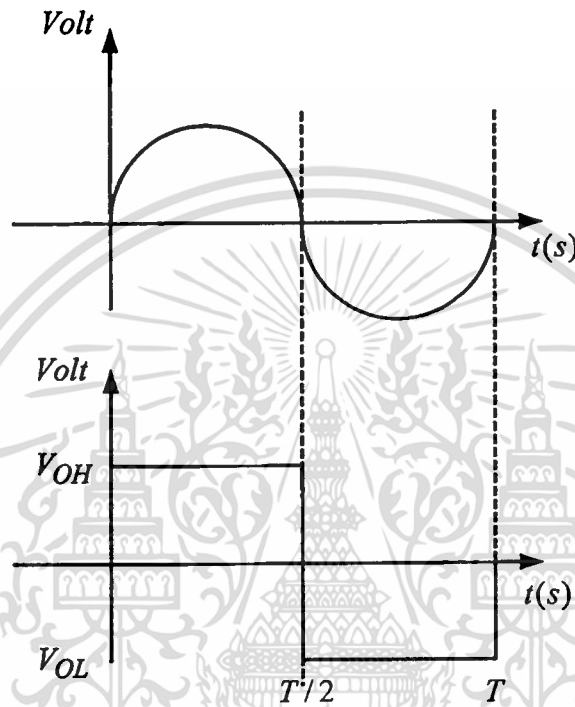
ซึ่งจากหลักการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณนี้ ถ้าเราป้อนสัญญาณรูปไซน์เข้าที่ขาอินอินเวอร์ตติ้ง และขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ต่อลงกราวด์ ตามลำดับ ดังรูป 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์เข้าขาอินอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์มีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตทางด้านบวกของออปแอมป์ และถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์มีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตทางด้านลบของออปแอมป์ ซึ่งจะทำได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมออกมาโดยเขียนสัญญาณอินพุตเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงในรูป 5.4



รูปที่ 5.4 สัญญาณอินพุตรูปไซน์และสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

5.3 วงจรทำปริพันธ์

ในที่นี้เราจะขอกว่าถึงหลักการทางคณิตศาสตร์ของสมการการทำปริพันธ์เบื้องต้น โดยจะพิจารณาการทำปริพันธ์ค่าคงที่ซึ่งเป็นจำนวนจริงค่าบวกและจำนวนจริงที่เป็นค่าลบตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ $x(t)$ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตและ $y(t)$ คือฟังก์ชันของสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นจะพิจารณาฟังก์ชันของค่าคงที่ $\pm k$ ตามเงื่อนไขดังในสมการ (5.3)

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= k & ; & \quad t_0 < t < t_1 \\ &= -k & ; & \quad t_1 < t < t_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

ทำการปริพันธ์ฟังก์ชัน $x(t)$ จากเวลา t_0 ถึง t_1 จะแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(t) = \int_{t_0}^{t_1} x(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} kt dt \quad (5.4)$$

จะได้ว่า

$$y(t) = kt \Big|_{t_0}^{t_1} = k(t_1 - t_0) + C_1 \quad (5.5)$$

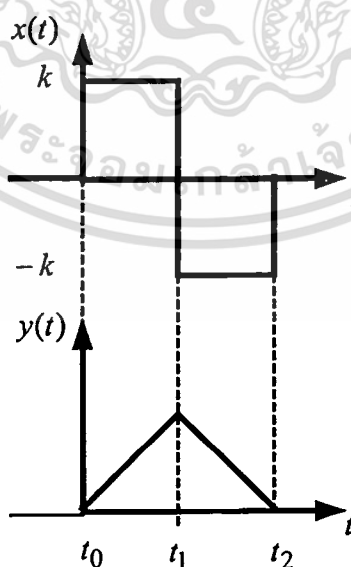
จากสมการ 5.5 สรุปได้ว่าเมื่อทำการปริพันธ์จำนวนจริงที่เป็นค่าคงที่บวก จะได้สมการเส้นตรงที่มีค่าความชันให้เท่ากับ $+k$ รวมกับค่าคงที่ C_1 ถ้าพิจารณาในกรณีที่ฟังก์ชันอินทิกรัลเป็นค่าคงที่มีค่าเท่ากับ $-k$ ทำการปริพันธ์ฟังก์ชัน $x(t)$ จากเวลา t_1 ถึง t_2 จะแสดงได้ดังนี้

$$y(t) = \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} (-k) dt \quad (5.4)$$

จะได้ว่า

$$y(t) = -kt \Big|_{t_1}^{t_2} = -k(t_2 - t_1) + C_2 \quad (5.5)$$

ดังนั้นเขียนกราฟแสดงผลของฟังก์ชัน $y(t)$ ของการทำปริพันธ์ฟังก์ชัน $x(t)$ จากเวลา t_0 ถึง t_2 ได้ดังนี้

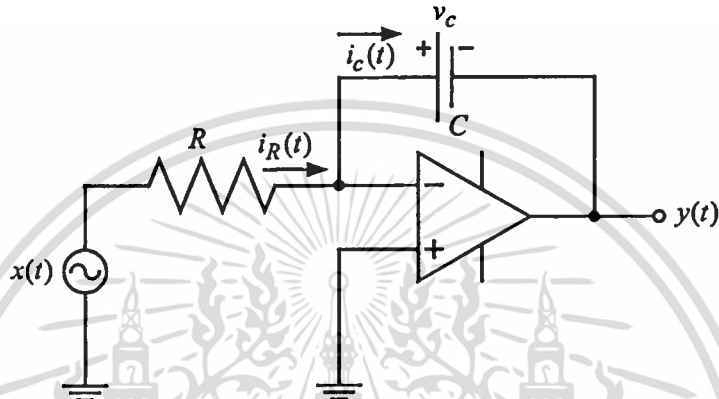


รูปที่ 5.5 กราฟความสัมพันธ์ฟังก์ชัน $x(t)$ และฟังก์ชัน $y(t)$ จากช่วงเวลา t_0 ถึง t_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.5 จะพบว่าถ้าเราทำปริพันธ์ฟังก์ชันของค่าคงที่ที่เป็นบวกเราจะได้สมการเส้นตรงที่มีความชันเป็นบวกและเมื่อทำปริพันธ์ฟังก์ชันของค่าคงที่ที่เป็นลบเราจะได้สมการเส้นตรงที่มีความชันเป็นลบ ดังนั้นถ้าเราทำการปริพันธ์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ก็จะทำให้ได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ดังนั้นในทางอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการสร้างวงจรทำปริพันธ์สัญญาณขึ้นมา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะขอยกตัวอย่างวงจรทำปริพันธ์แบบกลับเฟสเมื่อ $x(t)$ คือสัญญาณอินพุต $y(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุต แสดงในรูปที่ 5.6 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 5.6 วงจรปริพันธ์แบบกลับเฟส

พิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ แสดงได้ดังนี้

$$i_R(t) = \frac{x(t)}{R} = i_c(t) \quad (5.6)$$

จากสมการความสัมพันธ์ของแรงดัน $v_c(t)$ ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ กับกระแส $i_c(t)$ ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ จะได้ว่า

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = -C \frac{dy(t)}{dt} \quad (5.7)$$

แทนสมการ (5.7) ลงในสมการ (5.6) จะได้ว่า

$$\frac{x(t)}{R} = -C \frac{dy(t)}{dt} \quad (5.8)$$

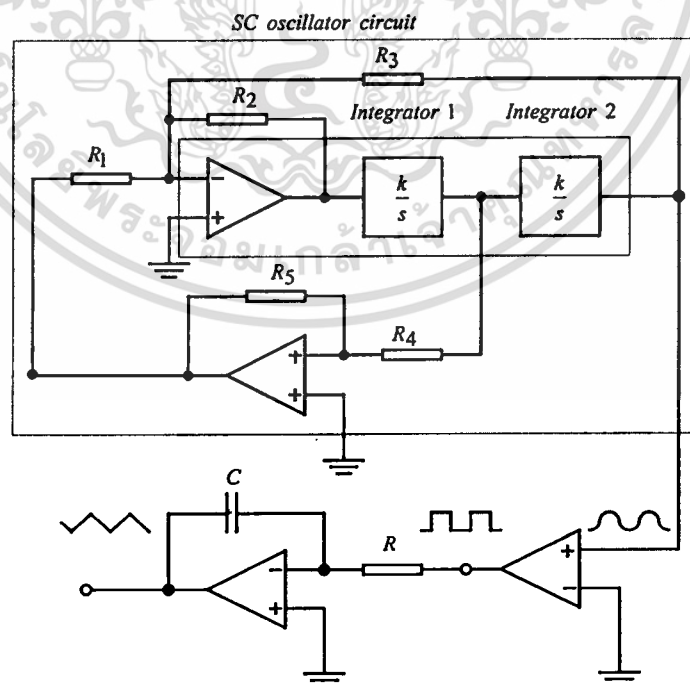
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการปริพันธ์สมการ (5.8) จะได้ว่า

$$y(t) = - \left(\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_1} x(t) dt + v_c(0) \right) \quad (5.9)$$

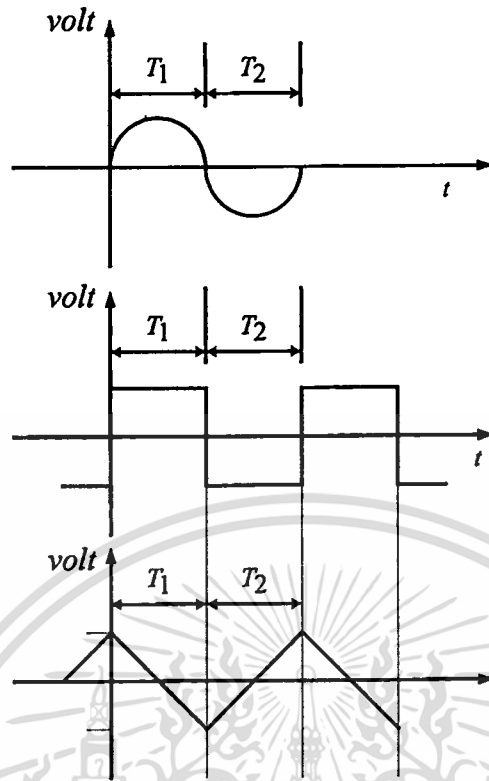
จากสมการ (5.9) อธิบายในรูปพฤติกรรมของวงจรก็คือ ค่าแรงดันเอาต์พุต $y(t)$ ของวงจรจะแปรตามค่าลบของการทำปริพันธ์ของค่าแรงดันอินพุต $x(t)$ สำหรับค่าคงที่ $\frac{1}{RC}$ ในสมการ(5.9) จะเรียกว่าค่าอัตราการขยายของวงจรทำปริพันธ์ เครื่องหมายลบในสมการบอกให้ทราบว่า ค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีขั้ว ตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต หรือเฟสของสัญญาณตรงข้ามกัน ดังนั้นวงจรทำปริพันธ์แบบนี้จึงได้ชื่อว่า วงจรทำปริพันธ์แบบกลับเฟส

จากคุณสมบัติของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณและวงจรการทำปริพันธ์สัญญาณ ถ้าเรานำสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ป้อนเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะได้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ต่อจากนั้นนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้ป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรทำปริพันธ์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จากวิธีดังกล่าวนี้เราจะประยุกต์ใช้วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยใช้แผนผังโครงสร้างวงจรในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 บล็อกโคจรแอมพลิฟายเออร์ประยุกต์ใช้นาฬิกากำเนิดสัญญาณรูปไซน์ เพื่อสร้างสัญญาณรูป

สี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แผนผังลำดับการสร้างสัญญาณรูปไซน์ สี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม

5.4 สรุป

เราสามารถประยุกต์ใช้สัญญาณรูปไซน์ที่สร้างขึ้นจากวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ เพื่อสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณรูปไซน์ และสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรทำปริพันธ์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

บทที่ 6

ผลการทดลอง

6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เสนอผลการทดลองของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดและความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล ประกอบไปด้วยเนื้อหาที่สำคัญ คือ ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก วงจรหารความถี่ของสัญญาณนาฬิกา การควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

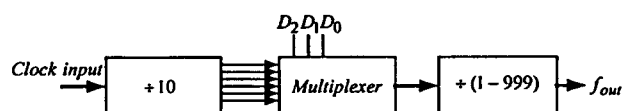
6.2 ผลการทดลองการควบคุมความถี่ของสัญญาณนาฬิกาด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

แบบดิจิทัล

เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นจากโปรแกรม VHDL ที่เขียนขึ้น โดยประกอบเป็นส่วนคือ วงจรหารความถี่สัญญาณนาฬิกาในช่วงความถี่ต่างกันช่วงละหนึ่งดีเคด เพื่อทำการสร้างวงจรแบบหารความถี่สัญญาณนาฬิกาอย่างหายา โดยทำการหารทั้งหมด 6 ดีเคด โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ $1\text{Hz} - 1\text{MHz}$ ซึ่งการเลือกย่านความถี่ของสัญญาณนาฬิกา จะใช้หลักการของวงจรมัลติเพล็กซ์ซึ่งมีอินพุต 6 ช่องสัญญาณและเอาต์พุต 1 ช่องสัญญาณ เพื่อเลือกย่านความถี่ เมื่อได้ย่านความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ต้องการแล้ว จึงนำไปหารความถี่สัญญาณนาฬิกาอย่างละเอียดโดยสามารถตั้งค่าการหารได้ตั้งแต่ 1-999 ซึ่งความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้จะขึ้นกับย่านความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจรมัลติเพล็กซ์ โดยมีสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{out} = \frac{f_{in}}{N} \quad (6.1)$$

โดยที่ N เป็นเป็นจำนวนเต็มที่ได้รับค่าเข้าจากเมตริกสวิตช์ภายนอก f_{in} คือความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์ และ f_{out} คือความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่นำไปใช้ควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้น



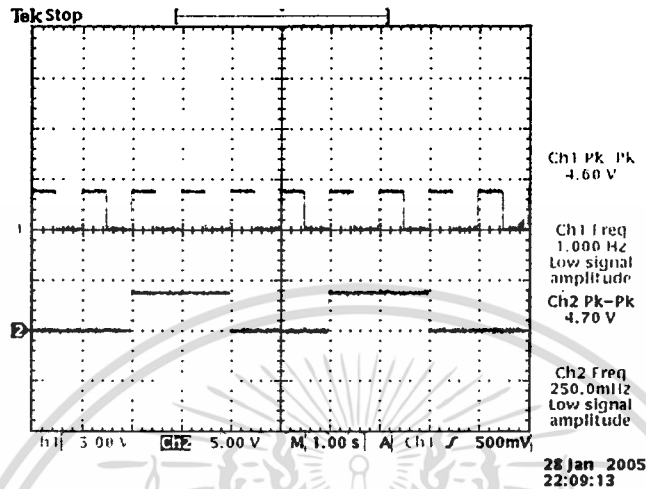
รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรหารความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่สามารถควบคุมด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

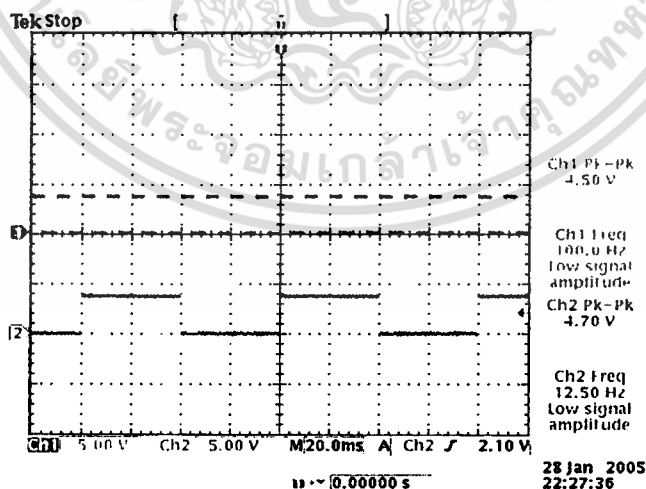
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองทำการเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 1 Hz และตั้งค่าหารความถี่เท่ากับ 4 โดยรับค่าจากเมตรสวิทช์ภายนอกความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ได้จะเท่ากับ 250 mHz และค่า duty cycle เท่ากับ 50% ผลที่ได้แสดงในรูป 6.2



รูปที่ 6.2 ความถี่สัญญาณนาฬิกา เมื่อเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 1 Hz และตั้งค่าการหารความถี่สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 4

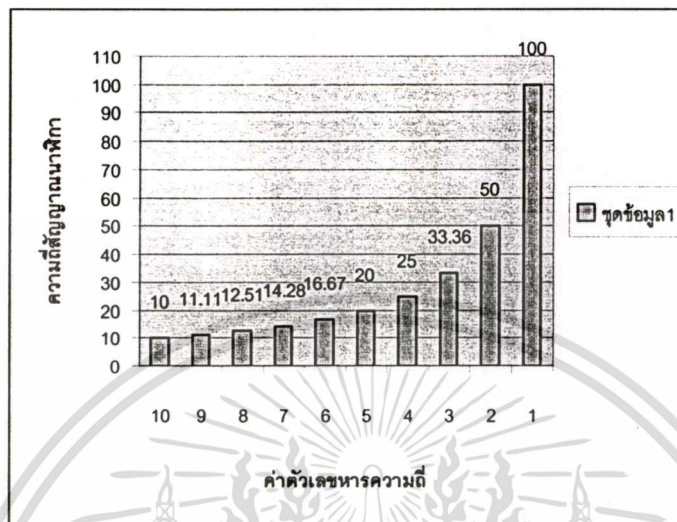
ทำการทดลองทำการเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 100 Hz และตั้งค่าการหารความถี่เท่ากับ 8 ซึ่งความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ได้จะเท่ากับ 12.50 Hz และค่า duty cycle เท่ากับ 50% ผลที่ได้แสดงในรูป 6.3



รูปที่ 6.3 ความถี่สัญญาณนาฬิกา เมื่อเลือกย่านความถี่สัญญาณนาฬิกา 100 Hz และตั้งค่าการหารความถี่สัญญาณนาฬิกา เท่ากับ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

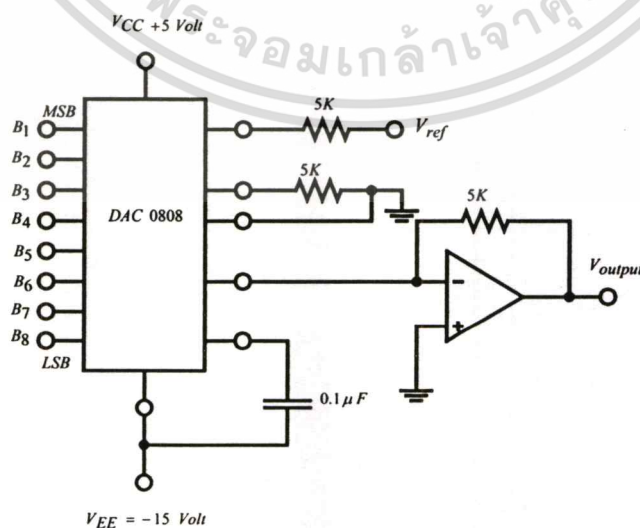
การทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณนาฬิกากับค่าตัวเลขการหารความถี่ทำการทดลองโดยให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 Hz และป้อนค่าตัวเลขจากเมตริกสวิทซ์ภายนอกจาก 1–10 แสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูป 6.4



รูปที่ 6.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 100 Hz กับค่าตัวหาร 1–10

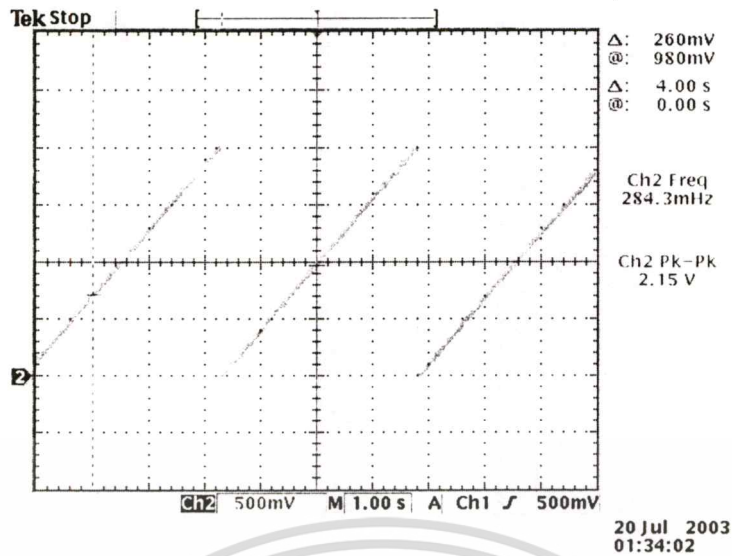
6.3 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก

ทำการต่อวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกแสดงในรูปที่ 6.5 โดยใช้วงจรรวมเบอร์ DAC 0808 ซึ่งมีอินพุตขนาด 8บิต การทดสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงสัญญาณทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 8 บิต ตั้งแต่ 00000000-11111111 ซึ่งสัญญาณดิจิทัลบิตนี้ได้จากการสังเคราะห์วงจรนับ จากภาษา VHDL และทำการโปรแกรมลงชิพ FPGA



รูปที่ 6.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกขนาด 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

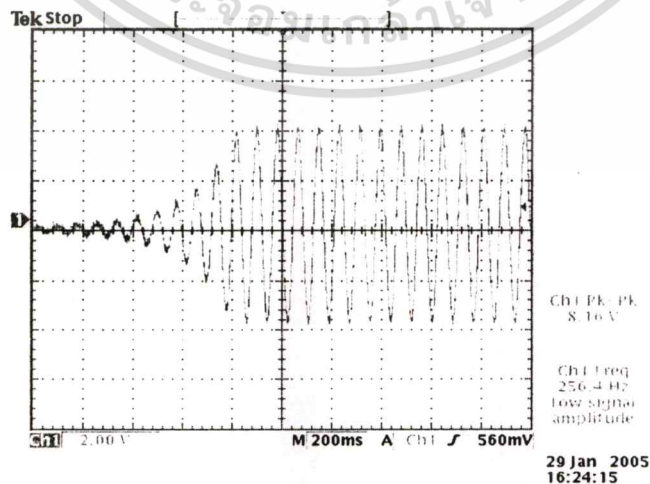


รูปที่ 6.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณดิจิทัลจาก 00000000-11111111

6.4 ผลการทดลองวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล

ในการทดลองจะแบ่งการทดสอบการทำงานของวงจรซึ่งประกอบด้วย การทดลองสถานะเริ่มต้นของการออสซิลเลต เติลยกราฟทางความถี่ของการออสซิลเลตซึ่งจะขึ้นกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไป และการควบคุมแอมพลิจูดของวงจรซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงภายนอกที่ป้อนเข้าไปโดยแบ่งเป็นหัวข้อย่อยดังนี้

6.4.1 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์เมื่อเวลาเริ่มต้นการออสซิลเลต

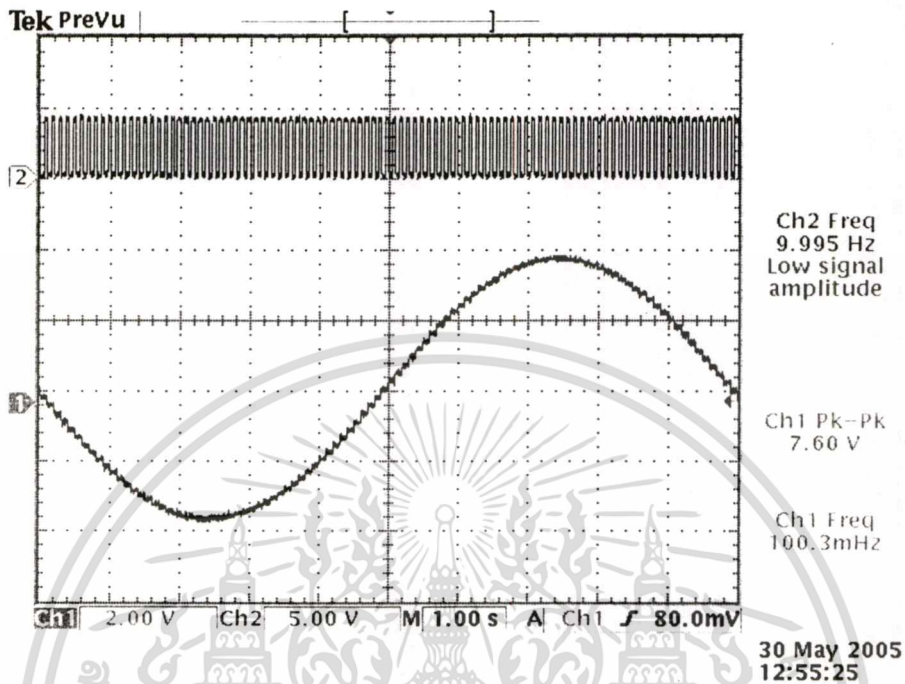


รูปที่ 6.7 สัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์เมื่อเริ่มการออสซิลเลต โดยการปรับ

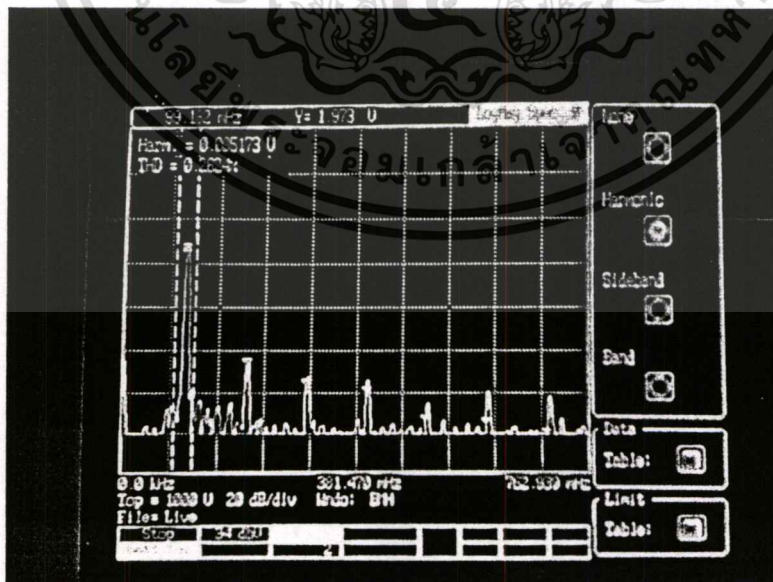
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตทำโดยการปรับค่าความต้านทาน R_6 ให้เหมาะสม
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4.2 ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ซึ่ง สัมพันธ์

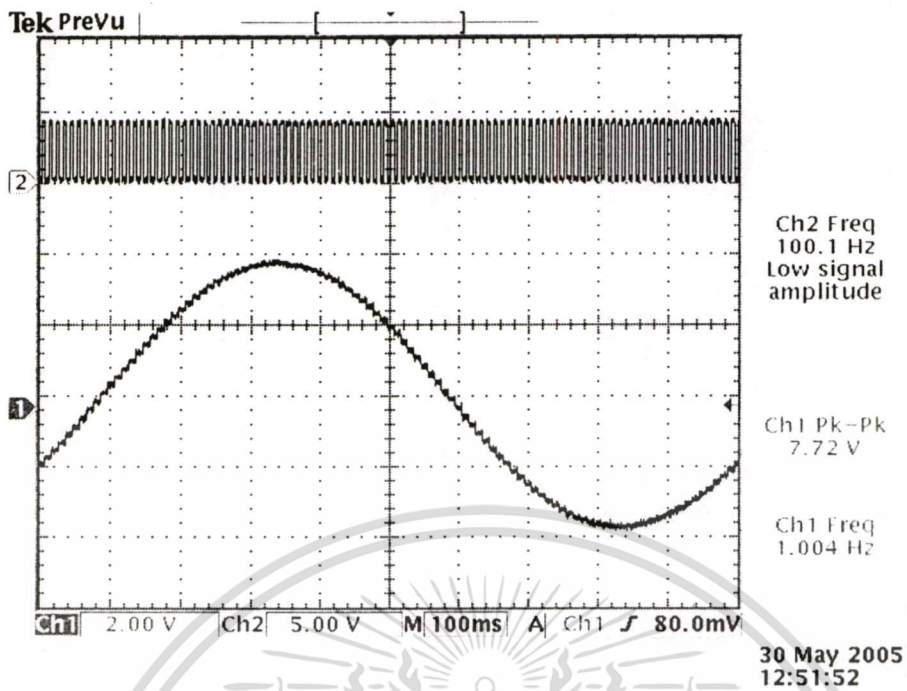
$$\text{กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา คือ } f_{osc} = \frac{f_{clk}}{100}$$



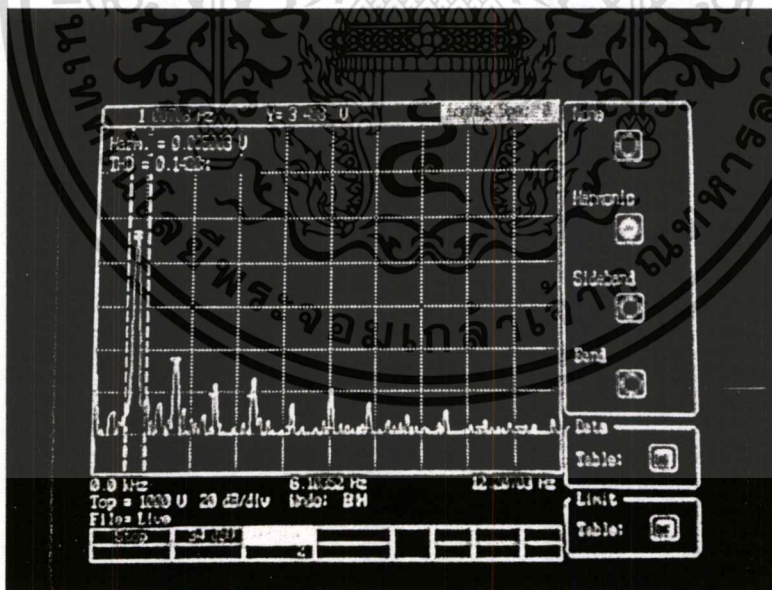
รูปที่ 6.8 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 mHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 Hz



รูปที่ 6.9 สเปกตรัมสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 mHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 Hz
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

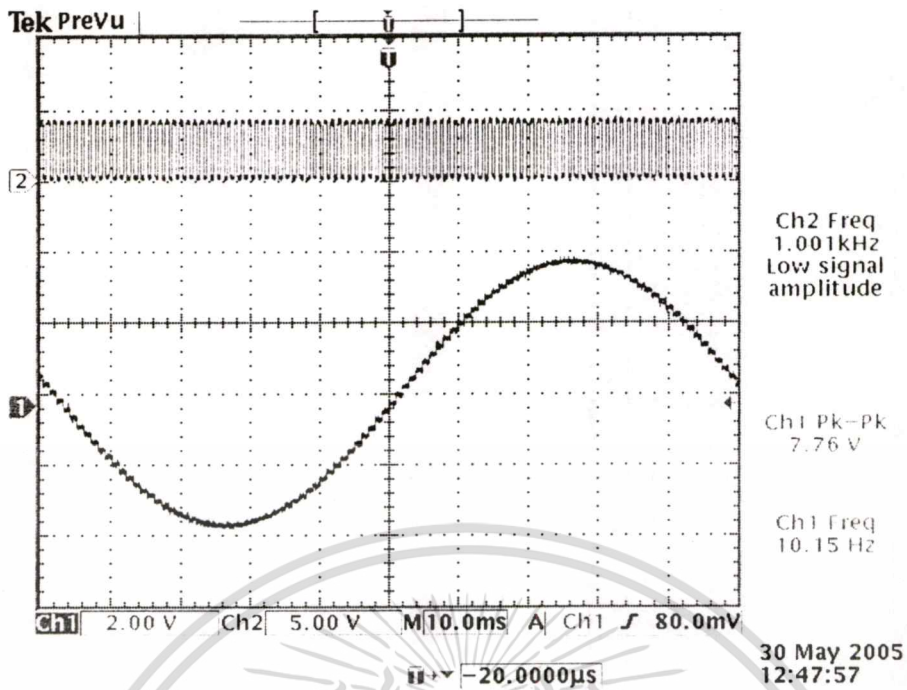


รูปที่ 6.10 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 Hz

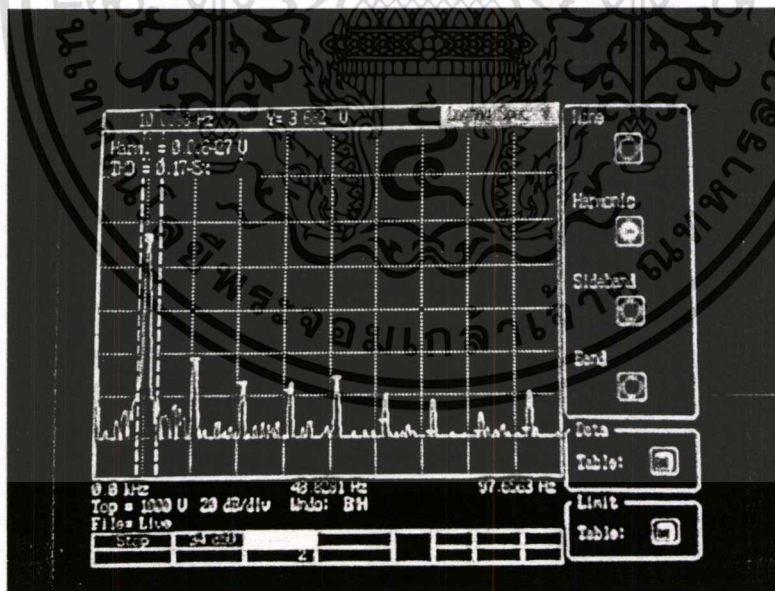


รูปที่ 6.11 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

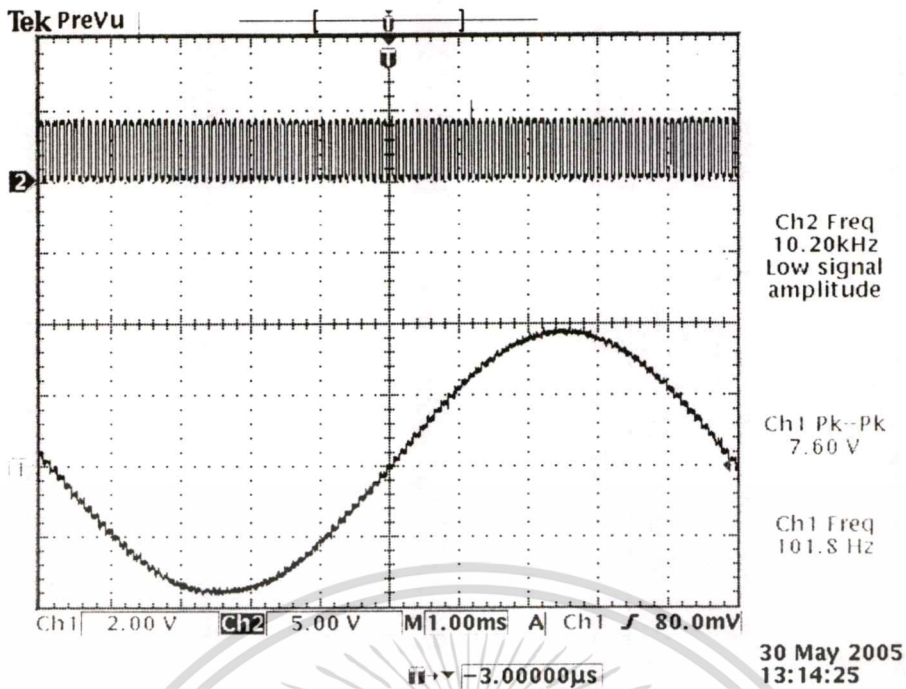


รูปที่ 6.12 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 Hz ที่สถานะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 kHz

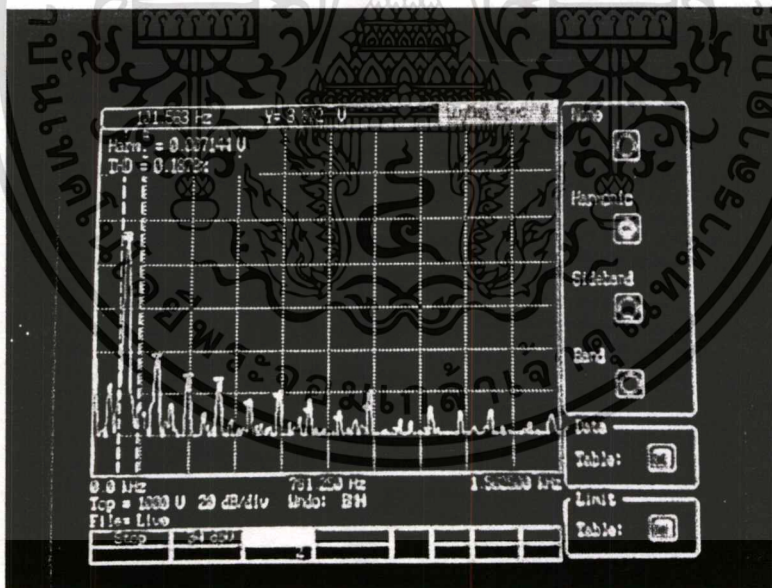


รูปที่ 6.13 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 Hz ที่สถานะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

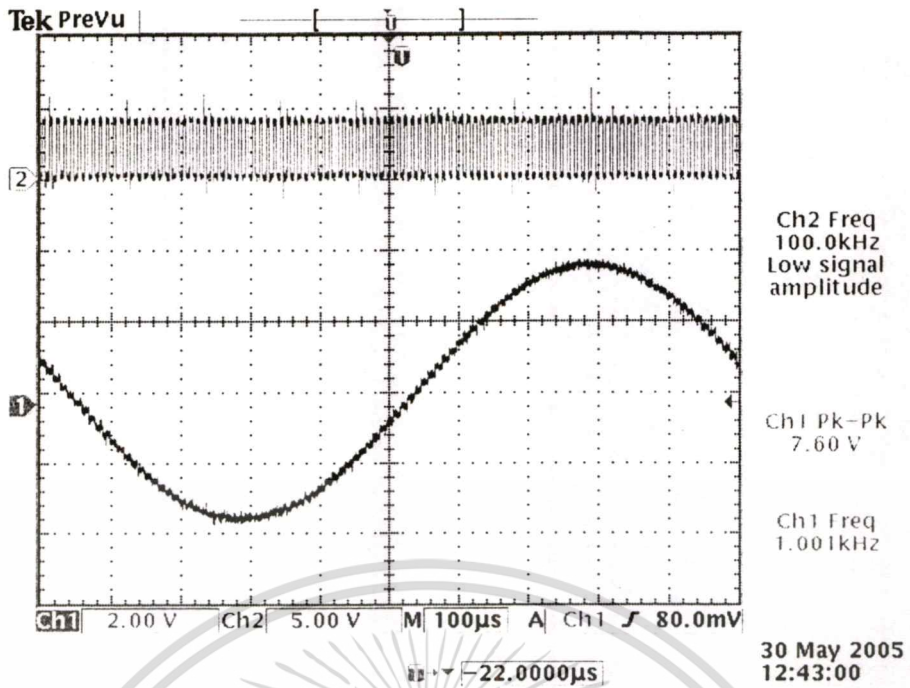


รูปที่ 6.14 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 10 kHz

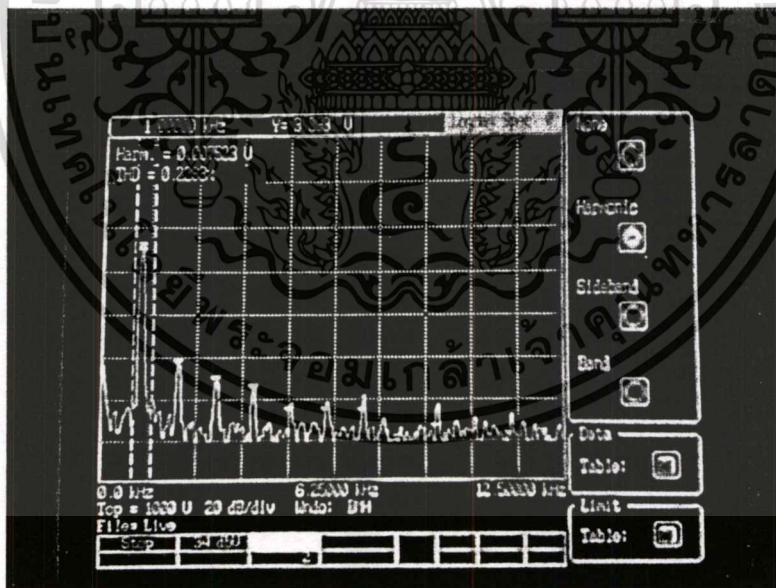


รูปที่ 6.15 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 Hz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 10 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

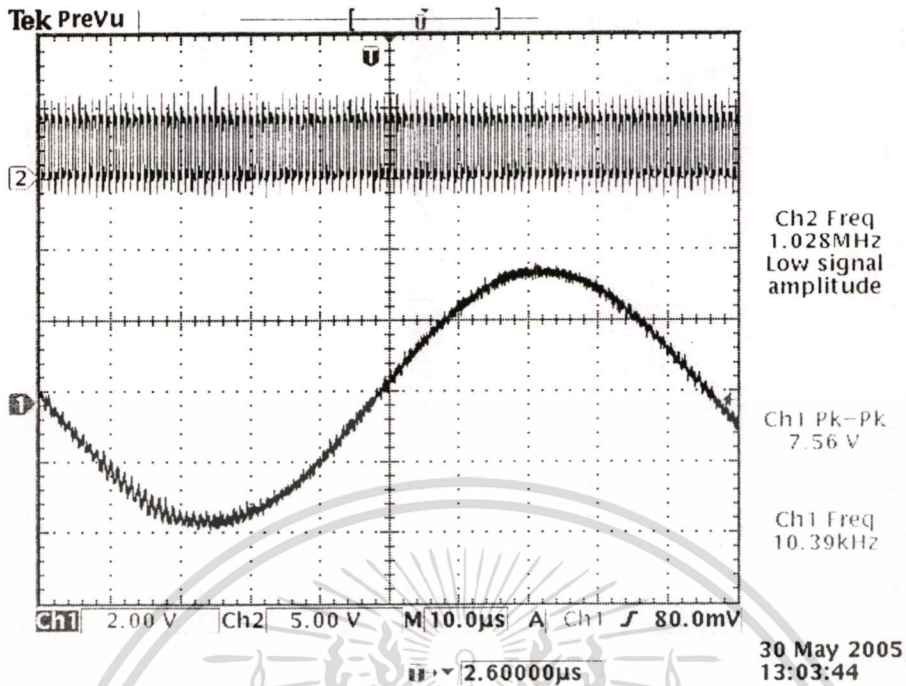


รูปที่ 6.16 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 kHz

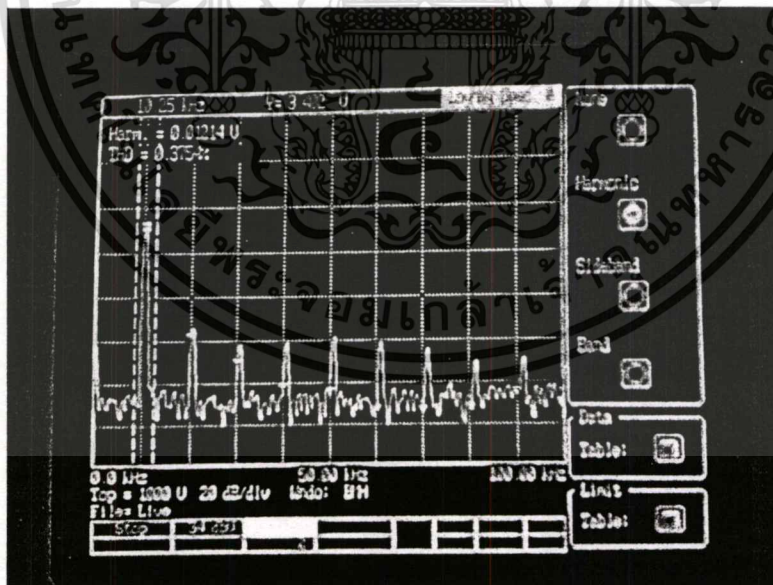


รูปที่ 6.17 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.18 สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 MHz

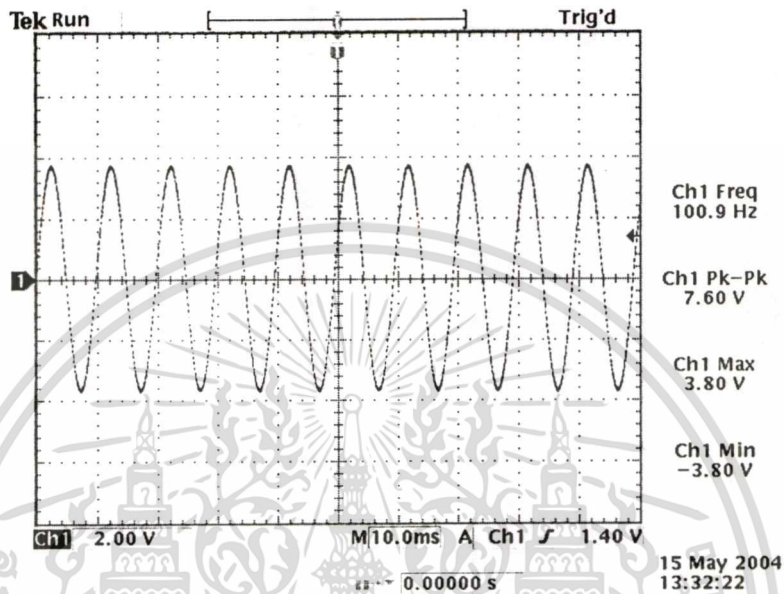


รูปที่ 6.19 สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 10 kHz ที่สภาวะคงตัวเมื่อกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 1 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

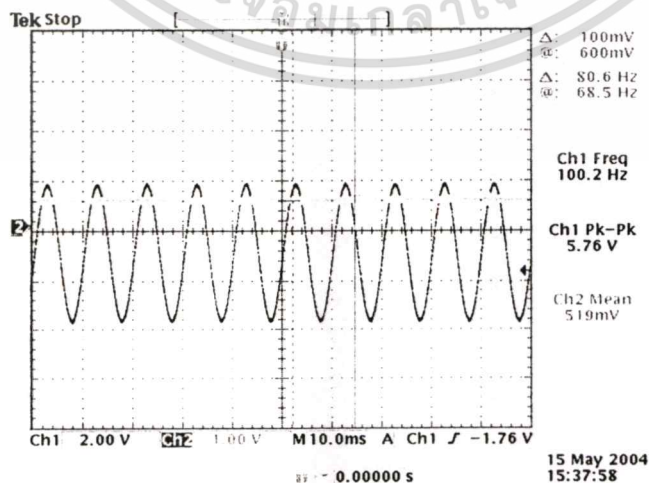
6.4.3 ผลการทดลองการควบคุมแอมพลิจูดของการวงจรออสซิลเลเตอร์ทางสแตติก

แอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์จะขึ้นกับแรงดันอิมิตัวของวงจรรวม MF5 เมื่อต้องการปรับเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์สามารถทำได้โดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไปในจุดที่เหมาะสมภายในวงจร



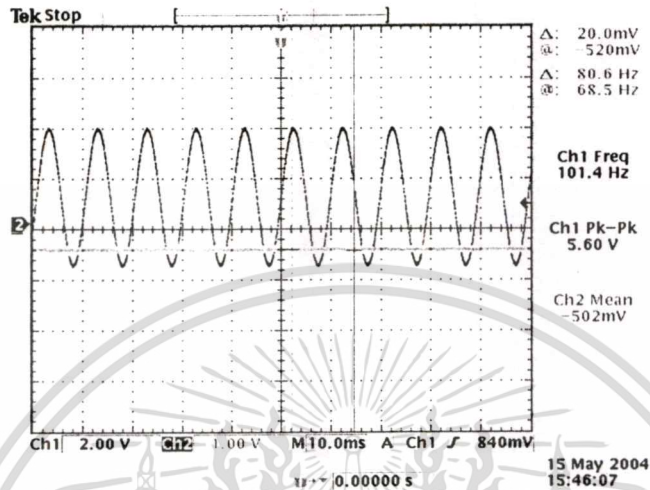
รูปที่ 6.20 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกขนาด 0 โวลต์

ผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นจากสัญญาณอินพุตภายนอกของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ทำการทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1} ตามโครงสร้างวงจรในรูป 4.8 โดยให้ระดับแรงดันไฟตรง $V_{DC1} = +500 \text{ mV}$



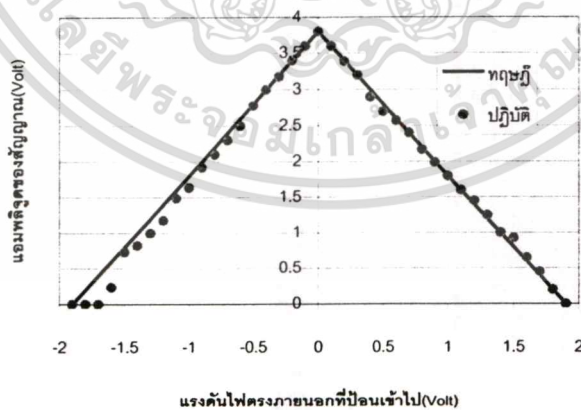
รูปที่ 6.21 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC1} = +500 \text{ mV}$ ระโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นจากสัญญาณอินพุตภายนอกของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ทำการทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1} ตามโครงสร้างวงจรในรูป 4.8 โดยให้ระดับแรงดันไฟตรง $V_{DC1} = -500 \text{ mV}$



รูปที่ 6.22 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC1} = -500 \text{ mV}$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC1} ที่ป้อนเข้าไปเริ่มจาก -1.9 ถึง 1.9 Volt แกน Y เป็นแอมพลิจูดของสัญญาณและแกน X เป็นค่าแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป โดยข้อมูลชุดที่ 1 คือ ข้อมูลทางทฤษฎี และข้อมูลที่ 2 เป็นข้อมูลทางปฏิบัติ

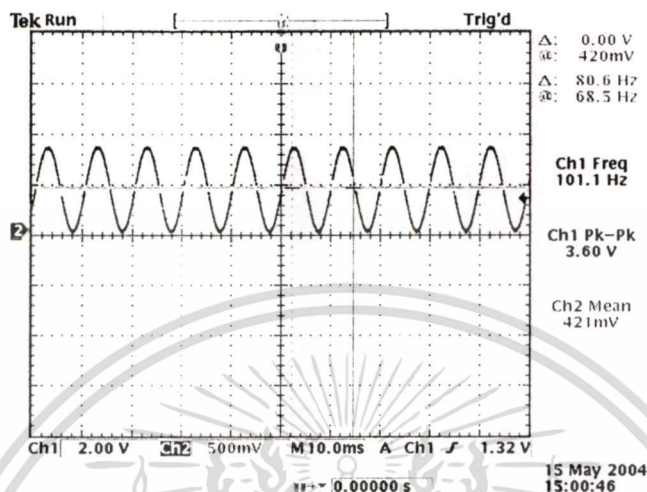


รูปที่ 6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC1}

จาก -1.9 ถึง 1.9 Volt

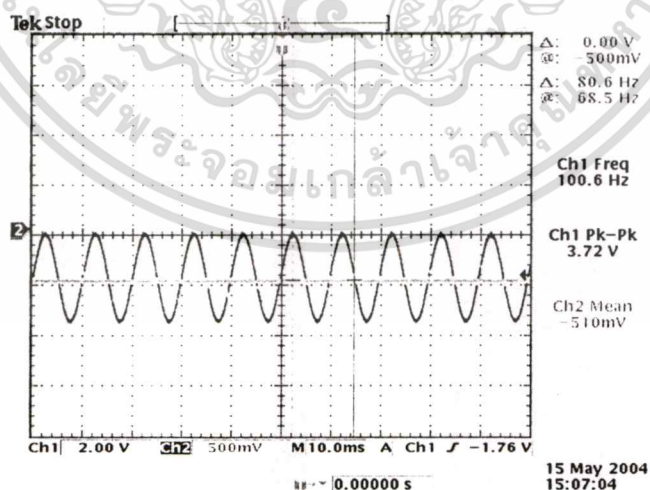
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นจากสัญญาณอินพุตภายนอกของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ทำการทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC2} ตามโครงสร้างวงจรในรูปที่ 4.9 โดยให้ระดับแรงดันไฟตรง $V_{DC2} = +500 \text{ mV}$



รูปที่ 6.24 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC2} = +500 \text{ mV}$

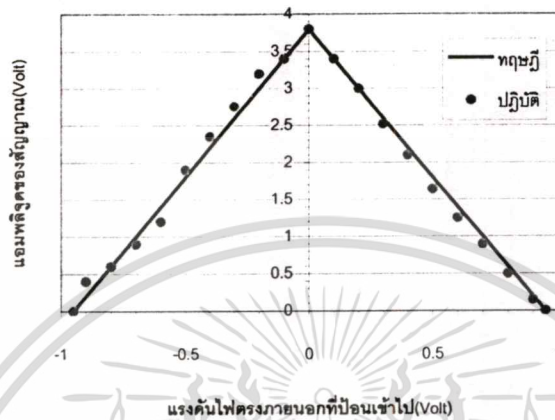
ผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นจากสัญญาณอินพุตภายนอกของวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ทำการทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC2} ตามโครงสร้างวงจรในรูปที่ 4.9 โดยให้ระดับแรงดันไฟตรง $V_{DC2} = -500 \text{ mV}$



รูปที่ 6.25 สัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก $V_{DC2} = -500 \text{ mV}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC2} ที่ป้อนเข้าไปเริ่มจาก -1 Volt ถึง 1 Volt โดยแกน Y เป็นแอมพลิจูดของสัญญาณและแกน X เป็นค่าแรงดันไฟตรงที่ป้อนเข้าไป โดยข้อมูลชุดที่ 1 คือ ข้อมูลทางทฤษฎี และข้อมูลชุดที่ 2 เป็นข้อมูลทางปฏิบัติ



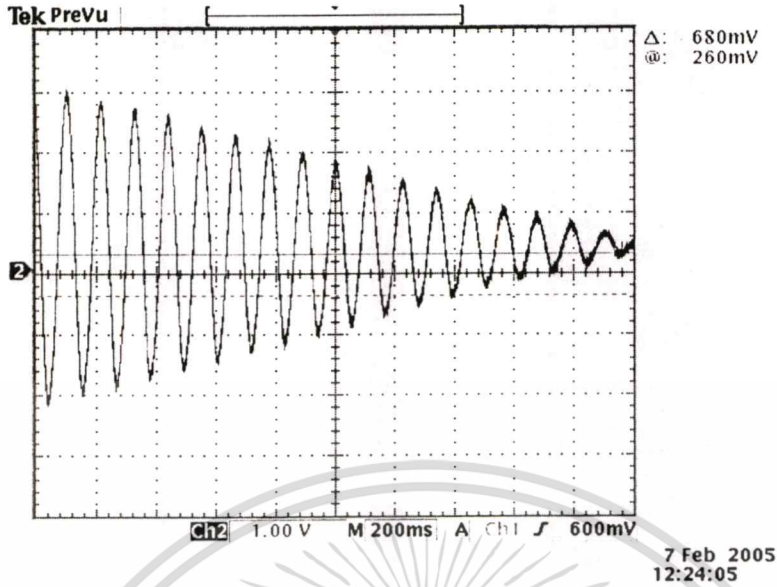
รูปที่ 6.26 ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์กับแรงดันไฟตรง V_{DC2}

6.4.4 การควบคุมแอมพลิจูดของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ทางไดนามิก

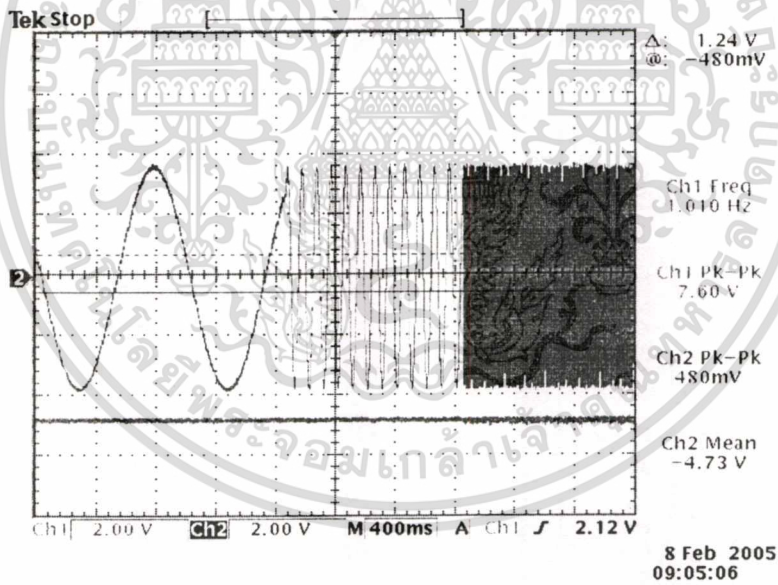
ทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณแรงดันไฟตรงโดยใช้โครงสร้างในรูปที่ 4.8 สัญญาณไฟตรงนี้ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก โดยมีค่าเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง จาก 0 ถึง 2.1 โวลต์ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ที่เป็นผลจากแรงดันไฟตรงภายนอกที่ป้อนเข้าไป ผลที่ได้แสดงในรูป 6.27

6.4.5 การควบคุมความถี่ของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ทางไดนามิก

ทำการปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาโดยเลือกย่านความถี่จากวงจรมัลติเพล็กซ์ 1,10,100 Hz ตามลำดับจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณรูปไซน์จะขึ้นกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอกที่ควบคุมการทำงานของวงจรและเมื่อความถี่ของการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลงไปแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ยังมีค่าคงเดิม โดยไม่แปรเปลี่ยนตามความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอก



รูปที่ 6.27 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไปอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 6.28 ความถี่ของสัญญาณรูปไซน์เมื่อเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกา จาก 1,10,100 Hz

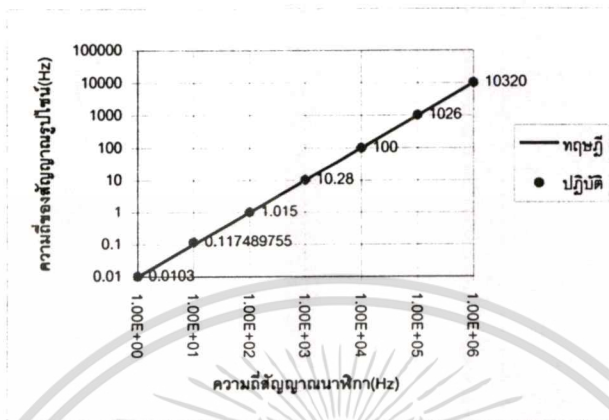
กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ของวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจากความถี่ 1Hz-1MHz ซึ่งมีสมการความสัมพันธ์คือ

$$f_{osc} = \frac{f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad \text{ข้อมูลชุดที่ 1 คือความถี่ของการออสซิลเลตทางทฤษฎีและข้อ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุลชุดที่ 2 คือความถี่ของการออสซิลเลตทางปฏิบัติ ทำการทดลองโดยกำหนดให้ $1. \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = 1$

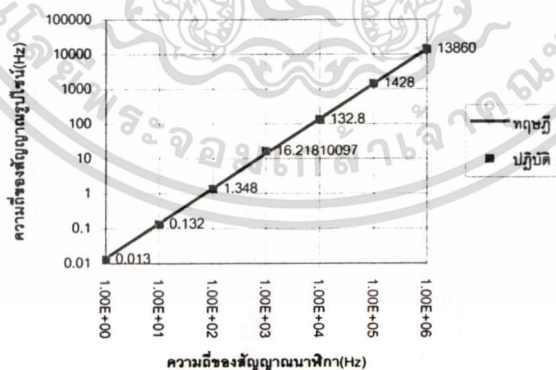
กราฟความสัมพันธ์แสดงในรูป 6.29



รูปที่ 6.29 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ

$$\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = 1$$

2. $\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{2}$ กราฟความสัมพันธ์แสดงในรูป 6.30

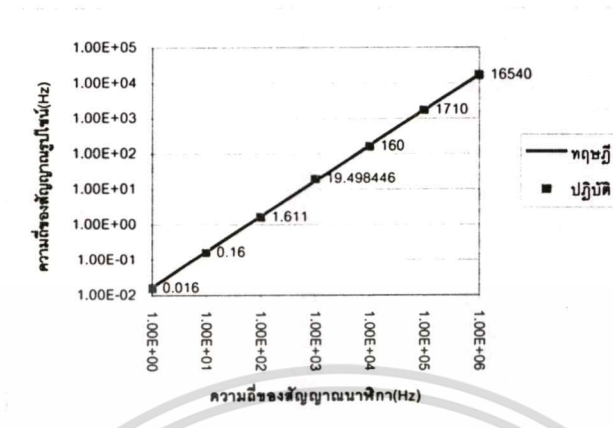


รูปที่ 6.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ

$$\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. $\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{3}$ กราฟความสัมพันธ์แสดงในรูป 6.31



รูปที่ 6.31 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณรูปไซน์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเมื่อ

$$\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} = \sqrt{3}$$

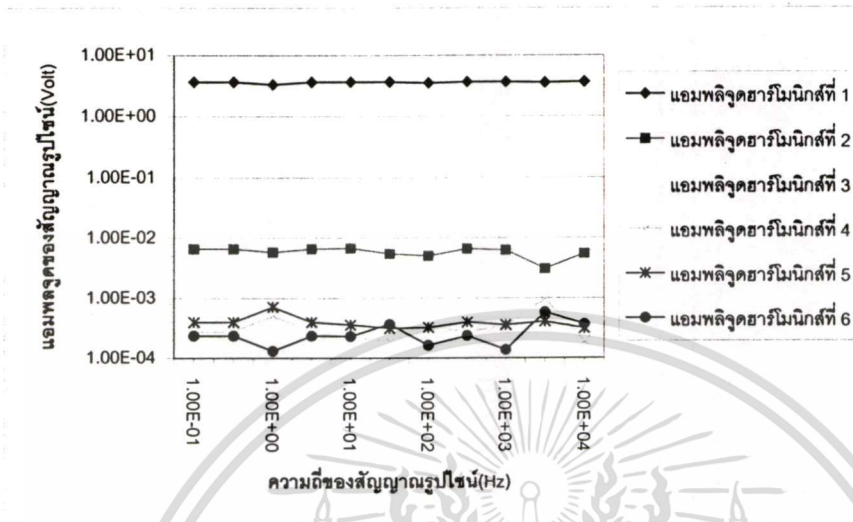
6.5 ผลการทดลองค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของสัญญาณรูปไซน์

วิธีการวัดค่าความเพี้ยนของสัญญาณรูปไซน์จากวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติ พิจารณาองค์ประกอบทางฮาร์โมนิกของสัญญาณที่เกิดขึ้นว่ามีฮาร์โมนิกอื่นขึ้นมาอยู่ด้วยหรือไม่ สิ่งนั้นแสดงให้เห็นว่าสัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปไซน์สมบูรณ์ซึ่งจะมีฮาร์โมนิกมูลฐานเพียงอย่างเดียว การที่สัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยเท่าไรนั้น ก็ขึ้นอยู่กับขนาดของฮาร์โมนิกต่างๆที่เกิดขึ้น ดังนั้นวิธีหนึ่งที่จะบอกให้รู้ว่าสัญญาณเอาต์พุตนั้นเกิดความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยก็คือ การใช้ผลรวมของค่าแอมพลิจูดที่เกิดจากฮาร์โมนิกอื่นๆ นอกจากคลื่นมูลฐานเปรียบเทียบกับค่าแอมพลิจูดของคลื่นมูลฐาน

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{v_n^2}}{\sqrt{v_1^2}} \tag{6.4}$$

ในการทดลองการหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของสัญญาณรูปไซน์ ทำได้โดยวัดค่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกต่างๆ โดยแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกที่ 1 (HD1) คือแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ความถี่มูลฐานของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ส่วนฮาร์โมนิกที่ 2-6 คือฮาร์โมนิกที่บอกถึงความเพี้ยนของสัญญาณ จากการทดลองพบว่า ฮาร์โมนิกที่มีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกเอกซอสนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิกรวมมากที่สุดค่า ฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ตามลำดับ ส่วนฮาร์โมนิก 4-6 เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลง จะมีผลน้อยมากต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม



รูปที่ 6.32 ค่าแอมพลิจูด (V_p) ของฮาร์โมนิกที่ 1-6 ของสัญญาณรูปไซน์

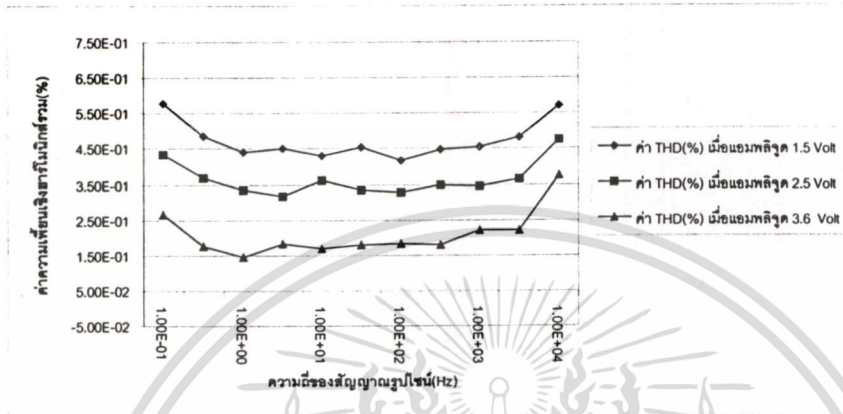
การหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้เครื่องสเปกตรัมอานาไลเซอร์ในการวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ โดยเก็บผลของค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมตั้งแต่ความถี่ $100\text{mHz} - 10\text{kHz}$ โดยแกน Y เป็นค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม โดยคิดค่าเป็นเปอร์เซ็นต์ และแกน X เป็นความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ โดยค่าความเพี้ยนจะกระจายโดยเฉลี่ยอยู่ในช่วง 0.2%



รูปที่ 6.33 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ของสัญญาณจาก $100\text{mHz} - 10\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยฯ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

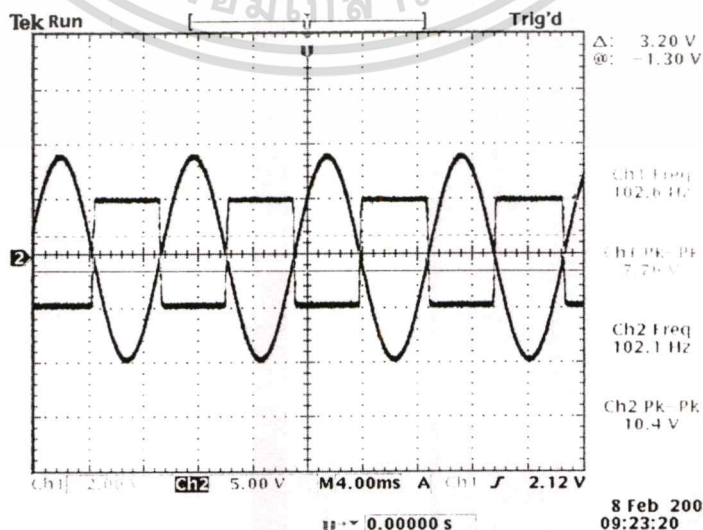
ทำการทดสอบผลของแรงดันไฟตรงภายนอกที่ป้อนเข้าเพื่อกำหนดแอมพลิจูดของสัญญาณ โดยข้อมูลชุดที่ 1 และ 2 คือค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของสัญญาณรูปไซน์เมื่อป้อนแรงดันไฟตรง V_{DC1} เพื่อกำหนดแอมพลิจูดให้มีค่าเท่ากับ 2.5 V และ 1.5 V ตามลำดับ ข้อมูลชุดที่ 3 คือค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมในสภาวะไม่ได้ป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก



รูปที่ 6.34 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมเมื่อป้อนแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC1}

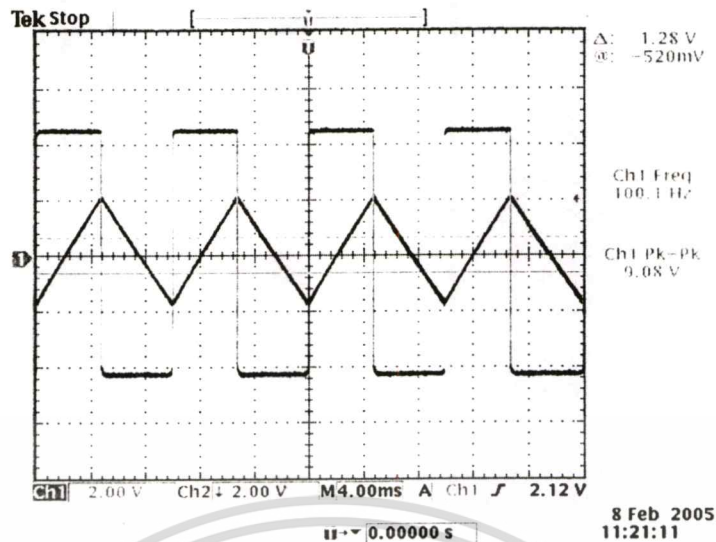
6.6 ผลการทดลองการประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์

วิธีการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากสัญญาณรูปไซน์ทำโดยป้อนสัญญาณรูปไซน์เข้าวงจรเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า ผลที่ได้จะได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมในรูปที่ 6.21 ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับแรงดันอิมิตัวของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ และความถี่ จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ แล้วนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้เข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ ผลที่ได้จากวงจรอินทิเกรเตอร์จะได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมในรูปที่ 6.22



รูปที่ 6.35 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สร้างจากสัญญาณรูปไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากต้องการนำเอกสารนี้ไปใช้



รูปที่ 6.36 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สร้างจากสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

6.7 สรุปผลการทดลอง

ในบทที่ 6 นี้ได้กล่าวถึงผลการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบด้วย วงจรหารความถี่ สัญญาณนาฬิกา วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก และในส่วนของ การควบคุมแอมพลิจูดของวงจร โดยใช้หลักการของผลตอบสนองเมื่อถูกกระตุ้นของระบบสมการอนุพันธ์ อันดับที่สอง ในการทดลองทำโดยป้อนแรงดันไฟตรงภายนอกเข้าไป และการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยมตามลำดับ

บทที่ 7

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการนำเสนอ การประยุกต์ใช้วงจรความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัล โดยในบทที่ 1 นั้นได้กล่าวถึงความเป็นมาและกรรมวิธีการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่างๆ และวัตถุประสงค์ของการศึกษา ซึ่งจากการศึกษาพบว่าวงจรที่ออกแบบมีลักษณะเด่นคือ ความถี่ของการออสซิลเลตแปรผันตรงกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายนอก ส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณจะคงที่ตลอดย่านความถี่ของการออสซิลเลตจาก $100\text{ Hz} - 10\text{ KHz}$ การศึกษาต่อไปพบว่า โครงสร้างนี้ยังเหมาะสมกับการศึกษาการควบคุมแอมพลิจูดด้วยแรงดันไฟตรงภายนอก เนื่องจากไม่ทำให้เงื่อนไขของการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลง นอกจากนี้แล้วการควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณสามารถควบคุมด้วยสัญญาณแบบดิจิทัลได้ง่าย

สำหรับบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์วงจร โดยแบ่งเป็นการวิเคราะห์สัญญาณในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง โดยใช้สมการอนุพันธ์ และการวิเคราะห์ระบบสัญญาณเวลาเป็นช่วง โดยใช้สมการผลต่าง ซึ่งผลเฉลยของสมการทั้งสองจะแบ่งเป็น ผลเฉลยเอกพันธ์ ผลเฉลยเฉพาะ และผลเฉลยสมบูรณ์ โดยผลเฉลยเหล่านี้จะบอกถึงพฤติกรรมของระบบได้ ต่อมาในบทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์เบื้องต้น

ในส่วนของบทที่ 4 จะกล่าวถึงการสร้างสัญญาณดิจิทัลเพื่อควบคุมความถี่ของสัญญาณนาฬิกาและแรงดันไฟตรง ด้วยโปรแกรม VHDL ทำการสังเคราะห์โปรแกรมที่เขียนขึ้นเพื่อนำไปทำการโปรแกรมลงชิพ FPGA ในส่วนหลักของบทนี้คือ การวิเคราะห์วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ได้ทำการออกแบบ ตามหลักการทางคณิตศาสตร์ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 และได้ทำการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบผลเฉลยเอกพันธ์ ในกรณีที่ใช้สมการอนุพันธ์ช่วยในการวิเคราะห์ และการใช้สมการผลต่างช่วยในการวิเคราะห์ จะพบว่าจะให้ผลเฉลยเอกพันธ์เหมือนกัน นอกจากนี้แล้วยังได้ทำการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของวงจร โดยตั้งสมมุติฐานว่าเกิดจากอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์ในวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นคาบอุดมคติ ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่ามีส่วนทำให้เกิดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมด้วย

ในส่วนบทสรุปสุดท้าย จะกล่าวบทที่ 5 และ 6 จากวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้น เราได้ทำการทดลองต่างๆ เพื่อยืนยันหลักการทางทฤษฎี โดยแบ่งการทดลองแยกเป็น การทดลองเพื่อพิจารณาเสถียรภาพทางความถี่ของการออสซิลเลต การควบคุมแอมพลิจูดด้วยแรงดันไฟตรงภายนอก การประยุกต์ใช้งานในการสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม ตลอดจนการวัดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งมีค่าประมาณ 0.2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและการทดลองของวงจร สรุปได้พอสังเขปว่าความถี่ของการ
 ออสซิลเลตแปรผันตรงกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา แอมพลิจูดของสัญญาณสามารถหาได้จากเงื่อนไขเริ่ม
 ต้น ณ เวลา $t = 0$ และสามารถควบคุมได้ด้วยแรงดันไฟตรงภายนอก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

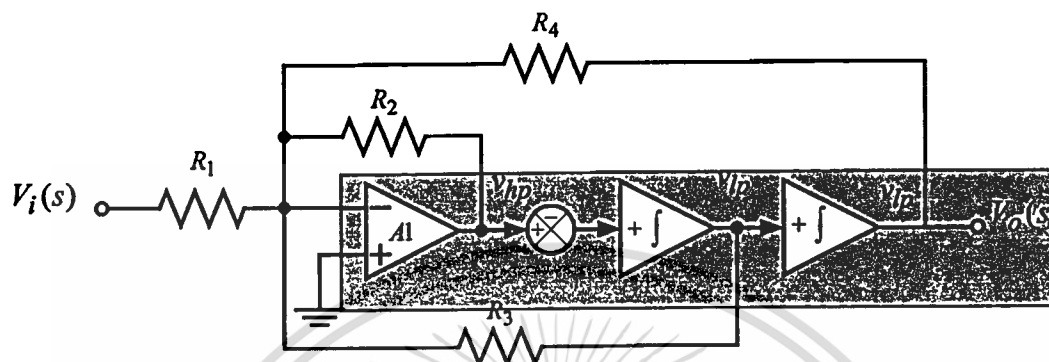
- [1] AHMAD I. ABU-EL-HAIJA, MOHAMMAD M. AL-IBRAHIM., “Digital Oscillator Having Low Sensitivity and Roundoff Errors,” **IEEE Trans. Aerospace and Electronic System**, vol. AES-22, No.1, pp. 23-33, January 1986.
- [2] Anderson, B.D.O., “Oscillator design problem”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Volume: 6, Issue: 2, Pages:89 – 91, Apr 1971.
- [3] Clarke, K., “Design of Self-Limiting Transistor Sine-Wave Oscillators”, **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, Volume: 13, Issue: 1, Pages:58 – 63, Mar 1966.
- [4] Clarke, K. “Transistor Sine Wave Oscillators-Squegging and Collector Saturation”, **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, Volume:13, Issue: 4, pp.424 – 428, 1966.
- [5] DOUGLAS B.COX., “A Digitally Programmable Switched-Capacitor Universal Active Filter/Oscillator,” **IEEE Journal of Solid State Circuit**, vol. SC-18, No. 4, pp. 383-389, August 1983.
- [6] Fukui, Y.; Yabuki, N.; Kosaka, A. “New s-z transformation and its switched capacitor realization”, **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, vol.3, pp 1999-2002, 1988.
- [7] Henrik Sjoland and Sven Mattisson., “Intermodulation noise related to THD in wide-band amplifiers”, **IEEE Transaction on Circuit and systems I: Fundamental theory And Applications**, vol. 44, No. 2, pp. 180-183, 1997.
- [8] Holzel, R. ”A simple wide-band sine wave quadrature oscillator”, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Volume: 42, Issue: 3, Pages:758 – 760, June 1993.
- [9] J.M.WORLEY., “High-Resolution Digital Sinewave Generation,” **Electronic.Lett** ., 1983, 19, 3, pp. 123-124
- [10] K. FURUNO, K. HIRANO, Y. ITO., “Design Of Digital Sinusoidal Oscillators With Absolute Periodicity”, **IEEE Trans. Aerospace and Electronic System**, vol. AES-11, No6, pp. 1286-1298, November 1975.
- [11] M. S. Lee and C. Chang., “Switched Capacitor Filters Using LDI and Bilinear Transformation”, **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol.CAS-28, no.4, pp. 265-270, 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] PAUL E. FLEISCHER, A. GANESAN and KENNETH R. LAKER., “A Switched Capacitor Oscillator with Precision Amplitude Control and Guaranteed Start-up,” **IEEE Journal of Solid State Circuit** , Vol. SC-20, No. 2, pp. 641-647, April 1985.
- [13] Skehan, B.J., “Design of an amplitude-stable sine-wave oscillator”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Volume: 3, Issue:3, Pages:312-315, Sep 1968.
- [14] Vannerson, E.; Smith, K.C.. “Fast amplitude stabilization of an RC oscillator”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Volume: 9, Issue: 4, Pages:176 – 179, Aug 1974.
- [15] วิวัฒน์ กิรานนท์. วิศวกรรมการสื่อสาร. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง : อักษรสยามการพิมพ์. 2540.
- [16] ปราโมทย์ วาดเขียน, ชัยรัตน์ วงษ์สุวรรณ และ ธงชัย มณีชูเกต, ” การควบคุมแอมพลิจูดไซน์ นูลซอลดคอลลอสซิลเลเตอร์ ด้วยผลตอบสนองบังคับอย่างง่าย”, การประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 23 มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, 2543, หน้า 645-648.
- [17] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. **Cmos Analog Circuit Design**. Oxford University Press.2002, pp.492-539

ภาคผนวก ก.

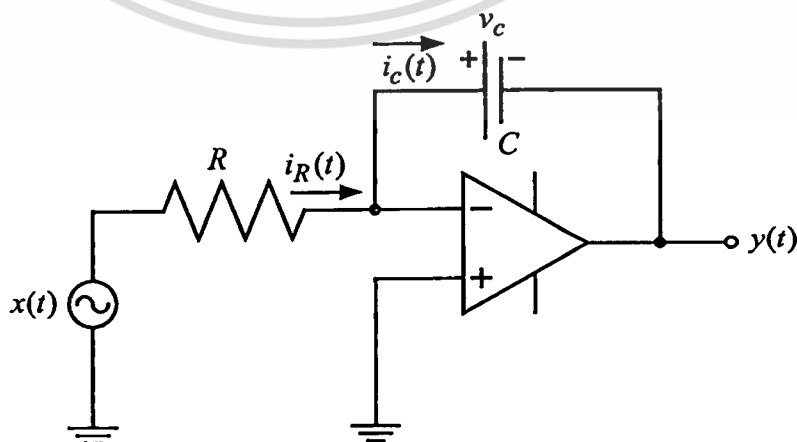
ก.1 การวิเคราะห์หาค่าเวลาคงตัวของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ของวงจรรวมเบอร์ MF5



รูปที่ ก.1 โครงสร้างภายในวงจรรวมเบอร์ MF5

วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรรวมความถี่แบบ state variable จากวงจรรวมเบอร์ MF5 (ภาคผนวก ข.) ที่มีโครงสร้างภายในประกอบด้วยวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ที่มีการทำงานแบบวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ออปแอมป์ และความต้านทานภายนอกที่ต่อเข้าไป โดยเราจะพิจารณาและทำการวิเคราะห์หาค่าเวลาคงตัวของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ที่อยู่ภายในวงจรรวมเบอร์ MF5 ก่อนอื่นจะกล่าวถึงวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ในรูปต่างๆก่อน โดยจะยกวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสสัญญาณมาประกอบการอธิบาย

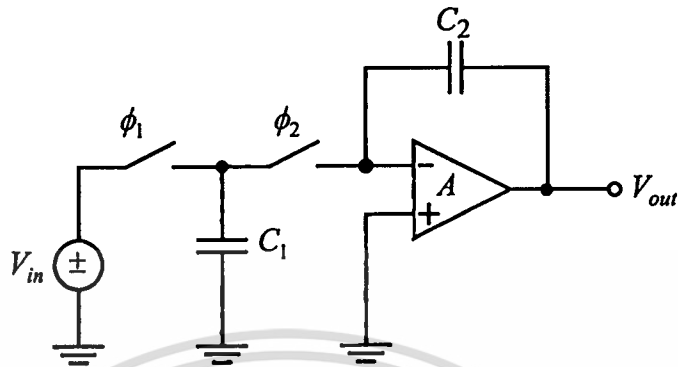
ก.2 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสสัญญาณในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง



รูปที่ ก.2 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสสัญญาณในระบบสัญญาณเวลาต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์นั้นเราจะแทนส่วนของความต้านทาน (R) ในรูปที่ ก.1.2 ด้วยความต้านทานสมมูลแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ดังวงจรในรูปที่ ก.1.3



รูปที่ ก.3 วงจรอินทิเกรเตอร์กลับเฟสสัญญาณแบบ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์

โดยที่ความต้านทานสมมูลของ โครงข่ายสวิตช์คาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$R_{eq} = \frac{T_{clk}}{C_1} \tag{ก.1.1}$$

เมื่อ T_{clk} คือค่าคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาเฟส ϕ_1 และ ϕ_2 ที่ควบคุมจังหวะการทำงานของสวิตช์ทั้ง 2 ตัวตามลำดับ ทำการวิเคราะห์ห้วงจรหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร จะแสดงได้ดังนี้

$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = -\left(\frac{C_1}{C_2 T_{clk}}\right)\left(\frac{1}{s}\right) \tag{ก.1.2}$$

ดังนั้นจะพบว่าค่า $\left(\frac{C_1}{C_2 T_{clk}}\right)$ คือค่าเวลาคงตัวของวงจรทำอินทิเกรเตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ ซึ่งจะมีค่าเป็นบวกหรือลบนั้นขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรอินทิเกรเตอร์นั้น จากสมการ ก.1.2 จะสังเกตเห็นว่าค่า $\left(\frac{C_1}{C_2 T_{clk}}\right)$ มีหน่วยเป็นเวลา ดังนั้นส่วนกลับของค่านี้จะเรียกว่าค่าเวลาคงตัว (time constant) ของวงจรทำปริพันธ์ ซึ่งค่าเวลาคงตัวนี้จะเป็นตัวกำหนดผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยจะขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์และอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ $\frac{C_1}{C_2}$ ถ้ากำหนดให้ $\frac{C_1}{C_2 T_{clk}} = k_s$ ดังนั้นเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร

อินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสสัญญาณในรูปที่กระชับคือ ทำนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

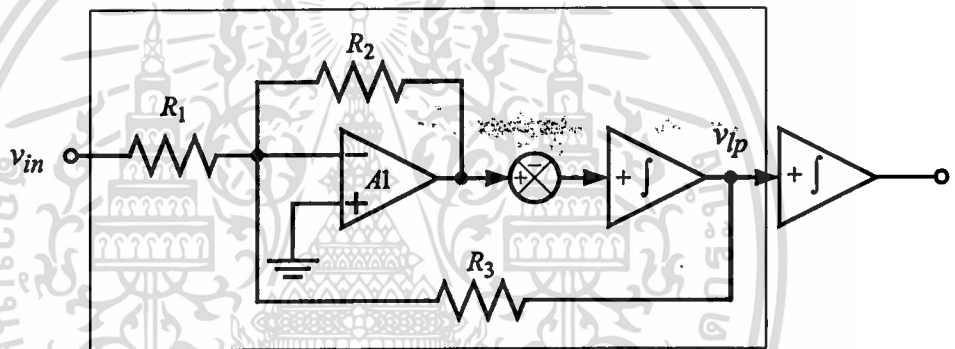
$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = -\left(\frac{k_s}{s}\right) \quad (\text{ก.1.3})$$

ในทำนองเดียวกันในกรณีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่กลับเฟสสัญญาณคือ

$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \left(\frac{k_s}{s}\right) \quad (\text{ก.1.4})$$

ก 2. การวิเคราะห์หาค่าเวลาคงตัวหรือความถี่คัทออฟของวงจรอินทิเกรเตอร์

ในการวิเคราะห์สามารถทำได้โดยใช้โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ต่ำตัดผ่าน ในโหมด 6a (ภาคผนวก ข.) ของการประยุกต์ใช้งานของวงจรรวม MF5 ตามรูปที่ ก.1.3



รูปที่ ก.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ของวงจรรวม MF5 ในโหมด 6a

ใช้สมการ KCL ที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ A_1 เมื่อแทนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์คือ

$$T(s) = \left(\frac{C_1}{C_2 T_{clk}}\right) \left(\frac{1}{s}\right) = \left(\frac{k_s}{s}\right) \quad (\text{ก.1.5})$$

พิจารณากระแสที่ไหลเข้าออกที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ A_1 จะแสดงได้ดังนี้

$$\frac{v_{in}}{R_1} + \left(\frac{s}{R_2 k_s}\right) v_{lp} + \frac{v_{lp}}{R_3} = 0 \quad (\text{ก.1.6})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{in} + \left(\frac{R_1 s}{R_2 k_s} \right) v_{lp} + \frac{R_1}{R_3} v_{lp} = 0 \quad (\text{ก.1.7})$$

$$v_{in} + \left(\frac{R_1 s}{R_2 k_s} + \frac{R_1}{R_3} \right) v_{lp} = 0 \quad (\text{ก.1.8})$$

$$\frac{v_{in}}{v_{lp}} = - \left(\frac{1}{\left(\frac{R_1 s}{R_2 k_s} + \frac{R_1}{R_3} \right)} \right) \quad (\text{ก.1.9})$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์อยู่ในรูปของวงจรกรองความถี่ต่ำตัดผ่านคือ

$$\frac{v_{in}}{v_{lp}} = - \left(\frac{\frac{R_3}{R_1}}{\left(1 + s \frac{R_3}{R_2 k_s} \right)} \right) \quad (\text{ก.1.10})$$

เขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการ ก.1.10 ในรูปความถี่กายภาพ โดยแทน $s = j\omega = 2\pi f$

$$\frac{v_{in}}{v_{lp}} = - \left(\frac{H_{lp}}{1 + j \left(\frac{f}{f_0} \right)} \right) = - \left(\frac{\frac{R_3}{R_1}}{1 + j \left(\frac{f}{R_2 k_s / R_3} \right)} \right) \quad (\text{ก.1.11})$$

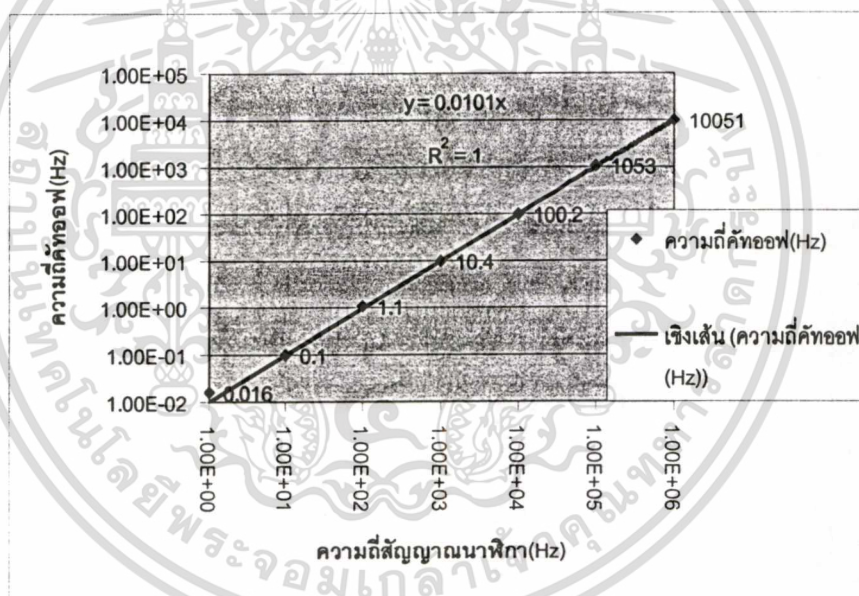
ดังนั้นเราจะพบว่าความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำตัดผ่านคือ

$$f_0 = \frac{R_2}{R_3} k_s \quad (\text{ก.1.12})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.3 การทดลองเพื่อหาค่า k_s

ใช้วงจรกรองแถบความถี่ต่ำตัดผ่านในรูปที่ ก.1.3 (ให้ความต้านทานเท่ากันทุกตัว) โดยมีขั้นตอนการทดลองคือ กำหนดสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไปควบคุมการทำงานของวงจรรวมเบอร์ MF5 จาก $10\text{Hz} - 1\text{MHz}$ โดยแต่ละช่วงมีความถี่ห่างกัน 1 เดกเคด และทำการหาความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์ที่ทำการทดลอง โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ $5V_{p-p}$ ทำการเลื่อนความถี่ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์จากความถี่ต่ำสุด (ต่ำกว่าความถี่คัทออฟที่คำนวณได้จากทางทฤษฎี 2 เดกเคด) และเพิ่มความถี่จนกระทั่งมีขนาดลดลงที่ -3dB โดยขนาดจะลดลงเท่า $3.5V_{p-p}$ และทำการบันทึกค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ได้ ซึ่งจะบอกถึงความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์ ซึ่งจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าควบคุมการทำงานของวงจร ได้ดังในรูปที่ ก.1.4



รูปที่ ก.5 กราฟความสัมพันธ์ของความถี่ของสัญญาณนาฬิกา $1\text{ Hz} - 1\text{ MHz}$ กับความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์

จากกราฟความสัมพันธ์ทำการหาเส้นแนวโน้มความสัมพันธ์ระหว่างความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา โดยใช้เส้นแนวโน้มแบบเป็นเชิงเส้น เมื่อตัวแปร y คือความถี่คัทออฟของวงจรอินทรีเกรเตอร์ และตัวแปร x ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา จะได้สมการความสัมพันธ์คือ

$$y = (0.0101)x \quad (ก.1.13)$$

หรือเขียนอีกรูปหนึ่งโดยพิจารณาจากสมการ ก.1.12 คือ

$$f_o = k_s = (0.0101)f_{clk} \quad (ก 1.14)$$

จากข้อมูลเฉพาะตัวที่ได้จาก data sheet ของวงจรรวม MF5 ความถี่คัทออฟของวงจรรองความถี่ต่ำตัดผ่านในโหมด 6a (ภาคผนวก ข.) .ให้ความต้านทานที่ใช้เท่ากันทุกตัว จะมีสมการความสัมพันธ์คือ

$$f_o = \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{clk}}{100} = 0.01f_{clk} \quad (ก.1.15)$$

ดังนั้นเราใช้ความสัมพันธ์ของสมการ ก.1.14 และ ก.1.15 จะสรุปได้ว่า การพิจารณาค่าความถี่คัทออฟของวงจรรองอินทรีเกรเตอร์ (k_s) สามารถพิจารณาได้จากการทำการทดลองหาสมการความสัมพันธ์ระหว่างความถี่คัทออฟกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา แล้วนำมาหาเส้นแนวโน้ม โดยเลือกใช้เป็นแบบเชิงเส้น (พิจารณาจากสมการ ก.1.14) แล้วนำไปเปรียบเทียบสมการความสัมพันธ์ระหว่างความถี่คัทออฟกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้จาก data sheet ของวงจรรวมเบอร์ MF5 (พิจารณาจากสมการ ก.1.15) จะพบว่าสมการความสัมพันธ์ของทั้งสองกรณี จะสอดคล้องกันด้วยดี ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้เราจะใช้สมการความสัมพันธ์ของค่า k_s คือ

ภาคผนวก ข.

วงจรรองความถี่แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์เบอร์ MF5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MF5 Universal Monolithic Switched Capacitor Filter

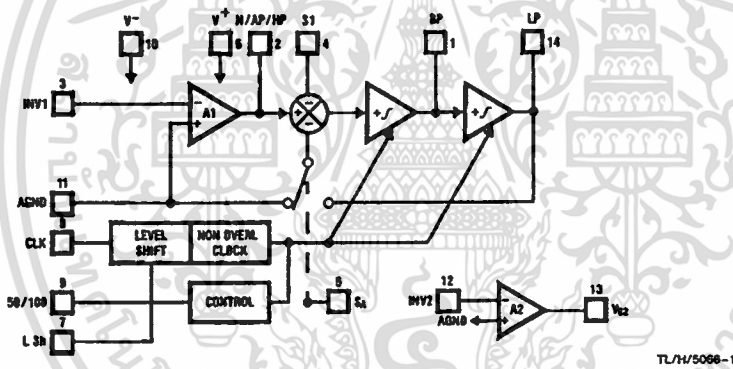
General Description

The MF5 consists of an extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building block and an uncommitted op amp. The filter building block, together with an external clock and a few resistors, can produce various second order functions. The filter building block has 3 output pins. One of the output pins can be configured to perform highpass, all-pass or notch functions and the remaining 2 output pins perform bandpass and lowpass functions. The center frequency of the filter can be directly dependent on the clock frequency or it can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The uncommitted op amp can be used for cascading purposes, for obtaining additional all-pass and notch functions, or for various other applications. Higher order filter functions can be obtained by cascading several MF5s or by using the MF5 in conjunction with the MF10 (dual switched capacitor filter building block). The MF5 is functionally compatible with the MF10. Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

Features

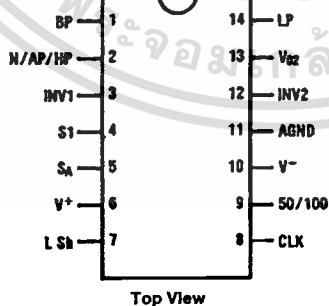
- Low cost
- 14-pin DIP or 14-pin Surface Mount (SO) wide-body package
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variations
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, low-pass outputs
- $f_0 \times Q$ range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz (typical)
- Additional uncommitted op-amp

Block and Connection Diagrams



TL/H/5066-1

All Packages



Order Number MF5CN
See NS Package Number N14A
Order Number MF5CWM
See NS Package Number M14B

TL/H/5066-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	14V
Power Dissipation $T_A = 25^\circ\text{C}$ (note 1)	500 mW
Storage Temp.	150°C
Soldering Information:	
N Package:	10 sec. 260°C
SO Package:	Vapor phase (60 sec.) 215°C
	Infrared (15 sec.) 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Input Voltage (any pin)	$V^- \leq V_{in} \leq V^+$
Operating Temp. Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
MF5CN, MF5CWM	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $V^+ = 5V \pm 0.5\%$, $V^- = -5V \pm 0.5\%$ unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	Min				8	V
	Max				14	V
Maximum Supply Current		Clock applied to Pin 8 No Input Signal	4.5	6.0		mA
Clock Feedthrough	Filter Output		10			mV
	Op-amp Output		10			mV

Filter Electrical Characteristics $V^+ = 5V \pm 0.5\%$, $V^- = -5V \pm 0.5\%$ unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Center Frequency Range (f_o)	Max		30		20	kHz
	Min		0.1		0.2	Hz
Clock Frequency Range (f_{CLK})	Max		1.5		1.0	MHz
	Min		5.0		10	Hz
Clock to Center Frequency Ratio (f_{CLK}/f_o)	Ideal Q = 10 Mode 1	$V_{pin9} = +5V$ $F_{CLK} = 250 \text{ kHz}$	$50.11 \pm 0.2\%$	$50.11 \pm 1.5\%$		
		$V_{pin9} = -5V$ $F_{CLK} = 500 \text{ kHz}$	$100.04 \pm 0.2\%$	$100.04 \pm 1.5\%$		
f_{CLK}/f_o Temp. Coefficient		$V_{pin9} = +5V$ (50:1 CLK ratio)	± 10			ppm/°C
		$V_{pin9} = -5V$ (100:1 CLK ratio)	± 20			ppm/°C
Q Accuracy (Max) (Note 2)	Ideal Q = 10 Mode 1	$V_{pin9} = +5V$ $F_{CLK} = 250 \text{ kHz}$		± 10		%
		$V_{pin9} = -5V$ $F_{CLK} = 500 \text{ kHz}$		± 10		%
Q Temperature Coefficient		$V_{pin9} = +5V$ (50:1 CLK ratio)	-200			ppm/°C
		$V_{pin9} = -5V$ (100:1 CLK ratio)	-70			ppm/°C
DC Lowpass Gain Accuracy (Max)		Mode 1 $R1 = R2 = 10 \text{ k}\Omega$		± 0.2		dB
DC Offset Voltage (Max) (Note 3)	V_{os1}		± 5.0			mV
	V_{os2}	$V_{pin9} = +5V$ (50:1 CLK ratio)	-185			mV
	V_{os3}		+115			mV
	V_{os2}	$V_{pin9} = -5V$ (100:1 CLK ratio)	-310			mV
	V_{os3}		+240			mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Filter Electrical Characteristics $V^+ = 5V \pm 0.5\%$, $V^- = -5V \pm 0.5\%$ unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A = 25^\circ\text{C}$. (Continued)						
Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Output Swing (Min)	BP, LP pins	$R_L = 5\text{ k}\Omega$	± 4.0	± 3.8		V
	N/AP/HP pin	$R_L = 3.5\text{ k}\Omega$	± 4.2	± 3.8		V
Dynamic Range (Note 4)		$V_{pin} = +5V$ (50:1 CLK ratio)	83			dB
		$V_{pin} = -5V$ (100:1 CLK ratio)	80			dB
Maximum Output Short Circuit Current (Note 5)	Source		20			mA
	Sink		3.0			mA
OP-AMP Electrical Characteristics $V^+ = +5V \pm 0.5\%$, $V^- = -5V \pm 0.5\%$ unless other noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A = 25^\circ\text{C}$.						
Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Gain Bandwidth Product			2.5			MHz
Output Voltage Swing (Min)		$R_L = 3.5\text{ k}\Omega$	± 4.2	± 3.8		V
Slew Rate			7.0			V/ μs
DC Open-Loop Gain			80			dB
Input Offset Voltage (Max)			± 5.0	± 20		mV
Input Bias Current			10			pA
Maximum Output Short Circuit Current (Note 5)	Source		20			mA
	Sink		3.0			mA
Logic Input Characteristics Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. All other limits $T_A = 25^\circ\text{C}$.						
Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
CMOS Clock Input	Min Logical "1" Input Voltage	$V^+ = +5V$, $V^- = -5V$, $V_{LSh} = 0V$		3.0		V
	Max Logical "0" Input Voltage			-3.0		V
	Min Logical "1" Input Voltage	$V^+ = +10V$, $V^- = 0V$, $V_{LSh} = +5V$		8.0		V
	Max Logical "0" Input Voltage			2.0		V
TTL Clock Input	Min Logical "1" Input Voltage	$V^+ = +5V$, $V^- = -5V$, $V_{LSh} = 0V$		2.0		V
	Max Logical "0" Input Voltage			0.8		V
<p>Note 1: The typical junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) of the 14 pin N package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$, and $82^\circ\text{C}/\text{W}$ for the M package.</p> <p>Note 2: The accuracy of the Q value is a function of the center frequency (f_0). This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics".</p> <p>Note 3: V_{OS1}, V_{OS2}, and V_{OS3} refer to the internal offsets as discussed in the Application Information section 3.4.</p> <p>Note 4: For $\pm 5V$ supplies the dynamic range is referenced to 2.82V rms (4V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 200 μV rms for the MF5 with a 50:1 CLK ratio and 200 μV rms for the MF5 with a 100:1 CLK ratio.</p> <p>Note 5: The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shorting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shorting that output to the positive supply. These are the worst case conditions.</p> <p>Note 6: Typical values are at 25°C and represent most likely parametric norm.</p> <p>Note 7: Guaranteed and 100% tested.</p> <p>Note 8: Guaranteed, but not 100% tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.</p>						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Description

LP(14), BP(1), N/AP/HP(2): The second order lowpass, bandpass, and notch/allpass/highpass outputs. The LP and BP outputs can typically sink 1 mA and source 3 mA. The N/AP/HP output can typically sink 1.5 mA and source 3 mA. Each output typically swings to within 1V of each supply.

INV1(3): The inverting input of the summing op amp of the filter. This is a high impedance input, but the non-inverting input is internally tied to AGND, making INV1 behave like a summing junction (low impedance current input).

S1(4): S1 is a signal input pin used in the allpass filter configurations (see modes 4 and 5). The pin should be driven with a source impedance of less than 1 kΩ. If S1 is not driven with a signal it should be tied to AGND (mid-supply).

SA(5): This pin activates a switch that connects one of the inputs of the filter's second summer to either AGND (SA tied to V⁻) or to the lowpass (LP) output (SA tied to V⁺). This offers the flexibility needed for configuring the filter in its various modes of operation.

50/100(9): This pin is used to set the internal clock to center frequency ratio (f_{CLK}/f_0) of the filter. By tying the pin to V⁺ an f_{CLK}/f_0 ratio of about 50:1 (typically 50.11 ± 0.2%) is obtained. Tying the 50/100 pin to either AGND or V⁻ will set the f_{CLK}/f_0 ratio to about 100:1 (typically 100.04 ± 0.2%).

AGND(11): This is the analog ground pin. This pin should be connected to the system ground for dual supply operation or biased to mid-supply for single supply operation. For a further discussion of mid-supply biasing techniques see the Applications Information (Section 3.2). For optimum filter performance a "clean" ground must be provided.

V⁺(6), V⁻(10): These are the positive and negative supply pins. The MF5 will operate over a total supply range of 8V to 14V. Decoupling the supply pins with 0.1 μF capacitors is highly recommended.

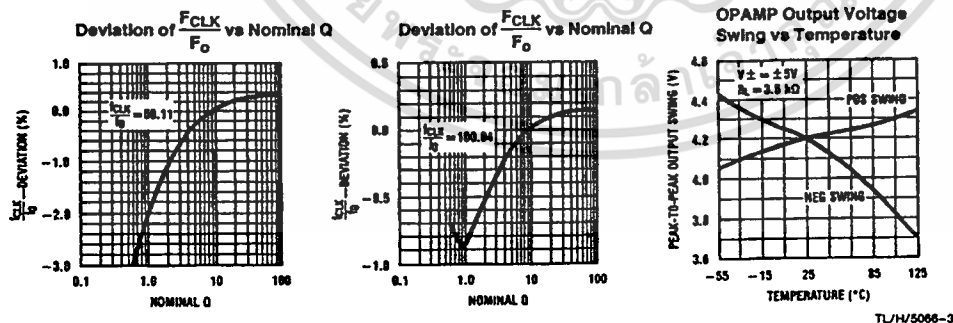
CLK(8): This is the clock input for the filter. CMOS or TTL logic level clocks can be accommodated by setting the L Sh pin to the levels described in the L Sh pin description. For optimum filter performance a 50% duty cycle clock is recommended for clock frequencies greater than 200 kHz. This gives each op amp the maximum amount of time to settle to a new sampled input.

L Sh(7): This pin allows the MF5 to accommodate either CMOS or TTL logic level clocks. For dual supply operation (i.e., ±5V), a CMOS or TTL logic level clock can be accepted if the L Sh pin is tied to mid-supply (AGND), which should be the system ground. For single supply operation the L Sh pin should be tied to mid-supply (AGND) for a CMOS logic level clock. The mid-supply bias should be a very low impedance node. See Applications Information for biasing techniques. For a TTL logic level clock the L Sh pin should be tied to V⁻ which should be the system ground.

INV2(12): This is the inverting input of the uncommitted op amp. This is a very high impedance input, but the non-inverting input is internally tied to AGND, making INV2 behave like a summing junction (low-impedance current input).

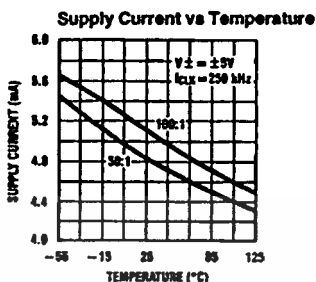
Vo2(13): This is the output of the uncommitted op amp. It will typically sink 1.5 mA and source 3.0 mA. It will typically swing to within 1V of each supply.

Typical Performance Characteristics



TL/H/5066-3

Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5066-4

1.0 Definitions of Terms

f_{CLK}: the frequency of the external clock signal applied to pin 8.

f₀: center frequency of the second order function complex pole pair. f₀ is measured at the bandpass output of the MF5, and is the frequency of maximum bandpass gain. (Figure 1).

f_{notch}: the frequency of minimum (ideally zero) gain at the notch output.

f_z: the center frequency of the second order complex zero pair, if any. If f_z is different from f₀ and if Q_z is high, it can be

observed as the frequency of a notch at the allpass output. (Figure 10).

Q: "quality factor" of the 2nd order filter. Q is measured at the bandpass output of the MF5 and is equal to f₀ divided by the -3dB bandwidth of the 2nd order bandpass filter (Figure 1). The value of Q determines the shape of the 2nd order filter responses as shown in Figure 6.

Q_z: the quality factor of the second order complex zero pair, if any. Q_z is related to the allpass characteristic, which is written:

$$H_{AP}(s) = \frac{HO_{AP} \left(s^2 - \frac{s\omega_0}{Q_z} + \omega_0^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

where Q_z = Q for an all-pass response.

H_{OBP}: the gain (in V/V) of the bandpass output at f = f₀.

H_{OLP}: the gain (in V/V) of the lowpass output as f → 0 Hz (Figure 2).

H_{OHP}: the gain (in V/V) of the highpass output as f → f_{clk}/2 (Figure 3).

H_{ON}: the gain (in V/V) of the notch output as f → 0 Hz and as f → f_{clk}/2, when the notch filter has equal gain above and below the center frequency (Figure 4). When the low-frequency gain differs from the high-frequency gain, as in modes 2 and 3a (Figures 7 and 8), the two quantities below are used in place of H_{ON}.

H_{ON1}: the gain (in V/V) of the notch output as f → 0 Hz.

H_{ON2}: the gain (in V/V) of the notch output as f → f_{clk}/2.

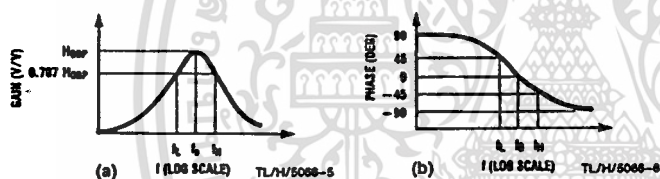


FIGURE 1. 2nd-Order Bandpass Response

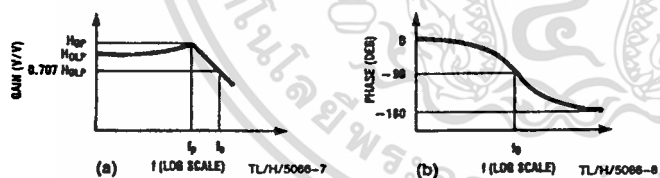


FIGURE 2. 2nd-Order Low-Pass Response

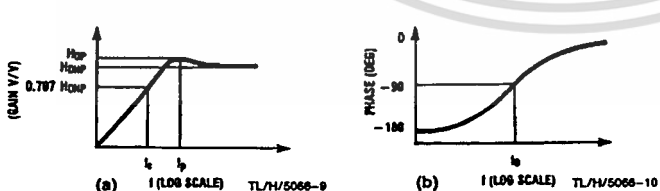


FIGURE 3. 2nd-Order High-Pass Response

$$H_{BP}(s) = \frac{H_{OBP} \omega_0^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}, \quad f_0 = \sqrt{f_H f_L}$$

$$f_L = f_0 \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$f_H = f_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$H_{LP}(s) = \frac{H_{OLP} \omega_0^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$f_c = f_0 \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}$$

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

$$H_{HP}(s) = \frac{H_{OHP} s^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

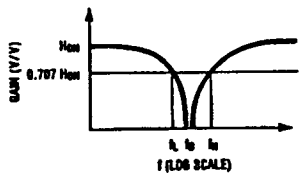
$$f_c = f_0 \times \left[\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1}$$

$$f_p = f_0 \times \left[\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1}$$

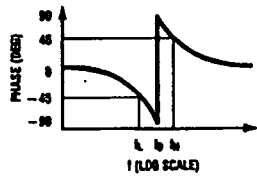
$$H_{OP} = H_{OHP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.0 Definition of Terms (Continued)



(a) TL/H/5066-11



(b) TL/H/5066-12

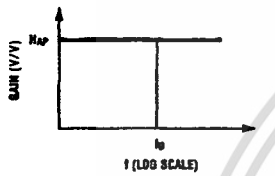
$$H_M(s) = \frac{H_0 \omega_0^2 (s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{\omega_0 Q}{s} + \omega_0^2}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_H - \omega_L} \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_L}$$

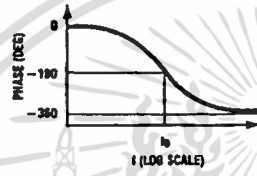
$$\omega_L = \omega_0 \left(\frac{1}{2Q} - \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$\omega_H = \omega_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

FIGURE 4. 2nd-Order Notch Response



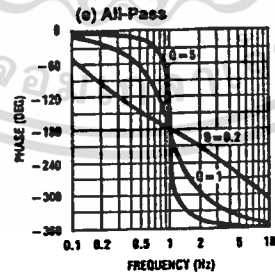
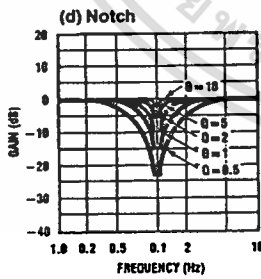
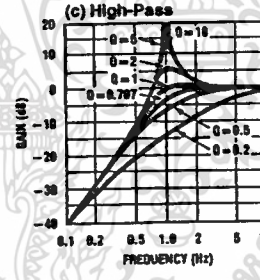
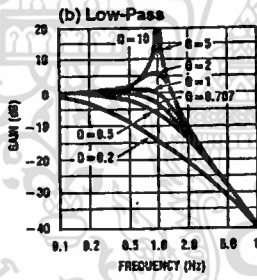
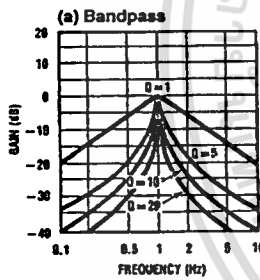
(a) TL/H/5066-13



(b) TL/H/5066-14

$$H_{AP}(s) = \frac{H_0 \omega_0^2 (s^2 - \frac{2s\omega_0}{Q} + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{2s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

FIGURE 5. 2nd-Order All-Pass Response



TL/H/5066-15

FIGURE 6. Responses of various 2nd-order filters as a function of Q. Gains and center frequencies are normalized to unity.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation

The MF5 is a switched capacitor (sampled data) filter. To fully describe its transfer functions, a time domain approach is appropriate. Since this is cumbersome, and since the MF5 closely approximates continuous filters, the following discussion is based on the well known frequency domain. Each MF5 can produce a full 2nd order function. See Table 1 for a summary of the characteristics of the various modes.

MODE 1: Notch 1, Bandpass, Lowpass Outputs:

- $f_{notch} = f_o$ (See Figure 7)
- f_o = center frequency of the complex pole pair
 $= \frac{f_{CLK}}{100}$ or $\frac{f_{CLK}}{50}$
- f_{notch} = center frequency of the imaginary zero pair = f_o
- H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$) = $-\frac{R2}{R1}$
- H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_o$) = $-\frac{R3}{R1}$
- H_{ON} = Notch output gain as $f \rightarrow 0$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{R3}{R2}$$

BW = the -3 dB bandwidth of the bandpass output.

Circuit dynamics:

$$H_{OLP} = \frac{H_{OBP}}{Q} \text{ or } H_{OBP} = H_{OLP} \times Q = H_{ON} \times Q.$$

$$H_{OLP(peak)} \approx Q \times H_{OLP} \text{ (for high Q's)}$$

MODE 1a: Non-inverting BP, LP (See Figure 8)

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}$$

$$H_{OLP} = -1; H_{OLP(peak)} \approx Q \times H_{OLP} \text{ (for high Q's)}$$

$$H_{OBP1} = -\frac{R3}{R2}$$

$$H_{OBP2} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

Circuit dynamics: $H_{OBP1} = Q$

Note: V_{IN} should be driven from a low impedance (<1 kΩ)

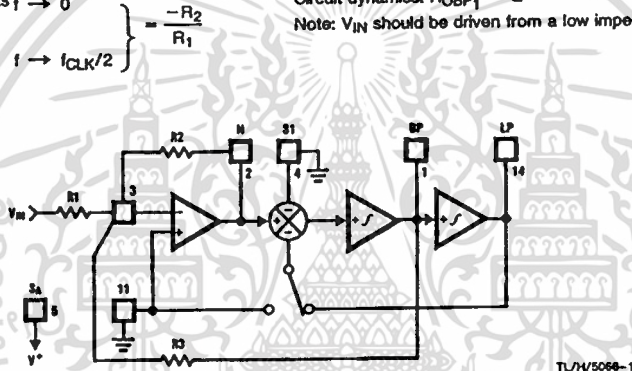


FIGURE 7. MODE 1

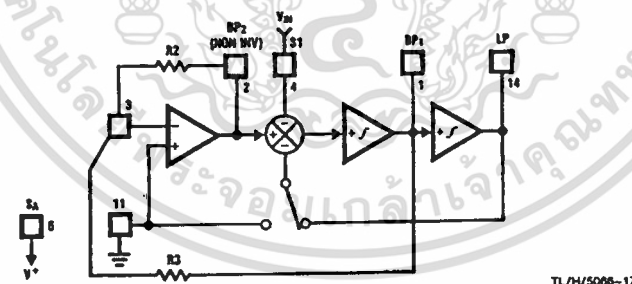


FIGURE 8. MODE 1a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 2: Notch 2, Bandpass, Lowpass: $f_{notch} < f_o$ (See Figure 9)

- f_o = center frequency
 $= \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R2}{R4} + 1}$ or $\frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R2}{R4} + 1}$
- f_{notch} = $\frac{f_{CLK}}{100}$ or $\frac{f_{CLK}}{50}$
- Q = quality factor of the complex pole pair
 $= \frac{\sqrt{R2/R4 + 1}}{R2/R3}$
- H_{OLP} = Lowpass output gain (as $f \rightarrow 0$)
 $= -\frac{R2/R1}{R2/R4 + 1}$
- H_{OBP} = Bandpass output gain (at $f = f_o$) = $-R3/R1$
- H_{ON1} = Notch output gain (as $f \rightarrow \infty$)
 $= -\frac{R2/R1}{R2/R4 + 1}$
- H_{ON2} = Notch output gain (as $f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}$) = $-R2/R1$
- Filter dynamics: $H_{OBP} = Q \sqrt{H_{OLP} H_{ON2}} = Q \sqrt{H_{ON1} H_{ON2}}$

MODE 3: Highpass, Bandpass, Lowpass Outputs (See Figure 10)

- f_o = $\frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}}$ or $\frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}}$
- Q = quality factor of the complex pole pair
 $= \sqrt{\frac{R2}{R4}} \times \frac{R3}{R2}$
- H_{OHP} = Highpass gain (as $f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}$) = $-\frac{R2}{R1}$
- H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_o$) = $-\frac{R3}{R1}$
- H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$) = $-\frac{R4}{R1}$
- Circuit dynamics: $\frac{R2}{R4} = \frac{H_{OHP}}{H_{OLP}}$, $H_{OBP} = \sqrt{H_{OHP} \times H_{OLP}} \times Q$
- $H_{OLP(peak)} = Q \times H_{OLP}$ (for high Q's)
- $H_{OHP(peak)} = Q \times H_{OHP}$ (for high Q's)

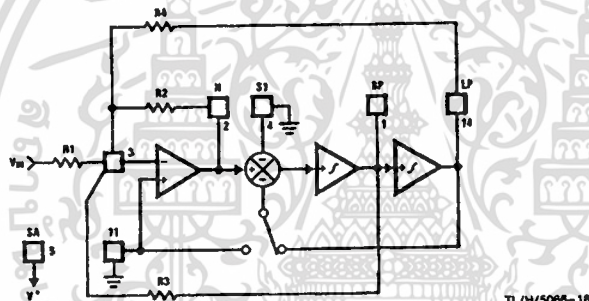
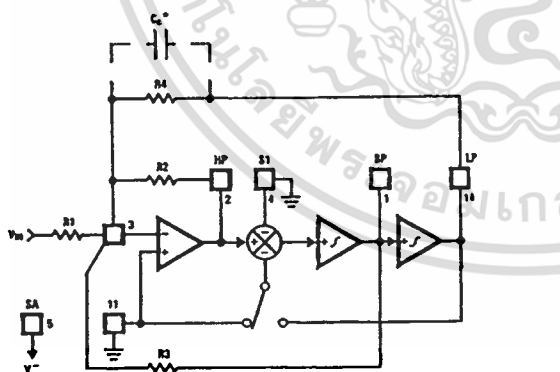


FIGURE 9. MODE 2



*In Mode 3, the feedback loop is closed around the input summing amplifier; the finite GBW product of this op amp causes a slight Q enhancement. If this is a problem, connect a small capacitor (10 pF-100 pF) across R4 to provide some phase lead.

FIGURE 10. MODE 3

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 3a: HP, BP, LP and Notch with External Op amp (See Figure 11)

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R2}{R4}} \times \frac{R3}{R2}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R4}{R1}$$

$$f_n = \text{notch frequency} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$$

$$H_{on} = \text{gain of notch at } f=f_o = \left\| Q \left(\frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right\|$$

$$H_{n1} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow 0) = \frac{R_g}{R_l} \times H_{OLP}$$

$$H_{n2} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

MODE 4: Allpass, Bandpass, Lowpass Outputs (See Figure 12)

f_o = center frequency

$$= \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50}$$

f_z = center frequency of the complex zero pair = f_o

$$Q = -\frac{f_o}{BW} = \frac{R3}{R2'}$$

Q_z = quality factor of complex zero pair = $\frac{R3}{R1}$

For AP output make $R1 = R2$

$$H^{*OAP} = \text{Allpass gain (at } 0 < f < \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R2}{R1} = -1$$

H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$)

$$= -\left(\frac{R2}{R1} + 1\right) = -2$$

H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_o$)

$$= -\frac{R3}{R2} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = -2 \left(\frac{R3}{R2}\right)$$

Circuit dynamics: $H_{OBP} = (H_{OLP}) \times Q = (H_{OAP} + 1) Q$

*Due to the sampled data nature of the filter, a slight mismatch of f_z and f_o occurs causing a 0.4 dB peaking around f_o of the allpass filter amplitude response (which theoretically should be a straight line). If this is unacceptable, Mode 5 is recommended.

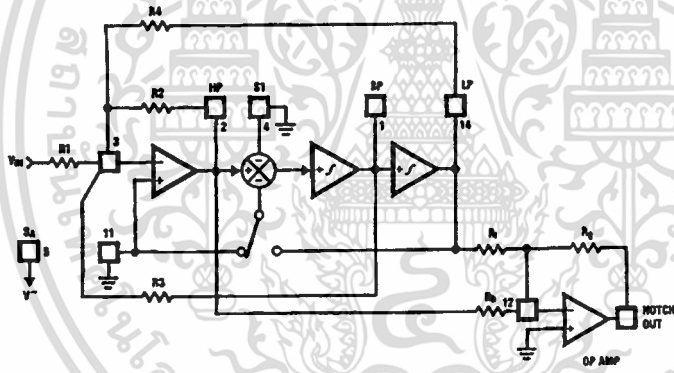


FIGURE 11. MODE 3a

TL/H/5066-20

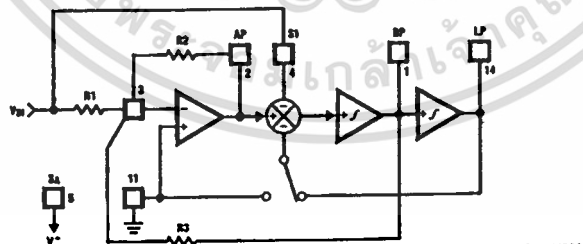


FIGURE 12. MODE 4

TL/H/5066-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 5: Numerator Complex Zeros, BP, LP
(See Figure 13)

$$f_0 = \sqrt{1 + \frac{R2}{R4} \times \frac{f_{CLK}}{100}} \text{ or } \sqrt{1 + \frac{R2}{R4} \times \frac{f_{CLK}}{50}}$$

$$f_z = \sqrt{1 - \frac{R1}{R4} \times \frac{f_{CLK}}{100}} \text{ or } \sqrt{1 - \frac{R1}{R4} \times \frac{f_{CLK}}{50}}$$

$$Q = \sqrt{1 + \frac{R2/R4}{R2}} \times \frac{R3}{R2}$$

$$Q_z = \sqrt{1 - \frac{R1/R4}{R2}} \times \frac{R3}{R1}$$

$$H_{0z1} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow 0 \text{ Hz)} = \frac{-R2(R4 - R1)}{R1(R4 + R2)}$$

$$H_{0z2} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = \frac{-R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = -\left(\frac{R2}{R1} + 1\right) \times \frac{R3}{R2}$$

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R2 + R1}{R2 + R4}\right) \times \frac{R4}{R1}$$

MODE 6a: Single Pole, HP, LP Filter (See Figure 14)

f_c = cutoff frequency of LP or HP output

$$= \frac{R2 f_{CLK}}{R3 100} \text{ or } \frac{R2 f_{CLK}}{R3 50}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}$$

MODE 6b: Single Pole LP Filter (Inverting and Non-Inverting) (See Figure 15)

f_c = cutoff frequency of LP outputs

$$= \frac{R2 f_{CLK}}{R3 100} \text{ or } \frac{R2 f_{CLK}}{R3 50}$$

$$H_{OLP1} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

$$H_{OLP2} = -\frac{R3}{R2}$$

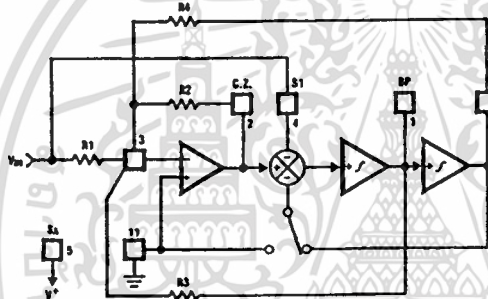


FIGURE 13. MODE 5

TL/H/5066-22

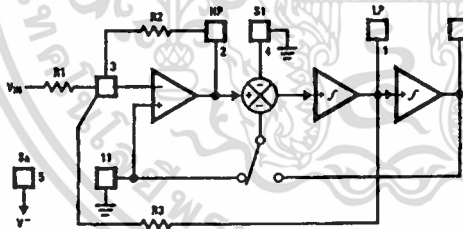


FIGURE 14. MODE 6a

TL/H/5066-23

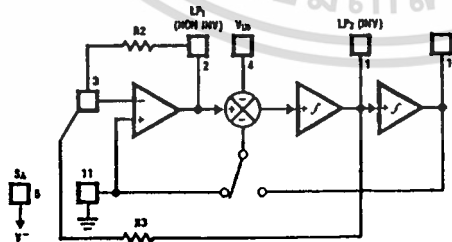


FIGURE 15. MODE 6b

TL/H/5066-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

TABLE I. Summary of Modes. Realizable filter types (e.g. low-pass) denoted by asterisks. Unless otherwise noted, gains of various filter outputs are inverting and adjustable by resistor ratios.

Mode	BP	LP	HP	N	AP	Number of resistors	Adjustable f_{CLK}/f_o	Notes
1	*	*		*		3	No	
1a	(2) $H_{OBP1} = -Q$ $H_{OBP2} = +1$	$H_{OLP} = +1$				2	No	May need input buffer. Poor dynamics for high Q.
2	*	*		*		3	Yes (above $f_{CLK}/50$ or $f_{CLK}/100$)	
3	*	*	*			4	Yes	Universal State-Variable Filter. Best general-purpose mode.
3a	*	*	*	*		7	Yes	As above, but also includes resistor-tuneable notch.
4	*	*			*	3	No	Gives Allpass response with $H_{OAP} = -1$ and $H_{OLP} = -2$.
5	*	*			*	4		Gives flatter allpass response than above if $R_1 = R_2 = 0.02R_4$.
6a		*	*			3		Single pole.
6b		(2) $H_{OLP} = +1$ $H_{OLP2} = \frac{-R_3}{R_2}$				2		Single pole

3.0 Applications Information

The MF5 is a general-purpose second-order state variable filter whose center frequency is proportional to the frequency of the square wave applied to the clock input (f_{CLK}). By connecting pin 9 to the appropriate DC voltage, the filter center frequency f_o can be made equal to either $f_{CLK}/100$ or $f_{CLK}/50$. f_o can be very accurately set (within $\pm 0.6\%$) by using a crystal clock oscillator, or can be easily varied over a wide frequency range by adjusting the clock frequency. If desired, the f_{CLK}/f_o ratio can be altered by external resistors as in Figures 9, 10, 11, 13, 14, and 15. The filter Q and gain are determined by external resistors.

All of the five second-order filter types can be built using the MF5. These are illustrated in Figures 1 through 5 along with their transfer functions and some related equations. Figure 6 shows the effect of Q on the shapes of these curves. When filter orders greater than two are desired, two or more MF5s can be cascaded. The MF5 also includes an uncommitted CMOS operational amplifier for additional signal processing applications.

3.1 DESIGN EXAMPLE

An example will help illustrate the MF5 design procedure. For the example, we will design a 2nd order Butterworth low-pass filter with a cutoff frequency of 200 Hz, and a passband gain of -2. The circuit will operate from a $\pm 5V$ power supply, and the clock amplitude will be $\pm 5v$ (CMOS) levels).

From the specifications, the filter parameters are: $f_o = 200$ Hz, $H_{OLP} = -2$, and, for Butterworth response, $Q = 0.707$.

In section 2.0 are several modes of operation for the MF5, each having different characteristics. Some allow adjustment of f_{CLK}/f_o , others produce different combinations of filter types, some are inverting while others are non-inverting, etc. These characteristics are summarized in Table I. To keep the example simple, we will use mode 1, which has notch, bandpass, and lowpass outputs, and inverts the signal polarity. Three external resistors determine the filter's Q and gain. From the equations accompanying Figure 7, $Q = R_3/R_2$ and the passband gain $H_{OLP} = -R_2/R_1$. Since the input signal is driving a summing junction through R_1 , the input impedance will be equal to R_1 . Start by choosing a value for R_1 . 10k is convenient and gives a reasonable input impedance. For $H_{OLP} = -2$, we have:

$$R_2 = -R_1 H_{OLP} = 10k \times 2 = 20k.$$

For $Q = 0.707$ we have:

$$R_3 = R_2 Q = 20k \times 0.707 = 14.14k. \text{ Use } 15k.$$

For operation on $\pm 5V$ supplies, V^+ is connected to +5V, V^- to -5V, and AGND to ground. The power supplies should be "clean" (regulated supplies are preferred) and 0.1 μF bypass capacitors are recommended.

3.0 Applications Information (Continued)

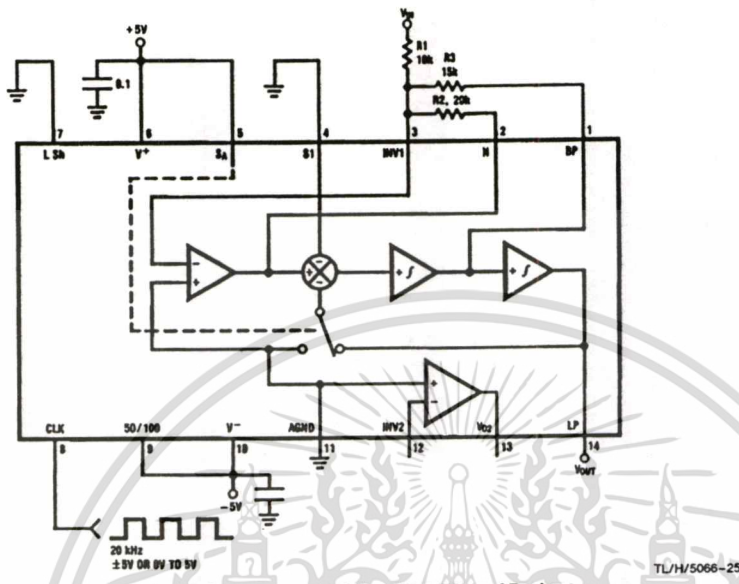


FIGURE 16. 2nd-Order Butterworth Low-Pass Filter of Design

Example. For $\frac{f_{CLK}}{f_0} = 50$, Connect Pin 9 to +5V, and
Change Clock Frequency to 10 kHz.

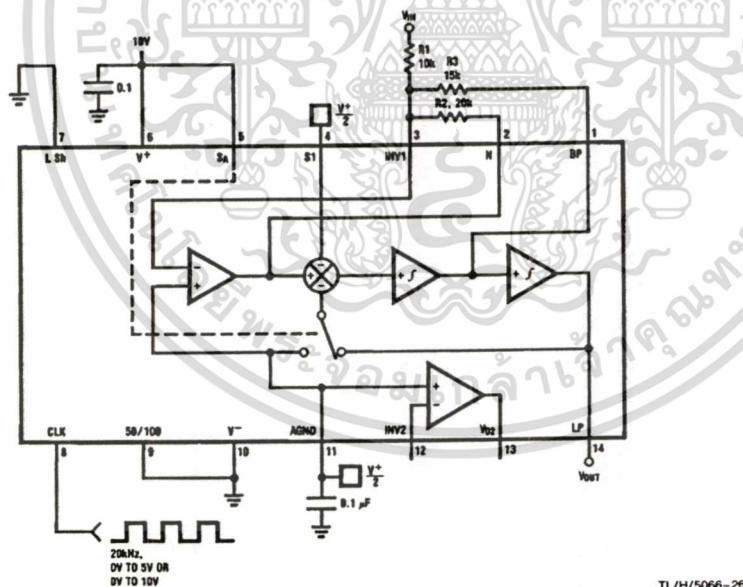


FIGURE 17. Butterworth Low-Pass Circuit of Example, but Designed for Single-Supply Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.0 Applications Information (Continued)

Mode 1 and Mode 4

$$V_{OS(N)} = V_{OS1} \left(\frac{1}{Q} + 1 + \parallel H_{OLP} \parallel \right) - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

Mode 1a

$$V_{OS(N.INV.BP)} = \left(1 + \frac{1}{Q} \right) V_{OS1} - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(INV.BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N.INV.BP)} - V_{OS2}$$

Mode 2 and Mode 5

$$V_{OS(N)} = \left(\frac{R2}{Rp} + 1 \right) V_{OS1} \times \frac{1}{1 + R2/R4} + V_{OS2} \frac{1}{1 + R4/R2} - \frac{V_{OS3}}{Q \sqrt{1 + R2/R4}}$$

$$Rp = R1 // R2 // R4$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

Mode 3

$$V_{OS(HP)} = V_{OS2}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = - \frac{R4}{R2} \left(\frac{R2}{R3} V_{OS3} + V_{OS2} \right) + - \frac{R4}{R2} \left(1 + \frac{R2}{Rp} \right) V_{OS1}; Rp = R1 // R3 // R4$$

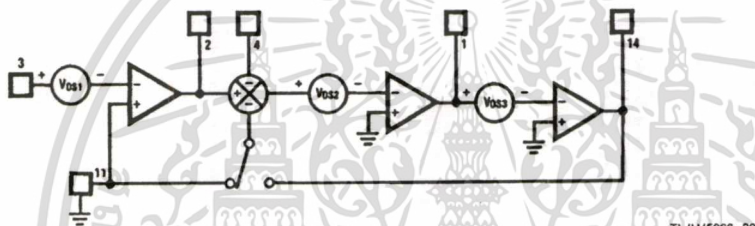


FIGURE 19. Block Diagram Showing MF5 Offset Voltage Sources

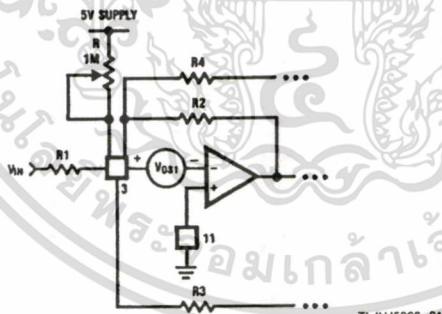


FIGURE 20. Method for Trimming Vos. See Text, Section 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.0 Applications Information (Continued)

For most applications, the outputs are AC coupled and DC offsets are not bothersome unless large signals are applied to the filter input. However, larger offset voltages will cause clipping to occur at lower ac signal levels, and clipping at any of the outputs will cause gain nonlinearities and will change f_o and Q. When operating in Mode 3, offsets can become excessively large if R_2 and R_4 are used to make f_{CLK}/f_o significantly higher than the nominal value, especially if Q is also high. An extreme example is a bandpass filter having unity gain, a Q of 20, and $f_{CLK}/f_o = 250$ with pin 9 tied to V^- (100:1 nominal). R_4/R_2 will therefore be equal to 6.25 and the offset voltage at the lowpass output will be about +1.9V. Where necessary, the offset voltage can be adjusted by using the circuit of Figure 20. This allows adjustment of V_{OS1} , which will have varying effects on the different outputs as described in the above equations. Some outputs cannot be adjusted this way in some modes, however ($V_{OS(BP)}$ in modes 1a and 3, for example).

3.5 SAMPLED DATA SYSTEM CONSIDERATIONS

The MF5 is a sampled data filter, and as such, differs in many ways from conventional continuous-time filters. An important characteristic of sampled-data systems is their effect on signals at frequencies greater than one-half the sampling frequency. (The MF5's sampling frequency is the same as its clock frequency). If a signal with a frequency greater than one-half the sampling frequency is applied to the input of a sampled data system, it will be "reflected" to a frequency less than one-half the sampling frequency. Thus, an input signal whose frequency is $f_s/2 \pm 100$ Hz will cause the system to respond as though the input frequency was $f_s/2 - 100$ Hz. This phenomenon is known as "alias-

ing", and can be reduced or eliminated by limiting the input signal spectrum to less than $f_s/2$. This may in some cases require the use of a bandwidth-limiting filter ahead of the MF5 to limit the input spectrum. However, since the clock frequency is much higher than the center frequency, this will often not be necessary.

Another characteristic of sampled-data circuits is that the output signal changes amplitude once every sampling period, resulting in "steps" in the output voltage which occur at the clock rate. (Figure 21) If necessary, these can be "smoothed" with a simple R-C low-pass filter at the MF5 output.

The ratio of f_{CLK} to f_c (normally either 50:1 or 100:1) will also affect performance. A ratio of 100:1 will reduce any aliasing problems and is usually recommended for wide-band input signals. In noise sensitive applications, however, a ratio of 50:1 may be better as it will result in 3 dB lower output noise. The 50:1 ratio also results in lower DC offset voltages, as discussed in 3.4.

The accuracy of the f_{CLK}/f_o ratio is dependent on the value of Q. This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics". As Q is changed, the true value of the ratio changes as well. Unless the Q is low, the error in f_{CLK}/f_o will be small. If the error is too large for a specific application, use a mode that allows adjustment of the ratio with external resistors.

It should also be noted that the product of Q and f_o should be limited to 300 kHz when $f_o < 5$ kHz, and to 200 kHz for $f_o > 5$ kHz.

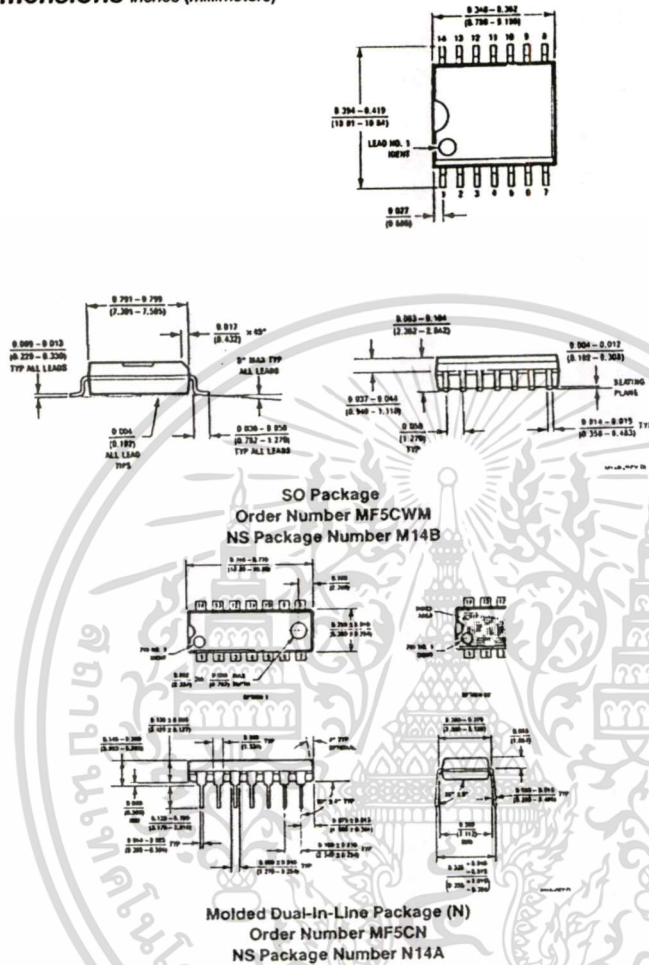


FIGURE 21. The Sampled-Data Output Waveform

TL/H/5066-32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters)



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p>National Semiconductor Corporation 1111 West Bardin Road Arlington, TX 76017 Tel: 1(800) 272-9959 Fax: 1(800) 737-7018</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: (+49) 0-180-530 85 86 Email: crjwge@tevm2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80</p>	<p>National Semiconductor Hong Kong Ltd. 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1600 Fax: (852) 2736-9960</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-043-299-2309 Fax: 81-043-299-2408</p>
--	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และในระหว่างที่ทำการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39

The 39th Kasettsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์
(Subject : Engineering)

๕-๗ กุมภาพันธ์ ๒๕๔๔

5-7 February 2001

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

กระทรวงศึกษาธิการ

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

ทบวงมหาวิทยาลัย



การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39
 The 39th Kasetsart University Annual Conference



Co-operate with

กระทรวงศึกษาธิการ Ministry of Education

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์ Ministry of Agriculture and Cooperatives

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

Ministry of Science, Technology and Environment

ทบวงมหาวิทยาลัย Ministry of University Affairs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ISBN 974-553-928-7

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IV การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39

32. การศึกษาและการวิเคราะห์ปีกแบบเซนเนลสำหรับอากาศยานที่ขึ้นลงระยะสั้น 237
Investigation of channel wing variation
โดย ปรีชา วรรณภูมิ วิชิต ลายประดิษฐ์ สมพงษ์ พิเชษฐภิญโญ James F. Marchman
นพพร ดุรงค์พันธุ์ อาณัติ วิทยวินิต Dustin Grissom
และ Leigh-Anne Henry
33. การศึกษาและออกแบบระบบขับเคลื่อนอากาศยานแนวตั้งสำหรับอากาศยานขนาดเล็ก 243
A study and design of VTOL propulsion system for MAV
โดย สุรศักดิ์ บำรุงวงศ์ ปรีชา วรรณภูมิ ธนวุฒิ มั่นทอง
จตุพล ชูชัย และพิชชานันท์ บุษปัทมาชาติ
34. วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ต่ำถึงปานกลาง 5 ดีเคด 251
5 Decades low to medium frequency switched-capacitor oscillator
โดย ธนาวุธ เชื้อเจริญ ปราโมทย์ วาดเขียน และธงชัย มณีชูเกตุ
35. วงจรसानพานกระแสสอเนกประสงคที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 258
Temperature-insensitive universal current conveyor
โดย สุชาติ สงวนไว้ พชรภรณ์ นิปีทรหัตถพงศ์ เอกชัย ม่วงรอดภัย
และเกียรติศักดิ์ กมวีระ
36. การประมาณความจุช่องสัญญาณดาวเทียมไทยคม 3 จากสถิติฝนที่คลองใหญ่ 264
Channel capacity estimation of ThaiCom 3 satellite from rain at Klong Yai
โดย อติเทพ ชัยสังข์ จรุงภพ รามางกูร อำนวย วิเชียรสรรค์
สุทธิชัย นพนาถิพงษ์ และณรงค์ เหมกรณ์
37. วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ขนาดเล็กแบบ Surface Mount 272
Miniaturd Surface Mount voltage controlled oscillator
โดย มิ่งขวัญ ธนะชัยพันธ์ และทองทนต์ วานิชศรี
38. วงจรขยายความนำที่เป็นอิสระจากอุณหภูมิรอบข้าง 279
An independently temperature translinear OTA
โดย เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ และปราโมทย์ วาดเขียน
39. การบำบัดน้ำเสียที่มีความเข้มข้นของไนโตรเจนสูงและมีความเค็มในระบบถังกรองแบบไหลขึ้น
โดยวิธีสลับเติมอากาศ 287
Intermittent aeration in upflow biofilter for treatment high strength nitrogen and salinity wastewater
โดย สุมณฑิพย์ จินต์สุภาวงศ์ และเฉลิมราช วันทวีน
40. สมรรถนะการเผาไหม้กากตะกอนบำบัดน้ำเสียในเตาเผาฟลูอิดไคซ์เบด 296
Combustion performance of sewage sludge in fluidized bed incinerator
โดย พลกฤษณ์ จิตรโต และพจนีย์ ชุนมงคล
41. เครื่องทำน้ำร้อนด้วยพลังงานแสงอาทิตย์อย่างง่ายสำหรับประเทศไทย 306
A simple-low cost solar water heater for Thailand
โดย ปรีดา จันทวงษ์ จงจิตร หิรัญลาภ และโจเซฟ เกดารี
42. การพัฒนาพัดลมปรับความเร็วตามสภาวะแวดล้อมแบบอัตโนมัติ 313
Development of a automatic-ambient-regulated fan
โดย ณรงค์ วัชรเสถียร โจเซฟ เกดารี นริส ประทีนทอง และจงจิตร หิรัญลาภ

วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ต่ำถึงปานกลาง 5 ดีเคด

5 Decades Low to Medium Frequency Switched - capacitor Oscillator

ธนาวุธ เชื้อเจริญ¹ ปราโมทย์ วาดเขียน¹ และ ธงชัย มณีชูเกตุ²Thanavut Chaucharoen¹, Pramote wardkeid¹, and Thongchai maneechukate²

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการใช้ประโยชน์จากวงจรรองความถี่สวิตซ์คาปาซิเตอร์มาสร้างเป็นวงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยมีการเพิ่มส่วนป้อนกลับแบบลบภายนอกให้แก่ส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ทำให้ได้วงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปไซน์ ย่านความถี่ต่ำถึงปานกลางที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ 5 ดีเคดด้วยสัญญาณนาฬิกาวงจรมีเสถียรภาพดี โดยที่ แอมพลิจูด คงที่ตลอดย่านความถี่ และมีค่า THD ต่ำ โดยวงจรรวมที่นำมาทดลองคือเบอร์ MF5 ซึ่งตามหลักการนี้วงจรรวมดังกล่าวสามารถประยุกต์ใช้งานได้ทั้งฟิลเตอร์และวงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปไซน์ซึ่งผลการทดลองกับทฤษฎีสอดคล้องต้องกันเป็นอย่างดี

ABSTRACT

This purpose of this paper is to present the use of a SC-filter IC as a positive feedback SC-Oscillator, by adding the negative feedback to the band pass filter of the SC-filter IC. The frequency of operation varies linearly with the change of frequency of the external clock signal, in the range of 5 decades. As the operational frequency increases, the amplitude remains stable whilst the Total Harmonic Distortion (THD) decreases. The type of SC-filter IC used in this experiment was the IC-MF5. This principle can be applied for both filter and oscillator. The experiment used to confirm the validity of the theory is included in this paper.

1 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

2 ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ อ.เมือง จ.พิษณุโลก 65000

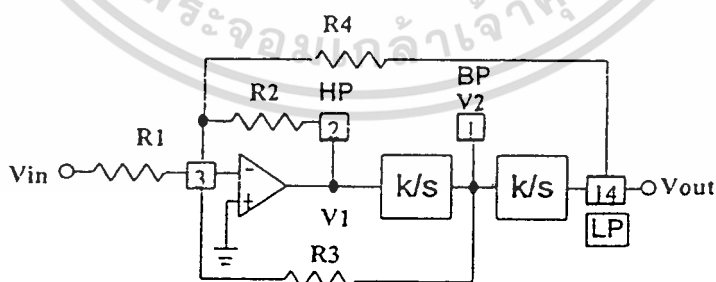
คำนำ

โดยทั่วไปแล้ววงจรให้กำเนิดคลื่นรูปไซน์ นับได้ว่ามีความสำคัญมากในงานหลาย ๆ ประเภท อาทิ งานด้านเครื่องมือวัดและทดสอบ , งานด้านการสื่อสาร และประมวลผลสัญญาณ เป็นต้น ซึ่งกรรมวิธีในการสร้างสัญญาณรูปไซน์ ในปัจจุบันสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรรมวิธีใหญ่ ๆ ด้วยกันคือ (1) สร้างวงจรป้อนกลับแบบบวกในรูปของสัญญาณต่อเนื่อง อาทิเช่น วงจรเวเนบริดจ์ , เฟสชิฟท์ เป็นต้น (2) สร้างจากการบันทึกเก็บข้อมูลดิจิทัลคลื่นรูปไซน์ไว้ในรอม(ROM) แล้วอ่านค่าออกมาแปลงให้เป็นสัญญาณไซน์ดิจิทัล (3) สร้างจากการคำนวณของสมการผลต่างด้วยคอมพิวเตอร์แล้วส่งข้อมูลมาแปลงเป็นสัญญาณไซน์ในรูปแบบดิจิทัล และ (4) สร้างจากโครงข่ายของสวิตช์คาปาซิเตอร์ซึ่งเหมาะสำหรับการสร้างสัญญาณความถี่ต่ำถึงปานกลาง โดยมีการเลื่อนความถี่ใช้งานได้ง่ายและสะดวกเพียงแต่เปลี่ยนสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์คาปาซิเตอร์ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลต

ดังนั้นในบทความนี้จึงได้เสนอการนำเอาวงจรกรองย่านความถี่สวิตช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ที่มีขยายคาทอนกลางมาสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยการเพิ่มส่วนป้อนกลับให้แก่ส่วนของแบนด์พาสฟิลเตอร์ดังกล่าวทำให้ได้วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำถึงปานกลาง ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ 5 ดีเคด โดยสัญญาณนาฬิกา , วงจรมีเสถียรภาพดี , และมีแอมพลิจูดคงที่ตลอดย่านการทำงาน โดยวงจรรวมสวิตช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ ที่นำมาใช้ทดสอบคือเบอร์ MF5 และได้ชี้ให้เห็นว่าเพียงเราเพิ่มวงจรออปแอมป์อีกหนึ่งตัวลงไปยังวงจรรวมของ MF5 ก็จะทำให้วงจรรวมดังกล่าวสามารถประยุกต์ใช้งานได้ทั้งฟิลเตอร์ และออสซิลเลเตอร์ได้สะดวก โดยไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุภายนอก และมีการต่อตัวต้านทานภายนอกเพียงอีกเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้แล้วในบทความนี้ยังได้เสนอแบบจำลองในการวิเคราะห์หาค่า THD ไว้ด้วย

หลักการทํางาน

เพื่อให้การทำความเข้าใจวงจรกำเนิดคลื่นสัญญาณรูปไซน์ได้ง่ายขึ้น อันดับแรกจะขอกล่าวถึงวงจร Active State variable filter ที่เป็นโครงสร้างหลักของ MF5 โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างหลักของ MF5

โดยที่ R_1 , R_2 , R_3 และ R_4 เป็นความต้านทานภายนอกจากการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง V_{in} กับ V_2 จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อ V_2 และต่อ $\frac{R_3}{R_1} \left(K \frac{R_2}{R_3} \right) / S$ ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (1)

$$V_{in} = \frac{S^2 + SK \frac{R_2}{R_3} + K^2 \frac{R_2}{R_4}}{S^2 + SK \frac{R_2}{R_3} + K^2 \frac{R_2}{R_4}}$$

และเมื่อเปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองแถบความถี่ผ่านของสมการไบควอด ซึ่งแสดงดังสมการที่ 2

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{\omega_0}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_0 S}{Q} + \omega_0^2} \quad (2)$$

เราจะได้ว่า $Q = R_3 \sqrt{\frac{1}{R_2 R_4}}$, $\omega_0 = K \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$ และ $H_0 = -\frac{R_3}{R_1}$ โดยที่ค่า $K = \frac{2\pi \cdot f_{clk}}{100}$ หรือ $K = \frac{2\pi \cdot f_{clk}}{50}$

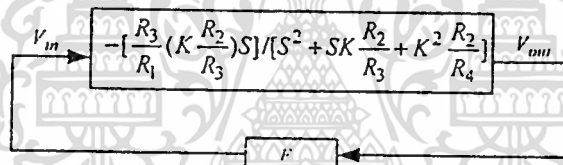
เมื่อนำเอาฟังก์ชันถ่ายโอนจาก (1) ไปทำการป้อนกลับ ดังแผนภูมิในรูปที่ 2 เราจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 3

$$S^2 + SKR_2 \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{FR_1} \right) + K^2 \frac{R_1}{R_4} = 0 \quad (3)$$

ถ้า $F = -\frac{R_3}{R_1}$ จะทำให้แผนภูมิในรูปที่ 2 กลายเป็นตัวกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ซอสต์ดอลโดยมีความถี่ของการ

ออสซิลเลตเป็น ω_0 โดยที่ $\omega_0 = K \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$ หรือ $\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_{clk}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$ หรือ $\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_{clk}}{50} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$ ซึ่งขึ้นอยู่กับ

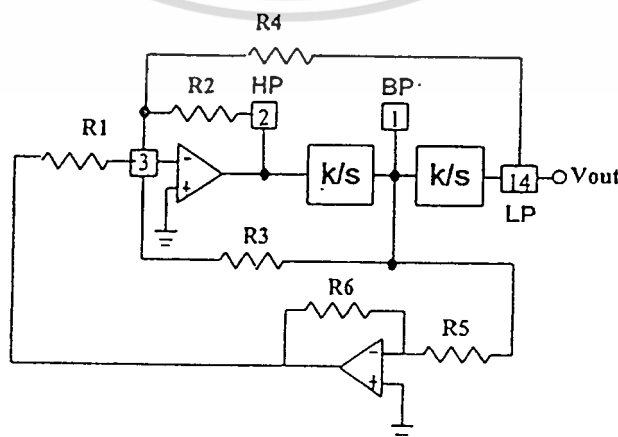
กับการเลือกสัญญาณนาฬิกาควบคุมในตัว MF5



รูปที่ 2 แผนภูมิฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 2 เรานำเอาวงจรรวม MF5 มาต่อเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านและในส่วนของวงจร ป้อนกลับ F มีอัตราขยายเป็น $-\frac{R_3}{R_1}$ โดยใช้วงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์ลิไฟเออร์ ดังแสดงในรูปที่ 3

วงจรและการทดลอง



รูปที่ 3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ต่ำถึงปานกลาง ที่ได้นำเสนอ

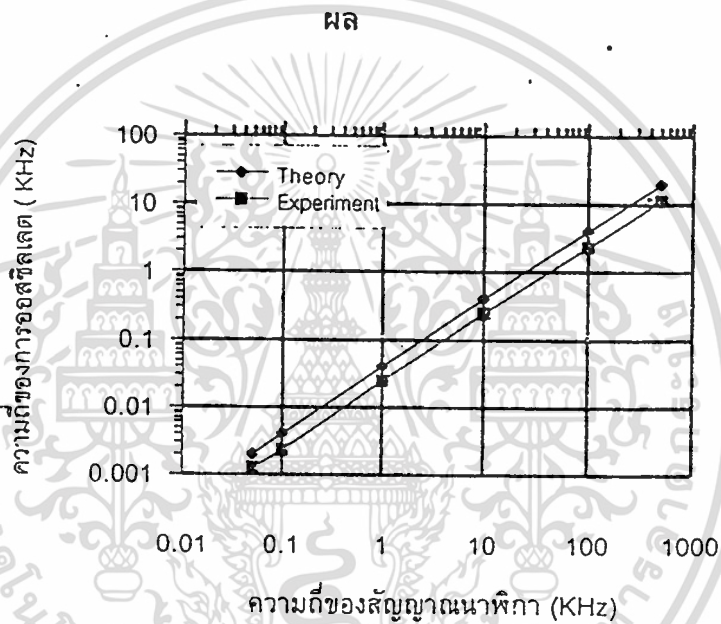
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่โดยที่ $R_1 = 10K\Omega$, $R_2 = 20K\Omega$, $R_3 = 15K\Omega$, $R_4 = 50K\Omega$ และ R_5, R_6 จะเป็นสัดส่วน อัตราขยาย

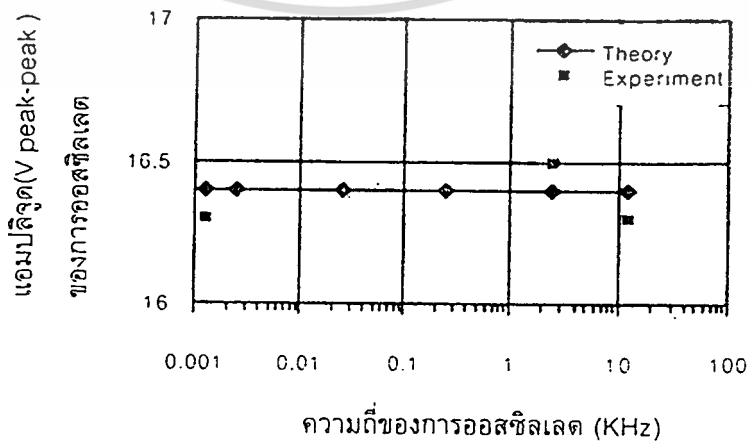
ของสัญญาณป้อนกลับแบบลบของ F โดยที่ R_6 จะใช้เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้มีค่า $200K\Omega$ และ

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

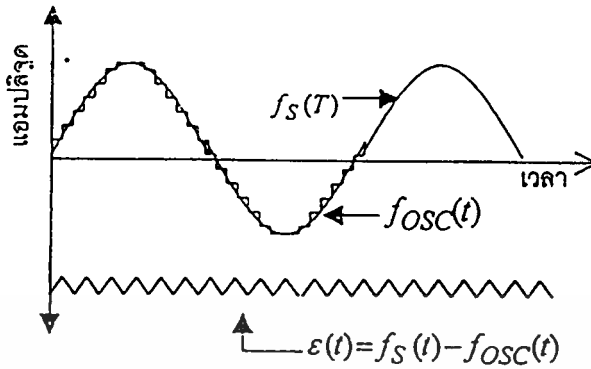
$R_5 = 50K\Omega$ จากสมการ (3) เมื่อค่า $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_3}{R_1}$ จะเห็นได้ว่าสมการที่ (3) แสดง ลักษณะของสมการอนุพันธ์อันดับที่สองที่ให้ผลตอบสนองทางธรรมชาติของสัญญาณเอาร์ทพุทที่เป็นลักษณะสัญญาณไซน์รูปซอลดอลวงจรเกิดการออสซิลเลตขึ้นได้ โดยการทดลอง เราปรับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาความถี่ต่าง ๆ กัน จาก 50Hz - 500KHz ที่ขา 8 ของ MF5 เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตซึ่งผลการทดลองที่ได้ แสดงในรูปที่ 4 และ รูปที่ 5



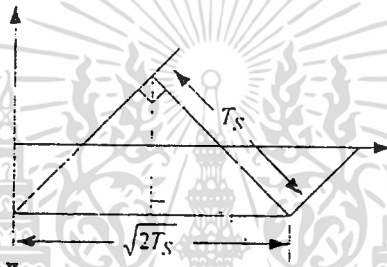
รูปที่ 4 กราฟความสัมพันธ์การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณนาฬิกา 50Hz-500KHz กับความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 5 กราฟความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงการออสซิลเลต ความถี่ 1Hz-15kHz ยืนยันการคำนวณค่าแอมพลิจูดของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 8 แสดงสัญญาณไซน์ที่ได้จากการออสซิลเลตกับสัญญาณไซน์ที่ถูกสุ่มตัวอย่างและคงค่าไว้

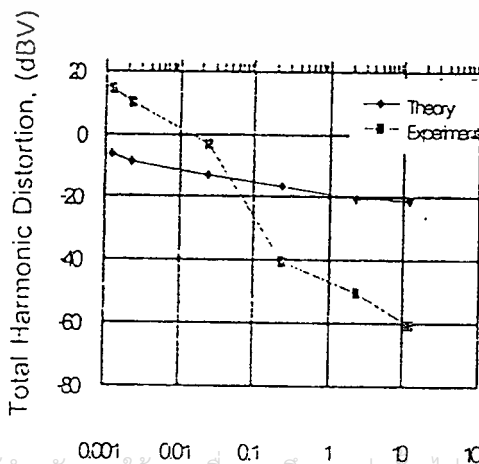


รูปที่ 9 รูปสัญญาณผิดพลาดซึ่งประมาณค่าเป็นคลื่นสามเหลี่ยมมุมฉาก ซึ่งผลจากการวิเคราะห์หองค์ประกอบของสัญญาณ $\epsilon(t)$ ดังกล่าวจะได้ว่า

$$\epsilon(t) = -\frac{4}{\omega_s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n\omega_s t)}{n^2} \tag{4}$$

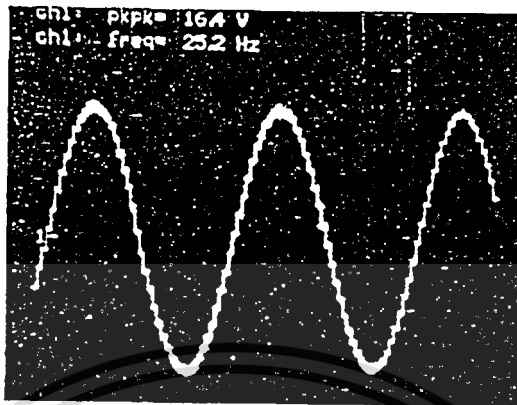
$$THD = \frac{\frac{16}{\omega_s^4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^4}}{A^2} \tag{5}$$

เมื่อ n เป็นจำนวนเต็มคี่ และ ω_s คือความถี่มูลฐานของสัญญาณนาฬิกาโดยผลการทดลองวัดค่า THD เปรียบเทียบกับทฤษฎีแสดงได้ในรูปที่ 9

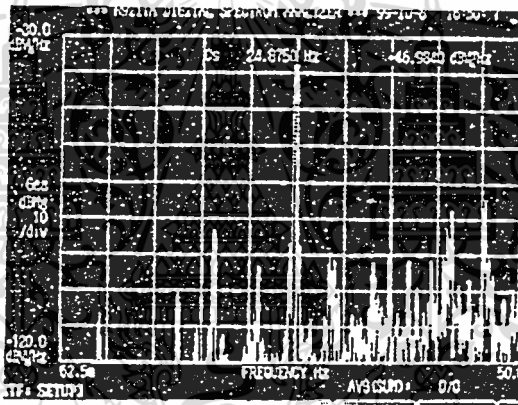


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกความถี่ของการออสซิลเลต (KHz) ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 10 กราฟค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (THD) ของการออสซิลเลต ระหว่างทฤษฎีกับการทดลองจริง



รูปที่ 6 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อป้อนความถี่สัญญาณนาฬิกา 1KHz ได้ผลเป็นสัญญาณไซน์ซอลดอล ความถี่ 25.2 Hz



รูปที่ 7 ผลการทดลอง เส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิกที่หนึ่งของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 24.8750 Hz เมื่อป้อนความถี่สัญญาณนาฬิกา 1 KHz

จากความสัมพันธ์ของกราฟในรูปที่ 4 และรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบ มีความเป็นเชิงเส้นดีที่สุดในช่วง ความถี่ของการออสซิลเลต 10 Hz-10 KHz และมีแอมพลิจูดคงที่ในอัตราค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ตลอดย่านการใช้งานเช่นกัน ซึ่งแสดงผลการทดลองได้ในรูปที่ 6 และรูปที่ 7

การวิเคราะห์ค่า THD

เนื่องจากสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ได้จากการออสซิลเลต มีลักษณะเช่นเดียวกับสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ถูกสุ่มตัวอย่างและค้ำค่าเอาไว้ ดังนั้นเราจะใช้แนวความคิดในการพิจารณาค่า THD โดยพิจารณาสัญญาณในรูปที่ 8 โดยที่ $f_{osc}(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการออสซิลเลตซึ่งประมาณเป็นสัญญาณรูปไซน์และ $f_s(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่แท้จริงดังนั้นถ้าเราพิจารณาว่า สัญญาณนาฬิกา ที่ใช้ในการควบคุม การออสซิลเลต หรืออีกนัยหนึ่งก็คือสัญญาณนาฬิกาใช้ควบคุมการสุ่มตัวอย่างและค้ำค่าสัญญาณมีความถี่สูงมากกว่าสัญญาณที่ได้จากการออสซิลเลตแล้ว รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เราจะประมาณได้ว่า $f_{osc}(t) = f_s(t) + \epsilon(t)$ โดยที่ $\epsilon(t)$ เป็นสัญญาณของความผิดพลาดดังนั้นค่าไปใช้ THD ก็จะขึ้นอยู่กับเทอมของ $\epsilon(t)$ และประมาณว่า $\epsilon(t)$ เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมมุมฉากดังในรูปที่ 8

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

สรุป

จากหลักการนำเสนอการประยุกต์ใช้วงจรรวม MF5 ซึ่งมีโครงสร้างเป็นแบบ Active State variable filter เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวข้างต้นที่ให้ผลการออสซิลเลตย่านความถี่ต่ำถึงปานกลาง 5 ดีเคตโดยเพียงเราต่อออปแอมป์และความต้านทานภายนอกอีกเพียงเล็กน้อยเพื่อเป็นส่วนป้อนกลับเราจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวข้างต้นซึ่งเราสามารถปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลต ω_0 ได้ง่ายโดยการปรับค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกและมีแอมพลิจูดคงที่ตลอดย่านการใช้งานซึ่งจากผลการทดลองเราทดสอบโดยป้อนความถี่ของสัญญาณนาฬิกา 50 Hz - 500 KHz จากภายนอกเข้าไป แล้วดูค่าความถี่ของการออสซิลเลตและขนาดแอมพลิจูดของการออสซิลเลตซึ่งจากผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 4 5 6 และ 7 สอดคล้องต้องกันกับทฤษฎีเป็นอย่างดี และค่า THD จะมีค่าต่ำซึ่งจริงไม่ต้องอาศัยตัวเก็บประจุภายนอกเลย

เอกสารอ้างอิง

- AHMAD I. ABU-EL-HAIJA, MOHAMMAD M. AL-IBRAHIM.: "Digital Oscillator Having Low Sensitivity and Roundoff Errors," IEEE Trans. Aerospace and Electronic System, vol. AES-22, No.1, pp. 28-33, January 1986.
- DOUGLAS B.COX.: "A Digitally Programmable Switched-Capacitor Universal Active Filter/Oscillator," IEEE Journal of Solid State Circuit, vol. SC-18, No. 4, pp. 383-389, August 1983.
- J.M.WORLEY.: "High-Resolution Digital Sinewave Generation," Electronic.Lett., 1983, 19, 3, pp. 123-124
- J L.HUERTAS. A RODRIGUEZ. VAZQUEZ. And H PEREZ VERDU.: "A Novel SC Oscillator," IEEE Trans. On Circuit and System, Vol. CAS-31, No-3, pp.310-312, March 1984.
- K. FURUNO, K. HIRANO, Y. ITO.: "Design Of Digital Sinusoidal Oscillators With Absolute Periodicity," IEEE Trans. Aerospace and Electronic System, vol. AES-11, No6, pp. 1286-1298, November 1975.
- PAUL E. FLEISCHER, A. GANESAN and KENNETH R. LAKER.: "A Switched Capacitor Oscillator with Precision Amplitude Control and Guaranteed Start-up," IEEE Journal of Solid State Circuit, vol. SC-20, No. 2, pp. 641-647, April 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นามสกุล	นาย ธนาวุธ เชื้อเจริญ
วัน เดือน ปี เกิด	2 พฤษภาคม 2512
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดสุรินทร์
ประวัติการศึกษา	วิทยาศาสตรบัณฑิต (วทบ.) สาขาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ ปีการศึกษา 2533
ประวัติการทำงาน	อาจารย์ประจำ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ 2537-ปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้